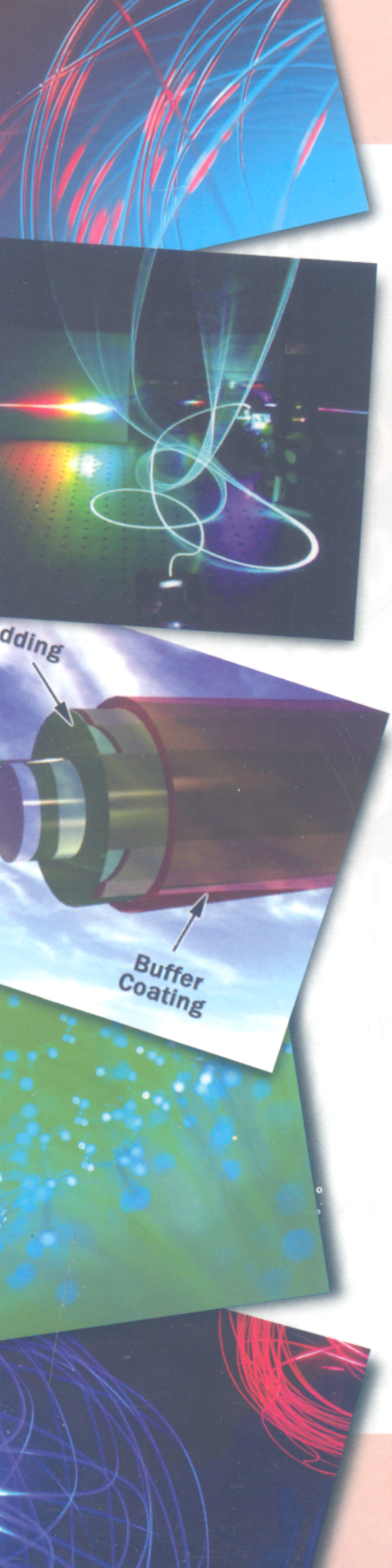
TS. VŨ VĂN SAN



HỆ THỐNG thông tin quang

TẬP 2

NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN

TS. VŨ VĂN SAN

HỆ THỐNG thông tin quang

TẬP 2

NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN
Hà Nội - 2008

Mã số: HV 02 HM 08

LỜI NÓI ĐẦU

Hiện nay, thông tin quang đã trở thành tuyến truyền dẫn trọng yếu trên mạng lưới viễn thông. Để đáp ứng nhu cầu truyền tải do bùng nổ thông tin, mạng truyền dẫn cần phải phát triển cả về quy mô và cấu trúc mạng. Do vậy để xây dựng được các hệ thống thông tin quang chúng ta cần phải tìm hiểu đầy đủ về hệ thống thông tin quang.

Nhằm giới thiệu một cách tổng quan và chi tiết về hệ thống thông tin quang và các vấn đề liên quan đến hệ thông thông tin quang, NXB Bưu điện xuất bộ sách (02 tập) "***Hệ thống thông tin quang***" do TS. Vũ Văn San biên soạn và GS.TSKH. Đỗ Trung Tá hiệu đính giới thiệu đến bạn đọc.

Bộ sách gồm 11 chương chia thành 02 tập:

Tập 1: gồm các chương từ chương 1 đến chương 6, giới thiệu cụ thể về lịch sử ra đời thông tin quang, quá trình phát triển hệ thống thông tin quang, các thành phần chính của hệ thống thông tin quang, và tác giả đi sâu vào phân tích các thành phần của hệ thống thông tin quang như: sợi và cáp quang, thiết bị phát quang, thiết bị thu quang. Ngoài ra tác giả giới thiệu cách thiết kế hệ thống thông tin quang mang lại hiệu suất cao. Bên cạnh đó chương 6 giới thiệu về hệ thống thông tin quang coherent, là một hệ thống tối ưu: như hoạt động, các dạng điều chế, phương pháp giải điều chế, tỉ số lỗi BER, các yếu tố ảnh hưởng đến độ nhạy thu, hiện trạng và ưu điểm của hệ thống này.

Tập 2: gồm các chương từ chương 7 đến chương 11 giới thiệu về hệ thống thông tin quang nhiều kênh, khuếch đại sợi quang pha tạp Erbium, kỹ thuật bù tán sắc và mạng thông tin quang. Phần cuối có chương hệ thống thông tin quang Soliton.

Bộ sách là tài liệu tham khảo hữu ích cho những chuyên gia, kỹ sư, kỹ thuật viên để có thêm những thông tin hữu hiệu trong việc hoạch định phát triển mạng, tính toán thiết kế cấu hình tuyến và lựa chọn áp dụng những tiến bộ kỹ thuật, công nghệ mới về thông tin quang. Ngoài ra bộ sách cũng giúp cho sinh viên đại học và học viên sau đại học chuyên ngành Điện tử - Viễn thông muốn tìm hiểu một cách hệ thống về thông tin quang đang được sử dụng hiệu quả trên mạng lưới viễn thông Việt Nam cũng như trên thế giới.

Nhà xuất bản rất mong nhận được ý kiến đóng góp của bạn đọc. Mọi ý kiến góp ý xin gửi về ***Nhà xuất bản Bưu điện*** - 18 Nguyễn Du, Hà Nội hoặc gửi trực tiếp cho tác giả theo địa chỉ email: vvsan@mic.gov.vn.

Trân trọng giới thiệu./.

Hà Nội, tháng 01 năm 2008

NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN

LỜI GIỚI THIỆU

Hơn 10 năm đổi mới, cơ sở hạ tầng viễn thông và công nghệ thông tin của Việt Nam có những bước phát triển đột phá góp phần rất quan trọng vào việc thúc đẩy quá trình phát triển kinh tế của đất nước.

Từ một mạng lưới viễn thông với công nghệ analog lạc hậu, Viễn thông Việt Nam đã tiến hành một cuộc cách mạng khoa học và công nghệ chưa từng có, đi thẳng vào hiện đại, bằng chiến lược tăng tốc để chuyển toàn bộ mạng lưới cũ sang mạng mới linh hoạt với kỹ thuật số tiên tiến, đáp ứng mọi nhu cầu về dịch vụ viễn thông cho đất nước. Mạng viễn thông Việt Nam đã có mạng đường trục cáp sợi quang hiện đại kết nối với các mạng cáp quang quốc tế trên biển và lục địa và hệ thống các đài vệ tinh để liên lạc với các quốc gia trên thế giới.

Trong sự phát triển của mạng viễn thông Việt Nam, thông tin quang đã có những đóng góp đầu tiên và rất quan trọng về cả quy mô phát triển cũng như nâng cao chất lượng toàn mạng. Hệ thống thông tin bằng cáp sợi quang là hệ thống truyền dẫn với kỹ thuật và công nghệ tiên tiến nhất, cho phép tạo ra các tuyến truyền dẫn dài và dung lượng rất lớn, nó tiềm tàng khả năng truyền tải lưu lượng băng rộng và cung cấp cùng lúc nhiều dịch vụ linh hoạt, chất lượng cao. Vì vậy, thông tin quang sẽ đáp ứng nhu cầu phát triển mạng truyền dẫn trong thời gian tới đây, đặc biệt là phục vụ cho phát triển đột phá Internet tốc độ cao và các dịch vụ IP.

Các hệ thống thông tin quang đang khai thác hiện nay mới chỉ tận dụng được một phần nhỏ khả năng của nó. Công nghệ thông tin sợi quang vẫn đang tiếp tục phát triển rất mạnh ở trình độ cao và vì thế cần tiếp tục tìm hiểu, khai phá và có giải pháp áp dụng nó có hiệu quả hơn trên mạng lưới.

Là một cán bộ nghiên cứu với nhiều năm chuyên sâu về lĩnh vực thông tin quang, với kiến thức và kết quả thu được trong quá trình làm việc tại Viện Khoa học Kỹ thuật Bưu điện thuộc Học viện công nghệ Bưu chính Viễn thông của mình, Tiến sĩ Vũ Văn San đã tâm huyết biên soạn bộ sách "*Hệ thống thông tin quang*" này. Bộ sách gồm hai tập có nội dung phong phú mang tính hiện đại tiếp cận với công nghệ cáp sợi quang, hệ thống thông tin quang và cấu trúc mạng quang. Các phần nội dung được dẫn dắt và phân tích khá sâu sắc theo hướng gắn liền với thực tiễn. Bộ sách sẽ rất bổ ích cho người làm công tác kỹ thuật chuyên ngành để có thêm những thông tin hữu hiệu trong việc hoạch định phát triển mạng, tính toán thiết kế cấu hình tuyến và lựa chọn áp dụng

những tiến bộ kỹ thuật, công nghệ mới về thông tin quang. Cuốn sách cũng giúp cho các bạn trẻ, các học viên đại học và sau đại học muốn tìm hiểu một cách hệ thống về thông tin quang đang được sử dụng có hiệu quả trên mạng lưới viễn thông Việt Nam cũng như những xu hướng phát triển thông tin quang trên thế giới.

Xin trân trọng giới thiệu cùng bạn đọc.

GS. TSKH. Đỗ Trung Tá

Chương 7
HỆ THỐNG THÔNG TIN QUANG NHIỀU KÊNH

Trong các hệ thống thông tin quang truyền dẫn số, các luồng tín hiệu ở cấp thấp sẽ được ghép lại với nhau dựa trên kỹ thuật ghép kênh phân chia theo thời gian TDM (Time Division Multiplexing) để tạo nên các luồng tín hiệu cấp cao hơn, sau đó luồng tín hiệu này được truyền dẫn trên sợi quang. Như vậy, đối với hệ thống thông tin quang bình thường sẽ có một luồng tín hiệu quang truyền trên một sợi cho một hướng thông tin, và để có chiều ngược lại thì cần có một luồng tín hiệu quang trên sợi thứ hai. Hệ thống như vậy được gọi là hệ thống một kênh quang (hay còn gọi là hệ thống đơn kênh quang) mà ta đã xem xét trong các chương trên của cuốn sách này. Trong vài năm trở lại đây, công nghệ thông tin quang đã đạt được nhiều tiến bộ đáng chú ý và tạo ra các hệ thống thông tin quang hiện đại với dung lượng cao và cự ly xa. Nổi bật nhất là các hệ thống thông tin quang sử dụng kỹ thuật ghép kênh quang. Trong hệ thống sẽ cùng một lúc truyền nhiều luồng tín hiệu quang trên một sợi nhằm mục tiêu tăng dung lượng kênh truyền dẫn. Các hệ thống này được gọi là hệ thống thông tin quang nhiều kênh quang (hay hệ thống đa kênh quang) và để đơn giản còn gọi là hệ thống thông tin quang nhiều kênh.

Trong thực tế hệ thống đơn kênh, khi tốc độ đường truyền đạt tới một mức nào đó người ta đã thấy các hạn chế của các mạch điện trong việc nâng cao tốc độ cũng như kéo dài cự ly truyền dẫn. Khi tốc độ đạt tới hàng chục Gbit/s, khoảng cách truyền dẫn ngắn lại, bản thân các mạch điện tử sẽ không thể đảm bảo đáp ứng được xung tín hiệu cực kỳ hẹp; thêm vào đó, chi phí cho các giải pháp trên tuyến truyền dẫn trở nên tốn kém vì cấu trúc hệ thống quá phức tạp đòi hỏi công nghệ rất cao. Do đó, kỹ thuật ghép kênh quang đã ra đời nhằm khắc phục được những hạn chế trên. Các phần tử quang trong hệ thống thiết bị sẽ đóng vai trò chủ đạo trong việc thay thế hoạt động của các phần tử điện ở các vị trí xung yếu đòi hỏi kỹ thuật xử lý tín hiệu nhanh. Kỹ thuật ghép kênh quang còn tận dụng được phổ hẹp của laser, phát huy khả năng sử dụng băng tần rất lớn của sợi quang đơn mode, tạo ra các cấu trúc hệ thống và mạng thông tin quang hết sức linh hoạt nhằm cống hiến cho mạng lưới viễn thông những đóng góp to lớn cho hiện tại và tương lai. Các hệ thống thông tin quang nhiều kênh cũng đóng vai trò chủ đạo trong mạng truyền tải của mạng thế hệ sau NGN (Next Generation Networks).

Ta thấy rằng, về cơ bản thì băng tần tín hiệu trong các hệ thống thông tin quang có thể lớn hơn 1 THz vì tần số mang của sóng mang quang lớn. Tuy vậy, trong thực tế

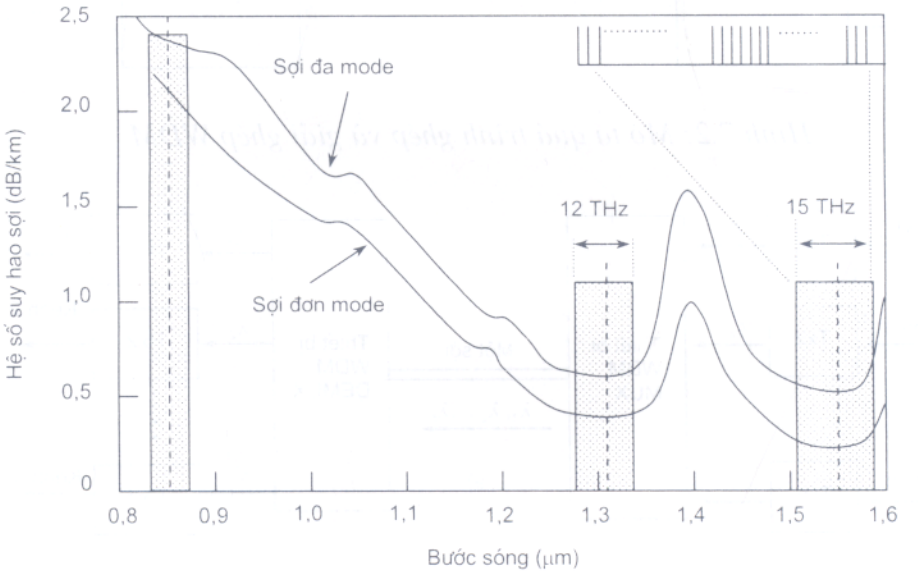
tốc độ bit truyền dẫn thường bị giới hạn tại 10 Gbit/s hoặc nhỏ hơn là do các ảnh hưởng của tán sắc sợi, các hiệu ứng phi tuyến sợi và tốc độ của các linh kiện điện tử. Sự truyền dẫn của nhiều kênh quang trên cùng một sợi có thể coi là một phương thức đơn giản sử dụng dung lượng không hạn chế của sợi quang. Trong thực tế, như đã nói ở trên, ghép TDM hiện chỉ được sử dụng cho các hệ thống thông tin quang đơn kênh. Trong chương này sẽ tập trung vào các hệ thống sử dụng kỹ thuật quang là OTDM (Optical Time Division Multiplexing) và ghép kênh phân chia bước sóng WDM (Wavelength Division Multiplexing). Kỹ thuật WDM là một cách gọi cho kỹ thuật ghép kênh phân chia theo tần số quang OFDM (Optical Frequency Division Multiplexing). Các hệ thống thông tin quang sử dụng các kỹ thuật này được gọi là các hệ thống thông tin nhiều kênh. Sự phát triển của các hệ thống này đã thu hút một sự quan tâm lớn suốt những năm 1990. Các hệ thống thông tin quang WDM đã được thực sự thương mại hóa rộng rãi và có hiệu quả từ năm 1996. Trong những năm tới ngoài hệ thống WDM, sẽ còn có các hệ thống OTDM triển khai rộng rãi trên thực tiễn.

7.1. CÁC HỆ THỐNG THÔNG TIN QUANG WDM

Quan niệm về ghép kênh phân chia bước sóng WDM, hay để cho tiện xin gọi là ghép bước sóng quang, tới bây giờ không còn mới nữa [56]. Cho tới năm 1977, khi mà công nghệ quang sợi bắt đầu có nhiều tiến bộ thì người ta mới có được giải pháp thực tế đầu tiên. Sau đó ít thời gian, vào đầu thập kỷ 1980, các thiết bị ghép bước sóng quang đã được thương mại hoá đầu tiên, nhưng các bước sóng được ghép lại chủ yếu nằm ở hai vùng cửa sổ khác nhau. Trong dạng đơn giản nhất thì WDM được sử dụng để phát đi 2 kênh khác nhau nằm trong hai cửa sổ truyền dẫn khác nhau của sợi quang. Ví dụ, một hệ thống thông tin quang hoạt động tại bước sóng gần 1,3 μm hiện tại có thể được nâng cấp về dung lượng bằng cách thêm một kênh khác có bước sóng hoạt động gần 1,55 μm, do vậy khoảng cách kênh là 250 nm. Suốt trong những năm 1980, người ta đã tập trung vào việc giảm khoảng cách kênh, và các hệ thống đa kênh có khoảng cách kênh nhỏ hơn 0,1 nm đã thành thực tế vào năm 1990. Để tăng hiệu quả, kỹ thuật WDM đã ghép được nhiều bước sóng trong một vùng cửa sổ, tiêu biểu là vùng các bước sóng gần 1,55 μm trong những năm 1990. Năm 1996, các hệ thống WDM hoạt động với tổng dung lượng 40 Gbit/s đã được thương mại hoá. Đến năm 2001, người ta đã triển khai nhiều hệ thống vượt biển tốc độ cao, có hệ thống đạt 100 Gbit/s. Còn trong thực nghiệm năm 1998, các hệ thống 640 Gbit/s DWDM với cự ly 500 km, và hệ thống 1,04 Tbit/s DWDM dựa trên OTDM đã được triển khai thành công [57, 58].

Trong các tuyến thông tin quang điểm nối điểm đơn kênh thông thường, mỗi một sợi quang sẽ có một nguồn phát quang ở phía phát và một bộ tách sóng quang ở phía thu. Nguồn phát quang sẽ phát ra luồng ánh sáng mang tín hiệu và ghép vào sợi quang xác định riêng biệt, bộ tách sóng quang tương ứng sẽ nhận tín hiệu từ sợi này. Như vậy,

muốn tăng dung lượng của hệ thống thì phải sử dụng thêm sợi quang. Kỹ thuật ghép kênh theo bước sóng quang WDM sẽ cho phép ta tăng dung lượng kênh mà không cần tăng tốc độ bit đường truyền và cũng không dùng thêm sợi dẫn quang; nó thực hiện truyền các luồng ánh sáng với các bước sóng khác nhau trên cùng một sợi. Lý do là ở chỗ, các nguồn phát có độ rộng phổ khá hẹp, các hệ thống thông tin quang thông thường chỉ sử dụng phần rất nhỏ băng tần truyền dẫn của sợi sẵn có. Từ hình 7.1 mô tả các cửa sổ truyền dẫn suy hao thấp của sợi quang nằm gần 0,85 μm, 1,3 μm và 1,55 μm. Ta cũng có thể thấy rằng nhiều vùng phổ có thể sử dụng để truyền tín hiệu. Lý tưởng thì có thể truyền một dung lượng khổng lồ kênh quang trên một sợi từ nhiều nguồn phát quang khác nhau hoạt động ở các bước sóng cách nhau một khoảng hợp lý. Tại đầu thu có thể thực hiện thu các tín hiệu quang riêng biệt nhờ quá trình lọc các bước sóng khác nhau này. Hình phụ nhỏ nằm trong hình 7.1 mô tả cơ chế ghép nhiều kênh trong vùng bước sóng 1,55 μm.

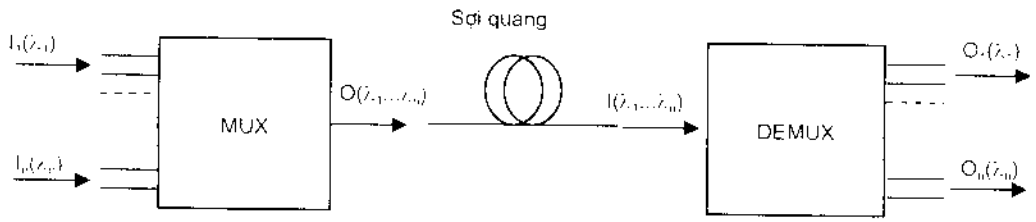


Hình 7.1: Các vùng bước sóng có suy hao sợi nhỏ cho phép truyền nhiều bước sóng khác nhau

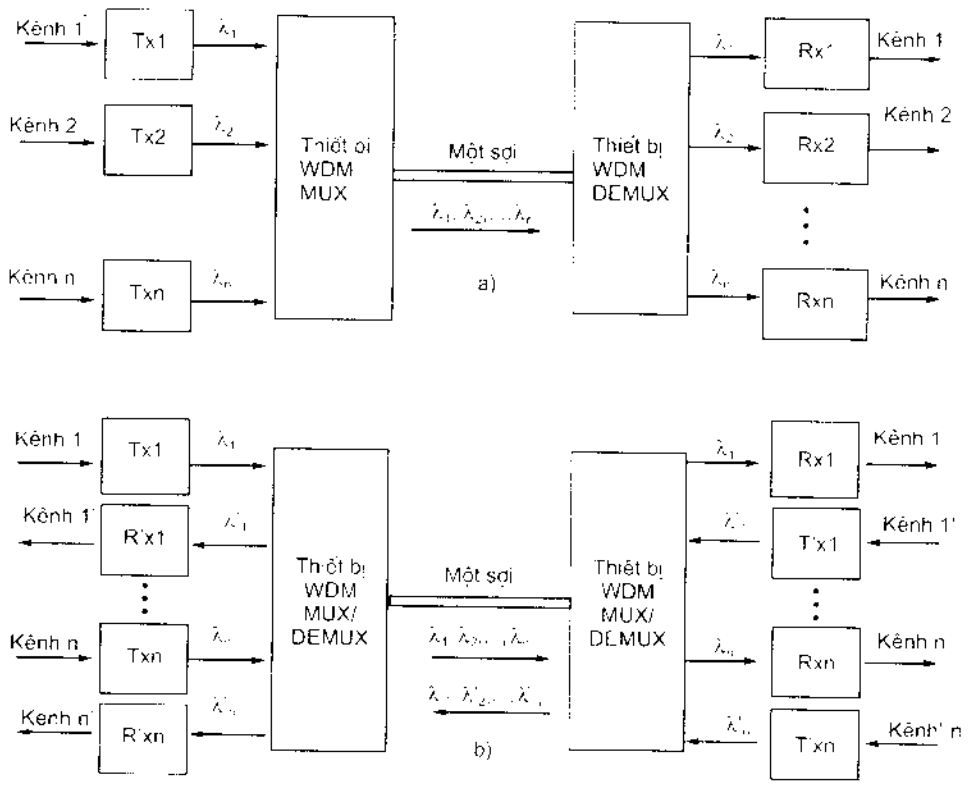
Về thực chất, WDM là một cơ chế trong đó nhiều kênh sóng quang tại các bước sóng khác nhau được điều chế bởi các chuỗi bit điện độc lập, các chuỗi bit này vốn đã sử dụng kỹ thuật TDM hoặc FDM, và sau đó được phát đi trên cùng một sợi quang. Tín hiệu quang tại đầu thu được giải ghép kênh thành các kênh riêng rẽ nhờ một kỹ thuật quang. Kỹ thuật WDM tiềm tàng khả năng khai thác băng tần rộng của sợi quang. Ví dụ, hàng trăm kênh 10 Gbit/s có thể được phát trên cùng một sợi nếu khoảng cách kênh được giảm tới 40 ÷ 50 GHz. Mỗi cửa sổ bao trùm một vùng băng tần lớn hơn 10 THz, cho thấy dung lượng của các hệ thống WDM có thể vượt quá 10 Tbit/s.

7.1.1. Nguyên lý cơ bản của ghép kênh theo bước sóng quang

Nguyên lý cơ bản của ghép bước sóng quang có thể minh hoạ như ở hình 7.2. Giả sử hệ thống thiết bị phía phát có các nguồn phát quang làm việc ở các bước sóng khác nhau $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, ..., \lambda_i, ..., \lambda_n$. Các tín hiệu quang được phát ra ở các bước sóng khác nhau này sẽ được ghép vào cùng một sợi quang. Các tín hiệu có bước sóng khác nhau được ghép lại ở phía phát nhờ bộ ghép kênh quang; bộ ghép bước sóng phải đảm bảo có suy hao nhỏ. Tín hiệu quang sau khi được ghép sẽ được truyền đồng thời dọc theo sợi để tới phía thu. Các bộ tách sóng quang khác nhau ở phía đầu thu sẽ nhận lại các luồng tín hiệu với các bước sóng riêng rẽ này sau khi chúng qua bộ giải ghép kênh bước sóng.



Hình 7.2: Mô tả quá trình ghép và giải ghép WDM



Hình 7.3: Hệ thống ghép bước sóng theo một hướng a) và theo hai hướng b)

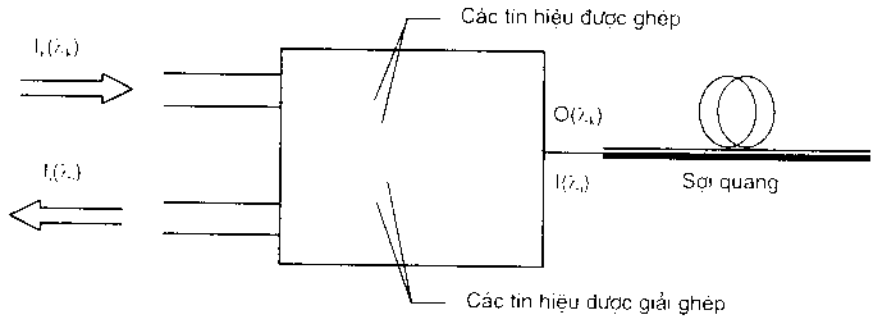
Có hai phương án thiết lập hệ thống truyền dẫn sử dụng ghép bước sóng quang WDM như ở hình 7.3 [1, 25]. Phương án truyền dẫn ghép bước sóng quang theo một hướng như ở hình 7.3 a) là kết hợp các tín hiệu có bước sóng khác nhau vào sợi tại một đầu và thực hiện tách chúng để chuyển tới các bộ tách sóng quang ở đầu kia. Như vậy, phương án này cần phải sử dụng hai sợi quang để thực hiện truyền tín hiệu thông tin cho chiều đi và chiều về. Phương án truyền dẫn hai hướng như ở hình 7.3b) thì không qui định phát ở một đầu và thu ở một đầu; điều này tức là có thể truyền thông tin theo một hướng tại các bước sóng $\lambda_1, \lambda_2, ..., \lambda_n$ và đồng thời cũng truyền thông tin khác theo hướng ngược lại tại các bước sóng $\lambda'_1, \lambda'_2, ..., \lambda'_n$. Vì vậy, phương án này chỉ cần sử dụng một sợi cũng có thể thiết lập được một hệ thống truyền dẫn cho cả chiều đi và chiều về.

Để thực hiện một hệ thống WDM theo một hướng, thì cần phải có bộ ghép kênh bước sóng MUX ở đầu phát để kết hợp các tín hiệu quang từ các nguồn phát quang khác nhau đưa vào một sợi quang chung. Tại đầu thu, cần phải có bộ giải ghép kênh bước sóng DEMUX để thực hiện tách các kênh quang tương ứng. Nhìn chung, các laser đơn mode thường không phát một lượng công suất đáng kể nào ở ngoài độ rộng phổ kênh đã định trước của chúng, cho nên vấn đề xuyên kênh là không đáng lưu tâm ở đầu phát. Vấn đề đáng chú ý hơn ở đây là bộ ghép kênh cần có suy hao thấp để sao cho tín hiệu từ nguồn quang tới đầu ra bộ ghép ít bị suy hao. Đối với bộ giải ghép kênh, vì các bộ tách sóng quang thường nhạy cảm trên cả một vùng rộng các bước sóng cho nên nó có thể thu được toàn bộ các bước sóng đã được phát đi từ phía thiết bị phát. Như vậy, để ngăn chặn các tín hiệu không mong muốn một cách có hiệu quả, phải có biện pháp cách ly tốt các kênh quang. Để thực hiện điều này, cần thiết kế các bộ giải ghép thật chính xác hoặc sử dụng các bộ lọc quang rất ổn định có bước sóng cắt chính xác.

Về nguyên lý, bất kỳ một bộ ghép bước sóng nào cũng có thể được dùng làm bộ giải ghép bước sóng. Như vậy, hiểu đơn giản, từ "bộ ghép - Multiplexer" trong trường hợp này thường được sử dụng ở dạng chung để tương thích cho cả bộ ghép và bộ giải ghép; loại trừ trường hợp cần thiết phải phân biệt hai thiết bị hoặc hai chức năng. Vì vậy rõ ràng rằng, khi các luồng tín hiệu quang được giải ghép ở phía thu thì bộ ghép kênh trở thành bộ giải ghép và ngược lại.

Người ta chia loại thiết bị ghép bước sóng quang thành ba loại: Bộ ghép (MUX), bộ giải ghép (DEMUX) và các bộ ghép và giải ghép hỗn hợp (MUX/DEMUX). Các bộ MUX và DEMUX được dùng cho các phương án truyền dẫn theo một hướng, còn loại thứ ba (MUX/DEMUX) được sử dụng cho phương án truyền dẫn theo hai hướng trên một sợi. Hình 7.4 mô tả cấu trúc thiết bị ghép và giải ghép hỗn hợp. Việc phân tích chính xác thiết bị ghép phải dựa trên ma trận chuyển đổi đối với các phần tử của ma trận là $A_{ij}(x)$. Các phần tử này là các hệ số phụ thuộc vào bước sóng, nó biểu thị các tín

hiệu quang đi vào cửa vào thứ i và ra cửa ra thứ j. Cách tiếp cận phân tích này khá phức tạp khi áp dụng để thiết kế và xây dựng các hệ thống WDM.



Hình 7.4: Mô tả thiết bị ghép - giải ghép hỗn hợp (MUX/DEMUX)

7.1.2. Các tham số cơ bản của thành phần thiết bị WDM

Các tham số cơ bản để miêu tả đặc tính của các bộ ghép - giải ghép hỗn hợp là suy hao xen, xuyên kênh và độ rộng kênh. Để đơn giản, ta hãy phân biệt ra thành thiết bị một hướng (gồm các bộ ghép kênh và giải ghép kênh như đã mô tả ở hình 7.2) và thiết bị hai hướng (bộ ghép - giải ghép hỗn hợp như ở hình 7.4). Các ký hiệu $I(\lambda_i)$ và $O(\lambda_i)$ tương ứng là các tín hiệu đã được ghép đang có mặt ở đường chung. Ký hiệu $I_k(\lambda_i)$ là tín hiệu đầu vào được ghép vào cửa thứ k, tín hiệu này được phát từ nguồn phát quang thứ k. Ký hiệu $O_i(\lambda_i)$ là tín hiệu có bước sóng λ_i đã được giải ghép và đi ra cửa thứ i. Bây giờ ta xem xét ba tham số cơ bản là suy hao xen, xuyên kênh, và độ rộng kênh như sau.

Suy hao xen được xác định là lượng công suất tổn hao sinh ra trong tuyến truyền dẫn quang do tuyến có thêm các thiết bị ghép bước sóng quang WDM. Suy hao này bao gồm suy hao do các điểm ghép nối các thiết bị WDM với sợi và suy hao bản thân các thiết bị ghép gây ra. Vì vậy, trong thực tế người thiết kế tuyến phải tính cho vài dB ở mỗi đầu. Suy hao xen được diễn giải tương tự như suy hao đối với các bộ ghép (coupler) chung, nhưng cần lưu ý ở WDM là xét cho một bước sóng đặc trưng:

$$L_i = -10\log\frac{O(\lambda_i)}{I_i(\lambda_i)} \quad \text{đối với thiết bị MUX} \qquad (7\text{-}1)$$

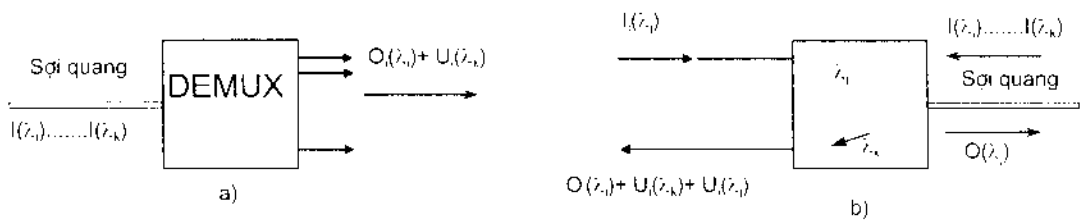
$$L_i = -10\log\frac{O_i(\lambda_i)}{I(\lambda_i)} \quad \text{đối với thiết bị DEMUX} \qquad (7\text{-}2)$$

với L_i là suy hao tại bước sóng λ_i khi thiết bị được ghép xen vào tuyến truyền dẫn. Các tham số này luôn phải được các nhà chế tạo cho biết đối với từng kênh quang của thiết bị.

Xuyên kênh ngụ ý mô tả một lượng tín hiệu từ kênh này bị rò sang kênh khác. Các mức xuyên kênh cho phép nằm ở dải rất rộng tuỳ thuộc vào trường hợp áp dụng. Nhưng nhìn chung, phải đảm bảo nhỏ hơn (-30 dB) trong mọi trường hợp. Trong một bộ giải ghép kênh lý tưởng, sẽ không có sự rò công suất tín hiệu từ kênh thứ i có bước sóng λ_i sang các kênh khác có bước sóng khác với λ_i. Nhưng trong thực tế, luôn luôn tồn tại một mức xuyên kênh nào đó, và điều đó làm giảm chất lượng truyền dẫn của hệ thống. Khả năng để tách các kênh khác nhau được diễn giải bằng suy hao xuyên kênh và được tính bằng dB như sau:

$$D_i(\lambda_k) = -10\log\left[\frac{U_i(\lambda_k)}{I(\lambda_k)}\right] \tag{7-3}$$

Theo sơ đồ đơn giản mô tả bộ giải ghép kênh ở hình 7.5a) thì $U_i(\lambda_k)$ là lượng tín hiệu không mong muốn ở bước sóng λ_k do có sự rò tín hiệu ở cửa ra thứ i, mà đúng ra thì chỉ có tín hiệu ở bước sóng λ_i. Trong thiết bị ghép - giải ghép hỗn hợp như ở hình 7.5b), việc xác định suy hao xuyên kênh cũng được áp dụng như bộ giải ghép. Trong trường hợp này, phải xem xét cả hai loại xuyên kênh. "Xuyên kênh đầu xa" là do các kênh khác được ghép đi vào đường truyền gây ra, ví dụ như $I(\lambda_k)$ sinh ra $U_i(\lambda_k)$. "Xuyên kênh đầu gần" là do các kênh khác ở đầu vào sinh ra, nó được ghép ở bên trong thiết bị, như $U_i(\lambda_i)$. Khi tạo ra các sản phẩm, các nhà chế tạo cũng phải cho biết suy hao kênh đối với từng kênh của thiết bị.



Hình 7.5: Xuyên kênh a) ở bộ giải ghép kênh và b) ở bộ ghép - giải ghép hỗn hợp

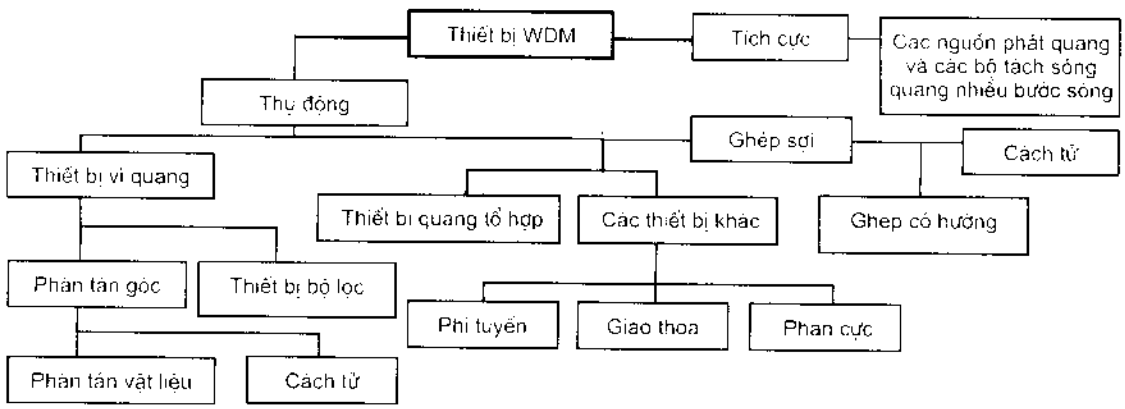
Xuyên kênh thường xuất hiện do các nguyên nhân sau: do đặc tính của bộ lọc tạo ra thiết bị ghép không hoàn thiện, do phổ của các nguồn phát chồng lấn sang nhau, do các hiệu ứng phi tuyến nhất là đối với trường hợp công suất các kênh bước sóng lớn.

Độ rộng kênh là dải bước sóng dành cho mỗi kênh mà nó định ra cho từng nguồn phát quang riêng. Nếu nguồn phát quang là các diode laser thì các độ rộng kênh được yêu cầu vào khoảng vài chục nanômét để đảm bảo không bị nhiễu giữa các kênh do sự bất ổn định của các nguồn phát gây ra, ví dụ như khi nhiệt độ làm việc thay đổi sẽ làm trôi bước sóng đỉnh hoạt động. Đối với nguồn phát quang là diode phát quang LED, yêu

cầu độ rộng kênh phải lớn hơn 10 đến 20 lần bởi vì độ rộng phổ của loại nguồn phát này rộng hơn. Như vậy, độ rộng kênh phải đảm bảo đủ lớn để tránh nhiễu giữa các kênh, vì thế nó được xác định tuỳ theo từng loại nguồn phát.

7.1.3. Công nghệ thành phần thiết bị WDM

Thành phần thiết bị (hay còn gọi là phần tử) ghép bước sóng quang rất đa dạng, nhưng có thể phân chúng ra như hình 7.6 [12]. Trong phân loại này, ta chú ý tới các phần tử hoạt động theo phương pháp thụ động, nó được sử dụng phổ biến trong các hệ thống.



Hình 7.6: Phân cấp các thành phần thiết bị WDM

Để xem xét các thành phần thiết bị WDM, sau đây chủ yếu chúng ta lấy bộ giải ghép kênh bước sóng để phân tích, bởi vì nguyên lý các thiết bị WDM có tính thuận nghịch về cấu trúc như đã đề cập ở trên. Như vậy hoạt động của các bộ ghép kênh cũng được giải thích cùng kiểu bằng cách đơn thuần là thay đổi hướng tín hiệu đầu vào và đầu ra.

Các bộ giải ghép (hay các bộ ghép) được chia ra làm hai loại chính theo công nghệ chế tạo là:

- Công nghệ WDM vi quang
- Công nghệ WDM ghép sợi

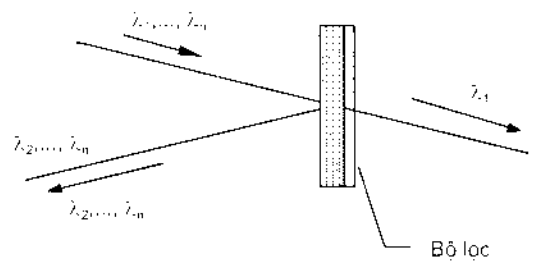
Ở loại thứ nhất, việc tách ghép kênh dựa trên cơ sở lắp ráp các thành phần vi quang. Các thiết bị này được thiết kế chủ yếu sử dụng cho các tuyến thông tin quang dùng sợi đa mode. Chúng có những hạn chế đối với sợi quang đơn mode. Loại thứ hai dựa vào việc ghép giữa các trường lan truyền trong các lõi sợi kề nhau. Kỹ thuật này phù hợp với các tuyến sử dụng sợi đơn mode.

7.1.3.1. Các công nghệ WDM vi quang

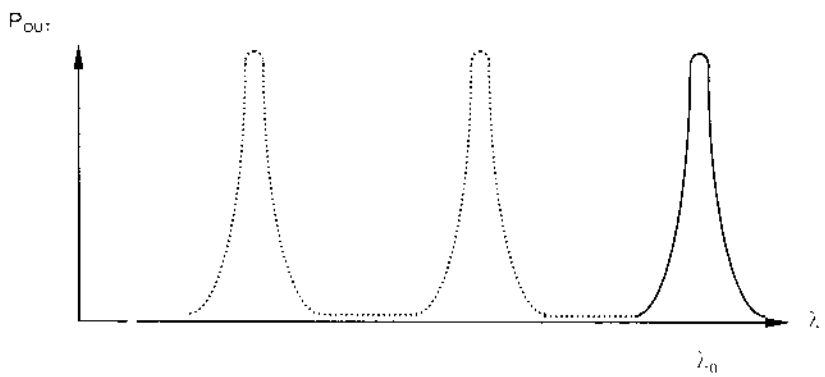
Các thiết bị WDM vi quang được chế tạo dựa trên hai phương pháp công nghệ khác nhau là: các thiết bị có bộ lọc và các thiết bị phân tán góc. Sau đây ta xem xét các loại thiết bị này.

Bộ lọc quang cho thiết bị WDM

Thiết bị WDM sử dụng bộ lọc quang được xem xét đầu tiên vì nó được sử dụng nhiều nhất, và cấu trúc của nó thường phức tạp hơn. Sơ đồ hoạt động của loại này được mô tả như ở hình 7.7. Thiết bị lọc quang cho WDM thường là bộ lọc điện môi làm việc theo nguyên tắc phản xạ tín hiệu ở một dải phổ nào đó và cho dải phổ còn lại đi qua. Như vậy có nghĩa là nó có cơ chế hoạt động mở cho một bước sóng (hoặc một nhóm các bước sóng) tại một thời điểm, nhằm để tách ra được một bước sóng trong nhiều bước sóng. Để tạo ra được thiết bị hoàn chỉnh, người ta phải tạo ra cấu trúc lọc theo tầng.



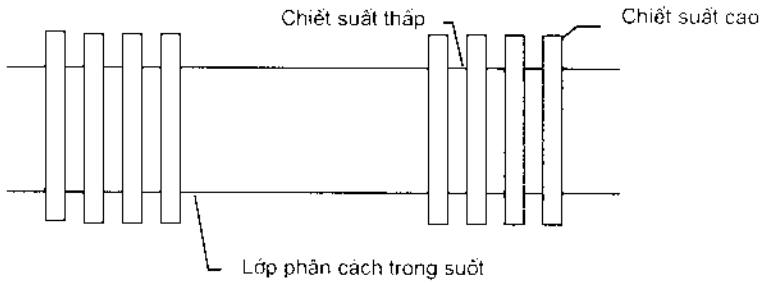
Hình 7.7: Nguyên lý hoạt động của phần tử WDM với cấu trúc sử dụng lọc giao thoa



Hình 7.8: Đường cong phổ truyền dẫn của buồng cộng hưởng Fabry-Perot

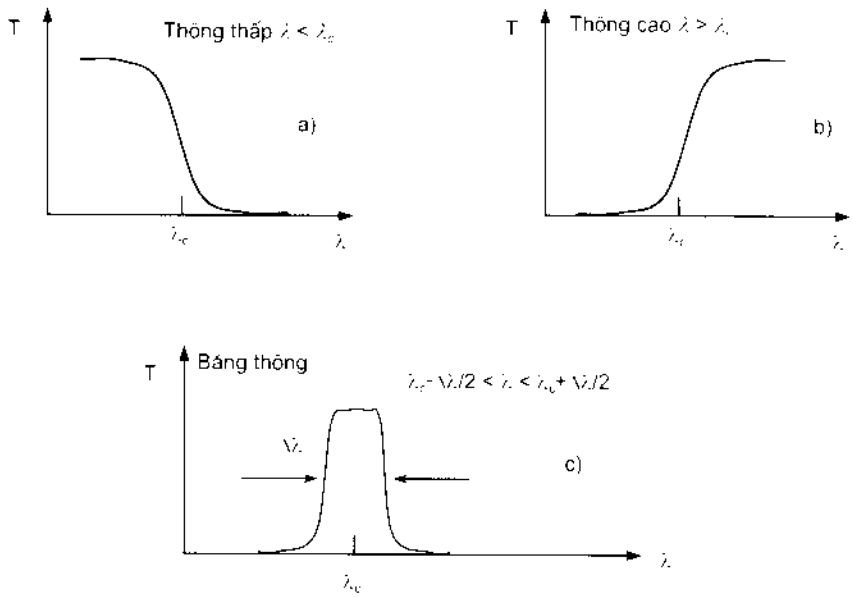
Phần tử cơ bản để thực hiện thành phần thiết bị WDM có bộ lọc là bộ lọc điện môi giao thoa, nó có cấu trúc nhiều lớp gồm các màng mỏng có chỉ số chiết suất cao và thấp đặt xen kẽ nhau. Hầu hết các bộ lọc giao thoa làm việc dựa trên nguyên lý buồng cộng hưởng Fabry-Perot, gồm hai gương phản xạ thành phần đặt song song cách nhau bởi một lớp điện môi trong suốt. Khi chùm tia sáng chạm vào thiết bị, các hiện tượng giao thoa sẽ tạo ra những phản xạ nhiều lần trong hốc. Nếu độ dày của khoảng cách là một số nguyên lần nửa bước sóng của chùm sáng tới, thì giao thoa xảy ra và bước sóng đó sẽ được truyền dẫn thông suốt nhất. Đường cong phổ truyền dẫn cho thiết bị hoạt

động như vậy được chỉ ra như ở hình 7.8. Ở đây, các chùm ánh sáng ở các bước sóng khác trong buồng cộng hưởng hầu như bị phản xạ hoàn toàn. Trong các bộ lọc của thiết bị WDM, các gương là các vỏ bọc nhiều lớp được đặt ở trên các lớp điện môi phân cách trong suốt như hình 7.9.



Hình 7.9: Cấu trúc của buồng Fabry-Perot điện môi

Các bộ lọc màng mỏng thường có độ dày bằng một phần tư bước sóng truyền dẫn lớn nhất. Chúng được cấu tạo từ các màng mỏng có chỉ số chiết suất thấp (như MgF_2 có $n = 1,35$ hoặc SiO_2 có $n = 1,46$) và các màng có chỉ số chiết suất cao (TiO_2 có $n = 2,2$) đặt xen kẽ nhau. Theo đặc tính phổ thì có thể phân các bộ lọc giao thoa thành hai họ:



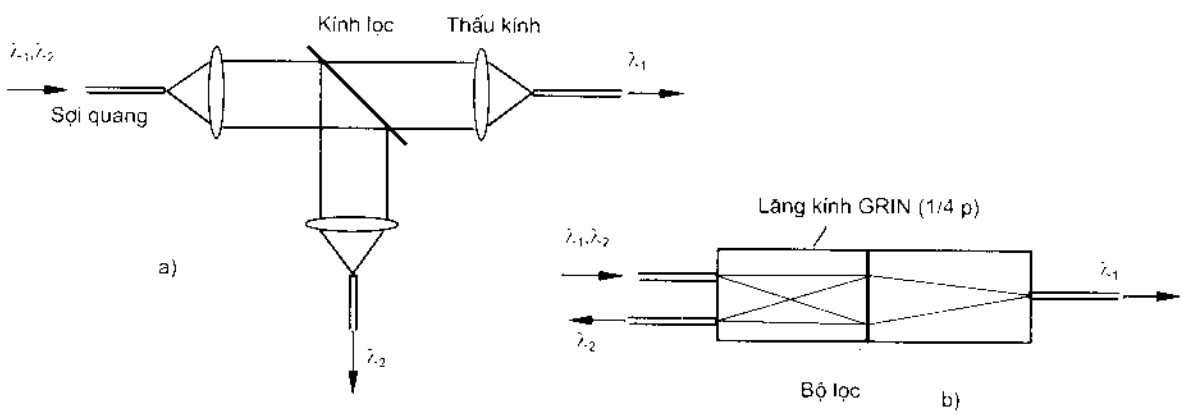
Hình 7.10: Các đặc tính phổ truyền dẫn của các bộ lọc giao thoa cắt a) và b), và băng thông c)

- Các bộ lọc cắt chuẩn, được đặc trưng bởi tần số cắt λ_c và có đáp ứng phổ thông thấp hoặc thông cao như chỉ ra ở hình 7.10a) và b).

- Các bộ lọc băng thông, được đặc trưng bởi bước sóng trung tâm băng λ_c và độ rộng băng FWHM là $\Delta\lambda$, như thể hiện ở hình 7.10c).

Các bộ lọc cắt chuẩn được sử dụng rộng rãi trong các thiết bị hai kênh để kết hợp (hoặc tách) hai bước sóng hoàn toàn phân cách, chẳng hạn như hai bước sóng ở hai vùng cửa sổ 850 nm và 1300 nm, hoặc 1300 nm và 1550 nm. Các phần tử này được sử dụng khá hiệu quả cho cả các nguồn có phổ rộng (như LED hoặc laser đa mode chẳng hạn).

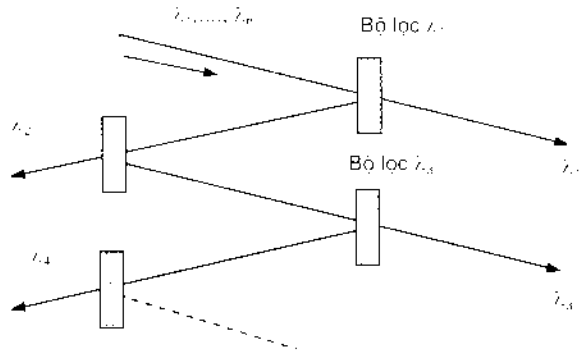
Các bộ lọc băng thông được sử dụng tốt cho các thành phần thiết bị WDM, nó rất phù hợp với các nguồn phát có phổ hẹp như laser. Hơn thế nữa, nó cho phép sử dụng cả khi có sự dịch bước sóng của nguồn phát do ảnh hưởng của nhiệt độ, vì vậy mà đường cong phổ truyền dẫn của bộ lọc băng thông, như hình 7.10c), phải có dạng vuông vắn, có vùng xung quanh bước sóng trung tâm phẳng. Cạnh của đường cong phổ truyền dẫn phải càng sắc nét càng tốt để ngăn ngừa xuyên kênh từ các kênh lân cận.



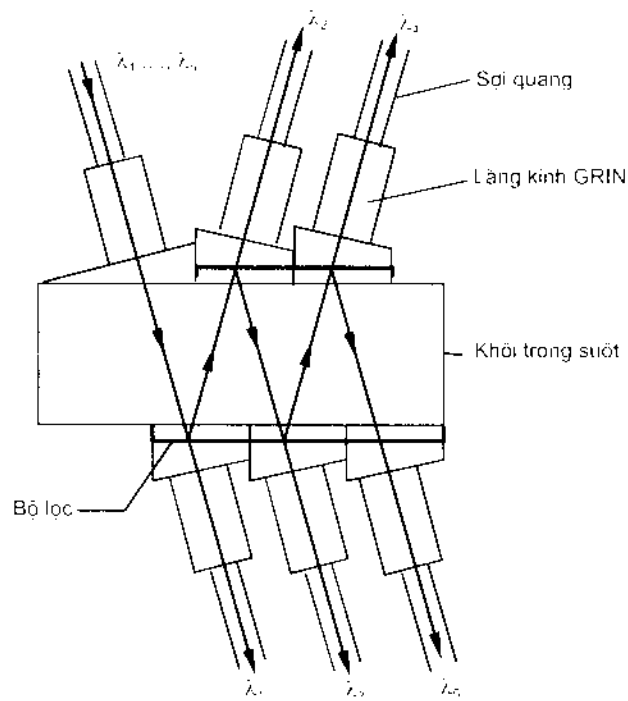
Hình 7.11: Cấu trúc bộ giải ghép 2 kênh sử dụng bộ lọc giao thoa
a) Cấu hình cơ bản và b) bộ giải ghép sử dụng hai lăng kính 1/4 bước GRIN-rod

Cấu trúc cơ bản của bộ giải ghép hai kênh như ở hình 7.11a), trong khi đó việc thực hiện trên thực tế cấu trúc này chỉ đơn giản như ở hình 7.11b) [27]. Các phần tử chuẩn trực và hội tụ là các lăng kính GRIN-rod 1/4 bước. Bộ lọc được thiết kế để phát đi λ_1 và phản xạ λ_2 sẽ được đặt giữa hai lăng kính.

Các phần tử thiết bị giải ghép này có sẵn trên thị trường thương mại và được sử dụng rộng rãi ở các hệ thống thông tin quang sử dụng các nguồn phát LED ở các bước sóng trong vùng 850 nm và 1300 nm, hoặc sử dụng các nguồn phát phổ hẹp của các tổ hợp bước sóng khác nhau (như 800 nm và 830 nm; 800 nm và 890 nm; 1200 nm và 1300 nm; hoặc 1300 nm và 1550 nm, v.v...), với suy hao xen nhỏ hơn 3 dB (cho mỗi cặp) và suy hao xuyên kênh cao hơn 25 dB.



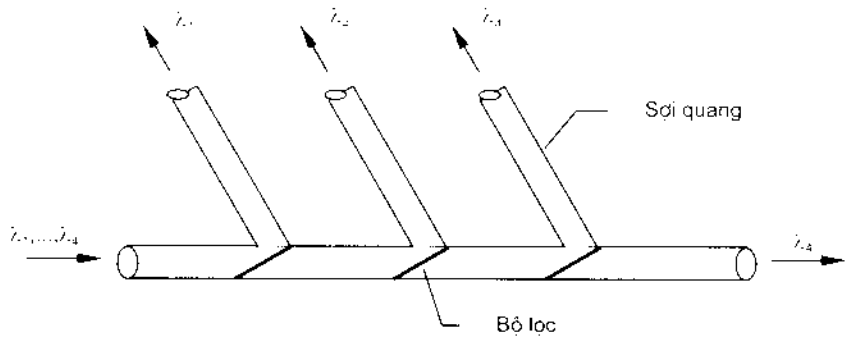
Hình 7.12: Cấu trúc cơ bản của một bộ giải ghép giao thoa nhiều kênh



Hình 7.13: Một bộ giải ghép vi quang nhiều kênh trên thực tế

Các thiết bị WDM có nhiều hơn 2 kênh sẽ được cấu tạo dựa trên cấu hình bộ lọc tầng. Ở đây mỗi một bước trong tầng sẽ lựa chọn tại một bước lọc như hình 7.12 minh hoạ về thiết bị này. Trên thực tế, thiết bị ghép và giải ghép nhiều kênh sẽ như dạng ở hình 7.13.

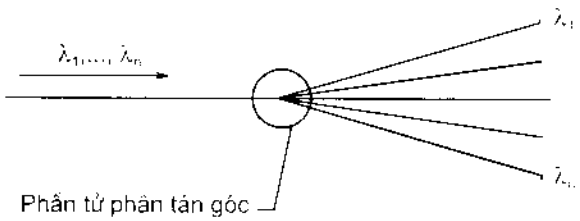
Đôi khi, có thể thực hiện tạo ra bộ giải ghép mà không cần sử dụng đến các phần tử chuẩn trực. Ví dụ như ở hình 7.14, thiết bị không có lăng kính, mà các bộ lọc giao thoa ở đây được đặt trên từng đoạn một cách thích hợp và đầu sợi được đánh bóng.



Hình 7.14. Cấu trúc cơ bản của bộ giải ghép nhiều kênh sử dụng bộ lọc giao thoa gắn trực tiếp vào sợi

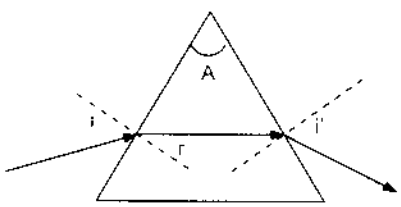
Phần tử phân tán góc của thiết bị WDM

Một kỹ thuật vi quang khác để tách các bước sóng khác nhau khá tin cậy là phương pháp sử dụng các phần tử phân tán góc như chỉ ra hình 7.15. Chùm tín hiệu quang đầu vào chuẩn trực sẽ đập vào thiết bị phân tán, thiết bị phân tán sẽ tách ra các kênh khác nhau tuỳ theo từng bước sóng của chúng thành các chùm hướng theo các góc khác nhau. Các chùm đầu ra đã được tách sẽ được hội tụ nhờ một hoặc một số các lăng kính và được đưa vào các sợi quang riêng rẽ.



Hình 7.15: Phần tử phân tán góc cho WDM

Trong thời kỳ đầu của công nghệ WDM, người ta thường dùng lăng kính để làm phần tử phân tán góc. Do hiện tượng chỉ số chiết suất phụ thuộc vào bước sóng ánh sáng cho nên khi cho các chùm tia sáng có bước sóng khác nhau đi qua lăng kính, chúng sẽ bị lăng kính phân thành các tia sáng đơn sắc theo các hướng khác nhau tại đầu ra lăng kính như thể hiện trong hình 7.16.



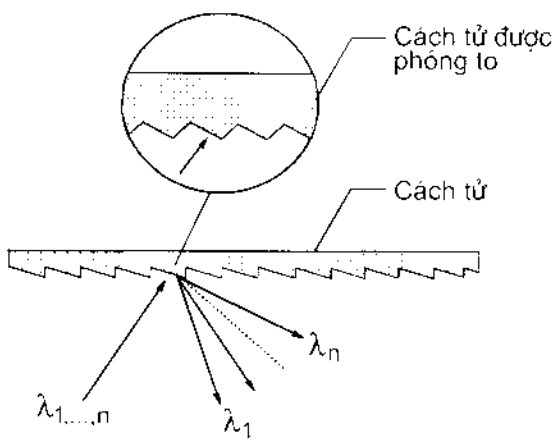
Hình 7.16: Dùng lăng kính để tách các tia sáng có bước sóng khác nhau

Theo định luật Snell thì chiết suất của vật liệu làm lăng kính phụ thuộc vào bước sóng có thể được viết như sau:

$$\frac{di}{d\lambda} = \frac{dn}{d\lambda}\frac{\sin A}{(\cos r / \cos i')} \tag{7-4}$$

trong đó n là chiết suất của vật liệu làm lăng kính, A là góc đỉnh của lăng kính, i là góc tới, còn i' là góc ló.

Nhược điểm của việc dùng lăng kính là mức độ phân tán thấp cho nên khó tách được các tia sáng có bước sóng gần nhau. Vì thế mà người ta chỉ có thể dùng lăng kính trong các trường hợp tách các kênh quang có bước sóng tại các vùng cửa sổ suy hao sợi khác nhau. Phương pháp này ngày nay hầu như không được sử dụng trong thông tin quang nữa; thay vào đó người ta đã sử dụng cách tử nhiễu xạ làm phần tử phân tán góc trong WDM. Cách tử nhiễu xạ được cấu tạo bao gồm nhiều rãnh hình răng cưa, và trên rãnh này có phủ một lớp phản xạ. Khi có ánh sáng đi vào bề mặt cách tử, nó sẽ được cách tử phản xạ chệch hướng theo các góc khác nhau tuỳ thuộc vào bước sóng. Tuy nhiên, đi kèm với hiện tượng này còn có hiện tượng giao thoa của các tia sáng bị phản xạ. Khác với lăng kính, cách tử nhiễu xạ cho khả năng phân tán tia sáng lớn hơn, và vì thế có thể tách được các tia sáng dễ dàng hơn.



Hình 7.17: Sơ đồ nguyên lý hoạt động của cách tử nhiễu xạ plana

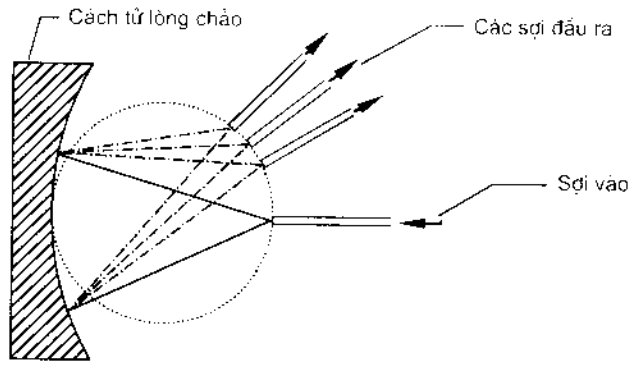
Các phần tử phân tán góc được sử dụng trong thiết bị WDM hầu hết là cách tử nhiễu xạ. Các thiết bị WDM sử dụng các cách tử này có thể được thiết kế theo hai kiểu cấu trúc cơ bản là:

- Cách tử tuyến tính kết hợp với các phần tử hội tụ

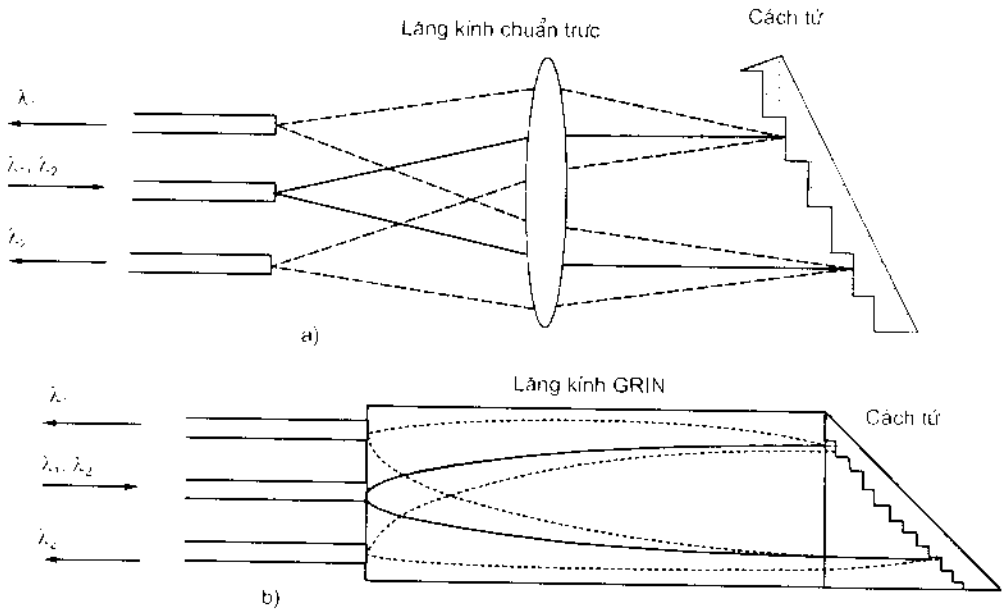
- Cách tử tự hội tụ

Các nguyên lý hoạt động của các cấu trúc này như ở hình 7.17 và 7.18. Trước đây, cấu hình theo kiểu Littrow như thể hiện ở hình 7.19a) được sử dụng nhiều bởi vì cấu

trúc của nó chỉ có một lăng kính, và nó giảm tới mức tối thiểu tính Astimatic (tính loạn thị) của hệ thống. Bộ giải ghép Littrow đặc có cấu trúc sử dụng các lăng kính GRIN-rod 1/4 bước như trong hình 7.19b). Ở đây cách tử được đặt với một góc thích hợp tại đầu của lăng kính.

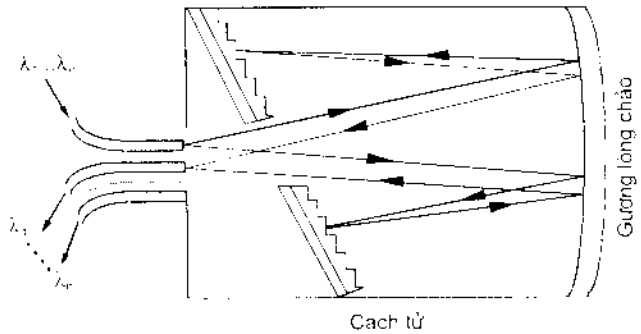


Hình 7.18: Sơ đồ cấu trúc tự hội tụ sử dụng cách tử lòng chảo



Hình 7.19: Bộ giải ghép Littrow: a) Cấu trúc cơ bản,
b) Cấu trúc thực tế sử dụng lăng kính GRIN-rod của bộ giải ghép 2 kênh

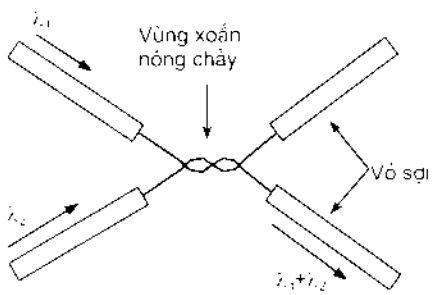
Một cấu trúc nữa có sử dụng cách tử nhiễu xạ phẳng và gương lòng chảo được chỉ ra như ở hình 7.20. Trong cấu trúc này, cách tử cũng ở trong dạng cấu hình Littrow. Các sợi dẫn quang vào và ra sẽ đi qua một lỗ trống ở tâm của cách tử. Các chùm sáng phát ra từ sợi đầu vào sẽ được chuẩn trực nhờ gương lòng chảo và sẽ được các cách tử phân tán theo góc, và cuối cùng chúng lại được gương hội tụ để đưa vào sợi đầu ra.



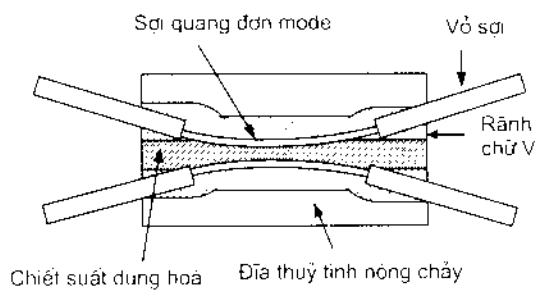
Hình 7.20: Bộ giải ghép sử dụng cách tử nhiễu xạ planar và gương lồng chảo

7.1.3.2 Các công nghệ WDM ghép sợi

Như trên đã xét, ta biết rằng các thành phần thiết bị vi quang đã được sử dụng rộng rãi cho các loại sợi đa mode, nhưng lại rất khó để sử dụng cho sợi đơn mode bởi vì quá trình xử lý chùm ánh sáng phải qua các giai đoạn như phản xạ, chuẩn trực, hội tụ, v.v..., từ đó dẫn tới quang sai và các vấn đề trễ khác tạo ra suy hao tín hiệu quá lớn ở trong thiết bị.



Kỹ thuật xoắn nóng chảy



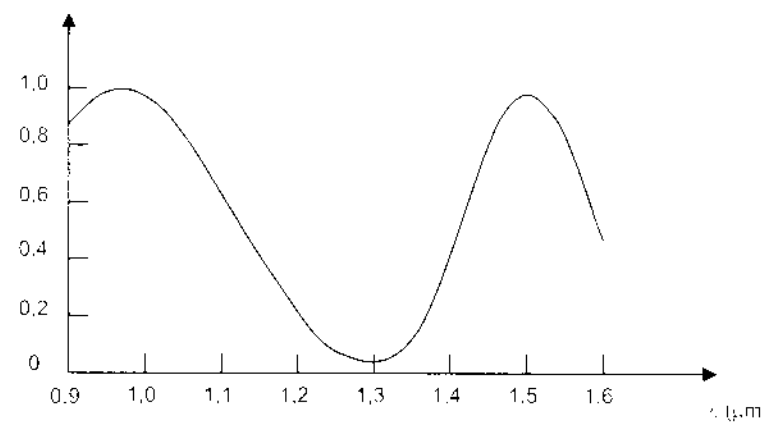
Kỹ thuật ghép đánh bóng

Hình 7.21: Hai phương pháp tạo ra các bộ ghép hướng WDM cho sợi đơn mode

Hiện nay, các bộ ghép hướng sợi đã có sẵn, chúng ở các dạng bộ chia quang và kết hợp quang. Chúng thường là thiết bị có bốn cửa với 2 cửa vào và 2 cửa ra. Cấu trúc

của chúng dựa trên việc ghép hai trường ánh sáng phía ngoài lõi. Các bộ ghép (coupler) này có tính lựa chọn bước sóng ở trong nó, và vì vậy nếu thiết kế cẩn thận các bộ ghép này thì hoàn toàn có thể sử dụng chúng để kết hợp hoặc tách các tín hiệu có bước sóng khác nhau. Hệ số ghép k có liên quan đến lượng ánh sáng qua lại từ sợi này đến sợi kia. Chùm ánh sáng xuất hiện ở cả hai đầu ra sẽ phụ thuộc vào nhiều yếu tố; đó là khoảng cách giữa các lõi sợi, chỉ số chiết suất vật liệu ở giữa, đường kính các lõi sợi, độ dài tương tác và bước sóng ánh sáng.

Các bộ ghép hướng sợi đơn mode dùng cho WDM có thể có ở hai dạng như ở hình 7.21. Dạng thứ nhất là dạng bộ ghép xoắn nóng chảy, có cấu trúc hai sợi xoắn vào nhau ở điều kiện đốt nóng để sao cho hai lõi đủ gần tới mức có thể ghép với nhau. Dạng thứ hai là bộ ghép dựa trên việc mài bóng các sợi; cả hai sợi được giữ trong rãnh chữ V cong và được mài bóng cho tới khi các lõi của chúng gần như lộ ra. Sau đó tiến hành ghép tiếp xúc vào nhau để tạo ra bộ ghép. Dạng này gọi là bộ ghép khối.



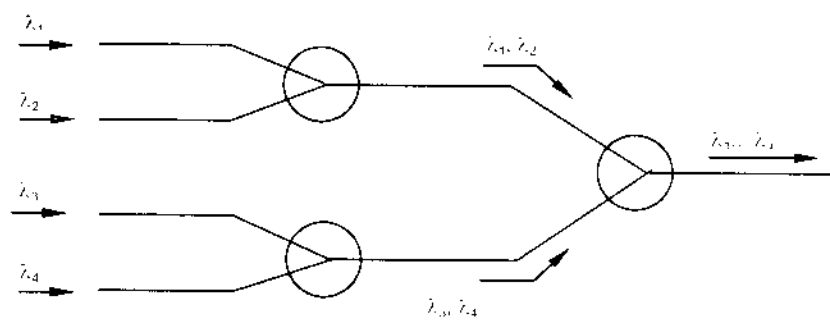
Hình 7.22: Đáp ứng bước sóng của bộ tách bước sóng 1300/1550 nm, với độ dài vuốt thon ≈ 20 mm

Trong trường hợp bộ ghép nhờ việc xoắn nóng chảy sợi, chu kỳ nửa bước sóng giảm chậm vì độ dài đoạn xoắn vuốt thon được tăng lên, vì thế mà nên đưa ra cho thiết bị các bước sóng sẽ được tách. Ví dụ như bộ ghép xoắn sợi nóng chảy 1300/1550 nm như ở hình 7.22 có độ dài vuốt thon khoảng 20 mm, suy hao xen nhỏ hơn 0,05 dB và độ cách ly bước sóng tốt hơn -30 dB. Bằng cách tăng độ dài vuốt thon tới vài trăm milimet sẽ giảm được chu kỳ nửa bước sóng tới 2 nm hoặc ít hơn. Nhưng nếu như vậy thiết bị sẽ khó thực hiện ghép băng hẹp được bởi vì bộ ghép dài sẽ suy hao nhiều hơn, không ổn định, nhạy cảm với tác động bên ngoài và dễ nhạy cảm phân cực. Đối với bộ ghép khối, khả năng ghép có thể được điều chỉnh theo tỷ lệ yêu cầu bất kỳ bằng cách di chuyển các lõi sợi thích ứng với nhau, hoặc tạo ra các vật liệu có chỉ số chiết suất khác nhau ở

giữa các khối. Về mặt hình thức, chúng thường có dáng to hơn bộ ghép xoắn sợi. Băng thông của các bộ ghép sợi như vậy (xem hình 7.22) có dạng gần như hình sin làm hạn chế việc lựa chọn nguồn phát. Rõ ràng rằng các LED không thể được sử dụng trong bộ ghép đồng bộ đơn mode vì phổ của nó rộng. Như vậy chỉ có các diode laser có độ rộng phổ hẹp được sử dụng nếu tránh được suy hao xen và xuyên kênh lớn.

Cho tới nay, chỉ có các bộ ghép đồng bộ là được thảo luận xem xét, đây là các bộ ghép sợi sử dụng các sợi đồng nhất. Các bộ ghép sử dụng các sợi không đồng nhất gọi là bộ ghép không đồng bộ.

Các bộ ghép sợi chỉ có thể một lúc hoạt động được với hai bước sóng, nếu số kênh cần ghép lớn hơn hai thì phải xử lý bằng cấu hình rẽ nhánh. Hình 7.23 là cấu trúc bộ ghép bốn kênh sử dụng ba thiết bị WDM sợi đơn mode.



Hình 7.23: Bộ ghép bốn kênh thực hiện ghép hai tầng

7.1.4 Các thiết bị trong hệ thống WDM

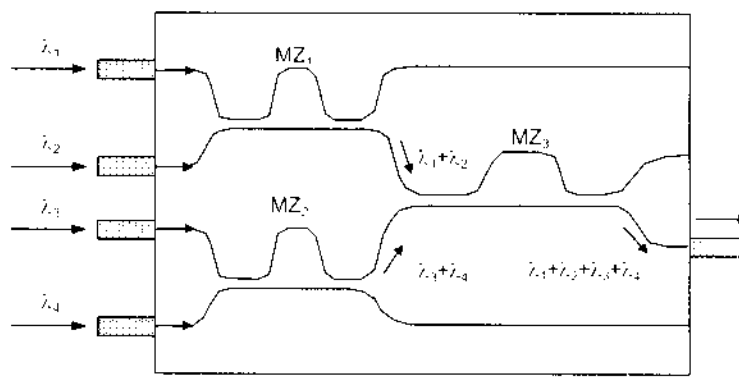
7.1.4.1. Các thiết bị ghép và giải ghép

Các thiết bị ghép và giải ghép kênh trong hệ thống thông tin quang WDM có cấu trúc dựa trên các thành phần thiết bị cơ bản như đã mô tả trong mục 7.1.3 ở trên. Các thiết bị này có thể được cấu trúc từ các bộ lọc quang hay cách tử nhiễu xạ. Bộ giải ghép sử dụng bộ lọc giao thoa cũng được quan tâm.

Đối với bộ giải ghép thì có thể sử dụng hiện tượng nhiễu xạ Bragg từ cách tử quang. Để thiết kế, cách tử lòng chảo có thể được tổ hợp vào trong phiến dẫn sóng silic. Ngoài ra còn có giải pháp khác là các cách tử elip khắc trực tiếp có thể được dùng để tạo ra các bộ giải ghép dẫn sóng bằng công nghệ silic. Vấn đề đối với bộ giải ghép cách tử là các đặc tính băng thông của chúng phụ thuộc vào kích thước của các sợi đầu vào và đầu ra. Đặc biệt, kích thước lõi của các sợi đầu ra phải lớn để bảo đảm băng thông phẳng và suy hao xen thấp. Vì thế, thời gian đầu người ta thường thiết kế các bộ ghép sử dụng sợi quang đa mode. Vào năm 1991, công nghệ dãy các vi lăng kính được áp

dụng để giải quyết vấn đề này và cho phép ghép thành công 32 kênh sử dụng sợi quang đơn mode. Dãy sợi đơn mode được cố định trong các rãnh chữ V được khắc trong mảnh silic. Các vi lăng kính chuyển đổi đường kính mode tương đối nhỏ của sợi thành đường kính lớn hơn nhiều (vào khoảng 80 μm). Phương pháp này cho phép chế tạo ra được bộ ghép kênh có thể dùng trong hệ thống có khoảng cách kênh chỉ khoảng gần 1 nm tại bước sóng gần 1550 nm.

Các bộ giải ghép sử dụng bộ lọc trên cơ sở giao thoa quang để lựa chọn bước sóng. Các bộ giải ghép có bộ lọc MZ (Mach-Zehnder) gây được sự chú ý nhất. Người ta có thể dùng kết hợp vài bộ giao thoa MZ để tạo ra bộ giải ghép WDM. Hình 7.24 minh hoạ nét cơ bản của bộ ghép 4 kênh. Nó gồm có ba bộ giao thoa MZ. Có một nhánh trong mỗi một bộ giao thoa MZ được làm dài hơn. Sự khác nhau về độ dài này được lựa chọn sao cho công suất đầu vào tổng từ hai cửa vào tại các bước sóng khác nhau chỉ xuất hiện tại một cửa ra. Toàn bộ cấu trúc có thể được chế tạo trên tấm silic bằng cách sử dụng các ống dẫn sóng SiO_2 theo dạng của mạch sóng quang plana.



Hình 7.24: Mô tả khái quát bộ ghép tích hợp 4 kênh dựa trên các bộ giao thoa MZ

Từ quan điểm thiết kế hệ thống, các bộ ghép tổ hợp mà có suy hao xen thấp là phù hợp. Các bộ ghép cách tử trên công nghệ silic phải chịu suy hao ghép do các sợi được nối tới các cửa vào và ra của thiết bị. Vấn đề này có thể giải quyết nếu như cách tử được làm từ công nghệ InGaAsP/InP vì nó có thể được tổ hợp với bộ thu quang.

Có một cách tiếp cận khác cho bộ giải ghép kênh là sử dụng *mảng (dãy) pha* của các ống dẫn sóng quang đóng vai trò như là một cách tử. Các cách tử như vậy thường được gọi là cách tử dẫn sóng và có sức hấp dẫn đáng kể vì nó có thể được chế tạo bằng cách áp dụng công nghệ InGaAsP/InP, và như vậy cho phép tổ hợp nó trong các thiết bị phát hoặc thu WDM. Tín hiệu WDM tới được ghép thành một mảng các ống dẫn sóng plana sau khi đi qua đoạn ghép. Trong quá trình lan truyền của nó, tín hiệu trong mỗi một ống dẫn sóng sẽ trải qua những sự dịch pha khác nhau do các ống dẫn sóng có độ dài khác nhau. Hơn nữa sự dịch pha phụ thuộc vào bước sóng do tính phụ thuộc vào tần

số của hằng số lan truyền mode. Như vậy, các kênh khác nhau sẽ hội tụ vào các cổng không gian khác nhau khi đầu ra của các ống dẫn sóng sẽ nhiễu xạ với nhau thông qua đoạn ghép. Về thực chất, màng pha như vậy đóng vai trò như một cách tử nhiễu xạ thông thường. Nếu thiết kế tốt, hiệu suất của cách tử dẫn sóng có thể đạt gần tới 100%. Bộ giải ghép cách tử dẫn sóng có khả năng thực hiện cho 16 kênh với khoảng cách 1,8 nm trong vùng bước sóng 1535 ÷ 1565 nm.

Đặc tính cần quan tâm chủ yếu của bộ ghép kênh là lượng suy hao xen cho mỗi kênh. Nhưng bộ giải ghép kênh thì lại có những yêu cầu nghiêm ngặt hơn. Thứ nhất, bộ giải ghép kênh phải bảo đảm ít nhạy cảm đối với sự phân cực của tín hiệu WDM tới. Thứ hai, bộ giải ghép cần phải tách được các kênh mà không có sự rò từ các kênh lân cận sang. Trong thực tế luôn có một lượng công suất rò nào đó, đặc biệt đối với các hệ thống WDM mật độ cao DWDM với khoảng cách kênh nhỏ. Sự rò như vậy được gọi là xuyên kênh, và nên nhỏ hơn -20 dB để thoả mãn chất lượng hệ thống.

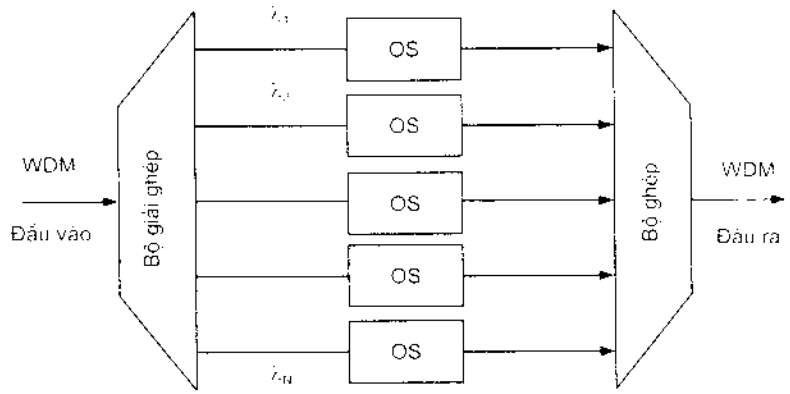
7.1.4.2. Thiết bị ghép và lọc xen/rẽ

Các bộ ghép xen/rẽ là rất cần thiết cho các mạng WDM trong đó một hay nhiều kênh cần được tách ra hoặc xen vào trong khi vẫn phải bảo toàn tính nguyên vẹn của các kênh khác. Người ta có thể coi một thiết bị WDM như vậy giống như một cặp tách kênh-ghép kênh hỗn hợp vì quy trình hoạt động của nó đòi hỏi việc giải ghép tín hiệu WDM đầu vào, chuyển đổi nội dung dữ liệu của một hay nhiều kênh bước sóng và rồi sau đó lại ghép chúng lại. Hình 7.25a) mô tả nét chung về cấu trúc của bộ ghép kênh xen/rẽ bằng sơ đồ khối. Vì một bộ giải ghép (tách) kênh hoạt động như một bộ ghép kênh nhưng theo chiều ngược lại, cho nên bộ ghép kênh xen/rẽ sử dụng hai bộ giải ghép kênh được bố trí một cách hợp lý. Bất kỳ bộ tách kênh được nói đến ở phần trên đều có thể dùng để tạo thành các bộ ghép kênh xen/rẽ. Thậm chí nó còn có thể khuếch đại tín hiệu WDM và cân bằng các công suất kênh tại bộ ghép kênh xen/rẽ vì mỗi kênh có thể điều khiển được một cách riêng rẽ.

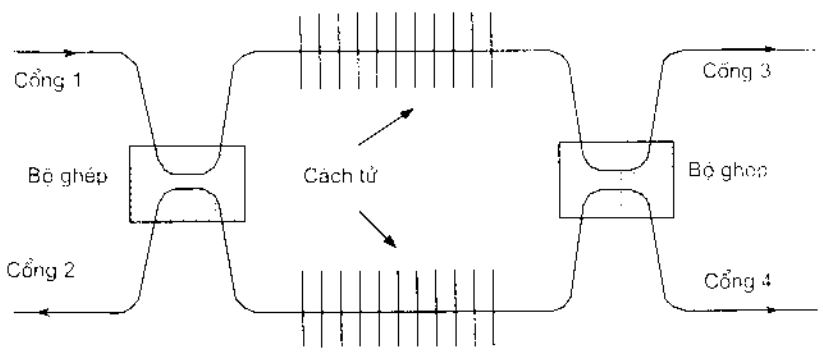
Nếu như một kênh nào đó có nhu cầu tách ra và không đòi hỏi sự điều khiển riêng rẽ, thì người ta có thể dùng một thiết bị nhiều cổng để gửi kênh này tới một cổng trong khi toàn bộ các kênh khác được chuyển tới một cổng khác, do đó tránh được sự cần thiết phải tách tất cả các kênh. Những thiết bị như vậy thường được gọi là các bộ lọc xen/rẽ vì chúng lọc ra được một kênh xác định mà không ảnh hưởng tới tín hiệu WDM. Nếu chỉ một phần nhỏ công suất kênh được lọc ra thì thiết bị như vậy sẽ hoạt động như một "khoá quang", vì nó bỏ qua một lượng tín hiệu WDM không đụng tới.

Có một số loại bộ lọc xen/rẽ đã được phát triển gần đây. Cấu trúc đơn giản nhất là sử dụng một chuỗi các bộ ghép hướng kết nối với nhau, tạo thành một chuỗi MZ tương tự như một bộ lọc MZ đã đề cập trước đây. Tuy nhiên, ngược với bộ lọc MZ, trong mỗi bộ giao thoa MZ có một độ trễ tương đối τ_m. Thiết bị như vậy đôi khi được gọi là bộ

ghép cộng hưởng, nó ghép một kênh bước sóng xác định tới một cổng đầu ra trong khi các kênh còn lại xuất hiện tại cổng đầu ra khác. Đặc tính của nó có thể tối ưu hoá bằng cách điều khiển các tỷ số ghép của các bộ ghép hướng khác nhau. Mặc dù các bộ ghép cộng hưởng có thể được thực hiện theo một cấu hình hoàn toàn bằng sợi nhờ việc sử dụng các bộ ghép sợi, nhưng công nghệ dẫn sóng silica-on-silicon đã đưa ra một sự lựa chọn chắc chắn cho việc thiết kế các bộ lọc xen/rẽ này.



a) Bộ ghép xen/rẽ sử dụng chuyển mạch quang OS



b) Bộ lọc xen/rẽ bằng bộ giao thoa Mach-Zehnder MZ

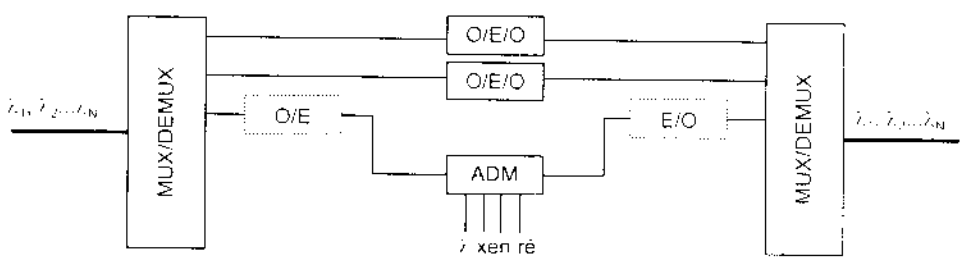
Hình 7.25. Bộ ghép và lọc xen/rẽ

Nhờ có tính chọn lọc bước sóng, các cách tử Bragg cũng có thể được dùng để làm bộ lọc xen/rẽ. Thiết bị này được coi là một bộ ghép hướng hỗ trợ cách tử (*gratting-assisted*) hay cách tử gấp khúc (*gratting-folded*); cách tử Bragg được đặt ở giữa bộ ghép hướng. Trong một số thiết bị khác thì có hai cách tử giống nhau hình thành trên hai nhánh của bộ giao thoa MZ. Hoạt động của cả hai loại thiết bị này có thể mô tả như trên hình 7.25b), ở đây cấu trúc MZ được chỉ ra dưới dạng sơ đồ. Một kênh có bước sóng λ_s rơi trong dải giới hạn của cách tử Bragg, được phản xạ toàn phần và xuất hiện tại cổng 2. Các kênh còn lại không được cách tử phản xạ thì xuất hiện tại cổng 4. Thiết

bị tương tự như vậy có thể thêm vào một kênh tại bước sóng λ_y nếu tín hiệu tại bước sóng đó được bơm vào từ cổng 3. Nếu như các quá trình xen và rẽ được thực hiện đồng thời thì điều quan trọng là phải tạo ra cách tử có độ phản xạ cao (gần 100%) để làm giảm xuyên kênh.

Bộ ghép hướng cách tử gấp khúc được chế tạo bằng các ống dẫn sóng InGaAsP/InP. Cách này cho phép tích hợp bộ lọc xen/rẽ với bộ tách sóng quang hoặc nguồn laser. Việc thiết kế các bộ lọc xen/rẽ hoàn toàn sợi cũng được quan tâm đến vì nó tránh được suy hao ghép có thể xảy ra khi sử dụng các bộ lọc xen/rẽ bán dẫn. Cấu trúc MZ của bộ lọc xen/rẽ được dùng để tạo ra bộ lọc xen/rẽ hoàn toàn sợi với hiệu suất tách đạt hơn 99%, trong khi mức xuyên kênh vẫn giữ được dưới 1%. Ngoài ra còn có một số phương thức khác là dùng cách tử để làm các bộ lọc xen/rẽ. Thứ nhất là sử dụng một ống dẫn sóng có cách tử dịch pha để xen hoặc tách một kênh từ tín hiệu WDM đang truyền trong ống dẫn sóng bên cạnh. Thứ hai là phối hợp hai cách tử dẫn sóng giống nhau với các bộ khuếch đại để thực hiện bộ lọc tách kênh.

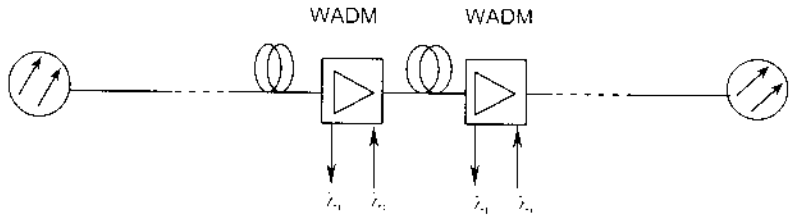
Các thiết bị xen/rẽ kênh cũng đã trải qua các bước phát triển và được ứng dụng phù hợp trong từng giai đoạn của thông tin quang sợi sử dụng công nghệ WDM. Trong thực tế, các hệ thống WDM thế hệ đầu tiên được phát triển chủ yếu cho các ứng dụng điểm-điểm. Để xen/rẽ lưu lượng tại một bước sóng nào đó trên tuyến thì cần phải tách ghép toàn bộ các bước sóng như mô tả trên hình 7.26.



Hình 7.26: Cấu hình thiết bị xen/rẽ WDM thế hệ thứ nhất

Do các nút xen/rẽ thường chỉ có nhu cầu xen/rẽ lưu lượng nhỏ hơn nhiều so với luồng lưu lượng tổng nên các nhà nghiên cứu đã cho ra một loại thiết bị xen/rẽ mới cho các hệ thống WDM, đó là thiết bị ghép kênh xen/rẽ WADM như minh hoạ trong hình 7.27. Loại thiết bị này cho phép tách ra/xen vào kênh bước sóng mong muốn mà không cần phải thực hiện quá trình giải ghép tất cả các kênh bước sóng. Đối với các thiết bị WADM người ta chia thành hai loại đó là loại fixed-WADM (WADM *cố định*) và loại reconfigurable-WADM (WADM *có thể thay đổi cấu hình*). Loại fixed-WADM cho phép tách/xen một số nhất định các kênh bước sóng đã định trước, và đã được thương mại hoá từ năm 1999. Còn loại reconfigurable-WADM là loại thiết bị có khả năng thay đổi việc kết nối bước sóng, cho phép xen/rẽ bất kỳ một bước sóng nào trong luồng tổng

nhờ điều khiển bằng phần mềm hoặc nhân công. Với khả năng xen/rẽ các kênh bước sóng một cách linh hoạt tuỳ theo nhu cầu lưu lượng tại từng điểm xen/rẽ, loại reconfigurable-WADM cho phép sử dụng lưu lượng trên mạng một cách hiệu quả. Tuy nhiên hiện nay loại thiết bị này đang còn tiếp tục trong quá trình nghiên cứu thử nghiệm.

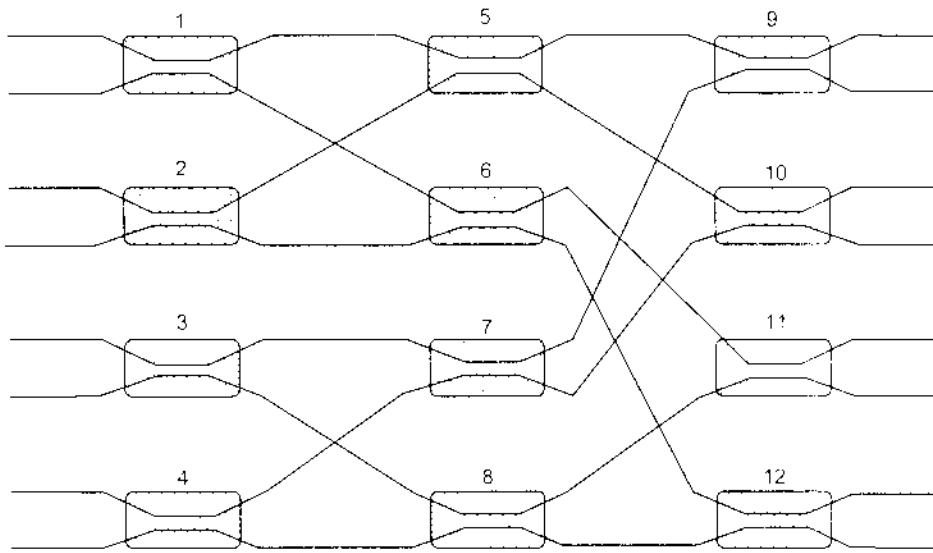


Hình 7.27: Cấu hình thiết bị xen/rẽ WADM

7.1.4.3. Bộ ghép hình sao quảng bá

Vai trò của một bộ ghép hình sao là kết hợp các tín hiệu quang vào từ các cổng đầu vào và chia đều nó giữa các cổng đầu ra, như chỉ ra ở hình 7.28. Ngược với các bộ giải ghép kênh, các bộ ghép hình sao không chứa các phần tử lựa chọn bước sóng, vì chúng không có khả năng tách các kênh riêng rẽ. Số lượng các cổng đầu ra và các cổng đầu vào không cần phải giống nhau. Ví dụ như trong trường hợp phân bố kênh truyền hình, một số lượng khá nhỏ kênh truyền hình được quảng bá tới hàng nghìn, thậm chí hàng triệu thuê bao. Số lượng các cổng đầu vào và đầu ra nói chung là tương tự đối với các ứng dụng mạng LAN. Bộ ghép hình sao thụ động như vậy được gọi là sao quảng bá N × N, với N là số lượng cổng đầu vào (hoặc cổng đầu ra). Cấu trúc hình sao phản xạ đôi khi được dùng cho các ứng dụng mạng LAN bằng cách phản xạ tín hiệu đã được kết hợp ngược trở lại các cổng đầu vào của nó. Chẳng hạn như gương đặt tại trung tâm của hình sao như trong hình 7.28 sẽ chuyển đổi sao truyền dẫn thành sao phản xạ. Cấu trúc hình học như vậy tiết kiệm được đáng kể sợi quang khi phân phối cho người sử dụng trên một phạm vi địa lý rộng lớn.

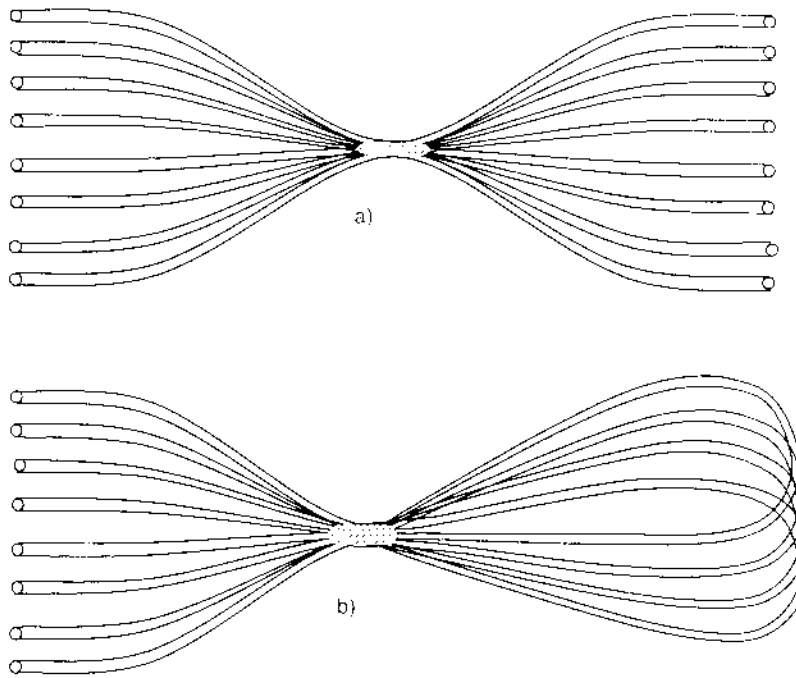
Có một số kiểu bộ ghép hình sao đã được phát triển. Loại bộ ghép đầu tiên là sử dụng các bộ ghép sợi 3 dB. Mỗi bộ ghép sợi có khả năng ghép hai tín hiệu đầu vào và phân chia đều trên hai cổng đầu ra, quá trình tương tự đối với bộ ghép hình sao 2 × 2. Các hình sao bậc cao hơn N × N có thể tạo ra bằng cách gộp một số bộ ghép 2 × 2 với nhau với N là bội số nhân của 2. Hình 7.28 mô tả sơ đồ kết hợp như vậy cho cấu trúc hình sao 8 × 8, yêu cầu kết nối giữa 12 bộ ghép sợi. Rõ ràng là tính phức tạp của các bộ ghép hình sao ngày càng tăng lên rất lớn cùng với số lượng cổng.



Hình 7.28: Bộ ghép hình sao 8 × 8 tạo ra bằng cách sử dụng 12 bộ ghép sợi đơn mode

Có một giải pháp đưa ra là sử dụng các bộ ghép *biconical-taper (thắt làm hai chóp) nóng chảy* để tạo ra các bộ ghép hình sao vững vàng, chắc chắn. Hình 7.29 mô tả sơ đồ sao truyền dẫn và sao phản xạ được tạo ra bằng công nghệ này. Bộ ghép hình sao kích cỡ 100 × 100 được chế tạo năm 1979 sử dụng công nghệ *biconical-taper*. Kỹ thuật này là để làm nóng chảy một số lượng lớn các sợi lại với nhau và kéo dài phần nóng chảy ra thành dạng cấu trúc thắt làm hai phần. Ở phần có dạng hình nêm, tín hiệu từ mỗi sợi được ghép lại với nhau và chia đều ra trên các cổng đầu ra. Cấu trúc như vậy hoạt động tương đối tốt đối với sợi đa mode. Còn trong trường hợp sợi đơn mode thì nó bị hạn chế do chỉ có thể làm nóng chảy được có một vài sợi. Các bộ ghép nóng chảy 2 × 2 sử dụng sợi đơn mode được chế tạo từ khá sớm. Chúng có thể được thiết kế để hoạt động trên một phạm vi bước sóng rộng. Người ta có thể tạo ra các sao bậc cao hơn bằng cách sử dụng sơ đồ kết hợp như đã mô tả trên hình 7.25 cho bộ ghép hình sao 8 × 8. Các bộ ghép hình sao thường được sử dụng nhiều hơn trong thực tế do bản chất tương đối vững chắc của chúng.

Phương thức thường dùng nhất để tạo ra bộ ghép hình sao quảng bá là kỹ thuật silica-on-silicon trong đó hai mảng ống dẫn sóng SiO_2 plana, được tách ra từ vùng trung tâm, được tạo ra trên nền silicon. Bộ ghép hình sao như vậy được đưa ra đầu tiên vào năm 1989 với cấu trúc 19 × 19. Các ống dẫn sóng SiO_2 cách xa khoảng 200 μm tại đầu vào, nhưng khoảng cách cuối cùng gần vùng trung tâm chỉ bằng 8 μm. Bộ ghép hình sao dài 3 cm có hiệu suất khoảng 55%. Gần đây, người ta sử dụng kỹ thuật silicon-on-insulator để chế tạo các bộ ghép hình sao. Bộ ghép hình sao 5 × 9 được làm bằng các ống dẫn sóng silicon với suy hao thấp (1,3 dB) với quá trình ghép tương đối đồng bộ.



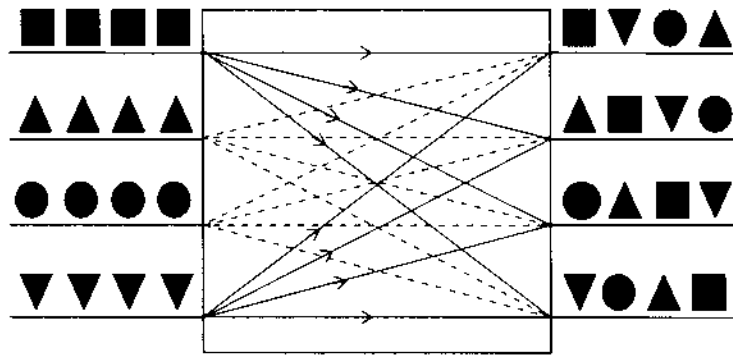
Hình 7.29: Các bộ ghép hình sao:
a) Bộ ghép sao truyền dẫn, b) Bộ ghép sao phản xạ

7.1.4.4. Các bộ định tuyến bước sóng

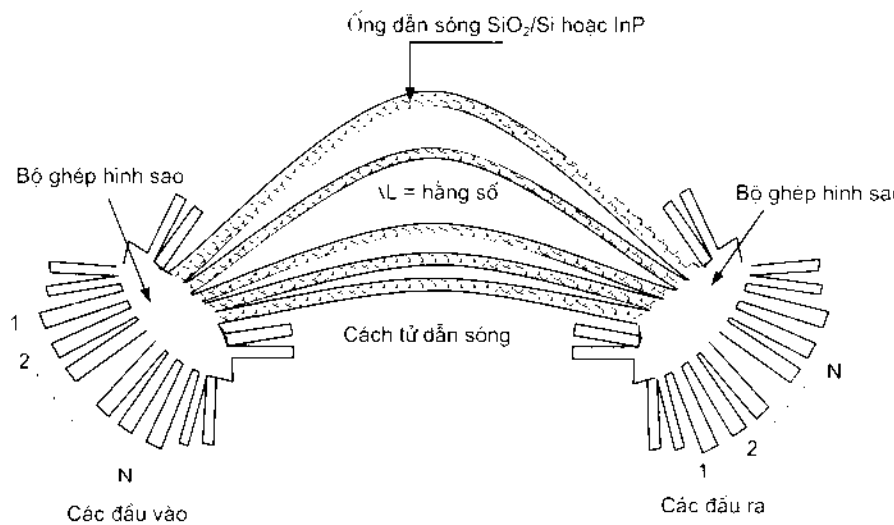
Dạng thiết bị WDM quan trọng là bộ định tuyến N × N. Thiết bị này đã kết hợp chức năng của bộ ghép hình sao với các quá trình ghép kênh và tách kênh. Hình 7.30 mô tả hoạt động của một bộ định tuyến bước sóng như vậy dưới dạng sơ đồ với N = 4. Tín hiệu WDM vào từ mỗi cổng đầu vào được chia ra thành N phần hướng về phía cổng đầu ra của bộ định tuyến. Đây là ví dụ cho một bộ định tuyến thụ động vì việc sử dụng nó không gắn liền với phần tử tích cực nào vốn đòi hỏi phải có năng lượng điện. Nó cũng còn được gọi là bộ định tuyến tĩnh vì kỹ thuật định tuyến này không có khả năng tái thiết lại cấu hình động. Mặc dù có bản chất tĩnh của nó, nhưng thiết bị WDM này vẫn có nhiều ứng dụng trong mạng WDM.

Bộ ghép kênh N × N có thể được sử dụng như một bộ định tuyến bước sóng. Người ta đã thiết kế cấu trúc sử dụng 2 bộ ghép hình sao N × M để sao cho M cổng đầu ra của bộ ghép hình sao này được nối với M cổng đầu vào của bộ ghép hình sao khác thông qua một mảng M ống dẫn sóng làm việc như một cách tử dẫn sóng. Thiết bị như vậy được gọi là bộ định tuyến cách tử dẫn sóng WGR (Waveguide-Grating Router) như được chỉ ra trong hình 7.31. Bộ ghép hình sao N × M thứ nhất sẽ phân chia đều công suất của N kênh đầu vào cho M cổng đầu ra. Cách tử được tạo ra từ M ống dẫn sóng sẽ tách các kênh khác nhau theo các bước sóng của chúng. Bộ ghép hình sao N × M thứ

hai sẽ phân phối các tín hiệu đã được tách cho các cổng đầu ra. Kết quả là các tín hiệu WDM đầu vào đến từ N nút mạng khác nhau sẽ được định tuyến tới một tập hợp khác của N nút mạng khác, và việc phân luồng chỉ dựa vào các bước sóng của các kênh đầu vào.



Hình 7.30: Sơ đồ bộ định tuyến bước sóng



Hình 7.31: Thực tế bộ định tuyến cách tử dẫn sóng sử dụng 2 bộ ghép hình sao và mảng dẫn sóng plana

Cách tử dẫn sóng là phần tử quan trọng nhất của bộ định tuyến cách tử dẫn sóng WGR vì nó thực hiện quá trình tách kênh. Mảng dẫn sóng được thiết kế sao cho chênh lệch độ dài luôn không đổi từ ống dẫn sóng này đến ống dẫn sóng tiếp theo, nhờ đó dẫn đến độ lệch pha không đổi. Do đặc tính này, mà đặc tính truyền dẫn biên độ T_{pq} từ cổng đầu vào thứ p đến cổng đầu ra thứ q được cho như sau:

$$T_{pq} = \eta_p \eta_q \frac{\sum_{m=1}^{M} P_m \exp\left[imb(2\pi/\lambda)(p-q)\right]}{\sum_{m=1}^{M} P_m} \tag{7-5}$$

với η_p và η_q là các hệ số ghép của hai bộ ghép hình sao, b là hằng số phụ thuộc vào sự phân chia góc giữa các cổng của mảng dẫn sóng, và P_m là công suất trong ống dẫn sóng thứ m. Rõ ràng là từ biểu thức (7-5) thấy rằng phổ truyền dẫn của WGR là có chu kỳ. Với giá trị p cho trước, các đỉnh $\left|T_{pq}\right|^2$ tại bước sóng khác nhau do q sẽ bị thay đổi, và thiết bị sẽ hoạt động như một bộ tách kênh 1 × N. Do đó, WGR có thể được coi như là N bộ giải ghép kênh làm việc song song với đặc tính sau đây. Nếu tín hiệu WDM từ cổng đầu vào đầu tiên được phân phối cho N cổng đầu ra theo thứ tự $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \ldots, \lambda_N$, thì tín hiệu WDM từ cổng đầu vào thứ hai sẽ được phân phối như sau $\lambda_N, \lambda_1, \ldots, \lambda_{N-1}$, và chu kỳ tiếp theo cũng tương tự như vậy đối với các cổng đầu vào khác. Việc tối ưu hoá WGR nhằm giảm xuyên kênh và tăng lớn nhất hệ số ghép đòi hỏi sự điều chỉnh chính xác nhiều thông số thiết kế, và thiết lập một số nguyên tắc thiết kế. Ví dụ, số lượng ống dẫn sóng làm cách tử dẫn sóng nên gần với 2N, điều đó sẽ cho phép khoảng cách kênh tương đối nhỏ với lượng xuyên âm nhỏ nhất.

Mặc dù thiết kế phức tạp, WGR vẫn được chế tạo bằng cả hai công nghệ silica-on-silicon và InGaAsP/InP; kết quả là có thể tạo ra thiết bị tích hợp, chắc chắn (khoảng 1 cm^2). Thời gian đầu, số lượng các cổng đầu vào và đầu ra bị hạn chế dưới 16 cổng, nhưng vào năm 1996 thì các cách tử WGR 128 × 128 có 128 cổng đầu vào và đầu ra dưới dạng mạch sóng ánh sáng hai chiều đã sẵn có. Chúng có thể hoạt động trên các tín hiệu WDM với khoảng cách kênh nhỏ tới 0,2 nm trong khi đó mức xuyên kênh vẫn giữ được ở mức thấp hơn 16 dB. Các WGR đều rất cần thiết cho việc định tuyến trong các mạng WDM, nhưng chúng cũng có thể được sử dụng cho nhiều ứng dụng khác ngoài khả năng định tuyến. Chúng cũng được sử dụng để làm các bộ phát và các bộ thu quang nhiều kênh, các bộ lọc xen/rẽ có điều chỉnh, và các bộ ghép kênh xen/rẽ. Các ứng dụng của chúng dẫn đến một kỹ thuật mới được gọi là kỹ thuật *cắt lát phổ*, cho phép sử dụng LED như một nguồn đa bước sóng giá thành thấp cho các ứng dụng mạng nội hạt. Ý tưởng cơ bản của nó khá đơn giản. Nếu đầu ra của LED được điều chế để tạo ra một tín hiệu nối với một WGR, phổ giãn rộng của LED bị cắt thành nhiều phần tương ứng với số lượng các cổng đầu ra WGR. Kết quả là, tín hiệu điều chế được phân phối cho nhiều người sử dụng tại những bước sóng khác nhau được xác định bằng WGR thông qua việc cắt lát phổ.

Trong thực tế, các mạng thông tin quang hiện nay hầu hết đều sử dụng các tín hiệu quang cho việc chuyển tải thông tin giữa các nút mạng, đồng thời sử dụng tín hiệu điện cho việc định tuyến trong các nút. Các kết nối chéo số chỉ sử dụng tín hiệu quang như các giao diện mạng và chuyển mạch vẫn được xử lý dưới dạng điện. Vì vậy sẽ kéo theo cả thời gian và chi phí cho việc thực hiện một số lượng lớn các biến đổi điện/quang.

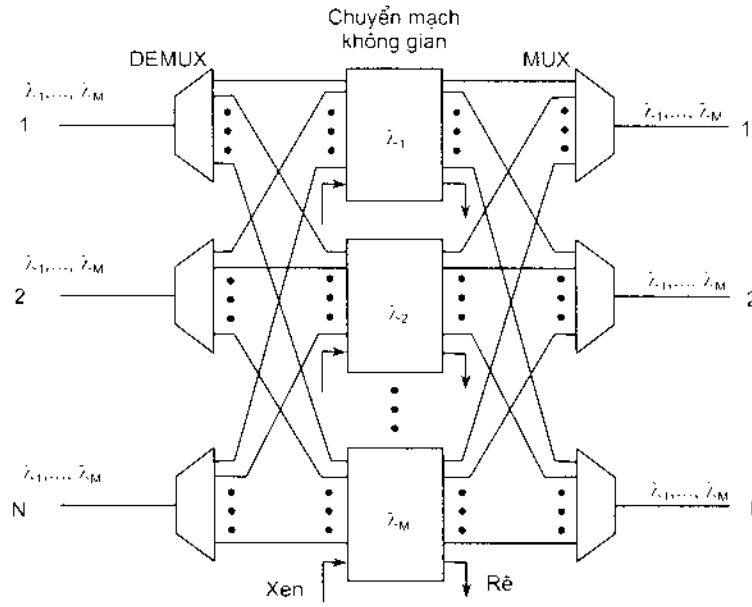
Trong tương lai, với các mạng giao thức Internet IP (Internet Protocol) thì việc bảo vệ và định tuyến quang là điều vô cùng cần thiết. Các thành phần cơ bản của các mạng toàn quang này là các khối xen/rẽ (mà chúng có thể tách và xen một hoặc nhiều bước sóng) và các bộ đấu chéo quang; các bộ đấu chéo này sẽ sử dụng chuyển mạch quang nhằm cung cấp độ thông suốt về giao thức và tốc độ bit. Trong tương lai cũng sẽ có rất nhiều các các mô-đun định tuyến quang cho phép các hệ thống này chuyển từ giai đoạn nghiên cứu thử nghiệm thành các hệ thống thực tế.

Chuyển mạch và định tuyến hiện tại bị hạn chế bởi tốc độ xử lý của các phần tử điện tử. Hiện nay, người ta đang phát triển một thế hệ thiết bị định tuyến sử dụng các kỹ thuật xử lý song song nhằm mở rộng dung lượng xử lý của các bộ định tuyến điện tử. Tuy nhiên tính khả thi của phương án này vẫn chưa được chứng minh. Trong xu hướng thiết kế các bộ định tuyến quang dựa trên công nghệ WDM, các nhà nghiên cứu đang quan tâm phát triển các bộ định tuyến dung lượng lớn dựa trên công nghệ nội tại, ví dụ như bộ định tuyến quang IP multi-Terabit của Alcatel. Điểm mấu chốt của công nghệ này là các thiết bị điện tử tốc độ cao làm từ vật liệu bán dẫn nhóm III-V và Si-Ge. Sự tích hợp các chức năng từ 2 công nghệ này có thể xây dựng nên các bộ định tuyến chuyển mạch gói multi-Terabit hoạt động tại một tốc độ mà có khả năng nâng cấp cả về tốc độ giao diện và tổng dung lượng hệ thống.

