

TESIS DOCTORAL

Redes de conmutación de paquetes
ópticos basadas en el intercambio de
etiquetas multiplexadas por
subportadora

Gustavo Adolfo Puerto Leguizamón

Directora: Beatriz Ortega Tamarit
Doctora Ingeniera de Telecomunicación

Departamento de Comunicaciones

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA

Valencia, 2007

Sin duda a mis Padres, a Julián y Karen

*No basta saber,
se debe también aplicar.
No es suficiente querer,
se debe también hacer.*

Goethe.

Agradecimientos

No podía dejar pasar esta oportunidad para agradecer a las personas que me han acompañado durante estos años de trabajo.

En primer lugar a mi directora de tesis, Beatriz, por ser guía y fuente de nuevas ideas y por enseñarme que la perseverancia vence cualquier barrera y a José Capmany por brindarme la oportunidad de realizar la tesis en este excepcional grupo.

Del mismo modo, quisiera agradecer a mi familia y en especial a mis padres por el apoyo que siempre me han brindado, ellos han establecido los cimientos de mi vida, e indiscutiblemente, son mi fuente de inspiración.

También quiero dar las gracias a los amigos y compañeros del grupo de comunicaciones ópticas que en una u otra forma han colaborado en la realización de este trabajo, especialmente a Daniel, Alfonso y Lola, sin ellos el demostrador del proyecto hubiese sido una utopía. Asimismo, agradezco especialmente a José Mora sus valiosas discusiones y consejos en la parte final de la tesis.

Finalmente, quiero agradecer a la Generalitat Valenciana por la concesión de la beca de formación de personal investigador (FPI) que me han otorgado para la realización de esta tesis doctoral, así como a la Unión Europea por los fondos concedidos al proyecto LABELS con los cuales se adquirieron los equipos de laboratorio utilizados en esta tesis.

A todos, gracias.

Resumen

En esta tesis doctoral se presenta un sistema de conmutación de paquetes ópticos concebido como plataforma física para la siguiente generación de redes de datos denominada Internet Óptico. Las discusiones y demostraciones presentadas en esta tesis incluyen una descripción completa del diseño del nodo además de la integración de los sistemas opto-electrónicos y fotónicos que conforman un elemento viable de red, un nodo de conmutación de paquetes ópticos. En este contexto, el paradigma de la conmutación o intercambio de etiquetas ópticas permite la realización de una plataforma multi-servicio unificada que ofrece una utilización ágil y efectiva del ancho de banda disponible para el soporte de comunicaciones de voz, datos y servicios multimedia transportados en paquetes IP. En general, los nodos de conmutación de paquetes ópticos con intercambio de etiqueta que incluyen estructuras de conmutación y encaminamiento por longitud de onda además de un procesamiento en paralelo de las etiquetas permiten la conmutación de paquetes asíncronos de tamaño variable, ráfagas de paquetes y conexiones de conmutación de circuitos ópticos. Por otro lado, la explotación de los dominios de longitud de onda, tiempo y espacio permiten resolver los eventos de colisión de paquetes presentes en los nodos de la red sin recurrir a las técnicas de almacenamiento y envío presentes en los routers convencionales electrónicos, los cuales llevan asociados grandes requerimientos de capacidad de memoria. En esta tesis, además de las características mencionadas anteriormente, se han demostrado dos arquitecturas que permiten resolver las colisiones en el nodo además de un esquema de conformación de tráfico que permite regular la transmisión de los paquetes y crear clases equivalentes de tráfico con la posibilidad de incorporar prioridad a cada uno de ellos y realizar encaminamiento basado en prioridades. Junto con las demostraciones experimentales de estas características, se presentan los resultados obtenidos de simulaciones que evalúan las particularidades del nodo en un entorno de red. En conjunto, los resultados experimentales y de simulación del nodo de conmutación de paquetes ópticos muestran unas prestaciones prometedoras para el soporte de aplicaciones de transmisión de datos y contenido multimedia en una plataforma fotónica con paquetes conmutados directamente en la capa óptica.

Abstract

In this doctoral thesis work an optical packet switching system designed as a physical platform for the next generation networks is presented. Discussions and demonstrations presented in this work include a full description of the node design as well as the integration process of the optoelectronic and photonic systems that compose a viable network element, an optical packet switching node. In this context, the optical label switching paradigm allows to achieve a unified multi-service platform with effective and agile utilization of the available bandwidth for the support of voice, data and multimedia services conveyed on IP packets. In particular, the optical switching nodes with label swapping capabilities including wavelength routing switching fabrics and parallel label processing allow the forwarding of asynchronous variable length packets, burst and circuits. On the other hand, by exploiting the wavelength, time and space domains, the contention resolution can be solved without relying on store and forward techniques associated with large buffer requirements presented on the conventional electronic routers. Moreover, in this doctoral thesis two architectures have been demonstrated in order to solve the packet contention in the node as well as a scheme of traffic shaping which allows regulating the packet transmission and creating forwarding equivalent classes with the possibility to incorporate priority to the transported packets and run priority based routing. Beside the experimental demonstrations of these characteristics, the results of the simulation work which assess the particularities of the node in a network environment are also presented. Overall, both the experimental and simulation results of the optical packet switching node show a promising performance for the support of data communications and multimedia applications in a photonic platform with packets switched directly at the optical layer.

Resum

En esta tesi doctoral es presenta un sistema de conmutació de paquets òptics concebut com plataforma física per la següent generació de xarxes de dades denominada Internet Òptica. Les discussions i demostracions presentades en esta tesi inclouen una descripció completa del disseny del node, i també de la integració dels sistemes opto-electrònics i fotònics que constitueixen un element viable de xarxa, un node de conmutació de paquets òptics. Dins d'este context, el paradigma de conmutació o intercanvi d'etiquetes òptiques permet la realització d'una plataforma multi-servei unificada, que ofereix una utilització àgil i efectiva del ample de banda disponible, per al suport de comunicacions de veu, dades i servicis multimedia transportats en paquets IP. En general, els nodes de conmutació de paquets òptics amb intercanvi d'etiqueta que inclouen estructures de conmutació i encaminament per longitud d'ona, amb processat en paral·lel de les etiquetes, permeten la conmutació de paquets asíncrons de tamany variable, ratxes de paquets i connexions de conmutació de circuits òptics. Per altra banda, l'explotació dels dominis de longitud d'ona, temps i espai, permeten resoldre els events de col·lisió de paquets presents en els nodes de la xarxa, sense recórrer a tècniques d'enmagatzematge i reenviament presents en els routers convencionals electrònics, els quals porten associats grans requeriments de capacitat de memòria. En esta tesi, apart de les característiques nomenades abans, se ha demostrat dos arquitectures que permeten resoldre les col·lisions en el node, a més d'un esquema de conformació de tràfic que permet regular la transmissió dels paquets i crear classes equivalents de tràfic, amb la possibilitat d'incorporar prioritat a cada paquet, i realitzar encaminament basat en prioritats. Junt a les demostracions experimentals d'estes característiques, es presenta els resultats obtesos de simulacions que evaluen les particularitats del node dins d'un entorn de xarxa. En conjunt, els resultats experimentals i de simulació del node de conmutació de paquets òptics mostren unes prestacions prometedores pel suport d'aplicacions de transmissió de dades i contingut multimedia, en una plataforma fotònica amb paquets conmutats directament dins de la capa òptica.

Contenido

1. Introducción	1
1.1 Introducción a las redes ópticas	1
1.2 Evolución en el transporte de la información	4
1.3 Justificación	6
1.4 Objetivos y estructura de la tesis	9
Referencias	11
2. Conmutación de paquetes ópticos: Conceptos fundamentales	13
2.1 Introducción	13
2.2 Encaminamiento y transporte de paquetes IP	14
2.2.1 Protocolo de Internet (IP)	14
2.2.1.1 Arquitectura del router IP	15
2.2.2 MPLS	16
2.2.3 MPLambdaS	18
2.2.4 GMPLS	19
2.3 Técnicas de codificación de etiquetas	23
2.3.1 Etiquetado TDM	23
2.3.2 Etiquetado por subportadora óptica SCM	24
2.3.3 Etiquetado ortogonal	25
2.3.4 Etiquetado WDM	26
2.3.5 Etiquetado OCDM	27
2.3.6 Comparación de las técnicas de etiquetado	27
2.4 Nodos de conmutación de paquetes ópticos	28
2.4.1 Proyecto KEOPS	29
2.4.1.1 Arquitectura de Red	29
2.4.1.2 Formato de Paquetes	30
2.4.1.3 Arquitectura de Nodo	30
2.4.2 Proyecto OPERA	33
2.4.3 Proyecto STOLAS	35
2.4.3.1 Diseño de Red	36
2.4.3.2 Arquitectura de Nodo	37
2.4.3.3 Intercambiador de etiqueta	38
2.4.4 Proyecto DAVID	39

2.4.4.1	Arquitectura MAN	40
2.4.4.2	Arquitectura WAN	41
2.4.5	Proyectos en la Universidad de California	42
2.4.6	Comparación de los proyectos	44
	Referencias	46
3.	Nodo de conmutación de paquetes ópticos con intercambio de etiquetas	
	basadas en multiplexación por subportadora	50
3.1	Introducción	50
3.2	Descripción general del nodo	51
3.3	Extractor de etiqueta	53
3.3.1	Técnica de extracción de etiqueta mediante detección directa	53
3.3.2	Técnica de extracción de etiqueta mediante filtrado óptico	57
3.4	Controlador	63
3.4.1	FPGAs	64
3.4.2	Implementación del controlador de nodo	67
3.4.3	Microprocesador	69
3.4.4	Bloque de disparo y registro de etiquetas	69
3.4.5	Transmisor	70
3.4.6	Receptor	70
3.4.7	Tabla de encaminamiento	71
3.4.8	Control de envío	73
3.5	Búfer óptico	75
3.6	Re-escritura de etiqueta y conversión de longitud de onda	75
3.6.1	Modulación de etiqueta	77
3.6.2	Conversión de longitud de onda	79
3.6.2.1	Modulación de ganancia cruzada	80
3.6.2.2	Modulación de fase cruzada	81
3.6.2.3	Esquema de conversión todo-óptica y regeneración 2R	82
3.7	Bloque de encaminamiento	87
3.8	Caracterización experimental del nodo	89
3.8.1	Extracción de etiqueta	91
3.8.2	Controlador	93
3.8.3	Búfer óptico	95
3.8.4	Conversión de longitud de onda y reescritura de etiqueta	96
3.8.5	Encaminamiento	98
3.8.5.1	Encaminamiento de paquetes de tamaño variable	100
	Referencias	108
4.	Integración del nodo en redes ópticas de conmutación de paquetes:	
	Internet óptico	112
4.1	Introducción	112
4.2	Control y gestión de la red de conmutación de paquetes ópticos	113
4.3	Interoperabilidad entre modos de transporte	115
4.4	Sincronización del nodo	121
4.5	Dimensionado de redes de conmutación de paquetes ópticos SCM	127
4.5.1	Medidas experimentales	128
4.5.2	Modelado del sistema	131
4.6	Resolución de colisiones en redes de conmutación de paquetes ópticos	133
4.6.1	Solución de colisiones mediante deflexión en longitud de onda	134

4.6.2 Solución de colisiones mediante conversores en paralelo	138
4.6.3 Simulaciones	141
4.6.3.1 Prestaciones del esquema de solución de colisiones mediante deflexión en longitud de onda	145
4.6.3.2 Prestaciones del esquema de solución de colisiones mediante conversores en paralelo	147
4.7 Conformación de tráfico	149
4.7.1 Simulaciones	151
4.7.2. Efecto de la conformación de tráfico en la recepción de etiquetas ópticas	153
4.8. Encaminamiento y solución de colisiones en base a prioridades	156
4.8.1 Evaluación del encaminamiento basado en prioridades en las prestaciones de una red de conmutación de paquetes ópticos	162
4.9 Multicast	165
Referencias	169
5. Conclusiones y líneas abiertas.....	173
5.1 Conclusiones	173
5.2 Líneas abiertas	178
A1. Generación de paquetes ópticos con etiquetado basado en multiplexación de subportadora	180
A1.1 Combinación Directa en RF y modulación en doble banda lateral	183
A1.2 Combinación Directa en RF y modulación en banda lateral única	186
A1.3 Modulación Diferencial.....	188
A1.4 Combinación Óptica.....	189
A1.5 Comparación de los sistemas	192
Referencias	193
A2. Características y procedimiento de sintonización de las redes de difracción utilizadas en el sistema.....	194
Referencias	199
A3. El lenguaje de descripción de hardware VHDL.....	200
Referencias	204
A4. El simulador NS (Network Simulator)	205
Referencias	209
A5. Publicaciones científicas del autor	210
A5.1 Publicaciones científicas relacionadas con la tesis en revistas internacionales.....	210
A5.2 Publicaciones científicas relacionadas con la tesis en congresos internacionales.....	211
A5.3 Publicaciones científicas relacionadas con la tesis en congresos nacionales ..	212
A5.4 Otras publicaciones científicas del autor en revistas internacionales.....	212
A5.5 Otras publicaciones científicas del autor en congresos internacionales	213
A5.6 Otras publicaciones científicas del autor en congresos nacionales	213

Lista de figuras

1.1. Evolución de las redes de datos ópticas – situación actual y evolución en los próximos años.....	5
1.2. Clasificación del uso de Internet por regiones del mundo. (a) Número de usuarios por región. (b) Distribución del total de usuarios. Fuente: InternetWorldStats.....	7
1.3. Tráfico IP actual y pronóstico de crecimiento. Fuente: <i>Cisco Systems</i>	7
1.4. Evolución y perspectivas de crecimiento del ancho de banda para diferentes tipos de redes.....	8
2.1. Esquemático genérico de un router convencional IP.....	16
2.2. Entorno de red MPLS.....	18
2.3. Red troncal basada en OXC con plano de control de MPLambdaS.....	19
2.4. Esquema jerárquico de LSPs en GMPLS.....	20
2.5. Esquema básico de interoperabilidad entre las futuras redes de conmutación de paquetes ópticos basados en el intercambio de etiquetas con redes de conmutación de circuitos ópticos.....	21
2.6. Arquitectura funcional de un nodo en el entorno de GMPLS.....	22
2.7. Distribución temporal y espectral del etiquetado serial.....	24
2.8. Distribución temporal y espectral del etiquetado SCM.....	24
2.9. Etiquetado con modulación ortogonal.....	25
2.10. Esquema de etiquetado WDM.....	26
2.11. Esquema de etiquetado OCDM.....	27
2.12. Estructura de referencia para la red de conmutación de paquetes en el proyecto KEOPS.....	29
2.13. Formato de paquete propuesto en el proyecto KEOPS.....	30
2.14. Estructura genérica del nodo definido en el proyecto KEOPS.....	31
2.15. Esquema de conmutación por longitud de onda.....	31
2.16. Conexiones locales de red dentro de una subnet y conexiones entre subnets.....	33
2.17. Esquema del nodo en el proyecto OPERA.....	34
2.18. Conversión de longitud de onda basada en dos etapas.....	35
2.19. Intercambio de etiqueta en redes IP sobre WDM. Proyecto STOLAS.....	36
2.20. Dos niveles de etiquetado en el nodo de frontera. Proyecto STOLAS.....	36
2.21. Esquema de paquete óptico IP con dos niveles de etiqueta del proyecto STOLAS.....	37

2.22. Arquitectura del nodo de núcleo	37
2.23. Intercambiador de etiqueta de dos niveles con conversión de longitud de onda desarrollado en el proyecto STOLAS.....	38
2.24. Modelo de red establecido en el proyecto DAVID.....	39
2.25. Estructura genérica del <i>hub</i> en el proyecto DAVID.....	40
2.26. Multiplexor óptico de adición/extracción de paquetes ópticos definido el proyecto DAVID.....	41
2.27. Estructura de difusión y selección.....	42
2.28. Diagrama de bloques funcional del sistema	43
2.29. Estructura no-bloqueante de conmutación	44
3.1. Diagrama de bloques general del nodo de conmutación de paquetes ópticos con capacidad de intercambio de etiqueta.....	52
3.2. Esquema de extracción de etiqueta usando detección directa.....	54
3.3. Esquema de extracción de etiqueta usando un filtro Fabry-Perot.....	58
3.4. Esquema de extracción de etiqueta basado en un interferómetro Sagnac	59
3.5. Esquema básico de extracción de etiqueta usando redes de difracción de Bragg ...	60
3.6. Extractor de etiqueta con redes de difracción configuradas en tándem	61
3.7. Caracterización del tándem de redes de difracción. (a) Función de transferencia. (b) Retardo de grupo.....	62
3.8. Extractor multicanal de etiquetas basado en un combinador óptico, dos AWG y redes de difracción de Bragg.....	63
3.9. Configuración interna de un FPGA basado en un arreglo simétrico.....	64
3.10. Configuración interna de los <i>slice</i> en un bloque lógico configurable	65
3.11. Configuración interna de un <i>slice</i>	66
3.12. Diagrama de bloques del controlador del nodo óptico implementado en el FPGA	68
3.13. Especificación de los campos que conforman la etiqueta.....	70
3.14. Esquema interno de la tabla de encaminamiento.....	72
3.15. Bloque de control de envío de etiquetas y control de longitud de onda de salida. 74	
3.16. Descripción del tiempo de procesamiento de etiqueta en el controlador del nodo 74	
3.17. Esquema de generación de etiqueta óptica SCM.....	77
3.18. Espectro RF de la subportadora a 18 GHz presente en la salida del modulador óptico	78
3.19. Respuesta espectral del conjunto de redes de difracción	79
3.20. Esquema de conversión en XGM. (a) Codireccional. (b) Contradireccional.....	81
3.21. Esquema de conversión en XPM. (a) Codireccional. (b) Contradireccional.....	82
3.22. Respuesta de XGM con respecto a la potencia de la señal de continua.....	83
3.23. Respuesta de XGM con respecto a la potencia de la señal de bombeo.....	83
3.24. Distribución interna de los amplificadores de semiconductor en los convertidores basados en XPM. (a) HHI. (b) Alcatel	84
3.25. Caracterización del convertidor de longitud de onda basado en XPM. (a) Punto de trabajo del convertidor SOA-XPM de HHI. (b) Función de transferencia del convertidor HHI. (c) Punto de trabajo del convertidor SOA-XPM de Alcatel. (d) Función de transferencia del convertidor de Alcatel	85
3.26. Esquema de dos etapas de conversión de longitud de onda.....	86
3.27. AWG como dispositivo encaminador basado en la longitud de onda.....	87
3.28. Caracterización del AWGR 18X18. Traza punteada: respuesta del AWGR. Traza continua: espectro de un canal SCM	88
3.29. Esquema general del bloque de encaminamiento	88

3.30. Nodo de conmutación de paquetes ópticos SCM	90
3.31. Espectro óptico de los dos canales SCM entrantes al nodo	90
3.32. Comprobación experimental de las prestaciones del extractor de etiquetas. Traza continua: Carga a 10 Gb/s reflejada por la primera red de difracción del tándem. Traza punteada: Etiqueta transmitida a través del tándem	91
3.33. (a) Señal de carga en la entrada del nodo. (b) Señal de carga reflejada por la primera red de difracción del tándem. (c) Etiqueta recuperada después de la primera red de difracción. (d) Señal de etiqueta recuperada después del tándem..	92
3.34. Modelado y comprobación experimental del bloque extractor de etiqueta.....	93
3.35. Relación entre el número de bits de preámbulo y etiquetas recibidas satisfactoriamente en el receptor del controlador del nodo.....	94
3.36. Tasa de recepción de etiquetas en función de la potencia óptica recibida	95
3.37. Tiempo de procesado de etiqueta. Traza superior: Etiqueta recibida. Traza inferior: nueva etiqueta transmitida.....	95
3.38. Efecto paso bajo de la etapa de conversión de longitud de onda en XGM	96
3.39. Proceso de conversión de longitud de onda y re-escritura de etiqueta. (a) Salida conversor XGM con señal de carga. (b) Salida conversor XPM con señal de carga. (c) Subportadora modulada con la nueva etiqueta Traza continua: después del conjunto de FBG, traza punteada: antes del conjunto de FBG. (d) Señal SCM con etiqueta re-escrita en la carga	97
3.40. Diagramas de ojos resultantes del proceso de conversión de longitud de onda de dos etapas. (a) Salida XGM canal 1. (b) Salida XPM canal 1. (c) Salida XGM canal 2. (d) Salida XPM canal 2.....	98
3.41. Canales de salida del nodo. (a) Dos canales por el mismo puerto de salida. (b) Cada canal por un puerto distinto. Traza continua: puerto de salida 1. Traza punteada: puerto de salida 2.....	99
3.42. Encaminamiento de paquetes ópticos. (a) Paquetes en la entrada del nodo. (b), (c) Paquetes a la salida del router capturados en los puertos de salida 1 y 2 respectivamente	99
3.43. Medidas experimentales de la tasa de error de bit (BER) de los dos tipos de paquete procesados en el nodo	100
3.44. Escenarios de encaminamiento de paquetes. (a) Paquete de mayor longitud a través del puerto 1. (b) Paquete de menor longitud a través del puerto 2	101
3.45. Medidas experimentales de la tasa de error de bit (BER) de los paquetes de longitud variable procesados en el nodo. Escenario (a).....	102
3.46. Medidas experimentales de la tasa de error de bit (BER) de los paquetes de longitud variable procesados en el nodo. Escenario (b)	102
3.47. Bloque de extracción de etiqueta. (a) Control de temperatura. (b) Montaje completo del bloque de extracción de etiqueta.....	103
3.48. (a) Placa de desarrollo para FPGA de Xilinx. (b) Controlador del nodo	103
3.49. (a) Panel de conexiones del controlador. (b) Montaje del bloque de re-escritura de etiqueta SCM.....	104
3.50. Montaje experimental del bloque de conversión de longitud de onda y encaminamiento.....	104
3.51. Distribución de los bloques que conforman el nodo de conmutación de paquetes ópticos.....	105
4.1. Entorno de gestión de una red de conmutación de paquetes ópticos basada en el intercambio de etiquetas.....	114
4.2. Estructura de la etiqueta para realizar encaminamiento orientado al destino.....	116

4.3. Estructura de la etiqueta para realizar encaminamiento a través de caminos ópticos.....	117
4.4. Nodo de conmutación de paquetes óptico SCM.....	118
4.5. (a) Espectro óptico de los paquetes SCM en el puerto de salida 1 (traza continua) y 2 (traza punteada. (b) Diagrama de ojos de la señal de carga medida en los dos puertos de salida	118
4.6. Encaminamiento de paquetes SCM. (a) Paquetes en la entrada del nodo. (b), (c) Paquetes en los puertos de salida 1 y 2 respectivamente con la misma longitud de onda.....	119
4.7. Resultados experimentales de BER a través de los dos puertos de salida.....	120
4.8. Entorno de red de conmutación de paquetes con IP/WDM	120
4.9. Diagrama de tiempos de los procesos ejecutados en el controlador del nodo.....	122
4.10. Respuesta del láser sintonizable siguiendo un evento de conmutación de longitud de onda.....	123
4.11. Re-ensamblaje de la etiqueta SCM con la carga. (a) Etiqueta y carga sin la incorporación del búfer óptico. (b) Etiqueta y carga alineadas mediante el búfer óptico.....	123
4.12. Representación de los tiempos de guarda definidos en el controlador del nodo .	125
4.13. Demostración experimental que muestra el efecto del procesamiento de señales de carga y etiqueta desalineadas. (a) Carga y etiqueta alineadas. (b) Etiqueta adelantada dentro del tiempo de guarda. (c) Etiqueta adelantada fuera del tiempo de guarda. (d) Etiqueta atrasada dentro del tiempo de guarda. (e) Etiqueta atrasada fuera del tiempo de guarda.....	126
4.14. Montaje experimental para la comprobación en cascada del sistema	128
4.15. Distribución de paquetes y asignación de longitudes de onda para los paquetes de experimento multi-salto en redes de conmutación de paquetes ópticos para: (a) 1 salto, (b) 3 saltos, (c) 7 saltos, (d) 16 saltos	129
4.16. Diagrama de ojos de los paquetes después de (a) 1 salto, (b) 3 saltos, (c) 7 saltos y (d) 16 saltos de red para una potencia recibida de -10 dBm.....	130
4.17. Resultados experimentales de la tasa de BER para diferentes saltos de red	131
4.18. Esquemático del nodo para el modelado del dimensionado de redes ópticas de paquetes SCM	131
4.19. Comparación de los resultados de la tasa de BER del modelado con los resultados experimentales para diferentes saltos de red.....	132
4.20. Predicciones teóricas de la tasa de error de bit para 1, 3, 7, 16, 32, 48 y 64 saltos de red	132
4.21. Diagrama de flujo del algoritmo de solución de colisiones simple mediante conversión de longitud de onda, tiempo y espacio	135
4.22. Esquemático del bloque de encaminamiento del nodo con un caso específico de colisión de paquetes y solución con el método de conversor único	136
4.23. Escenario de solución de colisiones con un único conversor por puerto de salida.....	137
4.24. Resultados experimentales de la tasa de BER de los paquetes P2 y P5 en el esquema de solución de colisiones mediante deflexión de longitud de onda.....	137
4.25. Diagrama de flujo del algoritmo definido en el esquema conjunto en paralelo de resolución de colisiones	139
4.26. Esquemático del bloque de encaminamiento del nodo con un caso específico de colisión de paquetes y solución con el método de conversores en paralelo	139

4.27. Escenario de solución de colisiones con la configuración de convertidores en paralelo	140
4.28. Resultados experimentales de la tasa de BER de los paquetes P2 y P6 en el esquema de solución de colisiones con convertidores en paralelo	141
4.29. Función de distribución del tamaño de paquetes en Internet. Fuente: caída.org.	143
4.30. Función de distribución del tamaño de paquetes en Internet. Fuente: caída.org.	143
4.31. Topología de red utilizada en las simulaciones	144
4.32. Arquitectura de nodo de conmutación de paquetes ópticos con deflexión en longitud de onda.....	145
4.33. Tasa de pérdida de paquetes en la red obtenida con el esquema de solución de colisiones con convertidor único	146
4.34. Porcentaje de pérdida de paquetes para distintos valores de carga de tráfico en relación al número de longitudes de onda en el modelo de convertidor único	147
4.35. Arquitectura de nodo de conmutación de paquetes ópticos con convertidor único de salida implementado en las simulaciones	147
4.36. Tasa de pérdida de paquetes en la red obtenida con el esquema de solución de colisiones con convertidores en paralelo.....	148
4.37. Porcentaje de pérdida de paquetes para distintos valores de carga de tráfico en relación al número de longitudes de onda en el modelo de convertidores en paralelo.....	149
4.38. Arquitectura genérica de los nodos de frontera de entrada y salida.....	150
4.39. Tasa de pérdida de paquetes incorporando esquemas de conformación de tráfico. (a) Simulaciones realizadas con 4 longitudes de onda. (b) Simulaciones con 16 longitudes de onda	151
4.40. Índice de mejora del PLR en función del número de longitudes de onda y conformación de tráfico para varios valores de carga	152
4.41. Retardo medio de la transferencia de paquetes con conformación de tráfico	153
4.42. Configuración del flujo de paquetes y máximas unidades de transmisión con diferentes valores de carga. (a) Carga: 0.2. (b) Carga: 0.4. (c) Carga: 0.6. (d) Carga: 0.8	154
4.43. Medidas experimentales de la tasa de pérdida de paquetes para distintos valores de carga y conformación de tráfico. (a) Carga: 0.2. (b) Carga: 0.4. (c) Carga: 0.6. (d) Carga: 0.8	155
4.44. Medidas experimentales de la tasa de pérdida de paquetes en función de la carga ofrecida por el transmisor para distintos valores de potencia recibida. (a) -13.4 dBm. (b) -13.8 dBm	156
4.45. Diagrama de flujo del algoritmo de encaminamiento basado en prioridades.....	158
4.46. Esquemático del bloque de encaminamiento utilizado en el experimento de encaminamiento basado en prioridades.....	158
4.47. Escenario de encaminamiento basado en prioridades. (a) Paquetes en la entrada del nodo. (b) Caso 1: $P(In2) > P(In2)$. (c) Caso 2: $P(In2) > P(In1)$	159
4.48. Resultados experimentales de la tasa de BER del escenario de encaminamiento basado en prioridades. Caso 1	160
4.49. Resultados experimentales de la tasa de BER del escenario de encaminamiento basado en prioridades. Caso 2	160
4.50. Esquemático del bloque de encaminamiento utilizado en el experimento de colisión extrema con encaminamiento basado en prioridades	161
4.51. Escenario de encaminamiento basado en prioridades con colisión extrema. (a) Paquetes en la entrada del nodo. (b) Paquetes a la salida del nodo.....	162

4.52. Tasa pérdidas de paquetes en la red con encaminamiento basado en prioridades y distribución de paquetes clase 1: 20% y clase 2: 80%.....	163
4.53. Tasa pérdidas de paquetes en la red con encaminamiento basado en prioridades y distribución de paquetes clase 1: 50% y clase 2: 50%.....	164
4.54. Tasa pérdidas de paquetes en la red con encaminamiento basado en prioridades y distribución de paquetes clase 1: 80% y clase 2: 20%.....	164
4.55. Índice de mejora del PLR en función de la distribución de prioridades en los paquetes para varios valores de carga	165
4.56. Estructura de encaminamiento para la realización de envío de paquetes multicast	166
4.57. Escenario de encaminamiento y envío de paquetes unicast y multicast. (a) Paquetes en la entrada del nodo. (b) Paquetes transmitidos por el puerto de salida 1. (c) Paquetes transmitidos por el puerto de salida 2.....	167
4.58. Resultados experimentales de la tasa de BER del escenario de encaminamiento de paquetes unicast y multicast.....	168
A1.1. Generación de señales SCM mediante combinación directa en el dominio RF utilizando un modulador electro-óptico Single Drive.....	183
A1.2. Diagramas de ojos de la señal de carga para varias configuraciones de índice de modulación de carga y etiqueta. (a) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (b) $IM_{Carga}: 0.9, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (c) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.9$	185
A1.3. Diagramas de ojos de la señal de etiqueta para varias configuraciones de índice de modulación de carga y etiqueta. (a) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (b) $IM_{Carga}: 0.9, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (c) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.9$	185
A1.4. Generación de señales SCM mediante combinación directa RF con alimentación simétrica en banda lateral única	186
A1.5. Diagramas de ojos de la señal de carga para varias configuraciones de índice de modulación de carga y etiqueta. (a) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (b) $IM_{Carga}: 0.9, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (c) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.9$	187
A1.6. Diagramas de ojos de la señal de etiqueta para varias configuraciones de índice de modulación de carga y etiqueta. (a) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (b) $IM_{Carga}: 0.9, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (c) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.9$	187
A1.7. Generación de señales SCM mediante modulación diferencial	188
A1.8. Diagramas de ojos de la señal de carga para varias configuraciones de índice de modulación de carga y etiqueta. (a) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (b) $IM_{Carga}: 0.9, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (c) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.9$	189
A1.9. Diagramas de ojos de la señal de etiqueta para varias configuraciones de índice de modulación de carga y etiqueta. (a) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (b) $IM_{Carga}: 0.9, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (c) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.9$	189
A1.10. Generación de señales SCM mediante combinación óptica.....	190
A1.11. Diagramas de ojos de la señal de carga para varias configuraciones de índice de modulación de carga y etiqueta. (a) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (b) $IM_{Carga}: 0.9, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (c) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.9$	191
A1.12. Diagramas de ojos de la señal de etiqueta para varias configuraciones de índice de modulación de carga y etiqueta. (a) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (b) $IM_{Carga}: 0.9, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (c) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.9$	191
A2.1. Proceso de montaje de redes de difracción sobre el sistema de control de temperatura para la realizar la sintonización	196
A2.2. Distribución de las redes de difracción en las cajas de control de temperatura..	197
A2.3. Variación de λ_{BRAGG} en función de la temperatura en la caja de control 1.....	197

A2.4. Variación de λ_{BRAGG} en función de la temperatura en la caja de de control 2....	197
A3.1. Flujo de diseño y programación de FPGAS con VHDL.....	203
A4.1. Estructura del proceso de simulación en NS	206
A4.2. Visualización del comportamiento de los terminales de red en el entorno de NAM	206

Lista de tablas

2.1. Comparativa de las técnicas de codificación de etiquetas ópticas	28
3.1. Especificaciones de los principales componentes del nodo de conmutación de paquetes ópticos.....	107
4.1. Tabla de encaminamiento implementada en las simulaciones.....	145
4.2. Tamaños de paquete configurados en el nodo de frontera y probabilidad de ocurrencia	153
A2.1. Especificaciones de la batería de redes de difracción.....	195
A2.2. Especificaciones de FGBs en nodo remoto	195
A2.3. Especificaciones del tándem de redes de difracción.....	195
A2.4. Frecuencias de referencia del sistema y especificación del estiramiento de las redes de difracción	196

Capítulo 1

Introducción

1.1 Introducción a las redes ópticas

Las tecnologías de transmisión por fibra óptica han evolucionado en la última década debido a la creciente demanda de servicios de alta velocidad y gran ancho de banda. Este hecho está provocando cambios sustanciales en las arquitecturas de las redes ópticas, principalmente por las grandes prestaciones alcanzadas por las soluciones brindadas a través de la multiplexación por división de longitud de onda (*Wavelength Division Multiplexing*, WDM) que han permitido un aumento espectacular en la capacidad de las redes ópticas de transporte. En particular, este desarrollo ha conducido a la definición de tres niveles en la escala evolutiva de las redes ópticas, en concreto, redes de primera, segunda y tercera generación.

La primera generación de arquitecturas de redes ópticas se basa en enlaces WDM punto a punto en los cuales todo el tráfico proveniente de un enlace se extrae en cada nodo y se convierte completamente del dominio óptico al dominio eléctrico con el fin de procesar la información de enrutamiento, a su vez, todo el tráfico de salida del nodo tiene que ser convertido de vuelta a formato óptico antes de ser enviado a través del

correspondiente puerto de salida. El proceso de extraer y agregar la totalidad del tráfico en cada nodo de la red incurre en la utilización de una significativa cantidad de costes de operación en términos de la complejidad de la estructura de conmutación y costes en la transmisión de los datos, particularmente si la mayor parte del tráfico en la red es de paso o “bypass”. En resumen, las redes ópticas de primera generación se caracterizan por utilizar la fibra óptica únicamente como medio de transmisión de alta capacidad, como resultado, todo el procesado, enrutamiento y conmutación se realiza en el dominio eléctrico. Por este motivo y a fin de minimizar los costes de operación en la red se introducen dispositivos de adición-extracción, los cuales permiten la extracción del tráfico correspondiente a cada nodo dejando pasar el resto del tráfico de la red, evitando el procesamiento innecesario de todo el tráfico en todos los nodos de la red. Este concepto conduce a la definición de las redes ópticas de segunda generación llamadas también redes de encaminamiento por longitud de onda o redes de conmutación de circuitos ópticos [ALF00].

En redes ópticas de segunda generación se pretende realizar funciones adicionales en el dominio óptico además de la simple transmisión punto a punto. En particular, el enrutamiento y la conmutación además de ciertas funciones relacionadas con el control, gestión y protección de la red que aporta un considerable ahorro en equipos y procesado electrónico en los nodos. Por lo tanto se introduce el concepto de capa óptica, cuyas prestaciones permiten realizar en el dominio óptico las funciones anteriormente descritas.

En este tipo de redes, los usuarios finales o capas cliente tales como SDH (*Synchronous Digital Hierarchy*), ATM (*Asynchronous Transfer Mode*) o IP (*Internet Protocol*) se comunican a través de canales WDM denominados caminos ópticos los cuales son conexiones ópticas extremo a extremo donde la transmisión entre los nodos intermedios se realiza empleando una longitud de onda. En ausencia de conversores de longitud de onda en los nodos de la red, un camino óptico utiliza la misma longitud de onda en todos los enlaces de fibra que lo conforman, sin embargo, este tipo de redes presenta un alto nivel de probabilidades de bloqueo, con la incorporación de conversores en la red se disminuyen las probabilidades de bloqueo pudiéndose tener una longitud de onda distinta para cada conexión con varios caminos ópticos en un mismo enlace físico siempre que no compartan la misma longitud de onda.

Las redes ópticas de segunda generación están basadas en multiplexores de adición-extracción de longitud de onda completamente ópticos (*Optical Add-Drop Multiplexer*, OADM), terminales ópticos de línea (*Optical Line Terminal*, OLT) y matrices de conmutación óptica (*Optical Cross Connect*, OXC) [RAM02].

Un OADM solamente puede terminar ciertos canales seleccionados de la fibra de entrada y permite el paso de otras longitudes de onda sin necesidad de ningún procesamiento. En general, la cantidad de tráfico de paso en la red es significativamente mayor que la cantidad de tráfico que necesita ser extraída en un nodo específico. Por lo tanto, el hecho de usar un OADM y extraer exclusivamente las longitudes de onda cuyo destino final es el nodo actual y permitir el paso del resto de longitudes de onda reduce significativamente los costes de operación de la red. Los OADM permiten la realización de conmutación de circuitos o conmutación de conexiones punto a punto en el dominio óptico, pero su mayor utilización y eficacia se encuentra en la formación de arquitecturas de anillos WDM ópticos para redes de área metropolitana.

Los OLT se encargan finalizar una conexión punto a punto para multiplexar o demultiplexar las longitudes de onda que conforman los caminos ópticos, de igual forma, los OLT se encargan de la adaptación de las señales de la capa cliente (IP, ATM, SDH) a la capa óptica y viceversa. Finalmente, los OXC pueden conmutar una longitud de onda desde cualquiera de sus puertos de entrada a cualquiera de sus puertos de salida. La conversión de longitud de onda en el proceso de conmutación es opcional.

En redes ópticas de segunda generación o redes de enrutamiento por longitud de onda, dado un conjunto de conexiones, el problema de establecer un camino óptico se denomina problema de enrutamiento y asignación de longitud de onda (*Routing and Wavelength Assignment*, RWA) [ZAN00]. Típicamente, las peticiones de conexión pueden ser de tipo estática y dinámica. En el problema del establecimiento de caminos ópticos estáticos (*Static lightpath establishment*, SLE) el conjunto total de conexiones se conoce por adelantado, la solución al problema por lo tanto consiste en establecer caminos ópticos para esas conexiones minimizando los recursos de red tales como el número de longitudes de onda o el número de fibras en la red. En el caso del establecimiento de caminos ópticos dinámico, cada conexión se establece con cada petición generada, posteriormente el camino óptico se libera después de una cantidad finita de tiempo. El objetivo del caso dinámico consiste en establecer caminos ópticos y asignar a cada uno una longitud de onda de manera que se minimice la cantidad de conexiones bloqueantes mientras se maximiza el número de conexiones que se puedan establecer en la red. Las conexiones en las redes de enrutamiento por longitud de onda se caracterizan por ser de tipo estático generando una relativa pobre utilización de la red debido a su poco frecuente reconfiguración y uso dedicado de longitudes de onda por lo tanto no es capaz de acomodar de una manera eficiente la naturaleza altamente variable de tráfico a ráfagas de Internet.

Por este motivo, el debate, y a la vez, el desafío de hoy en día se traduce en cómo suministrar los recursos de red, en donde, la frecuencia en la provisión de caminos ópticos tiene un efecto directo en la gestión de la red y a su vez es totalmente dependiente de la técnica de conmutación óptica utilizada. Por lo tanto, se deben desarrollar arquitecturas de transporte que ofrezcan una rápida provisión de recursos de red y que operen adecuadamente bajo un comportamiento de tráfico a ráfagas a fin de cumplir con los requerimientos en la demanda de ancho de banda en entornos metropolitanos o de área extensa, estos precisamente son los retos planteados en las redes ópticas de tercera generación. Por otro lado, el rápido incremento del tráfico de datos sugiere que las tecnologías completamente ópticas capaces de conmutar a nivel de longitud de onda sean atractivas para cumplir con las demandas de tráfico y ancho de banda. En este sentido, la conmutación de ráfagas ópticas [QIA99] y la conmutación de paquetes ópticos [YAO01] son dos tecnologías prometedoras para el transporte de tráfico directamente sobre redes ópticas WDM.

En la conmutación de ráfagas ópticas los paquetes se concatenan dentro de unidades de transporte referidas como ráfagas, las cuales se encaminan a través de la red de una forma completamente óptica. Esta técnica se basa en una reserva previa de recursos que se realiza a partir de un paquete de control el cual se envía antes que la ráfaga de datos, de forma que los nodos de la red se configuran de acuerdo a la información contenida en el paquete de control. La conmutación de ráfagas ópticas permite un mejor aprovechamiento de los recursos y es más apropiada para el manejo del tráfico a ráfagas que las redes de conmutación de circuitos ópticos. Se considera la conmutación de

ráfagas como un paso de evolución intermedio entre la conmutación de circuitos ópticos y la conmutación de paquetes ópticos.

La conmutación de paquetes ópticos genera una buena utilización de los recursos de red ya que fácilmente alcanza un alto grado de multiplexación estadística, es completamente compatible con técnicas de ingeniería de tráfico y ofrece una configuración dinámica los recursos de red con una granularidad muy fina a nivel de paquete. Las redes de conmutación de paquetes ópticos se pueden clasificar en dos categorías, ranuradas o síncronas y no ranuradas o asíncronas [DIX03]. En una red síncrona como SDH todos los paquetes se deben alinear en la entrada del router para poder ser procesados, además los paquetes se caracterizan por tener un tamaño fijo y se ubican junto con su cabecera dentro de una ranura de tiempo fija y de tamaño superior al del paquete con el fin de proveer un tiempo de guarda entre paquetes. En una red asíncrona (IP), los paquetes pueden tener el mismo tamaño o pueden tener diferentes tamaños y no necesitan ser alineados a la entrada del router para ser procesados [TAN00]. Este hecho incrementa las posibilidades de la existencia de colisiones ya que el comportamiento de los paquetes es más impredecible y menos regulado ocasionando que en ciertos casos dos o más paquetes con la misma longitud de onda puedan estar compitiendo por el mismo puerto de salida en el mismo instante de tiempo. Por otro lado, las redes asíncronas son relativamente más fáciles y menos costosas de construir además de ser más robustas y flexibles comparadas con las redes síncronas.

1.2 Evolución en el transporte de la información

En la actualidad la mayor parte de las redes de datos ópticas se sustentan en la transmisión de paquetes sobre jerarquías digitales síncronas (SDH) o plesiócronicas (PDH) tal y como indica la figura 1.1. Estos sistemas de transmisión, idealmente diseñados para el tráfico telefónico, no son adecuados para la transmisión de datos ya que la asignación de ancho de banda no es flexible y la cantidad del mismo destinado a cabeceras e información para la configuración de protección es muy grande, además, el encaminamiento de los datos debe hacerse previa demultiplexación de la señal, con lo que cada nodo de la red debe incorporar conversores opto-electrónicos y electro-ópticos que los hace costosos y poco eficaces. El método de transporte más empleado en la actualidad, consiste en introducir paquetes IP en celdas de ATM y éstas, sucesivamente en contenedores de tramas de señal SDH que finalmente se transmite empleando una longitud de onda.

Se puede configurar el mismo método de transporte a partir de conexiones *Frame Relay* (FR) y X25. En general, es una opción poco eficiente debido a la gran cantidad de encabezados de ATM incluyendo la necesaria para implementar las capas de adaptación necesarias, pero por el contrario proporciona QoS típica de ATM. En este contexto SDH proporciona protección y reconfigurabilidad frente a fallos de la red. No obstante, la tendencia define un gran interés en redes con IP sobre WDM, ya que la tecnología WDM permite una gran flexibilidad en cuanto a señalización, monitorización y restauración de red y parece razonable pensar que la evolución lógica de las redes sea la de transmitir paquetes IP directamente sobre WDM.

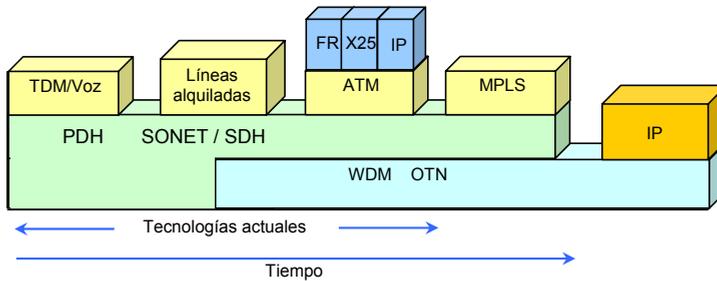


Figura 1.1. Evolución de las redes de datos ópticas – situación actual y evolución en los próximos años

Esta evolución por lo tanto plantea que las funciones de enrutado y conmutación deben realizarse directamente en el dominio óptico, con lo que se da lugar a las redes transparentes o todo-ópticas, cuya ventaja principal sería la independencia del formato y la tasa binaria. Esto ya se ha conseguido en parte en varias redes de segunda generación basadas en WDM, donde la conmutación y el encaminamiento de señales se realizan en función de la longitud de onda de la señal óptica sin conversión previa al dominio eléctrico. Este tipo de conmutación, de naturaleza bastante lenta, sólo es válida para el establecimiento de circuitos o rutas de reconfiguración limitada (milisegundos, segundos, minutos, horas, meses, años), por lo que aunque este tipo de redes son un avance sustancial respecto a las redes actuales, el aprovechamiento del ancho de banda que se hace es todavía moderado, aunque mucho mayor que en las redes de primera generación.

Así pues, la evolución tiende a la introducción de redes de transporte óptico (*Optical Transport Network*, OTN) que conllevaría la simplificación de la actual arquitectura de red IP/ATM/SDH/WDM hacia una arquitectura IP/WDM. Las funcionalidades de red proporcionadas por las capas eliminadas tienen que asumirse entonces entre la capa cliente (IP) y la capa de transporte (WDM).

En este contexto, la tecnología MPLS (MultiProtocol Label Switching) aparece como un complemento excelente, capaz de proporcionar las funcionalidades de ingeniería de tráfico y calidad de servicio en la capa cliente, además de un esquema versátil de encaminamiento basado en el intercambio de etiquetas las cuales transportan la información de control asociado a cada paquete (tamaño del paquete, prioridad, tiempo de vida, etc) con el fin de incrementar las funcionalidades y eficiencia de la red [JOU01]. Cada etiqueta solo tiene significado local, es decir, que en cada nodo se debe re-escribir una nueva etiqueta con la información de encaminamiento del paquete óptico para el siguiente nodo. Siendo el protocolo IP por definición un protocolo basado en la conmutación de paquetes, parece evidente que realizar una conmutación óptica a nivel de paquete simplifica notablemente la gestión global de la red.

Por este motivo las técnicas para realizar la transmisión del tráfico IP en redes ópticas están siendo activamente estudiadas, en particular, la investigación y el desarrollo en las técnicas de conmutación de paquetes ópticos para lograr la transmisión de paquetes por medio de procedimientos fotónicos está adquiriendo gran importancia debido a los

potenciales beneficios en la velocidad de procesamiento, solidez de la implementación, consumo de potencia de los circuitos electrónicos, etc. Si bien un nodo de conmutación de paquetes ópticos tiene una configuración similar a un router convencional (la etiqueta incluye la información correspondiente al destino del paquete, de esta forma los nodos de conmutación de paquetes ópticos colaboran entre sí para crear y actualizar sus tablas de encaminamiento mediante una entidad de control y gestión), lo que hace interesante al nodo óptico es que el procesamiento de señales en el dominio óptico minimiza la carga de circuitos electrónicos, de hecho esta es una de las grandes características de la conmutación de paquetes ópticos ya que la introducción de procesamiento óptico se traduce en una mejora significativa en la eficiencia de la transferencia de paquetes y el aprovechamiento del ancho de banda utilizado al evitar los cuellos de botella que se generan con el procesamiento electrónico de paquetes a alta velocidad.

1.3 Justificación

En la última década, el campo de las redes de comunicaciones ha experimentado un crecimiento exponencial en el tráfico de datos debido a la popularidad de Internet, en términos de volumen, el tráfico de datos ya ha superado con creces al tráfico de voz hoy en día. En el contexto de las redes de telecomunicación, esto conlleva un previsible cambio en el paradigma tecnológico que dará soporte a las futuras redes ópticas, evolucionando desde el actual, basado en conmutación de circuitos o canales ópticos hacia uno nuevo y más próximo al existente actualmente en el dominio eléctrico el cual estará basado en la conmutación de paquetes IP directamente en el dominio óptico, en el cual además de la propia conmutación de los paquetes, la nueva plataforma basada en una única estructura de integración entre datos y voz sea capaz de proporcionar servicios de encaminamiento y gestión, sin necesidad de que la información sea convertida en cada nodo a formato eléctrico.

En este contexto, el protocolo IP se está consolidando en el papel de capa de integración para servicios múltiples ya que es transparente a diferentes tecnologías de capa de enlace y capa física y ofrece gran convergencia, además soporta una gran cantidad de aplicaciones emergentes tales como video por demanda, televisión interactiva y en general cualquier aplicación con transmisión de imágenes de alta resolución en tiempo real. Como resultado, estas aplicaciones multimedia y la cada vez más consolidada popularidad de abonados ADSL y de cable módem están causando un gran aumento de la demanda de ancho de banda y tráfico no solamente en las redes de área extendida sino también en las redes de entorno metropolitano poniendo severamente a prueba los límites de la actual red de telecomunicaciones.

Se estima que en junio de 2007 el número de usuarios de Internet llegó a la cifra de 1.2 billones representando el 1.8% de la población mundial, además, la tasa de crecimiento anual de usuarios de Internet ha estado alrededor del 12.5% [IWS07]. En la figura 1.2 (a) se representa el uso de Internet clasificado en las distintas regiones del mundo, en donde el mayor número de usuarios se encuentra en la región asiática correspondiendo al 37% del total seguido por Europa con el 27% y Norte América con el 20% como se observa en la figura 1.2 (b). Según un estudio de *Cisco Systems*, esta popularización en el uso de Internet está generando un crecimiento anual de tráfico del 37% [CIS07-1].

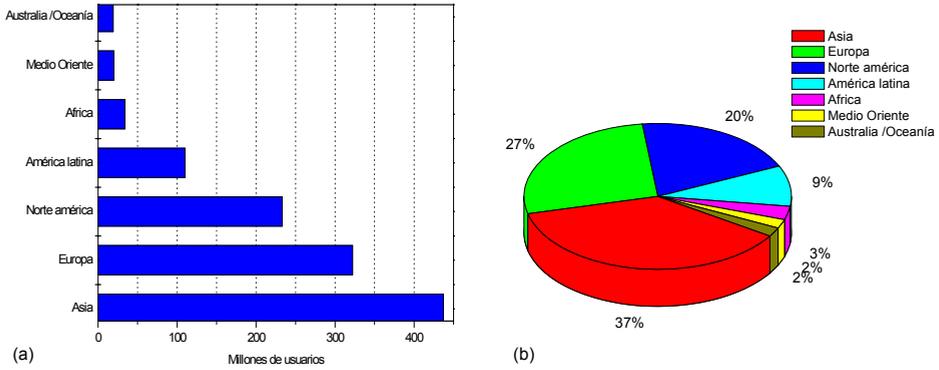


Figura 1.2. Clasificación del uso de Internet por regiones del mundo. (a) Número de usuarios por región. (b) Distribución del total de usuarios. Fuente: InternetWorldStats

El actual volumen de tráfico y su pronóstico de crecimiento se muestra en la figura 1.3, el tráfico total de Internet en 2006 fue de 2.4 exabytes/mes y según el estudio de crecimiento realizado en *Cisco Systems*, el tráfico alcanzará los 10.7 exabytes/mes en el 2011 [CIS07-2]. Hoy en día la transmisión de video es el componente dominante en Internet dentro de los cuales se destacan aplicaciones de tipo *peer-to-peer* (video P2P), videos a través de portales Web tal como YouTube y televisión IP (multicast y por demanda). En este contexto, a modo ilustrativo, YouTube se basa en la transmisión de pequeñas ráfagas de video bajo el protocolo HTTP (*HyperText Transfer Protocol*) y en su mayor parte, con una duración entre 1 y 3 minutos con un tamaño promedio de 10 Mbytes, teniendo en cuenta que YouTube transmite alrededor de 100 millones de videos por día [MAS06] genera un tráfico de aproximadamente 18 petabytes/mes equivalente al 4% del tráfico de Internet en 2006. Por otro lado, *Bittorrent* y otros sistemas P2P involucra descargas de ficheros más grandes generando tráfico de aproximadamente 650 petabytes/mes, es decir, el 53% del tráfico IP en 2006 [HOU07].

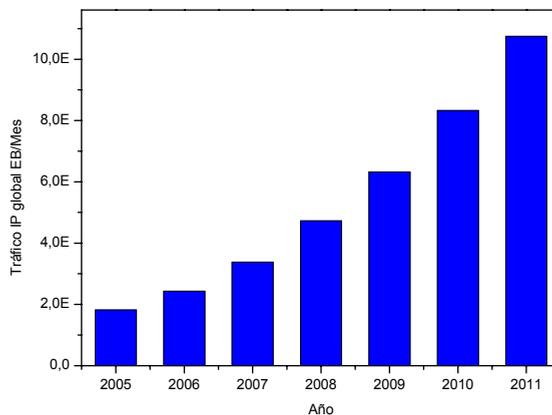


Figura 1.3. Tráfico IP actual y pronóstico de crecimiento. Fuente: *Cisco Systems*

Mientras el tráfico en Internet ha crecido considerablemente, la capacidad o ancho de banda de las redes no ha mantenido el mismo ritmo de desarrollo. En términos de capacidad absoluta, por ejemplo en redes de área extendida, se reportó un ancho de banda de alrededor de 1.6 Tb/s en el año 2006 [GIG06]. Este valor corresponde a aproximadamente 0.5 exabytes/mes, no obstante, según los datos mostrados en la figura 1.3, para el año 2006 la capacidad de las redes debe ser significativamente mayor de 2.4 exabytes/mes a fin de mantener un bajo nivel de utilización de red. De esta forma, a modo de ejemplo, para conseguir una utilización promedio por debajo del 20% la capacidad hoy en día debe ser al menos de 12 exabytes/mes (aproximadamente 36 Tb/s). En la figura 1.4 se observa el crecimiento del ancho de banda en los últimos años y sus perspectivas de aumento en distintos tipos de redes de transporte IP [FRA93], [ROB00].

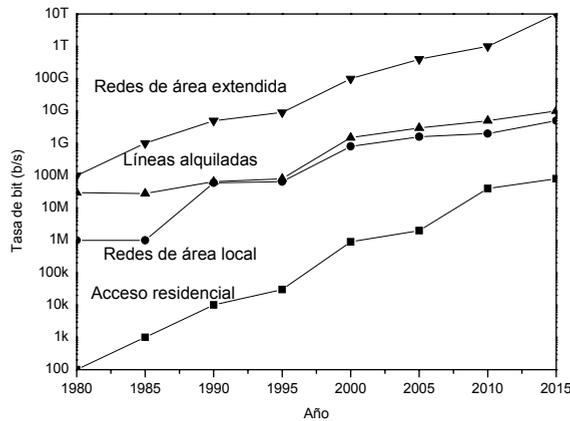


Figura 1.4. Evolución y perspectivas de crecimiento del ancho de banda para diferentes tipos de redes

Así, esta explosión está conduciendo a muchas nuevas oportunidades de desarrollo en las actuales redes de comunicaciones, ya que el usuario final demanda aplicaciones mejores y más rápidas, por lo tanto, hay una necesidad inmediata de desarrollo de nuevas redes de alta capacidad que sean capaces de resistir estos requerimientos de ancho de banda para soportar los volúmenes crecientes del transporte de tráfico de Internet ya que previsiblemente el cuello de botella de los futuros sistemas de telecomunicación por fibra óptica no estará en la transmisión propiamente dicha, sino en el encaminamiento de las señales ópticas a través de los distintos nodos de la red.

En este contexto, el proyecto LABELS IST-2001-37435 (*Lightwave Architectures for the Processing of Broadband Electronics Signals*), pertenece al quinto programa marco de la unión europea, se desarrolló entre los años 2002 y 2005 por un consorcio de siete entidades dentro de las cuales cinco de ellas pertenecen a la industria y dos corresponden al área académica. El principal propósito de este proyecto es explorar diferentes posibilidades para procesar señales de microondas directamente en el dominio óptico, lo cual, es un elemento clave para la implementación de las futuras redes de Internet así como la siguiente generación de comunicaciones móviles. En el contexto de las futuras redes de Internet, área dentro del cual se enmarca esta tesis, el proyecto se centra en el estudio y aplicación de técnicas de fotónica de microondas para

el procesamiento de la información de encaminamiento y gestión transportada en subportadoras de RF dentro de un canal óptico. Estas funciones incluyen la extracción de etiquetas así como su posterior inserción en la carga útil, además de procesos de conversión de longitud de onda. Por tanto, el proyecto LABELS surge como respuesta al esfuerzo realizado en Europa que busca el estudio, desarrollo y comprobación de técnicas que permitan migrar ciertas funciones de encaminamiento del dominio electrónico al dominio óptico a fin de eliminar aquellas capas intermedias mostradas en la figura 1.1 las cuales imponen conversiones optoelectrónicas y procesamiento innecesario de señal. De esta forma, la idea es obtener un entorno dinámico de encaminamiento que pueda acomodar múltiples formatos de datos a altas tasas de transmisión, y sobre todo, con una provisión rápida y flexible de ancho de banda. En este contexto, con la presente tesis se pretende evaluar de forma experimental y mediante modelado un sistema de conmutación de paquetes que permite la conmutación y el encaminamiento de datos con una granularidad fina, asignación dinámica de ancho de banda, baja latencia además de una inherente compatibilidad con los actuales esquemas de conmutación de circuitos ópticos, estas características a priori son la piedra angular de las futuras redes de Internet de alta capacidad.

1.4 Objetivos y estructura de la tesis

Los principales objetivos de esta tesis se basan en la investigación y el desarrollo de una plataforma física que permita aumentar la capacidad de transmisión de las actuales redes de Internet con redes de conmutación de paquetes ópticos basadas en el intercambio de etiquetas multiplexadas en subportadora (SCM), resolviendo aspectos necesarios para su correcta implantación en las futuras redes de Internet y validando sus prestaciones tanto a nivel de procesamiento de señales ópticas como a nivel de comportamiento en un entorno de red. Por consiguiente, esta tesis se centra en el diseño, modelado y demostración experimental de un nodo de conmutación de paquetes ópticos con la capacidad de procesar paquetes de tamaño variable en redes ópticas de tercera generación asíncronas. Para tal fin se han planteado los siguientes objetivos específicos:

- Diseñar un prototipo de router de conmutación de paquetes ópticos y validar sus prestaciones tanto a nivel de procesamiento de señales ópticas como a nivel de comportamiento en un entorno de red.
- Implementar dicho router y comprobar su funcionalidad multicanal de encaminamiento de paquetes ópticos.
- Estudiar y evaluar los factores de sincronización en dicho prototipo de la señales que conforman el paquete óptico basado en la codificación de etiquetas multiplexadas en subportadora.
- Evaluar el dimensionado físico de redes ópticas basadas en este tipo de nodos ópticos de conmutación de paquetes.
- Evaluar el comportamiento del nodo en el encaminamiento de paquetes de tamaño variable.

- Describir el paradigma bajo el cual opera el nodo a fin de permitir la interoperabilidad de la conmutación de paquetes ópticos con la conmutación de circuitos ópticos.
- Estudiar y plantear soluciones para aspectos avanzados de la transmisión IP a través del nodo tales como la prioridad de los paquetes, la resolución de colisiones y la transmisión multicast etc

A continuación se describe la organización de la tesis para la descripción del trabajado realizado. El capítulo 2, *Conceptos fundamentales*, presenta una introducción general sobre las nociones esenciales de redes ópticas de tercera generación en el cual se realiza una breve reseña de IP, MPLS y como sus características de encaminamiento basado en etiquetas se ha adoptado para el desarrollo de un plano de control generalizado a redes ópticas. El capítulo también presenta un compendio de las técnicas de etiquetado y arquitecturas de nodos que se han propuesto para redes de conmutación de paquetes ópticos. El capítulo 3, *Diseño e implementación del nodo*, describe detalladamente los subsistemas ópticos y electrónicos que componen el nodo de conmutación de paquetes ópticos y como procesa los paquetes codificados en la subportadora SCM, para tal fin se han implementado cinco bloques fundamentales: extracción de etiqueta, controlador del nodo, búfer óptico, conversión de longitud de onda con re-escritura de etiqueta y encaminamiento. Se incluyen además las medidas experimentales de caracterización y operación del nodo. El capítulo 4, *Integración del nodo en redes ópticas de conmutación de paquetes*, presenta una serie de experimentos realizados junto con su respectivo modelado cuyo objetivo es demostrar las capacidades y funciones más relevantes del plano de control definido para el nodo tales como la resolución de colisiones con y sin prioridades, conformación de tráfico y multicast. Para finalizar, en el capítulo 5 se destacan las conclusiones obtenidas de este trabajo así como las líneas abiertas para la continuación de esta investigación.

Referencias

- [ALF00] R.C. Alferness, H. Kogelnik, and T.H. Wood, “The evolution of optical systems: Optics everywhere,” *Bell Labs Technical Journal*, vol. 5, no. 1, 2000.
- [CIS07-1] Cisco Systems, “The Exabyte Era,” White paper, 2007, http://www.cisco.com/application/pdf/en/us/guest/netsol/ns537/c654/cdccont_0900aec806a81a7.pdf
- [CIS07-2] Cisco Systems, “Global IP Traffic Forecast and Methodology, 2006-2011”, http://www.cisco.com/application/pdf/en/us/guest/netsol/ns537/c654/cdccont_0900aec806a81aa.pdf
- [DIX03] S. Dixit, *IP Over WDM: Building the next generation optical Internet*, John Wiley, 2003.
- [FRA93] A.G. Fraser, “Banquet speech,” En Proc. Workshop on high performance communications subsystems, Williamsburg, 1993.
- [GIG06] Global Internet Geography, TeleGeography Research, Septiembre 2006, <http://www.telegeography.com/index.php>
- [HOU07] J. D. Houle, K. K. Ramakrishnan, R. Sadhvani, M. Yuksel y S. Kalyanaraman, “The Evolving Internet - Traffic, Engineering, and Roles,” online <http://web.si.umich.edu/tprc/papers/2007/786/Evolving%20Internet.pdf>
- [JOU01] A. Jourdan, D. Chiaroni, E. Dotaro, G. J. Eilenberger, F. Masetti, and M. Renaud, “The perspective of optical packet switching in IP dominant backbone and metropolitan networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 39, pp. 136–141, 2001.
- [IWS07] Internet World Stats, <http://www.internetworldstats.com/emarketing.htm>
- [QIA99] C. Qiao and M. Yoo, “Optical burst switching (OBS) - a new paradigm for an optical Internet,” *Journal of High Speed Networks*, vol. 8, no. 1, pp. 69–84, 1999.
- [RAM02] R. Ramaswami, K. Sivarajan, *Optical Networks: A practical perspective*, Morgan Kaufmann series in Networking, 2002.
- [ROB00] Roberts, L.G. “Beyond Moore’s Law: Internet growth trends,” *IEEE Computing*, Vol. 33, no 1, pp 117-119, 2000.
- [TAN00] L. Tancevski, S. Yegnanarayanan, G. Castanon, L. Tamil, F. Masetti, Tom McDermott, “Optical routing of asynchronous, variable length packets,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 18, pp. 2084–2093, 2000.

- [YAO01] S. Yao, S. J. B. Yoo, B. Mukherjee, and S. Dixit, “All-optical packet switching for metropolitan area networks: Opportunities and challenges,” in *IEEE Communications Magazine*, vol. 39, pp. 142–148, 2001.
- [MAS06] YouTube serves up 100 million videos a day online. <http://mashable.com/2006/07/17/youtube-hits-1-million-videos-per-day>
- [ZAN00] H. Zang, J.P. Jue, and B. Mukherjee, “A review of routing and wavelength assignment approaches for wavelength-routed optical WDM networks,” *SPIE Optical Networks Magazine*, vol. 1, no. 1, 2000.

Capítulo 2

Conmutación de paquetes ópticos: Conceptos fundamentales

2.1 Introducción

En este capítulo se presenta una revisión de las técnicas y tecnologías más representativas relacionadas con la conmutación de paquetes ópticos, en particular se centra en tres aspectos fundamentales: la descripción del transporte y encaminamiento de paquetes IP, en donde se destaca la forma en que el plano de control y la transmisión de los paquetes en la red basado en el paradigma de intercambio de etiquetas de MPLS (*MultiProtocol Label Switching*) se ha generalizado a fin de obtener una señalización extremo a extremo que permita la conmutación de paquetes en el dominio óptico. Aunque ésta es una primera aproximación para obtener IP/WDM en las redes de datos de hoy en día, la técnica de encaminamiento de etiquetas todo-ópticas ha surgido de forma paralela e independiente en la cual se adopta la esencia de las etiquetas de MPLS para implementar esquemas de encaminamiento directamente en el dominio óptico. Por

tanto, el otro aspecto a tratar en este capítulo está relacionado con las técnicas de etiquetado a nivel óptico que permite encapsular un paquete IP dentro de una etiqueta óptica. Dentro de las técnicas más representativas se encuentra el etiquetado por multiplexación de división de tiempo (*Time Division Multiplexing*, TDM), etiquetado de multiplexación de subportadora (*SubCarrier Multiplexing*, SCM), etiquetado basado en modulaciones ortogonales, etiquetado WDM y etiquetado por multiplexación de división de código óptico (*Optical Code Division Multiplexing*, OCDM). Finalmente, se presenta una revisión de las arquitecturas de nodos de conmutación de paquetes ópticos más representativas que han sido propuestas en la última década a fin de establecer el estado del arte y principales contribuciones en el área de desarrollo de la tesis.

2.2 Encaminamiento y transporte de paquetes IP

2.2.1 Protocolo de Internet (IP)

IP son las siglas de Internet Protocol o Protocolo de Internet. IP es el protocolo de mayor empleo en la actualidad en las redes. Su uso se extiende desde la red de redes a enlaces e intranets privadas. IP es una tecnología de nivel de red en el modelo OSI (*Open System Interconnection*), por lo tanto, está diseñada para trabajar sobre un conjunto diverso de protocolos de enlace de datos entre los que se puede destacar algunos relacionados con las redes de área local tradicionales como *Ethernet*, *Token Ring*, además de operar sobre líneas de fibra de alta velocidad empleando PPP (*Point to Point Protocol*) y HDLC (*High Level Data Link Control*).

La información en IP se transporta en forma de paquetes y el elemento clave de la red es el router. El router IP encamina los paquetes procedentes de un enlace a su entrada hacia uno de los puertos de salida. Para ello, cada router mantiene una tabla de encaminamiento que posee una o más asignaciones de valores de nodos adyacentes hacia los cuales puede enviarse el paquete a la salida del nodo actual en virtud del destino final del paquete. Así, cuando un paquete llega al router, éste inspecciona su cabecera donde se extrae la dirección del nodo de destino final del paquete. Con esta información se realizan las funciones de búsqueda en la tabla de encaminamiento y se determina el nodo adyacente al cual ha de enviarse el paquete.

Un aspecto fundamental para el funcionamiento de la red IP es por tanto el mantenimiento y actualización de estas tablas de encaminamiento, en una red se producen de forma frecuente con el tiempo debido a nodos y enlaces que aparecen y desaparecen, enlaces y nodos nuevos que se añaden, etc. Por este motivo, los routers detectan instantáneamente y actualizan sus tablas de encaminamiento empleando un protocolo de encaminamiento distribuido y dinámico. Con este protocolo cada router es capaz de verificar si los enlaces a sus routers vecinos están activos o no, cada vez que el router detecta un cambio en el estado de dichos enlaces genera un paquete de estado de enlace (*link status packet*, LSP) y lo envía a todos los routers de su dominio. Esta técnica se llama de inundación o *flooding* y se emplea para diseminar esta información por toda la red. Cada nodo al recibir un paquete de este tipo lo envía a través de los enlaces que le comunican con sus nodos adyacentes, excepto por aquel por donde le llega. Cada nodo emplea esta información para actualizar su tabla de encaminamiento y tener constancia en todo momento del estado de la red. Con la información de los LSPs

cada nodo tiene una visión de la topología de la red que emplea para computar los caminos mas cortos que partiendo desde él llegan a los demás nodos. Este tipo de protocolos se denominan intradominio y dentro de ellos el OSPF (*Open Shortest Path First*) es el más conocido. Existen otros algoritmos llamados de Vector-Distancia para actualizar la información de encaminamiento. En éstos, cada router comienza con un conjunto de rutas para aquellas con las que está directamente conectado. Esta lista se guarda en una tabla de encaminamiento, en la que cada entrada identifica una red o *host* de destino y la distancia a ella. Esta distancia se denomina métrica y se mide típicamente en saltos. Periódicamente, cada router envía una copia de su tabla de encaminamiento a cualquier otro router que pueda alcanzar directamente. El protocolo de implementación directa de los algoritmos de encaminamiento vector-distancia para redes de área local es el protocolo de información de encaminamiento (*Routing Information Protocol*, RIP) y emplea UDP (*User Datagram Protocol*) como protocolo de transporte para sus mensajes de información (datagramas UDP). Por cuestiones de tamaño y operatividad, la red se divide en múltiples dominios interconectados. Cada uno de ellos es un sistema autónomo. Para comunicar estos dominios entre sí se emplean protocolos de encaminamiento interdominio entre los cuales destaca el BGP (*Border Gateway Protocol*).

Por otro lado, IP es un servicio de tipo *best effort*, esto quiere decir que IP trata de hacer lo posible por llevar el paquete desde el origen al destino. No obstante, ello no siempre es posible ya que diferentes paquetes son encaminados por distintas rutas y a veces se pierden en nodos intermedios debido a congestión de la red. Dada la gran cantidad de aplicaciones transportadas, existe un cierto interés en la implementación de mecanismos de calidad de servicio (QoS) en IP. Actualmente existen dos mecanismos denominados Int-Serv (*integrated services*) y Diff-Serv (*differentiated services*). El primero consiste en que cada aplicación particular requiere una reserva de unos recursos concretos realizada por cada router mediante el mecanismo RSVP (*Reservation Protocol*) que se encarga de su señalización a lo largo de la red. El segundo consiste en agrupar los paquetes en diferentes clases. El tipo de clase determina el tratamiento de dichos paquetes dentro de un router. En cualquier caso Diff-Serv no garantiza la QoS extremo a extremo, es decir, no sirve para garantizar a priori un determinado ancho de banda ni unos requisitos de retardo

2.2.1.1 Arquitectura del router IP

La conmutación de paquetes convencional de hoy en día se basa en el tratamiento síncrono de paquetes de longitud fija en un entorno de *almacenamiento* y *envío*. En la figura 2.1 se muestra dicha arquitectura. En términos generales, cada tarjeta de entrada está equipada con memorias RAM relativamente grandes de tal forma que cada tarjeta de entrada pueda recibir de forma asíncrona paquetes de longitud variable, almacenarlos, segmentarlos en celdas de tamaño fijo, programar las celdas y enviarlas de forma síncrona a la estructura de conmutación del router que realiza la conmutación basada en la información del encabezado IP y la tabla de encaminamiento del nodo.

Después del proceso de conmutación, las tarjetas de salida que también están equipadas con RAM vuelven a ensamblar las celdas de longitud fija para conformar nuevamente los paquetes de tamaño variable. Claramente, las memorias RAM proveen una significativa flexibilidad al proceso de conmutación de paquetes en los router IP

convencionales debido a la explotación total del dominio temporal para la resolución de colisiones permitiendo un avanzado procesamiento de colas mientras los paquetes están en la memoria.

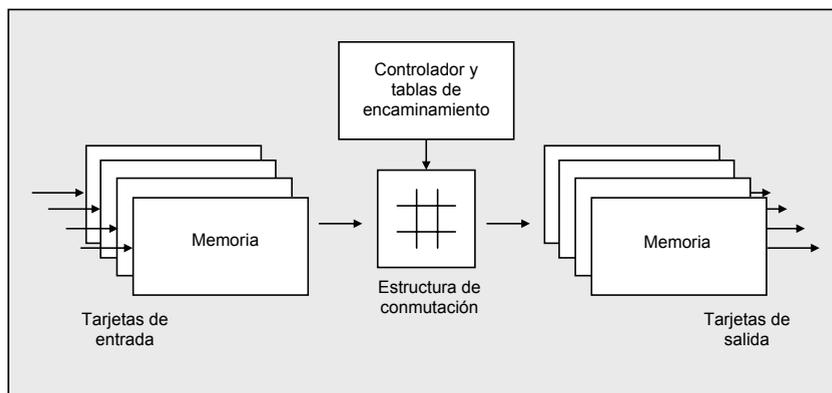


Figura 2.1. Esquemático genérico de un router convencional IP

No obstante, la técnica de almacenamiento y envío presenta algunos defectos, en primer lugar, las tarjetas de entrada y salida necesitan almacenar y transmitir cada bit del paquete, por tanto, las tarjetas son extremadamente sofisticadas y ávidas en el consumo de potencia especialmente con altas tasas de transmisión, con lo cual, se tiende a limitar la tasa de datos en el rango que soporta la electrónica actual. En este contexto, la velocidad del router está limitada en los avances de las tecnologías de almacenamiento mediante memorias RAM cuyo tiempo de acceso se estima que se reduce en un 7% por año [IYE02].

Por ejemplo, el router CISCO CRS-1 con capacidad de conmutación de 640 Gb/s tiene 16 ranuras para tarjetas de 40 Gb/s en un solo rack y consume 10.92 kW de potencia, sin embargo, en configuración multi-rack el router puede escalar hasta una capacidad de conmutación de 46 Tb/s distribuidos en 1152 ranuras de 40 Gb/s el cual consume 0.86 MW de potencia [CIS06].

2.2.2 MPLS

En la segunda mitad de la década de los 90, las redes de datos experimentaron progresos significativos en la simplificación de protocolos y en la adición de un extenso conjunto de capacidades basadas en un conjunto de conceptos comunes que utilizan la técnica de intercambio de etiqueta para el encaminamiento de las unidades de información. La misma técnica que, no coincidentalmente, se utiliza para realizar el encaminamiento en redes ATM. Sin embargo, a diferencia de ATM estas tecnologías procuran mantener el paradigma de control del conjunto de protocolos de Internet usando direccionamiento IP y protocolos de encaminamiento estándar tales como OSPF y BGP. De esta forma, en muchos aspectos estas tecnologías combinan lo mejor de

ATM (encaminamiento rápido y simple) con lo más característico de IP (ubicuidad, escalabilidad y flexibilidad).

Históricamente la noción de *conmutación IP* inició con Ipsilon (1995), seguido muy pronto por *Tag switching* de Cisco y *Aggregate Route-Based IP Switching* (ARIS) de IBM (1996). Este conjunto de propuestas usaban colectivamente de forma similar la tecnología de *conmutación de etiquetas*. Una etiqueta es un pequeño identificador de longitud fija que se utiliza para encaminar unidades de información o paquetes y que se asigna a cada una de estas unidades o flujo de unidades a la entrada del dominio. Los elementos de red se denominan *nodos de conmutación de etiquetas* los cuales ejecutan protocolos de control IP para determinar la ruta de un paquete basados en algoritmos de encaminamiento y transmisión comúnmente denominados *algoritmos de intercambio de etiqueta* que se basan en reemplazar el valor de la etiqueta en un paquete con un valor nuevo de etiqueta antes de que el paquete sea enviado al siguiente nodo de la red.

En 1997, el IETF (*Internet Engineering Task Force*) oficialmente estableció un estándar en esta área y adoptó el nombre de MPLS (*Multiprotocol Label Switching*) cuya principal característica consiste en la separación del plano de control y del plano de datos [ROS00]. Con esta particularidad se define el uso de un sencillo paradigma de encaminamiento basado en el intercambio de etiquetas en el plano de datos para soportar múltiples paradigmas de encaminamiento en el plano de control a través del establecimiento de caminos de etiquetas conmutadas (*Label Switched Path*, LSP) donde las etiquetas sólo tienen significado local en un nodo y no global como ocurre en IP. Otro de los conceptos clave de MPLS es el uso de diferentes tecnologías y mecanismos de capa de enlace tales como los encabezados extra de redes *Ethernet* y *Packet Over Sonet*, el identificador de conexión de enlace de datos en redes *Frame Relay* y los identificadores de camino e identificadores de circuito en redes *ATM* para realizar el paradigma de encaminamiento basado en el intercambio de etiquetas.

Respecto al establecimiento/finalización de los LSP, se suele realizar empleando dos protocolos de reserva de recursos como el RSVP y protocolos de distribución de etiquetas (*Label distribution protocol*, LDP). Ambos operan enviando un mensaje de establecimiento desde el nodo origen al destino del LSP a lo largo del camino deseado enlace a enlace. Cada nodo en el camino determina si posee recursos suficientes para soportar el LSP antes de enviar el mensaje de establecimiento al siguiente. Una vez establecido el LSP se envía un mensaje de ACK desde el destino a la fuente a través del camino establecido. En la figura 2.2 se muestra de forma esquemática el entorno de red de MPLS.

El beneficio más inmediato con la implantación de MPLS fue el desarrollo de técnicas de ingeniería de tráfico [KOM00] ya que en MPLS se establece una conexión virtual entre dos puntos en una red de conmutación de paquetes, introduciendo el concepto de camino en la conmutación de paquetes IP, es decir, en MPLS se establecen las conexiones o caminos de etiquetas conmutadas (LSP) de forma similar a las realizadas en redes orientadas a conexión pero conservando la eficiencia y operación de una red de conmutación de paquetes.

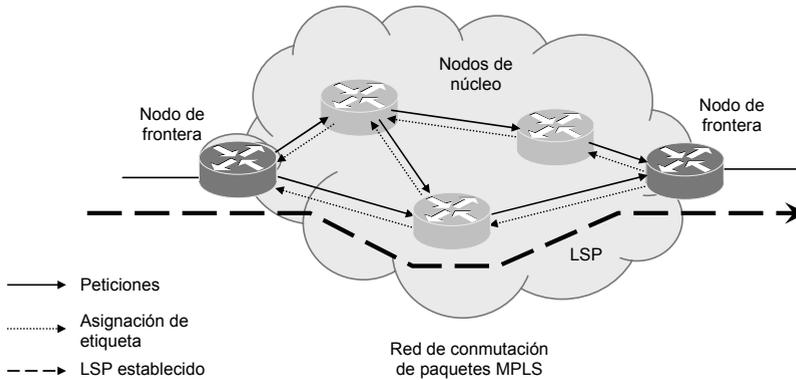


Figura 2.2. Entorno de red MPLS

Asimismo, otra característica muy valiosa de MPLS es la posibilidad de poder implementar esquemas de ingeniería de tráfico y calidad de servicio basado en la transmisión de paquetes con características similares o idénticas. Para ello se puede agrupar el tráfico en el nodo de frontera al que se quiera dar un tratamiento especial y asignarle la misma etiqueta de entrada a la red. Este conjunto de tráfico recibe el nombre de clase equivalente de envío (*Forwarding Equivalence Class*, FEC). Previamente se debe haber establecido el camino intermedio entre los nodos de núcleo y los nodos de frontera y con el LSR frontera final garantizando o reservando los recursos necesarios que se precisen. Una vez dicho camino está establecido mediante la oportuna asignación de etiquetas, ya se dispone del camino con las prestaciones deseadas. Como beneficios adicionales de MPLS se puede nombrar la posibilidad de crear redes privadas virtuales, implementación de rutas de protección basadas en un rápido reencaminamiento de los paquetes y multicast.