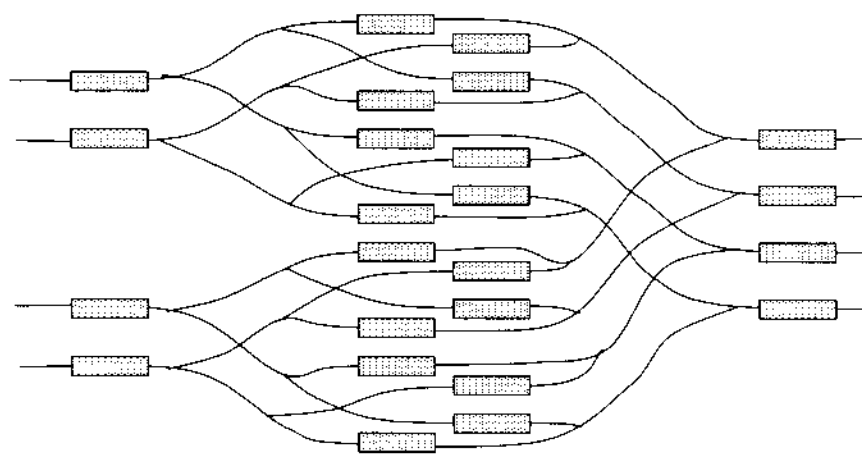
7.1.4.5. Các thiết bị nối chéo quang

Trong các mạng quang hiện nay, hầu hết việc đấu nối chéo vẫn thực hiện tại lớp tín hiệu điện nhờ các bộ đấu chéo số DXC (Digital Cross Connect). Sự phát triển các mạng thông tin quang WDM diện rộng đòi hỏi việc định tuyến bước sóng động để có thể tái lập lại cấu hình mạng trong khi vẫn duy trì được bản chất không khoá (thông suốt) của nó. Chức năng này được tạo ra nhờ bộ nối chéo quang OXC (Optical Cross Connect). Các bộ nối chéo này có chức năng tựa như của các chuyển mạch số điện tử trong mạng điện thoại. Việc sử dụng định tuyến động cũng có thể giải quyết được vấn đề hạn chế số lượng bước sóng sẵn có thông qua kỹ thuật *sử dụng lại bước sóng*. Việc thiết kế và chế tạo các bộ nối chéo là vấn đề chính được nghiên cứu trong suốt thập kỷ 1990.

Hình 7.32a) mô tả sơ đồ cấu trúc của thiết bị OXC. Nó bao gồm N cổng đầu vào, mỗi một cổng thu một tín hiệu WDM gồm có M bước sóng. Các bộ giải ghép kênh sẽ tách tín hiệu thành các bước sóng riêng rẽ và phân phối từng bước sóng cho M chuyển mạch: mỗi chuyển mạch thu N tín hiệu đầu vào tại cùng một bước sóng. Cổng đầu vào và cổng đầu ra phụ được thêm vào chuyển mạch cho phép tách ra hoặc xen vào một kênh xác định. Các chuyển mạch đưa đầu ra của chúng tới N bộ ghép kênh, các bộ này sẽ phối hợp M đầu vào của chúng để tạo thành tín hiệu WDM. Bộ OXC như thế sẽ cần N bộ ghép kênh, N bộ giải ghép kênh và M(N+1)×(N+1) bộ chuyển mạch quang. Các chuyển mạch này là các chuyển mạch phân chia theo không gian vì chúng hoạt động trên cơ sở nội bộ vùng không gian của các đầu vào của chúng.



a) Thiết bị nối chéo quang sử dụng chuyển mạch phân chia theo không gian



b) Ví dụ chuyển mạch 4 × 4 trên cơ sở SLA

Hình 7.32: Thiết bị nối chéo quang

Có nhiều cách để thực hiện quá trình chuyển mạch. Cách thứ nhất là sử dụng một bộ chuyển mạch quang kiểu phân phát và ghép (deliver-and-coupling) để tạo thành một bộ OXC dạng 8 × 16 bằng công nghệ mạch sóng quang plana. Do có 128 luồng quang, mỗi luồng mang một tín hiệu 2,5 Gbit/s, được nối chéo theo phương thức không khoá; thiết bị OXC có lưu lượng là 320 Gbit/s. Năm 1997, thiết bị OXC như vậy đã được chế tạo dưới dạng các bảng chuyển mạch có diện tích chuẩn là (33 × 33 cm^2). Cách thứ hai là sử dụng bộ khuếch đại laser bán dẫn (SLA) như một chuyển mạch cổng, hình 7.32b)

mô tả chuyển mạch 4 × 4. Mỗi đầu vào được chia thành một số nhánh bằng các bộ chia 3 dB, và mỗi nhánh đi qua một SLA, SLA này chặn nó lại bằng cách hấp thụ hoặc cho nó truyền qua đồng thời với quá trình khuếch đại tín hiệu. Các bộ chuyển mạch phân chia theo không gian có ưu điểm là tất cả các thành phần linh kiện đều có thể được tích hợp bằng công nghệ InGaAsP/InP mà vẫn bảo đảm suy hao xen thấp. Chúng có thể hoạt động ở tốc độ bit cao tới tốc độ 2,5 Gbit/s.

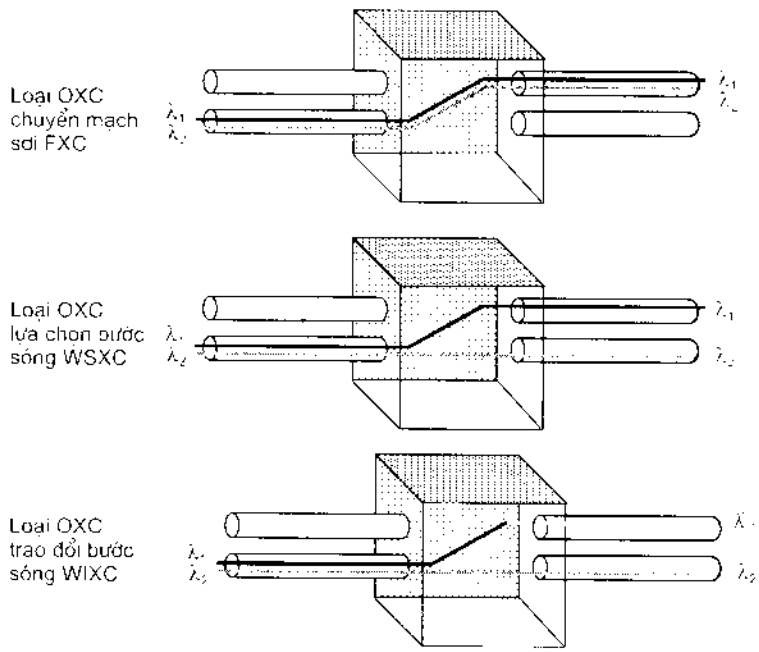
Điều trở ngại chính của OXC là số lượng linh kiện lớn và việc kết nối đòi hỏi phải tăng theo hàm số mũ vì số nút mạng N và số bước sóng M tăng lên. Mặt khác chính các bước sóng tín hiệu sẽ tự chuyển mạch bằng cách sử dụng các chuyển mạch phân chia theo bước sóng. Cách này sử dụng các bộ định tuyến bước sóng tĩnh như WGR cùng với một thiết bị mới là bộ chuyển đổi bước sóng.

Những vấn đề vừa thảo luận ở trên trong phần này có thể được xem như là thiết bị chuyển mạch quang. Về khía cạnh ứng dụng đối với các OXC trong thông tin quang, OXC có thể thực hiện đấu nối chéo, thiết lập lại cấu hình mạng tại lớp bước sóng. Điều này rất quan trọng khi các hệ thống DWDM phát triển, trên mạng có một số lượng lớn các bước sóng. Và OXC là một trong các phần tử cơ bản để xây dựng một mạng truyền tải quang OTN. Việc sử dụng các OXC trên mạng cho phép thực hiện các ứng dụng sau [64]: Cho phép quản lý băng tần và kết nối, cung cấp các kết nối của các kênh trống (dành cho các dịch vụ bước sóng kênh riêng) và của "các kênh quang" (với khả năng hỗ trợ các tải non-SONET/SDH), cũng như cung cấp các chức năng xen/rẽ (bước sóng), v.v.... Grooming bước sóng, để tăng hiệu quả sử dụng cơ sở hạ tầng sẵn có. OXC cho phép bảo vệ và khôi phục tại lớp bước sóng nhằm tăng tối đa hiệu suất và độ tin cậy của cơ sở hạ tầng mạng thông tin quang dung lượng lớn (như mạng đường trục) với giá thành mạng nhỏ hơn. Cho khả năng kết nối và định tuyến tại lớp bước sóng, do vậy thay thế dần một số loại sợi đã cũ; quản lý các bước sóng giữa các vòng ring được kết nối. Cuối cùng, OXC cho phép định vị bước sóng linh hoạt bằng cách ghép OXC với các bộ định tuyến lõi để thực tế hoá giải pháp tối ưu giá thành cho các yêu cầu băng tần thường xuyên thay đổi trong mạng dữ liệu. Các ứng dụng này có thể được cung cấp bằng một hệ thống quản lý mạng thống nhất, cho phép cung cấp các dịch vụ toàn trình (end-to-end) một cách nhanh chóng.

Có thể mở rộng về phương diện ứng dụng thì hiện nay có 3 loại OXC là: OXC chuyển mạch sợi FXC (Fiber Cross-connect), OXC lựa chọn bước sóng WSXC (Wavelength Selected Cross-connect), và OXC trao đổi bước sóng WIXC (Wavelength Interchange Cross-connect) như trên hình 7.33.

Loại FXC thực hiện chuyển mạch tất cả các các kênh bước sóng từ một sợi lối vào đến một sợi lối ra, nó hoạt động như một bảng đấu sợi tự động. FXC là OXC ít phức tạp hơn các loại OXC trao đổi và lựa chọn bước sóng, do đó nó cũng rẻ hơn. Trong một số

phần mạng, việc bảo vệ chống đứt sợi là vấn đề chính thì FXC có thể là một giải pháp hợp lý. Chúng tận dụng tối đa các công nghệ quang hiện tại. Chúng có thể cung cấp các khả năng khôi phục và dự phòng đơn giản nhưng lại không có tính linh hoạt trong việc hỗ trợ các dịch vụ bước sóng điểm-điểm mới.



Hình 7.33: Các loại thiết bị nối chéo OXC

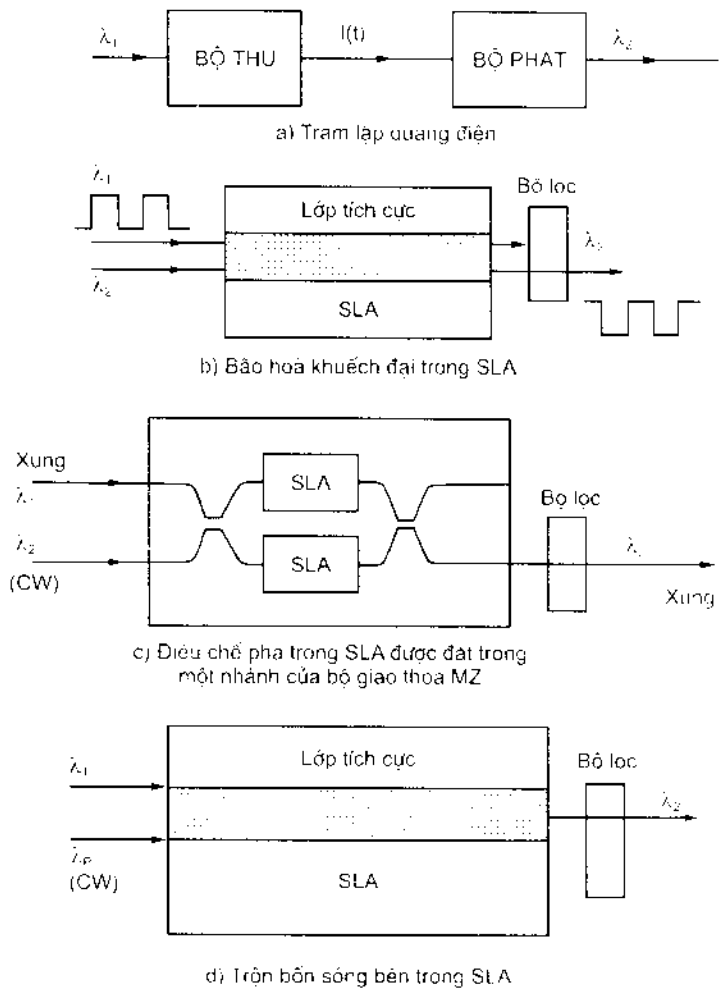
Loại WSXC chuyển mạch một nhóm các kênh bước sóng từ một sợi lối vào đến một sợi lối ra. Về mặt chức năng thì chúng yêu cầu giải ghép (theo tần số) các tín hiệu đến thành bước sóng ban đầu của chúng. Loại OXC này có tính linh hoạt cao hơn FXC, cho phép dự phòng các dịch vụ bước sóng, do vậy có thể hỗ trợ các dịch vụ video phân bố, hoặc từ xa. WSXC còn có tính linh hoạt trong việc khôi phục dịch vụ. Các kênh bước sóng có thể được bảo vệ riêng biệt nhờ cơ chế bảo vệ dạng lưới (mesh), ring hoặc kết hợp.

Loại WIXC có khả năng chuyển đổi hoặc thay đổi tần số (hoặc bước sóng) của kênh từ tần số này đến tần số khác. Đặc tính này làm giảm xác suất không được định tuyến từ sợi lối vào đến sợi lối ra do sự cạnh tranh bước sóng. WIXC có tính linh hoạt cao nhất trong việc khôi phục và dự phòng dịch vụ. Ta sẽ xét cụ thể trong phần sau.

7.1.4.6. Bộ biến đổi bước sóng

Bộ chuyển đổi (hay còn gọi là trao đổi) bước sóng thực hiện chuyển bước sóng đầu vào sang một bước sóng mới mà không thay đổi nội dung của tín hiệu. Có nhiều phương pháp tạo ra các bộ chuyển đổi bước sóng; trong đó có 4 loại như được mô tả trong hình 7.34. Phương pháp được coi là đơn giản nhất là sử dụng bộ tái tạo

(regenerator) quang điện như hình 7.34a), trong đó, trước hết bộ thu thực hiện biến đổi tín hiệu quang tại bước sóng đầu vào λ_1 thành dòng điện $I(t)$, tiếp đó bộ phát dùng dòng $I(t)$ để điều chế phát ra tín hiệu quang tại bước sóng mong muốn λ_2. Cách này có thể thực hiện khá dễ dàng vì nó sử dụng các thành phần linh kiện thiết bị chuẩn. Nó có những ưu điểm khác là: không nhạy cảm đối với phân cực đầu vào và có khả năng khuếch đại trên mạng lưới. Các nhược điểm của nó là: bị hạn chế về tính trong suốt (thông suốt) cho luồng quang cho tốc độ bit và dạng dữ liệu do hạn chế từ các thiết bị điện tử và giá thành tương đối cao.



Hình 7.34: Sơ đồ 4 loại thiết bị biến đổi bước sóng

Có một số phương pháp kỹ thuật toàn quang để chuyển đổi bước sóng là việc sử dụng các bộ khuếch đại laser bán dẫn SLA. Phương pháp đơn giản nhất là dựa trên sự bão hoà độ khuếch đại trong bộ SLA như được chỉ ra trong hình 7.34b). Tín hiệu tới tại bước sóng λ_1 được đưa vào bộ khuếch đại SLA cùng với chùm ánh sáng sóng liên tục

CW (Continuous Wave) tại bước sóng λ_2 mà tại đó tín hiệu đã chuyển đổi được thoả mãn. Cả hai dòng tín hiệu quang đều làm bão hoà bộ khuếch đại. Tuy nhiên, dòng CW được khuếch đại bởi một lượng lớn các bit "0" mà lại rất ít các bit "1". Kết quả là dạng bit của tín hiệu tới được chuyển thành bước sóng mới. Kỹ thuật này đã được sử dụng trong nhiều thí nghiệm và có thể làm việc ở tốc độ cao tới 20 Gbit/s. Nó còn có khả năng khuếch đại mạng lưới nhờ độ khuếch đại và tính không nhạy cảm phân cực. Nhược điểm chính của nó là: Phải có một nguồn laser CW có khả năng điều chỉnh nhanh; sự suy giảm tín hiệu do bức xạ tự phát; và méo pha do chirp tần số luôn thay đổi.

Chirp tần số có thể được áp dụng để làm tăng ưu điểm bằng cách sử dụng SLA trên một hoặc cả hai nhánh của bộ giao thoa MZ. Hình 7.34c) mô tả trường hợp sử dụng hai bộ SLA. Tín hiệu dạng xung tại bước sóng λ_1 và sóng CW tại bước sóng λ_2 cùng truyền đồng thời trên cả hai nhánh. Tuy nhiên, khi xuất hiện các bit "1" thì lại có sự dịch pha tín hiệu. Bộ giao thoa MZ được thiết kế sao cho hai sóng sẽ giao thoa kết gộp lại hoặc triệt tiêu nhau tuỳ thuộc vào độ dịch pha này. Kết quả là sóng CW được đưa tới các cổng đầu ra khác nhau của bộ giao thoa MZ tuỳ theo dạng bit. Đầu ra từ một cổng là bản sao chính xác của tín hiệu tới tại bước sóng mới. Các loại bộ giao thoa khác (như bộ giao thoa Michelson và Sagnac) cũng có thể được dùng với kết quả tương tự. Trong thực tế người ta thường sử dụng bộ giao thoa MZ vì nó có thể tích hợp dễ dàng bằng các ống dẫn sóng SiO_2/Si hoặc InGaAsP/InP. Thiết bị này có thể hoạt động ở tốc độ bit cao tới 10 Gbit/s hoặc hơn, tạo ra sự tương phản lớn và làm giảm tín hiệu đôi chút, mặc dù phát xạ tự phát có ảnh hưởng tới tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR. Nhược điểm chủ yếu của nó là dải động của công suất đầu vào là rất hẹp vì pha do bộ khuếch đại tạo ra phụ thuộc vào nó.

Trong một cách tiếp cận khác, người ta dùng SLA như một môi trường phi tuyến để trộn bốn sóng FWM (Four-Wave Mixing), hiện tượng phi tuyến đó là nguyên nhân chính gây ra xuyên kênh trong các hệ thống WDM. Kỹ thuật này còn được gọi là kết hợp pha quang. Như mô tả trong hình 7.34d), việc sử dụng nó cần phải có dòng bơm CW bơm vào cùng với tín hiệu mà bước sóng của nó có nhu cầu chuyển đổi. Nếu ν_1 và ν_2 là các tần số của tín hiệu đầu vào và tín hiệu chuyển đổi, tần số bơm ν_p được lựa chọn sao cho $\nu_p = (\nu_1 + \nu_2)/2$. Tại đầu ra bộ khuếch đại, bản sao của tín hiệu đầu vào xuất hiện tại tần số mang ν_2 vì FWM cần sự có mặt của cả hai tín hiệu và dòng bơm. Ta có thể hiểu quá trình vật lý này như là sự tán xạ của hai photon bơm có năng lượng là $2h\nu_p$ thành hai photon có năng lượng là $h\nu_1$ và $h\nu_2$. Tính phi tuyến đối với quá trình FWM bắt nguồn từ quá trình phục hồi nhanh trong băng xảy ra tại khoảng thời gian là 0,1 ps. Kết quả là, sự dịch tần số lớn tới 10 THz, tương ứng với sự chuyển đổi bước sóng trên phạm vi 80 nm, là có thể xảy ra. Vì lý do đó, kỹ thuật này có thể làm việc ở tốc độ cao tới 100 Gbit/s và thông suốt đối với cả tốc độ bit và dạng dữ liệu. Vì độ khuếch đại sinh ra là do bộ khuếch đại nên hiệu suất chuyển đổi cũng khá cao, thậm chí

tạo ra độ khuếch đại thực. Ưu điểm của kỹ thuật này là có sự đảo ngược của chirp tần số vì việc sử dụng nó sẽ làm đảo ngược phổ tín hiệu. Trong thực tế, đặc tính hệ thống có thể được cải thiện khi sử dụng hai bộ khuếch đại SLA trong cấu trúc hai tầng.

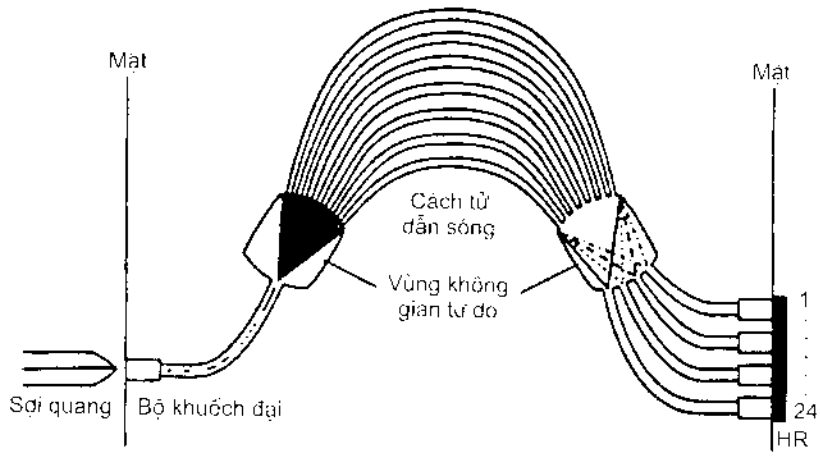
Nhược điểm chủ yếu của kỹ thuật chuyển đổi bước sóng sử dụng bộ khuếch đại laser bán dẫn là nó đòi hỏi phải có một nguồn laser có khả năng điều chỉnh được trong đó ánh sáng cần được ghép được vào bộ khuếch đại; điều này thường dẫn đến suy hao ghép khá lớn. Cách duy nhất là tích hợp chức năng của bộ chuyển đổi bước sóng vào trong một nguồn laser bán dẫn có khả năng điều chỉnh. Phương thức đơn giản nhất là tín hiệu có bước sóng cần chuyển đổi được bơm trực tiếp vào laser. Sự thay đổi về ngưỡng laser sẽ làm cho quá trình bơm chuyển sang quá trình điều chế tín hiệu đầu ra của laser, sao chép lại mẫu bit của tín hiệu được bơm. Thiết bị này đòi hỏi lượng công suất đầu vào khá lớn. Thiết bị có mức công suất thấp sử dụng tín hiệu đầu vào tạo ra chirp tần số (thường là 10 GHz/mW) ở đầu ra của laser đối với từng bit "1". Tín hiệu CW đã điều chế tần số có thể được chuyển sang điều chế biên độ bằng bộ giao thoa MZ. Thiết bị này có thể làm việc ở tốc độ bit cao như tần số dao động phục hồi của laser điều chỉnh được (tới 25 GHz). Một thiết bị khác sử dụng FWM bên trong hốc của laser bán dẫn, nó cũng đóng vai trò như laser bơm. Laser DFB dịch pha sẽ thực hiện chuyển đổi bước sóng trên phạm vi 30 nm bằng kỹ thuật này.

7.1.4.7. Các thiết bị phát và thu WDM

Mặc dù các bộ phát và thu WDM đã gây được sự chú ý từ những năm 1980, nhưng phải đến thập kỷ 1990 chúng mới được phát triển nhờ sử dụng công nghệ mạch tích hợp quang-điện OEIC trên nền InP, đây là các thiết bị phát và thu WDM được tích hợp nguyên khối hoạt động ở vùng bước sóng 1550 nm với khoảng cách kênh nhỏ hơn hoặc bằng 1 nm. Mặt khác, người ta tạo ra được các mạch sóng ánh sáng plana chế tạo bằng công nghệ silica-on-silicon để phát triển các bộ phát và bộ thu lai ghép tích hợp. Các phần tử của mạch tích hợp quang điện OEIC là rất quan trọng cho việc thực hiện công nghệ hệ thống WDM.

Có nhiều phương thức để tạo ra các bộ phát WDM nguyên khối. Phương thức thứ nhất là kết hợp đầu ra của một số nguồn laser bán dẫn DFB hoặc DBR, có khả năng điều chỉnh độc lập qua các cách tử Bragg, bằng các ống dẫn sóng thụ động. Bộ khuếch đại sẽ khuếch đại công suất của tín hiệu được ghép để làm tăng công suất phát. Trong một thí nghiệm năm 1993 [65], bộ phát WDM không chỉ tích hợp 16 nguồn laser DBR với khoảng cách bước sóng là 0,8 nm, mà bộ điều chế hấp thụ điện cũng được tích hợp vào từng nguồn laser. Trong một thí nghiệm khác, 16 laser DFB khuếch đại được tích hợp với nhau, và các bước sóng của chúng điều khiển được bằng cách thay đổi độ rộng của các ống dẫn sóng với mức điều chỉnh trên khoảng 1 nm thông qua một điện trở màng mỏng. Các nguồn laser phát mặt có hốc theo chiều đứng VCSEL (Vertical Cavity Surface-Emitting Laser) đưa ra một phương thức đặc thù khác đối với các bộ phát

WDM có khả năng cho giá thành thấp trong khi việc ghép mảng laser hai chiều làm trải rộng dải bước sóng.



Hình 7.35: Cấu trúc nguồn laser nhiều bước sóng sử dụng cách tử dẫn sóng

Một phương thức khác là tổ hợp cách tử vào trong hốc laser để thực hiện phát tín hiệu đồng thời tại một số bước sóng. Laser có hốc ghép cách tử mảng ống xếp dọc thích hợp với việc sử dụng cách tử khắc. Người ta ghép cách tử dẫn sóng vào trong hốc laser. Năm 1996, đã thực hiện được việc phát tín hiệu đồng thời tại 18 bước sóng, đặt cách nhau 0,8 nm, bằng cách sử dụng mảng cách tử dẫn sóng WGR bên trong hốc. Hình 7.35 mô tả dạng của một hốc laser. Bức xạ tự phát của bộ khuếch đại ở bên trái được tách ra thành 18 dải phổ nhờ WGR thông qua kỹ thuật cắt lát phổ. Mảng bộ khuếch đại ở bên phải sẽ khuếch đại có lựa chọn tập gồm 18 bước sóng đó, điều này làm cho laser phát ra đồng thời tại tất cả các bước sóng. Phương pháp còn có thể thực hiện phát đồng thời 32 bước sóng.

Các bộ thu WDM nguyên khối thực hiện ghép mảng photodiode với bộ giải ghép kênh. Trong phương thức thứ nhất, bộ giải ghép kênh dùng cách tử lõm (hình lòng chảo) plana được ghép với mảng bộ tách sóng quang. Trong phương thức thứ hai, WGR được tổ hợp với mảng photodiode. Ngay cả các bộ khuếch đại điện cũng được ghép vào trong cùng một chip. Cấu trúc của bộ thu này tương tự như cấu trúc bộ phát như đã mô tả trong hình 7.35 chỉ trừ một điều là nó không tạo thành hốc và mảng khuếch đại được thay thế bằng mảng photodiode. Bộ thu WDM như thế đã được thực hiện vào năm 1995. Nó đã tích hợp được WGR 8 kênh (với khoảng cách kênh là 0,8 nm), 8 photodiode p-i-n, và 8 bộ tiền khuếch đại bằng cách sử dụng các tranzito lưỡng cực đi thế kép. Bộ thu WDM có khả năng tách 8 kênh, mỗi kênh có tốc độ 2,5 Gbit/s.

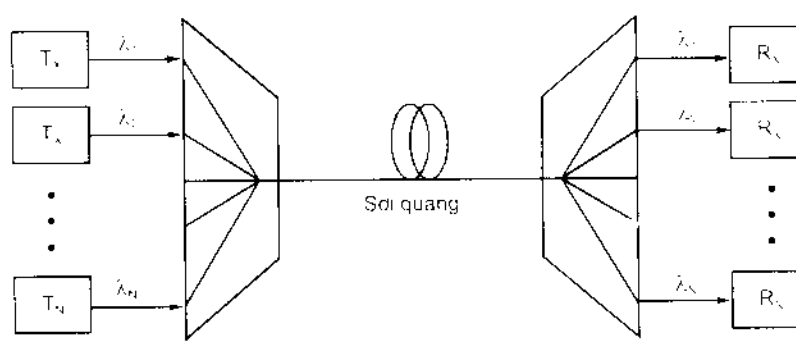
Ta xét một phương pháp đặc thù mà các nguồn WDM biến đổi dải thông phổ khá lớn của các xung quang cực ngắn thành nhiều kênh WDM. Để thực hiện ý đồ này, trước

hết các xung cực ngắn cỡ *ps* từ một nguồn laser sợi khóa mode bị giãn rộng phổ ra (tới 200 nm) thông qua quá trình phát liên tiếp vào sợi quang. Sau đó thực hiện cắt lát phổ của tín hiệu đầu ra bằng một bộ tách kênh (WGR) để tạo ra nhiều kênh WDM (tới 200 kênh) với khoảng cách kênh là không lớn hơn 1 nm. Trong một thí nghiệm khác, các xung cực ngắn cỡ *fs* (femtosecond) với độ rộng phổ 50 nm bị chirp và được trải đi một khoảng 15 ns bằng cách truyền chúng đi trên một tuyến sợi chuẩn 15 km. Việc cắt lát phổ tín hiệu đầu ra bằng bộ giải ghép kênh có thể lại tạo ra nhiều kênh nữa, mỗi một kênh được điều chế một cách độc lập. Kỹ thuật này cũng cho phép điều chế đồng thời tất cả các kênh bằng cách sử dụng một bộ điều chế trước bộ giải ghép kênh nếu bộ điều chế được điều khiển bằng một dòng bit điện thích hợp được tạo nên thông qua ghép kênh theo thời gian TDM. Nguồn tín hiệu WDM 32 kênh có thể thực hiện được bằng cách sử dụng kỹ thuật này. Các nguồn tín hiệu WDM này phù hợp khi truyền dẫn tín hiệu dạng RZ (Return-to-Zero) hoặc có khả năng chuyển đổi (RZ-to-NRZ).

7.1.5. Các hệ thống điểm-điểm dung lượng lớn

Đối với các tuyến thông tin quang điểm-điểm cự ly dài, tốc độ bit đơn kênh thường bị giới hạn tới 10 Gbit/s hoặc thấp hơn nữa do có tán sắc sợi khi dùng sợi đơn mode thông thường. Như vậy, vai trò của công nghệ WDM trong hệ thống này đơn giản là để tăng tốc độ bit tổng. Điều này khác xa với vai trò của WDM trong các mạng quang, nơi thông tin được phân bố nhờ các kỹ thuật ghép kênh. Hình 7.36 mô tả cấu trúc của một hệ thống thông tin quang sợi sử dụng công nghệ WDM. Tại lối ra của các thiết bị phát, mỗi một thiết bị hoạt động tại một tần số mang riêng (hoặc tại một bước sóng riêng), rồi được ghép lại với nhau. Tín hiệu đã được ghép kênh được phát vào sợi quang để truyền đến đầu kia, nơi có bộ giải ghép sẽ tách các kênh và gửi mỗi kênh đến bộ thu của nó. Nếu có N kênh tại các tốc độ bit $B_1, B_2, \ldots, B_N$ được phát đồng thời vào một sợi quang có chiều dài L thì tích tốc độ bit tổng và khoảng cách là BL có thể viết như sau:

$$BL = (B_1 + B_2 + \cdots + B_N)L \tag{7-6}$$



Hình 7.36: Sơ đồ hệ thống thông tin quang WDM điểm-điểm

Đối với các tốc độ bit bằng nhau thì dung lượng hệ thống sẽ được nâng lên *N* lần. Một thí nghiệm vào năm 1985 đã cho tích *BL* là 1,37 (Tbit/s).km tại bước sóng gần 1,55 μm nhờ phát 10 kênh 2 Gbit/s qua 68,3 km sợi đơn mode thông thường với khoảng cách kênh là 1,35 nm. Với các hệ thống đơn kênh thì không thể có được đặc tính hệ thống như vậy vì tán sắc sợi giới hạn *BL* xuống thấp hơn 1 (Tbit/s).km như đã xem xét trong chương 5.

Dung lượng lớn nhất của các tuyến WDM phụ thuộc vào khoảng cách giữa các kênh nằm ấn định trong vùng bước sóng. Khoảng cách kênh nhỏ nhất bị giới hạn bởi phạm vi của xuyên âm giữa các kênh, như đã nói đến trong mục 7.1.2. Khoảng cách kênh tiêu biểu nên lấy lớn hơn gấp 4 lần tốc độ bit. Vùng suy hao thấp của các sợi quang chiếm 120 nm trong vùng bước sóng gần 1,55 μm như đã mô tả trong hình 7.1. Khoảng cách kênh nhỏ nhất có thể nhỏ tới 80 GHz hoặc 0,6 nm đối với các kênh 20 Gbit/s. Do đó có thể chứa được tới 200 kênh trên một vùng băng tần rộng 120 nm, và vì vậy cho nên tốc độ bit có thể đạt được tới 4 Tbit/s. Nếu giả thiết rằng tín hiệu WDM có thể được phát qua 150 km sợi quang mà không cần có sự tái tạo điện hoặc khuếch đại quang nào cả thì tích *BL* hiệu dụng sẽ lớn hơn 600 (Tbit/s).km nếu sử dụng kỹ thuật WDM. Điều này có thể trái ngược với các hệ thống thông tin quang thế hệ ba, các hệ thống này có thể truyền một kênh qua 80 km hoặc tốc độ bit lớn tới 2,5 Gbit/s, do vậy tích BL tối đa sẽ là 0,2 (Tbit/s).km. Rõ ràng là việc sử dụng WDM sẽ rất có lợi trong việc cải thiện đặc tính của các hệ thống thông tin quang thế hệ thứ tư lên hơn 100 lần.

Trong thực tế có rất nhiều yếu tố giới hạn việc sử dụng toàn bộ cửa sổ suy hao thấp. Ví dụ như các bộ khuếch đại quang thường được sử dụng để tránh việc tái tạo điện của tín hiệu WDM. Số các kênh quang khi đó bị giới hạn bởi băng tần khuếch đại phẳng mà qua đó các bộ khuếch đại có thể có độ khuếch đại gần như đồng đều. Băng tần của các bộ khuếch đại quang sợi pha tạp Erbium bị giới hạn đến 30 ÷ 35 nm thậm chí ngay cả khi có sử dụng các kỹ thuật làm phẳng độ khuếch đại (chương 8 sẽ giới thiệu vấn đề này). Những yếu tố khác giới hạn số kênh quang có thể ghép đó là: độ ổn định và khả năng điều chỉnh của các laser bán dẫn DFB, sự suy giảm tín hiệu trong quá trình truyền dẫn do có những ảnh hưởng phi tuyến khác nhau, và xuyên âm giữa các kênh trong quá trình giải ghép. Sự thương mại hoá của các tuyến WDM dung lượng lớn đòi hỏi phải có nhiều các thiết bị có chất lượng cao như các bộ phát tích hợp nhiều laser DFB, các bộ ghép kênh và giải ghép có khả năng xen/rẽ kênh, và các bộ khuếch đại băng tần lớn có độ khuếch đại không đổi.

Các kết quả thực nghiệm về tuyến WDM có thể được chia thành 2 nhóm dựa trên khoảng cách truyền dẫn xấp xỉ 100 km hay lớn hơn 1000 km. Từ một thí nghiệm năm 1985 trong đó 10 kênh 2 Gbit/s đã được phát qua 68,3 km sợi thì cả số kênh và tốc độ bit của các kênh riêng lẻ đã được tăng lên đáng kể. Năm 1995, đã đạt được dung lượng

340 Gbit/s qua 17 kênh, mỗi kênh 20 Gbit/s qua khoảng cách 150 km. Chỉ một năm sau đó 3 thí nghiệm khác đã đạt được tốc độ bit tổng là 1 Tbit/s và cao hơn nữa. Đến cuối năm 1996, người ta đã đạt được tốc độ bit 2,64 Tbit/s trong một thực nghiệm ghép 132 kênh cách nhau 0,27 nm. Năm 1998 một thực nghiệm đã đạt được tốc độ 640 Gbit/s (32 × 20 Gbit/s) DWDM với khoảng cách kênh 0,4 nm, trên độ dài sợi 1200 km [60].

Nhóm thí nghiệm WDM thứ hai với khoảng cách truyền dẫn lớn hơn 1000 km có thể được chia thành 2 loại tuỳ thuộc vào đó là tuyến sợi quang tuyến tính hay mạch vòng sợi. Một thí nghiệm năm 1994 thực hiện truyền dẫn tốc độ 40 Gbit/s qua tuyến sợi tuyến tính dài 1420 km nhờ ghép 16 kênh 2,5 Gbit/s trong khi vẫn duy trì khoảng cách khuếch đại là khoảng 100 km. Tiếp theo đó là rất nhiều các thí nghiệm hoặc tăng khoảng cách truyền dẫn hoặc tăng tốc độ bit. Trong đó một thí nghiệm đã đạt khoảng cách truyền dẫn 6000 km tại 20 Gbit/s (8 kênh 2,5 Gbit/s) với khoảng cách khuếch đại là 75 km [59]. Một thí nghiệm khác đã có thể mở rộng tốc độ bit đến 40 Gbit/s (8 kênh 5 Gbit/s) nhưng khoảng cách truyền dẫn chỉ là 4500 km thậm chí ngay cả khi có sử dụng dạng mã RZ để cải thiện SNR. Theo một hướng khác thì người ta đã sử dụng một đoạn cáp vượt biển đang khai thác (TPC-5) để thực hiện truyền dẫn qua 6600 km bằng cách ghép một vài kênh 5 hoặc 10 Gbit/s, do đó tốc độ bit sẽ lớn tới 25 Gbit/s. Năm 1997, một thí nghiệm đã thực hiện truyền dẫn 320 Gbit/s qua 640 km sợi bằng cách ghép 32 kênh (khoảng cách kênh là 0,8 nm và mỗi kênh có tốc độ 10 Gbit/s) sử dụng các bộ khuếch đại quang sợi băng rộng có độ khuếch đại phẳng. Trái lại thì một thí nghiệm mạch vòng sợi đã truyền dẫn 100 Gbit/s (20 kênh 5 Gbit/s) qua khoảng cách vượt biển 9100 km nhờ sử dụng các kỹ thuật sửa lỗi trước và trộn phân cực. Số các kênh về sau đã được tăng lên tới 32 do đó mà tốc độ đã tăng tới 160 Gbit/s qua khoảng cách 9300 km.

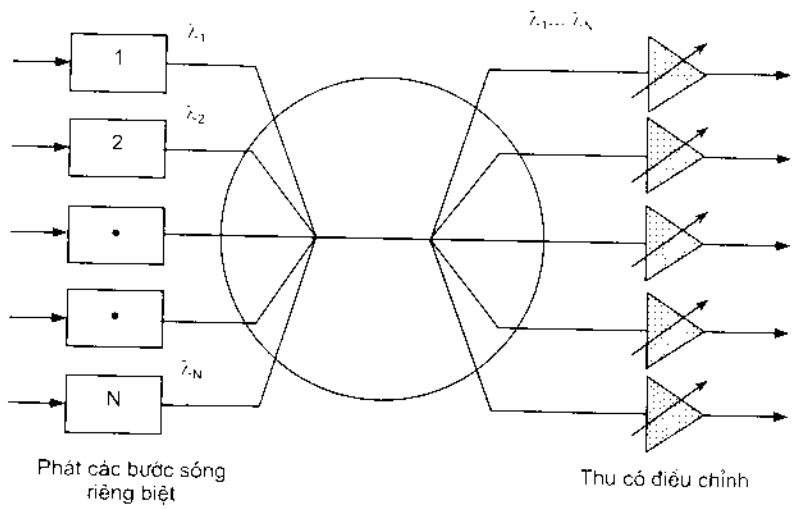
Sự phát triển của các tuyến WDM đã dẫn đến thế hệ thứ tư của các hệ thống thông tin quang sử dụng kỹ thuật WDM để tăng tốc độ bit và các bộ khuếch đại quang để tăng khoảng cách truyền dẫn. Các tuyến WDM 4 kênh mỗi kênh 2,5 Gbit/s đã được thương mại hoá vào năm 1995. Năm 1996, các hệ thống WDM có dung lượng 40 Gbit/s (16 kênh 2,5 Gbit/s hoặc 4 kênh 10 Gbit/s) cũng đã trở thành hiện thực. Các hệ thống 16 kênh 10 Gbit/s trong vùng 1,55 μm với khoảng cách kênh là 0,8 nm cũng đã được đưa vào sử dụng thương mại năm 2000. Sắp tới các hệ thống 32 và 64 kênh 10 Gbit/s cũng sẽ được phổ biến. Rõ ràng là việc sử dụng WDM đã cách mạng hoá việc thiết kế các hệ thống thông tin quang.

7.1.6. Các mạng phân bố và quảng bá

Trong quá trình phát triển các hệ thống thông tin quang, có một số mạng quảng bá hoặc phân phối tín hiệu WDM đa kênh tới một nhóm các thuê bao và để cho bộ thu quang lựa chọn lấy mỗi kênh thông qua việc giải ghép. Các mạng truyền hình cáp

(CATV) là một ví dụ; mạng này phân phát các kênh video qua một bus quang. Mặc dù các mạng CATV tương tự (analog) thường sử dụng cơ chế ghép kênh theo sóng mang, mà ta sẽ xem xét ở phần sau, nhưng các mạng video số (ví dụ truyền hình phân giải cao hoặc HDTV) vẫn có thể sử dụng kỹ thuật WDM. Hình 7.37 là một ví dụ về mạng WDM phân bố sử dụng một thiết bị sao quảng bá. Mỗi một kênh được phát với một tần số mang quang riêng. Lối ra của tất cả các bộ phát sẽ được kết hợp trong một thiết bị sao thụ động và rồi được phân phát đồng đều đến tất cả các bộ thu. Mỗi thuê bao sẽ thu tất cả các kênh và có thể lựa chọn một trong các kênh đó nhờ sử dụng cơ chế điều chỉnh. Một mạng như vậy sẽ được gọi là mạng quảng bá và lựa chọn.

Có rất nhiều các thí nghiệm đã chứng minh tiềm năng của các mạng quảng bá và lựa chọn. Một thí nghiệm thời kỳ đầu đã sử dụng một thiết bị sao quảng bá 8 × 8 để phân phát 7 kênh với khoảng cách kênh là 15 nm. Mỗi bộ thu sử dụng một bộ lọc có thể điều chỉnh bằng cơ khí có băng tần 10 nm và vùng điều chỉnh 400 nm để tách lấy tín hiệu 280 Mbit/s [61]. Trong một thí nghiệm khác, người ta đã thành công khi truyền 10 kênh sử dụng kỹ thuật tách sóng Coherent, mỗi kênh hoạt động tại 70 Mbit/s với khoảng cách kênh chỉ 6 GHz. Thí nghiệm đó đã sử dụng một thiết bị sao quảng bá 128 × 128 để phục vụ cho một lượng thuê bao lớn. Tiếp theo các thí nghiệm thời kỳ đầu này là rất nhiều các thí nghiệm khác có cải thiện chất lượng. Có một thí nghiệm đã thành công với 16 kênh, tốc độ bit của kênh lớn cỡ 2 Gbit/s. Nhưng ở một thí nghiệm khác, tốc độ bit của kênh lại tương đối nhỏ là B = 622 Mbit/s, nhưng lại truyền được tới 100 kênh nhờ sử dụng một thiết bị sao quảng bá 128 × 128 [62].



Hình 7.37. Sự phân phối các kênh thông qua thiết bị sao quảng bá

Dung lượng của một mạng quảng bá bị giới hạn bởi suy hao xen và phân bố. Suy hao phân bố của một bus quang tăng rất nhanh khi số bước sóng N tăng theo công thức sau:

$$P_N = P_T C\left[(1-\delta)(1-C)\right]^{\log_2 N} \quad (7\text{-}7)$$

ở đây P_T là công suất phát, C là phần công suất ghép ra tại mỗi đầu sợi, δ là lượng suy hao xen được giả thiết có cùng giá trị tại mỗi đầu sợi. Nếu như sử dụng $\delta = 0{,}05$ và $P_T = 1$ mW với $P_N = 0{,}1$ μW thì N không nên vượt quá 60. Từ biểu thức (7-7) ta thấy rằng một kiến trúc như vậy sẽ bị giới hạn tới các giá trị N rất nhỏ (nhỏ hơn 100) trừ khi có sử dụng các bộ khuếch đại quang để bù suy hao phân tán. Trong trường hợp dùng bộ sao quảng bá thì suy hao phân bố lại nhỏ hơn nhiều. Với một thiết bị sao N × N, công suất trung bình $\langle P_R \rangle$ thu được từ mỗi thuê bao có thể được viết như sau:

$$\langle P_R \rangle = \left(\frac{\langle P_T \rangle}{N}\right)(1-\delta)^{\log_2 N}(1-C_L) \quad (7\text{-}8)$$

với $\langle P_T \rangle$ là công suất phát trung bình và δ là suy hao xen của mỗi bộ ghép hướng trong một thiết bị sao quảng bá. Tham số C_L chứa nhiều loại suy hao khác, như suy hao sợi và suy hao bộ nối quang (connector). Công suất thu được có thể vượt quá độ nhạy thu $\langle P_{in} \rangle$ nếu mạng được khai thác thoả đáng. Nếu ta mô tả $\langle P_{in} \rangle$ dưới dạng số photon trung bình trên bit $\langle N_p \rangle$, thì $\langle P_{in} \rangle = \langle N_p \rangle h\nu B$. Sử dụng $\langle P_R \rangle = \langle P_{in} \rangle$ trong công thức (7-8) thì băng tần hiệu dụng, ký hiệu là tích BN, có thể được viết như sau:

$$BN = \left(\frac{\langle P_T \rangle}{\langle N_p \rangle h\nu}\right)(1-\delta)^{\log_2 N}(1-C_L) \quad (7\text{-}9)$$

Có thể sử dụng biểu thức (7-9) để đánh giá dung lượng của mạng quảng bá. Giá trị tiêu biểu của $\langle N_p \rangle$ đối với các bộ thu Coherent là 100 như đã giới thiệu trong chương 6. Công suất phát thường bị giới hạn tới 1 mW. Năng lượng photon $h\nu = 0{,}8$ eV đối với các hệ thống thông tin quang 1,55 μm. Đối với trường hợp một bộ ghép sao không gây suy hao ($\delta = 0$) và truyền dẫn không có suy hao ($C_L = 0$), thì công thức (7-9) sẽ cho BN = 78 Tbit/s. Giá trị này giảm tới 7,8 Tbit/s đối với trường hợp thu trực tiếp nếu sử dụng $\langle N_p \rangle = 1000$ là giá trị điển hình. Trong thực tế, BN thường nhỏ hơn rất nhiều do có suy hao xen và những loại suy hao khác ($C_L \neq 0$), do vậy sẽ làm giảm công suất phát.

Vấn đề suy hao trong mạng phân bố có thể được giải quyết nhờ sử dụng các bộ khuếch đại quang. Trong một thí nghiệm năm 1990 có sử dụng 2 bộ khuếch đại pha tạp Erbium trong một mạng quảng bá có khả năng phục vụ 39.500.000 thuê bao [63]. Thí nghiệm này đã sử dụng 12 laser DFB với khoảng cách bước sóng là 2 nm. Mỗi laser có thể được điều chế tại 2,2 Gbit/s. Vai trò của các bộ khuếch đại được dùng ở đây là để bù suy hao phân phối nhằm đảm bảo rằng mỗi thuê bao có khả năng nhận đủ công suất để điều chế lại tín hiệu tại chỗ. Vấn đề này đã được mở rộng nhằm thực hiện một mạng

WDM quảng bá có khả năng phục vụ 43.800.000 thuê bao trong khi nó hoạt động tại tốc độ 39.81 Gbit/s qua 507 km.

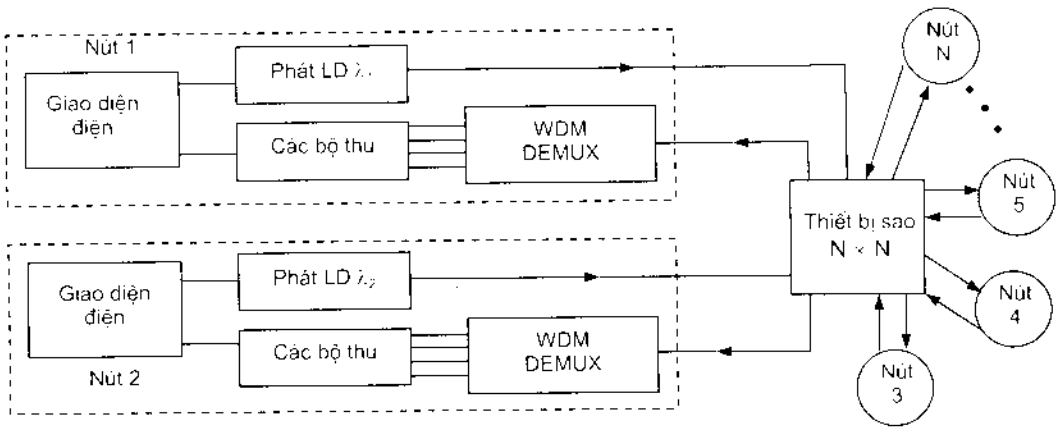
7.1.7. Mạng WDM đa truy nhập

Các mạng đa truy nhập khác với các mạng quảng bá ở một điểm quan trọng là: Chúng cung cấp đường truy nhập hai hướng ngẫu nhiên tới mỗi thuê bao. Mỗi thuê bao không chỉ có khả năng thu mà còn phát được thông tin tới bất kỳ một thuê bao nào của mạng. Dịch vụ điện thoại là một ví dụ về các mạng này, và nhìn chung được gọi là các mạng *mạch vòng nội hạt* hoặc *mạch vòng thuê bao*. Một ví dụ khác là các mạng kết nối nhiều máy tính, ví dụ như Internet. Trong năm 1996 cả các mạng máy tính và mạch vòng nội hạt đều đã sử dụng các kỹ thuật điện tử để cung cấp đa truy nhập hai hướng thông qua chuyển mạch kênh hoặc gói. Như vậy, cần phải thiết lập các luật giao thức để đạt được sự vận hành thoả đáng của mạng. TCP Ethernet/IP (Giao thức điều khiển truyền dẫn/giao thức Internet - Transmission Control Protocol/Internet Protocol) và phương thức chuyển giao không đồng bộ ATM (Asynchronous Transfer Mode) là các ví dụ về giao thức thông thường. Giới hạn chủ yếu của các kỹ thuật này là mỗi nút trong mạng phải có khả năng xử lý toàn bộ lưu lượng mạng. Do rất khó có thể đạt được các tốc độ xử lý điện tử lớn hơn 10 Gbit/s nên các mạng như vậy đều bị hạn chế bởi các phần tử điện tử.

Việc sử dụng công nghệ WDM cho phép ta xây dựng một phương thức mạng trong đó bước sóng của kênh tự nó có thể được sử dụng cho chuyển mạch, định tuyến hoặc phân phát từng kênh đến địa chỉ của nó, đó là một mạng toàn quang AON (All-Optical Network). Vì bước sóng được sử dụng cho đa truy nhập nên một mạng WDM như vậy được xem là phương thức đa truy nhập theo bước sóng WDMA (Wavelength Division Multiple Access). Có rất nhiều công trình nghiên cứu và triển khai đã được thực hiện suốt thập kỷ 1990 để phát triển các mạng WDMA. Nói rộng ra thì các mạng WDMA có thể được chia thành 2 loại, gọi là mạng toàn quang AON *đơn hop* (đơn chặng) và *đa hop* (đa chặng). Như tên của chúng đã thể hiện, mọi nút đều được kết nối trực tiếp đến tất cả các nút khác trong một AON đơn hop, do vậy đó là mạng kết nối hoàn toàn. Ngược lại, các AON đa hop chỉ được kết nối một phần, do vậy mà tín hiệu quang được gửi từ một nút có thể đi đến một vài hop thông qua nút trung gian trước khi đi đến đích của nó. Trong mỗi phương thức trên thì tần số hoạt động của các bộ phát và thu có thể vừa cố định vừa thay đổi được, do vậy có thể có bốn tổ hợp thiết bị.

Người ta đã đưa ra một số kiến trúc dành cho các AON đa hop. Kiến trúc bộ xử lý song song là một ví dụ: nó được sử dụng để kết nối nhiều bộ xử lý trong một siêu máy tính. Cấu hình bộ xử lý song song có thể nhìn thấy ở dạng 3 kích thước do đó 8 nút sẽ nằm ở vị trí tại 8 góc của một hình lập phương đơn giản. Nói chung, số các nút N phải có dạng 2^m, với m là kích thước của bộ xử lý song song. Mỗi nút được kết nối đến m nút

khác nhau. Số hop lớn nhất được giới hạn đến m, trong khi đó số hop trung bình là khoảng $m/2$ đối với N lớn. Mỗi một nút cần có m bộ thu. Số các bộ thu có thể được giảm nếu sử dụng một mạng biến thể, được hiểu là *mạng deBruijn*; tuy nhiên chúng lại cần số hop trung bình lớn hơn $m/2$.



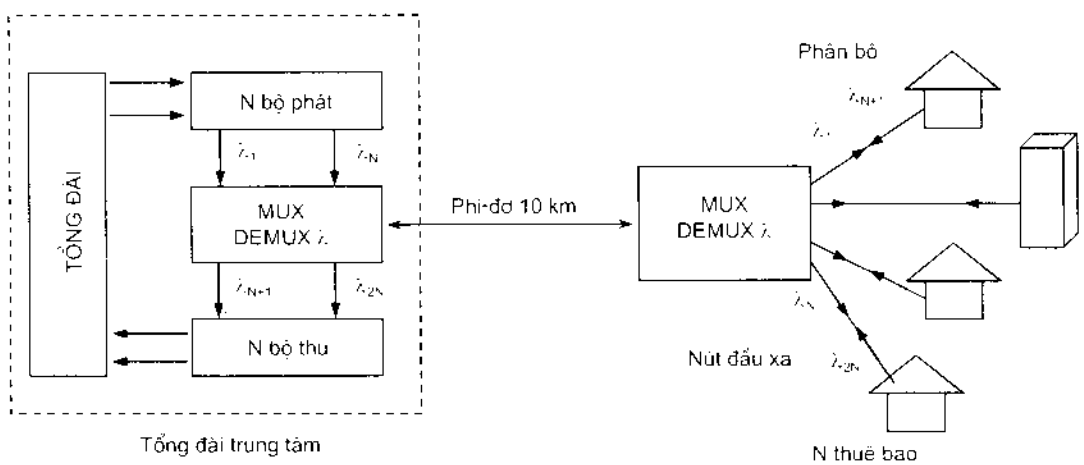
Hình 7.38: Sơ đồ Lambdanet có N nút, mỗi nút có 1 bộ phát và N bộ thu

Kiến trúc *Lambdanet* thể hiện trên hình 7.38 là một ví dụ về AON đơn hop. Thiết bị sao quảng bá được sử dụng để phân phát tín hiệu đến mọi nút. Lambdanet có một đặc tính mới là mỗi nút được trang bị một bộ phát để phát tín hiệu tại một bước sóng duy nhất, và N bộ thu hoạt động tại N bước sóng, ở đây N là số nút (hoặc số người sử dụng). Mỗi nút sẽ thu toàn bộ lưu lượng mạng. Đặc tính này tạo ra một mạng kết nối hoàn toàn mà dung lượng và khả năng kết nối của nó có thể được cấu hình lại bằng kỹ thuật điện tử tuỳ theo từng ứng dụng. Mạng này còn thông suốt về tốc độ bit hoặc dạng điều chế. Những thuê bao khác nhau có thể phát dữ liệu tại các tốc độ bit khác nhau hay các dạng điều chế khác nhau. Mạng tại một bước sóng nào đó có thể sử dụng truyền dẫn tương tự (analog) hoặc số (digital) miễn là các bộ thu tương ứng với bước sóng đó được lựa chọn thích hợp. Tính linh hoạt của Lambdanet khiến cho nó rất phù hợp cho nhiều ứng dụng. Nó có thể được sử dụng cho truyền tải lưu lượng thoại trong một mạng liên đài. Do các bộ phát và thu hoạt động tại một bước sóng cố định và không đòi hỏi thay đổi bước sóng (trong thực tế là một hoạt động tương đối chậm), cho nên Lambdanet còn có thể được sử dụng cho các mạng sử dụng chuyển mạch gói. Một thí nghiệm năm 1987 đã sử dụng 18 kênh hoạt động tại 1,5 Gbit/s cho dung lượng mạng là 27 Gbit/s. Các kênh có thể được phát qua 57,8 km mà không có sự mất mát công suất quá lớn. Bất lợi chính của Lambdanet là số người sử dụng bị giới hạn bởi số các bước sóng hiện có. Hơn nữa, mỗi nút đòi hỏi nhiều bộ thu tương đương với số các nút, do đó cần một lượng đầu tư đáng kể vào phần cứng thiết bị.

Nếu dùng bộ thu có thể điều chỉnh thì có thể làm giảm chi phí và độ phức tạp của Lambdanet. Điều này được giải quyết bằng mạng *Rainbow*, mạng này có thể hỗ trợ tới

32 nút, mỗi nút có thể phát các tín hiệu lên đến 1 Gbit/s qua 10 ÷ 20 km. Mạng này sử dụng một thiết bị sao thụ động trung tâm (xem hình 7.38) với cùng một giao diện song song đặc tính cao HIPPI (High - Performance Parallel Interface) để kết nối nhiều máy tính. Bộ lọc quang điều chỉnh được được sử dụng để lựa chọn một bước sóng tương ứng với mỗi nút. Nhược điểm lớn nhất của mạng Rainbow là sự điều chỉnh của bộ thu diễn ra tương đối chậm, khiến cho rất khó khăn trong việc sử dụng chuyển mạch gói. Starnet là một thí dụ về mạng máy tính WDM sử dụng chuyển mạch gói. Mạng này sử dụng thu Coherent để truyền dữ liệu với tốc độ bit lên tới 1,25 Gbit/s tại mỗi nút.

Các mạng WDM sử dụng bộ ghép sao thụ động thường được gọi là các mạng quang thụ động PON (Passive Optical Networks) do mỗi nút đều thu lấy toàn bộ lưu lượng, khi không tính đến chuyển mạch tích cực. PON có khả năng kéo sợi quang đến tận nhà thuê bao, hoặc ít nhất là đến cụm dân cư. Trong sơ đồ mạch vòng quang thụ động, nhiều bước sóng được sử dụng để định tuyến các tín hiệu trong mạch vòng nội hạt. Hình 7.39 mô tả sơ đồ khối của một mạng như vậy. Tổng đài trung tâm gồm N bộ phát hoạt động tại các bước sóng $\lambda_1, \lambda_2, ..., \lambda_N$ và N bộ thu hoạt động tại các bước sóng $\lambda_{N+1}, ..., \lambda_{2N}$ đối với một mạng N thuê bao. Các tín hiệu đến mỗi thuê bao được mang trên một bước sóng riêng ở mỗi hướng. Nút đầu xa sẽ ghép các tín hiệu từ các thuê bao rồi gửi tín hiệu tập hợp này đến tổng đài trung tâm. Nút đó còn giải ghép tín hiệu cho các thuê bao khác nhau. Nút đầu xa là nút thụ động và đòi hỏi bảo dưỡng không nhiều nếu mạng có sử dụng các thiết bị WDM thụ động. Bộ chuyển mạch tại tổng đài trung tâm sẽ định tuyến các tín hiệu tuỳ theo các bước sóng của nó.



Hình 7.39: Mạch quang thụ động dùng cho mạng nội hạt

Vấn đề thiết kế PON cho các ứng dụng mạch vòng nội hạt vẫn tiếp tục phát triển từ năm 1996. Mục đích của thiết kế này là đưa ra một phương thức truy nhập băng rộng đến từng thuê bao và để phân phối các kênh thoại, hình ảnh và số liệu theo yêu cầu

trong khi vẫn giữ được giá thành giảm. Có một kỹ thuật được biết đến là kỹ thuật phân chia phổ sử dụng phổ phát xạ rộng của LED để cung cấp nhiều kênh WDM với giá rẻ. Bên cạnh đó thì loại thiết bị WDM được gọi là bộ định tuyến cách tử dẫn sóng WGR (Waveguide Grating Router) đã được sử dụng cho mục đích định tuyến bước sóng.

Một phương thức mạng WDM khác dựa trên việc sử dụng công nghệ lai cáp đồng và cáp quang HFC (Hybrid Fiber-Coaxial). Phương thức này sử dụng các mạng cáp đồng CATV sẵn có trong khi vẫn cung cấp đồng thời các dịch vụ thoại và hình ảnh trên mạch vòng nội hạt. Các sợi quang được sử dụng để phân phối các tín hiệu băng rộng đến vùng phục vụ nội hạt, nơi mà tín hiệu được biến đổi thành dạng điện và phân phát đến mỗi thuê bao thông qua các môi trường truyền dẫn thông thường. Mạng HFC không phải hoàn toàn là một mạng WDM vì việc ghép kênh được thực hiện dưới dạng điện. Tuy vậy, loại mạng này đã được thương mại hoá đầu tiên vì có giá thành thấp. Băng tần lớn của mỗi thuê bao sẽ được cung cấp nhờ một kiến trúc mạng cáp thụ động. Việc sử dụng chúng cho phép phân phối băng tần 10 MHz ở luồng đi (đến thuê bao) và một kênh dữ liệu 1,5 Mbit/s ở luồng về ngược lại.

PON có thể chỉ được sử dụng cho các mạng nội hạt và vùng trung tâm đô thị (MAN) do số các nút thường bị giới hạn đến 100 hoặc do cần thiết phải ấn định một bước sóng duy nhất cho từng nút. Một vài mạng MAN có thể được kết nối với nhau để tạo thành một mạng diện rộng (WAN), mạng này có thể tạo thành một backbone của mạng WDMA băng rộng cỡ quốc gia. Mạng này gồm 3 lớp. Tại lớp LAN, một thiết bị sao được sử dụng theo phương thức tương tự như trong hình 7.38 để tập hợp nhiều kênh thông tin. Tại lớp tiếp theo, một vài LAN được kết nối đến một MAN nhờ việc định tuyến bước sóng thụ động. Tại lớp cao nhất, một vài MAN sẽ kết nối đến WAN mà các nút của WAN đó được kết nối với nhau theo dạng mắt lưới *(Mesh)*. Tại lớp WAN, mạng sẽ sử dụng các bộ chuyển mạch và các thiết bị dịch chuyển bước sóng, do vậy đây là mạng linh hoạt về cấu hình. Các bước sóng có mặt được chia thành 3 loại. Một loại dành cho các LAN, loại thứ hai dành cho MAN và loại thứ ba dành cho WAN.

7.1.8. Các đặc tính hệ thống thông tin quang WDM

Trong mục 7.1.2 chúng ta đã có dịp khảo sát sơ bộ về một số tham số cơ bản của thành phần thiết bị WDM. Có thể nói rằng vấn đề quan trọng nhất trong thiết kế hệ thống WDM là xuyên kênh. Đặc tính hệ thống sẽ bị giảm xuống khi có xuyên kênh dẫn đến công suất bị chuyển đổi từ kênh này sang kênh khác. Sự chuyển đổi đó xảy ra là do ảnh hưởng của các hiệu ứng phi tuyến bên trong sợi quang, hiện tượng này được gọi là xuyên kênh phi tuyến vì nó phụ thuộc vào bản chất truyền dẫn phi tuyến của kênh thông tin. Tuy nhiên, xuyên kênh xảy ra ngay cả khi kênh là tuyến tính hoàn toàn là do tính không hoàn hảo của các phần tử WDM khác nhau như bộ lọc quang, bộ giải ghép

kênh và các bộ chuyển mạch. Trong phần này, chúng ta sẽ đề cập cụ thể đến sự tác động của xuyên kênh tuyến tính và phi tuyến trong hệ thống truyền dẫn, sau đó sẽ xét đến các vấn đề khác có liên quan đến các hệ thống WDM.

7.1.8.1. Xuyên kênh tuyến tính

Xuyên kênh tuyến tính có thể chia thành hai loại tuỳ theo nguồn gốc của nó. Các bộ lọc quang và các bộ tách kênh thường để rò một phần công suất tín hiệu sang các kênh lân cận, xen vào quá trình tách sóng. Xuyên kênh này được gọi là xuyên kênh không đồng nhất bước sóng (hay xuyên kênh ngoài băng), và do tính không kết hợp của nó, nên nó ít ảnh hưởng hơn so với xuyên kênh đồng kênh (hay xuyên kênh trong băng) xảy ra khi định tuyến tín hiệu WDM từ nhiều nút mạng. Sự khác nhau giữa hai loại xuyên kênh sẽ được giải thích cho từng trường hợp cụ thể sau.

- ***Xuyên kênh gây ra do bộ lọc***

Ta hãy xét trường hợp hệ thống trong đó sử dụng một bộ lọc quang có điều chỉnh được để chọn ra một kênh trong N kênh tới. Nếu bộ lọc quang cho qua kênh thứ m, thì công suất quang tới được bộ tách sóng có thể được viết như sau:

$$P = P_m + \sum_{n \neq m}^{N} T_{nm} P_n \tag{7-10}$$

với P_m là công suất của kênh thứ m và T_{nm} là hệ số truyền dẫn của bộ lọc cho kênh n khi kênh m được chọn. Xuyên kênh xảy ra nếu $T_{nm} \neq 0$ với $n \neq m$. Xuyên kênh này là xuyên kênh ngoài băng vì nó thuộc về các tín hiệu nằm ở ngoài dải phổ mà kênh được tách ra đã chiếm giữ. Tính không kết hợp của nó cũng được thể hiện trong biểu thức (7-10) trên vì nó chỉ phụ thuộc vào công suất của tín hiệu trong các kênh lân cận.

Để đánh giá sự tác động của xuyên kênh lên chức năng hệ thống, ta nên xét sự đền bù công suất được xác định khi tăng thêm công suất tại bộ thu để hạn chế sự ảnh hưởng của xuyên kênh. Dòng photo được phát ra tương ứng với công suất quang tới được xác định bằng:

$$I = R_m P_m + \sum_{n \neq m}^{N} R_n T_{nm} P_n = I_{ch} + I_X \tag{7-11}$$

ở đây $R_m = \eta_m e/h\nu_m$ là đáp ứng bộ tách sóng quang cho kênh thứ m tại tần số quang ν_m và η_m là hiệu suất lượng tử mà nó có thể khác nhau đối với các kênh khác nhau. Thành phần I_X trong biểu thức (7-11) biểu thị xuyên kênh thêm vào dòng I của bộ thu. Giá trị của nó phụ thuộc vào dạng bit và đạt cực đại khi tất cả các kênh đều mang các bit "1". Đây là trường hợp xấu nhất.

Phương pháp đơn giản để tính mức thiệt thòi công suất xuyên kênh là dựa vào độ khép hình mắt. Độ khép lớn nhất của hình mắt xảy ra trong trường hợp xấu nhất với I_X là cực đại. Thực tế, I_{xb} tăng lên để duy trì chất lượng hệ thống. Nếu I_{xb} tăng lên theo hệ số δ_X, thì dòng đỉnh tương ứng với đỉnh của hình mắt là $I_I = \delta_X I_{xb} + I_X$. Dòng ngưỡng quyết định được thiết lập tại $I_D = I_I/2$. Độ mở hình mắt từ I_D tới mức đỉnh nên được giữ nguyên tại giá trị ban đầu của nó $I_{xb}/2$ nếu như:

$$\left(\delta_X I_{xb} + I_X\right) - I_X - \frac{1}{2}\left(\delta_X I_{xb} + I_X\right) = \frac{1}{2} I_{xb} \tag{7-12}$$

hoặc khi

$$\delta_X = 1 + \frac{I_X}{I_{xb}} \tag{7-13}$$

δ_X là thiệt thòi (hay sự mất mát) công suất đối với kênh thứ m. Sử dụng I_X và I_{xb} từ biểu thức (7-11) thì δ_X có thể được tính theo dB như sau:

$$\delta_X = 10\log_{10}\left(1 + \frac{\sum_{n \neq m}^{N} R_n T_{nm} P_n}{R_m P_m}\right) \tag{7-14}$$

ở đây các công suất tương ứng với các giá trị trạng thái mở của chúng. Nếu giả sử công suất đỉnh của tất cả các kênh là như nhau, thiệt thòi công suất do xuyên kênh trở thành không phụ thuộc công suất. Hơn nữa, nếu đáp ứng bộ tách sóng của tất cả các kênh đều như nhau ($R_m \approx R_n$), thì δ_X xấp xỉ bằng:

$$\delta_X = 10\log_{10}(1 + X) \tag{7-15}$$

với $X = \sum_{n \neq m}^{N} T_{nm}$ là lượng xuyên kênh ngoài băng vì nó biểu thị một phần công suất bị rò vào một kênh nào đó từ những kênh khác. Giá trị của X phụ thuộc vào các đặc tính truyền dẫn của bộ lọc quang xác định. Đối với bộ lọc FP, có thể đạt được X trong dạng khép kín.

Các phân tích trên về sự mất mát do xuyên kênh dựa vào độ khép của hình mắt hơn là tỷ số BER. Người ta có thể viết biểu thức cho BER nếu I_X là một biến ngẫu nhiên trong phương trình (7-11). Đền bù công suất xuyên âm δ_X tính được bằng cách xác định giá trị tăng lên của I_{xb} cần thiết để giữ nguyên giá trị BER xác định.

- ***Xuyên kênh gây ra do WGR***

Để hiểu rõ nguồn gốc gây ra xuyên kênh trong băng, ta xét bộ định tuyến cách tử dẫn sóng WGR tĩnh. Đối với bộ định tuyến $N \times N$, tồn tại N^2 kết nối qua đó các tín hiệu

WDM có N bước sóng có thể được chia ra. Xét tín hiệu đầu ra tại một bước sóng λ_m. Trong N^2 - 1 tín hiệu giao thoa có thể đi cùng tín hiệu mong muốn, N-1 tín hiệu có cùng bước sóng mang λ_m, trong khi $N(N-1)$ tín hiệu còn lại thuộc về các bước sóng khác và sẽ bị loại trừ khi chúng đi qua các phần tử WDM khác. N-1 tín hiệu xuyên kênh tại các bước sóng giống nhau (xuyên kênh trong băng) bắt nguồn từ quá trình lọc không hoàn toàn của WGR do sự chồng lấn giữa N đỉnh truyền dẫn của nó. Trường quang tổng chỉ bao hàm xuyên kênh trong băng được xác định như sau:

$$E_m(t) = \left(E_m + \sum_{n \neq m}^{N} E_n \right) \exp(-i\omega_m t) \tag{7-16}$$

trong đó E_m là tín hiệu mong muốn và $\omega_m = 2\pi c/\lambda_m$. Bản chất kết hợp của xuyên kênh trong băng được biểu thị rõ trong phương trình (7-16).

Để xét sự tác động của xuyên kênh trong băng vào đặc tính hệ thống, người ta thường đánh giá sự đền bù công suất. Tuy nhiên, dòng tại bộ thu $I = R|E_m(t)|^2$ trong trường hợp này bao gồm các thành phần giao thoa hoặc phách gây ra do tính chất kết hợp của xuyên kênh. Ta có thể phân biệt hai loại phách: phách tín hiệu-xuyên kênh có các thành phần E_mE_n, và phách xuyên kênh-xuyên kênh có các thành phần E_kE_n, trong đó cả k và n đều khác với m. Các thành phần phía sau trong thực tế là không đáng kể nên có thể bỏ qua. Dòng bộ thu có thể tính xấp xỉ như sau:

$$I(t) \approx RP_m(t) + 2R\sum_{n \neq m}^{N} \sqrt{P_m(t)P_n(t)} \cos\left[\phi_m(t) - \phi_n(t)\right] \tag{7-17}$$

với $P_n = |E_n|^2$ là công suất và $\phi_n(t)$ là pha. Thực tế $P_n << P_m$ với $n \neq m$ bởi vì WGR được tạo ra để làm giảm xuyên kênh. Vì các pha gần như biến động một cách ngẫu nhiên nên có thể viết lại biểu thức (7-17) như là $I(t) = R(P_m + \Delta P)$ và coi xuyên kênh là nhiễu cường độ, và có thể sử dụng cách tiếp cận để tính toán sự mất mát công suất. Kết quả đạt được giống như sau.

$$P_X = -10\log_{10}(1 - r_X^2 Q^2) \tag{7-18}$$

trong đó

$$r_X^2 = \frac{\langle (\Delta P)^2 \rangle}{P_m^2} = X(N-1) \tag{7-19}$$

với $X = P_n/P_m$ là mức xuyên kênh được xác định như là phần công suất rò qua WGR và được coi là như nhau đối với tất cả N-1 nguồn xuyên kênh trong băng kết hợp với giả thiết các công suất đều bằng nhau. Giá trị trung bình pha được tính bằng $\cos^2\theta = 1/2$. Hơn nữa, r^2_X được nhân lên theo hệ số 1/2 cho thấy thực tế P_n có giá trị trung bình là 0 với phần nửa số bit của mỗi kênh xuyên kênh.

Việc tính toán mất mát do xuyên kênh cho trường hợp định tuyến bước sóng động thông qua kết nối chéo quang sẽ trở nên rất phức tạp do số lượng rất lớn các phần tử xuyên kênh mà qua đó tín hiệu có thể truyền qua, chẳng hạn như các mạng WDM. Việc phân tích cho trường hợp xấu nhất có thể dự đoán được mức độ mất mát công suất khá lớn (> 3dB) khi số lượng phần tử xuyên kênh nhiều hơn 25 dù cho mức xuyên kênh của mỗi phần tử chỉ bằng -40 dB. Rõ ràng là xuyên kênh tuyến tính là vấn đề cơ bản trong thiết kế mạng WDM và cần phải xem xét điều chỉnh nó. Từng phần tử WDM phải được thiết kế sao cho giảm được mức xuyên kênh càng nhiều càng tốt. Xuyên kênh này có thể giảm xuống thông qua giải pháp bù thực hiện ở bộ thu.

7.1.8.2. Xuyên kênh phi tuyến

Các hiệu ứng phi tuyến trong sợi quang sẽ được xem xét trong một số tài liệu [30, 31, 32]. Tuy nhiên, để phân tích các đặc tính hệ thống thông tin quang WDM, ta hãy khảo sát sơ bộ một số hiệu ứng phi tuyến có thể dẫn đến xuyên kênh trong kênh, tức là cường độ và pha bị ảnh hưởng bởi các kênh khác. Sau đây ta sẽ xem xét vấn đề này.

• *Tán xạ Raman kích thích*

Tán xạ Raman kích thích SRS (Stimulated Raman Scattering) nói chung không có liên quan đến các hệ thống đơn kênh quang bởi vì mức ngưỡng của nó tương đối cao (khoảng 500 mW ở vùng bước sóng 1550 nm). Đối với các hệ thống WDM thì hoàn toàn khác; sợi quang ở đây hoạt động như một bộ khuếch đại Raman sao cho các kênh bước sóng dài được khuếch đại bởi các kênh bước sóng ngắn với sự sai khác bước sóng nằm trong dải thông của độ khuếch đại Raman. Phổ khuếch đại Raman của sợi silic bị giãn rộng khiến cho sự khuếch đại có thể xảy ra đối với các kênh có khoảng cách khá xa tới 200 nm. Kênh bước sóng ngắn nhất sẽ bị suy giảm nhiều nhất, vì nó có thể bơm nhiều kênh cùng một lúc. Sự chuyển đổi năng lượng giữa các kênh này có thể gây hại cho chất lượng hệ thống vì nó còn phụ thuộc vào dạng bit: khuếch đại xảy ra chỉ khi các bit "1" xuất hiện đồng thời trong cả hai kênh. Sự khuếch đại phụ thuộc tín hiệu sẽ làm tăng mức độ thăng giáng công suất do đó sẽ làm tăng nhiễu ở bộ thu và làm xuống cấp bộ thu.

Có thể tránh được *xuyên kênh Raman* nếu các công suất kênh nhỏ sao cho khuếch đại Raman là không đáng kể trên chiều dài sợi quang. Đây là điều rất quan trọng cho việc đánh giá giá trị giới hạn của công suất kênh. Ta hãy khảo sát một mô hình đánh giá sự suy giảm của kênh tần số cao nhất trong trường hợp xấu nhất mà tại đó tất cả các kênh đều truyền đi bit "1" cùng một lúc. Hệ số khuếch đại của mỗi kênh là $G_i = exp(g_i L_{eff})$, với $L_{eff} = [1 - exp(-\alpha L)]/\alpha$ là độ dài tương tác hiệu dụng, $g_i = g_R(\Omega_i)P_{i,k}/A_{eff}$ là độ khuếch đại Raman tại $\Omega_i = \omega_k - \omega_i$, và $P_{i,k}$ là công suất kênh. Khi $g_i L_{eff} << 1$, kênh tần số cao nhất tại ω_k bị giảm xuống một lượng $g_i L_{eff}$ là do khuếch đại Raman của kênh thứ i. Tổng suy giảm xác định bởi công thức sau:

$$D = \sum_{i=2}^{N} g_R(\Omega_i) P_{ch} L_{eff} / A_{eff} \tag{7-20}$$

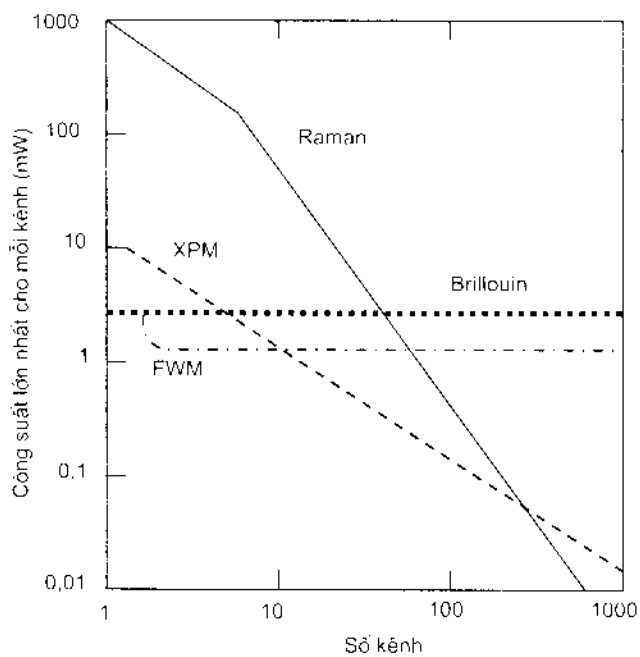
Kết quả tổng của biểu thức (7-20) có thể xác định được nếu phổ khuếch đại Raman được tính xấp xỉ bằng dạng tam giác sao cho $g_R(\Omega)$ tăng lên một cách tuyến tính với Ω tăng lên tới 15 THz và sau đó giảm xuống 0. Kết quả là:

$$D = \frac{\Delta\nu_{ch} g_R^{max} P_{ch} L_{eff} N(N-1)}{6 \times 10^{13} A_{eff}} \tag{7-21}$$

ở đây đã giả thiết rằng tất cả các kênh có khoảng cách kênh không đổi $\Delta\nu_{ch}$ và g_R^{max} là giá trị đỉnh của độ khuếch đại Raman. Độ khuếch đại giảm xuống theo hệ số 2 là để tính đến sự phân cực không đồng đều xảy ra bên trong các sợi quang. Sự mất mát công suất (tính theo dB) có mối quan hệ với D được tính như sau:

$$P_R = -10\log_{10}(1-D) \tag{7-22}$$

là vì công suất kênh đầu vào phải tăng lên theo một hệ số là $(1 - D)^{-1}$ để duy trì đặc tính hệ thống như nhau. D cần phải nhỏ hơn 5% để giữ đền bù công suất thấp hơn 0,5 dB. Biểu thức (7-22) đưa ra công suất kênh giới hạn bằng cách sử dụng $D = 0{,}05$. Giới hạn này được mô tả trong đồ thị hình 7.40 cho sợi có đường kính lõi là 8 μm và suy hao 0.2 dB tại bước sóng vùng 1,55 μm. SRS giới hạn cho công suất kênh thấp hơn 1 mW khi số lượng kênh WDM vượt quá 80 kênh.



Hình 7.40: Giới hạn về công suất kênh do tác động của bốn hiệu ứng phi tuyến

Việc xem xét ở trên đã bỏ qua một thực tế là các tín hiệu trong từng kênh bao gồm một chuỗi ngẫu nhiên các bit "0" và bit "1". Quá trình phân tích thống kê cho thấy rằng xuyên kênh Raman thấp hơn vào khoảng hệ số 2 khi có tính toán đến điều chế tín hiệu. Có một mô hình khác hoàn chỉnh hơn xem xét đến sự suy giảm của từng kênh thông qua bơm Raman các kênh bước sóng dài hơn và sự khuếch đại của chính nó do bơm từ các kênh bước sóng ngắn. Sự khuếch đại theo chu kỳ của tín hiệu WDM trong một tuyến sợi cự ly dài cũng có thể làm tăng ảnh hưởng của sự suy giảm do SRS gây ra. Nguyên nhân là ở chỗ các bộ khuếch đại đường truyền thêm nhiễu có mức suy hao Raman thấp hơn của chính tín hiệu, dẫn đến suy giảm tỷ số SNR. Trong thực tế, tổng dung lượng của các hệ thống WDM bị giới hạn thấp hơn 100 Gbit/s với cự ly truyền dẫn từ 5000 km trở lên.

• ***Tán xạ Brillouin kích thích***

Tán xạ Brillouin kích thích SBS (Stimulated Brillouin Scattering) cũng có thể chuyển năng lượng từ một kênh tần số cao xuống một kênh tần số thấp khi khoảng cách kênh bằng với độ *dịch Brillouin*. Tuy nhiên, ngược với trường hợp SRS, sự thuyên chuyển năng lượng như vậy sẽ tránh được dễ dàng bằng cách thiết kế thích hợp các hệ thống thông tin đa kênh. Lý do là ở chỗ dải thông khuếch đại Brillouin quá hẹp (khoảng 50 MHz) so với dải thông khuếch đại Raman (khoảng 5 THz). Do đó khoảng cách kênh phải được điều chỉnh chính xác với độ dịch Brillouin (khoảng 10 GHz trong vùng bước sóng 1,5 μm) để SBS có thể xảy ra. Hơn nữa, hai kênh phải được truyền ngược chiều nhau để khuếch đại Brillouin xảy ra.

Mặc dù SBS không gây ảnh hưởng đến xuyên kênh trong kênh khi tất cả các kênh truyền xuôi theo một hướng, tuy nhiên nó vẫn hạn chế các công suất kênh. Nguyên nhân là do một phần công suất kênh có thể bị chuyển thành sóng Stokes truyền theo hướng ngược lại, sóng này được phát ra từ nhiễu khi điều kiện ngưỡng được thoả mãn. Điều kiện này độc lập về số lượng và là sự hiện diện của các kênh khác. Tuy nhiên, ngưỡng Brillouin đối với mỗi kênh có thể đạt tới công suất kênh nhỏ tới 2 đến 3 mW. Đối với sợi có diện tích hiệu dụng A_{eff} = 50 μm^2 và hệ số suy hao α = 0,2 dB/km, thì có thể thu được công suất ngưỡng chỉ là 2,4 mW khi chiều dài sợi đủ dài (lớn hơn 20 km) để L_{eff} có thể bằng $1/\alpha$. Giá trị này đã được chỉ ra trong hình 7.40 bằng đường chấm. Đường cong này bỏ qua các hiệu ứng điều chế tín hiệu. Nói chung, ngưỡng Brillouin phụ thuộc vào dạng điều chế cũng như tỷ số của tốc độ bit đối với dải thông khuếch đại Brillouin. Hơn nữa nó có thể tăng lên tới gần 100 mW bằng cách điều chế pha của sóng mang quang tại tần số 0,2 đến 0,5 GHz. Sự điều chế pha như vậy sẽ làm giãn độ rộng phổ nguồn phát, hạn chế đáng kể SBS.

• *Điều chế pha chéo XPM*

Một cơ chế xuyên kênh quan trọng trong các hệ thống thông tin quang đa kênh là hiện tượng phi tuyến của điều chế pha chéo XPM (Cross-Phase Modulation). XPM bắt nguồn từ sự phụ thuộc vào cường độ của chỉ số chiết suất, mà chỉ số này là nguyên nhân gây ra sự dịch pha phụ thuộc cường độ khi tín hiệu truyền dọc qua sợi quang. Sự dịch pha đối với một kênh riêng biệt phụ thuộc không những vào công suất của kênh đó mà còn cả vào công suất của các kênh khác. Độ dịch pha tổng cộng đối với kênh thứ j có thể được cho bởi biểu thức sau:

$$\varphi_j^{NL} = \frac{\overline{\gamma}}{\alpha}\left(P_j + 2\sum_{m \neq j}^{N} P_m\right) \qquad (7\text{-}23)$$

với L_{eff} được thay thế bằng $1/\alpha$ bằng cách giả thiết rằng $\alpha L >> 1$. Tham số $\overline{\gamma}$ được xác định với giá trị tiêu biểu khoảng 1 $W^{-1}km^{-1}$. Đối với các hệ thống IM-DD, độ dịch pha phi tuyến phụ thuộc vào dạng bit của các kênh khác nhau, và có thể thay đổi từ 0 đến giá trị cực đại $(\overline{\gamma}/\alpha)(2N - 1)P_j$ nếu ta giả thiết các công suất kênh bằng nhau. Tuy nhiên, nó không ảnh hưởng đến chất lượng hệ thống nếu các hiệu ứng GVD là không đáng kể và bộ thu quang chỉ đáp ứng đối với công suất tới.

Tình thế là hoàn toàn khác đối với các hệ thống đa kênh Coherent do tính nhạy pha của bộ thu. Hiệu ứng XPM phụ thuộc vào dạng điều chế. Trường hợp xấu nhất sẽ xảy ra đối với điều chế ASK vì độ dịch pha phụ thuộc vào mẫu bit của các kênh khác nhau. Ảnh hưởng của XPM có thể được bỏ qua bằng cách chọn công suất kênh P_{tb} để độ dịch pha cực đại là:

$$\frac{\overline{\gamma}}{\alpha}(2N-1)P_{tb} << 1 \qquad (7\text{-}24)$$

Công suất kênh bị giới hạn trong khoảng 1 mW ngay cả đối với 10 kênh.

Tác động của XPM lên các hệ thống Coherent ít nghiêm trọng hơn đối với các dạng điều chế FSK và PSK vì công suất kênh không phụ thuộc vào mẫu bit. Thực ra, XPM là vô hại nếu các công suất kênh là không đổi, vì độ dịch pha không đổi trong phương trình (7-23) không ảnh hưởng tới chất lượng hệ thống. Trên thực tế, các công suất kênh bị biến động là do nhiễu cường độ liên quan đến các laser phát. XPM sẽ biến đổi sự biến động về cường độ thành sự thăng giáng về pha qua phương trình (7-23). Nếu σ_p^2 là biến đổi của sự biến động công suất, được giả thiết là giống nhau cho tất cả các kênh, thì biến đổi pha σ_ϕ^2 có thể thu được bằng cách thêm vào các biến đổi riêng rẽ vì công suất trong mỗi kênh biến động độc lập với nhau. Do đó, σ_ϕ đối với N lớn được tính xấp xỉ như sau:

$$\sigma_{\varphi} = \frac{2\bar{\gamma}}{\alpha}\sigma_{p}\sqrt{N} \tag{7-25}$$

Thông thường thì $\sigma_p = 5 \times 10^{-5} P_{ch}$, với P_{ch} là công suất kênh trung bình. Ngay cả đối với P_{ch} = 100 mW và N = 100, σ_φ nhỏ hơn 0,1 rad, một giá trị dẫn đến bỏ qua mất mát xuyên kênh.

Sự mất mát xuyên kênh lớn hơn có thể xảy ra khi điều chế pha hay tần số được thực hiện bằng điều chế biên độ dư. Điều này có thể xảy ra khi nguồn laser bán dẫn được điều chế trực tiếp hoặc khi tán sắc sợi đủ lớn để biến đổi điều biến pha thành điều biến biên độ. Giá trị σ_p trong trường hợp này có thể đạt 0,2 P_{ch}. Hơn nữa, σ_φ tăng lên tuyến tính với N hơn là với $\sqrt{N}$. Để hạn chế sự thiệt thòi công suất dưới 1 dB, công suất kênh trung bình (tính bằng mW) nên nhỏ hơn 21/N với các giá trị tiêu biểu của α và $\bar{\gamma}$. Điều kiện này được chỉ ra trong đồ thị hình 7.40 và được so sánh với giới hạn công suất phát ra do SBS và SRS. Hiệu ứng XPM trở thành cơ chế xuyên kênh chủ yếu đối với các hệ thống WDM từ 10 kênh trở lên. Nó hạn chế công suất kênh thấp hơn 0,1 mW với N > 100.

• *Trộn bốn sóng FWM*

Hiệu ứng trộn bốn sóng FWM (Four-Wave Mixing) trở thành nguồn xuyên kênh phi tuyến chủ yếu khi khoảng cách kênh và tán sắc sợi đủ nhỏ để thoả mãn điều kiện tương đồng về pha. Tác động của nó là nghiêm trọng nhất trong các hệ thống đa kênh Coherent, mà có khoảng cách kênh khoảng 10 GHz. Đối với các hệ thống WDM không kết hợp, FWM trở nên có liên quan chủ yếu khi các bước sóng kênh gần với bước sóng tán sắc bằng 0 (zero) của sợi. Đây là trường hợp cho các hệ thống hoạt động ở bước sóng vùng 1,5 μm khi sử dụng các sợi tán sắc dịch chuyển. Trong thực tế, các sợi quang thường được chế tạo sao cho tán sắc của chúng đủ nhỏ để tối thiểu hoá các hiệu ứng tán sắc, nhưng đồng thời cũng đủ lớn để xuyên kênh gây ra bởi FWM cũng nhỏ nhất.

Nguồn gốc vật lý của xuyên kênh do FWM gây ra và dẫn đến suy giảm hệ thống có thể được hiểu là FWM phát ra một sóng mới ở tần số $\omega_{ijk} = \omega_i + \omega_j - \omega_k$, khi ba sóng ở các tần số ω_i, ω_j và ω_k cùng truyền đi bên trong sợi. Đối với một hệ thống N kênh, i, j, và k có thể thay đổi từ 1 đến N, dẫn đến một tổ hợp lớn các tần số mới phát ra bởi FWM. Trong trường hợp khoảng cách các kênh bằng nhau, các tần số mới trùng khớp với các tần số đang tồn tại, dẫn đến xuyên kênh trong băng kết hợp. Trong cả hai trường hợp năng lực hệ thống bị suy giảm do suy hao về công suất kênh, nhưng xuyên kênh kết hợp làm giảm chất lượng hệ thống nhiều hơn. Vì lý do này, các hệ thống WDM đôi khi được thiết kế có khoảng cách kênh không đều nhau và các kênh bước sóng được chọn sao cho tất cả các tần số do FWM phát ra rơi ở bên ngoài phổ tín hiệu.

Hiệu suất FWM thay đổi theo P^3_{in} nếu ta giả thiết công suất mỗi kênh đều bằng nhau. Nó cũng phụ thuộc vào khoảng cách kênh do yêu cầu hiệu chỉnh pha. Với khoảng cách kênh cho trước, P_{in} nên được giảm xuống thấp hơn một giá trị xác định nào đó nhằm giảm tác động của FWM lên chất lượng hệ thống. Hình 7.40 mô tả hạn chế này cho trường hợp khoảng cách kênh là 10 GHz. Hạn chế tương tự xảy ra trong các hệ thống WDM có khoảng cách kênh 100 GHz khi sử dụng sợi tán sắc dịch chuyển. Thông thường, FWM giới hạn các công suất kênh tới dưới 1 mW loại trừ trường hợp sử dụng các khoảng cách kênh không đều; một số đo đạc thực nghiệm đã xác định được ưu điểm của khoảng cách kênh không đều này. Tuy nhiên, đây không phải là giải pháp thực tế vì có nhiều thiết bị WDM (như bộ lọc FP hay WGR) thường được chế tạo có khoảng cách kênh bằng nhau.

Như vậy, một số các hiệu ứng phi tuyến trong sợi quang có ảnh hưởng lớn tới chất lượng hệ thống và đòi hỏi phải có sự tối thiểu hoá xuyên kênh phi tuyến qua việc thiết kế hệ thống thích hợp. Hình 7.40 có thể được sử dụng như một nguyên tắc để thiết kế các hệ thống WDM.

7.1.8.3. Đặc điểm thiết kế hệ thống WDM

Thiết kế các hệ thống thông tin quang WDM đòi hỏi cần phải xem xét kỹ lưỡng các đặc tính của bộ phát và bộ thu quang. Một vấn đề quan trọng có liên quan đến tính ổn định của tần số mang (hay bước sóng) gắn liền với từng kênh. Tần số của ánh sáng phát ra từ các nguồn laser bán dẫn DFB và DBR có thể thay đổi đáng kể do sự thay đổi về nhiệt độ hoạt động (khoảng 10 GHz/°C). Những sự thay đổi tương tự cũng có thể xảy ra đối với các nguồn phát có sự già hoá. Những sự thay đổi tần số như vậy nói chung không có liên quan đối với các hệ thống truyền dẫn đơn kênh quang. Nhưng trong trường hợp của các hệ thống WDM, điều quan trọng là tần số mang của mỗi kênh cần duy trì không đổi, ít nhất là tương đối, sao cho khoảng cách kênh không biến động theo thời gian.

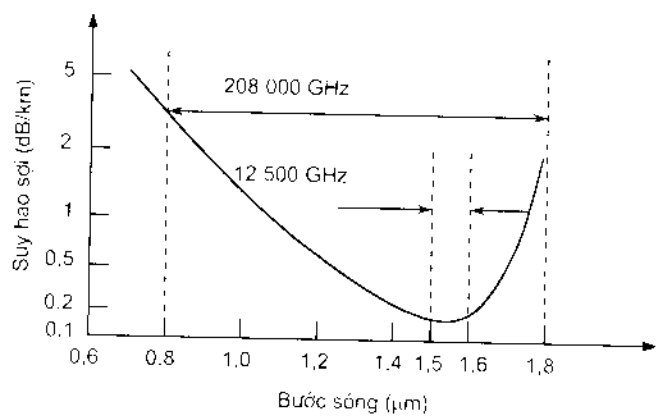
Hiện tại có một số công nghệ được sử dụng cho việc ổn định tần số. Kỹ thuật thông thường là sử dụng sự hồi tiếp điện tử được thực hiện bằng một bộ phân biệt (chọn lọc) tần số có sử dụng cộng hưởng nguyên tử hoặc phân tử để ngăn tần số laser tới tần số cộng hưởng. Ví dụ có thể sử dụng amonia, krypton hoặc axetylene cho các nguồn laser bán dẫn hoạt động ở vùng bước sóng 1,55 μm vì cả ba có cộng hưởng gần bước sóng đó. Việc ổn định tần số trong vòng 1 MHz có thể thực được bằng kỹ thuật này. Một kỹ thuật khác là sử dụng hiệu ứng quang điện để ngăn tần số laser với sự cộng hưởng nguyên tử hoặc phân tử. Vòng khoá pha cũng có thể được sử dụng để ổn định tần số. Trong một kỹ thuật nữa, giao thoa kế Michelson, được chia độ bằng cách sử dụng nguồn laser DFB ổn định tần số, được dùng để tạo ra một tập các tần số chuẩn cách đều nhau.

Vấn đề quan trọng trong thiết kế các hệ thống WDM là sự liên quan đến suy hao của công suất tín hiệu do suy hao xen, suy hao phân bố và suy hao truyền dẫn xảy ra liên tục. Các bộ khuếch đại quang sợi đưa ra một giải pháp đơn giản là khuếch đại công suất tín hiệu theo chu kỳ, mặc dù chỉ do suy giảm tỷ số SNR thông qua sự phát xạ tự phát. Nhiều kênh có thể được khuếch đại một cách đồng thời do các bộ khuếch đại quang sợi có băng thông tương đối lớn. Tuy nhiên, không phải tất cả các kênh đều được khuếch đại theo cùng một hệ số bởi vì phổ khuếch đại không đồng đều. Kết quả là các công suất kênh có thể chênh lệch một lượng lớn (tới khoảng 10 dB hoặc hơn) khi tín hiệu truyền qua nhiều bộ khuếch đại đường truyền trước khi được tách ra. Có một số kỹ thuật cân bằng khuếch đại có thể sử dụng để làm bằng phẳng phổ khuếch đại của các bộ khuếch đại quang sợi và làm giảm tính không đồng đều không mong muốn của công suất kênh; ta có thể tham khảo chương 8. Trong các kỹ thuật đó, có một giải pháp có thể điều khiển suy hao của các kênh riêng rẽ (qua suy hao chọn lọc) tại mỗi nút trong một mạng WDM để tạo ra công suất kênh gần như nhau. Vấn đề quản lý công suất trong các mạng WDM là một chủ đề rất phức tạp và đòi hỏi có sự lưu ý tới nhiều khía cạnh. Sự tích luỹ của nhiều bộ khuếch đại quang có thể cũng trở thành một yếu tố giới hạn đặc tính hệ thống khi tín hiệu WDM đi qua một số lượng lớn các bộ khuếch đại quang.

Một vấn đề quan trọng nữa trong thiết kế các hệ thống WDM là vai trò của tán sắc sợi. Như đã đề cập ở tại chương 2, năng lực của các hệ thống đơn kênh quang thường bị hạn chế bởi tán sắc vận tốc nhóm (GVD). Những sự hạn chế này cũng có trong các hệ thống WDM và nó xác lập tốc độ bit cực đại cho mỗi kênh. Ta có thể sử dụng kỹ thuật bù tán sắc để giảm sự ảnh hưởng của GVD; kỹ thuật này sẽ được nói đến trong chương 9. Tuy nhiên, rất khó thực hiện bù GVD cho tất cả các kênh một cách đồng thời. Hơn nữa, các hiệu ứng phi tuyến trong sợi quang cũng bị ảnh hưởng từ GVD, và cả hai đều không thể điều khiển được mà không xét đến sự tác động tương tác giữa chúng. Có thể lấy ví dụ đối với hiệu ứng FWM, tác động của nó tăng lên rất nhanh nếu hệ thống được thiết kế để hoạt động gần bước sóng có tán sắc bằng 0 của sợi quang. Thông thường nên sử dụng kỹ thuật *quản lý tán sắc* nếu nhà thiết kế hệ thống có quyền lựa chọn các sợi có đặc tính tán sắc khác nhau. Ý tưởng ở đây là trộn hỗn hợp các sợi có GVD âm và dương sao cho không chỉ làm cho tán sắc tổng giảm xuống đối với tất cả các kênh, mà còn cả các hiệu ứng phi tuyến cũng được tối thiểu hoá đồng thời. Năm 1998, A. Sano và các cộng sự đã nghiên cứu và tiến hành thực nghiệm hệ thống truyền dẫn dài không có trạm lặp sử dụng kỹ thuật quản lý tán sắc thông qua độ rộng xung [66]. A. K. Srivastava và các tác giả cũng đã xây dựng hệ thống 64×10 Gbit/s DWDM với cự ly truyền dẫn 500 km trên sợi DSF [57]. Hệ thống có tán sắc thấp song vẫn duy trì một lượng đủ nhỏ để giảm các hiệu ứng phi tuyến. Ngoài ra người ta còn thực hiện được hệ thống WDM trên cự ly dài 9288 km tại tốc độ bit 25×10 Gbit/s, tuyến này được quản lý tán sắc sợi bậc cao hơn [69].

7.2. HỆ THỐNG GHÉP KÊNH QUANG THEO TẦN SỐ OFDM

Như ta đã biết, ghép kênh là một biện pháp nhằm bó gộp một số các kênh thông tin lại thành một kênh chung mang dung lượng kênh (hay lượng thông tin) lớn hơn. Trong các hệ thống thông tin quang mà ta quen thuộc trước đây, ghép kênh theo tần số FDM đã được sử dụng trong các hệ thống truyền dẫn tương tự. Khi các hệ thống thông tin quang phát triển, nhất là trong thập kỷ 1990 và vài năm trở lại đây, cùng với sự phát triển nhảy vọt của công nghệ thông tin, các kỹ thuật ghép kênh quang lại xuất hiện như ghép bước sóng quang đã trình bày ở mục 7.1 và ghép kênh quang theo thời gian OTDM sẽ xem xét ở mục 7.3 sau. Một kỹ thuật ghép kênh quang khác dùng để thông tin bằng ánh sáng là ghép kênh quang phân chia theo tần số OFDM (Optical Frequency Division Multiplexing). Trong ghép kênh OFDM, băng tần của sóng ánh sáng được phân chia thành một số các kênh thông tin riêng biệt; ở đây, các kênh ánh sáng có các tần số quang khác nhau sẽ được biến đổi thành các luồng song song để cùng truyền đồng thời trên một sợi quang.

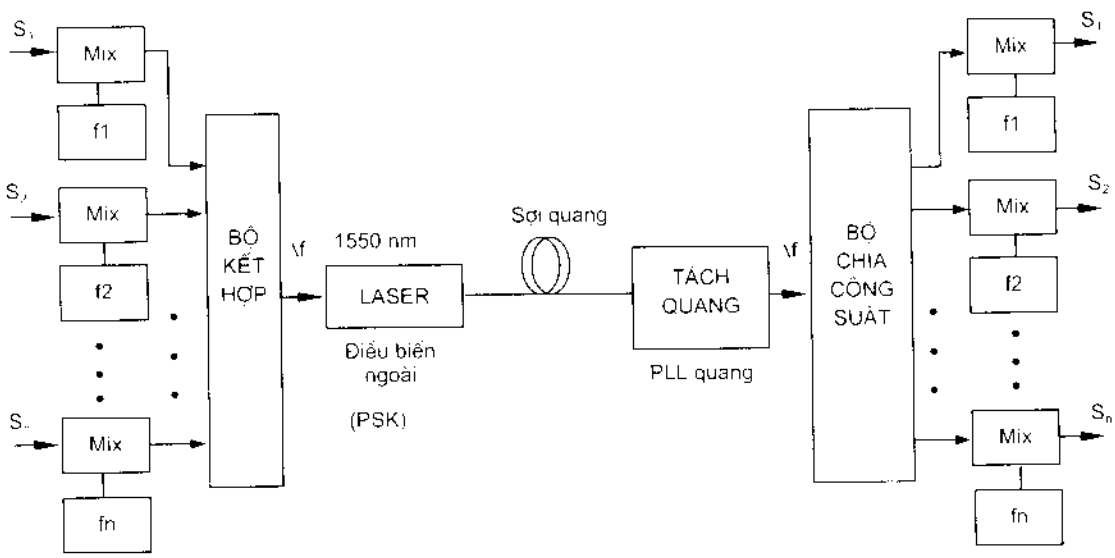


Hình 7.41: Độ rộng băng tới hơn 200 000 GHz trên sợi dẫn quang

Các sóng ánh sáng có một tiềm năng thông tin rất lớn bởi vì nó có tần số cao, tới hơn 200000 GHz (1 GHz = 10^9 Hz) [67]. Hơn thế nữa, sợi quang vốn có suy hao nhỏ ở dải bước sóng từ 0,8 μm ÷ 1,8 μm, cũng tương đương ở băng tần 200000 GHz [68]. Vì thế, một số lượng lớn các kênh quang FDM sẽ được truyền trên sợi, và mỗi một kênh quang riêng biệt có thể có băng tần rộng. Chẳng hạn, trên sợi quang tồn tại vùng có suy hao nhỏ nằm trong khoảng 1,5 μm đến 1,6 μm như hình 7.41. Vùng này sẽ có băng tần là 12500 GHz và như vậy có thể ghép tới hơn 1000 kênh quang nếu như khoảng cách kênh là 10 GHz. Mỗi một kênh có thể có tốc độ lớn hơn 1 Gbit/s để mang thông tin cần truyền. Vậy thì có thể thiết lập được tốc độ truyền dẫn trên sợi là hơn 1 Tbit/s nhờ ghép kênh quang theo tần số.

Mặc dù công nghệ OFDM hiện nay đang ở mức triển khai thực nghiệm, nhưng người ta đã tiến hành được hệ thống ghép tới 100 kênh quang khoảng 10 năm trước đây. Mặt khác, với công nghệ cáp quang phát triển, các cáp có tới hơn 100 sợi đã được ra đời làm cho các hệ thống thông tin quang ghép kênh theo tần số không cần phải đạt hiệu suất sử dụng cao tới mức khó thực hiện như ở ghép kênh FDM đối với các hệ thống vô tuyến.

Như vậy, ghép kênh quang theo tần số OFDM được xem xét như là cao cấp hơn WDM vì số kênh có thể ghép được ở trong băng tần quang sẵn có rất lớn. OFDM có thể coi như là giải pháp ghép kênh quang có mật độ ghép dày đặc hơn. Hình 7.42 minh hoạ một hệ thống ghép kênh quang theo tần số; ở đây tín hiệu quang được ghép được xây dựng theo một phương pháp tựa như các kỹ thuật thông thường, nhưng quá trình ghép ở đây hoàn toàn là thực hiện trên tín hiệu quang mà không có một quá trình biến đổi điện nào. Tổng số các chùm bit được ghép sẽ phụ thuộc vào tốc độ của mỗi luồng (kênh). Tại đầu thu, tín hiệu quang sẽ được tách ra, công suất quang được chia và các kênh riêng rẽ sẽ được khôi phục lại [14].



Hình 7.42: Sơ đồ khối hệ thống ghép kênh quang OFDM

Về thực chất, OFDM đã khai thác khả năng băng tần rất lớn của sợi quang bằng cách ghép các kênh ở các bước sóng khác nhau vào thành một luồng thông tin lớn. Như vậy OFDM là chung cho ghép kênh theo bước sóng WDM. OFDM hoặc WDM cho phép ta tăng dung lượng kênh mà lại vượt qua được giới hạn của tán sắc sợi dẫn quang. OFDM sẽ đóng góp vai trò quan trọng trong các hệ thống thông tin quang hiện tại và tương lai, nó là vấn đề trọng yếu để sử dụng vào mục tiêu thực hiện mạng cáp quang hoá hoàn toàn.

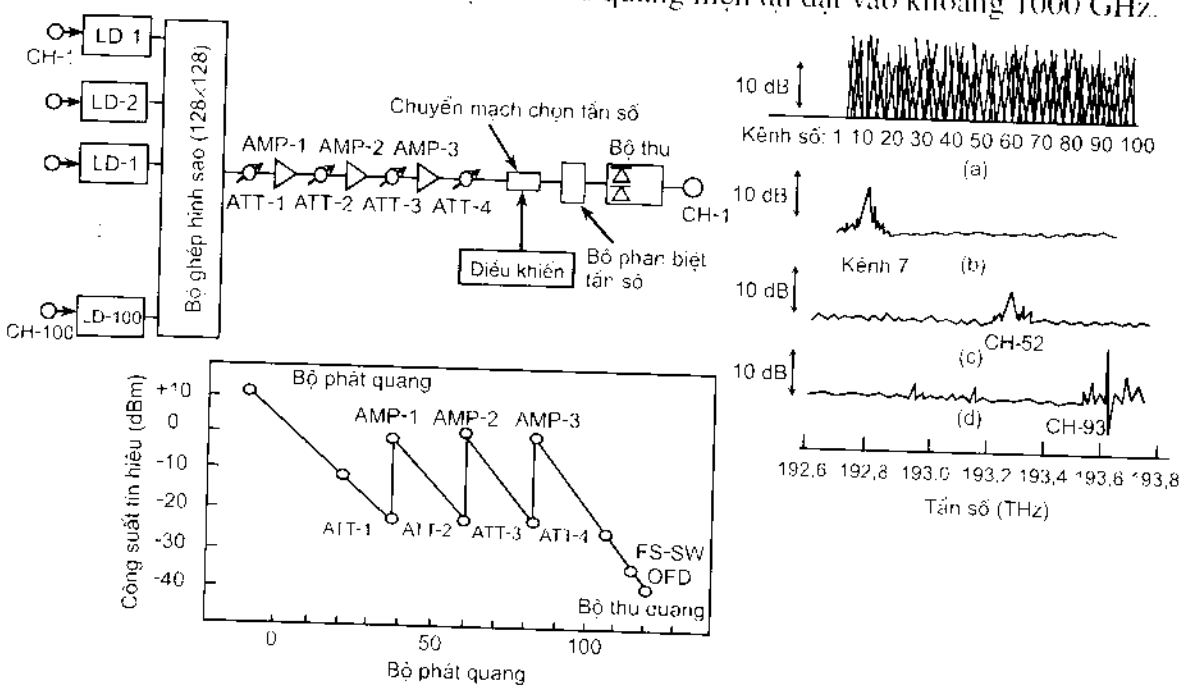
7.2.1. Các công nghệ ban đầu của OFDM

Các hệ thống ghép kênh quang theo tần số OFDM phải dựa trên các nguồn phát quang có tần số ổn định, các thiết bị quang thụ động như các bộ lọc quang, các bộ khuếch đại quang băng rộng có phổ phẳng để có thể khuếch đại nhiều kênh OFDM cùng một lúc.

Các nguồn phát quang ổn định về tần số là rất cần thiết để ngăn chặn xuyên kênh. Các laser bán dẫn có độ rộng phổ hẹp có thể được sử dụng làm nguồn phát cho hệ thống OFDM. Tuy nhiên khi laser có độ rộng phổ hẹp thì lại rất khó ổn định về tần số, do đó phải dung hoà về mặt này. Để có nguồn phát laser có độ rộng phổ hẹp mà lại ổn định thì phải sử dụng loại mạch gõ tần số quang (gõ mode). Hiện nay các hệ thống OFDM thử nghiệm đã sử dụng các mạch gõ tần số quang có bộ lọc hiệu chỉnh đáp ứng tần số quang.

Các thiết bị quang thụ động cũng rất quan trọng để kết hợp các tín hiệu quang OFDM riêng rẽ. Đối với các sóng quang có độ rộng phổ hẹp được ổn định tần số, cộng hưởng giao thoa và các hiện tượng khác luôn đòi hỏi phải có các bộ lọc quang chính xác. Các bộ lọc này có tính chuẩn xác tựa như các bộ lọc trong các hệ thống viba. Công nghệ gần đây đã cho ra được bộ lọc quang trên 100 kênh có khả năng tạo khoảng cách kênh 5 ÷ 10 GHz.

Việc biến đổi tần số quang một cách trực tiếp (không có sự biến đổi về điện nào) sẽ thực hiện được quá trình xử lý tín hiệu quang trong vùng tần số quang. Quá trình biến đổi này được thực hiện dựa vào hiệu ứng quang phi tuyến của các vật liệu bán dẫn hoặc các vật liệu điện môi. Dải dịch tần số quang hiện tại đạt vào khoảng 1000 GHz.



Hình 7.43: Thực nghiệm ghép 100 kênh quang trong OFDM có khuếch đại quang

Các bộ khuếch đại quang sẽ thực hiện khuếch đại các kênh quang FDM đồng thời một lúc, nó tạo ra cự ly băng tần truyền dẫn của hệ thống được dài hơn. Hiện nay, các bộ khuếch đại quang dùng cho OFDM đã có khả năng khuếch đại được trên 100 kênh quang. Điều này mở ra một hướng ứng dụng OFDM vào các môi trường khai thác đa dạng. Hình 7.43 mô tả một phương pháp sử dụng khuếch đại quang vào một hệ thống thông tin quang có ghép kênh quang theo tần số trong hệ thống OFDM.

7.2.2. Ứng dụng của OFDM trong mạng viễn thông tương lai

Những thành công gần đây của công nghệ các phần tử quang cho OFDM đã tạo ra sự phát triển các mạch xử lý tín hiệu quang rất đa dạng. Chúng có thể đáp ứng các chức năng như:

- Sắp xếp các kênh thông tin một cách hợp lý.

- Cho phép truyền dễ dàng tín hiệu qua các phần tử thụ động.

Điều đó tạo ra một tiềm tàng lớn của OFDM trong mạng viễn thông, cho ra các hệ thống thông tin hiện đại có dung lượng lớn, tính mềm dẻo, dễ dàng mở rộng, dễ dàng khai thác. Tuy nhiên, để có được các công nghệ OFDM thực tiễn thì phải đạt được như sau:

1- Các cấu trúc hệ thống phải tạo ra được việc áp dụng tốt nhất các đặc tính OFDM, kể cả tính linh hoạt và khả năng mở rộng.

2- Các công nghệ cơ bản OFDM phải đảm bảo đạt được 100 kênh trên một sợi dẫn quang.

3- Công nghệ giám sát kiểm tra các kênh OFDM, các thiết bị quang thụ động cần có khả năng định tuyến tần số quang.

7.3. GHÉP KÊNH QUANG PHÂN CHIA THEO THỜI GIAN OTDM

Trong sự phát triển của mạng viễn thông, xu hướng tăng tốc độ truyền dẫn đã được đẩy mạnh trong mấy năm gần đây, các hệ thống thông tin truyền dẫn số tốc độ cao đã là nhu cầu cần thiết trên mạng lưới. Để xây dựng các tuyến số tốc độ cao như vậy, người ta lấy thông tin quang làm cơ sở để thực hiện vì nó có môi trường truyền dẫn với băng tần khổng lồ. Tuy nhiên để có được thiết bị hoạt động ở tốc độ cao, công nghệ điện tử - thông tin phải phát triển các *chip* điện tử có khả năng đáp ứng được tốc độ chuyển mạch cao hoặc làm việc ở môi trường có băng tần rộng. Gần đây, các thiết bị này đã được sản xuất và sẵn có trên thị trường thoả mãn được tốc độ tới 10 Gbit/s. Các sản phẩm như vậy trước hết đáp ứng được cho các thiết bị phát và thu quang làm việc ở băng tần cao, mặt khác nó thỏa mãn được với các thiết bị ghép và giải ghép kênh .

Trong những năm tới, việc xây dựng các hệ thống thông tin quang tốc độ cao trên 10 Gbit/s TDM cho mỗi luồng đơn kênh quang là chắc chắn thì việc phát triển các thành

phần thiết bị điện tử ở tốc độ 20 Gbit/s và 40 Gbit/s là rất khó vì vẫn phải dựa vào nền tảng cấu trúc công nghệ hỗn hợp InP [70]. Vì vậy kỹ thuật ghép kênh quang theo thời gian OTDM đã khắc phục được hạn chế trên bởi vì quá trình ghép các luồng tín hiệu quang thành các luồng tín hiệu có tốc độ cao hơn không thông qua một quá trình biến đổi về điện nào. Ghép kênh quang OTDM có nhiều khả năng thành công và tiến nhanh hơn bất kỳ một sản phẩm ghép kênh điện nào vì nó sử dụng các kỹ thuật xử lý quang tiên tiến. Mặc dù vẫn chưa được thương mại hoá, các hệ thống OTDM đã được nghiên cứu rộng rãi trong suốt thập kỉ 1990. Sự phát triển của chúng đòi hỏi nhiều loại bộ phát quang và thu quang mới sử dụng các kỹ thuật ghép và tách kênh toàn quang. Nhờ công nghệ OTDM mà có thể xây dựng được các hệ thống tốc độ cao tới hàng trăm Gbit/s đến trên 1 Tbit/s [58, 71].

Như vậy có thể tóm tắt rằng ghép kênh phân chia theo thời gian TDM thường được sử dụng trong miền điện nhằm thực hiện các phân cấp số cho các hệ thống truyền dẫn. Theo phương thức này, ngay cả các hệ thống thông tin quang (truyền sóng ánh sáng) đơn kênh cũng tải được nhiều kênh TDM. Phương thức này ngày càng khó thực hiện được với tốc độ bit lớn hơn 10 Gbit/s do những hạn chế gây ra bởi các điện tử tốc độ cao và khả năng điều chế trực tiếp của nguồn laser. Giải pháp ghép kênh quang theo thời gian OTDM cho ta một phương thức có khả năng tăng tốc độ bit cho một tín hiệu quang đơn lên tới giá trị rất cao hàng Tbit/s. Trong phần này trước tiên ta đề cập tới các kỹ thuật mới này và sau đó tập trung vào các vấn đề về thiết kế và đặc liên quan đến các hệ thống OTDM.

7.3.1. Nguyên lý ghép kênh trong hệ thống OTDM

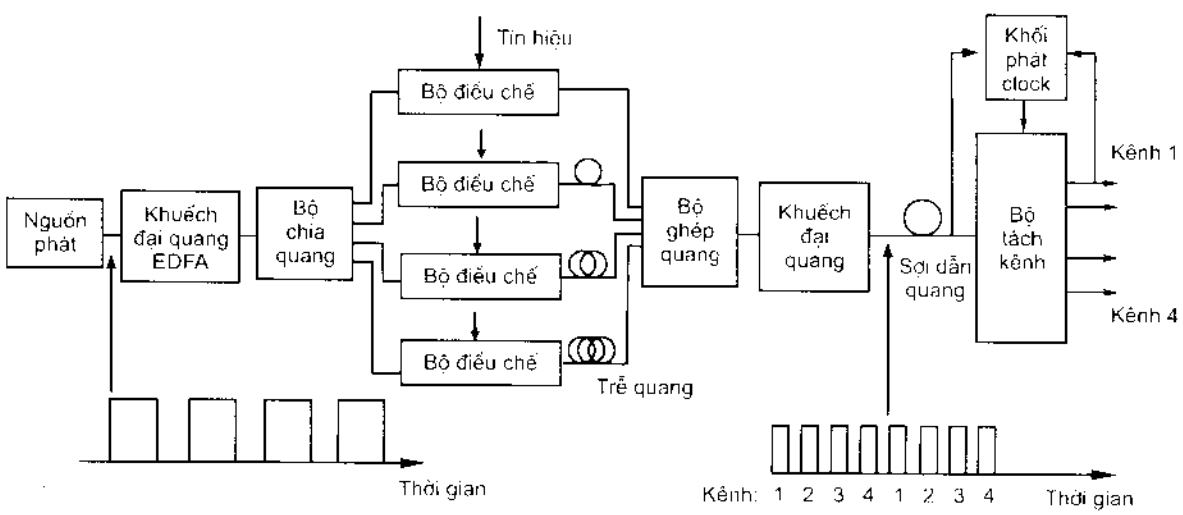
Quá trình ghép kênh trong hệ thống truyền dẫn quang sử dụng kỹ thuật ghép kênh quang theo thời gian OTDM có thể mô tả như hình 7.44. Trong ghép kênh quang OTDM, chuỗi xung quang hẹp được phát ra từ nguồn phát laser thích hợp. Các tín hiệu này có thể được đưa vào khuếch đại để nâng mức tín hiệu đủ lớn để đáp ứng được yêu cầu, nếu cần thiết. Sau đó được chia đều thành N luồng, mỗi luồng sẽ được đưa vào điều chế nhờ các bộ điều chế ngoài với tín hiệu nhánh tốc độ B Gbit/s. Để thực hiện ghép các tín hiệu quang này với nhau, các tín hiệu nhánh phải được đưa qua các bộ trễ quang. Tuỳ theo vị trí của từng kênh theo thời gian trong khung mà các bộ trễ này sẽ thực hiện trễ để dịch các khe thời gian quang một cách tương ứng. Thời gian trễ là một nửa chu kỳ của tín hiệu clock. Như vậy, tín hiệu sau khi được ghép sẽ có tốc độ là (N×B) Gbit/s. Sau khi được truyền trên đường truyền, thiết bị tách kênh ở phía thu sẽ thực hiện tách kênh và khôi phục xung đồng hồ (clock) và đưa ra được từng kênh quang riêng rẽ tương ứng với các kênh quang ở đầu vào bộ ghép phía phát; ta sẽ xem xét quá trình tách sóng cụ thể sau.

Như vậy trong các hệ thống OTDM, các tín hiệu quang điều chế tại tốc độ bit B sử dụng cùng một tần số mang sẽ được ghép theo công nghệ quang để tạo thành một tín

hiệu quang hỗn hợp tốc độ N×B, với N là số lượng các kênh quang được ghép. Phần bên trái của hình 7.44 có thể được coi là cấu trúc cơ bản của một thiết bị phát OTDM. Nó đòi hỏi nguồn phát laser phải có khả năng phát ra chuỗi xung tuần hoàn tại tốc độ lặp bằng với tốc độ bit đơn kênh B. Hơn nữa, nó cần tạo ra được các xung có độ rộng T_p sao cho $T_p < (NB)^{-1}$ để đảm bảo rằng xung sẽ phù hợp với khe thời gian đã chỉ định.

Việc thực hiện bằng kỹ thuật trễ thời gian trong quá trình ghép này có thể thực hiện được trong miền quang bằng một phương thức đơn giản. Luồng bit đã được điều chế trong nhánh thứ n được trễ một lượng bằng $(n - 1)/(NB)$, với $n = 1, 2,..., N$, và đầu ra của tất cả các nhánh được ghép vào tạo thành một tín hiệu hỗn hợp. Rõ ràng rằng luồng bit được ghép có khoảng bit là $T_B = (NB)^{-1}$. Bộ ghép tổng (trừ các bộ điều chế đòi hỏi $LiNbO_3$ hay các ống dẫn sóng bán dẫn) có thể thực hiện được bằng cách sử dụng các sợi đơn mode. Việc tách và ghép các tín hiệu trong N nhánh có thể thực hiện bằng các bộ ghép sợi chuyển mạch 1×N đã được thương mại hoá. Sự trễ quang có thể thực hiện bằng cách sử dụng các đoạn sợi có chiều dài điều khiển được. Ví dụ một sợi dài 1 mm sẽ có trễ là 5 ps. Điểm chính cần phải chú ý là trễ tương đối trong mỗi nhánh phải được điều khiển một cách chính xác để đảm bảo sắp xếp phù hợp các bit thuộc về các nhánh khác nhau. Với độ chính xác 0,1 ps cho tín hiệu OTDM 40 Gbit/s, thì độ dài trễ có thể điều khiển được là trong khoảng 20 μm.

Có một phương thức khác sử dụng cho các mạch sóng quang planar được chế tạo bằng công nghệ silica-on-silicon. Các thiết bị như vậy có thể không nhạy cảm phân cực mà vẫn cho sự điều khiển chính xác các chiều dài trễ. Tuy nhiên, rất khó thực hiện bộ ghép tổng thể trên mạch sóng quang planar vì các bộ điều chế không thể tích hợp được bằng công nghệ này. Dù sao việc sử dụng chúng cho phép làm giảm kích thước vật lý và tăng độ ổn định cho bộ ghép.

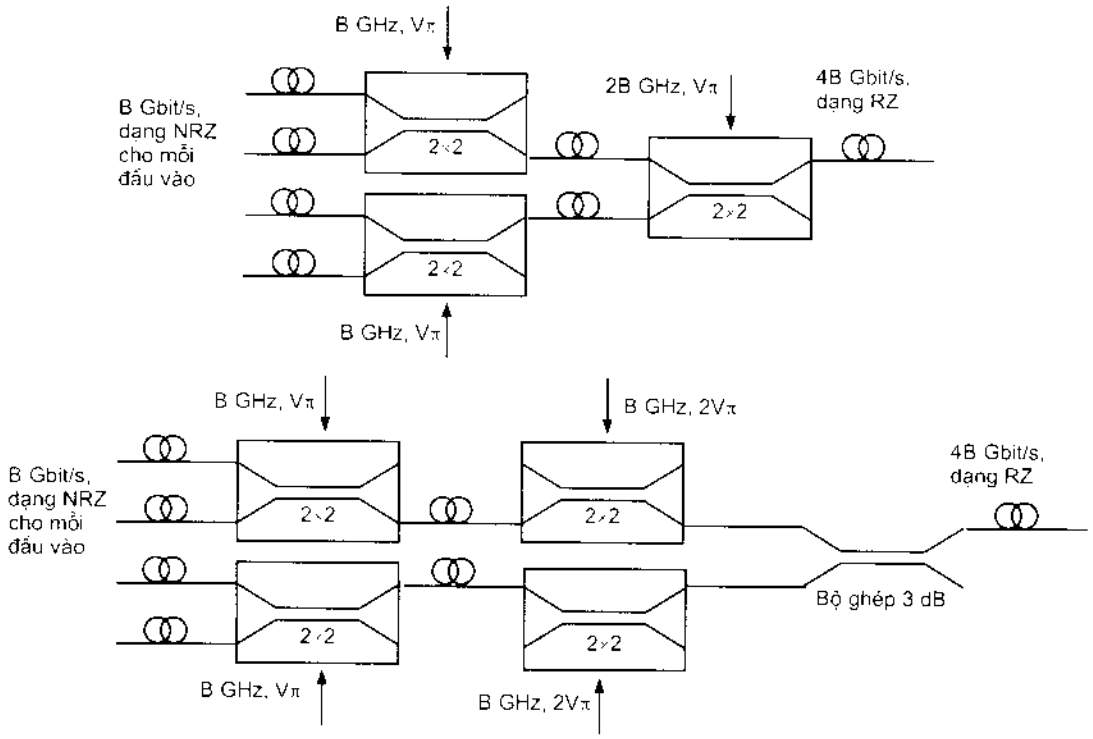


Hình 7.44: Sơ đồ hệ thống thông tin quang sử dụng kỹ thuật OTDM ghép 4 kênh quang

7.3.2. Phát tín hiệu trong hệ thống OTDM

Hệ thống thông tin quang sử dụng kỹ thuật OTDM thường áp dụng hai kỹ thuật phát chủ. Dạng thứ nhất có thể lấy luồng tín hiệu quang số RZ thông qua việc xử lý quang từ luồng NRZ. Dạng thứ hai dựa vào việc điều chế ngoài các xung quang ngắn. Đối với dạng đầu, từ luồng tín hiệu NRZ, người ta thực hiện biến đổi chúng để đưa về dạng tín hiệu RZ bằng cách cho luồng tín hiệu NRZ qua phần tử xử lý quang có các đặc tính chuyển đổi phù hợp. Phần tử này có thể là một bộ điều chế có điều khiển bằng điện (phần tử điện - quang hoặc là điện - hấp thụ) hay các thiết bị có điều khiển quang như các gương vòng phi tuyến (sợi hoặc bán dẫn). Quá trình biến đổi ánh sáng liên tục (CW - Continuous Wave) thành các xung dựa vào các bộ điều chế điện - quang. Đầu vào CW là luồng tín hiệu quang NRZ và thường thì mỗi luồng NRZ yêu cầu một phần tử xử lý quang riêng. Tuy nhiên, với các hệ thống tiên tiến hơn, sẽ cho phép đồng thời thực hiện cả biến đổi và xen quang NRZ thành RZ nhờ một thiết bị chuyển mạch tích cực điện - quang 2×2. Thiết bị này có chức năng chuyển đổi điện - quang giống như bộ điều chế Mach- Zehnder, nhưng tiến bộ hơn là có hai cửa ra. Như vậy chùm tín hiệu ban đầu NRZ tốc độ B Gbit/s sẽ được lấy mẫu nhờ bộ điều chế Mach - Zehnder, bộ điều chế này được điều khiển với một sóng hình sin tần số B GHz và được làm bằng biên độ tới giá trị điện áp chuyển mạch. Tín hiệu số quang sẽ được biến đổi thành dạng RZ ở tốc B Gbit/s với độ rộng xung bằng một nửa chu kỳ bit. Điều này có nghĩa là tạo được một khoảng để xen một luồng tín hiệu dạng RZ thứ hai vào. Việc xen kênh thứ hai được thực hiện nhờ bộ ghép (Coupler). Hình 7.45 mô tả hai nguyên lý hoạt động đặc trưng của phía phát 4 kênh OTDM dựa trên việc xử lý các luồng tín hiệu số NRZ, ở đây sử dụng kết hợp các chuyển mạch có các điều kiện điều khiển tương thích. Lưu ý rằng, sự khác nhau giữa hai sơ đồ là sự xen tín hiệu ở trạng thái thứ hai: Tín hiệu điều khiển $2B$ GHz là được yêu cầu, tín hiệu này có thể thu được bằng cách hoặc là sử dụng tín hiệu điều khiển tại tần số đó có biên độ bằng với điện áp chuyển mạch, hoặc là sử dụng điều khiển B GHz với hai lần điện áp chuyển mạch.

Trong quá trình nghiên cứu về ghép kênh quang theo thời gian, người ta đã lưu ý nhiều tới công nghệ nguồn phát. Đấy là các laser có thể phát ra các xung rất hẹp ở tốc độ cao. Đầu ra các nguồn này là các bộ chia quang thụ động (coupler), các bộ điều chế ngoài và tiếp đó là các bộ trễ thời gian, các bộ trễ tái hợp vẫn sử dụng coupler như đã mô tả ở hình 7.44. Các sản phẩm của phía phát OTDM được phát triển hầu như dựa vào các công nghệ tổ hợp mạch lai ghép, điều này tạo điều kiện thuận lợi cho việc tiến hành nghiên cứu trong phòng thí nghiệm bởi vì với những thành phần sản phẩm quang sợi này, có thể tiến hành các thí nghiệm có các điều kiện tương tự như vậy.



Hình 7.45: Sơ đồ sử dụng hai phương pháp ở phía phát xử lý NRZ cho OTDM

Khi lựa chọn các nguồn quang cho hệ thống OTDM, tỷ lệ "đánh điểm-khoảng trống" là rất quan trọng và nó tuỳ thuộc vào mức độ ghép kênh đặt ra. Ví dụ như trong hệ thống OTDM bốn kênh, tỷ lệ "đánh điểm - khoảng trống" tối thiểu phải đạt 1/3 đối với tốc độ truyền dẫn trung bình, điều này ngụ ý rằng tỷ số "đánh điểm - khoảng trống" lớn hơn 1/12 đối với nguồn phát xung quang. Đối với khoảng truyền dẫn rất xa thì tỷ số này phải đạt cao hơn. Các nguồn phát xung phù hợp cho các hệ thống OTDM hiện đang được sử dụng rộng rãi trong các thực nghiệm là:

- Các laser hốc cộng hưởng ngoài gõ mode cho 4 × 5 Gbit/s.
- Các laser DFB chuyển mạch khuếch đại cho 8 × 6,25 Gbit/s
- Các laser vòng sợi khoá mode cho 4 × 10 Gbit/s và 16 × 6,25 Gbit/s
- Các nguồn phát cao cấp cho 16 × 6,25 Gbit/s.

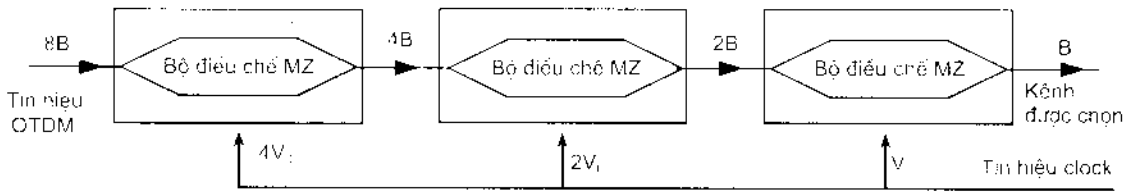
7.3.3. Nguyên lý giải ghép kênh và xen/rẽ trong hệ thống OTDM

Khi xem xét các hệ thống OTDM và các hệ thống thông tin quang có ghép kênh TDM, người ta thấy có sự khác nhau chủ yếu ở đây là việc ghép và giải ghép trong vùng thời gian quang, mà nó được thể hiện như là một chức năng tích cực. Thực hiện việc giải ghép trong hệ thống OTDM điểm nối điểm ở phía thu chính là việc tách hoàn toàn các kênh quang. Tuy nhiên, khi xem xét trên cục diện mạng OTDM thì lại phải xem xét

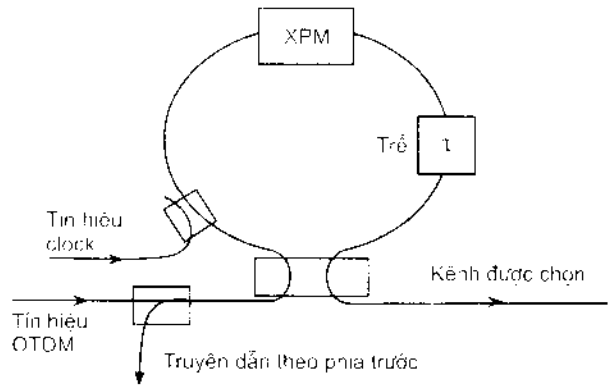
cả khả năng xen và rẽ kênh từ luồng truyền dẫn. Đối với bộ giải ghép kênh, cần phải xem xét các tham số cơ bản về tách kênh, kể cả tỷ số phân biệt quang, suy hao xen và mặt cắt cửa sổ chuyển mạch có thể đạt được. Đối với các nút xen và rẽ kênh thì phải đánh giá cả hiệu suất chuyển mạch, đo đạc phần công suất được lấy ra từ kênh tương ứng. Ở đây tỷ số phân biệt rõ ràng là có ảnh hưởng tới mức độ xuyên kênh. Ngoài ra, xuyên kênh cũng sẽ bị tăng do có sự phủ chờm giữa các kênh lân cận với nhau tạo thành cửa sổ chuyển mạch. Kết quả là độ rộng của cửa sổ chuyển mạch sẽ có ảnh hưởng trực tiếp đến tốc độ đường truyền. Như vậy phải đặt ra các yêu cầu về độ rộng xung tín hiệu sau khi truyền dẫn để giảm nhỏ xuyên kênh.

Có nhiều sơ đồ giải ghép, nhưng chung quy lại thì có hai loại chính là loại điều khiển điện và điều khiển quang. Thời gian đầu, các thực nghiệm cơ bản tập trung vào hướng sử dụng các bộ điều chế Mach-Zehnder Lithium niobate, nó cho phép khai thác chức năng đáp ứng hình sin để giải ghép bốn lần tốc độ tín hiệu cơ bản. Trong các thực nghiệm gần đây, người ta lại chú trọng đến việc ứng dụng các công nghệ xử lý quang hoàn toàn cho giải ghép. Như vậy, việc tách các kênh riêng rẽ từ một tín hiệu OTDM cần phải sử dụng các *kỹ thuật quang điện tử* hay *kỹ thuật hoàn toàn quang*. Mỗi phương thức đều có những mặt thuận lợi và những mặt khó khăn. Hình 7.46 mô tả ba sơ đồ được đề cập đến trong phần này. Tất cả các kỹ thuật giải ghép kênh đều cần một tín hiệu đồng hồ clock, chuỗi xung tuần hoàn tại tốc độ bit của một kênh đơn. Tín hiệu xung đồng hồ ở dạng tín hiệu đối với giải ghép kênh quang - điện, nhưng lại ở dạng chuỗi xung quang đối với giải ghép kênh toàn quang. Sau đây, ta sẽ xem xét các quá trình giải ghép kênh này.

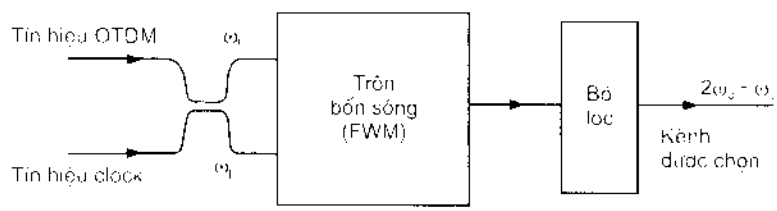
Kỹ thuật quang điện sử dụng một số bộ điều chế MZ loại $LiNbO_3$. Mỗi bộ điều chế chia đôi tốc độ bit bằng cách loại trừ các bit luân phiên nhau trong tín hiệu đầu vào. Do đó một hệ thống OTDM có 8 kênh cần 3 bộ điều chế nối tiếp nhau như được chỉ ra trong hình 7.46a), được điều khiển bởi cùng tín hiệu clock nhưng với điện áp khác nhau bằng $4V_0$, $2V_0$ và V_0; ở đây V_0 là điện áp cần cho độ dịch pha π trong một nhánh của bộ giao thoa MZ. Các kênh khác nhau có thể được chọn bằng cách thay đổi pha của tín hiệu clock. Ưu điểm chính của kỹ thuật này là nó sử dụng có hiệu quả các thành phần thiết bị đã được thương mại hoá. Tuy nhiên nó cũng có một vài nhược điểm. Nó đòi hỏi một số lượng lớn các linh kiện thiết bị đắt tiền, trong đó một số cần điện áp điều khiển cao. Nó cũng bị hạn chế bởi tốc độ của các bộ điều chế do tính chất quang - điện của nó. Dù sao các bộ điều chế $LiNbO_3$ hoạt động ở tốc độ 20 Gbit/s hiện nay đều sẵn có trên thị trường, tạo cho kỹ thuật này một sự lựa chọn vững chắc.



a) Kỹ thuật quang - điện sử dụng bộ điều chế LiNbO



b) XPM trong gương vòng quang phi tuyến



c) FWM trong môi trường phi tuyến

Hình 7.46: Ba sơ đồ giải ghép cho tín hiệu OTDM

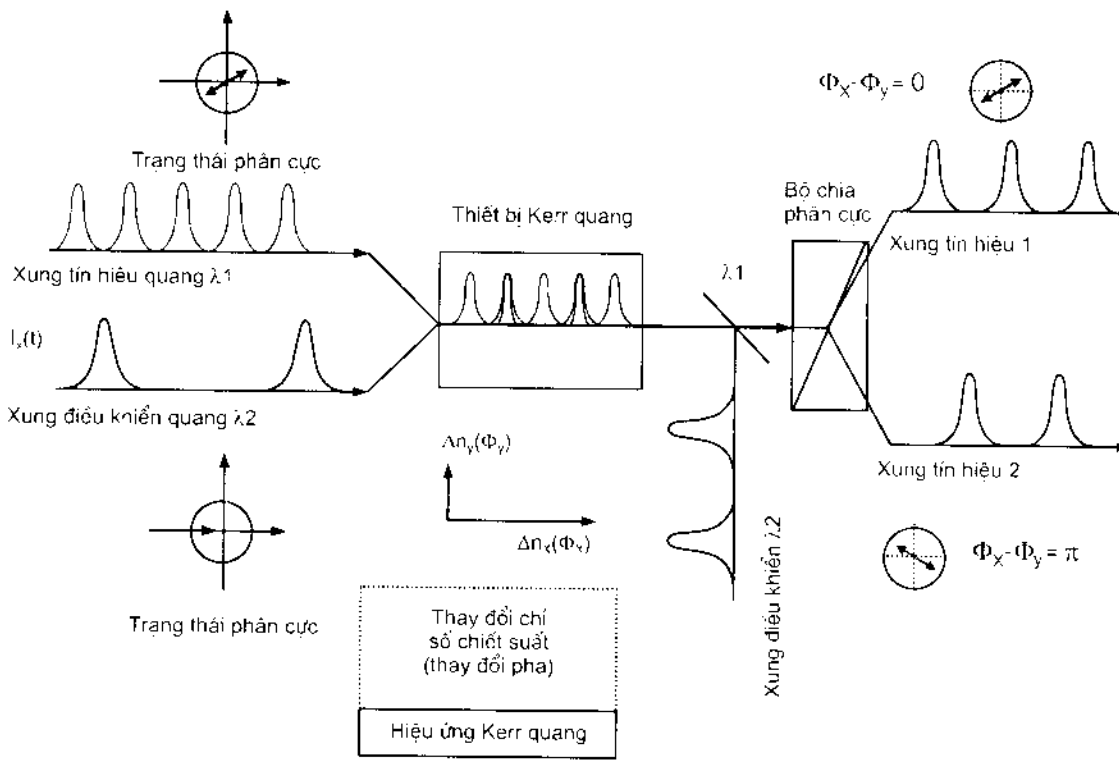
Một số kỹ thuật toàn quang sử dụng *gương vòng quang phi tuyến* NOLM (Nonlinear Optical Loop Mirror) có cấu trúc sử dụng vòng lặp sợi mà các đầu của nó được nối với hai cổng đầu vào của bộ ghép sợi 3 dB như chỉ ra ở hình 7.46b). Thiết bị như vậy là một thiết bị toàn quang của bộ giao thoa Sagnac. NOLM được gọi là gương vì nó phản xạ hoàn toàn tín hiệu đầu vào khi các sóng truyền ngược chịu cùng một độ dịch pha trên một hành trình vòng quanh. Tuy nhiên, nếu sự đối xứng bị phá vỡ mà tạo ra độ dịch pha tương đối π giữa chúng, thì tín hiệu được truyền đi hoàn toàn bằng NOLM. Hoạt động của NOLM dựa trên cơ sở XPM, cùng một hiện tượng phi tuyến tương tự, thông thường tạo ra xuyên kênh trong các hệ thống WDM. Tín hiệu xung clock, bao gồm một chuỗi các xung quang ở tốc độ bit đơn kênh được bơm vào vòng lặp sao cho nó chỉ truyền theo hướng thuận chiều kim đồng hồ. Tín hiệu OTDM vào NOLM sau khi được chia đều theo các hướng truyền ngược lại bằng một bộ ghép 3 dB. Tín hiệu xung clock tạo ra sự dịch pha thông qua XPM đối với các xung thuộc về một kênh riêng biệt trong tín hiệu OTDM. Trong trường hợp đơn giản nhất, chính sợi quang lại tạo ra XPM. Công suất của tín hiệu quang và chiều dài vòng sợi được chế tạo đủ lớn

để tạo ra độ dịch pha tương đối π. Kết quả là, một kênh đơn được tách ra bằng NOLM. Trong phương thức này, NOLM là bản sao TDM của các bộ ghép kênh xen/rẽ WDM đã được đề cập đến trước đây. Tất cả các kênh có thể được giải ghép một cách đồng thời bằng cách sử dụng một vài NOLM mắc song song với nhau. Đặc tính phi tuyến sợi đủ nhanh sao cho một thiết bị có thể đáp ứng với mật độ thời gian ở mức femto giây.

Hạn chế chủ yếu của NOLM là sử dụng XPM trong vòng sợi, xuất phát từ tính phi tuyến sợi yếu. Chiều dài vòng nên vào khoảng từ 10 km trở lên để tạo ra sự dịch pha π với các mức công suất thực tế của tín hiệu clock. Theo một cách khác dựa trên khái niệm cơ bản, bộ SLA được xen vào vòng sợi và sử dụng tính phi tuyến của nó để thực hiện việc tách kênh. SLA gây ra sự dịch pha do bão hoà độ khuếch đại theo cách tương tự như sơ đồ chuyển đổi bước sóng mô đã tả trước đây. Sự dịch pha này có thể được thay đổi đối với các bit dữ liệu thuộc về một kênh xác định bằng cách bơm tín hiệu xung clock vào, do đó sẽ tách được kênh đó. Tính phi tuyến của SLA phải đủ lớn để tạo ra độ dịch pha tương đối π nhờ bộ SLA dài 1 mm. Tuy nhiên, tính phi tuyến này tương đối chậm do nó đòi hỏi sự tái hợp của các cặp điện tử - lỗ trống trong vùng tích cực của SLA và bị chi phối bởi thời gian sống của tín hiệu mang (khoảng 1 ns). Bằng cách bơm một tín hiệu CW bằng tín hiệu clock (tại một bước sóng khác), thời gian sống của tín hiệu mang có thể bị giảm xuống dưới 100 ps. Ngay cả một đáp ứng nhanh hơn cũng có thể xác định được bằng cách đặt SLA không đối xứng trong vòng sợi. Thiết bị như vậy được gọi là bộ giải ghép kênh quang không đối xứng quang THz (TOAD) bởi vì nó có thể đáp ứng tại tỷ lệ thời gian 1 ps. Hoạt động của nó ở tốc độ cao tới 250 Gbit/s đã được đưa vào thử nghiệm.

Phương thức ghép kênh thứ ba được mô tả trong sơ đồ hình 7.46c), sử dụng FWM trong môi trường phi tuyến và làm việc theo một cách tương tự như phương thức chuyển đổi bước sóng đã phân tích trong phần trước đây. Tín hiệu OTDM cùng được phát với tín hiệu clock (tại một bước sóng khác) vào môi trường phi tuyến. Tín hiệu clock hoạt động như một bơm đối với quá trình FWM. Chuỗi xung mới sẽ được phát ra ở bước sóng thứ ba, là một bản sao giống hệt với kênh cần giải ghép. Một bộ lọc quang được dùng để tách các kênh ra từ tín hiệu OTDM và tín hiệu clock. Sợi duy trì phân cực thường được dùng như một môi trường phi tuyến mà trong đó FWM xảy ra do tính chất cực nhanh của tính phi tuyến và khả năng của nó duy trì trạng thái phân cực bất chấp sự thay đổi bất thường về môi trường. Thực vậy, việc giải ghép kênh không lỗi của một kênh 10 Gbit/s từ tín hiệu OTDM tốc độ 500 Gbit/s đã được thực hiện bằng cách sử dụng các xung clock có khoảng cách 1 ps. Tính phi tuyến của một bộ SLA có thể dùng cho FWM. Độ nhạy phân cực là vấn đề chính khi sử dụng SLA để tách kênh. Vấn đề này có thể giải quyết được bằng cách sử dụng hai đoạn xác định của các sợi duy trì phân cực trước và sau bộ SLA sao cho các trục chính của chúng trực giao với nhau.

Việc giải tín hiệu OTDM đòi hỏi phải có sự khôi phục tín hiệu clock tại tốc độ bit của một kênh đơn. Do các tốc độ bit cao gắn liền với tín hiệu OTDM nên cần sử dụng phương thức toàn quang. Thông thường, vòng khoá pha quang OPLL dựa vào quá trình FWM được dùng cho mục đích này. Một phương thức khác dựa vào NOLM hoặc laser sợi cũng có thể được sử dụng. Phương thức FWM có thể sử dụng bất kỳ môi trường phi tuyến nào. Các sợi quang thường được dùng do đáp ứng của chúng nhanh. Việc sử dụng các bộ khuếch đại SLA là khá hấp dẫn do giải pháp này khá chắc chắn và cho phép khôi phục tín hiệu clock tại các tốc độ bit xấp xỉ 100 Gbit/s. Thành phần FWM được dùng để phát ra một tín hiệu khác pha hồi tiếp trở lại bộ dao động điều khiển điện áp để xác định pha đang khoá.

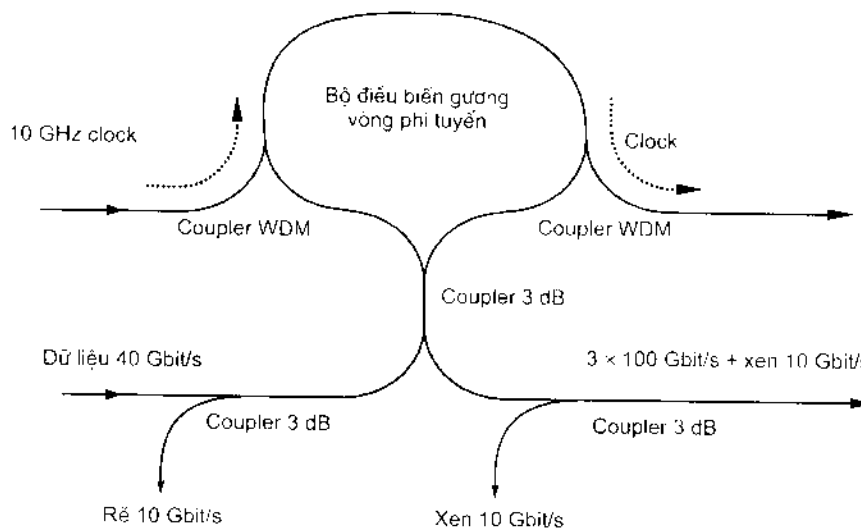


Hình 7.47: Nguyên lý của bộ giải ghép thời gian (DEMUX) sử dụng chuyển mạch phân cực quang

Hình 7.47 là sơ đồ nguyên lý của DEMUX Kerr quang [72]. Trước hết ta hiểu hiệu ứng cơ quang là hiệu ứng mà trong đó đặc tính phân cực của sợi quang phụ thuộc vào sự đồng nhất theo hình trụ của chỉ số chiết suất. Ảnh hưởng của hiện tượng phi tuyến lên sự đồng nhất này và các hiệu ứng truyền dẫn xảy ra sau đó thường được gọi chung là hiệu ứng Kerr. Trong sơ đồ hình 7.47 này, thành phần phân cực của các tín hiệu ánh sáng được chuyển mạch 90^0 nhờ các tín hiệu điều khiển quang. Hướng phân cực được quay đi một góc 90^0 khi có lệch pha giữa các thành phần x và y của tín hiệu bị

thay đổi từ 0^0 đến 180^0. Sự lệch pha các tín hiệu sau khi truyền qua môi trường thiết bị Kerr có độ dài trung bình sẽ được ghép nhờ sự khác nhau về chỉ số chiết suất của nó giữa các trục x và y. Do sử dụng hiệu ứng Kerr mà cường độ quang liên tục đã tạo ra sự thay đổi chỉ số chiết suất, chỉ có thành phần phân cực tín hiệu được các tín hiệu điều khiển có cường độ lớn chồng lên là có thể bị chuyển mạch đi 90^0. Các ánh sáng phân cực trực giao sẽ được tách bằng bộ chia phân cực, lúc này chùm xung tín hiệu đã được ghép sẽ được giải ghép thành các tín hiệu có tốc độ thấp hơn ứng với chùm xung điều khiển.

Để tạo ra bộ giải ghép quang sử dụng thiết bị Kerr quang, các thiết kế phải có cải tiến phù hợp, trạng thái phân cực phải ổn định. Ngoài ra các kỹ thuật mới về công nghệ laser như phát các xung cực nhanh, phát các xung điều khiển đồng bộ và khuếch đại phải được quan tâm rất nhiều.



Hình 7.48: Sơ đồ đồng bộ lựa chọn kênh bằng gương vòng phi tuyến để rẽ và xen kênh với các bộ coupler 3 dB

Hình 7.48 minh hoạ một phương pháp thực hiện một nút mạng có xen và rẽ kênh sử dụng gương vòng phi tuyến [70]. Tín hiệu đến được bộ chia 3 dB chia ra giữa các nhánh của gương vòng. Sau khi lan truyền vòng quanh vài kilômét sợi trong vòng, hai chuỗi xung rẽ giao thoa, tái hợp và được phản xạ từ gương vòng dưới các điều kiện tương thích. Chu trình hoạt động này cơ bản là thụ động và tuyến tính. Tuy nhiên nếu có chuỗi các xung clock công suất cao hơn được đưa vào vòng mà trùng hợp với tín hiệu số nhưng chỉ lan truyền theo một hướng, thì các xung clock sẽ biến đổi chỉ số chiết suất của lõi sợi thông qua hiệu ứng Kerr. Việc điều chế ngang pha vừa đủ đã cho có thể có ở trên các xung tín hiệu để tạo ra các xung trùng hợp được chuyển mạch sang phía đối diện của gương vòng. Kết quả là, tín hiệu cần thiết lấy ra ở nút được thiết bị phản

xạ, trong khi đó các kênh còn lại sẽ đi qua và tái hợp tại chỗ với tín hiệu được phát cho hướng truyền dẫn phía trước. Cửa sổ chuyển mạch của thiết bị được xác định không chỉ bằng dạng của các xung điều khiển, mà còn bằng các vận tốc tương đối của các tín hiệu. Do có sự sắp xếp các bước sóng xung tín hiệu và xung điều khiển một cách đối xứng ở cả hai phía của điểm có tán sắc sợi bằng không, mà cửa sổ chuyển mạch tối thiểu sẽ thu được từ các xung tín hiệu và điều khiển là tương hợp về vận tốc. Khi thay đổi vận tốc tương đối sẽ đạt được các cửa sổ chuyển mạch phẳng đỉnh. Thiết bị sẽ chuyển mạch các xung tín hiệu miễn là chúng cùng lan truyền với các xung điều khiển qua phần gương vòng.

Các gương vòng phi tuyến NOLM cũng có thể được cấu trúc từ thiết bị laser bán dẫn thay cho sợi trong một số trường hợp. Nhược điểm chủ yếu của NOLM là do độ dài của sợi (thường tới 10 km), mà cần lựa chọn cẩn thận tán sắc bằng không và bước sóng tín hiệu điều khiển để đạt được cửa sổ chuyển mạch hợp lý.

Nhiều bộ giải ghép kênh quang có thể được biến đổi thành các thiết bị có chức năng xen và rẽ kênh bằng cách thêm coupler 3 dB tại đầu ra của chuyển mạch quang được dùng để rẽ một hoặc vài kênh. Tuy nhiên, phải lưu ý tới việc đồng bộ phù hợp giữa kênh được xen và các kênh đi thẳng qua nút rẽ để hạn chế xuyên kênh.

7.3.4 Năng lực hệ thống OTDM

Trong thực tế, cự ly truyền dẫn L của các tín hiệu trong hệ thống thông tin quang sử dụng kỹ thuật ghép kênh quang theo thời gian OTDM bị hạn chế bởi tán sắc sợi. Trong khi đó hệ thống OTDM có tốc độ bit rất cao và sử dụng các xung quang ngắn (khoảng 1 ps). Trong truyền dẫn tuyến tính tín hiệu RZ trên sợi có tán sắc, đền bù cho hệ thống theo nghĩa bù trừ tán sắc chỉ thiết lập khi các xung tín hiệu bị mất năng lượng vào các khe thời gian lân cận. Tuy nhiên, một khi điều này xảy ra thì hệ thống bị suy giảm nhanh. Vậy, để tăng cực đại khoảng cách truyền dẫn thì phải đưa các hệ thống OTDM vào các tuyến có tán sắc tiến tới không. Giải pháp tiếp cận đầu tiên là nguồn phát phải làm việc tại bước sóng rất gần với bước sóng của tán sắc sợi bằng không. Điều này không phải dễ dàng thực hiện như đã nói bởi vì với các điều kiện này, mức công suất mà tại đó những sự sút kém hệ thống do phi tuyến xảy ra có thể là hoàn toàn thấp, tức là giảm công suất tín hiệu để tránh dãn xung cần thiết, nhưng điều này có thể làm cho năng lực hệ thống bị giới hạn do tỷ số tín hiệu trên nhiễu. Thứ hai là các kỹ thuật điều tiết tán sắc có thể được sử dụng để duy trì hình thức truyền dẫn tuyến tính để tránh các giới hạn như ở trên hoặc để bù đầy đủ tán sắc tuyến tính của tuyến. Việc thực hiện các kỹ thuật bù tán sắc trong các hệ thống OTDM đòi hỏi cần có một bước kiểm tra ngặt nghèo chất lượng của sự bù vì rằng ở đây sử dụng các xung rất ngắn.

Vấn đề cụ thể ở đây rõ ràng là không hề đơn giản. Thực tế khi sử dụng tín hiệu OTDM để tải N kênh với tốc độ bit B thì điều đó tương đương với việc truyền đi một kênh

đơn ở tốc độ bit tổng *NB*; tích cự ly - tốc độ bit *NBL* bị hạn chế bởi các giới hạn tán sắc. Ví dụ, rõ ràng là trong hình 2.33, hệ thống 200 Gbit/s bị hạn chế ở cự ly L < 50 km ngay cả khi hệ thống được thiết kế để hoạt động chính xác tại bước sóng có tán sắc 0 của sợi. Do đó việc thực hiện các hệ thống như vậy đặt ra yêu cầu là không những cần phải sử dụng các sợi tán sắc dịch chuyển mà còn phải sử dụng cả kỹ thuật bù tán sắc để giảm tác động của các hiệu ứng tán sắc bậc cao.

Quá trình cân nhắc để thực hiện đã được tiến hành trong suốt những năm 1990 trong các tuyến sợi điểm nối điểm sử dụng công nghệ OTDM. Trong một thí nghiệm về tín hiệu OTDM tốc độ 100 Gbit/s, bao gồm 16 kênh 6,3 Gbit/s, được truyền đi trên cự ly 560 km với khoảng cách các bộ khuếch đại là 80 km có sự quản lý tán sắc [73]. Nguồn laser trong thí nghiệm này là laser sợi khoá mode đã tạo ra được các xung rộng 3 ps với tốc độ lặp là 6,3 GHz, tốc độ bit của đơn kênh. Một sơ đồ ghép kênh tương tự như hình 7.44 đã được sử dụng để phát thành công tín hiệu OTDM có tốc độ 100 Gbit/s. Tốc độ bit tổng sau này phát triển đạt tới 400 Gbit/s bằng cách sử dụng nguồn xung *siêu liên tục* tạo ra các xung rộng 1 ps [74]. Các xung ngắn như vậy rất cần thiết vì khe bit chỉ rộng 2,5 ps tại tốc độ 400 Gbit/s. Do các xung 1 ps bị méo nghiêm trọng với phần đuôi xung bị giãn rộng ra tới 5 ps (đặc tính tiêu biểu tán sắc bậc 3) nên cần thiết phải bù cho đường bao tán sắc (tán sắc bậc 3, β_3). Mặc dù thế, cự ly truyền dẫn vẫn bị giới hạn ở 40 km.

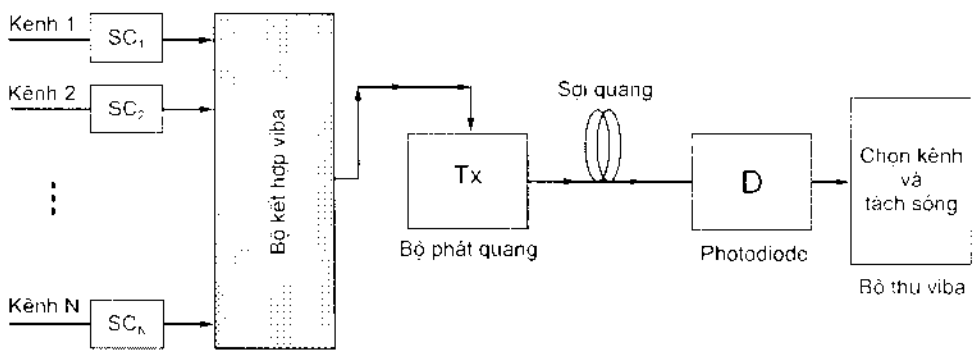
Có một kỹ thuật để thực hiện xây dựng các hệ thống thông tin quang hoạt động ở tốc độ bit lớn hơn 1 Tbit/s là phối hợp cả hai kỹ thuật TDM và WDM. Ví dụ, tín hiệu WDM bao gồm *M* sóng mang quang riêng rẽ để mỗi một tín hiệu tải *N* kênh OTDM với tốc độ bit *B*, có tổng dung lượng là $B_{tot} = MNB$. Những giới hạn tán sắc của một hệ thống như vậy được thiết lập bởi tín hiệu OTDM tốc độ bit *NB*. Thí nghiệm truyền dẫn 1,04 Tbit/s thành công năm 1998 đã khẳng định kỹ thuật này [58]. Hay trước đó trong một thí nghiệm tại Nhật bản năm 1996, phương thức này được sử dụng để thực hiện dung lượng tổng của 1 Tbit/s với M = 10, N = 10 và B = 10 Gbit/s. Các kênh được tách riêng ra bằng 400 GHz (khoảng 3,2 nm) để tránh sự chồng lấn lên nhau giữa các kênh WDM cạnh nhau tại tốc độ 100 Gbit/s. Dung lượng tổng của các hệ thống như vậy có thể tăng trên 5 Tbit/s về nguyên lý, mặc dù trong thực tế còn nhiều yếu tố, như dải thông bộ khuếch đại, các hiệu ứng phi tuyến trong sợi, và tính thiết thực của việc bù tán sắc trên một băng tần rộng, có thể hạn chế thực hiện được trong thực tế.

Kỹ thuật OTDM còn được sử dụng để thiết kế các mạng quang thông suốt (trong suốt) có khả năng kết nối nhiều nút cho truy nhập hai hướng một cách ngẫu nhiên. Tương tự như trong mạng WDM, cả hai cấu trúc đơn hop và đa hop đều được xét đến. Các mạng OTDM đơn chặng dùng các bộ ghép thụ động để phân luồng tín hiệu từ một

nút đến tất cả các nút khác. Ngược lại, các mạng OTDM đa hợp yêu cầu xử lý tín hiệu ngay tại mỗi nút để định tuyến lưu lượng.

7.4. GHÉP KÊNH SÓNG MANG PHỤ

Khái niệm cơ bản về ghép kênh sóng mang phụ SCM (Subcarrier multiplexing) dựa trên kỹ thuật thông tin viba, kỹ thuật sử dụng các sóng mang viba để truyền dẫn nhiều kênh tín hiệu (FDM trong trường điện) trên các cáp đồng trục hoặc trong không gian tự do. Dải thông tổng bị hạn chế thấp hơn 1 GHz khi sử dụng cáp đồng để truyền tín hiệu viba nhiều kênh. Tuy nhiên, nếu tín hiệu viba nhiều kênh được truyền trong môi trường quang sử dụng các sợi quang, thì dải thông tín hiệu có thể dễ dàng tăng vượt 10 GHz cho mỗi tín hiệu quang riêng rẽ. Phương thức như vậy được gọi là SCM, vì việc ghép kênh được thực hiện bằng cách sử dụng các sóng mang phụ chứ không phải sóng mang quang. Kỹ thuật này thu hút được sự quan tâm nhiều là do nó có khả năng thương mại hoá trong công nghệ truyền hình cáp (CATV). Nó cũng có thể phối hợp được với cả TDM và WDM. Sự kết hợp của SCM và WDM sẽ tạo ra thế mạnh để thực hiện được băng tần lớn hơn 1 THz.

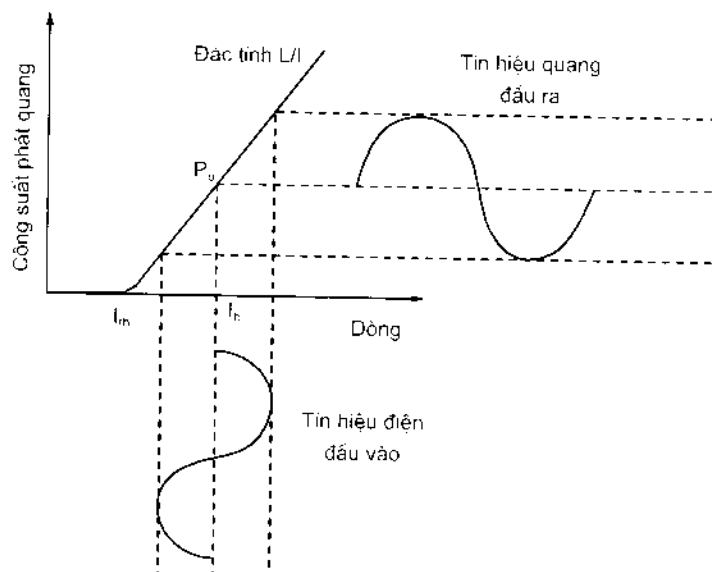


Hình 7.49: Hệ thống SCM nhiều kênh

Sơ đồ khối của hệ thống SCM được thiết kế với sóng mang quang đơn được mô tả như ở hình 7.49. Ưu điểm chính của SCM là tính linh hoạt và khả năng cập nhật trong cấu trúc mạng băng rộng. Người ta có thể sử dụng điều chế tương tự hoặc điều chế số, hoặc kết hợp cả hai để truyền nhiều tín hiệu thoại, số liệu và truyền hình tới một số lượng lớn người sử dụng. Một sóng mang phụ đơn có thể phục vụ cho từng thuê bao, hoặc tín hiệu đa kênh có thể được phân phối cho tất cả các thuê bao như cách thường làm bằng công nghệ truyền hình cáp CATV. Kỹ thuật SCM được mở rộng nghiên cứu bởi vì các ứng dụng thực tế của nó có phạm vi rộng lớn. Ứng dụng của nó trong việc phân phối kênh truyền hình đã đạt tới mức thương mại hoá vào năm 1992. Trong phần này, ta nghiên cứu cả hai hệ thống thông tin quang SCM tương tự và số, trong đó tập trung chủ yếu vào cấu trúc và chức năng của chúng.

7.4.1. Hệ thống thông tin quang SCM tương tự

Trong các chương trên của tài liệu này, chúng ta chủ yếu xem xét các hệ thống thông tin cáp quang truyền dẫn tín hiệu số bởi vì các kỹ thuật điều chế số đã được sử dụng tất đa năng trong việc thiết kế các hệ thống thông tin cáp sợi quang. Tuy nhiên, trong trường hợp các hệ thống SCM thì ta cần phải thảo luận đối với việc truyền tín hiệu tương tự (tín hiệu analog) vì chúng có thể được thiết kế để phân phối hình ảnh. Hầu hết các mạng CATV thực hiện phân phát các kênh truyền hình bằng cách sử dụng kỹ thuật tương tự dựa trên điều chế tần số (FM) hoặc điều chế biên độ với băng bên AM-VSB (Amplitude Modulation with Vestigial Sideband) vì các kỹ thuật này cho phép sử dụng các linh kiện viba hiện có. Tuy nhiên do dạng sóng của tín hiệu tương tự phải được bảo toàn suốt quá trình truyền dẫn nên các hệ thống SCM tương tự có yêu cầu rất cao về tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR tại thiết bị thu và đặt ra yêu cầu nghiêm ngặt về tính tuyến tính trên nguồn quang và kênh thông tin.



Hình 7.50: Điều chế tín hiệu tương tự đối với laser bán dẫn

Hình 7.49 chỉ ra nguyên tắc thiết kế hệ thống thông tin quang SCM. Từng sóng mang phụ sẽ được điều chế, sau đó đầu ra của tất cả các sóng mang phụ đã được điều chế này sẽ được cộng lại với nhau bởi một bộ kết hợp công suất viba. Tín hiệu tổng hợp sẽ được dùng để điều chế cường độ với một laser bán dẫn một cách trực tiếp bằng cách cộng tín hiệu này với một dòng phân cực. Hình 7.50 mô tả cách mà đầu ra của laser sao lại tín hiệu điện tử khi đặc tuyến L/I của laser bán dẫn là tuyến tính. Bất kỳ sự chệch nào khỏi phần tuyến tính sẽ làm méo tín hiệu quang tương tự và ảnh hưởng đến chất lượng hệ thống. Công suất phát đi được viết dưới dạng sau:

$$P(t) = P_b\left[1 + \sum_{i=1}^{N} m_i a_i \cos(2\pi f_i t + \phi_i)\right] \quad (7\text{-}26)$$

trong đó P_b là công suất phát ra tại mức có thiên áp phân cực; m_i, a_i, f_i và ϕ_i tương ứng là chỉ số điều chế, biên độ, tần số và pha của sóng mang phụ thứ i; các số hạng a_i, f_i hoặc ϕ_i sẽ được điều chế để cho ra tín hiệu tuỳ theo kỹ thuật sử dụng là AM, FM hay PM.

Công suất thu cũng được cho bởi biểu thức (7-26) nhưng công suất tổng cộng đã bị suy giảm do suy hao truyền dẫn nếu kênh thông tin là hoàn toàn tuyến tính. Trong thực tế, tín hiệu bị méo do chệch ra khỏi phần tuyến tính. Méo này được gọi là méo điều chế tương hỗ, tương tự như méo IMD (InterModulation Distortion) đã đề cập đến trong mục 7.1.8. Bất kỳ sự phi tuyến nào trong đáp ứng của laser bán dẫn hoặc trong đặc tính truyền dẫn của sợi quang cũng sẽ tạo ra các tần số mới có dạng $f_i + f_j$ và $f_i + f_j \pm f_k$. Một số tần số này sẽ rơi vào băng truyền dẫn và làm méo tín hiệu tương tự. Các tần số mới được gọi là các sản phẩm tương hỗ IMP (Intermodulation Products). Nếu tất cả các sóng mang phụ nằm trong *nhóm tám* của băng thông thì chỉ những IMP bậc 3 mới rơi vào băng thông truyền dẫn. Các IMP lại được phân chia nhỏ hơn thành các IMP hai tone và các IMP ba phách tuỳ thuộc vào hai tần số có trùng hợp hoặc ba tần số có phân biệt hay không. Các IMP bậc 3 có khuynh hướng trở thành một nguồn chính của IMD bậc 3 vì chúng có số lượng lớn. Hệ thống SCM có N kênh sẽ tạo ra các số hạng ba phách N(N-1)(N-2)/2 so với hai tone N(N-1), các số hạng bậc 3. Các IMD bậc hai cũng phải được xét đến bất kỳ khi nào các sóng mang phụ chiếm nhiều hơn một nhóm tám của băng thông. Nó thường lấn át đặc tính hệ thống tuỳ thuộc vào số lượng các IMP đó góp vào các IMD bậc hai.

Méo điều chế tương hỗ IMD có nguồn gốc trong một số cơ chế phi tuyến phân biệt. Dải động của các laser bán dẫn được chi phối từ phương trình tốc độ, chúng thực chất là phi tuyến. Lời giải của các phương trình này sẽ cho ra các biểu thức cho IMP bậc 2 và bậc 3 bắt nguồn từ tính phi tuyến này. Đóng góp của chúng là lớn nhất khi nào tần số IMP rơi vào gần tần số dao động phục hồi. Nguồn gốc thứ hai của IMD đó là do có đoạn phi tuyến của đường cong công suất quang - dòng điện (L/I). Cường độ của IMP có thể được tính toán bằng cách trải công suất ra theo chuỗi Taylor xung quanh công suất thiên áp phân cực. Trong cả hai trường hợp IMPs bậc 2 và bậc 3 sẽ tăng với chỉ số điều chế m là m^2 và m^3 tương ứng. Có một vài cơ chế khác ví dụ như tán sắc sợi quang, chirp tần số, nhiễu cạnh tranh mode cũng có thể gây ra IMD và tác động của chúng lên các hệ thống SCM đã và đang được nghiên cứu.

Chất lượng hệ thống phụ thuộc vào tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR có liên quan với tín hiệu giải điều chế. Trong các hệ thống SCM, tỷ số sóng mang trên nhiễu CNR (Carrier-to-Noise Ratio) thường được dùng thay cho SNR vì hai tỷ số này có liên quan

đến nhau. CNR được định nghĩa là tỷ số công suất sóng mang RMS trên công suất nhiễu RMS tại đầu ra của bộ tách sóng quang. Như vậy, CNR có thể viết dưới dạng sau:

$$CNR = \frac{(mR\langle P\rangle)^2 / 2}{\sigma_s^2 + \sigma_T^2 + \sigma_I^2 + \sigma_{IMD}^2} \tag{7-27}$$

trong đó m là chỉ số điều chế kênh, R là đáp ứng bộ tách sóng, $\langle P\rangle$ là công suất quang trung bình thu được, và là σ_s, σ_T, σ_I và σ_{IMD} tương ứng là các giá trị RMS của dòng nhiễu có liên quan với nhiễu lượng tử, nhiễu nhiệt, nhiễu cường độ và IMD. Biểu thức của σ_s^2 và σ_T^2 có thể nhận được từ mục 4.3.1 và được viết như sau:

$$\sigma_s^2 = 2e\left(R\langle P\rangle + I_d\right)B_e \tag{7-28}$$

$$\sigma_T^2 = \frac{4k_B T B_e}{R_L} F_n \tag{7-29}$$

ở đây chú giải các tham số giống với chương 4. Nếu ta giả sử rằng nhiễu cường độ tương đối RIN của laser gần như đồng đều trong băng thông của bộ thu quang thì ta có thể viết:

$$\sigma_I^2 = (RIN)\left(R\langle P\rangle\right)^2 B_e \tag{7-30}$$

Giá trị RMS của σ_{IMD} phụ thuộc vào các giá trị méo CSO và CTB.

Các yêu cầu với CNR của hệ thống SCM phụ thuộc vào dạng điều chế. Trong trường hợp điều chế AM-VCB, thì CNR nên lớn hơn 50 dB để thoả mãn đặc tính hệ thống. Các giá trị lớn như vậy có thể nhận được chỉ bằng cách tăng công suất quang thu được $\langle P\rangle$ tới một giá trị tương đối lớn (> 0,1 mW). Tuy nhiên, yêu cầu này có hai hiệu ứng. Thứ nhất, quỹ công suất của các hệ thống SCM tương tự điều chế biên độ AM bị hạn chế rất nhiều trừ khi công suất phát được tăng lớn đến hơn 10 mW. Thứ hai, nhiễu cường độ sẽ đóng góp vào nhiễu của máy thu và nó chiếm ưu thế trong hệ thống vì σ_I^2 tỉ lệ thuận với bình phương $\langle P\rangle$ trong khi đó nhiễu lượng tử σ_s^2 tỉ lệ thuận với $\langle P\rangle$ thông qua biểu thức (7-28). Trong thực tế, CNR không phụ thuộc vào công suất quang thu được khi σ_I là trội. Từ các biểu thức (7-27) và (7-30) ta có thể viết:

$$CNR \approx \frac{m^2}{2(RIN)B_e} \tag{7-31}$$

Nhiễu cường độ tương đối RIN của bộ phát laser nên nhỏ hơn -150 dB/Hz để đạt được CNR là 50 dB nếu $m = 0,1$ và $B_e = 50$ Hz được sử dụng như các giá trị tiêu chuẩn. Các giá trị lớn hơn của RIN chỉ có thể được phép khi mà tăng chỉ số điều chế m hoặc

giảm băng tần điện B_e của bộ thu. Trong thực tế, các laser DFB có giá trị RIN thấp đã được sử dụng cho các ứng dụng CATV. Nhìn chung, laser DFB được phân cực cao hơn mức ngưỡng để cung cấp một công suất phân cực P_b lớn hơn 5 mW, và RIN giảm tới P_b^{-3}. Các giá trị lớn hơn của công suất phân cực cho phép tăng chỉ số điều chế m.

Yêu cầu về CNR cao của các hệ thống SCM tương tự điều biên AM đã làm cho quỹ công suất nhỏ và nó hạn chế khoảng cách truyền dẫn cũng như số lượng các vị trí phân bố. Giải pháp phù hợp cho vấn đề này là sử dụng các bộ khuếch đại quang, nó có thể khuếch đại công suất của tín hiệu giống như các bộ khuếch đại trên đường truyền. Có một giải pháp khác là chuyển sang dạng điều chế FM vì băng thông của một sóng mang phụ FM lớn hơn đáng kể băng thông của sóng mang phụ AM (30 MHz thay vì 4 MHz). Tuy nhiên, CNR được yêu cầu tại máy thu lại nhỏ hơn rất nhiều (khoảng 16 dB thay vì 50 dB) là do ưu điểm của cái gọi là điều chế FM, nó có thể cung cấp một tín hiệu hình ảnh chất lượng cao (SNR > 50 dB) chỉ với CNR là 16 dB. Trong các hệ thống như vậy, công suất quang thu được có thể nhỏ tới 10 μW. Nhiễu cường độ tương đối RIN không phải là vấn đề chủ yếu miễn là RIN < -135 dB/Hz. Trong máy thu thực tế của các hệ thống FM thì thường nhiễu nhiệt là nhiễu trội.

Hạn chế chính của các hệ thống SCM tương tự AM xuất phát từ quĩ công suất của chúng nhỏ vì các hệ thống này yêu cầu CNR cao. Tuy nhiên, đây không phải là vấn đề lớn do đã có bộ khuếch đại quang. Trong một thực nghiệm tiến hành năm 1991, người ta đã sử dụng bộ khuếch đại công suất để khuếch đại tín hiệu đầu ra lên tới 11 dBm (tức là 12,6 mW), tạo ra một quỹ công suất 16 dB cho hệ thống SCM 35 kênh sử dụng dạng AM-VCB. Hiện nay các hệ thống SCM tương tự có khuếch đại quang đã và đang thu hút được sự chú ý.

7.4.2. Hệ thống thông tin quang SCM số

Trong những năm 1990, điểm nhấn mạnh của các hệ thống SCM là chuyển đổi từ điều chế tương tự sang điều chế số. Đây là một ứng dụng của các hệ thống SCM số có liên quan đến sự phân phối các kênh truyền hình chất lượng cao (HDTV). Người ta đã sớm nhận thức rằng các hệ thống SCM số có thể lợi dụng kỹ thuật tách sóng Coherent đã được đề cập đến ở chương 6 theo hai cách: Trước hết tăng độ nhạy của máy thu từ 10 ÷ 15 dB sẽ tăng quỹ công suất của chúng với một lượng như vậy. Thứ hai, điều chế số các sóng mang phụ cùng với tách sóng Coherent sẽ cải thiện chất lượng của tín hiệu mà chỉ yêu cầu CNR thấp. Trong phần này ta xét CNR của các hệ thống thông tin quang SCM số.

Dạng FSK thường được dùng để điều chế sóng mang phụ viba số, đây là dạng đơn giản nhất để thực hiện sử dụng bộ dao động nội điều khiển điện áp. Khoảng cách kênh điển hình là 200 MHz cho tốc độ 100 Mbit/s. Các sóng mang phụ điều chế FSK được

kết hợp tại một bộ tập hợp công suất như đã mô tả trong hình 7.49, rồi được khuếch đại, sau đó được đưa vào một bộ điều chế pha, bộ điều chế này sẽ điều chế pha của tín hiệu quang CW nhận được từ một laser có độ rộng phổ hẹp. Tại thiết bị thu quang, tín hiệu quang được trộn với đầu ra của một bộ dao động nội. Để tránh yêu cầu về khoá pha, kỹ thuật tách sóng điều tần được sử dụng với một tần số trung gian ω_{IF}. Dòng photo được tạo ra ở máy thu có thể viết như sau:

$$I(t) = R\left\{P_s + P_{LO} + 2\sqrt{P_s P_{LO}}\cos\left[2\pi\omega_{IF}t + \phi_m(t)\right]\right\} \tag{7-32}$$

trong đó P_{LO} là công suất bộ dao động nội và P_s là công suất tín hiệu. Pha $\phi_m(t)$ chứa tín hiệu viba đa kênh hỗn hợp và được cho như sau:

$$\phi_m(t) = \sum_{i=1}^{N}\beta_i\cos\left[2\pi f_i t + \alpha_i(t)\right] \tag{7-33}$$

trong đó β_i là chỉ số PM của kênh thứ i với tần số sóng mang phụ viba f_i, và $\alpha_i(t)$ là pha sóng mang phụ có sự phụ thuộc vào thời gian là do điều chế FSK và chứa thông tin số đang được truyền đi. Bộ lọc băng thông BPF cùng với một bộ dao động nội có điều chỉnh được có thể cho phép lựa chọn kênh mong muốn.

Để nhận được dòng tín hiệu của một kênh riêng biệt, có thể sử dụng việc triển khai hàm Bessel cho hàm cosin trong phương trình (7-32) và nhận được như sau:

$$\begin{aligned} I(t) = {} & 2\sqrt{P_s P_{LO}}\sum_{k_1}\cdots\sum_{k_N} J_{k_1}(\beta_1)\cdots J_{k_N}(\beta_N)\times \\ & \cos\left[2\pi\omega_{IF}t + k_1\left(2\pi f_1 t + \alpha_1\right) + \cdots + k_N\left(2\pi f_N t + \alpha_N\right)\right] \end{aligned} \tag{7-34}$$

ở đây ta bỏ qua thành phần dòng một chiều trong phương trình (7-32). Các chỉ số PM là β_i (i = 1...N) thường là đủ nhỏ để cho chỉ có các số hạng có giá trị nhỏ của $k_1,\ldots, k_n$ đóng góp vào tổng trong phương trình (7-34). Số hạng trội trong biểu thức dòng được tạo ra cho kênh thứ i nhận được bằng cách thiết lập k_i = -1 và các chỉ số còn lại bằng 0 để sao cho có được:

$$I_i(t) = 2\sqrt{P_s P_{LO}}\, i_1(\beta)\left[i_0(\beta)\right]^{N-1}\cos\left[2\pi\left(\omega_{IF} - f_i\right)t - \alpha_i\right] \tag{7-35}$$

trong đó các chỉ số PM là bằng nhau cho tất cả các kênh. Kênh thứ i được chọn bằng cách điều chỉnh bộ dao động nội sao cho BPF đặt tín hiệu có tâm tại $\omega_{IF} - f_i$. CNR nhận được bằng cách lấy trung bình của $I^2_i(t)$ và chia nó thành biến đổi dòng nhiễu. Kết quả được viết như sau:

$$CNR = \frac{2R^2 P_s P_{LO} i_1^2(\beta) i_0^{2N-1}(\beta)}{\sigma_s^2 + \sigma_T^2 + \sigma_I^2 + \sigma_{IMD}^2 + \sigma_X^2} \tag{7-36}$$

ở đây σ^2_s, σ_T^2, và σ^2_I nhận được từ các biểu thức (7-28), (7-29), và (7-30) với <P> được thay thế bằng P_{LO}. Số hạng σ^2_{IMD} tham gia vào phần của IMD tạo nên nhiễu của bộ thu quang. Số hạng σ^2_X được thêm vào để tính nhiễu xuyên kênh sinh ra do sự rò công suất từ các kênh lân cận qua bộ lọc thông dải. Cả σ_{IMD} và σ_X có thể được bỏ qua. Nhiễu cường độ có thể tránh được bằng cách sử dụng một máy thu điều tần cân bằng như đã xem xét trong chương 6. Nhiễu nhiệt cũng được bỏ qua do công suất của bộ dao động nội lớn. Vì thế CNR trong giới hạn nhiễu lượng tử nhận được bằng cách sử dụng σ^2_s từ phương trình (7-28) vào trong phương trình (7-36) và được viết như sau:

$$CNR = \frac{RP_s i_1^2(\beta) i_0^{2(N-1)}(\beta)}{eB_e} \tag{7-37}$$

ở đây đã bỏ qua sự có mặt của dòng tối. Chỉ số điều chế PM là β cho mỗi kênh nhìn chung đủ nhỏ ($\beta < 0{,}2$) để cho $i_0(\beta)$ và $i_1(\beta)$ có thể tương ứng xấp xỉ 1 và $\beta/2$. Do sử dụng $R = \eta e/h\nu$, như vậy CNR được viết bằng:

$$CNR = \frac{\eta P_s \beta^2}{4h\nu B_e} \tag{7-38}$$

So sánh biểu thức này với biểu thức (7-31) có được cho các hệ thống SCM cho hệ thống tương tự (analog) trong giới hạn của nhiễu cường độ. Vai trò của chỉ số điều chế m trong các hệ thống analog được thay bằng chỉ số PM là β trong các hệ thống số. Sử dụng $\beta = 0{,}1$ thì $h\nu = 0{,}8$ eV và $B_e = 120$ MHz; từ phương trình (7-38) ta thấy rằng có thể thu được CNR bằng 20 dB khi công suất tín hiệu trung bình chỉ là 10 nW. Trong thực tế, giá trị yêu cầu của CNR còn tuỳ thuộc vào sơ đồ giải điều chế (xem chương 6) nhưng thường biến thiên trong phạm vi từ 16 ÷ 20 dB. Đã có một số thực nghiệm đã chứng tỏ được tiềm năng của các hệ thống thông tin quang SCM kết hợp số. Một trong những thực nghiệm sớm đầu tiên đã sử dụng điều chế số cho 20 kênh hình ảnh FSK, hoạt động tại tốc độ 100 Mbit/s với khoảng cách kênh là 200 MHz, nhưng sử dụng tách sóng trực tiếp tín hiệu quang tại thiết bị thu quang.

Một vấn đề thực tế đối với việc dùng tách sóng Coherent cho các mạng quảng bá đó là mỗi máy thu phải trang bị một laser hoạt động như một bộ dao động nội, vì thế nó đắt hơn so với ứng dụng LAN. Vấn đề này có thể được giải quyết bằng cách xếp chồng đầu ra của bộ dao động nội lên tín hiệu được ghép kênh tại chính bộ phát. Điều thuận lợi là một bộ dao động đơn lẻ được chia sẻ bởi tất cả các thuê bao, làm cho cách tiếp cận này có hiệu quả. Một thuận lợi khác đó là sự phân cực tương đối của tín hiệu và dao động nội được duy trì trong suốt quá trình truyền dẫn, và như vậy không cần sử dụng đến máy thu phân tập phân cực. Cấu hình chia sẻ làm cho các hệ thống SCM Coherent khá hấp dẫn cho các kênh truyền hình số quảng bá với một số lượng lớn các thuê bao.

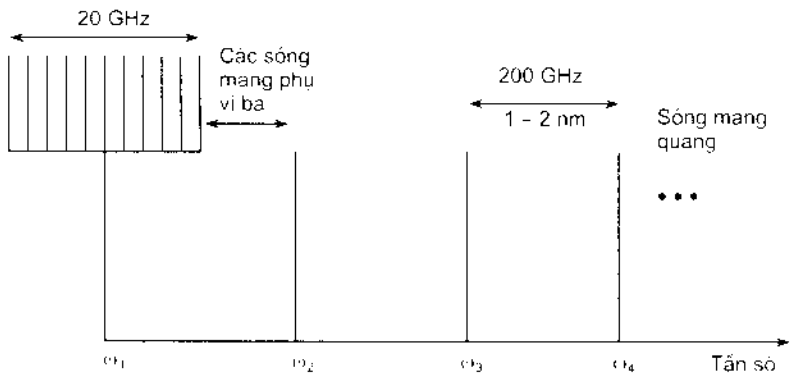
Sử dụng tách sóng Coherent không phải lúc nào cũng cần thiết cho các hệ thống SCM số. Tuy nhiên, yêu cầu về băng thông lớn của chúng là một trong những vấn đề phải được quan tâm trước tiên. Một kênh tín hiệu hình đơn lẻ yêu cầu tốc độ bit lớn hơn 100 Mbit/s, đặc biệt khi sử dụng dạng HDTV; điều này đối lập với kênh tương tự (analog) chỉ chiếm dải thông từ 5 đến 8 MHz. Trong thực tế, một vài kênh tín hiệu hình số (digital) đã nén được gói trong băng thông của một kênh tín hiệu analog bằng cách dùng các kĩ thuật điều chế như QAM, AM/PM không có sóng mang, QPSK và FSK trực giao. Để tăng dung lượng của hệ thống SCM, người ta thường sử dụng các kỹ thuật sai động bằng cách trộn dạng điều chế tương tự (AM) với dạng điều chế số (QAM).

7.4.3. Các hệ thống thông tin quang SCM nhiều bước sóng

Qua nghiên cứu và xem xét các kỹ thuật WDM và ghép kênh sóng mang phụ SCM, người ta thấy rằng sự kết hợp của WDM và SCM sẽ tạo ra tiềm năng cho việc thiết kế các mạng quang thụ động băng rộng có khả năng cung cấp các dịch vụ tích hợp (như âm thanh, hình ảnh, số liệu, v.v...) cho một số lượng lớn thuê bao. Trong giải pháp này, nhiều sóng mang quang được đưa vào cùng một sợi quang bằng kỹ thuật WDM, như mô tả trong hình 7.51. Mỗi một sóng mang quang sẽ mang rất nhiều kênh SCM bằng cách dùng một số sóng mang phụ viba. Người ta có thể trộn các tín hiệu tương tự và tín hiệu số bằng cách dùng các sóng mang phụ khác nhau hoặc sóng mang quang khác nhau. Các mạng như vậy rất linh hoạt và dễ dàng nâng cấp theo nhu cầu mở rộng mạng. Trong một thực nghiệm tiến hành năm 1990, có tới 16 laser DFB với khoảng cách bước sóng là 2 nm trong vùng 1,55 μm đã được điều chế với 100 kênh tín hiệu hình FM tương tự và 6 kênh tín hiệu số tốc độ 622 Mbit/s. Các kênh tín hiệu hình được ghép kênh bằng cách dùng kỹ thuật SCM trong đó một laser DFB mang 10 kênh tín hiệu hình FM trên băng tần 300 ÷ 700 MHz. Vì vậy, 10 laser DFB được dùng cho 100 kênh tín hiệu hình, còn 6 laser cho 6 kênh tín hiệu số, mỗi kênh hoạt động ở tốc độ 622 Mbit/s. Tín hiệu kết hợp được phân chia thành 4096 phần bằng cách dùng các bộ coupler hình sao và bộ khuếch đại quang sợi có độ khuếch đại 17 đến 24 dB trên dải phổ 34 nm.

Khả năng của các mạng sử dụng các hệ thống SCM nhiều bước sóng đã thu hút được nhiều chú ý do một số ưu điểm thực tế của nó trên công nghệ WDM. Các hệ thống như vậy có thể cung cấp nhiều dịch vụ (điện thoại, các kênh truyền hình tương tự và số, dữ liệu máy tính,...) mà chỉ phải dùng một bộ phát quang và một bộ thu quang cho mỗi người dùng nếu các dịch vụ khác nhau sử dụng các sóng mang phụ viba khác nhau, vì thế giảm được giá thành các thiết bị đầu cuối. Các sóng mang phụ viba có thể được đặt < 1 GHz, và dễ ổn định tần số hơn nhiều. Các dịch vụ khác nhau có thể không cần đồng bộ. Trong một giải pháp khác, mỗi người dùng được chỉ định một bước sóng duy nhất để truyền các thông tin SCM đa kênh, nhưng người dùng có thể nhận nhiều bước sóng. Và như vậy, các bộ lọc quang được dùng để lựa chọn các bước sóng quang tại vị trí điều

khiển mạng. Trong một lược đồ khác, mỗi người dùng được chỉ định một bước sóng duy nhất và một tần số sóng mang phụ nhất định để nhận và phát tín hiệu. Ưu điểm chính của SCM nhiều (đa) bước sóng là mạng có thể phục vụ NM người dùng, trong đó N là số lượng các bước sóng quang và M là số lượng sóng mang viba, bằng cách chỉ dùng N bước sóng máy phát riêng biệt. Vì thế tăng được dung lượng hệ thống. Các bước sóng quang khá cách xa nhau nên rất thuận tiện để tách sóng trực tiếp, vì vậy giảm được giá thành của các thiết bị đầu cuối.



Hình 7.51: Phân chia tần số trong mạng SCM nhiều bước sóng

Yếu tố hạn chế đối với các mạng SCM nhiều bước sóng đó là hiện tượng *giao thoa phách quang*. Nó là kết quả của việc truyền đồng thời hai hay nhiều người dùng trên cùng một kênh quang bằng cách dùng các tần số sóng mang phụ khác nhau. Do tần số sóng mang quang thường khác nhau rất ít, sự phách của chúng có thể tạo ra một phách trong dòng photo vì người dùng nhận tất cả các kênh được truyền dẫn trên cùng một bước sóng. Nếu tần số phách chồng lên một kênh sóng mang phụ tích cực, giao thoa tín hiệu sẽ hạn chế việc xử lí tách sóng như trong trường hợp IMD.

Chương 8

KHUẾCH ĐẠI QUANG SỢI PHA TẠP ERBIUM

Trên các tuyến thông tin quang truyền thống, ta đã biết rằng khi cự ly truyền dẫn dài tới mức phân bổ suy hao không thỏa mãn, suy hao tuyến vượt quá giá trị cho phép thì cần phải có các trạm lặp để khuếch đại tín hiệu trên đường truyền. Các trạm lặp ở đây thực hiện khuếch đại tín hiệu thông qua các quá trình biến đổi quang - điện và điện - quang. Điều này có nghĩa là tín hiệu quang rất yếu không thể truyền xa tiếp được nữa sẽ được các trạm lặp thu lại và biến đổi thành tín hiệu điện; sau đó tiến hành khuếch đại, chuẩn lại thời gian, tái tạo lại dạng tín hiệu điện và rồi lại biến đổi về tín hiệu quang đủ lớn để phát vào đường truyền. Các trạm lặp này đã được ứng dụng khá rộng rãi và được lắp đặt ở hầu hết các tuyến thông tin quang trong thời gian vừa qua.

Thời gian gần đây, với sự phát triển của khoa học và công nghệ thông tin quang, người ta đã thực hiện được quá trình khuếch đại trực tiếp tín hiệu ánh sáng mà không cần phải qua quá trình biến đổi về điện nào, đó là kỹ thuật khuếch đại quang. Kỹ thuật khuếch đại quang ra đời đã khắc phục được nhiều hạn chế của các trạm lặp như về băng tần, cấu trúc phức tạp, tính phụ thuộc vào dạng tín hiệu, cấp nguồn, ảnh hưởng của nhiễu điện, v.v... Việc áp dụng các bộ khuếch đại quang vào các hệ thống thông tin quang còn đưa ra một ý tưởng lớn cho quá trình phát triển các tuyến thông tin hoàn toàn dùng khuếch đại quang và từ đó tiến tới phát triển các mạng quang hoá hoàn toàn.

8.1. GIỚI THIỆU CÁC LOẠI KHUẾCH ĐẠI QUANG

Các bộ khuếch đại quang là các thiết bị bù suy hao có hiệu quả nhất cho sợi quang. Chúng thường được chia thành vài loại. Các thiết bị này có thể khuếch đại trực tiếp tín hiệu quang mà không thông qua sự biến đổi quang - điện và điện - quang nào. Để xác định một cách chính xác thì bộ khuếch đại quang là một phần tử biến đổi biên độ của tín hiệu đến nhưng không thể hiện việc hồi phục thời gian hoặc ngưỡng quyết định. Nhiều tín hiệu quang có thể được điều tiết một cách đồng thời. Nó có thể trao đổi thông tin với các thiết bị điều hành hệ thống bằng việc sử dụng một kênh tín hiệu số, dạng tín hiệu này có thể là quang hoặc điện. Cho tới nay, có vài loại bộ khuếch đại quang như là khuếch đại laser bán dẫn SLA (Semiconductor Laser Amplifier), khuếch đại sợi pha tạp, khuếch đại Raman sợi và khuếch đại Brillouin sợi.

Bộ khuếch đại quang SLA thực hiện khuếch đại ánh sáng đến thông qua cơ chế bức xạ kích thích, cùng cơ chế đã được áp dụng ở laser. Thực sự thì cấu trúc của bộ khuếch đại quang chủ yếu là một laser không có phản hồi. Yếu tố chính trong hoạt động của nó là ta có thể nhận được độ khuếch đại khi bộ khuếch đại được bơm (quang hoặc điện) để đạt tới nghịch đảo tích luỹ (nghịch đảo mật độ). Thông thường, các bộ khuếch đại laser SLA thể hiện là bộ khuếch đại quang không có phản hồi, và các bộ khuếch đại như vậy được gọi là bộ khuếch đại sóng chạy TWA (Travelling Wave Amplifier) để nhấn mạnh rằng tín hiệu được khuếch đại sẽ truyền chỉ theo hướng xuôi.

Bộ khuếch đại Raman sợi lợi dụng tán xạ có kích thích SRS (Stimulated Raman Scattering) xảy ra trong sợi thuỷ tinh silic khi có một chùm sóng bơm khoẻ truyền qua nó. Về cơ bản thì SRS khác với bức xạ kích thích. Khi có bức xạ kích thích, một photon tới sẽ kích thích bức xạ của một photon giống hệt mà không mất năng lượng của nó. Trong trường hợp SRS, photon bơm đi tới sẽ cho năng lượng của nó để tạo ra một photon khác có năng lượng bị giảm tại tần số thấp hơn (tán xạ không đàn hồi); năng lượng còn lại được môi trường hấp thụ dưới dạng dao động phân tử (các photon quang). Các bộ khuếch đại Raman sợi này phải được bơm bằng quang để tạo ra được khuếch đại, điều này ngược với SLA là sử dụng bơm điện.

Nguyên lý hoạt động của các bộ khuếch đại Brillouin sợi là cơ bản giống như các bộ khuếch đại Raman sợi, nhưng có khác là độ khuếch đại quang có từ quá trình tán xạ Brillouin có kích thích SBS (Stimulated Brillouin Scattering) chứ không phải SRS. Các bộ khuếch đại sợi Brillouin cũng được bơm quang và một phần của công suất bơm được truyền cho tín hiệu thông qua SBS.

Các bộ SLA, khuếch đại Raman sợi và Brillouin sợi được mô tả khái quát trong một số tài liệu [1, 3, 15]. Có hai loại khuếch đại quang thông dụng là khuếch đại laser bán dẫn và khuếch đại quang sợi OFA (hoặc khuếch đại sợi pha tạp). Điều quan trọng của OFA là việc sử dụng các phần tử đất hiếm như là một môi trường khuếch đại nhờ việc pha lõi sợi trong quá trình chế tạo. Có nhiều các ion đất hiếm khác nhau như erbium, holmium, neodymium, samarium, thulium và ytterbium có thể được sử dụng để chế tạo bộ khuếch đại quang sợi hoạt động ở các bước sóng khác nhau bao phủ một vùng rộng từ 0,5 ÷ 3,5 μm. Các bộ khuếch đại sợi pha tạp erbium EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier) có sức hấp dẫn nhất, đơn giản chỉ là chúng hoạt động ở gần bước sóng 1,55 μm, vùng bước sóng mà ở đó suy hao sợi đường như là nhỏ nhất. Sự phát triển của chúng đã cách mạng hoá quá trình thiết kế các hệ thống thông tin sợi quang.

Khuếch đại quang sợi OFA là một thiết bị khuếch đại có hiệu quả nhất. Nhìn chung, các bộ khuếch đại quang sợi có thể được sử dụng tốt ở tất cả các vị trí khác nhau. Triển khai OFA gần như cho phép thải hồi hầu hết các trạm lặp thông thường đang tồn tại trên các hệ thống, và đối với thiết kế các tuyến thông tin mới thì chúng

giúp cho việc có thể loại bỏ nhiều các trạm lặp trong cấu trúc tuyến. OFA cũng tạo điều kiện cho việc xây dựng các cấu trúc hệ thống thông tin quang mới cho các tuyến trên lục địa, dưới biển, và mạng truy nhập, và đặc biệt là cho ứng dụng điểm-điểm và ghép kênh quang theo bước sóng WDM. Trong các ứng dụng này, OFA có thể được đặt ở ngay sau thiết bị phát để làm bộ khuếch đại công suất (BA), ở giữa tuyến để tăng cự ly khoảng lặp như là bộ khuếch đại đường truyền (LA - Line Amplifier), và được sử dụng trước bộ thu quang để cải thiện độ nhạy thu của nó như là bộ tiền khuếch đại (PA - Pre-Amplifier). Sử dụng tiền khuếch đại quang PA để tăng độ nhạy thu quang là ứng dụng hấp dẫn nhất trong ba vị trí này. Như đã lưu ý ở trên, sử dụng PA là biện pháp trực tiếp nhận được sự tăng đáng kể quỹ công suất sẵn có của hệ thống.

Khuếch đại quang sợi erbium EDFA là kết quả của sự phát minh nổi tiếng trong lĩnh vực khuếch đại quang sợi. Sự kiện trình diễn EDFA vào năm 1987 đã chỉ ra một tiềm năng lớn của các bộ khuếch đại quang sợi. Sử dụng các bộ EDFA để cải thiện độ nhạy thu quang như PA đã trở thành rất hấp dẫn vì chúng cho độ khuếch đại cao, nhiễu khá thấp, phổ khuếch đại phẳng trên một dải rộng trong khi vẫn duy trì được tính không phụ thuộc phân cực, độc lập với dạng tín hiệu, và có suy hao ghép nối với sợi thông thường rất thấp. Điều này có thể được chứng minh bằng việc so sánh với các bộ khuếch đại laser bán dẫn SLA là loại có nhiễu lớn hơn. EDFA sẽ được nghiên cứu kỹ ở phần sau.

Bảng 8.1: Các đặc điểm của các chủng loại khuếch đại quang

Loại thiết bị	Khuếch đại laser FP-LD	Khuếch đại laser TW-LD	Khuếch đại quang sợi	Khuếch đại Raman	Khuếch đại Brillouin
Nguyên lý	Bức xạ từ nghịch đảo độ tích luỹ môi trường	Bức xạ từ nghịch đảo độ tích luỹ môi trường	Bức xạ từ nghịch đảo độ tích luỹ môi trường	Tán xạ Raman được kích thích	Tán xạ Brillouin được kích thích
Công suất bão hoà lối ra (dBm)	8	9	11	20	–
Băng tần khuếch đại (Hz)	1-3G	>5 T	0,5-4 T	~1 T	50 M
Mức tạp âm (dB)	6-9	5,2	3-5	–	–
Suy hao ghép vào sợi	lớn	lớn	nhỏ	nhỏ	nhỏ
Phân cực tín hiệu	TE-mode	TE-mode	độc lập	tín hiệu/bơm	tín hiệu/bơm
Độ khuếch đại tuyến tính (dB)	25-30	20-30	40-50	~50	~30
Dòng/công suất bơm	10 mA	~100 mA	20 mW-100 mW	~ vài W	~ vài W

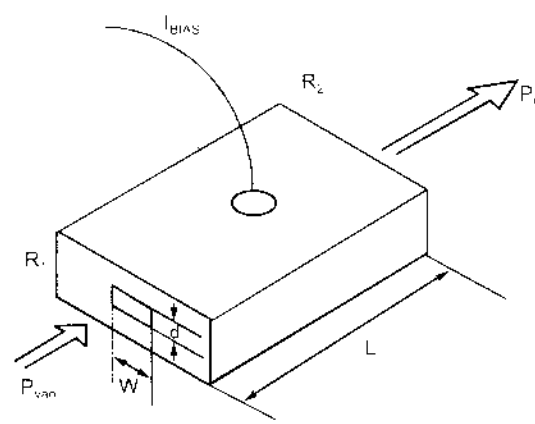
Như vậy, qua việc giới thiệu sơ lược ở trên, ta thấy hiện tại có một số các loại khuếch đại quang đã được nghiên cứu và ứng dụng, đó là các bộ khuếch đại laser bán dẫn SLA, các bộ khuếch đại pha tạp đất hiếm, các bộ khuếch đại Raman sợi và các bộ

khuếch đại Brillouin sợi. Để ứng dụng cho các hệ thống thông tin quang, cần phải dựa vào các tham số của nó. Bảng 8.1 là một số tham số của các loại khuếch đại quang. Qua một thời gian nghiên cứu, đã có nhiều tiến bộ trong kỹ thuật khuếch đại quang. Tuy nhiên cho tới nay, thành công chủ yếu tập trung vào khuếch đại laser bán dẫn và đặc biệt là khuếch đại quang sợi EDFA. Vì thế, trong cuốn sách này chủ yếu xét về EDFA. Tuy nhiên, trước khi bắt tay vào nghiên cứu EDFA, trước hết ta xem xét một cách khái quát về thiết bị khuếch đại SLA.

Có hai loại khuếch đại laser bán dẫn SLA chính là khuếch đại sóng chạy TWA (Traveling Wave Amplifier) và khuếch đại Fabry-Perot FPA (Fabry-Perot Amplifier), ngoài ra còn loại khuếch đại phản hồi phân bố (DFB - Distribute Feedback). Việc giới thiệu SLA có thể vắn tắt như sau.

8.2. KHUẾCH ĐẠI LASER BÁN DẪN

Các bộ khuếch đại laser bán dẫn SLA có cấu trúc cơ bản dựa trên cấu trúc laser bán dẫn thông thường, có độ rộng vùng tích cực W, độ dày d, dài L và chỉ số chiết suất là n. Hình 8.1 mô tả một bộ khuếch đại laser bán dẫn, độ phản xạ bề mặt đầu vào và đầu ra được ký hiệu tương ứng là R_1 và R_2. Thiết bị được định thiên dưới mức ngưỡng phát để tránh dao động laser xuất hiện. Các lớp chống phản xạ được áp vào các mặt laser để làm giảm tính phản xạ của nó (trong laser diode thông thường $R_1 = R_2 \approx 0,3$); điều này làm tăng băng tần khuếch đại và tạo ra các đặc tính truyền dẫn ít phụ thuộc vào sự thay đổi của dòng điện thiên áp, nhiệt độ và tính phân cực ánh sáng đầu vào.



Hình 8.1: Sơ đồ phác thảo bộ khuếch đại laser bán dẫn

8.2.1. Các đặc tính của SLA

Các hiện tượng cơ bản và các chi tiết vật lý để mô tả các bộ khuếch đại laser bán dẫn (SLA) giống như đối với các laser bán dẫn hoạt động ở vùng cửa sổ suy hao

1300 nm và 1550 nm của sợi quang. Phương trình đánh giá về mật độ hạt mang cũng có thể đủ để thể hiện sự khuếch đại trong vùng tích cực. Ở trạng thái bền vững, hệ số khuếch đại vật liệu cho một đơn vị độ dài g_v phụ thuộc vào cường độ tín hiệu I theo quan hệ:

$$g_v = \frac{g_0}{1 + \frac{I}{I_s}} \tag{8-1}$$

ở đây I_s là cường độ ánh sáng đã xác định, được gọi là cường độ bão hoà khi chưa có tín hiệu vào. g_0 là đại lượng đặc trưng cho độ khuếch đại chưa bão hoà. Rõ ràng ở đây là có thể thấy được ảnh hưởng của bão hoà khuếch đại ở các cường độ đầu vào cao.

Nhìn chung, cường độ và sự khuếch đại phụ thuộc vào vị trí dọc theo độ dài bộ khuếch đại. Tuy nhiên, có thể thấy rằng, việc thừa nhận tính không phụ thuộc vào vị trí sẽ cho ra các kết quả chính xác khi có sự phân bố trường theo trục được tính trung bình dọc theo độ dài hốc cộng hưởng. Độ khuếch đại thực có trên một đơn vị độ dài g được xác định dưới dạng g_v, hệ số giam Γ (~ 0,3), và hệ số suy hao hiệu dụng trên mỗi đơn vị độ dài α (~ 50 cm^{-1}) có thể viết như sau:

$$g = \Gamma g_v - \alpha \tag{8-2}$$

Γ là phần của tập mode dẫn bị giam trong vùng hoạt tính. Khi đó độ khuếch đại đơn thông được viết như sau:

$$G_s = e^{gl} \tag{8-3}$$

và có thể được diễn giải như một hàm của cường độ tín hiệu I bên trong bộ khuếch đại:

$$G_s = exp\left\{\left(\frac{\Gamma g_0}{1 + \frac{I}{I_s}} - \alpha\right)L\right\} \tag{8-4}$$

với L là độ dài bộ khuếch đại hay khoảng cách giữa hai mặt phản xạ.

Chỉ số chiết suất vật liệu là một hàm của mật độ hạt mang và cường độ ánh sáng. Ngoài sự dịch pha có liên quan tới tính đơn thông của bộ khuếch đại, sẽ có thành phần phụ thêm theo sự thay đổi trong mật độ hạt mang khi không có tín hiệu. Lúc này dịch pha đơn thông tổng được cho là:

$$\Phi = \frac{2\pi n(\nu - \nu_0)L}{c} = \Phi_0 + \frac{g_0 Lb}{2} \cdot \frac{I}{I + I_s} \tag{8-5}$$

với ν là tần số tín hiệu đến, ν_0 là tần số mode cộng hưởng của bộ khuếch đại, n là chỉ số chiết suất của vật liệu lớp tích cực, c là tốc độ ánh sáng, Φ_0 là dịch pha khi không có tín

hiệu quang ở đầu vào và b được gọi là hệ số làm tăng độ rộng phổ (hệ số giãn phổ) ($b = 3 \div 6$) [75].

Các biểu thức (8-4) và (8-5) chỉ ra rằng độ khuếch đại đơn thông và pha là các hàm số của cường độ ánh sáng; về nguyên lý, ánh sáng đã điều biến cường độ có thể bị méo do SLA gây ra. Quá trình phân tích ở đây chỉ ra rằng G_s và Φ phụ thuộc vào $f\tau$, với f là tần số của tín hiệu đầu vào và τ là thời gian tái hợp hạt mang (~2 ns). Khi $f << 1/2\pi\tau$, thì độ khuếch đại và pha sẽ được diễn giải như ở các phương trình trạng thái bền vững (8-4) và (8-5), với cường độ I thay đổi theo tín hiệu đầu vào. Khi $f >> 1/2\pi\tau$, thì biến thời gian triệt tiêu và I tỷ lệ với cường độ tín hiệu trung bình. Điều này có nghĩa là biểu hiện dải động của SLA bị tuổi thọ hạt mang chi phối.

Hệ số khuếch đại đơn thông G_s ở biểu thức (8-4) thể hiện rõ ở trong bộ khuếch đại sóng chạy (TWA). Băng tần quang 3 dB (hay FWHM) đối với bộ khuếch đại không bão hoà có thể viết như sau:

$$2\Delta\lambda = 2\sqrt{\frac{ln\,2}{a_2 \Gamma L}} \tag{8-6}$$

với $a_2 \approx 0{,}15\ cm^{-1}nm^{-2}$ có liên quan tới tính mất điều hưởng (lệch cộng hưởng) giữa bước sóng hoạt động và bước sóng đỉnh khuếch đại vật liệu. Băng tần sẽ không phụ thuộc vào độ khuếch đại tuyệt đối và là một hàm số của độ dài thiết bị, nó giảm đi khi độ dài bộ khuếch đại tăng lên.

Từ phương trình (8-4) ta thấy đương nhiên tính bão hoà khuếch đại sẽ xảy ra khi có hiện tượng giảm nghịch đảo tích luỹ do tăng phát xạ kích thích. Các đặc tính bão hoà của TWA được đánh giá từ công suất đầu ra bão hoà, được xác định như là công suất tín hiệu đã được khuếch đại tại độ khuếch đại đơn thông nhỏ hơn giá trị khuếch đại không bão hoà 3 dB và được viết như sau:

$$p_{0s} = \frac{Wdh\nu}{\Gamma\tau a} ln\,2 \tag{8-7}$$

Trong biểu thức này, $h\nu$ là năng lượng photon, τ là tuổi thọ hạt mang và $a \approx 2{,}7.10^{-16}\ cm^2$ tuỳ theo sự phụ thuộc của độ khuếch đại vật liệu vào mật độ hạt mang. Với $W = 1{,}5\ \mu m$, $d = 0{,}15\ \mu m$, $\lambda = 1{,}3\ \mu m$ thì công suất đầu ra bão hoà là 1 dBm.

Trong thực tế, các mặt lớp vỏ chống phản xạ sẽ có tính phản xạ dư nào đó và tạo thành một hốc cộng hưởng quang. Đặc tính truyền dẫn khuếch đại sẽ có các đỉnh Fabry-Perot tồn tại bước sóng và khoảng trống tuỳ thuộc vào kích thước hốc cộng hưởng, độ rộng của nó theo độ khuếch đại đơn thông và tính phản xạ bề mặt như sau:

$$G(\lambda) = \frac{(1-R_1)(1-R_2)G_s}{(1-\sqrt{R_1R_2}G_s)^2 + 4\sqrt{R_1R_2}G_s\,sin^2\Phi} \tag{8-8}$$

Tỷ số đỉnh-lõm của gợn sóng băng thông được viết là:

$$V = \left(\frac{1 + \sqrt{R_1 R_2}.G_s}{1 - \sqrt{R_1 R_2}.G_s} \right)^2 \tag{8-9}$$

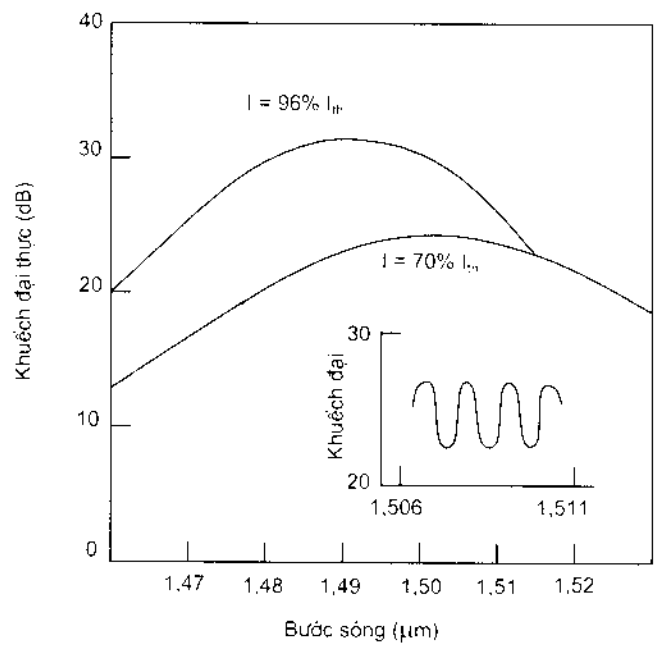
Tham số này tạo ra khác biệt giữa bộ khuếch đại Fabry-Perot FPA (Fabry-Perot Amplifier) và TWA; thông thường khi $V < 2$ thì bộ khuếch đại được xem như là TWA. Từ biểu thức (8-9), khi V là 3dB thì:

$$G_s \sqrt{R_1 R_2} = 0.17 \tag{8-10}$$

và trong giới hạn R_1, $R_2 << 1$, độ khuếch đại hốc cộng hưởng lớn nhất có thể biểu diễn đơn giản như sau:

$$G = \frac{0.25}{\sqrt{R_1 R_2}} \tag{8-11}$$

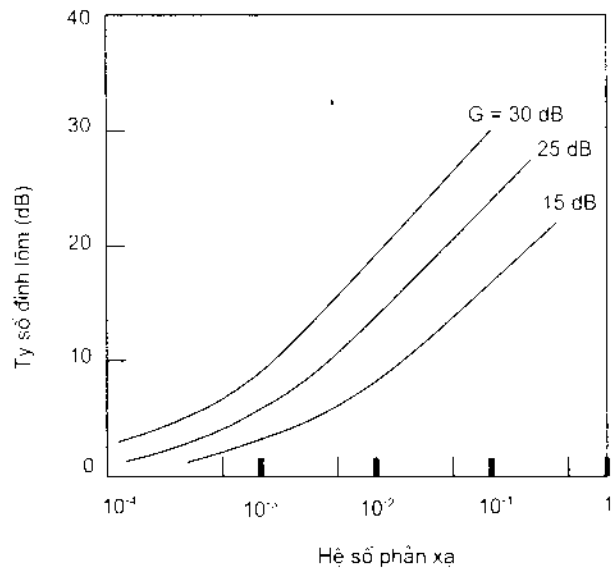
Các biểu thức (8-9) và (8-10) chỉ ra rằng tính phản xạ dư trung bình 10^{-3} sẽ cho phép tạo ra bộ khuếch đại TWA có độ khuếch đại hốc lớn nhất là 24 dB, và độ khuếch đại đơn thông là 22 dB. Hình 8.2 là sự phụ thuộc của độ khuếch đại vào bước sóng, hình nhỏ ghép ở bên trong mô tả gợn sóng độ khuếch đại theo cộng hưởng Fabry-Perot dư.



Hình 8.2: Độ khuếch đại phụ thuộc vào bước sóng

Hình 8.3 mô tả tham số gợn sóng băng thông V phụ thuộc vào hệ số khuếch đại hốc cộng hưởng và sự phản xạ bề mặt. Hệ số phản xạ dư 10^{-3} là giới hạn trên để thu được một TWA có hệ số khuếch đại khá lớn.

Như vậy, qua khảo sát ở trên ta thấy rằng, TWA là trạm lặp tuyến tính, nó là bộ khuếch đại ưu việt hơn FPA về cả tính bão hoà hệ số khuếch đại tín hiệu và các đặc tính nhiễu. Hơn thế nữa, TWA có băng tần khuếch đại rộng hơn, bởi vì cộng hưởng Fabry-Perot của nó bị chặn nhờ việc giảm bớt phản xạ bề mặt. Những yếu điểm vốn có của TWA là thành phần nhiễu tự phát tăng, và trong thực tế làm tăng tính nhạy cảm với những phản xạ từ bên ngoài bộ khuếch đại (như phản xạ từ các mối hàn sợi, bộ nối quang).



Hình 8.3: Tỷ lệ đỉnh-lõm phụ thuộc vào hệ số khuếch đại hốc và phản xạ bề mặt

8.2.2. Lớp chống phản xạ

Các lớp chống phản xạ trên các mặt diode laser là không thể thiếu được khi chế tạo các bộ khuếch đại sóng chạy TWA. Tính phản xạ bề mặt yêu cầu là nhỏ hơn 10^{-4}. Do mode dẫn sóng được tạo từ các sóng phẳng cơ bản có các véc-tơ sóng khác nhau, cho nên các điều kiện về lớp chống phản xạ AR (Antireflection Coating) đặt ra đối với sóng dẫn là khác đối với các điều kiện ở sóng phẳng. Hơn thế nữa, sự rò năng lượng trong các mode không dẫn phải được tính toán.

Để đạt được độ phản xạ thấp tới 10^{-4} trong thực nghiệm, người ta phải sử dụng các màng khử khí SiN có điều khiển chỉ số chiết suất bằng cách điều chỉnh áp lực thành phần Nitơ trong plasma, hoặc bằng sự lắng đọng của các màng SiO_x có điều khiển chỉ số chiết suất cho các mặt laser GaInAsP. Các giá trị phản xạ này thu được từ việc đo phổ phát xạ tự phát được khuếch đại. Các lớp SiO_x cho độ phản xạ nhỏ hơn 10^{-5} khi đo bằng kỹ thuật phản hồi bên ngoài. Sau lớp chống phản xạ, dòng ngưỡng tăng vài chục mA, và dòng định thiên hoạt động cho bộ khuếch đại thường cao hơn dòng ngưỡng laser ban đầu. Điều này dẫn tới mật độ hạt mang cũng cao hơn, và do hiệu ứng chèn mà bước

sóng ứng với hệ số khuếch đại lớn nhất sẽ dịch tới giá trị thấp hơn. Vì vậy, trong thiết kế lớp AR cho diode laser để trở thành TWA, bước sóng phản xạ tối thiểu phải được đặt tại giá trị thấp hơn bước sóng laser.

8.2.3. Các ứng dụng của khuếch đại laser

Các bộ khuếch đại laser bán dẫn đưa ra hệ số khuếch đại cao và cấu trúc dẫn sóng đơn mode của chúng tạo cho chúng đặc biệt phù hợp đối với các sợi dẫn quang đơn mode. Trong các hệ thống truyền dẫn quang với tốc độ bit không quá cao có sử dụng các laser đơn mode dọc, ảnh hưởng của tán sắc sợi có thể là nhỏ và giới hạn chính trên khoảng lặp lại là tổn hao tín hiệu theo suy hao sợi. Các hệ thống như vậy không nhất thiết đặt ra sự tái phát tín hiệu trọn vẹn tại từng trạm lặp và chỉ cần có sự khuếch đại tín hiệu là đủ. Các trạm khuếch đại tuyến tính có thêm ưu điểm là làm việc hai hướng, và phù hợp với các hệ thống ghép kênh theo bước sóng WDM (Wavelength Division Multiplexing).

Nếu như tuyến có nhiều bộ khuếch đại được mắc chuỗi nối tiếp, các vấn đề về phát xạ tự phát có thể tăng lên. Độ khuếch đại lớn nhất ở mỗi bộ khuếch đại có thể bị giảm đáng kể do sự phát xạ tự phát trung bình của các bộ khuếch đại phía trước gây ra bão hoà khuếch đại. Công suất phát xạ tự phát trung bình tích luỹ tỷ lệ với số các bộ khuếch đại. Có thể ước đoán rằng, công suất nhiễu tích luỹ sẽ ngang bằng với công suất tín hiệu sau 10 bộ khuếch đại mắc chuỗi nếu không dùng bộ lọc quang để làm giảm công suất phát xạ kích thích được phát đi.

TWA có thể cải thiện độ nhạy thu khi dùng bộ thu thông thường có đặt bộ khuếch đại quang ở phía trước photodiode làm tiền khuếch đại. Khi sử dụng làm tiền khuếch đại cho bộ thu quang, tín hiệu và nhiễu tương ứng được tăng lên trên mức nhiễu bộ thu. Vì vậy, tỷ số tín hiệu trên nhiễu chủ yếu do bộ khuếch đại quang quyết định. Cũng do vậy, các bộ khuếch đại quang có ưu điểm làm giảm ảnh hưởng của nhiễu bộ thu, giống như tách sóng Coherent.

Các bộ khuếch đại laser SLA có thể được sử dụng rộng rãi vào các hệ thống khuếch đại quang tuyến tính để bù cho suy hao trong các mạng rẽ nhánh. Nếu dòng định thiên bộ khuếch đại bị ngắt, các cửa đầu vào và đầu ra sẽ tách ra, ở trạng thái mở sẽ có khuếch đại tín hiệu, các bộ khuếch đại này cho phép tạo ra các mạng định tuyến sợi quang suy hao nhỏ. Khi tổ hợp nhiều chuyển mạch có thể đưa ra được một ma trận chuyển mạch để định luồng tín hiệu.

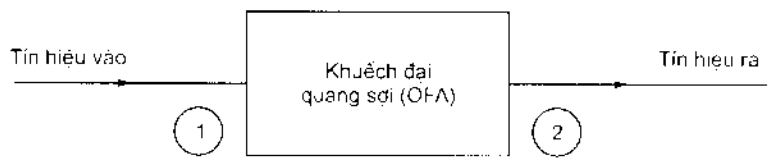
8.3. KHUẾCH ĐẠI QUANG SỢI PHA TẠP ERBIUM

8.3.1. Cấu trúc và hoạt động cơ bản của bộ khuếch đại quang sợi pha tạp Erbium

Các sợi quang đơn mode thông thường (sợi tiêu chuẩn) có đặc tính tuân theo Rec. G-652, là một môi trường truyền dẫn có tiềm năng trong các hệ thống thông tin sợi quang.

Các sợi này có suy hao truyền dẫn thống nhất (~ 0.2 dB/km) tại bước sóng 1,55 μm và đặc tính này là yếu tố rất quan trọng để có được các hệ thống thông tin cự ly xa. Các sợi đơn mode như vậy có thể được gọi là các sợi thụ động và vai trò chính của nó là truyền dẫn tín hiệu trên tuyến.

Năm 1986 đã xuất hiện sự trình diễn laser sợi thuỷ tinh pha tạp Erbium. Vào năm 1987 sự phát minh ra bộ khuếch đại sợi pha tạp Erbium EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier) đã chỉ ra một tiềm năng lớn của các bộ khuếch đại quang sợi. Ngay sau đó, công nghệ EDFA có một sự phát triển rất nhanh mà nhiều các công nghệ thông tin quang khác khó có thể đuổi kịp. Nhiều phòng thí nghiệm viễn thông trên thế giới bắt đầu nghiên cứu và phát triển với nhiều nỗ lực nhằm áp dụng EDFA cho các hệ thông thông tin quang. Năm 1990, bộ khuếch đại EDFA đầu tiên được ra đời.