2.2.3 MPLambdaS

En 1999, se diseñó un nuevo estándar para adoptar las características de ingeniería de tráfico de MPLS como plano de control para matrices de conmutación óptica (*Optical Cross Connect*, OXC) [AWD00]. El plano de control de los OXC utiliza extensiones de IGP (*Interior Gateway Protocol*) para distribuir la información relevante del estado de la red óptica incluyendo información de la topología de la red. La idea principal es incorporar los avances recientes en tecnologías de plano de control desarrolladas por MPLS tales como recursos de descubrimiento, difusión de información de estado, selección de camino y gestión de camino además de facilitar la provisión y reconfiguración de caminos ópticos en OXC. En la figura 2.3 se muestra el entorno de red de MPLambdaS conformado por OXC los cuales transportan mediante caminos ópticos en conexiones puras de conmutación de circuitos ópticos la información de distintas redes cliente.

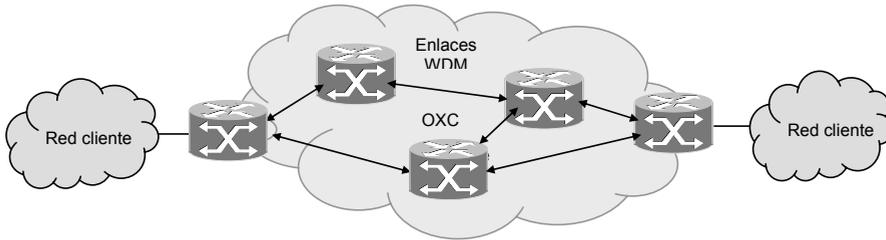


Figura 2.3. Red troncal basada en OXC con plano de control de MPLambdaS

En el contexto de las redes ópticas, MPLambdaS combinó exitosamente el plano de control de MPLS con WDM pero la integración entre las redes de datos y las redes ópticas fue insuficiente ya que la suposición básica de MPLambdaS es que los OXC como elementos de red son capaces de reconfigurar solamente conexiones de conmutación de circuitos ópticos, dejando de lado las conexiones de paquetes o ráfagas ópticas. Por otro lado la conversión de longitud de onda no es obligatoria en MPLambdaS y queda relegada a las prestaciones disponibles del OXC. En particular la conversión de longitud de onda en un mecanismo eficiente de resolución de colisiones sin incurrir en latencias adicionales, jitter o problemas de reordenamiento de paquetes.

2.2.4 GMPLS

GMPLS (*Generalized Multiprotocol Label Switching*) es la generalización del paradigma de encaminamiento basado en etiquetas de MPLS la cual se define como una tecnología de plano de control multiplataforma que además de dar soporte a dispositivos que efectúen conmutación de paquetes también da soporte a dispositivos que realicen conmutación en tiempo, espacio y longitud de onda. Para tal efecto, el desarrollo de GMPLS requiere algunas modificaciones a los actuales protocolos de señalización y encaminamiento utilizados en MPLS a fin de adaptarse a las peculiaridades de los conmutadores ópticos [BAN01-1]. Estas modificaciones están relacionadas principalmente con:

- Un nuevo protocolo de gestión de enlace (*Link Management Protocol, LMP*) diseñado para tratar puntos relacionados con la gestión de enlaces en redes ópticas usando conmutadores ópticos.
- Desarrollo de una extensión del protocolo de reserva de recursos (*Resource Reservation Protocol, RSVP*) y protocolo de distribución de etiquetas basado en restricciones (*Constraint-based Routing Label Distribution Protocol, CR-LDP*) con el fin de proveer ingeniería de tráfico que le permita a un camino óptico (*Label Switched Path, LSP*) ser especificado explícitamente a través de la red óptica.
- Desarrollo de una extensión para los protocolos de encaminamiento de camino más corto (*Open Shortest Path First, OSPF*) o de sistemas intermedios (*Intermediate System toIntermediate System, IS-IS*) para anunciar disponibilidad de recursos ópticos en la red, por ejemplo, representación generalizada de varios tipos de enlace, ancho de banda en una longitud de onda dada, tipo de protección de enlaces, identificadores de fibra, etc.

Como se mencionó anteriormente, MPLS se basa en la separación del plano de control y el plano de datos, en general la separación de estos dos planos genera una serie de beneficios, especialmente en el diseño de redes ópticas transparentes. En este contexto, GMPLS extiende este concepto al permitir que el plano de control sea físicamente diverso del plano de datos asociado. Por ejemplo, un LSP que inicie y termine en una interfaz de conmutación de paquetes (LSP-Paquete) se puede anidar junto con otros LSP del mismo tipo dentro de un LSP-TDM el cual inicia y termina en una interfaz TDM. A su vez, el LSP-TDM se puede anidar junto con otros LSP-TDM en un LSP que inicie y termine en un interfaz de conexión con conmutación a nivel de longitud de onda (LSP- λ), el cual se puede anidar junto con otros LSP del mismo tipo en un LSP que inicie y termine en un interfaz de conexión con conmutación a nivel de fibra (LSP-Fibra). Por tanto, el LSP extremo a extremo se establece a través de LSPs jerárquicos físicamente diversos en donde la ordenación de los LSP se basa en las capacidades de multiplexación de enlace en los nodos [BAN01-2]. La figura 2.4 muestra un ejemplo en el cual un LSP de conmutación de paquetes (LSP₁ - *Gigabit Ethernet*) se anida en un LSP en multiplexación por división de tiempo (LSP₂-OC-12) que a la vez esta anidado en un LSP en conmutación de longitud de onda (LSP₃-OC-192). El LSP₄ se forma a partir de la multiplexación de canales WDM que transportan los LSP₃ los cuales se encaminan ópticamente a través de los conmutadores ópticos. Después del proceso de encaminamiento óptico, el multiplexor selecciona la longitud de onda correspondiente y enviará el LSP₃-OC-192 al dispositivo SDH que seleccionará el apropiado LSP₂-OC-12, finalmente se obtendrá la señal del LSP₁-*Gigabit Ethernet* en el router IP de destino.

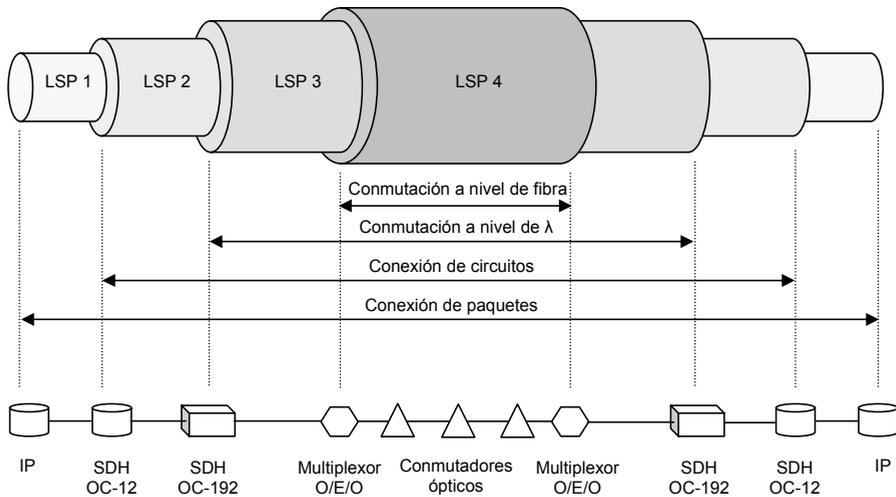


Figura 2.4. Esquema jerárquico de LSPs en GMPLS

GMPLS permite señalización de un extremo a otro en dominios WDM, TDM, IP, MPLS y MPLambdaS, esencialmente adapta cualquier elemento de red utilizando dominios de conmutación a nivel de tiempo, espacio y longitud de onda. Potencialmente las características de GMPLS también aplican a redes de conmutación de paquetes

ópticas basadas en el intercambio de etiquetas siempre que se incorpore una extensión propia para reflejar las características de este tipo de red no disponibles en otras tecnologías. Por lo tanto la interoperabilidad de las redes de conmutación de paquetes ópticos con otras redes se podrá realizar mediante una apropiada extensión GMPLS. La figura 2.5 muestra un ejemplo de interacción entre varios tipos de red incluyendo MPLambdaS, MPLS y redes de conmutación de paquetes ópticos en la cual se logra operabilidad entre redes heterogéneas debido a la señalización ofrecida por GMPLS.

Como se mencionó en el capítulo 1, en la evolución de las redes ópticas se define una transición desde los enlaces ópticos punto a punto a redes ópticas de segunda generación en la cual define una capa óptica capaz de realizar ciertas funciones que anteriormente se hacían en el dominio eléctrico y que principalmente esta orientada al establecimiento y desconexión de caminos ópticos o circuitos ópticos. Por este motivo, y siguiendo la evolución de las redes ópticas, las redes de conmutación de paquetes ópticos basadas en el intercambio de etiquetas o redes ópticas de tercera generación tendrán la necesidad de interconectarse e interactuar con distintos tipos de red, principalmente con redes MPLS y MPLambdaS con el fin de facilitar dicho proceso de evolución.

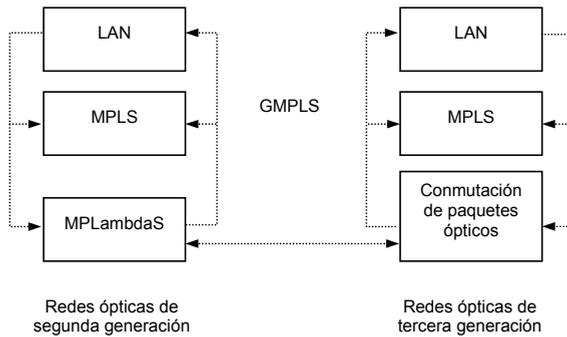


Figura 2.5. Esquema básico de interoperabilidad entre las futuras redes de conmutación de paquetes ópticos basados en el intercambio de etiquetas con redes de conmutación de circuitos ópticos

La arquitectura funcional de un nodo en GMPLS se muestra en la figura 2.6. El nodo desacopla el plano de transmisión o plano de datos del plano de control, es decir, mientras la etiqueta se procesa electrónicamente los datos se encaminan de forma transparente sin ninguna conversión a formato eléctrico. Esta separación consigue una mejor sinergia entre la tecnología ampliamente desarrollada en el procesamiento electrónico del plano de control y la escalabilidad de las tecnologías de conmutación y transporte óptico. El plano de transmisión esta compuesto de un extractor de etiqueta, una estructura de conmutación y dispositivos de multiplexación-demultiplexación. En este plano a cada paquete entrante se le extrae la etiqueta para enviarla al controlador del sistema el cual configura la estructura de conmutación de acuerdo con la información transportada en la etiqueta a fin de establecer la ruta del paquete, esta operación incluye la reescritura de la etiqueta y puede llevar asociada funciones de conversión de longitud de onda. Adicionalmente el paquete de datos se debe almacenar el tiempo equivalente a la detección, procesamiento de etiqueta y toma de decisiones de

encaminamiento. Este esquema de encaminamiento permite el procesamiento de paquetes de datos de cualquier tamaño, flujos de un número arbitrario de paquetes, ráfagas de datagramas y conexiones de conmutación de circuitos. El plano de control es básicamente software que se basa en protocolos de señalización y encaminamiento, que como se mencionó anteriormente han sido modificados para soportar GMPLS. La arquitectura también incorpora funcionalidades de nodo de frontera, por lo tanto incorpora sendas interfaces optoelectrónicas para insertar y extraer tráfico de las capas cliente. En el módulo de entrada, el interfaz de capa cliente del nodo de frontera recibe y modifica la información de las distintas capas cliente de acuerdo al formato requerido por la red de conmutación de paquetes ópticos asignando una etiqueta óptica que será escrita a cada paquete o conjunto de paquetes en el módulo de codificación de etiqueta. El módulo de salida recibe los paquetes ópticos de la red troncal y les extrae la etiqueta óptica, luego se convierten de nuevo al formato requerido de la capa cliente. La operación básica del nodo de frontera óptico es similar a la ofrecida por un nodo electrónico convencional del cual se puede aprovechar las características de almacenamiento electrónico con el fin de proveer funciones tales como la conformación de tráfico para la red todo-óptica.

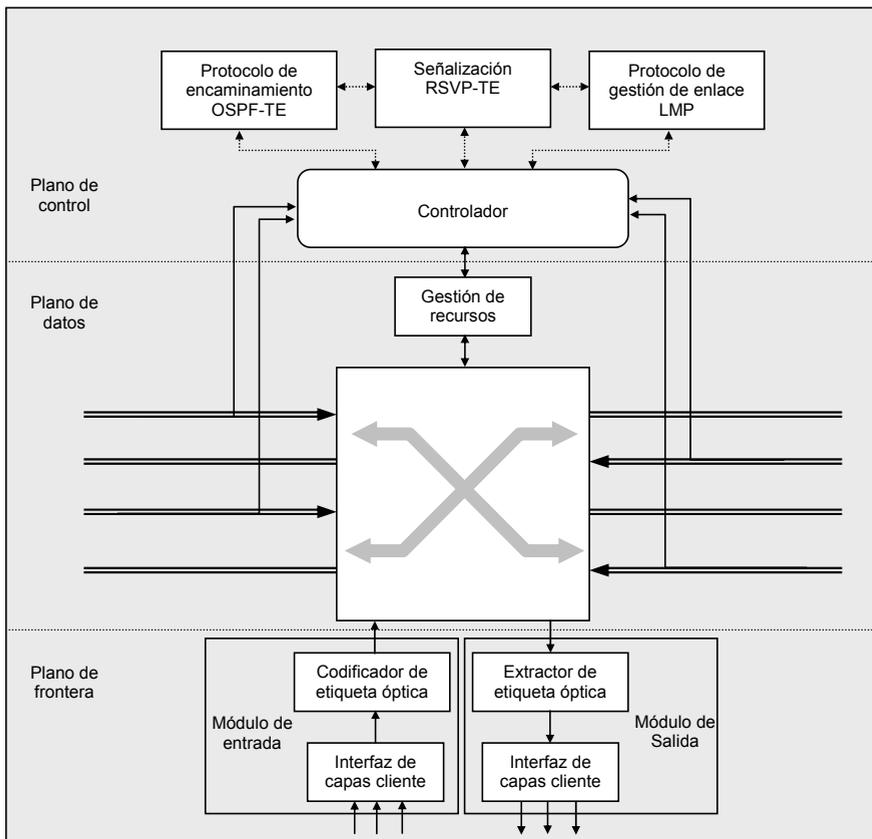


Figura 2.6. Arquitectura funcional de un nodo en el entorno de GMPLS

2.3 Técnicas de codificación de etiquetas

En redes de conmutación de paquetes ópticos la unidad básica de transmisión es el paquete óptico el cual está conformado por la información de usuario (paquete o conjunto de paquetes IP) más comúnmente llamado *carga* y la información que usarán los nodos de la red para direccionar correctamente el paquete llamada *etiqueta*. En general, la tasa de transmisión de la etiqueta puede ser mucho menor que la utilizada por la carga de datos ya que las etiquetas transportan solamente un relativo número reducido de bits que identifican el origen, el destino, la duración del paquete, la prioridad, calidad de servicio, etc.

De este modo, la decisión de encaminamiento no viene dada por el reconocimiento y lectura de la información de los paquetes, sino por la lectura y procesamiento de las etiquetas ópticas, obteniendo por lo tanto una mejora en términos de latencia y de dimensionado de la cabecera de enrutamiento. Estos factores hacen que el encaminamiento de paquetes se simplifique y se pueda reescalar el sistema hasta tasas de transmisión del orden de Terabits [QIA00].

Varias técnicas han sido propuestas para etiquetar paquetes ópticos: multiplexación por división de tiempo (TDM), multiplexación por división de código óptico (OCDM), multiplexación por subportadora (SCM), modulaciones ortogonales y etiquetado por multiplexación por división de onda (WDM). En los primeros cuatro métodos, la etiqueta se asigna al paquete de información en el mismo canal espectral, mientras que en el quinto método se utiliza un canal diferente para transportar la etiqueta. A continuación se describen las principales técnicas de codificación de etiquetas.

2.3.1 Etiquetado TDM

En el etiquetado TDM, también conocido como etiquetado *serial*, la información de la etiqueta se combina en el dominio temporal, ubicándola delante del propio paquete de información [BLU00] tal y como sucede con los encabezados de la jerarquía digital síncrona SDH.

En el etiquetado serial, la carga con su correspondiente etiqueta se codifica en la misma longitud de onda y debido a las características de multiplexación temporal se debe usar bandas de guarda de aproximadamente 26 ns [GUI98]. La figura 2.7 muestra la configuración temporal y espectral del etiquetado serial. Las ventajas de esta técnica vienen dadas por el hecho de transmitir toda la información por un mismo canal, de modo que se simplifica el posterior algoritmo de encaminamiento en los nodos. Como desventaja se debe argumentar el estricto nivel de sincronización tanto en el proceso de inserción de etiquetas en el nodo de frontera como en el proceso de borrado y reescritura de etiquetas en el nodo de núcleo. En algunos casos diferentes niveles de potencia o formatos de codificación tales como retorno a cero (RZ) o no retorno a cero (NRZ) se utilizan para distinguir la etiqueta y la carga, así que la complicada señalización y diseño del receptor hacen de esta técnica relativamente difícil de utilizar en aplicaciones prácticas. Además la etiqueta y la carga ocupan espacios de tiempo separados con lo cual se está limitando el caudal efectivo de datos disponible. La tasa de transmisión de bits usada en la etiqueta puede ser la misma que la utilizada para la

carga, o por el contrario puede ser de menor velocidad. En este contexto, la primera opción se ha consolidado como la base para la realización de técnicas de auto-encaminamiento de paquetes conformados con etiqueta y carga a 40 Gb/s [STA05], [CLA06], en donde la información contenida en la etiqueta se utiliza para representar un nodo específico en la red, por tanto, se debe apilar un número de etiquetas en el paquete equivalente al número de nodos que dicho paquete tenga que atravesar hasta su destino final, la lectura de la etiqueta y configuración de la estructura de conmutación se basa principalmente en compuertas ópticas [BIN02]. En la segunda opción, el procesamiento de la etiqueta se puede realizar mediante dispositivos electrónicos de baja velocidad y bajo consumo, por tanto, la limitación de codificar todas las etiquetas correspondientes a un camino óptico para un mismo paquete desaparece.

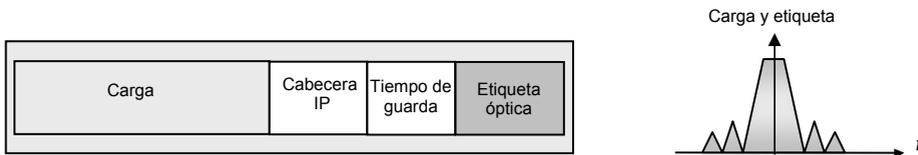


Figura 2.7. Distribución temporal y espectral del etiquetado serial

2.3.2 Etiquetado por subportadora óptica SCM

En términos generales, la etiqueta en banda base se modula en una subportadora RF y luego se multiplexa de forma óptica o electrónica con el paquete o conjunto de paquetes IP. La técnica de etiquetado por subportadora codifica la etiqueta dentro de la banda en términos de longitud de onda pero fuera de banda en términos de la modulación de los canales [SU94]. La figura 2.8 muestra la distribución temporal y espectral de las señales en el etiquetado SCM.

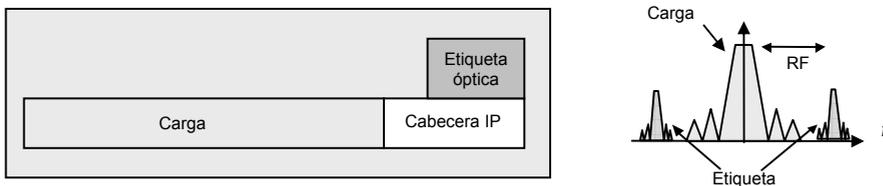


Figura 2.8. Distribución temporal y espectral del etiquetado SCM

En la técnica SCM la etiqueta y la carga viajan simultáneamente a través de la red, por lo tanto esta codificación no ocupa un espacio de tiempo adicional como sucedía en el caso serial, en cambio ocupa una pequeña cantidad de ancho de banda en el dominio óptico debido a la multiplexación de la subportadora resultando en una modulación de banda lateral única [LIN00] o doble banda lateral [GAU97] en donde se ubicarán las etiquetas. De todas formas el ancho de banda adicional requerido no afecta las prestaciones de la red ya que no sobrepasa el espaciado de canal estipulado de las redes

con multiplexación de longitud de onda densa (DWDM). En consecuencia, con la técnica SCM se mantiene una eficiencia relativa en términos de utilización de longitudes de onda ya que no ocupa ranuras de tiempo ni longitudes de onda adicionales para el etiquetado y no hay necesidad de mantener una rigurosa sincronización en los nodos permitiendo un control de red simplificado. La principal desventaja del etiquetado SCM es el efecto de supresión generado por la interacción de la subportadora RF y la dispersión cromática de la fibra óptica [DEV93], sin embargo, este efecto se puede eliminar mediante técnicas de filtrado óptico en las que se logre una eliminación total de portadora óptica en el proceso de extracción de la etiqueta [LEE01].

2.3.3 Etiquetado ortogonal

En la técnica de etiquetado ortogonal, la información de la etiqueta se inserta en la fase [CHI03] o la frecuencia de la portadora óptica [LAL02], [ZHA03], la cual esta modulada en amplitud tal y como se ilustra en la figura 2.9. De este modo se aprovecha la ortogonalidad de la fase, la amplitud y la frecuencia de las señales, transmitiendo por separado información en cada una de estas variables. Por ejemplo, en un esquema con carga modulada en ASK (*Amplitude Shift Keying*) y etiqueta en FSK (*Frequency Shift Keying*), la etiqueta primero modula la portadora óptica usando una frecuencia f_0 para transmitir un “0” y f_1 para transmitir un “1”, luego la carga modula en intensidad a la portadora FSK. En el proceso de recepción de etiqueta esta basado en un filtro paso-banda centrado en la frecuencia de la carga y el conjunto de un fotodetector y un filtro paso-bajo el cual demodula la etiqueta de la señal filtrada. El receptor de la carga utiliza un fotodetector para convertir la modulación en intensidad de la carga en una señal eléctrica y eliminar la etiqueta FSK.

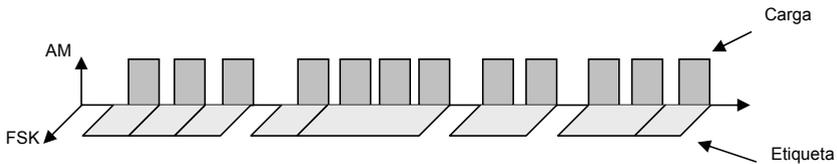


Figura 2.9. Etiquetado con modulación ortogonal

Las ventajas que comporta esta técnica están relacionadas principalmente con el hecho de que la etiqueta y la información viajan juntas, en la misma longitud de onda (y temporalmente en el mismo instante), con lo que se simplifican los mecanismos de lectura y reserva de los nodos. Por otro lado, tanto la etiqueta como la carga se pueden separar sin grandes restricciones a nivel de sincronización ya que no se necesita ningún mecanismo de delimitación en el momento de borrar y reescribir la nueva etiqueta en los nodos internos. En cuanto al espectro, este no se incrementa al insertar la información de la etiqueta.

Sin embargo, este esquema está limitado por la relación de extinción de la carga la cual no puede exceder un cierto límite (3-4 dB) [CHI03] o de otra forma la modulación ortogonal afectaría negativamente la información de la etiqueta, por tanto, existe un compromiso entre la calidad de señal de la carga y la etiqueta. Este requerimiento limita la transparencia del sistema al formato de señal e introduce intermodulación. La

dispersión de la fibra y las no-linealidades también afectan a este método de etiquetado ya que una separación considerable de los dos tonos para la modulación FSK se traduciría en diferentes respuestas para cada uno cuando se propagan a través de la fibra distorsionando la carga e incrementando la intermodulación. Por otro lado, para tasas altas de bit en un esquema de etiquetado DPSK (*Diferencial Phase Shift Keying*), la dispersión de la fibra y las no-linealidades afectarán la información de la fase de la portadora óptica y deteriorarán la señal. Para tasas de bit moderadamente bajas (< 1 Gb/s) en modulación DPSK, la dispersión de la fibra puede no limitar las prestaciones, pero si impone fuertes requerimientos en el ancho de línea del láser (<10 MHz) [KOO02].

2.3.4 Etiquetado WDM

En el etiquetado WDM, las etiquetas de cada canal se multiplexan y se transmiten por un canal separado dedicado específicamente para este propósito utilizando una [OKA02] o múltiples longitudes de onda [WAD02]. La extracción e intercambio de la etiqueta se logra mediante el uso de transceptores ópticos independientes para la carga y la etiqueta utilizando longitudes de onda separadas. Una ventaja de esta propuesta es que solo el canal común de las etiquetas debe ser inspeccionado para realizar las funciones de encaminamiento. El esquema de etiquetado se muestra en la figura 2.10. El principal inconveniente con esta técnica proviene de la dispersión cromática ya que las diferentes longitudes de onda se propagan por la fibra con velocidades diferentes generando diferentes retardos entre la etiqueta y la carga. Este fenómeno limita la distancia de transmisión y la escalabilidad de la red a menos que cada enlace incorpore esquemas de compensación de dispersión.

Otro aspecto está relacionado con el incremento del ancho de banda utilizado para transmitir cada paquete ya que cada longitud de onda con su respectiva carga necesitará otra longitud de onda para transportar su respectiva etiqueta. Por otro lado, si se asigna una longitud de onda para transportar las etiquetas de todos los demás canales generaría posiblemente colisiones entre las etiquetas. Finalmente, este método subutiliza la capacidad de la fibra ya que las etiquetas generalmente son de tamaño reducido y se transmiten a baja velocidad comparado con la carga además se remarca el tema de la sincronización, ya sea en el aspecto de detectar correctamente que etiqueta corresponde con cada paquete de información como a nivel de realizar el borrado y la inserción de las etiquetas en los nodos intermedios.

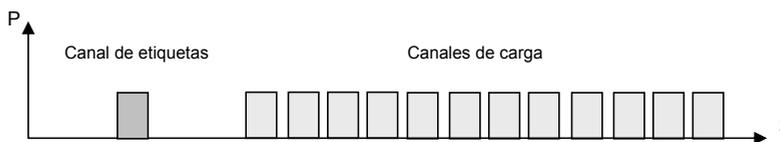


Figura 2.10. Esquema de etiquetado WDM

2.3.5 Etiquetado OCDM

El etiquetado OCDM (multiplexado por división de código óptico) ha sido también propuesto como técnica de etiquetado en redes ópticas [WEN02], [KIT00]. La etiqueta se inserta mezclando la información como se muestra en la figura 2.11. A pesar de que OCDM es una de las técnicas de etiquetado que permite el reconocimiento de etiquetas para el enrutado sin necesidad de mirar tablas de operaciones, su implementación se dificulta ya que si por ejemplo un canal soporta N OCDM códigos, se requiere un banco de N autocorreladores ópticos por canal y una réplica del canal para cada uno de los autocorreladores. Por otra parte el ancho de banda de transmisión se incrementa considerablemente debido a la mezcla de cada bit de la carga con la secuencia del código de la etiqueta. Como ventaja de esta técnica se puede nombrar la inherente propiedad de reconocimiento de etiquetas y el hecho de que tanto la información como la etiqueta están en el mismo canal por lo tanto se facilita la reserva de rutas en los nodos de forma que se pueden establecer esquemas de auto-encaminamiento similares al descrito en el apartado 2.3.1.

Recientemente se ha demostrado un sistema de conmutación de paquetes utilizando etiquetado OCDM [WAN06], donde el codificador de etiqueta está basado en tecnología de circuito óptico planar (PLC) y el decodificador en redes de difracción superestructuradas (SSFBG) las cuales tienen un patrón de fase inverso con respecto a la etiqueta que fue codificada. El resultado de la operación de decodificación es la obtención del pico de correlación a la salida en la red de difracción que está grabada con el código conjugado. El pico de correlación se usa para activar un conmutador óptico 2X2 y borra la etiqueta recuperada. No obstante, el proceso de reescritura de etiqueta-código no ha sido demostrado aún. Probablemente una aplicación más directa a este etiquetado podría ser en la configuración de conmutadores para redes de conmutación de ráfagas ópticas.

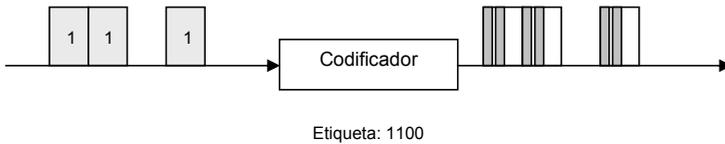


Figura. 2.11. Esquema de etiquetado OCDM

2.3.6 Comparación de las técnicas de etiquetado

En la tabla 2.1 se presenta un resumen comparativo de las técnicas de etiquetado para redes ópticas. A primera vista la técnica que parece ofrecer mejores prestaciones es el etiquetado SCM ya que el desvanecimiento de subportadora se puede eliminar al usar filtrado óptico para la separación de la carga y la etiqueta. El etiquetado TDM tiene la desventaja de necesitar unos márgenes de sincronización muy estrechos tanto en la generación del paquete óptico como en el proceso borrado y de reescritura de la etiqueta. El etiquetado ortogonal no es estricto a nivel de sincronización pero el compromiso existente entre la relación de extinción de la carga y la etiqueta genera

intermodulación, por otra parte, la velocidad y longitud de la etiqueta afectan directamente al tamaño del paquete resultando en otro compromiso entre la longitud de la etiqueta y la longitud del paquete. El etiquetado WDM genera una infrutilización de recursos ya que cada canal necesita una longitud de onda extra para transportar la etiqueta, el sistema se podría optimizar al utilizar una sola longitud de onda para el transporte de todas las etiquetas resultando en una gran carga de señalización para identificar cada carga con su etiqueta. Finalmente el etiquetado OCDM ofrece una baja realimentación al sistema ya que el resultado de la detección del código es el pico de correlación, sin embargo hay que destacar que es la única técnica de etiquetado que se realiza completamente en el dominio óptico.

	Etiquetado TDM	Etiquetado SCM	Etiquetado ortogonal	Etiquetado WDM	Etiquetado OCDM
Sincronización	Estricto: a nivel de bit	No estricto: a nivel de paquete	No estricto: a nivel de paquete	No estricto: a nivel de paquete	Estricto: a nivel de bit
Ancho de banda del canal	Tasa de bit de carga + tasa de bit de etiqueta	Frecuencia de la subportadora	Tasa de bit de la carga + espaciado de FSK	Tasa de bit de la carga	Múltiplo de la tasa de bits
Recuperación de etiqueta	Demux de los canales + conversión OE de la etiqueta	Demux de los canales + conversión XGM ó filtro óptico	Demux de los canales + conversión XGM o XPM	Conversión OE + Demux en tiempo de las etiquetas	Demux de los canales + decodificación
Reescritura de etiqueta	Conversión EO de etiqueta	Mediante modulador externo o en el proceso de regeneración óptica	Modulación FSK del láser o modulación externa BPSK	Conversión EO + multiplexado temporal de nuevas etiquetas	Codificando de nuevo el paquete
Principal inconveniente	Estricta alineación de etiqueta y carga	Desvanecimiento de las subportadoras	Relación de extinción de la carga afecta a la etiqueta	Dispersión cromática	Altas tasas de línea

Tabla 2.1. Comparativa de las técnicas de codificación de etiquetas ópticas

2.4 Nodos de conmutación de paquetes ópticos

Los nodos en una red de conmutación de paquetes ópticos son los encargados de distribuir y trazar la correspondiente ruta para la información transportada. En consecuencia, deben incorporar una serie de funcionalidades que por definición se deben realizar en el dominio óptico mientras que otras, debido a limitaciones tecnológicas deberán quedar relegadas al dominio eléctrico. A continuación se describen las técnicas desarrolladas en proyectos tales como KEOPS, OPERA, STOLAS, DAVID, y DARPA, a fin de destacar las características más importantes de cada una de estas propuestas y establecer las aportaciones que hicieron al paradigma de la conmutación de paquetes en el dominio óptico.

2.4.1 Proyecto KEOPS

KEOPS (*Keys to Optical Packet Switching*) fue uno de los primeros proyectos que demostró la viabilidad de lograr conmutación de paquetes ópticos [GAM98], el objetivo principal del proyecto KEOPS fue definir, desarrollar y evaluar el concepto de conmutación de paquetes ópticos y encaminamiento en redes todo-ópticas WDM, así, la capa óptica propuesta en este proyecto puede transportar y encaminar paquetes IP directamente en el dominio óptico. La viabilidad del concepto KEOPS fue validada a través de modelos, experimentos de laboratorio e implementación de bancos de prueba de nodos de conmutación de paquetes ópticos y bloques de interfaz nodo/red además de un demostrador global del sistema.

2.4.1.1 Arquitectura de Red

Los escenarios de aplicación propuestos se representan en la figura 2.12 donde se destacan los beneficios esperados de la introducción de un servicio de transporte de paquetes ópticos. Estos escenarios están soportados por conceptos relevantes de arquitecturas y protocolos de red sobre una capa óptica para la conmutación de paquetes ópticos en las cuales el diseño del nodo de conmutación ha recibido varias soluciones que todas ellas aprovechan el uso de WDM. El análisis de las arquitecturas de conmutación ha conducido a propuestas concretas en las cuales el funcionamiento se ha evaluado teniendo en cuenta el procesamiento de las señales ópticas. Teniendo en cuenta el crecimiento exponencial de las comunicaciones de datos, la propuesta del proyecto KEOPS define una plataforma de interconexión multi-Gb/s para transferencia de información paquetizada de extremo a extremo que soporta cualquier protocolo de encaminamiento electrónico dedicado y transmisión óptica WDM. La conformación de paquetes a partir de la información de usuario (ATM, IP) se lleva a cabo en las unidades de interconexión y la multiplexación/demultiplexación de flujos de paquetes ópticos se realiza en los nodos de frontera, los nodos de núcleo proveen facilidades de conmutación de datos con altas tasas de transferencias de bits necesarias para interconectar enlaces WDM y los OXC proveen interconectividad en la red troncal.

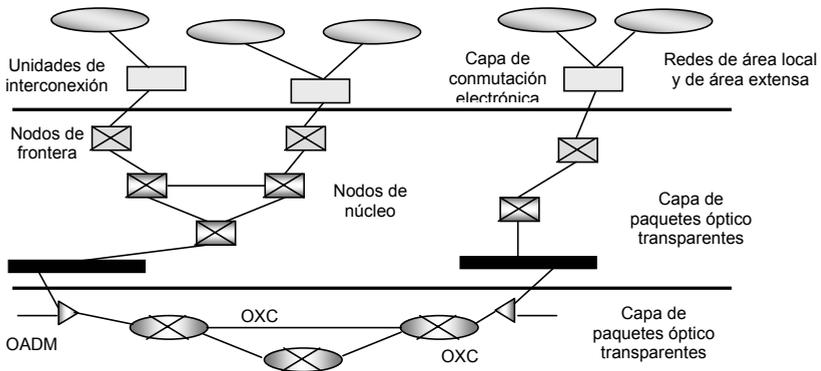


Figura 2.12. Estructura de referencia para la red de conmutación de paquetes en el proyecto KEOPS

2.4.1.2 Formato de Paquetes

El formato de paquete propuesto en el proyecto KEOPS tiene una duración fija, la etiqueta y la carga están codificadas en la misma longitud de onda usando la técnica de etiquetado serial presentando una tasa de bits baja de etiqueta a fin de permitir procesamiento electrónico de su información. La tasa de bit de usuario o carga se definió desde los 622 Mb/s hasta los 10 Gb/s. En la figura 2.13 se muestra el esquema del formato del paquete usado en el proyecto KEOPS. Al usar etiquetas de tipo serial, se define un tiempo de guarda de 26 ns entre la información de etiqueta y la carga, a una tasa de transmisión de 622 Mb/s, la etiqueta de 14 bytes tiene una duración de 180 ns y la carga de 102 bytes una duración de 1.3 μ s. En conjunto, y teniendo en cuenta la distancia entre paquetes consecutivos se define tiempo de slot de 1.646 μ s.

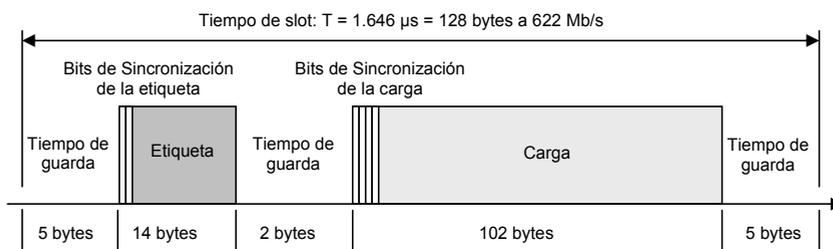


Figura 2.13. Formato de paquete propuesto en el proyecto KEOPS

2.4.1.3 Arquitectura de Nodo

En la figura 2.14 se muestra el esquema genérico del nodo definido en el proyecto KEOPS, básicamente el nodo consta de:

- Un interfaz de entrada, para sincronizar en tiempo real los paquetes entrantes con referencia a un reloj maestro central.
- Un núcleo de conmutación, el cual dirige los paquetes a su destino, resuelve contención y administra la introducción de paquetes vacíos para mantener el sistema en ejecución en la ausencia de paquetes con carga útil.
- Un interfaz de salida la cual regenera los paquetes de salida proporcionándoles un nuevo encabezado. Se incluyen también equalizadores de potencia para reducir las discrepancias de potencia entre paquetes y una estructura óptica 3R para regenerar la carga tanto en el dominio temporal como de amplitud. La etiqueta se escribe en esta interfaz de una manera síncrona con respecto a la referencia local del nodo.

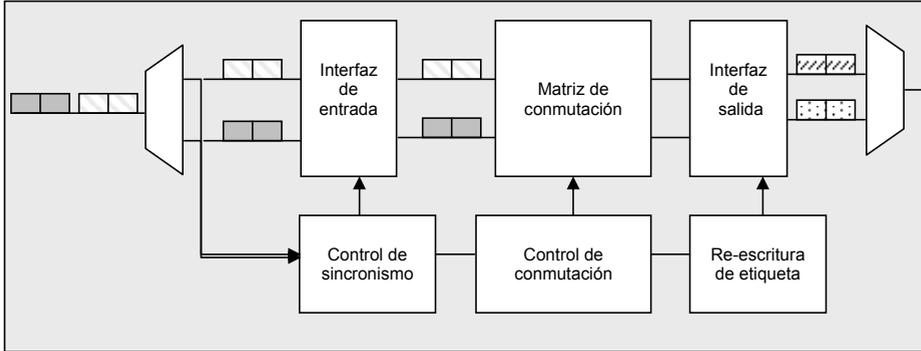


Figura 2.14. Estructura genérica del nodo definido en el proyecto KEOPS

El demostrador se basó en el concepto de *conmutación con encaminamiento por longitud de onda*. En su configuración final se implementó un nodo de conmutación 3X3 operando a 2.5 Gb/s con 3 longitudes de onda y 12 líneas de retardo óptico, cada línea de retardo se incrementa por un valor igual a la longitud del paquete, el esquema se muestra en la figura 2.15. El demostrador tiene una arquitectura de dos etapas, en la primera etapa los paquetes entrantes se dirigen a una posición del búfer de memoria usado para resolver contención: cada paquete de entrada tiene cuatro posibles accesos con líneas de retardo que incorporan diferentes tiempos de retardo (múltiplos de la longitud del paquete). En la segunda etapa estos paquetes se dirigen al puerto de salida requerido. El encaminamiento se ejecuta usando conversión dinámica de longitud de onda a nivel de paquete, dicho proceso involucra: selección de una fuente láser de entre las cuatro disponibles y conversión del paquete a dicha longitud de onda y enrutamiento espacial con un demultiplexor.

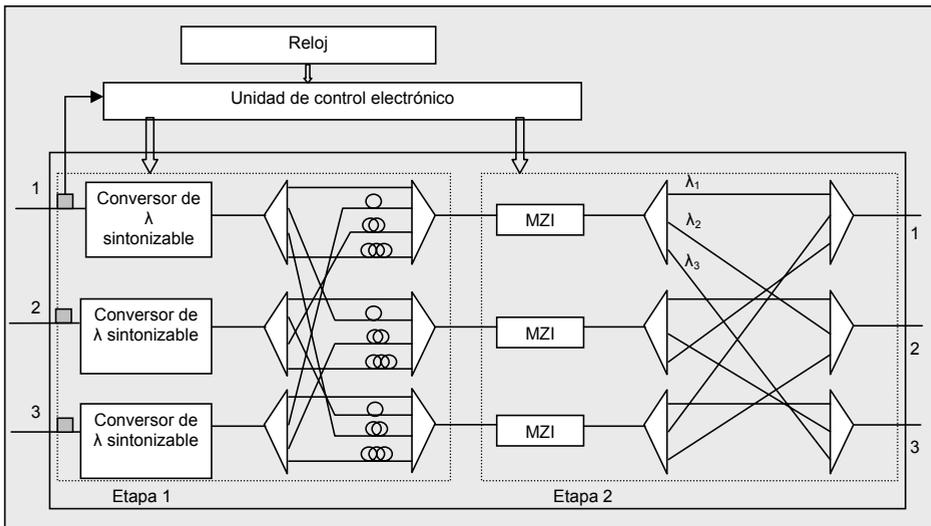


Figura 2.15. Esquema de conmutación por longitud de de onda

La primera etapa de conversión de longitud de onda usa modulación de ganancia cruzada (XGM) en un amplificador de semiconductor (SOA), esta es una estructura simple pero sufre de algunos inconvenientes como degradación de la relación de extinción, además que la señal convertida tiene intrínsecamente chirp. En la segunda etapa se usan conversores de tipo interferométrico como el Mach-Zehnder (MZI) y se emplean a fin de restaurar la integridad de la señal mientras preserva la conmutación óptica transparente. Tanto el primer conversor como el segundo trabajan de forma contradiereccional.

El módulo electrónico controla el nodo, las entradas a este módulo corresponde a los datos extraídos de las etiquetas a 622 Mb/s después de ser detectadas y sincronizadas. La salida del módulo electrónico son señales de control para el manejo de dispositivos ópticos: señales de control para la selección de la longitud de onda de conversión y establecimiento de corrientes de *bias* para el óptimo funcionamiento del MZI. El nodo trabaja en una base de ranuras de tiempo, por lo tanto los paquetes de entrada se deben alinear dentro de la ranura de tiempo local con ocho bytes de exactitud. Finalmente, las funciones demostradas en el proyecto KEOPS fueron:

- Recuperación de encabezado: para lo cual se utilizaron dos bytes incluidos en la estructura de la trama a 622 Mb/s y un circuito integrado específico que ejecuta alineamiento de fase de bit en tiempo real de las señales de entrada. Los datos de enrutamiento son extraídos del encabezado: dirección de enrutamiento, prioridad de bit, tipo de paquete (vacíos o de usuario), la posición de la carga en la ranura de tiempo local se mide también a fin de alinear las señales de control con respecto a la carga.
- Resolución de colisiones: El módulo de control electrónico mantiene información actualizada de todos los paquetes almacenados en el búfer de memoria y en una ranura de tiempo dada se toman las decisiones de acuerdo al estado del nodo (características de los paquetes almacenados) y a las etiquetas de los paquetes entrantes. El principio del algoritmo de enrutamiento se basa en minimizar el retardo del nodo. Cuando un paquete de entrada es de tipo “vacío” o cuando por motivos de contención este no puede ser almacenado en el búfer entonces no se realiza la conversión de longitud de onda y el paquete se descarta.
- Actualización de etiqueta: esta función permite definir canales virtuales y se implementa en un proceso de dos pasos: en el primer paso la etiqueta se borra mediante el manejo correcto de las corrientes que alimentan el SOA y en el segundo paso se escribe un nuevo encabezado modulando un conversor MZI. La generación electrónica de la nueva etiqueta se posiciona de acuerdo a la ubicación medida de la carga óptica a fin de mantener constante la separación entre la etiqueta y la carga a la salida del nodo.
- Escritura de paquetes “vacíos”: esta función se requiere para asegurar una media constante de potencia óptica a la salida del nodo para los amplificadores de fibra dopada (EDFA), estos paquetes llevan un paquete vacío en el encabezado y su carga es una secuencia binaria balanceada.
- La funcionalidad del borrado de la etiqueta se realizó configurando la primera etapa de conversión de longitud de onda en el SOA como una compuerta óptica.

2.4.2 Proyecto OPERA

El proyecto OPERA (*Optical Packet Experimental Routing Architecture with Label Swapping Capability*) propone el uso de un ONIR (*Optical Network Interface Router*) junto con un AWGR (*Arrayed Waveguide Grating Router*) para lograr encaminamiento de paquetes ópticos con capacidad de intercambio de etiqueta en tiempo real incorporando conversión de longitud de onda a la tasa de transmisión de paquete, recuperación y reescritura de la etiqueta y regeneración de la carga de datos dentro del ONIR [CAR98]. La figura 2.16 describe el esquema general. A diferencia del proyecto KEOPS esta propuesta usa multiplexación de subportadora (SCM) para la codificación de la etiqueta a fin de simplificar su extracción y reescritura, la tasa de bit de la etiqueta es de 155 Mb/s y la carga de 2.5 Gb/s.

De forma general, el ONIR administra la transmisión de paquetes y funciones de encaminamiento entre un usuario local y uno de los puertos de salida del AWGR e involucra conversión de longitud de onda con reescritura de etiqueta, de esta forma dependiendo del direccionamiento del paquete cada paquete procesado puede ser enviado a un usuario local o bien puede ser enviado al AWGR para encaminarlo al siguiente nodo en la red.

Los paquetes a transmitir hacia el AWGR deben ser almacenados en una cola dentro del nodo, de esta forma se envían a la red cuando un enlace de salida este disponible. El nodo procesa un paquete a la vez, por esta razón se necesita un esquema de contención de paquetes, en esta propuesta se ha establecido un búfer a la entrada del nodo similar al presentado en [SAS97]. Una parte de la potencia óptica se extrae y se fotodetecta con un receptor en modo ráfaga a fin de recuperar la etiqueta.

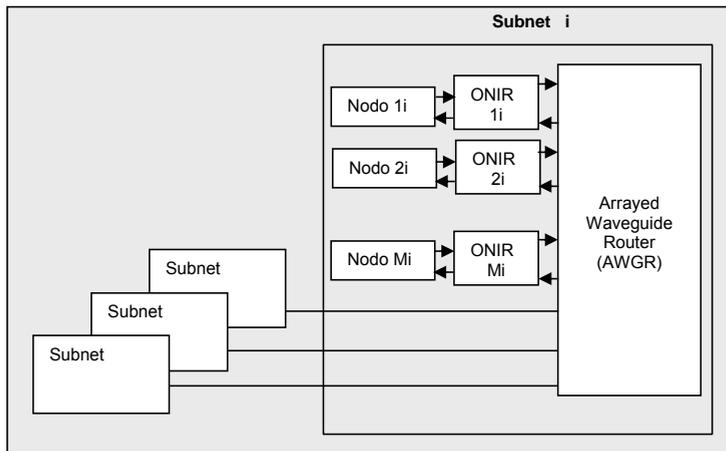


Figura 2.16. Conexiones locales de red dentro de una subnet y conexiones entre subnets

La etiqueta recuperada contiene la información necesaria para las operaciones de enrutamiento tales como el número de circuito virtual o la dirección de destino. A partir de estos dos parámetros que son las entradas al procesador de control de

encaminamiento y junto con la identificación del destino se establece el nuevo estado del nodo. El nuevo estado del nodo especifica una nueva longitud de onda, una nueva etiqueta para ser codificada en SCM y el estado de las compuertas locales (G1, G2). Los paquetes de entrada pasan por un sistema de conversión de longitud de onda usando modulación de ganancia cruzada (XGM) en un SOA, el cual provee buenas prestaciones en cuanto a velocidad de conversión de la carga de datos a una longitud de onda intermedia mientras se suprime la etiqueta codificada en SCM.

Una línea de retardo de fibra se necesita para retrasar la carga un tiempo similar al requerido para procesar la etiqueta. Cuando la dirección del paquete de destino y la identificación del nodo son iguales la compuerta G1 se abre mientras la compuerta G2 se cierra, si estos dos parámetros no concuerdan la compuerta G1 se cierra y una nueva etiqueta se calcula y se modula sobre el paquete de salida, además, una nueva longitud de onda se establece para la operación de conversión de longitud de onda y la compuerta G2 se abre.

Un esquema más detallado del nodo se muestra en la figura 2.17. Debido a que los paquetes son regenerados ópticamente antes de su envío al usuario local, se consigue mejorar la relación señal a ruido de la carga incrementando así el número de saltos permitidos en un entorno de red. La conversión de la carga a una longitud de onda interna simplifica el receptor además de los requerimientos del modulador óptico usado a la salida del nodo. La conversión de longitud de onda a la salida esta basada en modulación de fase cruzada (XPM) en un SOA la cual convierte los paquetes de salida a una nueva longitud de onda. El conversor de longitud de onda en cascada se encarga de borrar la etiqueta óptica y reescribirla de nuevo al paquete.

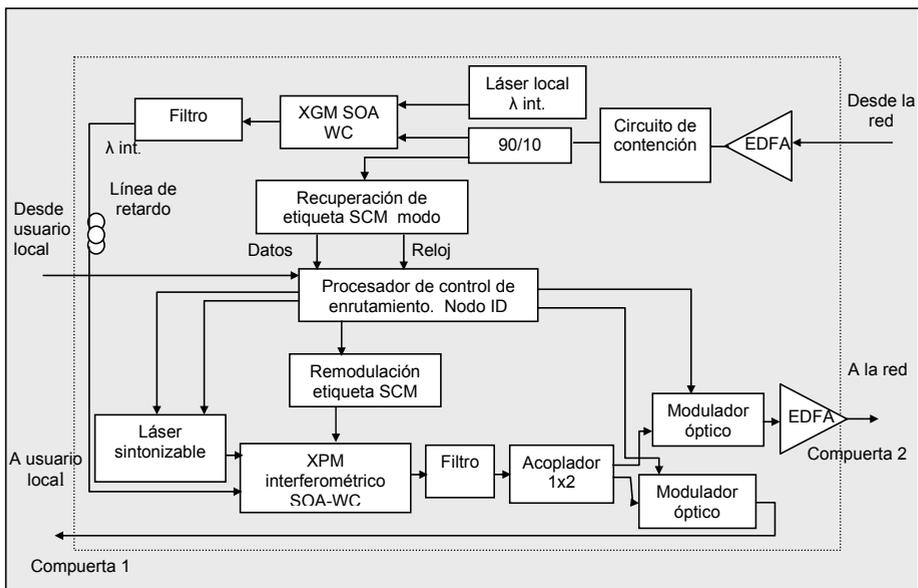


Figura 2.17. Esquema del nodo en el proyecto OPERA

La configuración de convertidores en cascada se muestra en la figura 2.18. El primer convertidor basado en XGM ejecuta funciones tales como:

- Conversión de la señal de carga entrante a una longitud de onda interna: permite hacer uso de una frecuencia fija en el filtro óptico usado para separar las señales convertidas de las no convertidas.
- Supresión de la etiqueta SCM: mientras la función previa se ejecuta, el encabezado se suprime debido a las características de filtro paso-bajo del convertidor XGM.
- Reducción en el rango dinámico de modulación: establece un punto de operación estable para el interferómetro XPM.

La carga y la nueva etiqueta se reensamblan dentro de la nueva longitud de onda usando el sistema interferométrico SOA-XPM, el cual está operando en modo invertido a fin de negar la inversión de la carga impuesta por el SOA-XGM. La carga convertida por el SOA-XGM se usa como entrada óptica al SOA-XPM para ubicar la carga en la longitud de onda de final de encaminamiento, por el otro brazo se inyecta la señal SCM, de esta forma a la salida del convertidor SOA-XPM se obtiene la carga y la etiqueta juntas en la longitud de onda de salida.

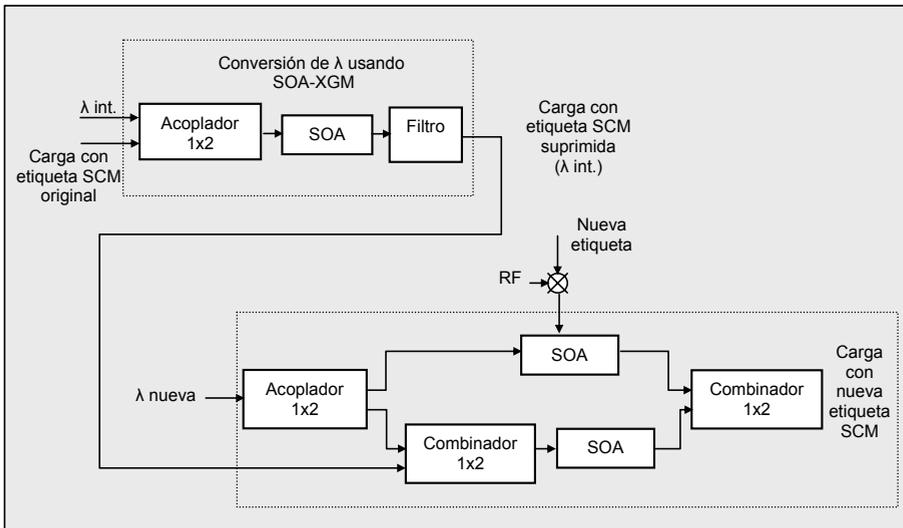


Figura 2.18. Conversión de longitud de onda basada en dos etapas

2.4.3 Proyecto STOLAS

El proyecto STOLAS (*Switching Technologies for Optically Labeled Signals*) utiliza la técnica etiquetado con modulaciones ortogonales similar al descrito en el apartado 2.3.3 [VLA03]. Esta técnica usa dos niveles de etiquetado óptico para transportar paquetes IP a través de una red de intercambio de etiquetas todo-ópticas, es decir, la

longitud de onda de un paquete se considera como la primera información de etiqueta mientras que el siguiente nivel de etiquetado se establece en la portadora óptica modulando la etiqueta en formato DPSK o FSK el cual es ortogonal al formato ASK usado para modular la carga.

2.4.3.1 Diseño de Red

El diseño de la red en el proyecto STOLAS esta basado en el concepto de nodos de frontera y nodos de núcleo. Los paquetes ópticos son transmitidos desde el nodo de frontera al nodo de núcleo el cual procesa cada paquete y lo envía al correspondiente puerto de salida. La figura 2.19 muestra el esquema de red. Los paquetes IP provenientes de la red de acceso son administrados y enviados a la red óptica a través de los nodos de frontera. Para cada paquete o conjunto de paquetes en formato ASK se asigna una etiqueta ortogonal escrita en formato DPSK o FSK. En la figura 2.20 muestra el diagrama de bloques para generar los dos niveles de etiquetado óptico.

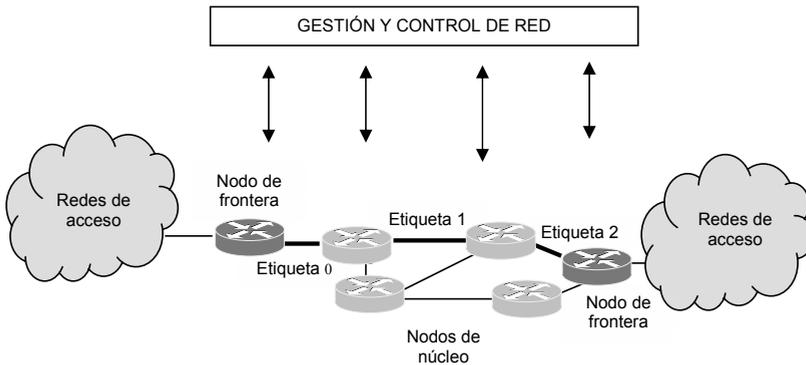


Figura 2.19. Intercambio de etiqueta en redes IP sobre WDM. Proyecto STOLAS

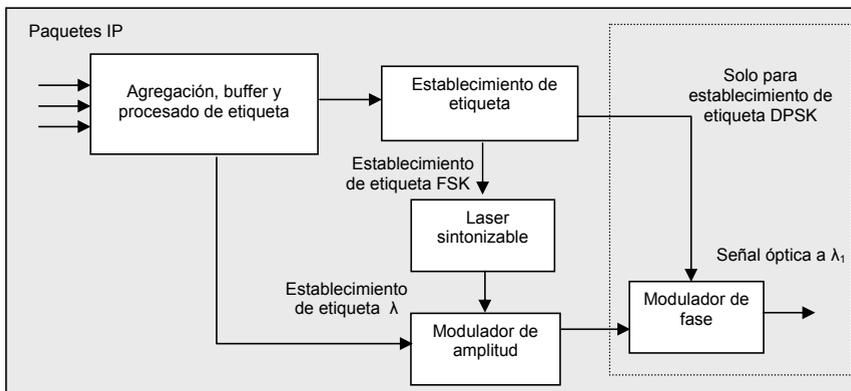


Figura 2.20. Dos niveles de etiquetado en el nodo de frontera. Proyecto STOLAS

2.4.3.2 *Arquitectura de Nodo*

En el nodo de frontera los paquetes se agregan y se almacenan para su posterior transmisión, a continuación el circuito de establecimiento de etiqueta determina la longitud de onda para cada paquete IP. La tasa de transmisión de paquetes es de 10 Gb/s con la etiqueta a 622 Mb/s escrita en formato FSK usando modulación directa del láser sintonizable o en formato DPSK usando un modulador externo de fase. Estas dos opciones generan un etiquetado ortogonal de carga y etiqueta en las cuales la ráfaga de datos IP se transporta directamente dentro de una misma longitud de onda.

Un esquema de paquetes IP etiquetados usando modulación ortogonal se muestra en la figura 2.21, como se aprecia en la figura con esta configuración la tasa de bits de la etiqueta tiene un impacto en la mínima longitud de la ráfaga de datos IP y sobre todo en la latencia del nodo.



Figura 2.21. Esquema de paquete óptico IP con dos niveles de etiqueta del proyecto STOLAS

En el nodo de núcleo, la etiqueta codificada en FSK o DPSK según sea el caso se examina y se genera una nueva etiqueta de acuerdo con la tabla de enrutamiento local. La configuración del nodo de núcleo se muestra en la figura 2.22. Este nodo de núcleo permite el encaminamiento de paquetes desde cualquier puerto de entrada a cualquier puerto de salida, el demultiplexor separa los canales ópticos de forma individual y una nueva etiqueta se asigna a cada paquete por medio del intercambiador de longitud de onda y de fase el cual esta controlado por la tabla interna de encaminamiento.

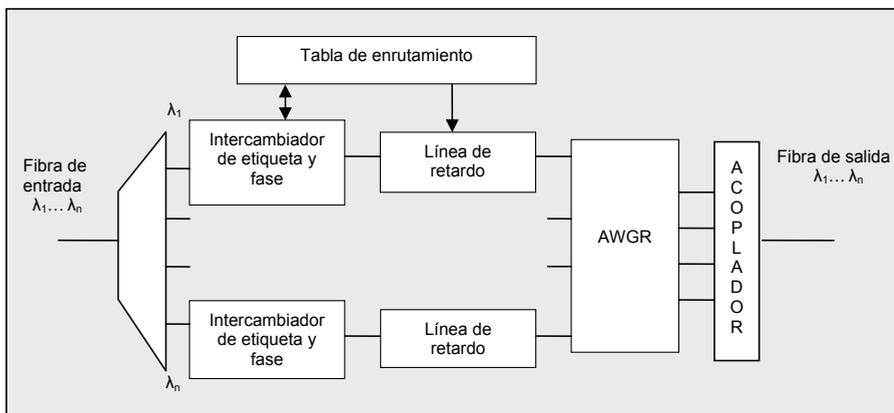


Figura 2.22. Arquitectura del nodo de núcleo

Esta tabla esta compuesta de una secuencia de entradas donde cada una consiste de un valor de entrada y varias salidas en las que se especifica la etiqueta de salida, la interfaz de salida (canal DWDM y puerto de salida) y la dirección del siguiente nodo. De esta forma el nodo de núcleo extrae la etiqueta de la ráfaga de paquetes y la usa como índice en la tabla de enrutamiento. Al igual que en el proyecto OPERA, el proyecto STOLAS usa enrutamiento basado en longitud de onda a partir de un AWGR con el fin de enviar los paquetes al puerto apropiado de salida. Se establece el uso de líneas de retardo a fin de evitar colisiones cuando dos o más paquetes están compitiendo por el mismo puerto de salida.

2.4.3.3 Intercambiador de etiqueta

Una propiedad requerida en las redes de conmutación de paquetes está relacionada con la habilidad de reescribir la información de enrutamiento, para conseguir esta funcionalidad una pequeña parte de la señal de entrada alimenta al circuito de procesamiento de etiqueta, el cual establece la nueva longitud de onda por medio de un láser sintonizable. La figura 2.23 muestra el esquema del intercambiador de etiqueta.

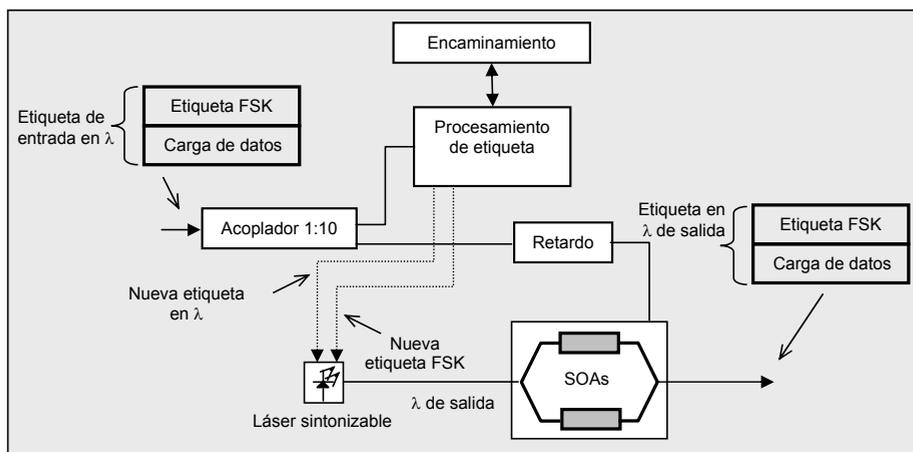


Figura 2.23. Intercambiador de etiqueta de dos niveles con conversión de longitud de onda desarrollado en el proyecto STOLAS

La carga de datos alimenta el convertor de longitud de onda una vez ha salido de la línea de retardo usada para compensar el tiempo del procesamiento de la etiqueta. La conversión de longitud de onda se logra por medio del interferómetro Mach Zehnder equipado con SOAs. El intercambio de la etiqueta es directo porque la información contenida en la modulación FSK o DPSK en el paquete IP se pierde durante el proceso de conversión de longitud de onda, simultáneamente la modulación en intensidad de la ráfaga de datos se transfiere desde la señal de entrada a una nueva longitud de onda establecida por el láser sintonizable. Seguidamente, una nueva etiqueta se escribe mediante la modulación directa del láser sintonizable obteniendo una codificación FSK o mediante un modulador de fase externo obteniendo una codificación DPSK.

2.4.4 Proyecto DAVID

El proyecto DAVID (Data and Voice Integrated Over DWDM) centró su estudio en dos partes: una dedicada a redes de área extensa (WAN) con una topología en malla que está basada en un conmutadores de paquetes ópticos y la otra parte en el diseño de sistemas de acceso a redes de área metropolitana (MAN) en anillo basado en hubs y dispositivos de adición y extracción de longitudes de onda [CHI01]. La figura 2.24 representa el entorno y los modelos de red estudiados en dicho proyecto.

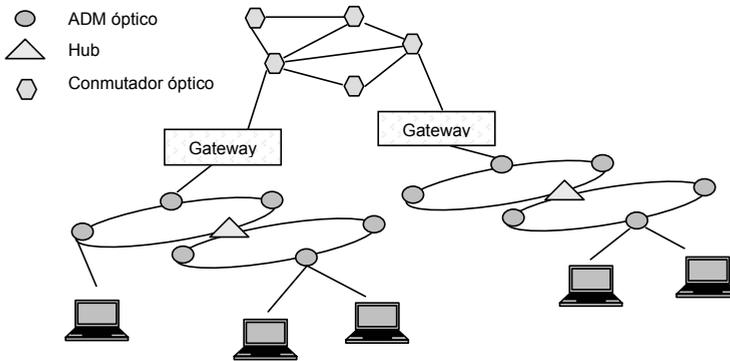


Figura 2.24. Modelo de red establecido en el proyecto DAVID

Los dos tipos de red operan en ranuras de tiempo fijas con una duración de paquetes de 1 μ s. Los paquetes ópticos tanto en la red WAN como MAN se componen de etiquetas y carga de usuario y pueden operar a varias tasas de transmisión de bits. Los anillos de la red MAN se conectan por medio de un hub que consiste en un conmutador espacial óptico basado en una matriz de SOAs que ofrecen conversión de longitud de onda y regeneración 2R/3R.

Cada anillo transporta múltiples longitudes de onda de las cuales una se dedica para transportar control de datos tales como el control de acceso al medio (MAC) para todos los nodos del anillo. El canal MAC informa a cada nodo del anillo si puede enviar un paquete o si tiene que recibir los paquetes que llegan en la siguiente ranura de tiempo. En la red WAN, los paquetes se conmutan de forma transparente a través de los conmutadores ópticos que deben incorporar funcionalidades de almacenamiento para resolver problemas de colisión de paquetes ya que el tráfico no se programa de forma global entre los nodos de la red. El ancho de banda definido para la red WAN es de 40 Gb/s y 10 Gb/s para las redes MAN. Las redes MAN y WAN se conectan mediante un *gateway* o compuerta el cual adapta las dos redes en términos de ancho de banda y formato de paquete.

2.4.4.1 Arquitectura MAN

La arquitectura para la red MAN define una red en anillo óptico de bus dual con interconexión directa a la red WAN [SAU02], es decir, la arquitectura permite separar la carga de subida de la carga de bajada desde y hacia el hub. El esquema general del hub se muestra en la figura 2.25. Este hub puede ser un conmutador electrónico de capa 2 o 3 con interfaz para encapsular la información en paquetes ópticos, el hub realiza funciones de interconexión entre los distintos anillos de la red MAN por medio de sistemas rápidos de conmutación espacial y conversión de longitud de onda. Por otro lado, los sistemas de multiplexación óptica de extracción e inserción (OADM) insertan y extraen paquetes ópticos en longitudes de onda compartidas entre varios nodos.

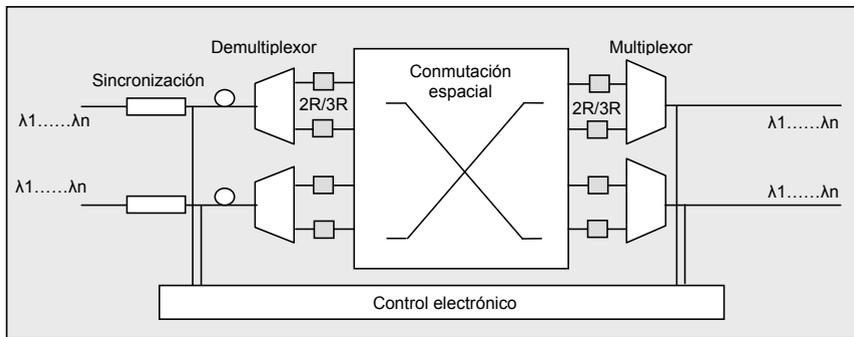


Figura 2.25. Estructura genérica del *hub* en el proyecto DAVID

El sistema presenta ventajas en cuanto a la simplicidad de los nodos del anillo reduciendo el coste total de la red, para la extracción y adición de paquetes el sistema usa acopladores sencillos, los cuales permiten soportar tráfico multicast sin ningún dispositivo adicional. Los transmisores en modo ráfaga se basan en moduladores con láser integrado y un SOA para lograr una operación libre de diafonía.

La arquitectura es escalable ya que se requiere una longitud de onda por cada bus en la configuración inicial de la red, de esta forma cualquier actualización de red se realiza fuera de línea e independientemente de cada bus lo cual es una característica importante en redes de anillo con tráfico asimétrico. Los nodos de acceso al anillo comparte la conmutación en el dominio electrónico y óptico a fin de reducir su coste de implementación. Su arquitectura se representa en la figura 2.26.

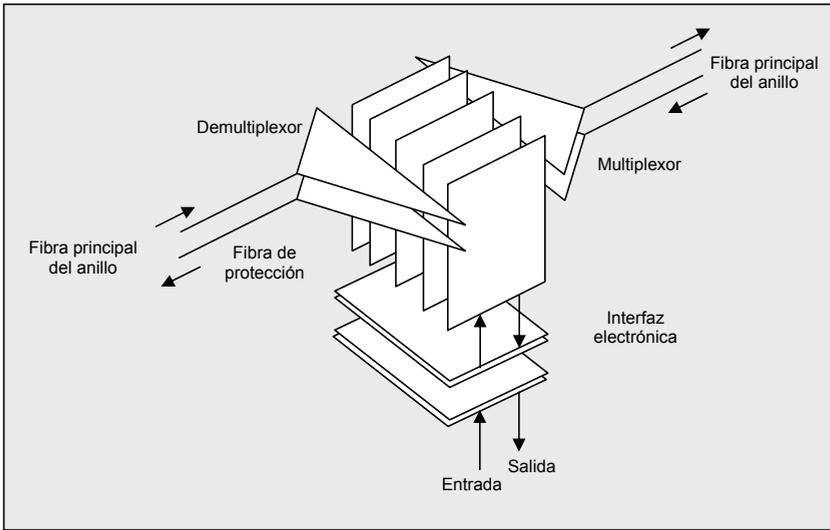


Figura 2.26. Multiplexor óptico de adición/extracción de paquetes ópticos definido el proyecto DAVID

2.4.4.2 Arquitectura WAN

La arquitectura WAN esta basada en nodos de conmutación de paquetes ópticos que soportan protocolos de control de acceso al medio e incorporan funciones de nodos de núcleo y nodos de frontera. El nodo de conmutación de paquetes esta basado en el concepto *Broadcast and Select* desarrollado anteriormente en el proyecto KEOPS [GAM98]. La arquitectura de la matriz de conmutación de paquetes se muestra en la figura 2.27 la cual aprovecha las ventajas de la multiplexación por división de longitud de onda para mejorar la capacidad interna del nodo, logrando un sistema de salida en colas y por lo tanto optimizando la relación capacidad/retardo. El nodo esta compuesto de tres secciones:

- Codificador de longitud de onda: consiste en conversores de longitud de onda, uno por entrada. Cada uno convierte los paquetes entrantes a una longitud de onda fija.
- Sección de búfer y transmisión: el bloque de búfer comprende K líneas de retardo seguidas por un estado de conmutación espacial realizada usando CG-SOA (SOAs de ganancia controlada) operando como compuertas ópticas. Los CG-SOA seleccionan paquetes de la línea de retardo correspondiente y luego los envía a la salida correcta de acuerdo a las instrucciones del control electrónico del sistema.
- Bloque selector de longitud de onda: consiste en demultiplexores que conectan las diferentes salidas con las compuertas formadas por los SOAs antes que las señales se recombinen permitiendo la selección de los paquetes de la entrada correcta.

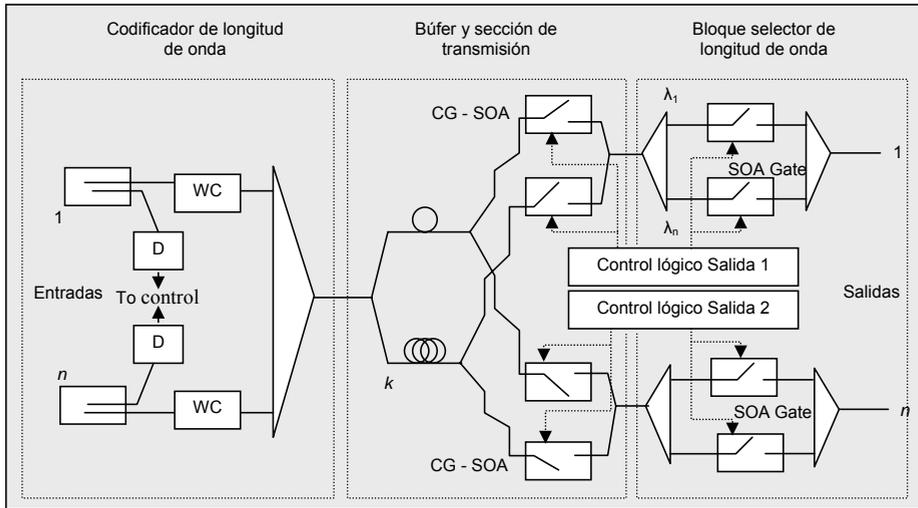


Figura 2.27. Estructura de difusión y selección

El principio de *Broadcast* realiza una copia de cada paquete en cualquier línea de retardo, habilitando de esta forma la administración flexible de los flujos de paquetes almacenados en el búfer. Una copia del paquete también está disponible en cada salida de manera que la arquitectura soporta fácilmente multicast.

En esta estructura de conmutación a cada paquete entrante se le asigna una longitud de onda para identificar su puerto de entrada, luego el paquete entra al búfer de paquetes el cual se comparte con todas las longitudes de onda de acuerdo al principio de colas de onda de salida del sistema. En este punto todos los paquetes se difunden a través de todas las líneas de retardo a fin de obtener todos los retardos posibles dentro del nodo. Para cada puerto de salida y ranura de tiempo, las compuertas ópticas dentro del búfer y dentro de los demultiplexores de longitud de onda seleccionan el puerto de entrada (representado por la longitud de onda) y el retardo apropiado.

2.4.5 Proyectos en la Universidad de California

Al margen de los trabajos realizados en el marco europeo descritos en los apartados anteriores y a excepción del proyecto OPERA que fue desarrollado en la Universidad de California, Santa Barbara, un extenso trabajo para el desarrollo de un nodo de conmutación de paquetes ópticos ha sido realizado en la Universidad de California Davis, bajo la supervisión y apoyo de la Agencia de Proyectos de Investigación Avanzados de Defensa DARPA y la colaboración de empresas como Cisco, BellSouth, Fitel, Fujitsu, Furukawa, New Focus y Oida.

La arquitectura propuesta está basada en etiquetado SCM que utiliza filtrado óptico para la separación de la señal de carga y etiqueta [HYU01] con una estructura principal del nodo que consiste en un conjunto de convertidores de longitud de onda sintonizables, un AWGR y un conjunto de convertidores de longitud de onda fijos [YOO03]. En el

transmisor SCM se realiza la modulación de la etiqueta de 622 Mb/s en una frecuencia portadora de 14 GHz la cual se multiplexa con la señal en banda base de la carga de 10 Gb/s. Esta modulación incluye doble banda lateral que estará 14 GHz separada de la portadora óptica. La red de difracción tiene su punto máximo de reflectividad centrada en la misma frecuencia óptica de manera que este elemento refleja la carga de datos que están en el centro del lóbulo y tan solo permite transmitir la etiqueta modulada en SCM que está en las bandas laterales. El circulador óptico junto con la red de difracción separa los componentes de la señal de entrada combinada, es decir, en la etiqueta modulada en SCM y la carga de datos. El detector demodula el contenido de la etiqueta para ser usado como parámetro de entrada a la tabla de enrutamiento, el resultado de este proceso es la generación de una nueva etiqueta y una señal de control para establecer la nueva longitud de onda en el láser y configurar la longitud de onda apropiada para el paquete en el puerto de destino del AWGR. La figura 2.28 muestra la arquitectura funcional del sistema representando el núcleo de un sistema de conmutación de etiquetas ópticas.

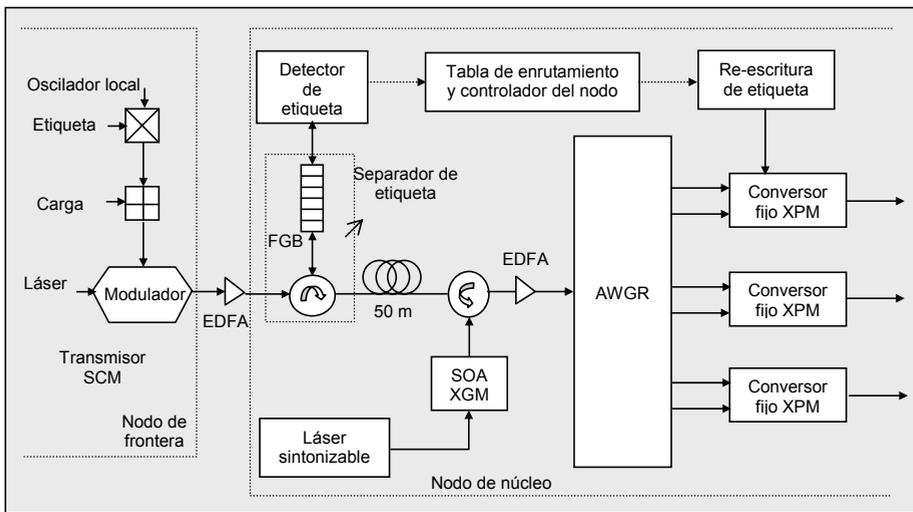


Figura 2.28. Diagrama de bloques funcional del sistema

El diseño del nodo de conmutación de paquetes se puede generalizar para permitir la extensión a múltiples canales WDM de entrada y salida, la figura 2.29 muestra la arquitectura de la estructura de conmutación. Las características de encaminamiento dependiente de la longitud de onda del AWGR permite la transmisión de los paquetes entrantes a un puerto requerido de salida con la elección apropiada de la longitud de onda, permitiendo alta conectividad *no-bloqueante* de cualquier longitud de onda en cualquier puerto de entrada a cualquier longitud de onda en cualquier puerto de salida. Esta función se logra mediante la adecuada operación del convertor de longitud de onda sintonizable. El convertor fijo de salida provee la longitud de onda final del paquete. Una ventaja de esta arquitectura es que no genera pérdidas por división de señal como las presentadas en arquitecturas de tipo *difusión y selección* y evita concatenar elementos de conmutación como en arquitecturas Benes, Banyan y Clos [XUE04]. No

obstante, esta arquitectura necesita incorporar un conmutador electrónico para dirigir las etiquetas al correspondiente convertidor de longitud de onda fijo en el que se va a realizar el proceso de reescritura de etiqueta.

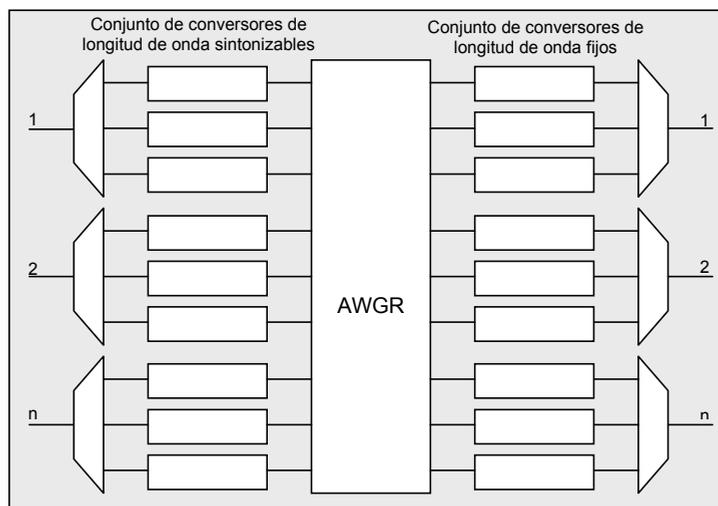


Figura 2.29. Estructura no-bloqueante de conmutación

El trabajo realizado bajo el concepto de esta arquitectura ha conducido a demostraciones de particular interés para las futuras redes de tercera generación tales como encaminamiento de paquetes de tamaño variable [PAN04] y resolución de colisiones [XUE03].

2.4.6 Comparación de los proyectos

En la tabla 2.2 se muestra un resumen de las características, contribuciones y desventajas de los proyectos desarrollados, aunque los resultados obtenidos en cada uno de ellos son satisfactorios en la demostración de sistemas de conmutación de paquetes ópticos, las principales desventajas que presentan los proyectos están relacionadas con la técnica de etiquetado utilizada. No obstante, los logros en cada uno de ellos han sido especialmente significativos en el estudio y diseño de dispositivos para el procesamiento de señales ópticas, especificación de protocolos y señalización para la capa óptica además de contribuir al proceso de estandarización. En particular, para el desarrollo de la tesis, las contribuciones generadas en la Universidad de California, Davis, son especialmente interesantes ya que van en línea con los objetivos propuestos en esta tesis y de forma más general con las características del nodo desarrollado en el proyecto LABELS en el cual se enmarca este trabajo de tesis y que conducen al desarrollo de nodos de conmutación de paquetes ópticos utilizando la técnica de etiquetado de multiplexación de subportadora SCM con extracción óptica de etiqueta que permite la implementación de redes asíncronas y la capacidad de procesar paquetes de tamaño variable.

PROYECTO	KEOPS (1995 – 1998)	OPERA (1997-1999)	STOLAS (2001 – 2004)	DAVID (2000 – 2003)	Proyectos Universidad de California (2002-2007)
Descripción	Proyecto que pretende explotar el encaminamiento de paquetes ópticos para proveer flexibilidad, escalabilidad y capacidad de manejo a las futuras redes de comunicaciones ópticas de banda ancha conservando la interoperabilidad con el desarrollo de redes IP, ATM y WDM.	El proyecto opera se basa en un nodo con interfaces ópticas de red que proveen regeneración óptica y soporta funciones de IP en el dominio óptico tales como intercambio de etiqueta, conmutación y transmisión de paquetes y reutilización de longitud de onda. El encaminamiento esta basado en etiquetado por subportadora.	El proyecto STOLAS explora el potencial de las redes de datos con etiquetas ópticas apiladas, siendo la longitud de onda de la carga la primera etiqueta y una etiqueta modulada ortogonalmente la segunda etiqueta.	El proyecto DAVID busca mejorar las prestaciones de las redes de transporte para proveer la capacidad requerida en el desarrollo de las futuras redes de Internet. Este proyecto busca mejorar la forma de transportar de manera eficiente el tráfico soportado por IP sobre redes metropolitanas y de área extensa.	El trabajo realizado en la universidad de California ha explorado a nivel teórico y experimental las capacidades de la conmutación de paquetes ópticos así como la viabilidad en la implementación de dichos sistemas y su integración con las actuales redes de datos.
Contribución	<ul style="list-style-type: none"> - Definición de escenarios de aplicación para el desarrollo de redes transparentes de conmutación de paquetes - Análisis de las prestaciones y diseño de estructuras de conmutación para redes de conmutación de paquetes tales como conmutadores de encaminamiento por longitud de onda y conmutadores de difusión y selección. - Progresos en el desarrollo de componentes clave tales como conversores de longitud de onda, fuentes ópticas multi-canal, selectores de longitud de onda. - El proyecto realizó un paso significativo en la definición de conceptos de las futuras redes de comunicaciones y desarrollo de tecnología para derivar una plataforma que permita transportar paquetes en una infraestructura WDM. 	<ul style="list-style-type: none"> - Definición de interfaces ópticas y entornos de red para redes de tercera generación, estudio de sistemas de regeneración todo-ópticos para redes de conmutación de paquetes. - Estudio de técnicas de detección de etiquetas - Diseño de un nodo de conmutación de paquetes con doble etapa de conversión de longitud de onda que soporta borrado y reescritura de etiquetas manteniendo la relación de extinción de la señal 	<ul style="list-style-type: none"> - Demostración de etiquetado ortogonal, en el cual los paquetes IP son transmitidos en canales WDM y son marcados con dos niveles de etiquetado. - El esquema de etiquetado propuesto permite incrementar significativamente el caudal efectivo de las redes de conmutación de paquetes y permite incrementar las capacidades para la provisión de servicios diferenciados en una variedad de niveles de calidad de servicio 	<ul style="list-style-type: none"> - El proyecto demostró la viabilidad de la conmutación de paquetes ópticos y la interoperabilidad de dicha red con las redes de datos existentes actualmente mediante el uso de extensiones MPLS. - Estudio y diseño de protocolos de bajo nivel para redes metropolitanas y de área extensa que ofrezcan altas capacidades de transmisión y latencias reducidas. 	<ul style="list-style-type: none"> - Diseño de un nodo de conmutación de paquetes ópticos con capacidad de mapear cualquier longitud de onda entrada en cualquier puerto a un conjunto de longitudes de onda en cualquier puerto de salida. - Demostración de temas relacionados con aspectos avanzados de transmisión IP en nodos de conmutación de paquetes tales como resolución de colisiones, procesamiento de paquetes de tamaño variable además de temas relacionados con regeneración óptica de señales 3R
Desventajas	<ul style="list-style-type: none"> - Las operaciones de borrado de etiqueta y reescritura necesita una sincronización ajustada debido a que el método de etiquetado es TDM. - Necesita la inserción de paquetes "fantasma" en condiciones de tráfico normal para evitar variaciones en la potencia óptica que pueden afectar los amplificadores de fibra dopada EDFA. 	Debido a que la etiqueta se obtiene mediante detección directa la señal de la subportadora puede verse atenuada debido al efecto de la dispersión cromática.	El etiquetado ortogonal presenta un compromiso entre la calidad de la señal de carga y etiqueta limitando la transparencia del sistema.	La integración de redes de paquetes y redes síncronas TDM necesitan más investigación, principalmente debido a barreras tecnológicas y costes de implementación.	El esquema de nodo definido necesita un conmutador electrónico para enviar la etiqueta que se ha de reescribir al correspondiente puerto de salida.

Tabla 2.2. Resumen comparativo de los proyectos más representativos de conmutación de paquetes ópticos

Referencias

- [AWD00] D. O. Awduche, Y. Rekhter, J. Drake, R. Coltun, "Multiprotocol Lambda Switching: Combining MPLS Traffic Engineering with Optical Crossconnects," Internet draft, draft-awduche-mpls-te-optical-02.txt, 2000.
- [BAN01-1] A. Banerjee, J. Drake, J.P. Lang, B. Turner, K. Kompella and Y. Rekhter, "Generalized multiprotocol label switching: an overview of routing and management enhancements," IEEE Communications Magazine, vol. 39, pp. 144-150, 2001.
- [BAN01-2] A. Banerjee, L. Drake, L. Lang, B. Turner, D. Awduche, L. Berger, K. Kompella and Y. Rekhter, "Generalized multiprotocol label switching: an overview of signaling enhancements and recovery techniques," IEEE Communications Magazine, Vol. 39, pp. 144-151, 2001.
- [BIN02] C. Bintjas, N. Pleros, K. Yiannopoulos, G. Theophilopoulos, M. Kalyvas, H. Avramopoulos, G. Guekos, "All-optical packet address and payload separation," IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 14, pp. 1728-1730, 2002.
- [BLU00] D. J. Blumenthal, B.E. Olsson, G. Rossi, T. E. Dimmick, L. Rau, M. Masanovic, O. Lavrova, R. Doshi, O. Jerphagnon, J. E. Bowers, V. Kaman, L. Coldren and John Barton., "All-optical label swapping networks and technologies," J. Lightwave Technol., Vol. 18, pp. 2058-2074, 2000.
- [CAR98] A. Carena, M. D. Vaughn, R. Gaudino, M. Shell, and Daniel J. Blumenthal, OPERA: An Optical Packet Experimental Routing Architecture with Label Swapping Capability", J. Lightwave Technol., vol. 16, no. 12, pp. 2135-2145, 1998.
- [CHI01] D. Chiaroni, "Status and applications of optical packet switching", Tutorial in ECOC 2001 proceedings, Amsterdam, Netherlands, 2001.
- [CHI03] N. Chi, L. Xu, L. Christiansen, K. Yvind, J. Zhang, P. Holm-Nielsen, C. Peucheret, C. Zhang, and P. Jeppesen, "Optical label swapping and packet transmission based on ASK/DPSK orthogonal modulation format in IP-over-WDM networks," OFC03, 2003.
- [CIS06] Cisco Systems, CISCO CRS-1 Carrier Routing System, 2006.
- [CLA06] R. Clavero, F. Ramos, J. Marti, "All-Optical Self-Routing Latching Switch Based on Active Mach-Zehnder Interferometer," IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 18, no. 23, pp. 2475-2477, 2006.
- [DEV93] F. Devaux, Y. Sorel, and J. F. Kerdiles, "Simple measurement of fiber dispersion and of chirp parameter of intensity modulated light emitter," J. Lightwave Technol., Vol. 11, pp. 1937-1940, 1993.

- [GAM98] P. Gambini, M. Renaud, C. Guillemot, F. Callegati, I. Andonovic, B. Bostica, D. Chiaroni, G. Corazza, S. L. Danielsen, P. Gravey, P. Hansen, M. Henry, C. Janz, A. Kloch, R. Krahenbuhl, C. Raffaelli, M. Schilling, A. Talneau, and L. Zucchelli, "Transparent Optical Packet Switching: Network Architecture and Demonstrators in the KEOPS Project," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 16, pp. 1245-1259, 1998.
- [GAU97] R. Gaudino and D. J. Blumenthal, "A novel transmitter architecture for combined baseband data and subcarrier-multiplexed control links using differential Mach-Zehnder external modulators", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 9, no. 10, pp. 1397-1399, 1997.
- [GUI98] C. Guillemot, M. Renaud, P. Gambini, C. Janz, I. Andonovic, R. Bauknecht, B. Bostica, M. Burzio, F. Callegati, M. Casoni, D. Chiaroni, F. Cl'erot, S. L. Danielsen, F. Dorgeuille, A. Dupas, A. Franzen, P. B. Hansen, D. K. Hunter, A. Kloch, R. Krahenbuhl, B. Lavigne, A. Le Corre, C. Raffaelli, M. Schilling, J. C. Simon, and L. Zucchelli., "Transparent optical packet switching: The European ACTS KEOPS project approach," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 16, pp. 2117-2134, 1998.
- [HYU01] Hyuek Jae Lee, S. J. B Yoo, Vincent K. Tsui, and S. K. H. Fong, "A Simple all-Optical Label Detection and Swapping Technique Incorporating a Fiber Bragg Grating Filter", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 13, no. 6, pp. 635-637, 2001.
- [IYE02] S. Iyer, R. Zhang, and N. McKeown, "Routers with a single stage of buffering," *Comput. Commun. Rev.*, Vol. 32, no. 4, pp. 251-264, 2002.
- [KIT00] K.I. Kitayama, N. Wada, and H. Sotobayashi, "Architectural Considerations for Photonic IP Router Based upon Optical Code Correlation", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 18, no. 12, pp 1834-1844, 2000.
- [KOM00] K. Kompella, Y. Rekhter, and L. Berger, "Link Bundling in MPLS Traffic Engineering," *Internet Draft, draft-kompella- mpls-bundle-03.txt*, 2000.
- [KOO02] T. Koonen, Sulur, I. Tafur Monroy, J. Jennen, H. de Waardt., "Optical labeling of packet in IP-over-WDM networks," *ECOC02, Paper 5.5.2*, 2002.
- [LAL02] E. Lallas, N. Skarmoutsos, and D. Syvridis, "A new all optical label swapping method based on optical FSK header encoding on the intensity modulated payload," *ECOC02, Paper P4.4*, 2002.
- [LEE01] H. J. Lee, V. Hernandez, V. K. Tsui, and S. J. B. Yoo, "Simple, polarization-independent, and dispersion-insensitive SCM signal extraction technique for optical switching systems applications," *Electron. Lett.*, Vol. 37, no. 20, pp. 1240-1241, 2001.

- [LIN00] Y. M. Lin, W. I. Way, and G. K. Chang, "A novel optical label swapping technique using erasable optical single-sideband subcarrier label," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 12, pp. 1088–1090, 2000.
- [OKA02] A. Okada, "All-optical packet routing in AWG-based wavelength routing networks using an out-of-band optical label," *OFC 2002*, vol. 1, Paper WG1, pp. 213–215, 2002.
- [PAN04] Z. Pan, H. Yang, Z. Zhu, J. Cao, V. Akella, S. Butt, and S. J. B. Yoo, "Demonstration of variable-size packet contention resolution and packet forwarding in an optical-label switching router," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 16, pp. 1772–1774, 2004.
- [QIA00] Chunming Qiao, "Labeled Optical Burst Switching for IP over WDM Integration," *IEEE Communication Magazine*, vol. 38, no. 9, pp. 104–114, 2000.
- [ROS00] E. Rosen, A. Viswanathan, and R. Callon, "Multiprotocol Label Switching Architecture," *draft-ietf-mpls-arch-07.txt*, 2000.
- [SAU02] N. Le Sauze, E. Dorato, L. Ciavaglia, A. Dupas, D. Chiaroni, "Optical Packet switched metro networks", *ECOC 2002*.
- [SAS97] K. Sasayama, Y. Yamada, K. Habara, and K. Yukimatsu "FRONTIERNET: Frequency routing type time division interconnection network," *J. lightwave Technol.*, Vol 15, pp. 417–429, 1997.
- [STA05] L. Stampoulidis, E. Kehayas, K. Vyrsoinos, K. Christodouloupoulos, D. Tsiokos, P. Bakopoulos, G. T. Kanellos, K. Vlachos, E. A. Varvarigos, and H. Avramopoulos, "ARTEMIS: A 40 Gb/s all-optical self-routing node and network architecture employing asynchronous bit and packet-level optical signal processing," *Global Telecommun. Conf.*, paper PT06.8, pp. 2035–2040, 2005.
- [SU94] S. F. Su, A. R. Bugos, V. Lanzisera, and R. Olshansky, "Demonstration of a multiple-access WDM network with subcarrier-multiplexed control channels," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 6, pp. 461–463, 1994.
- [VLA03] K.G. Vlachos, I. T. Monroy, A. M. J. Koonen, C. Peucheret and P. Jeppesen, "STOLAS: Switching Technologies for Optically Labelled Signals" *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, no. 11, pp. 43–49, 2003.
- [WAD02] N. Wada, H. Harai, W. Chujo, and F. Kubota, "Multi-hop, 40 Gbit/s variable length photonic packet routing based on multi-wavelength label switching, waveband routing, and label swapping," *OFC02*, vol. 1, paper WG3, pp. 216–217, 2002.

- [WAN06] X. Wang, N. Wada, "Experimental Demonstration of OCDMA Traffic Over Optical Packet Switching Network With Hybrid PLC and SSFBG En/Decoders," *J. Lightwave Technol.* Vol. 24, pp. 3012-3020, 2006.
- [WEN02] Y. G. Wen, Y. Zhang, L. K. Chen, "On Architecture and Limitations of Optical Multiprotocol Label Switching (MPLS) Networks Using Optical-Orthogonal-Code (OCC)/Wavelength Label," *OTF*, Vol. 8, pp. 43-70, 2002.
- [XUE03] F. Xue, Z. Pan, Y. Bansal, J. Cao, M. Jeon, K. Okamoto, Shin Kamei, V. Akella, S. J. Ben Yoo, "End-to-end contention resolution schemes for an optical packet switching network with enhanced edge routers," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 21, pp. 2595-2604, 2003.
- [XUE04] F. Xue, S.J. Ben Yoo, "High-Capacity multiservice optical label switching for the next-generation Internet," *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, pp. S16-S22, 2004.
- [YOO03] S. J. B. Yoo, F. Xue, Y. Bansal, J. Taylor, Z. Pan, J. Cao, M. Jeon, T. Nady, G. Goncher, K. Boyer, K. Okamoto, S. Kamei, V. Akella, "High-performance optical-label switching packet routers and smart edge routers for the next generation Internet," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, pp. 1041-1051, 2003.
- [ZHA03] J. Zhang, N. Chi, P. Holm-Nielsen, C. Peucheret, and P. Jeppesen, "A novel optical labeling scheme using a FSK modulated DFB laser integrated with an EA modulator," *OFC03*, paper TuQ5, 2003.

Capítulo 3

Nodo de conmutación de paquetes ópticos con intercambio de etiquetas basadas en multiplexación por subportadora

3.1 Introducción

Este capítulo presenta de forma detallada los bloques que permiten implementar un nodo de conmutación de paquetes ópticos con capacidad de intercambio de etiquetas que están codificadas mediante la técnica de multiplexación por subportadora SCM. El nodo de conmutación de paquetes ópticos que a continuación se presenta se desarrolló en el marco del proyecto de investigación europeo LABELS [MAR06], [MAR05-1], el cual realiza la conmutación de paquetes ópticos de 10 Gb/s con etiquetas a 155Mb/s moduladas en una subportadora de 18 GHz. En este contexto se han definido cinco

bloques principales: extracción de etiqueta, controlador, búfer óptico, reescritura de etiqueta y encaminamiento. De forma general, el nodo extrae la etiqueta mediante procesamiento óptico de la señal SCM utilizando redes de difracción y determina su destino en base al procesamiento electrónico de la información transportada en la etiqueta llevado a cabo en el controlador. La reescritura de la etiqueta se realiza mediante combinación óptica de la carga con la etiqueta SCM utilizando un conjunto de redes de difracción, con lo cual se permite la definición de varias longitudes de onda por puerto de salida del nodo. Asimismo, el nodo incluye un esquema de conversión de longitud de onda basado en un sistema en cascada de amplificadores de semiconductor en modulación de ganancia cruzada y modulación de fase cruzada respectivamente. La validación de las prestaciones ofrecidas por el nodo se realiza mediante la comprobación experimental del conjunto ensamblado en términos de calidad de las señales procesadas, tiempo de procesamiento electrónico, capacidades de encaminamiento y funcionalidades de gestión del nodo.

3.2 Descripción general del nodo

Como se mencionó en el capítulo 2, la inserción de la información de la etiqueta en una subportadora dentro del canal óptico representa la superación de ciertas limitaciones técnicas que aparecían en los sistemas de etiquetado TDM, ortogonal y WDM. Básicamente, en el caso TDM, estas limitaciones se refieren a la necesidad de diseños de procesamiento en tiempo muy ajustados y problemas de sincronización. En el caso ortogonal, el compromiso existente entre la relación de extinción de la etiqueta y la carga y en el caso WDM, el desaprovechamiento de ancho de banda cuando cada etiqueta se transmite por fibras separadas y altos requerimientos de sincronización cuando todas las etiquetas se transmiten por una sola fibra.

No obstante, la técnica de multiplexado por subportadora también impone ciertas limitaciones como pueden ser la dispersión asociada a la propagación, los productos de intermodulación que aparecen entre carga y etiqueta SCM y distorsión por supresión de portadora. Sin embargo estas limitaciones, se pueden superar mediante el uso de técnicas de filtrado óptico en las que se logra una eliminación total de portadora óptica en el proceso de extracción de la etiqueta. Estos efectos no se dan directamente en la generación y/o tratamiento de la información, sino que surgen como consecuencia de las no linealidades y la propagación a través de medios dispersivos. Por este motivo, la codificación de etiquetas basada en la multiplexación por subportadora es la técnica que potencialmente ofrece más ventajas y es menos restrictiva en la conformación del paquete óptico y en el posterior proceso de extracción de la etiqueta.

En este contexto, el sistema desarrollado en general obedece a un diseño que tiene por característica el encaminamiento multicanal de paquetes con etiquetado SCM a 18 GHz y que soporta tasas de transmisión de carga de hasta 10 Gb/s con etiquetas de 155 Mb/s. El nodo incorpora un esquema de extracción o filtrado óptico de etiqueta en el cual la etiqueta codificada en SCM se separa de la carga de datos y posteriormente se envía al controlador del sistema para procesar la información de dicha etiqueta. A partir de este procesamiento, el nodo define el puerto de salida y la longitud de onda del paquete asociado a la etiqueta procesada. Por otro lado, la carga filtrada ha de almacenarse temporalmente durante el tiempo de procesamiento de la etiqueta para lo cual se ha utilizado

líneas de retardo basadas en fibra. El sistema también incorpora una etapa de conversión de longitud de onda que ofrece regeneración 2R a la señal de carga y finalmente, el encaminamiento es un proceso pasivo que depende de la longitud de onda del paquete.

El diagrama de bloques general del sistema con n puertos de entrada y n puertos de salida se muestra en la figura 3.1. Cada uno de los bloques representa etapas de procesamiento de las señales que componen el paquete SCM y que en conjunto permite lograr las funcionalidades de encaminamiento de paquetes ópticos utilizando el paradigma de intercambio de etiqueta.

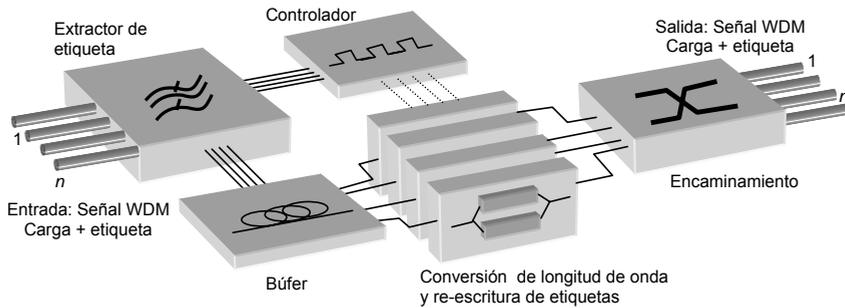


Figura 3.1. Diagrama de bloques general del nodo de conmutación de paquetes ópticos con capacidad de intercambio de etiqueta

Las funciones principales de los bloques definidos son las siguientes:

- **Extractor de etiqueta:** Separar del paquete óptico la correspondiente etiqueta con mínimas penalizaciones sobre la carga.
- **Controlador:** Procesar la información de direccionamiento del paquete. Debido a que la etiqueta se transmite a una velocidad relativamente baja en comparación con la tasa de transmisión de la carga, el controlador se puede implementar en circuitos electrónicos de tamaño reducido a fin de ahorrar consumo de potencia.
- **Búfer:** Almacenar un paquete en el dominio óptico para evitar incoherencias en el sistema debido al procesamiento electrónico del encabezado.
- **Conversores de longitud de onda:** Permite utilizar efectivamente las longitudes de onda en la red y establece un dominio adicional para la solución de conflictos en el sistema debido a la colisión de paquetes.
- **Re-escritura de etiqueta:** Proceso mediante el cual la nueva etiqueta generada se adhiere al paquete IP y se completa el proceso de intercambio de etiqueta.
- **Encaminamiento:** Permitir trazar la ruta para el paquete de acuerdo con la información obtenida de las tablas de encaminamiento.

A continuación se describe de forma sistemática cada uno de los bloques mencionados anteriormente y que fueron implementados a fin de construir un nodo de conmutación de paquetes ópticos con la capacidad de procesar dos canales por separado. En la

descripción se incluyen las características y el funcionamiento de los dispositivos ópticos y electrónicos utilizados para realizar dichas funciones.

3.3 Extractor de etiqueta

El primer bloque del nodo denominado *extractor de etiqueta* desempeña una tarea fundamental en la implementación de un sistema de conmutación de paquetes con intercambio de etiqueta multiplexada en subportadora (SCM). La función principal de este bloque consiste en extraer de la señal compuesta (carga y etiqueta SCM) la información relevante de encaminamiento transportada en la subportadora y conducirla de manera eficiente al controlador o subsistema electrónico para que realice el análisis de la información de la etiqueta y gestione las funciones de encaminamiento de la carga de datos. La extracción de la etiqueta en general se debe realizar sin involucrar ninguna conversión de la carga de datos al dominio eléctrico. Existen dos técnicas principales para separar la carga de la etiqueta codificada en SCM, una de ellas es la extracción de la etiqueta basada en detección directa [VAU97], la otra se denomina filtrado óptico [SAR97].

3.3.1 Técnica de extracción de etiqueta mediante detección directa

A pesar de que el nodo propuesto incorpora la técnica de filtrado óptico, es conveniente describir la técnica de detección directa con el fin de confrontar las prestaciones ofrecidas por cada una y establecer un punto de comparación. En la técnica de separación por detección directa, una fracción de la señal entrante al nodo se interviene mediante un acoplador direccional para dividirla en dos ramas diferentes, una para detectar la carga y la otra para detectar la etiqueta. Con el acoplador direccional se extrae alrededor del 50 % de la señal de entrada, aunque se han demostrado sistemas con una extracción del 10% para detectar la etiqueta [CAR98]. En ambos casos, esta fracción de señal transporta la información de la etiqueta así como información de la propia carga, por lo tanto, esta última ha de suprimirse electrónicamente mediante un filtro paso banda centrado en la frecuencia de la subportadora, obteniendo de esta forma solo a la subportadora RF. Posteriormente, la señal filtrada se puede aplicar a un diodo Schottky para detectar su envolvente o se puede mezclar con un tono a la frecuencia de la subportadora, cualquiera de estas dos técnicas permiten bajar la etiqueta a banda base. No obstante, la utilización del diodo limita el sistema a la utilización de bajas frecuencias de subportadora, en este contexto, la utilización de osciladores y mezcladores construidos con tecnología de integración monolítica permite escalar a frecuencias mayores de 15 GHz y tasas de transmisión mayores de 10 Gb/s [BLU97].

El proceso de detección se completa mediante la amplificación eléctrica y un filtrado paso bajo de la señal resultante para eliminar potencia de ruido. La señal presente en la otra rama igualmente transporta la etiqueta y la carga. En este caso, la etiqueta se puede suprimir eléctricamente mediante detección óptica de la señal entrante y posterior filtrado paso bajo o mediante procesos fotónicos a través de una etapa de conversión de longitud de onda en modulación de ganancia cruzada (XGM) utilizando un amplificador de semiconductor (SOA) [BLU99]. En la figura 3.2 se muestra el esquema funcional de detección directa de etiquetas SCM utilizando un mezclador y oscilador local.

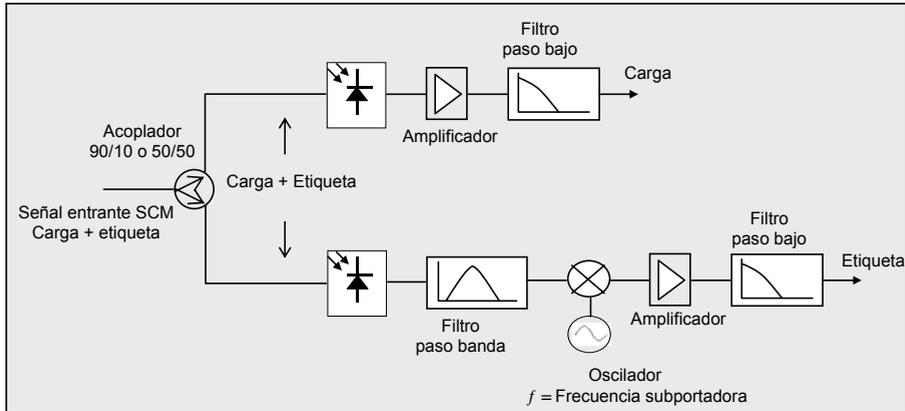


Figura 3.2. Esquema de extracción de etiqueta usando detección directa

En general, las desventajas de la técnica de detección directa están relacionadas con la penalización en potencia producida por la extracción de una parte de la señal óptica de entrada a fin de detectar la etiqueta y la escasa flexibilidad del sistema, ya que cualquier cambio en el valor de frecuencia de la subportadora requiere un nuevo diseño de los circuitos de extracción de etiqueta. Aún más importante, es el efecto de supresión de portadora debido a la transmisión del paquete SCM modulado en doble banda lateral a través de un medio dispersivo y posterior detección en un fotodiodo. A continuación, mediante un modelo de pequeña señal se analiza de forma analítica la interacción de los componentes de una señal SCM en el proceso de detección. La intensidad de una señal compuesta de una carga y una etiqueta SCM tiene la siguiente expresión:

$$I(t) = I_0 [C(t) + mE(t)\cos(w_s t)] \quad (3.1)$$

Donde $C(t)$ y $E(t)$ son la amplitud de la carga y etiqueta respectivamente, m es el índice de modulación de la etiqueta y w_s es la frecuencia angular de la subportadora. El modelo de pequeña señal asume que no hay modulación en la portadora óptica ni en las subportadoras RF y que la amplitud de las subportadora es menor que la amplitud de la portadora óptica. De esta forma la ecuación 3.1 se reduce a [DEV93]:

$$I = I_0 (1 + m \cos(w_s t)) \quad (3.2)$$

Donde I_0 representa la amplitud de la señal en bandabase (carga) e $I_0 m$ representa la amplitud de la etiqueta SCM. De esta forma, el campo eléctrico de la señal SCM transmitida es una función periódica en tiempo y se puede descomponer en series de Fourier:

$$E = \exp(j\omega_0 t) \sum_k A_k \exp(jk\omega_s t) \quad (3.3)$$

$$E = \sqrt{I_0} \left[1 + \frac{1+j\alpha}{4} m \exp(j\omega_s t) + \frac{1+j\alpha}{4} m \exp(-j\omega_s t) + \right. \\ \left. j \frac{\alpha}{16} m^2 \exp(j2\omega_s t) + j \frac{\alpha}{16} m^2 \exp(-j2\omega_s t) + \dots \right] \quad (3.4)$$

Donde ω_0 es la frecuencia de la portadora óptica, ω_s es la frecuencia angular de la subportadora, m es el índice de modulación de la etiqueta y α es el parámetro de chirp de la fuente láser. La ecuación (3.4) define los tres principales componentes en donde está distribuida la potencia de la señal limitada a la primera potencia de m cuando $m < 1$ [DEV93]. En particular, los componentes son:

$$A_{+1} = \sqrt{I_0} m \frac{1+j\alpha}{4}$$

$$A_0 = \sqrt{I_0}$$

$$A_{-1} = \sqrt{I_0} m \frac{1+j\alpha}{4} \quad (3.5)$$

De (3.5) se puede recuperar I_0 de A_0 e $I_0 m$ de A_{+1} y A_{-1} . Por tanto, A_0 representa la información de la carga y A_{+1} y A_{-1} representa la información del etiquetado SCM. Durante la propagación en un medio dispersivo como lo es la fibra óptica, estos tres componentes tienen ligeras diferencias de velocidad de fase y por lo tanto adquieren diferentes desplazamientos de fase (ϕ_k) en el receptor. De esta forma, el campo eléctrico de la señal después de propagarse a través de un medio dispersivo es:

$$E = \exp(j\omega_0 t) \sum_{k=-1}^1 A_k \exp(j(k\omega_s t + \phi_k)) \quad (3.6)$$

$$E = \exp(j\omega_0 t) [A_{-1} \exp(j(-\omega_s t + \phi_{-1})) + A_0 \exp(j\phi_0) + A_{+1} \exp(j(\omega_s t + \phi_{+1}))] \quad (3.7)$$

La ecuación (3.7) define las componentes del paquete óptico correspondientes a una portadora óptica y dos bandas laterales SCM con diferente fase. En detección directa

estas componentes interactúan entre sí para recuperar las subportadoras. Sin embargo, debido a la dispersión cromática, las dos componentes tienen fases distintas a lo largo de la distancia de transmisión, por lo tanto, el batido entre la portadora óptica y las subportadoras genera una cancelación de la señal de etiqueta SCM cuando existe una diferencia de fase de π entre las dos bandas laterales. De esta forma, la potencia total de las dos componentes de subportadora fluctúa de acuerdo con la distancia de transmisión generando el efecto de supresión de portadora el cual limita la transparencia del sistema. En relación a las pérdidas de la fibra óptica, éstas solamente contribuyen un factor constante en la respuesta en frecuencia.

Una alternativa para soslayar el efecto de supresión de portadora en la técnica de detección directa se obtiene mediante la codificación de la etiqueta en banda lateral única. Suponiendo que el transmisor elimina la banda superior, el campo eléctrico de la señal transmitida es:

$$E = \exp(j\omega_0 t) [A_{-1} \exp(j(-\omega_s t + \phi_{-1})) + A_0 \exp(j\phi_0)] \quad (3.8)$$

Donde (ϕ_{-1}) y (ϕ_0) son los desplazamientos de fase definidos anteriormente. En el receptor, el fotodetector genera una fotocorriente proporcional a la intensidad de la señal óptica:

$$\begin{aligned} i &= \frac{1}{2} \rho EE^* \\ i &= \frac{1}{2} \rho [A_{-1}^2 + A_0^2 + A_{-1} A_0^* \exp(j(-\omega_s t + \phi_{-1} - \phi_0)) + \\ &\quad + [A_{-1}^* A_0 \exp(j(\omega_s t - \phi_{-1} + \phi_0))] = \\ i &= \frac{1}{2} \rho [A_{-1}^2 + A_0^2 + 2 \operatorname{Re}(A_{-1} A_0^*) \cdot \cos(\omega_s t - \phi_{-1} + \phi_0)] \quad (3.9) \end{aligned}$$

Siendo ρ la responsividad del fotodiodo. Solamente hay una componente con frecuencia ω_s en la señal recibida que corresponde a la frecuencia angular de la subportadora, por lo tanto, los términos de atenuación RF desaparecen. No obstante, aunque el proceso de detección mejora considerablemente, el problema radica en la relativa complejidad del transmisor a fin de generar el etiquetado SCM en banda lateral única. Prueba de ello se observa en [LIN00], en donde la codificación de la etiqueta en banda lateral única se obtiene mediante la combinación de la señal de etiqueta desfasada $\pi/2$ junto con la señal invertida de carga. Otra alternativa para la obtención de la banda lateral única es la supresión directa de una de las bandas mediante una red de difracción de Bragg [ZHU03]. Aunque se obtiene una uniformidad en la potencia recibida en la subportadora, se genera un aumento en la tasa de error de bit (BER) debido a la

generación no ideal del etiquetado SCM en banda lateral única, principalmente debido a que la red de difracción no suprime completamente la banda lateral.

3.3.2 Técnica de extracción de etiqueta mediante filtrado óptico

En la técnica de filtrado óptico, la etiqueta codificada en la subportadora se separa de la carga mediante el uso de dispositivos ópticos. En general, la extracción óptica de la etiqueta facilita las funciones de detección de la subportadora, ya que no es necesario ningún procesamiento adicional debido a que la etiqueta se recupera directamente en banda base una vez pasa por el detector óptico, además el ancho de banda del receptor solo debe ser compatible con la tasa de bits de la etiqueta. Por otro lado, si las pérdidas de inserción del filtro óptico utilizado son suficientemente bajas, la recuperación de la carga y la etiqueta presenta bajas penalizaciones de potencia si se compara con la técnica de detección directa descrita anteriormente, además, el filtrado óptico permite reducir de forma considerable los efectos de diafonía entre la carga y la etiqueta.

Adicionalmente, si la portadora óptica se elimina completamente desde el bloque de extracción no habrá efectos de supresión de portadora debido a la dispersión cromática. De forma general, el campo eléctrico de la señal óptica después del filtrado óptico es:

$$E = \exp(j\omega_0 t) [A_{-1} \exp(j(-\omega_s t + \phi_{-1})) + A_{+1} \exp(j(\omega_s t + \phi_{+1}))] \quad (3.10)$$

Entonces, la corriente a la salida del fotodetector es:

$$i = \frac{1}{2} \rho \{ A_{-1}^2 + A_{+1}^2 + A_{-1} A_{+1}^* \exp(j(-2\omega_s t + \phi_{-1} - \phi_{+1})) + A_{+1} A_{-1}^* \exp(j(2\omega_s t + \phi_{+1} - \phi_{-1})) \}$$

$$i = \frac{1}{2} \rho \{ A_{-1}^2 + A_{+1}^2 + 2 \operatorname{Re}(A_{-1} A_{+1}^*) \cos(2\omega_s t + \phi_{+1} - \phi_{-1}) \} \quad (3.11)$$

Finalmente, la señal recibida contiene únicamente la información de la etiqueta y los términos de supresión RF desaparecen. Solo se requiere un filtro paso bajo para eliminar las componentes $2\omega_s$.

Algunas configuraciones que permiten lograr la separación de la etiqueta de la señal compuesta SCM se han demostrado mediante el uso de dispositivos tales como filtros Fabry-Perot (FFP), en donde la resonancia periódica complementaria de la función de transmisión del FFP se emplea para permitir el paso de solamente las bandas laterales cancelando la portadora óptica que transporta la carga de datos [MEA00]. En la figura 3.3 se muestra el esquema de filtrado basado en filtros Fabry-Perot. El principal problema de esta configuración surge debido a las características de la señal SCM ya

que las dos bandas laterales de la subportadora se localizan a ambos lados de la portadora óptica, por lo tanto, para extraer la etiqueta ambas subportadoras se deben filtrar lo cual requiere que el rango espectral libre (FSR) del filtro sea exactamente igual a la separación de las dos bandas laterales traduciéndose en altos requerimientos de diseño del filtro para que la carga no se vea afectada.

Para superar este problema y relajar los requerimientos en el diseño del filtro se puede recurrir a la modulación de banda lateral única para transportar la etiqueta, de manera que una simple banda lateral esta presente en la señal compuesta y se elimina la restricción en el rango espectral libre del filtro [LIN00]. Sin embargo, la generación de señales SCM con banda lateral única requiere un diseño más elaborado como se mencionó anteriormente, ya que cualquier desbalanceo de la modulación en cuadratura generará diafonía debido a la existencia de potencia residual en la banda que se pretende eliminar. La ventaja que presenta este sistema esta relacionada con la tolerancia a la dispersión debido al uso de una modulación de banda lateral sencilla.

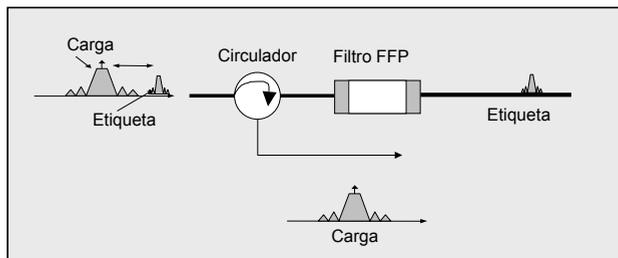


Figura 3.3. Esquema de extracción de etiqueta usando un filtro Fabry-Perot

Otra propuesta ha sido utilizar interferómetros Sagnac en donde el filtro se construye mediante un bucle de fibra con un segmento de fibra mantenedora de polarización dentro de la cavidad en la cual la longitud de la fibra se selecciona para soportar un espaciado de canal óptico y una frecuencia subportadora dada [ROS00]. El esquema se muestra en la figura 3.4. En este caso la portadora óptica se refleja por la cavidad y se extrae utilizando un circulador óptico para enviarla al siguiente bloque de procesamiento [HAN99], [OHL00]. La fibra mantenedora de polarización dentro de la cavidad emplea dos elementos birrefringentes de la misma longitud orientados con eje principal a 45° el uno del otro y un plato de media onda con ejes orientados 45° con respecto al elemento birrefringente más cercano, la birrefringencia total causa un retardo de grupo diferencial que se traduce en una variación de amplitud entre las señales en contra propagación en la cavidad debido a la operación del interferómetro, de manera que se origina una respuesta espectral periódica entre la entrada y los dos puertos de salida permitiendo la extracción de múltiples canales SCM. Sin embargo, el uso del interferómetro de Sagnac tiene limitaciones referidas al cuidadoso diseño del acoplador 2x2 que forma anillo de fibra ya que se requiere una constante de acoplamiento de 0.5. Por otra parte, no es un sistema muy flexible ya que el cambio en la frecuencia subportadora obliga a rediseñar el filtro, además al basarse en efectos de interferencia desbalanceada en una cavidad de fibra, se requiere un extremo cuidado en el manejo de la estructura además de estabilización contra variaciones ambientales externas.

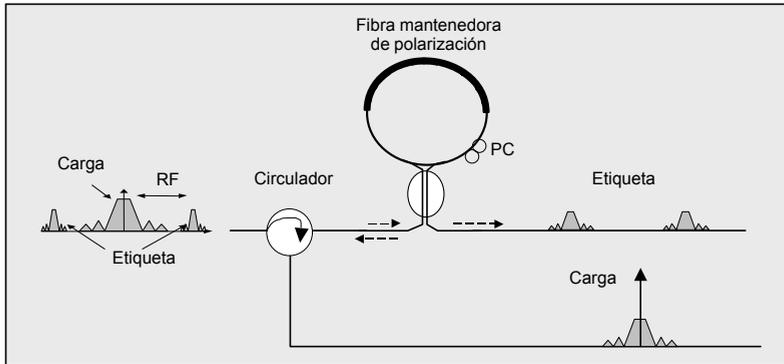


Figura 3.4. Esquema de extracción de etiqueta basado en un interferómetro Sagnac

Finalmente, otra alternativa para implementar el bloque de extracción de etiqueta esta basada en redes de difracción de Bragg en fibra óptica (FBG). Como en los casos anteriores, la señal de entrada es la combinación de la carga en banda base y una modulación de doble banda lateral debido a la multiplexación de la subportadora. En este contexto, la red de difracción debe tener el pico de reflectividad cercano al 100% con un ancho de banda compatible con la tasa de transmisión de la carga y que a la vez que sea menor que el espacio espectral comprendido entre las dos subportadoras RF [JAE01-1], [YOO01]. Así, la configuración permite que la red de difracción refleje la portadora óptica que contiene la carga y permita el paso de la doble banda lateral SCM que transporta las etiquetas. El sistema extractor de etiquetas se completa con un circulador óptico que extrae la señal reflejada por la red de difracción [LEE01], [YOO02].

Con esta configuración la transmisión de la etiqueta SCM está libre de efectos dispersivos ya que la portadora óptica se refleja con la carga, por lo tanto no es necesario utilizar complejos sistemas para obtener modulaciones de banda lateral sencilla en la etapa de generación de paquetes ópticos. Por otro lado es un esquema flexible ya que el filtro no necesita ser cambiado en caso de que la frecuencia subportadora cambie, asimismo, el filtro provee bajas pérdidas de inserción, es independiente de la polarización y fácilmente sintonizable [JAE01-2]. Es importante destacar que las redes de difracción presentan características espectrales únicas al poderse diseñar con perfiles de apodización que permiten obtener alta supresión de lóbulos laterales secundarios en comparación a los filtros Fabry-Perot y Sagnac, los cuales presentan perfiles de filtrado de tipo sinusoidal cuya forma no es lo suficientemente efectiva para separar las señales de carga y etiqueta a menos que se configuren etapas en cascada.

De este modo es evidente que las redes de difracción de Bragg utilizadas como dispositivo de filtrado para separar las señales que componen el paquete óptico etiquetado en SCM ofrece unas prestaciones acorde a los requerimientos demandados.

En la configuración más simple, como se muestra en la figura 3.5, la separación se puede realizar por medio de una red de difracción especialmente diseñada para ello en

donde los requerimientos del filtro tales como la reflectividad, el ancho de banda, la pendiente y el rizado del retardo de grupo vienen dados por el ancho de banda de la señal de carga y la frecuencia subportadora. Es importante resaltar que la subportadora RF normalmente está separada de la portadora óptica entre 14 y 18 GHz, donde el espectro de la señal de carga es relativamente débil, no obstante, no se recomienda valores mayores a fin de permitir una buena utilización del espectro a nivel de paquete.

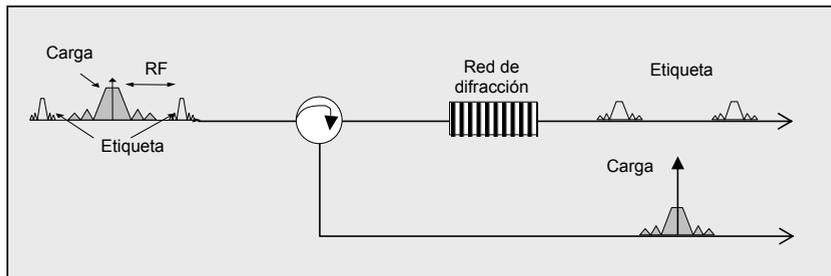


Figura 3.5. Esquema básico de extracción de etiqueta usando redes de difracción de Bragg

Teniendo en cuenta que el nivel de potencia de la etiqueta multiplexada en subportadora generalmente está unos decibelios por debajo del nivel de potencia de la carga (entre 5 y 20 dB dependiendo del índice de modulación de la etiqueta), el esquema de filtrado debe garantizar que la carga residual en el espectro extraído de la etiqueta presente una supresión superior a los 35 dB a fin de obtener un procesamiento de etiqueta libre de errores. Un aspecto clave en esta configuración radica en que la carga no debe distorsionarse cuando se refleja por la red de difracción, por lo tanto el filtro debe satisfacer los requerimientos de ancho de banda y rizado de retardo de grupo adecuados a la tasa de transmisión de la carga (alrededor de 25 ps para 10 Gb/s). Además, para obtener buena eficiencia de potencia, el filtro debe ser lo suficientemente fuerte para reflejar la mayor parte del espectro que contiene la carga y aún ser más fuerte para suprimir la portadora óptica y obtener una señal de etiqueta limpia. Lo anterior es de especial interés para sistemas altamente comprimidos, donde la subportadora RF que transporta la etiqueta está muy próxima a la región que transporta la parte más significativa del espectro de la carga. En particular, las especificaciones del nodo diseñado establecen una etiqueta SCM ubicada a 18 GHz de la portadora óptica y teniendo en cuenta que el ancho de banda espectral de la portadora óptica que transporta la carga a 10 Gb/s es aproximadamente 14 GHz, el margen entre la subportadora y el espectro de la carga es de 11 GHz, aproximadamente 88 pm.

Por lo tanto los requerimientos para obtener simultáneamente alta reflectividad en el filtro, bajo rizado de retardo de grupo además de una fuerte pendiente, son particularidades frecuentemente difíciles de implementar para altas tasas de transmisión (>2.5 Gb/s) usando una única red de difracción de Bragg. Algunas demostraciones de filtrado de señales SCM se han realizado presentando tasas de transmisión de carga 2.5 Gb/s con 14 GHz de subportadora [JAE01-1] y 10 Gb/s con 14 GHz [ZHU05] usando una única red de difracción. Sin embargo, cabe aclarar que estas demostraciones han sido realizadas basándose en una red con pocos saltos y distancias cortas de transmisión de paquetes. A mayor distancia de transmisión de la carga los requerimientos del filtro

para obtener la separación de las señales son mayores y múltiples saltos en la red implican múltiples etapas de conversión de longitud de onda a lo largo del camino del paquete además de la dispersión cromática acumulada, lo cual se traduce en estrictos requerimientos impuestos al bloque extractor de etiqueta en los nodos de la red.

Una solución simple y eficiente que mantiene un bajo rizado de retardo de grupo dentro de la banda de paso definida a -3 dB por debajo del máximo y al mismo tiempo suprime eficazmente la portadora óptica, consiste en distribuir las operaciones de extracción de etiqueta y limpieza del residuo de la señal de carga mediante un tándem de dos redes de difracción con características complementarias [POP05] tal y como se explica a continuación.

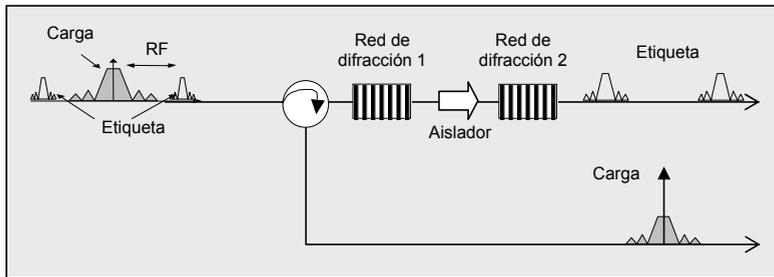


Figura 3.6. Extractor de etiqueta con redes de difracción configuradas en tándem

En la configuración mostrada en la figura 3.6, la red de difracción 1 realiza la extracción de la carga y el filtrado final de la etiqueta se realiza mediante la red de difracción 2. El punto esencial en esta configuración es que a la salida de la red de difracción 1, la señal restante de carga ya no será utilizada y por lo tanto se puede remover sin restricciones mediante la red de difracción 2, la cual se puede diseñar para que ejerza una fuerte supresión a la portadora óptica. El aislador se requiere a fin de evitar efectos de resonancia entre las dos redes de difracción.

En este contexto, la red de difracción 1 puede presentar una reflectividad lo suficientemente pequeña (alrededor de 0.9) para garantizar un rizado de retardo de grupo bajo dentro de la banda de paso y la red de difracción 2 se puede diseñar con una reflectividad del orden de 0.999 y una respuesta de filtro con pendiente abrupta debido a que no tiene restricciones impuestas en el rizado de retardo de grupo pues la carga ya ha sido reflejada por la red de difracción 1. Por lo tanto, se adopta como solución final la configuración avanzada mostrada en la figura 3.6 para realizar la separación de los 10 Gb/s de carga de los 155 Mb/s de etiqueta transportada en la subportadora de 18 GHz. En particular, para implementar la extracción de etiqueta en los dos puertos de entrada del nodo, se han utilizado dos tándem de redes de difracción centrados en los canales ITU a 1550.1 nm y 1550.9 nm respectivamente, la sintonización de los tándem se realizó mediante el estiramiento y calentamiento de las redes de difracción siguiendo el procedimiento descrito en el anexo 2. En general, la red de difracción 1 de los dos tándem se diseñó usando el algoritmo *layer-peeling* [SKA01], presenta una reflectividad de 0.9, un ancho de banda a 3 dB de 20.5 GHz y el rizado de retardo de grupo en la banda de reflexión es menor de 25 ps y la red de difracción 2 se diseñó con una reflectividad de 0.9999 (-40 dB) y 0.2 dB de pérdidas de inserción. De esta forma se

consigue una supresión de portadora del orden de 50 dB, lo cual es suficiente para un procesamiento de etiqueta libre de errores. La figura 3.7 (a) muestra la respuesta en transmisión y en reflexión del tándem sintonizado en 1550.1 nm. La supresión resultante debido a la intensidad combinada de las dos redes de difracción está en el rango de los 45 – 50 dB, un valor difícilmente alcanzable utilizando una única red de difracción, especialmente, si se requiere un bajo rizado de retardo de grupo en todo el ancho de banda de procesamiento y un perfil abrupto de filtrado. En la figura 3.7 (b) se muestra el retardo de grupo en reflexión de las redes del tándem. Como se observa, el retardo de grupo en la banda de filtrado se mantiene constante con un nivel de rizado inferior a 30 ps para la FBG1 y 60 ps para la FBG2. Es importante destacar que, en principio, esta configuración también permite realizar las tareas de filtrado con tasas de bit de carga mayores de 10 Gb/s, en particular, con este sistema, se ha demostrado la extracción de la etiqueta de un paquete SCM con carga a 20 Gb/s [MAR05-2].

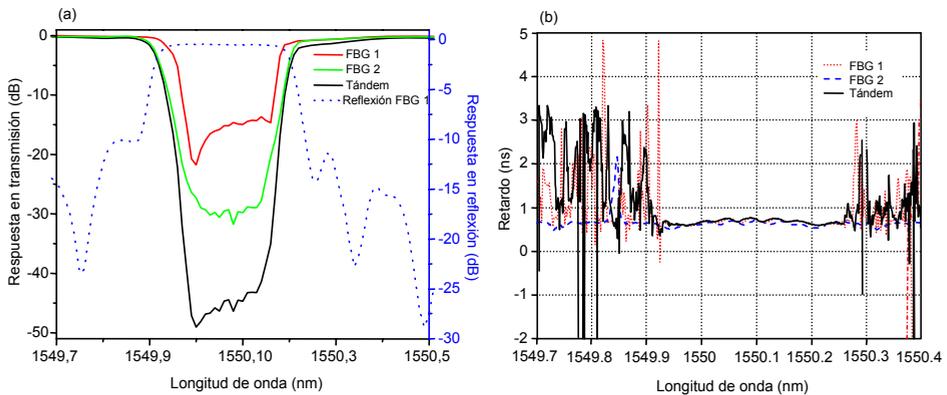


Figura 3.7. Caracterización del tándem de redes de difracción. (a) Función de transferencia. (b) Retardo de grupo

No obstante, esta configuración de filtrado de señales SCM solamente permite la separación de canales individuales, por este motivo se debe considerar una estructura más compleja que permita el procesamiento multicanal a fin de que el sistema sea compatible con cualquier plataforma WDM. Una forma de obtener tal procesamiento multicanal se logra mediante la incorporación de un AWG (*Arrayed Waveguide Grating*) actuando como demultiplexor. La figura 3.8 muestra la solución generada por los AWG's en la obtención de un sistema de extracción de etiquetas multicanal.

El AWG 1 define los puertos de entrada del nodo. Una vez los canales entran al nodo pasan a través del circulador óptico y son conducidos al AWG 2 en donde se demultiplexan en longitudes de onda individuales. En cada una de las salidas del AWG está ubicada la configuración de redes de difracción en tándem definidas anteriormente. Cada uno de estos tándem está sintonizado en una de las longitudes de onda de trabajo en la red, por lo tanto se requieren tantos tándem como longitudes de trabajo se hayan definido, de esta forma se logra un procesamiento multicanal. En este contexto, las reflexiones de las portadoras ópticas que transportan la carga de datos provenientes del tándem de redes de difracción de Bragg se multiplexan de nuevo y se dirigen hacia el AWG 3 por medio del circulador óptico donde la carga será demultiplexada de nuevo a

fin de obtener los canales WDM independientes. El ancho de banda espectral de los paquetes ópticos SCM que se transmiten en cada una de las longitudes de onda demultiplexadas depende de la frecuencia subportadora. Por lo tanto el ancho de banda de cada una de las bandas de paso de los AWG utilizados para tal demultiplexación debe ser relativamente mayor que el ancho de banda espectral generado por dicha subportadora. En este caso, los AWG utilizados tienen una banda de paso 54 GHz (0.43 nm), lo cual es suficiente para transportar los 36 GHz (0.28 nm) resultantes de la modulación en doble banda lateral de la subportadora a 18 GHz.

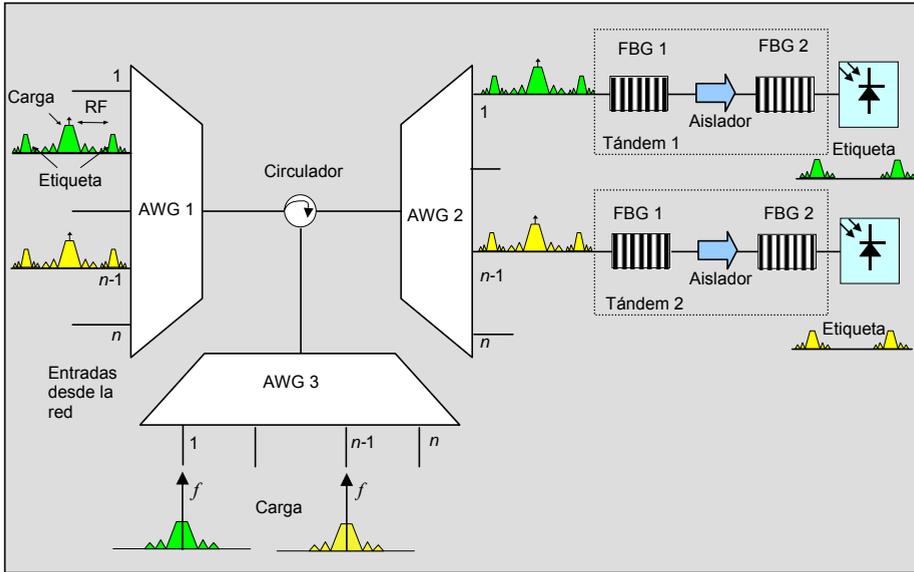


Figura 3.8. Extractor multicanal de etiquetas basado en un combinador óptico, dos AWG y redes de difracción de Bragg

3.4 Controlador

El controlador del sistema está basado en tecnología de circuitos lógicos programables FPGA (*Field Programmable Gate Array*) en donde están implementadas las funcionalidades electrónicas del nodo óptico, en concreto, la lectura, el procesamiento de la etiqueta, la gestión y el control del nodo. Un FPGA es un componente estándar de compuertas lógicas reprogramables por software que permite establecer conexiones internas reprogramables de sus componentes traduciendo en diseños electrónicos flexibles de fácil comprobación. A continuación se describe la arquitectura y características principales de un FPGA Xilinx de la familia Virtex II en la cual se implementó el controlador del nodo.

3.4.1 FPGAs

Internamente un FPGA consiste de conexiones programables y elementos lógicos llamados *bloques lógicos configurables* (CLB), los cuales son la unidad lógica básica del sistema. Por su parte, las conexiones programables permiten a los bloques lógicos de un FPGA interconectarse según la necesidad del diseño del sistema, por lo tanto, encaminan las señales entre CLBs y entre éstos y las entradas y salidas del chip. De la misma forma, el encaminamiento de las señales dentro del FPGA es de dos tipos, el primero relacionado con la interconexión entre CLBs a lo largo de todo el dispositivo y el segundo relacionado con la ruta para la transmisión de la señal de reloj y otras señales globales. Adicionalmente, un FPGA puede incorporar bloques de procesamiento más avanzados tales como multiplicadores, osciladores y microprocesadores. La disposición interna de estos elementos en un FPGA es específica según el fabricante, sin embargo, la arquitectura más desarrollada consiste en arreglos simétricos de bloques lógicos configurables tal como se muestra en la figura 3.9. Este esquema se compone de CLBs dispuestos en filas y columnas de una matriz e interconectados mediante y bloques de conmutación. La matriz simétrica generalmente está rodeada por bloques de entrada y salida los cuales permiten la conexión del FPGA con el exterior. Los bloques de entrada y salida se agrupan en bancos, cada uno con unas características especiales a fin de soportar distintos estándares de señal tales como TTL, ECL, LVDS, LVC MOS, etc.

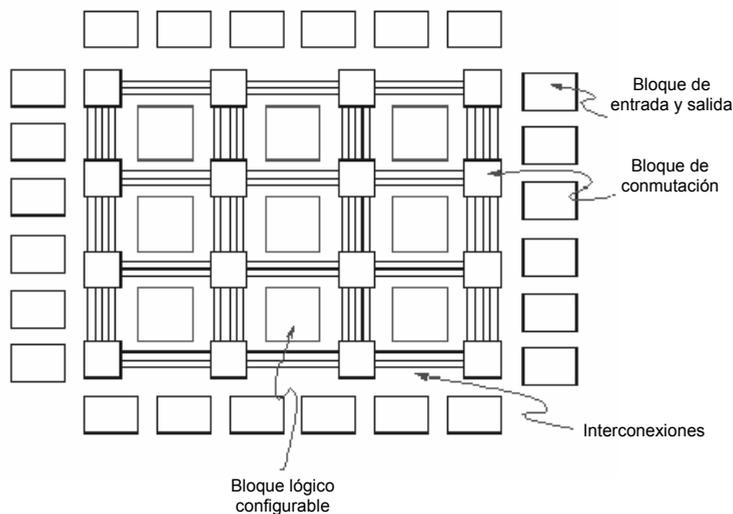


Figura 3.9. Configuración interna de un FPGA basado en un arreglo simétrico

Como se mencionó anteriormente los CLBs son la unidad lógica básica del FPGA. Cada CLB consiste de matrices de conmutación configurables con cuatro unidades de procesamiento denominadas *Slice*. Los *slice* del CLB están distribuidos en dos columnas de dos *slice*, cada una con lógica de acarreo independientes y una cadena de

desplazamiento común, además están conectados a una matriz de conmutación que les permite acceder a la matriz general de encaminamiento. La distribución de los *slice* en un CLB se muestra en la figura 3.10. Cada *slice* incorpora dos generadores de funciones de cuatro entradas, lógica de acarreo, compuertas lógicas aritméticas y multiplexores. Cada uno de los generadores de cuatro entradas se puede configurar como una tabla de *look-up* (LUT), memoria RAM distribuida de 16 bits o registros variables de desplazamiento de 16 bits

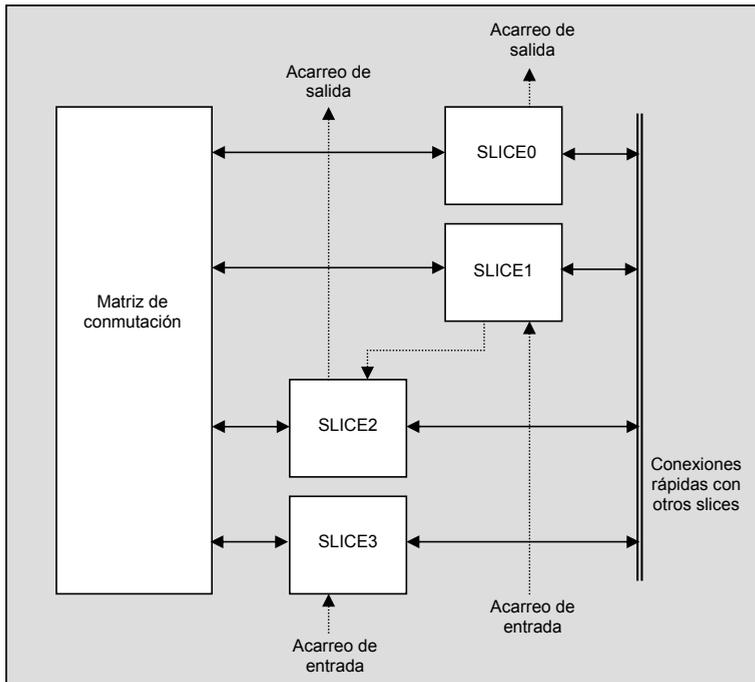


Figura 3.10. Configuración interna de los *slice* en un bloque lógico configurable

Cuando el generador de funciones se implementa como una tabla de *look-up*, se puede realizar cualquier función booleana arbitraria de cuatro entradas, por lo tanto, el retardo de propagación interno es independiente de la función implementada. Los registros internos se pueden activar por nivel alto o bajo o por flaco de subida o de bajada de la señal de reloj según la configuración del *flip-flop* presente en cada *slice*. Una LUT también puede implementar memoria RAM distribuida de hasta 16 bits y en combinación con más LUTs se pueden implementar memorias de hasta 64 bits [XIL05].

La escritura en estos módulos de memoria es síncrona lo cual simplifica los diseños de circuitos de procesamiento de alta velocidad, mientras que la lectura puede ser síncrona o asíncrona. De la misma forma, una LUT se puede configurar como registros de desplazamiento, los cuales son útiles, por ejemplo, para generar secuencias de datos. La operación de escritura en el registro es siempre síncrona y la lectura asíncrona. En conjunto las configuraciones que se pueden realizar con las tablas de *look-up* y en

general mediante los CLBs, permiten construir cualquier diseño lógico combinacional síncrono. En la figura 3.11 se muestra una vista detallada de los componentes internos de un *slice*. Por lo tanto, el diseño de circuitos electrónicos en FPGAs consiste en definir la función lógica que realizará cada uno de los CLBs y seleccionar el modo de trabajo de cada bloque de entrada y salida e interconectarlos. Para tal fin, hoy en día se cuenta con la ayuda de entornos de desarrollo especializados en el diseño de sistemas para implementar en FPGAs.

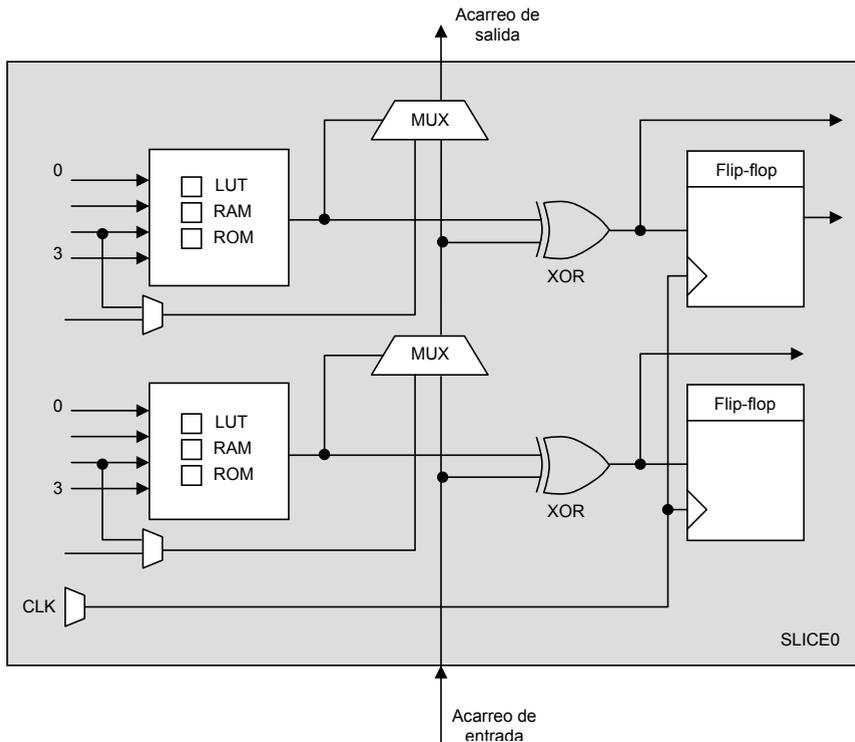


Figura 3.11. Configuración interna de un *slice*

El diseño se puede realizar a nivel de esquemático, sin embargo, esta solución no ofrece una alternativa viable en implementaciones grandes y complejas. Por lo tanto, se recurre al uso de lenguajes de programación, en particular, a los lenguajes de descripción de hardware (HDL). Dentro de los lenguajes más representativos se encuentra VHDL (lenguaje de descripción de hardware para circuitos integrados de alta velocidad), Verilog y ABEL. Básicamente, estos lenguajes permiten el diseño y la creación de circuitos electrónicos a partir de su propia descripción [BOE05]. En el anexo 3 se describe el lenguaje de programación VHDL bajo el cual se realizó la programación del controlador del nodo.

La implementación del controlador del nodo óptico se realizó en un FPGA de la familia Xilinx Virtex-II - XC2V1000. En particular, este dispositivo tiene un millón de compuertas, los CLBs están distribuidos en una matriz de 40 x 32 para un total de 1280

bloques lógicos configurables y dado que hay cuatro *slices* por CLB se habilitan 5210 *slices* utilizando aproximadamente 195 compuertas por slice. El chip esta montado sobre una placa de desarrollo que incorpora las interfases requeridas para su programación y las interfases de entrada y salida de la propia FPGA. Para tal fin la placa de desarrollo incorpora 16 Mb de memoria, dos fuentes de reloj, un puerto RS-232, una ranura de expansión y un interfaz de señales diferenciales de bajo voltaje (LVDS) de 16 bits de transmisión y 16 bits de recepción.

El resultado del proceso de diseño es un sistema que procesa etiquetas transmitidas a una tasa de 155 Mb/s. El procesado de etiqueta incluye las funciones necesarias para encaminar la carga asociada a la etiqueta procesada, además de la definición de la etiqueta de salida que será utilizada como información de encaminamiento en el siguiente nodo de la red. Adicionalmente a este procesado, el cual pertenece a las funcionalidades de un nodo de núcleo, el controlador también incorpora un sistema generador de etiquetas a fin de establecer un nodo de frontera y emular un entorno real de transmisión entre dos nodos en una red.

La frecuencia de trabajo del sistema de 155 MHz no se puede obtener de los osciladores que posee la placa de desarrollo (24 MHz), por este motivo se utiliza la ranura de expansión presente en la placa para incorporar una tarjeta de reloj a dicha frecuencia de trabajo. Para tal fin la tarjeta generan 310 MHz a partir de sintetizar los 10 MHz de un oscilador de cuarzo, un circuito integrado sintetizador y una memoria EEPROM. A la salida del sintetizador el nivel de señal requerido se ajusta con un circuito divisor de resistencia. La tarjeta de reloj incorpora dos canales independientes de oscilación a fin de proveer de señal de reloj al nodo de frontera y al nodo de núcleo emulando una situación real para la generación de señales y detección a partir de la recuperación de reloj. Los 24 MHz generados por la placa de desarrollo se utilizan para sincronizar el sistema completo con un ordenador externo desde donde se realiza el control del nodo.

3.4.2 Implementación del controlador de nodo

Los bloques funcionales que se han implementado mediante el lenguaje de descripción de hardware permiten realizar las tareas de generación, reconocimiento y procesado de etiquetas en dos canales independientes y de forma simultánea. El diagrama de bloques de dicha implementación se muestra en la figura 3.12. En este contexto, la generación de etiquetas se realiza en el controlador de nodo de frontera que consiste de un *registro de etiquetas* en donde se almacenan las etiquetas que van a ser transmitidas, un *bloque de disparo* el cual genera impulsos de forma aleatoria o de forma periódica y un bloque transmisor encargado de ensamblar la etiqueta y enviarla al puerto de salida del controlador de nodo de frontera.

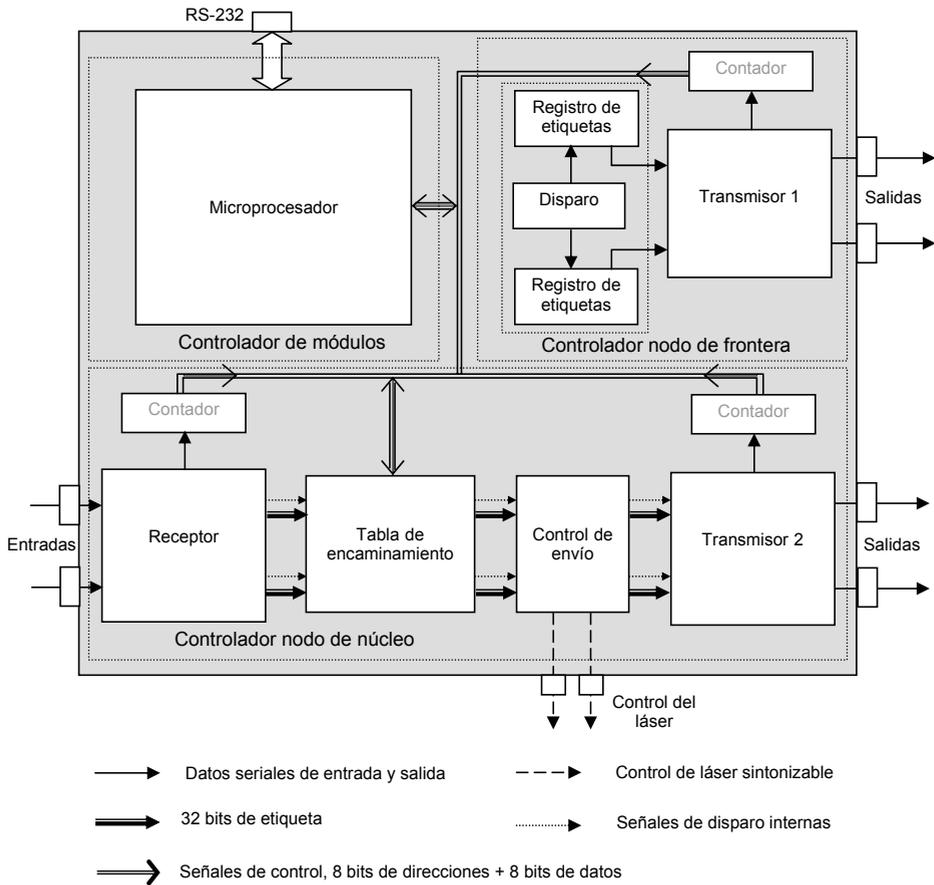


Figura 3.12. Diagrama de bloques del controlador del nodo óptico implementado en el FPGA

Con cada impulso generado, los 32 bits que componen la información de la etiqueta se transfieren desde el *registro de entrada etiquetas* y se genera la trama en el *bloque de transmisión* (transmisor 1), el cual incorpora a la información de la etiqueta un preámbulo compuesto de una secuencia de 64 bits de “1” y “0” y un campo de palabra única de 16 bits. El uso de estos dos campos se explicará mas adelante. El número de etiquetas transmitidas se puede monitorizar a través de un contador digital de 32 bits. Las tramas recibidas se procesan en el controlador del nodo de núcleo. El *bloque de recepción* realiza la recuperación de reloj y la conversión serie a paralelo de los 32 bits de etiqueta. Con cada etiqueta recibida satisfactoriamente se incrementa el valor de un contador, el cual permite monitorizar el número de las etiquetas procesadas. A continuación, el contenido de la etiqueta se procesa en la *tabla de encaminamiento*, el resultado de procesamiento determina un nuevo valor de etiqueta y define el valor de la longitud de onda para la carga asociada a dicha etiqueta. El proceso de establecimiento de la nueva longitud de onda, la prioridad y el tamaño de los paquetes se realiza en el

módulo de control de envío. El proceso final dentro del controlador de núcleo consiste en transmitir la nueva etiqueta a fin de ser re-escrita en el paquete óptico.

El funcionamiento de los bloques internos que conforman el controlador de núcleo se puede monitorizar y controlar a través de un ordenador externo. La interfaz entre el controlador de núcleo y el ordenador se realiza mediante la implementación de un *microprocesador* virtual en el FPGA, el cual obtiene datos de los bloques generados y se comunica con el ordenador a través de una conexión serie RS-232. A continuación se describe cada uno de los bloques que conforman el controlador del nodo óptico.

3.4.3 Microprocesador

El microprocesador es el principal módulo de gestión del dispositivo, comúnmente se conoce con el nombre de *Picoblaze* y está programado en lenguaje ensamblador. En conjunto, el microprocesador provee funcionalidades de control externo sobre los módulos implementados en el FPGA. El control se realiza mediante una interfaz RS-232 que conecta el FPGA con un ordenador externo o entidad de control y gestión, desde el cual se envían comandos de lectura y escritura a los registros internos de gestión del controlador del nodo óptico, además permite la programación de la tabla de encaminamiento. La comunicación interna entre los registros y el microprocesador se realiza mediante un direccionamiento de 8 bits y un bus de datos de 8 bits. En particular se han implementado dos registros de gestión a través de los cuales se pueden habilitar y deshabilitar funciones implementadas en el diseño tales como el establecimiento y el borrado de los contadores que registran el número de etiquetas procesadas, la activación de los dos canales de procesamiento interno o de solamente uno en particular y el comportamiento periódico o aleatorio en el proceso de transmisión de etiquetas en el controlador de nodo de frontera.

3.4.4 Bloque de disparo y registro de etiquetas

El bloque de disparo pertenece al nodo de frontera, la función de este bloque es generar impulsos que pueden ser de tipo periódico o aleatorio. La función de cada uno de estos impulsos es activar el proceso de generación de etiquetas, se puede considerar como el *arranque* del sistema. Adicional a la señal de disparo interno que activa el proceso de generación, este bloque genera otra señal de disparo para activar cualquier dispositivo externo que genere la carga de 10 Gb/s, de este modo se consigue una proceso de generación de paquetes ópticos (carga y etiqueta) síncrono. En cualquier caso, las señales de disparo presentes en ambas salidas pueden generarse al mismo tiempo, o bien, pueden programarse para estar desfasadas una con respecto a la otra, ya que el tiempo de respuesta del dispositivo externo no es inmediato a la señal de disparo, por lo tanto, la señal de disparo externa debe generarse antes de la señal de disparo interno. Además se debe tener en cuenta que la distancia que recorren las dos señales de disparo es diferente. El registro de etiquetas es básicamente una memoria en donde se cargan los 32 bit que componen la información de la etiqueta, la escritura en este registro se realiza mediante la interfaz externa habilitada a través del microprocesador.

3.4.5 Transmisor

El transmisor se encarga de ensamblar la trama completa de transmisión añadiendo unos encabezados a la información de etiqueta procedente del bloque anterior. De esta forma, la trama completa está compuesta por tres campos principales.

- **Preámbulo:** es una secuencia de 64 bits que alterna “1” y “0”. Esta secuencia se inserta al inicio de cada trama y sirve para ejecutar la recuperación de reloj en el receptor.
- **Palabra única:** es una secuencia de 16 bits común a todas las tramas, la función de la palabra única es identificar el inicio de cada etiqueta y notificar la correcta recepción de la misma. Dicha notificación se realiza cuando el campo de palabra única recibido coincide con el campo de palabra única establecido en el receptor.
- **Etiqueta:** es una cadena de 32 bits que transporta la información de direccionamiento del paquete óptico tal como origen, destino, prioridad, clasificación de la etiqueta, duración del paquete e ingeniería de tráfico (IT).

En general, la creación de las tramas se implementa mediante registros de desplazamiento y máquinas de estados finitos, en donde cada campo de la etiqueta corresponde a un estado esta en particular y no se pasa al siguiente estado hasta que el previo se haya completado. En cualquier caso, el tamaño de los campos definidos se puede variar a fin de incorporar más funcionalidades. En la figura 3.13 se muestran los campos de información que componen la etiqueta. En el apartado 4.3 se discuten las posibilidades de conexión que ofrece el campo de direccionamiento implementado en la trama y el uso de los demás campos definidos.

Preámbulo	Palabra única	Clase	Direccionamiento	Prioridad	Duración	IT
64 bits	16 bits	1 bit	24 bits	1 bit	4bits	2 bits

Figura 3.13. Especificación de los campos que conforman la etiqueta

3.4.6 Receptor

El controlador del sistema se encarga de procesar el contenido de la información transportada en la etiqueta óptica SCM. Por este motivo, se necesita un receptor óptico a fin de detectar la señal procedente del bloque extractor de etiqueta. La realización del receptor óptico permite efectuar la detección óptica directamente en la longitud de onda de la subportadora, de esta forma, se permite el procesamiento de la información contenida en la etiqueta. Así, el detector puede ser de baja frecuencia ya que la portadora óptica fue suprimida en el bloque extractor de etiqueta y solamente debe procesar la subportadora a fin de obtener la información en banda base. El ancho de banda del receptor depende de la tasa de transmisión de la etiqueta, en particular, el fotodetector incorporado en el sistema incluye un fotodiodo de Arseniuro de Galio e

Indio (InGaAs) con un ancho de banda de 2.5 GHz, suficientes para detectar la etiqueta a 155 Mb/s. Adicionalmente, dentro del circuito receptor se incluye un amplificador de bajo ruido, un circuito de control de ganancia, el cual permite al receptor operar a altas potencias de entrada sin experimentar saturación y un conversor de terminación sencilla a salida diferencial a fin de hacer compatible la salida del fotodetector con la entrada del FPGA. La sensibilidad óptica y potencia de saturación de dicho receptor son -38 dBm y -3 dBm respectivamente.

El siguiente paso es la recuperación del reloj a fin de sincronizar las tramas de entrada con el reloj local del controlador de núcleo. La sincronización del reloj se logra mediante el muestreo de las tramas de entrada en una matriz de *flip-flops* de cuatro filas por cuatro columnas. A la salida de la matriz se obtienen cuatro muestras de la misma señal en donde un circuito de decisión encuentra los flancos de subida y bajada de las tramas. La ventaja de este método de recepción es la fiabilidad y simplicidad del sistema ya que no necesita lazos cerrados de fase (PLL) a fin de recuperar el reloj ni necesita codificaciones tipo 8B/10B para asegurar una distribución homogénea de “0” y “1” en la trama, no obstante, la desventaja es la relativa lentitud en el proceso de sincronización ya que requiere entre 5 y 8 bytes de preámbulo. Después de la sincronización se realiza la comparación entre la secuencia de bits conocida y la palabra única transportada en la trama. Si concuerdan las dos informaciones se genera una señal de *trama recibida* indicando que la etiqueta se ha recibido correctamente. El proceso finaliza con la conversión de serie a paralelo de los 32 bits de etiqueta a fin de ser procesados en la tabla de encaminamiento.