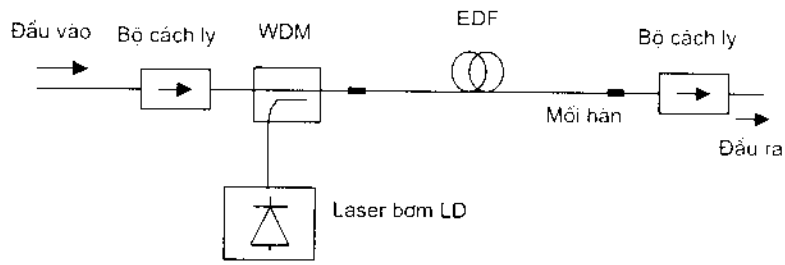
Hình 8.4: Khuếch đại quang sợi như một thiết bị hai cửa

• ***Cấu trúc của EDFA***

EDFA là một loại khuếch đại quang sợi OFA (Optical Fiber Amplifier). Vì thế nó được xem như là một hộp đen như chỉ ra ở hình 8.4, có ít nhất hai cửa quang và phần nối điện để cấp nguồn [76]. Các cửa quang thường được phân biệt thành cửa đầu vào và cửa đầu ra và có thể bao gồm các sợi không được kết cuối hoặc kết cuối bằng các bộ nối quang.

Về chức năng chính, tín hiệu quang đi tới phải được khuếch đại sau khi truyền qua EDFA. Để hoàn thiện chức năng này, cấu trúc và các thành phần cơ bản của EDFA được mô tả như ở hình 8.5. Các thành phần chính cấu tạo lên EDFA gồm có sợi được pha tạp Erbium EDF (Erbium Doped Fiber) thường có độ dài dài bằng hoặc hơn 10 m, laser bơm LD, bộ ghép bước sóng quang WDM và bộ cách ly quang. Từ các thành phần cấu trúc thiết bị như vậy, người ta đã tạo ra nhiều loại EDFA với các công nghệ và thể thức khác nhau. Để thu được độ khuếch đại, thì phải cung cấp năng lượng quang cho sợi pha tạp Erbium. Nguồn năng lượng để cung cấp năng lượng quang cho bộ khuếch đại quang được gọi là năng lượng bơm. Công suất quang từ nguồn bơm này thường có bước sóng 980 nm hoặc 1480 nm, công suất bơm tiêu biểu là từ 10 mW đến 100 mW. Các diode laser LD dùng làm nguồn bơm thường được cấu tạo phù hợp với cấu hình và bước sóng bơm. Khi mà hệ thống được bơm ở bước sóng 980 nm thì loại LD bơm thường là loại có vùng tích cực với cấu trúc giếng lượng tử luyện InGaAs. Vùng InGaAs là lớp rất mỏng được đặt xen vào giữa các lớp vỏ có các tham số tinh thể khác nhau. Nếu hệ

thống được bơm ở bước sóng 1480 nm thì LD bơm thuộc loại laser Fabry-Perot dị thể chôn có cấu trúc tinh thể ghép InGaAs/InP. Bộ ghép bước sóng WDM sẽ thực hiện ghép ánh sáng tín hiệu và ánh sáng bơm vào sợi pha tạp Erbium, hoặc trong một số các trường hợp nó lại tách các tín hiệu này. Các bộ cách ly có tác dụng làm giảm ánh sáng phản xạ từ hệ thống chẳng hạn như phản xạ Rayleigh từ các bộ nối quang hay các phản xạ ngược lại từ bộ khuếch đại. Việc giảm phản xạ này phải đạt tới mức chấp nhận được. Vì thế, các bộ cách ly có thể làm tăng đặc tính khuếch đại và giảm nhiễu.

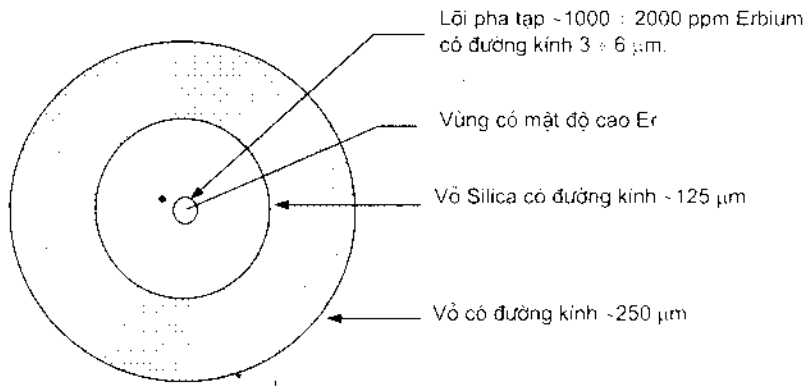


Hình 8.5: Cấu trúc của EDFA

Sợi pha tạp Erbium EDF (Erbium Doped Fiber) là thành phần quan trọng nhất của EDFA, và loại sợi này được gọi là sợi tích cực. Các ion Erbium được nằm ở vùng trung tâm lõi của EDF, vùng này được pha tạp với nồng độ từ 100 ÷ 2000 ppm Erbium. Các sợi EDF thường có lõi nhỏ hơn và có khẩu độ số NA (hay độ mở số) cao hơn so với các sợi đơn mode tiêu chuẩn. Đường kính của vùng tâm lõi EDF vào khoảng ~ 5 μm, và là nơi cường độ của ánh sáng bơm và tín hiệu là cao nhất. Lớp vỏ thuỷ tinh với chỉ số chiết suất thấp hơn được bao quanh vùng lõi để hoàn thiện cấu trúc dẫn sóng và cho ra lực cơ khoẻ hơn để bảo vệ sợi EDF khỏi bị tác động từ bên ngoài. Đường kính ngoài của lớp vỏ này khoảng ~ 125 μm. Ngoài cùng là vỏ bọc ngoài thêm để bảo vệ sợi, nó có chức năng ngăn cản tác động từ bên ngoài sợi, và đường kính tổng cộng của nó vào khoảng 250 μm. Chỉ số chiết suất của vỏ bọc ngoài cao hơn lớp vỏ phản xạ cũng nhằm để loại bỏ ánh sáng không mong muốn (các mode bậc cao hơn) lan truyền bên trong vỏ phản xạ. Ngoài sự khác biệt là có sự pha tạp Erbium trong vùng lõi, cấu trúc của EDF giống với cấu trúc của sợi đơn mode tiêu chuẩn hoặc tán sắc dịch chuyển tương ứng với các khuyến nghị Rec. G.652 hoặc G.653 của ITU-T, đang sử dụng trên các hệ thống truyền dẫn quang [21, 22]. Hình 8.6 mô tả cấu trúc hình học của sợi pha tạp Erbium.

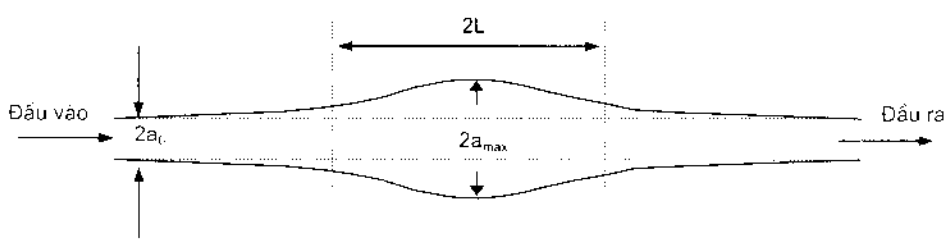
Do lõi sợi nhỏ hơn và độ mở số NA cao hơn sợi tiêu chuẩn, việc hàn nối trong quá trình lắp ráp các mô-đun khuếch đại quang sợi thực tế là một vấn đề quan trọng [77]. Cấu trúc sợi pha tạp Erbium có NA cao cho ta có thể tạo ra được EDFA đặc tính khuếch đại hiệu quả cao. Tuy nhiên, cấu trúc EDF như vậy sẽ giảm đường kính trường mode và dẫn tới tăng suy hao hàn nối giữa sợi tích cực và sợi truyền dẫn thụ động. Để khắc phục

điều này, các đầu sợi được áp dụng kỹ thuật vuốt thon để có đường kính trường mode tăng cục bộ. Ở biện pháp này, phân bố chỉ số chiết suất của đoạn vuốt thon sợi sẽ thay đổi dần dọc theo trục sợi, và kích cỡ mode truyền dẫn cũng thay đổi. Đây là biện pháp đầy sức thuyết phục để làm giảm suy hao ghép nối do sự không trùng khớp về trường mode gây ra. Trong thực tế, các phương pháp để thực hiện kỹ thuật này là khuếch tán các vật liệu pha tạp trong sợi thông qua quá trình xử lý nhiệt TEC (Thermally Expanded Core) hoặc vuốt thon đường kính sợi theo một tỷ lệ giữa lõi và vỏ phản xạ là hằng số.



Hình 8.6: Cấu trúc hình học của lõi pha tạp Erbium

Hình 8.7 mô tả cấu hình của sợi TEC, đường kính lõi tăng dần và đường kính trường mode của ánh sáng được truyền cũng được mở rộng. Biện pháp này cho ra tần số chuẩn hoá là không thay đổi dọc theo sợi và đường kính ngoài của sợi TEC không đổi so với phương pháp vuốt thon. Trong sợi TEC, sự thay đổi suy hao là không đáng kể khi tỷ lệ mở rộng lõi là 2 với độ dài vuốt thon là hơn 2 mm. Khi tỷ lệ mở là 3, độ dài vuốt thon lớn hơn 5 mm thì có thể đạt được suy hao bằng 0 dB.

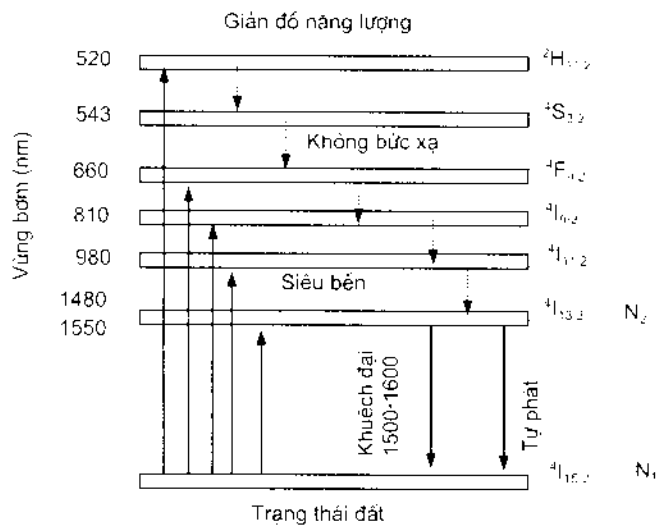


Hình 8.7: Sơ đồ của sợi TEC được vuốt Gaussian

Các cấu trúc khác nhau của các thành phần khác nhau như là nguồn laser bơm, thiết bị WDM, bộ ghép coupler quang, và bộ cách ly được dùng trong EDFA được mô tả chi tiết trong nhiều tài liệu và sách [1, 27, 78, 79] vì thế nó không cần thiết được phân tích ở đây.

• *Nguyên lý hoạt động*

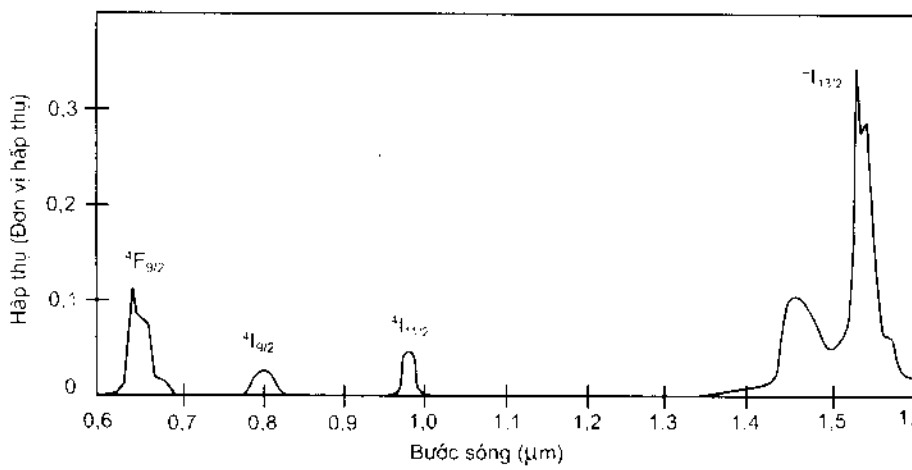
Trong sợi EDF, các nguyên tử Erbium hoá trị ba Er^{3+}, là các phân tử tích cực trong bộ khuếch đại quang, có chức năng khuếch đại ánh sáng. Năng lượng và sự chuyển tiếp quang có liên quan tới các ion Erbium hoá trị ba được mô tả trong hình 8.8. Những ký hiệu trên phía bên phải của hình là các số lượng tử dùng chung gán cho từng chuyển tiếp. Các số này có dạng $^{2s+1}I_j$, ở đây s là số lượng tử quay, L là động lượng góc quỹ đạo, và j là động lượng góc tổng (L+S) L bằng một trong những 1, 2, 3, 4, 5, 6,..., được ký hiệu bằng các chữ cái S, P, D, F, G, H, I. Biểu đồ LSI này được dùng dưới dạng chữ nghĩa để ám chỉ các mức năng lượng ion, số các đường "Stark-Split" là (2j+1)/2 cho mỗi mức [80].



Hình 8.8: Biểu đồ năng lượng đối với ion Erbium có hoá trị ba

Trong hình 8.8, sự hấp thụ các photon laser bơm sẽ kích thích ion tới các trạng thái năng lượng cao hơn như được chỉ ra ở các mũi tên hướng lên phía trên. Các ion có thể tiêu tốn năng lượng để vừa phát ra photon vừa biến đổi năng lượng thành các photon rào chắn. Xu hướng phát xạ photon khi chuyển tới mức năng lượng thấp hơn tăng lên theo dải cấm năng lượng. Rất may là sự chuyển dịch $^4I_{13/2}$ - $^4I_{15/2}$ là một quá trình phát xạ trội trong thuỷ tinh silica, điều này tạo ra các đặc tính khuếch đại rất tốt trong vùng bước sóng từ 1,5 μm đến 1,6 μm. Từ hình 8.9 và từ các kết quả thực nghiệm đã thu được trong các phòng thí nghiệm, người ta đã tìm ra đặc tính hấp thụ để từ đó nghiên cứu xem xét các bước sóng có khả năng để bơm các ion Erbium. Các bước sóng 1480 nm, 980 nm, 800 nm, 670 nm và 521 nm đều có thể cho phép kích thích các ion Erbium. Tất cả các bước sóng này đã được sử dụng thành công để bơm trong các bộ khuếch đại EDFA.

Các bộ khuếch đại quang được chia thành các hệ thống hai, ba hoặc bốn mức. Một EDFA được bơm tới mức băng $^4I_{13/2}$ như ở hình 8.8 (λ_p = 1480 nm) thường được coi như hệ thống hai mức, vì sự chuyển dịch bơm và tín hiệu là ở giữa cùng các dải năng lượng. Việc bơm tại 980 nm sẽ tạo ra hệ thống ba mức, và trong hệ thống này năng lượng ion phân rã nhanh (~2 μs) một cách không phát xạ từ mức $^4I_{11/2}$ tới trạng thái siêu bền lâu hơn $^4I_{13/2}$. Các bộ khuếch đại hai hoặc ba mức phải được thiết kế hợp lý để hạn chế sự tái hấp thụ tín hiệu do có sự tồn tại của quá trình hấp thụ trạng thái nền tại bước sóng tín hiệu. Hệ thống bốn mức được mở rộng từ hệ thống ba mức, các hệ thống này không có sự tái hấp thụ trạng thái nền mà quá trình này có thể làm xuống cấp đặc tính của các bộ khuếch đại ba mức.



Hình 8.9: Đặc tính hấp thụ của sợi thuỷ tinh pha tạp Erbium

Đối với các mức năng lượng như đã mô tả ở trên, hoạt động cơ bản của bộ khuếch đại quang EDFA được mô tả như sau. Quá trình bức xạ xảy ra trong EDFA nhìn chung có thể được phân cấp thành bức xạ kích thích và bức xạ tự phát. Khi các ion Erbium Er^{3+} được kích thích từ trạng thái nền thông qua sự hấp thụ ánh sáng bơm, nó sẽ phân rã không phát xạ ở các mức năng lượng cao hơn cho tới khi nó tiến tới trạng thái siêu bền (trạng thái $^4I_{13/2}$). Tín hiệu quang tới đầu vào sợi EDF sẽ đến gặp với các ion Erbium đã được kích thích và được phân bố dọc theo lõi sợi. Quá trình bức xạ kích thích sẽ tạo ra các photon phụ có cùng pha và hướng quang như là tín hiệu tới, và chính vì thế mà ta thu được cường độ ánh sáng tín hiệu tại đầu ra EDF lớn hơn đầu và. Như vậy, đã đạt được quá trình khuếch đại trong EDFA. Các ion đã được kích thích mà không tương tác với ánh sáng tới sẽ phân rã tự phát tới trạng thái nền với hằng số thời gian xấp xỉ 10 ms. Phát xạ tự phát SE (Spontaneous Emission) có pha và hướng ngẫu nhiên. Thông thường thì có ít hơn 1% SE được giữ lại trong mode sợi quang, và nó trở thành một nguồn nhiễu quang. Nhiễu này sẽ được khuếch đại và tạo ra bức xạ tự phát được khuếch đại ASE (Amplified Spontaneous Emission). Ở trạng thái đất (nền), khi có sự hấp thụ photon

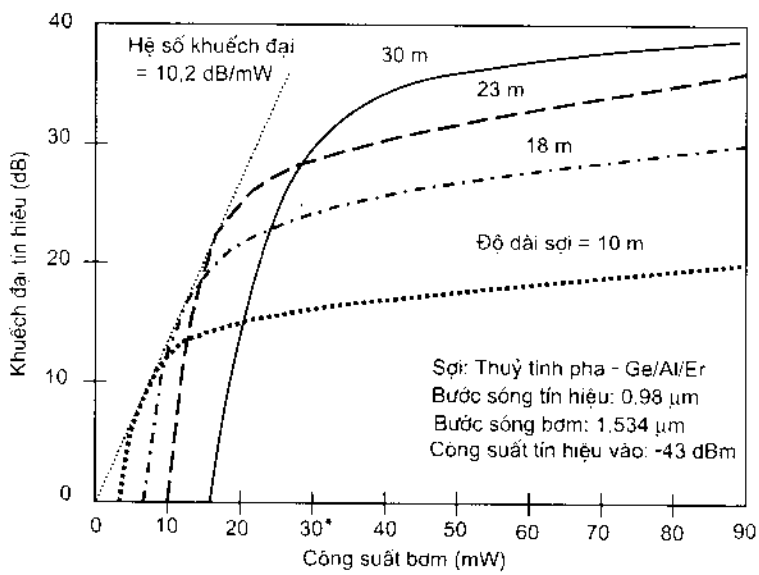
bơm hoạt động trở lại, quá trình này sẽ tự lặp lại. ASE sẽ làm suy giảm tỷ số tín hiệu trên nhiễu của tín hiệu qua bộ khuếch đại quang. Để giảm tối thiểu sự suy giảm tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu, cần phải thiết kế cẩn thận các bộ khuếch đại quang.

8.3.2. Khuếch đại của bộ khuếch đại quang sợi pha tạp Erbium

Các đặc tính chung của các thiết bị khuếch đại quang sợi và hệ thống phụ đã được giới thiệu trong Khuyến nghị G.662 ITU-T [81]. Trong khuyến nghị này, nhiều tham số được liệt kê mà chưa đưa ra những phân tích về bản chất của từng đặc tính. Tuy nhiên, có thể tham khảo một vài đặc tính được xác định dựa trên một số sản phẩm EDFA thương mại. Trong phần này, chúng tôi giới thiệu một cách khái quát về một số tham số chủ yếu đặc trưng của thiết bị khuếch đại quang EDFA. Mỗi một đặc tính sẽ có các mối liên hệ với việc ứng dụng EDFA trong hệ thống thông tin quang sợi.

8.3.2.1. Công suất và bước sóng bơm trong bộ khuếch đại quang sợi pha tạp Erbium

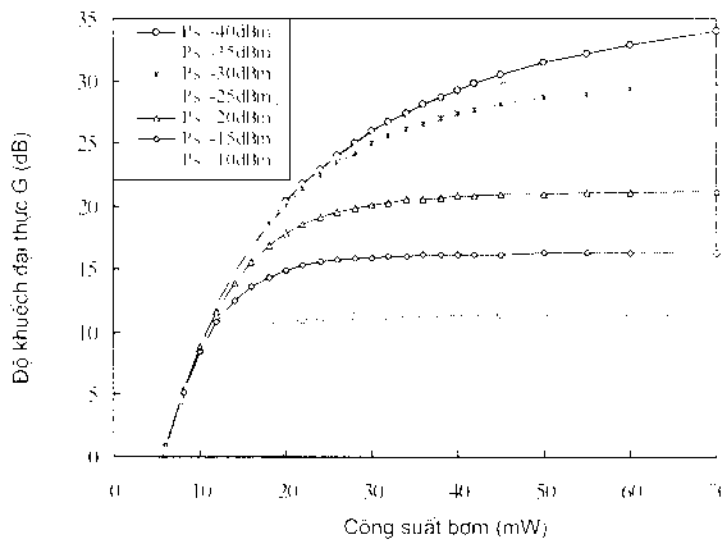
Như đã được giải thích trong mục 8.3.1, trong quá trình hoạt động của thiết bị EDFA, có một vài vùng bước sóng bơm cho phép kích thích các ion Erbium. Đặc tính khuếch đại của sợi Erbium EDF (Erbium Doped Fiber) được bơm ở mỗi vùng bơm được so sánh dưới dạng hệ số khuếch đại, tỷ lệ phần tiết diện bức xạ kích thích bơm và tiết diện hấp thụ bơm, hiệu suất biến đổi công suất và các đặc tính nhiễu.



Hình 8.10: Sự phụ thuộc độ khuếch đại tín hiệu vào công suất bơm EDFA

C. R. Giles, E. Desurvire [82, 83], và chúng tôi [37, 84] đã nghiên cứu tính phụ thuộc của khuếch đại tín hiệu vào công suất bơm. Hình 8.10 mô tả quan hệ tiêu biểu giữa khuếch đại tín hiệu và công suất bơm. Nhìn chung, độ khuếch đại lúc đầu tăng mạnh theo hàm mũ với sự tăng của công suất bơm, và rồi giảm dần xuống khi giá trị công suất bơm vượt quá một giá trị nào đó. Chế độ sau cùng của khuếch đại tín hiệu

tương ứng với trường hợp ở nơi mà hầu hết các ion Er^{3+} được kích thích tới mức $^4I_{13/2}$ dọc theo toàn bộ độ dài sợi. Hệ số khuếch đại lớn nhất của bộ khuếch đại có đơn vị là dB/mW là một đường nghiêng tiếp tuyến với đường cong khuếch đại đi qua gốc tọa độ như được chỉ ra ở đường nét đứt trong hình. Hình này cũng chỉ ra sự phụ thuộc của độ khuếch đại tín hiệu vào độ dài sợi. Độ dài sợi mà tăng sẽ dẫn tới độ khuếch đại tăng. Hệ số khuếch đại không chỉ phụ thuộc vào độ dài sợi EDF mà còn phụ thuộc vào công suất tín hiệu đầu vào EDFA. Giá trị của nó thường được xác định trong điều kiện tín hiệu là nhỏ (sẽ thảo luận sau) với độ dài sợi tối ưu để thu được giá trị lớn nhất. Hiện nay, hệ số khuếch đại có thể thu được là 11,0 dB/mW khi bơm tại bước sóng 980 nm. Hình 8.11 là kết quả mà chúng tôi đã tính toán và mô phỏng độ khuếch đại phụ thuộc vào công suất bơm tại bước sóng 1480 nm với các giá trị công suất tín hiệu đầu vào khác nhau [38, 84].



Hình 8.11: Độ khuếch đại phụ thuộc vào công suất bơm

Hiệu suất biến đổi công suất PCE (Power Conversion Eficiency) là một tham số thông dụng thường để áp dụng chủ yếu cho EDFA khuếch đại công suất BA (Booster Amplifier) vì nó có liên quan đến các đặc tính bão hoà của EDFA. Tham số này thường được sử dụng trong thiết kế mô-đun để xác định công suất tín hiệu đầu ra thu được từ mô-đun EDFA với công suất bơm sẵn có trong mô-đun, và được viết như sau:

$$E_{ps}(\%) = \frac{P_s^{out} - P_s^{in}}{P_p^{in}} \times 100 \qquad (8\text{-}12)$$

ở đây P_s^{out}, P_s^{in} và P_p^{in} tương ứng là công suất tín hiệu đầu ra, công suất tín hiệu đầu vào và công suất bơm vào sợi pha tạp Erbium EDF. Giá trị lớn nhất của PCE được cho đối với bước sóng tín hiệu λ_s và bước sóng bơm λ_p như sau:

$$E_{PCmax}(\%) = \frac{\lambda_p}{\lambda_s} \times 100 \quad (8\text{-}13)$$

Vì vậy, hiệu suất biến đổi công suất lớn nhất PCE sẽ tăng khi bước sóng bơm tiến tới bước sóng tín hiệu. Giá trị cao nhất của E_{PCmax} là 95,5% tại bước sóng bơm vùng 1480 nm [82, 85].

Để thấy được ảnh hưởng của bước sóng bơm được dùng trong EDFA, ta hãy quay lại so sánh các băng bơm. Trước hết, bước sóng bơm 1480 nm được dùng trong các thiết bị EDFA vì một số lý do như sau:

- Cho ra công suất bơm cao vì công suất này dễ dàng có được từ các diode laser bán dẫn hoạt động tại các bước sóng này.

- Hiệu suất công suất tốt vì có sự khác nhau nhỏ giữa các bước sóng vùng 1480 nm và vùng 1550 nm nơi mà các hệ thống thông tin quang thường sử dụng do có suy hao sợi rất nhỏ.

- Khi bơm cho EDFA từ xa, suy hao sợi sẽ thấp hơn.

- Phổ hấp thụ băng rộng cho nên yêu cầu tính chính xác về bước sóng bơm của laser ít nghiêm ngặt hơn.

Bước sóng bơm 980 nm có các đặc điểm sau:

- Cho ra đặc tính nhiễu của EDFA tốt hơn.

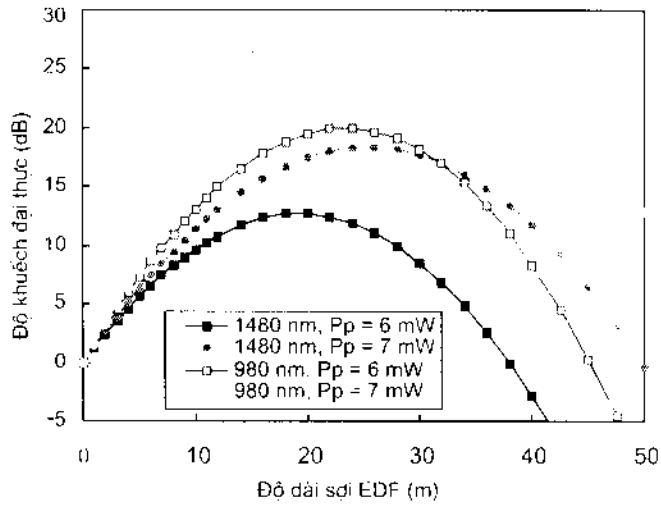
- Khuếch đại tín hiệu trong các hệ thống nhiều kênh quang ít bị méo hơn.

- Thiết bị này ít nhạy cảm với nhiệt độ hơn so với bước sóng bơm 1480 nm [86, 87].

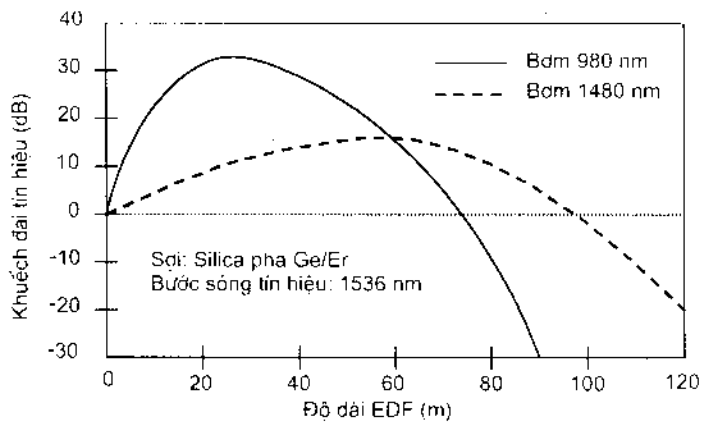
- Nhưng nó cũng yêu cầu tính chính xác về bước sóng bơm chặt chẽ hơn để đồng bộ băng hấp thụ hẹp 976 nm.

Hình 8.12 là kết quả mà chúng tôi tính toán mô phỏng để so sánh bơm ở hai bước sóng 1480 nm và 980 nm dựa trên quan hệ giữa độ dài sợi EDF và độ khuếch đại tín hiệu cho cả hai bước sóng ở cùng một công suất bơm [84]. Công suất ánh sáng tín hiệu đầu vào là -35 dBm cho cả hai trường hợp. Rõ ràng là để thu được cùng giá trị độ khuếch đại thì độ dài bộ khuếch đại tối ưu khi bơm ở 1480 nm là dài hơn khi bơm ở vùng 980 nm. M. Yamada và các tác giả cũng đã sớm nghiên cứu so sánh các cấu hình bơm tại 1480 nm và 980 nm dựa trên quan hệ giữa độ dài sợi EDF và độ khuếch đại như ở hình 8.13 [88]. Công suất ánh sáng tín hiệu đầu vào là -37 dBm cho cả hai trường hợp. Kết quả chỉ ra rằng độ dài sợi tối ưu cho bơm tại 980 nm là vào khoảng 30 m, bằng một nửa độ dài đối với bơm 1480 nm, nhưng khuếch đại lớn nhất lại gấp hai lần. Từ các kết quả này và bằng tham khảo các kết quả thí nghiệm [89, 90], ta thấy rằng bơm ở 980 nm có hiệu quả hơn bơm ở 1480 nm, và ta có thể xây dựng được bộ EDFA có khuếch đại cao với độ dài EDF ngắn hơn bằng việc sử dụng bước sóng bơm 980 nm. Sự khác

nhau giữa hai bước sóng bơm là do trong thực tế phần tiết diện phổ hấp thụ bơm ở vùng 980 nm là hẹp, nhưng ở vùng 1480 nm lại rộng. Các kết quả này chỉ ra rằng việc điều khiển bước sóng phát laser ở vùng 980 nm là không thể thiếu được khi xây dựng bộ EDFA ổn định.



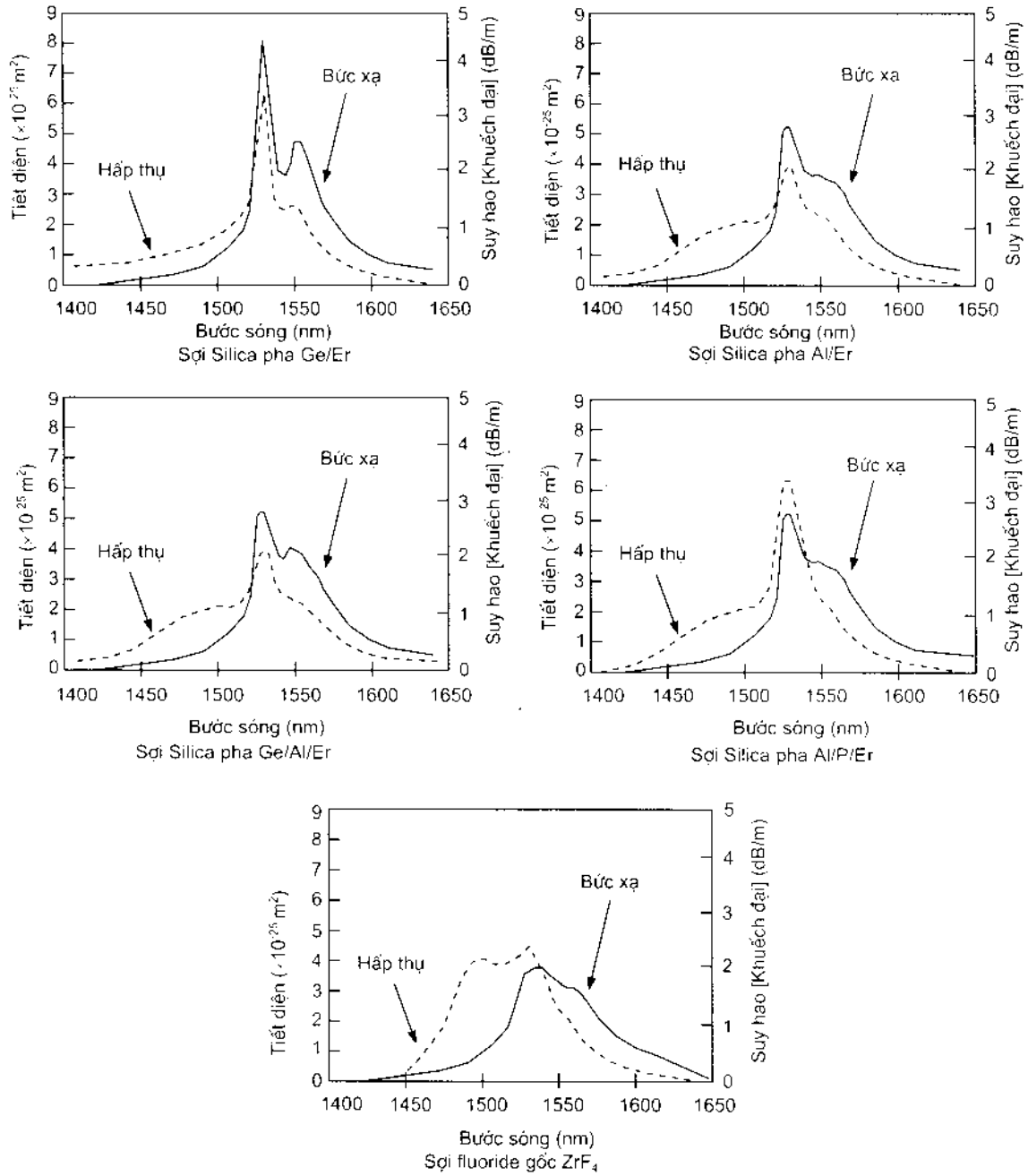
Hình 8.12: Độ khuếch đại phụ thuộc vào độ dài EDF với các cấu hình bơm khác nhau



Hình 8.13: Quan hệ giữa độ dài EDF và khuếch đại tín hiệu tại công suất bơm 20 mW

8.3.2.2. Khuếch đại trong bộ khuếch đại pha tạp Erbium

Chúng ta đã thảo luận về công suất và bước sóng bơm có liên quan tới khuếch đại của bộ khuếch đại quang sợi OFA (Optical Fiber Amplifer). Trong bộ khuếch đại quang, độ khuếch đại là một trong những tham số cơ bản nhất và nó thể hiện khả năng làm tăng công suất tín hiệu truyền trong OFA. Nhìn chung, độ khuếch đại G của bộ khuếch đại quang được xác định như sau:



Hình 8.14: Các phổ tiết diện bức xạ và hấp thụ giữa các mức $^4I_{13/2}$ và $^4I_{15/2}$

$$G = \frac{P_{out} - P_{sp}}{P_s} \tag{8-14}$$

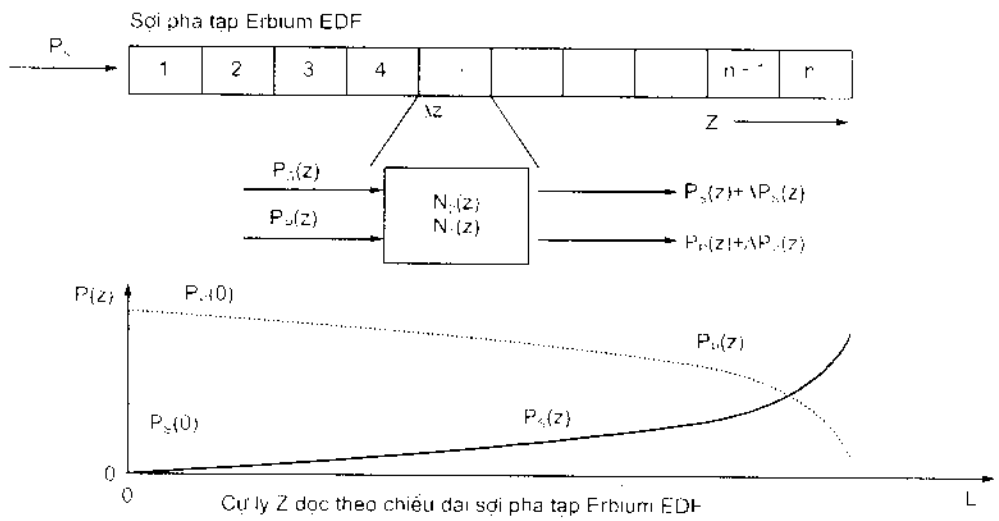
trong đó P_s và P_{out} tương ứng là các công suất quang tại đầu vào và đầu ra của bộ khuếch đại quang. Ngoài độ khuếch đại, bộ khuếch đại quang cũng phát ra phát xạ tự

phát được khuếch đại ASE, và ở đây P_{sp} là công suất nhiễu được phát từ bộ khuếch đại quang nằm trong băng tần quang (hoặc còn gọi là băng tần phát xạ tự phát được khuếch đại).

Việc xác định độ khuếch đại của bộ khuếch đại quang sợi là một quá trình phức tạp do bản chất phân bố hai hướng của nó. Để hiểu được độ khuếch đại thực của bộ khuếch đại EDFA, ta có thể coi độ khuếch đại G của toàn bộ khuếch đại mà ở đây bộ khuếch đại quang là tổng hợp của chuỗi một loạt các bộ khuếch đại nhỏ với độ dài sợi tăng dần theo lát cắt Δz của EDF như minh hoạ ở hình 8.15. Như vậy G sẽ bao gồm toàn bộ các khuếch đại thành phần $g(z)$ dọc sợi, và được viết như sau:

$$G = lim_{\Delta z \to 0}\left\{e^{g(z_1)\Delta z} \times e^{g(z_2)\Delta z} \times ... e^{g(z_n = L)\Delta z}\right\} = exp\left(\int_0^L g(z)dz\right) \qquad (8\text{-}15)$$

trong đó L là độ dài sợi EDF; $g(z)$ là độ khuếch đại tăng dần.



Hình 8.15: Sợi EDF được mô tả như là chuỗi các "lát" khuếch đại riêng rẽ

Để thu được độ khuếch đại thực của bộ khuếch đại, cần phải xác định được tiết diện bức xạ kích thích σ_e và tiết diện hấp thụ σ_a [91]. Các phần tiết diện này có thể được xác định bằng thực nghiệm từ việc đo huỳnh quang và hấp thụ của một đoạn ngắn sợi. Các tiết diện bức xạ và hấp thụ là các tham số cơ bản quan trọng của sợi EDF. Đã có một số báo cáo kết quả về các tham số này cho các sợi loại thuỷ tinh khác nhau và kết quả đã chỉ ra rằng chúng là các đặc tính phụ thuộc. Đó là do chúng có thể được thay đổi bằng cách sử dụng thuỷ tinh chủ khác nhau có các cường độ điện trường hơi khác nhau tại các ion Er^{3+} và bằng việc thay đổi tổng số các định vị trong thuỷ tinh. Các số liệu của các phổ tiết diện bức xạ và hấp thụ được lấy từ một số thực nghiệm giữa các mức $^4I_{13/2}$ và $^4I_{15/2}$ được thể hiện ở hình 8.14 [78, 85, 91]. Các phổ tiết diện ở đây được mô tả

cho các loại thuỷ tinh silica pha tạp Ge/Er, Al/Er, Ge/Al/Er, Al/P/Er, và loại thuỷ tinh Fluoride gốc ZrF_4.

Trong hình 8.14 ta chú ý đỉnh trong các phần tiết diện hấp thụ và bức xạ là gần với bước sóng 1530 nm và phổ hấp thụ có phần dịch về phía các bước sóng ngắn hơn. Xu hướng dịch về phía các bước sóng ngắn hơn là đặc trưng tiêu biểu của các nguyên tố đất hiếm. Đó là do sự phân bố nhiệt của năng lượng trong từng nhóm các mức năng lượng "Stark-Split" thiên về các mức có năng lượng thấp hơn. Cũng nên chú ý rằng đồng pha tạp Al có hướng giãn rộng đỉnh khuếch đại gần với 1533 nm và làm giảm bớt sự khác biệt về độ khuếch đại giữa các băng 1533 nm và 1550 nm. Thuỷ tinh chủ cũng có thể được thay đổi để cải thiện đặc tính khuếch đại của các EDFA. Bằng cách này người ta cũng có thể thu được sự khuếch đại băng rộng từ 1530 nm đến 1610 nm bằng việc sử dụng thuỷ tinh chủ Tellurite. Bảng 8.2 liệt kê các tiết diện hấp thụ từ sự chuyển dịch $^4I_{15/2}$ đến $^4I_{11/2}$ và tuổi thọ của mức $^4I_{13/2}$ cho các thuỷ tinh này.

Bảng 8.2: Các tiết diện hấp thụ từ chuyển tiếp $^4I_{15/2}$ đến $^4I_{11/2}$ và tuổi thọ ở mức $^4I_{13/2}$

Loại sợi pha tạp	Các tiết diện hấp thụ từ $^4I_{15/2}$ đến $^4I_{11/2}$ ($\times 10^{-25}$ m^2)	Tuổi thọ ở mức $^4I_{13/2}$ (ms)
Sợi Silica pha Ge/Er	2.52 ÷ 0,03	12,1 ± 0,3
Sợi Silica pha Al/Er	1,9 ± 0,3	10,2 ÷ 0,3
Sợi Silica pha Ge/Al/Er	1,7 ÷ 0,3	10,2 ± 0,3
Sợi Silica pha Al/P/Er	3,12	10,8
Sợi fluoride gốc ZrF_4	2.15	9.4

Từ phân tích ở trên, khuếch đại thực của bộ khuếch đại quang sợi có thể được xác định tuỳ thuộc vào mức biến đổi trung bình của tích luỹ ion Erbium như sau:

$$G = exp\left\{\Gamma_s\left[\sigma_e(N_2) - \sigma_a(N_1)\right]L\right\} \tag{8-16}$$

Ở đây Γ_s là hệ số giam (hệ số hạn chế) giữa trường tín hiệu và sự tích luỹ ion Erbium. Γ_s có giá trị thay đổi từ 0 đến 1, và giá trị tiêu biểu của nó là 0,3 ÷ 0,6. L là độ dài của sợi pha tạp Erbium. N_2 là mật độ tích luỹ trung bình ở trạng thái siêu bền (hoặc còn gọi là tích luỹ mức trên). N_1 là mật độ tích luỹ trung bình ở trạng thái nền (hoặc còn gọi là tích luỹ mức dưới). Các mật độ tích luỹ N_1 và N_2 cũng được lấy từ việc giải phương trình tốc độ (Rate Equation). Phương trình tốc độ này đối với trạng thái siêu bền gồm có các thành phần hấp thụ ánh sáng bơm, bức xạ kích thích và bức xạ tự phát SE (Spontaneous Emission), và có thể viết như sau:

$$\frac{dN_2}{dt} = \frac{P_p\sigma_{ap}N_1}{Ahv_p} - \frac{P_s\sigma_{es}N_2}{Ahv_s} - \frac{N_2}{\tau_{sp}} \tag{8-17}$$

Trong đó P_p/A và P_s/A tương ứng là các cường độ bơm và cường độ tín hiệu, $h\nu_p$ và $h\nu_s$ là các năng lượng photon bơm và tín hiệu, và τ_{sp} là thời gian trễ tự phát. Từ biểu thức (8-17) ta thấy rằng bất kỳ một sự thay đổi nào ở mức trên N_2 cũng là do có sự thay đổi các giá trị tương đối của hấp thụ bơm, bức xạ kích thích hoặc bức xạ tự phát SE.

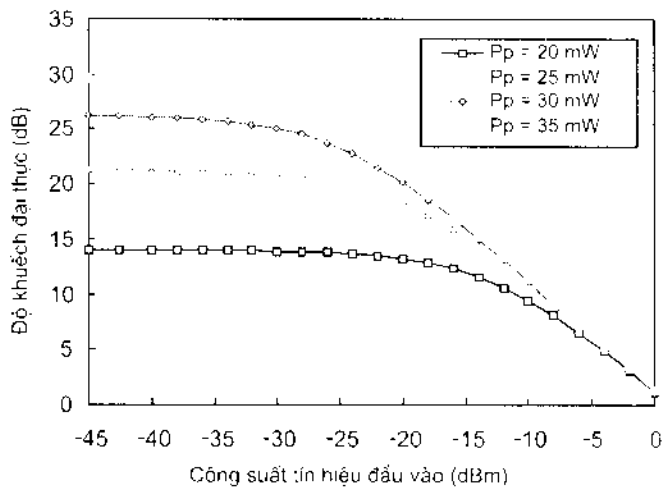
Mức nghịch đảo trung bình được thiết lập bằng các mức bơm và tín hiệu. Độ khuếch đại sẽ phụ thuộc vào công suất bơm, đây là một hình ảnh có ý nghĩa đối với các EDF khác nhau. Cũng từ phương trình (8-16), khẩu độ số của sợi mà tăng sẽ làm tăng hệ số giam Γ_s, điều này sẽ cho phép cải thiện độ khuếch đại tín hiệu nhỏ. Đó cũng là lý do tại sao khẩu độ số của EDF cần phải cao hơn. Các giá trị khẩu độ số của EDF thường là từ 0,2 đến 0,4.

• *Khuếch đại tín hiệu nhỏ*

Khuyến nghị G.661 của ITU-T đã xác định độ khuếch đại tín hiệu nhỏ là độ khuếch đại của bộ khuếch đại khi nó hoạt động trong chế độ tuyến tính, nơi mà nó hoàn toàn không phụ thuộc vào công suất quang tín hiệu đầu vào tại mức công suất quang tín hiệu và bơm đã cho [76]. Điều này được hiểu là vùng tín hiệu nhỏ tương ứng với các mức công suất đầu vào, nơi mà sự khuếch đại tín hiệu không làm giảm độ khuếch đại của bộ khuếch đại quang. Để xác định vùng khuếch đại tín hiệu nhỏ, người ta thường xác định bằng nhiễu đầu vào hiệu dụng $P_{n,eff}$ của bộ khuếch đại như sau [80]:

$$P_{n,eff} = 2h\nu B_0 \sim 30 \text{ nW/ nm đối với } \lambda = 1550 \text{ nm} \qquad (8\text{-}18)$$

ở đây $h\nu$ là năng lượng photon và B_0 là băng tần quang của bộ khuếch đại quang. Nhiễu đầu vào hiệu dụng được khuếch đại lên nhờ độ khuếch đại và ta sẽ thu được công suất nhiễu đầu ra của bộ khuếch đại.



Hình 8.16: Độ khuếch đại của EDFA phụ thuộc vào công suất tín hiệu đầu vào đối với bốn công suất bơm khác nhau

Vì công suất tín hiệu đầu vào là lớn đáng kể so với công suất nhiễu đầu vào, cho nên nó có vai trò lớn trong việc xác định mức nghịch đảo N_2. Khi có bất kỳ một sự biến đổi của N_2 xảy ra cũng dẫn tới thay đổi độ khuếch đại. Chừng nào công suất đầu vào mà nhỏ so với $P_{n,eff}$, thì ảnh hưởng của nó trên bộ khuếch đại sẽ không đáng kể, và bộ khuếch đại sẽ hoạt động trong vùng tín hiệu nhỏ. Độ khuếch đại của bộ khuếch đại được thể hiện ở hình 8.16 là kết quả tính toán của chúng tôi nhằm tìm ra tính phụ thuộc của độ khuếch đại vào công suất tín hiệu đầu vào [37].

Trong tính toán này, EDFA được bơm tại 1480 nm với bốn mức công suất bơm khác nhau, độ dài sợi là 30 m, và độ khuếch đại được xác định như sau:

$$G = \frac{G_0}{1 + P_{sig} / P_{sat}} \tag{8-19}$$

Trong đó P_{sig} là công suất tín hiệu đầu vào bộ khuếch đại, P_{sat} là công suất bão hoà và G_0 là độ khuếch đại tín hiệu nhỏ. Các đường cong này có thể giúp ta xác định phân biệt được vùng công suất đầu vào tín hiệu nhỏ.

• *Khuếch đại bão hoà*

Đặc tính khuếch đại bão hoà của EDFA là một tham số quan trọng. Công suất tín hiệu đầu ra thu được ở đầu ra bộ khuếch đại quang là một giá trị đặc biệt hấp dẫn vì nó có liên quan tới các cự ly truyền dẫn và cự ly khoảng lặp của các hệ thống truyền dẫn đài, và nó làm tăng số các cửa đầu ra trong cấu hình phân bố sợi quang. EDFA thường hoạt động ở các mức tín hiệu đầu vào đủ lớn để tạo ra sự bão hoà khuếch đại. Sự bão hoà độ khuếch đại được xem như là sự giảm khuếch đại trong lúc công suất tín hiệu tăng như đã thể hiện ở hình 8.16. Độ khuếch đại của bộ khuếch đại quang có thể được viết dưới dạng ẩn như một hàm số của tỷ số công suất quang đầu ra P_{out} với công suất bão hoà P_{sat} [92] như sau:

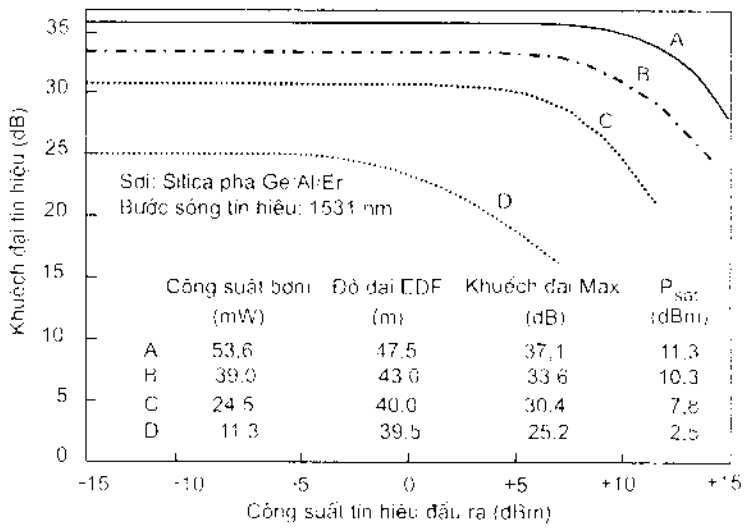
$$G = G_0 \, exp\left[(1-G)\frac{P_{in}}{P_{sat}}\right] = G_0 \, exp\left[-\frac{G-1}{G}\frac{P_{out}}{P_{sat}}\right] \tag{8-20}$$

ở đây G_0 là độ khuếch đại tín hiệu nhỏ như đã đề cập ở trên. Công suất bão hoà P_{sat} tại bước sóng xác định là công suất được yêu cầu để nghịch đảo một lớp (lát cắt) của sợi pha tạp Erbium đủ để thu được sự truyền thông tín hiệu quang, hoặc nói một cách khác là đủ để cho độ khuếch đại bằng không. Công suất bão hoà được viết là:

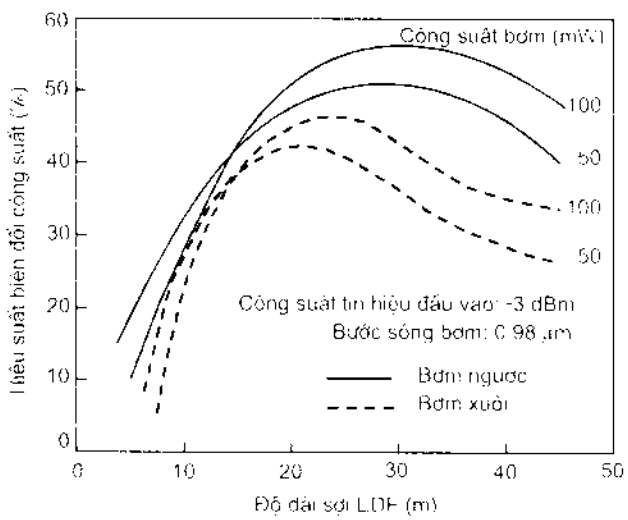
$$P_{sat} = \frac{Ah\nu}{\sigma_a \tau_{sp}} \tag{8-21}$$

ở đây A là diện tích trường mode, và $\tau_{sp} \sim 10$ ms là thời gian sống (tuổi thọ) của ion tự phát ở trạng thái siêu bền. Công suất bão hoà có thể được thay đổi bằng việc tăng diện

tích trường mode A của sợi. Hình 8.17 thể hiện độ khuếch đại tín hiệu được vẽ như một hàm số của công suất tín hiệu đầu ra với các công suất ở nơi mà độ khuếch đại giảm đi 3 dB so với giá trị chưa bão hoà. Điểm nén khuếch đại 3 dB là một hình ảnh có ý nghĩa mô tả được khả năng công suất đầu ra của bộ khuếch đại quang. Đây là công suất đầu ra mà tại đó độ khuếch đại của bộ khuếch đại giảm đi 50% giá trị tín hiệu nhỏ của nó. Cũng trong hình 8.17, công suất đầu ra bão hoà sẽ tăng cùng với sự tăng của công suất bơm đưa vào [82, 93].



Hình 8.17: Khuếch đại tín hiệu như là một hàm số của công suất tín hiệu đầu ra với các công suất bơm khác nhau



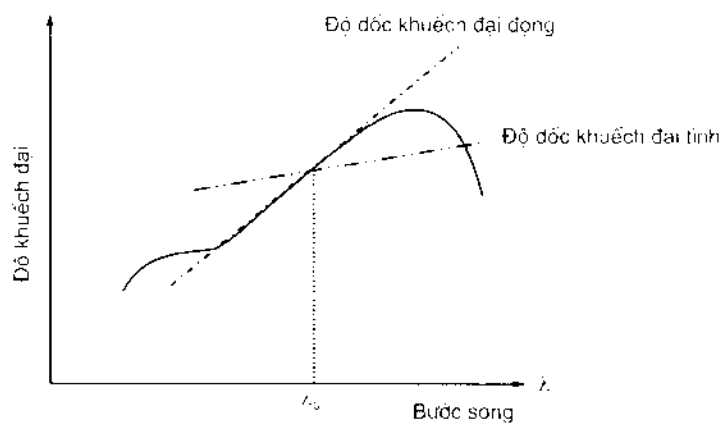
Hình 8.18: Hiệu suất biến đổi công suất như một hàm của độ dài EDF với hai loại cấu hình bơm

Các đặc tính bão hoà sẽ phụ thuộc vào cấu hình bơm và độ dài của sợi EDF như được mô tả ở hình 8.18 [94]. Trong trường hợp này, hiệu suất biến đổi công suất PCE

được diễn giải như một hàm số của độ dài EDF đối với các cấu hình bơm ngược và bơm xuôi. Trong hình này, chúng ta có thể thu được kết quả quan trọng là: bơm ngược sẽ thu được PCE cao nhất với mọi độ dài EDF. Như vậy, bơm ngược có thể được áp dụng cho độ dài EDF tối ưu khi xây dựng thiết bị khuếch đại công suất BA (Booster Amplifier) để đạt được công suất đầu ra cao. Hơn thế nữa, như đã đề cập ở trên rằng bơm 1480 nm là có hiệu quả nhất trong các băng bơm vì $E_{PC_{max}}$ có thể đạt 95,5%. Trong khi các kết quả thực nghiệm được điều tra chỉ ra rằng PCE vào khoảng 80% đối với bơm 1480 nm và PCE đo được cao nhất là 56% cho bơm 980 nm.

• ***Độ nghiêng và độ dốc khuếch đại***

Một trong những ứng dụng quan trọng nhất của EDFA trong thông tin quang sợi là việc sử dụng nó trong hệ thống ghép kênh quang. Trong các hệ thống ghép kênh theo bước sóng WDM với cự ly xa, phổ khuếch đại của bộ khuếch đại quang phải đảm bảo phẳng để tránh sự trội lên về công suất của một kênh nào đó. Sự thay đổi hoặc nghiêng trong phổ khuếch đại xảy ra khi các kênh bước sóng được ghép xen vào hay rẽ bớt đi và điều này sẽ làm giảm đặc tính của hệ thống thông tin có cự ly dài. Ở đây, sự nghiêng độ khuếch đại được xác định như là tỷ số của sự biến đổi khuếch đại tại bước sóng đo được với sự thay đổi khuếch đại tại bước sóng chuẩn, nơi mà các thay đổi khuếch đại được tạo ra do có sự biến đổi ở điều kiện đầu vào. Đối với bộ khuếch đại có phổ được giãn đồng nhất, độ nghiêng khuếch đại không thay đổi với công suất đầu vào. Khi độ nghiêng khuếch đại được đặc trưng cho một tập hợp các điều kiện đầu vào, nó có thể được áp dụng để dự báo độ nghiêng khuếch đại đối với các điều kiện đầu vào khác.



Hình 8.19: Minh hoạ cho độ dốc khuếch đại tĩnh và động

Ngoài độ nghiêng khuếch đại, một khái niệm khác nữa cũng được quan tâm ở đây là độ dốc khuếch đại. Độ dốc khuếch đại là tham số quan trọng và cần phải phân biệt giữa độ dốc khuếch đại tĩnh và độ dốc khuếch đại động, như mô tả ở hình 8.19. Có những điểm khác nhau giữa độ dốc tĩnh và động bởi vì có sự thay đổi về mức nghịch

đảo tích luỹ trong bộ khuếch đại phát sinh từ sự thay đổi bước sóng của tín hiệu đầu vào bão hoà mạnh. Độ dốc khuếch đại tĩnh m_s được xác định như sau:

$$m_s(\lambda_0) = \frac{G_s(\lambda_0 + \Delta\lambda) - G_s(\lambda_0 - \Delta\lambda)}{2\Delta\lambda} \tag{8-22}$$

ở đây $G_s(\lambda_0 \pm \Delta\lambda)$ là độ khuếch đại tại bước sóng tín hiệu bão hoà do bước sóng tín hiệu bão hoà bị điều chỉnh đi $(\lambda_0 \pm \Delta\lambda)$.

Độ dốc khuếch đại động m_d được xác định như sau:

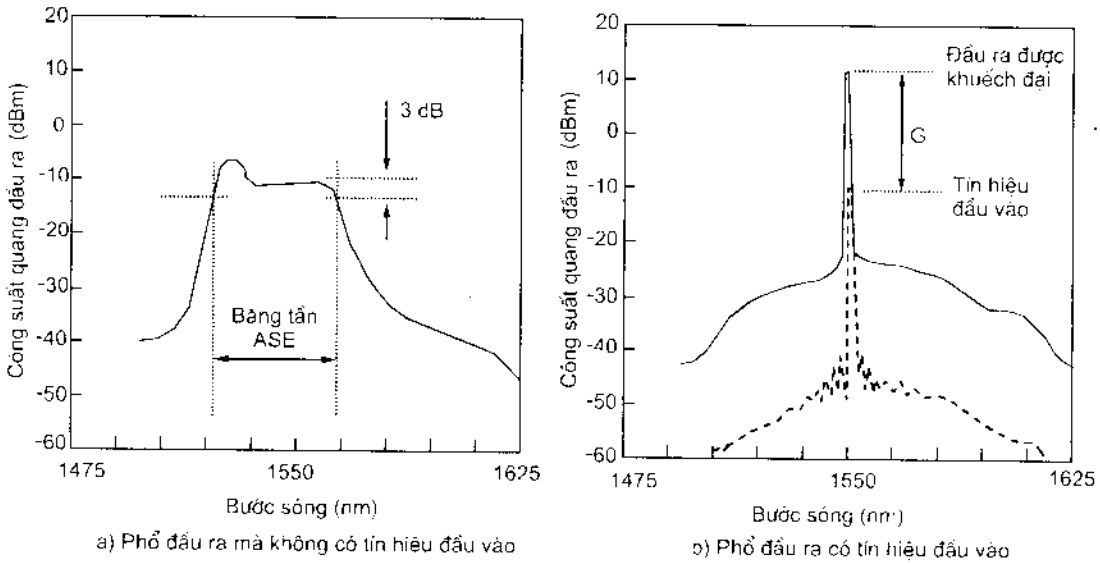
$$m_d(\lambda_0) = \frac{G_p(\lambda_0 + \Delta\lambda) - G_p(\lambda_0 - \Delta\lambda)}{2\Delta\lambda} \tag{8-23}$$

ở đây $G_p(\lambda_0 \pm \Delta\lambda)$ là độ khuếch đại của cực dò tín hiệu nhỏ tại bước sóng $(\lambda_0 \pm \Delta\lambda)$. Cực dò là để đặc trưng cho độ dốc khuếch đại động, nó có thể là một laser có khả năng điều chỉnh bước sóng liên tục để cho ra công suất đầu ra thấp, hoặc nguồn phát quang băng rộng chẳng hạn như FELED.

8.3.2.3. Phổ khuếch đại của EDFA

Phổ khuếch đại của EDFA là tham số quan trọng vì băng tần khuếch đại là một tham số trọng yếu để xác định băng truyền dẫn. Đặc tính này đã được nghiên cứu với các sợi EDF khác nhau theo góc độ mở rộng băng tần của các EDFA. Trong các kết quả thí nghiệm thu được, bằng cách pha tạp Al và (hoặc) P trong lõi của sợi thuỷ tinh pha Er^{3+} sẽ có tác dụng mở rộng phổ khuếch đại. Gần đây, người ta cũng tìm thấy rằng pha tạp Al có thể thu được mức khuếch đại rất cao trong một mặt phẳng trải trong vùng bước sóng 1540 nm đến 1560 nm. Bằng cách thay đổi vật liệu chủ trong sợi từ thuỷ tinh silica sang thuỷ tinh Fluoride gốc ZrF_4 và thuỷ tinh Fluorophospate cũng hứa hẹn mở rộng và làm phẳng được băng tần khuếch đại. Đặc biệt sợi EDF gốc Fluoride cho ra được vùng khuếch đại phẳng trong dải bước sóng từ 1530 nm đến 1560 nm.

Hình 8.14 đã thể hiện các phổ khuếch đại tiêu biểu của sợi thuỷ tinh pha tạp Ge/Er và pha tạp Al/P/Er. Phổ của sợi pha tạp Ge/Er có mặt cắt gồm hai đỉnh tại 1536 nm và 1552 nm. Trong khi đó phổ khuếch đại của sợi pha Al/P/Er có một vùng khuếch đại rộng nằm trong khoảng 1545 nm đến 1560 nm mặc dù nó có một đỉnh khuếch đại nhô lên tại vùng xung quanh 1530 nm. Ngoài ra, phổ khuếch đại của EDFA có thể được dịch tới vùng bước sóng dài hơn khi sử dụng độ dài EDF là tương đối dài [95]. Khi tăng độ dài EDF, phổ khuếch đại có thể thu được trong khoảng bước sóng từ 1570 nm đến 1620 nm. Tại vùng bước sóng cao hơn 1620 nm, khuếch đại tín hiệu sẽ giảm do quá trình ESA (dịch chuyển từ $^4I_{13/2}$ tới $^4I_{9/2}$) và giới hạn trên của phổ khuếch đại được quyết định bởi ESA này.



Hình 8.20: Phổ đầu ra quang tiêu biểu của EDFA mà không có và có tín hiệu đầu vào

Thông thường thì phổ khuếch đại được đo bằng việc quét bước sóng tín hiệu với một nguồn tín hiệu đơn. Tuy nhiên, phổ được thay đổi khi công suất tín hiệu đầu vào được thay đổi. Phổ trở nên phẳng khi công suất tín hiệu đầu vào là cao. Mức công suất tín hiệu đầu vào là một tham số quan trọng và phổ thường được đo dưới các điều kiện tín hiệu nhỏ. Đầu ra quang của EDFA phụ thuộc vào bước sóng vì độ khuếch đại thay đổi theo các đặc tính bước sóng của sợi pha tạp Erbium EDF. Hình 8.20a) và 8.20b) mô tả phổ đầu ra tiêu biểu của một EDFA tương ứng cho các trường hợp không có và có tín hiệu đầu vào. Khi không có tín hiệu đầu vào, chỉ có bức xạ tự phát được khuếch đại ASE. Băng tần bức xạ tự phát được xác định tại giá trị công suất ở vai của phổ giảm đi 3 dB. Tuy nhiên, việc xác định này không được chỉ ra trên các thiết bị đo tiêu biểu như là máy phân tích phổ quang OSA (Optical Spectrum Analyzer). Như vậy giá trị này chỉ được chỉ ra như là một giá trị tiêu biểu mà không có các giá trị nhỏ nhất hay lớn nhất.

8.3.3. Nhiễu trong bộ khuếch đại quang sợi pha tạp Erbium

Nhiễu có liên quan đến tín hiệu được khuếch đại quang là một chủ đề quan trọng trong hệ thống thông tin quang. Các đặc tính nhiễu thể hiện là một tham số mấu chốt mà nó xác định đặc tính trên toàn bộ hệ thống như cự ly truyền dẫn và tốc độ bit lớn nhất. Các đặc tính nhiễu đã được giới thiệu trong một số tài liệu, nhưng chưa thật minh bạch. Trong phần này, để dễ hiểu chúng ta sẽ phân tích nhiễu theo phân cấp các thuộc tính đặc trưng. Nhìn chung, hai phần sẽ được thảo luận là *nhiễu quang* (hay còn gọi là nhiễu trường quang) và *nhiễu cường độ* (hay còn gọi là nhiễu dòng photo).

Nhiễu quang ám chỉ đến phổ nhiễu quang được đo bằng máy phân tích phổ quang OSA có bộ lọc hiệu chỉnh (như cách tử), loại nhiễu này thường được đặc trưng trên cửa sổ phổ EDFA.

Nhiễu cường độ muốn nói về sự thăng giáng về công suất hoặc dòng có liên quan đến tín hiệu quang. Loại nhiễu này có băng tần tiêu biểu tới hàng chục GHz. Phổ nhiễu cường độ ám chỉ phổ công suất của cường độ quang trước khi tách sóng.

8.3.3.1. Nhiễu quang trong bộ khuếch đại quang sợi pha tạp Erbium

Nhiễu quang là tham số quan trọng nhất liên quan tới các đặc tính nhiễu trong các hệ thống có khuếch đại quang. Độ khuếch đại G đã được thảo luận, nhưng bên cạnh đó luôn luôn tồn tại nhiễu. Vì thế, sẽ không bao giờ có bộ khuếch đại quang lý tưởng, điều đó có nghĩa là sẽ không tồn tại bộ khuếch đại mà không có nhiễu, và một yếu tố kiên định vắng mặt phải được đền bù bằng một nguồn nhiễu nào đó.

Ngay từ đầu của chương này, ta đã thảo luận về các ion Erbium trong sợi EDF của EDFA. Các photon được bức xạ tự phát có hướng và pha ngẫu nhiên. Một số các photon bức xạ tự phát được giữ lại ở các mode của sợi quang. Vì các photon được giữ lại này lan truyền dọc theo bên trong của sợi, chúng lại được khuếch đại, quá trình này sẽ tạo ra bức xạ tự phát được khuếch đại ASE (Amplified Spontaneous Emission). Để xác định được thành phần nhiễu nhỏ nhất của bộ khuếch đại và tính không chắc chắn về tín hiệu đầu ra thoả mãn nguyên lý Heisenberg, công suất nhiễu tối thiểu tại đầu ra bộ khuếch đại $P_{spontan}$ được tìm ra như sau:

$$P_{spontan} = h\nu(G-1)B \tag{8-24}$$

Ở đây, băng tần B là một nửa toàn bộ băng tần B_o của bộ khuếch đại quang. Ta giả thiết rằng tính không chắc chắn của bộ khuếch đại tồn tại là do quá trình nhiễu trắng, độ khuếch đại G, và tín hiệu là lớn, công suất nhiễu đầu ra bộ khuếch đại có thể đạt được nhỏ nhất sẽ tương ứng với sự khuếch đại của một photon trong băng tần B, một nửa của băng tần bộ khuếch đại B_o.

Từ biểu thức (8-24), có thể xác định được công suất ASE tổng P_{ASE} được lấy trên toàn bộ các mode mà sợi quang đưa ra trong băng tần B_o được viết như là:

$$P_{ASE} = m_t N_{sp} h\nu(G-1)B_o \tag{8-25}$$

ở đây m_t là ,số các mode lan truyền (mode ngang) của quá trình phân cực, $P_{sp} = N_{sp}h\nu(G-1)B_o$ được gọi là công suất bức xạ tự phát của bộ khuếch đại quang. Trong các bộ khuếch đại quang sợi thực tế (tiêu biểu là EDFA), tiêu biểu thường có 2 mode lan truyền phân cực trong bức xạ tự phát [78, 80, 96], và công suất ASE tổng là:

$$P_{ASE} = 2N_{sp}h\nu(G-1)B_o \tag{8-26}$$

ở đây $h\nu$ là năng lượng photon, G là độ khuếch đại của bộ khuếch đại quang sợi.

Hệ số bức xạ tự phát N_{sp} được viết như sau:

$$N_{sp} = \frac{\sigma_e N_2}{\sigma_e N_2 - \sigma_a N_1} \tag{8-27}$$

Trong biểu thức này thì σ_e, σ_a, N_1 và N_2 đã được giới thiệu ở mục 8.3.2. Để cho đơn giản, ta gọi $a = \sigma_e N_2$ và $b = \sigma_a N_1$ là các hàm số của z (vì N_2 và N_1 là hàm của trục z hướng dọc theo sợi). Ta cũng giả thiết rằng các hệ số a và b là các hằng số với độ dài bộ khuếch đại, tức là ở trong môi trường bơm đồng dạng, biểu thức (8-27) có thể được viết cho hệ số bức xạ tự phát của bộ khuếch đại quang như sau:

$$N_{sp} = \frac{a}{a-b} = \frac{\eta N_2}{\eta N_2 - N_1} \tag{8-28}$$

ở đây $\eta = \sigma_e/\sigma_a$. Từ hệ số bức xạ tự phát N_{sp}, nhiễu của bộ khuếch đại quang $N(z)$, mà nó xuất hiện trong khi không có tín hiệu đầu vào, được cho như sau:

$$N(z) = \frac{a}{a-b}(G-1) = \frac{\eta N_2}{\eta N_2 - N_1}(G-1) \tag{8-29}$$

với $G = G(z) = exp[(a - b)z]$. Kết quả quan trọng từ biểu thức (8-29) chỉ ra rằng, tại độ khuếch đại cao ($G >> 1$) thì số photon đầu ra ASE trung bình sẽ tương ứng với sự khuếch đại của các photon N_{sp}, mà nó thể hiện một nhiễu đầu vào tương đương.

Trong trường hợp nghịch đảo tích luỹ (môi tường) là âm, tức là $\eta N_2 - N_1 < 0$, khuếch đại G sẽ nhỏ hơn 1 và N_{sp} là âm nhưng công suất nhiễu ở biểu thức (8-25) luôn dương và bằng $P_{sp} = |N_{sp}|(G - 1)$.

Trong trường hợp ở mức ngưỡng của nghịch đảo môi trường, tức là $\eta N_2 - N_1 = 0$, thì N_{sp} không xác định, nhưng công suất nhiễu lại được xác định và bằng $P_{sp} = \eta N_2 L$. Trong trường hợp nghịch đảo môi trường là dương, tức là $\eta N_2 - N_1 > 0$, ta có $N_{sp} > 1$.

Trường hợp nghịch đảo môi trường hoàn toàn, khi mà toàn bộ các nguyên tử ở trạng thái kích thích, tức là $N_1 = 0$, thì hệ số bức xạ tự phát N_{sp} tiến tới giá trị nhỏ nhất của nó là bằng 1. Trong trường hợp này, công suất nhiễu đầu ra giảm tới giá trị nhiễu lượng tử được khuếch đại $P_{N,min} = h\nu(G - 1)B$ mà đã tìm thấy ở trên. Như vậy, ta có thể nói rằng nhiễu đầu ra bộ khuếch đại quang nhỏ nhất thu được khi đạt được nghịch đảo tích luỹ hoàn toàn trong môi trường khuếch đại. Đây là kết luận quan trọng để điều tra các đặc tính nhiễu trong tính thống kê photon.

Trong thực tế, hệ số bức xạ tự phát N_{sp} là một sự xác định chất lượng đối với nghịch đảo tích luỹ của bộ khuếch đại. Giá trị N_{sp} gần bằng 1 là giá trị thấp nhất có thể thu được. Giá trị này có thể đạt được khi bơm mạnh ở vùng bước sóng 980 nm, (thường thì $N_{sp} = 1 \div 4$). Nó tương ứng với nghịch đảo gần như hoàn toàn ($N_1 \sim 0$) trong bộ khuếch đại. Nghịch đảo hoàn toàn, nơi mà $N_2 = N_1$ sẽ tạo ra hệ số nhiễu quang thấp nhất.

Sự trôi công suất bơm dọc theo sợi pha tạp Erbium sẽ tạo ra nghịch đảo N_2 cũng thay đổi. Từ phương trình (8-26), hệ số bức xạ tự phát phụ thuộc vào N_2 và nó sẽ thay đổi theo chiều dài của sợi pha tạp. Khi sử dụng bước sóng bơm là 1480 nm, nghịch đảo hoàn toàn là không thể xảy ra vì bơm và tín hiệu là cùng chung trạng thái nền và kích thích. Các photon không chỉ được hấp thụ mà còn tham gia vào quá trình bức xạ kích thích, vì phần tiết diện bức xạ là không bằng không tại bước sóng này. Vì thế sẽ không có bất kỳ một bộ khuếch đại nào có nghịch đảo hoàn toàn trong trường hợp này, và bộ khuếch đại quang sợi được bơm với bước sóng 1480 nm là bộ khuếch đại có hệ số bức xạ tự phát N_{sp} cao hơn. Điều này làm tăng trực tiếp hệ số nhiễu trong bộ khuếch đại [87,97], và N_{sp} có thể được gọi là *hệ số nhiễu tự phát*. Thường thì N_{sp} được xác định như là một giá trị hiệu dụng hoặc tích phân cho bộ khuếch đại quang sợi. Các giá trị hiệu dụng của N_{sp} tiêu biểu là từ 1 đến 4, và giá trị bằng 1 có thể thu được khi sử dụng bước sóng bơm ở vùng 980 nm. Trong quá trình tính toán hệ số nhiễu, nhiều khi có thể sử dụng mật độ phổ ASE (có đơn vị là W/Hz) trong điều kiện đơn phân cực là:

$$S_{sp} = N_{sp} h\nu (G-1) \tag{8-30}$$

Khi độ khuếch đại của bộ khuếch đại là đủ lớn thì ASE trở lên lớn đáng kể. Điều này tạo ra sự bão hoà khuếch đại do ASE gây ra. Vì vậy, các EDFA có thể được sử dụng như các nguồn nhiễu trong một số các ứng dụng khác.

8.3.3.2. Nhiễu cường độ trong bộ khuếch đại quang sợi pha tạp Erbium

Như chúng ta đã thảo luận về bộ thu quang ở chương 4, cường độ ánh sáng đến bộ tách sóng quang được biến đổi thành dòng điện. Dòng photo ban đầu $I_{ph}(t)$ sẽ được phát ra trong bộ tách sóng quang khi có một công suất quang $P(t)$ từ nguồn phát đi tới như sau:

$$I_{ph}(t) = RP(t) = \frac{\eta e}{h\nu} P(t) \tag{8-31}$$

ở đây hiệu suất lượng tử η của bộ tách sóng quang trong bộ thu quang có giá trị bằng từ 0,4 đến 0,95. Chúng ta gọi $e = q = 1{,}602 \times 10^{-19}$ C là điện tích điện tử. Năng lượng photon $h\nu$ bằng khoảng $1{,}283 \times 10^{-19}$ J tại bước sóng 1,55 μm.

Ngoài công suất quang trung bình, nhiễu cường độ cũng xuất hiện. Vì bộ khuếch đại quang luôn có hệ số bức xạ tự phát N_{sp}, hệ số này gây ảnh hưởng tới các đặc tính nhiễu của bộ thu quang. Nhiễu cường độ là một yếu tố trội làm giới hạn đáng kể năng lực của các hệ thống thông tin quang. Bộ tách sóng quang biến đổi nhiễu cường độ trực tiếp thành nhiễu điện. Bộ tách sóng quang không trực tiếp đáp ứng với nhiễu pha, trong khi đó nhiễu quang (nhiễu trường quang) có thể có cả nhiễu biên độ và nhiễu pha, và nhiễu pha có thể được biến đổi thành nhiễu cường độ từ các hiệu ứng giao thoa. Vì nhiễu cường độ là quan trọng trong việc xem xét các hệ thống có khuếch đại quang, các

loại nhiễu cường độ thường được xem xét trong hệ thống là: nhiễu lượng tử (nhiễu bắn), nhiễu phách giữa tín hiệu và bức xạ tự phát (sau đây gọi đơn giản là *nhiễu phách tín hiệu - tự phát*), nhiễu phách giữa bức xạ tự phát với bức xạ tự phát (sau đây gọi đơn giản là *nhiễu phách tự phát - tự phát*).

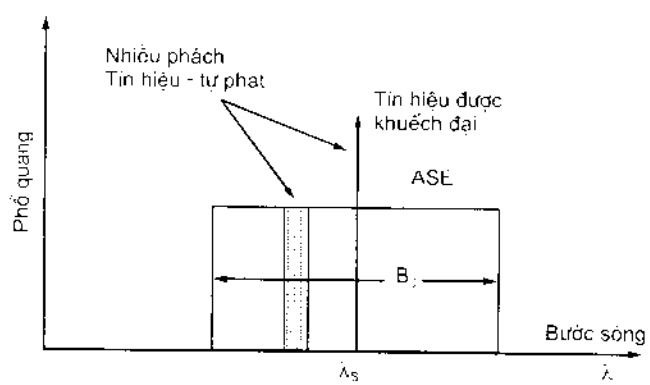
a) Nhiễu lượng tử

Nhiễu lượng tử có nguồn gốc phát sinh là do tính không chắc chắn về thời gian đến của các điện tử hoặc các photon tại bộ tách sóng. Khi nhiễu trội là nhiễu lượng tử, nó được coi như là giới hạn nhiễu bắn hoặc giới hạn lượng tử. Cả tín hiệu và ASE laser đều tham gia vào nhiễu lượng tử.

Vì sóng quang đi tới bộ tách sóng bao gồm cả tín hiệu và nhiễu, cho nên cả công suất tín hiệu quang và công suất bức xạ tự phát được khuếch đại ASE đều được thu. Vì vậy, nhiễu lượng tử trong trường hợp này gồm cả nhiễu lượng tử từ tín hiệu đầu vào được khuếch đại và nhiễu lượng tử từ bức xạ tự phát được khuếch đại.

b) Nhiễu phách tín hiệu - tự phát

Nhiễu phách tín hiệu - tự phát là do có sự giao thoa giữa tín hiệu quang và bức xạ tự phát được khuếch đại ASE gây ra dao động cường độ. Ta không thể tránh khỏi nhiễu này trong các hệ thống sử dụng EDFA và nhiễu này là nhiễu tham gia đầu tiên vào tổng nhiễu trong các hệ thống thông tin có khuếch đại quang. Nhiễu phách này tương tự như ở trong trường hợp phách hai tần số trong bộ trộn heterodyne để được phát ra một tần số khác. Ta hãy nhớ lại rằng, tích trộn này phụ thuộc phân cực, như vậy tín hiệu sẽ chỉ phách với các thành phần ASE cùng phân cực với tín hiệu. Vì ASE thường là không phân cực cho nên chỉ có một nửa tham gia vào mật độ nhiễu phách tín hiệu - tự phát. Hình 8.21 thể hiện quá trình phách này.

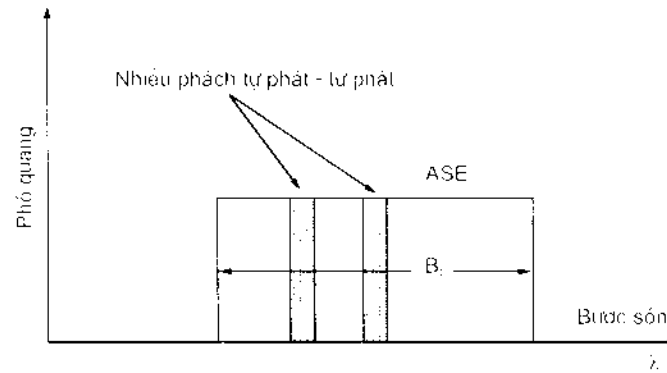


Hình 8.21: Nhiễu phách tín hiệu - tự phát giữa tín hiệu được khuếch đại và các thành phần phổ của ASE

c) Nhiễu phách tự phát - tự phát

Nhiễu phách tự phát - tự phát là phách giữa các thành phần phổ khác nhau của bức xạ tự phát SE và dẫn đến nhiễu cường độ. Trong hình 8.22, mỗi một cặp các thành phần

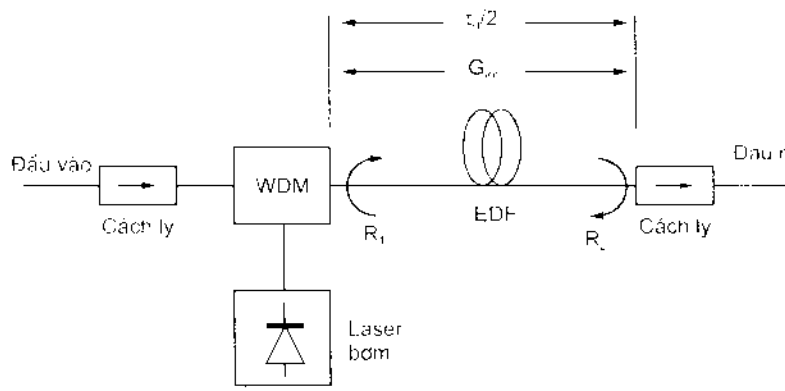
phổ ASE phát ra một "tone" (âm sắc) phách cường độ tại tần số khác của nó. Vì thế mà toàn bộ phổ ASE sẽ đóng góp vào nhiễu phách cường độ tự phát - tự phát. Nếu như ASE là không phân cực, ASE ở một trong hai phân cực trực giao sẽ tham gia vào tổng nhiễu phách tự phát - tự phát. Ở đây tổng số các cặp phách có thể có sẽ giảm đi khi mà băng tần quang giảm.



Hình 8.22: Nhiễu phách tự phát - tự phát giữa các thành phần phổ ASE

d) Nhiễu phản xạ (nhiễu giao thoa nhiều luồng)

Hình 8.23 mô tả sự thể hiện của các phản xạ quang trong bộ khuếch đại quang. Quá trình này tạo ra sự biến đổi giao thoa của nhiễu pha laser thành nhiễu cường độ. Nhiễu cường độ như vậy sẽ làm giảm tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR tại bộ thu quang [98]. Nhiễu đã được biến đổi được biết như là nhiễu giao thoa nhiều luồng hoặc MPI (MultiPath Interference) hoặc có thể được gọi là nhiễu quá mức.



Hình 8.23: Sự phản xạ quang tạo ra nhiễu giao thoa nhiều luồng trong bộ khuếch đại quang

Các tham số quan trọng xác định biên độ của MPI là các mức phản xạ, độ khuếch đại quang, độ rộng phổ tín hiệu và trễ thời gian giữa hai phản xạ. Khi sự phân cực của các chùm luồng quang bị trễ và không trễ là đồng bộ với nhau, nó sẽ tạo ra nhiễu cường độ tương đối RIN (Relative Intensity Noise) tối nhất, và pha giao thoa trung bình gần

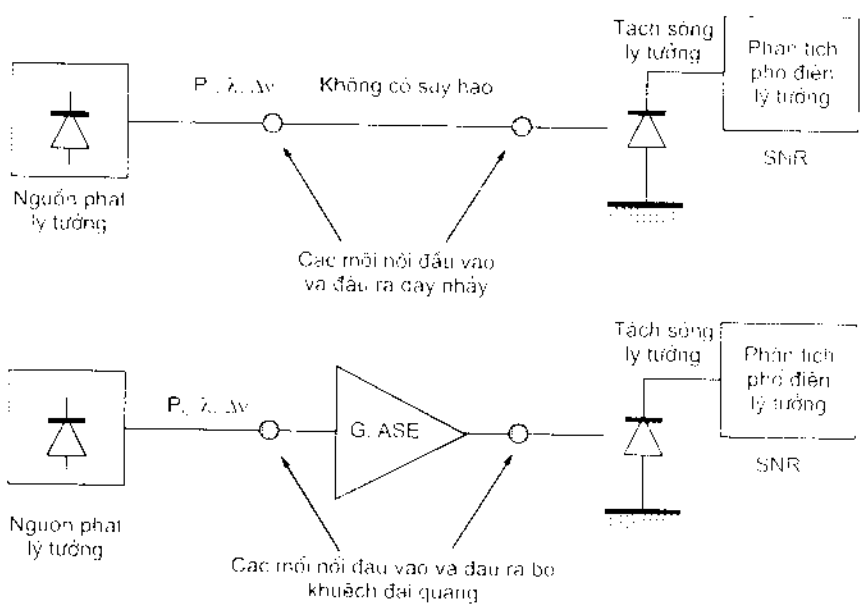
như là ở dạng bậc hai. Độ khuếch đại quang có thể làm tăng mạnh các tác động của các phản xạ nhỏ. Nhưng nhiễu phản xạ có thể được bỏ qua nếu như ánh sáng tín hiệu đi tới bộ khuếch đại là hoàn toàn kết hợp để cho tham số nhiễu phản xạ n_{sp} bằng không.

8.3.3.3. Hệ số nhiễu

Hệ số nhiễu NF (Noise Figure), hay còn gọi là hình ảnh nhiễu, của bộ khuếch đại quang là một giá trị minh hoạ đặc trưng có ý nghĩa xác định lượng suy giảm tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR sau khi qua bộ khuếch đại. Hệ số nhiễu mà lớn sẽ bất lợi cho đặc tính của hệ thống, nó tạo ra tỷ số tín hiệu trên nhiễu thu được kém, tăng rung pha trong các hệ thống truyền dẫn Soliton và tăng tích luỹ ASE dọc theo tuyến truyền dẫn có nhiều bộ khuếch đại quang sợi mắc chuỗi nối tiếp. Các hiệu ứng của bức xạ tự phát được khuếch đại ASE là các thành phần chính đóng góp vào hệ số nhiễu. Trong các hệ thống thông tin quang tương tự, nhiễu pha do biến đổi nhiễu cường độ do các phản xạ quang bên trong cũng là yếu tố chính tham gia vào hệ số nhiễu.

Khuyến nghị G.661 ITU-T đã xác định rằng hệ số nhiễu là sự suy giảm tỷ số tín hiệu trên nhiễu do truyền tín hiệu giới hạn lượng tử thông qua bộ khuếch đại quang sợi OFA, được tính bằng decibel (dB). Điều này có ý nghĩa rằng, sự suy giảm của SNR sau khi qua bộ OFA được xác định dưới dạng hệ số nhiễu NF. Như vậy, hệ số nhiễu được viết như sau:

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \tag{8-32}$$



Hình 8.24: Quan niệm về hệ số nhiễu dưới dạng nguồn phát và bộ thu lý tưởng

Trong trường hợp này, hệ số nhiễu được xác định tương ứng là $NF = 10\lg_{10}(NF)$ và được tính là dB. Các SNR được xem xét tại đầu ra của bộ tách sóng quang lý tưởng

mà nó có khả năng biến đổi từng photon của ánh sáng tới thành dòng điện (hiệu suất lượng tử $\eta = 1$). Tỷ số tín hiệu trên nhiễu đầu vào SNR_{in} được xác định là SNR từ một nguồn nhiễu lượng tử. Nếu mà nguồn phát quang có nhiễu cường độ lớn được sử dụng để xác định hệ số nhiễu, thì nhiễu nguồn được khuếch đại phải là trội trong thành phần nhiễu của chính bộ khuếch đại và dẫn tới một hệ số nhiễu lỗi 0 dB, có nghĩa là không có sự suy giảm về SNR do bộ khuếch đại quang gây ra. Hình 8.24 minh hoạ quan niệm về hệ số nhiễu. Tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR đầu vào được xác định thông qua việc sử dụng một nguồn phát lý tưởng và bộ thu lý tưởng. Rồi sau đó bộ khuếch đại quang được mắc xen vào, và rồi SNR đầu ra được xác định. Biểu thức (8-32) sẽ được dùng để tính toán hệ số nhiễu bộ khuếch đại quang. Nguồn phát lý tưởng là nguồn có giới hạn nhiễu lượng tử và thiết lập được công suất, bước sóng, độ rộng phổ thích hợp. Bộ thu lý tưởng có đáp ứng tần số có hiệu chính và bản thân nó không có nhiễu quá mức.

Để xác định hệ số nhiễu trong các hệ thống thực tế sử dụng khuếch đại EDFA, người ta thường đo bằng phương pháp quang nhờ một thiết bị đo được gọi là máy phân tích phổ quang OSA (Optical Spectrum Analyzer) để thu được công suất bức xạ tự phát P_{ASE}, và rồi xác định NF thông qua biểu thức sau đây:

$$NF = \frac{P_{ASE}}{Gh\nu B_0} + \frac{1}{G} \tag{8-33}$$

ở đây NF phụ thuộc vào nhiễu phách tín hiệu - tự phát và nhiễu lượng tử. Khi khuếch đại G của bộ khuếch đại có giá trị cao, nhiễu phách tín hiệu - tự phát sẽ trở thành nhiễu trội. Lúc đó chỉ có nhiễu phách tín hiệu - tự phát được xem xét, hệ số nhiễu NF được xác định ở nhiều kết quả báo cáo như là:

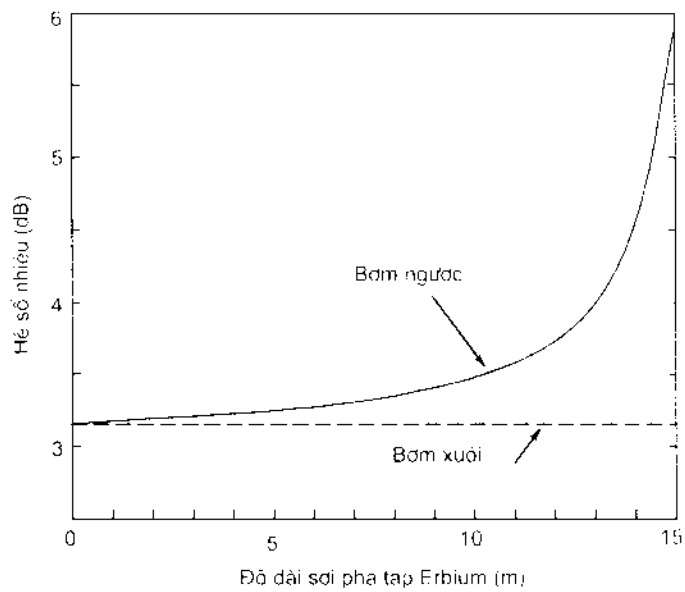
$$NF = 2N_{sp} \tag{8-34}$$

Với biểu thức của NF như vậy, giới hạn lý thuyết của hệ số nhiễu trong bộ khuếch đại quang là $NF = 3$ dB, vì giá trị nhỏ nhất của $N_{sp} = 1$. Trong các bộ khuếch đại quang thực tế, giá trị của N_{sp} là lớn hơn 1 tới 4, và $N_{sp} = 1$ là cho bộ khuếch đại quang lý tưởng. Như vậy giá trị thấp nhất $NF = 3$ dB là giới hạn lượng tử có thể đạt được ở điều kiện bơm tại vùng bước sóng 980 nm [99, 100].

Để chặn bớt nhiễu, cách có hiệu quả là sử dụng bộ lọc băng thông quang. Mặc dù nhiễu phách tín hiệu - tự phát và nhiễu lượng tử tín hiệu vẫn không thay đổi khi sử dụng thêm bộ lọc, nhưng cả hai nhiễu này cũng bị giảm đi. Vì lý do như vậy, bộ lọc băng thông thường được ghép với đầu ra của EDFA để chặn bớt nhiễu phách tín hiệu - tự phát trong trường hợp khi có bất kỳ bộ khuếch đại quang nào đó được dùng làm tiền khuếch đại cho bộ thu quang, và sự kết hợp giữa bộ tiền khuếch đại với bộ lọc quang và bộ thu được gọi là bộ thu được khuếch đại quang OAR (Optical Amplified Receiver).

Hệ số nhiễu NF, mà nó được xác định từ nhiễu phách tín hiệu - tự phát, sẽ không chỉ phụ thuộc vào băng bơm mà còn phụ thuộc vào công suất bơm, bước sóng bơm, và cấu hình bơm. Quan hệ giữa hệ số nhiễu và độ dài sợi pha tạp Erbium đối với bơm xuôi và bơm ngược được chỉ ra ở hình 8.25 [101]. Hệ số nhiễu trở lên lớn nếu như bộ khuếch đại là quá dài, bởi vì hầu hết bức xạ tự phát xuất phát từ đầu nơi mà nghịch đảo tích luỹ là không phù hợp. Đặc tính nhiễu đối với bơm ngược có thể tồi đáng kể so với đặc tính nhiễu trong bơm xuôi, vì nghịch đảo tích luỹ tại đầu vào EDF là tương đối thấp.

Hơn thế nữa, các đặc tính nhiễu bão hoà của EDFA cũng quan trọng. R.G. Smart và đồng tác giả với ông đã chỉ ra các đặc tính bão hoà và NF đối với cả bơm xuôi và bơm ngược với hai hướng [100]. Tình thế là hầu hết các trường hợp nghiên cứu về đặc tính nhiễu của EDFA đã quan tâm tới đặc tính của chế độ tín hiệu nhỏ mà có thể áp dụng cho các bộ tiền khuếch đại, trường hợp mà nhiễu thấp được coi là tham số quan trọng. Ở các ứng dụng khác của EDFA như các bộ khuếch đại đường truyền cho các tuyến truyền dẫn dài, thì cả nhiễu thấp và công suất đầu ra lớn đều được chú ý: họ đã tìm ra rằng, ASE truyền ngược sẽ làm xuống cấp hệ số nhiễu do sự trôi nghịch đảo tại điểm đầu của sợi dẫn tới tăng nhiễu phách tín hiệu - tự phát. Vì vậy, sự xuống cấp này là một thông báo cho bộ khuếch đại có độ khuếch đại cao và sẽ mất đi khi độ khuếch đại tín hiệu là rất nhỏ, bởi vì công suất ASE sẽ không bao giờ trở lên đủ lớn để bão hoà với độ khuếch đại thấp, và hiệu ứng này được thấy chỉ ở trong các điều kiện khuếch đại cao.



Hình 8.25: Quan hệ giữa hệ số nhiễu và độ dài EDF với cấu hình bơm khác nhau

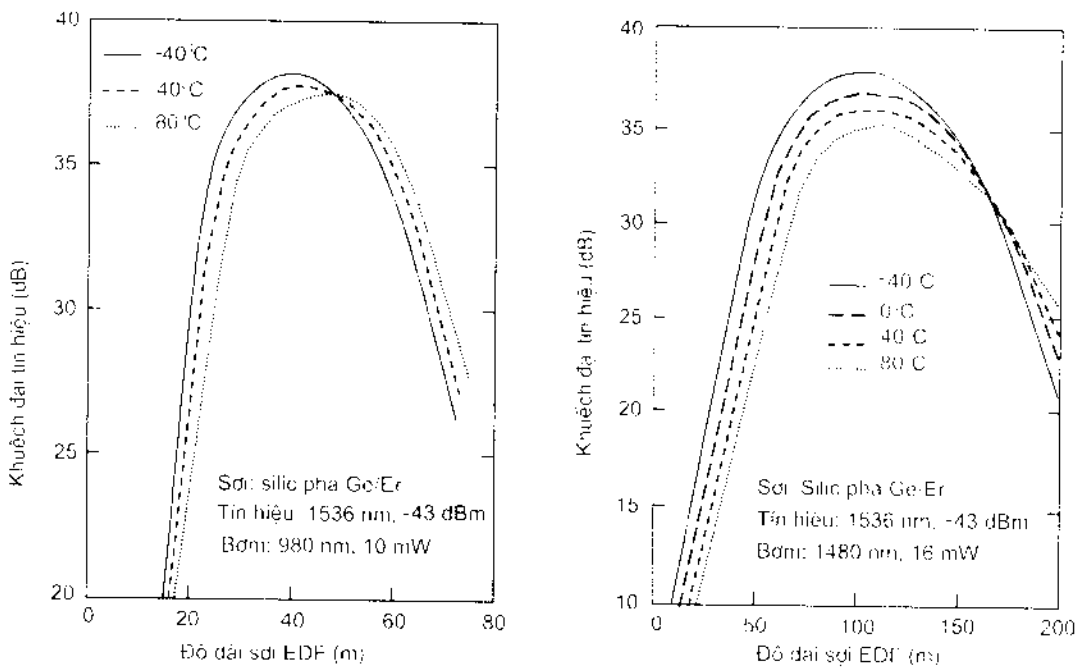
Hệ số nhiễu bên trong của bộ khuếch đại quang sẽ không bao gồm yếu tố ghép đầu vào và đầu ra bộ khuếch đại [102]. Hệ số nhiễu bên trong được tính cho bản thân

chính bộ khuếch đại quang, và như vậy đầu vào và đầu ra nên được tính ngay tại các điểm sát sau đầu vào và sát trước đầu ra của EDF tương ứng (ở bên trong hai điểm nối giữa EDF, WDM và bộ cách ly). Vì thế, NF bên trong được xác định là $NF_{in}(dB) = 10\,lg_{10}(2N_{sp})$. Đối với bộ khuếch đại quang sợi, $P_{ASE} = 2N_{sp}h\nu(G_{in} - 1)B_{in}$, ở đây G_{in} là độ khuếch đại bên trong của bộ khuếch đại quang sợi, ta có NF bên trong được viết là:

$$NF_{in}(dB) = 10lg_{10}\frac{P_{ASE}}{h\nu(G_{in}-1)B_{in}} \tag{8-35}$$

8.3.4. Các đặc tính phụ thuộc nhiệt độ của EDFA

Đặc tính phụ thuộc vào nhiệt độ cũng quan trọng trong các ứng dụng thực tiễn của EDFA trong các hệ thống thông tin quang. Sự khuếch đại tín hiệu phụ thuộc vào nhiệt độ đã được nghiên cứu trong cả hai bước sóng bơm 980 nm và 1480 nm. Đặc trưng này thừa nhận rằng đó là do sự thay đổi của phần tiết diện bức xạ σ_e và hấp thụ σ_a của ánh sáng mang tín hiệu và ánh sáng bơm. Sự phân bố phụ thuộc vào nhiệt độ của tích luỹ ion Er^{3+} ở mức siêu bền $^4I_{13/2}$ và mức nền $^4I_{15/2}$ đã gây ra những biến đổi trong từng phần tiết diện ngang. Người ta nhận thấy rằng phần tiết diện thay đổi tuyến tính với nhiệt độ.



Hình 8.26: Khuếch đại tín hiệu phụ thuộc vào nhiệt độ

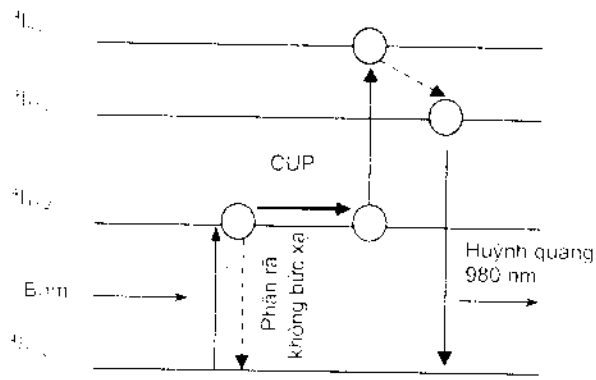
Sự phụ thuộc khuếch đại tín hiệu vào nhiệt độ được thể hiện ở hình 8.26. Độ khuếch đại tín hiệu bị giảm khi nhiệt độ tăng lên. Ta cũng thấy rằng các thay đổi về khuếch đại tín hiệu phụ thuộc mạnh vào độ dài sợi, bước sóng bơm và bước sóng tín hiệu. Các bộ khuếch đại EDFA được bơm ở bước sóng 1480 nm sẽ nhạy cảm với nhiệt

độ hơn là bơm ở 980 nm do thực tế là đặc tính phụ thuộc nhiệt độ khi bơm ở 1480 nm lớn hơn là bơm tại 980 nm cho cả hai bước sóng tín hiệu, vì có một giá trị xác định của tiết diện ngang bức xạ $\sigma_{e,a}$ tại bước sóng bơm 1480 nm, và giá trị này rất nhạy cảm với nhiệt độ sợi.

Các đặc tính phụ thuộc vào nhiệt độ của EDFA cho các hệ thống ghép kênh quang cũng đã được nghiên cứu. J.H.Lee và các tác giả đã đưa ra các kết quả thực nghiệm của họ sau khi điều tra cho cả hai bước sóng bơm 980 nm và 1480 nm [103]. Kết quả thực nghiệm này đã chỉ ra rằng bơm ở bước sóng 1480 nm nhạy cảm với nhiệt độ hơn là bơm ở bước sóng 980 nm. Nhìn chung, sự phụ thuộc nhiệt độ có nhiều khía cạnh để nghiên cứu. Tuy nhiên, ảnh hưởng của nó không quá nghiêm trọng và vấn đề này có thể dễ dàng được khắc phục bằng cách sử dụng kỹ thuật tự động điều chỉnh khuếch đại AGC (Automatic Gain Control) trong các EDFA thực tế [104].

8.3.5. Tối ưu sợi pha tạp Erbium

Để thu được bộ khuếch đại quang EDFA có hiệu quả, việc tối ưu sợi EDF là rất quan trọng. Về điều này, có hai yếu tố chính được tính khi muốn tạo ra sợi pha tạp Er^{3+} hiệu suất cao. Đó là tối ưu vật liệu sợi và thiết kế cấu trúc của sợi.



Hình 8.27: Quá trình liên kết biến đổi trên và cơ chế bức xạ huỳnh quang 980 nm

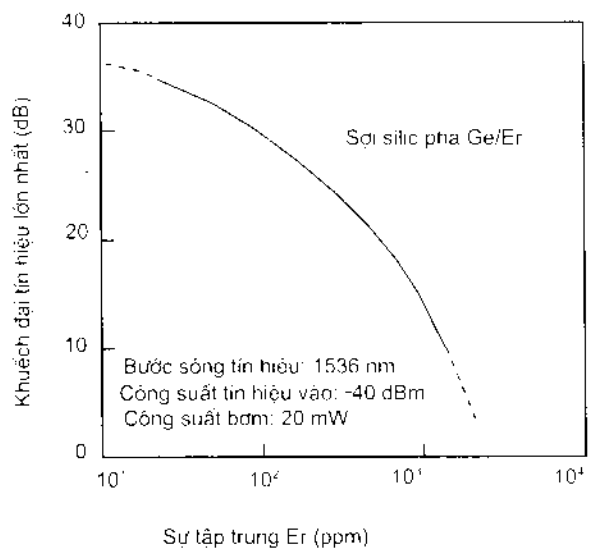
Trong trường hợp thứ nhất, người ta mong muốn có được sự tập trung pha tạp Er^{3+} cao bởi vì nó cho phép độ dài sợi ngắn lại. Tuy nhiên, độ tập trung pha tạp lớn nhất bị giới hạn do "quá trình liên kết biến đổi trên" CUP (Cooperative Up-conversion Process) với sự tụ nhỏ (vi tụ) trong khuôn thuỷ tinh chủ. Như chỉ ra ở hình 8.27, khi có ion Er^{3+} được kích thích trong mức giả bền $^4I_{13/2}$ gần với nhau, có thể xảy ra sự truyền năng lượng cho nhau. Điều này có nghĩa rằng một ion được kích thích tới mức trên $^4I_{9/2}$ và các ion khác thì bị phân rã xuống mức nền $^4I_{15/2}$. Ion được kích thích ở mức cao sẽ phân rã thông qua quá trình không phát xạ và năng lượng kích thích sẽ bị tiêu phí. Như vậy, sự tập trung ion Er^{3+} quá cao sẽ dẫn tới hiệu suất bơm bị xuống cấp. Để tránh sự suy giảm của hiệu suất bơm, độ tập trung lớn nhất Er^{3+} nên ít hơn 100 wt ppm đối với sợi

pha tạp Ge/Er, trong khi ấy mức độ pha tạp Al sẽ có hiệu quả khi làm tăng độ tập trung Er^{3+} tới mức cho phép, và độ tập trung có thể lên tới 1000 wt ppm đối với sợi pha tạp Ge/Al/Er có độ tập trung Al khoảng 0.5 wt% [78]. Để đề phòng hiện tượng CUP và sự vi tụ, việc biến đổi mạng thuỷ tinh như ở loại Al_2O_3 đã được nghiên cứu với thuỷ tinh chủ Silica có Nd^{3+} và Er^{3+}. Quá trình này đã đưa ra kiến nghị rằng, pha tạp P với P_2O_5 cũng có hiệu quả để biến đổi mạng thuỷ tinh. Sự phân huỷ vi tụ được coi là sự hình thành lớp vỏ bao quanh các ion đất hiếm.

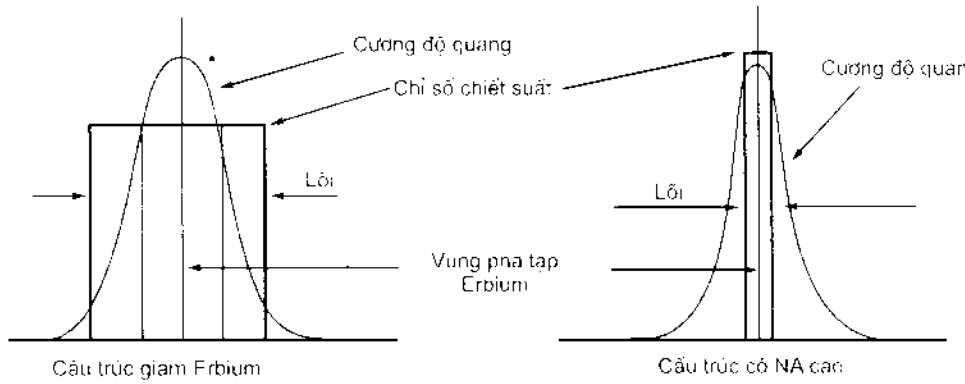
Đặc tính độ khuếch đại phụ thuộc và độ tập trung Er^{3+} đã được nghiên cứu chi tiết trong thực nghiệm đối với sợi pha tạp Ge/Er. Độ khuếch đại tín hiệu lớn nhất thu được khi độ dài sợi đạt tối ưu và độ tập trung khi bơm 980 nm được mô tả như hình 8.28. Điều này khẳng định rằng khuếch đại tín hiệu lớn nhất sẽ tuỳ thuộc chủ yếu vào độ tập trung Er^{3+}.

Yếu tố quan trọng thứ hai, để đạt được sợi pha tạp Er^{3+} hiệu suất cao là việc thiết kế cấu trúc sợi. Có hai kỹ thuật chính được triển khai để tạo ra cấu trúc giam Er^{3+} và cấu trúc NA cao. Các cấu trúc này được chỉ ra như trong hình 8.29. Cấu trúc giam cho phép các ion Er^{3+} ở vùng tâm lõi và cho khả năng bơm có hiệu quả hơn. Nhược điểm của cấu trúc giam là nó đòi hỏi sợi pha tạp Er^{3+} dài tuỳ theo tỷ số giam.

Cấu trúc NA rất cao có thể cho ra mật độ công suất bơm cao trong sợi pha tạp Er^{3+}. Điều này cho ra hiệu suất khuếch đại cao. Hiệu suất khuếch đại với bước sóng cắt tối ưu sẽ tăng theo sự tăng của NA. Hơn thế nữa, cấu trúc NA cao như vậy cũng có ưu điểm cải thiện đặc tính đầu ra của EDF.



Hình 8.28: Khuếch đại tín hiệu lớn nhất phụ thuộc vào sự tập trung Er^{3+} đối với bơm 980 nm



Hình 8.29: Cấu trúc sợi pha tạp Er^{3+}

8.4. CÁC ỨNG DỤNG CỦA EDFA TRONG THÔNG TIN QUANG

8.4.1. Cấu trúc thiết bị EDFA trong ứng dụng thông tin quang

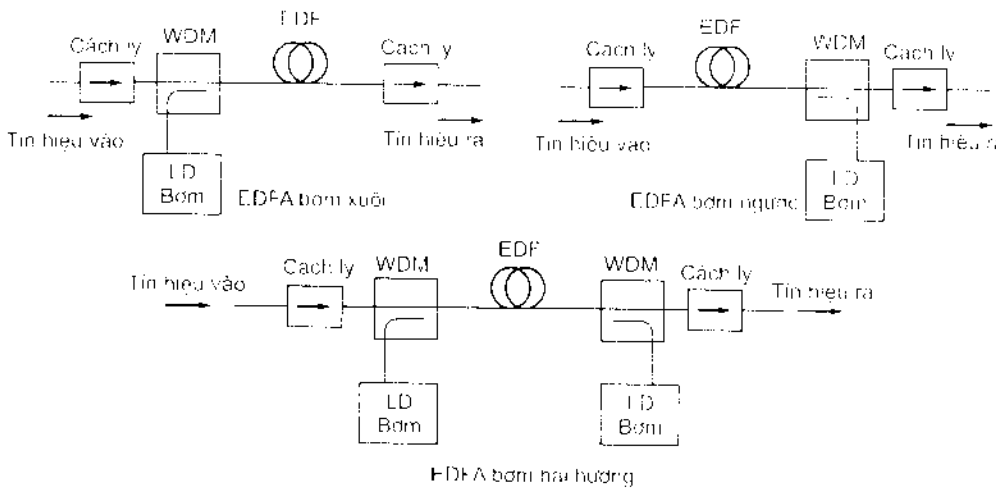
Để có thể sử dụng có hiệu quả khuếch đại quang sợi trong các hệ thống thông tin quang, thiết bị EDFA cần có những cấu trúc phù hợp với môi trường ứng dụng trên thực tế khai thác mạng lưới. Nhìn chung, do công nghệ khuếch đại quang EDFA tiên tiến, dễ dàng đạt được độ khuếch đại cao và nhiễu thấp cho nên nó có cấu trúc không phức tạp, mà lại rất thuận tiện cho việc thiết kế, lắp đặt và khai thác trên mạng thông tin quang. Trong phần này, chúng ta hãy xem xét các cấu trúc tiêu biểu của các loại thiết bị EDFA để qua đó thấy được các đặc tính phù hợp của nó trong từng ứng dụng cụ thể. Trước hết chúng ta bắt đầu từ việc khảo sát các cấu hình chuẩn, lấy đây làm cơ sở để có điều kiện so sánh với các cấu hình tiên tiến sau này.

8.4.1.1. Các cấu hình EDFA tiêu chuẩn

rong ứng dụng các hệ thống thông tin quang, các bộ khuếch đại quang sợi Erbium EDFA thường ở dưới dạng cấu trúc mô-đun. Ngoài ra, EDFA được kết hợp với các thiết bị khác như bộ phát quang hoặc thu quang tuỳ thuộc vào các ứng dụng khác nhau. Nhìn chung, các cấu hình EDFA được phân loại thành ba loại chính (loại cơ bản) theo các cấu hình bơm gọi là các mô-đun tiêu chuẩn. Đó là cấu hình bơm xuôi, bơm ngược và bơm hai hướng (hai chiều) như được chỉ ra ở hình 8.30.

Như đã diễn giải chi tiết về đặc tính khuếch đại và nhiễu của EDFA trong các phần trước, ta biết rằng cấu hình bơm xuôi đơn hướng có thể cho ra các đặc tính nhiễu thấp, và phù hợp với ứng dụng làm tiền khuếch đại PA (Pre-Amplifier); trong khi đó cấu hình bơm ngược đơn hướng cho ra công suất đầu ra cao phù hợp với các bộ khuếch đại công suất (khuếch đại tăng cường) BA (Booster Amplifier). Vì thế, trong trường hợp yêu cầu cả hai đặc tính nhiễu thấp và đầu ra cao, cấu hình bơm hai hướng là phù hợp nhất. Tuy nhiên, loại bước sóng bơm phải được xác định cho từng ứng dụng. Các thành

phần chính của EDFA như được chỉ ra là sợi pha tạp Erbium (EDF), nguồn ánh sáng LD bơm, coupler WDM và các bộ cách ly. Chức năng của coupler WDM trong EDFA là ghép hoặc tách ánh sáng tín hiệu và ánh sáng bơm. Để ngăn ngừa dao động laser không mong muốn từ mode cộng hưởng Fabry-Perot và sự phản xạ ánh sáng từ các yếu tố khác, cả hai bộ cách ly phụ thuộc phân cực được đặt ở các đầu vào và ra của EDFA. Một bộ lọc quang băng thông thường được đặt tại đầu ra của EDFA để chặn nhiễu lượng tử tự phát và nhiễu phách tự phát - tự phát.



Hình 8.30: Ba cấu hình chủ yếu của các mô-đun EDFA

Vì có nhiều các thành phần được xen vào dọc theo phần truyền dẫn tín hiệu của EDFA nên có những suy hao xen lần cần được tính đến. Như vậy, khuếch đại G của EDFA phải chịu thiệt thòi công suất bao gồm: suy hao sợi EDF, suy hao của WDM, suy hao các bộ cách ly, suy hao bộ lọc quang và các suy hao ghép nối giữa sợi EDF và sợi thụ động tiêu chuẩn. Hơn thế nữa, các thành phần này cũng làm tăng hệ số nhiễu NF của EDFA. Suy hao xen của coupler WDM và suy hao ghép nối giữa sợi tiêu chuẩn và EDF để bơm ánh sáng sẽ làm giảm công suất bơm vào sợi EDF. Điều này làm giảm khuếch đại tín hiệu G và công suất đầu ra, và làm tăng NF trong EDF. Trong thực tế, vì EDF tối ưu có đường kính trường mode nhỏ và chỉ số chiết suất cao hơn so với sợi tiêu chuẩn, việc hàn nối thông thường sẽ có một suy hao đáng kể. Rất may là kỹ thuật nối TEC được sử dụng đã cho ra được suy hao ghép nối thấp với giá trị ít hơn ~0,1 dB cho cả ánh sáng bơm và ánh sáng tín hiệu.

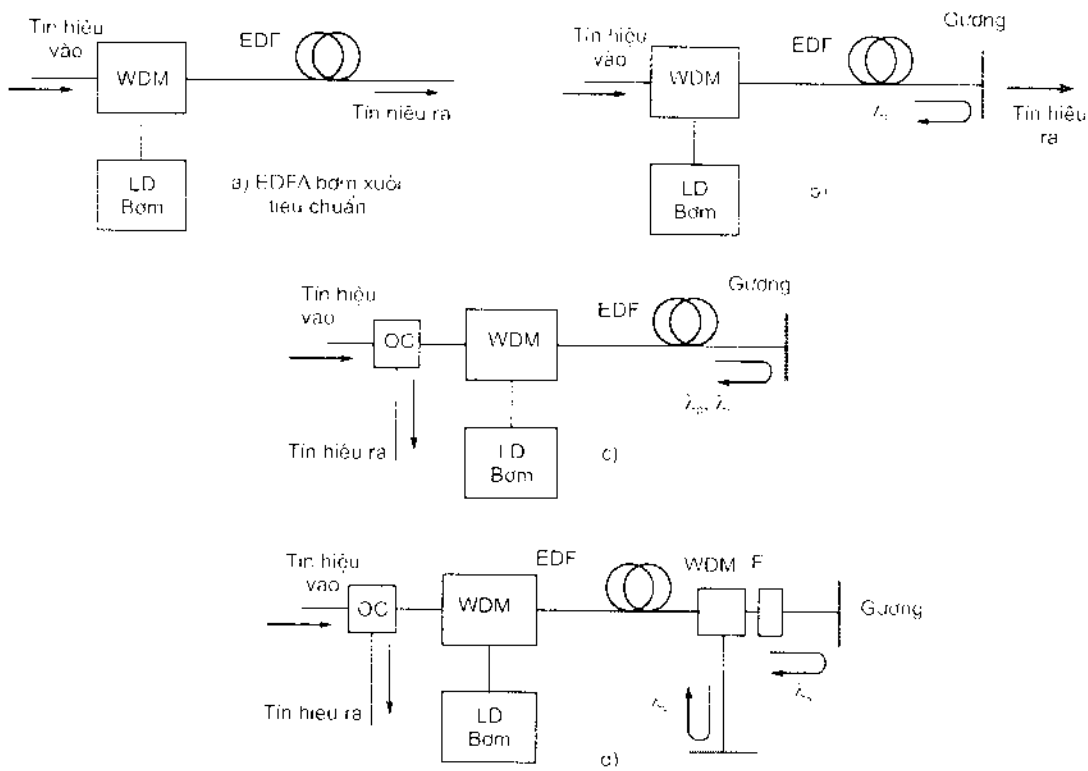
Các mode mô-đun EDFA trong thực tế với vùng bơm hiệu quả 980 nm và 1480 nm đã được thực hiện tốt nhờ việc chế tạo thành công các mô-đun phát quang LD có đuôi sợi ra. Từ kết quả này, các đặc tính khuếch đại của mô-đun EDFA được cải thiện đáng kể ở nhiều phòng thí nghiệm trên thế giới. Một số các chức năng tiên tiến khác được thêm vào như tự động điều khiển khuếch đại AGC (Automatic Gain Control) và tự

động điều chỉnh công suất APC (Automatic Power Control) để có được các ứng dụng ổn định trong các hệ thống thông tin quang sợi thực tế. Các mô-đun EDFA đã được phát triển trong các hệ thống thông tin quang tương tự (analog) và số (digital). Ngoài ra, còn có các cấu hình khác phù hợp với các yêu cầu ứng dụng khác nhau đã được triển khai từ các dạng này. Mỗi một loại có các đặc trưng riêng của nó.

8.4.1.2. Các cấu hình EDFA cải tiến

a) Các bộ khuếch đại quang sợi phản xạ và hai hướng

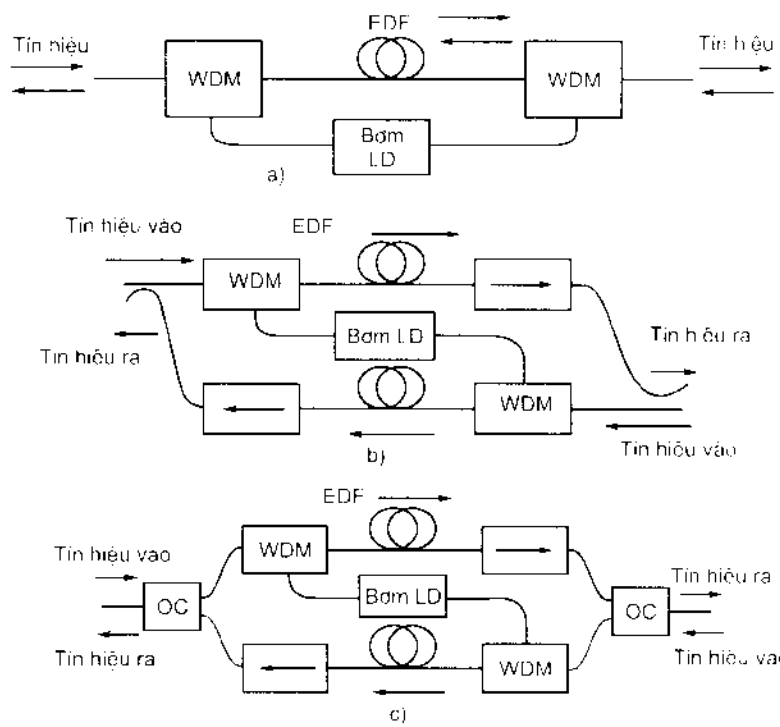
Từ các mô-đun tiêu chuẩn đơn hướng và hai hướng, các dạng cải tiến của nó đã được đưa ra với các cấu hình khác nhau. Trong các EDFA phản xạ, có loại dụng cụ (được gọi là gương, cách tử) được đặt tại đầu ra của EDFA để phản xạ cả ánh sáng bơm và tín hiệu; ánh sáng bơm và tín hiệu đi qua EDFA hai lần sẽ cho ra độ khuếch đại thực tăng lên [37, 105]. Các EDFA hai hướng cho phép tín hiệu truyền cả hai hướng (cấu hình bơm hai hướng đã được phân tích ở phần 8.4.1.1). So với các EDFA bơm xuôi tiêu chuẩn hình 8.31a), thì hình 8.31b) được minh hoạ cho ánh sáng bơm được phản xạ trong EDFA nhờ một gương lưỡng sắc; trong hình 8.31c) thì cả ánh sáng tín hiệu và ánh sáng bơm được phản xạ nhờ một gương băng rộng; hình 8.31d) được phát triển từ hình 8.31c) với sự thêm bộ lọc ASE. Các bộ vòng quang OC (Optical Circulator) trong các cấu hình ở hình 8.31c), d) có thể được thay thế bằng các bộ coupler 3 dB.



Hình 8.31: Các cấu hình EDFA phản xạ
(không bao gồm các bộ cách ly và lọc quang)

Các cấu hình này có thể cho ra khuếch đại tín hiệu tăng rất cao gần như gấp đôi so với cấu hình chuẩn do có sự khuếch đại đúp ở EDFA phản xạ tín hiệu. Trong khi đó, EDFA phản xạ cả bơm và tín hiệu cho ra sự cải thiện hệ số khuếch đại lớn nhất, có thể khoảng từ 7,5 dB/mW đến 22,5 dB/mW. Tuy nhiên, các kết quả thực nghiệm đã chỉ ra rằng hệ số nhiễu trong các cấu hình này luôn cao hơn hệ số nhiễu trong các cấu hình chuẩn. Các giá trị của hệ số nhiễu trong các cấu hình 8.31c) và d) thường là cao hơn cấu hình chuẩn vào khoảng 1,5 dB cho cả hai bước sóng bơm 980 nm và 1480 nm.

Các cấu hình EDFA hai hướng thường cho ra các ưu điểm hơn so với cấu hình phản xạ. Các hệ thống truyền dẫn đơn hướng có các bộ cách ly quang có thể được chuyển thành các hệ thống hai hướng và tương tác (lẫn nhau) bằng cách sử dụng các đôi sợi quang. Hình 8.32 mô tả cấu trúc ba cấu hình cơ bản cho các ứng dụng hai hướng. Cấu trúc đơn giản nhất được minh hoạ trong hình 8.32a). Đây là một EDFA được bơm hai hướng để đạt được các đặc tính nhiễu và bão hoà đồng dạng trong cả hai hướng mà không có các bộ cách ly. Các tín hiệu quang ở đầu vào tại cả hai đầu EDFA và vì vậy cấu hình này cũng được gọi là cấu hình hai hướng tín hiệu. Vì nó không sử dụng các bộ cách ly nên đền bù công suất phải được tính và độ khuếch đại của EDFA bị giới hạn ở mức thấp hơn 18 dB. Hơn thế nữa đền bù công suất như vậy sẽ dẫn đến giá thành đắt khi phải sử dụng nguồn công suất bão hoà rất cao.



Hình 8.32: Ba cấu hình hai hướng cơ bản của EDFA

Các cấu hình 8.32b) và c) được dựa trên nguyên tắc truyền dẫn tín hiệu hai hướng. Hình 8.32b) sử dụng các bộ coupler (chia-kết hợp) 3 dB sẽ có suy hao tín hiệu 4 dB. Hình 8.32c) sử dụng các bộ vòng quang độc lập phân cực để chia và kết hợp hai tín hiệu ngược nhau. Nếu như các bộ vòng quang OC (Optical Circulator) là lý tưởng, cấu hình này sẽ có ưu điểm là không có sự mất mát do hệ số nhiễu và suy hao phụ xảy ra, và không đòi hỏi phải dùng các bộ cách ly. Các bộ khuếch đại quang sợi hai hướng và các ứng dụng của nó có thể tham khảo trong [106, 107].

b) Tự động điều chỉnh khuếch đại và công suất

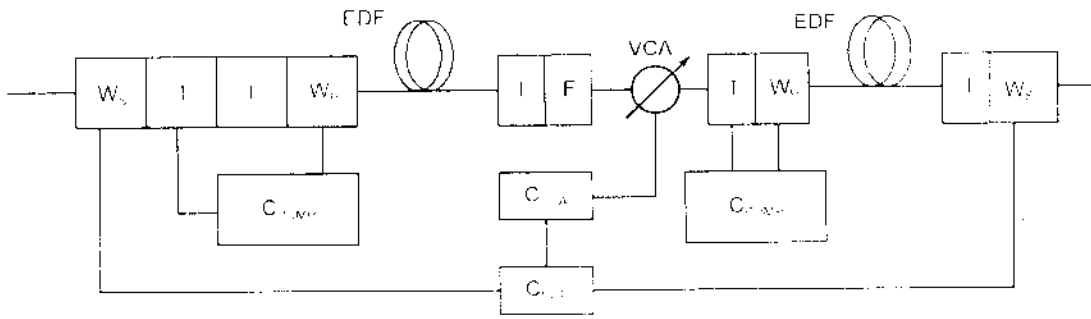
Trong các hệ thống được khuếch đại quang. Các đáp ứng phi tuyến của EDFA đối với tín hiệu đầu vào lớn sẽ dẫn đến sự biến đổi công suất ngoài ý muốn, và điều này sẽ làm suy giảm tỷ số lỗi bit của hệ thống. Trong các hệ thống sử dụng nhiều các bộ khuếch đại quang mắc chuỗi nối tiếp, ảnh hưởng của bão hoà khuếch đại tại bất kỳ trạng thái EDFA nào cũng đặc biệt có hại vì các chuỗi bộ khuếch đại được thiết kế để hoạt động tại mức thông suốt tín hiệu một cách chính xác [108].

Trong các hệ thống thông tin quang sử dụng kỹ thuật ghép kênh theo bước sóng WDM, công suất tổng từ sự xếp chồng của vài kênh quang có thể thay đổi một cách ngẫu nhiên theo thời gian. Điều này cũng gây ra trôi (transient) công suất tín hiệu và sự điều chế trong kênh tần số thấp ngoài ý muốn [109, 110, 111]. Trong các hệ thống có EDFA, sự nhạy cảm phân cực nhỏ của các thành phần quang sẽ tích luỹ dọc theo chuỗi và trôi phân cực tín hiệu có thể dẫn tới sự thay đổi suy hao hệ thống trong chốc lát. Ngoài ra, sự già hoá theo thời gian của các diode laser bơm trong các EDFA cũng có thể dẫn tới tăng dần suy hao tín hiệu. Như vậy, thực hiện việc điều chỉnh khuếch đại là cần thiết, và giải pháp cho các vấn đề ở trên là tự động điều chỉnh khuếch đại AGC. AGC duy trì độ khuếch đại của EDFA ở mức cố định trong thời gian có sự xáo trộn trôi tín hiệu hoặc thay đổi suy hao hệ thống. AGC cũng có thể thể hiện chức năng quan trọng của quá trình tuyến tính hoá độ khuếch đại. Mặt khác, một vài thiết bị và các ứng dụng hệ thống (tức là chuyển mạch quang phi tuyến, các mạng sợi quang) yêu cầu công suất tín hiệu đầu ra không đổi, vậy thì những sự thăng giáng công suất đầu ra phải được chặn giảm. Điều này có thể đạt được nhờ quá trình tự động điều chỉnh công suất APC. AGC có chức năng cố định độ khuếch đại và sự thay đổi công suất tín hiệu đầu ra, còn APC sẽ cố định công suất tín hiệu đầu ra và sự thay đổi độ khuếch đại. AGC đòi hỏi ba chức năng chính sau đây:

- Tách những biến đổi công suất tín hiệu tương ứng với mức chuẩn nào đó.
- Phát tín hiệu lỗi.
- Lưu giữ các điều kiện đầu ứng với không có lỗi

Ba chức năng này có thể được thực hiện bằng quang điện cho mạch đi hoặc về. Chúng ta có thể tham khảo hai giải pháp là AGC có điều khiển bơm và điều khiển tín

hiệu. Các AGC có điều khiển bơm sẽ thực hiện nếu bão hoà khuếch đại bằng việc tăng bơm; còn AGC có điều khiển tín hiệu thì duy trì mức bão hoà như một hằng số. Cả hai đều đưa ra sự tuyến tính hoá độ khuếch đại EDFA, tức là quan hệ $P_s^{out}/P_s^{in} = G$ = hằng số giữ cho bất kỳ một công suất tín hiệu đầu vào P_s^{in} nào cũng đổ vào dải động đã cho. Hình 8.33 chỉ ra AGC được áp dụng cho sơ đồ EDFA hai trạng thái tiêu biểu. Bộ khuếch đại EDFA hai trạng thái bao gồm hai sợi EDF với hai nguồn bơm nhằm để cho ra EDFA có độ khuếch đại cao. Cấu hình này thuộc loại EDFA hai trạng thái khuếch đại phẳng, hay dùng cho các hệ thống thông tin quang WDM [109].



Hình 8.33: Cấu hình EDFA hai trạng thái khuếch đại phẳng có AGC và bộ suy hao đặt giữa hai trạng thái

Các ký hiệu trong hình 8.33 minh hoạ như sau: C_{PCM} là điều khiển diode laser LD bơm, C_{SLP} là điều khiển kênh giám sát, VCA là bộ suy hao có điều khiển điện áp, C_{VCA} là điều khiển VCA, F là bộ lọc, I là bộ cách ly, W_P là coupler WDM cho bơm LD, W_S là coupler WDM cho bơm kênh giám sát.

c) Cân bằng và làm phẳng phổ khuếch đại

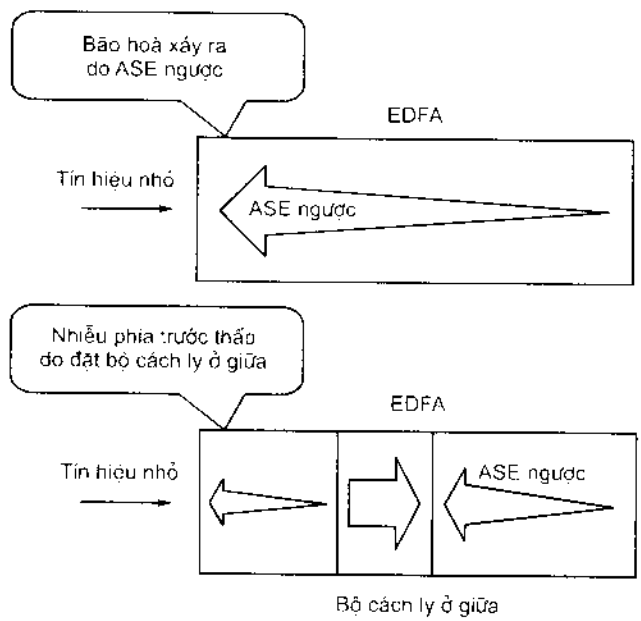
Cân bằng phổ khuếch đại là rất quan trọng đối với các ứng dụng EDFA trong hệ thống đa kênh quang WDM. Như ta đã biết rằng băng tần khuếch đại là không đồng đều về phổ và thể hiện một vài gợn sóng, những sự khác nhau về độ khuếch đại thường xảy ra ở các kênh quang có khoảng cách bước sóng lớn. Trong các hệ thống thông tin quang sử dụng chuỗi dài các bộ khuếch đại quang trên đường truyền, ngay cả những sự khác nhau nhỏ về phổ khuếch đại cũng có thể dẫn tới những khác biệt lớn về công suất tín hiệu thu được. Điều này gây ra sự khác nhau lớn về BER giữa các tín hiệu thu được tới mức thậm chí không thể chấp nhận được. Đối với một vài kênh quang được ghép, sự khác biệt công suất có thể xảy ra ở đầu ra hệ thống do sự bù khuếch đại không đủ dọc theo chuỗi các bộ khuếch đại. Ngoài ra bức xạ tự phát được khuếch đại ASE được phát trong vùng khuếch đại cao nhất (gần với đỉnh tại bước sóng 1,53 μm), các bộ EDFA không được cân bằng sẽ sinh ra bão hoà khuếch đại đồng đều, điều này gây ảnh hưởng tới các kênh WDM tại các bước sóng dài hơn. Như vậy thì việc cân bằng khuếch đại

cũng là một điều mong muốn đối với các hệ thống analog cho méo cấp hai sinh ra do sự nghiêng khuếch đại.

Cân bằng khuếch đại có nghĩa là làm cho khuếch đại đồng đều ở các kênh quang riêng rẽ. *Làm phẳng khuếch đại* nghĩa là tạo ra được băng tần phổ khuếch đại đều nhau. Như vậy, khi ở trường hợp ứng dụng hai kênh, cân bằng khuếch đại có thể được thực hiện nhờ các biện pháp đơn giản như sau. Với một EDFA có độ dài L đã cho, công suất bơm có thể được chọn để các độ khuếch đại trong các vùng đỉnh và vai gần các bước sóng 1,53 μm và 1,54 μm là chính xác bằng nhau, vì sự khác biệt là do ảnh hưởng của sự tái hấp thụ tín hiệu ở bước sóng ngắn. Một cách cân bằng khuếch đại khác là đặt các kênh quang tại các bước sóng mà nó cho ra các độ khuếch đại bằng nhau ở điều kiện bơm lớn nhất.

Một phương pháp thứ hai để cân bằng và làm phẳng khuếch đại là sử dụng các bộ lọc quang thụ động. Phương pháp này dựa trên việc sử dụng đỉnh băng tần hoặc bộ lọc "notch" có điều chỉnh gần với đỉnh khuếch đại. Việc kết hợp của truyền dẫn có bộ lọc phụ thuộc bước sóng và khuếch đại EDFA sẽ tạo ra được độ phẳng phổ khuếch đại thực. Việc cân bằng khuếch đại cho EDFA cũng có thể đạt được bằng cách sử dụng bộ lọc quang tích cực. Trong các bộ lọc tích hợp âm thoa quang có điều chỉnh AOTF (Acoustic-Optic Tunable Filtes), truyền dẫn tại bước sóng đã cho có thể được điều khiển bằng việc điều chỉnh tần số trung tâm và công suất của tín hiệu RF điều khiển. Bằng cách điều khiển AOTF với một số bước sóng mang phụ RF, việc điều khiển truyền dẫn có thể đạt được đồng thời cho các bước sóng quang khác nhau.

d) Các cấu trúc EDFA cải tiến đặc tính khác



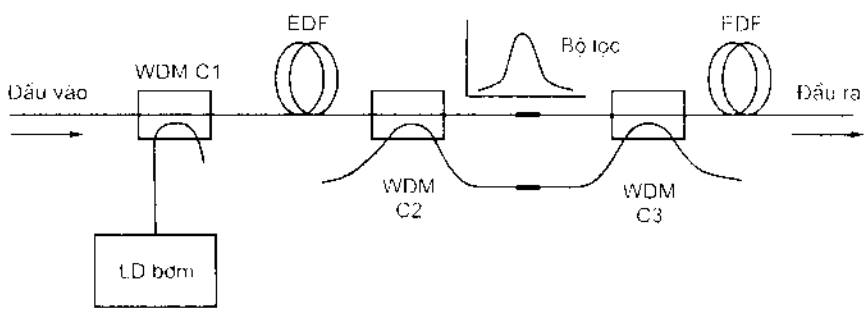
Hình 8.34: Sự giảm NF do ASE ngược và loại trừ ASE ngược bằng bộ cách ly

Để cải thiện đặc tính của bộ khuếch đại EDFA, có một số các cấu trúc biến đổi có sự thay đổi chút ít về cấu hình của EDFA. Trong các cấu hình này, đầu tiên cần phải kể tới là cấu hình thay đổi độ dài sợi pha tạp Erbium EDF để thu được độ khuếch đại cao hơn. Tuy nhiên cần phải chú ý tới nhiễu của EDFA, vì công suất bơm cao thường được sử dụng ở cấu trúc này.

Phương pháp thứ hai là EDFA được tách độ dài EDF thành hai phần bằng bộ cách ly. S. Yamashita và T. Okoshi [112], O. Lumholt và các tác giả [113] đã phân tích lý thuyết và tiến hành thực nghiệm về vấn đề này. Trong phương pháp này, một bộ cách ly được đặt ở giữa sợi pha tạp Erbium để chặn nhiễu ASE. Phương pháp này tạo ra được khuếch đại tăng và làm giảm hệ số nhiễu NF của EDFA. Hình 8.34 chỉ ra nguyên lý làm giảm NF và loại trừ ASE bằng bộ cách ly.

Phương pháp thứ ba để tăng độ khuếch đại của EDFA là đặt thêm vào độ dài EDF một bộ lọc quang băng thông hẹp. Như vậy, phương pháp này đã sử dụng bộ lọc quang thay cho bộ cách ly quang trong phương pháp thứ hai đã mô tả ở trên [114, 115]. Hình 8.35 chỉ ra cấu trúc bộ khuếch đại EDFA áp dụng phương pháp này.

Bằng việc sử dụng bộ cách ly quang hoặc bộ lọc thì ta có thể cải thiện được độ nhạy thu [37, 38]. Tuy nhiên, vị trí của cả bộ cách ly và bộ lọc trong hai phương pháp này cần được khẳng định. Từ các thí nghiệm ở trên, kết quả đã chỉ ra rằng vị trí tối ưu của bộ cách ly quang là vào khoảng 25% đến 40% độ dài sợi tính từ đầu vào cho cả các bộ khuếch đại được bơm cùng và hai hướng. Vị trí tối ưu của bộ lọc quang được tìm ra là ở khoảng 42% tính từ đầu vào độ dài tổng của bộ khuếch đại.



Hình 8.35: Cấu hình EDFA có bộ lọc quang được xen vào độ dài sợi EDF

8.4.2. Các ứng dụng của EDFA trong các hệ thống thông tin quang

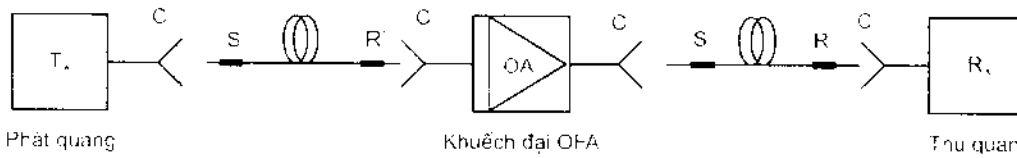
Các bộ khuếch đại quang sợi pha tạp Erbium EDFA có một tác động lớn trong thông tin quang. Việc phát triển các hệ thống thông tin quang sợi qua hơn 20 năm đã định hướng tập trung vào trọng tâm của việc phát triển các hệ thống thông tin tốc độ bit cao và cự ly xa. Các hệ thống như vậy đòi hỏi một quỹ công suất quang lớn trên một hệ thống tốc độ cao. Như vậy, việc sử dụng các bộ EDFA là cách tốt nhất để thoả mãn

được các yêu cầu này. EDFA đã được phát minh vào năm 1987, rồi các nhà nghiên cứu thiết bị nhanh chóng công nhận một thực tế của nó, và họ đã nhận thấy EDFA như là liều thuốc bách bệnh cho các hệ thống thông tin tốc độ cao trong tương lai. Chỉ sau vài năm tiếp theo sự phát minh cơ bản và cải tiến các thiết kế, EDFA được bơm bằng laser bán dẫn LD đã nhanh chóng vượt qua được tất cả các yêu cầu chất lượng hệ thống. Các ưu điểm cơ bản và tiềm tàng bên trong của EDFA có thể kể đến là độ khuếch đại cao, nhiễu thấp (nhiễu giới hạn lượng tử), suy hao xen thấp, không nhạy cảm với phân cực và không xuyên kênh cùng với khả năng bơm LD thực tiễn, là câu trả lời cho sự tiến cử nhanh của nó trong việc thực hiện trên hệ thống thực tế. Có một đặc điểm đáng lưu ý là quá trình khuếch đại của EDFA là độc lập với tốc độ bit. Đây là một lợi thế đầy sức mạnh bởi vì việc nâng cấp hệ thống thông tin quang có nghĩa là chỉ thay đổi các thiết bị phát và thu. Các EDFA đã đặt sẵn ở một vị trí nào đó đều có thể hoạt động tốt cho các tốc độ bit nâng cấp trong tương lai. Tác động của EDFA vào thông tin quang có thể tiến tới đỉnh cao của nó trong các hệ thống truyền dẫn qua đại dương, còn đối với các ứng dụng khác mới chỉ là bắt đầu. Đó là tất cả các hệ thống trên đất liền như mạng sợi quang hoá, kế hoạch nâng cấp các hệ thống trên sợi đơn mode, các mạng phân bố tương tự hoặc truyền hình số. Việc phát triển của công nghệ EDFA trong môi trường này còn có khả năng hoàn thiện hơn, chứa đựng các đặc tính cấu trúc, các giao thức và các tiêu chuẩn đa dạng. Trong lĩnh vực mạng quang nội hạt, EDFA còn có nhiều những tiềm ẩn xa hơn.

Hiện tại, các hệ thống được khuếch đại quang đã được triển khai có hiệu quả trong thực nghiệm và hiện trường cho cả các hệ thống đơn kênh và đa kênh. Các hệ thống 100 Gbit/s với cự ly 560 km, 10 Gbit/s với cự ly không trạm lặp là 285 km, 10 Gbit/s × 10 kênh WDM truyền dẫn trên 1200 km, 320 Gbit/s (32 × 10 Gbit/s WDM) truyền dẫn trên 500 km, 640 Gbit/s trên cự ly 1200 km, 1,04 Tbit/s [58, 60] với các sợi đơn mode thông thường đã được triển khai thành công vài năm trước đây. Các kết quả thu được đã khẳng định các ứng dụng rộng rãi của EDFA, và việc đầu tư nghiên cứu EDFA luôn rất cần thiết cho thông tin quang tương lai.

8.4.2.1. Các ứng dụng trên các hệ thống tuyến tính số

Nhìn vào vị trí các bộ khuếch đại quang sợi OFA (Optical Fiber Aplifier) mà tiêu biểu là EDFA trên các hệ thống thông tin quang, ITU-T đã phân cấp các thiết bị OFA theo từng ứng dụng của chúng. Các thiết bị OFA có thể được sử dụng làm bộ khuếch đại công suất (khuếch đại tăng cường) BA, khuếch đại đường truyền LA, hoặc tiền khuếch đại PA. Theo các tiêu chuẩn này, thiết bị OFA (PA, LA hoặc PA) được đặt dọc theo tuyến quang, sẽ được xem như là phần tử riêng rẽ đặt giữa các điểm tham chiếu S và R được xác định trong các khuyến nghị G.955 và G.957 cho các thiết bị đầu cuối và trạm lặp như chỉ ra ở hình 8.36 [29, 33].



S: Điểm tham chiếu của sợi quang chỉ ngay sau bộ nối quang C của bộ phát quang
R: Điểm tham chiếu của sợi quang chỉ ngay trước bộ nối quang C của bộ thu quang
S': Điểm tham chiếu của sợi quang chỉ ngay sau bộ nối quang C của thiết bị OFA.
R': Điểm tham chiếu của sợi quang chỉ ngay trước bộ nối quang C của thiết bị OFA

Hình 8.36: Kế hoạch xen các bộ khuếch đại quang sợi vào các hệ thống thông tin quang

Căn cứ vào việc xác định BA, LA và PA và theo cấu hình tham khảo đã chỉ ra ở hình 8.36, ta có các cấu hình ứng dụng thiết bị OFA với các cấu trúc khác nhau như được chỉ ra ở hình 8.37. Trong các cấu trúc này, LA có thể thể hiện bằng chỉ một hoặc hai hoặc lớn hơn các bộ khuếch đại đường truyền được mắc chuỗi nối tiếp nhau. Sau đây, ta khái quát chức năng của ba vị trí ứng dụng như sau

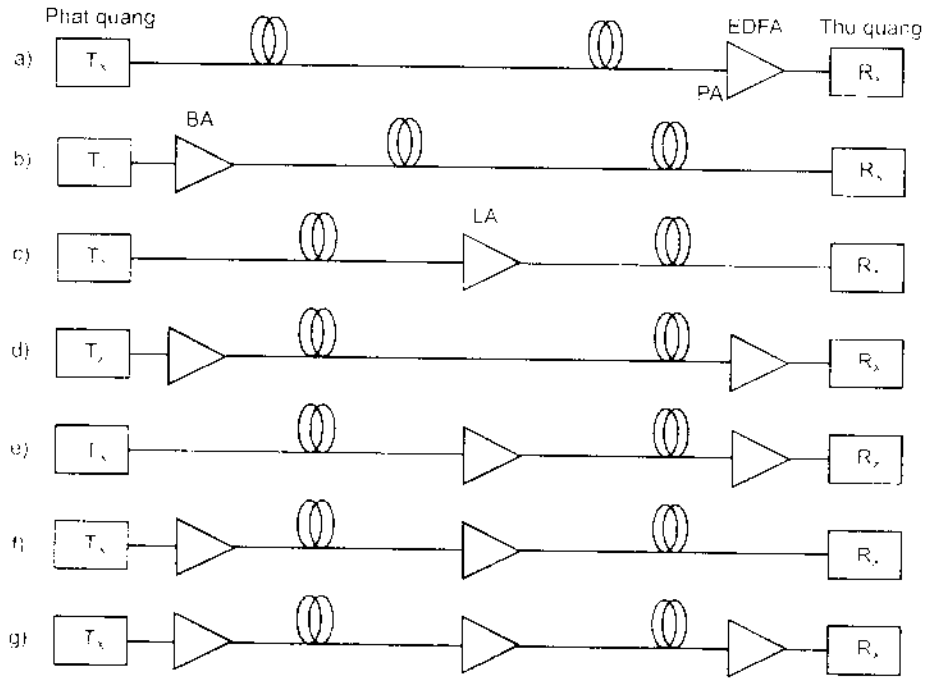
• *Bộ tiền khuếch đại quang*

Ứng dụng cơ bản nhất của các bộ khuếch đại quang sợi là tiền khuếch đại PA (Pre-Amplifier). Các bộ tiền khuếch đại quang là thiết bị OFA có khuếch đại cao và nhiễu rất thấp được dùng trực tiếp ở ngay trước bộ thu quang để cải thiện độ nhạy thu. Nhìn chung, vì PA là rất gần với bộ thu quang, nên chức năng hoạt động, quản lý và bảo dưỡng (OAM) cho PA có thể chung hoặc không chung với bộ thu quang. Khi suy hao quang giữa PA và bộ thu quang bằng 0 dB, ta có một thiết bị là sự tổ hợp của PA và bộ thu quang được gọi là bộ thu được (có) khuếch đại quang. Như vậy bộ thu được khuếch đại quang OAR (Optically Amplified Receiver) là một hệ thống phụ OFA mà trong đó bộ tiền khuếch đại quang được tích hợp với bộ thu quang, sẽ tạo ra bộ thu có độ nhạy thu cao hơn bộ thu khi không có PA.

• *Độ khuếch đại công suất quang*

Bộ khuếch đại công suất (tăng cường) BA (Booster Amplifier) là thiết bị OFA có công suất bão hoà cao được dùng trực tiếp ngay sau bộ phát quang để tăng mức công suất quang đầu ra. Có một sự khác nhau đáng kể giữa BA và PA là BA không yêu cầu nghiêm ngặt về nhiễu và không có bộ lọc quang. Điều giống với PA là các chức năng OAM đối với PA có thể chung hoặc không chung với bộ phát quang. Ứng dụng của BA chỉ có thể hấp dẫn trong các trường hợp các vị trí trung gian với thiết bị tích cực ở ngoài ý muốn hoặc không thể tiếp cận được, ví dụ như là các hệ thống dưới biển. Giống như OAR, bộ phát được (có) khuếch đại quang OAT (Optically Amplified Transmitter) là hệ thống phụ OFA mà trong đó bộ khuếch đại công suất quang được tích hợp với bộ

phát quang laser, và cho ra được bộ phát có công suất cao hơn khi chưa có khuếch đại quang. Điều này có nghĩa rằng suy hao giữa BA và bộ phát quang là bằng 0 dB trong OAT.



Hình 8.37: Các cấu trúc khác nhau cho các hệ thống sử dụng các bộ khuếch đại quang sợi

• *Bộ khuếch đại đường truyền*

Bộ khuếch đại đường truyền LA (Line Amplifier) là thiết bị OFA có nhiễu thấp được dùng ở giữa các phần sợi thụ động truyền dẫn tín hiệu để tăng độ dài khoảng lặp, hoặc đối với cấu hình nối đa điểm thì nó có thể bù các suy hao rẽ nhánh trong mạng truy nhập quang. Các bộ khuếch đại đường truyền có thể thay thế một vài hoặc toàn bộ các trạm lặp thông thường trong tuyến truyền dẫn dài. Ta có thể dễ dàng nhận thấy rằng một bộ khuếch đại LA có thể thay thế nhiều thiết bị lặp thông thường, và đó là ưu điểm rõ ràng trong việc giảm đáng kể lượng thiết bị trên tuyến. Tuy nhiên trong trường hợp có nhiều thiết bị OFA được mắc chuỗi nối tiếp nhau, chúng có thể làm suy yếu đặc tính hệ thống do có sự tích luỹ nhiễu, tính phụ thuộc vào phổ của khuếch đại tổng, các ảnh hưởng của phân cực và tán sắc cũng như các hiệu ứng phi tuyến. Các kết quả thực nghiệm đã chỉ ra rằng đặc điểm chung trên toàn bộ hệ thống trong trường hợp các bộ khuếch đại đường truyền được mắc chuỗi sẽ phức tạp hơn nhiều so với đặc điểm của hệ thống chỉ có vài bộ khuếch đại đường truyền. Đặc biệt, khuếch đại tổng của chuỗi các bộ khuếch đại đường truyền sẽ có phần đỉnh nhô lên ở vùng gần bước sóng xác định tuỳ thuộc vào cấu hình bộ khuếch đại đã xác định, và điều này dẫn đến sự giảm khả năng sử

dụng OFA trong vùng bước sóng hoạt động [116]. Vì thế, thiết kế cho các hệ thống này sẽ khó hơn rất nhiều so với tình thế chỉ sử dụng ít bộ khuếch đại quang mắc chuỗi.

Việc sử dụng các thiết bị LA cho các hệ thống truyền dẫn quang phải bảo đảm tách được các kênh thông tin đang có trong hệ thống để cho phép các chức năng cảnh báo, giám sát và kiểm tra từ xa hoạt động trong các tuyến có các LA được đặt.

1. Các ứng dụng đơn kênh

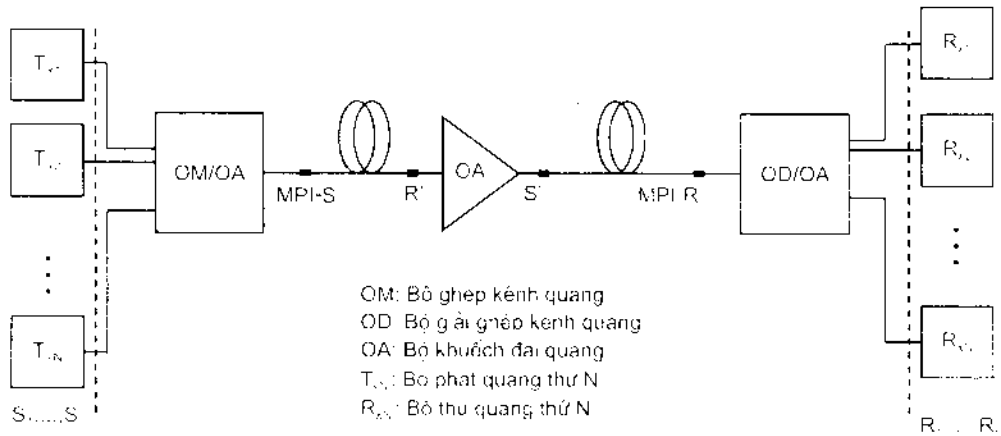
Các bộ khuếch đại quang sợi OFA được dùng cho các hệ thống thông tin quang như tiền khuếch đại, khuếch đại công suất và khuếch đại đường truyền đã thể hiện được các đặc điểm tiên tiến cho các hệ thống đơn kênh quang. Như đã đề cập từ trước, những ứng dụng của OFA cho phép triển khai các tuyến thông tin có cự ly xa và tốc độ bit rất cao. Đối với ứng dụng này, các khuyến nghị ITU-T G.691 (hoặc G.SCS), G.663 (G.OA3), G.681 đã đưa ra các giá trị cho các tham số giao diện, các khía cạnh ứng dụng có liên quan của các thiết bị khuếch đại quang và hệ thống phụ, và các đặc tính chức năng cho các hệ thống truyền dẫn quang từ nội đài tới đường dài và rất dài [31, 116, 117]. Các diễn giải trước đây về ứng dụng OFA được dùng chung cho các hệ thống truyền dẫn quang. Tuy nhiên, cũng dễ để nói rằng đây là các vấn đề liên quan tới các hệ thống đơn kênh. Như vậy các bộ khuếch đại quang sợi đã có được các ứng dụng đa dạng trong mạng quang.

2. Các ứng dụng nhiều kênh

Ứng dụng của khuếch đại quang OFA trong các hệ thống nhiều (đa) kênh quang là một trong các ứng dụng quan trọng nhất. Nhiều các kênh quang có thể được khuếch đại thông qua một bộ khuếch đại quang sợi cùng một lúc [118, 119, 120]. Điều này chứng tỏ khả năng của bộ khuếch đại quang sợi pha tạp Erbium khuếch đại phẳng [104, 109]. Các khuyến nghị ITU-T G.mes, G.692, G.681 đã đưa ra các khía cạnh và các giá trị của giao diện quang cho các hệ thống nhiều kênh có OFA [30, 32, 117]. Hình 8.38 chỉ ra sự thể hiện của các hệ thống thông tin quang nhiều kênh sử dụng các bộ khuếch đại quang.

Nhìn chung, các ứng dụng của OFA trong các hệ thống nhiều kênh quang hứa hẹn một dung lượng lớn được truyền trên sợi đơn mode thông thường với một cự ly dài. Số các kênh được truyền có thể là rất lớn khi sử dụng kỹ thuật ghép kênh quang theo tần số OFDM (Optical Frequency Division Multiplexing) và kỹ thuật ghép kênh quang theo thời gian OTDM (Optical Time Division Multiplexing) mà ở đó từng kênh quang có tốc độ nhiều Gbit/s. Như vậy, chỉ có bộ khuếch đại quang sợi mới có thể khuếch đại và làm thoả mãn yêu cầu khắt khe cho các hệ thống này. Lại một lần nữa OFA chứng tỏ khả năng có thể loại bớt hàng loạt các trạm lặp thông thường đang tồn tại trên tuyến, và trong trường hợp các tuyến mới thì không cần thiết phải xây dựng nhiều trạm lặp. Ứng dụng này cho phép thực hiện xây dựng hệ thống nhiều kênh rất dài mà không có trạm

lặp. Hơn thế nữa, OFA cống hiến cho ta các hệ thống nhiều kênh quang rất linh hoạt khi đồng thời truyền nhiều kênh quang trên cùng một sợi quang với các tốc độ bit khác nhau.



Hình 8.38: Hệ thống thông tin quang nhiều kênh với các bộ khuếch đại quang

Các ứng dụng của bộ khuếch đại quang sợi cho các hệ thống thông tin quang nhiều kênh là rất có ý nghĩa. Tuy nhiên, cũng cần phải lưu ý một số các yếu tố nảy sinh làm suy yếu hệ thống trong trường hợp này. Ngoài việc hệ thống cũng phải chịu ảnh hưởng giống như các hệ thống đơn kênh quang, các hệ thống nhiều kênh quang phải chịu thêm các ảnh hưởng làm suy giảm đặc tính hệ thống chẳng hạn như các hiệu ứng phi tuyến trộn bốn sóng FWM, điều chế pha chéo XPM, tán xạ Raman kích thích SRS. Như vậy, cần phải có biện pháp tính toán phòng ngừa khi thiết kế hệ thống nhiều kênh để hạn chế bớt ảnh hưởng có hại này. Trong các hệ thống nhiều kênh quang cũng cần phải đặc biệt lưu ý đến phổ khuếch đại trong trường hợp tuyến có nhiều bộ khuếch đại LA mắc chuỗi.

3. Ứng dụng cho các hệ thống Soliton

Các hệ thống truyền dẫn Soliton tách sóng trực tiếp có các xung Soliton quang số RZ. So với các hệ thống tuyến tính, các hệ thống Soliton có khả năng tiềm tàng lớn hơn, và có cả tốc độ bit và cự ly truyền dẫn lớn hơn. Thực sự, các kỹ thuật tái phát hoàn toàn quang chỉ có thể được thực hiện với các Soliton mà nó cho phép hạn chế được các ảnh hưởng suy giảm tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR. Vì thế mà trong các hệ thống Soliton, cự ly truyền dẫn có thể tăng vô tận. Người ta gọi các hệ thống Soliton sử dụng các kỹ thuật này như là hệ thống Soliton tích cực. Ngược lại các hệ thống Soliton thụ động sử dụng cùng các thành phần như trong các hệ thống tuyến tính tách sóng trực tiếp, trừ bộ phát quang. Từ năm 1993, cự ly truyền dẫn và tốc độ bit lớn nhất đã đạt được trong các loại hệ thống Soliton, gồm cả hệ thống tích cực hoặc thụ động, sợi đơn mode tán sắc dịch chuyển DSF (Dispersion-shifted Single mode Fiber) hoặc sợi đơn mode thông thường

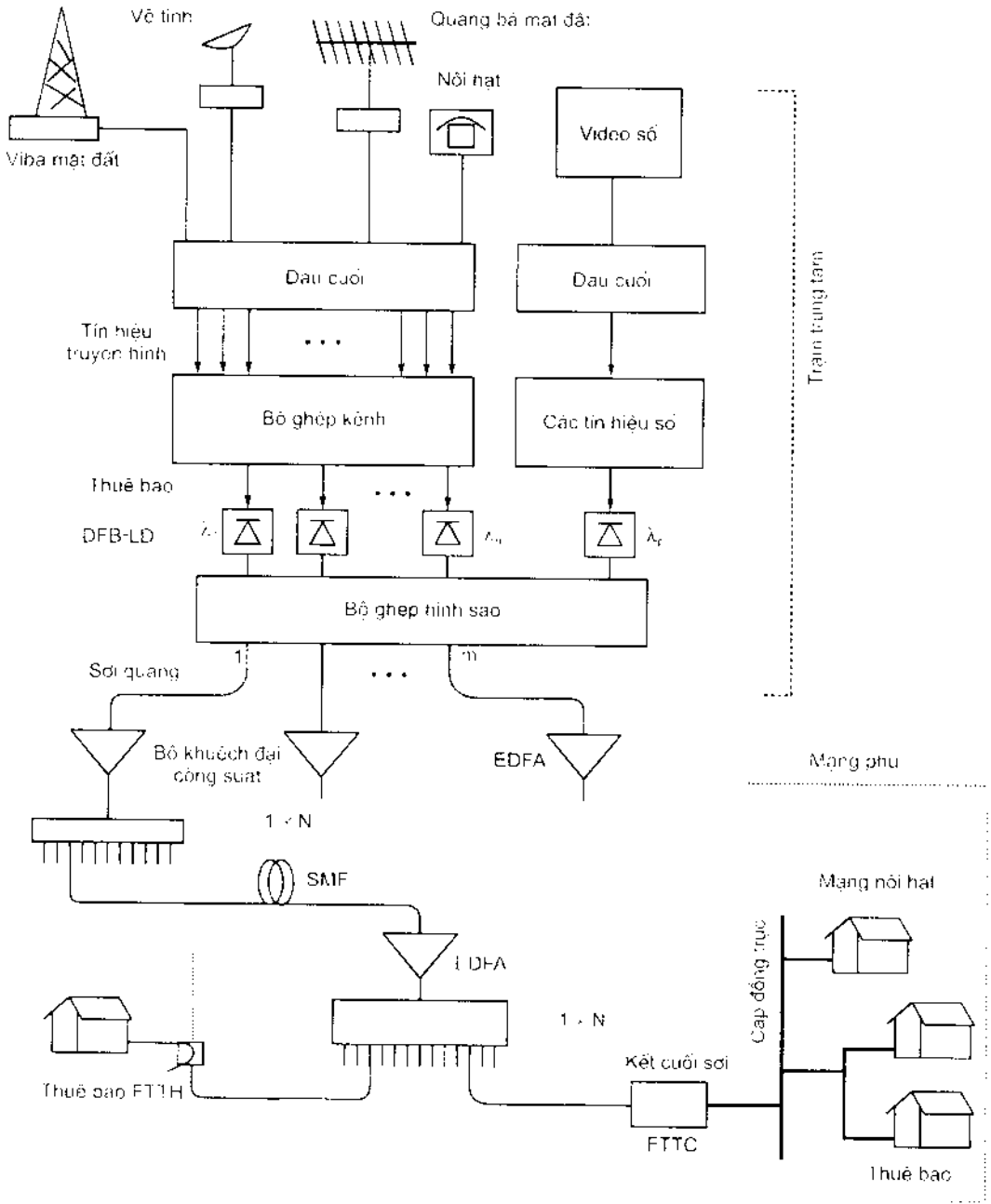
SMF, đơn kênh hoặc WDM, và với BER ≤ 10^{-9}. Các kết quả từ hai nhóm như sau: các hệ thống truyền thẳng với các tốc độ bit từ 4 Gbit/s tới 80 Gbit/s và cự ly truyền dẫn tới 1200 km; và các thí nghiệm mạch vòng với các tốc độ bit từ 2 Gbit/s tới 20 Gbit/s với cự ly từ 4200 km tới 10^6 km [105]. Cho tới nay, dung lượng cao nhất đạt được trong các hệ thống Soliton truyền thẳng là 20.4 Tbit/s.km, tương ứng với cự ly truyền dẫn 1020 km tại tốc độ bit WDM tổng 20 Gbit/s. Ở các thí nghiệm mạch vòng và trong trường hợp các hệ thống Soliton thụ động, dung lượng cao nhất đã đạt được là 110 Tbit/s.km ứng với cự ly 11000 km tại tốc độ bit WDM tổng 10 Gbit/s.

Với quá trình phát triển các hệ thống tuyến tính, ta có thể hy vọng sự tăng vững vàng về chất lượng trong các hệ thống Soliton truyền thẳng trong vài năm tới. Với trường hợp này, các bộ khuếch đại quang sợi là không thể thiếu được trong các hệ thống Soliton. Các hệ thống này là các hệ thống có môi trường truyền dẫn gần như hoàn toàn quang, vậy thì việc bù suy hao chỉ có thể thực hiện bởi EDFA. Các chức năng khác bao gồm: tái tạo thời gian, cũng có thể được thực hiện thông qua tính đa dạng của các thiết bị bán dẫn với sợi quang.

8.4.2.2. Các ứng dụng trong hệ thống tương tự

Ứng dụng của các thiết bị khuếch đại quang sợi EDFA không chỉ giới hạn trong các hệ thống số. Truyền dẫn quang tương tự thông qua các hệ thống có EDFA có xu hướng đóng một vai trò ngày càng quan trọng trong tương lai gần. Những ứng dụng có ý nghĩa của EDFA đã được chứng minh bằng việc xem xét cấu hình ứng dụng trong mạng phân bố tín hiệu video (tức là CATV và HDTV), các mạng quang sử dụng kỹ thuật ghép kênh sóng mang phụ, và truyền tải dữ liệu tương tự trong môi trường kết hợp điện từ. Ảnh hưởng của EDFA trong các hệ thống tương tự có thể được diễn tả giống như đã thảo luận trong các hệ thống số. Điều này có nghĩa rằng EDFA có thể được sử dụng trên các hệ thống thông tin quang tương tự như bộ tiền khuếch đại PA để cải thiện độ nhạy thu của bộ thu tương tự, như bộ khuếch đại công suất BA để tăng cường quỹ công suất quang của tuyến truyền dẫn analog, và như các bộ khuếch đại đường truyền LA để tăng cự ly truyền dẫn của hệ thống. Ngoài ra, các ưu điểm lớn khác của EDFA cũng có thể được đề cập tới chúng, có thể sử dụng nó giống như các bộ lặp thụ động đặt trong môi trường nhiễu thấp và phi tuyến thuần nhất.

Trong các hệ thống CATV, khuếch đại quang EDFA đóng cả vai trò như bộ khuếch đại công suất và bù suy hao chia quang. Trong thực tế, dung lượng tiềm tàng của các hệ thống quảng bá WDM CATV có sử dụng EDFA được diễn giải bằng số các kênh video và số người sử dụng là lớn thực sự. Phần lớn các kênh video sử dụng EDFA là do nó có băng tần rộng, và hơn nữa là để tận dụng băng tần rất lớn của sợi quang đơn mode.



Hình 8.39: Mạng tổng thể phát quảng bá CATV dựa trên các hệ thống có khuếch đại EDFA

Hình 8.39 mô tả bối cảnh cấu trúc chung của mạng quảng bá truyền hình video được xây dựng dựa trên các hệ thống có khuếch đại quang. Trên thực tế thì các tín hiệu video có thể được phát từ các nguồn phát khác nhau như vệ tinh, quảng bá, viba mặt đất, phân bố nội hạt. Các tín hiệu video số hoặc tín hiệu dữ liệu cũng có thể được cấp đến cho hệ thống. Tại các trạm trung tâm hoặc trạm thu, các tín hiệu video tương tự (analog) tương ứng với các kênh TV riêng rẽ được ghép kênh sóng mang phụ SCM và

được cấp cho các diode laser LD một tần số hoạt động tại các bước sóng mang λ_1, ..., λ_n. Sau đó tất cả các tín hiệu quang được ghép kênh thông qua bộ ghép coupler $m \times m$ và được khuếch đại nhờ các thiết bị khuếch đại công suất EDFA. Tín hiệu đã ghép được đưa vào mạng trước hết được chia thông qua coupler hình cây $1 \times N$, rồi sau đó được truyền đi dọc theo bó sợi quang đơn mode SMF. Quá trình khuếch đại công suất và chia quang có thể diễn ra lặp lại tại một số lần nào đó. Việc định tuyến bước sóng có thể được áp dụng để chia các sóng mang thành các nhánh khác nhau cho các mạng phụ. Tại phía thu, sợi quang có thể triển khai tới từng nhà riêng theo phương án cáp quang tới tận nhà FTTH (Fiber To The Home). Ngoài ra, cáp sợi quang cũng có thể lắp đặt tới các thiết bị thu được đặt tại địa điểm gần với khu cực dân cư theo giải pháp sợi quang tới vùng dân cư FTTC (Fiber To The Curb). Trong các hệ thống CATV, các bộ khuếch đại quang EDFA đóng cả vai trò bộ khuếch đại công suất và bộ bù suy hao cho chia quang.

8.4.2.3. Các ứng dụng trong mạng nội hạt

Trong phần này, chúng ta hãy tổng quát lại những ứng dụng của EDFA trong mạng nội hạt LAN (Local Area Network). Quan điểm cơ bản về mạng nội hạt đã được S.D. Personick xác định rằng "mạng nội hạt được xác định như một hệ thống truyền tải thông tin mà nó thực hiện sự kết nối các thực thể phân bố ở trong một cấu trúc hoặc một vùng địa lý". Một định nghĩa chi tiết hơn phân biệt được mạng nội hạt LAN mà nó mở rộng trên phạm vi vài kilômét, từ vùng đô thị và mạng diện (mở) rộng (MAN, WAN), mở rộng từ 100 km đến 1000 km tương ứng. Trong trường hợp mạng quang, có một sự nhận biết quan trọng tồn tại giữa mạng quang thụ động PON (Passive Optical Network) và mạng toàn quang AON (All Optical Network). Trong mạng PON, sợi quang đóng vai trò kết nối thụ động băng rộng. Mạng hình sao thụ động, mạng đa truy nhập cũng là sự hiện diện của mạng PON. Như vậy mạng PON có thể chứa đựng các bộ khuếch đại EDFA đóng vai trò như các bộ khuếch đại công suất, đường truyền hoặc trạm lặp. Trong mạng toàn quang AON, vai trò của các phần tử thiết bị điện bị giảm chỉ còn tồn tại ở các chức năng cơ bản tại các thiết bị đầu cuối, trong khi đó vai trò quang được nhấn mạnh hơn để áp dụng băng tần sợi quang. Như vậy, AON lý tưởng là một mạng mắt lưới không gián đoạn được cấu trúc từ các luồng quang, nó bao gồm các thiết bị quang hoá và EDFA.

Các bộ khuếch đại EDFA phân bố hoặc tập trung (khối) hiển nhiên là phù hợp trong nhiều loại topo mạng LAN có các cấu trúc bus. Dung lượng của các mạng LAN như vậy bị giới hạn nhiều do suy hao trội, suy hao rẽ nhánh, và suy hao truyền dẫn gây ra. Các bộ EDFA có thể được dùng để bù suy hao dọc theo bus. Chúng có thể được dùng như một môi trường truyền dẫn trong ứng dụng phân bố. Ngoài ra, một ưu điểm khác nữa của bộ khuếch đại trong mạng này là làm tăng số các trạm và độ dài bus, mà nó thường bị giới hạn bởi quỹ công suất.

Mạng LAN kiểu ring dùng cho các ứng dụng tập trung cũng được các nhà nghiên cứu lý thuyết quan tâm. Sự khác nhau chính giữa LAN bus và LAN ring là mạng LAN ring cho phép ASE tích luỹ và đi vòng không giới hạn. Các EDFAs có tự động điều chỉnh công suất APC có thể được áp dụng trong mạng LAN ring tự phục hồi. Cuối cùng, đặc tính của các mạng LAN với các cấu trúc hình sao có thể được tăng cường nhờ các EDFA. Nó đóng góp phần quan trọng là bù được suy hao cho các bộ ghép hình sao thụ động.

8.5. HỆ THỐNG THÔNG TIN QUANG SỬ DỤNG KHUẾCH ĐẠI QUANG

8.5.1. Giới thiệu chung

Như đã biết rằng, khuếch đại quang thực hiện khuếch đại trực tiếp tín hiệu quang và vì thế cho phép tăng quỹ công suất quang trên hệ thống thông tin quang. Như vậy sự có mặt của các thiết bị khuếch đại quang trên tuyến truyền dẫn đã làm thay đổi đặc tính hệ thống thông qua tín hiệu truyền trên sợi quang đã được khuếch đại và nhiễu của hệ thống. Rõ ràng rằng khi mà hệ thống thông tin quang được lắp đặt thêm các thiết bị khuếch đại quang, nó sẽ trở thành hệ thống mới có những đặc điểm khác với hệ thống không sử dụng khuếch đại quang. Khi đó sẽ có nhiều câu hỏi đặt ra cho việc xác định cấu hình hệ thống và cần phải xem xét các yếu tố tác động trên toàn bộ hệ thống.

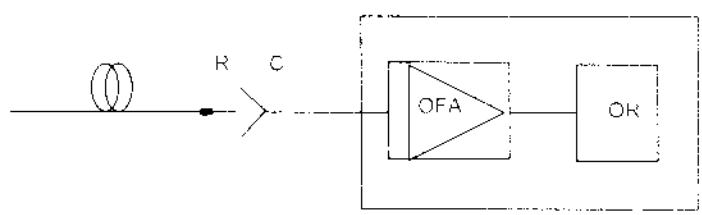
Trong hệ thống thông tin quang, để đánh giá hệ thống thì thường người ta dựa vào tín hiệu phía thu quang vì thiết bị thu sẽ phản ánh toàn bộ đặc tính hệ thống. Như vậy, để tiện cho việc xem xét hệ thống có khuếch đại quang, cách tốt nhất là ta hãy quy về việc khảo sát bộ thu có khuếch đại quang OAR (Optically Amplified Receiver) [37, 38, 121]. Điều này có nghĩa rằng trong hệ thống sử dụng khuếch đại quang sợi, ta coi bộ khuếch đại quang là thuộc về thiết bị thu quang dù cho nó có thể cách xa thiết bị thu quang photodiode, trên cơ sở đó khảo sát sự tương tác các tham số trong hệ thống. Các tham số quan trọng nhất ở đây là tín hiệu và các thành phần nhiễu. Chúng cho phép xác định tỷ số tín hiệu trên nhiễu điện eSNR (electrical SNR), và từ đó xác định độ nhạy thu cũng như đặc tính BER của hệ thống.

Các đặc tính nhiễu thấp của chúng là rất quan trọng để xây dựng cấu hình tối ưu của hệ thống thông tin quang được khuếch đại quang. Nếu ta coi bộ khuếch đại quang nằm ở trong thiết bị thu quang thì việc khảo sát hệ thống sẽ thông qua bộ thu OAR và được diễn giải như sau. Trong một bộ thu OAR, vì bộ khuếch đại quang (OA) đã được dùng trong hệ thống, cho nên không chỉ dòng photo tín hiệu được khuếch đại, mà nhiễu phát xạ tự phát của bộ khuếch đại quang cũng được thêm vào nhiễu tổng. Bản chất ngẫu nhiên của tín hiệu đến và các quá trình Gaussian của nhiễu cộng với tín hiệu có biên độ nhỏ đã làm cho quá trình phân tích hệ thống phức tạp lên rất nhiều. Trong các yếu tố quan trọng nhất của ánh sáng vật lý đi tới bộ tách sóng photo (đã trình bày ở chương 4)

tồn tại một thực tế là số các photon hoặc các lượng tử năng lượng là không xác định. Sự khuếch đại ánh sáng của bộ khuếch đại quang cần được hiểu đúng hơn là một quá trình nhận thêm photon và nó làm tăng tính không chắc chắn về số lượng các lượng tử. Đây cũng là lý do để biết rằng có một tính ngẫu nhiên kết hợp với bức xạ kích thích và vì quá trình bức xạ tự phát đã phát ra nhiễu phụ. Như vậy, các thành phần nhiễu luôn luôn là các yếu tố quan trọng nhất nhưng lại rất phức tạp trong khi xét đến ảnh hưởng của nó trong hệ thống có khuếch đại quang. Trong khi đó, điểm bắt đầu của quá trình nghiên cứu về tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu cũng như độ nhạy thu lại là các thành phần nhiễu, và chúng cần phải được làm sáng tỏ ngay từ đầu. Trong phần này, chúng tôi sẽ trình bày và phân tích về eSNR của bộ thu khuếch đại quang OAR. Như vậy, trước tiên là phải tìm được các thành phần nhiễu và tín hiệu của hệ thống. Từ đó tiến hành xác định tỷ số eSNR, vốn là một trong các tham số quyết định chất lượng hệ thống truyền dẫn.

8.5.2. Tỷ số tín hiệu trên nhiễu điện của hệ thống có khuếch đại quang

Để xét cấu hình của hệ thống được thuận tiện, ta hãy khảo sát sự kết hợp bộ khuếch đại quang sợi OFA (Optical Fiber Amplifier) và bộ thu quang photodiode p-i-n. ITU-T đã xác định thiết bị bao gồm bộ tiền khuếch đại OFA được tích hợp với bộ thu quang như là một hệ thống phụ. Khi suy hao giữa OFA và bộ thu quang không đáng kể, sự tích hợp này được gọi là bộ thu khuếch đại quang OAR. Việc phân cấp các hệ thống phụ OFA đã được xác định trong các Khuyến nghị G.662 và G.663, và sơ đồ mắc xen OFA trong OAR được mô tả như ở trong hình 8.40 [81]. Với xác định này, điểm tham chiếu R chỉ được xác định cho đặc tính của các tham số đầu vào OAR ở trước OFA. Bộ tiền khuếch đại quang PA (Pre-Amplifier) được sử dụng trong OAR thường là bộ EDFA có nhiễu rất thấp và khuếch đại cao. Đây là sự khác nhau đáng chú ý khi so với bộ khuếch đại công suất quang BA vì nó phải thu tín hiệu rất yếu và bị méo sau khi truyền dọc theo sợi quang.



Hình 8.40: Sơ đồ xen OFA trong bộ thu khuếch đại quang

Để phân tích bộ thu khuếch đại quang, ta coi OAR như một thiết bị hai phần mà trong đó các thành phần tín hiệu và nhiễu của khuếch đại quang và bộ thu quang có tương tác với nhau. Vì bộ OFA được đặt trước bộ thu quang OR (Optical Receiver), nó thu công suất tín hiệu quang P_s tại đầu vào của bộ thu khuếch đại quang, và bộ thu quang *p-i-n* sẽ thu công suất tín hiệu quang P_{s_1} đến từ đầu ra OFA tại đầu vào bộ thu

p-i-n. Như đã trình bày ở các chương 4 về các tham số đặc tính của bộ thu quang *p-i-n*, sự thể hiện của OAR có thể được diễn tả thông qua đặc tính của OFA và bộ thu quang. Như vậy, sơ đồ mẫu mô-đun cơ bản của OAR có thể được minh hoạ như trong hình 8.41 [37, 38]. Ta giả thiết bộ thu quang được đặc trưng bởi công suất đầu vào P_{in}, băng tần điện B_e, nhiễu nhiệt N_{th}, nhiễu phách tín hiệu - tự phát N_{s-sp}, nhiễu phách tự phát - tự phát N_{sp-sp}, và nhiễu lượng tử N_{sh}. Bộ khuếch đại quang được mô tả có băng tần quang B_o, khuếch đại G, và hệ số phát xạ tự phát N_{sp}. Thông thường thì có một bộ lọc quang F được đặt ở sau bộ khuếch đại quang để chặn bớt nhiễu phát xạ tự phát được khuếch đại ASE. Suy hao L giữa bộ khuếch đại quang và bộ thu quang trong OAR thường là rất nhỏ. Vấn đề quan trọng bây giờ là xác định các thành phần nhiễu lượng tử và nhiễu phách.

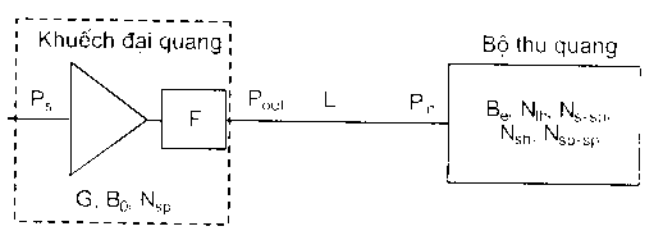
Để phân tích nhiễu lượng tử cho bộ thu khuếch đại quang OAR, ta có thể sử dụng tính chất thống kê trong tách sóng quang lượng tử theo như [37, 38], và hãy xem xét quá trình phát ra các điện tử photo trong trường hợp tín hiệu được khuếch đại với độ khuếch đại G của EDFA. Như đã thảo luận về nhiễu cường độ (nhiễu dòng photo), nhiễu lượng tử bao gồm nhiễu lượng tử của tín hiệu được khuếch đại và nhiễu phát xạ tự phát được khuếch đại ASE. Như vậy nếu gọi m_t là số các mode ngang (mode được phân cực) của bộ khuếch đại quang thì có thể viết ra dòng photo trung bình của nhiễu lượng tử cho bộ thu khuếch đại quang là:

$$I_{sh} = GI_s + m_t I_{sp} \tag{8-36}$$

ở đây I_s là dòng photo tín hiệu điện trung bình, I_{sp} là dòng nhiễu phát xạ tự phát. Như vậy, công suất nhiễu lượng tử (hoặc biến đổi nhiễu lượng tử) σ_{sh}^2 của bộ thu khuếch đại quang dựa trên nhiễu lượng tử tín hiệu và nhiễu lượng tử phát xạ tự phát là [122]:

$$N_{sh} = 2eB_e(GI_s + m_t I_{sp}) \tag{8-37}$$

với B_e là băng tần điện của bộ thu, e là điện tích điện tử. Ở đây đã sử dụng điều thực tế là những biến đổi công suất điện như là bình phương của dòng [1, 8, 15].



Hình 8.41: Mô-đun cơ bản của bộ thu quang sử dụng khuếch đại quang

Trong bộ thu khuếch đại quang, nhìn chung nhiễu nhiệt (cũng còn gọi là nhiễu Johnson hoặc nhiễu Nyquist) là nhiễu trội trong bộ thu photodiode *p-i-n*. Vì vậy, dòng nhiễu nhiệt được coi như là sự thể hiện của nhiễu bộ thu trong OAR và được viết là:

$$N_{th} = \frac{4k_B T B_e}{R_L} \tag{8-38}$$

ở đây k_B là hằng số Boltzman, T là nhiệt độ tuyệt đối, R_L là điện trở tải và B_e là băng tần điện (băng tần nhiễu hiệu dụng Δf) của bộ thu. Từ nhiễu tổng được khuyến nghị trong G.663 ITU-T [116], ta có thể viết tổng công suất nhiễu điện của bộ tách sóng là:

$$N_{total} = 2eB_e\left(GI_s + m_s I_{sp}\right) + N_{s-sp} + N_{sp-sp} + \frac{4k_B T B_e}{R_L} \tag{8-39}$$

ở đây N_{s-sp} và N_{sp-sp} tương ứng là các công suất nhiễu phách tín hiệu - tự phát và công suất nhiễu phách tự phát - tự phát; nhiễu phản xạ được coi là rất nhỏ và bỏ qua. Trong biểu thức (8-39), các thành phần nhiễu lượng tử và nhiễu nhiệt là hoàn toàn rõ ràng. Nhưng nhiễu phách tín hiệu - tự phát và nhiễu phách tự phát - tự phát là các thành phần rất phức tạp. Chúng không thể xác định thông qua phương pháp phân tích lượng tử này được. Tính toán chặt chẽ cho mật độ phổ công suất thông qua lý thuyết tách sóng quang lượng tử là không dễ dàng. Việc xác định các yếu tố này đòi hỏi có một kiến thức về mật độ phổ công suất trong khoảng băng tần tách sóng $(0, B_e)$ của nhiễu phách tương ứng. Vì thế, ta có thể sử dụng một lý thuyết gọi là bán cổ điển [37, 38].

Để xác định các thành phần công suất nhiễu phách, lý thuyết bán cổ điển mô tả rằng ánh sáng ở đầu ra bộ khuếch đại quang được thực hiện như là sự xếp chồng của trường tín hiệu cổ điển và trường nhiễu điện với các biên độ xác định, và nhiễu có pha ngẫu nhiên. Để đơn giản cho việc phân tích, ta giả thiết rằng các hệ số ghép là bằng 1, độ khuếch đại G của bộ khuếch đại quang là đồng đều trên băng tần quang B_o, và công suất tín hiệu đầu vào P_s tại tần số $\omega = 2\pi\nu$ được đặt ở tâm băng tần B_o. Khi đó, kết quả thu được cho hai mật độ phổ công suất nhiễu phách được cho như là:

Đối với nhiễu phách tín hiệu - tự phát:

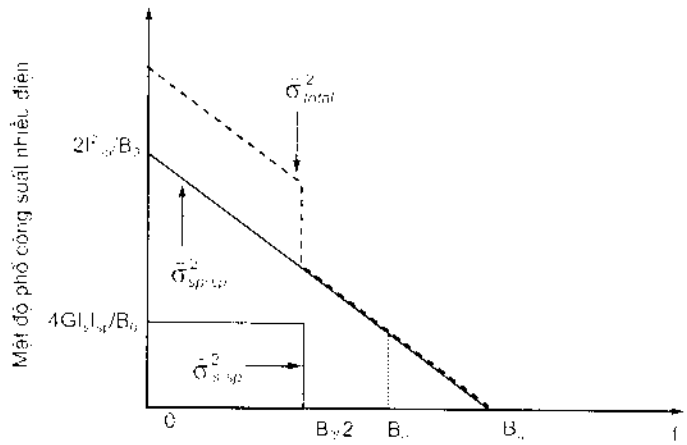
$$\sigma^2_{s-sp}(f) = 4\left(\frac{\eta e}{h\nu}\right)^2 P_s N_{sp} h\nu (G-1)G = 4\frac{1}{B_o} GI_s I_{sp} \tag{8-40}$$

và đồng dạng trong khoảng tần số $(0, B_o/2)$.

Đối với nhiễu phách tự phát - tự phát:

$$\sigma^2_{sp-sp}(f) = 2\frac{I^2_{sp}}{B_o}\left(1 - \frac{f}{B_o}\right) \tag{8-41}$$

và giảm tuyến tính với tần số tới khi triệt tiêu tại $f = B_o$. Hình 8.42 mô tả sự thay đổi mật độ công suất nhiễu điện của nhiễu phách tín hiệu - tự phát và nhiễu phách tự phát - tự phát.



Hình 8.42: Các mật độ phổ công suất điện của các nhiễu phách

Cả hai mật độ phổ đều tồn tại với $f \le B_o$ và bằng không khi $f > B_o$. Như vậy, các công suất nhiễu phách tổng rơi vào băng tần điện B_e được viết như sau:

$$N_{s-sp} = \sigma^2_{s-sp} = 4\frac{B_e}{B_o}GI_sI_{sp} \tag{8-42}$$

và

$$N_{sp-sp} = \sigma^2_{sp-sp} = 2\frac{B_e}{B_o^2}I_{sp}^2\left(B_o - \frac{B_e}{2}\right) \tag{8-43}$$

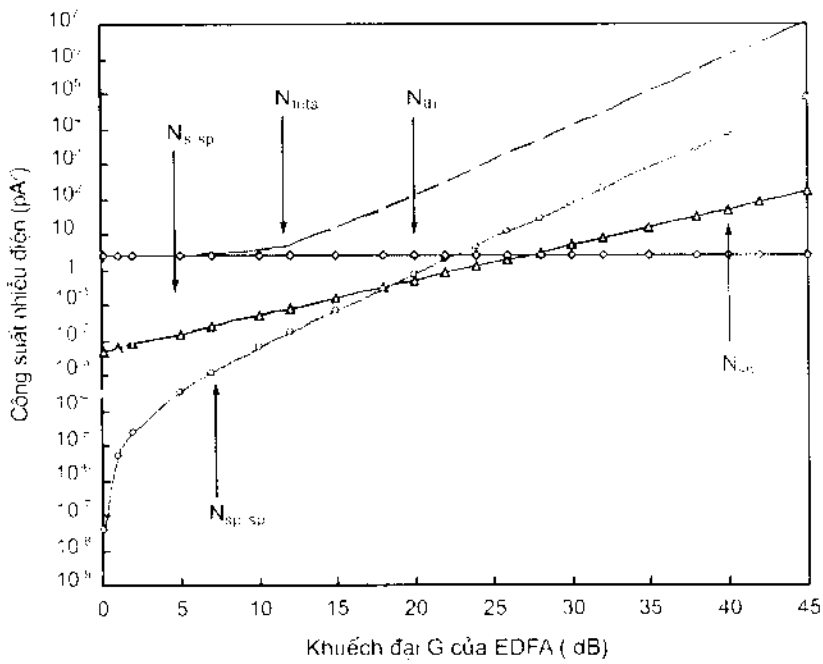
Với các thành phần nhiễu như ở trên, tổng các thành phần công suất nhiễu điện bộ tách sóng có thể được viết từ biểu thức (8-39) như là:

$$N_{total} = 2eB_e(GI_s + m_tI_{sp}) + 4\frac{B_e}{B_o}GI_sI_{sp} + 2m_t\frac{B_e}{B_o^2}I_{sp}^2\left(B_o - \frac{B_e}{2}\right) + \frac{4k_BTB_e}{R_L} \tag{8-44}$$

Đây là tổng của các thành phần nhiễu điện trong quá trình tách sóng không bao hàm nhiễu phản xạ. Ta có thể thấy rằng các thành phần nhiễu lượng tử tăng tỷ lệ với độ khuếch đại G của bộ khuếch đại, trong đó nhiễu lượng tử tín hiệu tỷ lệ với tín hiệu được khuếch đại và nhiễu lượng tử tự phát là một hằng số. Nhiễu phách tín hiệu - tự phát và nhiễu phách tự phát - tự phát tăng tỷ lệ với bình phương khuếch đại G. Như vậy chúng có thể trở thành lớn khi độ khuếch đại của bộ khuếch đại quang tăng. Trong khi đó nhiễu bộ thu *p-i-n* là một hằng số. Nó không phụ thuộc vào cả độ khuếch đại G và tín hiệu quang tại đầu vào OAR.

Để xem xét các thành phần nhiễu một cách chi tiết, chúng tôi thực hiện tính toán mô phỏng các thành phần nhiễu tại thiết bị thu quang sử dụng khuếch đại EDFA cho hệ thống 10 Gbit/s được thể hiện như ở các hình 8.43. Số liệu dùng để tính toán như sau: công suất tín hiệu đầu vào là -28 dBm, bước sóng tín hiệu là 1548 nm, hệ số nhiễu NF bằng 4 dB, băng tần quang 0,5 nm, băng tần điện 7,5 GHz, điện trở tải 50 Ω, dòng bộ

thu là 1,56 μA. Cũng trong các kết quả mô phỏng này, giả thiết rằng hiệu suất lượng tử $\eta = 1$, các hệ số ghép đầu vào và đầu ra của EDFA $\eta_{in} = \eta_{out} = 1$, và suy hao quang giữa EDFA và bộ thu $L = 0$ dB. Với các kết quả tính toán này, có thể thấy rằng các điều kiện khuếch đại thấp với $G < 10$ dB, nhiễu tổng chủ yếu phụ thuộc vào các nhiễu nhiệt bộ thu (nhiễu bộ thu) và nhiễu phách tín hiệu - tự phát. Trong khoảng $10 \le G \le 20$ dB, nhiễu tổng vẫn còn phụ thuộc vào các nhiễu phách tín hiệu - tự phát và nhiễu bộ thu. Trong khoảng $20 < G \le 30$ dB, nhiễu tổng chủ yếu chỉ phụ thuộc vào nhiễu phách tín hiệu - tự phát. Khi độ khuếch đại $G > 30$ dB, nhiễu tổng phụ thuộc vào các thành phần nhiễu phách tín hiệu - tự phát và phách tự phát - tự phát.



Hình 8.43: Các thành phần công suất nhiễu điện của 10 Gbit/s OAR với $B_e = 7,5$ Gbit/s, $B_o = 0,5$ nm, NF = 4 dB

Để xác định tỷ số tín hiệu trên nhiễu điện eSNR, trước hết ta biết rằng tín hiệu tại đầu vào bộ thu photodiode *p-i-n* đã được bộ thu khuếch đại quang nhân lên *G*. Mặt khác, các hệ số ghép giữa OFA và sợi truyền dẫn, giữa OFA và bộ thu và suy hao quang giữa OFA và bộ thu nên được xem xét. Như vậy, sau tách sóng quang luật bình phương, công suất tín hiệu thu được của bộ thu khuếch đại quang được viết là:

$$S = \left(GI_s L\eta_{in}\eta_{out}\right)^2 \tag{8-45}$$

ở đây η_{in} và η_{out} tương ứng là các hệ số ghép đầu vào và đầu ra của bộ khuếch đại quang, *L* là suy hao giữa bộ khuếch đại quang và bộ thu, I_s là dòng photo tín hiệu tương đương tại đầu vào bộ khuếch đại quang có thể được diễn giải tương ứng với các bit "1"

và "0" thu được như là $I_s(1) = 2RP_s r/(r+1)$ và $I_s(0) = 2RP_s/(r+1)$, với P_s là công suất tín hiệu trung bình tại đầu vào bộ khuếch đại quang, R là hệ số biến đổi dòng, và r là tỷ số phân biệt. Các thành phần nhiễu đã được phân tích ở trên cũng bị ảnh hưởng từ các hệ số ghép và suy hao L. Vì thế, khi tính toán thực tế cần phải tính cả các tham số này [123][124]. Như vậy có thể viết lại cho thành phần nhiễu lượng tử và các nhiễu phách như sau [42]:

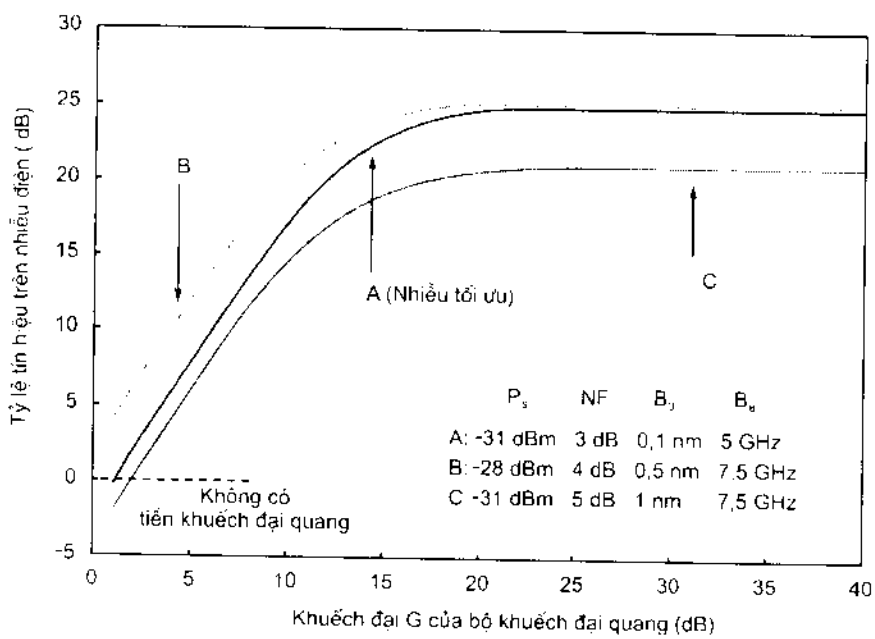
$$N_{sh} = 2eB_e\eta_{out}L\left(GI_s\eta_{in} + m_t I_{sp}\right) \tag{8-46}$$

$$N_{s-sp} = 4\frac{B_e}{B_o}\eta_{in}\eta_{out}^2 L^2 G I_s I_{sp} \tag{8-47}$$

$$N_{sp-sp} = 2m_t\frac{B_e}{B_0^2}\eta_{out}^2 L^2 I_{sp}^2\left(B_0 - \frac{B_e}{2}\right) \tag{8-48}$$

Trong trường hợp này, nhiễu nhiệt không chịu tác động của suy hao L và các hệ số ghép ở trên. Nếu như nhiễu lượng tử có thể bỏ qua vì nó thường rất nhỏ như đã thể hiện ở hình 8.43, và giả thiết rằng suy hao giữa bộ khuếch đại quang và bộ thu là 0 dB đối với OAR, các hệ số ghép đầu vào và đầu ra bộ khuếch đại là lớn nhất. Như vậy, có thể viết tỷ số tín hiệu trên nhiễu điện eSNR cho bộ thu khuếch đại quang là:

$$eSNR = \frac{P_s^2}{4\frac{B_e}{B_0}P_{sp}\frac{P_s}{G} + \frac{4k_BTB_e}{R_L}\left(\frac{h\nu}{\eta eG}\right)^2 + 2m_t\frac{B_e}{B_0^2}\frac{P_{sp}^2}{G^2}\left(B_0 - \frac{B_e}{2}\right)} \tag{8-49}$$



Hình 8.44: Tỷ số tín hiệu trên nhiễu điện của 3 bộ thu khuếch đại quang 10 Gbit/s [37, 38]

Hình 8.44 là kết quả tính toán mô phỏng cho các eSNR của các bộ thu quang OAR tại tốc độ 10 Gbit/s. Các giá trị của các tham số đặc tính cho cả bộ khuếch đại quang và bộ thu quang *p-i-n* bao gồm cả các giá trị lý tưởng (bộ thu A) và các giá trị tiêu biểu (bộ thu B, C). Vì thế các giá trị này có thể được dùng để khảo tốt cho các bộ thu OAR thực tế. Từ các kết quả tính toán trong hình này, có thể thấy rằng: tỷ số tín hiệu trên nhiễu điện eSNR tăng tỷ lệ với độ khuếch đại của bộ khuếch đại quang dưới chế độ khuếch đại thấp; bắt đầu tăng chậm khi độ khuếch đại tăng trong khoảng $15 \leq G \leq 30$ dB. Trong vùng G lớn hơn 30 dB, eSNR tiến tới giới hạn trên eSNR lớn nhất và trở nên bão hoà.

8.5.3. Độ nhạy thu của bộ thu có khuếch đại quang

Độ nhạy thu của các hệ thống thông tin quang mà không có các bộ khuếch đại quang đã được thể hiện tốt ở tốc độ bit BER = 10^{-9}. Trong khi đó việc xác định độ nhạy thu của các hệ thống sử dụng các bộ khuếch đại quang là rất khó, vì độ nhạy thu ở đây được xác định tại tỷ lệ lỗi bit nhỏ tới 10^{-12} đến 10^{-15}. Như đã biết rõ rằng, sử dụng các bộ khuếch đại quang làm các bộ tiền khuếch đại là để cải thiện độ nhạy thu của các hệ thống tách sóng trực tiếp tín hiệu. Điều không may là, nhiễu trội trong OAR là nhiễu bức xạ tự phát được khuếch đại ASE lại thêm vào với nhiễu tổng, làm cho việc tính toán độ nhạy thu càng thêm phức tạp. Đã có một số phương pháp báo cáo về phân tích độ nhạy thu của hệ thống này, nhưng nhìn chung đều là các phương pháp tính toán rất phức tạp [125, 126, 127], và rất khó có thể ứng dụng được trong thực tế. Ngoài ra trong việc tính toán của họ thường phải có các điều kiện được sắp đặt trước.

Để xác định được chính xác độ nhạy thu của OAR, hệ thống cần được nghiên cứu thoả đáng bởi vì có một loạt các vấn đề liên quan như sau. Các bộ thu khuếch đại quang thường thu công suất tín hiệu quang rất nhỏ tại bước sóng ở vùng 1550 nm nơi mà tồn tại tán sắc sợi lớn. Các bộ thu này hoạt động ở tốc độ bit cao cho cự ly xa. Hơn thế nữa, nhiễu trội như là nhiễu phách tín hiệu - tự phát luôn xuất hiện trong thiết bị. Tất cả các yếu tố này làm giảm các tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR và làm suy yếu đặc tính hệ thống. Vì vậy, ngoài tín hiệu và các thành phần nhiễu, méo dạng sóng và giao thoa giữa các ký tự ISI do tán sắc vận tốc nhóm GVD và tự điều chế pha SPM (Self-Phase Modulation) cần được tính đến. Ngoài ra, tích luỹ nhiễu trong các hệ thống có các bộ khuếch đại quang mắc nối chuỗi cũng làm giảm chất lượng của hệ thống. Sự suy giảm hệ thống do hiệu ứng trộn bốn bước sóng FWM và điều chế pha chéo XPM (Cross Phase Modulation) cũng cần được lưu ý khi bộ thu được đặt trong các hệ thống truyền dẫn WDM. Các ảnh hưởng này được chứa đựng trong tín hiệu quang đi tới bộ thu.

Trong bộ sách này, chúng tôi sử dụng phương pháp tiếp cận theo tính xấp xỉ Gaussian đơn giản thông qua việc phân tích có tính tới nhiễu tuyến tính từ bức xạ tự phát được khuếch đại, méo dạng sóng và ISI như đề cập ở trên [37, 38]. Vì thế, độ nhạy

thu được xác định một cách chính xác cho tỷ số lỗi bit BER rất thấp như đã giới thiệu trong [124]. Để xác định độ nhạy thu cho bộ thu khuếch đại quang, ta dựa trên quan hệ giữa BER và hệ số Q. Phương pháp chính xác ở đây để xác định mối quan hệ giữa độ nhạy thu và hệ số Q là sử dụng mạch quyết định để đò mẫu rào hình mắt ở mọi bit trong chùm số. Điều này có nghĩa rằng các dòng photo tương ứng với các bit "1" và "0" được lấy trung bình trên tổng các bit. Bằng cách đối sử như vậy, độ nhạy thu của OAR có thể được phân tích một cách rõ ràng ở bất kỳ tốc độ bit nào và tỷ số lỗi bit nào trong các hệ thống thông tin được khuếch đại quang. Nó cũng phù hợp cho các ứng dụng hệ thống khuếch đại quang, đặc biệt là cho các hệ thống sử dụng EDFA.

Giả thiết rằng thiết bị phát quang sử dụng laser bán dẫn đơn mode được điều biến cường độ và hoạt động tại vùng bước sóng 1550 nm. Dạng sóng tín hiệu quang đến bộ thu được mô tả như là một chùm xung liên tục gồm N bit, và ở dạng mã (NRZ: Non-Return-to-Zero). Như vậy $P(t)$ là công suất quang thu được tại đầu vào bộ thu OAR, như là một chuỗi xung số nhị phân đến có thể được mô tả như [8] là:

$$P(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k h_p(t - kT_b) \tag{8-50}$$

ở đây b_k là một tham số biên độ thể hiện ký tự tín hiệu thứ k, nó lấy các giá trị nhị phân "1" và "0". $T_b = 1/B$ mà trong đó B là tốc độ bit, được gọi là khe thời gian. Sau tách sóng và lọc tại bộ thu, tín hiệu điện sẽ được lấy mẫu tại từng khoảng T_b một cách đều đặn, và các thời gian lấy mẫu được cách nhau bằng T_b ($t = t_D$, $t_D - T_b$, $t_D - 2T_b$,..., $t_D - (N - 1)T_b$). $h_p(t)$ là dạng xung thu được và dương với mọi t, và được chuẩn hoá như là:

$$\int_0^{NT_b} h_p(t)dt = NT_b \tag{8-51}$$

Trong trường hợp này, sau tách sóng và lọc, tín hiệu điện được lấy mẫu tại các khoảng T_b đều đặn, và dòng thu được từ chuỗi của các mẫu dòng là:

$$i_k = I_p(t_D - kT_b) \tag{8-52}$$

ở đây I_p là dòng photo được phát ra từ bộ tách sóng được mô tả trong chương 4.

Các biến đổi nhiễu được viết như là:

$$\sigma_k = \sigma(t_D - kT_b) \tag{8-53}$$

Trong trường hợp này, các nhiễu phách có thể được lấy xấp xỉ bằng tính thống kê Gaussian. Tỷ lệ lỗi bit BER thu được bằng cách lấy trung bình BER của tất cả tỷ lệ lỗi bit của từng khe thời gian lấy mẫu $t = t_D$. Vì thế, ta có thể thu được BER như sau [42, 124]:

$$BER = \frac{1}{N}\left(\sum_{k=1}^{N} \frac{1}{\sigma_k\sqrt{2\pi}} \int_{I_D}^{\infty} exp\left[-\frac{(I-i_k)^2}{2\sigma_k^2} \right] dI + \sum_{k=1}^{N} \frac{1}{\sigma_k\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{I_D} exp\left[-\frac{(I-i_k)^2}{2\sigma_k^2} \right] dI \right)$$

$$= \frac{1}{2} erfc\left(\frac{Q_k}{\sqrt{2}} \right) \qquad (8\text{-}54)$$

ở đây, số hạng đầu tiên thể hiện là một xác suất có điều kiện để mạch quyết định điện tách nhầm bit "1" được lấy trung bình trên N bit khi bit "0" thu được ở đầu vào, và được gọi là P(1/0). Số hạng thứ hai là xác suất có điều kiện để mạch quyết định điện tách nhầm bit "0" được lấy trung bình trên N bit khi bit "1" thu được ở đầu vào, và được gọi là P(0/1). I_D là mức ngưỡng tại mạch quyết định. Tương tự như trong chương 4, ta có thể viết BER như sau:

$$BER = \frac{1}{N\sqrt{2\pi}} \sum_{k=1}^{N} \frac{1}{Q_k} exp\left(-\frac{Q_k^2}{2} \right) \qquad (8\text{-}55)$$

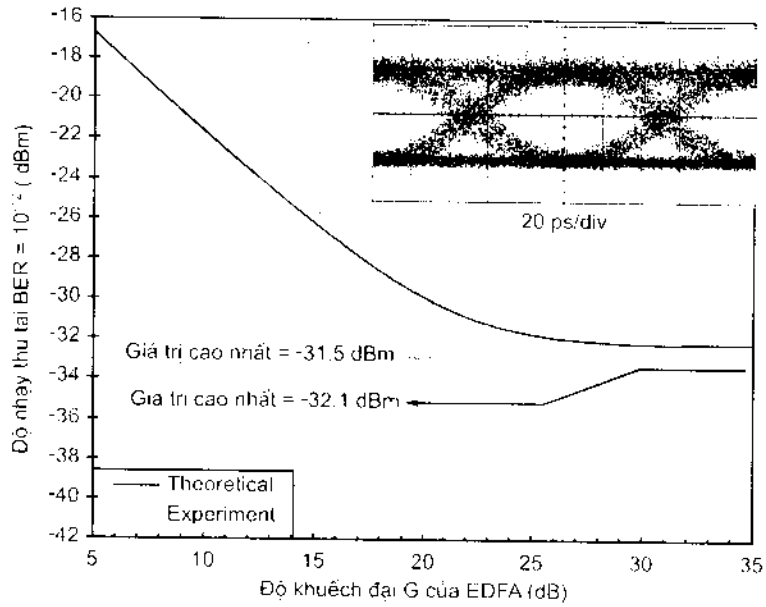
Trong trường hợp này, $Q_k = \frac{I_D - i_k}{\sigma_k}$ được cho trong $I_{D,k}$ = "1" là tương đương với $Q_k = \frac{i_k - I_D}{\sigma_k}$ với $I_{D,k}$ = "0" tuỳ thuộc vào mức ngưỡng được chọn I_D để cho BER nhỏ nhất. Vì vậy hệ số Q_k có thể được viết là:

$$Q_k = \frac{i_{1,k} - i_{0,k}}{\sigma_{1,k} + \sigma_{0,k}} \qquad (8\text{-}56)$$

Dòng photo thu được trong các phương trình này được thay thế từ các dòng photo ứng với các bit "1" và "0", và các thành phần nhiễu cũng được tính tương tự theo [42, 124]. Khi đó tỷ số tín hiệu trên nhiễu điện eSNR(dB) = 10log(Q^2) hoặc 20log(Q) là được dùng cho thực tế rằng 3 dB tăng trong hệ số Q để duy trì kiên định với nhiễu tuyến tính từ ASE.

Hình 8.45 là kết quả tính toán lý thuyết và thực nghiệm độ nhạy thu quang của OAR cho hệ thống 10 Gbit/s mà chúng tôi thu được tại tỷ số lỗi bit BER = 10^{-12} [38, 124].

Từ kết quả hình 8.45 ta nhận thấy rằng độ nhạy thu đã đo được cải thiện tỷ lệ với các giá trị khuếch đại thấp, rồi giảm dần dần trong vùng khuếch đại khoảng 25 dB. Tại G bằng 30 và 32 dB, hai giá trị độ nhạy thu đều bằng -31,5 dBm. Điều này khẳng định có một mức nền độ nhạy thu khi G > 30 dB. Sự khác nhau giữa lý thuyết và kết quả thực nghiệm ở đây là 0,6 dB đã khẳng định phương pháp tính toán xác định độ nhạy thu là rất chính xác.



Hình 8.45: Kết quả thực nghiệm độ nhạy thu của 10 Gbit/s OAR [38, 124]

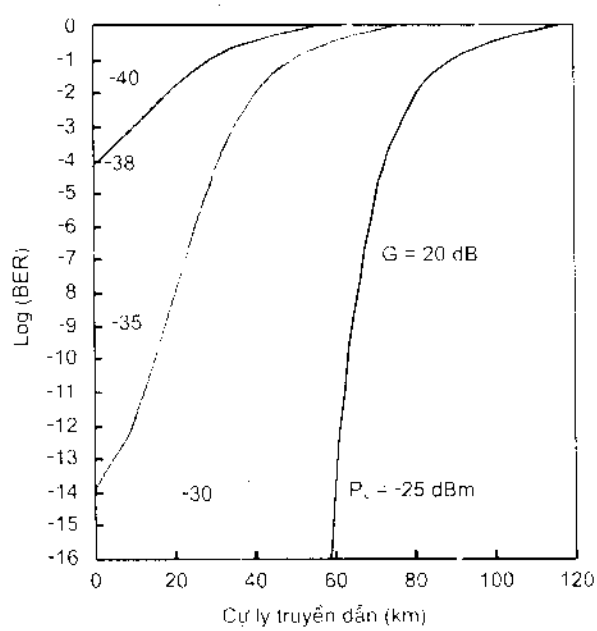
8.5.4. Cấu hình hệ thống sử dụng khuếch đại quang

Trong phần này, chúng tôi giới thiệu việc xác định cấu hình hệ thống thông tin quang sử dụng khuếch đại quang. Như đã biết rằng khi lắp xen các bộ khuếch đại quang vào hệ thống thông tin quang, đặc tính của toàn hệ thống sẽ thay đổi rất lớn, và việc tính toán xác định cấu hình hệ thống trong thực tiễn trở nên hết sức phức tạp. Như vậy làm thế nào để đưa ra được cấu hình phù hợp trong các ứng dụng khác nhau.

Thế hệ thứ tư của các hệ thống truyền dẫn quang đã bắt đầu vào năm 1995 khi mà các hệ thống sử dụng khuếch đại quang được thương mại hoá. Những ứng dụng của kỹ thuật khuếch đại quang trở nên cần thiết trong hai năm cuối thế kỷ 20, và sẽ không thể thiếu được trong hầu hết các hệ thống thông tin tương lai. Thực sự, EDFA xuất hiện đã làm thay đổi cơ bản trong thiết kế và lắp đặt các hệ thống thông tin quang. Thiết kế tối ưu trong hệ thống và tuyến thông tin có thể cho phép giảm đáng kể đầu tư và thu được tuyến truyền dẫn có hiệu quả. Tuy nhiên, thiết kế tối ưu tuyến có khuếch đại quang là rất khó vì có nhiều những khía cạnh có liên quan cần phải giải quyết. Để nghiên cứu vấn đề này, ta có thể áp dụng phương pháp tiếp cận trong [38, 124, 128] như sau. Từ cấu hình của bộ thu khuếch đại quang OAR, tức là ta đã xét cho trường hợp hệ thống sử dụng tiền khuếch đại PA, suy hao quang L giữa bộ khuếch đại quang và bộ thu *p-i-n* gồm cả suy hao hiệu suất ghép đầu ra được giả thiết là khác 0 dB. Như vậy, ta có các loại cấu hình hệ thống với các bộ khuếch đại quang được đặt bất kỳ trên tuyến truyền dẫn.

Với phương pháp giải quyết vấn đề như ở trên, trước hết ta xem xét trường hợp hệ thống có một bộ khuếch đại đường truyền, bộ thu quang có thể được đặt ở bất kỳ nơi

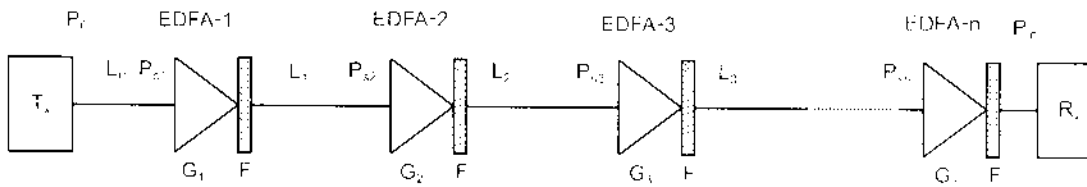
nào đó tuỳ thuộc vào thiết kế tuyến. Nói một cách khác, các công suất quang thu được có thể bị thay đổi tại đầu vào bộ thu *p-i-n* hoặc khuếch đại *G* của EDFA có thể được chọn khác nhau. Kết cục là đặc tính BER bị thay đổi. Để thu được đặc tính mong muốn của tuyến, cần phải thiết kế hệ thống có *G* phù hợp với công suất đầu vào bộ thu. Hình 8.46 mô phỏng các đặc tính BER cho tuyến có một bộ khuếch đại đường truyền. Kết quả này cho phép xác định vị trí của EDFA đường truyền và bộ thu quang trên tuyến truyền dẫn khi biết được suy hao quang của sợi truyền dẫn. Công suất tín hiệu đầu vào EDFA đóng vai trò quan trọng nhất để kéo dài cự ly của tuyến. Liệu đặc tính BER có thoả mãn các yêu cầu của hệ thống hay không là phụ thuộc nhiều vào công suất tín hiệu quang tại đầu vào EDFA. Tuy nhiên, đặc tính BER giảm khi cự ly tăng. Hình 8.46 chỉ ra đặc tính BER phụ thuộc vào cự ly giữa EDFA và bộ thu quang. Nó được tính toán cho khuếch đại G của EDFA là 20 dB. Các giá trị của tham số hệ thống được cho là: băng tần quang B_o bằng 0,5 nm, hệ số nhiễu NF = 4 dB, băng tần điện B_e bằng 7,5 GHz, tải bộ thu 50 Ω. Suy hao quang của sợi đơn mode tiêu chuẩn là 0,25 dB/km kể cả suy hao hàn nối. Tán sắc sợi trong các trường hợp này được giả thiết là bằng 0, và tỷ số phân biệt đủ lớn đã bỏ qua đền bù công suất.



Hình 8.46: BER của hệ thống có khuếch đại quang 10 Gbit/s phụ thuộc vào cự ly [129]

Bây giờ, ta hãy xem xét hệ thống sử dụng các bộ khuếch đại quang mắc chuỗi. Về mặt lý thuyết, cự ly truyền dẫn rất dài có thể thực hiện được bằng cách xen các bộ khuếch đại quang đường truyền cách nhau đều đặn trong tuyến truyền dẫn quang. Tuy nhiên, khi có nhiều bộ khuếch đại được mắc chuỗi trên tuyến, chất lượng hệ thống sẽ bị giảm do có sự tích luỹ nhiễu, sự phụ thuộc của phổ vào khuếch đại tổng, các ảnh hưởng

phân cực và tán sắc sợi, và các hiệu ứng phi tuyến. Nhìn chung, việc thiết kế các tuyến có nhiều EDFA mắc chuỗi sẽ khác rất nhiều so với trường hợp chỉ có một hoặc một vài bộ khuếch đại mắc chuỗi, và rất phức tạp. Bất kỳ sự thay đổi yếu tố nào cũng có thể làm thay đổi đáng kể toàn bộ hệ thống. Đặc biệt, khuếch đại tổng của chuỗi các bộ khuếch đại đường truyền thường là nhô lên tại một vùng bước sóng nào đó tuỳ thuộc vào cấu hình bộ khuếch đại đã xác định.



Hình 8.47: Cấu hình các bộ khuếch đại EDFA mắc chuỗi

Để giải quyết trong trường hợp này, phương pháp tiếp cận cho hệ thống được diễn tả như sau [129]. Từ cấu hình của bộ thu khuếch đại quang OAR, cự ly giữa bộ khuếch đại và bộ thu được thay thế bằng chuỗi các bộ khuếch đại quang. Như vậy, suy hao quang giữa bộ tiền khuếch đại quang và bộ thu *p-i-n là* sự tổng hợp khuếch đại của các bộ khuếch đại và các suy hao giữa chúng. Hình 8.47 mô tả cấu hình của tuyến với các bộ khuếch đại mắc chuỗi. Cấu hình này bao gồm bộ phát quang T_X có công suất đầu ra P_0, bộ thu *p-i-n* R_X có độ nhạy thu P_{in}, và N các bộ khuếch đại quang từ 1 đến n. Bộ khuếch đại quang thứ n được dùng như là bộ tiền khuếch đại quang. Các công suất quang tại đầu vào các bộ khuếch đại quang là P_{si} (i = 1, 2, 3,..., n). Để đơn giản cho việc tính toán, ta giả thiết rằng băng tần quang B_0 của bộ lọc F tại các bộ khuếch đại là cùng giá trị. Khuếch đại tổng G và suy hao tổng L của hệ thống được viết là [129]:

$$G = \prod_{i=1}^{n} G_i \quad \text{và} \quad L = \prod_{k=1}^{n-1} L_k \tag{8-57}$$

ở đây G_i là độ khuếch đại của bộ khuếch đại thứ i và L_k là suy hao quang của độ dài đoạn truyền dẫn thứ k.

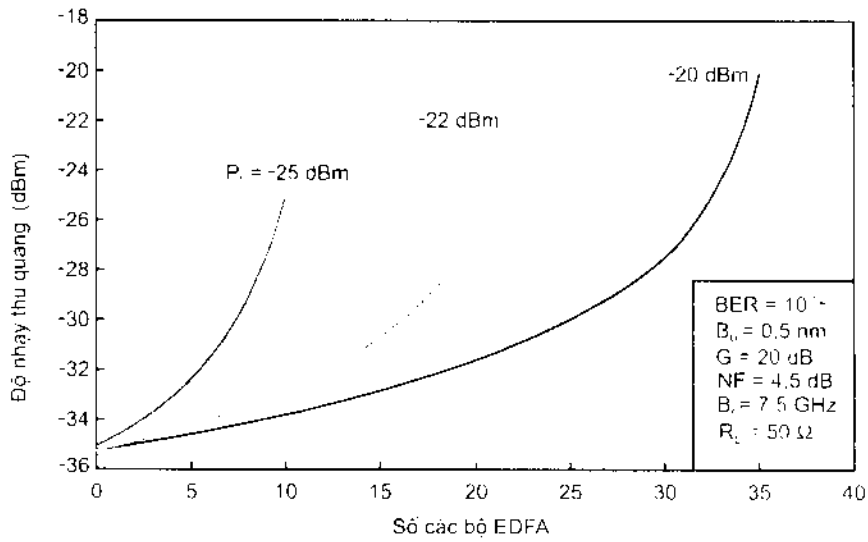
Công suất bức xạ tự phát tổng P_{ASE} được cho như sau:

$$P_{ASE} = \sum_{i=1}^{n} P_{ASE\,i} \left(\prod_{i+1}^{n} G_i \right) \left(\prod_{k=i}^{n-1} L_k \right) \tag{8-58}$$

ở đây $P_{ASE\,i}$ là công suất bức xạ tự phát của bộ khuếch đại quang thứ i và được cho là:

$$P_{ASE\,i} = 2h\nu N_{sp\,i}(G_i - 1)B_{0i} \tag{8-59}$$

Ở đây $h\nu$ là năng lượng photon, N_{sp-i} và B_{0i} tương ứng là hệ số bức xạ tự phát và băng tần quang của bộ khuếch đại thứ i. Khi các bộ khuếch đại là cùng loại và khuếch đại của từng bộ khuếch đại được bù chính xác với suy hao của đoạn sau nó, tổng của khuếch đại và suy hao sẽ bằng độ khuếch đại của một bộ khuếch đại (hay bộ tiền khuếch đại quang), và $P_{ASE} = N.2N_{sp}h\nu(G-1)B_0$. Ở đây N_{sp}, G, và B_0 tương ứng là hệ số bức xạ tự phát, độ khuếch đại, và băng tần quang của một bộ khuếch đại.

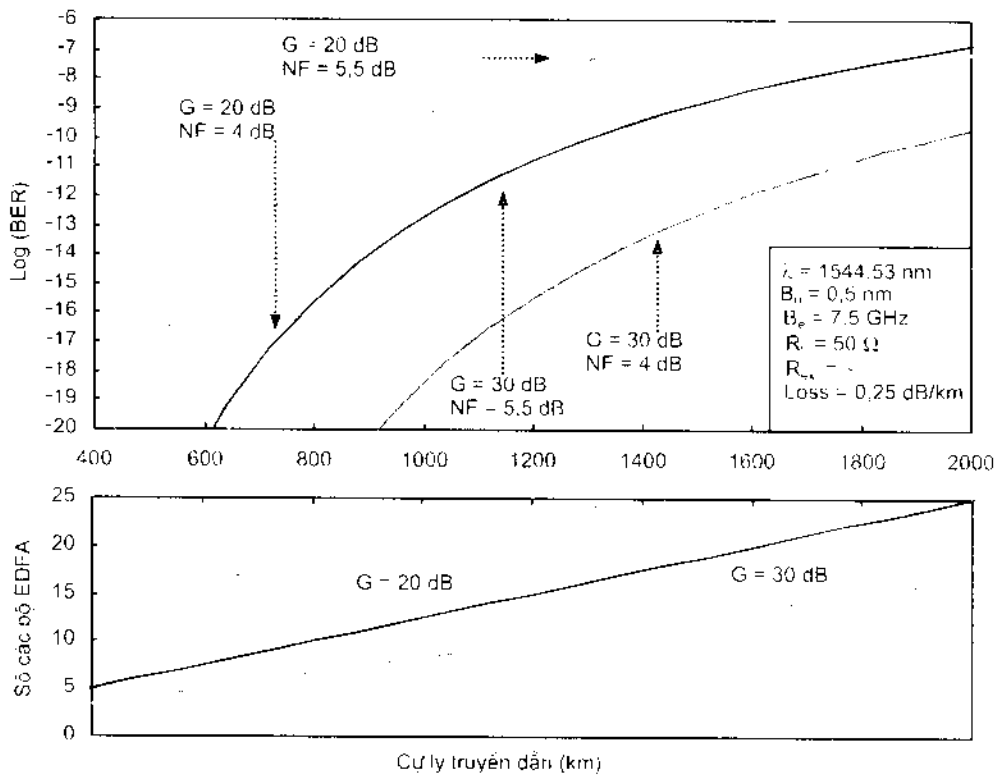


Hình 8.48: Độ nhạy thu của 10 Gbit/s OAR trong hệ thống EDFA mắc chuỗi

Hình 8.48 chỉ ra độ nhạy thu của 10 Gbit/s OAR phụ thuộc vào số các bộ khuếch đại đường truyền được dùng với công suất đầu vào bộ khuếch đại P_i như là một tham số. Để đơn giản cho việc mô phỏng, ta giả thiết rằng toàn bộ các bộ EDFA được dùng trong tuyến là như nhau, và độ khuếch đại của EDFA bù chính xác vào suy hao giữa hai bộ EDFA. Phương pháp tiếp cận ở đây dựa theo tính toán đền bù công suất. Kết quả cho thấy độ nhạy thu phụ thuộc nhiều vào mức công suất đầu vào tại EDFA. Số các EDFA được dùng (hoặc cự ly) được tăng lên khi công suất đầu vào EDFA tăng. Các đường cong trong hình 8.48 được mô phỏng tương ứng với 3 mức của công suất đầu vào -20, -22, và -25 dBm tại bước sóng 1548 nm. Khi công suất đầu vào EDFA bằng với công suất đầu ra bộ phát được giả thiết là -2 dBm, số các bộ EDFA được dùng lớn nhất có thể là 2305 bộ. Tuy nhiên, ở đây ta cũng bỏ qua các ảnh hưởng của tán sắc, các hiệu ứng phi tuyến.