3.4.7 Tabla de encaminamiento

La tabla de encaminamiento define la etiqueta y el puerto de salida para el paquete a partir de la información contenida en la etiqueta de entrada. La tabla de encaminamiento está implementada en una memoria de puerto dual de 512x48 bits, el puerto inferior de la memoria es utilizado por los canales de transmisión mientras que el puerto superior se utiliza para realizar tareas de configuración de la propia tabla. El diagrama de bloques de la tabla de encaminamiento se muestra en la figura 3.14. El control y la configuración de la tabla de encaminamiento se realizan a través del microprocesador embebido, el cual permite escribir en los registros de memoria la correspondencia entre una etiqueta de entrada y una etiqueta de salida. En cuanto al canal de transmisión, el registro de entrada se encarga de dividir los 32 bits que conforman la etiqueta en 8 bits de datos de control de paquete y 24 bits de datos de encaminamiento y a su vez separa los datos de encaminamiento dependiendo del tipo de conexión solicitada. En el apartado 4.3 se describen los dos tipos de conexión soportados por el sistema.

En cualquier caso, los bits de encaminamiento direccionan una posición de memoria usando un algoritmo de *hash*, la etiqueta de salida se lee desde esa posición de memoria y se transmite hacia el bloque de conformación de etiqueta, el cual combina de nuevo los datos de control de paquete con la nueva información de encaminamiento. De esta forma se obtiene un contenido de memoria completamente direccionable a partir de la información de la etiqueta.

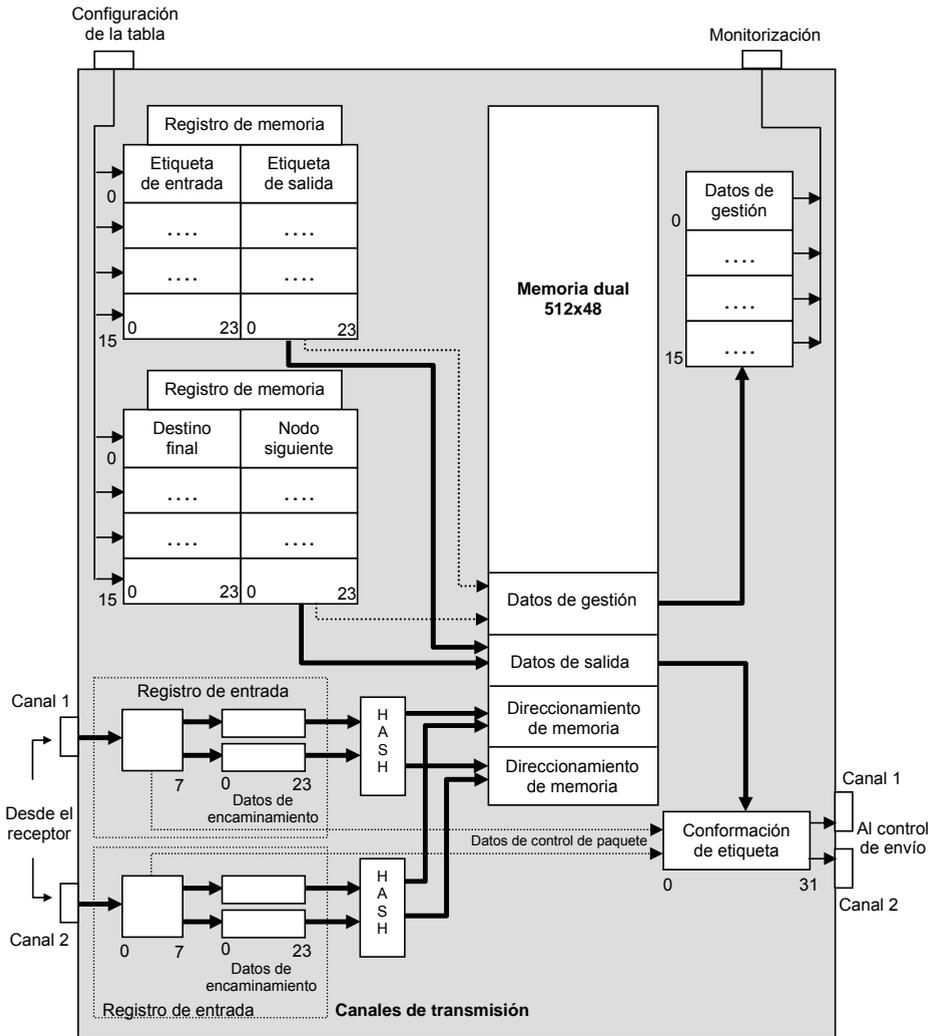


Figura 3.14. Esquema interno de la tabla de encaminamiento

Asimismo, mediante una solicitud externa de la entidad de control y gestión se puede tener una lectura de los datos de salida de las tablas de encaminamiento, para tal fin una copia de los datos de salida se envían al registro de datos de gestión desde donde se hace la lectura.

3.4.8 Control de envío

El bloque de control de envío se encarga de realizar las funciones relacionadas con el establecimiento de la longitud de onda de salida y la asignación de recursos del nodo. El valor de la longitud de onda de salida se toma de la información extraída de la tabla de encaminamiento y se utiliza para controlar la activación de un láser sintonizable en el bloque de control de longitud de onda. El control del láser se realiza mediante el envío de instrucciones, cada instrucción define la longitud de onda que el láser debe transmitir y se compone de 8 bits de datos más una señal de control que son enviadas de forma paralela a la interfaz de control del láser. En este punto, la unidad de control de longitud de onda inicia dos contadores internos, la idea fundamental del primer contador es generar un retardo tras el cual la etiqueta se envía hacia el módulo transmisor, este retardo se incorpora para asegurar que el láser sintonizable ya este activo en el momento que la etiqueta haya sido transmitida. La duración de este contador depende del tiempo de establecimiento del láser sintonizable, en particular, el láser utilizado requiere 200 ns para su activación, si embargo, se ha programado un rango de selección de retardo hasta 500 ns. El segundo contador establece el tiempo durante el cual el láser permanece activo, por la tanto, la duración de este contador viene definida en el campo de *duración* de paquete incorporado en la etiqueta. Una vez el contador expira, el bloque de control de longitud de onda envía una señal de disparo al bloque de control de tamaño de paquete, el cual envía una instrucción al láser sintonizable para que cambie a una longitud de onda pre-programada, es decir, esta longitud de onda no viene dictaminada por la tabla de encaminamiento. De esta forma la longitud de onda del paquete solo se transmite durante el tiempo que dure dicho paquete, fuera de este tiempo el láser se sintoniza en una longitud de onda diferente y alejada de las longitudes de onda de trabajo a fin de evitar efectos de diafonía. En el apartado 4.4 se describen las señales involucradas en el proceso de activación y desactivación del láser sintonizable.

Otro de los datos de control es la información de prioridad del paquete, con la cual se puede implementar esquemas de encaminamiento basado en prioridades, la implementación de dicha funcionalidad se basa en una comparación directa del bit de prioridad. Un paquete con prioridad alta se procesa directamente, mientras que uno paquete con prioridad baja se rechaza o se transmite en otra longitud de onda por un puerto de deflexión. Un aspecto importante es la solución de las colisiones en el nodo, para tal fin se ha implementado un bloque interno llamado árbitro el cual mantiene una lectura actualizada del estado de ocupación de los puertos de salida del nodo. Está basado en un registro en el cual se escribe la duración que el paquete va a estar ocupando un puerto dado de salida y a la vez retorna la acción a realizar para resolver la colisión por cualquiera de los métodos disponibles en el dominio óptico. En el apartado 4.6 se describe el proceso de resolución de colisiones adoptado en el nodo. Finalmente, el módulo transmisor toma la señal de etiqueta y le agrega el preámbulo y la palabra única para formar las tramas de salida con nivel estándar de señal LVCMOS de 0 a 3.3 voltios tal y como se realizó en el controlador de nodo de frontera. El diagrama general del bloque de control de envío se muestra en la figura 3.15. Un aspecto importante a considerar es que el tiempo de procesamiento de la etiqueta debe ser completamente determinista a fin de obtener de forma exacta el tiempo que el controlador de núcleo tarda en realizar las operaciones descritas anteriormente. La figura 3.16 muestra un esquema en donde se obtiene el tiempo de procesamiento global de etiqueta en función del tiempo consumido en cada uno de los bloques implementados. La función de

recepción, encargada de la recuperación del reloj y sincronización con el reloj local consume aproximadamente 118 ciclos de reloj correspondientes a 760 ns, la búsqueda en la tabla de encaminamiento y conformación de etiqueta se realiza en 18 ciclos de reloj o 120 ns, el control de envío en 48 ciclos de reloj que corresponde a 310 ns y finalmente el transmisor envía 1 bit en cada ciclo de reloj. De esta forma se obtiene un procesamiento de etiqueta del orden de 1.2 μ s.

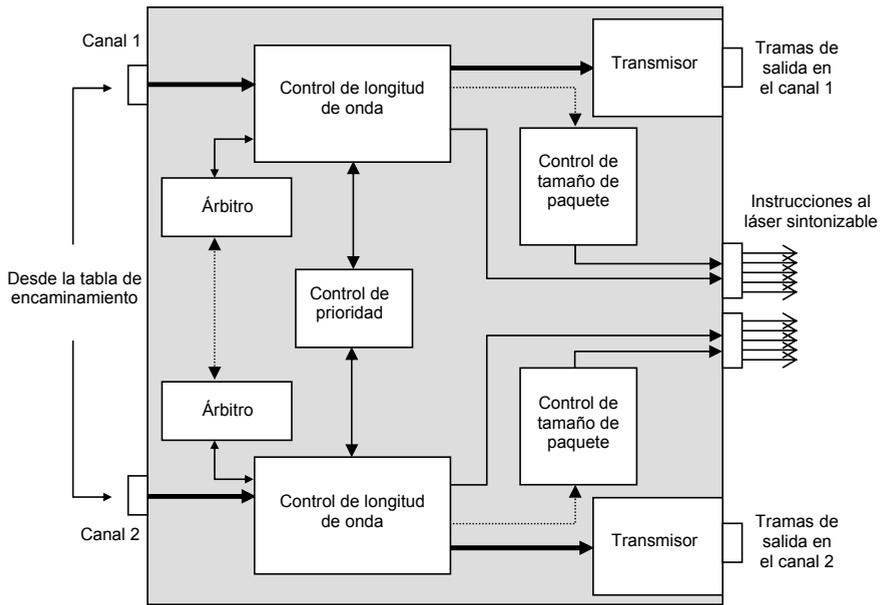


Figura 3.15. Bloque de control de envío de etiquetas y control de longitud de onda de salida

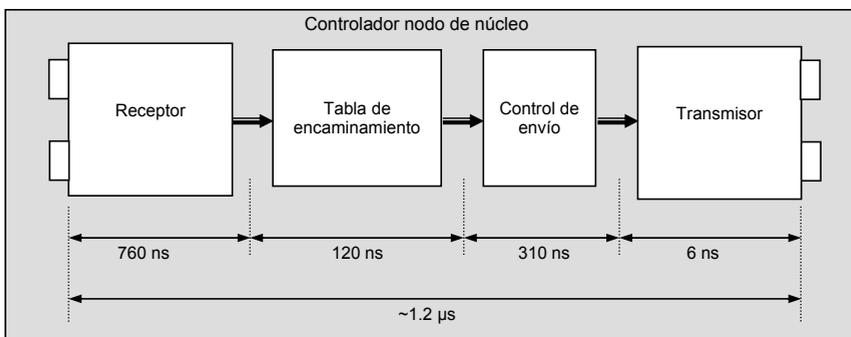


Figura 3.16. Descripción del tiempo de procesamiento de etiqueta en el controlador del nodo

3.5 Búfer óptico

En redes de conmutación de paquetes, el procesamiento eléctrico de la etiqueta genera un retardo de dicha señal en relación a la señal de carga. Por lo tanto, el retraso de la etiqueta debido a su procesamiento se traduce en una desalineación de las señales que conforman el paquete óptico. A pesar de que el etiquetado SCM no es sensible a desalineaciones menores, las prestaciones en general se pueden ver afectadas si la desalineación es del orden de cientos de nanosegundos, ya que la etiqueta podría, en algunos casos, estar codificada fuera de los límites del paquete.

Por este motivo se requiere un búfer en el sistema, el cual debe retrasar la señal de carga un tiempo equivalente al tiempo de procesamiento de la etiqueta a fin de tener de forma alineada las dos señales en el proceso de re-escritura de etiqueta. En la actualidad se dispone de una multitud de elementos opto-electrónicos que permiten realizar múltiples funciones en el dominio óptico, pero falta todavía una herramienta de almacenamiento completamente-óptico que permita guardar de forma temporal un paquete y liberarlo más adelante. A la vista de estas limitaciones, lo que se pretende es explotar la tecnología disponible actualmente de la mejor manera posible. Hoy en día, la mejor manera para almacenar una señal en el dominio óptico es utilizar líneas de retardo que solo pueden proporcionar retardos limitados y que son determinados por la longitud de dichas líneas. De esta forma el búfer óptico dentro del nodo fue implementado en fibra monomodo estándar con una longitud de fibra definida por:

$$L = \frac{c}{n} t \quad (3.12)$$

Siendo c la velocidad de la luz, $n = 1.45$ es el índice de refracción de la fibra y t el tiempo requerido de almacenamiento. Dado que en el apartado anterior se especificó un tiempo de procesado de etiqueta de $1.2 \mu\text{s}$, la ecuación (3.12) define una línea de retardo de aproximadamente 250 metros.

En este punto cabe destacar que en la actualidad se están realizando investigaciones sobre fenómenos basados en materiales biestables e inducción de ondas electromagnéticas los cuales son considerados como una tecnología prometedora para la realización de memorias ópticas de acceso aleatorio. Sin embargo, las investigaciones sobre el almacenamiento de la luz aún están en una etapa preliminar necesitándose a día de hoy grandes progresos en el campo de las propiedades de la materia.

3.6 Re-escritura de etiqueta y conversión de longitud de onda

Este bloque se encarga de etiquetar la carga proveniente del búfer óptico con la nueva información de etiqueta que ha sido generada en el controlador de nodo de núcleo. En este mismo bloque y dado que la longitud de onda del paquete es la variable que el nodo utiliza para ejecutar las tareas de encaminamiento, se incorpora un esquema de conversión de longitud de onda y regeneración a la carga de datos transportada a fin de

obtener un sistema interoperable, que haga buena utilización de las longitudes de onda disponibles en la red y que además reduzca el bloqueo del nodo en caso de colisiones de paquetes.

Varias han sido las propuestas planteadas para realizar la re-escritura de la etiqueta en la carga de datos, una de ellas se basa en una configuración en paralelo de dos brazos [YON03], en el brazo superior se procesa la carga y en el inferior se procesa la etiqueta, sin embargo, la combinación se realiza en base a la ortogonalidad de la polarización de las dos señales utilizando un combinador de polarización. Esta configuración hace parte de la propuesta de nodo de conmutación de paquetes realizada en la universidad de California que fue descrita en el apartado 2.4.5. Otra propuesta para la re-escritura de etiquetas SCM presentada por [VAU97] utiliza un modulador externo, la diferencia radica en que la entrada óptica del modulador no es una señal continua, sino que es una portadora óptica que ya ha sido modulada por la carga. El problema con esta técnica de re-escritura es la modulación asimétrica de la señal de etiqueta, es decir, la etiqueta se modula normalmente cuando la señal de carga es un 1, pero se recorta cuando la señal de carga está a 0 generando penalizaciones sobre la señal de etiqueta. Otra opción se basa en la modulación directa de un láser con señal de etiqueta en la subportadora de RF [BLU00], sin embargo, como es bien sabido, la modulación directa no es efectiva en sistemas WDM ya que genera *chirp*. Finalmente, en el proyecto OPERA que fue descrito en el apartado 2.4.2 se ha propuesto la utilización de amplificadores de semiconductor (SOA) en modulación de fase cruzada (XPM) como elemento que permite la re-escritura de la etiqueta SCM y a la vez permite la realización de esquemas de conversión de longitud de onda. Esta técnica se basa en las propiedades de modulación del SOA al utilizar la etiqueta SCM como señal de polarización del dispositivo [CAR98]. Probablemente es una solución compacta a fin de obtener un sistema que permita re-escribir las etiquetas y realizar conversión de longitud de onda en un mismo dispositivo, sin embargo, con esta técnica se debe tener en cuenta la distorsión e intermodulación en la etiqueta SCM y la carga debido a la inherente no-linealidad en el comportamiento del SOA. Por otro lado, la variación en la ganancia del SOA en relación con la corriente aplicada está limitada a la respuesta en frecuencia del dispositivo ya que la circuitería eléctrica presente en los SOAs comerciales está limitada a frecuencias por debajo de 3 GHz.

Así, en el nodo propuesto, el bloque de re-escritura de etiqueta y conversión de longitud de onda tiene dos ramas de procesamiento, una referida al proceso de modular la longitud de onda de salida con la señal resultante del mezclado de la subportadora de 18 GHz y la nueva etiqueta mediante un modulador externo y la otra relacionada con el procesamiento óptico de la carga en donde dicha señal se convierte a la longitud de onda de salida, de esta forma, el procesamiento es independiente para ambas señales. A la salida de cada una de estas dos ramas, los dos procesamientos convergen en la combinación de las señales de carga y subportadora RF sobre la misma longitud de onda. La combinación óptica se logra mediante la acción conjunta de una batería de redes de difracción y un circulador óptico, en donde, la etiqueta transmitida a través de las redes se multiplexa con la carga proveniente de la etapa de conversión de longitud de onda a fin de obtener el paquete óptico etiquetado en SCM [MAR04], [PUE04]. En los siguientes apartados se describen las dos ramas de procesamiento que se han implementado a fin de obtener la re-escritura de etiquetas SCM en el paquete óptico.

3.6.1 Modulación de etiqueta

Este proceso se encarga de codificar la información de la etiqueta en la subportadora de RF y transmitirla sobre la longitud de onda de salida. Para tal efecto, las tramas generadas por el controlador de nodo de núcleo se combinan con el tono de 18 GHz mediante un mezclador. La etiqueta generada debe tener la suficiente amplitud para controlar el mezclador ya que este requiere un nivel de señal de entrada entre 5 y 13 dBm, por este motivo las salidas del controlador de núcleo se han programado para transmitir las tramas con niveles LVCMOS (0-3.3 V). Del mismo modo, el mezclador requiere una potencia del oscilador local de aproximadamente 15 dBm a fin de compensar las pérdidas impuestas por el divisor y obtener una señal a la salida del mezclador del orden de -12 dBm. El divisor se encarga de distribuir el tono de la subportadora a cada uno de los mezcladores de los dos canales del nodo. En la figura 3.17 se muestra el diagrama de bloques del proceso de generación de etiqueta óptica SCM.

La etapa amplificadora posterior al mezclado se encarga de establecer los niveles adecuados de etiqueta SCM que serán aplicados al modulador óptico, en particular, la etapa de amplificación incorporada es del orden de 25 dB con lo que se consigue un nivel de etiqueta eléctrica SCM de aproximadamente 13 dBm.

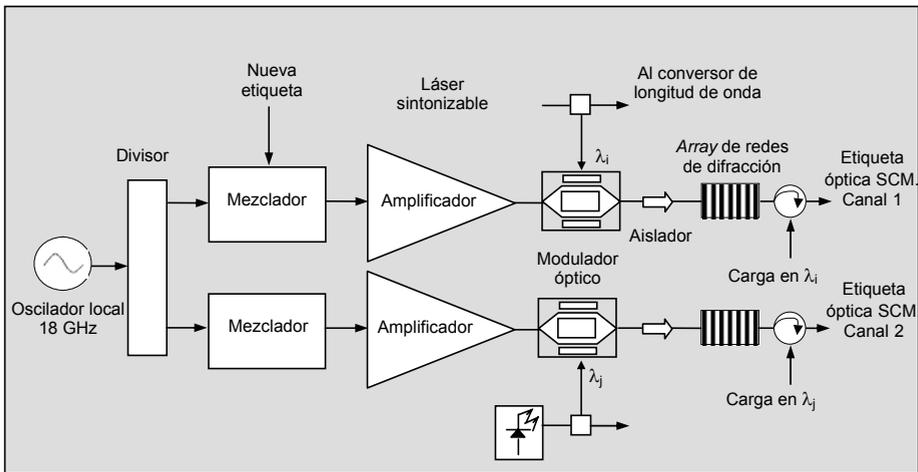


Figura 3.17. Esquema de generación de etiqueta óptica SCM

La fuente óptica que alimenta el modulador es el láser sintonizable mencionado en el apartado 3.4.8 el cual está controlado por el FPGA. En la figura 3.18 se muestra el espectro de radio frecuencia presente en la salida del modulador óptico que corresponde a la subportadora SCM establecida en 18 GHz y modulada con los 155 Mb/s de la etiqueta.

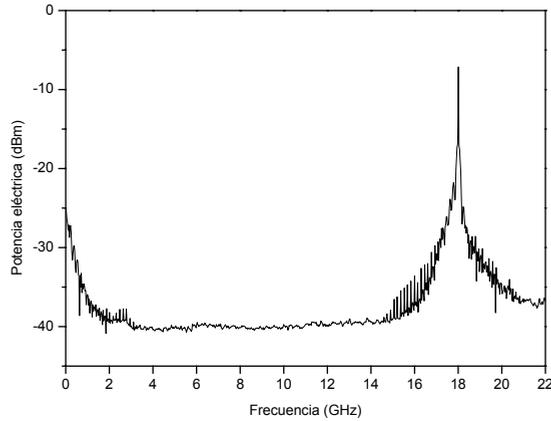


Figura 3.18. Espectro RF de la subportadora a 18 GHz presente en la salida del modulador óptico

Por tanto, las componentes espectrales de la señal a la salida del modulador óptico incluyen la portadora óptica y la modulación en doble banda lateral de la subportadora RF. Por este motivo y dado que la carga se combina con la etiqueta óptica SCM en la misma longitud de onda, se debe suprimir la portadora óptica de dicha señal. La supresión de la portadora se logra mediante un conjunto de redes de difracción de Bragg que contiene varias resonancias a fin de permitir la re-escritura de etiquetas en distintas longitudes de onda, de tal forma que, la respuesta en transmisión de cada una de las resonancias en dichas redes permite la propagación de la modulación en doble banda lateral de la etiqueta mientras suprime la portadora óptica para cada longitud de onda establecida. A mayor número de resonancias en la red de difracción mayor soporte multi-longitud de onda en el nodo. En particular, el nodo incorpora dos conjuntos de redes de difracción, cada uno con tres resonancias ubicadas en 1550.1 nm, 1550.9 nm y 1551.7 nm. El procedimiento de sintonización de las redes de difracción se describe en el anexo 2.

La respuesta en transmisión y reflexión de uno de los conjuntos de redes de difracción se muestra en la figura 3.19. Resultados experimentales previos efectuados con una supresión de portadora óptica de 10 dB muestran una significativa penalización sobre la señal de carga indicando la necesidad de mejores valores de supresión [MAR04], en este contexto, la supresión ejercida sobre la portadora óptica en cada una de las resonancias de la batería de redes de difracción es del orden de 25 dB, los cuales son suficientes para suprimir la portadora y reducir el efecto de diafonía e interferencia de etiqueta producidos por la respuesta del modulador óptico. De forma similar a las redes de difracción utilizadas en el bloque de extracción de etiqueta, el ancho de banda a 3 dB de cada una de las resonancias de la batería o conjunto de redes es de 25 GHz. Con este valor se asegura una banda de paso suficiente para la transmisión de la etiqueta cuyas bandas laterales están separadas 36 GHz. Finalmente, el circulador óptico dirige la portadora óptica que transporta la carga y que proviene del proceso de conversión de longitud de onda hacia las redes de difracción en donde dicha portadora se refleja y se multiplexa con la señal que ha sido transmitida a través de éstas y que corresponde a la modulación de doble banda lateral de la etiqueta con la portadora suprimida.

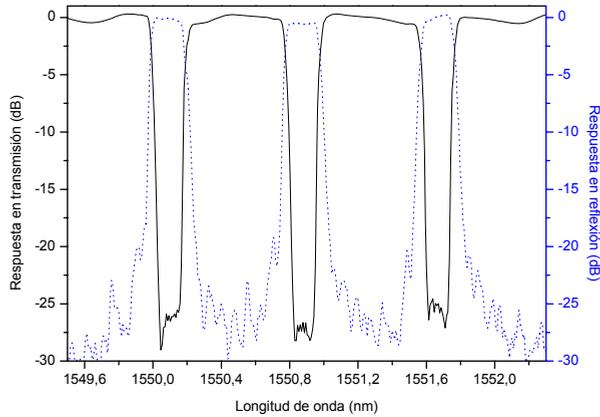


Figura 3.19. Respuesta espectral del conjunto de redes de difracción

3.6.2 Conversión de longitud de onda

La función principal de un nodo en una red de conmutación de paquetes ópticos es proveer una ruta con unas características definidas y dentro de un período de tiempo especificado, además, las peticiones de conexión de estas rutas pueden ser por demanda o por reserva de recursos. Por este motivo, es necesario que los recursos en un nodo utilizados para el establecimiento de dichas rutas aseguren de manera flexible la provisión de rutas para esas peticiones. Aunque el problema de optimización en la asignación de longitudes onda puede llegar a ser complejo, el problema se puede mitigar al incorporar la funcionalidad de conversión de longitud de onda en los nodos. Esta característica ha sido ampliamente estudiada en redes de conmutación de circuitos ópticos, en donde el beneficio directo de un esquema de conversión de longitud de onda es la reducción en el bloqueo de petición de conexiones [BAR96]. En redes de conmutación de paquetes ópticos, el beneficio se traduce en un dominio extra para solucionar las colisiones de paquetes y posibilidad de realizar conmutación espacial además de ofrecer regeneración a los datos transportados [YAO03]. De este modo, en general, la conversión de longitud de onda incrementa las prestaciones de conectividad de un nodo al hacer flexible la asignación de recursos de conmutación.

En la actualidad existen varios mecanismos para realizar conversión de longitud de onda, sin embargo, debido a las características propias de la conmutación de paquetes ópticos, no todos los esquemas disponibles son idóneos para implementarse en un nodo de dicha red. En primer lugar, la conversión optoelectrónica no permite la realización de redes todo-ópticas ya que se requiere una conversión de los datos al dominio eléctrico y una posterior conversión al dominio óptico para la transmisión de los paquetes. En cuanto a los mecanismos de conversión de longitud de onda todo-ópticos, una de las técnicas planteadas es la conversión basada en la generación de diferencia de frecuencias [YOO96], [CAR02], esta técnica se basa en la interacción de una onda de bombeo y una onda de señal con un material semiconductor, en general este mecanismo ofrece prestaciones similares al mezclado de cuatro ondas (FWM, *Four Wave Mixing*) pues permite una conversión de longitud de onda transparente, además puede corregir *chirp* y permite realizar conversión de múltiples longitudes de onda de entrada, pero a diferencia de FWM, sin la generación de señales satélite. Por otro lado, esta técnica es

insensible a la polarización y ofrece anchos de banda de conversión del orden de 90 nm. Sin embargo, la principal desventaja es que la eficiencia de conversión es baja y por otro lado la propia fabricación del dispositivo conversor se dificulta al requerirse que las ondas que interactúan tengan equivalencias de fase.

A comienzos de la presente década, se demostró una técnica basada en las no-linealidades de una fibra óptica que realiza conversión de longitud de onda con tasa de transmisión de más de 40 Gb/s [OLS00]. La técnica consiste en usar el efecto de modulación de fase cruzada (XPM) impuesto por la señal de entrada sobre una señal continua en una fibra de dispersión desplazada. La modulación de fase genera bandas laterales en la señal continua, sin embargo, dicha modulación se convierte en modulación de amplitud al suprimir la señal de continua mediante un filtro paso banda en transmisión. Finalmente, la selección de una de las bandas laterales correspondientes a la nueva longitud de onda se realiza mediante otro filtro paso banda. No obstante, como se mencionó anteriormente, el conversor debe cumplir con ciertas características, y en el contexto de la conmutación de paquetes el conversor debe ser capaz de reconfigurarse para convertir a longitudes de onda arbitrarias en unos pocos nanosegundos. En este sentido, la técnica de conversión XPM basada en fibra depende de filtrado óptico, por lo tanto el tiempo de sintonización de las longitudes de onda es crítico. Hoy en día existen láseres sintonizables capaces de conmutar de una longitud de onda a otra en pocos nanosegundos, sin embargo, los filtros sintonizables no presentan la misma velocidad de respuesta haciendo impracticable este tipo de conversión de longitud de onda a redes de conmutación de paquetes.

Finalmente, los amplificadores de semiconductor (SOA) que originalmente se desarrollaron para amplificación lineal han encontrado un mejor campo de acción en el procesamiento de señales ópticas, en concreto, en conmutación y conversión de longitud de onda. En este sentido, la conversión de longitud de onda en SOAs se logra mediante la interacción entre señales ópticas moduladas y los portadores dentro del SOA. Existen dos métodos principales para realizar conversión de longitud de onda usando amplificadores de semiconductor, en concreto, mediante modulación de ganancia cruzada (XGM), modulación de fase cruzada (XPM).

3.6.2.1. Modulación de ganancia cruzada

La modulación de ganancia cruzada en un SOA es un efecto que permite a una señal modulada en intensidad transferirse de una longitud de onda a otra. Esta técnica trabaja en todo el rango de longitudes de onda del amplificador (100nm), es prácticamente insensible a la polarización pero introduce ruido debido a la emisión espontánea. Si la intensidad de la potencia de entrada es alta, el número de transiciones estimuladas en la zona activa del material semiconductor aumenta, y por lo tanto, la densidad de portadores disminuye, resultando en una reducción de la ganancia del amplificador. Este fenómeno se conoce como saturación de ganancia del amplificador y provoca una modulación en la ganancia invertida respecto a una señal de entrada inicialmente modulada. Si de forma simultánea, una señal continua (CW) que está en otra longitud de onda se introduce en el SOA de forma codireccional o contradireccional, ésta se amplifica con dicha ganancia, y por lo tanto, resultará modulada a la salida del SOA con un patrón inverso al original. Cuando el SOA se configura de forma codireccional se requiere un filtro a la salida del dispositivo para eliminar la señal en la longitud

inicialmente modulada, dejando pasar únicamente la señal de datos a la nueva longitud de onda. Cuando el SOA se configura de forma contradireccional, no se requiere la utilización de dicho filtro y además se puede realizar conversión a la misma longitud de onda, sin embargo, el ancho de banda en la configuración contradireccional se reduce ligeramente y se incrementa el nivel de ruido de emisión espontánea (ASE). En la figura 3.20 se muestra la configuración del SOA para efectuar la conversión de forma codireccional y contradireccional respectivamente.

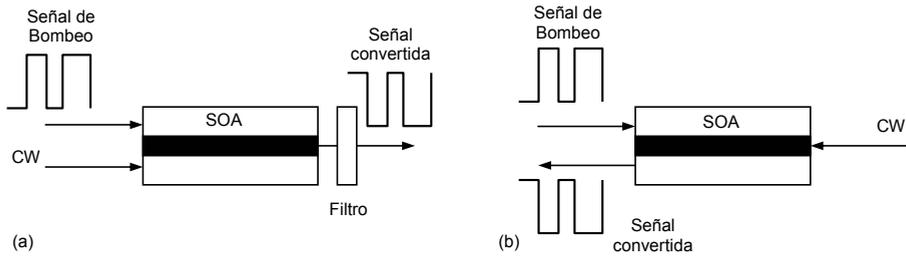


Figura 3.20. Esquema de conversión en XGM. (a) Codireccional. (b) Contradireccional

Este dispositivo puede funcionar hasta 40 Gb/s pero introducen diafonía cuando varias señales con distintas longitudes de onda atraviesan un SOA, por lo que no es apropiado para amplificación de señales WDM. A pesar de que el dispositivo es muy sencillo, sus grandes desventajas son la baja relación de extinción (<10 dB) ya que el amplificador nunca llega a saturarse por completo y la elevada potencia óptica en la entrada (0dBm). Por último la variación de la densidad de portadores en el SOA provoca cambios en el índice de refracción y por tanto en la fase de la señal sonda. No obstante, esta técnica de conversión de longitud de onda ha sido implementada en varias demostraciones de nodos de conmutación de paquetes ópticos [YOO02], [CAO03].

3.6.2.2. Modulación de fase cruzada

Para superar los problemas de la baja relación de extinción con el esquema XGM, el amplificador de semiconductor se puede configurar para realizar modulación de fase cruzada. El esquema XPM se basa en la dependencia del índice de refracción con la densidad de portadores en la zona activa del amplificador. Conforme la densidad de portadores en el amplificador varía con la señal de entrada, se produce un cambio en el índice de difracción que modula la fase de la señal de continua. Esta modulación de fase puede convertirse en modulación de intensidad al integrar los amplificadores de semiconductor en un interferómetro Mach-Zehnder (MZI), en donde puede haber más de un SOA por brazo, inclusive se puede incorporar amplificadores en las entradas y salidas del interferómetro. El estado del conversor se ajusta a través de las corrientes inyectadas a los SOAs, de esta forma, una de las ventajas que ofrece XPM es la capacidad de poder seleccionar una conversión con inversión o sin inversión de bit. Adicionalmente, el comportamiento no lineal del dispositivo mejora la relación de extinción de la señal y puede regenerar la forma de los bits de entrada. Estas propiedades hacen que esta configuración sea parcialmente regenerativa y por lo tanto permite la realización de sistemas en cascada, una propiedad fundamental para su

implementación en redes de datos. Al igual que en XGM, la conversión mediante XPM también puede presentar esquemas codireccionales o contradireccionales como se aprecia en la figura 3.21, de tal forma que en modo contradireccional no se requiere un filtro a la salida del conversor y permite conversión a la misma longitud de onda mientras que en modo codireccional se obtiene mejores prestaciones en cuanto relación señal a ruido (SNR) y mayor ancho de banda de conversión.

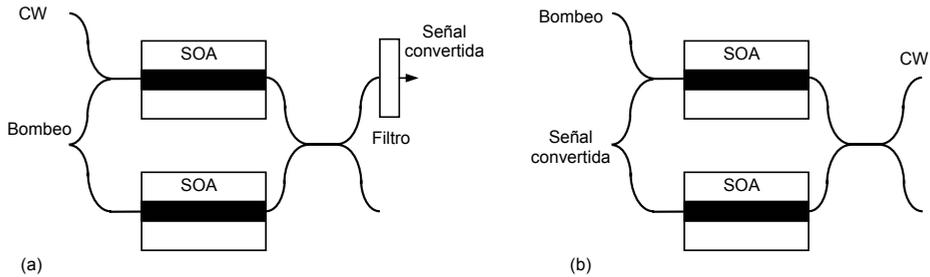


Figura 3.21. Esquema de conversión en XPM. (a) Codireccional. (b) Contradireccional

Las buenas prestaciones del conversor XPM en SOAs han consolidado este esquema como uno de los más idóneos para implementarse en nodos de conmutación de paquetes ópticos, en donde además de ofrecer conversión de longitud de onda, sus características han permitido la realización de técnicas de regeneración 2R [CAO02], [YON03] y 3R [ZHU06].

3.6.2.3. Esquema de conversión todo-óptica y regeneración 2R

La regeneración de señales es un punto clave en redes de conmutación de paquetes de alta velocidad, pues la integridad de los datos se puede ver comprometida debido a la distorsión acumulada principalmente de la carga ya que la etiqueta es eléctricamente regenerada en cada nodo de la red. Dicha distorsión se debe a los efectos de dispersión de la fibra, las no-linealidades y la degradación de la relación señal a ruido debido al ruido de los amplificadores ópticos. En general, la dispersión produce el ensanchamiento de los bits de tal forma que en tasas de transmisión superiores a 10 Gb/s la señal se debe regenerar, y en particular, la dispersión por modo de polarización (PMD) es un factor importante a tener en cuenta en sistemas de más de 40 Gb/s. En este contexto, el establecimiento de esquemas de regeneración 2R durante el proceso de conversión de longitud de onda puede solventar el ensanchamiento de los bits y la degradación de la relación señal a ruido, en donde el amplificador de semiconductor se está consolidando como un dispositivo que además de producir conversión de longitud de onda permite la realización de esquemas de regeneración de los datos transmitidos. Por este motivo, y dadas las características regenerativas que ofrecen los amplificadores de semiconductor, el nodo de conmutación de paquetes incorpora un esquema de conversión de longitud de onda por cada canal de procesamiento que consiste en un sistema en cascada de dos etapas de conversión basadas en SOAs. La primera etapa consiste en un conversor en XGM y la segunda etapa de conversión está basada en

XPM. La caracterización de la etapa XGM realizada con una corriente de polarización de 1 mA, muestra que altas potencias de entrada de la señal de bombeo corresponde a bajas potencias de salida de la señal convertida y viceversa, por lo tanto, el patrón de salida de los datos convertidos experimenta una inversión lógica con respecto a los datos de entrada. Por otro lado, como se observa en la figura 3.22, la relación de extinción depende de la potencia de la señal de continua debido a que la saturación del amplificador con altas potencias de entrada es mayor, por lo tanto, la ganancia es más baja resultando en una reducción de la relación de extinción de la señal de salida convertida. En la figura 3.23 se observa que para una potencia de señal continua relativamente alta, la relación de extinción se incrementa con potencias de bombeo altas y disminuye con potencias de bombeo bajas. Por lo tanto se debe encontrar un compromiso entre los niveles de potencia de la señal de bombeo y la señal de continua, ya que la relación de extinción se reduce con potencias de señal de continua altas pero aumenta para potencias de señal de bombeo altas.

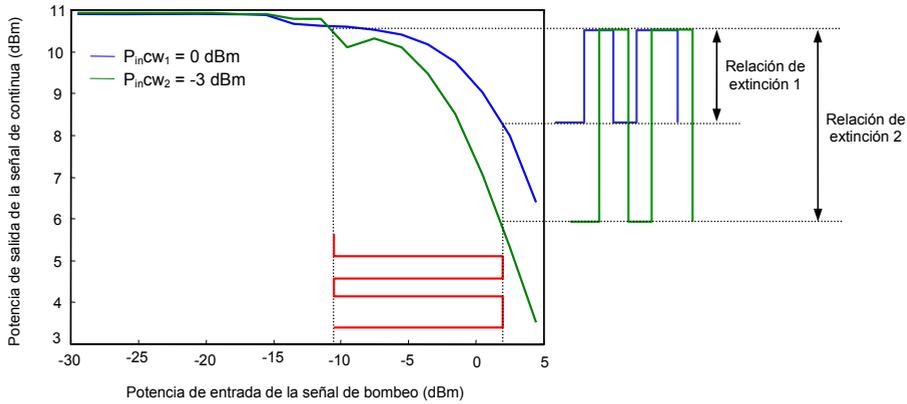


Figura 3.22. Respuesta de XGM con respecto a la potencia de la señal de continua

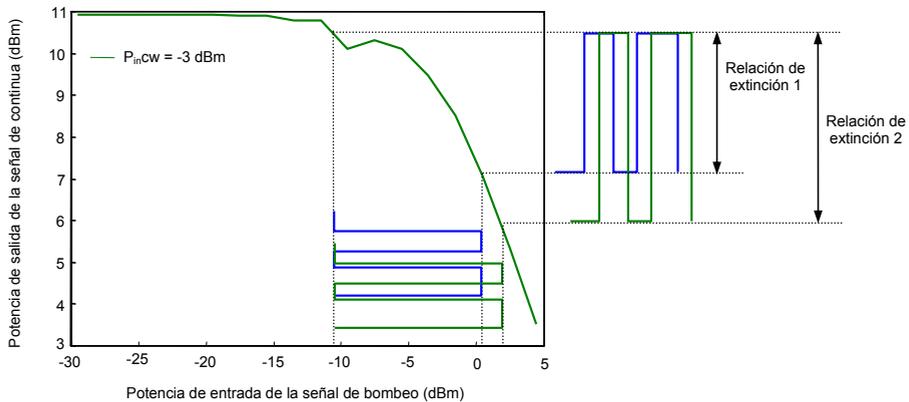


Figura 3.23. Respuesta de XGM con respecto a la potencia de la señal de bombeo

Finalmente, la respuesta en frecuencia de la conversión mediante XGM tiene un comportamiento de filtrado paso bajo, el cual se puede expresar como [DUR96]:

$$H_{lpf}(f) = \frac{K}{1 + j2\pi\tau_e f} \quad (3.13)$$

Donde τ_e es el tiempo de vida efectivo de los portadores y K es una constante que depende del factor de confinamiento, la ganancia del material, la ganancia diferencial de la señal de bombeo, la ganancia de paso de la señal de bombeo, la longitud de la sección y la densidad promedio de fotones de la señal de continua. Como se mencionó anteriormente, hay varias geometrías y distribuciones de los amplificadores de semiconductor que permiten lograr conversión de longitud de onda usando el efecto de modulación de fase cruzada. En este contexto, los SOAs que se incorporan en cada canal interno del nodo tienen distribuciones diferentes, en la figura 3.24 se muestran las dos configuraciones internas de dichos conversores. Mientras en la configuración (a), el conversor suministrado por HHI (*Heinrich-Hertz Institute*) solo incorpora un amplificador por brazo y tiene dos posibles entradas de señal de continua y dos salidas dependiendo de si la configuración es codireccional o contradireccional, en la configuración (b), el conversor provisto por *Alcatel* además de los amplificadores de cada uno de los brazos incorpora amplificadores de semiconductor en cada uno de los puertos.

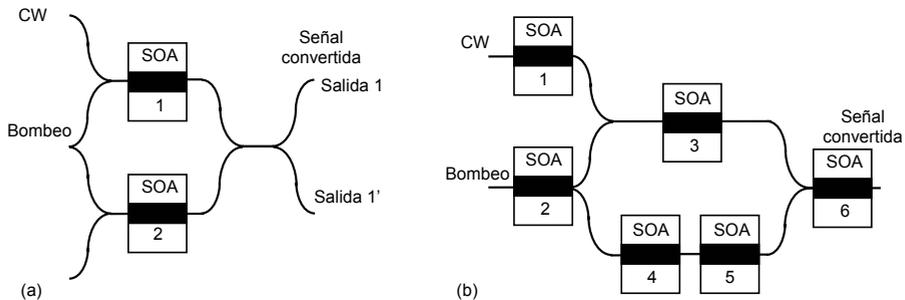


Figura 3.24. Distribución interna de los amplificadores de semiconductor en los conversores basados en XPM. (a) HHI. (b) Alcatel

En el caso del conversor (a), las corrientes de polarización del SOA1 se encargan de determinar la velocidad de conversión a través de recuperación dinámica de portadores, mientras que en el SOA2 determinan el punto de operación del conversor. En el conversor (b), las corrientes de los SOA3 y SOA5 realizan las mismas funciones que en caso anterior, además, el SOA1 y el SOA2 se encargan de compensar las pérdidas de inserción de la señal de bombeo, el SOA4 ajusta la fase de la rama inferior del interferómetro y el SOA6 amplifica la señal convertida, la corriente de polarización de este SOA no debe ser muy alta ya que incurriría en altos valores de ruido de emisión espontánea (ASE) deteriorando la relación señal a ruido.

En cualquier caso, los dos convertidores en XPM deben configurarse en modo de inversión o fuera de fase a fin de corregir la inversión lógica de los datos impuesta en la etapa XGM. Para encontrar el punto de trabajo del convertidor (a), la corriente de polarización del SOA1 (I1) se fijó en un máximo de 300 mA a fin de establecer una rápida velocidad de conversión, la potencia de la señal de continua se estableció en -1.8 dBm y se hizo un barrido de la corriente de polarización del SOA2 (I2) de 0 a 300 mA. El resultado se muestra en la figura 3.25 (a), en donde se observa que para I2 = 160 mA se obtiene un modo de operación en fase (no inversión) en la salida 1' y fuera de fase (inversión) en la salida 1 mientras que para I2 = 280 mA la salida en 1 está en fase y la 1' está fuera de fase. La función de transferencia en modo de inversión para ambos puertos de salida se muestra en la figura 3.25 (b). Aunque los resultados en la gráfica 3.25 (b) son similares, el convertidor (a) del nodo está configurado con una corriente de polarización en el SOA2 de 160 mA ya que con menos corriente provee una potencia de salida más alta en el puerto 1' que la ofrecida en el puerto de salida 1 con una corriente de polarización de 280 mA.

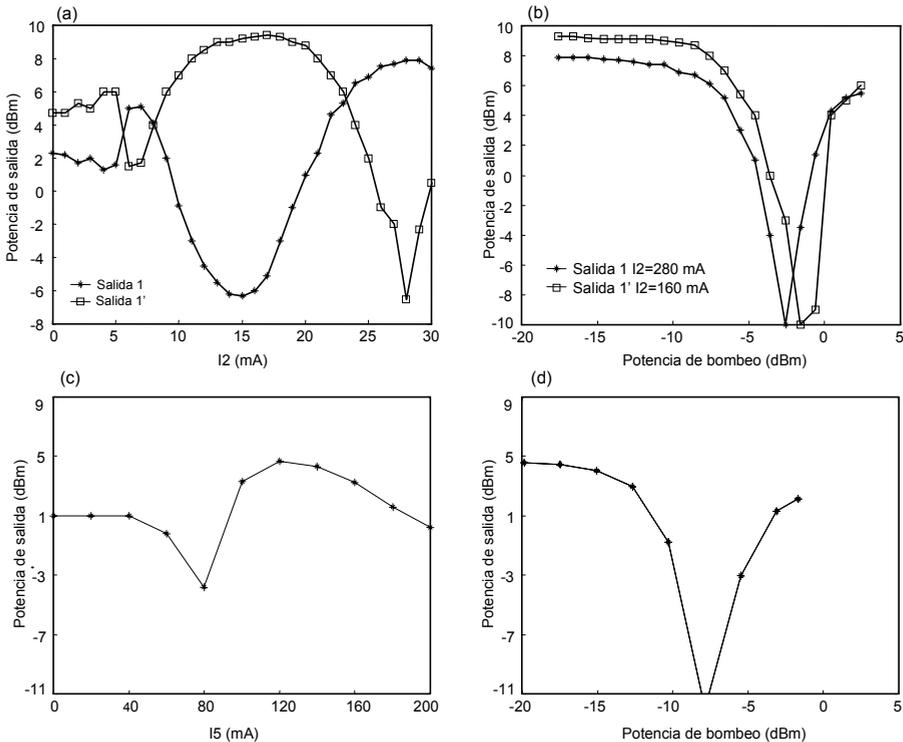


Figura 3.25. Caracterización del convertidor de longitud de onda basado en XPM. (a) Punto de trabajo del convertidor SOA-XPM de HHI. (b) Función de transferencia del convertidor HHI. (c) Punto de trabajo del convertidor SOA-XPM de Alcatel. (d) Función de transferencia del convertidor de Alcatel

En cuanto al convertor (b), la corriente de polarización del SOA3 es de 350 mA, se requiere este relativo valor alto de corriente ya que de éste depende la velocidad de conversión del dispositivo. Por otro lado, las corrientes de los SOAs a la entrada del dispositivo son de 50 mA y del SOA6 de salida es de 95 mA junto con los 40 mA del SOA4 para ajustar la fase del brazo inferior del interferómetro. Estos valores son tomados como referencia de las especificaciones del dispositivo. El punto de trabajo del dispositivo se encuentra al hacer un barrido de la corriente de polarización del SOA5, como se aprecia en la figura 3.25 (c), en 120 mA hay mayor transferencia de potencia determinando el punto óptimo de trabajo del convertor. En 3.25 (d) se muestra la función de transferencia del convertor.

En general, la arquitectura de dos etapas de conversión permite solventar puntos clave en redes de conmutación de paquetes, ya que el convertor basado en XGM convierte los paquetes de entrada provenientes de cualquier red con una longitud de onda arbitraria a una longitud de onda interna fija, de tal forma que se puede utilizar un único filtro paso banda a la salida del convertor para permitir el paso de la longitud de onda fija y rechazar la longitud de onda original. El resultado final es la posibilidad de mapear la conversión de cualquier longitud de onda entrada a cualquier longitud de onda de salida. Por otro lado, la etapa XGM reduce el rango dinámico de potencia óptica de los paquetes y establece un nivel de potencia promedio para el convertor en XPM, además, debido al efecto paso bajo de conversión, el residuo de etiqueta proveniente del bloque de extracción se elimina por completo. El diagrama de bloques de las dos etapas de conversión se muestra en la figura 3.26. En este caso λ_{Entrada} corresponde a la longitud de onda de los paquetes entrantes al nodo, λ_{Fija} es la longitud de onda interna a la cual se convierten todos los paquetes y λ_{Salida} es la longitud de onda de conversión final realizada en la etapa XPM.

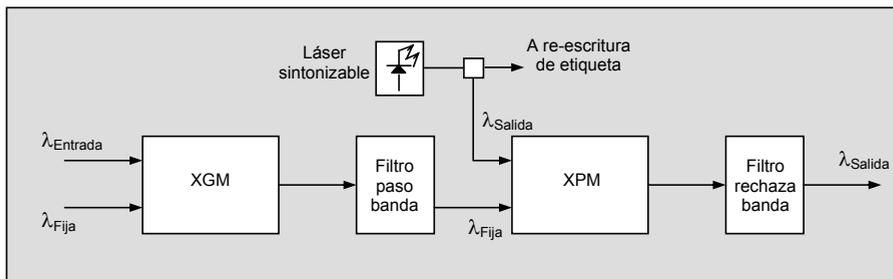


Figura 3.26. Esquema de dos etapas de conversión de longitud de onda

Como se mencionó anteriormente, en este esquema el convertor XPM está configurado para operar en modo de inversión a fin de corregir la inherente inversión de señal que impone la etapa XGM. La función de transferencia no lineal del convertor en XPM genera una mejora en la relación de extinción de la señal (regeneración 2R) y mediante el láser sintonizable convierte los paquetes a la misma longitud de onda de salida que se utilizó en el bloque de re-escritura de etiqueta, el filtro rechaza banda elimina la señal en la longitud de onda fija y transmite los paquetes en la nueva longitud de onda. Finalmente, la carga a la salida el bloque convertor de longitud de onda se combina con la etiqueta en la misma longitud de onda siguiendo el procedimiento

descrito en el apartado 3.6.1. En la sección 3.8.4 se muestra la caracterización experimental del esquema de dos etapas de conversión de longitud de onda incorporado en el nodo junto con el proceso conjunto de re-escritura de etiqueta SCM.

3.7 Bloque de encaminamiento

El bloque de encaminamiento está configurado mediante un AWGR (*Arrayed Waveguide Grating Router*) utilizado como encaminador por longitud de onda y un conjunto de combinadores ópticos que agrupan varias salidas del AWGR y establecen los puertos de salida del nodo.

Los AWGR pueden emplearse como conmutadores selectivos en longitud de onda ya que se pueden obtener diversos patrones de conectividad en función de la longitud de onda y el puerto de entrada debido al comportamiento cíclico de la respuesta de los mismos. La figura 3.27 muestra una matriz de conmutación óptica generalizada $n \times n$ del AWGR que permite encaminar cada longitud de onda hacia un puerto distinto en función de su puerto de entrada, es decir, la señal procedente de un puerto de entrada se encamina a cualquiera de los puertos de salida, en función de la longitud de onda de entrada presente en dicho puerto. El dispositivo demultiplexa un conjunto de longitudes de onda presentes en el primer puerto de entrada de forma que cada una de ellas saldrá del dispositivo por una fibra de salida distinta. Sin embargo, si el mismo conjunto de longitudes de onda incide en el dispositivo por el segundo puerto de entrada, cada longitud de onda saldrá por un puerto distinto al caso anterior, que corresponde a una posición desplazada respecto a éste siguiendo un patrón cíclico.

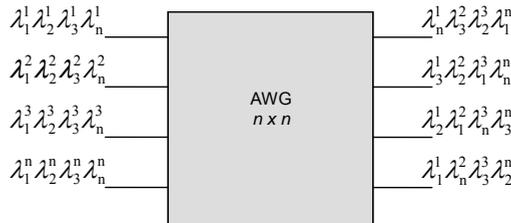


Figura 3.27. AWG como dispositivo encaminador basado en la longitud de onda

En particular, el nodo incorpora un AWGR 18X18, de esta manera cada canal de salida puede recibir 18 diferentes longitudes de onda, una desde cada canal de entrada. El AWGR logra esta funcionalidad de manera directa, para realizar tal esquema de interconectividad y conmutación en una forma no-bloqueante sería necesario un gran número de conmutadores. El espaciado entre canales del AWGR es de 100 GHz, por lo tanto el rango espectral libre (FSR) del dispositivo es 14.4 nm, las pérdidas de inserción en la frecuencia central del AWGR de 3 dB, por otro lado, como se aprecia en la figura 3.28, el ancho de banda de paso a 3 dB es 0.4 nm (50 GHz), por lo tanto la transmisión de los paquetes SCM y en especial la subportadora a 18 GHz (0.14 nm) no se ve afectada si la frecuencia central de la banda de paso del AWG corresponde con la longitud de onda del paquete, finalmente la diafonía entre canales debido al AWGR es

menor de 40 dB. La configuración genérica del bloque de encaminamiento se muestra en la figura 3.29, en donde un conjunto de salidas del AWGR se agrupan mediante acopladores ópticos a fin de establecer conectividad entre cada uno de los bloques de reescritura de etiqueta y conversión de longitud de onda con cualquiera de los puertos de salida del nodo.

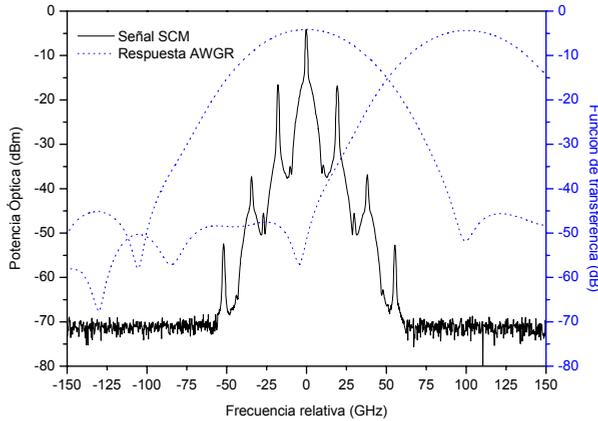


Figura 3.28. Caracterización del AWGR 18X18. Traza punteada: respuesta del AWGR. Traza continua: espectro de un canal SCM

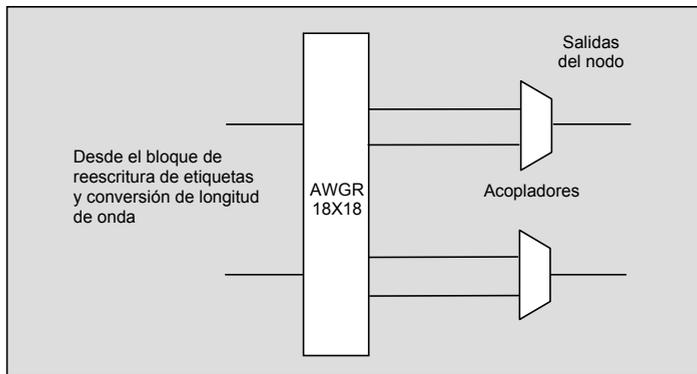


Figura 3.29. Esquema general del bloque de encaminamiento

El AWGR es el dispositivo de encaminamiento predominante en nodos de conmutación de paquetes ópticos como se puede apreciar en [KOO01], [CAO02], [YOO03], [MAR06]. Otras estructuras de conmutación tales como los conmutadores microelectromecánicos (MEM) ofrecen buenas prestaciones en cuanto a bajas pérdidas, transparencia y relación de extinción pero presentan velocidades de conmutación lentas, del orden de milisegundos, por lo tanto su uso queda relegado a redes de conmutación de circuitos ópticos para el establecimiento y desconexión de caminos ópticos.

3.8 Caracterización experimental del nodo

Este apartado está dedicado a la caracterización y comprobación de las prestaciones incorporadas en el nodo para el procesamiento de paquetes ópticos SCM que transporta y encamina datos de usuario a 10 Gb/s basado en la información de encaminamiento transportada en una etiqueta a 155 Mb/s sobre la subportadora de 18 GHz. Los resultados aquí descritos forman parte de los logros técnicos que fueron demostrados en el demostrador final del proyecto LABELS. La arquitectura completa del nodo con los bloques que se describieron previamente para el procesamiento de dos canales independientes se muestra en la figura 3.30. No obstante, la arquitectura del nodo es ampliamente escalable ya que permite la incorporación de más bloques de procesamiento internos a fin de soportar un mayor número de canales procesados.

El funcionamiento del nodo de conmutación de paquetes ópticos inicia con la separación óptica de la señal compuesta SCM en el bloque extractor de etiqueta. Una vez la etiqueta se extrae, se envía al controlador del nodo en donde se ejecutan las funciones apropiadas para realizar el encaminamiento de los paquetes. Mientras tanto las reflexiones de las portadoras ópticas que transportan la carga de datos provenientes del conjunto de redes de difracción se multiplexan de nuevo y se dirigen hacia al segundo AWG por medio del circulador óptico, donde la carga se demultiplexa de nuevo a fin de obtener los canales WDM independientes y permitir un procesamiento individual a cada canal. El búfer óptico basado en fibra se encarga de compensar el retardo del procesamiento generado por el controlador de forma que en el proceso de re-escritura de etiqueta, las dos señales estén dentro de un margen aceptable de alineamiento. A este respecto, en el apartado 4.4 se presenta una discusión sobre la tolerancia en el desalineamiento de señales SCM en nodos de conmutación de paquetes ópticos.

Por otro lado, la carga experimenta regeneración 2R en la doble etapa de conversión de longitud de onda XGM-XPM, en donde el láser sintonizable comandado por el controlador establece la longitud de onda de salida y alimenta la etapa final de conversión basada en XPM. Finalmente, la etapa de encaminamiento dirige los paquetes a un puerto específico del nodo basándose en la longitud de onda establecida en el bloque anterior. En conjunto, el nodo permite la conmutación de paquetes ópticos de alta velocidad incorporando funcionalidades de conmutación de paquetes de tamaño variable, encaminamiento basado en prioridades y la posibilidad de realizar multicast. Dichas funcionalidades se implementan a través del procesamiento de la información contenida en la etiqueta. De igual forma, el nodo incorpora capacidades de intercambio de etiqueta al permitir la re-escritura de la información de encaminamiento. En el apartado 4.3 se presentan las funcionalidades de direccionamiento debidas a la incorporación del intercambio de etiquetas en nodos de conmutación de paquetes ópticos.

Dentro del proyecto LABELS también se han estudiado diferentes soluciones para la generación de señales SCM. En el anexo 1 de esta tesis se describen las principales técnicas de generación de paquetes SCM, incluida la técnica utilizada en el proyecto. Por tanto, a fin de evaluar las capacidades de conmutación del nodo, se han generado dos portadoras ópticas para transportar paquetes de datos a 10 Gb/s y a las cuales se les ha añadido una etiqueta SCM en 18 GHz con una tasa de bits de 155 Mb/s en donde se transporta la información de encaminamiento de dichos datos. Los canales ubicados en

1550.1 nm y 1550.9 nm se muestran en la figura 3.31 y representan las señales SCM de entrada al nodo. El proceso mediante el cual se generan los paquetes SCM se describe en el anexo 1.

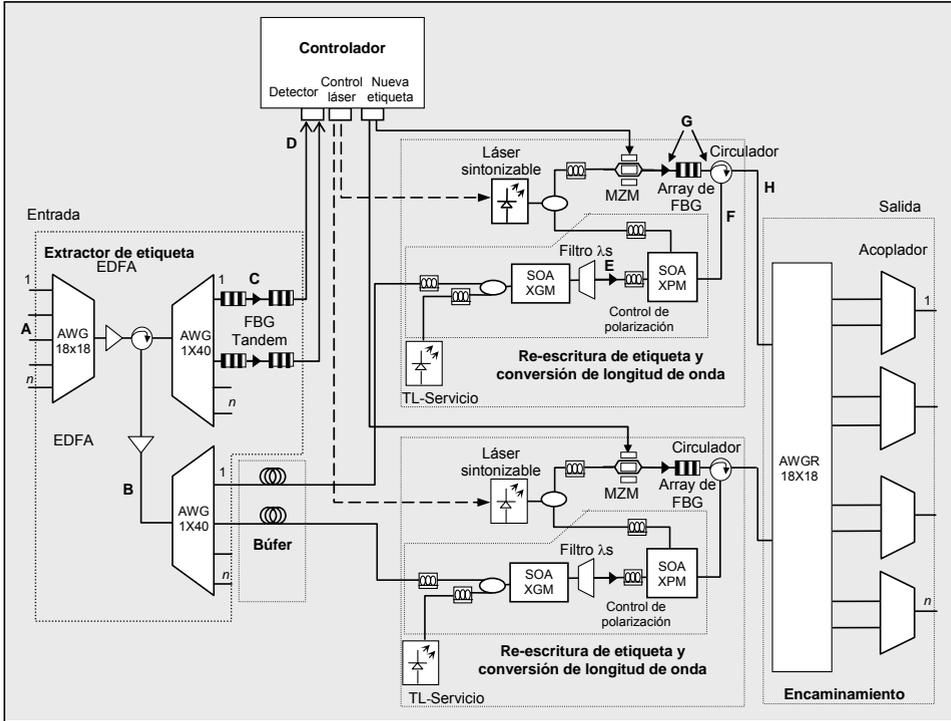


Figura 3.30. Nodo de conmutación de paquetes ópticos SCM

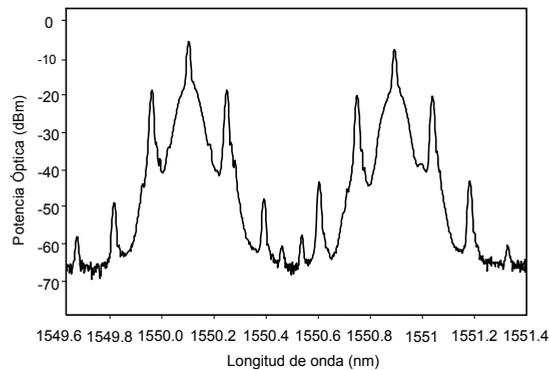


Figura 3.31. Espectro óptico de los dos canales SCM entrantes al nodo

3.8.1 Extracción de etiqueta

La funcionalidad del extractor multicanal basado en un tándem de redes de difracción se muestra en la figura 3.32, en donde, se representan los resultados experimentales del proceso de extracción de etiqueta en una señal combinada SCM. La traza continua representa la carga reflejada por la primera red de difracción y la traza punteada representa la etiqueta transmitida a través del tándem. Las prestaciones del bloque extractor se deben analizar desde dos perspectivas diferentes: desde el punto de vista de la supresión de la carga con respecto a la etiqueta y desde el punto de vista de la supresión de la etiqueta con respecto a la carga.

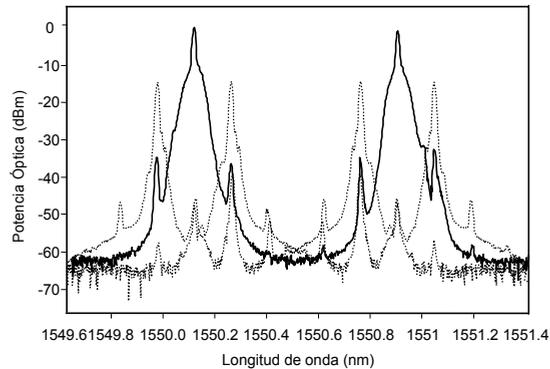


Figura 3.32. Comprobación experimental de las prestaciones del extractor de etiquetas. Traza continua: Carga a 10 Gb/s reflejada por la primera red de difracción del tándem. Traza punteada: Etiqueta transmitida a través del tándem

En referencia al primer punto, se puede apreciar la fuerte supresión de la portadora (46 dB) en la traza de la etiqueta de ambos canales con respecto a la traza que representa la portadora óptica, dicha supresión se debe al efecto combinado de las dos redes de difracción. Esta fuerte supresión asegura un procesado de etiqueta limpio en el cual la señal remanente de carga es extremadamente débil. Por otro lado, en referencia al segundo punto, la etiqueta se suprime alrededor de 25 dB en la señal reflejada de la carga debido a la fuerte pendiente que presenta la primera red de difracción, de esta forma se asegura un bajo efecto de diafonía de la etiqueta sobre la carga. A fin de compensar las pérdidas de señal de etiqueta de 4 dB debido a la configuración en tándem y 6 dB debido a los AWG y compensar las pérdidas de la señal de carga de 12 dB también debidas a los AWG, el nodo incorpora dos amplificadores ópticos de fibra dopada ubicados a la entrada y salida del bloque de extracción de etiqueta respectivamente.

Los diagramas de ojos de las señales procesadas se muestran en la figura 3.33. En particular y a modo de referencia, la figura 3.33 (a) representa el diagrama de ojos de la señal de carga en la entrada del nodo una vez se ha transmitido a través de 24 Km. de fibra (punto A en la figura 3.30). La señal presenta un factor de calidad Q de 11 con una relación de extinción de 8 dB. La figura 3.33 (b) representa el diagrama de ojo de la

señal de carga una vez ha sido reflejada por la red de difracción 1 y se ha transmitido de vuelta a través del AWG 1X40 (punto B), se observa una ligera distorsión debida al efecto del retardo de grupo y al perfil espectral abrupto de dicha red. Sin embargo, no se observa ningún efecto de diafonía procedente de la etiqueta. La apertura del ojo se incrementa al igual que la relación de extinción debido a los amplificadores ópticos incorporados en el sistema, en particular, la relación de extinción de la señal de carga a la salida del bloque de filtrado es de 11 dB. Sin embargo, el factor de calidad Q disminuye a 9 debido al incremento del ruido de emisión espontánea (ASE) de los amplificadores.

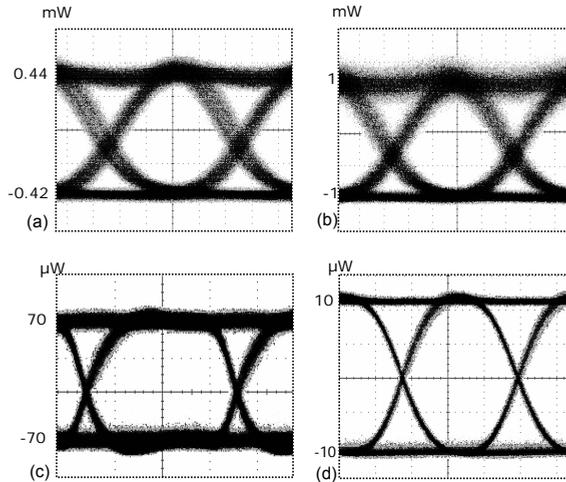


Figura 3.33. (a) Señal de carga en la entrada del nodo. (b) Señal de carga reflejada por la primera red de difracción del tándem. (c) Etiqueta recuperada después de la primera red de difracción. (d) Señal de etiqueta recuperada después del tándem

La figura 3.33 (c) muestra el diagrama de ojos de la etiqueta después de la primera red de difracción (punto C), en donde se observa un pequeño efecto de dispersión sobre los niveles de “1” y “0” causados por el residuo de carga en la señal filtrada. No obstante el factor de calidad Q de dicha señal es de 12. Finalmente la figura 3.33 (d) muestra el diagrama de ojos de la etiqueta a la salida del tándem (punto D). El efecto de degradación impuesto por el residuo de la carga se eliminó completamente como se puede apreciar en la calidad del diagrama de ojo detectado, el cual presenta un factor de calidad Q de 16.

Por lo tanto se confirman las buenas prestaciones de la configuración en tándem al eliminar el efecto de degradación de la carga sobre la etiqueta debido a la supresión de la portadora óptica de aproximadamente 46 dB. La atenuación de la señal de etiqueta a la salida de la segunda red de difracción se debe principalmente al perfil abrupto de filtrado de dicha red.

Por otra parte, el modelado del bloque extractor de etiquetas se realizó mediante el simulador comercial VPI (*Virtual Photonics Inc.*) el cual permite incorporar la respuesta real de dispositivos ópticos en las simulaciones, en particular, el modelado del sistema se realizó utilizando la respuesta real de las redes de difracción utilizadas en el

prototipo. La evaluación del sistema se realizó a través del comportamiento de la tasa error de bit (BER) en relación a la potencia recibida de señal.

Los resultados se muestran en la figura 3.34 en donde adicionalmente se compara con los resultados experimentales a fin de validar las prestaciones dicho bloque. A fin de referenciar los resultados, la gráfica también incluye las curvas *back to back* experimentales de la señal de carga y etiqueta. En cuanto a la señal de carga, los resultados demuestran que no hay una degradación significativa en comparación con el *back to back* de dicha señal.

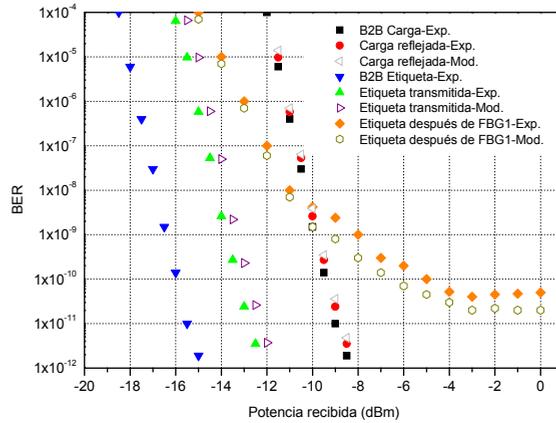


Figura 3.34. Modelado y comprobación experimental del bloque extractor de etiqueta

Asimismo, la señal de etiqueta se detectó inmediatamente después de la primera red de difracción, los resultados muestran un fuerte efecto de diafonía proveniente del residuo de la señal de carga, la cual se incrementa a altas potencias de recepción conduciendo a la obtención de zonas o franjas de error de bit con pérdidas significativas del orden de 8 dB en comparación a la señal original para un BER de 1×10^{-9} . Igualmente, se muestran las curvas de BER de la etiqueta procesada por el tándem, los resultados claramente son superiores en relación al uso de una sola red de difracción. La mejora es del orden de 7 dB con solamente 2.5 dB de penalización en comparación al *back to back* de la señal para la misma tasa de BER de 1×10^{-9} . Por su parte, los resultados experimentales son en gran medida similares a los resultados de modelado, demostrando de esta forma las buenas prestaciones del bloque extractor de etiqueta basado en el tándem de redes de difracción.

3.8.2 Controlador

Una vez la subportadora RF se detecta, se inicia el procesamiento de la información de la etiqueta. Como se mencionó en el apartado 3.4.4, el proceso de recuperación de la información de etiqueta inicia con la recuperación del reloj de la señal entrante, para tal fin se utiliza la cadena de 64 bits de “1” y “0” denominado *preámbulo* al comienzo de cada trama. La longitud de dicho campo está sujeta al comportamiento de la técnica de

recepción de lazo abierto que fue implementada, ya que necesita de cadenas de bits relativamente largas a fin de obtener el reloj y poder sincronizarse con el reloj local. En la figura 3.35 se muestra el comportamiento del receptor en base al número de bits de preámbulo. Claramente se observa que a mayor número de bits en la cadena de preámbulo crece el número de etiquetas recuperadas satisfactoriamente. En particular, a partir de 32 bit de preámbulo la tasa de etiquetas recuperadas se incrementa hasta un 80%, con 48 bit un 95% y finalmente con 60 bits se obtiene un 100% de etiquetas recibidas correctamente, por este motivo, se ha implementado un campo de preámbulo con una longitud de 64 bits.

Por otro lado, la tasa de pérdida de etiquetas debida a la transmisión se muestra en la figura 3.36 a través de la relación de la tasa de pérdida de etiqueta y la potencia recibida, indicando el número de etiquetas que no han sido detectadas satisfactoriamente.

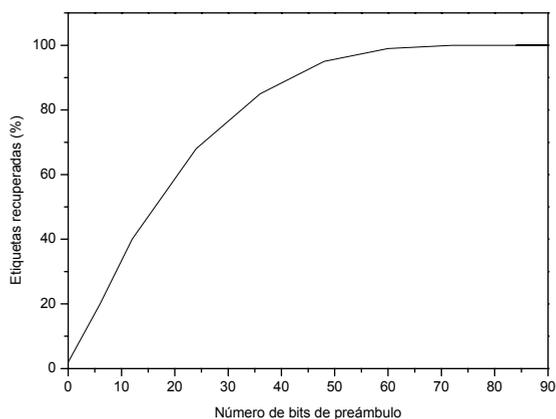


Figura 3.35. Relación entre el número de bits de preámbulo y etiquetas recibidas satisfactoriamente en el receptor del controlador del nodo

La medida de la tasa de pérdida de etiqueta se realiza a través de la lectura de los contadores digitales incorporados en el controlador del nodo de frontera y en el controlador del nodo de núcleo que fueron descritos en el apartado 3.4.2 los cuales permiten gestionar y monitorizar las prestaciones del nodo. Las medidas de la tasa de pérdida de etiqueta se realizaron en la salida del nodo de frontera (*back to back*) y en la entrada del nodo de núcleo. La diferencia entre los dos puntos de medida radica en los 24 Km. de fibra interpuestos entre los dos nodos. Los resultados muestran insignificativas penalizaciones en la detección de las etiquetas. En base a estas características de monitorización, en el apartado 4.7.2 se generalizan las medidas de tasa de error de etiqueta a tasa de error de paquete, permitiendo caracterizar el nodo a nivel de capa de transmisión.

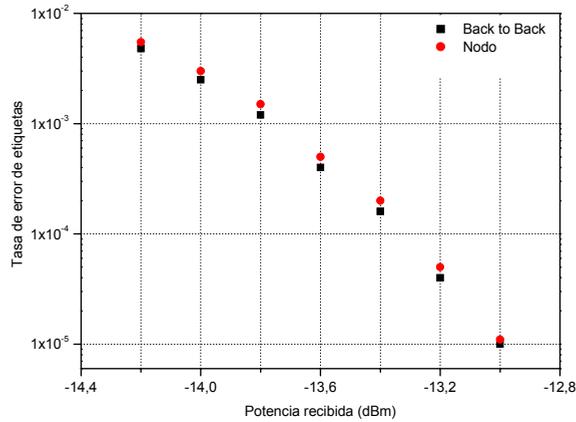


Figura 3.36. Tasa de recepción de etiquetas en función de la potencia óptica recibida

3.8.3 Búfer óptico

Como se mencionó en el apartado 3.4.8, el tiempo de procesado de etiqueta debe ser completamente determinista y constante a fin de calcular el tiempo de almacenamiento de la carga en la etapa de búfer óptico. En la figura 3.37 se muestran las etiquetas a 155 Mb/s que han sido detectadas y procesadas en el módulo de control lógico. Las etiquetas tienen una duración de 722 ns que corresponden a la distribución descrita en el apartado 3.4.5, la traza superior representa las etiquetas recibidas y la traza inferior corresponde a las nuevas etiquetas generadas, el retardo entre las dos trazas es de 1,2 μ s, correspondientes al tiempo de procesado de las etiquetas en el módulo de control. En el apartado 4.4 se describe el proceso de alineación de la carga y la etiqueta y su implicación en el funcionamiento global del sistema.

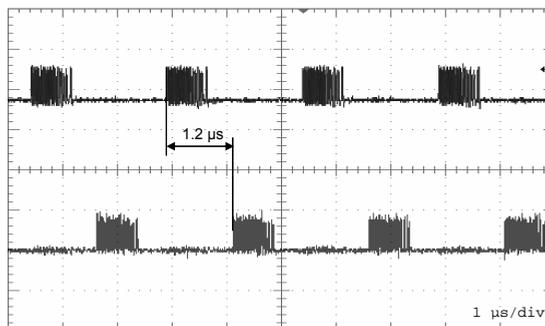


Figura 3.37. Tiempo de procesado de etiqueta. Traza superior: Etiqueta recibida. Traza inferior: nueva etiqueta transmitida

3.8.4 Conversión de longitud de onda y reescritura de etiqueta

En cuanto al procesamiento de la carga, la doble etapa de conversión de longitud de onda XGM/XPM se realiza una vez la señal ha salido del búfer óptico. Es importante destacar que la etapa de conversión en XGM además de convertir la señal a una longitud de onda fija, suprime el residuo de etiqueta presente en la señal de carga debido al efecto paso bajo del proceso de conversión. En la figura 3.38 se muestra el espectro eléctrico de la señal de carga antes y después del conversor XGM, se observa el residuo de etiqueta proveniente del bloque de filtrado óptico antes del conversor XGM está aproximadamente 4 dB por debajo del nivel de la señal de carga, después del conversor la diferencia de los dos niveles de señal es de 9 dB.

Por tanto se obtiene una supresión relativa de etiqueta de 5 dB con respecto a la señal de carga. De esta forma, como el ancho de banda de la señal de carga en banda base es menor que la frecuencia de corte descrita por la respuesta del conversor que fue definida en la ecuación 3.13 y además dicha frecuencia es menor que la subportadora, el SOA convierte la señal en banda base a la nueva longitud de onda mientras suprime la señal de subportadora SCM. Así, el efecto de filtrado paso-bajo de la etapa en XGM refuerza la supresión del residuo de etiqueta en la carga.

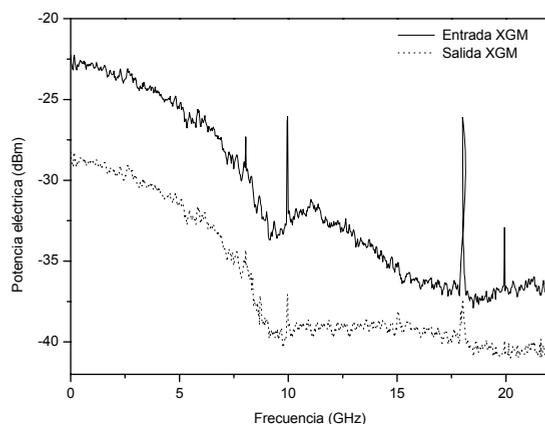


Figura 3.38. Efecto paso bajo de la etapa de conversión de longitud de onda en XGM

La figura 3.39 muestra el proceso conjunto de conversión de longitud de onda y reescritura de etiqueta. La figura 3.39 (a) muestra el espectro óptico de la señal filtrada a la salida del primer conversor basado en XGM (punto E en la figura 3.30), como se mencionó anteriormente, este conversor transfiere la señal de carga a una longitud de onda fija de servicio, en este caso, la longitud de onda está ubicada en 1535.4 nm. La señal de bombeo al conversor en XGM corresponde a la señal de carga con una potencia de 0 dBm y la potencia de la señal de continua es de -6 dBm. Por su parte, la señal convertida a la longitud de onda de servicio actúa como señal de bombeo a la etapa de conversión basada en XPM.

La señal de continua que alimenta este conversor está generada por el láser sintonizable, el cual, como ya se mencionó, establece la longitud de onda de acuerdo al valor de la etiqueta de entrada. La potencia de entrada de la señal de continua es de -2 dBm. El espectro de salida de la etapa XPM se muestra en la figura 3.39 (b) (punto F). La señal de continua que alimenta este conversor está generada por el láser sintonizable, el cual, como ya se mencionó, establece la longitud de onda de acuerdo al valor de la etiqueta de entrada. En la figura 3.39 (c) se muestra el espectro de la etiqueta SCM, adicionalmente, a fin de observar la supresión de la portadora debida a las redes de difracción descrito en el apartado 3.6.1, la traza punteada muestra la señal de etiqueta a la salida del modulador óptico (punto G). Finalmente, en la figura 3.39 (d) se muestra el espectro resultante del proceso de re-escritura de etiqueta SCM (punto H). Para evaluar la calidad de las señales convertidas y en especial las señales a la salida del nodo después de la doble etapa de conversión, se utiliza una configuración similar a la del bloque de extracción de etiqueta basada en una única red de difracción ya que en este punto se ha re-escrito la nueva etiqueta mientras que la señal después del conversor XGM se toma directamente a la salida de dicho conversor.

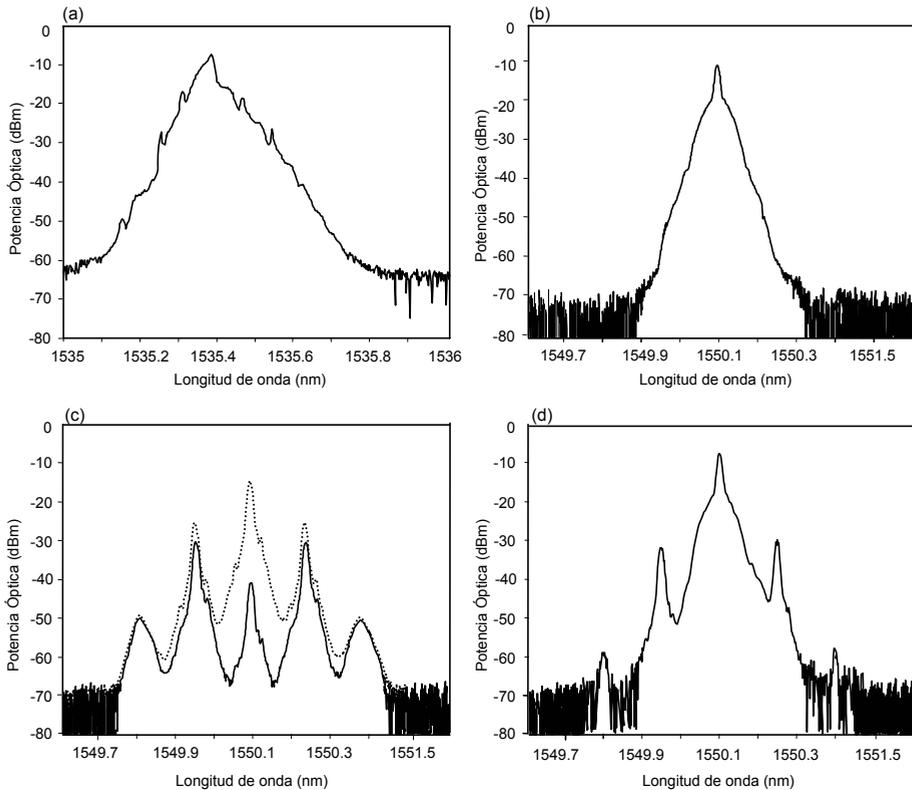


Figura 3.39. Proceso de conversión de longitud de onda y re-escritura de etiqueta. (a) Salida conversor XGM con señal de carga. (b) Salida conversor XPM con señal de carga. (c) Subportadora modulada con la nueva etiqueta Traza continua: después del conjunto de FBG, traza punteada: antes del conjunto de FBG. (d) Señal SCM con etiqueta re-escrita en la carga

En general, en la figura 3.40 se muestra el diagrama de ojos de la señal de carga al paso por los conversores basados en XGM y XPM en los dos canales de procesamiento del nodo. En particular las figuras 3.40 (a) y (b) representan la señal procesada en el primer canal a través del SOA XGM de Kamelian y el SOA XPM de Alcatel respectivamente. La relación de extinción de la señal de entrada a la doble etapa de conversión es de 11 dB, a la salida del conversor XGM la relación de extinción es de 6.5 dB con un factor de calidad Q de 6.4, el motivo de esta degradación, sobre todo en los niveles altos de señal, es la insuficiente velocidad del proceso de recuperación de ganancia para dichos niveles de potencia. La señal obtenida del conversor en XGM actúa como señal de bombeo al conversor en XPM, a la salida del conversor la relación de extinción de la señal de carga aumenta a 9 dB con un factor de calidad Q de 6.5. No obstante, como se aprecia en la figura 3.40 (b), la prestaciones de dicho conversor en términos de emisión espontánea son reducidas conduciendo a una relativa baja eficiencia de conversión. En relación al segundo canal de procesamiento del nodo, en la figura 3.40 (c) y (d) muestran la señal de carga procesada en el segundo canal por el otro conversor en XGM, también de Kamelian, y el SOA XPM de HHI respectivamente. La respuesta del conversor XGM es similar al caso anterior, el cual genera una señal convertida con una relación de extinción de 6.6 y un factor de calidad Q de 4.7. En este caso la rápida respuesta del conversor basado en XPM mejora la relación de extinción de la señal convertida a 10 dB con un factor de calidad de 9.

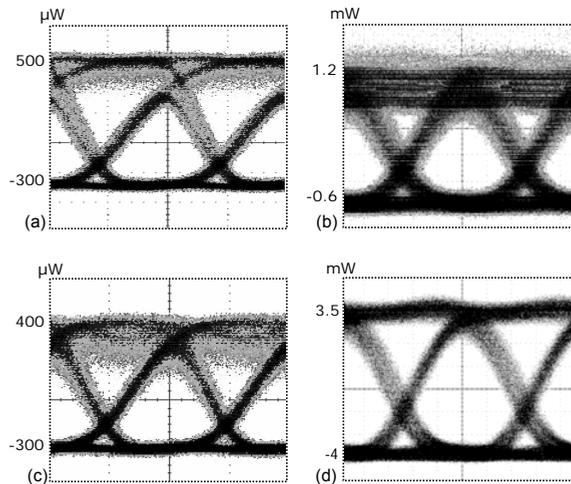


Figura 3.40. Diagramas de ojos resultantes del proceso de conversión de longitud de onda de dos etapas. (a) Salida XGM canal 1. (b) Salida XPM canal 1. (c) Salida XGM canal 2. (d) Salida XPM canal 2

3.8.5 Encaminamiento

Un escenario de encaminamiento de señales SCM se muestra en la figura 3.41. En el caso mostrado en la figura 3.41 (a), la etiqueta asignada a los paquetes entrantes por cada uno de los puertos de acceso al nodo se procesa en la tabla de encaminamiento descrita en el apartado 3.4.7 y se traduce en el direccionamiento de dichos paquetes al

mismo puerto de salida con distinta longitud de onda. En el caso mostrado en la figura 3.41 (b), el procesamiento de la etiqueta se deriva en el encaminamiento de los paquetes por puertos de salida distintos, en particular, la traza continua corresponde al puerto de salida 1 y la traza punteada corresponde al puerto de salida 2. En la gráfica se puede apreciar el efecto combinado de diafonía debido al encaminamiento a través del AWGR y el ruido de emisión espontánea del EDFA, en cualquier caso la diafonía entre canales es menor de 45 dB. Por otro lado, el encaminamiento de paquetes SCM se muestra de forma temporal en la figura 3.42 en donde las trazas superiores representan las etiquetas y las trazas inferiores representan la carga útil. En particular, en la figura 3.42 (a) se muestran los paquetes entrantes al nodo con una duración fija de aproximadamente 1.8 μ s. En concreto hay dos tipos de paquete: *Paquete_1* tiene asignada la *etiqueta_1* y *paquete_2* tiene asignada la *etiqueta_2*.

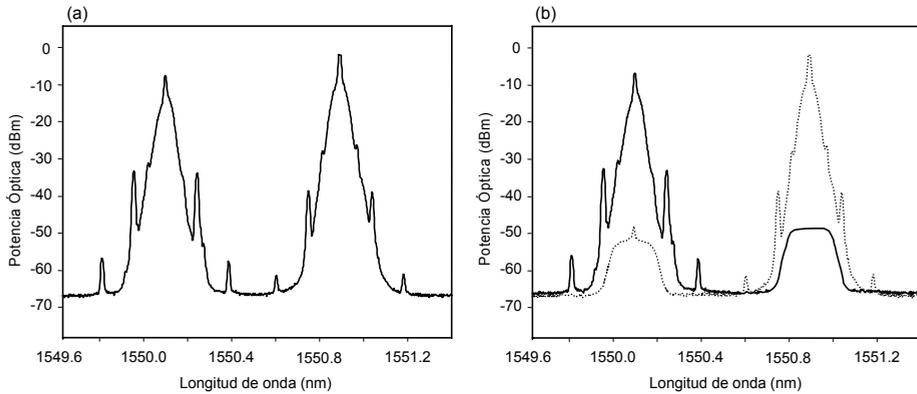


Figura 3.41. Canales de salida del nodo. (a) Dos canales por el mismo puerto de salida. (b) Cada canal por un puerto distinto. Traza continua: puerto de salida 1. Traza punteada: puerto de salida 2

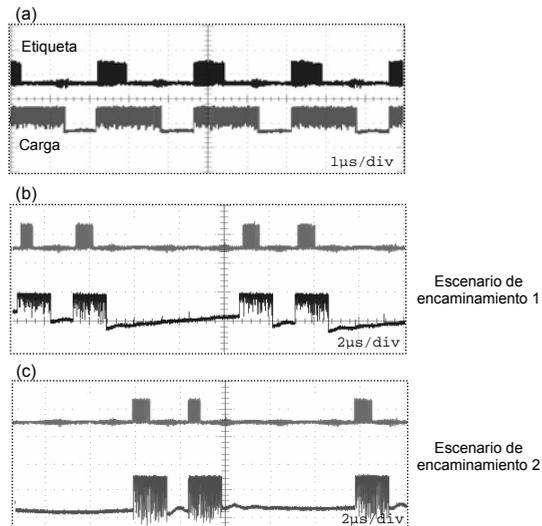


Figura 3.42. Encaminamiento de paquetes ópticos. (a) Paquetes en la entrada del nodo. (b), (c) Paquetes a la salida del router capturados en los puertos de salida 1 y 2 respectivamente

Las figuras 3.42 (b) y (c) muestran respectivamente la señales presentes en dos puertos distintos de salida del nodo, como se puede apreciar ambas salidas son complementarias. Para este escenario *etiqueta_1* y *etiqueta_2* de entrada se han establecido de tal forma que dos *paquete_1* consecutivos saldrán por el puerto 1 y dos *paquete_2* por el puerto 2 y así sucesivamente, por consiguiente, los paquetes que salen por el puerto 1 tienen una longitud de onda diferente a los que salen por el puerto 2. En particular, este escenario corresponde al mostrado en la figura 3.41 (b). Las medidas de la tasa de error de bit (BER) se muestran en la figura 3.43, la penalización de 0.4 dB con respecto al *back to back* de la señal para un $BER = 10^{12}$ se debe a la limitación en ancho de banda y disminución de la relación de extinción de la señal impuesta por el conversor basado en XGM como se describió en el apartado 3.6.2.

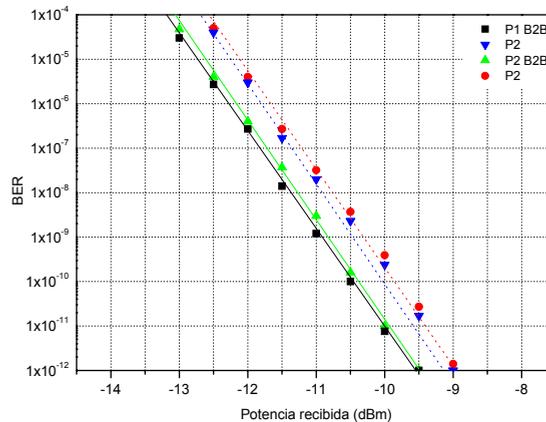


Figura 3.43. Medidas experimentales de la tasa de error de bit (BER) de los dos tipos de paquete procesados en el nodo

3.8.5.1 Encaminamiento de paquetes de tamaño variable

Una de las características más significativas del encaminamiento en IP es la naturaleza variable de la longitud de los paquetes transportados. Por este motivo un nodo óptico con la habilidad de encaminar paquetes de longitud variable repercutirá en una reducción de encabezamientos y procesamiento al flujo de datos al evitar complejas capas de adaptación y reensamblaje. En este contexto y como se mencionó previamente, la multiplexación por subportadora permite superar ciertas limitaciones que se presentan en redes síncronas con técnicas de etiquetado serial debido al riguroso alineamiento temporal que debe existir entre la etiqueta y la carga y más aún al proceso de sincronización de los paquetes entrantes al nodo a fin de poder ser procesados.

De este modo, la codificación de etiquetas usando técnicas de subportadora es especialmente interesante ya que permite el diseño de redes de conmutación de paquetes ópticos asíncronas con encaminamiento de paquetes de longitud variable, lo cual es una gran aproximación a las características del encaminamiento en IP.

El encaminamiento de paquetes de tamaño variable en el nodo propuesto es posible debido a la incorporación del tamaño del paquete transportado en la etiqueta óptica. La

información del tamaño del paquete se codifica en 4 bits, ofreciendo la posibilidad de soportar hasta 16 tamaños diferentes de paquetes, no obstante, el valor de 4 bits se puede ampliar a fin de permitir una mayor diversidad en el tamaño de los paquetes procesados. En el controlador del nodo, dicha información se examina y se realizan las acciones en el láser sintonizable encargado de establecer la longitud de onda final del paquete. En el apartado 4.4 se describen los procesos y las señales implicadas en el procesamiento de las etiquetas en el controlador del nodo.

Las figuras 3.44 (a) y (b) muestran dos escenarios de encaminamiento de paquetes de longitud variable. Al igual que el caso de encaminamiento de paquetes de tamaño fijo mostrado en la figura 3.42, las trazas superiores representan las etiquetas y las trazas inferiores representan la carga. Para la demostración se han programado 3 tamaños distintos de paquete ($P1 = 1\mu\text{s}$, $P2 = 1.5\mu\text{s}$ y $P3 = 2\mu\text{s}$). En ambos casos se muestra el encaminamiento de paquetes a través de distintos puertos de salida, en concreto para el caso (a) el paquete de tamaño superior tiene asignada una etiqueta diferente a la de los demás que lo direcciona hacia el puerto de salida 1 del nodo. En el caso (b), el paquete de menor longitud se direcciona mediante la etiqueta asignada hacia el puerto de salida 2 del nodo. Las figuras 3.45 y 3.46 muestran los resultados de la tasa BER para cada uno de los paquetes procesados en los escenarios (a) y (b) respectivamente. De la misma forma, las figuras muestran los resultados de BER de la señal a la salida del generador de paquetes (*back to back*) y a la salida del nodo. Las penalizaciones observadas en ambos casos (alrededor de 0.5 dB) nuevamente se deben a las limitaciones impuestas por el convertor de longitud de onda basado en XGM, como resultado la relación de extinción se la señal se disminuye causando dichas penalizaciones.

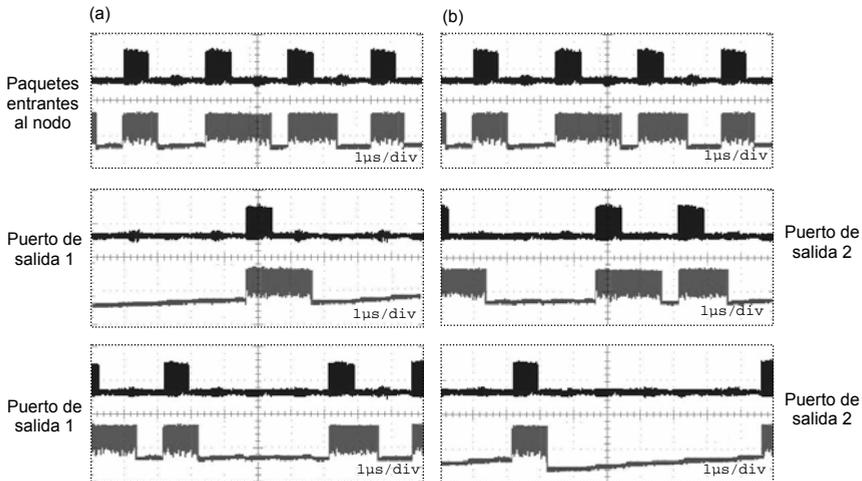


Figura 3.44. Escenarios de encaminamiento de paquetes. (a) Paquete de mayor longitud a través del puerto 1. (b) Paquete de menor longitud a través del puerto 2

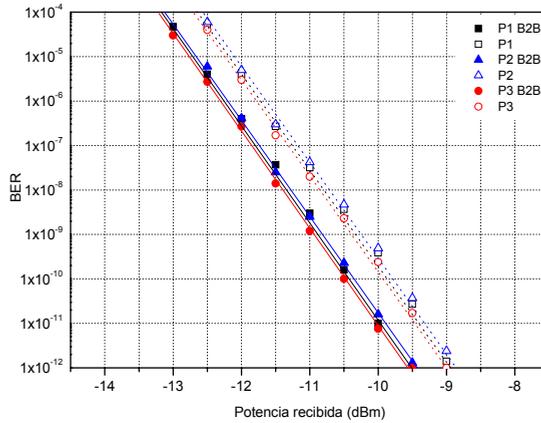


Figura 3.45. Medidas experimentales de la tasa de error de bit (BER) de los paquetes de longitud variable procesados en el nodo. Escenario (a)

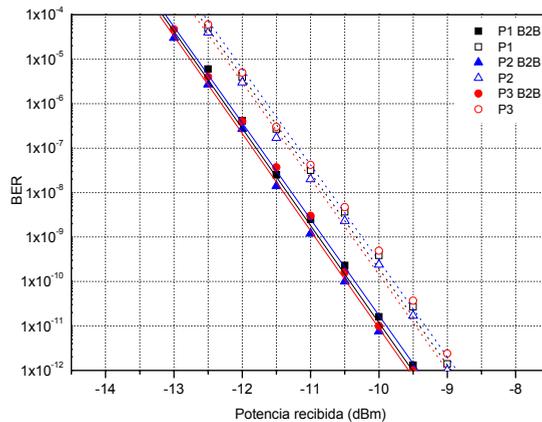


Figura 3.46. Medidas experimentales de la tasa de error de bit (BER) de los paquetes de longitud variable procesados en el nodo. Escenario (b)

A continuación se muestra una descripción ilustrada de los bloques que conforman el nodo basándose en la estructura general del nodo mostrada en la figura 3.30. En particular en la figura 3.47 se muestra el montaje del bloque de extracción de etiqueta, la figura 3.47 (a) muestra el control de temperatura de las redes de difracción y en la figura 3.47 (b) se observa el montaje completo incluyendo la disposición de los AWGs y control de temperatura. En la figura 3.48 (a) se muestra la placa de desarrollo del FPGA junto con la tarjeta de reloj externa utilizada para establecer la frecuencia de trabajo del controlador del nodo. En la figura 3.48 (b) se muestra una vista superior del controlador del nodo en donde se observan los fotodetectores para la recepción de la etiqueta, el FPGA y los mezcladores de RF para la generación de la etiqueta SCM.

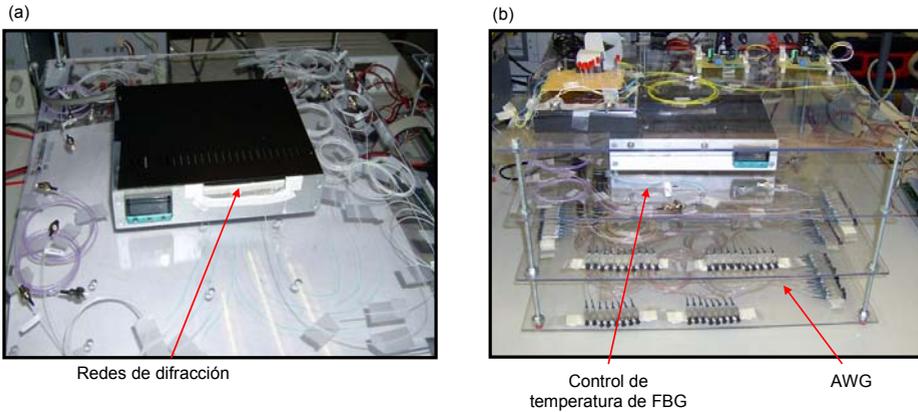


Figura 3.47. Bloque de extracción de etiqueta. (a) Control de temperatura. (b) Montaje completo del bloque de extracción de etiqueta

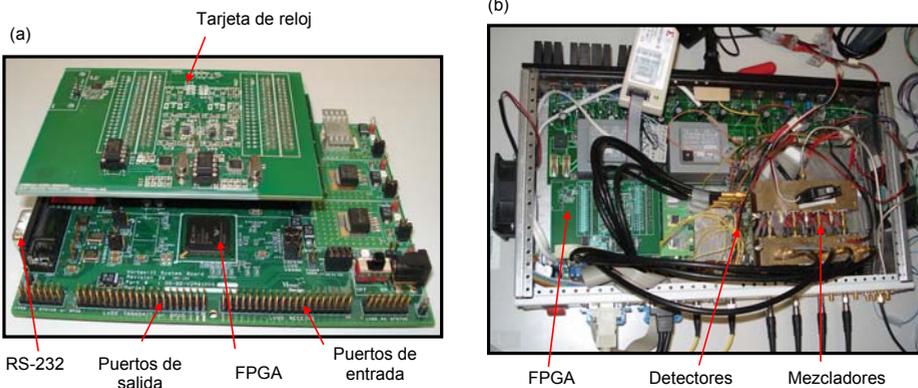


Figura 3.48. (a) Placa de desarrollo para FPGA de Xilinx. (b) Controlador del nodo

En la figura 3.49 (a) se muestra el panel frontal de conexiones del controlador del nodo y en la figura 3.49 (b) se muestra el bloque de re-escritura de etiquetas. La figura 3.50 muestra el montaje del bloque de conversión de longitud de onda y encaminamiento respectivamente. El bloque de conversión de longitud de onda incluye las etapas de conversión XGM y XPM. Por otro lado, el bloque de encaminamiento incorpora las redes de difracción utilizadas en la detección de los paquetes SCM después de ser procesados en el nodo. Finalmente en la figura 3.51 se muestra la distribución completa del nodo de conmutación de paquetes ópticos.

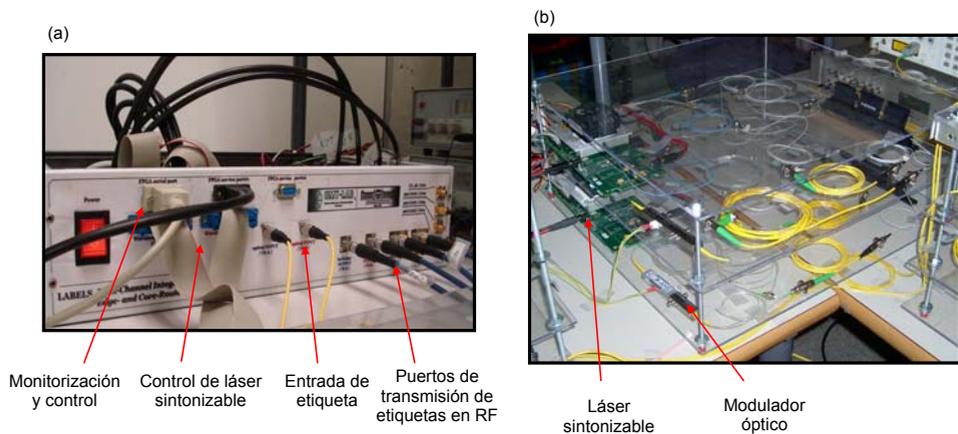


Figura 3.49. (a) Panel de conexiones del controlador. (b) Montaje del bloque de re-escritura de etiqueta SCM

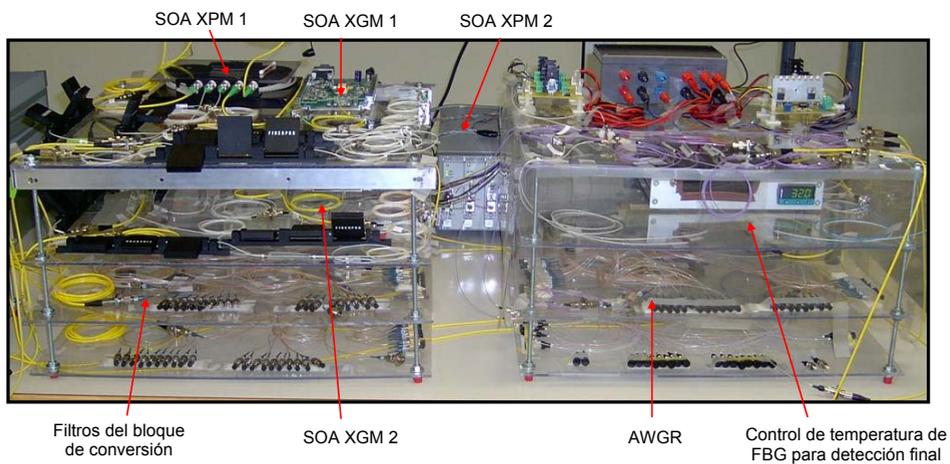
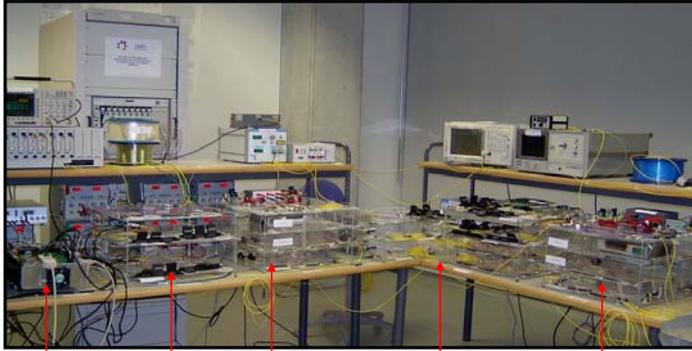


Figura 3.50. Montaje experimental del bloque de conversión de longitud de onda y encaminamiento



Controlador Generación de paquetes SCM Filtrado Conversión de longitud de onda y re-escritura de etiqueta Encaminamiento

Figura 3.51. Distribución de los bloques que conforman el nodo de conmutación de paquetes ópticos

En la tabla 3.1 se especifican las principales características de los componentes utilizados en la implementación del nodo.

Extracción de etiqueta	Características	
Circulador	Pérdidas de inserción: 0.60 dB (1-2), 0.52 dB (2-3) Aislamiento: 44 dB (2-1), 50 dB (3-2) Diafonía (1-3) :59 dB PDL = 0.08 dB (1-2), 0.02 dB (2-3)	
AWG 1X40	Ch1: 1561.416 nm - Ch40: 1530.332 nm Espaciado entre canales: 0.8nm Ancho de banda a 3 dB:0.42 nm Pérdidas de inserción: 3.7 – 4 dB Diafonía entre canales adyacentes: 29 dB Rizado: 0.9 dB PDL = 0.2 dB	
AWG 18X18	Espaciado entre canales: 0.8 nm Pérdidas de inserción: <7dB PDL <0.5dB Ancho de banda a 1dB >0.2nm Ancho de banda a 3 dB >0.4nm Diafonía entre canales adyacentes: 35 dB	
Tándem de redes de difracción	FBG 1 Frecuencia central tándem 1: 1550.576 nm Frecuencia central tándem 2: 1548.935 nm Reflectividad: 0.99 Retardo de grupo: 25 ps Ancho de banda: 20-28 GHz Roll-off: 3dB/GHz	FBG 2 Frecuencia central tándem 1: 1550.499 nm Frecuencia central tándem 2: 1548.820 nm Reflectividad: 0.9999 Ancho de banda: 20- 28 GHz Roll-off: 3dB/GHz

Controlador de nodo	
Fotodetector PIN	Ancho de banda: 2.5 GHz Sensibilidad = -38 dBm
FPGA Xilinx Virtex II xc2v80	Máxima frecuencia de reloj: 420 MHz 1x10 ⁶ compuertas Banco de 16X16 puertos de entrada y salida
Búfer óptico	
Fibra estándar monomodo	Longitud: 240 m.
Re-escritura de etiqueta y conversión de longitud de onda	
Pre-amplificador RF	Ganancia 20 – 25 dB Ancho de banda 12 – 19.5 GHz
Amplificador de potencia	Ganancia 20 – 22 dB Ancho de banda 20 GHz
Modulador electro-óptico	Z _{in} = 45 – 50 Ω, Ancho de banda de RF 18 GHz V _π = 10~12 V
Batería de redes de difracción	Frecuencias centrales del array 1: 1550.809, 1550.016, 1549.225 nm. Frecuencias centrales del array 1: 1550.997, 1550.196, 1549.396 nm. Reflectividad: 0.99 Ancho de banda: 37 GHz Roll-off: 3dB/GHz
SOA XGM	Máxima tasa de bits de operación: 10 Gb/s Figura de ruido: 6 dB Potencia de salida de saturación: 11 dBm PDL: 0.5 dB
SOA XPM - Alcatel	Máxima tasa de bits de operación: 10 Gb/s Potencia de la señal convertida: 0 dBm Ancho de banda: 35 nm Dependencia de polarización de la señal de entrada: 1dB Relación de extinción: 9 dB Relación señal a ruido: 30 dB
SOA XPM - HHI	Máxima tasa de bits de operación: 10 Gb/s Ancho de banda: 35 nm Relación de extinción: 11 dB Relación señal a ruido: 32 dB
Láser sintonizable	Número de canales: 85 Espaciado entre canales: 0.8 nm Potencia de salida: 7 dBm Variación de potencia de salida: ± 0.5 dB Tiempo de conmutación: 20 ns Tiempo de establecimiento: 200 ns
Encaminamiento	
AWGR 18X18	Espaciado entre canales: 0.8 nm Pérdidas de inserción: <7dB PDL <0.5dB

	Ancho de banda a 1dB >0.2nm Ancho de banda a 3 dB >0.4nm Diafonía entre canales adyacentes: 35 dB
Acopladores 1X4	Pérdidas de inserción: 7 dB PDL: 0.05 dB Directividad: 55 dB Uniformidad: 0.2 dB

Tabla 3.1. Especificaciones de los principales componentes del nodo de conmutación de paquetes ópticos

Referencias

- [BAR96] R. A. Barry, P. A. Humblet, "Models of Blocking Probability in All-Optical Networks with and Without Wavelength Changers," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 14, no. 5, 1996.
- [BLU00] D. J. Blumenthal, B.E. Olsson, G. Rossi, T. E. Dimmick, L. Rau, M. Masanovic, O. Lavrova, R. Doshi, O. Jerphagnon, J. E. Bowers, V. Kaman, L. Coldren, John Barton., "All-optical label swapping networks and technologies," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 18, pp. 2058–2074, 2000.
- [BLU97] D. J. Blumenthal, J. Laskar, R. Gaudino, S. Han, M. D. Shell, M. D. Vaughn, "Fiber-Optic Links Supporting Baseband Data and Subcarrier-Multiplexed Control Channels and the Impact of MMIC Photonic/Microwave Interfaces," *IEEE Transactions on microwave theory and Techniques*, vol. 45, no. 8, 1997.
- [BLU99] D. J. Blumenthal, A. Carena, L. Rau, V. Curri, S. Humphries, "All-Optical Label Swapping with Wavelength Conversion for WDM-IP Networks with Subcarrier Multiplexed Addressing," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 11, no. 11, pp. 1497-1499, 1999.
- [BOE05] E. Boemo, S. López-Buedo, G. Sutter, E. Todorovich, J. Valls, "FPGAs Xilinx – VHDL – ISE Foundation," Seminario sobre diseño electrónico, Universidad autónoma de Madrid. 2005.
- [CAO02] J. Cao, Z. Pan, M. Jeon, Y. Bansal, J. Taylor, V. Akella, S. Kamei, K. Okamoto, S. J. B. Yoo, "Cascaded Operation of an Optical Packet Routing System With Optical-Label Switching and 2R-Regeneration," in *proc. of 28th European Conference on Optical Communication, ECOC 2002*.
- [CAO03] J. Cao, M. Jeon, Z. Pan, Y. Bansal, Z. Wang, Z. Zhu, V. Hernandez, J. Taylor, V. Akella, S. J. B. Yoo, "Error-free multi-hop cascaded operation of optical label switching routers with all-optical label swapping," *IEEE/OSA Optical Fiber Communication Conference OFC2003*, paper FS1, 2003.
- [CAR02] M. C. Cardakli, A. B. Sahin, O. H. Adamczyk, A. E. Willner, K. R. Parameswaran, M. M. Fejer, "Wavelength Conversion of Subcarrier Channels Using Difference Frequency Generation in a PPLN Waveguide," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 14, no. 9, pp. 13274-1329, 2002.
- [CAR98] A. Carena, M. D. Vaughn, R. Gaudino, M. Shell, Daniel J. Blumenthal, "OPERA: An Optical Packet Experimental Routing Architecture with Label Swapping Capability," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 16, no. 12, pp. 2135-2145, 1998.
- [DEV93] F. Devaux, Y. Sorel, J. F. Kerdiles, "Simple measurement of fiber dispersion and of chirp parameter of intensity modulated light emitter," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 11, pp. 1937–1940, 1993.

- [DUR96] T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergesen, S. Danielsen, K. Stubkjae, "All-Optical Wavelength Conversion by Semiconductor Optical Amplifiers," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, pp. 942-954, 1996.
- [HAN99] Y. Han, Q. Li, X. Liu, B. Zhou, "Architecture of High-Order All-Fiber Birefringent Filters by the Use of the Sagnac Interferometer," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 11, no 1, pp. 90-92, 1999.
- [JAE01-1] H. Jae, S. J. B Yoo, Vincent K. Tsui, S. K. H. Fong, "A Simple All-Optical Label Detection and Swapping Technique Incorporating a Fiber Bragg Grating Filter," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 13, no. 6, pp. 635-637, 2001.
- [JAE01-2] H. Jae, V. Hernandez, V.K. Tsui, S. J. B. Yoo, "Simple, polarisation-independent, and dispersion-insensitive SCM signal extraction technique for optical switching systems applications," *Electronics Letters*, Vol. 37, no. 20, 2001.
- [KOO01] T. Koonen, G. Morthier, J. Jennen, H. Waardt, P. Demeester, "Optical Packet Routing in IP over WDM Networks Deploying two Level Optical Labelling," *ECOC 2001*, paper Th.L.2.1, 2001.
- [LEE01] C. Lee, T. Kao, S. Tzeng, Y. Chen, S. Chi, "Optical Label swapping for IP-WDM networks using self-seeded Fabry-Perot laser label and fibre Bragg gratings," *Optical Fiber Conference OFC2001*, WDD2-1, 2001.
- [LIN00] Y. M. Lin, W. I. Way, G. K. Chang, "A Novel Optical Label Swapping Technique Using Erasable Optical Single-Sideband Subcarrier Label," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 12, no. 8, pp. 1088-1090, 2000.
- [MAR04] A. Martinez, G. Puerto, D. Pastor, J. Capmany, B. Ortega, M. Popov, P.Y. Fongjallaz, L. Pierno, M. Varasi, T. Banky, T. Berceli, "Parallel label generation and rewriting configuration for 10 Gb/s/channel DWDM-SCM label swapping using FBG arrays," *17th IEEE LEOS*, Puerto Rico, 2004.
- [MAR05-1] A. Martínez, G. Puerto, M. D. Manzanedo, J. Capmany, D. Pastor, B. Ortega and S. Sales. "IST LABELS Project. Recent Advances on Optical Label Swapping Techniques," *4^a Reunión Española de Optoelectrónica*, Elche 2005
- [MAR05-2] A. Martinez, D. Pastor, J Capmany, B. Ortega, P. Fongjallaz, M. Popov, T. Berceli, T Banky, "Experimental demonstration of subcarrier multiplexed optical label swapping featuring 20 Gb/s payload speed and 622 Mb/s header conveyed @18.3 GHz," *31st European Conference on Optical Communication*. ECOC2005.

- [MAR06] A. Martínez, M. Manzanedo, G. Puerto, D. Pastor, B. Ortega, J. Capmany, T. Banky, G. Kovacs, T. Berceli, M.K. Popov, P-Y. Fonjallaz, "Recent advances on Optical Label Swapping techniques. An approach to the final results of IST-LABELS project," 8th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON) 2006.
- [MEA00] B. Meagher, G. K. Chang, G. Ellinas, Y. M. Lin, W. Xin, T. F. Chen, X. Yang, A. Chowdhury, J. Young, S. J. Yoo, C. Lee, M. Z. Iqbal, T. Robe, H. Dai, Y. J. Chen, W. I. Way, "Design and implementation of ultra-low latency optical label switching for packet-switched WDM networks," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 18, pp. 1978–1987, 2000.
- [OHL00] P. Öhlén, B. Olsson, D. J. Blumenthal, "All-Optical Header Erasure and Penalty-Free Rewriting in a Fiber-Based High-Speed Wavelength Converter," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 12, no. 6, pp. 663-665, 2000.
- [OLS00] B. E. Olsson, P. Ohlen, L. Rau, D. J. Blumenthal, "A Simple and Robust 40 Gb/s Wavelength Converter Using Fiber Cross-Phase Modulation and Optical Filtering," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 12, 846-848, 2000.
- [POP05] M. Popov, A. Martínez, J. Capmany, D. Pastor, P. Y Fonjallaz, B. Ortega, "Fiber-Bragg-Grating-Based Device For Payload And Label Separation in Highly Packed Subcarrier-Multiplexed Optical Label Swapping," *IEEE Photon. Technol. Lett.* 17, 2445-2447, 2005.
- [PUE04] G. Puerto, A. Martínez, B. Ortega, D. Pastor, J. Capmany, "Generación y reescritura de etiquetas SCM en canales DWDM a 10 Gb/s usando redes de difracción de Bragg," XIX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio URSI. 2004.
- [ROS00] G. Rossi, O. Jerphagnon, B. Olsson, D. J. Blumenthal, "Optical SCM Data Extraction Using a Fiber-Loop Mirror for WDM Network Systems," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 12, no. 7, pp 897-899, 2000.
- [SAR97] P. Sargis, B. Henderer, M. Lowry, "10-Gb/s Subcarrier Multiplexed Transmission Over 490 km of Ordinary Single-Mode Fiber Without Dispersion Compensation," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 9, no. 12, pp. 1658-1660, 1997.
- [SKA01] J. Skaar, L. Wang, T. Erdogan, "On the Synthesis of Fiber Bragg Gratings by Layer Peeling," *IEEE J. of Quantum Elect.*, Vol. 37, no. 2, 2001.
- [VAU97] M. D. Vaughn, D. Blumenthal, "All-Optical Updating of Subcarrier Encoded Packet Headers with Simultaneous Wavelength Conversion of Baseband Payload in Semiconductor Optical Amplifiers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 9, no. 6, pp. 827-839, 1997.
- [XIL05] www.xilinx.com Virtex II Platform FPGAs. Complete datasheet 2005.

- [YAO03] S. Yao, B. Mukherjee, S. J. B. Yoo, S. Dixit, "A unified study of contention-resolution schemes in optical packet-switched network," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 21, no. 3, pp. 672-683, 2003.
- [YON03] M. Y. Jeon, Z. Pan, J. Cao, Y. Bansal, J. Taylor, Z. Wang, V. Akella, K. Okamoto, S. Kamei, J. Pan, S. J. Ben Yoo, "Demonstration of all-optical packet switching routers with optical label swapping and 2R regeneration for scalable optical label switching network operation," *J. Lightwave Technol.* Vol. 21, pp. 2723 – 2733, 2003.
- [YOO01] S. J. B. Yoo, H. Jae, S. Vaidianathan, K. Okamoto, S. Kamei, "Optical-label switching and routing by rapidly tunable wavelength conversion and uniform loss cyclic frequency array-waveguide grating" *Optical Fiber Conference OFC2001, WDD49-1*, 2001.
- [YOO02] S. J. B. Yoo, H. Jae, Z. Pan, J. Cao, Y. Zhang, K. Okamoto, S. Kamei, "Rapidly Switching All-Optical Packet Routing System With Optical-Label Swapping Incorporating Tunable Wavelength Conversion and a Uniform-Loss Cyclic Frequency AWGR", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 14, no. 8, pp. 1211-1213, 2002.
- [YOO03] S. J. B. Yoo, F. Xue, Y. Bansal, J. Taylor, Z. Pan, J. Cao, M. Jeon, T. Nady, G. Goncher, K. Boyer, K. Okamoto, S. Kamei, V. Akella, "High-performance Optical-label Switching Packet Routers and Smart Edge Routers for the Next Generation Internet," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 21, no.7, pp.1041-1051, 2003.
- [YOO96] S. Yoo, "Wavelength conversion technologies for WDM network applications," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, 955-966, 1996.
- [ZHU03] Z. Zhu, V. J. Hernandez, M. Y. Jeon, J. Cao, Z. Pan, S. J. B. Yoo, "RF Photonics Signal Processing in Subcarrier Multiplexed Optical-Label Switching Communication Systems," *J. Lightwave Technol.* 21, 3155-3166, 2003.
- [ZHU05] Z. Zhu, Z. Pan, S.J.B. Yoo, "A compact all-optical subcarrier label swapping system using an integrated EML for 10-Gb/s optical label switching networks," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 17, no. 2, pp. 426–428, 2005.
- [ZHU06] Z. Zhu, M. Funabashi, Z. Pan, L. Paraschis, S. J. B. Yoo, "10000-Hop Cascaded In-Line All-Optical 3R Regeneration to Achieve 1250000-Km 10-Gb/s Transmission," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 18, no 5, pp. 718-720 2006.

Capítulo 4

Integración del nodo en redes ópticas de conmutación de paquetes: Internet óptico

4.1 Introducción

Este capítulo presenta y describe las prestaciones y características de operatividad que ofrece el nodo de conmutación de paquetes ópticos descrito en el capítulo 3. Las particularidades que aquí se exponen, tales como las pruebas de dimensionado físico de redes de conmutación de paquetes y la demostración de las ventajas del etiquetado basado en multiplexación por subportadora (SCM) en términos del bajo requerimiento de sincronización en el nodo y soporte de un amplio margen de desalineamiento de las señales que componen el paquete óptico, así como el encaminamiento de paquetes de tamaño variable, la inclusión de prioridades en el esquema de encaminamiento, los algoritmos de resolución de colisiones y la posibilidad de realizar multicast suponen un paso adelante en la demostración de funcionalidades de técnicas fotónicas para la

realización de conmutación de paquetes de alta velocidad basado en el paradigma de intercambio de etiquetas. En este contexto, el paradigma de encaminamiento basado en etiquetas además ofrece ciertas ventajas que hacen de la conmutación de paquetes ópticos un esquema interoperable con técnicas de conmutación de circuitos (OCS) y conmutación de ráfagas ópticas (OBS), permitiendo de esta forma una integración con los actuales esquemas de encaminamiento IP. Las comprobaciones experimentales y posteriores simulaciones realizadas en el entorno del prototipo desarrollado muestran el potencial del encaminamiento de paquetes ópticos como futura plataforma de transporte y conmutación de paquetes IP.

4.2 Control y gestión de la red de conmutación de paquetes ópticos

Las redes de conmutación de paquetes basadas en el paradigma del intercambio de etiquetas ópticas ofrecen unas ventajas incomparables en términos de transmisión, control de los paquetes transmitidos y gestión de red si se compara con técnicas fotónicas convencionales de conmutación de paquetes basadas en el concepto de auto-encaminamiento como el descrito en el apartado 2.3.1 y en el apartado 2.3.5. Estas ventajas principalmente se deben a la cantidad de información de control que se puede incorporar en la etiqueta óptica. En la técnica de auto-encaminamiento los paquetes se encaminan rápidamente a través de la red basándose en el contenido de unos pocos bits codificados como encabezados al inicio de cada paquete. Aunque las latencias en el proceso de encaminamiento con esta técnica son reducidas, se presenta una notable falta de coordinación entre los nodos a fin de obtener prestaciones a nivel de red en gran escala. Por otro lado, las redes de conmutación de circuitos se basan en una entidad de control y gestión de red (ECGR) para la provisión de conexiones capaces de ofrecer calidad de servicio extremo a extremo, sin embargo, el establecimiento de las conexiones típicamente es de naturaleza muy lenta, del orden de cientos de milisegundos o incluso segundos.

En contraste, las redes de conmutación de paquetes ópticos pueden utilizar una arquitectura de gestión que involucre una entidad de control y gestión de red junto con una señalización basada en etiquetas en un entorno de cooperación mutuo a fin de obtener una funcionalidad óptima en términos de monitorización, control y gestión de red. En este contexto, la señalización basada en etiquetas ópticas es capaz de proveer conexiones en el orden de nanosegundos y rápidamente ejecutar decisiones de encaminamiento basándose en el contenido de la etiqueta y la tabla de encaminamiento, además, fácilmente provee estadísticas del transporte de paquetes.

En este entorno la entidad de control y gestión de red se comunica con los elementos de red a través de una red de comunicación de datos mediante un canal de supervisión en una longitud de onda fuera de la banda WDM utilizada para el transporte de paquetes ópticos. A través de la red de comunicación de datos la entidad de control y gestión monitoriza las condiciones de tráfico de la red, actualiza las tablas de encaminamiento para optimizar las prestaciones de la red y además puede reencaminar el tráfico a través de otros enlaces a fin de evitar interrupciones en la transmisión debidas al fallo de nodos o enlaces. En conjunto, las propiedades mencionadas anteriormente se pueden considerar como la base de la auto-configuración, auto-descubrimiento y auto-restauración de las redes de conmutación basadas en etiquetas ópticas. Por tanto, la

arquitectura propuesta basada en la entidad de control y gestión junto con la señalización basada en etiquetas permiten lograr un coordinado y rápido encaminamiento de paquetes ópticos en un entorno coordinado de red. Este esquema de gestión es fundamentalmente más eficaz que el existente en la arquitectura IP o MPLambdaS ya que en IP el control de red se realiza de forma autónoma y no es adecuado para la gestión de redes multi-longitud de onda, en MPLambdaS, el plano de control de MPLS asume el control de red, sin embargo, la señalización basada en etiquetas no existe. Por lo tanto, la evolución de una red de conmutación de circuitos ópticos de hoy en día a una red de conmutación de paquetes ópticos basada en etiquetas es factible debido a la interoperabilidad ofrecida por esta arquitectura de gestión. En concreto, la entidad de control y gestión y la señalización basada en etiquetas son adaptativas y deben realizar funciones tales como:

- Enviar una petición de conexión o encaminamiento a la entidad de control y gestión proveniente desde una red cliente y retornar la información de encaminamiento al nodo de frontera para la definición de la etiqueta óptica a ser utilizada en dicha conexión.
- Medición de los parámetros de red, estado de las líneas de comunicación, tráfico, retardos, utilización de la capacidad, etc.
- Reportar la información recolectada a la entidad de control y gestión para actualizar las tablas de encaminamiento de forma periódica.
- Diseminar las tablas computadas a cada uno de los nodos presentes en la red.

En la figura 4.1 se muestra el entorno de gestión propuesto para redes de conmutación de paquetes basado en el intercambio de etiquetas. Aunque esquemas similares adaptativos se han utilizado ampliamente en redes IP, la diferencia radica en que en redes de conmutación de paquetes se logra la misma funcionalidad en un entorno multi-longitud de onda con el soporte de una rápida señalización basada en etiquetas y una entidad de control y gestión a través de un canal de supervisión.

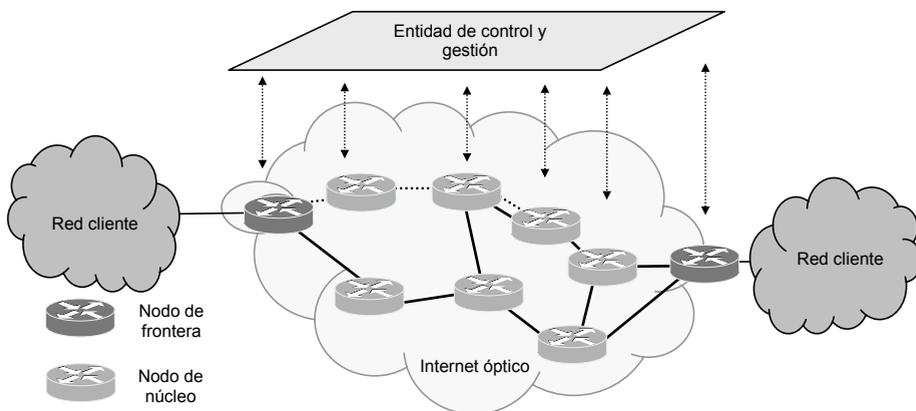


Figura 4.1. Entorno de gestión de una red de conmutación de paquetes ópticos basada en el intercambio de etiquetas

4.3 Interoperabilidad entre modos de transporte

Una de las características del encaminamiento basado en etiquetas radica en su compatibilidad natural con la arquitectura de GMPLS, ambos conceptos se han diseñado de forma independiente pero han tenido un enfoque común en como superar las dificultades en la implementación de redes de conmutación de paquetes ópticos basándose en el concepto de la conmutación de etiquetas. Como se mencionó en el capítulo 2, la actual arquitectura GMPLS ha desarrollado un conjunto de protocolos de señalización y ha establecido una estructura para un plano de control común en el concepto global de Internet óptico en donde se han identificado cuatro componentes funcionales: recursos de descubrimiento, difusión de información de estado, selección de camino y gestión de camino, cada uno de ellos con su respectivo conjunto de protocolos y mecanismos de coordinación. Actualmente en el dominio óptico, GMPLS utiliza la longitud de onda como una identidad que habilita una etiqueta óptica implícita en las conexiones y a partir de la cual se gestiona el encaminamiento en la capa óptica, esta forma de etiquetado se ajusta bien con las redes de conmutación de circuitos ópticos o redes de encaminamiento por longitud de onda, sin embargo, con el avance en las técnicas de etiquetado, las prestaciones de GMPLS se pueden intensificar al soportar varios tipos de formatos explícitos de etiquetas ópticas habilitando de esta forma su integración con las redes de encaminamiento basado en etiquetas.

Por otro lado, las futuras redes ópticas deben estar proyectadas para soportar múltiples modos de transporte, dentro de los cuales, los más representativos son la conmutación de circuitos ópticos y la conmutación de paquetes ópticos, por tanto, se requiere una capa óptica flexible que dé servicio a este conjunto tan dispar de tráfico en una única estructura unificada. Actualmente el concepto *overspill* ha surgido como una alternativa para la formación de redes híbridas de conmutación de circuitos y paquetes ópticos [BRE04], [GAU06]. Si se considera una red WDM de encaminamiento por longitud de onda, los caminos ópticos establecidos pasan a través de los nodos de forma transparente en donde ningún nodo intermedio tiene acceso a la información contenida en la longitud de onda que conforma el camino óptico. Por este motivo, cuando en cierto momento la cantidad de información transmitida en un camino óptico sobrepasa el límite de la capacidad asignada a la conexión, el tráfico extra no se puede transmitir de forma instantánea en una longitud de onda de otro camino óptico que comparta los mismos enlaces ya que este proceso requiriere una reconfiguración de la red, por tanto, y bajo el concepto de *overspill*, este tráfico se transmite en forma de paquetes ópticos en una longitud de onda diferente bajo un entorno de conexiones punto a punto. Para tal efecto los paquetes pertenecientes a la conmutación de circuitos (camino óptico) y conmutación de paquetes (*overspill*) se identifican mediante marcadores de tal forma que en los nodos intermedios los paquetes en modo *overspill* son procesados electrónicamente mientras que los paquetes pertenecientes al camino óptico se transmiten directamente. No obstante, aunque la propuesta va en línea con la tendencia en la evolución de las redes ópticas, el problema radica en la relativa complejidad en la sincronización de los nodos para insertar tráfico *overspill* en la longitud de onda de un camino óptico establecido, además de incrementar los retardos en la red debido al procesamiento electrónico de este tipo de tráfico.

Desde este punto de vista, la conmutación de las unidades de información basada en el intercambio de etiquetas ópticas potencialmente satisface los requerimientos en la

obtención de una estructura unificada al proveer una capa óptica capaz de soportar servicios de red orientados a conexión y no-orientados a conexión debido a la fina granularidad en las capacidades de conmutación y una reconfiguración dinámica y flexible de los nodos. De esta forma, si se definen las etiquetas adecuadas para los distintos modos de transporte, una red de transporte óptico basada en el intercambio de etiquetas puede acomodar fácilmente tráfico de paquetes, ráfagas y circuitos ópticos de forma completamente interoperable.

Por tanto, el esquema de direccionamiento de la información tiene un efecto directo en las prestaciones y capacidades de la red óptica. En concreto, las características propias del encaminamiento basado en etiquetas permite la realización directa de dos esquemas de direccionamiento. En el primer esquema, el encaminamiento de los paquetes ópticos se realiza en virtud del destino final, este esquema de direccionamiento es similar al realizado por los router IP convencionales. Por tanto, aunque este esquema no requiere intercambio de etiqueta ni protocolos de distribución de etiquetas, sí se requiere re-escritura de la misma etiqueta en los nodos de la red ya que el encaminamiento es orientado al destino y en cada uno de los nodos la etiqueta debe analizarse a fin de encontrar la ruta para el paquete. Para tal fin la tabla de encaminamiento debe mantener actualizada sus entradas mediante una continua monitorización del estado de la red. En este esquema de direccionamiento cada etiqueta indica el origen y el destino del paquete óptico, con lo cual, cada nodo en la red procesa la información contenida en la etiqueta y transmite el paquete por el puerto de salida de acuerdo con lo especificado en la tabla de encaminamiento.

La escalabilidad de la red a nivel de direccionamiento está sujeta al número de bits incorporados en el campo de destino del paquete, en este caso, unos 4096 nodos. En la figura 4.2 se muestra la estructura de la etiqueta para este tipo de direccionamiento, los campos de *preámbulo* y *palabra única* se utilizan en el proceso de recepción de las tramas como se describió en el apartado 3.4.3, en el campo *clase* se especifica que el encaminamiento es orientado al destino, el campo de *prioridad* indica la prelación de encaminamiento del paquete frente a otro paquete en el mismo instante de tiempo, el campo de *duración* indica la longitud del actual paquete con lo cual se habilita el procesamiento de paquetes de tamaño variable, el campo definido para incorporar ingeniería de tráfico (IT) en el encaminamiento permite definir un número de posibles caminos para el paquete en función de los requerimientos de transmisión. Finalmente, dentro del campo *destino* se incorpora un bit de *multicast* de forma que habilite la transmisión de dicho paquete a través de todos los puertos de salida del nodo.

Preámbulo	Palabra única	Clase	Destino	Origen	Prioridad	Duración	IT
64 bits	16 bits	1 bit	12 bits	12 bits	1 bit	4bits	2 bits

Figura 4.2. Estructura de la etiqueta para realizar encaminamiento orientado al destino

El otro esquema de direccionamiento se basa en la estructura de la etiqueta mostrada en a figura 4.3. En este caso la etiqueta se utiliza para configurar caminos de la misma forma como opera MPLS, por tanto, este esquema de direccionamiento recurre a protocolos de distribución de etiquetas y protocolos de reserva de recursos. En este contexto, las características inherentes de las conexiones formadas a partir de la

distribución de etiquetas se pueden generalizar a fin de permitir la realización de conexiones de conmutación de circuitos ópticos y conmutación de ráfagas ópticas. En el caso de circuitos ópticos, la etiqueta transporta la señalización necesaria para establecer y posteriormente liberar el circuito óptico, mientras que para la conmutación de ráfagas ópticas, la etiqueta se puede utilizar para realizar la reserva previa de recursos mediante un paquete de control y luego transmitir la ráfaga óptica a través de los nodos en los que se ha realizado dicha reserva.

Preámbulo	Palabra única	Clase	Etiqueta	Prioridad	Duración	IT
64 bits	16 bits	1 bit	24 bits	1 bit	4bits	2 bit

Figura 4.3. Estructura de la etiqueta para realizar encaminamiento a través de caminos ópticos

Los bits de *prioridad*, *duración* e *IT* realizan las mismas funciones que en el caso previo, la diferencia en este caso radica en que estos bits se destinan al establecimiento de caminos ópticos y no de conexiones salto a salto como en el caso anterior. En cualquier caso, los dos esquemas de direccionamiento definen clases de servicio a través de los bits de prioridad permitiendo un encaminamiento de paquetes diferenciados.

No obstante, además de los requisitos en el direccionamiento de la información, el nodo debe cumplir con ciertas características a nivel físico, en concreto, el sistema debe tener la habilidad de encaminar los paquetes desde cualquier puerto de entrada a cualquier puerto de salida con una longitud de onda definida, es decir, el sistema debe proveer la capacidad de transmitir una misma longitud de onda a través de todos los puertos de salida del nodo. Esta característica es especialmente importante en el momento del establecimiento simultáneo de una conexión de conmutación de circuitos y conmutación de paquetes en un nodo dado, en donde posiblemente, aunque no sea obligatorio, la longitud de onda del circuito óptico debe ser la misma a través de todo el enlace [PUE07-3]. Por tal motivo para cumplir con estos requerimientos se incorpora un conversor de longitud de onda en las salidas del AWGR en la arquitectura del nodo descrita en el apartado 3.8 a fin de habilitar el mapeo de una longitud de onda desde cualquier puerto de entrada a cualquier puerto de salida. La configuración final del nodo se muestra en la figura 4.4.

El modo de operación para un caso en concreto es el siguiente: un paquete con longitud de onda 1550.1 nm que ingresa al nodo por el puerto de entrada 1 y debe salir por el puerto de salida 1 se detecta y se convierte a la misma longitud de onda en la etapa XGM (contradireccional), por tanto 1550.1 nm entrando por el puerto 1 del AWGR sale por el puerto 5 que corresponde al puerto 1 de salida del nodo. En el caso opuesto, un paquete en 1550.1 nm que entra por el puerto 1 del nodo y debe salir por el puerto 2 no se convierte a la misma longitud de onda sino que la tabla de encaminamiento en base al destino ordena una conversión a 1551.7 nm, el cual entrando por el puerto 1 del AWGR es guiado al puerto 7 en el cual está un conversor XPM que convierte de nuevo el paquete a 1550.1 nm cuya salida corresponde al puerto de salida 2 del nodo. En la figura también se muestra el valor de las longitudes de onda obtenidas en cada una de las salidas del AWGR en función del puerto de entrada.

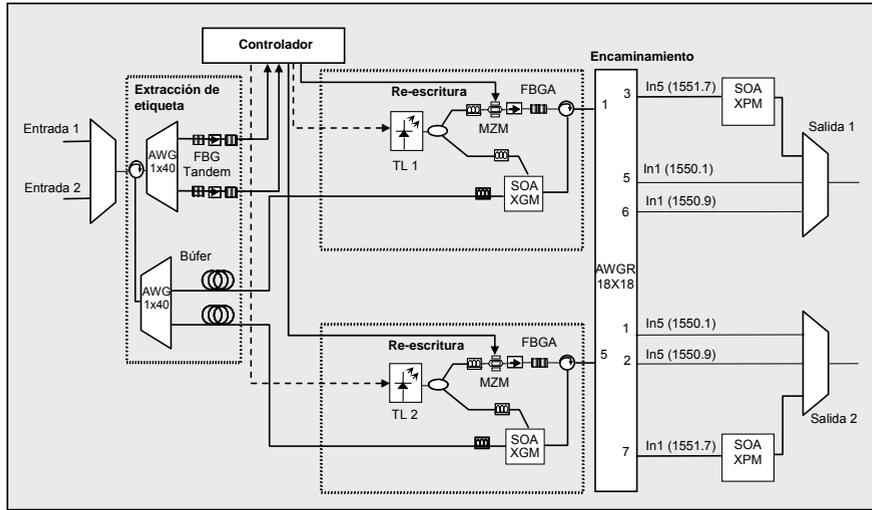


Figura 4.4. Nodo de conmutación de paquetes óptico SCM

En la figura 4.5 (a) se muestran los espectros ópticos del caso descrito anteriormente, la traza punteada corresponde al espectro medido en el puerto de salida 1 y el espectro en traza continua representa el espectro en el puerto de salida 2. En la figura 4.5 (b) se muestra el diagrama de ojos de la señal de carga en los dos puertos de salida respectivamente. La diferencia en la calidad observada entre los dos puertos de salida se debe a que el procesamiento realizado para cada conexión es diferente ya que entre la entrada 1 y la salida 1 la tabla de encaminamiento resuelve la conmutación de los paquetes utilizando solamente el convertor XGM mientras que entre la entrada 1 y la salida 2 la conmutación se realiza a través de la cascada de los dos convertores.

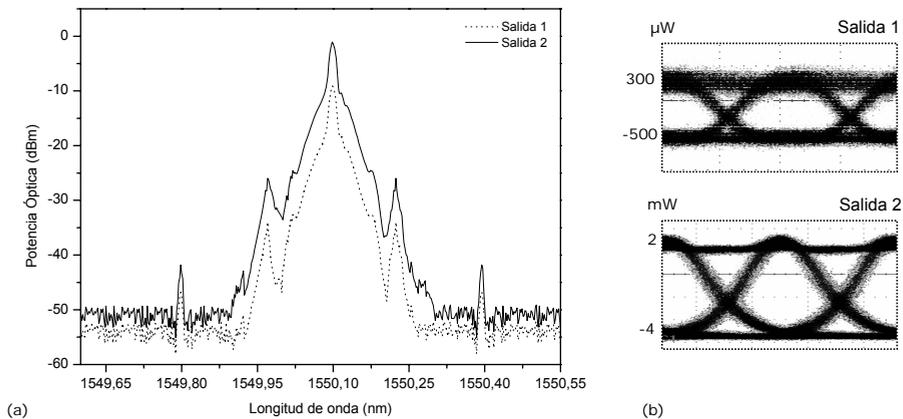


Figura 4.5. (a) Espectro óptico de los paquetes SCM en el puerto de salida 1 (traza continua) y 2 (traza punteada). (b) Diagrama de ojos de la señal de carga medida en los dos puertos de salida

En consecuencia, el paquete SCM a través del puerto de salida 1 experimenta una mayor degradación debido a la limitación del ancho de banda de la etapa de conversión basada en XGM que de forma inherente reduce la relación de extinción de la señal como se observa en la figura 4.6. Las trazas superiores de las tres figuras representan las etiquetas y las inferiores los paquetes procesados. En particular en la figura 4.6 (a) se muestran los paquetes SCM en la entrada del nodo, la figura 4.6 (b) representa los paquetes con inversión lógica de los datos debido a la conversión XGM a través del puerto de salida 1 y en la figura 4.6 (c) los paquetes en el puerto de salida 2. El factor de calidad Q de la señal en el puerto 1 es de 6 mientras que en el puerto 2 el factor Q es 9. El resultado de esta degradación se comprueba a través de las medidas de BER realizadas en cada uno de los puertos de salida mostradas en a figura 4.7. Se observa que para un BER de 1×10^{-12} se obtiene una penalización de aproximadamente 1.1 dB en el puerto 1 y 0.5 dB en el puerto de salida 2, ambos con respecto al *back to back* de la señal el cual se mide en la salida del generador de paquetes. No obstante, esta limitación se puede superar reemplazando el conversor en XGM por un conversor de longitud de onda basado en XPM, el cual adicionalmente se puede configurar para que no invierta la señal de datos.

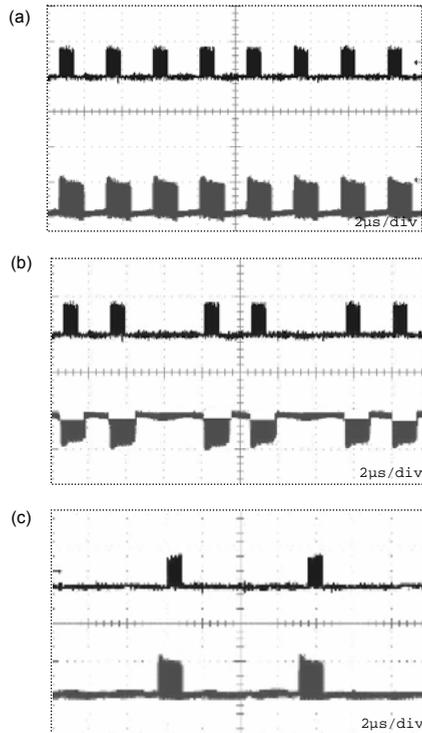


Figura 4.6. Encaminamiento de paquetes SCM. (a) Paquetes en la entrada del nodo. (b), (c) Paquetes en los puertos de salida 1 y 2 respectivamente con la misma longitud de onda

Así, el formato de las etiquetas que define los dos esquemas de direccionamiento y las capacidades de conmutación del nodo descritas anteriormente genera entornos de red como el mostrado en la figura 4.8.

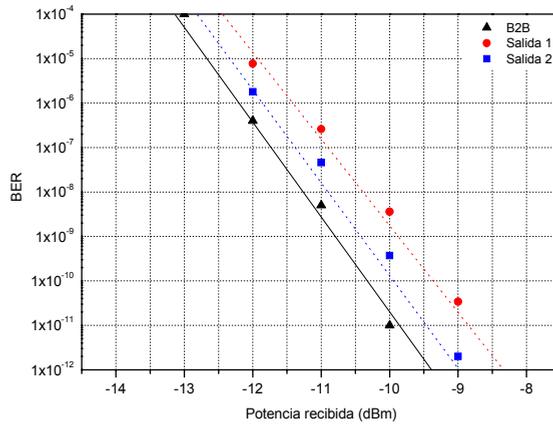


Figura 4.7. Resultados experimentales de BER a través de los dos puertos de salida

En este entorno los nodos de núcleo permiten conexiones de circuitos, ráfagas y paquetes en la misma plataforma óptica, de tal forma que las conexiones establecidas entre redes cliente tales como SDH, ATM, IP o MPLS se encaminan de forma transparente dentro de la red. En la figura se aprecian dos tipos de conexiones, la línea punteada corresponde a una conmutación pura de paquetes ópticos establecida entre las dos redes cliente y la línea continua corresponde a una conexión de conmutación de circuitos o ráfagas ópticas.

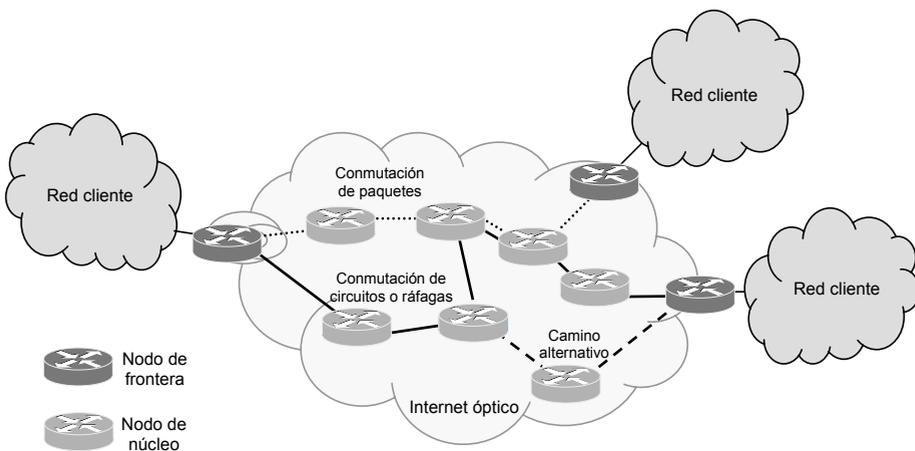


Figura 4.8. Entorno de red de conmutación de paquetes con IP/WDM

Dado que el camino en la conmutación de paquetes no es constante durante toda la transmisión, en cierto momento dos nodos de la red pueden estar manteniendo conexiones de paquetes y circuitos en el mismo instante de tiempo como se muestra en la figura sin recurrir a técnicas de *overspill* como la descrita anteriormente. A la vez, la inclusión de ingeniería de tráfico en el modelo permite el establecimiento de caminos ópticos alternativos tanto para las conexiones establecidas de conmutación de paquetes como para la conmutación de circuitos o ráfagas ópticas

4.4 Sincronización del nodo

Una característica importante del etiquetado basado en la multiplexación de subportadora radica en la capacidad de soportar un desalineamiento temporal entre las señales de carga y etiqueta sin que ello afecte el funcionamiento global del nodo. Por este motivo el proceso de extracción, intercambio y re-escritura de etiqueta en un entorno de etiquetado SCM se puede realizar de manera más asíncrona si se compara principalmente con la técnica de etiquetado TDM en donde el margen de desalineamiento aceptado depende de un tiempo de guarda del orden de unos pocos nanosegundos que se establece entre la etiqueta y la carga y que se utiliza para facilitar las operaciones anteriormente mencionadas. Sin embargo, aun cuando estos requerimientos se pueden satisfacer mediante una adecuada sincronización en el nodo, hay otro tipo de eventos que se pueden considerar como incertidumbres y que en un momento dado pueden afectar el comportamiento del sistema. Tales incertidumbres pueden ser los transitorios de los láseres sintonizables, derivas de frecuencia en los circuitos que procesan la etiqueta, etc. En este contexto, las características del etiquetado SCM permiten superar de manera más flexible dichas incertidumbres y relajar el mecanismo de alineamiento de señales dentro del nodo debido a que las dos señales se transportan de forma paralela, no obstante, se deben tener en cuenta que un evento de retraso o adelanto de una de las señales puede también influir negativamente en el modo normal de operación del nodo. Por este motivo la implementación del controlador del nodo tiene un efecto directo en el funcionamiento sincronizado del sistema debido a su implicación en el procesamiento de la etiqueta, y por tanto, en la definición del tamaño del búfer óptico con el cual se provee un adecuado ensamblaje de la carga de datos con su correspondiente etiqueta.

Concretamente, como se describió en el apartado 3.4.6, una vez la etiqueta entra al controlador del nodo, se ejecutan las funciones de recuperación de reloj en el módulo receptor y los 32 bits pertenecientes a la información de direccionamiento se procesan en la tabla de encaminamiento en donde se completan las funciones de búsqueda en 120 ns como se puede apreciar en el diagrama de tiempos mostrado en la figura 4.9. Al cabo de este tiempo se genera un impulso interno en el controlador (*Switch_I*) el cual indica que la función de búsqueda en la tabla de encaminamiento se completó satisfactoriamente y que se ha encontrado una longitud de onda y un puerto disponible para el actual paquete de datos. Por tanto, *Switch_I* se utiliza como señal de disparo que activa el envío de las instrucciones al láser sintonizable, el cual, como se describió en el apartado 3.4.8, es el responsable de establecer la longitud de onda de salida para el actual paquete en procesamiento. El circuito de control del láser sintonizable procesa las instrucciones en aproximadamente 100 ns, sin embargo, se requieren aproximadamente 100 ns adicionales para la activación completa del láser ya que después del

procesamiento de las instrucciones el láser sigue un estado de blanqueo durante 30 ns y luego durante los 70 ns siguientes el láser se estabiliza en la longitud de onda. Por tanto, el proceso de conmutación de una longitud de onda a otra dura en total 200 ns. En la figura 4.10 se muestra la respuesta de la transición del láser sintonizable en donde se aprecia el tiempo de blanqueo de la salida antes del proceso de conmutación de longitud de onda.

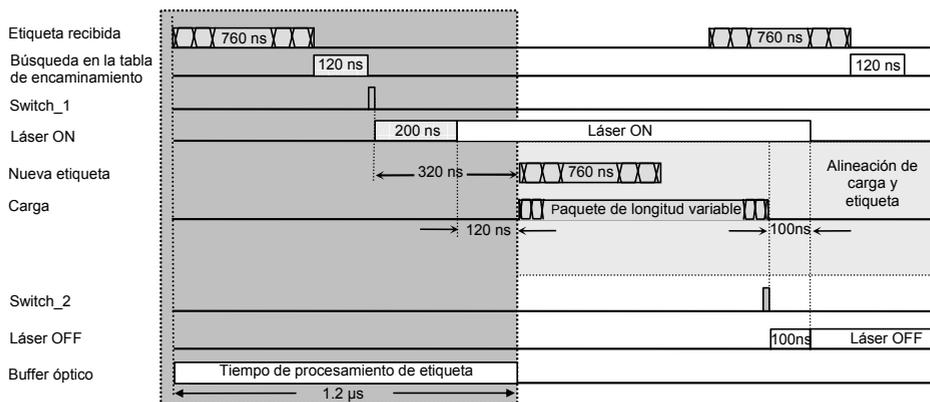


Figura 4.9. Diagrama de tiempos de los procesos ejecutados en el controlador del nodo

Asimismo, *Switch_1* representa el inicio de un retardo interno de la etiqueta en el controlador, una vez transcurrido este retardo, la etiqueta se transmite al puerto de salida, en particular, el retardo establecido es de 120 ns. El objeto de este retardo es asegurar que el láser sintonizable ya este activo en la longitud de onda requerida en el momento de la transmisión de la etiqueta además de asegurar una portadora óptica libre de frecuencias espurias debidas al proceso de conmutación de la longitud de onda. En conjunto, las funciones descritas anteriormente corresponden al tiempo del procesado electrónico de la etiqueta de 1.2 μs tal y como se describió en el apartado 3.4.8 y se demostró experimentalmente en el apartado 3.8.3. Por tanto, el tiempo de este procesado determina el tiempo que la carga ha de ser retrasada en el búfer óptico. Por otro lado, el láser sintonizable debe mantenerse activo un tiempo proporcional a la longitud del paquete que se está procesando a fin de evitar cualquier recorte en el paquete y por tanto pérdida de información. Por este motivo, el proceso de apagado del láser viene definido a partir de la información contenida en la etiqueta correspondiente al campo de *duración* siguiendo el procedimiento descrito en el apartado 3.4.8, para tal fin, el impulso interno *Switch_2* se genera una vez a transcurrido el tiempo definido en dicho campo y actúa como señal de disparo al subsistema del controlador del nodo que envía las instrucciones al láser sintonizable a fin de establecer un cambio de estado en el dispositivo. Del análisis de las figuras 4.9 y 4.10 se comprueba que la mínima distancia aceptada entre paquetes o tiempo de guarda entre paquetes depende del tiempo de conmutación del láser sintonizable, en este caso, este tiempo corresponde a aproximadamente 100 ns contados a partir del blanqueo de la señal de salida hasta el establecimiento de la longitud de onda, ya que en los 100 ns anteriores que corresponden al procesamiento de las instrucciones de configuración, la longitud de onda actual se mantiene activa. El procedimiento descrito anteriormente se lleva a cabo

para cada paquete SCM entrante al nodo habilitando el procesamiento de paquetes de tamaño variable como se describió en el apartado 3.8.5.1. El diagrama de tiempos mostrado en la figura 4.9 representa las funciones descritas anteriormente y que en conjunto corresponden al procesado de la etiqueta y su posterior re-ensamblaje con la carga de datos [PUE07-1].

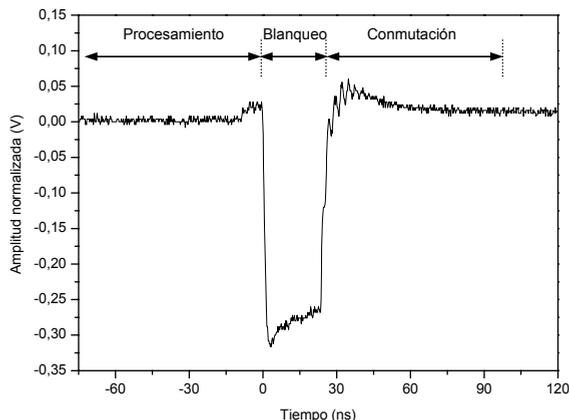


Figura 4.10. Respuesta del láser sintonizable siguiendo un evento de conmutación de longitud de onda

En la figura 4.11 se muestra el proceso de alineación de la carga y la etiqueta mediante el búfer óptico, en particular, la traza superior de la figura 4.11 (a) representa las etiquetas re-escritas y la traza inferior representa la carga en la salida del nodo. Como se aprecia, la no incorporación del búfer óptico conduce a un proceso de re-escritura erróneo, en donde las etiquetas pierden la correspondencia con su carga asignada. En concreto, la desincronización de $1.2 \mu\text{s}$ medida entre las dos señales corresponde al tiempo de procesado de etiqueta. En la figura 4.11 (b) se muestra el efecto del búfer óptico, los 240 m de fibra usados como retardo óptico generan una alineación de la señal de carga y etiqueta.

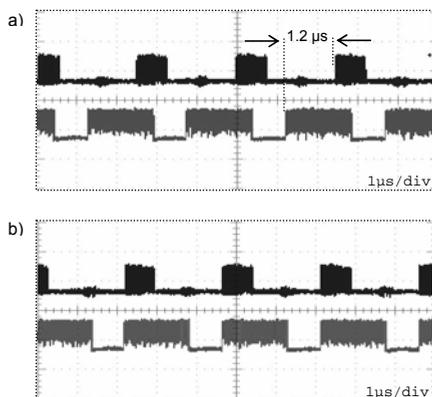


Figura 4.11. Re-ensamblaje de la etiqueta SCM con la carga. (a) Etiqueta y carga sin la incorporación del búfer óptico. (b) Etiqueta y carga alineadas mediante el búfer óptico

En el contexto de las fuentes de desalineamiento de las señales SCM, además de las incertidumbres mencionadas anteriormente se debe tener en cuenta el efecto de dispersión cromática. En general, las incertidumbres temporales que afectan a la etiqueta ($\Delta\tau_{Etiqueta}$) y a la carga ($\Delta\tau_{Carga}$) se pueden definir respectivamente como:

$$\Delta\tau_{Etiqueta} = D_{Etiqueta} + E_d + L_t \quad (4.1)$$

$$\Delta\tau_{Carga} = D_{Carga} + L_t \quad (4.2)$$

Donde $D_{Etiqueta}$ y D_{Carga} es la contribución de retardo causado por la dispersión cromática asociada de la etiqueta y la carga respectivamente, E_d corresponde a las derivas de frecuencia de los circuitos electrónicos programables y L_t son los transitorios del láser sintonizable. Por este motivo el sistema tiene que necesariamente proveerse de bandas de guarda que satisfagan:

$$T_{guarda_1} \geq D_{Etiqueta} + E_d + L_t \quad (4.3)$$

$$T_{guarda_2} \geq D_{Carga} + L_t \quad (4.4)$$

Donde T_{guarda_1} corresponde al tiempo de guarda establecido para mantener síncrono el sistema cuando la etiqueta se atrasa con respecto a la carga y T_{guarda_2} corresponde al tiempo de guarda utilizado cuando la etiqueta se adelanta con respecto a la carga. Como se mencionó anteriormente el controlador del nodo basado en FPGA permite retrasar la transmisión de la etiqueta un determinado tiempo, específicamente entre 0 y 500 ns, en este contexto, el retardo establecido de 120 ns corresponde a T_{guarda_1} el cual asegura que el láser sintonizable está activo en el momento de la transmisión de la etiqueta mientras que $T_{guarda_2} = 100$ ns se obtiene de los parámetros del láser sintonizable, ya que como se mencionó anteriormente, este es el tiempo que el láser sintonizable se mantiene activo cuando ha recibido la orden de apagado. Por tanto, el rango de alineamiento A_r es:

$$A_r = T_{guarda_1} + T_{guarda_2} \quad (4.5)$$

En este punto es importante hacer hincapié que el valor de T_{guarda_1} se escogió para permitir que el láser sintonizable esté activo y estable en la longitud de onda solicitada, ya que el fabricante solamente garantiza la longitud de onda de salida dentro de +/- 2.5 GHz de la frecuencia final después de 200 ns (procesamiento de instrucciones, tiempo de blanqueo, tiempo de conmutación). De esta forma se garantiza que cualquier frecuencia espuria después de un evento de conmutación este completamente suprimida. Con respecto a las incertidumbres, ocasionalmente se encontraron derivas de

frecuencia en el dispositivo electrónico donde se implementó el controlador del orden de 10 ns a 20 ns o aproximadamente dos o tres ciclos de reloj del FPGA. Por otro lado, las contribuciones de desalineamiento causadas por dispersión cromática (D_{Carga}) se estimaron en 250 ps, asumiendo 100 Km de transmisión en fibra monomodo y 18 GHz de separación con la portadora óptica. Por lo tanto las bandas de guarda establecidas toleran completamente las incertidumbres planteadas.