Tích luỹ nhiễu trong hệ thống EDFA được mắc chuỗi sẽ làm giảm đặc tính BER. Khi số các bộ EDFA được dùng (hoặc cự ly) tăng lên, đặc tính BER sẽ giảm. Hình 8.49 mô phỏng đặc tính BER phụ thuộc vào cự ly. Các đường cong được tính toán cho công suất tín hiệu đầu vào P_i là -25 dBm mà không có tán sắc. Nó chỉ ra rằng đặc tính BER

được cải thiện khi khuếch đại tăng và hệ số nhiễu giảm. Suy hao sợi gồm cả hàn nối là 0,25 dB/km sẽ dẫn tới độ dài giữa hai EDFA là 80 km và 120 km ứng với độ khuếch đại 20 dB và 30 dB tương ứng. Với BER cho trước, cự ly tuyến dài hơn có thể đạt được khi sử dụng các bộ khuếch đại EDFA có nhiễu thấp và khuếch đại cao. Điều này tương ứng với các EDFA có NF = 4 dB và G = 30 dB cho trong hình 8.49 là đường cong tốt nhất. Trong khi đó đường cong tồi nhất tương ứng với NF = 5,5 dB và G = 20 dB.



Hình 8.49: BER và số các bộ EDFA mắc chuỗi phụ thuộc vào cự ly của tuyến truyền dẫn 10 Gbit/s [124, 129]

Trong thực tế, các tuyến truyền dẫn có EDFA được mắc chuỗi thường có cấu hình rất phức tạp. Độ dài giữa các bộ EDFA thường là không như nhau. Các độ dài khác nhau trong tuyến truyền dẫn có thể dẫn tới sự thay đổi đáng kể về cự ly và số các bộ EDFA. Như vậy, trong các tuyến truyền dẫn quang thực tế, do khách quan mà các vị trí lắp đặt các thiết bị EDFA không đều nhau sẽ làm cho việc tính toán thiết kế cấu hình tuyến còn phức tạp hơn rất nhiều, và cần phải có giải pháp phù hợp.

Chương 9
KỸ THUẬT BÙ TÁN SẮC

Như đã đề cập trong chương 2, sợi quang đơn mode có giá trị suy hao nhỏ nhất tại bước sóng gần 1550 nm trong ba cửa sổ suy hao sợi quang hiện đang sử dụng. Tuy nhiên tại vùng bước sóng 1550 nm lại tồn tại giá trị tán sắc rất lớn khoảng từ 16 ÷ 20 ps/nm.km. Hơn nữa, trong các hệ thống thông tin quang hiện tại và nhất là trong thời gian tới, các bộ khuếch đại quang sợi pha tạp Erbium EDFA sẽ được sử dụng ngày một nhiều thì tán sắc sợi quang lại càng trở thành vấn đề vô cùng quan trọng trong việc xây dựng các hệ thống thông tin quang. Rõ ràng là khi suy hao sợi đã được giải quyết bằng các bộ khuếch đại quang thì tán sắc trở thành mối quan tâm hàng đầu vì nó trở thành yếu tố chủ yếu nhất giới hạn tốc độ và cự ly truyền dẫn. Có thể thấy rằng các hệ thống thông tin quang sợi đã bắt đầu chuyển sang giai đoạn mới, giai đoạn bị chi phối do tán sắc nhiều hơn là suy hao sợi. Trong một vài trường hợp, các bộ khuếch đại quang giải quyết vấn đề suy hao; nhưng cũng chính lúc này do vấn đề tán sắc trở nên tồi tệ hơn mà làm cho hệ thống không thể duy trì được trạng thái tín hiệu gốc dù cho đã được khuếch đại. Từ đó, sự suy giảm tín hiệu do tán sắc được tích luỹ qua nhiều bộ khuếch đại quang. Như vậy, vấn đề cần thiết nhất hiện nay là làm thế nào để bù được tán sắc, làm giảm giá trị tán sắc để trả lại dạng tín hiệu gốc từ phía phát. Trên thực tế, các kỹ thuật bù tán sắc đã được nghiên cứu trong những năm 1990, và phát triển mạnh trong vài năm gần đây đã mang lại nhiều kết quả hứa hẹn. Trong chương này, chúng tôi muốn giới thiệu một số những kết quả nghiên cứu về tán sắc và những thành tựu thu được trong thực tế.

9.1. ẢNH HƯỞNG CỦA TÁN SẮC ĐẾN HỆ THỐNG TRUYỀN DẪN SỢI QUANG

Trong chương 2, chúng ta đã có dịp xem xét tới ảnh hưởng của tán sắc làm hạn chế năng lực truyền dẫn của hệ thống. Qua đó có thể thấy rằng ảnh hưởng của tán sắc vận tốc nhóm GVD có thể được giảm nhỏ tối thiểu bằng việc sử dụng các nguồn phát laser bán dẫn có độ rộng phổ hẹp và có bước sóng gần với bước sóng có tán sắc bằng không λ_{ZD} của sợi quang. Tuy nhiên, vấn đề này không phải lúc nào cũng thực hiện được trong thực tế, và việc tạo ra được các laser có bước sóng λ_{ZD} là không dễ dàng. Trong các hệ thống thông tin quang thế hệ thứ ba có bước sóng tại vùng 1550 nm sử dụng loại nguồn phát laser DFB, đây là các hệ thống đang được khai thác phổ biến trên thế giới. Tham số tán sắc sợi D của hệ thống này vào khoảng 17 ps/km.nm và đã hạn

chế đáng kể đặc tính hệ thống khi mà tốc độ bit vượt quá 2,5 Gbit/s. Đối với các hệ thống điều chế trực tiếp laser DFB thì cự ly truyền dẫn L bị giới hạn bằng biểu thức sau:

$$L \leq \frac{1}{4B|D|\sigma_\lambda} \tag{9-1}$$

ở đây B là tốc độ bit truyền dẫn của hệ thống, σ_λ là độ rộng phổ RMS có giá trị tiêu biểu vào khoảng 0,15 nm do có sự dãn phổ sinh ra từ chirp tần số. Nếu như giá trị tham số tán sắc D = 17 ps/km.nm thì từ biểu thức (9-1), cự ly truyền dẫn tối đa chỉ có thể đạt được $L \approx 39$ km cho tốc độ bit 2,5 Gbit/s, và trong thực tế thì khoảng lặp cũng thường là như vậy. Khi độ rộng σ_λ vào khoảng 0,1 nm thì cự ly được cải thiện khoảng 62 km, và nếu như cự ly là cố định cho các khoảng cách trên thực tế giữa hai điểm như vậy thì ta không thể nâng cấp tốc độ cao hơn 2,5 Gbit/s.

Năng lực hệ thống có thể được cải thiện đáng kể khi sử dụng điều chế ngoài, và trong trường hợp này có thể tránh được sự giãn phổ do chirp tần số gây ra. Kỹ thuật điều chế ngoài hiện nay đã được thương mại trên thực tế, các thiết bị phát quang đã có cấu trúc tổ hợp cả laser DFB và bộ điều chế ngoài thành một thiết bị đơn khối. Cự ly truyền dẫn khi đó phụ thuộc vào tham số vận tốc nhóm β_2 và được giới hạn như sau:

$$L \leq \frac{1}{16|\beta_2|B^2} \tag{9-2}$$

Nếu như tham số β_2 có giá trị tiêu biểu bằng -20 ps^2/km tại bước sóng gần 1550 nm thì cự ly lớn nhất vào khoảng 500 km tại tốc độ bit 2,5 Gbit/s. Mặc dù cự ly truyền dẫn đã được cải thiện đáng kể so với trường hợp điều chế trực tiếp laser DFB, nhưng sự hạn chế hệ thống do tán sắc gây ra vẫn là mối quan tâm khi hệ thống có sử dụng khuếch đại quang đường truyền LA. Hơn thế nữa, khi mà tốc độ bit tăng cao hơn, chẳng hạn tới 10 Gbit/s đơn kênh thì cự ly truyền dẫn do GVD gây ra chỉ còn khoảng 30 km. Với khoảng lặp ngắn như vậy thì có sử dụng các bộ khuếch đại quang cũng không giải quyết được vấn đề gì. Bằng chứng ở đây cho thấy rằng giá trị GVD của sợi đơn mode khá lớn đã giới hạn nghiêm trọng chất lượng của hệ thống 1,55 μm được thiết kế cho các mạng thông tin quang tốc độ 10 Gbit/s trở lên.

Gần đây người ta đã nghiên cứu các kỹ thuật bù tán sắc nhằm giải quyết vấn đề thực tiễn này. Ý tưởng của các kỹ thuật này khá đơn giản và có thể được hiểu thông qua việc phân tích phương trình truyền dẫn xung đã mô tả trong chương 1 như sau:

$$\frac{\partial A}{\partial Z} + \frac{i}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} = 0 \tag{9-3}$$

ở đây A là biên độ đường bao xung. Ảnh hưởng của tán sắc bậc ba được thể hiện bằng số hạng β_3. Trong thực tế, số hạng này nhiều khi được bỏ qua khi mà $|\beta_2|$ vượt quá 1 ps^2/km. Biểu thức (9-3) có thể được giải tựa như đã thực hiện trong chương 2, và lời giải có được như biểu thức (2-132). Trong trường hợp riêng biệt mà $\beta_3 = 0$ thì lời giải như sau:

$$A(z,t) = \frac{1}{2\pi}\int \tilde{A}(0,\omega)\exp\left(\frac{i}{2}\beta_2 z\omega^2 - i\omega t\right)d\omega \qquad (9\text{-}4)$$

ở đây $\tilde{A}(0,\omega)$ là dạng khai triển Fourrier của $A(0,t)$.

Sự xuống cấp tín hiệu quang do tán sắc gây ra là do thành phần pha $\exp(i\beta_2 z\omega^2/2)$, thu được bởi các thành phần phổ của xung khi lan truyền trong sợi quang. Tất cả các kỹ thuật bù tán sắc đều cố gắng loại bỏ yếu tố pha này để cho tín hiệu đầu vào có thể được hoàn trở lại. Quá trình thực hiện có thể được tiến hành tại thiết bị thu, thiết bị phát hay dọc theo tuyến cáp sợi quang.

9.2. KỸ THUẬT BÙ SAU

Kỹ thuật bù sau là một kỹ thuật điện có thể được sử dụng để bù tán sắc vận tốc nhóm GVD ở trong bộ thu quang. Kỹ thuật này dựa trên nguyên tắc tiếp cận như sau: Mặc dù tín hiệu quang đã bị suy giảm do GVD gây ra, nhưng người ta có thể cân bằng các ảnh hưởng của tán sắc bằng phương pháp điện nếu như sợi quang đóng vai trò như một hệ thống tuyến tính. Nếu như bộ thu quang heterodyne Coherent mà được dùng để tách tín hiệu thì việc bù tán sắc là tương đối dễ dàng. Điều này có thể hiểu được thông qua việc phân tích thể hiện ở chương 6. Bộ thu hetrodyne trước hết biến đổi tín hiệu quang thành tín hiệu vi ba tại trung tần ω_{IF} trong khi vẫn bảo toàn cả thông tin về biên độ và pha. Bộ lọc băng thông của đáp ứng xung được chỉ phối bởi hàm chuyển đổi sau đây:

$$H(\omega) = \exp\left[-i(\omega - \omega_{IF})^2 \beta_2 \frac{L}{2}\right] \qquad (9\text{-}5)$$

ở đây L là độ dài tuyến sợi quang, bộ lọc cần hoàn trả lại được dạng tín hiệu gốc từ tín hiệu thu được. Đây là kỹ thuật thực tế nhất đối với bù tán sắc trong hệ thống thông tin quang Coherent. Như đã đề cập trong chương 6, việc sử dụng bộ thu Coherent là không thực tế. Bộ lọc cân bằng tán sắc bằng điện đối với bộ thu tách sóng trực tiếp thì lại thực tế hơn nhiều. Mạch điện tuyến tính sẽ không thể bù tán sắc vận tốc nhóm GVD trong trường hợp này được. Vấn đề đặt ra trong thực tế là toàn bộ các thông tin về pha sẽ bị mất trong quá trình thu trực tiếp vì bộ tách sóng quang chỉ đáp ứng với cường độ quang mà thôi. Như vậy, sẽ không có kỹ thuật cân bằng tuyến tính nào có thể khôi phục được tín hiệu vốn trải rộng ra ngoài khe bit đã định. Tuy nhiên, có một vài kỹ thuật cân bằng

phi tuyến đã được nghiên cứu, các kỹ thuật này cho phép khôi phục tín hiệu bị xuống cấp. Trước hết phải kể đến một phương pháp áp dụng ngưỡng quyết định, ngưỡng này đã được giữ cố định tại tâm của sơ đồ hình mắt, nó được thay đổi tuỳ thuộc vào các bit đứng trước. Trong một phương pháp khác, người ta quyết định bit đã cho sau khi kiểm tra dạng sóng analog trên một khoảng nhiều bit xung quanh bit cần giải quyết. Cái khó chủ yếu đối với tất cả các kỹ thuật này là chúng yêu cầu các mạch logic điện phải hoạt động tại tốc độ bit và có tính phức tạp tăng theo hàm mũ với số bit mà trên đó xung quang bị dãn do sự dãn xung từ GVD. Như vậy, nhìn chung giải pháp cân bằng điện chỉ dùng cho các hệ thống có tốc độ bit thấp và cự ly truyền dẫn chỉ khoảng vài độ dài tán sắc.

Ngoài ra còn có một kỹ thuật cân bằng quang điện khác nữa, kỹ thuật này dựa vào bộ lọc ngang. Trong kỹ thuật này, bộ chia công suất tại thiết bị thu quang thực hiện chia tín hiệu thu được thành vài nhánh. Các đường dây trễ bằng sợi quang được dùng trong kỹ thuật này sẽ tạo ra các giá trị trễ thay đổi trong các nhánh khác nhau. Tín hiệu quang trong mỗi một nhánh được biến đổi thành dòng photo nhờ các bộ tách sóng quang có độ nhạy thu biến đổi, và dòng photo tổng sẽ được mạch quyết định xử lý. Kỹ thuật này có thể mở rộng cự ly truyền dẫn tăng 3 lần tại tốc độ bit 5 Gbit/s.

9.3. KỸ THUẬT BÙ TRƯỚC

Kỹ thuật bù tán sắc trước là một kỹ thuật áp dụng phương pháp tiếp cận trên cơ sở sửa đổi các đặc tính của các xung tín hiệu đầu vào tại thiết bị phát quang trước khi tín hiệu này được phát vào tuyến truyền dẫn. Ý tưởng cốt lõi của phương pháp này xuất phát từ biểu thức (9-4). Nó gắn với việc thay đổi biên độ phổ $\tilde{A}(0, \omega)$ của xung tín hiệu đầu vào. Như vậy, sự xuống cấp tín hiệu do tán sắc vận tốc nhóm GVD gây ra sẽ được hạn chế, hoặc ít ra cũng bị giảm tới mức tối thiểu. Tuy nhiên, giải pháp cụ thể để thực hiện theo ý tưởng này cho tới nay là không dễ dàng vì việc tính toán để bù chính xác cho GVD là rất phức tạp. Chính vì thế, qua việc nghiên cứu về kỹ thuật này, hiện tại có một cách tiếp cận khác đơn giản hơn, đó là người ta chủ động cho xung tín hiệu đầu vào bị chirp hợp lý sao cho có thể giảm tối thiểu sự dãn xung do GVD gây ra. Ta hãy khảo sát giải pháp này.

9.3.1. Kỹ thuật bù chirp

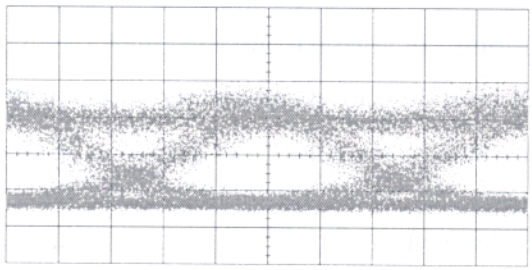
Kỹ thuật bù chirp là một kỹ thuật khá hấp dẫn và đã được áp dụng rộng rãi. Vì chirp tần số được áp dụng tại thiết bị phát trước khi phát tín hiệu xung vào tuyến truyền dẫn cho nên kỹ thuật này còn được gọi là kỹ thuật chirp trước (Pre-chirp). Cách đơn giản để hiểu vai trò của chirp trước là dựa trên lý thuyết về sự lan truyền tín hiệu xung bị chirp đã được phân tích trong chương 2. Trong trường hợp này, biên độ tín hiệu đầu vào có thể được viết như sau:

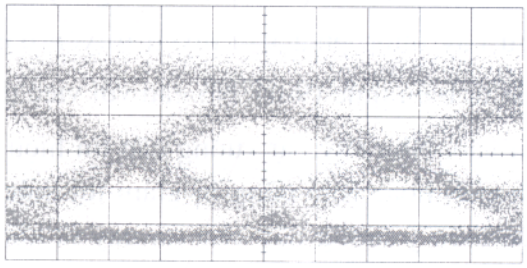
$$A(0,t) = A_0\, exp\left[-\frac{1+iC}{2}\left(\frac{t}{T_0}\right)^2\right] \tag{9-6}$$

trong đó C là tham số chirp. Khi mà C có giá trị sao cho $\beta_2 C < 0$ thì xung đầu vào được nén trong sợi có tán sắc. Như vậy, nếu như xung được chirp một cách phù hợp thì nó có thể lan truyền trên một cự ly rất dài trước khi bị dãn ra ngoài vị trí khe bit của nó. Ta có thể xem xét một cách định tính sự cải thiện tín hiệu trong trường hợp này khi có thể chấp nhận sự dãn xung với hệ số bằng $\sqrt{2}$. Sử dụng biểu thức (2-134) với $T_1 / T_0 = \sqrt{2}$, khi đó cự ly truyền dẫn có thể tính như sau:

$$L = \frac{C + \sqrt{1+2C^2}}{1+C^2} L_D \tag{9-7}$$

ở đây $L_D = T_0^2 / |\beta_2|$ là độ dài tán sắc. Đối với các xung không bị chirp, $C = 0$ và $L = L_D$. Tuy nhiên, L tăng đến 36,6 % khi C = -1. Trong thực tế sự cải thiện lớn nhất khi đạt được tới $\sqrt{6}$ khi C = $-1/\sqrt{2}$. Các đặc tính này minh hoạ rõ ràng rằng kỹ thuật chirp trước đòi hỏi tính tối ưu cẩn thận. Ngay cả dạng xung ít khi ở dạng Gaussian trong thực tế, thì kỹ thuật chirp trước cũng có thể làm tăng cự ly truyền dẫn với hệ số bằng 2 khi áp dụng tốt kỹ thuật này.

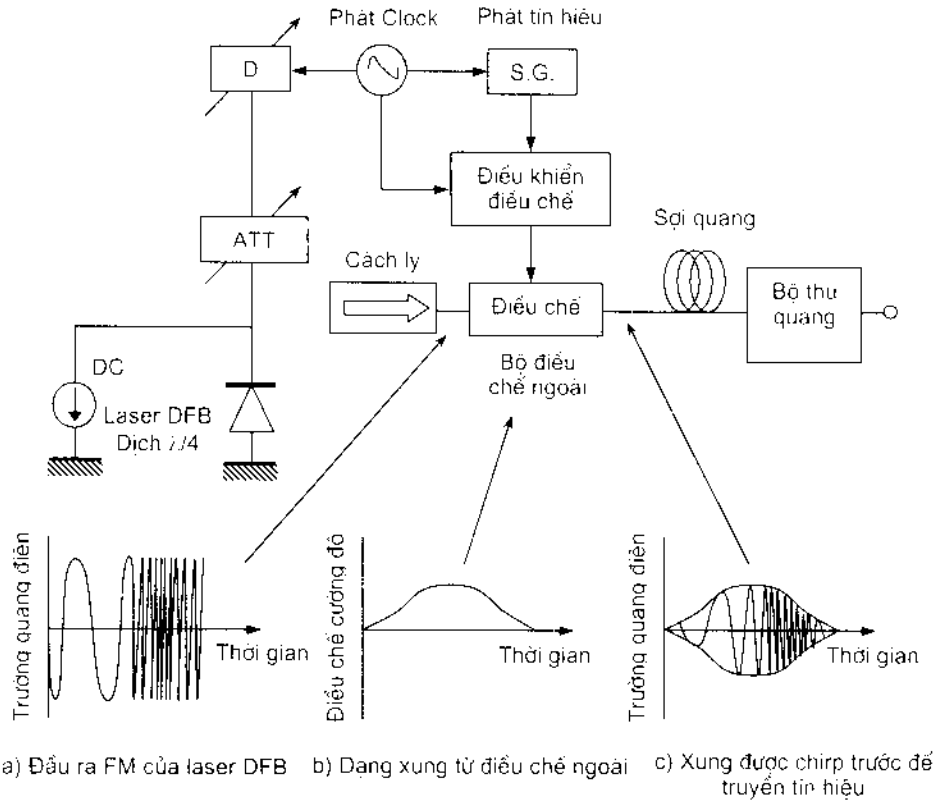




Hình 9.1: Các mẫu tín hiệu hình mắt 10 Gbit/s sau 40 km sợi G.652

Kỹ thuật chirp trước đã được xem xét từ những năm 1980 khi sử dụng các laser điều chế trực tiếp. Tuy nhiên, điều không may là tham số chirp C lại có giá trị dương đối với laser được điều chế trực tiếp. Vì β_2 tại vùng bước sóng 1550 nm lại có giá trị dương đối với sợi tiêu chuẩn cho nên điều kiện $\beta_2 C < 0$ sẽ không được thoả mãn. Trong trường hợp điều chế ngoài, các xung quang hầu như không có chirp. Kỹ thuật chirp trước trong trường hợp này đặt ra cho chirp tần số cần có giá trị tham số chirp C là âm để thoả mãn điều kiện $\beta_2 C < 0$. Hình 9.1 là kết quả đo mẫu tín hiệu hình mắt tại cự ly 40 km mà chúng tôi đo được ở tín hiệu 10 Gbit/s trong hai trường hợp tham số chirp C

lấy các giá trị dương và âm nhờ máy đo phân tích tín hiệu số [37, 38]. Khi chirp C có giá trị âm, xung được nén và mẫu hình mắt được cải thiện rất nhiều và vì thế cho phép cải thiện độ nhạy thu quang, trong khi giá trị C dương đã làm xung bị dãn nhiều và làm mất mát năng lượng phổ tín hiệu sang khe bit lân cận dẫn đến làm giảm độ nhạy thu quang.



Hình 9.2. Sơ đồ điều chế ngoài của kỹ thuật chirp để bù tán sắc

Để xem xét bản chất của kỹ thuật bù chirp, có thể khảo sát hình 9.2. Trong hình 9.2, tần số của laser DFB trước hết được điều chế tần số FM trước khi đầu ra laser được cho qua bộ điều chế ngoài để điều chế biên độ AM. Kết quả là tín hiệu quang thể hiện dưới dạng đồng thời cả AM và FM. Từ quan điểm thực tế, FM của sóng mang quang có thể được thực hiện bằng cách điều chế dòng phun của laser DFB bởi một lượng nhỏ (~1 mA). Mặc dù việc điều chế trực tiếp laser DFB như vậy cũng điều chế theo dạng hình đối với công suất quang, nhưng biên độ sẽ đủ nhỏ để nó không gây nhiễu đối với quá trình tách sóng quang. Như vậy FM của sóng mang quang, theo AM điều chế ngoài, sẽ phát ra tín hiệu có chứa các xung bị chirp. Lượng chirp có thể được xác định như sau. Giả sử rằng dạng xung chirp là Gaussian, khi đó tín hiệu quang có thể được viết là:

$$E(0,t) = A_0 \, exp\left(-\frac{t^2}{T_0^2}\right) exp\left[-i\omega_0\left(1+\delta \sin\omega_m t\right)t\right] \qquad (9\text{-}8)$$

ở đây tần số mang ω_0 của xung được điều chế dạng sin tại tần số ω_m với độ sâu điều chế là δ. Gần tâm xung, $sin(\omega_m t) \approx \omega_m t$, và biểu thức (9-8) có thể viết như sau:

$$E(0,t) = A_0 \, exp\left[-\frac{1+iC}{2}\left(\frac{t}{T_0}\right)^2\right] exp(-i\omega_0 t) \tag{9-9}$$

Trong đó chirp C được cho là:

$$C = 2\delta\omega_m\omega_0 T_0^2 \tag{9-10}$$

Dấu và biên độ của tham số chirp C có thể được điều khiển bằng cách thay đổi các tham số FM là δ và ω_m.

Điều chế pha sóng mang quang cũng tạo ra chirp âm vì có thể biến đổi bằng cách thay thế biểu thức (9-8) bằng:

$$E(0,t) = A_0 \, exp\left(-\frac{t^2}{T_0^2}\right) exp\left[-i\omega_0 t + i\delta \, cos(\omega_m t)\right] \tag{9-11}$$

và sử dụng $cosx \approx 1 - x^2/2$. Ưu điểm của kỹ thuật điều chế pha là tự bản thân bộ điều chế ngoài có thể điều chế pha sóng mang. Giải pháp đơn giản nhất là dùng bộ điều chế ngoài có chỉ số chiết suất có thể thay đổi được theo phương pháp điện. Với cách như vậy thì có thể tạo được $C < 0$. Năm 1991, người ta đã thành công trong việc truyền 5 Gbit/s trên khoảng cách 256 km có sử dụng bộ điều chế ngoài $LiNbO_3$ để tạo ra giá trị C nằm trong khoảng -0,6 ÷ -0,8 [130]. Với sự phát triển của các laser DFB được tổ hợp đơn khối bộ điều chế ngoài hấp thụ điện, việc thực hiện kỹ thuật chirp trước đã được ứng dụng rộng rãi. Năm 1996 người ta đã thử nghiệm thành công hệ thống 10 Gbit/s tín hiệu NRZ trên 100 km. Vào năm 1999, chúng tôi đã thực hiện kỹ thuật này để truyền thành công tín hiệu 10 Gbit/s trên cự ly truyền dẫn dài tới 120 km sợi đơn mode tiêu chuẩn G.652 mà vẫn bảo đảm tỷ số lỗi bit nhỏ tới BER = 10^{-12} [38, 124].

9.3.2. Chirp do bộ khuếch đại

Vào năm 1989 xuất hiện một kỹ thuật chirp trước đơn giản, kỹ thuật khuếch đại tín hiệu đầu ra bộ điều chế trong một bộ khuếch đại laser bán dẫn hoạt động ở chế độ khuếch đại bão hoà. Bão hoà khuếch đại sẽ dẫn đến những biến đổi hàm thời gian (phụ thuộc thời gian) trong mật độ sóng mang, chúng gây ra chirp xung được khuếch đại thông qua những biến đổi về chỉ số chiết suất do sóng mang sinh ra. Nhìn chung chirp thường tuyến tính trên toàn bộ xung. Bộ khuếch đại laser bán dẫn không chỉ khuếch đại xung mà còn tạo ra chirp tần số mà có tham số chirp $C < 0$. Do có chirp này mà xung đầu vào có thể bị nén trong sợi.

Tiềm năng của kỹ thuật này đối với việc bù tán sắc đã được thể hiện vào năm 1989 khi người ta tiến hành thực nghiệm truyền tín hiệu 16 Gbit/s thu được từ một laser

bán dẫn cộng hưởng ngoài gõ mode, cự ly sợi truyền dẫn trong thí nghiệm này là 70 km [131]. Từ biểu thức (9-2), khi không có mặt của chirp do bộ khuếch đại sinh ra, cự ly truyền dẫn tại tốc độ bit 16 Gbit/s bị tán sắc vận tốc nhóm GVD hạn chế lại còn khoảng 14 km cho sợi có tham số tán sắc khá nhỏ là D = 15 ps/nm.km. Việc sử dụng bộ khuếch đại trong chế độ bão hoà khuếch đại đã tăng khoảng cách truyền dẫn lên được 5 lần; điều này tạo nên được một cơ sở cho việc bù tán sắc rất hấp dẫn. Từ đây ta có thể thấy thêm rằng việc bù tán sắc nhờ bộ khuếch đại cũng cho thêm một lợi ích là nó có thể bù cho cả các suy hao ghép nối và suy hao xen nhờ việc khuếch đại tín hiệu trước khi truyền trên sợi quang. Hơn nữa, kỹ thuật này có thể được áp dụng để đồng thời bù cả suy hao và tán sắc sợi nếu như bộ khuếch đại laser bán dẫn được lắp đặt cách nhau đều đặn theo chu kỳ dọc theo tuyến truyền dẫn tại nơi có các bộ khuếch đại EDFA.

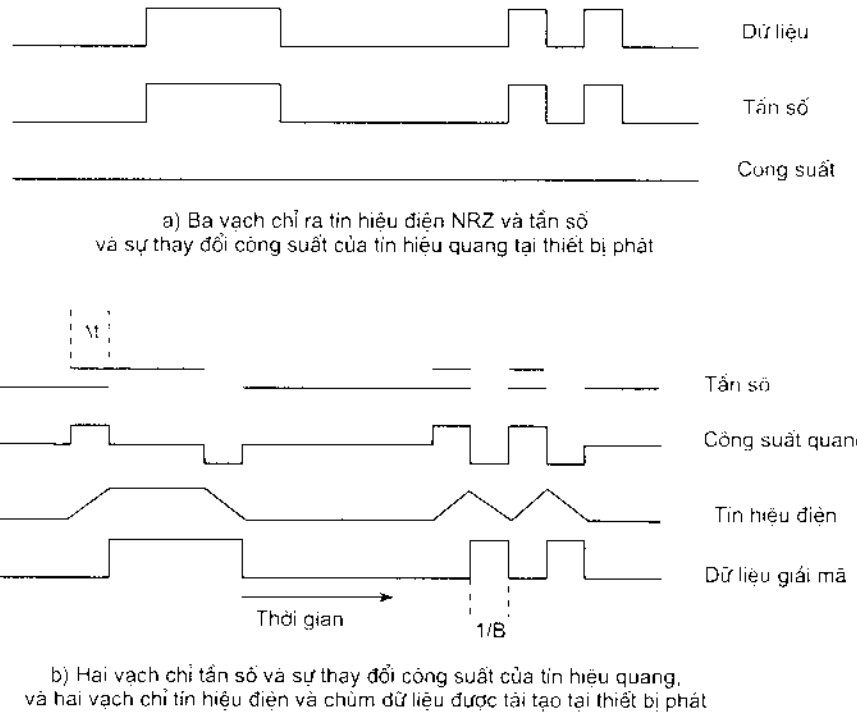
9.3.3. Truyền dẫn hỗ trợ tán sắc

Ta đã biết việc điều chế đồng thời biên độ AM và tần số FM tín hiệu quang là không mang tính cốt yếu cho việc bù tán sắc. Hiện nay có một cách tiếp cận khác dùng để bù tán sắc dựa trên việc sử dụng điều chế tần số thuần khiết, và giải pháp này thông thường còn được gọi là *truyền dẫn hỗ trợ tán sắc*. Như đã trình bày trong chương 6, dạng điều chế FSK được dùng để phát xung quang nhằm để cho bước sóng của laser được chuyển mạch với một lượng hằng số $\Delta\lambda$ giữa các bit "1" và bit "0". Trong quá trình truyền tín hiệu bên trong sợi có tán sắc, hai bước sóng sẽ lan truyền tại các tốc độ hơi khác nhau một chút. Trễ thời gian giữa các bit "1" và bit "0" được xác định bằng sự dịch bước sóng $\Delta\lambda$ và được cho bằng $\Delta T = DL\Delta\lambda$ như đã xem trong chương 2. Sự dịch bước sóng $\Delta\lambda$ được chọn sao cho $\Delta T = 1/B$ trong đó B là tốc độ bit. Hình 9.3 mô tả cơ chế trễ bit như vậy sẽ cho ra tín hiệu quang ba mức như thế nào ở thiết bị thu quang. Về bản chất thì có thể nói rằng do có tán sắc, tín hiệu FSK thuần khiết được biến đổi thành tín hiệu có biên độ được điều chế. Tín hiệu có thể được giải mã tại bộ thu nhờ việc sử dụng mạch tổ hợp điện kết nối với mạch quyết định tại bộ thu.

Như vậy, có thể hiểu nguyên lý của phương pháp này là như sau: Tín hiệu được điều chế với tốc độ điều chế như là điều tần FSK được đưa vào sợi quang tại phía phát. Vì công suất đưa vào sợi thông thường là nhỏ cho nên ta có thể coi sợi quang là môi trường truyền dẫn tuyến tính, và các thành phần tần số khác nhau sẽ lan truyền với các tốc độ khác nhau. Do đó, tại một số thời điểm sẽ có hiện tượng gối chồng các tần số khác nhau này và xuất hiện giao thoa tăng ích (tăng cường độ quang), và số khác không có tần số điều chế nên cường độ quang sẽ giảm. Vì vậy, tín hiệu điều tần FSK ở đầu phát sẽ biến đổi thành tín hiệu điều biên ASK tại đầu thu.

Từ cách tiếp cận này, đã có một số thực nghiệm trên thế giới thể hiện thành công kỹ thuật FSK này. Hầu hết các thực nghiệm đều có mục tiêu tăng cự ly truyền dẫn cho hệ thống 10 Gbit/s tại bước sóng 1,55 μm trên sợi tiêu chuẩn G.652. Đáng chú ý là từ

năm 1995 người ta đã truyền tín hiệu tốc độ 20 Gbit/s với khoảng cách 53 km. Năm 1998, người ta đã truyền thành công tín hiệu 40 Gbit/s trên cự ly 86 km nhờ sử dụng kỹ thuật hỗ trợ tán sắc [132]. Như vậy, cự ly truyền dẫn có thể được cải thiện đáng kể.



Hình 9.3: Biểu đồ minh họa bù tán sắc bằng kỹ thuật truyền dẫn hỗ trợ tán sắc

9.3.4. Chirp do sợi sinh ra

Như đã giới thiệu trong chương 2, ta biết rằng chỉ số chiết suất phụ thuộc cường độ của xung phi tuyến có thể gây chirp xung nhờ hiện tượng tự điều chế pha SPM (Self Phase Modulation). Như vậy, kỹ thuật chirp trước đơn thuần bao gồm việc cho qua tín hiệu đầu ra của bộ điều chế thông qua môi trường phi tuyến trước khi phát nó vào sợi truyền dẫn. Như vậy tín hiệu quang tại đầu vào sợi có thể được viết như sau [15]:

$$A(0,t) = \sqrt{P(t)}\, exp\left[i\overline{\gamma} L_m P(t)\right] \tag{9-12}$$

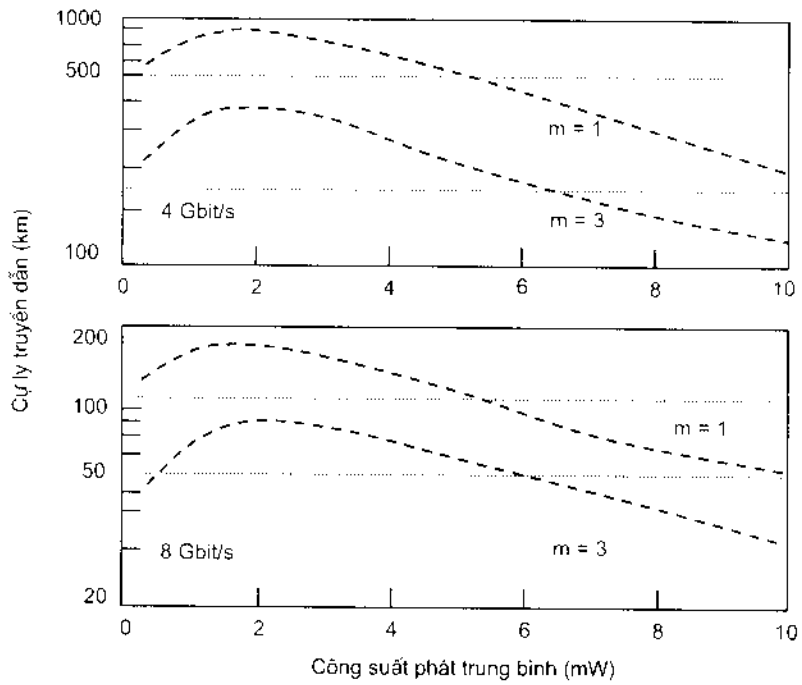
ở đây $P(t)$ là công suất của xung, L_m là độ dài môi trường phi tuyến, và $\overline{\gamma}$ là tham số phi tuyến. Trong trường hợp xung là Gaussian để có được:

$$P(t) = P_0\, exp\left(-\frac{t^2}{T_0^2}\right) \tag{9-13}$$

thì chirp gần như tuyên tính, khi ấy biểu thức (9-12) có thể được viết xấp xỉ như sau:

$$A(0,t)=\sqrt{P_0}\,exp\left[-\frac{1+iC}{2}\left(\frac{t}{T_0}\right)^2\right]exp\left(-i\bar{\gamma}L_m P_0\right) \qquad (9\text{-}14)$$

ở đây tham số chirp được cho như sau $C=2\bar{\gamma}L_m P_0$. Khi $\bar{\gamma}<0$, tham số chirp C là âm và trong trường hợp này nó phù hợp với việc bù tán sắc.



Hình 9.4: Cự ly truyền dẫn bị giới hạn do tán sắc là một hàm của công suất phát trung bình với xung Gaussian

Vì $\bar{\gamma}<0$ trong sợi silica, cho nên bản thân sợi truyền dẫn có thể được sử dụng để làm chirp các xung. Cách tiếp cận này đã được gợi mở nghiên cứu từ năm 1986. Hình 9.4 miêu tả cự ly truyền dẫn bị giới hạn do GVD như là một hàm số phụ thuộc vào công suất phát trung bình cho hai hệ thống 4 Gbit/s và 8 Gbit/s. Nó thể hiện khả năng có thể tăng cự ly truyền dẫn gấp đôi bằng cách tối ưu công suất từng bit của tín hiệu đầu vào khoảng 3 mW.

9.4. BÙ TÁN SẮC BẰNG SỢI TÁN SẮC CAO

Có một vài kỹ thuật có những ưu điểm về bản chất tuyến tính của biểu thức (9-3) và cho khả năng bù hoàn toàn tán sắc vận tốc nhóm GVD của sợi nếu như công suất quang trung bình đủ thấp để có thể bỏ qua ảnh hưởng phi tuyến trong sợi quang. Với cách tiếp cận đơn giản nhất, ta có thể coi rằng tín hiệu quang được truyền trên nhiều

mảnh sợi ghép lại mà các mảnh này có các đặc tính tán sắc khác nhau. Quan niệm cơ bản này có thể được hiểu bằng cách xem xét chỉ hai mảnh và có thể viết biểu thức (9-4) như sau:

$$A(L,t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\tilde{A}(0,\omega)\exp\left[\frac{i}{2}\omega^2\left(\beta_{21}L_1+\beta_{22}L_2\right)-i\omega t\right]d\omega \qquad (9\text{-}15)$$

ở đây $L = L_1 + L_2$, và β_{2j} là tham số tán sắc vận tốc nhóm GVD của đoạn (mảnh) sợi có độ dài L_j (j = 1, 2). Sử dụng $D_j = -(2\pi c/\lambda^2)\beta_{2j}$, thì điều kiện để bù tán sắc sợi có thể được viết như sau:

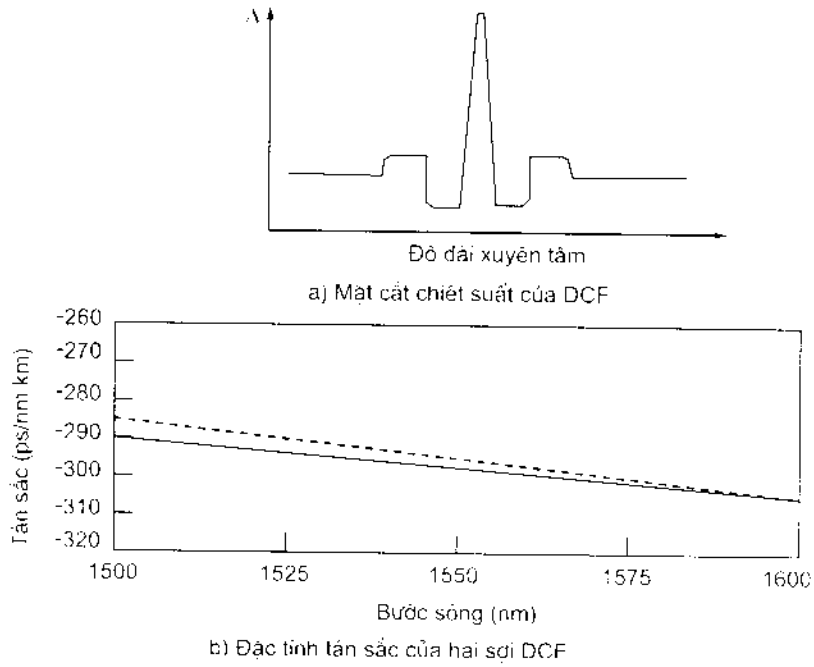
$$D_1L_1+D_2L_2=0 \qquad (9\text{-}16)$$

Vì $A(L, t) = A(0, t)$ khi biểu thức (9-16) được thoả mãn, dạng xung sẽ được lưu cho dạng đầu vào của nó. Biểu thức (9-16) chỉ ra rằng sợi bù tán sắc DCF (Dispersion Compensating Fiber) phải có GVD chuẩn tại 1,55 μm ($D_2 < 0$) vì $D_1 > 0$ đối với sợi tiêu chuẩn để sao cho thoả mãn điều kiện sau:

$$L_2=-\frac{D_1}{D_2}L_1 \qquad (9\text{-}17)$$

Trong thực tế L_2 càng nhỏ càng tốt. Điều này có thể đạt được chỉ khi DCF có D_2 mang giá trị âm lớn.

Ý tưởng sử dụng sợi DCF để bù tán sắc đã được xuất hiện vào khoảng năm 1980. Tuy nhiên, chỉ sau khi có sự phát triển các bộ khuếch đại quang năm 1990 thì sự phát triển DCF mới được thúc đẩy. Vì rằng suy hao sợi DCF là lớn và bộ khuếch đại quang cho phép bù vào các suy hao do nó gây ra trên tuyến truyền dẫn. Có hai cách tiếp cận cơ bản để thiết kế DCF. Trong cách thứ nhất, DCF dựa trên sợi đơn mode nhưng nó lại được thiết kế với giá trị tham số sợi V là tương đối nhỏ. Như ta đã biết trong chương 2, mode cơ bản được giam yếu với $V \approx 1$. Vì phần dòng các mode truyền bên trong lớp vỏ có chiết suất nhỏ, cho nên thành phần dẫn sóng đối với GVD là hoàn toàn khác cho những sợi như vậy, điều đó làm cho $D \approx -100$ ps/km. nm. Trong thực tế người ta thường thiết kế loại vỏ có chiết suất giảm. Nhưng có điều bất cập là DCF cũng có suy hao tương đối cao do có sự tăng của suy hao uốn cong ($\alpha \approx 0{,}4 \div 1{,}0$ dB/km). Tỷ số $|D|/\alpha$ thường được dùng như là một hệ số có nghĩa M để đặc trưng cho các sợi DCF khác nhau. Năm 1994, người ta đã chế tạo ra được các sợi có $M \approx 150$ ps/nm.dB và đã thương mại hoá trên thị trường. Công nghệ tiên tiến hiện nay đã có thể cho ra được các sợi DCF có tán sắc vượt quá -200 ps/km.nm với $M > 400$ ps/nm.dB. Hình 9.5 mô tả mặt cắt chiết suất và các đặc tính tán sắc đo được của hai loại DCF.



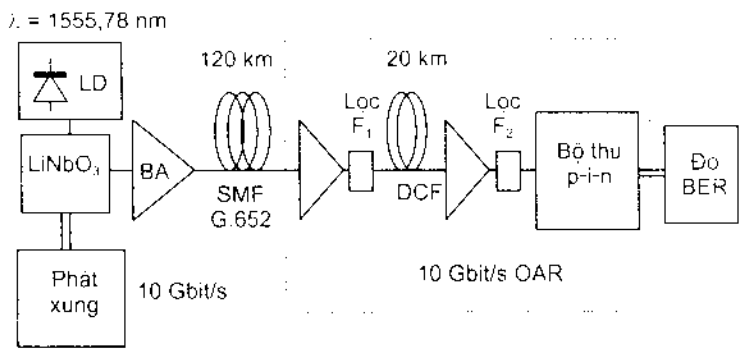
Hình 9.5: Mặt cắt chỉ số chiết suất và đặc tính tán sắc của hai loại sợi DCF

Các sợi bù tán sắc DCF đơn mode thường gặp phải một vài vấn đề. Thứ nhất, 1 km sợi DCF sẽ bù tán sắc cho khoảng 10 ÷ 12 km sợi đơn mode tiêu chuẩn. Thứ hai, suy hao của nó là tương đối cao tại vùng bước sóng hoạt động 1,55 μm ($\lambda \approx 0,5$ dB/km) do có suy hao uốn cong lớn. Thứ ba, do đường kính mode tương đối nhỏ cho nên cường độ quang là lớn hơn tại công suất đầu vào đã cho, điều đó làm tăng các ảnh hưởng từ các hiệu ứng phi tuyến. Hiện nay các nhà nghiên cứu đang nỗ lực tìm kiếm giải pháp để cải thiện đặc tính của sợi DCF đơn mode.

Cho tới nay hầu hết các vấn đề có liên quan tới sợi DCF đơn mode có thể được giải quyết theo hướng sử dụng *sợi hai mode* được thiết kế có các giá trị V sao cho mode bậc cao hơn gần với bước sóng cắt ($V \approx 2,5$). Các sợi như vậy hầu như có cùng suy hao như sợi đơn mode, nhưng chúng có thể được thiết kế nhằm để tham số tán sắc D đối với mode bậc cao hơn có các giá trị âm lớn. Thực vậy, giá trị của D có thể lớn tới -770 ps/km.nm; giá trị này đo được đối với sợi có lõi elip. Như vậy 1 km sợi DCF có thể bù tán sắc GVD cho tuyến dài 40 km, và nó có thêm chút ít suy hao sợi trong tổng suy hao tuyến. Ưu điểm của sợi DCF hai mode là ở chỗ nó cho phép bù tán sắc băng rộng. Khía cạnh này sẽ thảo luận ở phần sau của chương.

Việc sử dụng sợi DCF hai mode đòi hỏi phải có thiết bị biến đổi mode có khả năng biến đổi năng lượng từ mode cơ bản sang mode bậc cao hơn với sự hỗ trợ của DCF. Có một số các thiết bị hoàn toàn bằng sợi kiểu như vậy đã được nghiên cứu phát triển. Bản chất *hoàn toàn sợi* của thiết bị biến đổi mode là rất quan trọng xuất phát từ

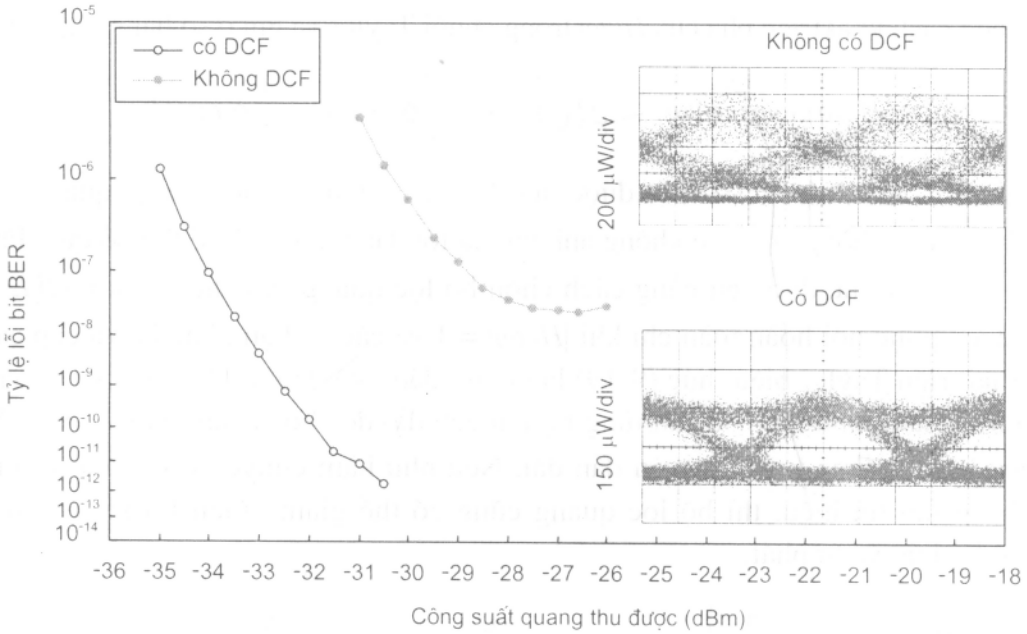
quan điểm tương thích với các hệ thống và mạng thông tin quang sợi. Vả lại, giải pháp này cho ra suy hao xen nhỏ. Ngoài ra, các yêu cầu đặt ra đối với bộ biến đổi mode là nó cần phải không nhạy cảm phân cực và cần hoạt động trên băng tần rộng. Trong thực tế, hầu hết các thiết bị biến đổi mode đều sử dụng sợi hai mode có cách tử bên trong sao cho để có thể ghép giữa hai mode. Chu kỳ cách tử Λ được chọn để dung hoà sự khác nhau về chiết suất Δ của hai mode ($\Lambda = \lambda/\Delta$) và tiêu biểu thường vào khoảng xấp xỉ 100 μm. Các cách tử như vậy được làm nhờ sử dụng một số công nghệ khác nhau như: công nghệ ứng suất căng có chu kỳ, vi uốn cong và nhạy cảm quang. Suy hao xen tiêu biểu thường thấp hơn 1 dB, với các hệ số ghép đạt tới 99%.



Hình 9.6: Hệ thống thực nghiệm 10 Gbit/s sử dụng DCF tại OAR

Nhờ sử dụng sợi bù tán sắc mà các người ta đã xây dựng được các tuyến thông tin quang tốc độ cao và cự ly xa. Để thực hiện bù tán sắc cho tuyến truyền dẫn dài, sợi bù tán sắc có thể được đặt xen vào các khoảng lặp trên tuyến. Các thiết bị khuếch đại quang EDFA sẽ thực hiện bù suy hao cho cả sợi truyền dẫn và sợi DCF. Gần đây, việc sử dụng sợi bù tán sắc DCF trong bộ thu có khuếch đại quang OAR (Optically Amplified Receiver) để kéo dài cự ly và tăng tốc độ bit truyền dẫn bằng việc xen sợi DCF vào trong OAR đã gây được nhiều sự quan tâm. Năm 2001, chúng tôi đã thành công trong việc sử dụng 20 km sợi DCF để lắp xen vào bộ thu quang có tiền khuếch đại EDFA [42]. Nhờ đó mà đã truyền được tín hiệu 10 Gbit/s trên hệ thống sử dụng sợi tiêu chuẩn G.652 dài 120 km. Hình 9.6 mô tả sơ đồ thiết lập thực nghiệm hệ thống truyền dẫn này trong đó bộ thu OAR có sợi DCF được mắc vào giữa hai tầng của bộ khuếch đại EDFA. Tổng tán sắc của DCF ở đây là -1340 ps/nm. Với việc xen DCF như vậy, độ nhạy thu quang được cải thiện rất nhiều. Hình 9.7 là kết quả đo độ nhạy thu mà chúng tôi đã thu được bằng -30,5 dBm tại tỷ số lỗi bit BER = 10^{-12} khi có DCF. Trong khi đó nếu không dùng sợi DCF thì chúng tôi không sao đo được độ nhạy thu tại giá trị BER cao như vậy, và chỉ đo được BER = 10^{-8} tại công suất thu được là -26,5 dBm. Nguyên nhân là do tán sắc cao đã làm kép hình mắt và giảm tỷ số phân biệt. So sánh hai kết quả đo được này thì thấy rõ ràng rằng có sự chênh lệch lớn về độ nhạy thu trong hai trường

hợp có và không có DCF. Như vậy, bù tán sắc bằng sợi DCF khi kết hợp với các bộ khuếch đại quang EDFA được coi là giải pháp rất có hiệu quả. Hiện nay, giải pháp này kết hợp với bù chirp phía phát đang được coi là rất hấp dẫn, và đang được thương mại rộng rãi.



Hình 9.7: Đặc tính BER đo được trong hệ thống 10 Gbit/s OAR sử dụng sợi bù tán sắc DCF để đạt cự ly 120 km

9.5. BÙ TÁN SẮC BẰNG BỘ LỌC CÂN BẰNG QUANG

Các sợi bù tán sắc DCF mà ta vừa xem xét ở trên có một nhược điểm là độ dài của nó cần thiết để bù trên tuyến truyền dẫn là khá dài. Ví dụ như sợi DCF dài xấp ~1 km thì thường chỉ bù tán sắc vận tốc nhóm GVD của sợi đơn mode tiêu chuẩn có cự ly chỉ khoảng 10 km. Như vậy có nghĩa là dùng DCF sẽ thêm suy hao đáng kể cho tuyến truyền dẫn, nhất là trong trường hợp tuyến có cự ly dài. Vì lý do đó mà người ta đã tìm ra một giải pháp khác để bù GVD; đó là giải pháp được gọi là lọc cân bằng quang. Trong phần này, chúng ta sẽ xem xét các bộ lọc giao thoa.

Chức năng của các bộ lọc cân bằng quang có thể biết được từ biểu thức (9-4). Vì tán sắc vận tốc nhóm GVD ảnh hưởng tới tín hiệu quang thông qua phổ $exp(i\beta_2 z\omega^2/2)$, cho nên rõ ràng rằng bộ lọc quang có hàm chuyển đổi loại bỏ được thành phần pha này sẽ lưu lại tín hiệu. Nhưng có điều bất cập là lại không có bộ lọc quang nào có hàm chuyển đổi có khả năng bù chính xác GVD, loại trừ tự bản thân bộ lọc quang. Tuy nhiên, có một vài bộ lọc quang đưa ra được việc bù GVD thành phần bằng cách phỏng tạo (bắt trước) hàm chuyển đổi lý tưởng. Ta hãy khảo sát bộ lọc quang có hàm chuyển

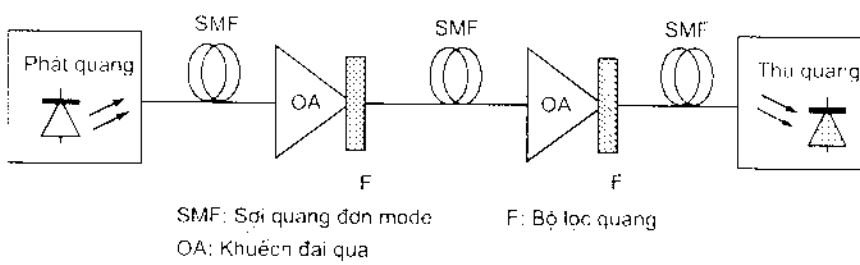
đổi $H(\omega)$. Nếu bộ lọc được đặt sau sợi có độ dài L, tín hiệu quang được lọc từ biểu thức (9-4) có thể được viết như sau:

$$A(L,t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\tilde{A}(0,\omega)H(\omega)exp\left(\frac{i}{2}\beta_2 L\omega^2-i\omega t\right)d\omega \qquad (9\text{-}18)$$

Bằng cách khai triển pha của $H(\omega)$ trong chuỗi Taylor và giữ ở số hạng bậc hai sẽ có:

$$H(\omega)=|H(\omega)|exp[i\phi(\omega)]\approx|H(\omega)|exp\left[i\left(\phi_0+\phi_1\omega+\frac{1}{2}\phi_2\omega^2\right)\right] \qquad (9\text{-}19)$$

ở đây $\phi_m = d^m\phi/d\omega^m$ (m = 0, 1,...) được ước lượng tại tần số sóng mang quang ω_0. Pha hằng số ϕ_0 và trễ thời gian ϕ_1 sẽ không ảnh hưởng tới dạng xung và có thể bỏ qua. Pha phổ do sợi sinh ra có thể được bù bằng cách chọn bộ lọc quang sao cho có $\phi_2 = -\beta_2 L$. Xung có thể được phục hồi hoàn toàn chỉ khi $|H(\omega)| = 1$ và các số hạng bậc ba và cấp cao hơn trong khai triển Taylor biểu thức (9-19) là không đáng kể. Hình 9.8 mô tả sơ đồ việc đặt các bộ lọc quang như thế nào sau từng bộ khuếch đại để cho cả suy hao sợi và GVD có thể được bù dọc theo tuyến truyền dẫn dài. Nếu như hàm chuyển đổi $H(\omega) = 0$ nằm ở ngoài băng tần tín hiệu, thì bộ lọc quang cũng có thể giảm nhiễu bộ khuếch đại nhờ việc loại bỏ bức xạ tự phát.



Hình 9.8: Sơ đồ minh họa bù tán sắc cho tuyến thông tin quang bằng các sử dụng bộ lọc quang đặt sau mỗi bộ khuếch đại

1. Giao thoa kế Fabry-Perot

Bản chất của bộ giao thoa kế là nhạy cảm với tần số của ánh sáng đầu vào và đóng vai trò như là một bộ lọc quang, bởi vì nó có các đặc tính truyền dẫn phụ thuộc tần số, chẳng hạn như bộ giao thoa kế Fabry-Perot (FP). Bộ giao thoa kế FP phản xạ, thường được gọi là bộ *giao thoa kế Gires-Tournois*, được thiết kế có một gương phản xạ một phần đặt ở phía trước và một gương phản xạ toàn phần đặt ở phía sau. Hàm chuyển đổi của nó được cho như sau:

$$H_{FP}(\omega)=H_0\frac{1+r\,exp(i\omega T)}{1+r\,exp(-i\omega T)} \qquad (9\text{-}20)$$

ở đây H_0 là một hằng số có tính tới tất cả các suy hao, $|r|^2$ là độ phản xạ gương trước, T là thời gian đi vòng ở trong hốc cộng hưởng FP. Vì $|H_{FP}(\omega)|$ là không phụ thuộc tần số, cho nên chỉ có pha phổ được biến đổi thông qua bộ lọc FP. Tuy nhiên, pha $\phi(\omega)$ của $H_{FP}(\omega)$ sẽ khá xa với lý tưởng. Nó là một hàm có chu kỳ lấy đỉnh tại tần số cộng hưởng FP. Trong vùng lân cận của mỗi một đỉnh, vùng phổ sẽ tồn tại mà ở đó sự thay đổi pha gần như ở dạng bậc hai. Trong thực tế, khi khai triển $\phi(\omega)$ theo chuỗi Taylor, ϕ_2 sẽ được viết như sau:

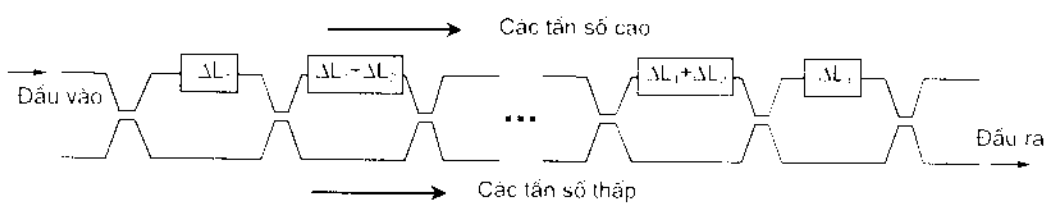
$$\phi_2 = 2T^2 r \frac{(1-r)}{(1+r)^3} \tag{9-21}$$

Có thể lấy ví dụ rằng, với hốc cộng hưởng FP dài 1 cm có $r = 0,8$ thì $\phi_2 \approx 550$ ps^2. Khi thiết kế hợp lý, thiết bị này có thể bù GVD cho vài trăm km sợi tiêu chuẩn bằng cách điều chỉnh độ dài hốc cộng hưởng phù hợp.

2. Giao thoa kế Mach-Zehnder

Như đã đề cập trong chương 7 ta biết rằng giao thoa kế MZ (Mach-Zehnder) đóng vai trò như một bộ lọc quang. Năm 1992, người ta đã tạo được một tổ hợp vài bộ giao thoa kế và gọi nó là bộ cân bằng quang, nó được chế tạo ở dạng "*mạch sóng quang Plana*" bằng cách sử dụng các ống dẫn sóng thuỷ tinh. Ưu điểm chính của thiết bị này là các đặc tính cân bằng tán sắc có thể được điều khiển bằng việc thay đổi các độ dài nhánh và số các bộ giao thoa kế MZ.

Hoạt động của thiết bị MZ có thể được hiểu từ cách nhìn mở rộng như mô tả trong hình 9.9. Thiết bị được thiết kế để các thành phần tần số cao hơn truyền dọc theo nhánh dài hơn của bộ giao thoa kế MZ. Kết quả là chúng phải trễ nhiều hơn so với các thành phần tần số thấp hơn đi theo nhánh ngắn hơn. Trễ tương đối được sinh ra từ thiết bị như vậy là vừa đủ đối diện với trễ được đưa ra từ bộ lọc quang trong chế độ tán sắc dị thường. Hàm chuyển đổi $H(\omega)$ có thể thu được qua phép phân tích và được dùng để tối ưu thiết kế và đặc tính thiết bị. Năm 1994, người ta đã tạo được mạch sóng quang planar chỉ có 5 bộ giao thoa kế MZ cho ra được trễ tương đối 836 ps/nm. Thiết bị này chỉ dài vài cm, nhưng nó có khả năng bù tán sắc cho 50 km sợi đơn mode tiêu chuẩn. Hạn chế chính của nó là độ rộng băng khá hẹp (~10 GHz) và nhạy cảm với phân cực đầu vào. Tuy nhiên, nó đóng vai trò như bộ lọc quang với khả năng lập trình có thể điều chỉnh GVD cũng như bước sóng hoạt động.



Hình 9.9: Trải rộng thiết bị của mạch sóng quang plana để bù tán sắc

9.6. BÙ TÁN SẮC BẰNG CÁCH TỬ BRAGG SỢI

Cách tử Bragg sợi đóng vai trò như một bộ lọc quang do đó có sự tồn tại của "*băng dừng*", là vùng tần số mà trong đó hầu hết ánh sáng tới đều được phản xạ trở lại. Băng dừng có tâm tại bước sóng Bragg $\lambda_B = 2nA$, trong đó A là chu kỳ cách tử và n là chỉ số mode. Bản chất có chu kỳ của những biến đổi chỉ số sẽ ghép các sóng lan truyền xuôi và ngược tại các bước sóng gần với bước sóng Bragg và kết cục sẽ đưa ra tính phản xạ phụ thuộc tần số đối với tín hiệu tới trên băng được cường độ cách tử xác định. Về bản chất, cách tử sợi như là một bộ lọc phản xạ. Mặc dù việc sử dụng cách tử này để bù tán sắc đã được xuất hiện từ những năm 1980, nhưng chỉ tới những năm 1990 thì công nghệ chế tạo dựa trên cơ sở tính "nhạy cảm quang" của các bộ lọc quang mới đủ để đưa ra ứng dụng thực tế.

9.6.1. Cách tử đồng dạng chu kỳ

Thông thường, các cách tử Bragg được phân tích bằng việc sử dụng các phương trình ghép mode để mô tả việc ghép giữa các sóng truyền xuôi và ngược tại tần số ω đã cho và được viết như sau:

$$\frac{dA_f}{dz} = i\delta A_f + ikA_b \tag{9-22}$$

$$\frac{dA_b}{dz} = i\delta A_b - ikA_f \tag{9-23}$$

ở đây A_f và A_b là các biên độ phổ của hai sóng,

$$\delta = \beta - \beta_B = \frac{2\pi}{\lambda} - \frac{2\pi}{\lambda_B} \text{ và } k = \frac{\pi n_s \Gamma}{\lambda_B} \tag{9-24}$$

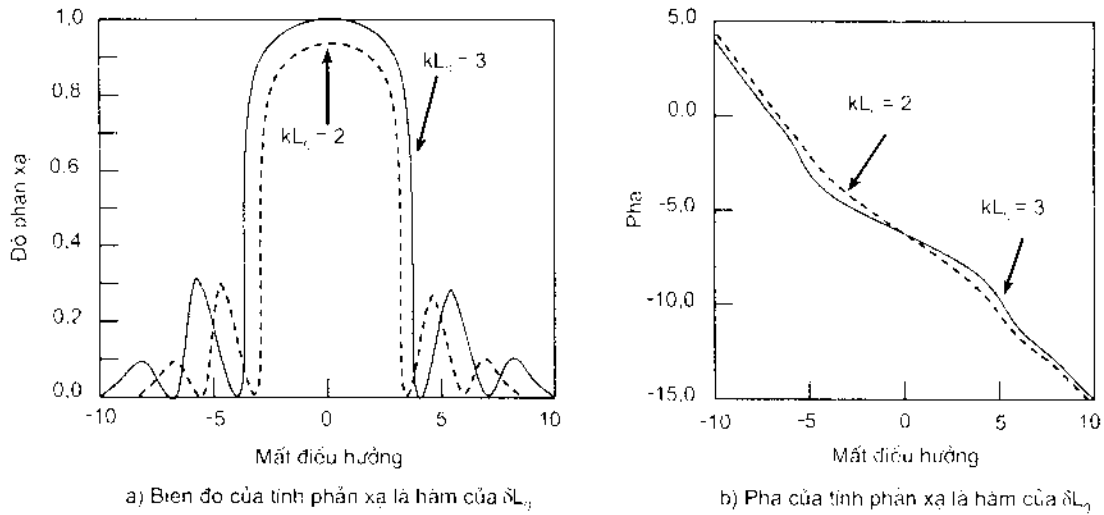
Trong đó δ là sự mất điều hưởng từ bước sóng Bragg và hệ số ghép k tương ứng với cách tử sợi có chỉ số khúc xạ biến đổi là $n(z) = n + n_s \cos(2\pi z/\lambda)$. Mode sợi được đặc trưng bởi chỉ số mode n và hệ số giam Γ.

Các phương trình ghép mode có thể giải quyết thông qua phân tích do bản chất tuyến tính của nó. Hàm chuyển đổi của cách tử đóng vai trò như bộ lọc phản xạ, và được viết như sau:

$$H(\omega) = r(\omega) = \frac{A_b(0)}{A_f(0)} = \frac{ik\sin(qL_g)}{q\cos(qL_g) - i\delta n(qL_g)} \tag{9-25}$$

ở đây $q = \sqrt{\delta^2 - k^2}$ và L_g là độ dài cách tử. Hình 9.10 chỉ ra tính phản xạ $|H(\omega)|^2$ và pha của $H(\omega)$ với $kL_g = 2$ và 3. Tính phản xạ cách tử sẽ gần đạt 100% ở trong băng dừng đối

với $kL_g = 3$. Tuy nhiên, vì pha là gần tuyến tính trong vùng đó, cho nên tán sắc cách tử được tổ chức bởi đạo hàm thứ hai của pha, ϕ_2 trong biểu thức (9-19), là tương đối nhỏ. Các giá trị hoàn toàn lớn của GVD có thể gần sát băng dừng, nhưng các biến đổi nhanh của cả biên độ $|H(\omega)|$ và ϕ_2 đã làm cho việc sử dụng các cách tử đồng dạng này để bù tán sắc chưa trở thành hiện thực.



Hình 9.10: Biên độ và pha phản xạ là một hàm số của δL_g

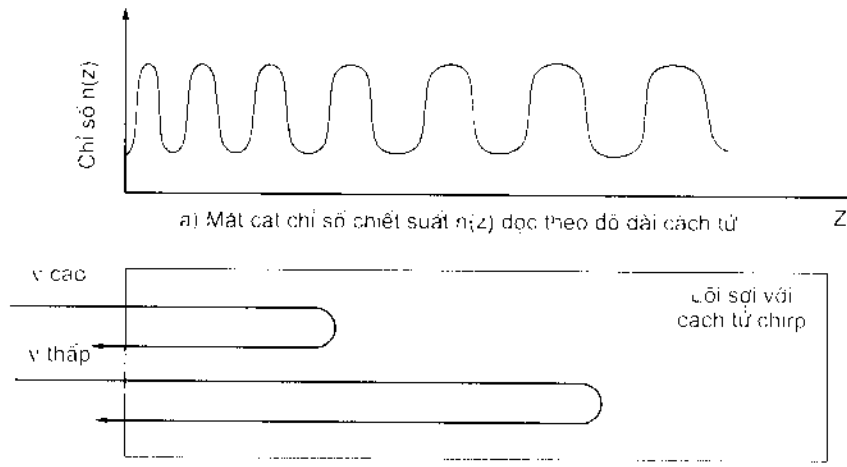
Vấn đề có thể giải quyết nhờ kỹ thuật "*apodization*" trong đó sự thay đổi chỉ số n_g là mặt cắt ngang cách tử được làm không đồng nhất, và dẫn đến k phụ thuộc z. Với những cách tử như vậy, các đỉnh k ở tâm và vuốt thon dần xuống 0 ở cả hai đầu. Vào năm 1996, người ta đã tiến hành thực nghiệm sử dụng một cách tử dài 11 cm để bù tán sắc vận tốc nhóm GVD cho tuyến thông tin quang 100 km sợi tiêu chuẩn với tốc độ 10 Gbit/s [133]. Hệ số ghép $k(z)$ thay đổi đều từ 0 đến 6 cm^{-1} trên độ dài cách tử.

Việc làm thon hệ số ghép dọc theo độ dài cách tử cũng có thể được sử dụng để bù tán sắc khi bước sóng tín hiệu nằm ở bên trong băng dừng và cách tử đóng vai trò như một bộ lọc phản xạ. Các giải pháp số của các phương trình ghép mode cho cách tử đồng dạng chu kỳ mà $k(z)$ thay đổi tuyến tính từ 0 đến 12 cm^{-1} trên độ dài 12 cm đã chỉ ra rằng mặt cắt trễ nhóm dạng chữ V, có tâm tại bước sóng Bragg, có thể được dùng để bù tán sắc nếu như bước sóng của tín hiệu đi tới xuất hiện từ tâm của băng dừng để cho phổ tín hiệu quan sát thấy sự thay đổi tuyến tính của trễ nhóm.

9.6.2. Cách tử sợi chirp

Ta đã biết rằng các cách tử có chu kỳ đồng dạng sẽ có băng dừng tương đối hẹp (tiêu biểu < 0,1 nm), nhưng trái lại trong thực tế thường có nhu cầu cách tử băng rộng. Người ta đã đưa ra một giải pháp gọi là cách tử sợi chirp, trong đó chu kỳ quang nA của cách tử thay đổi tuyến tính trên độ dài của nó. Vì bước sóng Bragg $\lambda_B = 2nA$ thay đổi

dọc theo độ dài cách tử cho nên các thành phần tần số khác nhau của xung quang tới sẽ được phản xạ tại các điểm khác nhau tuỳ thuộc vào nơi nào điều kiện Bragg được thoả mãn.



Hình 9.11: Sơ đồ minh hoạ bù tán sắc bằng cách tử sợi chirp tuyến tính

Có thể hiểu hoạt động của cách tử sợi chirp thông qua hình 9.11. Để bù tán sắc vận tốc nhóm GVD, chu kỳ quang của cách tử nA nên tăng dọc theo độ dài của nó để cho ra GVD chuẩn ($\beta_2 > 0$). Trong sợi quang đơn mode tiêu chuẩn (sợi thông dụng) có tán sắc dị thường tại bước sóng 1,55 μm, các thành phần tần số cao của xung sẽ lan truyền nhanh hơn các thành phần tần số thấp. Vì bước sóng Bragg tăng dọc theo độ dài cách tử cho nên các thành phần tần số thấp sẽ di chuyển thêm vào cách tử trước khi được phản xạ và phải chịu trễ nhiều hơn các thành phần tần số cao. Như vậy trễ tương đối được xuất hiện do cách tử sẽ vừa đủ đối diện với sợi và sẽ có thể bù được tán sắc sợi. Từ hình ảnh mô tả đơn giản như vậy, tham số tán sắc D_g của cách tử chirp có độ dài sợi L_g có thể được xác định bằng mối liên hệ sau:

$$T_R = D_g L_g \Delta\lambda \tag{9-26}$$

trong đó T_R là thời gian đi vòng ở trong cách tử, và $\Delta\lambda$ là sự khác nhau về các bước sóng Bragg tại hai đầu của cách tử. Vì $T_R = 2nL_g/c$, cho nên tán sắc cách tử được cho bởi dạng biểu thức diễn giải đơn giản sau đây:

$$D_g = \frac{2n}{c\Delta\lambda} \tag{9-27}$$

Hãy lấy ví dụ, $D_g \approx 5 \times 10^{7}$ ps/km.nm đối với độ rộng băng cách tử $\Delta\lambda = 0{,}2$ nm. Bởi vì các giá trị của D_g lớn như vậy, cho nên cách tử chirp dài 10 cm sẽ có thể bù được GVD trên 300 km sợi tiêu chuẩn.

Đã có một vài phương pháp khác nhau để chế tạo các cách tử sợi chirp. Điều quan trọng cần lưu ý là chính chu kỳ quang nA cần được thay đổi dọc theo cách tử (trục z), và như vậy chirp có thể được sinh ra do việc thay đổi chu kỳ cách tử vật lý A hoặc do thay đổi chỉ số mode hiệu dụng n dọc theo z. Thông thường trong kỹ thuật "*holograph chùm kép*" đã được sử dụng, khoảng cách vân của mẫu giao thoa được tạo không đồng dạng nhờ sử dụng những mặt sóng giao thoa uốn cong không như nhau, và tạo nên những thay đổi A. Trong thực tế, các lăng kính hình trụ được dùng trong một hoặc cả hai nhánh của giao thoa kế. Trong kỹ thuật gọi là kỹ thuật hướng xạ kép, người ta sử dụng một mặt nạ chuyển động để thay đổi n dọc theo z trong lúc hướng xạ thứ nhất. Sau đó, cách tử đồng dạng chu kỳ được khắc trên cùng đoạn sợi nhờ sử dụng kỹ thuật mặt nạ pha. Ngoài ra, có thể thực hiện nhiều sự thay đổi khác. Chẳng hạn như, các cách tử sợi chirp được chế tạo bằng cách rèn hoặc giữa sợi, hoặc nhờ luyện nhiệt gradien, và bằng cách khâu nhiều đoạn đồng dạng với nhau.

Có một số thực nghiệm bù tán sắc bằng cách tử sợi chirp và thể hiện được tiềm năng của kỹ thuật này. Năm 1994, người ta đã bù được cho 160 km sợi tiêu chuẩn cho hệ thống có tốc độ 10 và 20 Gbit/s. Sau đó, người ta đã tiến hành bù được tán sắc cho các hệ thống dài 270 km tại 10 Gbit/s vào các năm gần đây, và sẽ có thể tiến tới bù tán sắc cho tuyến dài 400 km ở tốc độ 10 Gbit/s. Rõ ràng rằng từ biểu thức (9-27), tham số tán sắc D_g của cách tử chirp được giới hạn bởi độ rộng băng $\Delta\lambda$ mà qua đó đặt ra việc bù GVD, như vậy chính là xác định tốc độ bit B.

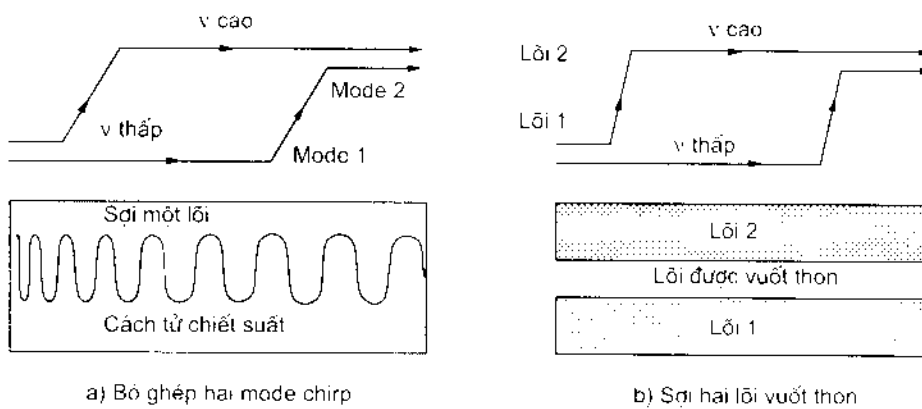
Việc tăng thêm nữa cự ly truyền dẫn tại tốc độ bit đã cho chỉ có thể thực hiện được nếu băng tần tín hiệu được giảm hoặc sử dụng kỹ thuật chirp trước tại thiết bị phát. Từ năm 1996, người ta đã thử nghiệm hệ thống 10 Gbit/s có chirp trước và được kết hợp với hai cách tử sợi chirp mắc nối tiếp nhau, và nhờ thế tăng được cự ly truyền dẫn tới 537 km. Ngoài ra, kỹ thuật giảm băng tần cũng có thể được kết hợp với cách tử. Cũng năm 1996, người ta đã truyền thành công tín hiệu 10 Gbit/s ở cự ly 700 km bằng việc sử dụng cách tử chirp dài 10 cm kết hợp với kỹ thuật hai chùm nhị phân có pha xen nhau.

Cách tử sợi chirp là hoàn toàn phù hợp cho việc bù tán sắc và thích hợp để tìm được các ứng dụng thương mại. Giới hạn chính của các cách tử này là chúng làm việc như bộ lọc phản xạ. Bộ ghép sợi 3 dB thường được dùng để tách các tín hiệu được phản xạ từ tín hiệu tới. Tuy nhiên, việc sử dụng nó lại phải chịu suy hao 6 dB thêm vào suy hao xen. Có một loại thiết bị ba cửa gọi là bộ quay vòng quang có thể lái tín hiệu được phản xạ theo hướng cửa thứ ba, và cho phép có thể giảm suy hao xen dưới 1 dB. Bên cạnh đó cũng có một phương pháp khác là phương pháp sử dụng bộ lọc truyền dẫn dựa trên cách tử để bù tán sắc. Ở đây có hai hoặc nhiều hơn các cách tử sợi được kết hợp lại tạo thành bộ lọc truyền dẫn, và các bộ lọc như vậy có thể được dùng để bù tán sắc với suy hao xen khá thấp. Chỉ đơn thuần một cách tử cũng có thể được biến đổi thành bộ

lọc truyền dẫn khi thực hiện kỹ thuật dịch pha ở giữa của cách tử. Còn loại cách tử Moiré là loại được tạo ra bằng cách đặt hai cách tử chirp được tạo dạng trên cùng một mẫu sợi, nó cũng có đỉnh truyền dẫn trên băng dừng của nó. Băng thông của các bộ lọc truyền dẫn này là khá nhỏ, mặc dù nó có thể được làm đủ lớn để cho qua tín hiệu 10 Gbit/s.

9.6.3. Bộ ghép mode chirp

Bộ ghép mode chirp là loại thiết bị hoàn toàn sợi được thiết kế dựa theo ý tưởng ghép cộng hưởng phân bố chirp. Hình 9.12 mô tả cơ chế hoạt động của hai loại thiết bị như vậy. Ý tưởng cơ bản về bộ ghép mode chirp là rất đơn giản: thay vì ghép các sóng lan truyền xuôi và ngược của cùng một mode (như được làm đối với cách tử sợi), cách tử chirp lại ghép hai mode không gian của sợi hai mode. Thiết bị này tương tự như bộ biến đổi mode đã mô tả trong phần 9.4 trong nội dung của DCF, loại trừ điều là chu kỳ cách tử được thay đổi tuyến tính trên độ dài sợi. Tín hiệu được chuyển từ mode cơ bản tới mode bậc cao hơn nhờ cách tử, nhưng các thành phần tần số khác nhau sẽ di chuyển với độ dài khác nhau trước khi được chuyển bởi vì bản chất chirp của cách tử là ghép hai mode. Nếu chu kỳ cách tử tăng dọc theo độ dài bộ ghép, thì bộ ghép có thể bù được GVD cho sợi. Tín hiệu sẽ duy trì truyền theo hướng xuôi, nhưng lại kết thúc ở mode bậc cao của bộ ghép. Bộ biến đổi mode đồng dạng cách tử có thể được dùng để biến đổi tín hiệu trở lại thành mode cơ bản nếu cần thiết.



Hình 9.12: Sơ đồ minh hoạ bù tán sắc bằng các bộ lọc truyền dẫn dựa trên 2 sợi

Có một phương án cùng chung ý tưởng là ghép giữa các mode cơ bản của sợi lõi kép có hai lõi không giống nhau. Nếu như hai lõi đủ sát vào nhau, thì việc ghép sóng phù du giữa các mode sẽ dẫn đến sự truyền năng lượng từ lõi này sang lõi kia, tương tự như trường hợp bộ ghép hướng, khi khoảng cách giữa các lõi được tóp lại tuyến tính, sự truyền như vậy sẽ tạo các điểm khác nhau dọc sợi tuỳ thuộc vào tần số của tín hiệu lan truyền. Như vậy, sợi có lõi kép có khoảng cách lõi được vuốt thon (được tóp lại) tuyến tính có thể bù GVD cho sợi. Kỹ thuật này cũng có thể được thực hiện dưới dạng thiết bị dùng các ống dẫn sóng bán dẫn.

9.7. KẾT HỢP PHA QUANG

9.7.1. Nguyên lý hoạt động

Từ năm 1979, ý tưởng về bù tán sắc bằng kỹ thuật kết hợp pha quang OPC (Optical Phase Conjugation), hay còn gọi là kỹ thuật liên hợp pha quang, đã xuất hiện. Tuy nhiên, do có nhiều hạn chế về công nghệ mà mãi tới năm 1993 kỹ thuật OPC mới được tiến hành thực nghiệm; nó đã thu hút được chú ý đáng kể. Ngược với các kỹ thuật khác vừa thảo luận ở trên trong chương này, đây là một kỹ thuật phi tuyến. Bây giờ ta hãy xem xét nguyên lý hoạt động như sau.

Cách đơn giản nhất để hiểu kỹ thuật kết hợp pha quang OPC có thể bù tán sắc cho GVD như thế nào là dựa vào liên hợp phức biểu thức (9-3) và thu được như sau:

$$\frac{\partial A^*}{\partial z} - \frac{i}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 A^*}{\partial t^2} - \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3 A^*}{\partial t^3} = 0 \qquad (9\text{-}28)$$

So sánh các biểu thức (9-3) và (9-28) sẽ thấy rằng sự lan truyền của trường kết hợp pha A^* là tương đương để đổi dấu của tham số tán sắc vận tốc nhóm β_2. Điều này cho ra ngay một gợi ý rằng nếu như trường quang được kết hợp về pha ở giữa tuyến truyền dẫn sợi quang thì tán sắc có được trên đoạn nửa đầu tiên sẽ được bù chính xác trong nửa thứ hai của tuyến. Vì số hạng β_3 không đổi dấu trong sự kết hợp pha, do đó OPC không thể bù được cho tán sắc bậc ba. Trong thực tế có thể dễ dàng nhận thấy rằng bằng việc giữ các số hạng cấp cao hơn trong triển khai Taylor ở biểu thức (2-121), thì OPC sẽ bù cho tất cả các số hạng tán sắc bậc chẵn trong khi đó không tác động các số hạng bậc lẻ.

Tính tác động của OPC bù tán sắc ở giữa đoạn cũng có thể được xác minh bằng việc sử dụng biểu thức (9-4). Trường quang ở ngay trước OPC được thu nhận bằng cách sử dụng $z = L/2$ trong biểu thức này. Sau đó, sự lan truyền của trường kết hợp pha A^* trong nửa đoạn thứ hai thu được như sau:

$$A^*(L,t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \tilde{A}^*(L/2,\omega)\exp\left(\frac{i}{4}\beta_2 L\omega^2 - i\omega t\right)d\omega \qquad (9\text{-}29)$$

ở đây $\tilde{A}^*(L/2,\omega)$ là dạng chuyển đổi Fourier của $A^*(L/2,t)$ và được cho như sau:

$$\tilde{A}^*(L/2,\omega) = \tilde{A}^*(0,-\omega)\exp(-i\omega^2\beta_2 L/4) \qquad (9\text{-}30)$$

Thay thế biểu thức (9-30) vào (9-29), người ta tìm thấy rằng $A(L,t) = A^*(0,t)$. Như vậy, trừ khi OPC đảo ngược pha, trường đầu vào được khôi phục hoàn toàn và dạng xung được lưu cho dạng đầu vào của nó. Vì thế, phổ tín hiệu sau OPC trở thành hình ảnh phản ánh trung thực phổ đầu vào, cho nên kỹ thuật kết hợp pha quang OPC cũng được gọi là kỹ thuật *đảo phổ giữa đoạn*.

9.7.2. Bù tự điều chế pha

Chúng ta đã biết về hiện tượng phi tuyến tự điều chế pha SPM (Self Phase Modulation) sẽ tạo ra chirp sợi của tín hiệu được truyền. Như trong mục 9.3 đã chỉ ra rằng chirp có thể được sử dụng với khía cạnh ưu điểm để tạo ra thuận lợi cho thiết kế. Các soliton quang cũng dùng SPM với các ưu điểm của nó (ta sẽ xét ở chương 11). Tuy nhiên, trong hầu hết các hệ thống không soliton, các hiệu ứng phi tuyến do SPM sinh ra lại làm giảm chất lượng tín hiệu, nhất là tín hiệu được truyền trên cự ly dài có sử dụng nhiều bộ khuếch đại quang.

Kỹ thuật kết hợp pha quang OPC khác so với các kỹ thuật bù tán sắc khác ở một điểm quan trọng là ở chỗ: dưới các điều kiện nào đó, nó có thể bù đồng thời cho cả tán sắc vận tốc nhóm GVD và tự điều chế pha SPM. Đặc điểm này của OPC đã được lưu tâm vào đầu những năm 1980, và đã được mở rộng nghiên cứu sau năm 1993. Có thể dễ dàng nhận thấy rằng cả GVD và SPM đều được bù thích hợp khi không có suy hao sợi quang. Sự truyền xung trong sợi có suy hao được chi phối từ biểu thức (5-4), hoặc từ biểu thức sau:

$$\frac{\partial A}{\partial z}+\frac{i}{2}\beta_2\frac{\partial^2 A}{\partial t^2}=i\overline{\gamma}|A|^2 A-\frac{1}{2}\alpha A \tag{9-31}$$

ở đây $\overline{\gamma}$ sẽ chi phối SPM và α là suy hao sợi. Khi mà $\alpha = 0$ thì A sẽ thoả mãn cùng biểu thức khi lấy liên hợp phức phương trình (9-31) và đổi z thành $(-z)$. Như vậy OPC giữa đoạn có thể bù đồng thời cho cả GVD và SPM. Sự có mặt của suy hao sợi sẽ phá huỷ đặc tính quan trọng này của OPC giữa đoạn. Lý do được cảm nhận rõ ràng nếu như ta chú ý rằng sự dịch pha do SPM sinh ra là phụ thuộc vào công suất. Như vậy sẽ dẫn đến những sự dịch pha ở nửa đầu của tuyến truyền dẫn sẽ lớn hơn nhiều ở nửa sau và OPC không thể bù cho các hiệu ứng phi tuyến. Phương trình (9-31) có thể được dùng để nghiên cứu tương tác của suy hao sợi. Bằng cách thay thế biểu thức:

$$A(z,t)=B(z,t)\exp\left(-\frac{\alpha z}{2}\right) \tag{9-32}$$

thì biểu thức (9-31) có thể được viết như sau:

$$\frac{\partial B}{\partial z}+\frac{i}{2}\beta_2\frac{\partial^2 B}{\partial t^2}=i\gamma(z)|B|^2 B \tag{9-33}$$

ở đây $\gamma(z)=\overline{\gamma}\exp(-\alpha z)$. Ảnh hưởng của suy hao sợi là tương đương về mặt toán học đối với trường hợp không có suy hao ngoại trừ tham số phi tuyến phụ thuộc z. Lấy liên hợp phức biểu thức (9-33) và đổi z thành $(-z)$ thì dễ dàng nhìn thấy rằng bù SPM hoàn chỉnh có thể xảy ra chỉ khi $\gamma(z) = \gamma(L-z)$. Điều kiện này không thể thoả mãn nếu như $\alpha \neq 0$.

Có thể nghĩ rằng vấn đề có thể được giải quyết bằng cách khuếch đại tín hiệu sau OPC giữa đoạn để cho công suất tín hiệu trở thành bằng với công suất đầu vào trước khi tín hiệu được phát vào nửa đoạn thứ hai của tuyến sợi. Mặc dù cách tiếp cận này có thể làm giảm tác động của SPM, nhưng nó không cho phép bù hoàn chỉnh SPM. Như vậy, bù hoàn chỉnh SPM có thể thực hiện được chỉ khi những sự thay đổi công suất là đối xứng quanh điểm giữa đoạn, nơi có OPC nhằm đạt được $\gamma(z) = \gamma(L-z)$ trong biểu thức (9-33). Trong thực tế, việc truyền dẫn tín hiệu thường không thoả mãn được đặc điểm này.

Bù hoàn chỉnh cho cả tán sắc vận tốc nhóm GVD và tự điều chế pha SPM có thể thực hiện được bằng cách sử dụng các sợi có tán sắc giảm. Để thấy được giải pháp này được thực thi như thế nào, ta giả thiết rằng β_2 trong biểu thức (9-33) là một hàm số của z. Sử dụng dạng sau đây:

$$\xi = \int_0^z \gamma(z)dz \tag{9-34}$$

thì biểu thức (9-33) có thể được viết như sau:

$$\frac{\partial B}{\partial \xi} + \frac{i}{2} B(\xi) \frac{\partial^2 B}{\partial t^2} = |B|^2 B \tag{9-35}$$

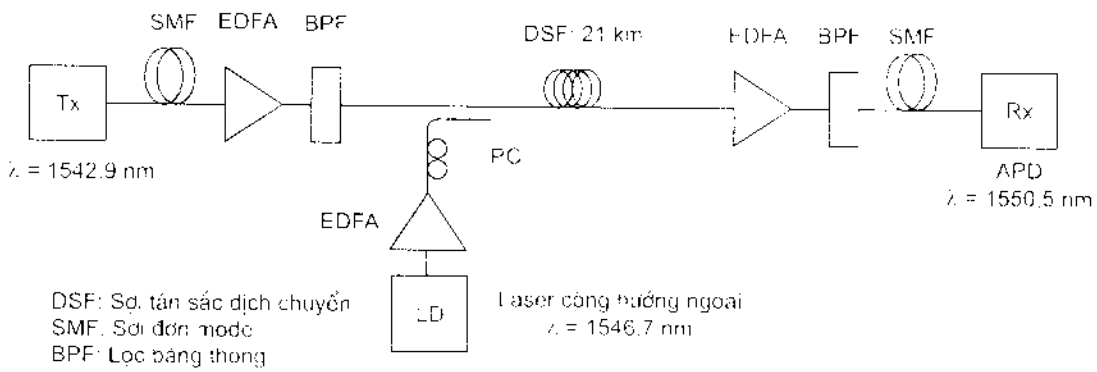
ở đây $B(\xi) = \beta_2(\xi)/\gamma(\xi)$. Cả GVD và SPM đều được bù nếu như $B(\xi) = B(\xi_L - \xi)$, trong đó ξ_L là giá trị của ξ tại $z = L$. Giải pháp đơn giản được đưa ra trong trường hợp tán sắc được may dệt cùng cách như $\gamma(z)$. Vì suy hao sợi làm $\gamma(z)$ thay đổi theo hàm mũ, cho nên cả GVD và SPM có thể được bù chính xác trong sợi tán sắc giảm có GVD giảm theo hàm mũ. Cách tiếp cận này hoàn toàn tổng quát và áp dụng ngay cả khi tuyến có sử dụng khuếch đại đường truyền.

9.7.3. Phát tín hiệu kết hợp pha

Thực hiện kỹ thuật OPC giữa đoạn đòi hỏi phải có phần tử thiết bị quang phi tuyến mà nó phát tín hiệu kết hợp pha. Giải pháp thông dụng nhất là sử dụng trộn bốn sóng FWM trong môi trường phi tuyến. Vì bản thân sợi quang là môi trường phi tuyến cho nên cách tiếp cận đơn giản là sử dụng một vài kilômét sợi được thiết kế đặc biệt để tăng lớn nhất hiệu quả FWM.

Hiện tượng FWM trong sợi quang đã được nghiên cứu một cách tích cực [134, 135]. Việc sử dụng nó đòi hỏi việc phun tín hiệu bơm tại tần số ω_p được dịch từ tần số tín hiệu ω_s với một lượng nhỏ (khoảng ~0,5 THz). Tính phi tuyến sợi sẽ phát tín hiệu kết

hợp pha tại tần số $\omega_p = 2\omega_0 - \omega_s$ sao cho gần như thoả mãn điều kiện tương hợp pha $k_p = 2k_0 - k_s$, ở đây $k_j = n(\omega_j)\omega_j/c$ là số lượng sóng đối với trường quang tần số ω_j. Trong các sợi đơn mode, điều kiện tương hợp pha có thể gần như được thoả mãn nếu như bước sóng có tán sắc bằng không của sợi được chọn trùng khớp với bước sóng bơm. Đây là cách tiếp cận đã được phỏng theo trong các thực nghiệm từ năm 1993 khi mà các nhà kỹ thuật đã trình diễn khả năng của giải pháp bù tán sắc bằng OPC. Hình 9.13 mô tả sơ đồ thiết lập thực nghiệm thời kỳ này [136]. Trong sơ đồ này, bộ lọc băng thông BPF được dùng để tách tín hiệu kết hợp pha từ quá trình bơm.



Hình 9.13: Sơ đồ thực nghiệm bù tán sắc bằng biến đổi phổ giữa đoạn

Có một vài yếu tố cần được xem xét trong khi thực hiện kỹ thuật OPC giữa đoạn trong thực tế. Thứ nhất là vì bước sóng tín hiệu thay đổi từ ω_s sang $\omega_i = 2\omega_p - \omega_s$ tại bộ kết hợp pha, cho nên tham số tán sắc vận tốc nhóm β_2 sẽ trở nên khác đi trong nửa đoạn thứ hai. Như vậy, bù hoàn chỉnh xảy ra chỉ khi bộ kết hợp pha chệch đôi chút khỏi điểm giữa của tuyến. Vị trí chính xác L_p có thể được xác định bằng điều kiện sau:

$$\beta_2(\omega_s)L_p = \beta_2(\omega_i)(L - L_p) \tag{9-36}$$

ở đây L là tổng độ dài tuyến. Bằng cách khai triển $\beta_2(\omega_j)$ trong chuỗi Taylor quanh tần số tín hiệu ω_s, ta có thể tìm được L_p như sau:

$$\frac{L_p}{L} = \frac{\beta_2 + \delta\beta_3}{2\beta_2 + \delta\beta_3} \tag{9-37}$$

trong đó $\delta = \omega_i - \omega_s$ là sự dịch tần của tín hiệu do OPC sinh ra. Thường thì sự dịch bước sóng là 6 nm, khi ấy vị trí bộ kết hợp pha thay đổi vào khoảng 1%.

Yếu tố thứ hai cần phải quan tâm là quá trình FWM trong sợi quang lại nhạy cảm phân cực. Vì sự phân cực tín hiệu không được điều khiển trong sợi quang cho nên nó thay đổi ngẫu nhiên. Những thay đổi ngẫu nhiên như vậy sẽ tác động tới hiệu quả FWM, làm cho kỹ thuật OPC tiêu chuẩn không phù hợp với các mục tiêu thực tế.

Nhưng rất may là kỹ thuật FWM có thể được thay đổi để tạo cho nó không nhạy cảm phân cực nữa. Có một cách là sử dụng hai chùm ánh sáng bơm phân cực trực giao tại các bước sóng khác nhau, được đặt đối xứng trên các vị trí đối diện qua bước sóng có tán sắc bằng không λ_{ZD} của sợi. Phương pháp này có ưu điểm là: sóng kết hợp pha có thể được phát tại cùng tần số với tín hiệu bằng cách chọn λ_{ZD} sao cho nó trùng với tần số tín hiệu. Đặc điểm này có thể được xác minh dễ dàng khi lưu ý rằng $\omega_i = \omega_{p1} + \omega_{p2} - \omega_s$, với các tần số bơm $\omega_{p1} \neq \omega_{p2}$.

Quá trình FWM trong khuếch đại laser bán dẫn cũng được dùng để phát tín hiệu kết hợp pha để bù tán sắc. Giải pháp này được thực hiện đầu tiên vào năm 1993 với việc biểu diễn truyền dẫn tín hiệu 2,5 Gbit/s trên 100 km sợi tiêu chuẩn G.652; kết quả thu được thông qua việc điều chế trực tiếp laser bán dẫn. Sau đó vào năm 1995, người ta đã tiến hành thực nghiệm đạt việc truyền dẫn tới 40 Gbit/s trên 200 km sợi G.652.

9.7.4. Ảnh hưởng của khuếch đại có chu kỳ

Hầu hết các công việc thực nghiệm về bù tán sắc đều xem xét cự ly truyền dẫn ở khoảng vài trăm kilômét. Đối với các tuyến truyền dẫn dài, người ta có thể đặt câu hỏi rằng liệu kỹ thuật kết hợp pha quang OPC có thể bù GVD hay không cho tuyến dài vài nghìn kilômét sợi quang mà trên đó có các bộ khuếch đại mắc chuỗi đều đặn. Câu hỏi này được nghiên cứu trả lời chủ yếu thông qua việc mô phỏng số.

Trong quá trình thực hiện mô phỏng, tín hiệu dạng NRZ được mô hình hoá bằng việc xem xét chuỗi giả ngẫu nhiên 128 bit với dạng xung quang Gaussian [136]. Suy hao sợi được bù lý tưởng bằng các bộ khuếch đại quang không có nhiễu, và GVD được bù bằng kỹ thuật OPC. Đặc tính hệ thống được phán quyết thông qua độ khép hình mắt. Kết quả chỉ ra rằng tín hiệu 10 Gbit/s có thể truyền trên cự ly dài 6000 km nếu công suất phát trung bình được giữ dưới 3 mW để giảm các ảnh hưởng của hiệu ứng phi tuyến. Như đã xem xét trong mục 9.7.2, kỹ thuật OPC bù cho cả GVD và SPM chỉ mang tính cục bộ khi các hiệu ứng phi tuyến trở nên quan trọng. Trong một kết quả mô phỏng máy tính khác [137], người ta cho rằng khoảng cách khuếch đại đóng vai trò quan trọng. Tín hiệu có thể truyền trên cự ly 9000 km khi giữ cho các bộ khuếch đại quang cách nhau 40 km. Việc lựa chọn bước sóng hoạt động cùng với việc lưu ý tới bước sóng có tán sắc bằng không cũng quan trọng. Trong vùng tán sắc dị thường ($\beta_2 < 0$), sự thay đổi chu kỳ công suất tín hiệu dọc theo tuyến sợi quang có thể dẫn đến sự phát các băng bên phụ thông qua hiện tượng của đặc tính không ổn định điều chế. Có thể tránh được tính không ổn định này nếu như tham số tán sắc tương đối lớn ($D > 10$ ps/km.nm). Trường hợp này xảy ra khi sử dụng sợi đơn mode tiêu chuẩn với bước sóng gần 1,55 μm. Như vậy, ta cần chú ý rằng cự ly truyền dẫn lớn nhất sẽ phụ thuộc vào nhiều yếu tố, chẳng hạn như hiệu quả của FWM, công suất đầu vào và khoảng cách các bộ khuếch đại quang, và các tham số hoạt động [124, 129].

Việc sử dụng OPC cho các hệ thống thông tin quang có cự ly xa đòi hỏi phải có các bộ khuếch đại quang mắc chuỗi nối tiếp theo chu kỳ và các bộ kết hợp pha. Hai thành phần thiết bị quang này có thể kết hợp thành một bằng cách sử dụng các bộ "*khuếch đại tham số*", nó không chỉ phát ra tín hiệu kết hợp pha thông qua quá trình FWM mà còn khuếch đại tín hiệu. Việc phân tích hệ thống truyền dẫn quang cự ly xa như vậy chỉ ra rằng các xung đầu vào 20 đến 30 ps có thể truyền được trên hàng nghìn kilômét mặc dù có tán sắc sợi cao, và cự ly truyền dẫn tổng có thể vượt 15000 km đối với các sợi tán sắc dịch chuyển.

9.8. BÙ TÁN SẮC BĂNG RỘNG

Trên cơ sở các kết quả đạt được cho việc bù tán sắc cho các hệ thống đơn kênh quang 10 Gbit/s, người ta đã nỗ lực để mở rộng việc bù tán sắc cho các hệ thống có dung lượng tới trên 100 Gbit/s đa kênh quang. Với các tốc độ bit cao như vậy, phương pháp bù tán sắc cần có tính tương thích băng rộng. Sau đây ta sẽ xem xét vấn đề này thông qua thực tiễn các hệ thống TDM và WDM.

9.8.1. Bù tán sắc cho hệ thống ghép kênh phân chia thời gian

Tín hiệu quang ghép kênh theo thời gian TDM có sử dụng xung cực ngắn khoảng ~1 ps vì khe bit tại tốc độ 100 Gbit/s chỉ rộng 10 ps. Đối với các xung ngắn như vậy, phổ xung trở thành đủ rộng làm khó cho việc bù tán sắc vận tốc nhóm GVD trên toàn bộ dải tần của xung do β_3 phụ thuộc vào tần số. Biểu thức (2-153) có thể được dùng để xác định cự ly truyền dẫn lớn nhất L, được giới hạn bởi tán sắc bậc ba β_3, chỉ khi tán sắc bậc hai được bù. Như thế ta có:

$$L \le \frac{0.034}{|\beta_3| B^3} \tag{9-38}$$

Giới hạn này đã được chỉ ra ở hình 2.33 bởi đường đứt nét. Tại tốc độ 200 Gbit/s, L chỉ vào khoảng 50 km; nó sẽ bị ngắn lại chỉ còn 3,4 km tại tốc độ 500 Gbit/s nếu ta sử dụng giá trị tiêu biểu $\beta_3 = 0{,}08$ ps^3/km. Rõ ràng rằng sử dụng kỹ thuật để bù đồng thời cho cả tán sắc bậc hai và bậc ba là cần thiết khi tốc độ bit vượt quá 100 Gbit/s cho các hệ thống TDM.

Giải pháp đơn giản nhất để bù tán sắc băng rộng là sử dụng sợi tán sắc cao được thiết kế có độ dốc tán sắc âm để cho cả β_2 và β_3 đều ngược dấu khi so với sợi quang tiêu chuẩn. Điều kiện cần thiết để thiết kế các sợi như vậy có thể thu được bằng cách giải phương trình (9-3) sử dụng phương pháp Fourrier. Đối với tuyến sợi quang chứa hai sợi có độ dài L_1 và L_2 khác nhau, các điều kiện để bù tán sắc băng rộng được cho như sau:

$$\beta_{21} L_1 + \beta_{22} L_2 = 0 \text{ và } \beta_{31} L_1 + \beta_{32} L_2 = 0 \tag{9-39}$$

ở đây β_{2i} và β_{3i} là các tham số tán sắc bậc hai và bậc ba cho các sợi có độ dài là L_i. Điều kiện đầu tiên giống biểu thức (9-16). Sử dụng biểu thức (9-17), điều kiện thứ hai có thể được sử dụng để tìm tham số tán sắc bậc ba cho sợi bù tán sắc DCF như sau:

$$\beta_{3_2} = \frac{D_2}{D_1}\beta_{3_1} = -\frac{L_1}{L_2}\beta_{3_1} \tag{9-40}$$

Nhìn chung rất khó để thoả mãn được biểu thức (9-39) trên một khoảng rộng bước sóng, mặc dù có sự thành công đáng kể trong những năm qua. Đối với các hệ thống TDM, băng thông tín hiệu tiêu biểu ~100 GHz, và nó đủ để thoả mãn biểu thức (9-39) trên băng 2 đến 3 nm. Yêu cầu này dễ dàng thoả mãn đối với các sợi DCF hai mode như đã xem xét ở phần 9.4, mặc dù nó yêu cầu sự điều khiển chính xác tỷ số L_2/L_1. Thực sự thì việc mô phỏng số chỉ ra rằng đối với xung 1 ps, L_1 có thể vượt qua 100 km khi sử dụng độ dài tối ưu sợi DCF hai mode này.

Có một số thực nghiệm và hệ thống TDM trình diễn về tiềm năng của kỹ thuật bù tán sắc. Người ta đã truyền thành công tín hiệu 400 Gbit/s bằng cách sử dụng xung quang 0,98 ps trong khe thời gian 2,5 ps.

Các sợi quang cũng có thể được thiết kế để bù tán sắc bậc ba. Các mạch sóng quang Plana trên nền tảng nhiều bộ lọc giao thoa MZ đã chứng tỏ khả năng thành công hoàn toàn các bộ lọc này do có bản năng có thể lập trình. Trong một thực nghiệm, người ta đã thiết kế bộ lọc có độ dốc tán sắc là -15,8 ps/nm^2 trên băng tần 170 GHz. Nó được dùng để bù cho tán sắc bậc ba trên 300 km sợi tán sắc dịch chuyển với β_3 = 0,05 ps/(km.nm^2) tại bước sóng hoạt động.

Tán sắc bậc ba cũng có thể được bù bằng cách sử dụng các cách tử sợi chirp. Việc mô tả trong mục 9.6.2 trước đây là chỉ giới hạn trong phạm vi các cách tử chirp tuyến tính được thiết kế để bù cho các ảnh hưởng của tán sắc bậc hai. Các cách tử này hoạt động hoàn toàn tốt để bù tán sắc cho hệ thống 10 Gbit/s nhưng sẽ không phù hợp cho các tốc độ bit cao ~ 100 Gbit/s. Vì vậy, người ta đã thiết kế ra loại cách tử Bragg sợi chirp bậc hai để có thể bù đồng thời cho cả tán sắc bậc hai và bậc ba.

9.8.2. Bù tán sắc cho hệ thống ghép kênh phân chia theo bước sóng WDM

Như đã biết rằng các hệ thống thông tin quang WDM thực hiện truyền cùng lúc nhiều kênh quang nhờ điều chế một số sóng mang quang với khoảng cách bước sóng ~1 nm. Như vậy toàn bộ tín hiệu có thể chiếm độ rộng băng 20 đến 30 nm; mặc dù nó được bó thành các gói phổ có độ rộng ~ 0,1 nm, nhưng nó phụ thuộc vào tốc độ bit của từng kênh riêng rẽ. Sự khác nhau chính so với trường hợp hệ thống TDM là vì các xung quang tương đối rộng (> 50 ps) được sử dụng đối với các kênh riêng, cho nên tán sắc bậc ba có vai trò chút ít trong khi truyền dẫn xung. Tuy nhiên, do β_2 phụ thuộc bước

sóng mà tán sắc bậc hai phải được bù trên dải phổ rộng mà tín hiệu WDM bao trùm lên. Có hai phương pháp khác biệt được sử dụng để bù tán sắc băng rộng trong các hệ thống WDM. Thứ nhất là dùng sợi DCF, nó cho phép bù GVD trên toàn bộ dải thông tín hiệu; phương pháp thứ hai sử dụng tính ưu việt từ bản chất tuần hoàn của phổ tín hiệu, và sử dụng bộ lọc quang có các đặc tính tán sắc chu kỳ (tuần hoàn).

Trong trường hợp các bộ lọc quang có đặc tính tán sắc chu kỳ, bộ lọc FP có nhiều đỉnh truyền dẫn cách xa theo chu kỳ bằng dải phổ tự do được cho trong biểu thức (7-10) ở chương 7. Sử dụng các bộ lọc này có thể cho phép bù GVD bằng cách làm mất điều hướng đỉnh truyền dẫn FP khỏi bước sóng trung tâm của từng kênh. Tuy nhiên, thiết kế các bộ lọc FP với lượng tán sắc lớn là rất khó. Các cách tử sợi có thể cho ra GVD lớn nhưng thường chỉ phù hợp với các hệ thống đơn kênh. Tuy nhiên có một loại cách tử sợi mới, được gọi là "cách tử sợi được lấy mẫu", được làm có nhiều băng dừng. Việc chế tạo rất đơn giản. Thay cho việc tạo ra một cách tử dài, người ta đã khắc nhiều cách tử ngắn cách đều nhau. Mỗi một đoạn ngắn là một mẫu, và vì vậy gọi là cách tử mẫu. Cách tử này có nhiều đỉnh phản xạ có khoảng cách bước sóng được xác định bằng chu kỳ mẫu và như vậy có thể điều khiển được trong quá trình chế tạo. Hơn nữa, nếu từng mẫu được chirp, các đặc tính tán sắc của mỗi một đỉnh cộng hưởng sẽ được chi phối bởi lượng chirp được sinh ra. Cách tử này đã được dùng để biểu diễn sự bù đồng thời cho tán sắc sợi cho 240 km của hệ thống 2 kênh quang 10 Gbit/s. Về nguyên lý, các cách tử như vậy có thể phục vụ được cho các hệ thống có từ 10 đến 15 kênh, mặc dù có sự khó khăn khi đối chọi với cách tử và tán sắc sợi trong trường hợp số kênh tăng lên.

Các sợi DCF hai lõi hình elíp cũng phù hợp cho việc bù tán sắc băng rộng trong các hệ thống WDM vì tham số tán sắc D không chỉ có các giá trị âm lớn, mà $|D|$ còn tăng với bước sóng tăng, theo đó nó bù lại sự tăng tương ứng trong sợi tiêu chuẩn. Có nhiều những thí nghiệm về khai thác thế mạnh của các sợi DCF. Năm 1996, một thực nghiệm đã được tiến hành với hệ thống 16 kênh tốc độ 2,5 Gbit/s để tạo thành dung lượng tổng tương đương 40 Gbit/s WDM, được truyền trên 427 km sợi nhờ việc áp dụng bù tán sắc kết hợp với sửa lỗi trước.

9.9. BÙ TÁN SẮC CHO HỆ THỐNG CỰ LY XA

Những vấn đề mà ta đề cập tới ở trên là cho các hệ thống có cự ly vài trăm kilômét: như vậy thì việc bù tán sắc cho các hệ thống có cự ly rất dài sẽ được tiến hành ra sao. Vấn đề này thường được đặt ra cho kỹ thuật bù tán sắc khi đứng trên quan điểm thiết kế hệ thống truyền dẫn quang có độ dài tới vài nghìn kilômét. Nếu như cứ sau 100 km đến 200 km, tín hiệu quang lại được tái phát bằng thiết bị lặp điện thì tất cả các kỹ thuật bù tán sắc đã thảo luận trên đây đều có thể áp dụng tốt cho các hệ thống bởi vì mọi sự suy giảm hệ thống đều không tích luỹ trên toàn bộ chiều dài tuyến. Ngược lại, nếu như

tín hiệu được duy trì trên miền quang trên toàn bộ tuyến dài bằng cách sử dụng các thiết bị khuếch đại quang thì các hiệu ứng phi tuyến như SPM và FWM có thể gây ra các ảnh hưởng khác nhau tuỳ theo các kỹ thuật bù tán sắc khác nhau. Trong phần này, chúng ta sẽ xem xét sơ bộ các hệ thống thông tin quang sợi có sử dụng kỹ thuật bù tán sắc bằng DCF hoặc cách tử sợi.