En la figura 4.12 se muestra el diagrama de tiempos del sistema en donde se representan los tiempos de guarda y los efectos que sobre la señal de carga impone un proceso de re-escritura de etiqueta desalineado. En la gráfica se muestran dos casos en particular, cuando la etiqueta llega al nodo primero que la carga y cuando la carga llega primero al nodo. En el primer caso las funciones de encaminamiento en el controlador del nodo y el establecimiento de la longitud de onda de salida se activan antes de que la señal de carga haya salido del búfer óptico, en consecuencia, el láser sintonizable se apaga antes de que la señal de carga se haya transmitido completamente, por tanto, este evento causa un corte al final de la señal de carga si la diferencia entre los tiempos de llegada es mayor que T_{guarda_2} . Si la diferencia es menor el paquete no experimenta ningún tipo de recorte.

El segundo caso describe el efecto de retraso de la etiqueta, en este caso las funciones de encaminamiento y el establecimiento de la longitud de onda de salida se activan después de que la señal de carga haya salido del búfer óptico. Por tanto, la parte inicial del paquete experimenta un corte de señal debido a la tardía activación del láser sintonizable si la diferencia entre los tiempos de llegada es mayor que T_{guarda_1} . Sin embargo, el paquete no advierte ningún recorte si la diferencia entre los tiempos de llegada es menor a dicho tiempo de guarda [PUE07-2].

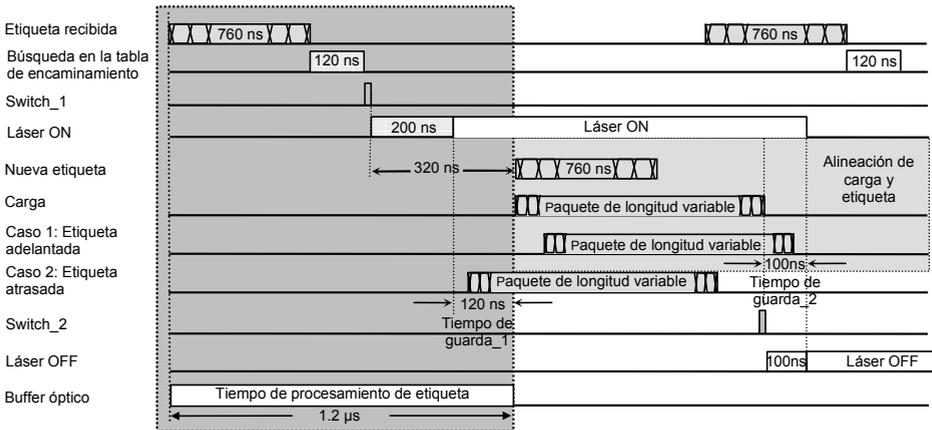


Figura 4.12. Representación de los tiempos de guarda definidos en el controlador del nodo

Específicamente, estos rangos de tolerancia soportan derivas de frecuencia de aproximadamente 17 ciclos de reloj del controlador del nodo basado en FPGA. Por otro lado, el recorte de la señal de carga en tan solo 1 ns a una tasa de transmisión de 10 Gb/s incrementa considerablemente la tasa de error de bit (BER) conduciendo a la pérdida de

10 bits, un valor relativamente alto si se considera la pérdida de 1 bit cada 10^2 segundos para alcanzar una tasa de error de 10^{-12}

Una demostración experimental de la discusión previa se muestra en la figura 4.13. Las trazas superiores corresponden a las etiquetas a la salida del controlador del nodo, las trazas intermedias representan la señal de carga a la salida del búfer óptico y las trazas inferiores representan la carga a la salida del nodo. La figura 4.13 (a) muestra las señales en el controlador del nodo en condiciones normales en donde las señales de carga y etiqueta están alineadas. Sin embargo, posteriormente, el tiempo de llegada de la etiqueta fue alterado al retrasar y adelantar la transmisión de la etiqueta desde el nodo de frontera a fin de comprobar el efecto del procesamiento de señales de carga y etiqueta desalineadas temporalmente. La figura 4.13 (b) muestra la etiqueta adelantada aproximadamente 80 ns, como se puede observar, no hay ningún tipo de recorte en los paquetes transmitidos ya que la diferencia entre los tiempos de llegada está entre los 100 ns de tiempo de guarda (T_{guarda_2}).

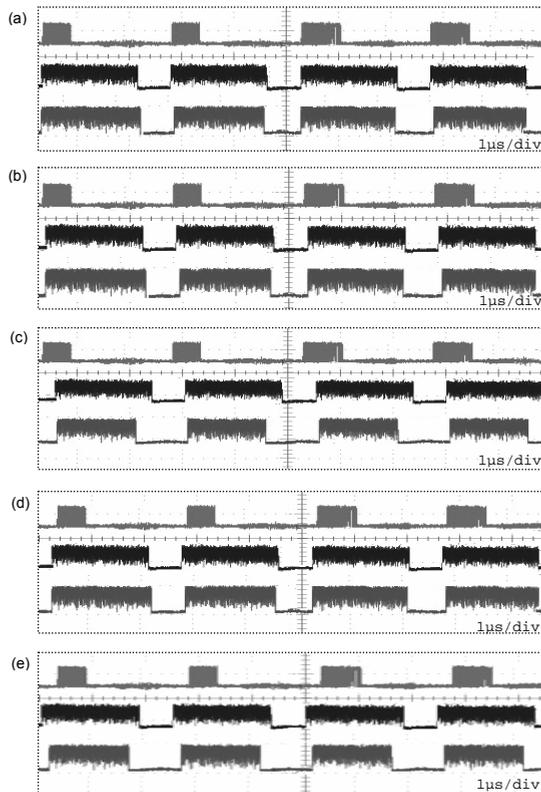


Figura 4.13. Demostración experimental que muestra el efecto del procesamiento de señales de carga y etiqueta desalineadas. (a) Carga y etiqueta alineadas. (b) Etiqueta adelantada dentro del tiempo de guarda. (c) Etiqueta adelantada fuera del tiempo de guarda. (d) Etiqueta atrasada dentro del tiempo de guarda. (e) Etiqueta atrasada fuera del tiempo de guarda

En la figura 4.13 (c) se muestra el efecto de una diferencia entre los tiempos de llegada superior al tiempo de guarda, en este caso las etiquetas se adelantaron con respecto a la carga aproximadamente 250 ns. Claramente la parte final del paquete experimentó un corte debido a la pronta desactivación del láser sintonizable. Por otro lado, en la figura 4.13 (d) se muestra la etiqueta ligeramente retrasada con respecto a la carga (100 ns), el paquete no experimenta recorte de señal debido a que el retraso es menor que la banda de guarda (T_{guarda_1}), mientras que en la figura 4.13 (e) se muestra el efecto producido por un retardo de etiqueta mayor. En este caso la etiqueta se retrasó alrededor de 300 ns, por lo tanto, la tardía activación del láser sintonizable conduce a un corte en la parte inicial del paquete. Del previo análisis se comprueba que la re-escritura de la nueva etiqueta en la señal de carga en el entorno del etiquetado SCM no es crítica en términos de requerimientos ajustados de sincronización ya que la etiqueta se puede adelantar y retrasar con respecto a la señal de carga sin imponer ninguna penalización siempre y cuando el desalineamiento esté dentro del rango de alineación definido en (4.5). Además, las bandas de guarda generadas son independientes del proceso de extracción etiqueta. Comparando este comportamiento con el presentado en el etiquetado TDM la ventaja es evidente, ya que en TDM si se desalinea la señal de etiqueta y carga, el tiempo de guarda utilizado para facilitar las tareas de extracción de etiqueta puede experimentar una reducción generando problemas tales como un aumento del número de etiquetas no reconocidas satisfactoriamente resultando en una reducción de las prestaciones del nodo, o probablemente, el desalineamiento podría causar una superposición de la señal de etiqueta sobre la señal de carga. Por consiguiente, el alineamiento en el etiquetado TDM debe ser tan ajustado como sea posible.

4.5 Dimensionado de redes de conmutación de paquetes ópticos SCM

En general los nodos de conmutación de paquetes ópticos incorporan elementos ópticos activos y pasivos que en un entorno de red pueden causar degradaciones debido al efecto acumulado del paso repetido de la señal a través de dichos dispositivos. Por este motivo el dimensionado de las redes ópticas de conmutación de paquetes depende en gran parte de las prestaciones que en conjunto ofrezcan los dispositivos que conforman los nodos y de la técnica de etiquetado implementada en la red. Como se mencionó en el capítulo 2, hay unas técnicas que son más restrictivas que otras, por ejemplo, la extracción de la etiqueta en la técnica TDM típicamente se basa en la intervención de un 10% de la señal entrante con lo cual se penaliza la señal de carga, el mismo caso se presenta en la técnica de detección directa de señales SCM, en el caso del etiquetado ortogonal, el compromiso existente entre la relación de extinción de la etiqueta y la carga limitan las prestaciones del sistema a nivel de red. Relativamente pocas demostraciones de dimensionado se han realizado en nodos de conmutación de paquetes ópticos con estas técnicas de etiquetado, en particular se han encontrado solamente dos saltos en etiquetado TDM [CHI04], dos saltos en etiquetado ortogonal [CHI03] y diez saltos en modulación ortogonal superpuesta [LIN04]. En este contexto, la técnica que menos limitaciones impone es el etiquetado SCM con extracción óptica de la etiqueta mediante redes de difracción y sobre el cual se han realizado extensas demostraciones de nodos incorporando regeneración 2R en entornos de 2 saltos

[CAO03], 11 saltos [JEO03] y con regeneración 3R alcanzando 31 saltos [PAN06-1], 101 saltos [PAN06-2], [PAN06-3] y 10.000 saltos [ZHU06].

4.5.1 Medidas experimentales

A fin de comprobar el comportamiento en cascada del nodo óptico de conmutación de paquetes propuesto se implementó una técnica que permite evaluar la calidad de la señal de carga en un entorno de red. En particular el experimento está orientado a evaluar la calidad de la señal de carga, ya que de las señales que conforman el paquete SCM es la que potencialmente experimenta más degradación en un entorno de red puesto que la etiqueta se regenera eléctricamente en cada nodo. El montaje experimental mostrado en la figura 4.14 consiste en una síntesis del diagrama general de componentes del nodo mostrado en el apartado 3.8. Generalmente las demostraciones de sistemas en cascada se han realizado utilizando lazos recirculantes basados en el uso de conmutadores ópticos para extraer la señal al cabo de un cierto tiempo [PED96], [LEU03], sin embargo, en este caso se ha recurrido al propio etiquetado SCM para controlar el comportamiento de los paquetes dentro del nodo de forma que se puedan extraer al cabo de una cantidad de vueltas definidas [PUE06-1]. El generador produce dos tipos de paquetes con patrón pseudoaleatorio a 10 Gb/s, el *paquete_1* al que se le asignó la *etiqueta_1* se transmitió en 1550.9 nm se utiliza para llenar el lazo, por su parte, el *paquete_2* con *etiqueta_2* transmitido en 1550.1 nm se utiliza solamente como referencia en el sistema actuando como señal de *back to back*.

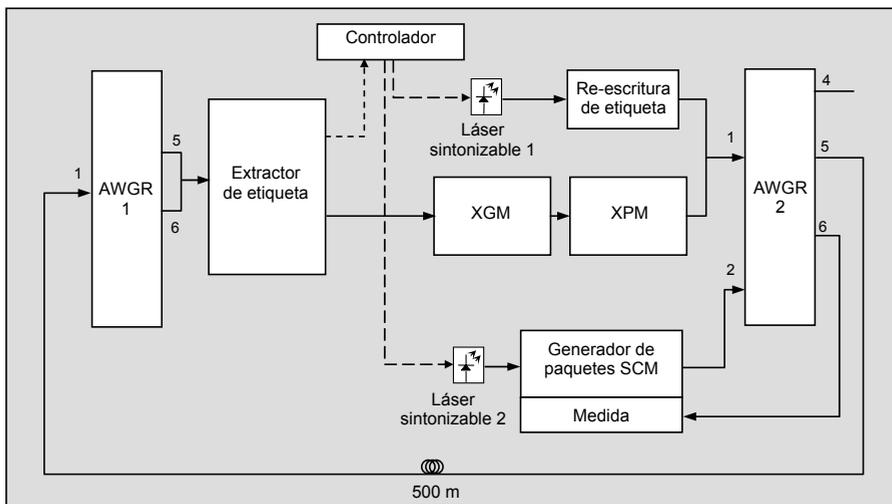


Figura 4.14. Montaje experimental para la comprobación en cascada del sistema

La duración de ambos paquetes es 2.5 μ s el cual es el tiempo equivalente a una transición del lazo sencilla y que corresponde a un ciclo de trabajo del sistema, de esta forma, la configuración para obtener un entorno de red de un salto se realiza de la siguiente forma: el generador transmite un *paquete_1* a través del puerto de entrada 2

del AWGR de tal forma que se extrae a través del puerto de salida 5, por tanto el paquete entra en el lazo completando el primer ciclo de trabajo. En el segundo ciclo se procesa la etiqueta correspondiente al *paquete_1* de tal forma que del resultado de dicho procesamiento la longitud de onda del paquete se convierte a 1550.1 nm de forma que entrando por el puerto 1 del AWGR sale de nuevo por el puerto 5 conduciéndolo de nuevo a la entrada del nodo y completando de esta forma el segundo ciclo, al mismo tiempo, el generador transmite un *paquete_2*, el cual ingresando a través del puerto 2 se extrae del sistema por el puerto 4, como se mencionó anteriormente el *paquete_2* sólo se utiliza como referencia en la transmisión.

En el tercer ciclo el *paquete_1* que ha finalizado dos recorridos dentro del nodo, los cuales son efectivamente equivalentes a un salto de red, experimenta de nuevo conversión de longitud de onda y se convierte a 1550.9 nm de tal forma que entrando por el puerto 1 de AWGR se extrae a través del puerto 6 en donde dicho paquete se analiza. Una vez se extrae el paquete para ser analizado, un nuevo *paquete_1* se transmite desde el generador y los pasos descritos anteriormente se repiten desde el comienzo de forma indefinida. El mismo procedimiento se usa para evaluar el comportamiento a través de 3, 7 y 16 saltos de red, en cada caso, la única diferencia observable radica en el número de veces que un *paquete_2* se genera entre dos *paquete_1* consecutivos debido al hecho que el generador no transmite un nuevo *paquete_1* hasta que el inmediatamente anterior complete el número predefinido de vueltas a través del lazo. La limitación en la medición del número de saltos proviene del tamaño de memoria dedicado a la tabla de encaminamiento. En la figura 4.15 (izquierda) se muestra la ráfaga de paquetes medidos para las configuraciones descritas anteriormente, adicionalmente, en la figura 4.15 (derecha) se muestra la asignación de longitud de onda en el experimento en donde los paquetes con líneas diagonales no representan *paquetes_1* consecutivos sino la conversión de longitud de onda para dicho paquete dentro del nodo a fin de obtener el comportamiento deseado de circulación en el lazo de tal forma que mientras un *paquete_1* está siendo procesado en el nodo, un *paquete_2* está siendo transmitido por el generador.

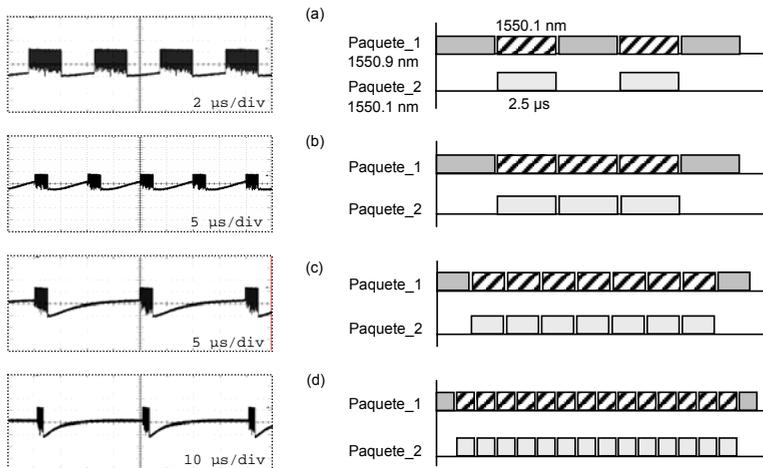


Figura 4.15. Distribución de paquetes y asignación de longitudes de onda para los paquetes de experimento multi-salto en redes de conmutación de paquetes ópticos para: (a) 1 salto, (b) 3 saltos, (c) 7 saltos, (d) 16 saltos

En la figura 4.16 se muestran los diagramas de ojos de la señal de carga, la degradación observada en relación al incremento en el número de saltos de red se debe al jitter y al ruido de emisión espontánea acumulado en cada una de las etapas de conversión de longitud de onda en combinación con las contribuciones del efecto de la baja relación de extinción y limitación del ancho de banda impuesta por el conversor basado en XGM. En este contexto, el factor de calidad Q de una señal entrante en una potencia recibida de -10 dBm se reduce de 7.9 a 7.6 después del primer salto, a 7.5 después de 3 saltos, a 6.4 después de 7 saltos y finalmente a 6.2 después de 16 saltos.

Por tanto, estas penalizaciones afectan las prestaciones del sistema en términos de la tasa de error de bit en la red. En la figura 4.17 se muestran las curvas de BER obtenidas de forma experimental mediante la configuración descrita previamente. En este punto es conveniente mencionar que las penalizaciones obtenidas corresponden al valor real de potencia para un paquete dado que está siendo procesado en el nodo, esto se debe a las características propias del esquema de transmisión y procesado de la carga que se describió en el apartado 4.4, en el cual se aplica potencia óptica solamente durante la duración de los paquetes de tal forma que el láser sigue un comportamiento de encendido y apagado de acuerdo al tamaño del paquete que se está transmitiendo.

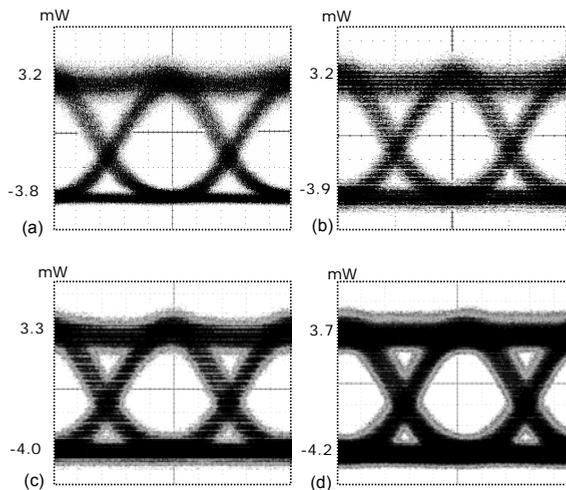


Figura 4.16. Diagrama de ojos de los paquetes después de (a) 1 salto, (b) 3 saltos, (c) 7 saltos y (d) 16 saltos de red para una potencia recibida de -10 dBm

De forma general, en otras demostraciones de sistemas similares como los observados en [JEO03], [XUE04], [PAN04], los láseres del nodo permanecen encendidos durante todo el proceso de conmutación y conversión de longitud de onda, por este motivo aparecen niveles ficticios de “1” en la salida del nodo con lo cual se genera un incremento en la potencia media de salida, de tal forma que para obtener las penalizaciones correspondientes en dichos sistemas se debe normalizar la potencia de salida considerando el efecto producido por un modo de operación continuo de los láseres del sistema. Después de la normalización de las potencias, la tasa de error de bit en dichos sistemas presenta un comportamiento similar al mostrado en la figura 4.17, en

este contexto, la penalización para 3 saltos es aproximadamente de 0.3 dB mientras que para 16 saltos la penalización es de 1.7 dB para un BER de 10^{-12}

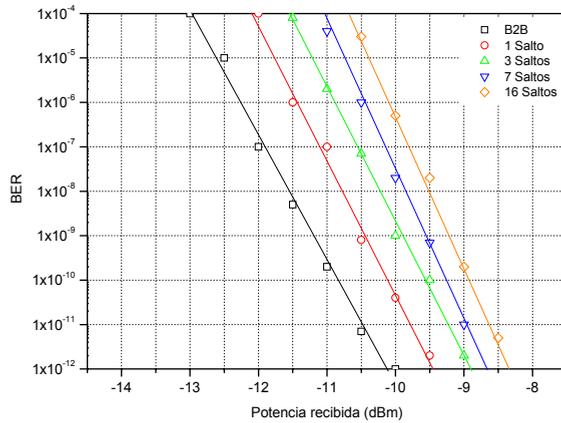


Figura 4.17. Resultados experimentales de la tasa de BER para diferentes saltos de red

4.5.2 Modelado del sistema

El nodo de conmutación de paquetes se modeló a fin de extrapolar los resultados obtenidos de forma experimental a un número mayor de saltos de red. En general, el sistema virtual intenta emular el comportamiento del sistema completo a nivel de capa física al incorporar las etapas de conversión de longitud de onda, filtros y multiplexores. Al igual que en la comprobación experimental, el modelado del sistema evalúa el comportamiento de la carga a fin de comprobar los efectos acumulados de degradación causada principalmente por los dispositivos activos incorporados en el sistema y que en términos generales se traduce en la principal limitación de escalabilidad en una red óptica. En la figura 4.18 se muestra el esquemático usado para simular el sistema. En general, la carga a 10 Gb/s se transmite a través del AWG al SOA basado en XGM, la corriente de inyección del SOA es 1A y la densidad de portadores $1.2 \times 10^{24} \text{ 1/m}^3$, el filtro paso-banda permite el paso de la señal en la longitud de onda convertida y el atenuador óptico establece los niveles de señal de entrada apropiados para la etapa en XPM la cual se basa en un arreglo de dos SOAs dispuestos en una configuración interferométrica. La corriente de inyección para el SOA superior es 0.450A y la inferior 0.300A.

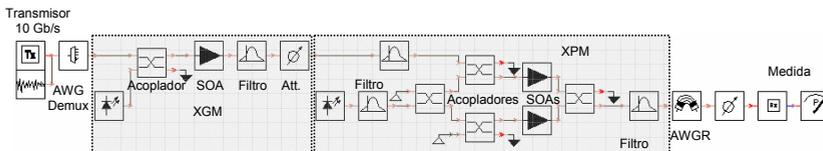


Figura 4.18. Esquemático del nodo para el modelado del dimensionado de redes ópticas de paquetes SCM

Los dos amplificadores tienen la misma densidad de portadores en $1.4 \times 10^{24} \text{ 1/m}^3$. Los AWGs de entrada y salida solo imponen pérdidas de inserción de 3 dB a la señal procesada. En la figura 4.19 se muestran los resultados obtenidos hasta 16 saltos, en donde adicionalmente se incluyen los valores experimentales mostrados en la figura 4.16 a fin de validar el modelo desarrollado. Los resultados derivados del modelado indican un comportamiento similar al encontrado de forma experimental de tal forma que con el modelo propuesto se puede encontrar una cota superior en la escalabilidad de la red. Por este motivo el sistema examinado se simuló en una estructura de red con 64 saltos, los resultados se muestran en la figura 4.20. Las curvas de BER muestran una penalización en potencia de aproximadamente 1.9 dB para una tasa de BER de 1×10^{12} cuando se compara con el *back to back* de dicha señal. Para estructuras de red entre 16 saltos y 64 saltos las penalizaciones se incrementan pero no se observan zonas o franjas de error. A partir de 64 saltos la acumulación de ruido y distorsiones imponen fuertes penalizaciones con zonas de error observables en tasas de error de bit de 10^{-9} .

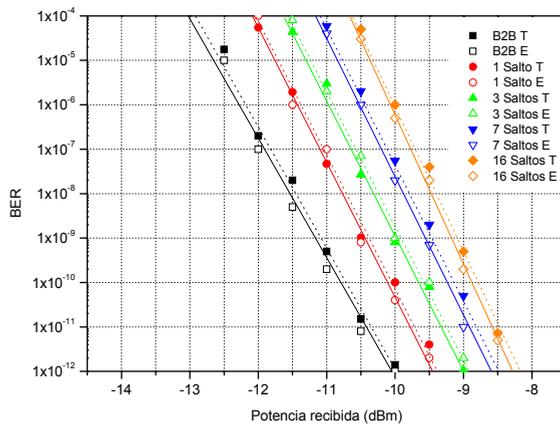


Figura 4.19. Comparación de los resultados de la tasa de BER del modelado con los resultados experimentales para diferentes saltos de red

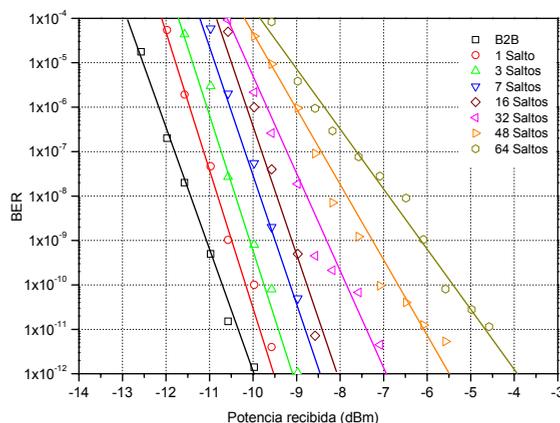


Figura 4.20. Predicciones teóricas de la tasa de error de bit para 1, 3, 7, 16, 32, 48 y 64 saltos de red

4.6 Resolución de colisiones en redes de conmutación de paquetes ópticos

La carencia de memorias ópticas de acceso aleatorio es el principal obstáculo en la realización de nodos de conmutación de paquetes todo-ópticos. No obstante, este tipo de nodos puede explotar ampliamente el dominio de las longitudes de onda a fin de dar soporte a esquemas de conmutación basada en la longitud de onda de la información, solución de colisiones y potencialmente soportar señales en múltiples longitudes de onda bajo altas tasas de transmisión en la estructura de conmutación óptica con un menor consumo de potencia e interferencia de señal que su contraparte electrónica. Típicamente los sistemas de conmutación de paquetes ópticos incorporan un plano de control electrónico y un plano de datos todo-óptico de tal forma que en el dominio electrónico se procesa el contenido de la etiqueta, realiza las decisiones de encaminamiento y ejecuta la configuración de la estructura de conmutación del nodo para la transmisión de los paquetes, adicionalmente, este proceso involucra también la sustitución o reescritura de una nueva etiqueta óptica. Como se mencionó en la introducción de esta tesis, los sistemas de conmutación de paquetes se pueden clasificar de dos formas principalmente: síncronos y asíncronos.

En el primer caso, las interfaces de entrada del nodo deben sincronizar cada paquete entrante en una ranura de tiempo local a fin de poder realizar el proceso de conmutación, en el segundo caso, no se requiere ningún tipo de sincronización temporal de los paquetes entrantes al nodo habilitando la posibilidad de procesar paquetes de tamaño variable. En este contexto, la conmutación de paquetes de tamaño variable mitiga la necesidad de sincronización de paquetes y procesos de segmentación a expensas de incrementar la probabilidad de colisión de paquetes.

En una red de conmutación de paquetes ópticos las colisiones surgen en un nodo cuando dos o más paquetes compiten por ser transmitidos a través del mismo puerto de salida con la misma longitud de onda en el mismo instante de tiempo. En las redes de conmutación de paquetes convencionales, las colisiones se resuelven mediante la técnica de *almacenamiento y envío* el cual requiere que los paquetes que no han podido ser transmitidos debido a una colisión se almacenen en un banco de memorias de acceso aleatorio (RAM) a fin de ser transmitidos un tiempo después cuando el puerto deseado de salida este disponible. Sin embargo, como ya se mencionó, en el dominio óptico no hay una tecnología de almacenamiento equivalente, por tanto, los nodos de conmutación de paquetes ópticos necesitan adoptar mecanismos diferentes para solucionar las colisiones. En el contexto del dominio óptico se pueden aprovechar las tres dimensiones disponibles para resolver las colisiones, en concreto, la dimensión *temporal*, *espacial* y la dimensión adicional que ofrece el dominio óptico en *longitudes de onda*.

La solución de colisiones en el dominio temporal se realiza mediante líneas de retardo las cuales proveen un almacenamiento secuencial, en cierta forma se comportan como una memoria RAM electrónica, la diferencia radica en que los tiempos de almacenamiento son finitos dependiendo de la longitud de la línea de retardo. En trabajos previos se han propuesto arquitecturas que emplean líneas de retardo óptico para resolver las colisiones [HUN98], [TAN01], sin embargo, esta técnica presenta limitaciones cuando se pretende implementar un búfer con altas capacidades de almacenamiento debido a que las líneas de retardo dependen de la propagación de la señal óptica en la fibra para almacenar temporalmente un paquete. Por otro lado, el

dominio espacial conduce a la técnica de solución de colisiones mediante deflexión o técnica de encaminamiento multi-camino [ACA92], [CAS99]. Los paquetes que no se pueden transmitir debido a un evento de colisión se transmiten hacia otros nodos que en principio se encargan de encaminar el paquete a su destino. La efectividad del mecanismo de deflexión depende en gran parte de la topología de la red y el patrón de tráfico transmitido. Finalmente, la conversión de longitud de onda ofrece una potente forma de resolver las colisiones en nodos de conmutación de paquetes ópticos sin depender de bancos de memoria basada en líneas de retardo [DAN98], [ERA00]. Los conversores de longitud de onda pueden convertir la longitud de onda de los paquetes que están compitiendo por el mismo puerto de salida sin imponer una latencia extra a los paquetes. Cabe mencionar que tanto la conversión de longitud de onda como el almacenamiento óptico para la solución de colisiones requieren dispositivos adicionales en la implementación del nodo (láseres, SOAs, fibra y software de control) mientras que la técnica de deflexión solo requiere software de control adicional.

En el contexto de esta tesis se han implementado dos esquemas diferentes para la resolución de las colisiones, ambos esquemas explotan ampliamente los dominios temporal, espacial y de longitud de onda descritos previamente. Sin embargo la diferencia entre los dos esquemas radica en las prestaciones que soportan a nivel de red. En particular, el primer método denominado *esquema de solución de colisiones mediante deflexión en longitud de onda* incorpora un solo conversor de longitud de onda por puerto de salida mientras que el segundo método denominado *esquema conjunto de resolución de colisiones mediante conversores en paralelo* incorpora dos o más conversores de longitud de onda por cada puerto de salida y en particular permite la incorporación de funcionalidades tales como el encaminamiento y solución de colisiones basado en prioridades como se describe en el apartado 4.8 y la compatibilidad con redes de conmutación de circuitos. Para la demostración de los dos esquemas, los algoritmos de resolución de colisiones están implementados en el bloque de conversión de longitud de onda del controlador descrito en el apartado 3.4.8.

4.6.1 Solución de colisiones mediante deflexión en longitud de onda

En la figura 4.21 se muestra el diagrama de flujo que describe el algoritmo definido en el esquema de solución de colisiones mediante conversión de longitud de onda, tiempo y espacio con deflexión en longitud de onda. En general, cada vez que se recibe la información de direccionamiento del paquete proveniente de la tabla de encaminamiento, en el bloque de control de envío se verifica que el puerto de salida este libre para la transmisión y que no existan conflictos con otro paquete que este compitiendo por ser transmitido a través del mismo puerto. Esta operación se realiza a través de un árbitro que mantiene una lectura actualizada del estado de los puertos de salida y asignación de longitud de onda en cada puerto. Si el árbitro detecta que un puerto de salida está ocupado por cierta longitud de onda y hay otro paquete compitiendo por el mismo puerto con la misma longitud de onda, el bloque de envío ordena una conversión de la longitud de onda original de salida (λ_{out}) a una longitud de onda interna (λ_{int1}) que dirige el paquete a través del AWGR a un conversor de longitud de onda fijo situado en el puerto de salida por el cual debe salir dicho paquete.

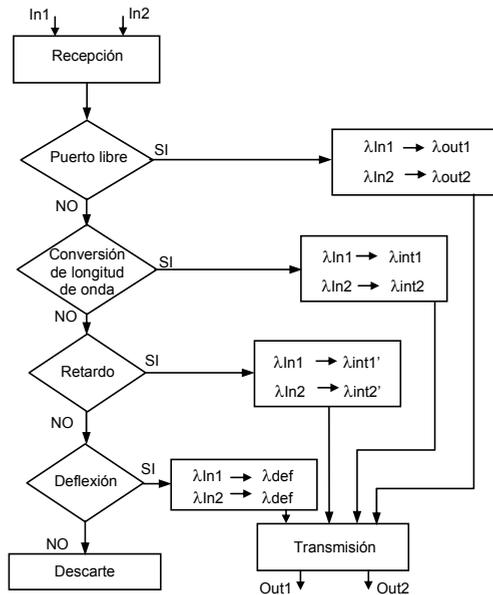


Figura 4.21. Diagrama de flujo del algoritmo de solución de colisiones simple mediante conversión de longitud de onda, tiempo y espacio

Si la solución de la colisión mediante la conversión de longitud de onda no es posible debido a que el conversor está procesando un paquete de otro canal, la colisión se resuelve mediante el dominio temporal al convertir el paquete a una segunda longitud de onda interna ($\lambda_{int1'}$) que dirige el paquete al puerto de salida del AWGR donde está la línea de retardo. Con este procedimiento el paquete se retarda un tiempo T que corresponde al tamaño del paquete más grande. En este caso 1500 bytes a 10 Gb/s equivalen a 1.2 μ s, por tanto, conducen a una línea de retardo de 240 m. Si por el contrario, la colisión no se puede resolver mediante la conversión de longitud de onda ni mediante la línea de retardo el paquete se convierte a una longitud de onda de deflexión. Si la colisión no se resuelve por ninguno de los métodos descritos anteriormente, el paquete se descarta. El proceso de descarte consiste en la no activación del láser sintonizable. Soluciones similares han sido propuestas en [YAO03], [PAN03], [PAN04], no obstante, la diferencia con el entorno descrito en esta tesis principalmente radica en el número de conversores de longitud de onda por puerto de salida.

En la figura 4.22 se muestra el esquemático del bloque de encaminamiento del nodo, en este contexto, el conversor de longitud de onda variable genera una conmutación espacial de los paquetes en el AWGR debido a la longitud de onda asignada, de forma que el paquete se puede transmitir a través de cualquier puerto de salida del nodo. En este escenario los paquetes ópticos presentes en ambos canales deben salir por el puerto 1 en cualquiera de las longitudes de onda asignadas a dicho puerto 1 ($\lambda_1=1550.1$ nm ó $\lambda_2=1550.9$ nm). A través del canal 1 se procesan los paquetes P1, P2, P3 y P4 con una duración de 600 ns, 1.2 μ s, 700 ns y 1.2 μ s respectivamente y a través del canal 2 los paquetes P5, P6 y P7 con duración 1.2 μ s, 900 ns y 1.2 μ s respectivamente. Como se mencionó anteriormente la llegada de los paquetes es asíncrona con un tiempo mínimo de guarda entre paquetes de 100 ns como se describió en el apartado 4.4.

En concreto, P1 encuentra el puerto de salida libre y se transmite hacia él siguiendo la conversión de longitud de onda a través del conversor variable el cual está basado en el efecto de modulación de ganancia cruzada en amplificadores de semiconductor (SOA-XGM). De igual forma, P2 encuentra el puerto libre y se transmite de la misma forma que P1. Aproximadamente $1 \mu\text{s}$ después de que se procesa P2 llega P5 por el segundo canal con lo cual se origina un estado de colisión en el nodo ya que la duración del paquete P2 es $1.2 \mu\text{s}$. Para resolver la colisión el algoritmo ordena una conversión de longitud de onda del paquete P5 a una de las longitudes de onda internas ($\lambda_{\text{int}2}=1551.7 \text{ nm}$) que dirige el paquete a través del AWGR al puerto en donde se encuentra un conversor de longitud de onda fijo a λ_2 el cual está basado en el efecto de modulación de fase cruzada en amplificadores de semiconductor (SOA-XPM). De esta forma la colisión entre P2 y P5 se resuelve mediante la conversión de longitud de onda, por tanto P5 se transmite sin latencia adicional con respecto al resto de paquetes procesados. P3 encuentra el puerto de salida libre y se transmite de la misma forma en que lo hicieron P1 y P2. A continuación P4 y P6 llegan en el mismo instante de tiempo, el algoritmo de solución de colisiones decide resolver el conflicto mediante la línea de retardo, por tanto, el paquete P6 se convierte a otra de las longitudes de onda internas ($\lambda_{\text{int}2'}=1550.9 \text{ nm}$) que lo dirige espacialmente a través del AWGR hacia el puerto de salida 2 donde se encuentra la línea de retardo. De esta forma, a la salida del nodo el paquete P6 se retrasa un tiempo T y sale inmediatamente después de P4. El paquete P7 encuentra el puerto de salida libre y se transmite en la longitud de onda original de salida. Este escenario se representa en la figura 4.23 donde las trazas superiores representan el canal 1 y las trazas inferiores el canal 2. En particular en la figura 4.23 (a) se muestran los paquetes en la entrada del nodo y en la figura 4.23 (b) se muestran los paquetes en el puerto de salida 1 del nodo. En este caso el paquete P5 consigue una mejor relación de extinción de señal con respecto a los demás paquetes debido a su paso a través del conversor de longitud de onda fijo basado en XPM.

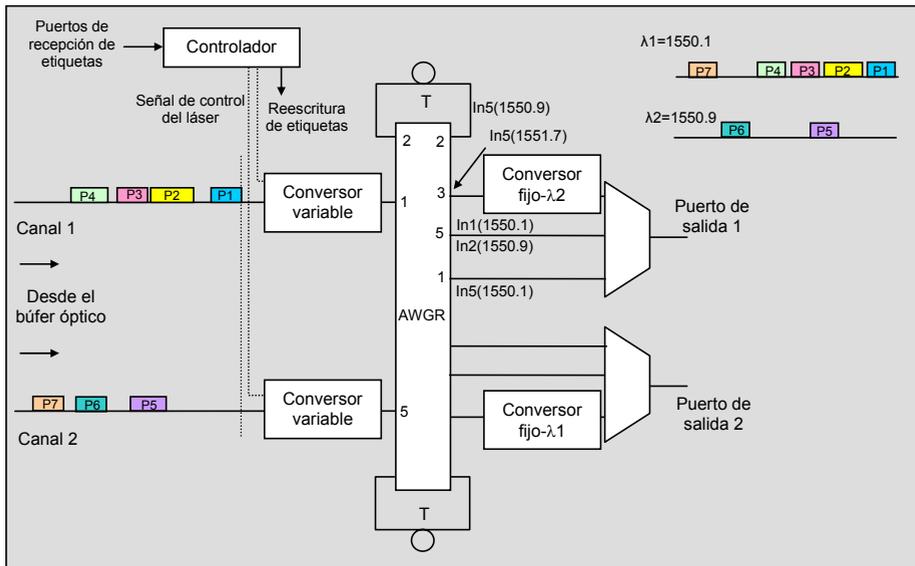


Figura 4.22. Esquemático del bloque de encaminamiento del nodo con un caso específico de colisión de paquetes y solución mediante deflexión en longitud de onda

En cualquier caso, la inversión lógica de los datos se puede corregir y la relación de extinción de la señal se puede mejorar al cambiar el convertor variable basado en XGM por un convertor variable basado en XPM. Por otro lado, para facilitar la visualización la posición correspondiente al paquete P6 se muestra en una traza separada.

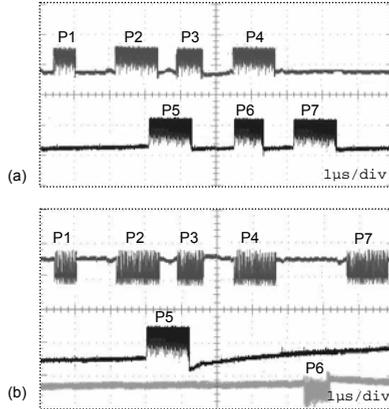


Figura 4.23. Escenario de solución de colisiones con un único convertor por puerto de salida

Las medidas de la tasa de error de bit (BER) se realizaron específicamente sobre los paquetes P2 y P5 debido a la diferencia en el procesamiento realizado sobre los mismos en términos del método de conversión de longitud de onda empleado pero con la característica común de tener el mismo tamaño. En la gráfica se observa que el paquete P5 obtiene una penalización de (0.4 dB) mientras que el paquete P2 experimenta una penalización de 1 dB respecto al *back to back* de la señal que fue medido a la salida del transmisor de paquetes para una tasa de error de 10^{-12} . En general y como se mencionó en el apartado 4.5, las penalizaciones de señal vienen dadas por la etapa de conversión basada en XGM la cual impone limitaciones en el ancho de banda del sistema y degrada la relación de extinción de la señal.

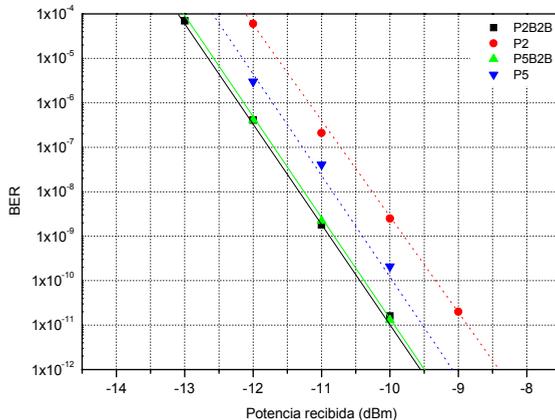


Figura 4.24. Resultados experimentales de la tasa de BER de los paquetes P2 y P5 en el esquema de solución de colisiones mediante deflexión de longitud de onda

4.6.2 Solución de colisiones mediante conversores en paralelo

El esquema conjunto de solución de colisiones mediante conversores en paralelo se basa en la incorporación de dos conversores de longitud de onda por puerto de salida del nodo seguidos de una línea de retardo de duración T correspondiente al tamaño del paquete más grande en la red. Al igual que en el caso anterior, la duración del paquete más grande es $1.2 \mu\text{s}$, por tanto, T equivale a aproximadamente 240 m. La idea de este esquema es explorar una solución diferente a la propuesta en el apartado anterior en donde la solución de colisiones en el dominio temporal se realiza mediante una realimentación de los paquetes en conflicto a través de un AWGR que actúa como elemento principal de conmutación.

En esta tesis se propone un método conjunto para solucionar las colisiones, en el cual, el dominio temporal y el dominio de longitudes de onda colaboran conjuntamente para resolver los conflictos debido a la colisión de paquetes sin esquemas de realimentación a través de la estructura de conmutación. El algoritmo que describe el método planteado se muestra en la figura 4.25. La diferencia con el algoritmo planteado en el apartado anterior radica en que la solución de las colisiones mediante el método temporal y de longitudes de onda se combinan en un solo bloque de procesamiento, en cierta forma, en términos de asignación de longitudes de onda el algoritmo es más sencillo que el planteado en el esquema con conversor único, no obstante, requiere un esquema de arbitraje un poco más complejo que el caso anterior a fin de evitar incoherencias y conflictos debido a las líneas de retardo. En este contexto, el sistema de arbitraje mantiene una lectura actualizada del procesamiento realizado al paquete previo al que actualmente se está procesando, ya que al ser enviado a través de la línea de retardo podría colisionar con un paquete posterior que no requiera ser retardado sino enviado directamente al puerto de salida.

En cuanto a la asignación de longitudes de onda, si el árbitro detecta que un puerto de salida esta ocupado por una longitud de onda dada y hay otro paquete compitiendo por el mismo puerto con la misma longitud de onda, el bloque de envío del controlador del nodo establece una conversión de la longitud de onda de entrada (λ_{in}) a una longitud de onda interna (λ_{int}) que dirige el paquete a través del AWGR a uno de los conversores de longitud de onda situado en el puerto de salida por el cual debe salir dicho paquete. Si la colisión no se puede resolver mediante el método conjunto de conversión de longitud de onda y línea de retardo, el paquete se convierte a una longitud de onda de deflexión y finalmente si la colisión no se resuelve por ninguno de los métodos descritos anteriormente el paquete se descarta. En la demostración experimental se han utilizado conversores fijos de longitud de onda, sin embargo, con la incorporación de conversores sintonizables se pueden reducir las probabilidades de bloqueo en el nodo reduciendo la tasa de paquetes perdidos en la red debido a las colisiones.

En la figura 4.26 se muestra el bloque de encaminamiento del nodo con la configuración de conversores en paralelo. Al igual que en el esquema anterior, el conversor de longitud de onda variable basado en XGM genera una conmutación espacial de los paquetes en el AWGR.

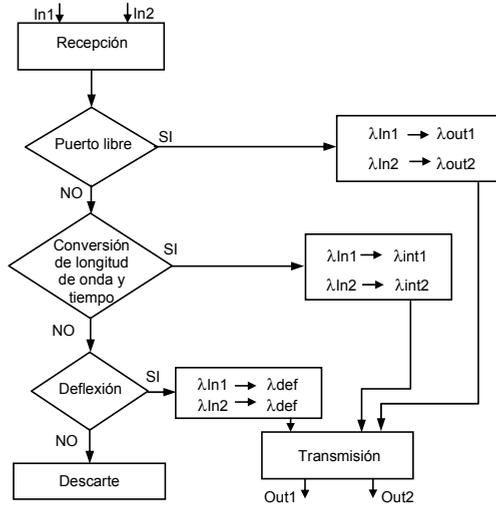


Figura 4.25. Diagrama de flujo del algoritmo definido en el esquema conjunto en paralelo de resolución de colisiones

En el escenario mostrado en dicha figura los paquetes ópticos presentes en ambos canales deben salir por el puerto 1 y con la longitud de onda de salida establecida en λ_1 , es decir, en la longitud de onda original de salida, de esta forma se habilita la compatibilidad con conexiones en conmutación de circuitos. En el canal 1 se procesan los paquetes P1, P2 y P3 con una duración de 600 ns, 1.2 μ s y 800 ns respectivamente y a través del canal 2 los paquetes P4, P5, P6 y P7 con duración 1.2 μ s, 1 μ s, 1.2 μ s y 500 ns respectivamente como se aprecia en la figura 4.27.

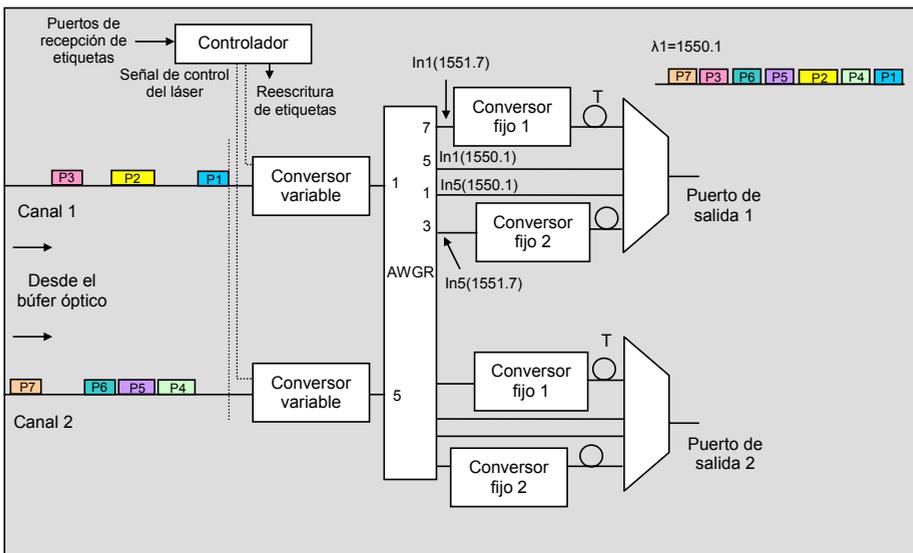


Figura 4.26. Esquemático del bloque de encaminamiento del nodo con un caso específico de colisión de paquetes y solución con el método de convertores en paralelo

En este contexto, los paquetes P1 y P4 llegan en distintos instantes de tiempo, por lo tanto no hay conflicto. Un tiempo después llegan los paquetes P2 y P5 los cuales colisionan, el algoritmo escoge aleatoriamente uno de los dos paquetes y lo procesa directamente, es decir, le asigna la longitud de onda de salida mientras que el otro se envía al convertor de longitud de onda con línea de retardo. En este escenario el paquete P2 se envía directamente y el paquete P5 se envía en la longitud de onda interna ($\lambda_{int2}=1551.7$ nm) al puerto del AWGR donde se encuentra el convertor 2 con línea de retardo. A continuación, el sistema de arbitraje detecta que si el paquete P6 se procesa directamente colisionaría con el paquete P5 el cual acaba de salir de la línea de retardo, por tanto, P6 en ($\lambda_{int2}=1551.7$ nm) también se procesa a través de la línea de retardo en el convertor 2 del puerto 1. El paquete P3 también encuentra el puerto de salida ocupado por P6, por lo tanto también se procesa mediante ($\lambda_{int1}=1551.7$ nm) por la línea de retardo en el primer convertor del puerto 1. De igual forma, el paquete P7 encuentra el puerto ocupado por P3 y también se procesa a través de la línea de retardo en el convertor 2. En la figura 4.27 se muestran los paquetes y la configuración temporal del escenario descrito. Las trazas superiores de la figura 4.27 (a) representan los paquetes en el canal 1 del nodo y las trazas inferiores los paquetes presentes en el canal 2 del nodo mientras que la figura 4.27 (b) representa los paquetes a la salida del nodo una vez se han resuelto las colisiones descritas previamente. Es conveniente indicar que para facilitar la visualización de los paquetes en la salida del nodo se han capturado por separado las señales invertidas de las señales no invertidas. Como en el caso anterior, la baja relación de extinción de las señales invertidas se debe al convertor sintonizable basado en XGM, adicionalmente la relación de extinción del paquete 3 en el puerto de salida 1 también experimenta una ligera disminución debido a que la eficiencia de conversión del SOA XPM en el convertor fijo 1 es ligeramente inferior a la presentada en el convertor fijo 2.

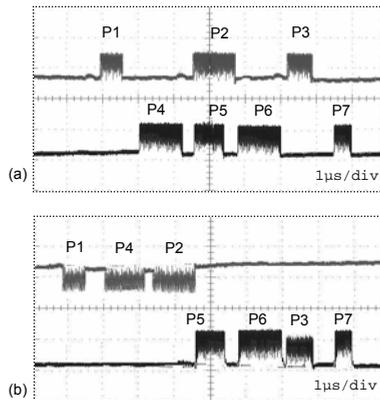


Figura 4.27. Escenario de solución de colisiones con la configuración de convertidores en paralelo

Estas penalizaciones se pueden observar en las medidas experimentales de la tasa de BER realizadas específicamente sobre los paquetes P2 y P6 las cuales están representadas en la figura 4.28. Nuevamente las limitaciones de la etapa XGM imponen

una penalización de aproximadamente 1 dB para una tasa de error de 10^{-12} con respecto al *back to back* del paquete P2. El paquete P6 presenta unas mejores características de calidad debido al mejoramiento de la relación de extinción de aproximadamente 3 dB causado por la etapa de conversión basada en XPM. No obstante, experimenta una penalización de 0.4 dB con respecto al *back to back* de la señal

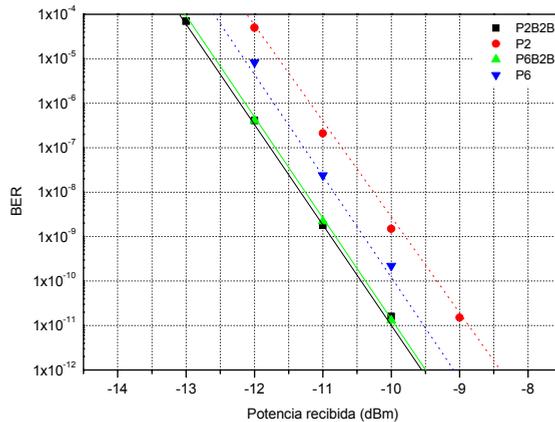


Figura 4.28. Resultados experimentales de la tasa de BER de los paquetes P2 y P6 en el esquema de solución de colisiones con conversores en paralelo

4.6.3 Simulaciones

En este apartado se presenta un estudio basado en simulaciones de los esquemas de solución de colisiones descritos en los apartados 4.6.1 y 4.6.2. Las simulaciones se realizaron en el *Network simulator II* (NS2), en el anexo 4 se describen las características y entorno del simulador. El principal objetivo es evaluar el efecto producido por dichos esquemas en la tasa de pérdida de paquetes en un entorno de red definido. Uno de los requerimientos de las simulaciones es modelar el tráfico de red lo más cercano a la realidad como sea posible, por tal motivo, un modelo que represente de forma apropiada la llegada de los paquetes a los nodos. Recientes observaciones y medidas han confirmado que el tráfico en Internet es de naturaleza autosimilar o fractal, es decir, experimenta una correlación en el tiempo. Por tanto, sus características no pueden ser fielmente representadas por los modelos convencionales de tráfico a ráfagas, [HE00]. Estudios previos han demostrado que la multiplexación de varias fuentes On/Off con alta varianza siguiendo una distribución Pareto generan un comportamiento autosimilar en el tráfico generado [WIL97]. En este contexto, la duración de los periodos en On corresponde a ráfagas de paquetes y los periodos en Off representan los tiempos de llegada entre paquetes. La función de densidad de probabilidad (*Probability density function*, pdf) y la función de distribución de probabilidad (*Probability distribution function*, PDF) de la distribución Pareto respectivamente son:

$$p(x) = \frac{\alpha \cdot k^\alpha}{x^{\alpha+1}} \quad (4.1)$$

$$P(x) = \int_k^x \frac{\alpha \cdot k^\alpha}{x^{\alpha+1}} dx \quad (4.2)$$

$$P(x) = 1 - \frac{k^\alpha}{x^\alpha} \quad (4.3)$$

Dado que $0 < P(x) \leq 1$, la distribución de los periodos On/Off está dada por:

$$x = \frac{k}{R^{1/\alpha}} \quad (4.4)$$

Donde el parámetro k representa la mínima duración de x , es decir, la mínima duración de los periodos, α representa el parámetro de forma de la distribución, la cual presenta una varianza infinita si se cumple que $1 < \alpha < 2$, finalmente, R es una variable aleatoria uniforme en el rango $[0,1]$. La concentración o fortaleza del acoplamiento fractal se representa a través del parámetro *Hurst* (H) el cual sirve como una medida del grado de autosimilaridad del tráfico. Se considera tráfico autosimilar a aquel que tiene un factor H que cumpla $0.5 \leq H \leq 1$, en este contexto, el tráfico es más autosimilar en la medida que H se acerca a 1. Una exhaustiva monitorización y estudio de tráfico realizadas por Bellcore han estimado el parámetro H del tráfico Ethernet en 0.9 [LEL94].

Con este tipo de tráfico hay una relación directa entre la concentración de la distribución Pareto y el parámetro H y se define en [TAQ97] como:

$$H = \frac{3 - \alpha}{2} \quad (4.5)$$

En las simulaciones realizadas el parámetro H seleccionado es 0.9, por tanto, el parámetro de forma (α) es 1.2. Otro aspecto importante a tener en cuenta es la distribución del tamaño de los paquetes en Internet. Las referencias actuales a medidas reales en el tráfico de Internet están basadas en datos recolectados por el equipo de análisis, operaciones y medidas de la biblioteca nacional para la investigación aplicada a redes en Estados Unidos durante el mes de febrero de 2001 [AGI01] y la asociación cooperativa para el análisis de datos de Internet [CAI98]. En particular se muestrearon un total de 342 millones de paquetes los cuales presentan un tamaño medio de paquete de 404 bytes siguiendo la distribución que se muestra en la figura 4.29. Se observa que casi la mitad de los paquetes son del orden de 40 bytes de longitud, los cuales corresponden a la cabecera de paquetes TCP sin carga (20 bytes de cabecera IP y 20 bytes de cabecera TCP) que se envían típicamente al inicio de una nueva sesión TCP. Un 18% corresponde a paquetes de 576 bytes de longitud que provienen de las implementaciones de TCP y que define dicho valor como tamaño máximo de segmento (*Maximum Segment Size*, MMS), otro 18% aproximadamente son paquetes con 1500

bytes de longitud que corresponde a la unidad de transmisión máxima (*Maximum Trasmisión Unit*, MTU) de las conexiones Ethernet. En este contexto, la mayor parte de los datos transferidos en Internet consiste de este tipo de paquetes. Finalmente, una insignificante cantidad de paquetes tienen una longitud mayor a 1500 bytes. En la figura 4.30 se muestra el ancho de banda utilizado por esta distribución de tamaño de paquetes, en concreto, a pesar de que casi el 40% de los paquetes en la red son de 40 bytes, el ancho de banda consumido es de tan solo un 3.5%, los paquetes con 576 bytes de longitud utilizan un 17% del ancho de banda y finalmente los paquetes de 1500 bytes consumen aproximadamente un 38% del ancho de banda. Asimismo se encontraron otros tamaños de paquete con una probabilidad de ocurrencia menor que la presentada por los tres tipos principales de paquete, en particular, dentro del rango de 40 y 80 bytes los paquetes encontrados de 44, 48 y 52 bytes contribuyen con una utilización de ancho de banda de un 1.60%, dentro del rango de 80 a 576 bytes, principalmente con paquetes de 552 bytes, el consumo agregado de ancho de banda es de 9.60% y finalmente en el rango de 576 a 1500 bytes, con paquetes de 628 y 1420 bytes, la utilización de ancho de banda es del 17.7%

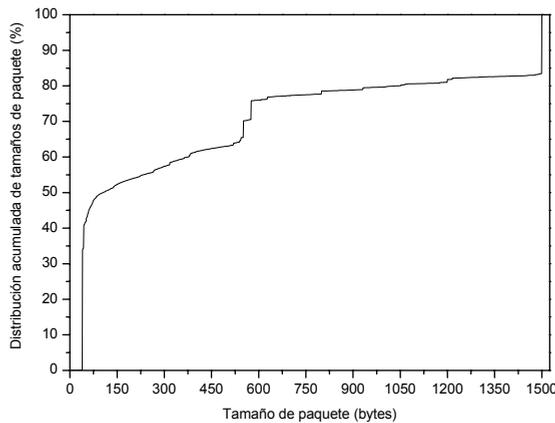


Figura 4.29. Función de distribución del tamaño de paquetes en Internet. Fuente: caida.org

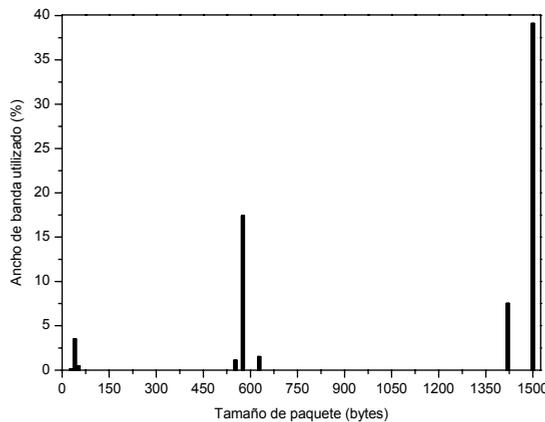


Figura 4.30. Función de distribución del tamaño de paquetes en Internet. Fuente: caida.org

La distribución de paquetes utilizada en las simulaciones tiene una media de 404 bytes de duración y un tamaño máximo de 1500 bytes similar a la presentada por el estudio de tráfico descrito previamente. La pérdida de paquetes en una red principalmente surge debido a eventos de colisión, por tal motivo, en las simulaciones se han evaluado las prestaciones de los dos esquemas de solución de colisiones descritos en los apartados 4.6.1 y 4.6.2. Las simulaciones se enfocan en el análisis de la tasa de paquetes perdidos (*Packet Loss Rate*, PLR) con respecto a la carga de tráfico en un entorno de red con la topología mostrada en la figura 4.31. En el contexto de la red se evalúa la tasa de pérdida en la red la cual se define como:

$$PLR = \frac{P_d}{P_s + P_d} \quad (4.6)$$

Donde P_d es el número de paquetes descartados de la red y P_s es el número de paquetes transmitidos exitosamente a través de la red. En las simulaciones $P_d + P_s = 1 \times 10^6$. Por otro lado, la carga de tráfico ofrecida por un transmisor en particular se define como:

$$\rho = \frac{\beta}{\nu} \quad (4.7)$$

Donde (β) es el número de bits ofrecidos por unidad tiempo y (ν) es la tasa de transmisión de línea. En la red simulada todos los nodos incorporan funcionalidades de agrupación de tráfico desde las redes cliente a excepción de los nodos 4 y 5, los cuales son puramente nodos de núcleo.

En la topología de red estudiada, cada enlace transporta W longitudes de onda con datos 2.5 Gb/s, la distancia entre nodos adyacentes es de 25 km con lo cual se induce un retardo de propagación de 125 μ s por enlace. Por otro lado, la distribución de tráfico es uniforme, es decir, los paquetes IP generados en cada uno de los nodos de frontera se diseminan uniformemente a cada uno de los nodos de la red siguiendo el patrón de conexiones mostradas en la tabla de encaminamiento mostrada en la tabla 4.1.

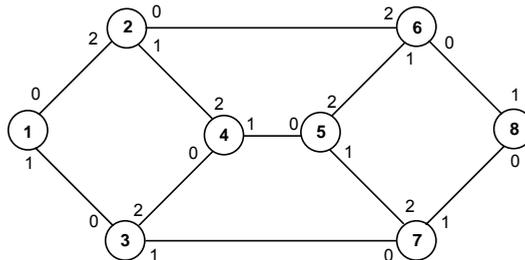


Figura 4.31. Topología de red utilizada en las simulaciones

En particular, un nodo (x) envía un paquete a un nodo (y) basándose en el puerto definido en la posición $[x,y]$ de la tabla de encaminamiento. Por ejemplo, un paquete que ingrese a la red a través del nodo 3 y tenga que salir por el nodo 6 debe transmitirse a través del puerto 2 hacia el nodo 4 (posición $[3,6]$ de la tabla de encaminamiento) , a continuación, la posición $[4,6]$ de la tabla dirige el paquete a través del puerto de salida 1 hacia el nodo 5. Finalmente, el puntero $[5,6]$ de la tabla ordena la transmisión hacia el nodo 6 a través del puerto 2 del nodo 5.

NODO	1	2	3	4	5	6	7	8	→ Destino final
1	*	0	1	0	1	0	1	0	
2	2	*	1	1	1	0	1	0	
3	0	2	*	2	2	2	1	1	
4	2	2	0	*	1	1	1	1	
5	0	0	0	0	*	2	1	2	
6	2	2	1	1	1	*	1	0	
7	0	2	0	2	2	2	*	1	
8	0	1	0	0	0	1	0	*	

↘ Puertos de salida

Tabla 4.1. Tabla de encaminamiento implementada en las simulaciones

4.6.3.1 Prestaciones del esquema de solución de colisiones mediante deflexión en longitud de onda

El modelo de nodo utilizado en las simulaciones se muestra en la figura 4.32. En particular se trata de una generalización del esquema descrito en el apartado 4.6.1 el cual consiste en la incorporación de un único convertor de longitud de onda por puerto de salida así como una línea de retardo común a todos los canales de procesamiento. En principio, la implementación de un único convertor tiene como objetivo la solución de colisiones en el dominio de longitudes de onda mediante la conversión a un canal arbitrario sin tener en cuenta la longitud de onda de entrada, es decir, no se garantiza la continuidad de la longitud de onda en el paquete a lo largo de todo el trayecto dentro de la red.

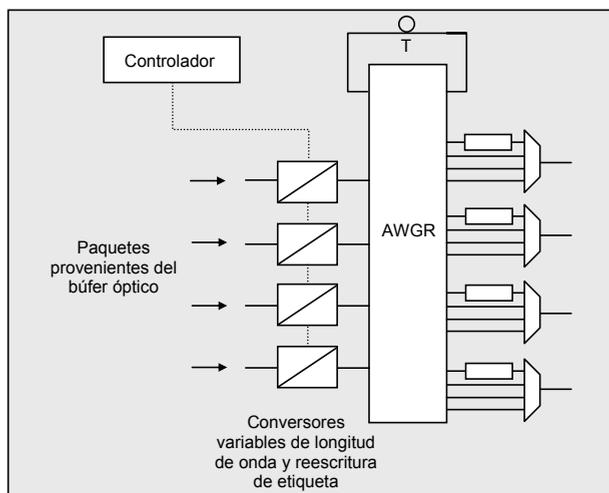


Figura 4.32. Arquitectura de nodo de conmutación de paquetes ópticos con deflexión en longitud de onda

La tasa de paquetes perdidos para valores de carga de tráfico desde 0.2 a 0.8 en nodos que incorporan el esquema de solución de colisiones basado en un único convertidor de longitud de onda por puerto de salida se muestra en la figura 4.33. A modo de referencia se muestra el valor del PLR base, el cual se obtiene cuando no se incorpora ningún esquema de solución de colisiones en los nodos de la red, es decir, los paquetes en un evento de colisión se descartan directamente. Al incorporar el algoritmo para resolver las colisiones se observa una notable mejora a medida que se incrementa el número de longitudes de onda (W) disponibles por puerto de salida. No obstante, la mejora es solamente considerable cuando la red tiene una carga de tráfico ligera ($\rho < 0.4$). Por ejemplo, para $\rho = 0.3$ con $W = 4$ se obtiene un PLR de 5.5×10^{-3} mientras que para la misma carga de tráfico con 16 longitudes de onda se obtiene un PLR de 1×10^{-4} . Para cargas de tráfico medias y altas ($\rho \geq 0.5$) la tasa de pérdida de paquetes es casi lineal con la carga del transmisor ya que se obtiene un PLR de 9×10^{-2} con $W = 4$ y $\rho = 0.7$, mientras que con la misma carga de tráfico y $W = 16$ el PLR es de 3×10^{-2} .

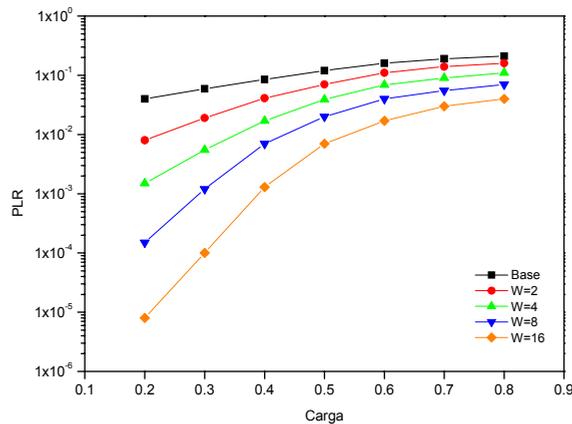


Figura 4.33. Tasa de pérdida de paquetes en la red obtenida con el esquema de solución de colisiones con convertidor único

En la figura 4.34 se muestra el porcentaje de paquetes perdidos con respecto al número de longitudes de onda para los distintos valores de carga simulados. Se observa que para una carga media-baja ($\rho < 0.4$) con pocas longitudes de onda se consigue un valor moderado en la pérdida de paquetes en la red, a medida que la carga aumenta se requiere de más longitudes de onda disponibles para resolver las colisiones y mantener bajo el PLR, por ejemplo, para $\rho = 0.3$ con la posibilidad de convertir únicamente a una longitud de onda se obtiene un 6% de pérdida de paquetes, para obtener el mismo porcentaje de pérdida con un valor alto de carga ($\rho = 0.8$), se requiere de aproximadamente 11 longitudes de onda disponibles para resolver las colisiones en la red.

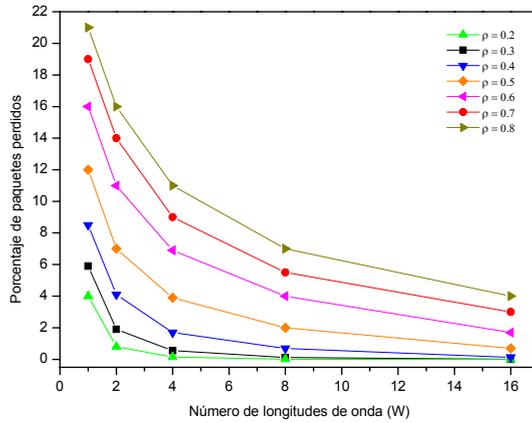


Figura 4.34. Porcentaje de pérdida de paquetes para distintos valores de carga de tráfico en relación al número de longitudes de onda en el modelo de convertor único

4.6.3.2 Prestaciones del esquema de solución de colisiones mediante convertors en paralelo

La arquitectura de nodo simulada para evaluar el esquema de solución de colisiones con convertors en paralelo se muestra en la figura 4.35. En este caso el nodo comprende una generalización del esquema descrito en el apartado 4.6.2 en donde se incorpora una línea de retardo por cada convertor fijo de longitud de onda en el puerto de salida.

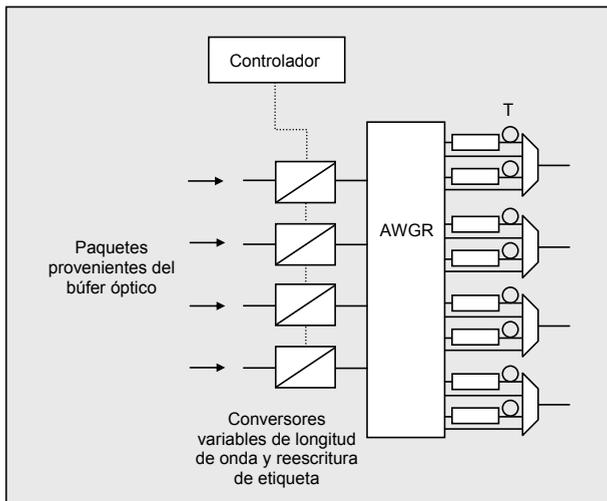


Figura 4.35. Arquitectura de nodo de conmutación de paquetes ópticos con convertor único de salida implementado en las simulaciones

El mismo procedimiento de simulación se realizó con este esquema, en la figura 4.36 se muestran las curvas de la tasa de pérdida de paquetes para diferentes valores de carga y varias longitudes de onda. La curva que representa el PLR base es ligeramente mejor a la obtenida en el caso anterior, la razón es la incorporación de más líneas de retardo en comparación al caso anterior donde solo se disponía de una línea de retardo para todos los canales de procesamiento.

Con el algoritmo de solución de colisiones se observa una mejora, que a diferencia del caso estudiado anteriormente, es más notable sobre todo para cargas de tráfico bajas ($\rho \leq 0.3$) y un poco menor para cargas medias ($0.3 \leq \rho \leq 0.7$) y cargas de tráfico altas ($\rho \geq 0.7$). Por ejemplo, para $\rho = 0.3$ con $W = 4$ se obtiene un PLR de 1.5×10^{-3} mientras que para la misma carga de tráfico con 16 longitudes de onda se obtiene un PLR de 1.5×10^{-5} . Para cargas de tráfico medias y altas ($\rho \geq 0.5$) la tasa de pérdida de paquetes ya no es tan lineal como en el caso anterior pues se obtiene un PLR de 6×10^{-2} con $W = 4$ y $\rho = 0.7$, mientras que con la misma carga de tráfico y $W = 16$ el PLR es de 1×10^{-2} .

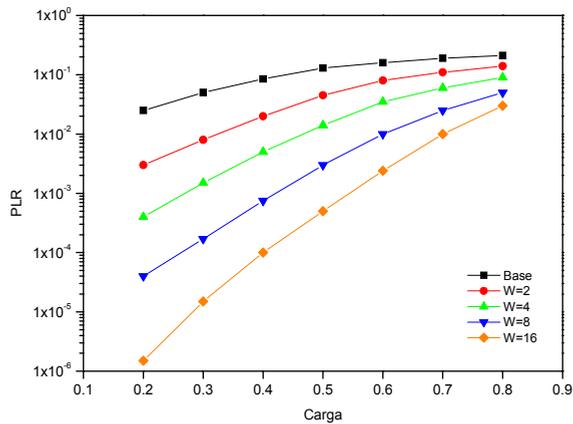


Figura 4.36. Tasa de pérdida de paquetes en la red obtenida con el esquema de solución de colisiones con conversores en paralelo

El porcentaje de paquetes perdidos con respecto al número de longitudes de onda para los distintos valores de carga simulados se muestra en la figura 4.37. Las curvas demuestran un mejoramiento notable para cargas bajas de tráfico ($\rho < 0.3$) con pocas longitudes de onda se consigue un valor bajo de pérdida de paquetes en la red, no obstante, a diferencia del caso anterior, a medida que la carga aumenta se requiere de menos longitudes de onda disponibles para resolver las colisiones y mantener bajo el PLR, por ejemplo, para $\rho = 0.3$ con la posibilidad de convertir únicamente a una longitud de onda se obtiene un 6% de pérdida de paquetes, para obtener el mismo porcentaje de pérdida con un valor alto de carga ($\rho = 0.8$), se requiere de 7 longitudes de onda disponibles para resolver las colisiones de paquetes en la red (3 menos que en el caso anterior). La particularidad en el requerimiento de un número menor de longitudes de onda se presenta principalmente con altas cargas de tráfico y proviene de la incorporación de las líneas de retardo en el modelo del nodo.

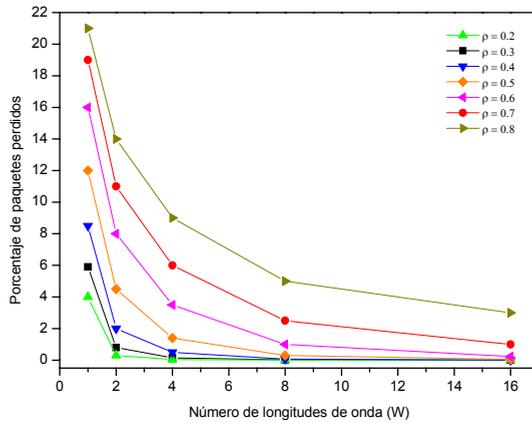


Figura 4.37. Porcentaje de pérdida de paquetes para distintos valores de carga de tráfico en relación al número de longitudes de onda en el modelo de conversores en paralelo

4.7 Conformación de tráfico

De forma general, en una red de conmutación de paquetes ópticos los nodos de frontera realizan las funciones de interfaz entre las redes cliente y el núcleo de la red óptica, en este contexto, el tráfico entrante desde las distintas redes cliente se combina en el nodo de frontera y se envía a través de la red de conmutación de paquetes ópticos siguiendo un procesamiento en el que cada paquete o conjunto de paquetes se codifica en una etiqueta que representa la información de encaminamiento de dicho paquete. En un nodo de frontera que no incorpore ningún mecanismo de conformación de tráfico, cada paquete con su respectiva etiqueta se envía a una cola de tipo FIFO (*First In-First Out*) a fin de ser transmitido al núcleo de la red óptica, por tanto, el tráfico total suministrado desde las redes cliente se puede considerar como un proceso único de agregación o conformación de tráfico. Las características de este tráfico de entrada tienen una implicación directa en las prestaciones de la red óptica debido a la autosimilaridad del tráfico procesado y la longitud irregular de los paquetes transportados como se mencionó en el apartado anterior. Debido a estas características de tráfico los esquemas de solución de colisiones por sí solos pueden no ser suficientemente efectivos para mantener unas prestaciones razonables especialmente con altas cargas de tráfico. Esta observación implica que la reducción de la autosimilaridad del tráfico IP óptico requiere unas prestaciones adicionales en las interfaces de entrada a la red óptica a fin de optimizar el perfil de tráfico, especialmente aprovechando la interfaz electrónica y las capacidades de almacenamiento y control que poseen los nodos de frontera.

Por tanto, en las redes de conmutación de paquetes ópticos, la conformación de tráfico consiste en el ensamblaje de unidades de transporte conformadas a partir de la agregación de paquetes ópticos con características similares y cuyo valor máximo de agrupación define la máxima unidad de transmisión (MUT) en la red. Debido a que la máxima longitud de paquete IP es 1500 bytes en la mayoría de las redes, el valor del

MUT debe ser mayor a dicho tamaño de paquete a fin de evitar posibles procesos de segmentación en los paquetes transportados. En este entorno el nodo de frontera puede ensamblar múltiples paquetes IP con la misma clase equivalente de transmisión (*Forwarding Equivalent Class*, FEC) y con atributos comunes tales como la calidad de servicio (*Quality of Service*, QoS) en paquetes ópticos de tamaño superior a fin de transmitirlos dentro de la red como una sola entidad [HE01]. Para tal fin, los paquetes IP entran al nodo de frontera que provienen de las redes cliente se envían a colas de ensamblaje dependiendo del destino y valores de FEC y QoS de cada paquete como se muestra en la figura 4.38. Una vez la cola de ensamblaje alcanza el valor máximo de agrupación definido en MUT, el nodo de frontera le asigna una etiqueta que transporta su respectiva información de encaminamiento incluyendo datos de control tales como prioridad, duración, clase, etc. Cuando el paquete llega al nodo de frontera de salida, la unidad de transmisión se desensambla a fin de obtener los paquetes IP y enviarlos a sus respectivas redes cliente de destino.

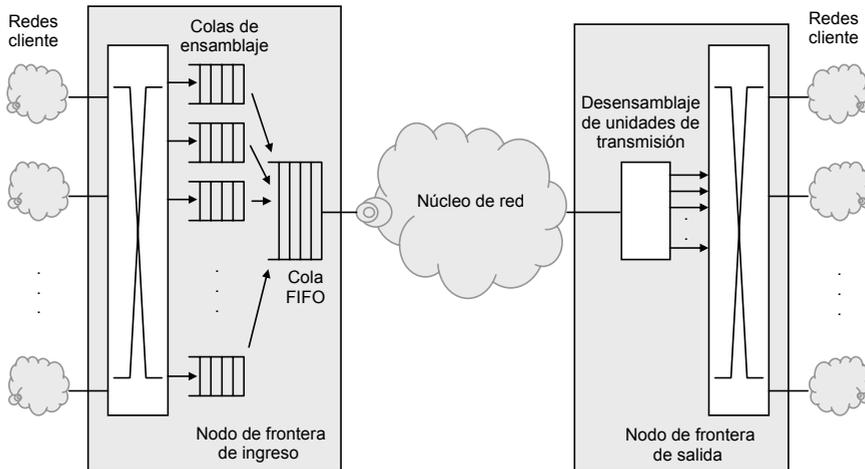


Figura 4.38. Arquitectura genérica de los nodos de frontera de entrada y salida

Un aspecto importante es la duración del tiempo de ensamblaje de las unidades de transmisión ya que debido a las características del tráfico transportado se pueden presentar periodos de bajos niveles de actividad de tráfico entrante, esta particularidad puede conducir a tiempos de ensamblaje extensos afectando el retardo extremo a extremo en la transferencia de las unidades de transmisión. Para limitar el tiempo de espera en las colas de ensamblaje en [XUE03], [XUE04] se propone el establecimiento de un tiempo de espera a fin de evitar largos periodos de ensamblaje. Una vez el tiempo de espera expira, se genera una unidad de transmisión aún si no se ha llenado la cola de ensamblaje por completo. En particular, el tiempo de espera T viene dado por:

$$T = nK \quad (4.8)$$

Siendo K el tiempo medio de ensamblaje en la cola, el cual se define como:

$$K = \frac{MUT}{\beta} \quad (4.9)$$

Donde MUT es el valor máximo de la unidad de transmisión en bytes, β es el número de bits ofrecidos por unidad tiempo para un valor de carga específico y n es un parámetro usado para ajustar el tiempo de espera en cada cola de ensamblaje, el tiempo de espera en la cola es mayor a medida que n aumenta.

4.7.1 Simulaciones

En las simulaciones se han implementado MUTs de 4000 bytes y 8000 bytes en los nodos de frontera definidos en la topología de red mostrada en la figura 4.31 y con el modelo de nodo descrito en el apartado 4.6.3.2. β depende de la carga de tráfico simulada y n se estableció en 1.5. El análisis de las prestaciones se basa en la medida de la tasa de paquetes perdidos en la red, en la figura 4.39 se muestran las curvas de PLR para varias configuraciones, en particular, en la figura 4.39 (a) se muestra el PLR en función de la carga con 4 longitudes de onda y en la figura 4.39 (b) se muestra el comportamiento del PLR en un entorno de red con 16 longitudes de onda, en ambos casos se representa el PLR obtenido a través del proceso de conformación de tráfico. En el primer caso, con $W = 4$ y una carga de 0.5 en la configuración base se obtiene una pérdida de paquetes de 1.4×10^{-2} mientras que para la misma carga con conformación en 4000 bytes y 8000 bytes se obtiene un PLR de 4.5×10^{-3} y 2.2×10^{-3} respectivamente. En el segundo caso, con $W = 16$ y carga de tráfico en 0.5, el PLR en la configuración base es de 5×10^{-4} , con la conformación de tráfico de 4000 bytes y 8000 bytes y la misma carga se obtiene un PLR de 1×10^{-4} y 4×10^{-5} respectivamente. Por otro lado, como se observa en la figura 4.40 (b), con $W = 16$ y conformación de tráfico no se encontró ningún paquete descartado de la red para cargas de tráfico inferiores a 0.3.

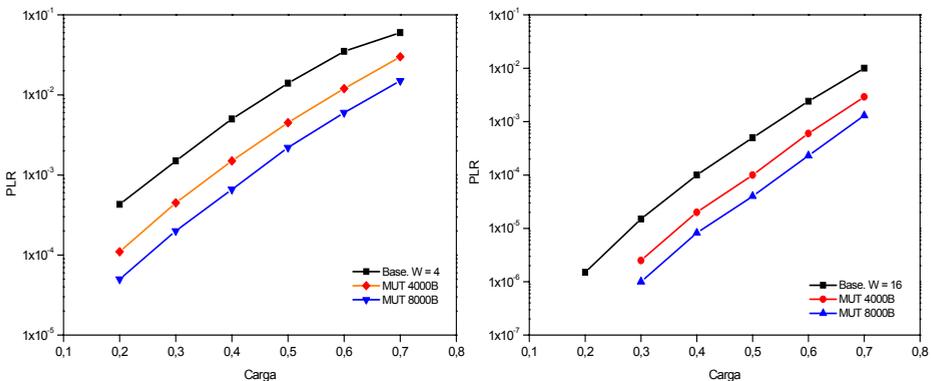


Figura 4.39. Tasa de pérdida de paquetes incorporando esquemas de conformación de tráfico. (a) Simulaciones realizadas con 4 longitudes de onda. (b) Simulaciones con 16 longitudes de onda

A fin de cuantificar la mejora introducida por la conformación de tráfico, en la figura 4.40 se muestra el índice de mejora del PLR, el cual se define como la relación entre el PLR en la configuración base y el PLR obtenido con conformación de tráfico para una carga dada de tráfico. Como se observa en la figura, de forma general con la introducción de conformación de tráfico se obtienen unas mejores prestaciones en cuanto al número de paquetes extraídos de la red debido a conflictos generados por las colisiones. Para una carga de 0.4 el índice de mejora para $W = 4$ con $MUT = 4000$ bytes y $MUT = 8000$ bytes es 3.3 y 7.5 respectivamente mientras que para $W = 16$ con la misma carga el índice de ganancia para $MUT = 4000$ bytes y $MUT = 8000$ bytes es 5 y 12.4 respectivamente. En cualquier caso, para cualquier valor de MUT el índice de mejora tiende a decrecer a medida que aumenta la carga, la razón de este comportamiento se debe a que en estas zonas altas de carga el tráfico es más regulado, por tanto, el efecto de la conformación de tráfico es menos significativo mientras que para cargas medias y bajas el mecanismo de ensamblaje de unidades de transmisión es capaz de reducir la función de autocorrelación del tráfico entrante disminuyendo su autosimilaridad.

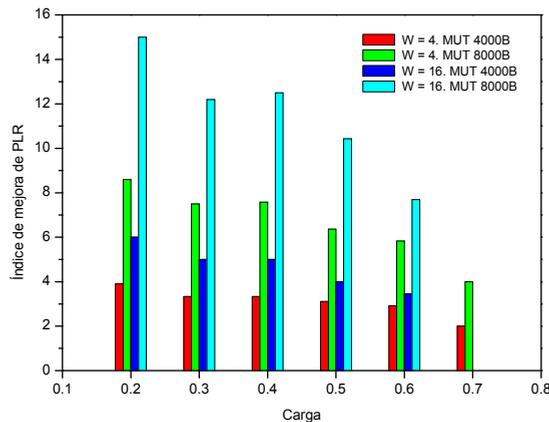


Figura 4.40. Índice de mejora del PLR en función del número de longitudes de onda y conformación de tráfico para varios valores de carga

No obstante, la mejora en las prestaciones globales de la red en términos del PLR se realiza a expensas de aumentar el retardo extremo a extremo en la transferencia de paquetes dentro de la red. En la figura 4.41 se muestra el retardo extremo a extremo medio de los paquetes transmitidos desde el nodo 3 al nodo 6 de la figura 4.31. El retardo de propagación entre nodos adyacentes es de $125 \mu\text{s}$, por tanto, concuerda con el retardo obtenido de aproximadamente $378 \mu\text{s}$. Este valor es casi constante para cualquier valor de carga ya que no se incorpora ningún esquema de conformación de tráfico. Por otro lado, cuando se realiza la conformación de tráfico, el retardo medio aumenta sobre todo en cargas bajas de tráfico, sin embargo, el retardo extra debido al ensamblaje de las unidades de transmisión es menor de $200 \mu\text{s}$ para todos los casos, esto se debe principalmente al límite impuesto por el tiempo de espera máximo de conformación. Como es de esperar, el retardo disminuye al incrementar la carga debido a que con cargas elevadas de tráfico el tiempo de ensamblaje se reduce.

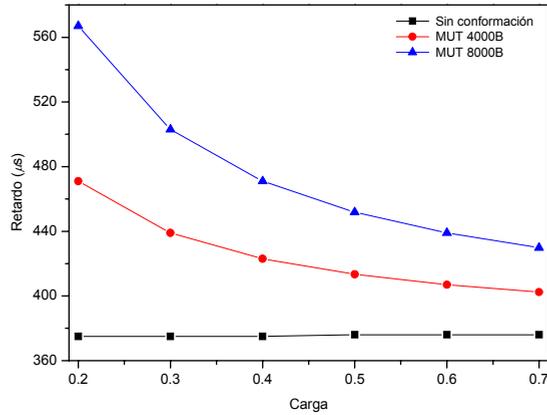


Figura 4.41. Retardo medio de la transferencia de paquetes con conformación de tráfico

4.7.2. Efecto de la conformación de tráfico en la recepción de etiquetas ópticas

En la sección anterior se describió el efecto de la conformación de tráfico en la mejora de las prestaciones a nivel de red. En esta sección se estudia el efecto a nivel físico de la conformación de tráfico en un nodo de conmutación de paquetes ópticos. Para tal fin se mide la tasa de paquetes perdidos en el nodo con respecto a la potencia recibida para un flujo de paquetes de tamaño variable, posteriormente se realiza la misma medida en un flujo conformado por unidades de transmisión de 4000 bytes y 8000 bytes. En cualquier caso la carga de tráfico ofrecida por el transmisor se modificó para evaluar el comportamiento del router bajo diferentes entornos de carga variando desde 0.2 hasta 0.8. Para el experimento se utilizaron los tamaños de paquete más comunes en redes IP además de su probabilidad de ocurrencia. La distribución se muestra en la tabla 4.2

Longitud de paquete (ns)	Proporción del total (%)
1200	50
502	20
460	20
300	5
220	5

Tabla 4.2. Tamaños de paquete configurados en el nodo de frontera y probabilidad de ocurrencia

En la figura 4.42 se muestran los flujos de paquetes con diferente carga, las trazas superiores en todas las figuras representan la etiqueta y las trazas inferiores los paquetes o unidades de transmisión. Asimismo, las figuras superiores representan el tráfico sin conformación transmitido desde el nodo de frontera, las figuras intermedias muestran una conformación de tráfico de 4000 bytes y las figuras inferiores representan un flujo

de unidades de transmisión con una conformación de tráfico de 8000 bytes. De esta forma, la figura 4.42 (a) muestra la configuración para una carga de 0.2, la figura 4.42 (b) representa el flujo de paquetes con una carga de 0.4, la figura 4.42 (c) una carga de 0.6 y la figura 4.42 (d) muestra la configuración para una carga de 0.8. Claramente se observa que a medida que la carga aumenta la distancia o banda de guarda entre paquetes disminuye, este comportamiento puede afectar las prestaciones del proceso de detección de etiquetas ópticas lo cual tiene un efecto directo en el comportamiento global de la tasa de pérdida de los paquetes (PLR).

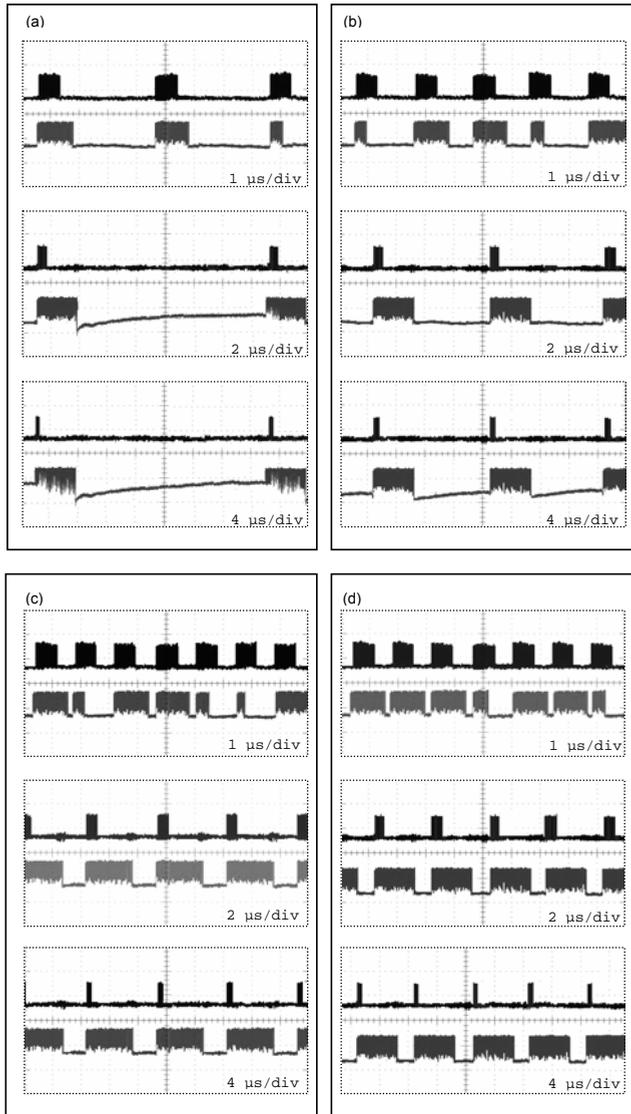


Figura 4.42. Configuración del flujo de paquetes y máximas unidades de transmisión con diferentes valores de carga. (a) Carga: 0.2. (b) Carga: 0.4. (c) Carga: 0.6. (d) Carga: 0.8

En la figura 4.43 se muestran los valores del PLR en el nodo para flujos de paquetes de tamaño variable sin conformación y con conformación de tráfico de 4000 y 8000 bytes para distintos valores de potencia óptica recibida en función del valor de la carga ofrecida por el transmisor. El método de medida del PLR es el siguiente: se parte del hecho de que el nodo de frontera asigna una etiqueta a cada paquete generado, en este contexto, el controlador del nodo de núcleo descrito en el apartado 3.4 conoce exactamente el número de etiquetas generadas ya que el controlador del nodo de frontera está implementado en el mismo dispositivo hardware, por tanto no se requiere ninguna señalización extra a fin de adquirir el número de etiquetas transmitidas sino simplemente una lectura del registro de etiquetas del controlador de frontera. En recepción el controlador de núcleo cuenta el número de etiquetas recibidas correctamente y las compara con el número de etiquetas generadas. Por tanto, el valor del PLR viene dado directamente del comportamiento del controlador de núcleo en la recepción de etiquetas. En un caso práctico y real, la tasa de pérdida de paquetes está dada por las prestaciones de este bloque de procesamiento ya que una etiqueta no detectada correctamente conduce a la pérdida de su paquete asignado. De esta forma, en la figura 4.43 (a) se muestra el PLR para una carga de 0.2, en la figura 4.43 (b) se representa el PLR para una carga de 0.4, en la figura 4.43 (c) la carga es de 0.6 y finalmente en la figura 4.43 (d) la carga del transmisor es de 0.8.

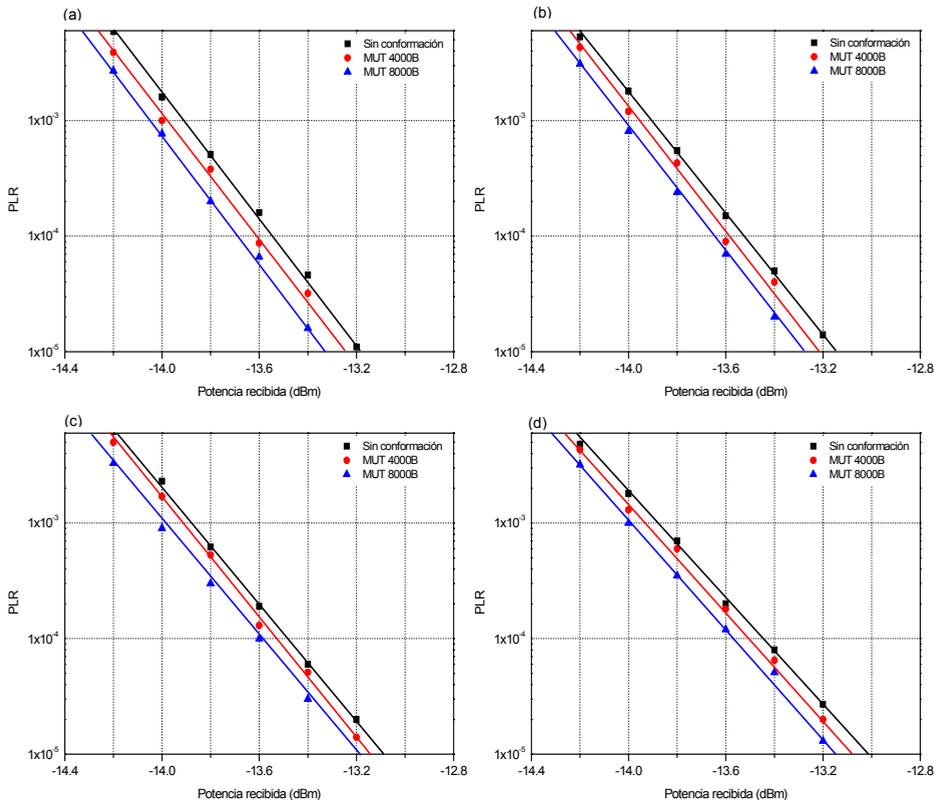


Figura 4.43. Medidas experimentales de la tasa de pérdida de paquetes para distintos valores de carga y conformación de tráfico. (a) Carga: 0.2. (b) Carga: 0.4. (c) Carga: 0.6. (d) Carga: 0.8

De forma general, se observa que con la incorporación de la conformación de tráfico se mejoran ligeramente las prestaciones de la tasa de paquetes perdidos obteniendo en todos los casos una mejora de hasta 0.2 dB para un PLR de 1×10^{-5} . Si se tiene en cuenta que con una penalización de solamente 0.2 dB el PLR se degrada hasta en un rango de magnitud, la mejora con la conformación de tráfico aunque es poca es considerable. El efecto de la conformación de tráfico se evidencia en la figura 4.44 en la cual se muestra el PLR en función de la carga de tráfico ofrecida por el transmisor para los dos valores de conformación establecidos y en particular para dos valores de potencia recibida, la figura 4.44 (a) se muestra el PLR para una potencia recibida de -13.4 dBm mientras que en la figura 4.44 (b) la potencia recibida es de -13.8 dBm. Se observa que con la conformación de tráfico se mejoran las prestaciones de la tasa de paquetes perdidos especialmente para cargas bajas de tráfico, para cargas altas la mejora es menor. Este comportamiento viene dado por el tiempo de guarda entre paquetes, a mayor carga el tiempo de guarda disminuye y el número de paquetes en la red es mayor, por tanto hay más probabilidades de que las etiquetas en cargas altas de tráfico no se sincronicen con el reloj local y por consiguiente no se detecten correctamente.

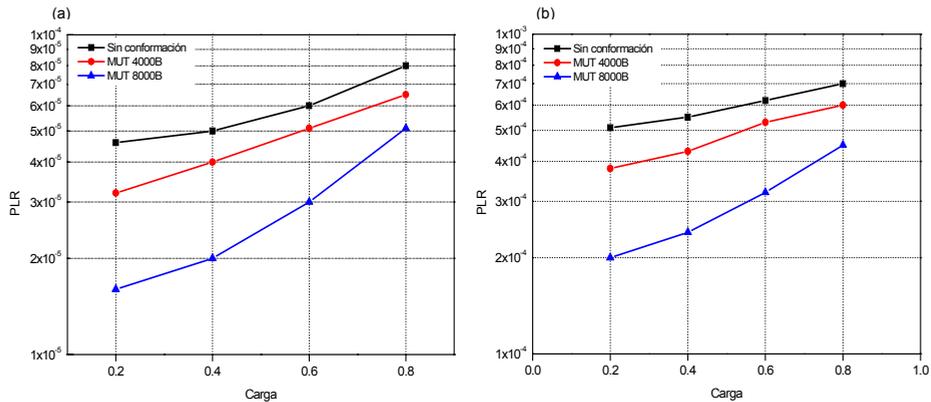


Figura 4.44. Medidas experimentales de la tasa de pérdida de paquetes en función de la carga ofrecida por el transmisor para distintos valores de potencia recibida. (a) -13.4 dBm. (b) -13.8 dBm

4.8. Encaminamiento y solución de colisiones en base a prioridades

Una red de conmutación de paquetes ópticos basado en el paradigma de conmutación de etiquetas es capaz de soportar servicios orientados y no-orientados a conexión como se describió en el apartado 4.3. En el contexto de los servicios orientados a conexión, es importante que la red incorpore esquemas de calidad en servicios diferenciados a nivel de paquete. Para tal fin la estructura de etiqueta definida en esta tesis incorpora un campo en el cual se indica la prioridad del paquete. En la comprobación experimental que a continuación se presenta el campo de prioridad es de un bit, el cual define una clase de servicio en particular. No obstante, con la incorporación de más bits en este campo se pueden definir más clases de servicio soportadas en la red.

El diagrama de flujo mostrado en la figura 4.45 describe el proceso realizado en el controlador de núcleo para la ejecución del encaminamiento basado en prioridades. El proceso inicia de la misma forma en que se desarrollaron los algoritmos de solución de colisiones descritos en los apartados 4.6.1 y 4.6.2 con la recepción de la información de las etiquetas y en particular con la interrogación de si el puerto requerido de salida está libre. Si una de las longitudes de onda de salida en el puerto está disponible se realiza la asignación de la longitud de onda de entrada a dicha longitud de onda de salida finalizando el proceso con lo transmisión del paquete en la longitud de onda asignada (λ_{out}).

Si por el contrario, el puerto de salida está ocupado y el paquete incorpora el bit de prioridad se realiza el procesamiento de la información de prioridad con la comparación directa de la prioridad de los dos paquetes que están compitiendo por utilizar el mismo puerto de salida. Si la prioridad de los dos paquetes a ser procesados es igual, la asignación de longitudes de onda para los dos canales se realiza bajo el flujo de procesos que se definen en la no incorporación de prioridades. Si la prioridad del paquete entrante por el puerto 1 $P(In_1)$ es mayor que la prioridad del paquete entrante por el puerto 2 $P(In_2)$ la asignación de longitudes de onda para este caso en concreto ordena la conversión de la longitud de onda del paquete entrante (In_1) a la longitud de onda de salida (λ_{out1}) que dirige el paquete hacia el puerto de salida requerido, al mismo tiempo, la asignación de longitud de onda para el paquete entrante por el puerto 2 (In_2) se obtiene mediante el flujo de procesos que describe la solución de colisiones cuando el paquete no incorpora el bit de prioridad. Estos procesos se encargan de encontrar una longitud de onda intermedia que dirija el paquete al puerto de salida requerido, si no se encuentra ninguna longitud de onda disponible el paquete se convierte a una longitud de onda de deflexión y finalmente se descarta si no es posible realizar la deflexión del paquete.

El mismo procesamiento se realiza cuando la prioridad del paquete entrante por el puerto 2 $P(In_2)$ es mayor que la prioridad del paquete entrante por el puerto 1 $P(In_1)$. En este caso la asignación de longitud de onda para el paquete entrante por el puerto 1 (In_1) se basa en los procesos ejecutados cuando el paquete no posee información de prioridad mientras que el paquete del puerto 2 se procesa directamente mediante la conversión del paquete a (λ_{out2}). Si la interrogación sobre la prioridad no define la preferencia de procesamiento de un puerto sobre otro, se asume que no hay bit de prioridad y se realiza la asignación de longitudes de onda de la misma forma en que se resolvió la colisión con el método de conversores en paralelo descrito en el apartado 4.6.2. Es decir, el bloque de envío del controlador del nodo establece una conversión de la longitud de onda de entrada (λ_{in}) a una longitud de onda interna (λ_{int}) a fin de dirigir el paquete a través del AWGR a uno de los conversores de longitud de onda situado en el puerto de salida por el cual debe salir dicho paquete. Si la colisión no se puede resolver mediante el método conjunto de conversión de longitud de onda y línea de retardo, el paquete se convierte a una longitud de onda de deflexión y finalmente si la colisión no se resuelve por ninguno de los métodos descritos anteriormente el paquete se descarta.

En la figura 4.46 se muestra la estructura de conmutación utilizada para el experimento. Como se observa, se trata de la estructura con conversores en paralelo en el cual se han establecido dos casos concretos que ejecutan encaminamiento de paquetes basado en prioridades. En el primer caso, a través del puerto 1 se procesan los paquetes P1, P2 y P3 con duración 600 ns, 600 ns y 1200 ns respectivamente y en el puerto 2 se procesan los paquetes P4 y P5 con duración 1200 ns y 600 ns respectivamente.

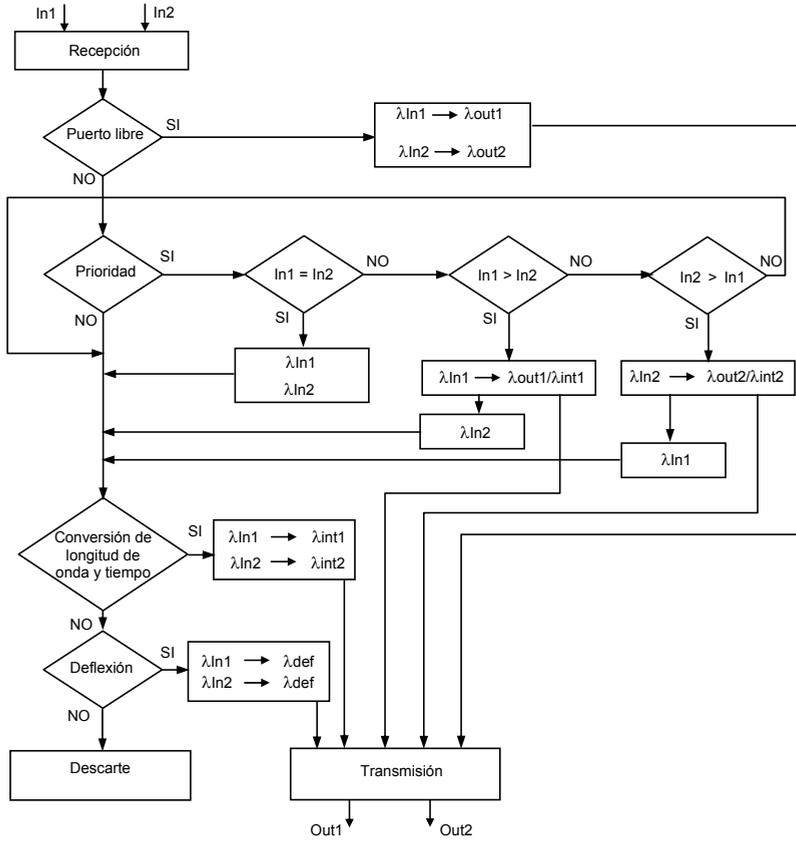


Figura 4.45. Diagrama de flujo del algoritmo de encaminamiento basado en prioridades

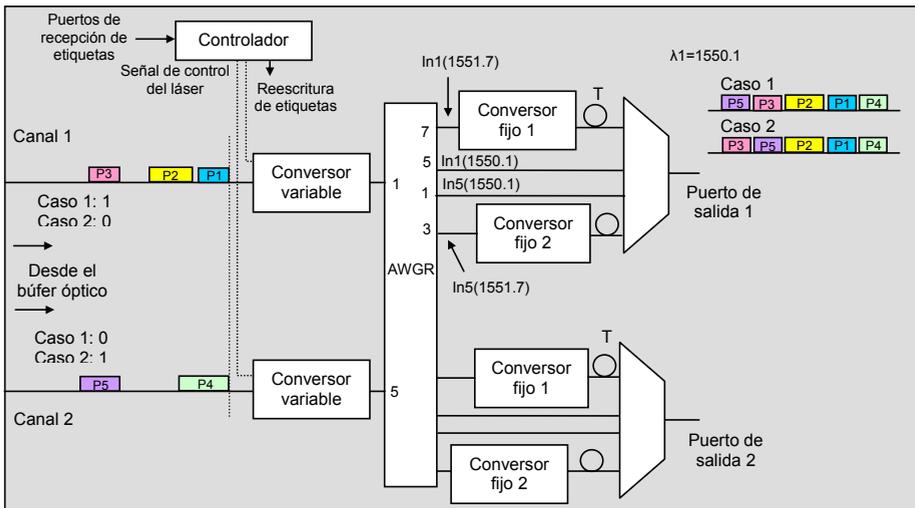


Figura 4.46. Esquemático del bloque de encaminamiento utilizado en el experimento de encaminamiento basado en prioridades

En este escenario, todos los paquetes han de salir a través del puerto 1 y solamente el paquete P3 transporta el bit de prioridad. En el segundo caso, la configuración de los paquetes es la misma, pero el bit de prioridad lo transporta el paquete P5.

En la figura 4.47 se muestra la configuración temporal de los paquetes, las trazas superiores representan los paquetes en el puerto de entrada 1 (In_1) y las trazas inferiores los paquetes en el puerto de entrada 2 (In_2). En particular la figura 4.47 (a) muestra la configuración de paquetes en la entrada del nodo. En el contexto del caso 1, el controlador de núcleo resuelve la transmisión de los paquetes siguiendo el algoritmo descrito previamente de la siguiente forma: P1 y P2 colisionan a la vez con P4 que es de tamaño superior, el controlador de núcleo procesa de forma directa el paquete de tamaño superior, por tanto, P4 sale directamente en ($\lambda_1=1550.1$ nm) mientras que P1 y P2 se procesan a través del convertor 1 con línea de retardo mediante ($\lambda_{int}=1551.7$ nm). P3 y P5 llegan en el mismo instante de tiempo y P3 tiene una prioridad mayor que P5, es decir $P(In_1) > P(In_2)$, por lo tanto P3 sale directamente mientras que P5 encuentra el puerto libre solo cuando se procesa a través del convertor 2 con línea de retardo, con lo cual sale por detrás de P3 en el mismo puerto y con la misma longitud de onda. La configuración de los paquetes a la salida del nodo en este caso se muestran en la figura 4.47 (b).

En el contexto del caso 2, la prioridad del paquete P5 es mayor que la prioridad del paquete P3, por tanto $P(In_2) > P(In_1)$, con lo cual P5 sale primero que P3 ya que se asigna a este paquete la longitud de onda de salida, P3 por su parte, se procesa a través del convertor 1 con línea de retardo, este escenario se muestra en la figura 4.47 (c).

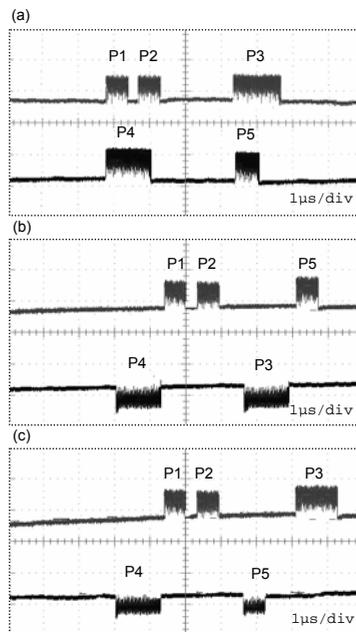


Figura 4.47. Escenario de encaminamiento basado en prioridades. (a) Paquetes en la entrada del nodo. (b) Caso 1: $P(In_2) > P(In_1)$. (c) Caso 2: $P(In_2) > P(In_1)$

La tasa de error de bit de los paquetes procesados y en concreto de los paquetes P3 y P5 en los dos casos descritos anteriormente se muestra en las figuras 4.48 y 4.49. En particular la figura 4.48 muestra el BER del escenario en el cual el paquete P3 tiene el bit de prioridad. Las penalizaciones con respecto al *back to back* de la señal del paquete P3 es de aproximadamente 1.1 dB para una tasa de error de 1×10^{-12} mientras que en el paquete P5 las penalizaciones son del orden de 0.4 dB. La razón de la obtención de penalizaciones distintas se debe al proceso de conversión de longitud de onda, ya que el paquete P3 se transmite a la red siguiendo un único proceso de conversión basado en XGM cuyas prestaciones en términos de relación de extinción y ancho de banda son inferiores en comparación a las brindadas por el conversor basado en XPM el cual se incorpora previo a la línea de retardo en el respectivo puerto de salida y evita que el paquete P5 no colisione con el paquete P3. En la figura 4.49 se muestran las curvas de BER para el caso 2, los resultados para este escenario indican una mayor penalización para el paquete P5 que para el paquete P3. La causa de la penalización es la misma que afectó al paquete P3 en el caso anterior derivada de la conversión basada en XGM.

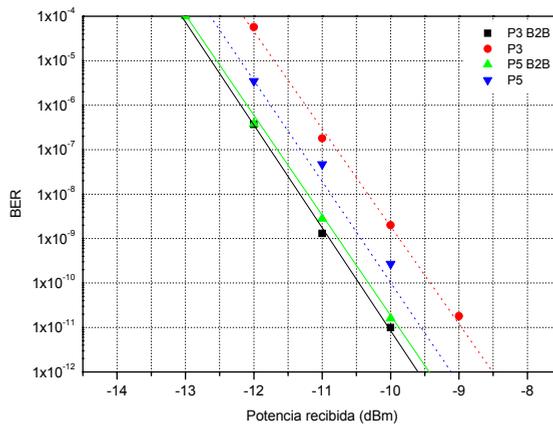


Figura 4.48. Resultados experimentales de la tasa de BER del escenario de encaminamiento basado en prioridades. Caso 1

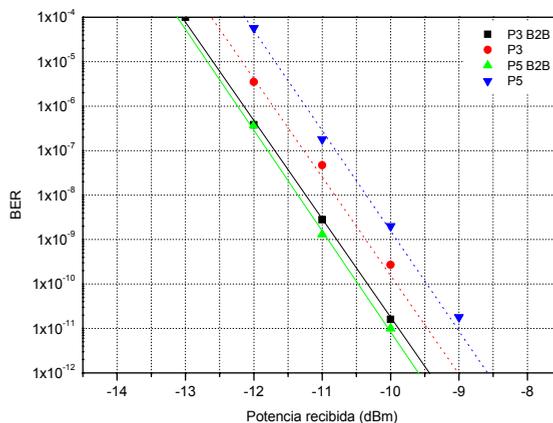


Figura 4.49. Resultados experimentales de la tasa de BER del escenario de encaminamiento basado en prioridades. Caso 2

A fin de evaluar de forma más profunda el comportamiento del algoritmo de encaminamiento basado en prioridades, se ha realizado un experimento de colisión extrema en el cual un flujo constante de paquetes proveniente de los dos canales de entrada debe salir por el puerto 1 del nodo. El bit de prioridad de encaminamiento asignado a los paquetes se muestra en la figura 4.50. La distribución de tamaño de los paquetes en el experimento es el siguiente: P1(1 μ s), P2(1.2 μ s), P3(700 ns), P4(1.1 μ s), P5(1 μ s), P6(1.2 μ s), P7(800 ns) y P8(1 μ s).

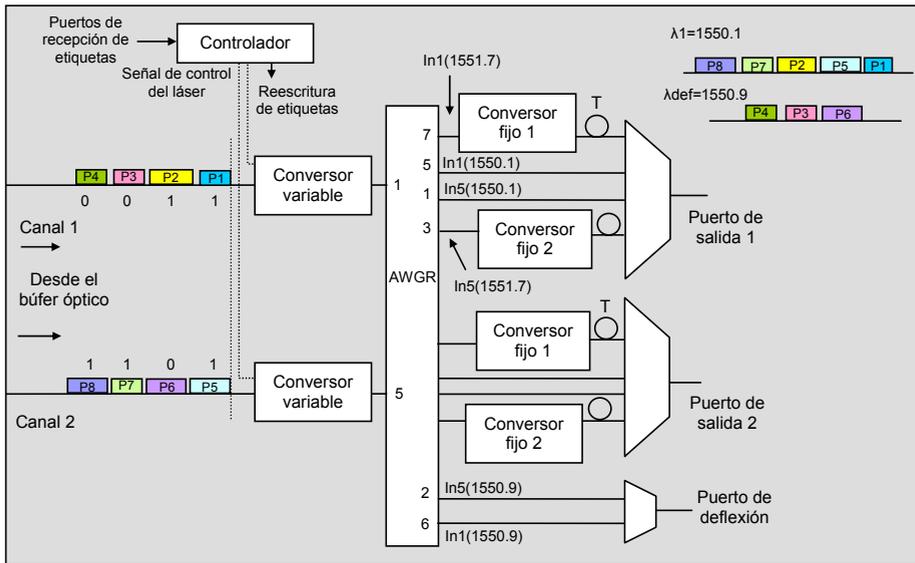


Figura 4.50. Esquemático del bloque de encaminamiento utilizado en el experimento de colisión extrema con encaminamiento basado en prioridades

Como se observa en la figura los paquetes P1 y P5 llegan al mismo tiempo con la misma prioridad, por tanto, la asignación de longitud de onda para los paquetes se realiza en base al flujo de procesos que describe la solución de colisiones cuando no se incorpora el bit de prioridad. En este caso en particular, el algoritmo selecciona el paquete P1 para ser transmitido antes que el paquete P5, el cual se procesa a través de la longitud de onda intermedia ($\lambda_{int}=1551.7$ nm) que conduce el paquete a la línea de retardo con convertidor fijo 2 basado en XPM.

A continuación P2 y P6 vuelven a llegar en el mismo instante de tiempo, en este caso la prioridad del paquete P2 es mayor que la del paquete P6, por lo tanto la asignación de longitud de onda de salida para P2 se realiza en base a dicha prioridad, no obstante, en el momento de la transmisión del paquete P2 el puerto de salida esta ocupado con el paquete P5 el cual justamente a salido de la línea de retardo, por este motivo, el paquete P2 a cambio de enviarse a un puerto de deflexión o descartarse se convierte a una longitud de onda interna ($\lambda_{int}=1551.7$ nm) a fin de dirigirlo al convertidor fijo 1 en XPM que también incorpora una línea de retardo. Por tanto, el paquete P2 sale a continuación del paquete P5 con la misma longitud de onda, el paquete P6 encuentra el puerto de salida ocupado por el paquete P5 y como su prioridad es baja se envía al puerto de deflexión mediante ($\lambda_{def}=1550.9$ nm), a continuación llegan los paquetes P3 y P7, en

este caso el paquete P7 tiene una mayor prioridad que el paquete P3 y por lo tanto es prioritaria la asignación de la longitud de onda para dicho paquete a fin de transmitirse por el puerto de salida requerido. En este contexto, el paquete P7 encuentra el puerto ocupado por el paquete P2 que termina el recorrido a través de la línea de retardo, por lo tanto P7 que tiene la prioridad mayor se convierte a la longitud de onda intermedia ($\lambda_{int}=1551.7$ nm) con el fin de enviar el paquete a la línea de retardo y el paquete P3 con prioridad baja se envía al puerto de deflexión. El mismo procedimiento se realiza con P4 y P8, donde el paquete P8 tiene la prioridad de envío, por tanto se programa la transmisión para el puerto requerido con la longitud de onda requerida mientras que el paquete P4 se envía al puerto de deflexión. Este escenario de encaminamiento con colisión extrema se muestra en la figura 4.51, en particular, la figura 4.51 (a) representa los paquetes en la entrada del nodo, las trazas superiores pertenecen a los paquetes en el puerto de entrada 1 y las trazas inferiores representan los paquetes en el puerto de entrada 2. La figura 4.51 (b) muestra los paquetes a la salida del nodo, la traza superior y la intermedia representan los paquete en la salida del nodo en el puerto 1, la inversión lógica de los datos en el paquete 1 se debe al proceso de conversión basado en XGM, por este motivo y para facilitar la visualización se muestra en una traza separada. La traza inferior de la figura 4.51 (b) representa los paquetes en el puerto de deflexión, de nuevo, la inversión de los datos se debe a la conversión basada en XGM.

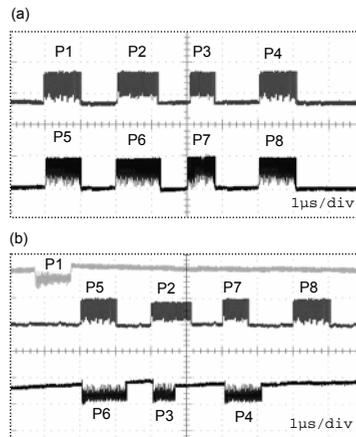


Figura 4.51. Escenario de encaminamiento basado en prioridades con colisión extrema. (a) Paquetes en la entrada del nodo. (b) Paquetes a la salida del nodo

4.8.1 Evaluación del encaminamiento basado en prioridades en las prestaciones de una red de conmutación de paquetes ópticos

Para evaluar los efectos del encaminamiento basado en prioridades en el comportamiento global de una red de conmutación de paquetes ópticos, se han obtenido la tasa de pérdida de paquetes bajo este paradigma de encaminamiento en la misma topología de red y con las mismas condiciones de tráfico descritas en el apartado 4.6.3 y modelo de nodo descrito en el apartado 4.6.3.2. Para tal efecto se han simulado dos distintos tipos de tráfico: uno con prioridad alta llamado tráfico de clase 1 y otro de

prioridad baja denominado tráfico de clase 0. Cuando dos o más paquetes entran en conflicto en un nodo de la red debido a eventos de colisión, el paquete con prioridad alta se transmite según lo dictamine la tabla de encaminamiento, mientras que el paquete con prioridad baja se envía al puerto de deflexión o se descarta si el puerto de deflexión está ocupado por un paquete de mayor o de igual prioridad. Por otra parte, si un paquete con prioridad baja ocupa en un instante de tiempo un puerto de salida y un tiempo después llega un paquete con prioridad más alta, el paquete con prioridad alta se transmite interrumpiendo el envío del paquete con prioridad baja y finalmente, si dos paquetes con la misma prioridad llegan en el mismo instante de tiempo uno de los dos se envía al puerto de deflexión, en el caso en que los paquetes tengan la misma prioridad pero lleguen en distintos instantes de tiempo, el paquete que llegue más tarde es el que se envía al puerto de deflexión y se descarta si dicho puerto está ocupado.

En particular, en las simulaciones se han utilizado tres clases distintas de distribución de tráfico, en la primera distribución el 20% de los paquetes son de clase 1 y el 80% de los paquetes son de clase 0, en la segunda distribución el 50% de los paquetes es de clase 1 y el otro 50% es de clase 0, finalmente en la tercera distribución el 80% de los paquetes son de clase 1 y el 20% restante es de clase 0. En las figuras 4.52, 4.53 y 4.54 se muestra el comportamiento global de la tasa de pérdida de paquetes para las distribuciones de clases de paquetes establecidas, adicionalmente se muestra la curva de PLR para la configuración base en la cual todos los paquetes pertenecen a la clase 0, es decir, sin prioridad. En el primer caso, con un 20 % de paquetes pertenecientes a la clase 1 y un 80% de paquetes en la clase 0 se obtiene una mejora del PLR para la clase 1 con respecto a la configuración base, es evidente que esta mejora se realiza a expensas del descarte de paquetes de prioridad baja, en este caso, al descarte de paquetes pertenecientes a la clase 0. Por este motivo la clase 0 experimenta una pérdida de paquetes más alta que la obtenida en la configuración base. En el segundo caso en donde la distribución de clases se reparte por igual al 50%, se observa una ligera degradación en las prestaciones del PLR para las dos clases de tráfico, en general, este comportamiento se debe a que en este caso hay un número mayor de paquetes con prioridad alta y un número menor de paquetes con prioridad baja que son más susceptibles de descartar.

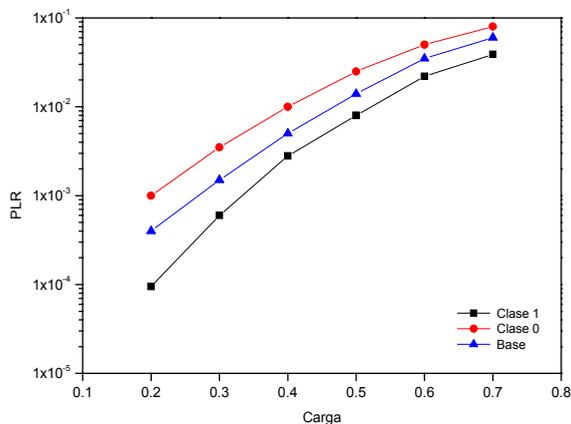


Figura 4.52. Tasa pérdidas de paquetes en la red con encaminamiento basado en prioridades y distribución de paquetes clase 1: 20% y clase 2: 80%

Este efecto es más notorio en el caso de la distribución del 80% de paquetes en la clase 1 y el 20% de paquetes en la clase 0. Las prestaciones de la red en términos del PLR se reducen considerablemente debido a la escasez de paquetes de baja prioridad y la abundancia de paquetes con prioridad alta, obteniéndose en general unas prestaciones por debajo de la configuración base, en este contexto la mayoría de los paquetes de clase 0 son descartados debido a la prioridad de encaminamiento de los paquetes pertenecientes a la clase 1.

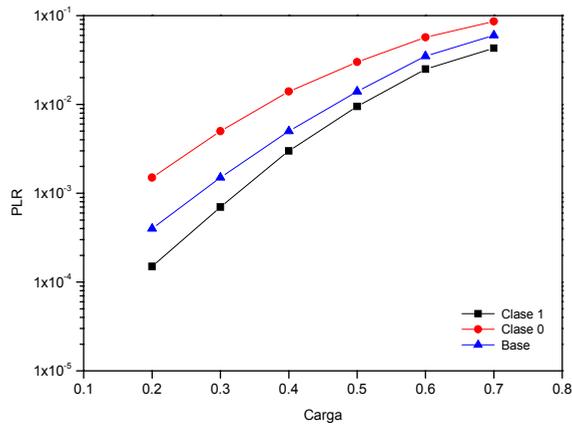


Figura 4.53. Tasa pérdidas de paquetes en la red con encaminamiento basado en prioridades y distribución de paquetes clase 1: 50% y clase 2: 50%

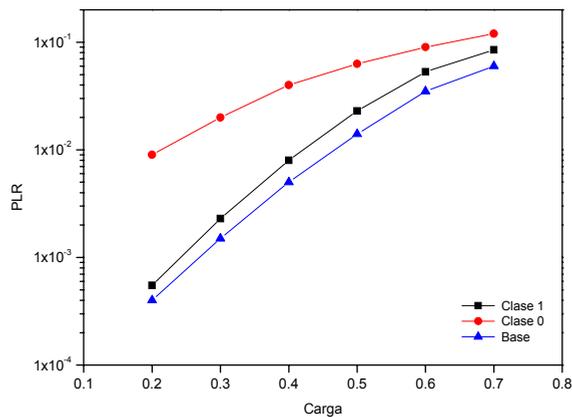


Figura 4.54. Tasa pérdidas de paquetes en la red con encaminamiento basado en prioridades y distribución de paquetes clase 1: 80% y clase 2: 20%

Para cuantificar el efecto que sobre las prestaciones de la red produce el encaminamiento basado en prioridades se utiliza el parámetro de índice de mejora del PLR que fue descrito en el apartado 4.7.1 y que en general consiste en la relación entre el PLR en la configuración base y el PLR obtenido con la incorporación de prioridades

en los paquetes. El índice de mejora del PLR con respecto a la carga de tráfico se muestra en la figura 4.55. Se observa que para una carga de tráfico de 0.2 con distribución de 20% de paquetes en clase 1 el índice de mejora es del orden de 4.3 y disminuye conforme aumenta la carga, para la distribución del 50% de paquetes en clase 1 se observa el mismo comportamiento, no obstante, en este caso el índice de mejora es inferior si se compara con el caso anterior. Por otro lado, con la configuración del 80% de paquetes en la clase 1 el índice de mejora esta por debajo de 1 lo cual significa que el comportamiento obtenido es inferior al presentado por la configuración base. En general el mismo comportamiento se observa para los paquetes en la clase 0 ya que en todos los casos se obtuvieron prestaciones inferiores al nivel de referencia brindado por la configuración base.

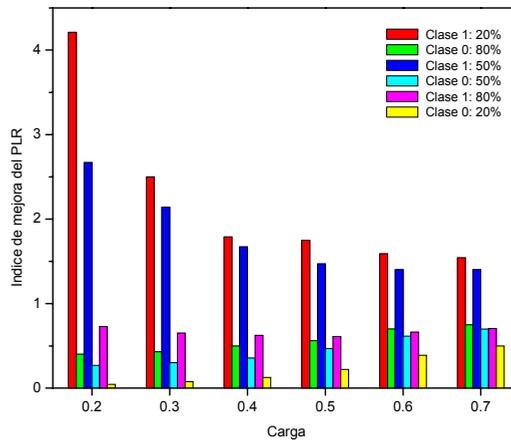


Figura 4.55. Índice de mejora del PLR en función de la distribución de prioridades en los paquetes para varios valores de carga

Por lo tanto, la distribución de prioridades en los paquetes tiene un efecto directo en las prestaciones globales de la red y más concretamente en las capacidades de transmisión de cada clase de tráfico definida y se comprueba un estudio previo mostrado en [DIX03] con una asignación diferente de prioridad de paquetes. De forma general, la fiabilidad de entrega de los servicios con alta prioridad se logra a expensas de los servicios de baja prioridad, de esta forma, el número de clases de servicio con alta prioridad debe ser bajo a fin de encontrar un compromiso en la repartición del ancho de banda entre clases de servicio con prioridad alta y clases de servicio con prioridad baja.

4.9 Multicast

Como se mencionó en la introducción de esta tesis, las redes de conmutación de paquetes ópticos deben tener la capacidad de soportar servicios tales como difusión de contenidos multimedia, aplicaciones de videoconferencia, video por demanda, etc. La característica común de este tipo de servicios es que todos requieren transmisión de tipo

multicast, por tanto, es importante que los nodos ópticos de conmutación de paquetes soporten el encaminamiento y el envío de paquetes tipo multicast dentro de la red todo-óptica. Sin embargo, este tipo de transmisión conlleva ciertos desafíos en su implementación debido a la carencia de circuitería lógica óptica y memorias que permitan generar copias de un paquete en cada uno de los puertos de salida del nodo.

Varias han sido las propuestas planteadas para la realización de multicast, la más relevante de ellas se basan en estructuras de difusión y selección como las descritas en el apartado 2.4.4.2, sin embargo, las arquitecturas de conmutación basadas en esta estructura imponen excesivas pérdidas a los paquetes procesados debido a que la potencia de la señal se debe dividir en K partes, donde K es el número de posibles destinos multicast. Además, el número de elementos de conmutación requeridos es extremadamente grande, del orden de K^2 , ya que K elementos de conmutación se requieren en cada uno de los K puertos. El esquema de encaminamiento de paquetes multicast propuesto se basa en la estructura de encaminamiento mostrada en la figura 4.56. En esta estructura se habilita un puerto de salida del AWGR por cada canal de procesamiento en el nodo a fin de establecer los puertos de multicast. La habilitación de dichos puertos se realiza mediante el procesamiento del bit de multicast incorporado en el campo de *destino* en la etiqueta óptica. Si el bit de multicast está activo el controlador de núcleo ordena una conversión de longitud de onda de forma que dirige el paquete al puerto de multicast mediante $\lambda_{M1}=\lambda_{M2}=1551.7$ nm. Mediante estos puertos se realimenta la estructura de conmutación en donde se incorporan conversores fijos de longitud de onda los cuales establecen la longitud de onda de multicast de salida, con este procedimiento se obtiene una copia de cada paquete en cada uno de los puertos de salida del nodo. Por cada canal de procesamiento del nodo se establece una longitud de onda de multicast diferente e independiente de las longitudes de onda de salida del nodo de forma que se evitan las posibles colisiones con los paquetes de tipo unicast que se estén procesando en el mismo instante de tiempo en el nodo.

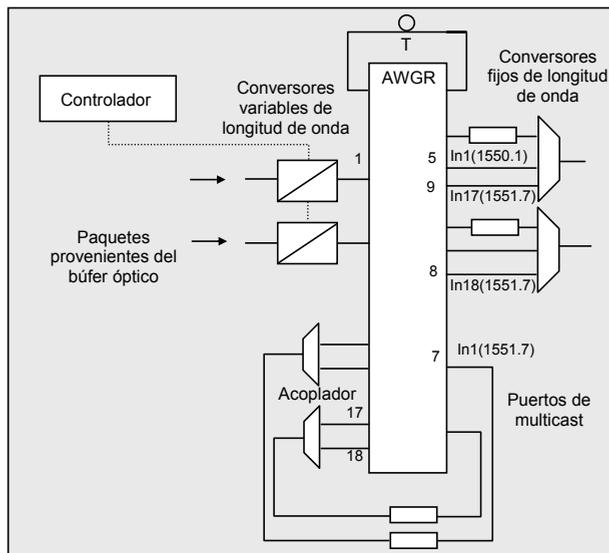


Figura 4.56. Estructura de encaminamiento para la realización de envío de paquetes multicast

Los conversores variables de longitud de onda están basados en SOA-XGM y los conversores fijo incluidos los conversores ubicados en los puertos multicast se basan en SOA-XPM. Un escenario de encaminamiento y envío de paquetes multicast en el nodo se muestra en la figura 4.57. En este escenario en particular todos los paquetes entran por el puerto 1 del nodo y se conmutan a los puertos de salida del nodo dependiendo de la etiqueta de cada paquete, los paquetes multicast (M) deben enviarse a todos los puertos de salida del nodo. En la figura 4.57 (a) se muestran los paquetes en la entrada del nodo, los paquetes procesados son de tamaño variable que oscila entre 600 ns y 1.2 μ s. en la figura 4.57 (b) se muestran los paquetes en el puerto de salida 1, las traza superior representa los paquetes unicast y la traza inferior muestra los paquetes multicast en dicho puerto. En la figura 4.57 (c) se muestran los paquetes en el puerto de salida 2, nuevamente las trazas superiores corresponden a los paquetes unicast y la traza inferior representa los paquetes multicast. Como se aprecia en la figura, los paquetes multicast son igualmente transmitidos a través de los puertos de salida del nodo.

Al igual que los experimentos descritos en los apartados anteriores, la inversión lógica de los datos en los paquetes unicast se debe al efecto de la modulación de ganancia cruzada en los SOAs mientras que los paquetes multicast experimentan la corrección de dicha inversión además de la mejora de la relación de extinción debido al proceso de conversión basado en XPM.

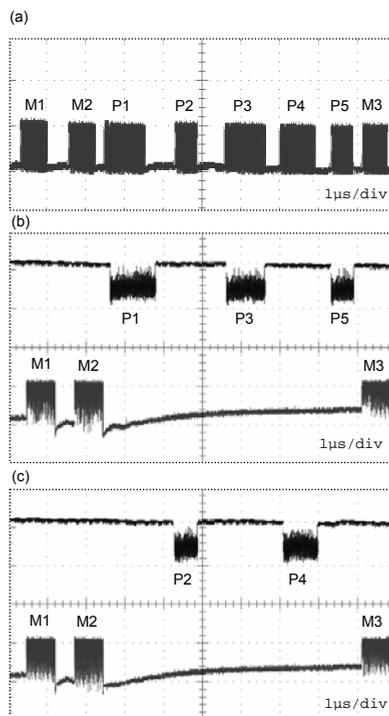


Figura 4.57. Escenario de encaminamiento y envío de paquetes unicast y multicast. (a) Paquetes en la entrada del nodo. (b) Paquetes transmitidos por el puerto de salida 1. (c) Paquetes transmitidos por el puerto de salida 2

Estos efectos se comprueban en las curvas de BER obtenidas para el paquete multicast M1 y el paquete unicast P1 que se muestra en la figura 4.58. En la gráfica se observa una penalización de 0.8 dB en el paquete unicast P1 para un BER de 1×10^{-12} mientras que para el paquete multicast M1 la penalización es de aproximadamente 0.5 dB para la misma tasa de BER. Como se ha mencionado a lo largo del capítulo, la mejora de las prestaciones en el segundo caso se debe a las propiedades regenerativas inherentes del proceso de conversión basado en XPM el cual tiene un efecto directo en relación de extinción de la señal.

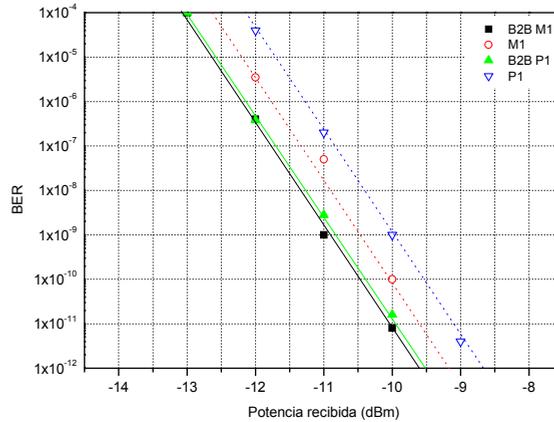


Figura 4.58. Resultados experimentales de la tasa de BER del escenario de encaminamiento de paquetes unicast y multicast

Referencias

- [ACA92] A. S. Acampora, S. I. A. Shah, "Multihop lightwave networks: A comparison of store-and-forward and hot-potato routing," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 40, pp. 1082–1090, 1992.
- [AGI01] Agilent Technologies. Insight: For Testing IP/Optical Networks: Edition 1 [Online]. Available: <http://advanced.comms.agilent.com/insight/2001-08/index.htm>
- [BRE04] E. Van Breusegem, J. Cheyns, D. De Winter, D. Colle, M. Pickavet, P. Demeester, and J. Moreau, "A broad view on overspill routing in optical networks: A real synthesis of packet and circuit switching?," *J. Opt. Switch. Netw.*, Vol. 1, no. 1, pp. 51–64, 2004.
- [CAI98] <http://www.caida.org/analysis/learn/packetsizes/>
- [CAO03] J. Cao, M. Jeon, Z. Pan, Y. Bansal, Z. Wang, Z. Zhu, V. Hernandez, J. Taylor, V. Akella, S. Yoo, K. Okamoto, and S. Kamei, "Error-free multi-hop cascaded operation of optical label switching routers with all optical label swapping," en *Proc. OFC 2003*, Vol. 2, Atlanta, GA, pp. 791–792, 2003.
- [CAS99] G. Castanon, L. Tancevski, L. Tamil, "Routing in all-optical packet switched irregular mesh networks," in *Proc. IEEE GLOBECOM 99*, pp. 1017–1022, 1999.
- [CHI03] N. Chi, J. Zhang, P.V. Holm-Nielsen, L. Xu, I. T. Monroy, C. Peucheret, K. Yvind, L. J. Christiansen, P. Jeppesen, "Experimental demonstration of cascaded transmission and all-optical label swapping of orthogonal IM/FSK labelled signal," *Electron. Lett.*, Vol. 39, no. pp. 676–678, 2003.
- [CHI04] N. Chi, P.V. Holm-Nielsen, L. Xu, J. Zhang, T. Tokle, P. Jeppesen, "Cascaded transmission, packet switching and all-optical wavelength conversion for 40 Gbit/s RZ payload with 10 Gbit/s serial-bit label," *Electron. Lett.*, Vol. 40, no. 21, pp.1366 – 1367, 2004.
- [DAN98] S. L. Danielsen, P. B. Hansen, K. E. Stubkjear, "Wavelength conversion in optical packet switching," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 16, pp. 2095–2108, 1998.
- [DIX03] S. Dixit, *IP Over WDM: Building the next generation optical Internet*, John Wiley, 2003.
- [ERA00] V. Eramo, M. Listanti, "Packet loss in a bufferless optical WDM switch employing shared tunable wavelength converters," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 18, pp. 1818–1833, 2000.

- [GAU06] C. Gauger, E. Van Breusegem, P. Kühn, M. Pickavet, P. Demeester, "Hybrid optical network architectures: bringing packets and circuits together," *IEEE Comm. Mag.*, Vol. 44, 8, pp. 36-42, 2006
- [HE00] J. J. He, D. Simeonidou, S. Chaudhry, "Contention resolution in optical packet-switching networks: Under long-range dependent traffic," en *Proc. Optical Fiber Communication Conf. (OFC 2000)*, Baltimore, MD, pp. 295-297, Mar. 2000.
- [HE01] J. He, D. Simeonidou, "A flow-routing approach for optical IP networks," *Proc. OFC 2001*, vol. 1, pp. MN2-2 – MN-3, 2001
- [HUN98] D. K. Hunter, M. C. Chia, I. Andonovic, "Buffering in optical packet switches," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 16, pp. 2081-2094, Dec. 1998.
- [JEO03] M.Y. Jeon, Z. Pan, J. Cao, Y. Bansal, J. Taylor, Z. Wang, V. Akella, K. Okamoto, S. Kamei, J. Pan, S.J.B. Yoo, "Demonstration of all-optical packet switching routers with optical label swapping and 2R regeneration for scalable optical label switching network applications," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 21, no. 11, pp. 2723 – 2733, 2003.
- [LEL94] W. E. Leland, M. S. Taqqu, W. Willinger, D. V. Wilson, "On the self-similar nature of ethernet traffic," *IEEE/ACM Trans. Networking*, Vol. 2, pp. 1-15, 1994.
- [LEU03] J. Leuthold, R. Ryf, D. Maywar, S. Cabot, J. Jaques, S. S. Patel, "Nonblocking All-Optical Cross Connect Based on Regenerative All-Optical Wavelength Converter in a Transparent Demonstration Over 42 Nodes and 16800 km," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 21, no. 11, pp. 2863-2870, 2003.
- [LIN04] Y-M Lin, M. Yuang, S-L Lee, W. Way, "Using Superimposed ASK label in a 10-Gb/s multihop all-optical label swapping system," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 22, no. 2, pp., 351- 361, 2004.
- [PAN03] Z. Pan, M.Y. Jeon, Y. Bansal, J. Cao, J. Taylor, V. Akella, S. Kamei, K. Okamoto, S. J. B. Yoo, "Packet-by-packet wavelength, time, space-domain contention resolution in an optical-label switching router with 2R regeneration," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, no 9, pp. 1312-1314 2003.
- [PAN04] Z. Pan, H. Yang, Z. Zhu, J. Cao, V. Akella, S. Butt, S.J.B. Yoo, "Demonstration of variable-size packet contention resolution and packet forwarding in an optical-label switching router," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 16, no. 7, pp. 1772-1774, 2004.
- [PAN06-1] Z. Pan, Z. Zhu, M. Funabashi, Y. Haijun, O. Karalar, R. Marsland, S.J.B Yoo, "Error-free 31-hop cascaded operation of an optical packet switching router with all-optical 3R regeneration," en *Proc. OFC 2006*, 2006.

- [PAN06-2] Z. Pan, Z. Zhu, M. Funabashi, H. Yang, S.J.B. Yoo, "101-hop cascaded operation of an optical-label switching router with all-optical clock recovery and 3R regeneration," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 18, no. 15, pp. 1654–1656, 2006.
- [PAN06-3] Z. Pan, H. Yang, Z. Zhu, M. Funabashi, B. Xiang, S.J.B. Yoo, "All-Optical Label Swapping, Clock Recovery, and 3R Regeneration in 101-Hop Cascaded Optical-Label Switching Router Networks," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 18, no. 24, pp. 2629-2631, 2006.
- [PED96] R. J. S. Pedersen, N. Nissov, B. Mikkelsen, H. N. Poulsen, K. E. Stubkjaer, M. Gustavsson, W. van Berlo, and M. Janson, "Transmission through a cascade of 10 all-optical interferometric wavelength converter spans at 10 Gbit/s," *Electron. Lett.*, Vol. 32, no. 11, pp. 1034-1035, 1996.
- [PUE06-1] G. Puerto, B. Ortega, A. Martínez, D. Pastor, M.D. Manzanedo, J. Capmany, "Scalability of 10 Gbit/s SCM optical label swapping networks featuring 2R multistage intra-node regeneration", *Electron. Lett.*, Vol. 42, no 12, pp. 59-60, 2006.
- [PUE06-2] G. Puerto, B. Ortega, M. D. Manzanedo, A. Martínez, D. Pastor, J. Capmany, and G. Kovacs, "Dimensioning of 10 Gbit/s all-optical packet switched networks based on optical label swapping routers with multistage 2R regeneration," *Optics Express* 14, pp. 10298-10306, 2006.
- [PUE07-1] G. Puerto, B. Ortega, M. D. Manzanedo, A. Martínez D. Pastor, J. Capmany, "Payload-Label Tolerance in Subcarrier Multiplexing Optical Label Switching Routers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 19, no 13, pp. 984-986, 2007.
- [PUE07-2] G. Puerto, B. Ortega, A. Martínez, M. D. Manzanedo, D. Pastor, J. Capmany, G. Kovacs, T. Banky and T. Berceci. "Investigation on the Signal Misalignment in Subcarrier Multiplexed Optical Label Swapping Routers: An Experimental Verification," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 25, no. 7, 2007.
- [PUE07-3] G. Puerto, B. Ortega, M.D. Manzanedo, A. Martínez, D. Pastor, J. Capmany, "High Performance SCM Optical Packet Switching Router for Optical Circuit, Burst and Variable Length Packet Processing," *European Conference on Optical Communications (ECOC 2007)*, Berlin, Alemania.
- [TAN01] L. Tancevski, A. Ge, G. Castanon, "Optical packet switch with partially shared buffers: Design principles," en *Proc. OFC 01*, vol. 2, pp. TuK3–1–TuK3–3, 2001.
- [TAQ97] M. S. Taquq, W. Willinger, R. Sherman, "Proof of a fundamental result in self-similar traffic modeling," *Computer Commun. Rev.*, Vol. 27, no. 2, pp. 5-23, 1997.

- [WIL97] W. Willinger, M. Taqqu, R. Sherman, D. Wilson, "Self-similarity through high-variability: Statistical analysis of ethernet LAN traffic at the source level," *IEEE/ACM Trans. Networking*, vol. 5, pp. 71-86, 1997.
- [XUE03] F. Xue, Z. Pan, Y. Bansal, J. Cao, M. Jeon, K. Okamoto, S. Kamei, V. Akella, S. J. Ben Yoo, "End-to-End Contention Resolution Schemes for an Optical Packet Switching Network With Enhanced Edge Routers," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 21, no 11, pp. 2595-2604, 2003.
- [XUE04] F. Xue, Z. Pan, H. Yang, J. Yang, J. Cao, K. Okamoto, S. Kamei, V. Akella, S. J. B. Yoo, "Design and experimental demonstration of a variable length optical packet routing system with unified contention resolution," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 22, no. 11, pp. 2570-2581, 2004.
- [YAO03] S. Yao, B. Mukherjee, S. J. B. Yoo, S. Dixit, "A unified study of contention-resolution schemes in optical packet-switched network," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 21, no. 3, pp. 672-683, 2003.
- [ZHU06] Z. Zhu, M. Funabashi, Z. Pan, L. Paraschis, S.J.B. Yoo, "10000-hop cascaded in-line all-optical 3R regeneration to achieve 1.250.000-km 10-Gb/s transmission," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 18, no 5, pp. 718-720, 2006.

Capítulo 5

Conclusiones y líneas abiertas

5.1 Conclusiones

En esta tesis se han presentado una serie de discusiones, conceptos y demostraciones que en conjunto permiten considerar a las redes de conmutación de paquetes ópticos, a partir del comportamiento evolutivo y requerimientos de ancho de banda para el transporte de IP, como una plataforma futura para la siguiente generación de redes de Internet. En el contexto de la conmutación de paquetes ópticos, han surgido dos tecnologías principales que han sido desarrolladas de forma independiente pero cuyo fin último es realizar el encaminamiento y la conmutación de los paquetes en el dominio óptico, estas dos tecnologías son GMPLS (*Generalized Multiprotocol Label Switching*) y AOLS (*All-Optical Label Swapping*). La primera de ellas, de aplicación más inmediata, está relacionada con un plano de control genérico basado en el plano de control de MPLS que permite la identificación unívoca de un paquete mediante la asignación de una etiqueta que representa la señalización extremo a extremo de dicho paquete en una conexión entre dominios TDM, WDM, IP, MPLS y MPLambdaS en un

dominio GMPLS. Por otro lado, AOLS, concepto dentro del cual está enmarcado el proyecto LABELS de donde se deriva el trabajo realizado en esta tesis, representa una arquitectura de nodo que permite la conmutación de paquetes ópticos basado en el paradigma del intercambio de etiquetas ópticas. Varias han sido las propuestas para realizar el etiquetado óptico, las técnicas más representativas son el etiquetado serial, ortogonal, y subportadora multiplexada. Como se mencionó en el capítulo 2, la técnica que potencialmente ofrece más ventajas es la multiplexación de subportadora (SCM), a pesar de que requiere circuitería de RF para la generación de la frecuencia subportadora y posterior mezclado con la etiqueta, las características espectrales inherentes de las señales SCM permiten en recepción la extracción óptica de la etiqueta con mínimas penalizaciones sobre las señales procesadas, por otra parte, permite la incorporación de una considerable cantidad de bits de etiqueta a fin de añadir más funcionalidades al encaminamiento del paquete (tamaño, prioridad, QoS, etc), sin que ello afecte el tamaño máximo de la carga, adicionalmente, permite la implementación de redes ópticas asíncronas. En conjunto, estas características son similares a las presentadas en el actual transporte de paquetes IP.

Asimismo, se han estudiado varias arquitecturas que han sido propuestas por otros grupos de investigación y que suponen el punto de partida de esta tesis. Los primeros prototipos de nodos de conmutación de paquetes ópticos como el concebido en el proyecto KEOPS se diseñó para trabajar en un entorno síncrono, con lo cual se requerían complejos sistemas para sincronizar todos los paquetes entrantes al nodo a fin de poder ser procesados, la pérdida de sincronía significa el no procesamiento de los paquetes. En este entorno, la banda de guarda establecida entre la etiqueta y la carga del etiquetado serial definía la resolución de dicha sincronización. Posteriormente, la tendencia definió el diseño de redes ópticas de conmutación de paquetes asíncronas como las propuestas realizadas en los proyectos OPERA y STOLAS. No obstante, aunque el planteamiento de una red óptica asíncrona supone disminuir la complejidad de los nodos de la red además de aumentar la flexibilidad en el transporte de los paquetes ópticos, una de las limitaciones de estos sistemas que ya se había presentado en los prototipos previos proviene directamente del proceso de extracción de las etiquetas ópticas, en donde una parte de la señal se interviene a fin de detectar la etiqueta generando una penalización en potencia de las señales procesadas en los nodos.

Además, concretamente en el caso del proyecto OPERA, un problema adicional surge debido a los efectos de supresión de portadora causados por la detección directa de las señales SCM. Por tal motivo, las técnicas de extracción de etiqueta mediante procesos fotónicos han adquirido cada vez más relevancia, y en este contexto, las redes de difracción de Bragg se han consolidado como el dispositivo óptico idóneo para realizar dicha función debido a su fácil sintonización, bajas pérdidas e insensibilidad a la polarización. No obstante, el trabajo con redes de difracción requiere un adecuado sistema de estabilización en temperatura que mantenga invariable la frecuencia central de resonancia del dispositivo.

Bajo estas consideraciones, en el proyecto LABELS en donde se enmarca esta tesis, se ha propuesto y demostrado un nodo de conmutación de paquetes ópticos basado en el paradigma del etiquetado SCM con la carga de datos a 10 Gb/s y etiqueta a 155 Mb/s en una subportadora de 18 GHz. El nodo consta de cinco bloques principales: extracción de etiqueta, controlador, búfer óptico, conversión de longitud de onda con re-escritura de etiqueta y encaminamiento. La configuración en tándem de redes de difracción formada a partir de la respuesta de una red débil y una red fuerte permite la separación de la

señales de carga y etiqueta a las tasas de transporte definidas con un bajo rizado de retardo de grupo, alta reflectividad y una pendiente fuerte de filtrado. Por otra parte, el controlador del nodo encargado del procesamiento de las etiquetas se implementó en tecnología FPGA la cual ha demostrado ser una plataforma rápida, flexible y con una buena relación coste-rendimiento. Los tiempos reducidos de procesamiento de etiqueta en el controlador se deben al hecho de crear hardware específico a partir de la programación con lenguajes de descripción de hardware como VHDL, eliminando la necesidad del procesamiento de software en tiempo real. Dentro de las principales funcionalidades del controlador de nodo se encuentran la detección, identificación, procesamiento de etiqueta, generación y transmisión de la nueva etiqueta. El resultado del procesamiento de la etiqueta define la longitud de onda y el puerto de salida del nodo para el paquete que se está procesando. Para tal fin, el controlador del nodo gestiona apropiadamente la respuesta del láser sintonizable encargado de establecer la longitud de onda final de salida, el tiempo total de procesamiento de la etiqueta en el controlador del nodo es de 1.2 μ s. La doble etapa de conversión de longitud de onda XGM y XPM, en primer lugar, permite la asignación de cualquier longitud de onda de entrada a cualquier longitud de onda de salida, no obstante, como se observa en el capítulo 4, la ubicación de los conversores dentro del nodo se puede modificar a fin de obtener más funcionalidades de conmutación referidas a la posibilidad de obtener cualquier longitud de onda en cualquier puerto de salida. Asimismo se demostró la re-escritura de etiquetas SCM, el proceso se lleva a cabo mediante una configuración en paralelo en la que interviene un conjunto de redes de difracción y el esquema de conversión de longitud de onda, por este motivo, las redes de difracción deben contener resonancias en las posibles longitudes de onda de salida del nodo. La calidad de las señales a la salida del nodo demuestra la viabilidad de la configuración en el proceso de re-escritura de la nueva etiqueta.

Por otro lado, las características inherentes de la transmisión y el encaminamiento de paquetes basado en el intercambio de etiquetas permiten la **interoperabilidad entre modos de transporte**, en particular se pueden implementar los dos tipos de transmisión IP actuales. En el primer caso, el encaminamiento se realiza en base al destino, donde la etiqueta asociada al paquete tiene significado global, por tanto, el controlador del nodo realiza las funciones de encaminamiento, busca una longitud de onda libre en el puerto requerido de salida, re-escibe la misma etiqueta y libera los recursos una vez se ha transmitido el paquete. En el segundo caso el encaminamiento y envío se realiza en base a etiquetas de significado local, en este caso cada etiqueta define una longitud de onda de salida y un puerto específico que dirigirá el paquete al siguiente nodo en la red, en cada nodo la etiqueta se intercambia por una nueva que contiene la información del siguiente nodo. En particular, este modo de transporte permite el establecimiento de caminos ópticos y en concreto, genera una capa óptica flexible que permite la realización de conexiones de conmutación de circuitos y paquetes en una única plataforma óptica. En este contexto, la arquitectura que se definió para el controlador de nodo permite la identificación de la clase de conexión a la que pertenece un paquete o conjunto de paquetes entrantes al nodo. En ambos casos el controlador tiene la capacidad de identificar el tamaño del paquete o conjunto de paquetes que se va a procesar, por tanto, se habilita el procesamiento de **paquetes de tamaño variable**, cuyo principal aporte es evitar procesos complejos de segmentación y ensamblaje de paquetes en cada nodo de la red.

Como se ha mencionado a lo largo de la tesis, una de las ventajas del etiquetado SCM frente al etiquetado serial es la flexibilidad que ofrece en términos de los requerimientos de alineamiento de las señales que conforman el paquete óptico, en este contexto, el análisis de las señales y procesos internos del FPGA así como el tiempo de respuesta del láser sintonizable permiten definir los márgenes dentro de los cuales la etiqueta se puede adelantar o retrasar con respecto a la carga sin que ello conlleve pérdidas o recortes de las ráfagas de datos. En concreto, de forma teórica y experimental se ha calculado y comprobado un **rango de aceptación de desalineamiento** de aproximadamente 220 ns. Es importante destacar que la incorporación de dispositivos activos y pasivos en el nodo generan penalizaciones sobre las señales procesadas y que en definitiva pueden llegar a afectar el comportamiento global de una red, en este contexto, las **pruebas experimentales de dimensionado** del sistema permitieron comprobar una configuración en cascada de 16 saltos, en base a los resultados obtenidos se encontró la respuesta del sistema la cual mediante simulaciones permitió encontrar una cota máxima en el número de nodos en cascada de 64 saltos con una penalización de 1.9 dB para una tasa de error de bit de 1×10^{-12} . La principal fuente de degradación en el sistema es la etapa de conversión en XGM debido al ancho de banda limitado que posee el amplificador además de sus características inherentes de procesado con baja relación de extinción y jitter.

Uno de los principales aspectos a tener en cuenta en la conmutación de paquetes ópticos es la **solución de las colisiones**, la carencia de memorias de acceso aleatorio todo-ópticas dificultan la implementación de técnicas de almacenamiento y envío como las realizadas por los router convencionales, en donde, básicamente un paquete se almacena durante un determinado tiempo hasta que el algoritmo de programación de envío de paquete determina que hay un puerto libre para su transmisión. Por tanto, en el dominio óptico se debe recurrir a otro tipo de técnicas que permitan resolver las colisiones, estas técnicas principalmente están basadas en la explotación de los dominios de longitud de onda, temporal y espacial. En el contexto de esta tesis se han estudiado dos esquemas de solución de colisiones que explotan los dominios anteriormente mencionados, uno de los esquemas se basa en la utilización de un único conversor de longitud de onda por puerto de salida además de una línea de retardo que es común a todos los puertos, esta técnica genera **deflexión en longitud de onda** mientras que el segundo se basa en la utilización de varios conversores de longitud de onda por salida con líneas de retardo dedicadas y es **compatible con técnicas de conmutación de circuitos ópticos**. Los resultados experimentales muestran un comportamiento similar en cuanto a penalizaciones sobre las señales en los dos esquemas, por otro lado, los resultados de simulación obtenidos bajo un patrón de tráfico auto-similar muestran que la contribución de líneas de retardo extras y la disponibilidad de más conversores por puerto de salida además del número posible de longitudes de onda de salida mejoran la respuesta de la tasa de pérdida de paquetes en un entorno de red.

Otra forma de mejorar las prestaciones de la red en términos de la tasa de pérdida de paquetes se logra mediante la **conformación de tráfico** en los nodos de frontera. La técnica consiste en agrupar paquetes con características similares hasta completar unidades máximas de transmisión, de tal forma que el tráfico en la red óptica es más regulado y menos auto-similar. De la misma forma este efecto se comprobó experimentalmente en el procesamiento de las etiquetas en el nodo ya que con la incorporación de conformación de tráfico se mejoró la relación de etiquetas detectadas correctamente.

De la misma forma, en esta tesis se ha demostrado por primera vez el **encaminamiento y solución de colisiones en base a prioridades** en un nodo de conmutación de paquetes ópticos, dicha funcionalidad se logra mediante la incorporación de un bit de prioridad en la etiqueta óptica el cual indica la preferencia de encaminamiento de un paquete sobre otro de tal forma que se pueden definir clases de tráfico. No obstante, las simulaciones realizadas indican que la cantidad de paquetes en una red con prioridad alta debe ser cuidadosamente asignada, ya que, su procesamiento se realiza a expensas de la eliminación de paquetes con prioridad baja, por tanto, se debe encontrar un compromiso en la asignación global de las prioridades de los paquetes a fin de mantener una distribución óptima del ancho de banda según las clases de servicio establecidas. Finalmente, se demostró la viabilidad de realizar encaminamiento y envío de paquetes **multicast** en nodos de conmutación de paquetes ópticos, un paquete multicast se identifica unívocamente mediante un bit establecido en el campo de direccionamiento del paquete el cual ordena un proceso de conversión a una longitud de onda dedicada a los servicios multicast de tal forma que no hay colisiones con las longitudes de onda de los servicios unicast.

En términos generales, la aportación principal de la tesis radica en el estudio, desarrollo y evaluación experimental de funcionalidades que permiten al nodo de conmutación de paquetes ópticos diseñado en el contexto del proyecto europeo LABELS adquirir características de conmutación y envío de paquetes similares a las presentadas en un router electrónico convencional con particularidades avanzadas de transporte óptico. A destacar, la interoperabilidad entre conexiones de circuitos y paquetes en la misma plataforma óptica, en donde, el controlador de nodo desarrollado incorpora las características necesarias para identificar el tipo de conexión y establecer los recursos del nodo de acuerdo con los requerimientos solicitados. En este contexto, se han evaluado dos esquemas de solución de colisiones, uno basado en deflexión en longitud de onda y otro basado en conversores de longitud de onda en paralelo que permite la compatibilidad con redes de conmutación de circuitos. Cada esquema está evaluado por simulaciones del algoritmo en un entorno de red bajo un patrón de tráfico autosimilar, los resultados demuestran que el dominio predominante en la solución de colisiones es el dominio en longitudes de onda con mejores resultados obtenidos en el esquema de conversores en paralelo debido a la mayor disponibilidad de longitudes de onda por puerto de salida. La solución de colisiones también puede ser tratada desde los nodos de frontera de la red, con esquemas de conformación de paquetes se puede regular el tráfico al crear tramas con paquetes de características similares de forma que el tráfico es menos autosimilar aliviando la carga de colisiones en los nodos. Las simulaciones muestran una mejora significativa de la tasa de paquetes perdidos cuando se incorpora el esquema de conformación de tráfico. Asimismo, por primera vez se ha demostrado un sistema que incorpora un esquema de encaminamiento basado en prioridades y que permite definir varias clases de tráfico en la red, este estudio se completa con un conjunto de simulaciones que evalúan las prestaciones de una red de conmutación de paquetes ópticos con la inclusión de clases de tráfico. Por otro lado, en la literatura actual relacionada con la técnica de etiquetado en subportadora (SCM), es muy común encontrar que una de sus características más nombradas es la flexibilidad que ofrece en términos de alineación de las señales que conforman el paquete óptico. No obstante, no se había realizado ninguna comprobación experimental que demostrara tal hecho, así, en esta tesis se han encontrado los límites de desalineación para las señales procesadas en el nodo, sin embargo, el estudio es aplicable a cualquier otro tipo

de nodo basado en el paradigma de SCM siempre y cuando se tengan en cuenta las variables propias de cada nodo.

Finalmente, la principal dificultad para la conmutación y envío directo de paquetes en redes completamente-ópticas es la ausencia de memorias ópticas de acceso aleatorio similares a las electrónicas, y que son de vital importancia a efectos de solucionar la colisión de paquetes dentro del nodo. En efecto, en la actualidad se dispone de una multitud de elementos opto-electrónicos que permiten realizar múltiples funciones en el dominio óptico, pero falta todavía una herramienta de almacenamiento completamente-óptico que permita guardar de forma temporal un paquete y liberarlo más adelante. A la vista de estas limitaciones, en esta tesis se buscó explotar la tecnología disponible actualmente de la mejor manera posible, utilizando arreglos adecuados que combinan los dominios temporal-finito, espacial y de longitud de onda bajo un plano de control electrónico.