Do vấn đề chi phí mà hầu hết các thí nghiệm đều được tiến hành trong điều kiện sử dụng mạch loop vòng sợi trong đó tín hiệu quang buộc phải đi vòng nhiều lần nhằm để tạo nên hệ thống có cự ly dài tới vài nghìn kilômét. Như vậy, cứ sau khoảng 100 km lại phải dùng tới gần 20 km sợi DCF để bù tán sắc nếu như hệ thống có tốc độ 10 Gbit/s [42]. Các bộ lọc quang cũng phải được sử dụng để giảm ảnh hưởng của nhiễu bộ khuếch đại được lắp đặt trên tuyến. Hiện tượng phi tuyến chủ yếu có ảnh hưởng tới chất lượng hệ thống đơn kênh chính là SPM. Thực vậy, người ta đã tìm thấy rằng cự ly truyền dẫn phụ thuộc vào công suất tín hiệu tại đầu vào DCF, và là lớn nhất đối với giá trị tối ưu khoảng 0,57 mW. Rõ ràng rằng SPM xảy ra bên trong DCF đóng một vai trò quan trọng vì các ảnh hưởng phi tuyến sẽ tăng bên trong DCF do vùng lõi hiệu dụng của nó bị giảm. Trong các thí nghiệm sau này, người ta tăng tốc độ bit bằng kỹ thuật ghép bước sóng WDM. Mặc dù đã sử dụng các bộ lọc cân bằng, nhưng cự ly truyền dẫn tổng vẫn bị giảm so với hệ thống đơn kênh có tốc độ bit bằng tốc độ một kênh trong hệ thống WDM. Đó là do ảnh hưởng của hiệu ứng FWM.

Tán sắc vận tốc nhóm GVD và những biến đổi công suất dọc theo tuyến sợi được bù tán sắc sẽ phụ thuộc vào vị trí tương đối của các sợi DCF và các bộ khuếch đại quang. Sẽ có câu hỏi đặt ra là liệu người ta có thể cải thiện chất lượng hệ thống bằng cách tối ưu mặt cắt GVD dọc theo tuyến hay không. Câu trả lời là hoàn toàn được. Trong thực tế, kỹ thuật này đã được dùng và được gọi là kỹ thuật *quản lý tán sắc*. Nó được áp dụng rất có hiệu quả nếu như người thiết kế hệ thống có quyền tự do lựa chọn các sợi có các đặc tính tán sắc khác nhau. Ý tưởng là hoàn toàn đơn giản; nó bao gồm việc trộn các sợi có GVD dương và âm với nhau để sao cho không chỉ tán sắc tổng giảm đối với tất cả các kênh, mà đồng thời các ảnh hưởng phi tuyến cũng được giảm. Nhờ giải pháp này, người ta đã thiết lập được tuyến dài 1000 km với 31 bộ khuếch đại từ năm 1994.

Thông qua các kết quả nghiên cứu gần đây, người ta có thể đưa ra kết luận chung rằng việc tối ưu hệ thống WDM sử dụng kỹ thuật bù tán sắc còn phụ thuộc vào nhiều tham số thiết kế, chẳng hạn như công suất phát, khoảng khuếch đại, và vị trí các DCF. Nếu như các tham số này được thiết kế hợp lý sẽ có thể thực hiện được các hệ thống thông tin quang cự ly xa với dung lượng rất lớn.

Chương 10

MẠNG THÔNG TIN QUANG

Hiện tại có rất nhiều các chủng loại hệ thống truyền dẫn khác nhau được đưa vào khai thác trên mạng lưới. Do có nhiều ưu điểm vượt trội mà mạng thông tin quang ngày một phát triển mở rộng cả về quy mô phạm vi ứng dụng và chất lượng mạng. Do có sự phát triển nhanh về công nghệ, các cấu trúc mạng và các cấu hình hệ thống truyền dẫn quang trong ứng dụng thực tế đang tiến tới không còn tồn tại sự phân biệt giữa các khu vực ứng dụng. Tuy nhiên để thuận lợi cho việc phân tích và đánh giá cấu trúc cũng như công nghệ mạng thông tin quang hiện tại và trong những năm tới, chúng tôi giới thiệu nội dung chương này làm hai phần là mạng nội hạt và mạng truyền tải quang. Mạng nội hạt ở nhiều nơi đã được khai thác có hiệu quả và nó đã đáp ứng được nhiều loại hình phục vụ. Tuy nhiên, nhu cầu thông tin ngày một phát triển mạnh, các yêu cầu về các hệ thống cho mạng nội hạt có băng tần rộng đã được đặt ra nhằm thoả mãn sự phát triển của mạng và các loại hình dịch vụ có băng tần cũng như chất lượng cao. Xuất phát từ thực tế như vậy, gần đây việc áp dụng các hệ thống thông tin quang vào mạng nội hạt có thể đặt mới hoặc thay thế cho các tuyến cáp kim loại đã được triển khai ở các nước, và một số nơi đã có được những kinh nghiệm bước đầu. Mạng truyền tải trong chương này sẽ được giới thiệu với mục tiêu truyền các lưu lượng lớn với băng tần rộng nhằm thoả mãn nhu cầu truyền tải trong cấu trúc mạng hiện đại. Trên cơ sở đó, vấn đề thông suốt lưu lượng được đặt ra như là một nền tảng cho việc thoả mãn nhu cầu băng tần rộng của khách hàng mà không cần quan tâm tới nội dung của luồng tín hiệu đó. Đây cũng là mục tiêu tiến tới mạng thông tin quang thế hệ sau NGN (Next Generation Network). Như vậy, việc kết nối mạng cũng có những yêu cầu mới nhằm thoả mãn mọi nhu cầu về các loại hình dịch vụ viễn thông.

10.1. MẠNG THÔNG TIN QUANG NỘI HẠT VÀ THUÊ BAO QUANG

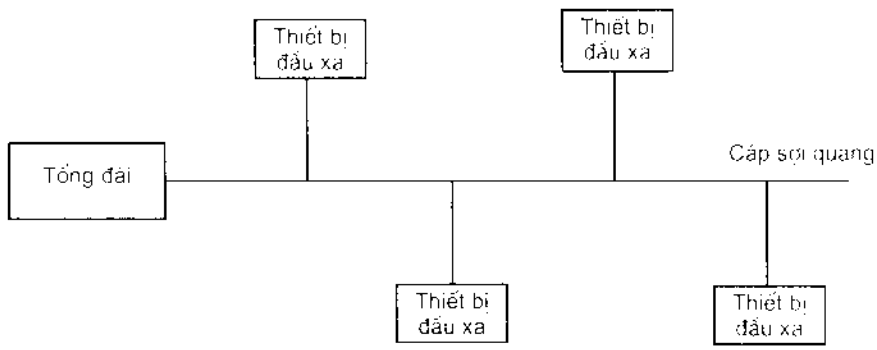
10.1.1. Các cấu trúc mạng quang

10.1.1.1. Bus sợi quang

Cấu hình mạng bus đã được xây dựng trên cáp đồng. Cấu trúc này có ưu điểm là tạo ra môi trường truyền dẫn hoàn toàn thụ động và dễ dàng tạo được các nhánh trên đường cáp mà không gây ra xáo trộn cấu hình cũng như gián đoạn việc khai thác mạng. Nhưng khi phát triển cấu trúc bus trên cáp quang thì lại khó thực hiện: lý do là ở chỗ

việc truyền hai hướng trên các nhánh khó thực hiện, các tín hiệu vào và ra ở đường truyền dẫn chính không thuận lợi như ở cáp đồng. Cấu trúc bus được mô tả như ở hình 10.1.

Trong cấu trúc bus chỉ có một đường truyền dẫn từ tổng đài nội hạt tới các thiết bị đầu xa RT hoặc RU (Remote Terminal hoặc Remote Unit). Như vậy cấu trúc hình bus sẽ sử dụng chung thiết bị mạng, tuy nhiên nó không có tính bảo mật thông tin. Cấu hình này phù hợp với việc phân bố các dịch vụ vì các thuê bao có thể nhận chung cùng một tín hiệu.



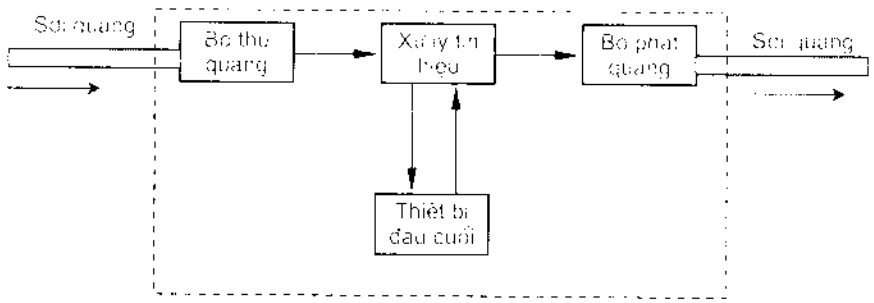
Hình 10.1: Cấu trúc bus sợi quang

Do có các phần tử tách ghép (coupler) mà có thể thực hiện được việc truy nhập tín hiệu quang. Các phần tử ghép này ở dưới hai dạng tích cực và thụ động. Các bộ coupler tích cực có chức năng biến đổi tín hiệu quang thu được từ bus thành tín hiệu điện trước khi tiến hành xử lý tín hiệu (như ghép thêm luồng số vào chùm tín hiệu, v.v...). Các bộ coupler thụ động không thực hiện quá trình biến đổi quang-điện nào, nó chỉ sử dụng đặc tính quang để lấy lượng công suất từ bus chính.

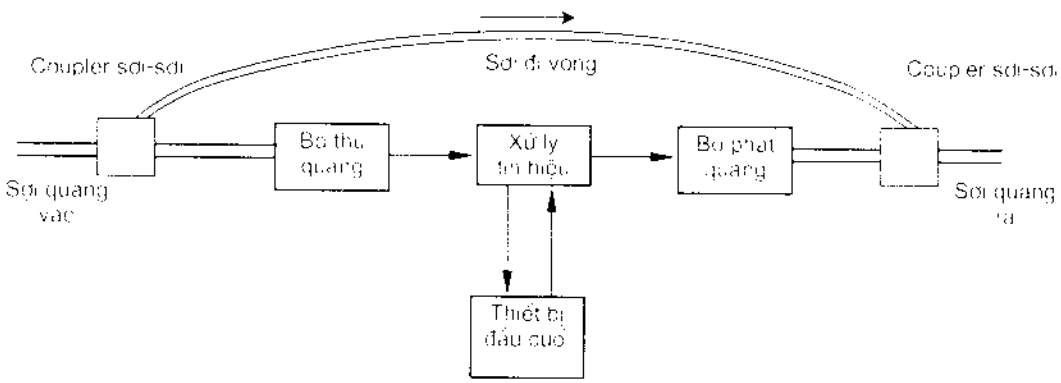
• ***Coupler bus sợi quang tích cực***

Coupler tích cực chữ T được mô tả như ở hình 10.2. Ở đây bộ thu quang photodiode sẽ nhận tín hiệu quang từ bus sợi và thực hiện biến đổi tín hiệu quang thành tín hiệu điện. Tín hiệu điện ở đầu ra bộ thu sẽ đưa tới bộ phận xử lý tín hiệu. Thành phần xử lý tín hiệu sẽ thực hiện các chức năng biến đổi về điện như trích lấy hoặc sao chép tín hiệu để đưa tới thiết bị đầu cuối và duy trì tín hiệu cho thiết bị phát quang. Thiết bị phát quang thực hiện biến đổi từ tín hiệu điện trở lại tín hiệu quang để phát tiếp vào đường truyền bus sợi tới thiết bị tiếp sau. Bộ xử lý cũng có thể ghép xen thêm thông tin lấy từ thiết bị đầu cuối vào đường truyền tín hiệu. Các coupler loại này đều sẵn có trên thị trường hoặc có thể tạo ra từ các mạch với các nguồn phát laser và bộ tách sóng photodiode thông thường. Ưu điểm của cấu trúc bus sợi loại này là mọi thiết bị đều có thể đóng vai trò như một trạm lặp. Điều này có nghĩa là về nguyên lý hoạt động, bus tích cực có thể điều tiết các thiết bị đầu cuối với số lượng không giới hạn, vì tín hiệu đã

được khôi phục về giá trị ban đầu tại mỗi một nút mạng. Tuy nhiên, việc sử dụng làm trạm lặp còn tuỳ thuộc vào từng trường hợp cụ thể, và độ tin cậy của từng trạm lặp sẽ là yếu tố rất quan trọng liên quan tới hoạt động của toàn mạng. Giả dụ như nếu có một trạm nào đó trên một bus đơn sợi bị hỏng thì toàn bộ lưu lượng sẽ bị ngừng lại, chính vì vậy người ta đã đưa ra cấu hình bus đa sợi hoặc cấu hình đường vòng để giảm bớt sự cố ở vấn đề này. Về cấu hình đường vòng cũng có thể được thể hiện qua các thiết bị tích cực như các chuyển mạch điện-quang. Ở kỹ thuật này, khi có nút nào hỏng trên mạng, nó sẽ rẽ vòng theo một hướng khác. Lúc đó, sợi quang tới sẽ tự động ngắt khỏi thiết bị tại nút đó và nối tới sợi tiếp theo nhờ các chuyển mạch điện-quang.



Hình 10.2: Ví dụ một loại coupler chữ T



Hình 10.3: Cấu hình sợi vòng thụ động

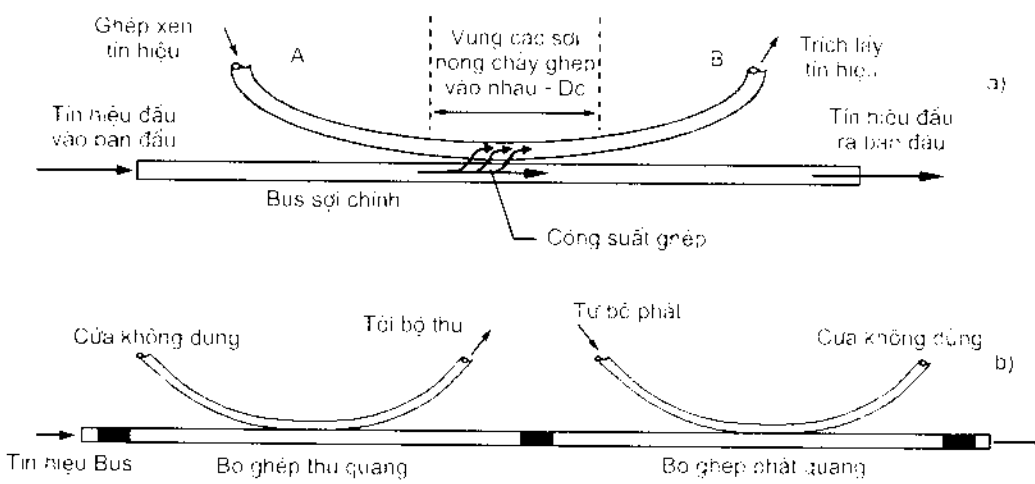
Cấu hình đường vòng còn có thể thực hiện nhờ các bộ ghép sợi thụ động (mà ta sẽ xét ở phần sau). Hình 10.3 là ví dụ về cấu trúc đường vòng sợi thụ động. Ở đây mỗi một trạm lặp đều có một đường vòng cố định là sợi quang nối hai phía của thiết bị nhờ các bộ ghép quang (Optical Coupler). Nếu như có trạm nào bị hỏng, sợi vòng này sẽ duy trì tín hiệu quang từ thiết bị phát tới trạm tiếp theo sau. Để tránh giao thoa với tín hiệu đang được phát tại nút khi đang hoạt động bình thường, thì tín hiệu đi theo đường vòng phải được giảm đủ mức (ít nhất là 7 dB so với tín hiệu quang tại nút đó để đạt được tỷ số lỗi bit BER = 10^{-9}) để chỉ xuất hiện nhiễu trên tín hiệu được phát đi một cách bình

thường. Phương pháp này đơn giản, khá tin cậy, và kinh tế, nhưng đôi khi lại làm giảm dự phòng của tuyến.

• ***Coupler bus sợi quang thụ động***

Trong cấu hình coupler bus sợi quang thụ động, các bộ ghép (coupler) thụ động được sử dụng ở từng thiết bị đầu cuối để lấy ra phần tín hiệu quang từ đường bus trung kế hoặc đưa các tín hiệu quang thêm vào trung kế. Các bộ ghép thụ động này thường có dạng "In-line" hoặc chữ T. Cấu trúc chữ T có liên quan tới phân bố quỹ công suất của mạng, đây là vấn đề chính cần quan tâm. Trong thực tế còn nảy sinh vấn đề là tín hiệu quang không được tái phát tại từng nút trạm thiết bị. Các suy hao khi xen tín hiệu vào và lấy tín hiệu ra tại mỗi nhánh cộng thêm với các suy hao sợi giữa các nhánh sẽ làm hạn chế kích cỡ mạng. Nếu như sử dụng các bộ ghép đối xứng thì số lượng thiết bị đầu cuối sẽ nhỏ, chỉ khoảng 10 thiết bị đầu cuối. Tuy nhiên, để tăng được số lượng thiết bị này lên thì có thể sử dụng các bộ ghép không đối xứng.

Hình 10.4a) là một dạng bộ ghép thụ động hình chữ T phổ biến. Bộ ghép có bốn cửa: hai cửa để nối thiết bị vào bus, một cửa để thu tín hiệu từ nhánh đi ra, và một cửa để xen tín hiệu vào đường bus. Nếu tín hiệu đi từ trái sang phải như ở hình vẽ thì các tín hiệu được ghép vào bus theo cửa A và tín hiệu lấy ra từ bus sẽ lấy tại cửa B. Trường hợp này là sử dụng bộ ghép chữ T đơn. Theo như trình tự hình 10.4a) thì sẽ có một lượng công suất quang được lấy ra từ bus sợi chính đi vào cửa B. Trong nhiều trường hợp bộ phát quang ở đây có thể làm quá tải bộ thu quang. Để tránh điều này, người ta sử dụng hai bộ ghép đặt bộ trước bộ sau như ở hình 10.4b). Lúc này cửa bộ thu sẽ ngược dòng với cửa bộ phát và sẽ tránh được quá tải bộ thu. Như vậy ở trường hợp này sẽ có hai cửa không được sử dụng.



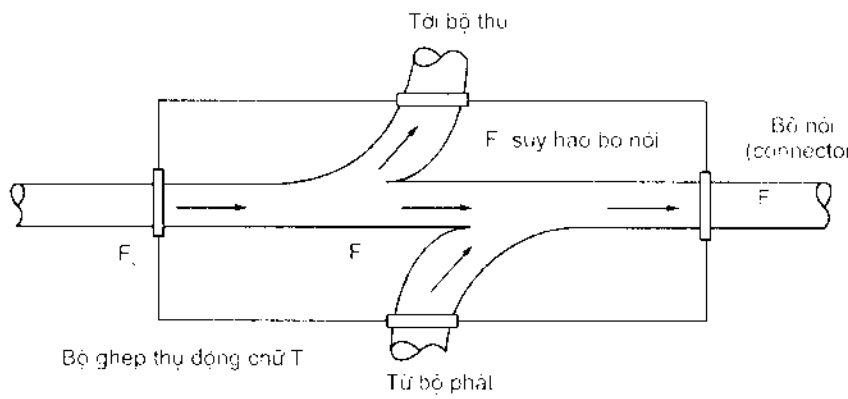
Hình 10.4: Bộ ghép chữ T thụ động và phương pháp ghép tránh quá tải bộ thu

Các bộ ghép như ở hình 10.4 có thể thực hiện đơn giản bằng cách làm nóng chảy hai sợi dẫn quang ghép với nhau trên một đoạn ngắn. Khoảng cách này ký hiệu là Dc và gọi là *độ dài ghép*. Độ dài của nó và khoảng cách giữa hai lõi sợi sẽ xác định mức độ ghép công suất quang từ sợi này sang sợi kia. Khi hai sợi có tính hình học tương tự nhau thì ta được bộ ghép đối xứng. Đối với bộ ghép không đối xứng có nghĩa là hai sợi sẽ khác nhau, chẳng hạn như sợi bus chính là đa mode còn sợi ghép vào lại là sợi đơn mode.

Các suy hao tính toán trong bộ ghép chữ T được chỉ ra như ở hình 10.5. Để đơn giản, ta bỏ qua cửa không được sử dụng. Như vậy bộ ghép có bốn cửa chức năng: hai cửa nối thiết bị vào bus sợi, một cửa để thu tín hiệu nhánh ra, và một cửa để ghép xen tín hiệu vào đường truyền. Giả thiết rằng phần suy hao công suất F_c là suy hao tại từng cửa của bộ ghép. Ta cho phần suy hao này là 20% để sao cho có suy hao ghép nối L_c là:

$$L_c = -10\log(1 - F_c) \approx 1\ dB \qquad (10\text{-}1)$$

Đó là lượng công suất quang bị giảm đi 1 dB đối với bất kỳ một tiếp giáp ghép nối nào.



Hình 10.5: Suy hao công suất quang tính cho hai bộ ghép chữ T

Gọi C_T là phần công suất lấy ra từ bus và phần phát tới cửa bộ tách sóng quang. Lưu ý rằng, đại đa số phần công suất lấy ra từ đường truyền thông qua bộ ghép chữ T thực tế là $2C_T$, bởi vì công suất quang được trích lấy tại cả các nhánh thu và phát của thiết bị. Công suất đã lấy ra tại nhánh phát sẽ bị suy hao từ hệ thống. Lúc này suy hao ghép L_T tính theo decibel được viết tắt là:

$$L_T = -10\log(1 - 2C_T) \qquad (10\text{-}2)$$

Ngoài các suy hao ghép nối và suy hao rẽ nhánh, còn có suy hao bản thân L_s có trong mỗi bộ ghép chữ T. Nếu phần suy hao ở trong bộ ghép là F_s thì suy hao do bản thân truyền dẫn L_s được tính theo decibel như sau:

$$L_s = -10\log(1 - F_s) \qquad (10\text{-}3)$$

Để đánh giá đặc tính của bus trên đường truyền "in-line", ta hãy khảo sát các nguồn suy hao công suất khác nhau dọc theo phần truyền dẫn tín hiệu. Chúng ta xem xét vấn đề này dưới dạng các thành phần suy hao công suất tại giao tiếp hoặc thành phần riêng biệt. Trên một độ dài sợi dẫn quang x (tính bằng km), tỷ số các mức công suất thu với phát được cho là:

$$A = 10^{\alpha_f x/10} = e^{2.3\alpha_f x/10} \tag{10-4}$$

ở đây α_f là hệ số suy hao sợi quang được tính bằng decibel trên kilômét.

Nhìn chung bus "In-line" sẽ bao gồm một số các trạm cách nhau theo các độ dài khác nhau của đường bus. Tuy nhiên, để đơn giản ở đây ta xem xét một bus "in-line" có N trạm đồng dạng cách nhau một khoảng L. Từ biểu thức (10-4), suy hao sợi quang đặt giữa các trạm kề nhau được viết như sau:

$$A_{ij} = e^{2.3\alpha_f L/10} \tag{10-5}$$

Ta sử dụng ký hiệu P_{jk} để biểu thị công suất quang thu được tại bộ tách sóng ở trạm thứ k từ bộ phát của trạm thứ j. Để đơn giản, giả thiết rằng mọi thiết bị đầu cuối của bus kể cả hai trạm đầu cuối đều có bộ ghép thụ động chữ T.

Do bản chất nối tiếp của bus in-line, công suất quang luôn có tại từng nút riêng rẽ sẽ giảm đi theo sự tăng khoảng cách tính từ nguồn phát. Như vậy các đặc tính đáng lưu ý là *dải động* của hệ thống. Đây chính là dải công suất quang lớn nhất mà bộ tách sóng có thể đáp ứng được. Sự sai khác ít nhất về công suất quang phát và thu sẽ xảy ra đối với các trạm kề nhau, như ở trạm 1 và trạm 2 ở hình 10.6. Nếu P_0 là công suất quang được phát từ một nguồn *flylead* và E là hiệu suất ghép của công suất quang vào bus sợi thì có thể viết:

$$P_{1,2} = A_{12} C_T (1 - F_c)^1 E P_0 \tag{10-6}$$

Sự khác nhau lớn nhất về công suất quang phát và thu sẽ xảy ra giữa trạm 1 và trạm N. Như vậy, tại đầu phát, mức công suất được ghép vào đoạn đầu tiên là:

$$F_1 = (1 - F_c)^2 E \tag{10-7}$$

Tại đầu thu, phần công suất lấy ra từ bộ ghép chữ T để đưa vào bộ tách sóng là:

$$F_N = (1 - F_c)^2 C_T \tag{10-8}$$

Đối với mỗi trạm trung gian N-2, phần công suất đi qua mỗi một bộ ghép sẽ là:

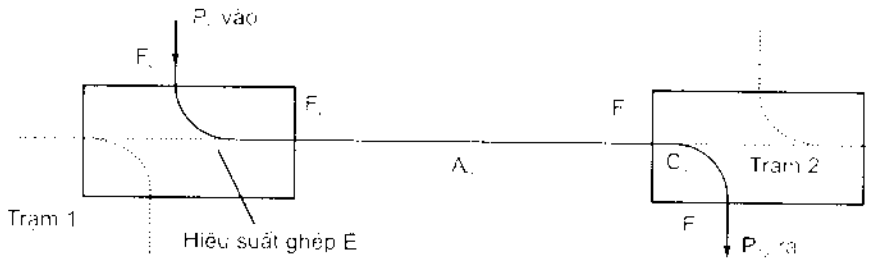
$$F_{gh} = (1 - F_c)^2 (1 - 2C_T)(1 - F_i) \tag{10-9}$$

Tổng hợp các hệ số này và các suy hao truyền dẫn của N-1 sợi xen vào, chúng ta thấy rằng công suất thu được tại trạm N tính từ trạm 1 sẽ là:

$$P_{ra} = A_0^{-1} F_1 F_{ob}^{-2} F_N P_{in}$$
$$= A_0^{-1} (1-F)^{2N} (1-2C_F)^{N-2} C_F (1-F_1)^{N-2} E P_{in} \quad (10\text{-}10)$$

Dải động DR (Dyramic Range) trong trường hợp xấu nhất được lấy ra từ tỷ số của biểu thức (10-6) với (10-10) và được viết như sau:

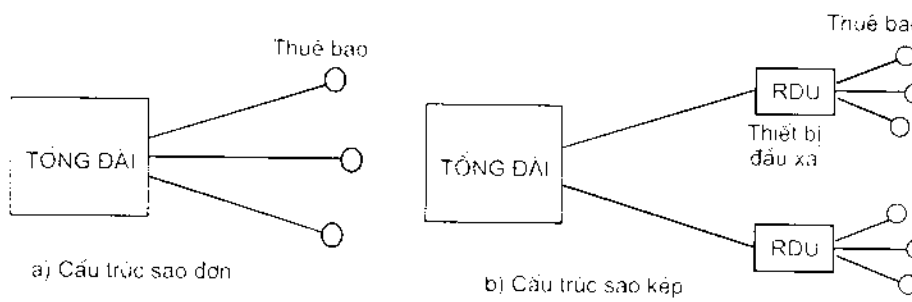
$$DR = \frac{1}{\left[A_0 (1-F)^2 (1-2C_F)(1-F_1)\right]^{N-2}} \quad (10\text{-}11)$$



Hình 10.6: Các luồng tín hiệu quang giữa các trạm lân cận đối với bus "in-line"

10.1.1.2. Cấu trúc hình sao

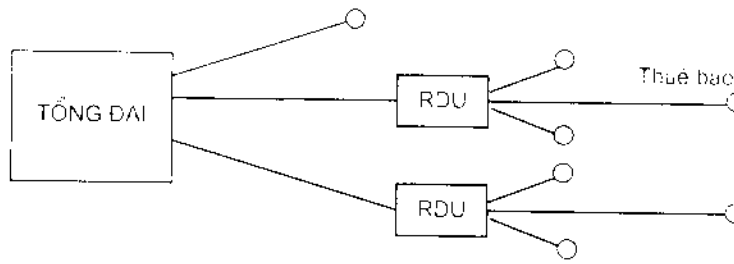
Trong cấu trúc mạng hình sao, tất cả các nút mạng đều được nối về một điểm chính gọi là nút trung tâm. Nút trung tâm có thể là trạm có các thiết bị tích cực hoặc thụ động. Môi trường truyền dẫn đối với cấu hình này có thể là các đôi dây kim loại, cáp đồng trục hoặc cáp sợi quang. Cấu trúc mạng hình sao có thể là cấu hình sao đơn hoặc cấu hình sao kép như hình 10.7.



Hình 10.7: Các cấu trúc hình sao

Trong cấu trúc hình sao đơn, từ nút trung tâm truyền tín hiệu thẳng tới các thuê bao. Như vậy cấu hình này đơn giản, cho phép thực hiện truyền dung lượng lớn kênh, thiết bị mạng không phức tạp và chúng tách rời nhau, thuận lợi cho việc bảo dưỡng và khai thác. Tuy nhiên, cấu hình sao đơn lại sử dụng nhiều cáp, đối với cáp sợi quang thì lại không tận dụng có hiệu quả băng tần (vì băng tần của sợi quang vốn là rất lớn), điều

này dẫn tới tốn kém về kinh phí đầu tư xây dựng mạng. Cấu hình này chỉ mang lại hiệu quả kinh tế cao khi giá thành cáp thấp. Đối với cấu hình sao kép, ngoài nút trung tâm là các tổng đài còn có các thiết bị phân bố đầu xa RDU (Remote Distributed Unit) hay còn gọi là thiết bị đầu xa. Từ nút trung tâm tới các thiết bị đầu xa có cấu trúc hình sao, và từ nút đầu xa tới các thuê bao cũng có cấu trúc sao, như vậy tạo thành cấu trúc sao kép. Tuỳ theo số cấp sử dụng các thiết bị đầu xa RDU mà có thể có cấu trúc sao nhân đôi hoặc nhân ba. Các cấu trúc sao kép sau này còn được phát triển thành cấu trúc cây và nhánh như mô tả trong hình 10.8.



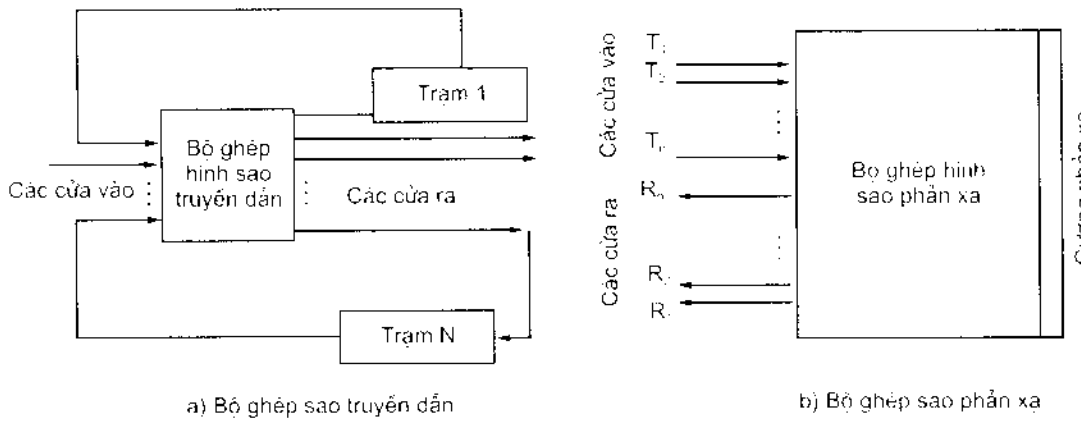
Hình 10.8: Cấu trúc cây và nhánh

Cấu trúc sao kép cho phép sử dụng có hiệu quả cáp vì mỗi một nhánh có thể sử dụng cho nhiều thuê bao. Đây cũng là một cấu trúc hấp dẫn để đảm bảo kết hợp các dịch vụ chuyển mạch và các dịch vụ phân bố. Bên cạnh các ưu điểm là sử dụng ít sợi quang trên mạng, nó cũng có nhược điểm là do sử dụng các thiết bị đầu xa mà đòi hỏi thêm về chi phí lắp đặt bảo dưỡng thiết bị, cấu hình phức tạp sẽ làm giảm độ tin cậy, khó phát triển các dịch vụ băng rộng.

Tại nút trung tâm, các thiết bị tích cực sẽ được sử dụng khi nút thực hiện chức năng điều khiển mạng. Các nút trung tâm có thiết bị tích cực sẽ thực hiện định luồng tín hiệu trong mạng xem tín hiệu từ nút trung tâm tới nút nằm ngoài, giữa các nút ngoài với nhau hay từ các nút ở xa tới. Các tuyến điểm - điểm sẽ nối nút trung tâm tới các nút ngoài để thực hiện các chức năng điều khiển mạng lưới. Cấu trúc hình sao sử dụng nút trung tâm tích cực là thích hợp nhất trong trường hợp có một lượng lớn thông tin truyền giữa nút trung tâm và nút ở ngoài. Nếu giữa các nút ngoài với nhau có một lưu lượng thông tin lớn thì nút trung tâm phải thực hiện nhiệm vụ chuyển mạch rất nặng.

Trong cấu trúc hình sao có sử dụng thiết bị thụ động tại nút trung tâm thì người ta phải sử dụng bộ chia quang đặt ở gốc hình sao để thực hiện phân chia các tín hiệu chung thành các tín hiệu nhánh cho tất cả các trạm. Như vậy nếu nút có N nhánh thì suy hao công suất nhánh sẽ thêm là 1/N, ngoài ra còn phải tính đến một lưu lượng suy hao ghép và qua mỗi một bộ chia quang. Như vậy, nếu như số thiết bị đầu cuối là lớn thì cần phải có bộ khuếch đại quang để khuếch đại mức công suất nhằm bù vào quỹ công suất phân bố cho tuyến. Cấu trúc hình sao sử dụng bộ ghép thụ động có tính logic tựa như cấu trúc dạng bus, vì vậy nó có tính thực thi hấp dẫn như cấu hình bus.

Các bộ ghép sử dụng trong cấu trúc hình sao của mạng quang có thể hoặc là bộ ghép hình sao truyền dẫn (phát tín hiệu đi), hoặc là hình sao phản xạ như mô tả ở hình 10.9. Các bộ ghép này là các phần tử trộn thụ động, có nghĩa là các công suất quang từ các cửa vào được trộn với nhau và rồi được chia ngang bằng nhau cho các cửa ra. Chúng có thể được dùng để kết hợp rất nhiều tín hiệu với nhau, chia chúng thành nhiều phần, hoặc đưa tới các nhánh cũng như xen công suất quang vào sợi trên tuyến.



Hình 10.9: Các bộ ghép hình sao sợi quang

Các bộ ghép hình sao phản xạ thường linh hoạt hơn vì có thể lựa chọn được số các cửa vào và cửa ra sau khi đã thiết kế thiết bị. Còn đối với bộ ghép hình sao truyền dẫn, số các cửa vào và cửa ra đã được cố định ngay từ lúc thiết kế và chế tạo ban đầu. Tuy nhiên, sao phản xạ lại kém hiệu quả vì phần ánh sáng được đưa vào bộ ghép lại được quay trở lại các sợi đầu vào. Nếu cùng số các cửa đầu vào và đầu ra thì bộ ghép sao truyền dẫn có hiệu quả gấp đôi bộ ghép sao phản xạ. Vì cả sao phát và sao phản xạ đều có những ưu điểm và nhược điểm riêng, cho nên cần phải lựa chọn các loại thiết bị này cho các ứng dụng cụ thể của cấu hình mạng hình sao.

Bây giờ ta hãy xem xét các bộ ghép hình sao áp dụng cho mạng như thế nào; ở đây cần phải xét đến các suy hao công suất quang có liên quan tới bộ ghép. Suy hao xen L_S của bộ ghép hình sao là phần công suất quang bị mất mát trong quá trình ghép ánh sáng từ cửa đầu vào tới tất cả các cửa ra, và được tính bằng decibel như sau:

$$L_S = 10\log\frac{\sum_{k=1}^{N} P_k}{P_i} \qquad (10\text{-}12)$$

ở đây P_k là các công suất đầu ra từ các cửa, P_i là công suất đầu vào tại một cửa, và tính cho bộ ghép sao truyền dẫn có N cửa ra, hoặc tính cho bộ ghép sao phản xạ có N là số các đầu vào cộng với đầu ra.

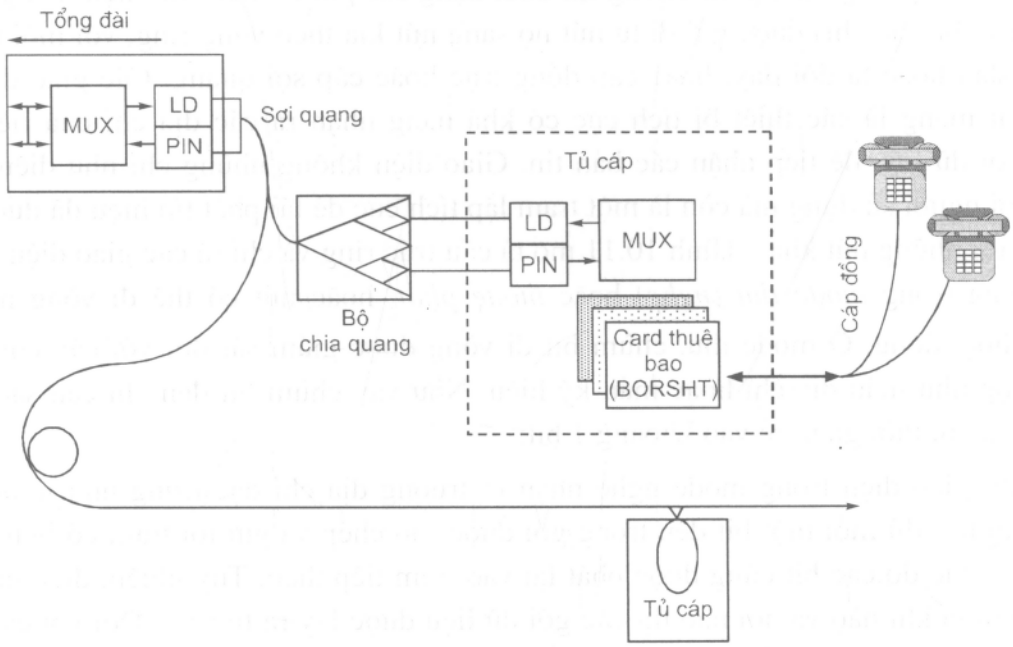
Công suất quang đi vào bộ ghép hình sao sẽ tạo ra N thành phần ngang bằng nhau ở các cửa ra, như vậy công suất quang ở bất kỳ một cửa ra nào sẽ bằng 1/N lần tổng toàn bộ công suất quang ở tất cả các cửa ra. Tỷ số này được gọi là hệ số chia công suất L_{sp}, và được tính bằng decibel như sau:

$$L_{sp} = 10 \log N \tag{10-13}$$

Nếu P_S là công suất đầu ra của nguồn phát để đưa vào bộ ghép sợi (coupler) tính bằng dBm, P_R là độ nhạy thu (công suất quang tối thiểu cần thiết tại bộ thu quang với tốc độ bit xác định) tính bằng dBm, α_f là suy hao sợi quang và L_c là suy hao bộ nối quang (connector) tính bằng dB, thì phương trình cân bằng cho tuyến truyền dẫn có các trạm được đặt tại cùng một cự ly L tính từ bộ ghép hình sao là:

$$P_S - P_R = L_S + 2\alpha_f L + 4L_c + M_S \tag{10-14}$$

trong đó M_S là công suất dự phòng hệ thống được tính bằng dB. Ở đây chúng ta đã giả thiết có các suy hao bộ nối quang tại thiết bị phát, thiết bị thu và các cửa vào và ra của bộ ghép hình sao. Công thức này cũng tính cho bộ ghép hình sao phát có N cửa ra và đối với sao phản xạ thì N là tổng số các cửa vào và cửa ra.



Hình 10.10: Cấu trúc sao kết hợp cáp quang và cáp đồng

Các cấu trúc hình sao được áp dụng rất linh hoạt khi kết hợp cả sử dụng cáp đồng và cáp sợi quang. Có thể thực hiện cấu trúc hình sao này nhờ các giao diện mạng quang ONI (Optical Network Interfaces) đặt ở các bể cáp trong mạng thực tế. Cấu hình kết

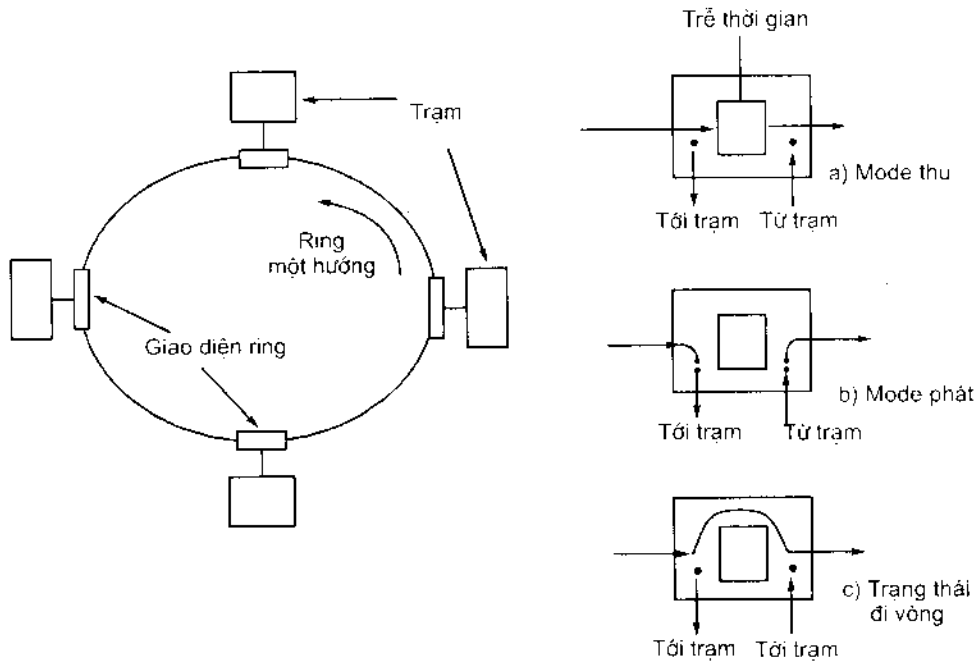
hợp này vừa linh hoạt, vừa sử dụng một cách có hiệu quả băng tần của các loại cáp được đặt. Hình 10.10 là ví dụ minh hoạ một cấu hình sao kép sử dụng các phần tử ghép thụ động ở trên và còn gọi là mạng quang thụ động PON (Passive Optical Network). Theo cấu trúc này, các luồng tín hiệu 2 Mbit/s từ tổng đài được đưa đến thiết bị ghép kênh tạo ra luồng có tốc độ cao hơn chẳng hạn như 34 Mbit/s. Laser diode LD ở thiết bị phát quang sẽ thực hiện biến đổi điện-quang để chuyển luồng tín hiệu điện thành tín hiệu quang trên đường truyền. Tốc độ tín hiệu trên sợi quang lúc này có thể là 34 Mbit/s tuỳ theo mã đường truyền. Bộ chia quang thụ động (ở sơ đồ là 8 cửa ra) sẽ chia tín hiệu này thành các tín hiệu nhánh. Như vậy ở các cửa ra của bộ chia quang, tín hiệu quang sẽ được đưa vào các sợi để đi tới các tủ cáp. Tín hiệu từ các thuê bao truyền về phía tổng đài cũng được truyền trên cùng sợi quang nhờ các bộ ghép bước sóng quang, và lúc này các bộ chia quang lại làm việc với chức năng ghép để kết hợp các tín hiệu từ các tủ cáp đưa tới.

10.1.1.3. Cấu trúc ring

Cấu trúc ring là một cấu trúc được sử dụng có hiệu quả và phù hợp với tính chất bảo đảm thông tin trong mạng viễn thông. Trong cấu trúc ring, các nút mạng liền nhau được nối với nhau bằng tuyến điểm-điểm và cứ như vậy tất cả các nút được nối với nhau tạo thành vòng ring khép kín. Thông tin dưới dạng các gói dữ liệu (tín hiệu mang thông tin và các bit địa chỉ) được gửi đi từ nút nọ sang nút kia theo vòng ring, với môi trường truyền dẫn hoặc là đôi dây, hoặc cáp đồng trục hoặc cáp sợi quang. Các giao diện tại từng nút mạng là các thiết bị tích cực có khả năng nhận ra các địa chỉ của riêng nó trong gói dữ liệu để tiếp nhận các bản tin. Giao diện không những chỉ như điểm ràng buộc với người sử dụng mà còn là một trạm lặp tích cực để tái phát tín hiệu đã được gán địa chỉ tới những nút khác. Hình 10.11 mô tả cấu trúc ring và chỉ ra các giao diện có thể hoạt động trong *mode thu (nghe)* hoặc *mode phát*, hoặc nút có thể đi vòng nếu nó không hoạt động. Ở mode thu, chùm bit đi vòng được giám sát đối với các chuỗi bit thích hợp như mẫu địa chỉ hoặc mẫu ký hiệu. Như vậy chùm bit đến chỉ cần sao chép tới đầu ra với thời gian trễ vào khoảng 1 bit.

Khi giao diện trong mode nghe nhận ra trường địa chỉ đặc trưng như là nơi gửi thông tin tới, thì mỗi một bit đến trong gói được sao chép và gửi tới trạm có liên quan, đồng thời lúc đó các bit cũng được phát lại vào trạm tiếp theo. Tuy nhiên, điều này đặt ra câu hỏi là khi nào và nơi nào thì các gói dữ liệu được lấy ra từ ring. Đối với cấu trúc bus, các tín hiệu lan truyền dọc theo tuyến được các thiết bị đầu cuối đường dây thu lấy một khi chúng đi tới đầu cuối của bus. Tuy nhiên trong ring, các gói sẽ tiếp tục lan truyền mãi nếu như chúng không được các trạm nào đó trích lấy ra. Việc trích lấy tín hiệu trong ring có thể thực hiện ở trạm kết cuối hoặc tại nơi gửi tín hiệu đi. Lấy tín hiệu ra tại nơi gửi tín hiệu đi thường nguy hiểm hơn bởi vì nó cho phép thừa nhận rằng gói

dữ liệu đã được thu, và cũng vì nó cho phép phát quảng bá địa chỉ ở nơi mà gói được phát đồng thời tới nhiều trạm.



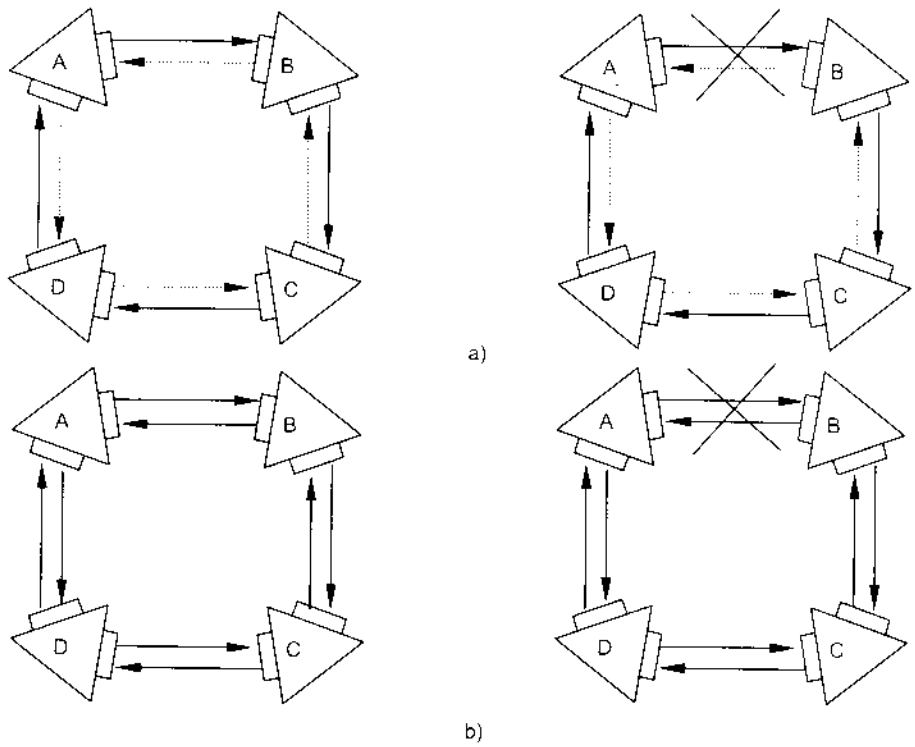
Hình 10.11: Cấu trúc ring và các trạng thái khai thác có thể thực hiện

Trong mode phát, giao diện sẽ phá vỡ sự kết nối mạch giữa đầu vào và đầu ra, và nó đưa vào ring dữ liệu riêng của nó. Người ta có thể thực hiện các phương pháp để chuyển mạch từ mode nghe sang mode phát.

Khi thực hiện xây dựng mạng theo cấu hình ring cần phải xem xét kỹ mọi chi tiết có liên quan. Trước hết phải đưa được toàn bộ các nút vào ring. Khi thêm nút mới, thì đường truyền dẫn phải được đặt giữa nút này và hai nút kề bên. Như vậy rất khó có thể lắp đặt trước các đường cáp cho trạm dự đoán sẽ sử dụng trong tương lai. Hơn nữa, bất kỳ một đoạn cáp nào đứt, trạm nào hỏng hoặc khi lắp đặt trạm mới cũng sẽ làm gián đoạn thông tin trên mạng. Trước tình hình này, người ta đã sử dụng các kỹ thuật để khắc phục những sự cố gián đoạn thông tin trên tuyến. Các biện pháp ấy là kỹ thuật đi vòng và nối mạch "loopbach" được sử dụng để kết nối với các cáp khác. Các kỹ thuật này rất phù hợp đối với cấu trúc ring sử dụng truyền dẫn phân cấp số đồng bộ SDH (Synchronous Digital Hierachy).

Một mạng ring có thể được tạo nên nhờ một sợi quang được gọi là ring đơn như mô tả trong hình 10.12. Các trạm A, B, C và D được liên kết với nhau về mặt tín hiệu (hình 10.12a). Lưu lượng từ trạm A đến trạm B sẽ sử dụng trực tiếp đoạn sợi AB, trong khi đó lưu lượng chuyển từ B đến A sẽ sử dụng theo chiều BCDA tức là phần truyền dẫn

còn lại. Tại mỗi trạm, thiết bị xen/rẽ kênh ADM (Add-Drop Multiplexer) sẽ cung cấp tất cả các chức năng có trong luồng tín hiệu STM-N. Và nếu chỉ có như vậy thì toàn ring sẽ bị gián đoạn thông tin nếu có sự cố về cáp hoặc bất kỳ ở nút nào như trên đã nêu. Để khắc phục, người ta sử dụng cấu trúc ring 2 hoặc 4 sợi quang. Các mạng ring này được phân thành ring một hướng và ring hai hướng.



Hình 10.12: Cấu trúc ring cho SDH

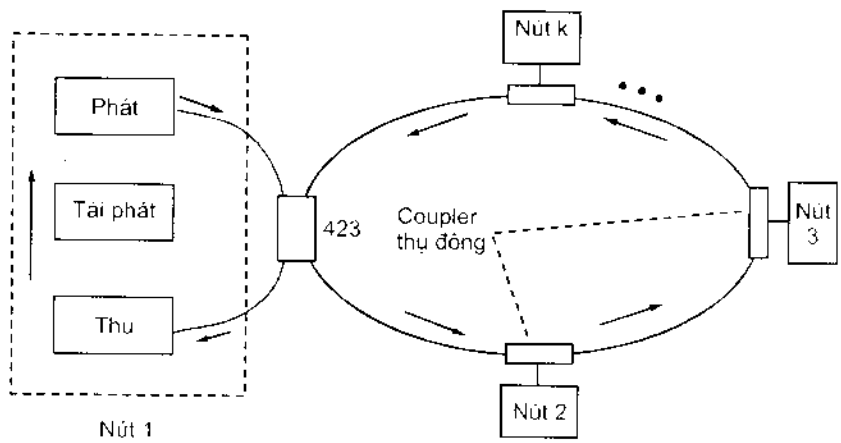
Trong mạng ring một hướng, tín hiệu truyền trên sợi theo một hướng duy nhất. Trong mạng điện thoại, việc truyền tín hiệu cơ bản là hai hướng, như vậy với cấu hình này thì truyền tín hiệu giữa hai điểm A và B là trực tiếp với nhau, còn phần truyền dẫn còn lại sẽ cho B đến A. Để đảm bảo tính liên tục của thông tin khi cáp hoặc trạm nút có sự cố, phải đồng thời truyền tín hiệu trên đường dự phòng.

Trong mạng ring hai hướng, cả hai sợi đều được sử dụng để truyền tín hiệu trong điều kiện làm việc bình thường. Như vậy, giữa A và B sẽ là các đường truyền trực tiếp đoạn AB. Khi đứt cáp hoàn toàn thì tín hiệu sẽ đi vòng trong phần ring còn lại.

10.1.1.4. Các nút mạng quang an toàn

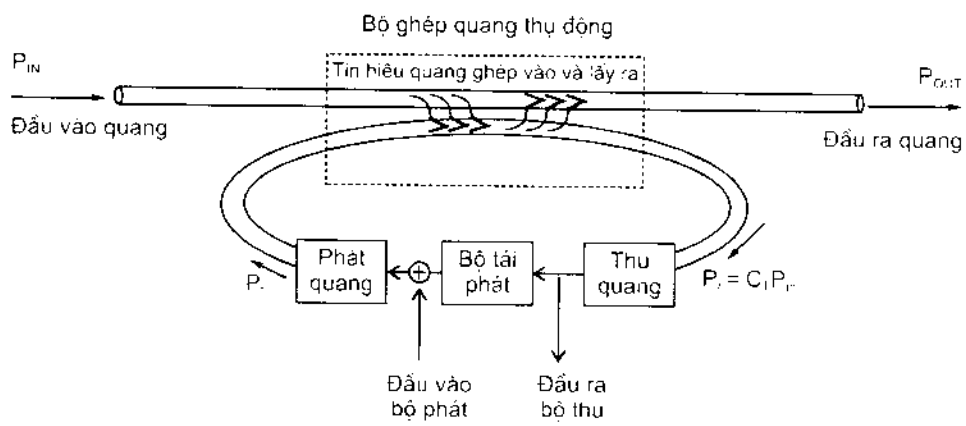
Ta đã biết về kỹ thuật cho tín hiệu đi vòng để an toàn cho mạng, bây giờ ta hãy khảo sát về các nút mạng an toàn được sử dụng trong cấu hình mạng quang. Các nút này có đặc điểm là nó chứa các trạm lặp tích cực, mạng sẽ duy trì được chức năng hoạt

động khi bị mất công suất ở một hoặc vài nút. Hình 10.13 mô tả mạng ring gồm có thiết bị phát và thu, bộ tái phát sẽ nối cặp thiết bị phát thu này, và mạng còn có bộ ghép quang thụ động. Trong điều kiện làm việc bình thường, mỗi một nút sẽ giám sát đường truyền và tái phát (khuếch đại và phát lại) thông tin trên mạng. Khi một nút muốn phát, nó ngắt bộ tái phát và xen thông tin của nó vào mạng tại thiết bị phát. Như vậy, trong trường hợp nút bị hỏng phần điện hoặc nếu các thành phần của nút được lấy ra để bảo dưỡng, bộ ghép quang sẽ cung cấp liên tục tín hiệu quang để không gián đoạn hoạt động của mạng.



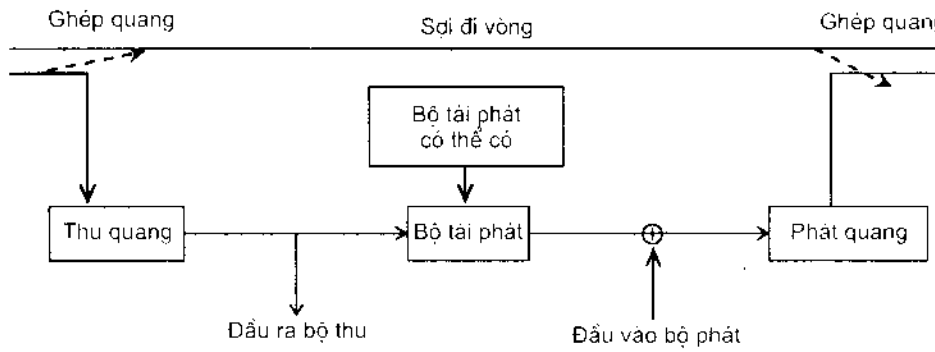
Hình 10.13: Sơ đồ tổng quát mạng ring sợi quang

Mỗi một nút an toàn còn có thể có một hoặc hai bộ ghép (coupler), điều này tuỳ thuộc vào điều kiện khai thác cụ thể. Hình 10.14 chỉ ra nút có một coupler. Ở đây, P_{in} là công suất quang từ ring đi vào coupler và P_t là công suất quang từ bộ phát đi vào coupler. Trong cấu hình này, bộ thu phải ngắt khi bộ phát hoạt động để tránh sự bão hoà ở bộ thu. Điều này làm hoàn hảo thêm tín hiệu có dạng chu kỳ nhỏ hơn 50 phần trăm, và có đầu ra thiết bị phát trùng pha với bộ thu.



Hình 10.14: Coupler nối vào ring hoặc bus

Như đã chỉ ra ở hình 10.15, coupler được đặc trưng bởi một thiết bị bốn cửa. Các tham số cơ bản của nó là C_T biểu thị phần công suất lấy ra từ ring; F_i là phần công suất bị mất đi trong coupler, và E là hiệu suất ghép công suất quang vào ring. Để đơn giản cho việc phân tích, ta bỏ qua tham số F_i là phần công suất bị suy hao tại từng cửa coupler (chủ yếu là suy hao bộ nối quang).



Hình 10.15: Sơ đồ nút sử dụng hai coupler

Giả thiết rằng bộ phát quang tắt thì công suất quang P_t đi vào bộ thu quang là:

$$P_t = C_T P_{in} \tag{10-15}$$

Khi bộ phát hoạt động, thì công suất quang rời từ coupler đi vào ring cho như sau:

$$P_{out} = (1 - F_i)(1 - C_T)P_{in} + EP_t \tag{10-16}$$

ở đây P_{in} và P_t đổ vào với các khe thời gian khác nhau.

Bây giờ giả thiết các nút lân cận phía ngược lại bị hỏng và tắt, và cho rằng các sợi giữa các nút có độ dài là L và suy hao là α_f, công suất thu được sau các nút là $P_S + P_I$. Lúc này có thể viết như sau:

$$P_S = C_T \alpha_f^{Q+1}(1 - F_i)^Q (1 - C_T)^Q EP_t \tag{10-17}$$

là công suất thu được từ bộ phát tích cực gần nhất, và ta có:

$$P_I = \sum_{i=Q}^{\infty} C_T \alpha_f^{i+2}(1 - F_i)^{i+1}(1 + C_T)^{i+1} EP_t$$

$$= \frac{\alpha_f^{Q+2}\left[(1 - F_i)(1 + C_T)\right]^{Q+1} C_T EP_t}{1 - (1 - F_i)(1 - C_T)\alpha_f} \tag{10-18}$$

là tổng các công suất từ tất cả các bộ phát phía ngược lại khác mà nó có thể gây ra nhiễu. Biểu thức (10-18) tính cho trường hợp có nhiễu là tối nhất. Hình 10.15 là cấu trúc sử dụng hai coupler. Trong trường hợp này, bộ thu luôn hoạt động bởi vì nó không thu công suất quang từ bộ phát cùng chỗ.

10.1.2. Các hệ thống truy nhập quang

Các hệ thống thông tin cáp sợi quang đã phát triển nhanh trong vài năm gần đây. Trên mạng lưới viễn thông, cáp sợi quang đã được đặt ngày một nhiều và nó đã lấn át dần mạng cáp đồng. Xu thế xây dựng các mạng thuê bao quang đã được nhiều nhà khai thác ủng hộ vì với một mạng như vậy, sẽ cho phép phát triển nhanh cả về số lượng và loại hình dịch vụ, nhất là phát triển các dịch vụ băng rộng. Cáp kim loại không thể cung cấp các dịch vụ băng rộng, không thể vận chuyển một lượng lớn kênh tới các nơi dân cư cho nên đã đến lúc phải nhường chỗ cho cáp sợi quang truy nhập vào mạng.

Với các cấu hình mạng đã thảo luận ở trên, cáp sợi quang có thể cung cấp các dịch vụ rất linh hoạt và thoả mãn được nhu cầu thông tin của xã hội. Vấn đề đặt ra là, từ tổng đài tới khách hàng, các hệ thống thông tin quang sẽ được khai thác ra sao, cáp sợi quang truy nhập tới mức độ nào. Với những ưu điểm vốn có, cáp sợi quang không những đã từng làm các tuyến đường trục tốc độ cao, tạo ra các tuyến liên tỉnh có hiệu quả, làm trung kế giữa các tổng đài mà còn có thể truy nhập tới tận thuê bao người sử dụng.

10.1.2.1. Các hình thức truy nhập sợi quang

Nếu xem xét sự phát triển của các hệ thống thông tin quang theo quan điểm phát triển mạng lưới thì có thể thấy có ba giai đoạn:

- Giai đoạn đầu tiên là cáp quang được sử dụng trên mạng đường trục.

- Giai đoạn thứ hai là cáp quang được sử dụng cho mạng trung kế.

- Giai đoạn thứ ba là phát triển cáp sợi quang cho mạng thuê bao, giai đoạn này có thể coi là giai đoạn chính để truy nhập sợi quang vào mạng.

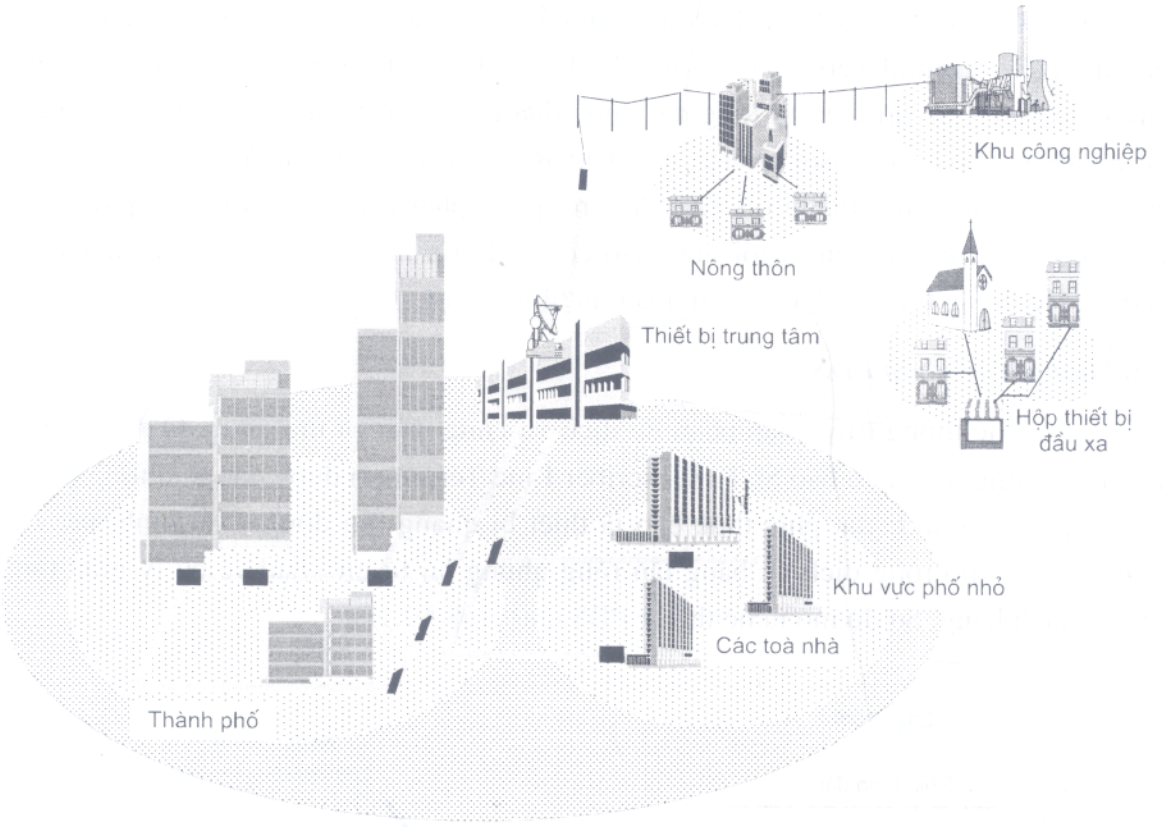
Mạng truy nhập sợi quang rất phong phú, để đưa dịch vụ tới khách hàng bằng sợi quang có thể thực hiện các hình thức truy nhập như: sợi quang tới vùng nông thôn FTTR (Fiber to the Rural), sợi quang tới vùng dân cư FTTC (Fiber to the Curb), sợi quang tới cơ quan FTTO (Fiber to the Office), sợi quang tới toà nhà FTTB (Fiber to the Building), sợi quang tới tầng nhà FTTF (Fiber to the Floor) và sẽ tiến tới sợi quang tới tận nhà FTTH (Fiber to the Home). Hình 10.16 mô tả các hình thức truy nhập sợi quang trong mạng thuê bao. Trong cấu hình FTTR, FTTC, FTTF và FTTB có điểm giống nhau là các sợi quang là sợi dùng chung. Như vậy sợi quang sẽ được đặt từ tổng đài tới thiết bị mạng quang ở đầu xa ONU (Optical Network Unit) và thực hiện truyền luồng tín hiệu chung. Thiết bị mạng quang này thường được đặt vào các tủ thiết bị trong các cabin tại nơi phù hợp để sao cho dễ dàng lấy ra từ thiết bị này các kênh thuê bao và phân bố thuận lợi tới mọi khách hàng, ngoài ra còn phải bảo đảm việc khai thác và bảo dưỡng tốt. Như vậy các thiết bị mạng quang ONU có thể treo ở phố, trong một toà nhà, v.v... Từ ONU tới các thuê bao sẽ là các dây kim loại thông thường. Cấu hình này tận dụng được băng tần sợi quang, giảm được chi phí ban đầu. Đối với FTTR, khoảng cách

từ ONU tới thuê bao dưới 10 km. Đối với FTTC, khoảng cách từ ONU tới thuê bao khoảng 100 m, còn đối với FTTF và FTTB thì tuỳ thuộc vào khoảng cách từ nhà ở, thuê bao, công sở tới ONU khoảng cách này nói chung là rất gần. Phương án sử dụng sợi quang riêng rẽ là FTTO và FTTH, ở đây sợi quang sẽ được đặt trực tiếp từ tổng đài tới tận người dùng và ONU ở ngay vị trí thuê bao. Tuy nhiên FTTO và FTTH đòi hỏi giá thành chi phí cao, cần phải xem xét cụ thể khi thiết kế. Nhìn chung, để tiến tới phương án FTTO và FTTH cần có chiến lược phát triển mạng và kế hoạch triển khai cụ thể để có được các bước thực hiện và đầu tư hợp lý.

Dạng ONU		Người sử dụng		Cấu hình hệ thống
Dạng sử dụng	Vị trí lắp đặt	Trong thương mại	Trong dân dụng	
Dùng chung sợi	Ngoài trời	FTTR		Tổng đài, Thiết bị đầu xa Độ dài cáp đồng: nhỏ hơn 10 km
		FTTC		Cáp đồng, Sợi quang Độ dài cáp đồng: xấp xỉ 100 m
	Trong nhà	FTTF/FTTB		Độ dài cáp đồng: xấp xỉ 10 m
Dùng riêng sợi		FTTO	FTTH	Độ dài cáp đồng: xấp xỉ 0 m

Hình 10.16: Các hệ thống truy nhập sợi quang

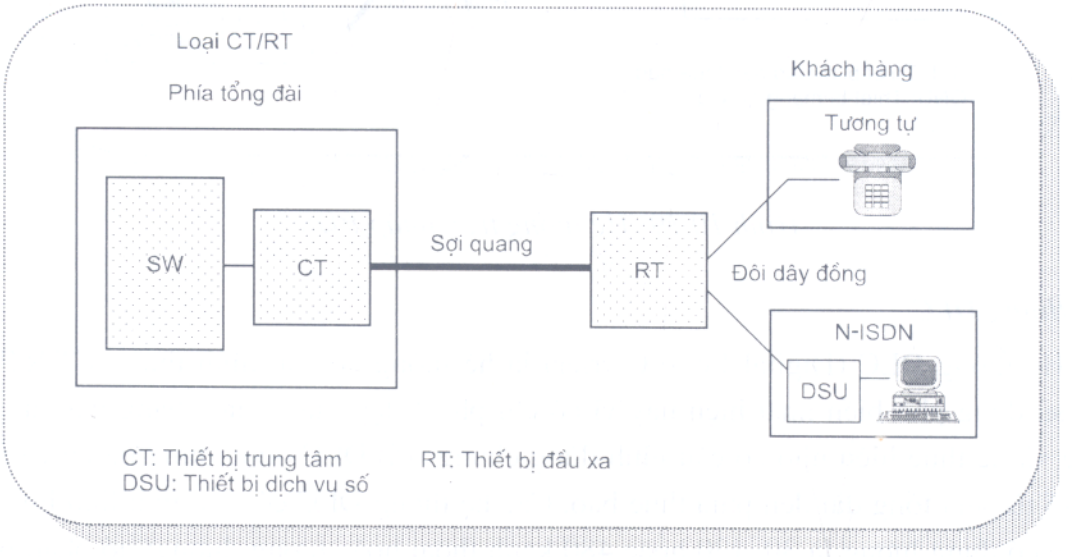
Cáp sợi quang được đặt trong các cấu hình truy nhập có thể là chôn trực tiếp, kéo trong cống hoặc treo ngoài trời. Tuỳ thuộc vào tốc độ truyền dẫn và nhu cầu phát triển về dung lượng mà có thể sử dụng số sợi dẫn quang cho hợp lý. Tuy nhiên một điều lưu ý là trong các hệ thống truy nhập sợi quang, tốc độ truyền dẫn không cao, số lượng thuê bao nhiều nhưng lại không tập trung cho nên cáp được sử dụng thường có nhiều sợi. Hình 10.17 là phác thảo mô hình phát triển truy nhập sợi quang vào mạng.



Hình 10.17: Phát triển sợi quang truy nhập

10.1.2.2. Các hệ thống thông tin quang trong mạng truy nhập

- ***Hệ thống truy nhập CT/RT***

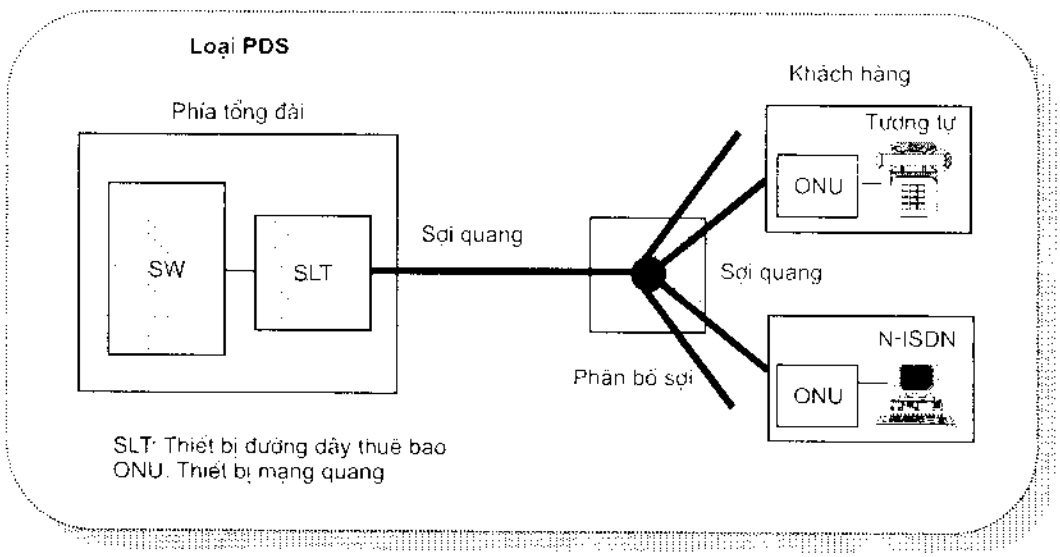


Hình 10.18: Hệ thống truy nhập CT/RT

Hệ thống truy nhập CT/RT có thiết bị đầu cuối quang trung tâm CT nằm ở phía tổng đài (CT - Central Terminal) và thiết bị đầu xa RT (RT - Remote Terminal) nằm về phía thuê bao. Các tín hiệu từ tổng đài được đưa ngay vào thiết bị đầu cuối trung tâm CT rồi được truyền trên sợi quang. Thiết bị RT thực hiện tiếp nhận tín hiệu từ phía đường truyền, biến đổi thành tín hiệu điện rồi phân phát các dịch vụ trên cáp đồng tới các thuê bao. Các tín hiệu đi tới thuê bao có thể là tín hiệu thoại analog hoặc các tín hiệu số. Hệ thống CT/RT được minh hoạ như hình 10.18.

• *Hệ thống truy nhập PDS*

Đây là hệ thống truy nhập phân bố dịch vụ bằng thiết bị thụ động. Ở đây thiết bị đầu cuối đường dây thuê bao SLT (Subscriber Line Terminal) được đặt phía tổng đài và thiết bị phân bố được đặt phía thuê bao là thiết bị quang thụ động. Cấu hình này cho phép dễ dàng mở rộng dịch vụ băng tần rộng nhưng lại bị giới hạn về cự ly giữa tổng đài và khách hàng. Sơ đồ mô tả hệ thống PDS như hình 10.19.

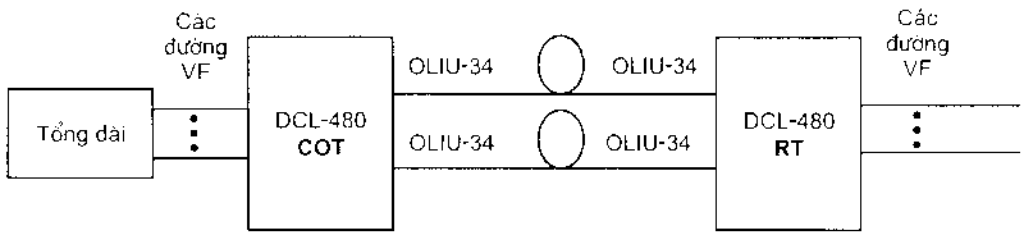


Hình 10.19: Hệ thống truy nhập PDS

• *Hệ thống DLC*

Hệ thống DLC (Digital Loop Carrier) là hệ thống có cấu hình thuộc CT/RT nó được sử dụng phổ biến nhất hiện nay vì có chi phí ít, tận dụng được băng tần của sợi quang và dễ thực hiện nhờ có cấu hình dùng chung sợi. DLC được dùng để tải các tín hiệu số từ phía tổng đài đến phía thuê bao. Các hệ thống DLC có cấu hình linh hoạt và thường có dung lượng là 30, 120 hoặc 480 kênh thoại hoặc tương đương; nó phân phát tất cả các dịch vụ tới các thuê bao theo yêu cầu.

Hình 10.20 là cấu hình cơ bản nhất của DLC-480. Với cấu hình này, thiết bị đầu xa RT sẽ ghép tới 480 kênh thoại VF từ phía khách hàng thành luồng PDH 34 Mbit/s và biến đổi tín hiệu này thành tín hiệu quang để truyền tới thiết bị đầu cuối phía tổng đài COT (Central Office Terminal) nơi mà chúng được biến đổi trở lại thành luồng tín hiệu điện, giải ghép kênh trở lại thành các kênh VF để nối tới tổng đài điện thoại. Trong hình này cần lưu ý rằng thiết bị đường truyền quang OLIU (Optical Line Unit) được dùng để đưa ra tuyến thông tin quang PDH nối giữa COT và RT có thể truyền từ 1 đến 16 luồng E_1 (tức luồng 2 Mbit/s).



Hình 10.20: Cấu hình DLC-480

Về nguyên lý, thiết bị RT và COT có các chức năng tương tự như nhau. Tại COT, luồng tín hiệu từ tổng đài tới được biến đổi thành tín hiệu số, các tín hiệu này được ghép thành luồng có tốc độ cao hơn theo qui luật ghép kênh thông thường, rồi được biến đổi điện-quang để phát trên đường truyền về phía RT.

Bảng 10.1. Một số đặc tính kỹ thuật tiêu biểu của thiết bị DLC

STT	Danh mục	Đặc tính
1	Mã hoá PCM	Theo CCITT Reg.G.711 luật A
2	Các đặc tính VF	Theo CCITT Reg. G.712, G.713, G.714
3	Ghép kênh PCM	Theo CCITT Reg. G.732, G.735
4	Giao diện báo hiệu	PBX, COIN, 2 dây E&M, 4 dây E&M tốc độ truyền dẫn số 64 kbit/s
5	Giao diện 2 Mbit/s	Theo CCITT Reg. G.703, 120 Ω
6	Dự phòng	Thiết bị (1+1)
7	Tính năng kiểm tra	Sợi quang (1+1)
	(MPT hoặc PC)	- Kiểm tra đường dây thuê bao
		- Kiểm tra kênh
8	Giám sát	- Giám sát cảnh báo
		- Giám sát trạng thái
		- Giám sát từ xa
		- Giám sát thống kê
		- Điều khiển từ xa

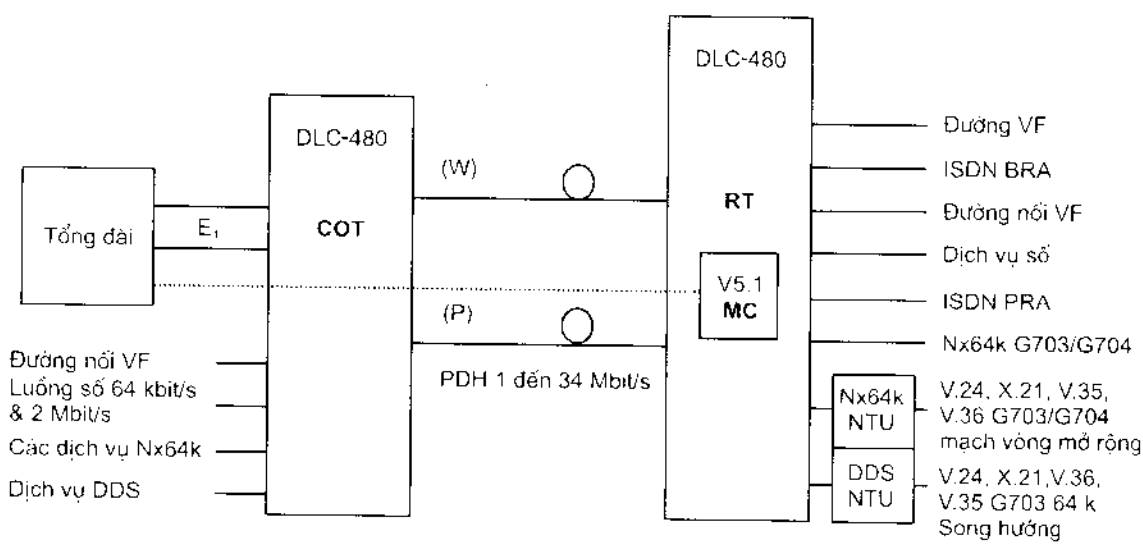
Hệ thống DLC thường có hai chế độ hoạt động là chế độ không tập trung và có tập trung. Trong chế độ không tập trung, từng thuê bao sẽ được dành riêng một kênh cố

định trên đường truyền dẫn giữa RT và COT. Còn ở chế độ có tập trung thì số kênh trên đường truyền dẫn giữa RT và COT là nhỏ hơn số thuê bao. Như vậy, ở chế độ không tập trung thường phục vụ cho các thuê bao có yêu cầu sử dụng cả kênh đã định hoặc thuê bao có nhu cầu cung cấp các dịch vụ riêng biệt. Chế độ có tập trung thường được sử dụng ở nơi có lưu lượng thấp và dùng cho các thuê bao chỉ khi có yêu cầu trong thời gian gọi. Các đặc tính kỹ thuật của thiết bị đầu cuối DLC thường tuân thủ theo các khuyến nghị như ví dụ trong bảng 10.1.

Độ tin cậy và điều kiện để bảo dưỡng tốt là những chỉ tiêu rất quan trọng đặt ra cho DLC. Vì vậy ngoài các chức năng chính nhằm tạo ra một hệ thống truyền dẫn thông thường, hệ thống DLC còn phải có các chức năng như: giám sát, cảnh báo đặc trưng phù hợp để tạo điều kiện duy trì tốt hoạt động của nó trên mạng; điều đó bảo đảm cho các nhà khai thác hoàn toàn chủ động trong việc quản lý của họ.

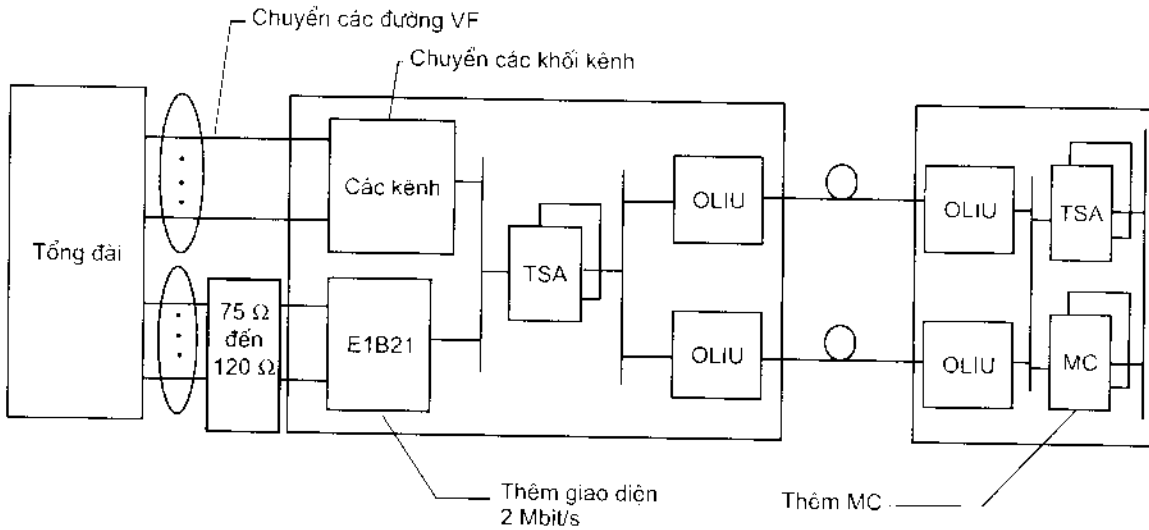
- Truy nhập tích hợp không tập trung

Nếu như tổng đài trợ giúp chức năng báo hiệu kênh chung ETSI V5.1 (CCS) thì DLC (chẳng hạn như DLC-480) có thể được khai thác theo cấu hình tích hợp IDLC (Integrated DLC) nhờ thêm card điều khiển tín hiệu MC (Message Controller) cho RT. Với cấu hình này các dịch vụ chuyển mạch như các kênh POT và ISDN từ RT có thể giao tiếp được với tổng đài số thông qua các luồng E_1. Việc đấu nối các dịch vụ chuyển mạch số trực tiếp tới tổng đài để tránh các yêu cầu đặt ra đối với các giao diện VF và ISDN BRA tại COT và tổng đài, do đó làm giảm đáng kể chi phí cho việc cung cấp các dịch vụ qua chuyển mạch. Việc kết nối số trực tiếp cũng có thể làm tăng tốc độ xử lý cuộc gọi. Hình 10.21 mô tả cấu hình IDLC.

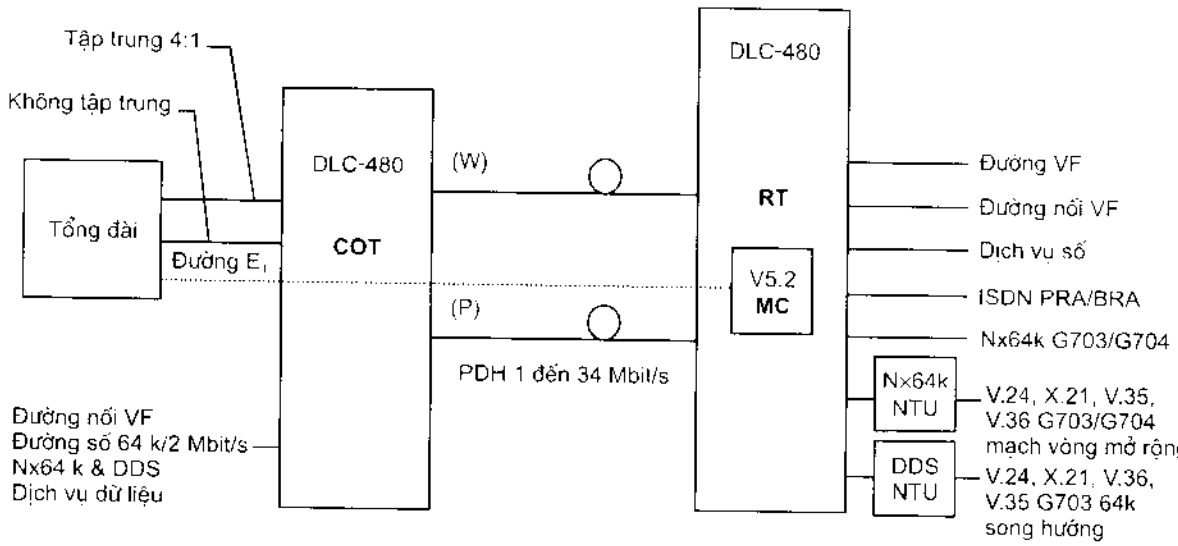


Hình 10.21: Ví dụ khả năng truy nhập tích hợp (IDLC) của DLC-480 với ETSI V5.1

Cũng có thể nâng cấp mạng DLC-480 COT/RT thông dụng (UDLC - Universal Digital Loop Carrier) thành IDLC khi tổng đài đầu cuối có trợ giúp ETSI V5.1. COT có thể cung cấp các đầu ra 2 Mbit/s lưỡng cực cho mục tiêu này. Các đầu ra 2 Mbit/s đơn cực cũng có thể được cung cấp nhờ một khối biến đổi tín hiệu. Ở đây cần phải có thêm ít nhất một bộ điều khiển tín hiệu MC cho RT để thực hiện chức năng xử lý tín hiệu ETSI V5.1. Các khối kênh được tách ra khỏi COT và thay thế bằng giao tiếp 2 Mbit/s. Qui trình thay đổi này được minh hoạ như ở hình 10.22.



Hình 10.22: Nâng cấp COT và RT của UDLC thành cấu hình ETSI V5.1 IDLC - Truy nhập tích hợp có tập trung

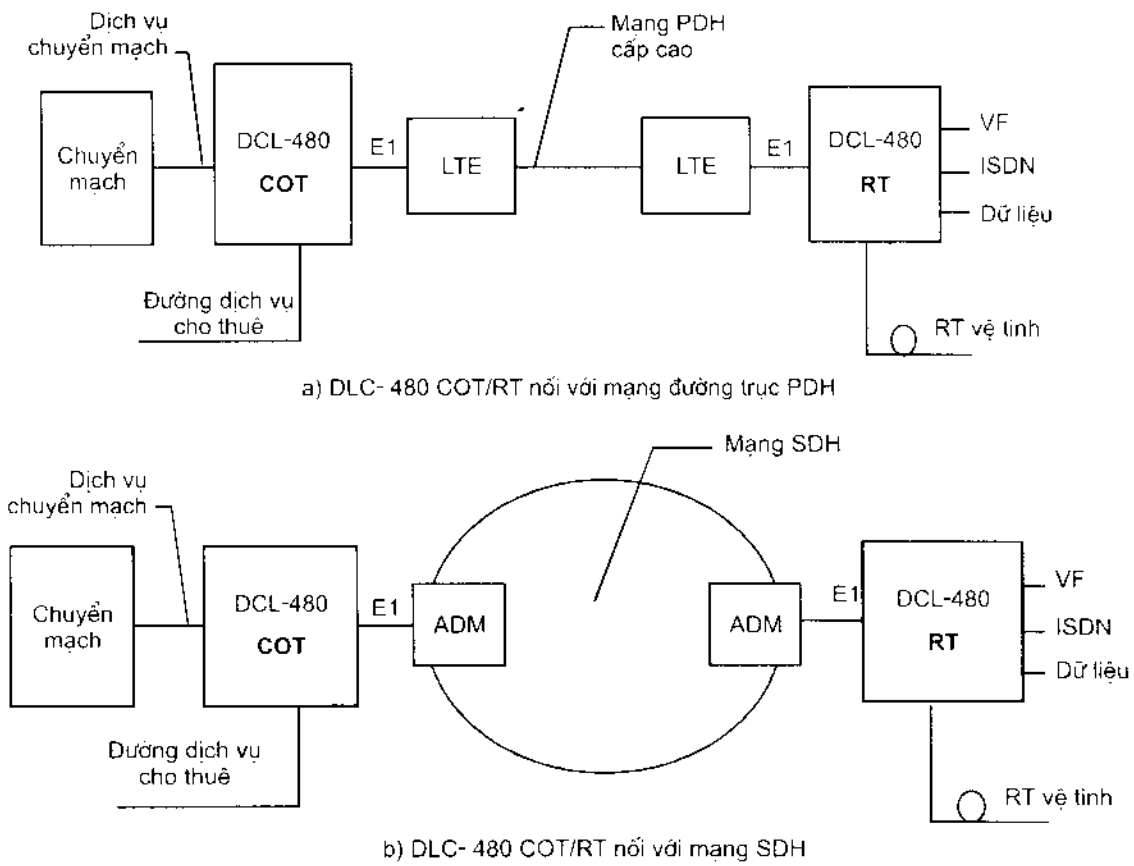


Hình 10.23: Khả năng tập trung của DLC-480

Hệ thống DLC (như DLC- 480 chẳng hạn) cũng truy nhập theo tiêu chuẩn ITU-ETSI V5.2. Sự tập trung cho các kênh POT nhờ 16 luồng E_1 ở đây đạt tới 4 cho 1 (tập trung 4:1) để có được 1920 kênh POT. Như vậy DLC-480 đã được mở tới 1920 đường nếu cần thiết. DLC- 480 sẽ cho phép các dịch vụ tổng đài được phân ra để giả sử như số các kênh POT có thể được tập trung (sử dụng báo hiệu ETSI V5.2) trong khi đó nhóm thứ hai có thể vẫn không tập trung (sử dụng ETSI V5.1 hoặc CAS) như chỉ ra ở hình 10.23. Đây là một lợi thế khi có một nhóm các kênh POT có các tốc độ giữ cuộc gọi thấp trong khi đó nhóm khác lại có tốc độ giữ cuộc gọi cao (như các kênh số VF). Đôi khi đường dây tổng đài cũng có thể được định tuyến với tổng đài có báo hiệu VF hoặc CAS.

Việc nâng cấp từ ETSI V5.1 thành ETSI V5.2 chỉ yêu cầu thay đổi phần trung gian giữa phần cứng và phần mềm (phần sụn) trong card MC được đặt ở RT. Thay đổi phần này có thể thực hiện trên tải phần mềm ở hệ thống quản lý mạng NMS (Network Management System).

Các thiết bị COT và RT có thể được trang bị các mạch trung kế E_1 (2 Mbit/s) để nối tới mạng chuyển đổi PDH hoặc SDH như ở hình 10.24.



Hình 10.24: Hệ thống DLC-480 COT/RT nối chéo mạng đường trục PDH và mạng SDH

10.2. MẠNG TRUYỀN TẢI QUANG THẾ HỆ SAU

10.2.1. Giới thiệu

Trong mục 10.1 chúng ta đã xem xét đến mạng nội hạt và thuê bao quang. Mạng này thường đảm nhận chức năng cung cấp và kết nối các dịch vụ từ các tổng đài nội hạt cho đến các thuê bao. Như vậy, để thực hiện truyền tải các lưu lượng giữa các vùng nội hạt cho toàn quốc gia thì cần phải có một mạng truyền tải chung. Khi mà nhu cầu dung lượng tăng và lưu lượng đi ra ngoài khu vực nội hạt các tỉnh và thành phố, hay lưu lượng liên tỉnh và quốc tế tăng lên, thì càng phải phát triển mạng truyền tải. Do có sự bùng nổ dung lượng những năm gần đây đặc biệt là sự gia tăng nhanh của các loại hình dịch vụ băng rộng hiện tại và trong những năm sắp tới đòi hỏi phải có một mạng truyền tải đủ mạnh, an toàn và chất lượng. Để thoả mãn nhu cầu này, người ta đã và đang xây dựng các mạng truyền tải quang với những nỗ lực phi thường trên cơ sở các công nghệ thành phần thiết bị quang tiên tiến kết hợp với các ý tưởng cấu trúc mạng hiện đại. Với mục tiêu thoả mãn mọi yêu cầu dịch vụ viễn thông trong những năm tới, những tư tưởng phát triển mạng truyền tải quang gần như tập trung vào hướng tạo ra được một mạng truyền tải quang OTN (Optical Transport Network) đáp ứng mạng thế hệ sau NGN (Next Generation Network) với những nhiệm vụ chủ yếu sau: cấu trúc mạng hiện đại, dung lượng lớn và chất lượng cao, bảo đảm tính trong suốt (thông suốt) cho cả các băng tần lớn, cấu trúc đơn giản nhưng an toàn và linh hoạt, bảo đảm độ tin cậy, có khả năng quản lý kênh và chức năng giám sát, có tính kế thừa và hiệu quả.

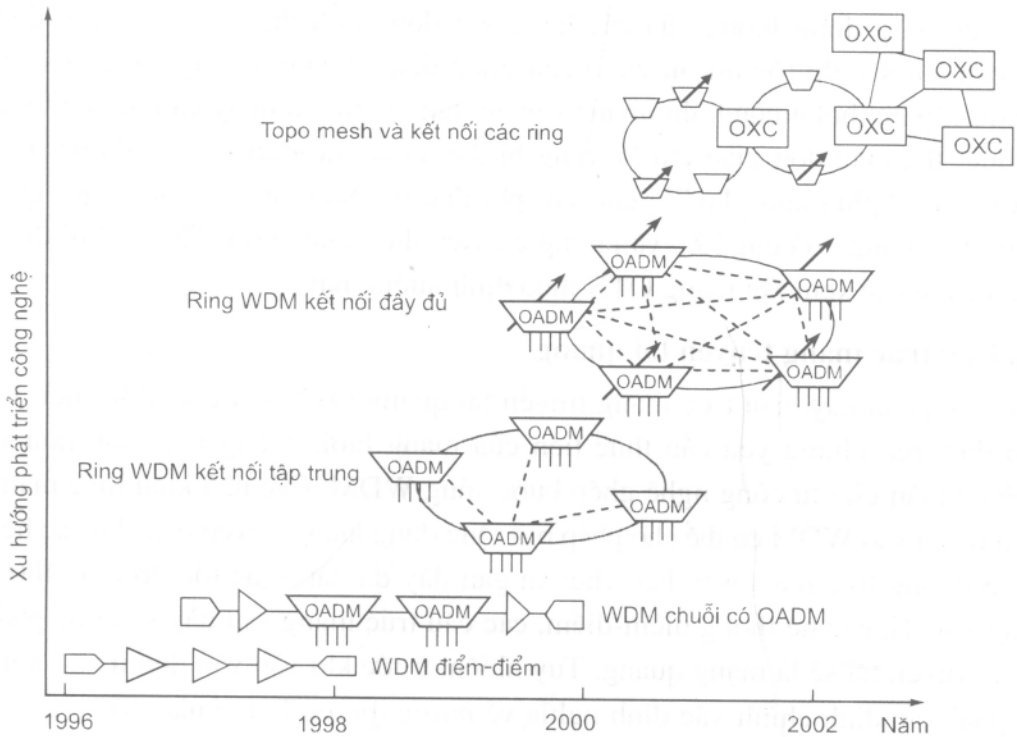
Nhìn chung, với sức mạnh tiềm tàng về công nghệ thông tin quang, mạng truyền tải quang OTN được coi như là một mạng truyền dẫn duy nhất hứa hẹn khả năng thoả mãn mọi yêu cầu khắt khe trong việc tuyền tải và cung cấp dịch vụ viễn thông hiện nay và trong tương lai. Để thực hiện được sứ mệnh của nó, các xu hướng phát triển mạng truyền tải quang hầu như đều tập trung theo hướng cấu trúc mạng toàn quang (hay còn gọi là mạng hoàn toàn quang hoặc mạng photonic). Trên cơ sở cấu trúc và công nghệ mạng quang hiện nay, khi mà lưu lượng truyền dẫn tăng thì mạng sẽ phải mở rộng bao gồm cả việc đặt thêm nhiều tuyến cáp sợi quang mới và nâng cấp hệ thống thiết bị. Quá trình này sẽ làm cho mạng ngày càng thêm phức tạp chồng chéo, chất lượng và độ tin cậy giảm, quản lý và khai thác càng gặp nhiều khó khăn hơn, v.v... Tuy nhiên, nếu mà nâng cấp dung lượng mạng theo hướng tăng tốc độ bit truyền dẫn để tránh sự gia tăng của các tuyến cáp thì tới một mức độ nào đó, khả năng của các công nghệ điện tử sẽ không thoả mãn được; giới hạn về sự chuyển mạch của các linh kiện điện làm cho các thiết bị điện không theo được tốc độ truyền dẫn. Đó là lý do vì sao cấu trúc mạng truyền tải quang có xu hướng toàn quang. Tuy vậy, mạng toàn quang cũng phải quán triệt về cung cấp dịch vụ băng rộng trong suốt với mức độ linh hoạt và an toàn cao, vấn đề này hầu như được gửi gắm vào công nghệ ghép kênh quang theo bước sóng WDM và

các công nghệ thành phần thiết bị photonic bao gồm các thiết bị xen/rẽ kênh quang OADM và WADM, thiết bị nối chéo quang OXC (hay ODXC khi là bộ nối chéo số), khuếch đại quang OA, v.v...

Trong quá trình xây dựng mạng truyền tải quang OTN có sự áp dụng công nghệ WDM cho tuyến điểm-điểm để nâng dung lượng. Tuyến điểm-điểm dung lượng cao chỉ là bước đầu tiên trong quá trình khai thác công nghệ WDM. Các mạng ring và mesh (mắt lưới) WDM sử dụng các bộ nối chéo quang OXC và xen rẽ quang OADM sẽ tạo nên bước tiếp theo trong xu hướng phát triển tới mạng photonic dung lượng siêu cao. Các thiết bị này cần có các thành phần quang mới trong các cấu trúc phong phú của chúng để cung cấp các nối kết giữa các cổng đầu vào và đầu ra trong quá trình truyền tải lưu lượng của mạng. Tuỳ thuộc vào cách tiếp cận và kiến trúc được sử dụng mà cần có các bộ lọc có thể điều chỉnh, các bộ chuyển đổi bước sóng, các bộ xen rẽ, các bộ tổ hợp, các bộ chuyển tiếp bước sóng, v.v... Tiếp đến là cần có các bộ nguồn, bộ tách quang, khuếch đại quang và bộ ghép/tách kênh quang (MUX/DEMUX) để tạo nên tuyến thông tin quang hoàn chỉnh. Sự phát triển của các thành phần thiết bị này và các kỹ thuật sản xuất sẽ thúc đẩy hơn nữa quá trình triển khai mạng WDM.

Ngược với công nghệ truyền dẫn phân cấp số đồng bộ SDH (Synchronous Digital Hierachy), khi xây dựng các mạng quang cần có sự quan tâm về kích thước của mạng do bản chất tương tự của tín hiệu quang. Rất nhiều các thành phần của mạng quang coi tín hiệu đi qua theo kiểu tín hiệu tương tự. Tuy nhiên các hàm truyền đạt của các thành phần này không lý tưởng và vì vậy chúng làm suy giảm chất lượng của tín hiệu khi đi qua. Trong các hệ thống WDM còn xảy ra tương tác đa kênh. Các hiệu ứng phi tuyến (XPM, FWM, tán xạ Raman) làm suy giảm tín hiệu khi truyền qua sợi. Vì vậy có thể định nghĩa độ dài trong suốt (thông suốt) là độ dài mà qua đó tín hiệu quang có thể được truyền trung thực mà không có bất cứ sự chuyển đổi điện nào. Khi truyền dẫn trên khoảng cách dài thì cần có một số loại trạm lặp. Đây cũng là điểm cần lưu ý trong việc xác định thế nào là mạng truyền tải quang OTN.

Để xây dựng nên một mạng truyền tải "hoàn toàn quang" (hay mạng photonic) khả thi và có lợi về kinh tế thì ngoài thách thức ban đầu về các công nghệ đường truyền quang chất lượng cao, các bộ nối chéo, và các nút chuyển mạch quang, thì còn cần phải vượt qua thách thức về cấu trúc mạng. Yêu cầu quan trọng nhất của một mạng truyền tải quang OTN đó là nó cần có cấu trúc tốt. Yêu cầu này cũng được thực hiện tương tự như của các mạng SDH hiện nay. Các thành phần kiến trúc cơ bản đó là các topo ring (mạng vòng) và mesh (mắt lưới) và có thể tổ hợp theo vài cách như kết hợp ring với mesh, phân cấp đa ring, v.v... Hình 10.25 chỉ ra xu hướng phát triển có thể của mạng truyền tải quang tương ứng với xu hướng phát triển công nghệ của các khối cơ bản.



Hình 10.25: Xu hướng phát triển cấu trúc mạng quang

Khi xây dựng mạng thì cũng cần có sự giám sát xem vấn đề nào sẽ xảy ra ở trong mạng. Trong khi khai thác, chắc chắn sẽ gặp phải các sự kiện được dự liệu trước và các sự kiện không xác định trước, đôi khi không mong muốn. Do đó cần có hệ thống báo hiệu và giám sát cho mạng. So với mạng SDH, thì có rất nhiều vấn đề cần phải được đề cập trong mạng WDM. Ví dụ giám sát tỉ số lỗi bit quang rõ ràng làm dễ dàng hơn cho hoạt động của mạng WDM. Ngoài ra cần có các tiêu chuẩn về mào đầu và báo hiệu để phát triển các thiết bị mạng WDM.

Rào cản quan trọng tiếp theo cần vượt qua đó là phát triển một mô hình thông tin hiệu quả để trích và xử lý tất cả các trường thông tin nhận từ mạng. Các thử nghiệm gần đây đã chỉ ra rằng áp dụng thẳng cách tiếp cận mô hình phân lớp được phát triển cho mạng SDH đã nảy ra một số vấn đề đối với mạng WDM. Khi phát triển các hệ thống quản lý các mạng WDM có bản chất tương tự với nhiều hiệu ứng vẫn chưa được xác định rõ đã nảy ra các thách thức mới cho nghiên cứu.

Từ những vấn đề trên, chúng tôi mong muốn giới thiệu mạng truyền tải quang OTN trong phần này bao gồm hai vấn đề chính là cấu trúc mạng và kết nối mạng. Như đã đề cập, công nghệ áp dụng cho mạng truyền tải quang chính là công nghệ ghép bước sóng quang WDM như đã trình bày trong chương 7. Có thể thấy rằng công nghệ WDM có các đặc điểm nổi bật sau: Dung lượng truyền dẫn lớn nhờ ghép được nhiều kênh quang khác nhau, mỗi kênh được xem như là một hệ thống đơn kênh; dung lượng hệ

thống bằng tổng dung lượng của các hệ thống đơn kênh được ghép. Giảm được ảnh hưởng của tán sắc do tốc độ bit của kênh ghép thấp. Nhanh chóng và thuận lợi trong việc nâng cấp hệ thống cũng như mạng truyền dẫn, thậm chí ngay cả khi hệ thống đang hoạt động; thao tác đơn giản chỉ là trang bị thêm các mô-đun vào hệ thống theo kiểu (cắm và chạy) "plug and play"; giảm chi phí đầu tư. Như vậy, đây là công nghệ tiềm tàng một khả năng vô cùng lớn, và là ứng cử viên duy nhất cho OTN tại thời điểm hiện nay. Sau đây ta sẽ xem xét mạng OTN theo định hướng này.

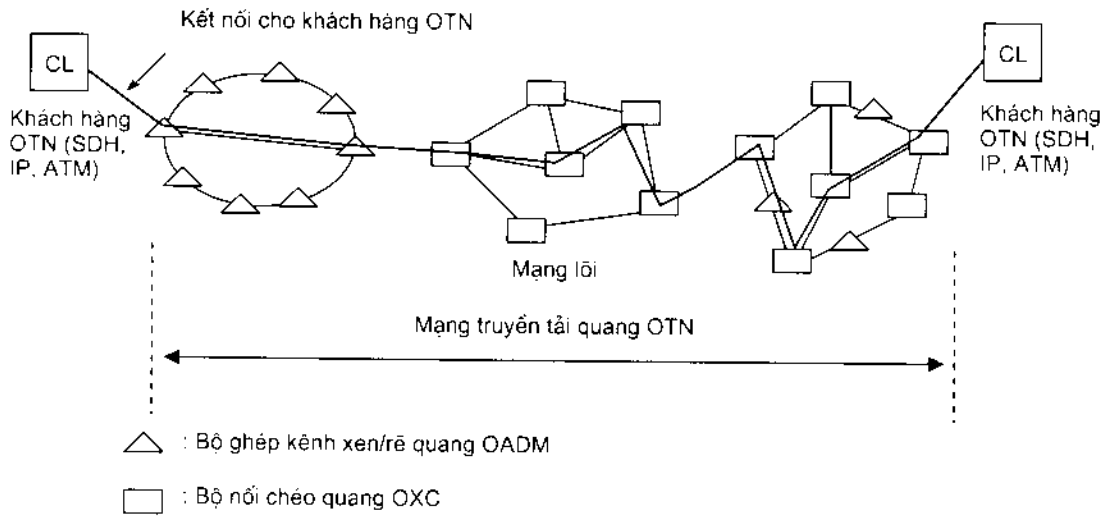
10.2.2. Cấu trúc mạng truyền tải quang

Trong phần này, cấu trúc mạng truyền tải quang OTN sẽ được giới thiệu và phân tích có dựa trên những yêu cầu thực tiễn của mạng lưới. Trong bối cảnh như vậy thì OTN được luận giải từ công nghệ ghép bước sóng WDM. Các nhà khai thác mạng hiện đang tin nhiều vào WDM có thể cho phép mở rộng dung lượng truyền dẫn cho các hệ thống và mạng đường trục mà sợi bị hạn chế; và gần đây đã đạt được tốc độ trên 400 Gbit/s trên một sợi. Từ các hệ thống điểm-điểm, các cấu trúc mạng sau này sẽ được phát triển và mạng truyền tải sẽ là mạng quang. Tuy nhiên, trước khi vào vấn đề thì câu hỏi đặt ra là cần phải xác định chính xác định nghĩa về *mạng quang* là thế nào. Theo quan điểm của P. Bonenfant và các tác giả trong Bell Labs thì: cũng như nhiều các kỹ thuật mạng khác, mạng quang thực hiện chức năng truyền dẫn, ghép kênh, định tuyến, giám sát và duy trì các tín hiệu khách hàng trong một vùng băng rộng [140]. Mạng quang hoạt động chủ yếu trong miền quang, nơi mà tính chất băng tần - kênh quang - thể hiện lớn hơn nhiều trong mạng ghép kênh phân chia theo thời gian TDM. Trong mạng quang, kênh quang (hay còn gọi là khe tần số) có thể được xem xét như là khe thời gian trong hệ thống TDM.

Để xác định một cách rõ ràng thế nào là mạng truyền tải quang OTN, có thể rút ra một thực tế là khả năng để hỗ trợ truyền dẫn quang không phải là mới mẻ. Thiết bị SDH và SONET đã được sử dụng thành công trong cấu trúc các hệ thống truyền dẫn quang đơn kênh. Tuy nhiên mạng SDH và mạng quang có một vài khía cạnh khác nhau chủ yếu liên quan tới việc phát triển mở rộng mạng. Trong mạng SDH, khi tốc độ truyền dẫn của một kênh quang trong mạng là lớn nhất thì việc mở rộng dung lượng đồng nghĩa với việc xây dựng thêm hệ thống mới riêng rẽ. Còn trong mạng quang, mở rộng dung lượng có thể thực hiện bằng cách đơn giản là chỉ thêm các bước sóng trong cùng một sợi và hệ thống truyền dẫn. Chức năng định tuyến trong mạng SDH được thực hiện thông qua khe thời gian; ngược lại chức năng định tuyến trong mạng truyền tải quang được thực hiện thông qua các kênh quang (khe tần số) giữa các bước sóng có các tần số khác nhau. Việc sử dụng công nghệ WDM, nhất là việc triển khai các các tuyến WDM điểm-điểm rộng rãi trong mạng viễn thông được nhìn nhận như là bước đi đầu tiên tiến tới mạng OTN. Tuy nhiên nếu mạng truyền tải quang chỉ đơn giản là các hệ thống

WDM điểm-điểm nối các phần tử dịch vụ mà không thể thực hiện đầy đủ các chức năng "networking" thì lớp dịch vụ của mạng sẽ phải thực hiện các chức năng này và các chức năng hồi phục mạng [64]. Các hệ thống truyền dẫn WDM có khả năng xen/rẽ bước sóng cố định đang được triển khai, các phần tử mạng quang có chức năng nút mạng như bộ ghép kênh xen/rẽ quang OADM và bộ nối chéo quang OXC áp dụng công nghệ điện hoặc ma trận chuyển mạch quang đang được tiến hành thực nghiệm và thử nghiệm trên hiện trường. Khả năng của các phần tử nút mạng WDM để xen, rẽ, và tác động tới các mạng có định tuyến kênh quang sẽ cho phép luân chuyển các kênh quang. Hình 10.26 mô tả khái quát mạng truyền tải quang OTN có định tuyến kênh quang.

Như vậy, mạng truyền tải quang OTN được xác định như là mạng mà nòng cốt là kiến trúc mạng WDM vốn có những đặc điểm tiên tiến chẳng hạn như: chuyển mạch và định tuyến kênh quang [139, 140]. Những đặc điểm này sẽ hỗ trợ việc truyền tải linh hoạt, tin cậy, và khả năng mở rộng cho mạng để có khả năng đáp ứng tính vô cùng đa dạng của tín hiệu khách hàng tại băng tần chưa biết trước. Sau đây chúng ta sẽ đi vào xem xét sự phát triển của mạng quang bắt đầu từ mạng đơn kênh TDM cho đến các hệ thống tuyến truyền dẫn WDM trên cơ sở cấu trúc điểm-điểm, và sau cùng là ý tưởng nhìn nhận về cấu trúc mạng truyền tải quang OTN ở mức kênh quang [140, 141, 142].