5.2 Líneas abiertas

La realización de la presente tesis doctoral ha contribuido al estudio y demostración de una serie de líneas enmarcadas en el campo de la conmutación de paquetes ópticos, que a la vez, a consideración del autor abre otra serie de posibles líneas de investigación que se detallan a continuación:

- Estudio de viabilidad de la ampliación del nodo para soportar tasas de transmisión de carga y etiqueta superiores de 40 Gb/s y 2.5 Gb/s respectivamente así como un estudio basado en simulaciones de prestaciones en la transmisión de aplicaciones reales (voz, datos, video).
- Estudio y desarrollo de técnicas más rápidas de recuperación de etiquetas basadas en receptores en modo ráfaga a fin de minimizar el tiempo de procesado de las etiquetas en el controlador del nodo.
- Por otro lado, debido a la importancia e impacto del dimensionado de las redes de conmutación de paquetes ópticos, una línea de investigación consiste en el desarrollo de un sistema de regeneración 3R basada en amplificadores de semiconductor, el cual, además de regenerar los pulsos en tamaño y forma, realice regeneración temporal de los bits a fin de eliminar efectos tales como el jitter de tal forma que se pueda aumentar el número posible de nodos en cascada en la red.
- En cuanto al control y gestión de redes de conmutación de paquetes ópticos, se debe profundizar en el diseño de las interfases existentes entre las redes cliente y la red óptica de paquetes a través de la entidad de control y gestión a fin de permitir de forma transparente la coexistencia de conexiones en conmutación de circuitos y transmisiones en conmutación de paquetes además de definir los protocolos que permitan implementar esquemas de protección en la capa óptica.
- Estudio teórico del comportamiento de la tasa de paquetes perdidos y probabilidades de bloqueo de un nodo de conmutación de paquetes ópticos que en la entrada incorpore un sistema de búfer basado en fibra.

- Debido a que las prestaciones de una red de conmutación de paquetes ópticos depende en gran parte del tipo de tráfico transportado se debe estudiar teóricamente las prestaciones de los algoritmos de resolución de colisiones en el nodo de conmutación de paquetes ópticos en términos de tasas de pérdida de paquetes y retardos bajo distintas características de autosimilaridad en los patrones de tráfico además de tráfico tipo Poisson.

Anexo 1

Generación de paquetes ópticos con etiquetado basado en multiplexación de subportadora

En este anexo se presenta una serie de sistemas que permiten la generación de paquetes ópticos SCM compuestos de carga y etiqueta. Aunque inicialmente el objeto de estos sistemas es la generación y transmisión de paquetes SCM desde los nodos de frontera, muchos de estos sistemas se pueden adaptar para implementar técnicas de reescritura de etiqueta en los nodos de núcleo de la red. Como se mencionó en el capítulo 3 de esta tesis, el etiquetado óptico de un paquete mediante una subportadora en una longitud de onda representa la superación de ciertas limitaciones y requerimientos técnicos que surgen en los sistemas de generación por multiplexado en tiempo y que específicamente están relacionados con la necesidad de diseños de procesado en tiempo muy ajustados y problemas de sincronización en los nodos. En el etiquetado TDM estos efectos se originan directamente en la generación y/o tratamiento de la información y se diferencian de los posibles problemas de intermodulación y

distorsión por supresión de portadora en la transmisión de paquetes SCM los cuales surgen como consecuencia de las no linealidades y la propagación a través de medios dispersivos, no obstante, estas limitaciones se reducen mediante la incorporación de filtrado óptico que permita la extracción óptica de la etiqueta SCM. Por tanto, las diferentes técnicas de generación propuestas tratan de combinar eficientemente ambas señales, carga y etiqueta SCM. En este contexto, se han propuesto tres principales métodos para la generación de paquetes ópticos SCM: Combinación directa en RF, modulación diferencial y combinación óptica. A continuación se presentan las funciones de transferencia, en campo eléctrico y en potencia, de todos los sistemas mencionados anteriormente a partir del modelo de modulador electroóptico del software de simulación VPI (*Virtual Photonics Inc.*).

El campo eléctrico a la entrada, $E_{in}(t)$, se transforma en campo eléctrico a la salida, $E_{out}(t)$, de acuerdo con la siguiente expresión [VPI02]:

$$E_{out}(t) = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) \cdot E_{in}(t) \frac{[Ysplit_{upper} \cdot \exp(j \cdot \varphi_{upper}) + Ysplit_{lower} \cdot \exp(\pm j \cdot \varphi_{lower})]}{Attenuation} \quad (A1.1)$$

Donde $Ysplit_{upper}$ y $Ysplit_{lower}$ son los coeficientes de acoplo de campo de las ramas superior e inferior del modulador:

$$\begin{aligned} Ysplit_{upper} &= a = \sqrt{0.5 + \varepsilon} \\ Ysplit_{lower} &= \sqrt{1 - a^2} \end{aligned} \quad (A1.2)$$

El término ε representa la diferencia entre los coeficientes de acoplo en potencia de la rama superior e inferior. Para un Mach-Zehnder perfecto, $\varepsilon = 0$ donde el acoplo es igual a 50/50. φ_{upper} y φ_{lower} representa los desfases en función de los parámetros eléctricos y están definidas como:

$$\begin{aligned} \varphi_{upper} &= \varphi_{upper}(rf) + \varphi_{upper}(dc) \\ \varphi_{lower} &= \varphi_{lower}(rf) + \varphi_{lower}(dc) \end{aligned} \quad (A1.3)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{upper} &= \left[\frac{\pi \cdot V_{rf-upper}(t)}{Vpi_{rf} + (T_{op} - T_{ref}) \frac{dVpi_{rf}}{dT}} + \frac{\pi \cdot V_{dc-upper}}{Vpi_{dc} + (T_{op} - T_{ref}) \frac{dVpi_{dc}}{dT}} \right] \\ \varphi_{lower} &= \left[\frac{\pi \cdot V_{rf-lower}(t)}{Vpi_{rf} + (T_{op} - T_{ref}) \frac{dVpi_{rf}}{dT}} + \frac{\pi \cdot V_{dc-lower}}{Vpi_{dc} + (T_{op} - T_{ref}) \frac{dVpi_{dc}}{dT}} \right] \end{aligned} \quad (A1.4)$$

El parámetro Vpi_{rf} se refiere al voltaje necesario en las entradas de RF (superior e inferior) para provocar un cambio de fase de 180° entre los dos brazos del interferómetro. De forma similar, Vpi_{dc} se refiere al voltaje necesario entre las entradas de polarización, DC (superior e inferior) para provocar un cambio de fase de 180° entre los dos brazos del interferómetro. Ambos parámetros, Vpi_{rf} , Vpi_{dc} , pueden ser establecidos por el usuario.

Como se puede ver en las ecuaciones anteriores, un efecto de temperatura en Vpi_{rf} y Vpi_{dc} de primer orden, se ha incorporado en la respuesta del Mach-Zehnder. T_{op} se refiere a la temperatura de operación, mientras que T_{ref} se refiere a la temperatura de referencia. Las pérdidas de inserción se refieren a la atenuación del dispositivo, en dB, desde su entrada a su salida. La relación de extinción se controla ajustando los coeficientes de acoplo ($Ysplit_{upper}$ y $Ysplit_{lower}$) del Mach-Zehnder. La configuración de los electrodos es tal que las señales DC y RF están separadas y se pueden establecer de forma diferente tanto para los electrodos superiores como inferiores. Esto permite que el modulador se pueda configurar de formas muy diversas dependiendo de la aplicación.

El estudio se centra en el comportamiento del modulador, por tanto, en principio, no se tendrán en cuenta algunos parámetros, como la temperatura. El estudio se hace a una temperatura de operación igual a la de referencia. Además, el coeficiente de acoplo será 50/50, es decir $\varepsilon = 0$. Por tanto:

$$\begin{aligned} Ysplit_{upper} &= a = \sqrt{0.5 + \varepsilon} = \sqrt{0.5} \\ Ysplit_{lower} &= \sqrt{1 - a^2} = \sqrt{0.5} \end{aligned} \quad (A1.5)$$

Asumiendo unas pérdidas de inserción del dispositivo de 6 dB la atenuación es:

$$Attenuation = 10^{\frac{InsertionLoss(dB)}{20}} = 10^{\frac{6}{20}} \approx 2 \quad (A1.6)$$

Con estas consideraciones, las ecuaciones anteriores se simplifican de la siguiente forma obteniendo la expresión de campo a la salida del modulador:

$$\begin{aligned} E_{out}(t) &= \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \cdot E_{in}(t) \frac{\left[\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \cdot \exp(j \cdot \varphi_{upper}) + \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \cdot \exp(\pm j \cdot \varphi_{lower})\right]}{2} \\ E_{out}(t) &= \left(\frac{1}{4}\right) E_{in}(t) [\exp(j \cdot \varphi_{upper}) + \exp(\pm j \cdot \varphi_{lower})] \end{aligned} \quad (A1.7)$$

Teniendo en cuenta que $T_{op} = T_{ref}$, los desfases, en función de parámetros eléctricos y alimentación dual y separada son:

$$\varphi_{upper} = \left[\frac{\pi \cdot V_{rf-upper}(t)}{Vp_{i_{rf}}} + \frac{\pi \cdot V_{dc-upper}}{Vp_{i_{dc}}} \right]$$

$$\varphi_{lower} = \left[\frac{\pi \cdot V_{rf-lower}(t)}{Vp_{i_{rf}}} + \frac{\pi \cdot V_{dc-lower}}{Vp_{i_{dc}}} \right] \tag{A1.8}$$

A1.1 Combinación Directa en RF y modulación en doble banda lateral

La combinación directa de la etiqueta SCM en el dominio RF es el método más directo para la generación de señales SCM. De forma directa las señales de carga y etiqueta se mezclan y se modulan con un tono de RF, a continuación la señal combinada se convierte al dominio óptico mediante un modulador Electro-óptico Single Drive [HYU01], [YOO02], el esquema del generador se muestra en la figura A1.1.

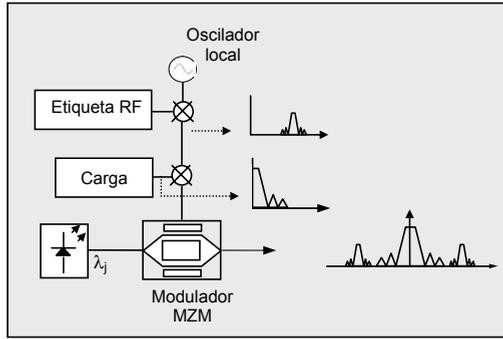


Figura A1.1. Generación de señales SCM mediante combinación directa en el dominio RF utilizando un modulador electro-óptico Single Drive

La intensidad de una señal compuesta de una carga y una etiqueta SCM tiene la siguiente expresión:

$$v(t) = c(t) + e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e) = c(t) + em(t) \tag{A1.9}$$

Donde $c(t)$, es la señal de carga en banda base con una velocidad binaria, y $e(t)$, es la señal de etiqueta, en banda base (antes de ser modulada), esta etiqueta se modula mediante una subportadora de frecuencia f_e ($\omega_e = 2\pi \cdot f_e$) y una constante de fase α_e , para construir la etiqueta SCM, representada por $em(t)$. A partir de la expresión de campo eléctrico a la salida del modulador en la ecuación A1.7:

$$\begin{aligned}
E_{out}(t) &= \left(\frac{1}{4}\right) E_{in}(t) [\exp(j \cdot \varphi_{upper}) + \exp(-j \cdot \varphi_{lower})] = \\
&= \left(\frac{1}{4}\right) 2E_{in}(t) \exp\left(j \frac{\varphi_{upper} - \varphi_{lower}}{2}\right) \cos\left(\frac{\varphi_{upper} + \varphi_{lower}}{2}\right)
\end{aligned} \tag{A1.10}$$

Donde:

$$\varphi_{upper} = \left[\frac{\pi \cdot V_{rf-upper}(t)}{Vpi_{rf}} + \frac{\pi \cdot V_{dc-upper}}{Vpi_{dc}} \right] = \frac{\pi \cdot v(t)}{5} + \frac{\pi \cdot 3.75}{5} = \frac{\pi}{5} (c(t) + em(t) + 3.75) \tag{A1.11}$$

$$\varphi_{lower} = \left[\frac{\pi \cdot V_{rf-lower}(t)}{Vpi_{rf}} + \frac{\pi \cdot V_{dc-lower}}{Vpi_{dc}} \right] = \frac{\pi \cdot 0}{5} + \frac{\pi \cdot 3.75}{5} = \frac{\pi}{5} 3.75 \tag{A1.12}$$

$$\begin{aligned}
V_{rf-lower}(t) &= 0 & Vpi_{rf} &= 5 \\
V_{dc-lower} &= 3.75 & Vpi_{dc} &= 5
\end{aligned}$$

Sustituyendo en la expresión de campo eléctrico a la salida se obtiene:

$$\begin{aligned}
E_{out}(t) &= \left(\frac{1}{4}\right) E_{in}(t) \left[\exp\left(j \cdot \frac{\pi}{5} (c(t) + em(t) + 3.75)\right) + \exp\left(-j \cdot \frac{\pi}{5} 3.75\right) \right] = \\
E_{out}(t) &= \frac{1}{2} E_{in}(t) \cdot \exp\left(\frac{j}{2} \left[\frac{\pi}{5} (c(t) + e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e)) \right]\right) \cdot \cos\left(\frac{1}{2} \left[\frac{\pi}{5} (c(t) + e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e)) + \frac{3\pi}{2} \right]\right)
\end{aligned} \tag{A1.13}$$

También se puede calcular la potencia óptica a la salida del transmisor como:

$$\begin{aligned}
P_{out}(t) &= \frac{1}{2} E_{out}(t) \cdot E_{out}^*(t) = \frac{P_{in}}{8} (1 + \cos(\varphi_{upper} + \varphi_{lower})) = \\
&= \frac{P_{in}}{8} \left(1 + \cos\left(\frac{\pi}{5} (c(t) + em(t) + 3.75) + \frac{\pi}{5} 3.75\right) \right) = \\
&= \frac{P_{in}}{8} \left(1 + \cos\left(\frac{\pi}{5} (c(t) + em(t))\right) \cdot \cos\left(\frac{3\pi}{2}\right) - \sin\left(\frac{\pi}{5} (c(t) + em(t))\right) \cdot \sin\left(\frac{3\pi}{2}\right) \right) = \\
P_{out}(t) &= \frac{P_{in}}{8} \left(1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} (c(t) + em(t))\right) \right) = \frac{P_{in}}{8} \left(1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} (c(t) + e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e))\right) \right)
\end{aligned} \tag{A1.14}$$

Con este método de generación, el espectro óptico del paquete óptico SCM es de doble banda lateral con frecuencia central en la longitud de onda del láser y con una separación de las bandas laterales equivalente a la frecuencia RF. Esto puede provocar serias limitaciones debido al efecto de desvanecimiento por dispersión si la detección de la señal SCM en el receptor se realiza directamente junto con la portadora óptica. Por otro lado, el modulador electro-óptico single drive no permite controlar el *chirp* sobre la modulación de carga, ocasionando posibles problemas en redes de larga distancia con dispersión acumulada y velocidades binarias de carga superiores a 10 Gb/s si no se realiza regeneración 2R en cada nodo. Por otro lado, las características inherentes del etiquetado SCM requiere el uso de dispositivos de RF de microondas, necesarios para combinar la etiqueta SCM situada a 18 GHz y la carga en banda base sin distorsión de la carga y con unas pérdidas moderadas para la etiqueta SCM. Finalmente, como se observa en la figura A1.2 y A1.3, los índices de modulación tienen una fuerte dependencia entre sí, esta dependencia afecta principalmente a la señal de carga mientras que la calidad de la etiqueta experimenta menos dependencia de ese compromiso y depende en mayor medida de su propio índice de modulación.

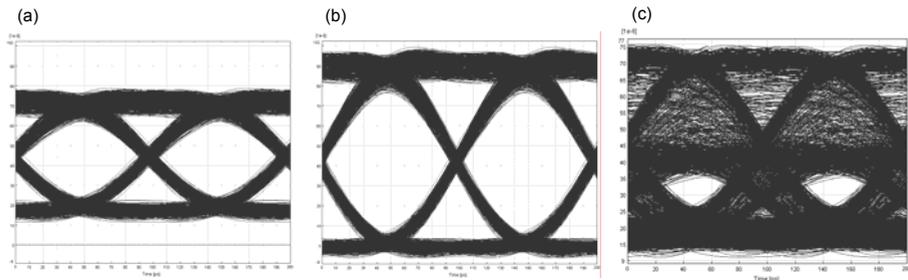


Figura A1.2. Diagramas de ojos de la señal de carga para varias configuraciones de índice de modulación de carga y etiqueta. (a) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (b) $IM_{Carga}: 0.9, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (c) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.9$

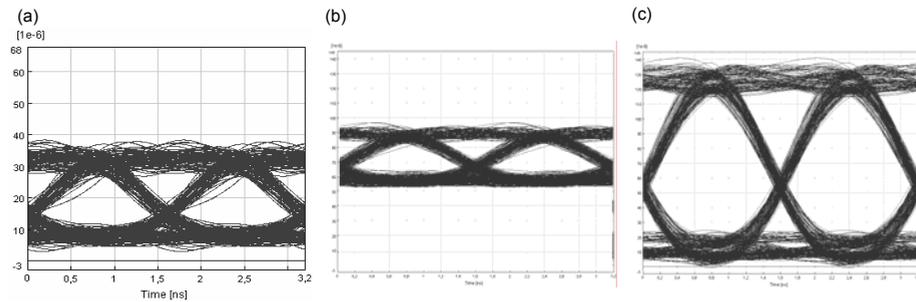


Figura A1.3. Diagramas de ojos de la señal de etiqueta para varias configuraciones de índice de modulación de carga y etiqueta. (a) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (b) $IM_{Carga}: 0.9, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (c) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.9$

A1.2 Combinación Directa en RF y modulación en banda lateral única

En esta técnica la carga y la etiqueta SCM se combinan en el dominio RF y se aplican al Modulador Electro-óptico Dual Drive, no obstante, la combinación difiere radicalmente del caso anterior ya que la señal de etiqueta SCM se divide en dos copias con 90° de desfase entre ellas como se observa en la figura A1.4. El mismo procedimiento se realiza con la carga, donde además se invierte una de las señales desfasadas. Finalmente, las cuatro señales se combinan y se aplican en ambos puertos de RF del modulador electro-óptico obteniendo a la salida la etiqueta SCM modulada en banda lateral única y con la capacidad de controlar el chirp generado en la carga [MEA00], [LIN00].

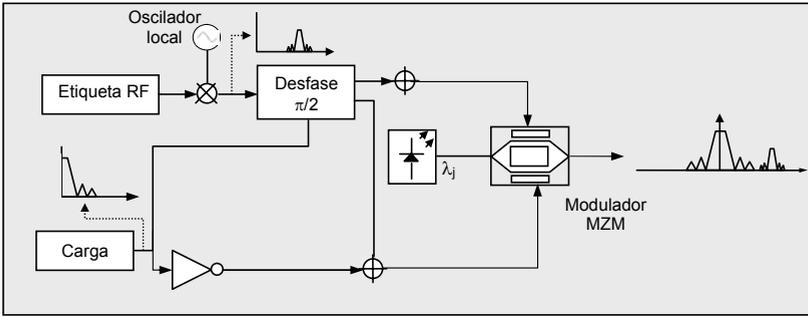


Figura A1.4. Generación de señales SCM mediante combinación directa RF con alimentación simétrica en banda lateral única

Por tanto las ecuaciones que definen la señal de entrada al modulador son:

$$V_{rf-upper}(t) = \frac{1}{2}c(t) + \frac{1}{\sqrt{2}}e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e) = \frac{1}{2}c(t) + \frac{1}{\sqrt{2}}em1(t) \quad (A1.15)$$

$$V_{rf-lower}(t) = \frac{1}{2}c(t) + \frac{1}{\sqrt{2}}e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e - \pi/2) = \frac{1}{2}c(t) + \frac{1}{\sqrt{2}}e(t) \cdot \sin(\omega_e t + \alpha_e)$$

$$V_{rf-lower} = \frac{1}{2}c(t) + \frac{1}{\sqrt{2}}em2(t) \quad (A1.16)$$

$$V_{dc-lower} = V_{dc-upper} = 3.75$$

Debido a que hay dos copias de la etiqueta desfasadas 90° , aparecen dos etiquetas SCM diferentes:

$$\begin{aligned} em1(t) &= e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e) \\ em2(t) &= e(t) \cdot \sin(\omega_e t + \alpha_e) \end{aligned} \quad (A1.17)$$

Con $Vp_{rf}=5$ y $Vp_{dc}=5$ y sustituyendo en la ecuación general de campo con los desfases correspondientes se obtiene el campo a la salida:

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \cdot \exp\left(\frac{j}{2} \left[\frac{\pi}{5\sqrt{2}} (em1(t) - em2(t)) \right]\right) \cdot \cos\left(\frac{1}{2} \left[\frac{\pi}{5} \left(c(t) + \frac{1}{\sqrt{2}} (em1(t) + em2(t)) \right) + \frac{3\pi}{2} \right]\right) \quad (A1.18)$$

Por tanto, la expresión para la potencia óptica de salida es:

$$P_{out}(t) = \frac{P_{in}}{8} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} \left(c(t) + \frac{1}{\sqrt{2}} (em1(t) + em2(t)) \right)\right) \right]^2 = \frac{P_{in}}{8} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} c(t)\right) \cos\left(\frac{\pi}{5\sqrt{2}} (em1(t) + em2(t))\right) + \cos\left(\frac{\pi}{5} c(t)\right) \sin\left(\frac{\pi}{5\sqrt{2}} (em1(t) + em2(t))\right) \right]^2 \quad (A1.19)$$

Como se aprecia en las figuras A1.5 y A1.6, el índice de modulación en la señal de carga tiene una fuerte dependencia con el índice de modulación de la etiqueta que se refleja en el factor de calidad. Sin embargo, la etiqueta tiene una fuerte dependencia de su propio índice de modulación y menor dependencia con el índice de modulación de carga.

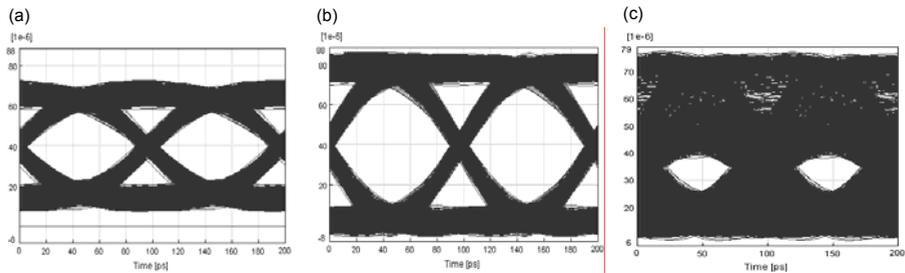


Figura A1.5. Diagramas de ojos de la señal de carga para varias configuraciones de índice de modulación de carga y etiqueta. (a) IM_{Carga} : 0.4, $IM_{Etiqueta}$: 0.4. (b) IM_{Carga} : 0.9, $IM_{Etiqueta}$: 0.4. (c) IM_{Carga} : 0.4, $IM_{Etiqueta}$: 0.9

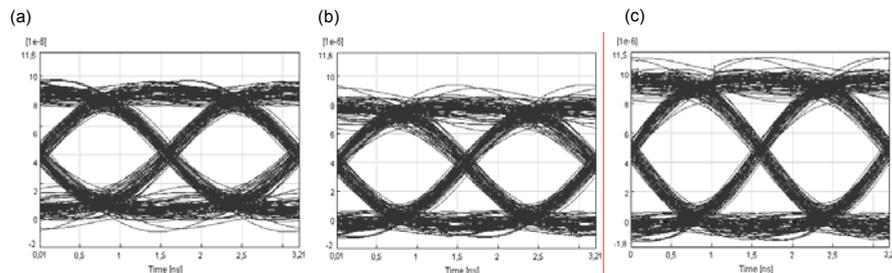


Figura A1.6. Diagramas de ojos de la señal de etiqueta para varias configuraciones de índice de modulación de carga y etiqueta. (a) IM_{Carga} : 0.4, $IM_{Etiqueta}$: 0.4. (b) IM_{Carga} : 0.9, $IM_{Etiqueta}$: 0.4. (c) IM_{Carga} : 0.4, $IM_{Etiqueta}$: 0.9

A1.3 Modulación Diferencial

Una alternativa a la combinación directa en RF y posterior aplicación a un modulador óptico es la modulación diferencial donde cada entrada del modulador se utiliza separadamente para aplicar la carga y la etiqueta SCM respectivamente. El esquema del generador se muestra en la figura A1.7. Como se describe en [BLU00] este sistema presenta ventajas de simplicidad, robustez y solo utiliza un modulador óptico evitando la necesidad de utilizar elementos de RF aparte de los mezcladores.

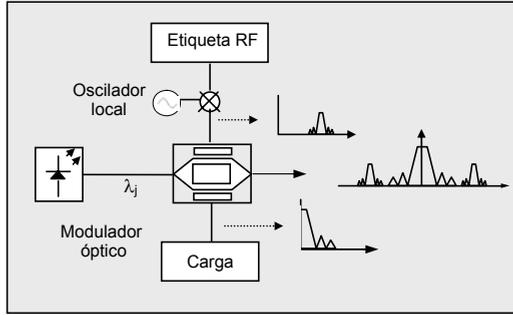


Figura A1.7. Generación de señales SCM mediante modulación diferencial

En este caso, las expresiones de las señales eléctricas que se inyecta en los puertos del modulador son:

$$\begin{aligned} V_{rf-upper}(t) &= e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e) = em(t) & V_{rf-lower}(t) &= c(t) \\ V_{dc-upper} &= 3.75 & V_{dc-lower} &= 3.75 \end{aligned} \quad (A1.20)$$

Al sustituir en la expresión del campo a la salida con los valores de desfase correspondientes se obtiene:

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \cdot \exp\left(\frac{j}{2} \left[\frac{\pi}{5} (em(t) - c(t)) \right]\right) \cdot \cos\left(\frac{1}{2} \left[\frac{\pi}{5} (em(t) + c(t)) + \frac{3\pi}{2} \right]\right) \quad (A1.21)$$

Mientras que la expresión para la potencia óptica es:

$$\begin{aligned} P_{out}(t) &= \frac{P_{in}}{8} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} (em(t) + c(t))\right) \right] = \frac{P_{in}}{8} \left(1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} (c(t) + e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e))\right) \right) = \\ &= \frac{P_{in}}{8} \left(1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} c(t)\right) \cdot \cos(e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e)) + \cos\left(\frac{\pi}{5} c(t)\right) \cdot \sin(e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e)) \right) \end{aligned} \quad (A1.22)$$

Sin embargo, esta técnica presenta algunas de las limitaciones de la combinación directa en RF tales como el control limitado del chirp en las señales moduladas, la codificación de la etiqueta resulta en una modulación de doble banda lateral con las consideraciones de desvanecimiento por dispersión que aplicables al esquema del primer punto y finalmente un control no independiente de los índices de modulación de la carga y la etiqueta SCM. En las figuras A1.8 y A1.9 se muestra la calidad de las señales de carga y etiqueta respectivamente. El comportamiento de estas dos señales es similar al encontrado en el caso de combinación directa en RF con doble banda lateral, ya que la calidad de la señal se ve afectada debido al compromiso existente entre los índices de modulación de las dos señales. En el caso de la calidad de la etiqueta, ésta se depende en mayor parte de su propio índice de modulación.

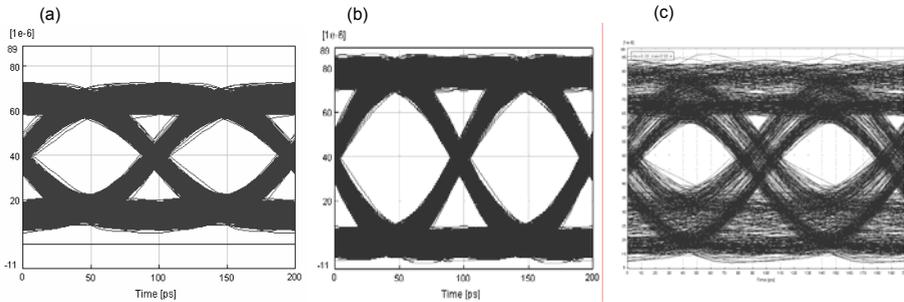


Figura A1.8. Diagramas de ojos de la señal de carga para varias configuraciones de índice de modulación de carga y etiqueta. (a) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (b) $IM_{Carga}: 0.9, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (c) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.9$

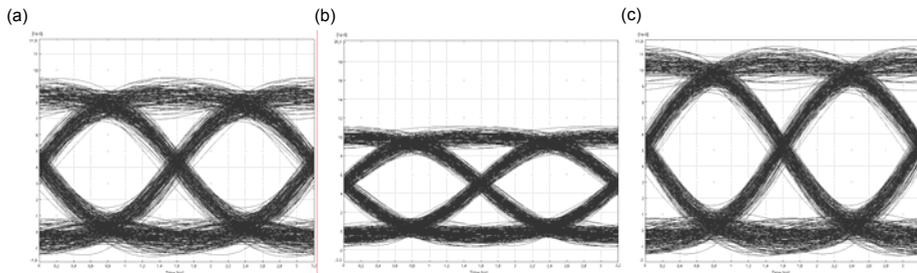


Figura A1.9. Diagramas de ojos de la señal de etiqueta para varias configuraciones de índice de modulación de carga y etiqueta. (a) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (b) $IM_{Carga}: 0.9, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (c) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.9$

A1.4 Combinación Óptica

Esta técnica de modulación utiliza dos moduladores ópticos por separado para modular por una rama la carga y por la otra la etiqueta SCM. Posteriormente ambas señales, moduladas de forma paralela se combinan en el dominio óptico. Ambas ramas se alimentan por un láser cuya salida es dividida en dos ramas para modular de forma independiente la carga y la etiqueta, el esquema se muestra en la figura A1.10. Un conjunto de redes de difracción de Bragg ubicado en la rama donde se modula la

etiqueta contiene resonancias muy estrechas en las frecuencias de trabajo del sistema de manera que la respuesta en transmisión permite la propagación de las etiquetas moduladas en doble banda lateral mientras que al mismo tiempo suprime la portadora óptica [PUE04]. En reflexión, la red de difracción debe reflejar completamente la portadora óptica modulada por la carga. Con esta propuesta los índices de modulación de la etiqueta y la carga son completamente independientes el uno del otro cuando estas señales son combinadas en el circulador, el cual toma de las redes de difracción la señal reflejada (carga) y la señal transmitida (etiqueta) para formar la señal SCM completa.

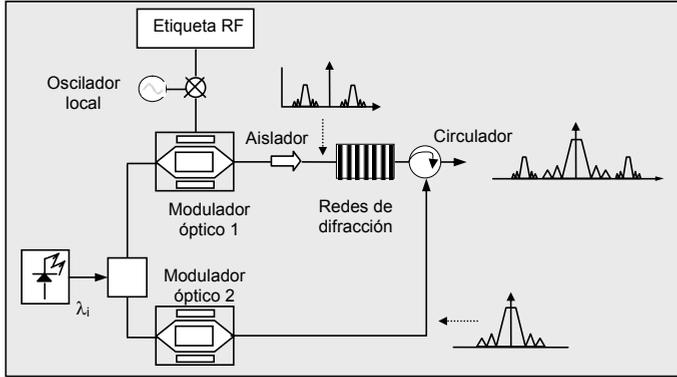


Figura A1.10. Generación de señales SCM mediante combinación óptica

En este caso, hay que analizar cada modulador por separado, ya que cada uno tiene un campo eléctrico diferente a su salida. La potencia óptica total será la suma de ambas potencias ópticas.

$$\begin{aligned}
 E_{out}(t)_{c\ arg\ a} &= \frac{1}{2} E_{in}(t) \cdot \exp\left(\frac{j\pi}{2} \frac{\pi}{5} c(t)\right) \cos\left(\frac{1}{2}\left(\frac{\pi}{5} c(t) + \frac{3\pi}{2}\right)\right) \\
 E_{out}(t)_{etiqueta} &= \frac{1}{2} E_{in}(t) \cdot \exp\left(\frac{j\pi}{2} \frac{\pi}{5} em(t)\right) \cos\left(\frac{1}{2}\left(\frac{\pi}{5} em(t) + \frac{3\pi}{2}\right)\right)
 \end{aligned} \tag{A1.23}$$

La expresión para la potencia óptica es:

$$\begin{aligned}
 P_{out}(t)_{c\ arg\ a} &= \frac{P_{in}}{8} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} c(t)\right) \right] \\
 P_{out}(t)_{etiqueta} &= \frac{P_{in}}{8} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} em(t)\right) \right] = \frac{P_{in}}{8} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e) \right) \right] \\
 P_{out}(t) &= P_{out}(t)_{c\ arg\ a} + P_{out}(t)_{etiqueta} = \frac{P_{in}}{8} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} c(t)\right) \right] + \frac{P_{in}}{8} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} em(t)\right) \right] = \\
 P_{out}(t) &= \frac{P_{in}}{8} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} c(t)\right) \right] + \frac{P_{in}}{8} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e) \right) \right]
 \end{aligned} \tag{A1.24}$$

Las principales ventajas de esta técnica de generación están relacionadas con que las dos señales se modulan independientemente y, por tanto, no hay relación entre los correspondientes índices de modulación como en los casos anteriores. Por otro lado, no aparece intermodulación y/o interferencia debida a diafonía entre las dos señales tanto en el dominio de RF como en el óptico debido a que ni la carga ni la etiqueta compiten por usar todo el rango dinámico de modulador óptico. No obstante, se requieren dos moduladores por transmisor además de emplear un dispositivo óptico capaz de filtrar y mezclar las señales que presente un comportamiento espectral estable y muy preciso. En este contexto, la combinación de una red de difracción y un circulador ofrece unas buenas prestaciones que permiten la combinación óptica de la carga y a etiqueta [MAR04]. En las figuras A1.11 y A1.12 se muestra la calidad de las señales de carga y etiqueta respectivamente. Se observa que la calidad de la señal de carga crece en relación a su índice de modulación y decrece cuando el índice de modulación de la etiqueta aumenta, no obstante, la apertura del diagrama de ojos de la etiqueta es prácticamente constante con el aumento del índice de modulación de la carga.

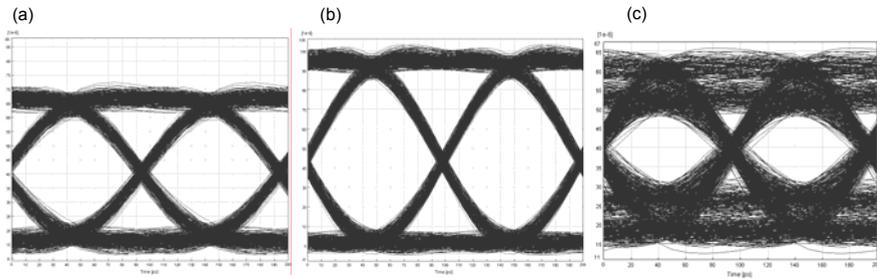


Figura A1.11. Diagramas de ojos de la señal de carga para varias configuraciones de índice de modulación de carga y etiqueta. (a) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (b) $IM_{Carga}: 0.9, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (c) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.9$

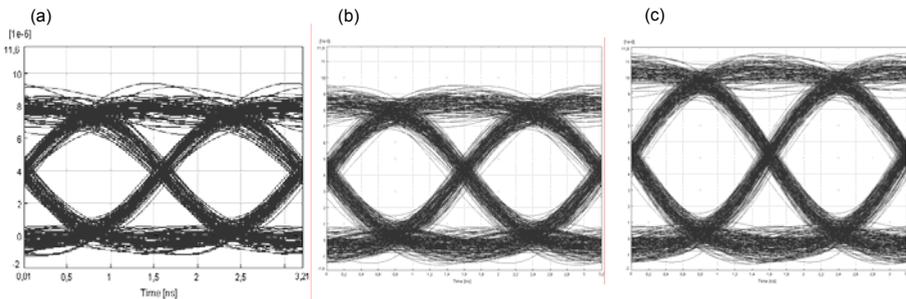


Figura A1.12. Diagramas de ojos de la señal de etiqueta para varias configuraciones de índice de modulación de carga y etiqueta. (a) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (b) $IM_{Carga}: 0.9, IM_{Etiqueta}: 0.4$. (c) $IM_{Carga}: 0.4, IM_{Etiqueta}: 0.9$

A1.5 Comparación de los sistemas

En la técnica de combinación directa en RF con doble banda lateral, la combinación de carga y etiqueta SCM se hace en el dominio eléctrico. En cuanto a la calidad de la señal de carga, los índices de modulación de carga y etiqueta tienen una fuerte dependencia entre ellos reflejándose dicho comportamiento en el factor de calidad de la señal. Sin embargo, la etiqueta tiene una fuerte dependencia del índice de modulación de carga, y menor dependencia del índice de modulación de carga. Por otro lado, con la técnica de generación en combinación directa y banda lateral única, la combinación de ambas señales también se hace en el dominio eléctrico utilizando un modulador dual drive por sus dos entradas de RF. En este caso, de la misma forma como sucedía en el caso anterior, los índices de modulación de carga y etiqueta tienen una fuerte dependencia que afecta directamente a la señal de carga. En cuanto a la calidad de la etiqueta, ésta tiene una fuerte dependencia de su propio índice de modulación y menor dependencia del índice de modulación de carga. En la técnica de modulación diferencial la combinación de las señales se hace directamente en el modulador. Los resultados son prácticamente idénticos a los dos primeros sistemas. Finalmente, con la técnica de combinación óptica las señales se modulan al dominio óptico en paralelo y se multiplexan ópticamente. Los índices de modulación de ambas señales son independientes y pueden abarcar todo el rango dinámico del modulador de tal forma que se elimina el compromiso existente entre los índices de modulación presentes en los sistemas anteriores. Por tal motivo, se adopta este esquema como técnica de generación de paquetes SCM. Un estudio más exhaustivo relacionado con la generación de paquetes SCM desarrolló en el marco del proyecto LABELS y se encuentra en [GUI03].

Referencias

- [BLU00] D. J. Blumenthal, B.E. Olsson, G. Rossi, T. E. Dimmick, L. Rau, M. Masanovic, O. Lavrova, R. Doshi, O. Jerphagnon, J. E. Bowers, V. Kaman, L. Coldren, John Barton., "All-optical label swapping networks and technologies," *J. Lightwave Technol.*, vol. 18, pp. 2058–2074, Dec. 2000.
- [GUI03] F. Guillén, "Estudio e Implementación de Técnicas de Escritura de Carga y Cabeceras en Internet Óptica," Proyecto final de carrera. Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación. Universidad Politécnica de Valencia. 2003.
- [HYU01] H. J. Lee, S. J. B Yoo, V. K. Tsui, S. K. H. Fong , "A Simple All-Optical Label Detection and Swapping Technique Incorporating a Fiber Bragg Grating Filter," *Photon Technol Lett.*, vol. 13, no. 6, pp. 635-637, 2001.
- [LIN00] Y. M. Lin, W. I. Way, G. K. Chang, "A Novel Optical Label Swapping Technique Using Erasable Optical Single-Sideband Subcarrier Label," *Photon Technol Lett.*, vol. 12, no. 8, pp. 1088-1090, 2000.
- [MAR04] A. Martinez, G. Puerto, D. Pastor, J. Capmany, B. Ortega, M. Popov, P.Y. Fonjallaz, L. Pierno, M. Varasi, T. Banky, T. Berceli, "Parallel label generation and rewriting configuration for 10 Gb/s/channel DWDM-SCM label swapping using FBG arrays," In proc. of 17th IEEE LEOS 2004. Puerto Rico.
- [MEA00] B. Meagher, G. K. Chang, G. Ellinas, Y. M. Lin, W. Xin, T. F. Chen, X. Yang, A. Chowdhury, J. Young, S. J. Yoo, C. Lee, M. Z. Iqbal, T. Robe, H. Dai, Y. J. Chen, W. I. Way, "Design and Implementation of Ultra-Low Latency Optical Label Switching for Packet-Switched WDM Networks," *J. Lightwave Technol.*, vol. 18, no. 12, pp. 1978-1987, 2000.
- [PUE04] G. Puerto, A. Martínez, B. Ortega, D. Pastor, J. Capmany, "Generación y Reescritura de Etiquetas SCM en Canales DWDM a 10 Gb/s usando Redes de Difracción de Bragg" XIX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio URSI. Barcelona (España) 2004.
- [VPI02] VPI transmission maker, photonic modules reference manual. Virtual Photonics Systems Inc. 2002.
- [YOO02] S. J. B. Yoo, H. J. Lee, Z. Pan, J. Cao, Y. Zhang, K. Okamoto, S. Kamei, "Rapidly Switching All-Optical Packet Routing System With Optical-Label Swapping Incorporating Tunable Wavelength Conversion and a Uniform-Loss Cyclic Frequency AWGR," *Photon Technol Lett.*, vol. 14, no. 8, pp. 1211-1213, 2002.

Anexo 2

Características y procedimiento de sintonización de las redes de difracción utilizadas en el sistema

En este anexo se presentan las especificaciones de longitud de onda y ancho de banda de las redes de difracción de Bragg incorporadas en el sistema además del procedimiento realizado para su sintonización. Este filtro óptico es ampliamente utilizado en el nodo desarrollado ya que sus funcionalidades se incorporan en los tres grandes subsistemas implementados en el contexto del proyecto LABELS: generación de paquetes ópticos, conmutación de paquetes ópticos y detección de paquetes ópticos. De forma general, el prototipo de nodo de conmutación de paquetes ópticos soporta dos canales independientes con la posibilidad de procesar tres longitudes de onda ubicadas en 1551.720, 1550.916 nm y 1550.114 nm, específicamente, estas dos longitudes de onda corresponden a los canales 35, 37 y 39 del plan de frecuencias ITU asignadas al láser sintonizable que se utilizó en el bloque de reescritura de etiquetas.

En la tabla A2.1 se muestran las longitudes de onda centrales y ancho de banda de la batería de redes de difracción utilizadas en el proceso de generación y re-escritura de etiqueta SCM, en la tabla A2.2 se muestran las frecuencias centrales y ancho de banda del tándem de redes de difracción usadas en el proceso de extracción de etiqueta y la tabla A2.3 se muestran los mismos datos para las redes de difracción utilizadas para la extracción de la etiqueta en el nodo remoto.

Batería de FBG	Canal 1				Canal 2				Canal 3			
	min	max	f_c1	BW	min	max	f_c2	BW	min	max	f_c3	BW
FBGA1	1549.730	1549.919	1549.825	0.189	1550.523	1550.717	1550.620	0.194	1551.322	1551.520	1551.421	0.198
FBGA2	1549.536	1549.731	1549.634	0.195	1550.340	1550.534	1550.437	0.194	1551.148	1551.346	1551.247	0.197
FBGA3	1549.121	1549.331	1549.226	0.209	1549.906	1550.128	1550.017	0.222	1550.704	1550.915	1550.809	0.211
FBGA4	1549.283	1549.509	1549.396	0.226	1550.085	1550.308	1550.197	0.223	1550.884	1551.110	1550.997	0.226

Tabla A2.1. Especificaciones de la batería de redes de difracción

Tándem de FBG	min	max	f_c	BW
FBG1 Tand1	1550.487	1550.665	1550.576	0.178
FBG2 Tand1	1550.322	1550.676	1550.499	0.354
FBG1 Tand2	1548.662	1548.853	1548.757	0.191
FBG2 Tand2	1548.705	1548.935	1548.820	0.230

QTándem	min	max	f_c	Bw
FBG QTand1	1550.265	1550.478	1550.371	0.212
FBG QTand2	1549.593	1549.801	1549.697	0.208

Tabla A2.2. Especificaciones de FBGs en nodo remoto

Tabla A2.3. Especificaciones del tándem de redes de difracción

No obstante, las redes de difracción de Bragg utilizadas en el sistema no se encuentran sintonizadas exactamente a las longitudes de onda de los canales ópticos empleados en el prototipo ensamblado, esto se debe a las tolerancias en el proceso de fabricación. Por lo tanto, es necesario implementar un procedimiento para sintonizar cada red de difracción a su correspondiente canal óptico, para tal efecto, el procedimiento utilizado se basa en la técnica combinada de estiramiento y calentamiento. En la tabla A2.4 se muestran los valores de las frecuencias de referencia a las cuales deben estar sintonizadas cada una de las redes de difracción del sistema, además, en la tabla se especifica el valor que la frecuencia central de cada una de las redes ha de desplazarse para estar en sintonía con la frecuencia central del láser.

Para realizar la sintonización, el primer paso es pegar un extremo de la fibra a una placa de aluminio, el otro extremo se pega a un tornillo micrométrico. A continuación con la ayuda del tornillo micrométrico se estira lentamente la fibra hasta que la red de difracción este centrada en la longitud de onda requerida

		Laser sintonizable 1	Laser sintonizable 2	FBG								
Frecuencias de referencia			FBGA1	FBGA2	FBGA3	FBGA4	FBG1-Tan1	FBG2-Tan1	FBG1-Tan2	FBG2-Tan2	FBGQTan3	FBGQTan4
ch35	1551.720	1551.708	1551.421	1551.247	1550.809	1550.997						
ch37	1550.916	1550.906	1550.620	1550.437	1550.016	1550.196	1550.576	1550.499			1550.371	
ch39	1550.114	1550.104	1549.824	1549.633	1549.225	1549.396			1548.757	1548.820		1549.696
Estiramiento (nm)			0.29	0.481	0.889	0.718	0.34	0.417	1.179	1.294	0.545	0.418

Tabla A2.4. Frecuencias de referencia del sistema y especificación del estiramiento de las redes de difracción

Una vez tensada, se debe comprobar que la red de difracción no se mueve. Si la sujeción fue exitosa, se procede a pegar el segundo extremo de la FBG sobre la placa de aluminio. Este procedimiento se muestra en la figura A2.1. Es importante que el estiramiento se realice a temperatura ambiente o a una temperatura inferior, de forma que cuando se caliente la célula Peltier el rango de temperaturas que se vaya a utilizar sea el más bajo posible.

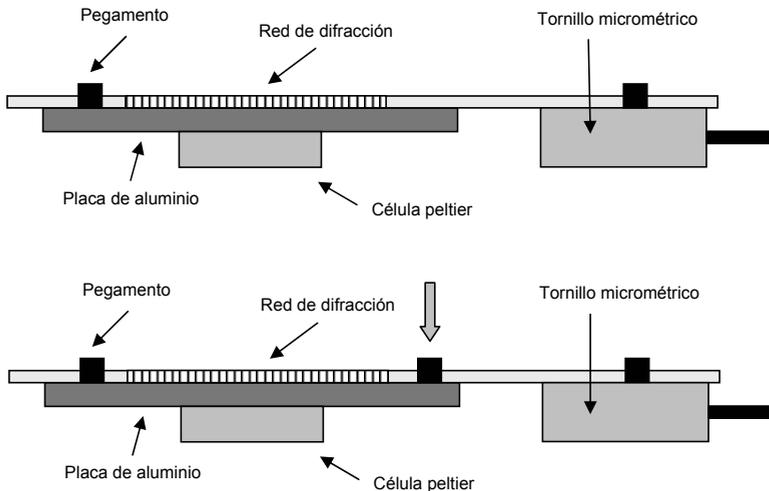


Figura A2.1. Proceso de montaje de redes de difracción sobre el sistema de control de temperatura para la realizar la sintonización

En particular, las redes de difracción descritas en las tablas A2.1, A2.2 A2.3 se han ubicado en dos controles de temperatura separados siguiendo la distribución de la figura A2.2. En este contexto, el array 1 y el array 2 se utilizan cada uno en el bloque de generación de paquetes, el conjunto de tándem de redes (tándem1 y tándem 2) se utilizan en el bloque de extracción de etiquetas, el array 3 y 4 se usan en el proceso de reescritura de etiquetas y los QTándem 1 y 2 también se emplean como bloque de extracción simulando un nodo remoto en la red.

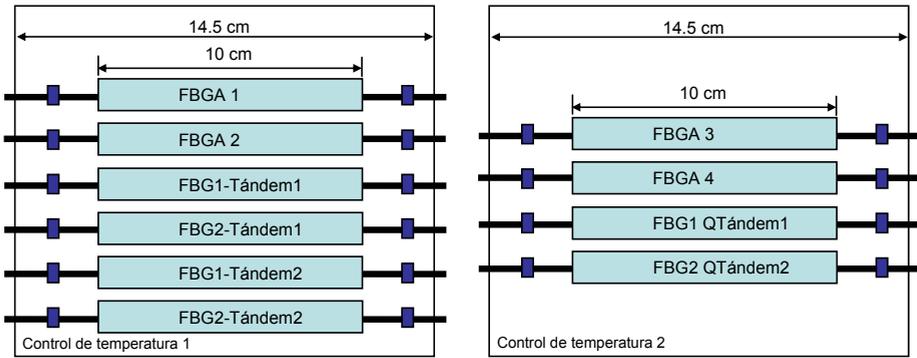


Figura A2.2. Distribución de las redes de difracción en las cajas de control de temperatura

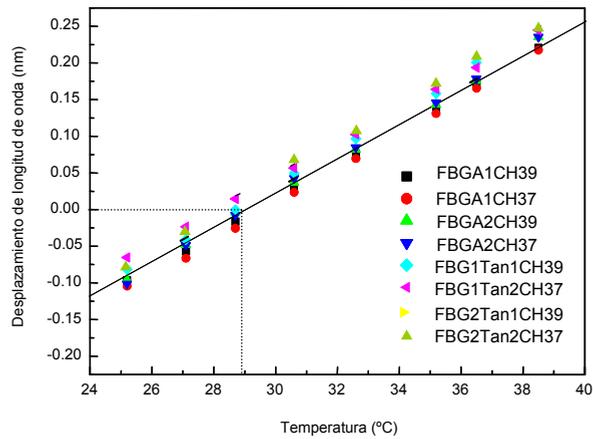


Figura A2.3. Variación de λ_{BRAGG} en función de la temperatura en la caja de control 1

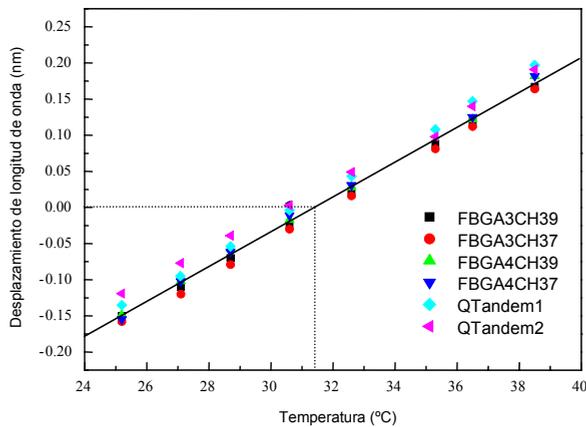


Figura A2.4. Variación de λ_{BRAGG} en función de la temperatura en la caja de de control 2

Por otro lado, el desplazamiento de la frecuencia central de las redes de difracción con respecto a la temperatura esta dada por [MOR00]:

$$\frac{\Delta\lambda}{\Delta T} = \lambda[(\alpha_{PLACA} - \alpha_{FIBRA})(1 - p_e) + (\alpha_{FIBRA} + \xi)] \quad (A2.1)$$

Donde, α_{PLACA} es el coeficiente de dilatación térmica de la placa, α_{FIBRA} es el coeficiente de dilatación térmica de la fibra, p_e es el coeficiente elasto-óptico de la fibra, ξ es el coeficiente termo-óptico de la fibra. En este caso en particular: $\alpha_{PLACA} = 12.1 \times 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, $\alpha_{FIBRA} = 0.55 \times 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, $p_e = 0.22$, $\xi = 5.0 \times 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$. La variación de la λ_{BRAGG} con la temperatura para las cajas de control 1 y 2 se muestra en las figuras A2.3 y A2.4 respectivamente. En las gráficas se observa que la temperatura en la cual las redes de difracción en el control de temperatura 1 se encuentran en sintonía con el láser sintonizable en una temperatura de 29 °C, mientras que en el control de temperatura 2 se requieren aproximadamente 31.3 °C.

Referencias

- [MOR00] J. Mora, A. Díez, J. L. Cruz, and M. V. Andrés, "A Magnetostrictive Sensor Interrogated by Fiber Gratings for DC-Current and Temperature," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 12, no. 12, pp. 1680-1682. 2000.

Anexo 3

El lenguaje de descripción de hardware VHDL

VHDL surge a principios de los años 80 de un proyecto DARPA como una forma de documentar circuitos electrónicos. VHDL es el acrónimo que representa la combinación de VHSIC y HDL, donde VHSIC es el acrónimo de *Very High Speed Integrated Circuit* y HDL es a su vez el acrónimo de *Hardware Description Language*. En conjunto, VHDL es un lenguaje de descripción de hardware para circuitos integrados de alta velocidad definido por el IEEE en la norma (ANSI/IEEE 1076-1993). Se notó que la expresividad de VHDL permitiría reducir el tiempo de diseño de circuitos ya que se podrían crear directamente de su descripción [BOE05].

Aunque puede ser usado de forma general para describir cualquier circuito, se usa principalmente para programar PLD (*Programmable Logic Device* - Dispositivos Lógicos Programables), FPGA (*Field Programmable Gate Array* - Arreglo de compuertas lógicas programables), ASIC (*Application Specific Integrated Circuit* - Circuitos integrados para aplicaciones específicas) y similares. Otros métodos para diseñar circuitos son la captura de esquemas (con herramientas CAD) y los diagramas de bloques, pero éstos no son prácticos en diseños complejos.

En VHDL cada unidad hardware o componente diseñado se abstrae como una caja negra en donde el interfaz de la caja negra esta completamente definido pero el interior esta oculto. En VHDL la caja negra se denomina *entidad* la cual describe las entradas y salidas del diseño (puertos de entrada, puertos de salida o una combinación de ambos). Para describir el funcionamiento de la caja negra se asocia una implementación llamada *arquitectura* la cual describe el contenido del diseño. En el cuerpo de la arquitectura se modela el comportamiento del circuito con asignaciones, instancias y *procesos*. En VHDL un *proceso* es el elemento de diseño principal, describe el comportamiento del circuito a partir de expresiones basadas en *if*, *then*, *else*, *case* y bucles *for*, *while*. Los *procesos* permiten generar la concurrencia presente en los sistemas electrónicos digitales y en general del hardware, una *arquitectura* puede tener tantos procesos como se desee y todos se ejecutan concurrentemente [SYN99].

A continuación se muestra un ejemplo que describe un contador electrónico digital síncrono de 8 bits que incorpora *reset*

<pre>entity COUNT is port(RESET, ENABLE, CLK: in BIT; Z: buffer INTEGER range 0 to 7); end; architecture ARCH of COUNT is begin process(RESET, ENABLE, CLK, Z) begin if (CLK'event and CLK = '1') then if (RESET = '1') then Z <= 0; elsif (ENABLE = '1') then if (Z = 7) then Z <= 0; else Z <= Z + 1; end if; end if; end if; end process; end ARCH;</pre>	<p>Declaración de la <i>entidad</i>, puertos de entrada y salida</p> <p>Declaración de la <i>arquitectura</i>, procesos, señales</p> <p>Declaración de procesos</p> <p><i>Reset</i> síncrono con nivel alto en la señal de reloj</p> <p>Habilitación síncrona del contador con nivel alto en la señal de reloj</p> <p>Contador</p> <p>Finalización de los procesos</p> <p>Finalización de la arquitectura</p>
---	---

El flujo de diseño de un sistema usando VHDL sigue los siguientes pasos [XIL04] y se muestra de forma gráfica en la figura A3.1:

- Planeación y creación de código: Como su nombre indica, se realiza la planeación del proyecto y se crea el código siguiendo una de las dos metodologías de diseño posibles *top-down* y *botton-up*. Bajo el entorno *top-down* consiste en que un diseño complejo se divide en diseños más sencillos de forma que se puedan diseñar más fácilmente. La metodología *botton-up* consiste en construir un diseño complejo a partir de módulos ya diseñados. En la práctica, dependiendo del volumen del diseño se utilizan ambas metodologías.

- Simulación funcional: En este punto se comprueba que el código escrito en el punto anterior funciona de la forma esperada. En este tipo de simulación se comprueba que el código VHDL ejecuta correctamente lo que se pretende.
- Síntesis: En este paso se adapta el diseño anterior que es operativo a un hardware en concreto, en este caso a un FPGA. Cabe aclarar que hay sentencias del lenguaje que no son sintetizables, como por ejemplo divisiones o exponenciaciones con números no constantes. El hecho de que no todas las expresiones en VHDL no sean sintetizables se debe a que es un lenguaje genérico para modelado de sistemas, no sólo para diseño de circuitos digitales, por lo que hay expresiones que no pueden ser transformadas a circuitos digitales. Por otro lado, durante la síntesis se tiene en cuenta la estructura interna del dispositivo y se definen restricciones, como la asignación de *pins*. El sintetizador optimiza las expresiones lógicas con objeto de que ocupen menor área o eliminar las expresiones lógicas que no son usadas por el circuito.
- Simulación post-síntesis: Este tipo de simulación comprueba que el sintetizador ha realizado correctamente la síntesis del circuito, al transformar el código HDL en bloques lógicos conectados entre sí. Este paso es necesario ya que en algunas ocasiones los sintetizadores producen resultados de síntesis incorrectos, o bien realiza simplificaciones del circuito al optimizarlo.
- Implementación: La implementación es un proceso constituido por las fases de traducción, mapeo y rutado. Una vez ha sido completado el proceso de implementación, se extraen los retardos de los bloques y sus interconexiones, con objeto de poder realizar una simulación temporal también llamada simulación temporal. Estos retardos son anotados en un fichero SDF (*Standart Delay Format*) que asocia a cada bloque o interconexión un retardo mínimo/típico/máximo.
 - Traducción: Combinación de múltiples ficheros de diseño en un solo archivo de configuración.
 - Mapeo: Es la agrupación de símbolos lógicos del archivo de configuración en componentes físicos (*slices, IOBs, etc*), además ubica los bloques digitales obtenidos en la síntesis de forma óptima, de manera que aquellos bloques que se encuentran muy interconectados entre sí se sitúen próximamente.
 - Rutado: Consiste en colocar los componentes diseñados dentro del *chip* y conectarlos entre sí, intentando minimizar retardos de propagación para maximizar la frecuencia máxima de funcionamiento del dispositivo.
- Especificación de restricciones: se pueden definir tres tipos de restricciones
 - De Tiempo: Es el tiempo que transcurre desde que una señal entra al circuito hasta que sale de él.
 - De asignación de pines: Ubicación de pines de entrada y salida con sus respectivos niveles de señal.
 - De área: Para optimizar recursos de la FPGA y aprovechar al máximo el área disponible para rutado.

- Simulación temporal: la simulación temporal usa la información de retardos recolectada del proceso de implementación para hacer una evaluación más exacta del comportamiento del circuito en un caso con las peores condiciones. Por esta razón la simulación temporal se ejecuta antes de que el diseño haya sido grabado en el *chip*.
- Creación del *bit file*: el *bit file* es el archivo final de configuración que se graba en el *chip*.

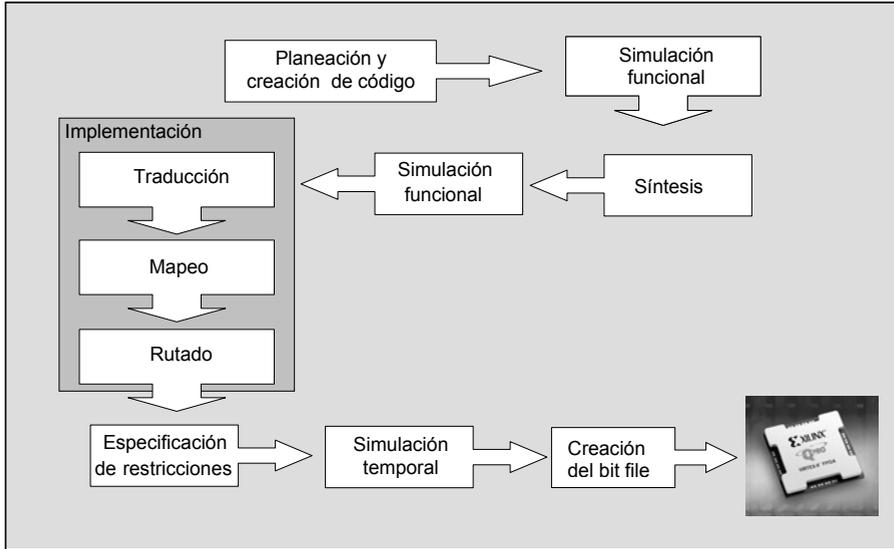


Figura A3.1. Flujo de diseño y programación de FPGAS con VHDL

Referencias

- [BOE05] E. Boemo, S. López-Buedo, G. Sutter, E. Todorovich, J. Valls, “FPGAs Xilinx – VHDL – ISE Foundation,” Seminario sobre diseño electrónico, Universidad autónoma de Madrid. 2005.
- [SYN99] Synopsis. FPGA Compiler II / FPGA Express VHDL Reference Manual, Versión 1999.05.
- [XIL04] www.xilinx.com ISE 6 In-depth tutorial. Xilinx 2004.

Anexo 4

El simulador NS (Network Simulator)

El simulador NS fue originalmente desarrollado bajo la supervisión del proyecto VINT (*Virtual InterNetwork Testbed*). Este proyecto estuvo respaldado por DARPA (*Defense Advanced Research Projects Agency*) y actualmente ha quedado en manos de un grupo de investigadores y desarrolladores de la Universidad de Berkeley, LBL (*Lawrence Berkeley Laboratory*), USC/ISI (*University of Southern California/Information Sciences Institute*) y Xerox PARC (*Palo Alto Research Center*). La versión actualmente en desarrollo es la 2 de la cual existen múltiples subversiones. NS es un simulador gratuito que se suministra con el código fuente completo. El principal cambio desde la versión 1 ha sido una mejor subdivisión de las clases de objetos que componen el núcleo del simulador, lo cual permite un mejor desarrollo del mismo, y la adopción del lenguaje OTcl como lenguaje de *scripting* [FAL02].

El simulador NS consta de un núcleo principal escrito en C++, no obstante, la interacción con el simulador se realiza a través de un lenguaje de interfaz denominado OTcl, el cual, es una versión de Tcl 2 orientada a objetos [TCL03]. En este contexto, el usuario define mediante un *script* la pila de protocolos y otros aspectos básicos del tipo de red a simular, y proporciona a NS diversos datos, algunos en forma de ficheros acerca del escenario a simular y del tipo y características del tráfico que se va a utilizar.

Conforme avanza la simulación, se generan un conjunto de datos de salida que se almacenan en un fichero de traza., este fichero contiene todos los eventos generados en la simulación. A partir de las trazas de simulación se pueden utilizar lenguajes como Perl y AWK para filtrar la traza y obtener los índices de prestaciones que se deseen evaluar tales como retardos, pérdida de paquetes, estado de las colas, tiempos de bloqueo, caudal útil y en general cualquier variable que se haya definido en el fichero de trazas en el código OTcl [MCA02]. Finalmente, herramientas tales como *Network Animator* (NAM) permiten realizar un análisis visual del envío y recepción de paquetes de datos y control a medida que avanza la simulación. La utilidad de NAM estriba en la representación gráfica de la red que previamente se ha construido mediante comandos escritos y posteriormente compilados por en el entorno de NS. Así mismo, NAM puede visualizar dinámicamente los resultados de la simulación que NS ha producido en un fichero junto con la propia topología de la red. La Figura A4.1 muestra el esquema del proceso de simulación en NS y la figura A4.2 muestra el entorno de visualización de una red ofrecido por la herramienta de visualización NAM.

En la actualidad, existen implementaciones de varios simuladores de redes: Opnet, Omnet ++, Network Simulator, Glomosim, etc. Sin embargo, el Network Simulator o NS se ha convertido en un estándar de facto, probablemente, una de las principales razones que explican su éxito es el hecho de que la distribución posee licencia GPL (*General Public Licence*), condición que impulsa el desarrollo libre del mismo.

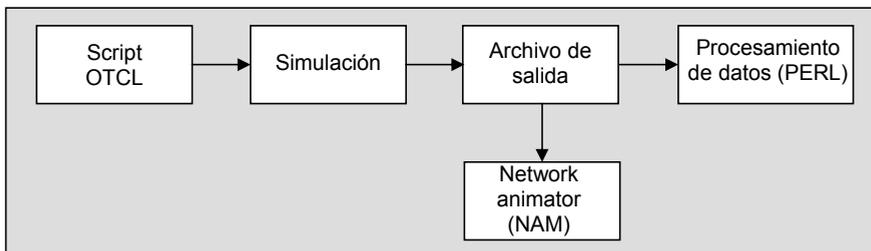


Figura A4.1. Estructura del proceso de simulación en NS

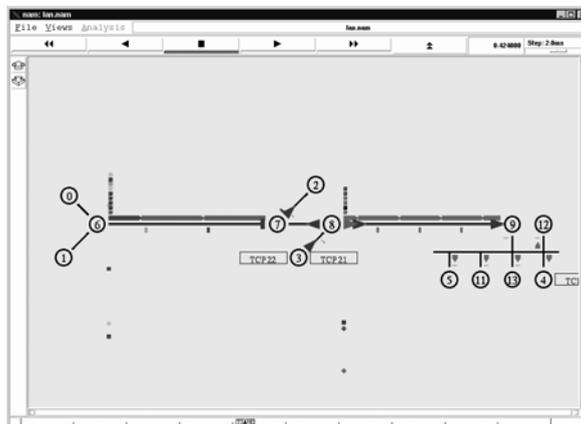


Figura A4.2. Visualización del comportamiento de los terminales de red en el entorno de NAM

A continuación se analiza línea a línea un ejemplo que describe un escenario sencillo de simulación basado en 4 estaciones conectadas mediante enlaces de diferentes características.

```

1
2 set ns [new Simulator]
3
4 $ns color 0 blue
5 $ns color 1 red
6 $ns color 2 white
7
8 set n0 [$ns node]
9 set n1 [$ns node]
10 set n2 [$ns node]
11 set n3 [$ns node]
12
13 set f [open out.tr w]
14 $ns trace-all $f
15 set nf [open out.nam w]
16 $ns namtrace-all $nf
17
18 $ns duplex-link $n0
   $n2 5Mb 2ms DropTail
19 $ns duplex-link $n1
   $n2 5Mb 2ms DropTail
20 $ns duplex-link $n2
   $n3 1.5Mb 10ms DropTail
21
22 $ns duplex-link-op $n0 $n2 orient right-up
23 $ns duplex-link-op $n1 $n2 orient right-down
24 $ns duplex-link-op $n2 $n3 orient right
25
26 $ns duplex-link-op $n2
   $n3 queuePos 0.5
27
28 set udp0 [new Agent/UDP]
29 $ns attach-agent $n0 $udp0
30 set cbr0 [new Application/Traffic/CBR]
31 $cbr0 attach-agent $udp0
32
33 set udpl [new Agent/UDP]
34 $ns attach-agent $n3 $udpl
35 $udpl set class_1
36 set cbr1 [new Application/Traffic/CBR]
37 $cbr1 attach-agent $udpl
38
39 set null0 [new Agent/Null]
40 $ns attach-agent $n3 $null0
41
42 set null1 [new Agent/Null]
43 $ns attach-agent $n1 $null1
44
45 $ns connect $udp0 $null0
46 $ns connect $udpl $null1
47
48 $ns at 1.0 "$cbr0 start"
49 $ns at 1.1 "$cbr1 start"
50
51 set tcp [new Agent/TCP]

```

La línea 2 declara la variable "ns" y se le asigna un nuevo objeto de simulación

Las líneas 4-6 se utilizan para asociar colores con el tráfico NS. Este código está asociado con las animaciones de la herramienta NAM.

Las líneas 8-11 declaran 4 estaciones y les asigna las variables n0 a n3.

Las líneas 12-17 declaran los descriptores de los ficheros de salida out.tr (fichero de traza) y out.nam (fichero de animación utilizado por NAM).

Las líneas 18-20 declaran enlaces entre las estaciones. Por cada enlace se indica características tales como el tipo (duplex) el ancho de banda (5 Mb/s o 1.5 Mb/s) el retardo de propagación (2 ms o 10 ms) y la política de servicio de las colas (DropTail corresponde a una política *first-in-first-out*).

Las líneas 28-31 declaran un agente de transporte UDP en la estación n0, y le asocian un tráfico CBR.

Las líneas 33-37 son parecidas a las anteriores con la única diferencia de que se utiliza la línea 35 para etiquetar este tráfico con una clase de servicio diferente.

Las líneas 39-43 declaran y asocian agentes del tipo "NULL" a las estaciones receptoras. Estos agentes simplemente aceptan tráfico sin realizar ninguna otra acción adicional.

Las líneas 45 y 46 establecen las conexiones entre los agentes UDP y NULL.

Las líneas 48 y 49 indican los instantes en los que se comienza a generar tráfico CBR (instante 1.0 y 1.1 respectivamente).

```

52 $tcp set class_ 2
53 set sink [new Agent/TCPSink]
54 $ns attach-agent $n0 $tcp
55 $ns attach-agent $n3 $sink
56 $ns connect $tcp $sink
57 set ftp [new Application/FTP]
58 $ftp attach-agent $tcp
59 $ns at 1.2 "$ftp start"
60
61 $ns at 1.35 "$ns detach-agent
    $n0 $tcp ; $ns etachagent
    $n3 $sink"
62
63 puts [$cbr0 set packetSize_]
64 puts [$cbr0 set interval_]
65
66 $ns at 3.0 "finish"
67
68 proc finish {} {
69 global ns f nf
70 $ns flush-trace
71 close $f
72 close $nf
73
74 puts "running nam..."
75 exec nam out.nam &
76 exit 0
77 }
78
79 $ns run
80

```

Las líneas 51-59 declarar un agente del tipo TCP entre las estaciones n0 y n3. A continuación se asocia un tráfico FTP (*file transfer protocol*) sobre dicho agente. En el instante 1.2 se comienza a transferir un fichero de tamaño infinito.

La línea 61 indica la parada del tráfico FTP en el instante 1.35.

Las líneas 63 y 64 indican que se impriman en pantalla las variables tamaño del paquete e intervalo entre paquetes CBR.

La línea 66 indica el instante en el que finaliza la simulación.

Las líneas 68-77 declaran una función encargada de cerrar los descriptores de ficheros y lanzar la herramienta *NAM* de forma automática una vez finalizada la simulación.

Finalmente, la línea 79 indica que se ejecute el objeto simulador declarado en la línea 2.

Referencias

- [FAL02] K. Fall, K. Varadhan, “The ns Manual, formerly *NS* notes and documentation”
<http://www.isi.edu/nsnam/ns/>
- [MCA02] S. McCanne, S. Floyd. NS—Network Simulator. <http://www-mash.cs.berkeley.edu/ns/>
- [TCL03] http://nsnam.isi.edu/nsnam/index.php/Quick_Introduction_to_Tcl

Anexo 5

Publicaciones científicas del autor

A5.1 Publicaciones científicas relacionadas con la tesis en revistas internacionales

G. Puerto, B. Ortega, A. Martínez, D. Pastor, M.D. Manzanedo, J. Capmany, “Scalability of 10 Gbit/s SCM optical label swapping networks featuring 2R multistage intra-node regeneration,” IEE Electronics Letters. Vol. 42, No. 12, pp. 59 – 60, 2006.

G. Puerto, B. Ortega, M. D. Manzanedo, A. Martínez, D. Pastor, J. Capmany, and G. Kovacs, “Dimensioning of 10 Gbit/s all-optical packet switched networks based on optical label swapping routers with multistage 2R regeneration,” Optics Express 14, pp. 10298-10306, 2006.

G. Puerto, B. Ortega, M. D. Manzanedo, A. Martínez D. Pastor, J. Capmany, “Payload-Label Tolerance in Subcarrier Multiplexing Optical Label Switching Routers,” IEEE Photonics Technology Letters. Vol. 19, No 13, pp. 984-986, 2007.

G. Puerto, B. Ortega, A. Martínez, M. D. Manzanedo, D. Pastor, J. Capmany, G. Kovacs, T. Banky and T. Berceci, "Investigation on the Signal Misalignment in Subcarrier Multiplexed Optical Label Swapping Routers: An Experimental Verification," *J. Lightwave Technologies* Vol. 25, No. 7, pp. 1854-1860, 2007.

G. Kovács, **G. Puerto**, T. Bánky, A. Martinez, M. Csörnyei, M. D. Manzanedo, D. Pastor, B. Ortega, T. Berceci, J. Capmany, "Subcarrier Multiplexed Optical Label Swapping Networks," Enviado a *J. of Lightwave Technologies*. Enero 2008.

G. Puerto, B. Ortega, J. Capmany, "Advanced Subcarrier Multiplexed Label Swapping in Optical Packet Switching Nodes for Next Generation Internet Networks," Enviado a *J. of Lightwave Technologies*. Febrero 2008.

A5.2 Publicaciones científicas relacionadas con la tesis en congresos internacionales

A. Martinez, **G. Puerto**, D. Pastor, J. Capmany, B. Ortega, M. Popov, P.Y. Fonjallaz, L. Pierno, M. Varasi, T. Banky and T. Berceci, "Parallel label generation and rewriting configuration for 10 Gb/s/Channel DWDM label swapping using FBG arrays," 17th Annual Meeting of the IEEE, Lasers and Electro-Optics Society (LEOS 2004), Puerto Rico.

A. Martínez, M. Manzanedo, **G. Puerto**, D. Pastor, B. Ortega, J. Capmany, T. Banky, G. Kovacs, T. Berceci, M.K. Popov, P-Y. Fonjallaz. "Recent advances on Optical Label Swapping techniques: An approach to the final results of IST-LABELS project," 8th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON 2006), Nottingham, Reino Unido.

G. Puerto, B. Ortega, M.D. Manzanedo, A. Martinez, D. Pastor, J. Capmany. "Experimental Investigations on the Node Cascadability in SCM Optical Label Swapping Networks," European Conference on Optical Communications (ECOC 2006), Cannes, France.

G. Puerto, B. Ortega, M.D. Manzanedo, A. Martínez, D. Pastor, J. Capmany, "High Performance SCM Optical Packet Switching Router for Optical Circuit, Burst and Variable Length Packet Processing," European Conference on Optical Communications (ECOC 2007), Berlín, Alemania.

G. Puerto, B. Ortega, A. Martínez, D. Pastor, J. Capmany, "Hybrid Packet/Circuit SCM Optical Label Switching Node With Priority Based Routing Capabilities," Optical Fiber Conference (OFC 2008), San Diego. USA.

G. Kovács, T. Berceci, J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor, A. Martinez, **G. Puerto**, T. Bánky, M. Csörnyei, M. Manzanedo, "New Label Processing for Routing Optical Packets," a presentarse en el International Microwave Symposium IMS2008, Atlanta, Georgia. Junio 15-20, 2008.

A5.3 Publicaciones científicas relacionadas con la tesis en congresos nacionales

G. Puerto, A. Martínez, B. Ortega, D. Pastor, J. Capmany, “Generación y reescritura de etiquetas SCM en canales DWDM a 10 Gb/s usando redes de difracción de Bragg,” XIX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio URSI. Barcelona 2004.

A. Martínez, **G. Puerto**, M. D. Manzanedo, J. Capmany, D. Pastor, B. Ortega and S. Sales. “IST LABELS Project. Recent Advances on Optical Label Swapping Techniques,” 4ª Reunión Española de Optoelectrónica, Elche 2005.

G. Puerto, B. Ortega, A. Martínez, M.D. Manzanedo, D. Pastor, J. Capmany, “Comprobación experimental de un nodo de conmutación de paquetes ópticos para la siguiente generación de redes de Internet,” 5ª reunión española de Optoelectrónica, Bibao, 2007.

G. Puerto, B. Ortega, A. Martínez, M. D. Manzanedo, D. Pastor, J. Capmany, “Nodo de conmutación de paquetes para Internet óptica,” XXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio URSI. Tenerife 2007.

G. Puerto, B. Ortega, A. Martínez, M. D. Manzanedo, D. Pastor, J. Capmany, “Diseño y comprobación experimental de un nodo de conmutación de paquetes ópticos para la siguiente generación de Internet,” XVII Jornadas Telecom I+D, Valencia, 2007.

A5.4 Otras publicaciones científicas del autor en revistas internacionales

J. Li, N. Myren, W. Margulis, B. Ortega, **G. Puerto**, D. Pastor, J. Capmany, M. Belmonte, V. Pruneri, “Systems measurements of 2X2 poled fiber switch,” IEEE Photonics Technology Letters, Volume 17, No 12, pp. 2571 – 2573, 2005, 2005.

W. D'Oosterlinck, F. Öhman, J. Buron, S. Sales, A. Perez Pardo, A. Ortigosa-Blanch, **G. Puerto**, G. Morthier, R. Baets, “All-Optical flip-flop operation using a SOA and DFB laser diode optical feedback combination,” Optics Express, vol. 15, No 10, pp. 6190-6199, 2007.

B. Ortega, J. Mora, **G. Puerto**, J. Capmany, “Symmetric reconfigurable capacity assignment in a bidirectional DWDM access network,” Optics Express, Vol. 15, no. 25, pp. 16781-16786, 2007.

A5.5 Otras publicaciones científicas del autor en congresos internacionales

B. Ortega, J. Li, N. Myrén, **G. Puerto**, W. Margulis, V. Pruneri, M. Belmonte, D. Pastor, J. Capmany, “Electrooptic poled fibre switch/modulator,” 4th IEEE/LEOS Workshop on fibres and optical passive components. Palermo (Italia) 2005.

J. Mora, B. Ortega, **G. Puerto**, J. Capmany, “Flexible Capacity Assignment in a Multiwavelength Radio over Fiber Access Network,” Optical Fiber Conference (OFC 2007), California (USA) 2007.

W. D’Oosterlinck, A. Perez Pardo, S. Sales, G. Morthier, A. Ortigosa-Blanch, **G. Puerto**, Roel Baets, “1.25GHz repetition rate operation of a SOA-DFB laser diode based all-optical flip-flop,” Conference on Lasers and Electrooptics (CLEO 2007), Munich (Alemania).

J. Mora, B. Ortega, **G. Puerto**, J. Capmany, “Bidirectional Dynamic Capacity Allocation by Using Optically Switched Foldback AWG,” IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics, pp. 134 – 137, 2007.

A5.6 Otras publicaciones científicas del autor en congresos nacionales

G. Puerto, B. Ortega, D. Pastor, W. Margulis, A. Martinez, J. Capmany. “IST GLAMOROUS PROJECT. Recent advances on poled fiber devices: Electrooptic Switch/Modulator,” 4ª Reunión Española de Optoelectrónica, Elche 2005.

J. Capmany, S. Sales, D. Pastor, B. Ortega, P. Muñoz, A. Martinez, R. García-Olcina, **G. Puerto**, M. Manzanedo, P. Beneit, J. Mora, A. Ortigosa-Blanch, I. Gasulla y S. Reíllo, “Dispositivos Fotónicos Aplicados al Campo de las Telecomunicaciones y los Sensores,” XX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio URSI, Gandia 2005.

B. Ortega, J. Mora, **G. Puerto**, J. Capmany, “Asignación de capacidad dinámica en redes ópticas de acceso WDM radio sobre fibra,” XXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio URSI. Tenerife 2007.

B. Ortega, J. Mora, **G. Puerto**, J. Capmany, “Asignación Dinámica de Capacidad en Redes Ópticas de Acceso Bidireccionales,” XVII Jornadas Telecom I+D, Valencia, 2007.