Hình 10.26: Mạng truyền tải quang có định tuyến kênh quang

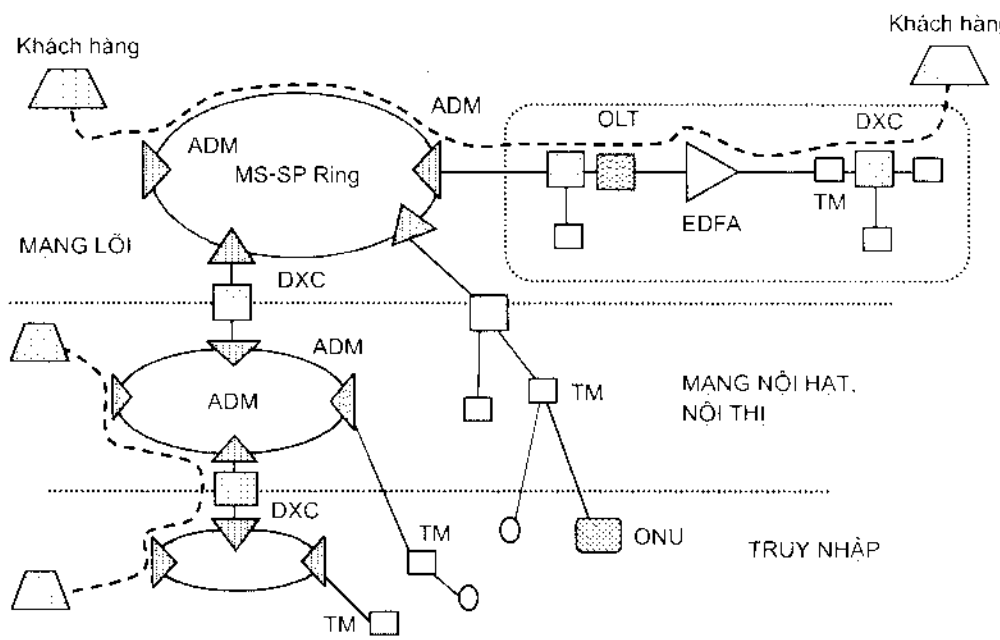
1. Mạng đơn kênh quang TDM

Công nghệ WDM là công nghệ phát triển theo nhiều phương diện. Tuy nhiên, tác động của nó lên mạng truyền tải là sự tiến triển mang tính kế thừa, tạo ra việc mở rộng dung lượng và tính chất độc lập về dịch vụ cho các giai đoạn sau. Từ những phối cảnh kiến trúc mức cao, các mạng truyền tải quang sẽ tuân theo cùng nguyên lý kiến trúc như các thế hệ SDH/SONET đi trước. Vì vậy, có thể hiểu mạng truyền tải SDH/SONET như

được mô tả trong hình 10.27 là nền tảng để có quan niệm về bản chất mạng truyền tải quang OTN trong thực tế.

Thập kỷ triển khai công nghệ SDH đã thiết lập được vài chủng loại phần tử mạng và các topo mạng có tính chất nền tảng cho mạng truyền tải. Có ba cấp phần tử mạng quan trọng là: các thiết bị ghép kênh, bao gồm thiết bị ghép kênh đầu cuối TM (Terminal Multiplexer) và thiết bị ghép kênh xen/rẽ ADM (Add/Drop Multiplexer); các thiết bị lặp; và các hệ thống nối chéo số DCS (Digital Cross-connect) hay DXC. Trong nhiều các topo mạng thì các mạng ring bảo an được chứng tỏ là mạng có cấu trúc đặc biệt phù hợp với chức năng truyền tải lưu lượng và cung cấp dịch vụ.

Mạng ring bao gồm tập hợp các thiết bị ghép kênh xen/rẽ ADM cho phép lưu lượng có thể đi vào và đi ra khỏi ring, các thiết bị này được nối với nhau thành một cấu hình mạng vòng như đã xem xét trong mục 10.1.1. Các ưu điểm chính của cấu trúc ring là tính bảo vệ mạng. Ring cung cấp lưu lượng bằng hai cách thông qua lối vào và lối ra khác nhau. Để thoả mãn các yêu cầu này, có vài giải pháp bảo vệ theo ring, bao gồm các ring SDH hai sợi và bốn sợi có chuyển mạch hai hướng. Đối với các tuyến truyền dẫn dài, người ta thường đặt các trạm lặp cách nhau từ 40 km đến 80 km giữa các nút ADM tuỳ theo tốc độ truyền dẫn. Các ring cũng có thể tồn tại trong các cấu hình mở, hay còn gọi là các ring mở có xen/rẽ tuyến tính. Đối với các cấu hình ring đơn giản nhất của ring, các thiết bị ADM có thể có cấu trúc theo cấu hình điểm-điểm, chẳng hạn như cấu hình bảo vệ đoạn ghép kênh SDH 1+1.



Hình 10.27: Cấu trúc mạng truyền tải SDH

Trong cấu trúc mạng ở đây, các hệ thống nối chéo số thực hiện grooming lưu lượng tại các tốc độ khác nhau để bảo đảm rằng các phương tiện thiết bị mạng được sử dụng tốt, và chúng là các phần tử cốt lõi trong cấu trúc hồi phục mạng mắt lưới cơ bản. Trong các ứng dụng tiêu biểu, các tín hiệu tốc độ thấp được lấy ra từ thiết bị ADM sẽ được định tuyến thông qua hệ thống nối chéo số, ở đây chúng có thể được grooming (có nghĩa là chúng được tách và tái kết hợp theo loại hình dịch vụ hoặc theo nơi nhận), và được chuyển giao tới một ADM khác. Thông thường thì các hệ thống thiết bị nối chéo không thể hiện các chức năng kết cuối ring có liên kết với các ADM (chẳng hạn như chuyển mạch bảo vệ đoạn ghép kênh). Các ADM và các thiết bị lập hầu hết thường không được triển khai trong các cấu hình một nhà cung cấp thiết bị để đơn giản việc quản lý và kết nối mạng. Mặt khác, các hệ thống DXC cần phải hỗ trợ rộng hơn trong việc kết nối mạng có nhiều nhà cung cấp thiết bị bằng cách kết cuối các tín hiệu điện và quang từ mạng này, bởi vì chúng đóng vai trò như một "hub" trong tổng đài.

Trong cấu hình này, cần chú ý rằng sự khác nhau về kiến trúc sống được triển khai ở trong các mạng nội đài và mạng đường dài, cũng như bên trong các mạng truyền tải truy nhập, sẽ phản ánh tính cấp bách đối với đặc tính và độ tin cậy mạng cao. Hơn mười năm trở lại đây, dung lượng của mạng có sự tăng đáng kinh ngạc. Các khách hàng bắt đầu có những đòi hỏi có liên quan tới những vấn đề như: khắc phục các tổn thất đối với các thiết bị và cáp truyền dẫn; thời gian phục hồi các sự cố; các mức tuổi thọ cho các ứng dụng khác chẳng hạn như sự kết nối mạng, các trang thiết bị tự động.

Từ những đòi hỏi về tính hoàn hảo của mạng quang mà nhiều chức năng truyền tải SDH/SONET và các nguyên tắc cấu trúc mạng sẽ dần chuyển sang các mạng truyền tải quang OTN đóng vai trò như khối cơ bản của băng tần truyền tải dịch chuyển từ khe thời gian sang kênh quang (tức là sang khe tần số). Như vậy, tiếp sau cấu trúc mạng đơn kênh quang TDM sẽ là giai đoạn cấu trúc mạng theo công nghệ WDM điểm-điểm, và được xem xét như sau.

2. Mạng quang WDM điểm-điểm

Mạng quang WDM điểm-điểm là pha phát triển tiếp theo của mạng truyền tải TDM. Việc đầu tiên của mạng quang giai đoạn này là thực hiện áp dụng công nghệ ghép bước sóng. Triển khai công nghệ WDM thường phát triển nhanh là do đây là giải pháp mở rộng dung lượng được coi là có hiệu quả kinh tế hơn các phương pháp khác. Ví dụ như ta hãy so sánh với trường hợp sử dụng thêm sợi hoặc bằng cách thay thế dung lượng các hệ thống TDM hiện tại bằng các hệ thống TDM mới có tốc độ cao hơn. Sử dụng thêm sợi cáp mới thường là rất đắt đối với các tuyến dài, và việc lắp đặt thêm cáp mới thường là quá lâu không kịp thoả mãn yêu cầu một số khách hàng. Còn việc nâng cấp hệ thống theo công nghệ TDM thì gần như thực hiện thay thế hàng loạt hệ thống thiết bị hiện có trên tuyến, khoảng lặp sẽ ngắn lại làm phá vỡ phân bổ quỹ công suất từng đoạn truyền dẫn, và như vậy công nghệ TDM sẽ không còn giữ được nhịp độ khi

có những yêu cầu truyền băng cực rộng được đặt ra. Như vậy, so với các giải pháp sử dụng sợi mới và nâng cấp theo công nghệ TDM, các hệ thống WDM điểm-điểm, như được mô tả chung ở hình 10.28, có những ưu việt mang tính đẳng cấp hơn, nhất là đối với các tuyến truyền dẫn cự ly dài. Sự xác nhận này dựa trên các đặc điểm sau đây:

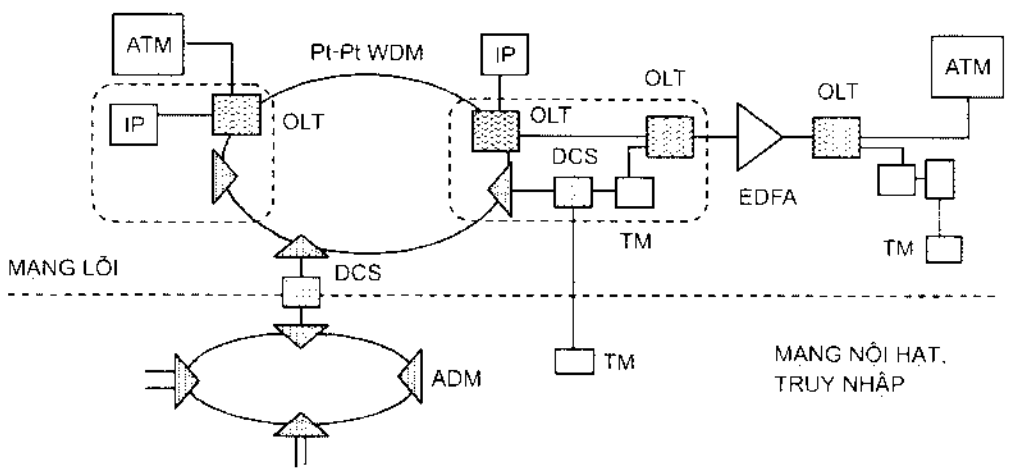
- Định tuyến luồng dung lượng cao: dung lượng TDM cao đối với kênh quang (khe tần số) cho phép nuôi trực tiếp từ các bộ định tuyến IP và các chuyển mạch ATM có các giao diện rất rộng.

- Tiết kiệm chi phí trạm lặp điện: đối với hệ thống N kênh, một bộ khuếch đại quang OA (Optical Amplifier) có thể thay thế N trạm lặp điện tại mỗi một trạm tái phát.

- Dung lượng truyền tải ở mỗi sợi lớn hơn: sự tăng thêm các bộ ghép kênh đầu cuối WDM (WDM-TM) sẽ khai thác dung lượng vốn có của sợi quang, một dung lượng rộng lớn được các hệ thống truyền dẫn quang đơn kênh sử dụng.

- Duy trì các thiết bị đã đầu tư hiện đang sử dụng: các thiết bị TDM đang sử dụng trên mạng không cần phải thay thế, mà tiếp tục hoạt động song song với các hệ thống khác, với các hệ thống TDM mới trên cùng một sợi.

- Hợp nhất truyền tải cho tất cả các dịch vụ: các loại dịch vụ khác nhau, cả dịch vụ đã có và dịch vụ mới, có thể được truyền trên một sợi, độc lập trên thực tế về tốc độ bit hoặc về giao thức.



Hình 10.28: Mạng WDM điểm-điểm (Pt-Pt) để tăng dung lượng cho tuyến cự ly xa

Như vậy công nghệ WDM cho phép các nhà cung cấp dịch vụ hội tụ được đầy đủ khả năng của mạng sợi quang đã có. Ngoài ra, các nhà cung cấp dịch vụ cũng linh hoạt trong việc triển khai thêm các dịch vụ mới vào sợi hiện có để điều tiết các yêu cầu dung lượng mới. Như đã minh hoạ trong hình 10.28, các hệ thống WDM điểm-điểm có thể được triển khai trên các khoảng riêng rẽ của một topo ring TDM cũng như trong mạng tuyến tính. Trong mỗi trường hợp, mạng TDM đã có sẽ tiếp tục hoạt động vẫn như trước đây trên sợi, chẳng hạn như việc bảo vệ TDM vẫn hoạt động, và các ứng dụng mới có

thể được bổ sung cho các bước sóng mới mà không tác động gì tới lưu lượng TDM đang tồn tại.

Hiện nay, có một số các công nghệ tiên tiến đáng chú ý là các sợi có điều khiển tán sắc kết hợp với các bộ khuếch đại quang sợi pha tạp Erbium EDFA, đang hỗ trợ và làm cho công nghệ WDM ngày càng có hiệu quả kinh tế và dễ dàng triển khai hơn. Có nhiều các hệ thống ghép tới 16, 32, 64 bước sóng hoạt động đã thương mại trên thị trường, mỗi một bước sóng có dung lượng tương đương với tốc độ bit là 2,5 hoặc 10 Gbit/s. Hơn nữa, bước phát triển nhanh của các công nghệ tiêu biểu liên quan đến WDM cũng đã làm cho các hệ thống có số lượng kênh quang ngày một tăng. Công nghệ WDM đã thể hiện các bước đi đầu tiên để tiến tới mạng toàn quang bởi vì nó áp dụng công nghệ truyền tải dựa trên các bước sóng. Tuy nhiên, trong các ứng dụng điểm-điểm ban đầu này, hầu hết chức năng truyền tải đều được đưa ra nhờ các hệ thống dựa trên cơ sở công nghệ TDM sử dụng khoảng cách WDM. Vì lưu lượng mạng ngày một tăng và công nghệ WDM tiếp tục được triển khai, cho nên các kênh quang sẽ dần dần trở thành môi trường chủ yếu cho việc trao đổi thông tin trên mạng lưới. Các chức năng mạng truyền tải sẽ chuyển sang cho lớp quang, và sóng mang sẽ bắt đầu điều khiển dung lượng tại mức kênh quang. Như vậy, ứng dụng công nghệ WDM trong mạng truyền tải sẽ nhanh chóng tạo ra được việc mở rộng dung lượng điểm-điểm để có thể định cỡ và thúc đẩy các ứng dụng mạng truyền tải quang, nhờ đó mà có thể cung cấp nhiều loại hình tín hiệu cho khách hàng với các yêu cầu dịch vụ khác nhau.

3. Mạng truyền tải quang OTN

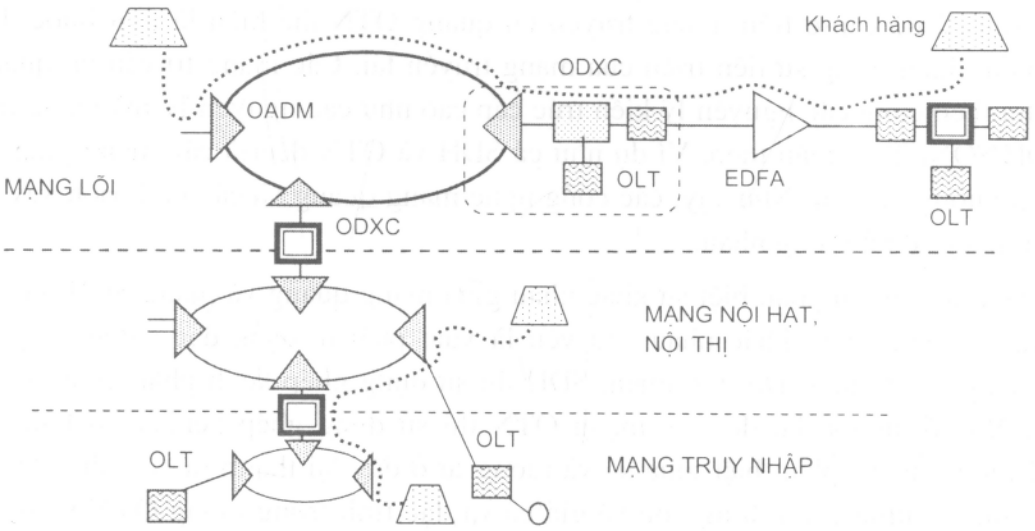
Như đã đề cập ở trên, mạng truyền tải quang OTN thể hiện là một bước đi tiếp theo hiển nhiên trong sự tiến triển của mạng truyền tải. Các mạng truyền tải quang sẽ tuân thủ theo cùng các nguyên lý kiến trúc cấp cao như các nguyên lý mà mạng truyền tải SDH/SONET đã tuân theo. Ví dụ như cả SDH và OTN đều là các mạng ghép kênh có định hướng kết nối. Như vậy, các công nghệ mạng quang và các kế hoạch xây dựng duy trì mạng sẽ rất giống nhau.

Nếu như muốn phân biệt sự khác nhau giữa mạng quang và mạng SDH, ta có thể thấy rằng những điểm khác nhau chủ yếu là xuất phát từ dạng đặc trưng công nghệ ghép kênh đã sử dụng. Đối với mạng SDH thì sử dụng ghép kênh phân chia theo thời gian TDM số, ngược lại đối với mạng OTN thì sử dụng ghép kênh theo bước sóng WDM tương tự. Sự phân biệt giữa số và tương tự ở đây lại thành ra có ảnh hưởng sâu sắc tới những khía cạnh dung hoà về giá cả và đặc tính trong mạng OTN và thiết kế hệ thống.

Để thoả mãn tạm thời nhu cầu tăng dung lượng thì có thể tiếp tục triển khai các hệ thống truyền dẫn quang điểm-điểm trên phạm vi rộng. Khi mà số bước sóng tăng dần lên và cự ly giữa các trạm đầu cuối tăng, sẽ có nhu cầu tăng đối với việc xen và (hoặc)

rẽ các bước sóng tại các trạm trung gian. Vậy thì các thiết bị ghép kênh xen/rẽ quang (OADM) có khả năng tái lập cấu hình sẽ trở thành các thành phần tích hợp của mạng WDM. Vì số bước sóng triển khai trên mạng ngày một tăng cho nên mạng cần có sự điều khiển dung lượng cũng như việc điều khiển các tín hiệu giữa các mạng tại mức kênh quang. Lúc này, các thiết bị nối chéo số DXC (hay DCS) có vai trò điều khiển dung lượng tại lớp điện, còn các thiết bị nối chéo quang ODXC (hay OXC) sẽ có nhiệm vụ điều khiển dung lượng tại lớp quang. Tương tự như ở công nghệ điện, các thiết bị OXC sẽ phải đáp ứng được yêu cầu là trợ giúp mạng nhiều nhà cung cấp thiết bị, trong khi đó các mạng tuyến tính riêng và các mạng ring phụ được xây dựng dựa trên các hệ thống đường truyền quang OLS (Optical Line System) và các thiết bị OADM thì thường là mạng một nhà cung cấp thiết bị.

Hình 10.29 mô tả mạng truyền tải quang bao gồm mạng lõi, mạng nội hạt, và mạng truy nhập dung lượng cao. Ban đầu, nhu cầu điều khiển băng tần ở lớp quang là cần nhạy bén nhất ở mạng lõi, mạng cự ly xa. Trong mạng lõi có cấu hình kết nối dạng mesh (mắt lưới) logic và quá trình kết nối này cần có sự trợ giúp của topo mạng vật lý bao gồm các ring với các OADM được bảo vệ chung, các cấu trúc mạng có OXC có cơ chế phục hồi mạng dạng mesh, thời gian sống của mạng. Tương tự, các yêu cầu điều khiển băng tần cũng đặt ra đối với mạng nội hạt và truy nhập. Vì vậy, các giải pháp mạng cấu hình ring có OADM cũng sẽ được tối ưu trong các ứng dụng này. Tức là mạng sẽ có các ring có cơ chế bảo vệ chung đối với các yêu cầu mesh, và các ring có cơ chế bảo vệ riêng cho các yêu cầu hub.



Hình 10.29: Cấu trúc mạng truyền tải quang OTN

Từ các vấn đề trên, ta có thể nhận thấy chỉ có khuếch đại quang OA mới là công nghệ đủ khả năng hơn cho các hệ thống truyền dẫn WDM điểm-điểm; ngược lại, các

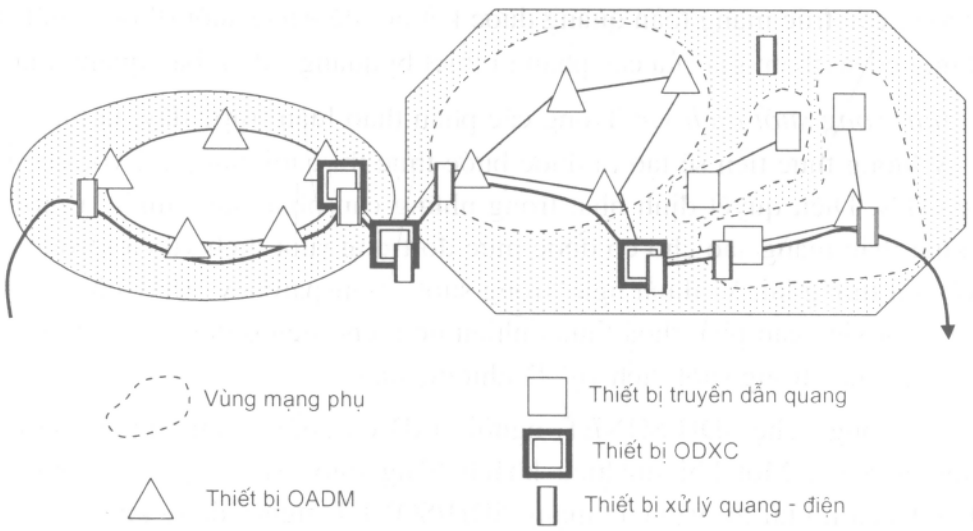
thiết bị OADM và ODXC là các thiết bị công nghệ đủ khả năng hơn đối với chức năng mạng truyền dẫn quang OTN. Lớp quang sẽ tiến tới như là một cơ sở hạ tầng truyền tải hợp nhất cho cả mạng gói kế thừa và hội tụ.

10.2.3. Thực tiễn xây dựng mạng truyền tải quang NGN

Việc thực hiện cấu trúc mạng truyền tải quang OTN có liên quan tới nhiều yếu tố, nó đòi hỏi tính cân đối giữa các yếu tố tác động nhằm thoả hiệp để vượt qua được những thách thức về công nghệ và liên kết mạng. Qua nghiên cứu và xem xét quá trình xây dựng mạng người ta thấy có 6 yếu tố nổi trội chính sau:

1. Về kỹ thuật mạng tương tự: Trong xây dựng mạng OTN, để bảo đảm mạng có đặc tính tốt thì cần phải hạn chế sự tích tụ những điểm yếu của mạng tương tự trong khi ta vẫn phải cân đối được tính đầu tư cho mạng. Mặc dù có sự hiện diện giống nhau giữa cấu trúc SDH/SONET và mạng quang, nhưng vẫn có sự khác nhau cơ bản trong thiết bị và quá trình thực hiện các mạng truyền tải.

Trong khi trước đây nó là bài toán về kỹ thuật mạng số thì sau này lại là bài toán đối với kỹ thuật mạng tương tự, gần giống như thiết bị mạng ghép kênh theo tần số FDM trước đây. Ưu điểm chính của truyền dẫn số là tính gồ ghề của tín hiệu số. Giới hạn chính trong hệ thống số là nó không thể hiện được sự suy yếu trong phương tiện truyền dẫn, mà nó chỉ biểu hiện tính chính xác trong quá trình biến đổi sóng tín hiệu tương tự thành số.



Hình 10.30: Cấu trúc mạng truyền tải quang thực tế

Đối với mạng quang, thuật ngữ mạng "toàn quang" muốn ám chỉ tín hiệu truyền qua mạng hoàn toàn là trong vùng quang Optic mà không có quá trình xử lý quang -

điện trong các phần tử mạng quang. Điều này ngụ ý rằng tất cả quá trình xử lý tín hiệu bao gồm: tái phát tín hiệu, định tuyến, trao đổi khe tần số, hoặc trao đổi bước sóng, đều được thực hiện trong miền quang (optic). Những năm gần đây, đã có những sự tranh luận xung quanh vấn đề bản chất của từ "quang - optical" trong mạng quang; và khi nghiền ngẫm lại, các nhà khoa học đã nhận thấy rằng đã có sự lẫn lộn giữa chức năng và thực hiện mạng. Những sức ép về kỹ thuật tương tự và việc xem xét trạng thái "State-of-the-art" hiện tại trong công nghệ xử lý toàn quang trên toàn cầu, hoặc đối với từng quốc gia, thì mạng "toàn quang" là không thể đạt được. Nhất là việc biến đổi quang - điện có thể được đặt ra đối với các phần tử mạng quang để tránh sự tích tụ những yếu điểm truyền dẫn trong mạng; những yếu điểm này xuất phát từ những yếu tố như: tán sắc sợi, hiệu ứng phi tuyến, tích luỹ do các bộ khuếch đại quang mắc chuỗi, xuyên kênh tín hiệu quang và truyền dẫn phổ hẹp khi mắc chuỗi các bộ lọc không phẳng. Sự có mặt của thành phần biến đổi quang - điện cũng có thể hỗ trợ cho quá trình trao đổi bước sóng mà hiện tại đây là đặc thù đáng chú ý khi thực hiện quá trình xử lý tín hiệu trong miền quang. Như vậy nói một cách vắn tắt, sự hiện diện của các thiết bị đã thương mại hoá có sự tái phát tín hiệu để làm giảm sự tích tụ những điểm yếu của mạng và hỗ trợ quá trình biến đổi bước sóng trong miền toàn quang cần được áp dụng trong cấu hình mạng toàn quang. Do các thiết bị quang - điện này thường có giá thành cao hơn, cho nên vấn đề đặt ra là phải tạo ra cấu trúc mạng sao cho số lượng các thành phần thiết bị quang - điện này càng nhỏ càng tốt; và chính điều này cũng thể hiện được đặc thù mạng truyền tải quang vốn được gán theo đúng nghĩa với sự hiện diện của mạng. Hình 10.30 mô tả ý tưởng cấu trúc mạng toàn quang được kết nối để trong suốt (thông suốt) tín hiệu quang nhưng có sự tham gia của các phần tử thiết bị quang - điện bao quanh mạng.

2. Tính trong suốt dịch vụ: Trong các phần thảo luận trước đây, ta biết rằng việc xem xét kỹ lưỡng thực tiễn sẽ tạo ra được bước thực thi cuối cùng đối với mạng truyền tải quang OTN. Điều quyết định nhất trong những cân nhắc này chính là mong muốn của nhà khai thác mạng sao cho có được mức độ trong suốt dịch vụ cao trong cơ sở hạ tầng truyền tải tương lai. Vì thuật ngữ "trong suốt - transparency" (hay còn gọi là thông suốt) hướng tới việc cần phải thoả thuận nhiều hơn, cho nên ở đây chúng ta sẽ cố gắng làm rõ ý nghĩa của "trong suốt dịch vụ" là như thế nào.

Đối với công nghệ SDH/SONET, người ta đã có những dẫn chứng khá rõ nét và thông suốt dịch vụ. Một khi tín hiệu khách hàng được sắp xếp vào trong tín hiệu SDH/SONET của nó tại lối vào của mạng SDH/SONET, người đang khai thác mạng sẽ không chiếm hữu và không biết được nội dung chi tiết về tín hiệu khách hàng là như thế nào suốt tới tận nơi giải ghép tín hiệu tại lối ra của mạng. Sự xác định về tính trong suốt dịch vụ đối với mạng truyền tải quang OTN cũng có thể áp dụng giống như vậy. Thực vậy, một khi tín hiệu khách hàng được sắp xếp vào trong kênh quang thì người khai thác mạng OTN cũng không nên đòi hỏi phải được biết chi tiết về nội dung (hoặc được

truy cập vào nội dung) tín hiệu khách hàng suốt cho tới tận nơi giải ghép ở lối ra mạng OTN. Như vậy, các điểm lối vào và ra mạng quang cần qui định phạm vi vùng trong suốt dịch vụ cho OTN.

Tính trong suốt dịch vụ là yếu tố cơ bản bởi vì nó giúp cho việc kiểm soát được tính phức tạp của vai trò mạng quang do có cơ sở hạ tầng hợp nhất tất cả các loại tín hiệu của các khách hàng. Trong bối cảnh mạng truyền tải quang, quan điểm về trong suốt dịch vụ hiện tại được giới hạn cho các tín hiệu khách hàng số (digital), nhưng nó sẽ mở rộng bao hàm cả các tín hiệu khách hàng tương tự (tương tự). Yếu tố quan trọng nhất để thực hiện trong suốt dịch vụ là loại bỏ tất cả trang thiết bị riêng của khách hàng và xử lý giữa các điểm lối vào và ra OTN. Rất may là tại điểm vào/ra, sẽ dễ dàng tiếp nhận thiết bị khách hàng. Ví dụ như ta có thể cho các thiết bị có cửa quang - điện để hỗ trợ việc trộn tốc độ 622 Mbit/s, 2,5 Gbit/s và 10 Gbit/s SDH, Gigabit Erthernet, sắp xếp IP/WDM, và các kênh quang cho thuê. Như vậy, trong suốt dịch vụ ở trong OTN đòi hỏi tính mềm dẻo tối thiểu tại lớp kênh quang để mang một loạt các tín hiệu khách hàng số rất phong phú.

Trong ứng dụng mạng OTN, tính trong suốt dịch vụ khi triển khai cấu trúc mạng được đặc trưng bởi các phân đoạn trong suốt luồng tín hiệu quang. Các đoạn này được giới hạn bằng quá trình xử lý quang - điện. Nếu như không sử dụng các bộ lặp 3R (bộ lặp có biến đổi O/E và E/O với các chức năng: tái phát, định lại dạng, và định lại thời gian của tín hiệu khách hàng), thì ngay lập tức sẽ xuất hiện jitter và tích luỹ nhiễu trong các tín hiệu khách hàng trên các kênh quang khi có một chuỗi các cấu trúc mạng kết nối kế tiếp các thiết bị xử lý quang - điện. Các bộ lặp quang - điện như vậy sẽ cho phép tạo ra các cấu trúc OTN mắc chuỗi bao gồm tổ hợp cân đối về tính trong suốt quang và các thiết bị quang - điện, và điều này sẽ hỗ trợ cho tốc độ bit và tính độc lập về giao thức ở lớp kênh quang. Các thiết bị lặp quang - điện không phụ thuộc tốc độ bit có tính năng định lại thời gian sẽ là chìa khoá cho phép thực hiện tính trong suốt dịch vụ OTN.

3. Bảo dưỡng mạng: Sự phát triển mạng theo mạng truyền tải quang cho NGN cũng mang đến những thách thức trong việc quản lý mạng viễn thông được tích hợp. Có một loạt các yêu cầu cần phải được đặt ra liên quan tới cấu hình, sự cố, và quản lý mạng. Thực vậy, khi xem xét tính cần thiết của quản lý OTN, chúng ta có thể công nhận có nhiều cái có thể áp dụng cho cả mạng SDH/SONET và OTN. Tuy nhiên, cũng cần phải tránh sai lầm khi đưa ra giả thiết rằng mọi cái làm được cho SDH/SONET thì đều có thể áp dụng trực tiếp cho mạng truyền tải quang OTN. Có một vài sức ép dẫn tới các tiêu chuẩn SDH/SONET có đặc thù riêng cho việc phát triển mạng ở thời gian đó. Chẳng hạn như một trong những ưu điểm chính về bảo dưỡng cho việc chuyển từ công nghệ PDH sang công nghệ SDH chính là cơ hội để mở rộng mạng rất có ý nghĩa, và nó càng quan trọng hơn đối với việc tiêu chuẩn hoá; khả năng điều khiển, tính toàn vẹn và chất lượng truyền tải của mạng. Công nghệ SDH đã cho một cơ hội để hiệu chỉnh một

vài vấn đề khai thác mạng PDH, vì vậy OTN cũng hy vọng sẽ đưa ra được một cơ hội để hiệu chỉnh một số vấn đề khai thác liên quan tới mạng SDH.

Trở lại với bản chất tương tự của WDM, việc thiết lập đặc tính tín hiệu khách hàng trong OTN là một công việc rất khác so với việc thiết lập đặc tính cho hệ thống SDH/SONET. Cái khó có liên quan tới đặc tính điều khiển ở trong mạng truyền tải quang là cố hữu trong các tham số cần được xác định. Đặc biệt, các tham số quang khi đo cần phải thật tương quan với sự suy giảm trong các lớp tín hiệu khách hàng để chỉ được ra rằng các lớp quang không đưa ra mức yêu cầu của dịch vụ. Rõ ràng rằng, việc thiết lập mối liên hệ như vậy trong các kỹ thuật đo sẽ tồn tại một thách thức đáng kể. Xét chi tiết riêng về điều khiển đặc tính và các phép đo, thì có thể thấy những tồn tại thách thức cơ bản và chung nhất bao gồm: những thông tin về khai thác, quản lý và bảo dưỡng (OAM) nào là cần thiết tại mỗi điểm của mạng, và nên như thế nào? Thông tin này tồn tại ở hai dạng là: thông tin cái cần liên quan, cần phải theo, ở góc độ kết nối kênh quang; và dạng thứ hai là thông tin cái không cần thiết theo kết nối này.

4. Độ duy trì mạng: Độ duy trì mạng là trung tâm đối với vai trò của mạng quang vì đây là cơ sở hạ tầng truyền tải hợp nhất. Cũng như nhiều khía cạnh kiến trúc khác, độ duy trì mạng quang sẽ mang dáng dấp với độ duy trì của mạng SDH/ SONET ở mức cao, bởi vì topo mạng và các loại phần tử mạng là tương tự nhau. Bản thân bên trong lớp quang, cơ chế duy trì sống sẽ tiếp tục tạo ra khả năng hồi phục mạng nhanh chóng nhất, từ việc đứt sợi quang cho tới những sự cố hư hỏng trục trặc ở môi trường vật lý khác, cũng như tạo ra sự quản lý hiệu quả và mềm dẻo hơn để bảo vệ mạng. Thời gian phục hồi mạng nằm trong khoảng 50 ms tới vài trăm miligiây tuỳ thuộc vào từng cấu trúc mạng và loại sự cố mạng. Có nhiều cơ chế duy trì mạng ta có thể kể đến sau đây.

Đối với các hệ thống WDM điểm-điểm (Pt-Pt WDM) sử dụng công nghệ WDM - TM và WDM-OA, các cơ chế chuyển mạch bảo vệ quang 1+1 sẽ giống như cơ chế bảo vệ SDH/SONET mà ta thường đề cập [139, 143]. Việc sử dụng thêm các bộ ghép kênh xen/rẽ quang OADM cho hệ thống truyền dẫn WDM sẽ cho phép tăng các ưu điểm của hệ thống. Các cấu trúc đơn giản trong việc xen/rẽ quang, ví dụ như bảo vệ kết nối mạng phụ quang 1+1 (O-SNCP), là một mục đích và như vậy sẽ không đòi hỏi thuật toán chuyển mạch bảo vệ tự động (APS), các giao thức và các kênh tín hiệu phối hợp. Chúng có thể được áp dụng cho cả topo xen/rẽ tuyến tính và ring.

Ở mức độ phức tạp hơn, các cấu trúc chuyển mạch bảo vệ lớp quang sẽ phải có khả năng linh hoạt và sử dụng hiệu quả băng tần lớn hơn, nhất là đối với mẫu lưu lượng hình mắt lưới mesh. Các thiết bị nối chéo OXC sẽ cho phép ta tạo được các cấu trúc dạng mắt lưới ở lớp quang. Trong một số ứng dụng thì cấu trúc mắt lưới lại có đầu tư thấp nhất; các cơ chế hồi phục dạng mắt lưới tự động có thể được tối ưu để định rõ dung lượng bảo vệ có hiệu quả. Các thuật toán hồi phục trên cơ sở dạng mắt lưới đã được

dùng cho mạng SDH; tuy nhiên sự xuất hiện công nghệ quang mới và các phần tử mạng có liên quan sẽ tạo cho ta các cơ hội để tăng tốc độ hồi phục mạng nhằm hỗ trợ các cấu trúc mạng truyền tải quang OTN tồn tại lâu dài.

Nhìn chung, sự phân cấp cấu trúc mạng quang duy trì là tương tự như việc phân cấp trong SDH; nhưng có một vài sự khác nhau cơ bản về chức năng và ứng dụng. Các mạng quang có độ duy trì cần phải hỗ trợ linh hoạt cho các yêu cầu của các tín hiệu khách hàng trong phạm vi rộng. Ngoài ra, các mạng quang này phải sử dụng băng tần có hiệu quả hơn để hỗ trợ băng tần rất lớn được tải trên các tuyến thông tin quang WDM. Những lợi ích về sự mềm dẻo mạng và hiệu quả băng tần khách hàng cũng dựa vào chiến lược duy trì nhiều lớp mạng kết hợp trong đó các cơ chế duy trì lớp quang sẽ cùng tồn tại một các hợp lý với những lợi ích của các tín hiệu khách hàng. Như vậy, có thể nói rằng độ duy trì mạng quang sẽ tiếp tục thể hiện sự phục hồi các sự cố nhanh nhất, phục vụ nhiều loại tín hiệu khách hàng có các yêu cầu độ duy trì đa dạng.

5. Khả năng hoạt động tương tác: Việc ứng dụng bất kỳ một công nghệ mới vào, chẳng hạn như công nghệ WDM, vào môi trường viễn thông cũng đòi hỏi các tiêu chuẩn phải được phát triển cho việc kết nối bên trong mạng và kết nối giữa các mạng có nhiều nhà cung cấp. Khía cạnh mấu chốt ở đây là để xác định toàn bộ thông tin có liên quan tới giao diện nút mạng NNI (Network Node Interface) quang; ví dụ như dạng tín hiệu của kênh giám sát quang đang tải thông tin OAM giữa các phần tử mạng chẳng hạn. Yếu tố quan trọng khác liên quan tới lớp vật lý và nó yêu cầu sự mô tả rất chính xác về các đặc tính vật lý của tín hiệu quang đa bước sóng. Đây không chỉ là một nhiệm vụ cực kỳ khó để đạt được những gì cơ bản là một vấn đề thiết kế mạng tương tự, nó bị vướng bởi sự phân tập đa dạng về quyền lựa chọn đối với truyền dẫn quang. Ta hãy ví dụ, việc lựa chọn tối ưu các bước sóng hoạt động cho hệ thống truyền dẫn WDM sẽ phụ thuộc vào một số các yếu tố sau: loại sợi quang, công nghệ khuếch đại quang OA, công nghệ lọc quang, khoảng cự ly truyền dẫn và mục tiêu tổng thể cho hệ thống. Nhìn chung, việc lựa chọn các bước sóng hoạt động được rút ra từ hỗn hợp các lựa chọn công nghệ kết hợp với các ứng dụng.

Trong tương lai, để kết nối được mạng đơn kênh hay đa kênh quang ở mức OTN thì phải có được toàn bộ các đặc tính OTN-NNI, đó là các đặc tính mào đầu lớp quang và kênh giám sát quang. Khi có các tiêu chuẩn OTN ra đời, việc kết nối mạng sẽ cho phép kết nối liên tục ở mức kênh quang, và mạng quang sẽ cấu trúc dựa trên các đoạn truyền dẫn trong suốt (thông suốt).

6. Thực hiện mạng quang NGN: Việc chuyển chức năng lớp truyền tải cho mạng truyền tải quang OTN sẽ tạo lên sự tiến hoá từ hệ thống truyền dẫn quang đơn kênh sang OTN có các đặc điểm tiên tiến như định tuyến kênh quang và trao đổi (biến đổi) bước sóng. Nó cũng tạo thuận lợi cho việc thực hiện chức năng mềm dẻo trong khai

thác mạng, định cỡ và tăng năng lực cho mạng; tạo ra sự phong phú mở rộng cho các tín hiệu khách hàng có yêu cầu dịch vụ thay đổi (như linh hoạt, định cỡ, duy trì tốt và có tính độc lập về giao thức). Con đường tiến triển tới kết quả cuối cùng của lớp truyền tải hợp nhất sẽ có liên quan tới những vấn đề chủ chốt kể cả việc tối ưu chức năng truyền tải lớp quang trong điều kiện duy trì được tính độc lập khách hàng. Ta cần nhấn mạnh rằng công nghệ SDH/SONET sẽ tiếp tục là một phần tích hợp của quá trình phát triển mạng có sự "hội tụ" số liệu/quang. Trong khi bổn phận mạng truyền tải sẽ dịch theo thời gian từ lớp SDH/SONET đến lớp quang, thì lớp SDH/SONET sẽ tiếp tục phục vụ vai trò mạng lưới với các yêu cầu về băng tần điểm-điểm với mức độ tập trung vừa phải, chẳng hạn như trung kế thoại và nhiều loại lưu lượng tại vùng biên của mạng. Việc xây dựng mạng truyền tải quang dung lượng cao cho tương lai sẽ phụ thuộc vào giải pháp đổi mới kết hợp với các công nghệ gắn liền với các nguyên lý mạng.

Tóm lại, mạng truyền tải quang sẽ thúc đẩy phát triển cơ sở hạ tầng truyền tải trong thời đại của sự hội tụ số liệu - truyền tải bằng cách đưa tính mềm dẻo về cấu trúc, và sự khác biệt dịch vụ nhờ sự phân tách ra các kênh quang cho các loại dịch vụ khác nhau như TDM, ATM, IP, các luồng quang cho thuê, v.v... Với việc nhìn nhận thực tế vào mạng truyền tải quang, tính trong suốt dịch vụ, độ duy trì, bảo dưỡng và khả năng hoạt động tương tác sẽ mang lại hiệu quả kinh tế; và từ đó kéo dài sự sống của mạng và tạo ra một cơ sở hạ tầng truyền tải quang băng rộng linh hoạt. Nhìn chung, đã có nhiều quốc gia bắt đầu coi việc triển khai mạng truyền tải quang là cấp bách, họ cho rằng không còn thời gian để chờ đợi một mạng truyền tải quang nữa vì điều đó có thể chỉ tăng thêm thách thức trong việc tạo ra lớp quang tối ưu về dung lượng cao, quản lý băng tần với độ tin cậy cao gồm cả sự hỗ trợ đa dịch vụ.

10.2.4. Kết nối trong mạng truyền tải quang

Kết nối trong mạng truyền tải quang là rất quan trọng nhằm tạo ra được cấu trúc mạng linh hoạt và bảo đảm thông suốt các dịch vụ kể cả các loại hình dịch vụ băng rộng. Sử dụng công nghệ kết nối phù hợp có thể tạo ra cấu hình mạng đơn giản nhưng vẫn có được các chức năng rất linh hoạt và đủ mạnh để truyền thông suốt các luồng tín hiệu. Để có điều kiện khảo sát phần này, trước hết chúng ta hãy xem xét sơ lược về kết nối các kênh bước sóng quang, rồi sau đó đi vào các trường hợp định tuyến và phân bổ luồng quang. Do công nghệ WDM được áp dụng chủ yếu trong mạng truyền tải quang mà trong bộ sách này ta chỉ xem xét đến các vấn đề kết nối có liên quan tới công nghệ này.

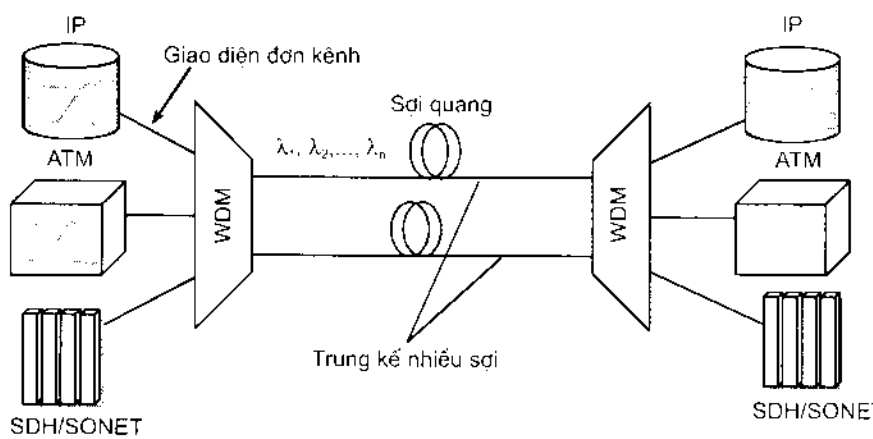
10.2.4.1. Kết nối kênh bước sóng quang trong OTN

Trong các hệ thống truyền dẫn quang được thiết kế cho mạng truyền tải quang OTN định hướng theo NGN, có nhiều các thiết bị công nghệ thành phần quang tiên tiến nhằm tạo cho các hệ thống đủ mạnh để đáp ứng thoả mãn vai trò trong mạng truyền tải.

Ngoài cáp sợi quang, các hệ thống thiết bị thường trực trên hệ thống bao gồm các chủng loại thiết bị như khuếch đại quang, các thiết bị ghép và giải ghép bước sóng WDM, các thiết bị chuyển mạch luồng và định tuyến quang.

Thiết bị khuếch đại quang OA mà tiêu biểu là khuếch đại quang sợi pha tạp Erbium EDFA đã được trình bày khá chi tiết tại chương 8, vì thế nó không được nêu lại trong phần này. Hệ thống thông tin WDM thực chất đã được phân tích trong chương 7. Tuy nhiên, việc kết nối hệ thống này thông qua các thiết bị chuyển mạch và định tuyến còn chưa xem xét chi tiết. Vì thế, nội dung sau đây sẽ trở lại vấn đề này nhằm mang đến thông tin rõ hơn về sự kết hợp các thiết bị kết nối trong hệ thống. Ta hãy bắt đầu từ bản chất của hệ thống sử dụng công nghệ WDM.

Như ta đã biết rằng các hệ thống WDM được dùng để phát các bước sóng được ghép trên một sợi quang. Các hệ thống WDM tiêu biểu thường có 4 hoặc 16 kênh quang. Gần đây có nhiều các hệ thống có số kênh lớn từ 32 bước sóng trở lên và thường được gọi là hệ thống ghép kênh theo bước sóng mật độ (cao) DWDM (Dense WDM). Tuy nhiên, thực chất của DWDM còn được thể hiện ở khoảng cách bước sóng, và do đó trong một số trường hợp số kênh quang ít hơn 32 cũng được xem là DWDM. Khuyến nghị ITU-T đã tiêu chuẩn hoá các khoảng cách kênh là 100 GHz và 50 GHz là để bảo đảm khả năng hoạt động tương tác giữa các thiết bị của các nhà cung cấp sản phẩm [32]. Các kênh được ghép trong hệ thống WDM đóng vai trò như là các "sợi ảo" có thể được sử dụng để phát bất kỳ một loại tín hiệu nào, chẳng hạn như tín hiệu SDH, tín hiệu mode chuyển giao không đồng bộ ATM (Asynchronous Transfer Mode), hoặc lưu lượng IP. Các nguồn lưu lượng này được kết nối theo các giao diện quang chuẩn.

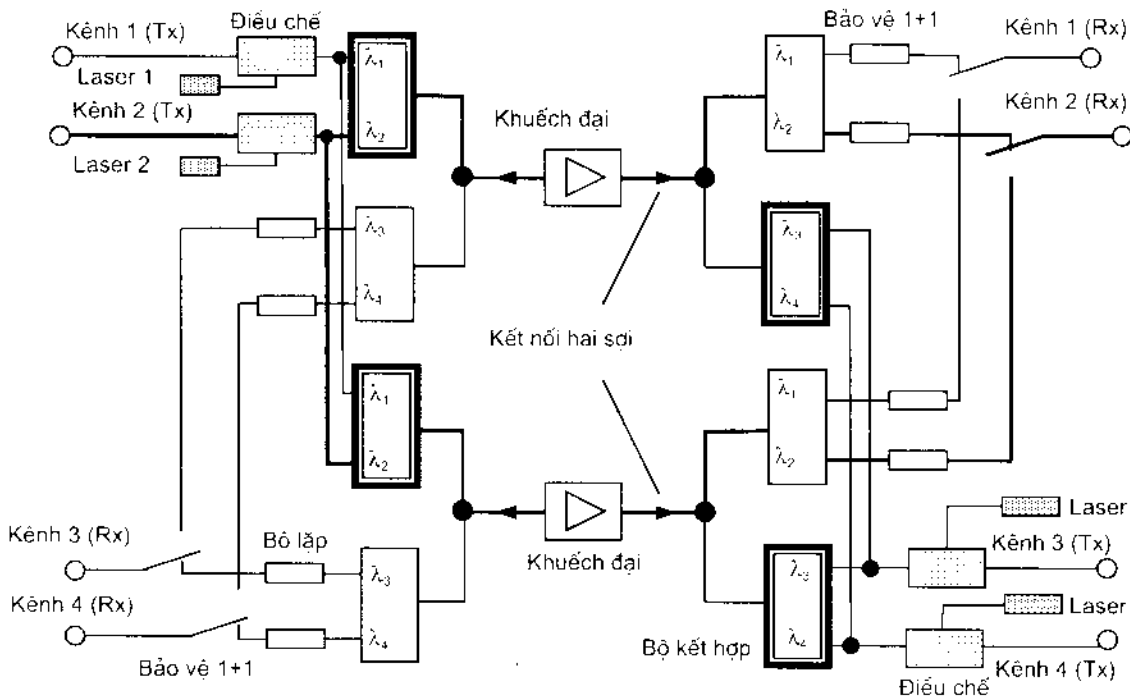


Hình 10.31: Hệ thống Pt-Pt WDM được sử dụng để tăng dung lượng

Như ở phần trên đã đề cập, có một sự khác nhau nào đó giữa các hệ thống WDM điểm-điểm và ring. Cả hai là các hệ thống đơn (một) hướng hoặc hai hướng. Các hệ thống WDM đơn hướng sử dụng tất các các kênh bước sóng sẵn có của kết nối sợi cho

tín hiệu phát hoặc thu. Các hệ thống hai hướng sẽ có một số các bước sóng thu và một số các bước sóng phát trên cùng một sợi.

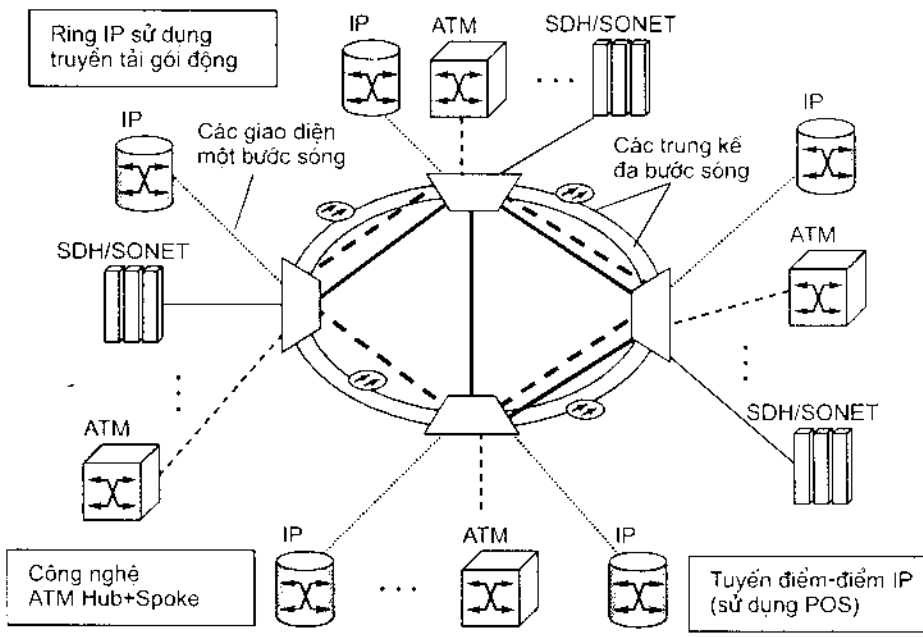
Mục tiêu sử dụng các hệ thống WDM điểm-điểm (Pt-Pt WDM) hầu hết là để tăng dung lượng sợi cho các tuyến truyền dẫn dài. Hình 10.31 là một ví dụ mô tả hệ thống điểm-điểm có hai giao diện trung kế đa bước sóng cho việc triển khai các kết nối hai sợi điểm-điểm để tạo ra độ dư và khả năng bảo vệ tuyến. Số các giao diện đơn kênh (một bước sóng) được sử dụng để kết nối các bộ định tuyến IP, các chuyển mạch ATM, hoặc thiết bị mạng quang đồng bộ SDH/SONET. Các cửa đầu vào đơn kênh có một bộ điều chế để chuyển đổi bước sóng thành bước sóng kênh WDM tương thích. Bộ kết hợp quang sẽ ghép các bước sóng này với nhau và sau đó phát chúng vào đường trung kế đa bước sóng. Tại phía thu, mỗi một kênh sẽ được giải ghép thông qua bộ lọc quang. Các hệ thống Pt-Pt WDM thường sử dụng chế độ bảo vệ 1+1 để điều khiển sợi hoặc các sự cố hỏng hóc kênh bước sóng. Hai thiết bị WDM được kết nối về phía hai sợi. Mỗi bước sóng được truyền trên cả hai sợi; thiết bị thu sẽ so sánh hai tín hiệu quang và chọn lấy một tín hiệu tốt hơn để sử dụng.



Hình 10.32: Sơ đồ hai thiết bị hệ thống Pt-Pt DWDM kết nối 4 kênh.

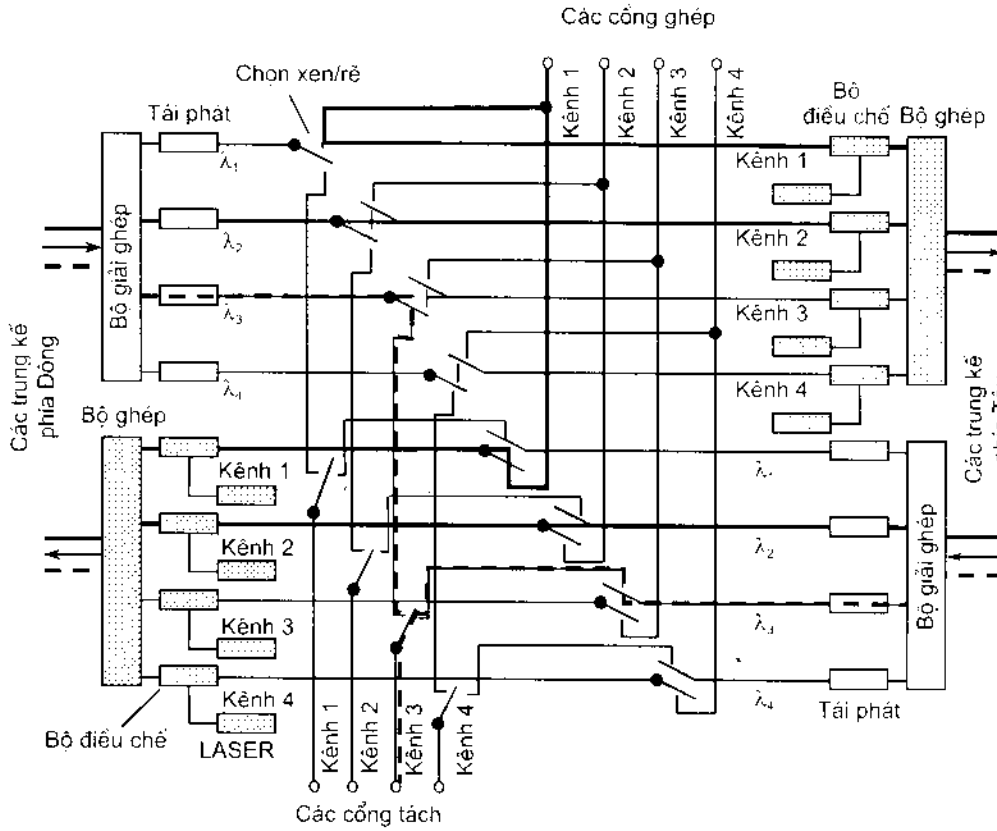
Hình 10.32 mô tả một hệ thống Pt-Pt DWDM bốn kênh hai hướng. Các kênh 1 và 2 được sử dụng để phát tín hiệu từ trái sang phải, còn các kênh 3 và 4 được sử dụng để phát tín hiệu từ phải sang trái. Ở đây có sự cùng sự chỉ định bước sóng trên cả hai sợi để có được chế độ bảo vệ 1+1 như đã đề cập ở trên.

Riêng đối với trường hợp ứng dụng mạng khu vực đô thị MAN (Metropolitan Area Network), mạng thường sử dụng các hệ thống ring có chức năng xen/rẽ. Các hệ thống này có bốn giao diện trung kế đa bước sóng để triển khai các ring hai sợi có chức năng bảo vệ được tăng cường. Như được mô tả trong hình 10.33, các ring DWDM có thể đưa ra bất kỳ một topo ảo nào đó. Các mạng điểm-điểm, hub-spoke, hoặc mesh có thể được triển khai bằng cấu hình với các bước sóng sẽ được kết cuối như thế nào.



Hình 10.33: Hệ thống ring quang DWDM có thể tạo ra các topo ảo

Hình 10.34 mô tả kết nối tại một nút ring DWDM bốn kênh. Trong trường hợp này, các bộ lọc WDM sẽ trích lấy các kênh bước sóng ra khỏi trung kế đa bước sóng ở phía thu, và cấp chúng cho ma trận chuyển mạch luồng quang. Ma trận chuyển mạch này sử dụng chức năng cấu hình xen/rẽ bằng cách chuyển bước sóng đang đến tới một cổng rẽ nội bộ hoặc tới bộ ghép (kết hợp) quang của trung kế đa bước sóng phía phát. Kênh tại đầu vào bộ ghép có thể là kênh đi xuyên qua từ sợi quang hoặc là tín hiệu từ một trong những cổng xen nội bộ. Ở đây, chúng ta lại thấy xuất hiện cấu hình có chế độ bảo vệ 1+1 được thực hiện bằng cách phân phối bước sóng trên cả hai sợi và sự so sánh các tín hiệu tại nút thu. Như vậy, với việc triển khai các hệ thống DWDM, dung lượng sợi có thể được tăng lên một cách dễ dàng. Mạng có thể định cỡ được dưới dạng "*băng tần thô*". Trong trường hợp có yêu cầu băng tần lớn hơn thì chỉ một hoặc hơn một số kênh được thêm vào hệ thống.



Hình 10.34: Mô tả kết nối trong nút ring WDM bốn kênh

10.2.4.2. Định tuyến bước sóng quang trong OTN

Trong quá trình thực hiện một mạng quang thông minh, mạng cần thiết phải sử dụng các bộ định tuyến luồng quang nhằm khắc phục dự phòng tĩnh của mạng WDM kế thừa trước đây. Các bộ định tuyến bước sóng cũng có thể được coi là các bộ nối chéo quang OXC, hay trong trường hợp này có thể gọi là các bộ nối chéo bước sóng WXC (Wavelength Cross Connect) [139].

Bộ định tuyến bước sóng có thể coi là bộ nối chéo chuyển mạch bước sóng cho ra các giao diện quang. Nó làm tăng tính thông minh định tuyến được thực hiện trong thiết bị quản lý phần tử mạng. Thiết bị quản lý phần tử mạng sẽ điều khiển và quản lý một số kênh bước sóng được chuyển mạch trong ma trận chuyển mạch của nó. Bộ định tuyến bước sóng có các cổng trung kế để nối với các bộ định tuyến bước sóng khác hoặc với bộ ghép kênh xen/rẽ quang OADM, và có các cổng nội bộ để nối với các nguồn lưu lượng hoặc các bộ định tuyến IP hay chuyển mạch ATM. Các luồng quang điểm-điểm đã được chuyển mạch thông qua mạng quang sẽ được kết cuối tại các cổng nội bộ (nội hạt).

Các bộ định tuyến có một số đặc điểm. Chúng phân phối các kết nối điểm-điểm, và rồi chúng được sử dụng để xây dựng lên các topo theo ý muốn như topo lưới, vòng

(ring), hay điểm-điểm cho mạng IP. Chúng có thể tạo lên các luồng bước sóng quang động từ đầu này tới đầu kia xuyên qua OTN. Chức năng định tuyến bước sóng riêng rẽ và thông minh sẽ làm tăng độ duy trì mạng. Việc thiết lập kết nối cũng được tối ưu lại do tính tiện lợi của mạng và sự thay đổi các mẫu lưu lượng; như vậy có nghĩa là đã đạt được tính sử dụng dung lượng mạng tối ưu.

Các khối chính trong bộ định tuyến bước sóng là ma trận chuyển mạch, hệ thống I/O, và cơ cấu định tuyến bước sóng. Nếu theo ma trận chuyển mạch (hay còn gọi là mặt phẳng chuyển mạch) thì có ba loại định tuyến bước sóng khác nhau. Các bộ định tuyến loại thứ nhất là bộ định tuyến bước sóng điện; có nghĩa là chúng sử dụng ma trận chuyển mạch điện. Loại thứ hai được gọi là bộ định tuyến bước sóng lai ghép (hybrid); ở đây ma trận chuyển mạch được chia thành ma trận điện và quang. Loại thứ ba là các bộ định tuyến bước sóng quang; tức là chúng sử dụng ma trận chuyển mạch toàn quang. Hiện nay, công nghệ thực hiện chủ yếu nhất cho bộ định tuyến bước sóng là công nghệ dựa trên ma trận chuyển mạch điện. Công nghệ lai ghép được xem như một phần của sự tiến hoá để tiến tới ma trận chuyển mạch hoàn toàn quang. Các sản phẩm ra đời trong vài năm tới hầu hết được dựa trên cấu trúc bộ định tuyến bước sóng lai ghép. Các bộ định tuyến toàn quang xuất hiện mới đây chỉ là ở dạng rất đơn giản. Để có thể áp dụng được thì các bộ định tuyến dạng này còn phải tiếp tục trải qua các nghiên cứu tiếp theo nữa mới hy vọng có những đặc tính trội so với các công nghệ khác.

Hệ thống I/O thực hiện truy nhập tới ma trận theo giao diện quang chuẩn. Nó thực hiện sự biến đổi điện-quang trong các trường hợp sử dụng các bộ định tuyến bước sóng điện hoặc lai ghép. Trong trường hợp sử dụng bộ định tuyến quang thì hệ thống I/O thực hiện chuyển đổi bước sóng. Có hai loại giao diện quang chuẩn. Các giao diện đơn bước sóng thì được sử dụng với danh nghĩa là các cổng nội bộ để kết nối tới các bộ định tuyến, các chuyển mạch ATM, hoặc thiết bị SDH. Khi triển khai các kết nối trung kế, các giao diện bước sóng sẽ được cung cấp thông qua các bộ ghép kênh và giải ghép kênh WDM.

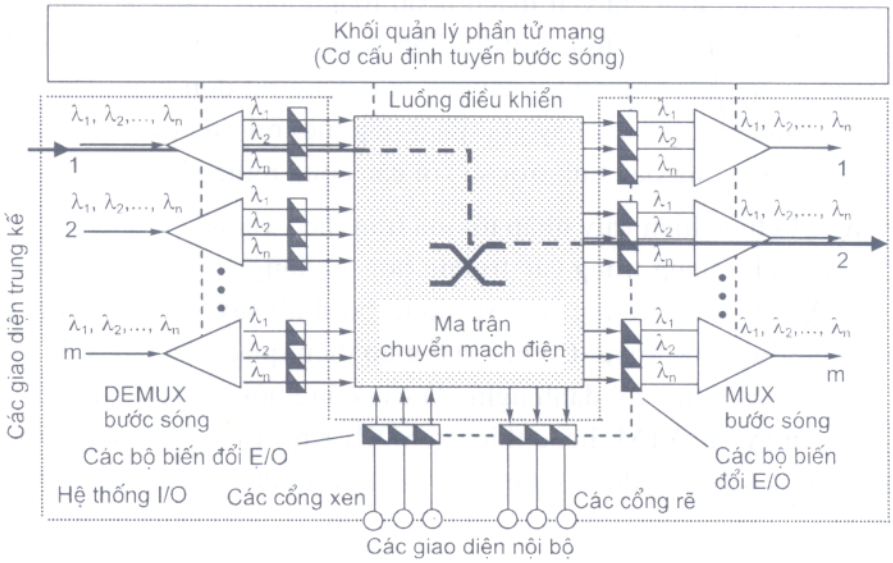
Cơ cấu định tuyến bước sóng được thực hiện trong khối quản lý phần tử mạng của ma trận chuyển mạch. Việc định tuyến được dựa trên các giao thức định tuyến trạng thái tuyến, chẳng hạn như *giao thức luồng đầu tiên ngắn nhất mở* OSPF (Open Shortest Path First protocol) và giao thức hệ thống trung gian tới hệ thống trung gian IS-IS. Lúc này, không có giao thức định tuyến bước sóng chuẩn được máy chuẩn nào đưa ra. Tiêu chuẩn để thực hiện thuật toán giao thức định tuyến bước sóng là, mọi bộ định tuyến bước sóng phải biết được topo mạng tổng thể. Đây là lý do tại sao cần phải sử dụng *giao thức trạng thái tuyến*. Ngoài các bản tin trạng thái tuyến, thông tin tài nguyên phải được trao đổi để có thể tái định tuyến.

Cơ cấu định tuyến bước sóng thể hiện hai loại báo hiệu. Loại đầu tiên được dùng để trao đổi thông tin giữa các bộ định tuyến và để vận hành giao thức định tuyến. Loại

thứ hai của báo hiệu được dùng giữa ma trận chuyển mạch và cơ cấu định tuyến cũng để cung cấp giao diện cho công cụ quản lý và tính toán các luồng luân phiên so le cho việc bảo vệ cấu hình mạng mắt lưới (mesh).

Để hiểu rõ hơn về các bộ định tuyến dùng trong OTN, ta hãy khảo sát ba loại định tuyến đã đề cập ở trên.

1. Bộ định tuyến bước sóng điện: Các bộ định tuyến bước sóng điện sẽ thực hiện kết thúc vai trò các bước sóng tại các bộ biến đổi điện-quang E/O, biến đổi chúng thành các tín hiệu điện, và rồi chuyển chúng sang miền (vùng) điện. Ma trận của bộ định tuyến bước sóng điện gồm có ma trận chuyển mạch ngang dọc không chặn điện. Hiện nay công nghệ đã thực hiện được ở mức STM-16 (và OC-48), và như vậy sẽ cung cấp được các dịch vụ bước sóng 2,5 Gbit/s. Hình 10.35 mô tả sơ đồ khối của một bộ định tuyến bước sóng điện. Lưu lượng đưa vào tại bất kỳ cổng nào cũng có thể được chuyển mạch thông qua ma trận để tới cổng ra bất kỳ.



Hình 10.35: Sơ đồ khối của bộ định tuyến bước sóng điện

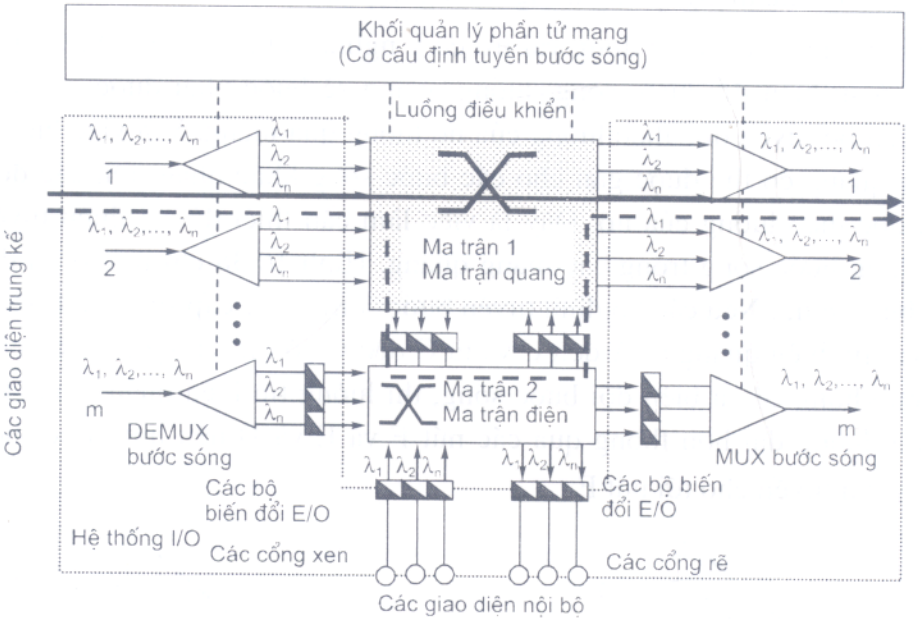
Ma trận ngang dọc sẽ thiết lập kết nối giữa hai cổng mong muốn. Mô-đun khung tại mỗi một cổng vào và ra có bổn phận rời đi/thêm vào cấu trúc khung của giao diện quang chuẩn và để cung cấp các gói có chiều dài cố định cho các hàng ma trận.

2. Bộ định tuyến bước sóng lai ghép

Để tối ưu việc truyền tải các luồng bước sóng đi qua, ma trận chuyển mạch của các bộ định tuyến bước sóng lai ghép được chia thành hai phần như được mô tả trong hình 10.36. Một số trung kế được nối vào ma trận chuyển mạch quang, nó được dùng để chuyển mạch trong suốt bước sóng từ một trung kế này đến trung kế khác. Chỉ ở trong các trường hợp yêu cầu có sự chuyển đổi bước sóng thì ma trận chuyển mạch điện

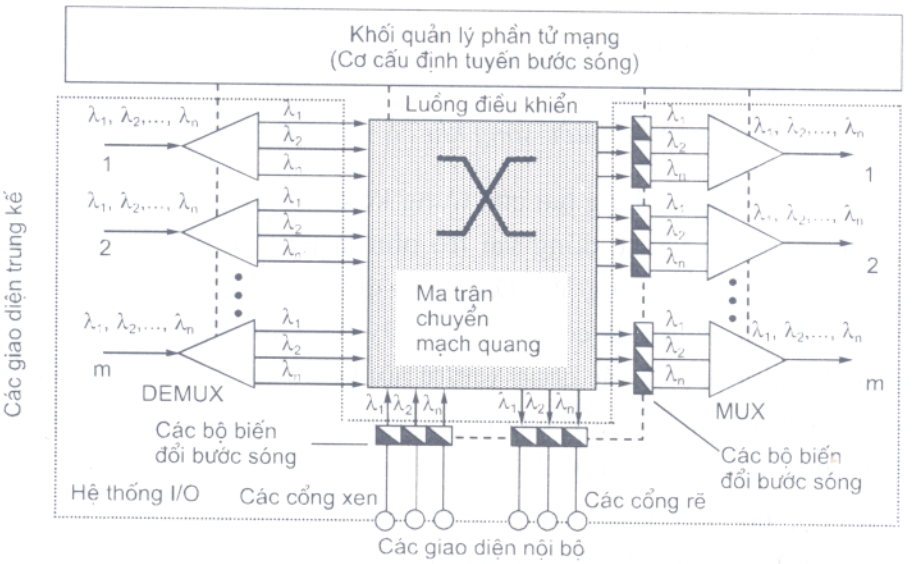
được sử dụng; đó là do trong hệ thống DWDM có trung kế đầu ra đã chỉ định bước sóng đã được dùng tại trung kế đến.

Ngoài ra, nếu như trung kế đầu ra mong muốn không được nối trực tiếp tới ma trận chuyển mạch quang, hoặc cần phải có sự tái phát tín hiệu thì cũng cần phải sử dụng ma trận chuyển mạch điện.



Hình 10.36: Sơ đồ khối bộ định tuyến bước sóng lai ghép

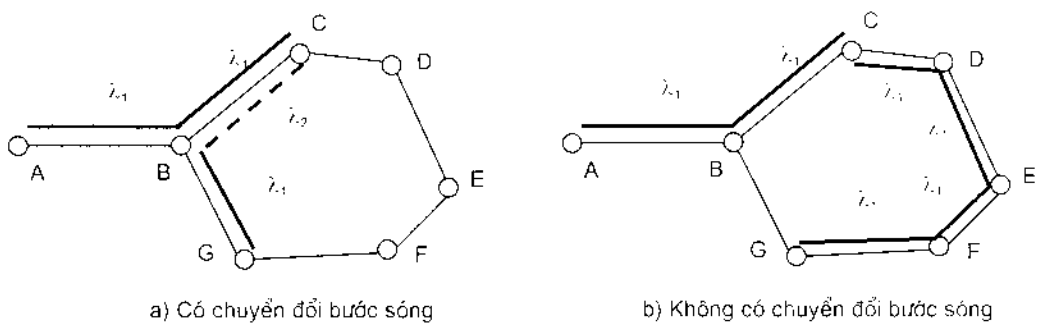
3. Bộ định tuyến bước sóng quang



Hình 10.37: Sơ đồ khối bộ định tuyến bước sóng quang

Trong cấu hình của mạng toàn quang thường sử dụng các bộ định tuyến bước sóng quang. Trong trường hợp này, sẽ không có sự biến đổi quang - điện E/O đóng vai trò nào trong các bộ định tuyến bước sóng. Sơ đồ khối của bộ định tuyến bước sóng quang được mô tả trong hình 10.37. Bộ định tuyến bước sóng quang thực hiện chuyển mạch các bước sóng trong suốt và không quan tâm đến sự tái tạo tín hiệu và khung. Như vậy, việc thiết kế mạng quang trong trường hợp này sẽ khó khăn hơn nhiều.

Việc biến đổi bước sóng đóng vai trò có ý nghĩa trong các thiết bị OXC là vì khi mà không có sự biến đổi bước sóng, luồng quang sẽ buộc phải được gán cùng bước sóng trên toàn bộ tuyến dọc theo luồng của nó thông qua mạng. Với việc biến đổi bước sóng, luồng quang có thể được gán cho các bước sóng khác nhau trên các đoạn tuyến khác nhau dọc theo luồng của nó. Đây là việc làm cần thiết để cải thiện tuyến truyền dẫn và sử dụng bước sóng trong các mạng quang. Hình 10.38 chỉ ra một ví dụ về việc phân định bước sóng. Nếu các bộ định tuyến bước sóng cung cấp sự biến đổi bước sóng, thì các luồng tín hiệu quang từ A đến C và từ G đến C có thể sử dụng tuyến chung giữa B và C. Nếu không có sự biến đổi bước sóng, thì luồng tín hiệu quang giữa G và C sẽ phải đi theo đường dài hơn thông qua các nút F và E và D nếu nút G có thể chỉ gán bước sóng λ_1 tại tuyến cho tới nút F.



a) Có chuyển đổi bước sóng

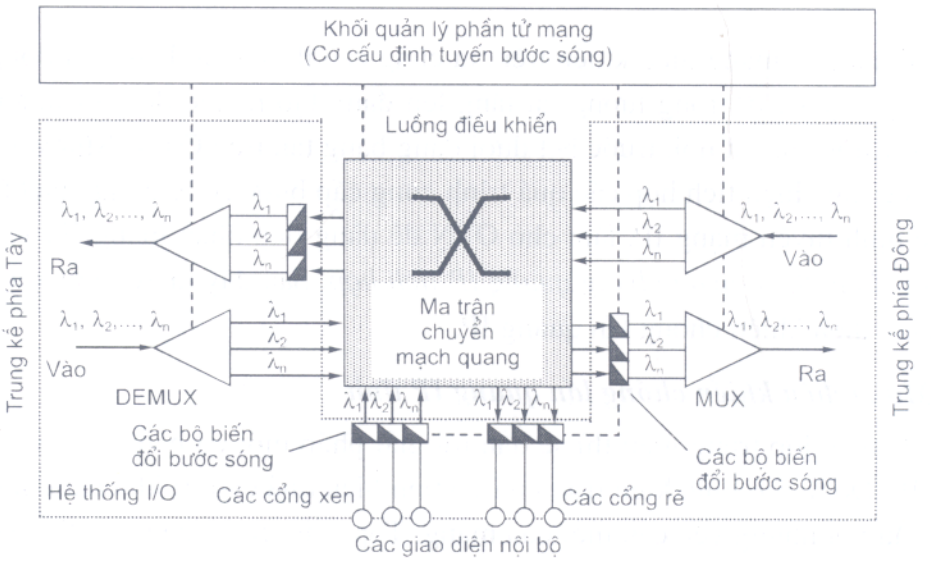
b) Không có chuyển đổi bước sóng

Hình 10.38: Chỉ định phân bố bước sóng khi có và không có sự biến đổi bước sóng

Bộ định tuyến quang có đúng hai cửa trung kế đầu vào và hai cửa trung kế đầu ra, loại trừ các giao diện bảo vệ, sẽ đóng vai trò như là một bộ ghép kênh quang xen/rẽ OADM hoặc bộ xen/rẽ bước sóng WADM. Khi quan sát bộ ghép kênh xen/rẽ quang như chỉ ra ở hình 10.39, chúng ta có thể nhận thấy rằng chỉ có hai cổng trung kế ghép và giải ghép các bước sóng. Có các cổng xen/rẽ nội bộ có các bộ biến đổi bước sóng chỉ để chuyển đổi các tín hiệu giao diện quang chuẩn thành các bước sóng kênh WDM tương ứng thay cho các cổng trung kế khác.

Ngược với các bộ ghép kênh xen/rẽ điện phải kết thúc (kết cuối) toàn bộ tín hiệu quang, các bộ OADM lại làm cho lưu lượng truyền với hiệu suất cao nhất bằng cách chỉ kết cuối một tập hợp nhỏ các kênh quang trên sợi. Các bộ OADM thực hiện rẽ hoặc

thêm vào các bước sóng riêng một cách có lựa chọn trên sợi truyền luồng WDM, và đưa chúng theo các cổng nội bộ. Đáng lẽ phải giải ghép toàn bộ các bước sóng thông qua bộ ghép coupler quang chung trong hệ thống truyền dẫn dài, thì chỉ có các bước sóng đã chọn được thêm vào hoặc được tách ra tại nút. Còn các bước sóng khác sẽ được đi qua nút quang. Hơn nữa, các bộ OADM sẽ thêm vào và tách ra các bước sóng bất kể nội dung của chúng là như thế nào. Loại trừ đây là các bộ ADM điện vốn điều khiển các byte mào đầu để lựa chọn phần khung sẽ được xen vào và tách ra.



Hình 10.39: Bộ ghép kênh xen/rẽ quang

10.2.5. Điều khiển quang trong mạng OTN hiện tại và tương lai

Đối với mạng quang OTN theo NGN, một trong các vấn đề đang được quan tâm nhất là cấu trúc mạng quang sẽ được thay đổi như thế nào để đáp ứng được các mẫu lưu lượng mới và giới thiệu được các loại dịch vụ trên nền giao thức Internet IP mới. Các mạng đa lớp truyền thống đã được triển khai sử dụng các công nghệ lớp-1 và lớp-2 khác nhau, chẳng hạn như trong trường hợp mạng quang đồng bộ SDH/SONET và mode chuyển giao không đồng bộ ATM, như là một cơ sở hạ tầng truyền tải IP. Sự gia tăng các bộ định tuyến IP để đưa ra các đặc tính định tuyến lên tới các mức gigabit (hoặc trong tương lai có thể lên tới terabit), cũng như tính thương mại phổ biến của các giao diện định tuyến băng tần cao tới 2,5 Gbit/s hoặc 10 Gbit/s, đã đánh dấu bước đi đầu tiên trong việc phát triển các mạng mang dịch vụ IP. Trong bước đi đầu tiên này, mạng IP sẽ cư trú trực tiếp trên đỉnh của mạng truyền tải quang OTN tĩnh, và việc điều khiển giữa IP và quang sẽ được duy trì bằng phương pháp tĩnh. Vì vậy, nó cũng có thể được gọi là mạng *có mảng điều khiển chồng lấn quang IP tĩnh*.

Tiếp theo nữa, OTN đang trong giai đoạn chuyển từ cấu trúc mạng ring hoặc điểm-điểm thành mạng sử dụng topo mesh có các điểm kết nối DWDM; mảng điều khiển cũ ở chế độ tĩnh không còn phù hợp nữa. Sự phát triển này mở ra giai đoạn thứ hai, chính là giai đoạn đưa ra bước sóng động cho phép điều khiển mạng OTN dễ dàng hơn, nhanh hơn, và có khả năng mở rộng được. Nó cũng tăng cường khả năng hồi phục mạng. Do sự kết nối thông qua OTN bây giờ là dưới hình thức động, cho nên chúng ta nói việc thiết kế mạng tiên tiến này áp dụng kiểu *mảng điều khiển chồng lấn quang IP động*.

Ngoài hai loại mảng điều khiển trên, ta cũng cần thấy rằng bản chất động của các dịch vụ ngày nay và IP trong tương lai tăng lên đang tạo ra các đòi hỏi thường xuyên cho việc thay đổi các kết nối, trước hết dưới dạng băng tần trên OTN. Như vậy, người ta đang cố gắng thực hiện tích hợp các quá trình cung cấp bước sóng động của OTN thành các cơ chế định tuyến mạng IP, làm cho OTN dễ dàng tiếp nhận mạng IP, và điều này tạo ra *mảng điều khiển ngang bằng quang IP tích hợp*. Sau đây ta xẽ xem xét tập trung vào hai mảng điều khiển chồng lấn quang IP.

10.2.5.1. Mảng điều khiển chồng lấn quang IP tĩnh

Loại bỏ các lớp trung gian thì sẽ dẫn tới giải pháp mới cơ bản cho việc xây dựng các mạng IP. Đó là mô hình kiến trúc mới có tính hiệu quả cao và khả năng mở rộng và để đương đầu với những yêu cầu mới của mạng. Topo của cơ sở hạ tầng dịch vụ là điểm then chốt trong quá trình thiết kế mạng quang. Hơn nữa, những ảnh hưởng của truyền dẫn nhiều bước sóng sử dụng công nghệ WDM phải được tính đến khi thực thi cơ sở hạ tầng dịch vụ IP.

1. Mô hình chồng lấn quang IP tĩnh

- ***Hạ tầng dịch vụ IP***

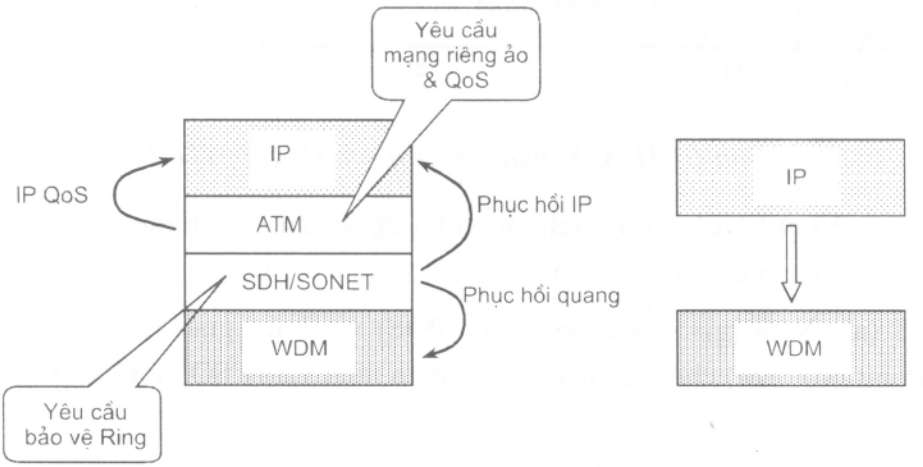
Các dịch vụ mạng đang chuyển hướng tới IP ngày một tăng. Phần lớn các ứng dụng ngày nay dựa trên giao thức TCP/IP. Trong tương lai, tất cả các ứng dụng sẽ là IP. Giải pháp hiện nay để truyền tải lưu lượng IP qua mạng ghép kênh theo thời gian (TDM) mà trước đây được tối ưu cho truyền tải lưu lượng như thoại trở nên không hiệu quả và lạc hậu. Các mạng truyền thống đã sử dụng công nghệ SDH để thực hiện kết nối mạng diện rộng (WAN) tại lớp 1. Mạng SDH này thường bao gồm các ring quang kết nối những thiết bị ghép kênh xen/rẽ ADM và đấu nối chéo số DXC để liên kết các ring SDH này. Vì tính phức tạp của cấu trúc ghép kênh SDH cho nên phải cần đến một lượng lớn thiết bị.

ATM chủ yếu được dùng để phân phối các dịch vụ số liệu trên mạng SDH. Nhờ đặc tính kết nối định hướng trong ATM mà nhà khai thác mạng có thể cung cấp kết nối

tới khách hàng với chất lượng dịch vụ (QoS) theo yêu cầu và cả dịch vụ mạng riêng ảo VPN (Virtual Private Network).

Các mạng dựa trên công nghệ TDM và ATM (cũng thường được xem như *mạng thế hệ cũ*) thì lại đòi hỏi quá nhiều chi phí hoạt động và mức độ hiệu quả truyền tải rất thấp. Khi truyền tải các giao thức gói có định hướng như IP qua ATM sẽ xuất hiện lượng mào đầu lớn là do chức năng phân tách và tái nhập (SAR). Mào đầu khung điển hình của ATM là khoảng 20%. Sự xuất hiện mào đầu ATM trên các tuyến STM-16/OC-48 sẽ làm cho băng tần khả dụng cho truyền dẫn lưu lượng số liệu chỉ còn khoảng 2 Gbit/s. Điều này đồng nghĩa với việc dung lượng của gần như toàn bộ tuyến STM-4/OC-12 bị bỏ phí. Nếu tiếp tục xem xét đối với tuyến STM-64/OC-192 thì dung lượng không sử dụng được lên tới STM-16/OC-48. Do công nghệ liên tục tiến hoá và ngành công nghiệp kiên định với các yêu cầu giao tiếp với tốc độ bit ngày càng cao, thì tính không hiệu quả của ATM là không thể chấp nhận được nữa, và các mạng định tuyến sử dụng các công nghệ thay thế như gói qua SONET/SDH và Gigabit Ethernet sẽ được ưa chuộng hơn.

Việc thực thi mạng quang (nhờ loại bỏ thiết bị ATM và SDH/SONET) sẽ mở ra kiến trúc mạng hai lớp rất đơn giản, thường được biết dưới tên gọi *mạng thế hệ mới* - giai đoạn sau của NGN. Kiến trúc mạng này gồm hạ tầng dịch vụ IP và hạ tầng truyền tải quang như được mô tả trong hình 10.40.

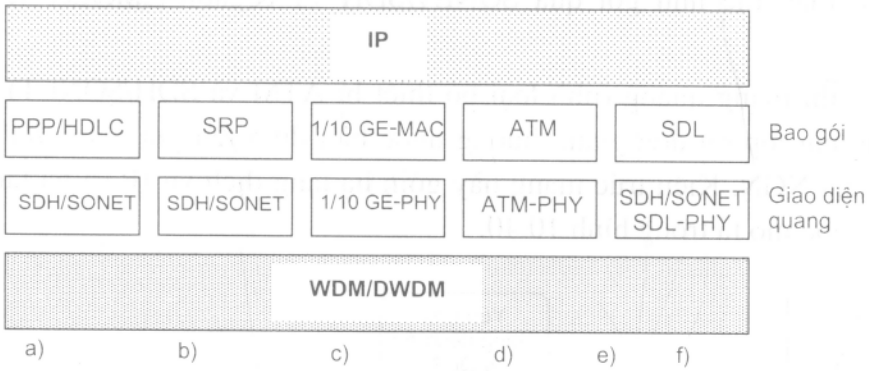


Hình 10.40: Chức năng tiên tiến của lớp IP và quang

Hạ tầng truyền tải quang được xây dựng dựa trên việc kết nối sợi quang và thiết bị WDM. Hạ tầng truyền tải quang sử dụng công nghệ WDM thường được biết dưới tên gọi là *lớp quang* và thực hiện cung cấp các luồng quang (hay bước sóng) - thường được gọi là *kênh quang* và chủ yếu dùng để truyền tải lưu lượng IP cùng một số lưu lượng khác như thoại hay số liệu.

• ***Thích ứng IP/quang***

Một ưu điểm chính của IP đó là nó có thể được truyền qua hầu hết các giao thức tuyến số liệu và công nghệ mạng cơ bản. Đó là kết quả của việc tách IP ra khỏi các cơ chế truyền tải. Để truyền tải IP trên bước sóng, lưu lượng IP phải được gói lại và lưu lượng này phải được chèn vào trong một khung giao tiếp quang đã xác định. Có một số quan niệm đã khái quát các phương pháp được phát triển trong những năm gần đây [139, 144] như được mô tả trong hình 10.41. Mỗi ngăn giao thức này trong hình 10.41 có thể thực hiện khác nhau theo một số kiểu. Trước tiên, bao nhiêu lượng mào đầu sẽ được trình ra? Thứ hai, tốc độ giao tiếp tuyến nào là khả dụng? Tiếp đến, khả năng mở rộng của giải pháp mạng ra sao và dựa trên công nghệ nào là chính? Các chức năng quản lý lưu lượng nào cần thiết? Tất nhiên năng lực của QoS là gì? Những thông tin này là rất quan trọng khi xây dựng mạng có khả năng hỗ trợ các ứng dụng đa phương tiện và lưu lượng thời gian thực.



Hình 10.41: Các ngăn để sắp xếp IP vào WDM

Sau đây sẽ liệt kê các công nghệ hiện tại đang sẵn có, nhưng cũng sẽ là một số giao thức mới cho mạng băng tần cao.

- POS (a): Ngăn giao thức đầu tiên (POS) sử dụng giao thức điểm-điểm PPP (Point-to-Point protocol) cho việc bao gói và giao diện vật lý SONET/SDH để thích ứng với kênh quang.

- Truyền tải gói động (b): Truyền tải gói động DPT (Dynamic Packet Transport) sử dụng giao thức lớp MAC được gọi là *giao thức tái sử dụng không gian* (SRP) cho việc bao gói IP. Cơ chế này cũng sử dụng SDH/SONET như giao diện vật lý cho WDM.

- Gigabit Ethernet (c): Sự phát triển rộng khắp của công nghệ Gigabit Ethernet đã đem lại những giao diện cự ly dài và các giao diện quang tương thích thiết bị DWDM. Do đó, giải pháp thứ ba này là để sử dụng lớp MAC Ethernet cùng với giao diện 1 Gbit/s và 10 Gbit/s để truyền tải lưu lượng IP trên các luồng quang. Đặc biệt đối với các mạng

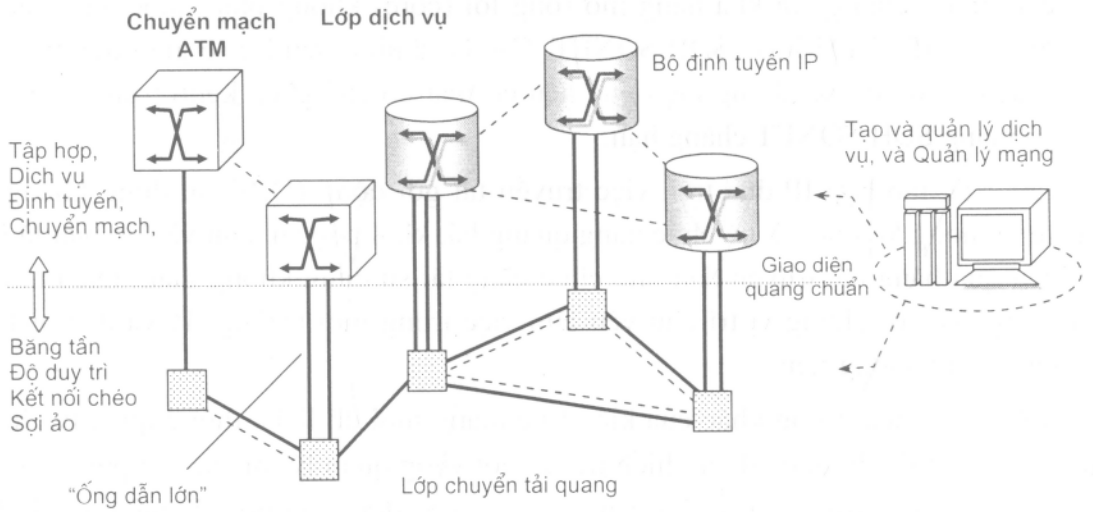
ứng dụng trong khu vực nội thị, Gigabit Ethernet có thể được sử dụng để liên kết các mạng campus (mạng trường học) qua sợi quang hoặc mạng truyền tải DWDM.

- ATM (d): Giải pháp khả thi thứ tư là loại bỏ lớp trung gian SDH/SONET và sắp xếp trực tiếp các tế bào ATM vào các kênh quang WDM sử dụng các giao diện quang ATM tốc độ cao.

- Tuyến số liệu đơn giản (e, f): Tuyến số liệu đơn giản SDL (Simple Data Link) cũng được xem như một giao thức tuyến số liệu mới mà có thể được sử dụng cùng giao diện SDH hoặc giao diện vật lý SDL.

• ***Thực thi kiến trúc hai lớp***

Kiến trúc mạng mới được mô tả trong hình 10.42, kiến trúc này chỉ đơn giản gồm hai lớp, nó thể hiện tính tổng quát của mạng đã xét trong mục 10.2.2. Các bộ định tuyến IP tại biên của mạng thực hiện tập hợp lưu lượng lối vào qua một vài công nghệ truy nhập như ADSL, cáp, quay số, hoặc dịch vụ thuê kênh và ghép kênh thống kê lưu lượng đó vào trong "ống dẫn lớn" BFP (Big Fat Pip).



Hình 10.42: Cấu trúc tổng quát mạng thế hệ mới và các chức năng được tổ hợp từ lớp dịch vụ và hạ tầng truyền tải quang

Những ống dẫn lớn BFP phân phát "băng tần thô" này được cung cấp bởi lớp quang thông qua các kết nối sợi quang hoặc các kênh bước sóng WDM giữa các bộ định tuyến. Lớp quang có thể được quan sát như đám mây để kết nối các thiết bị kèm theo như nút SDH, chuyển mạch ATM, hoặc các bộ định tuyến của lớp dịch vụ. Các kết nối có thể là điểm-điểm (Pt-Pt), ring, mesh từng phần, hoặc hoàn toàn mesh tuỳ thuộc vào mạng trục WDM được cấu hình như thế nào. Điều này tương tự như các mạng IP đang hoạt động trên nền hạ tầng ATM; điều này có nghĩa là bất cứ kết nối logic nào

cũng có thể được thiết kế giữa các nút IP theo cấu hình kết nối VCC/VPC tương ứng. Hiện nay, khi kết nối sợi quang qua giao diện SDH/SONET hoặc Gigabit Ethernet có thể đạt tới tốc độ 10 Gbit/s. Tốc độ này sẽ có thể làm thay đổi khi công nghệ phát triển; truyền dẫn tốc độ 40 Gbit/s đã được thực hiện trong môi trường thử nghiệm. Khi sử dụng các hệ thống DWDM điểm-điểm, chúng ta có thể nhận được dung lượng truyền tải cao hơn rất nhiều. Nhiều bước sóng được truyền đồng thời, trong đó mỗi một bước sóng mang tín hiệu tốc độ bit cao và sẽ tạo nên băng tần cỡ terabit. Nhiều giao diện bộ định tuyến được sử dụng song song cho một kết nối và nối tới tận đầu kết cuối DWDM.

Hiện nay, các hệ thống ring DWDM đang bắt đầu được sử dụng rất phổ biến, đặc biệt trong môi trường ứng dụng cho mạng nội thị. Không chỉ nguyên lý ghép kênh băng tần đã được mô tả trước khi áp dụng cho các ring DWDM, mà các chức năng phục hồi quang cũng có thể được đưa ra ngày một tăng lên. Các cơ chế bảo vệ như ring SDH/SONET cũng được thực thi trong các ring quang để tạo nên lớp mạng quang có tính phục hồi cao.

Thực thi mạng quang sẽ tạo thuận lợi cho các kết nối băng tần cao theo hướng cung cấp luồng quang với khả năng mở rộng lõi (core) không phụ thuộc vào việc tập hợp lưu lượng IP, ATM hoặc SDH/SONET. Các bộ định tuyến lõi sẽ giao tiếp trực tiếp với lớp quang; do đó sẽ không hiệu quả nếu có mặt cơ chế ghép kênh trung gian, như xảy ra ở mạng SDH/SONET chẳng hạn.

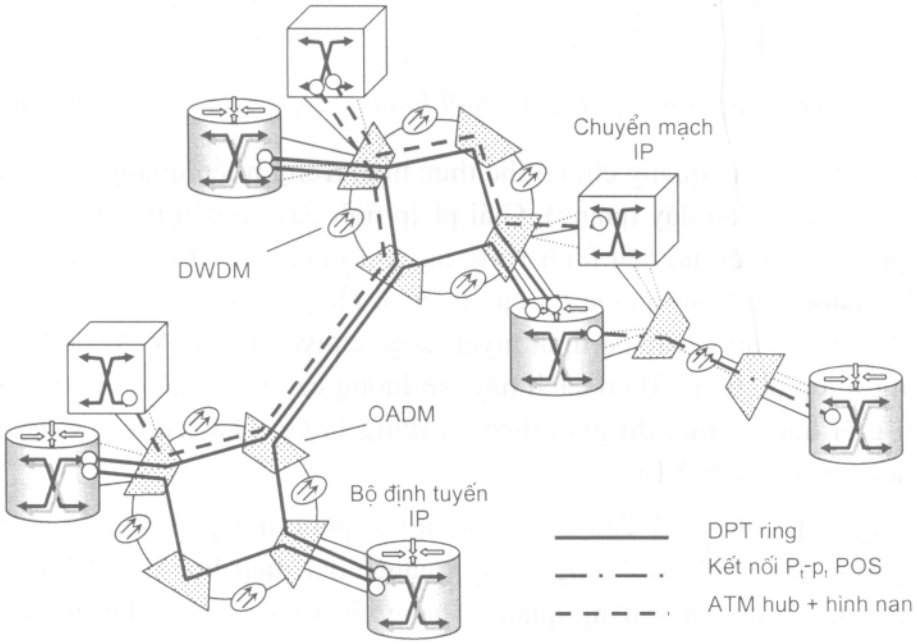
Các ring tập hợp IP dựa trên việc truyền tải gói động (DPT) sử dụng không chỉ ghép kênh thống kê mà còn có chức năng quảng bá, khôi phục nhanh và đặc biệt là khai thác hiệu quả băng tần truyền dẫn nhờ chức năng tái sử dụng không gian. Điều này rất quan trọng đối với những vị trí chủ yếu làm việc trong môi trường IP, và đặc biệt đối với dịch vụ đa phương tiện.

Một phần quan trọng khác của kiến trúc mạng mới đó là hệ thống quản lý chung. Nếu tất cả các thiết bị được điều khiển trong một vùng quản lý thì các chi phí khai thác có thể giảm rất nhiều và quá trình quản lý cũng được đơn giản hoá. Mảng quản lý hợp nhất này có chức năng xử lý cấu hình thiết bị, cung cấp dịch vụ, giám sát chất lượng và tất cả các hoạt động quản lý khác. Có thể có một vài hệ thống quản lý độc quyền thực hiện chức năng quản lý phần tử cho một nhà cung cấp xác định nào đó, nhưng giao diện chuẩn cần được đảm bảo để có khả năng trao đổi thông tin với hệ thống quản lý trung tâm.

• ***Truyền dẫn nhiều bước sóng***

Các kết nối sợi và hệ thống WDM được sử dụng để tạo nên hạ tầng truyền tải quang. Hạ tầng này cung cấp các luồng quang được cấu hình theo kiểu tĩnh. Những luồng quang này dùng để liên kết các bộ định tuyến, chuyển mạch ATM và thiết bị SDH.

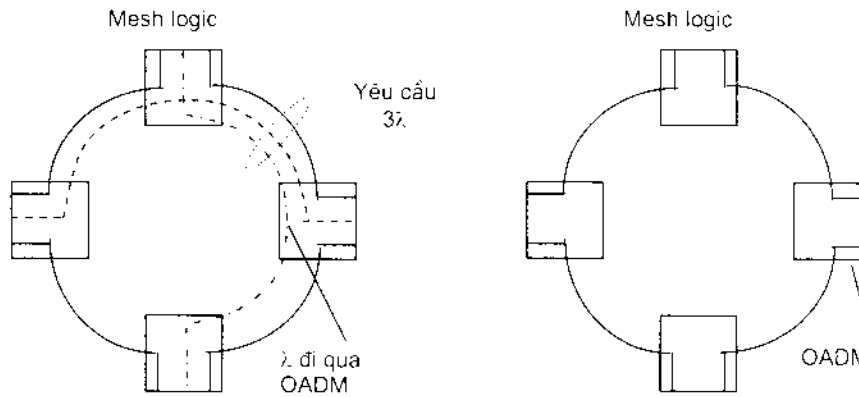
Công nghệ WDM cho phép nhiều kết nối quang hoạt động đồng thời trên sợi quang và do đó tăng được khả năng mở rộng băng tần. Băng tần thêm vào có thể dễ dàng thực thi qua việc gán các kênh bước sóng. Cấu hình trộn lẫn của nhiều kết nối ring và điểm-điểm được mô tả trong hình 10.43. Kiến trúc này còn cách xa kiến trúc mạng quang "lý tưởng" có khả năng cung cấp dịch vụ bước sóng từ đầu đến cuối hoàn toàn tự động. Trong kiến trúc này, tất cả các đặc tính liên kết mạng được thực hiện trong lớp IP. Lớp quang chỉ đơn giản cung cấp "ống dẫn lớn" kết nối thiết bị lớp dịch vụ với nút kế tiếp.



Hình 10.43: Cơ sở hạ tầng quang cho ra các kết nối logic thông qua việc cấp bước sóng tĩnh

Nhược điểm nữa trong giai đoạn này của mạng quang là WDM tạo nên nhiều mạng chồng lấn. Nhiều topo kiểu điểm-điểm, ring, hub + hình nan hoặc mesh ảo được thiết lập qua việc gán kênh bước sóng tĩnh. Các mạng này cung cấp kết nối giữa các bộ định tuyến gắn với mạng quang.

Các ring WDM cung cấp bất kỳ kiểu topo ảo nào, nhưng tính mềm dẻo của nó sẽ bị giới hạn cho mỗi ring. Các ring quang WDM gồm có các OADM kết nối qua các cổng trung kế WDM. Các OADM cung cấp nhiều giao diện nội bộ để kết nối các bộ định tuyến có giao diện số liệu tốc độ cao. Như thể hiện trong hình 10.44, ring quang có thể cung cấp các luồng quang theo yêu cầu để thiết lập nên topo logic mong muốn. Chẳng hạn, nó có thể là mesh logic của các kết nối điểm-điểm sử dụng POS, hoặc nhóm các kết nối điểm-điểm tạo nên ring logic khi sử dụng DPT.



Hình 10.44: Các luồng quang để thiết lập các topo logic theo yêu cầu

Kết nối ring và kênh quang chỉ có thể thực hiện trong miền quang qua các kết nối chéo quang tĩnh (bằng đấu dây quang). Giải pháp tĩnh này sẽ dẫn tới chi phí khai thác tốn kém và phải thực hiện tái cấu hình bằng tay khi mạng có sự cố. Có một giải pháp thay thế là kết cuối các kênh quang tại các thiết bị ghép kênh xen/rẽ (ADM) hoặc kết cuối điểm-điểm, và sử dụng các bộ định tuyến hoặc chuyển mạch ATM để liên kết một số kênh quang ở lớp dịch vụ. Theo cách này, số lượng các trung kế đa bước sóng được kết nối sẽ bị giới hạn về mật độ giao diện và dung lượng phát chuyển của những bộ định tuyến và chuyển mạch ATM.

Việc cung cấp dịch vụ từ đầu đến cuối và hồi phục mạng là vấn đề chính. Phục hồi quang bị giới hạn cho một "vùng mạng quang" đại diện bởi ring WDM hoặc hệ thống điểm-điểm. Vì thế, chức năng quản lý băng tần và khả năng duy trì mạng được thực thi trong lớp dịch vụ IP.

• ***Quản lý băng tần***

Những chức năng như QoS, phục hồi và VPN trước đây được cung cấp bởi ATM hay SDH/SONET, nay phải được cung cấp qua những lớp còn lại. Yêu cầu cho các mạng ảo có QoS xác định, được ATM đảm nhiệm nhờ các kênh ảo (VC) và luồng ảo (VP) đặt lên toàn bộ mạng trong kiểu mạng mesh, nay được thực hiện qua QoS của IP (IP QoS), chuyển mạch nhãn đa giao thức MPLS, và MPLS VPN. Để đảm bảo truyền dẫn chính xác lưu lượng theo yêu cầu bắt buộc nào đó được xác định bởi các tham số như độ trễ, jitter; trong trường hợp này thì phải sử dụng đến IP QoS.

Cách đơn giản nhất để xâm nhập vào băng tần đồ sộ cung cấp từ DWDM là sử dụng cân bằng tải. Nếu như có hai hay nhiều luồng quang giữa hai bộ định tuyến, thì sẽ có nhiều tuyến trong bảng định tuyến. Nếu như các luồng quang có cùng tốc độ đường truyền, thì giao thức định tuyến sẽ tự động trải lưu lượng lên vài luồng quang song song. Trong trường hợp tốc độ luồng quang không bằng nhau, giao thức định tuyến phải được điều chỉnh để đảm bảo đạt được sự cân bằng tải.

Có một phương pháp tiên tiến hơn để truy nhập vào băng tần là sử dụng MPLS-TE, một công cụ rất mạnh cho nhà khai thác để điều khiển luồng lưu lượng trong mạng của mình. Các đường dẫn có thể được thiết lập tĩnh bằng cách sử dụng công cụ quản lý ngoại vi (ngoại tuyến), hoặc thiết lập động nhờ sử dụng báo hiệu Giao thức dành trước (dành riêng) tài nguyên/Giao thức phân bổ nhãn (RSVP/LDP- Resource Reservation Protocol/Label Distribution Protocol) để đảm bảo khai thác tối ưu mạng ứng với từng lưu lượng thực tế. MPLS-TE dựa trên MPLS là một kỹ thuật phát chuyển mới tích hợp lớp 2 và lớp 3. MPLS có thể được triển khai chỉ ở trong bộ định tuyến hoặc trong các mạng IP+ATM. MPLS sử dụng nhãn cố định gắn vào mào đầu gói IP hoặc chèn vào mào đầu của tế bào ATM. Những nhãn này được chèn/tách ra tại biên của mạng MPLS nhờ các bộ định tuyến chuyển mạch nhãn biên (Edge-LSR, Edge Label Switch Router), và các bộ chuyển mạch nhãn (LSR) sử dụng chúng để đưa ra quyết định phát chuyển gói trong mạng.

Cả cân bằng tải và thiết kế lưu lượng cũng là nội dung được trình bày chi tiết trong phần "Phục hồi trong mạng quang tĩnh" của chương này khi phân tích các phương pháp hồi phục sử dụng trong mạng quang đa bước sóng.

2. Mảng điều khiển quang tĩnh

Chúng ta hãy xem xét mảng điều khiển quang IP tĩnh trong mô hình chồng lấn, ở đây cơ sở hạ tầng dịch vụ IP dựa trên các bộ định tuyến gigabit có trang bị các giao diện tốc độ bit cao sẽ được kết nối với nhau qua hạ tầng quang dựa trên công nghệ DWDM hoặc sợi quang.

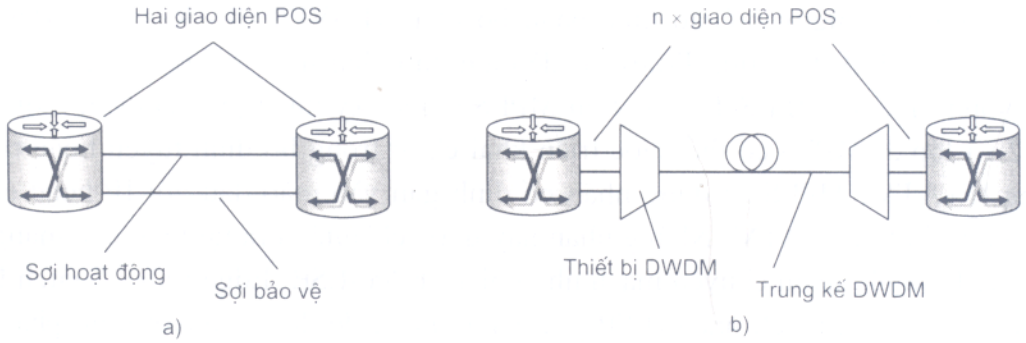
• ***Thực thi cơ sở hạ tầng dịch vụ IP***

Các bộ định tuyến gigabit của lớp dịch vụ IP được kết nối với nhau như thế nào theo quan điểm topo, và chúng được sử dụng cùng với thiết bị DWDM ra sao, đó là nội dung của phần này mà ta cần thảo luận. Chú ý rằng, mối quan tâm về topo đối với hạ tầng dịch vụ IP sẽ không tính đến những giới hạn địa lý đặc trưng cho từng sự việc thực thi mạng khác nhau. Điều này không có nghĩa là các giới hạn địa lý là không quan trọng. Chúng có ảnh hưởng lớn đến cấu trúc các mạng trục nhưng không thể biểu đạt bằng lý thuyết. Các kết nối sợi hiện có và khoảng cách giữa các vị trí thường là khác nhau đối với từng ứng dụng thực tiễn.

- Đối với các mạng trục điểm-điểm quy mô nhỏ hoặc các liên kết mạng trục

Các mạng trục quy mô nhỏ hoặc các liên kết trục đường dài được xây dựng trên những kết nối sợi quang điểm-điểm. Để thực hiện chức năng bảo vệ trong trường hợp đứt cáp, suy giảm tín hiệu, hoặc sai hỏng giao diện, thì mỗi bộ định tuyến trục sẽ được trang bị hai giao diện tốc độ cao POS và được kết nối tới bộ định tuyến lân cận trên hai sợi quang, như mô tả trong hình 10.45a). Nhờ sử dụng hai giao diện nên có thể thực

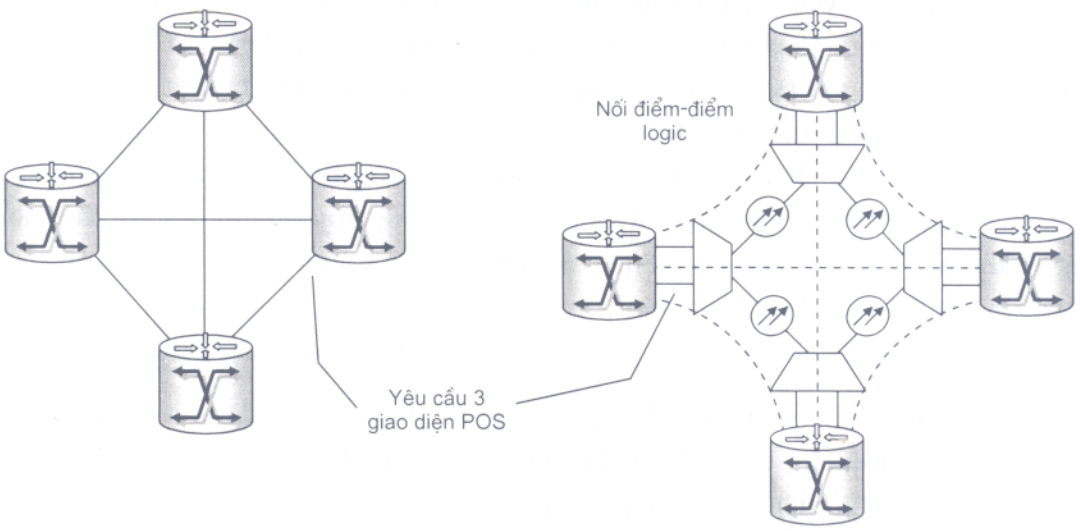
hiện cân bằng tải dễ dàng. Nếu một tuyến có sự cố, lưu lượng sẽ được tải trên tuyến còn lại và gián đoạn dịch vụ có thể được giảm nhỏ nhất. Chi tiết về khôi phục mạng sẽ trình bày trong phần "Hồi phục trong mạng quang".



Hình 10.45: Kết nối đường trục điểm-điểm bằng các sợi quang hoặc thiết bị đầu cuối DWDM

Những kết nối băng tần cao hơn sẽ do các hệ thống DWDM đảm nhiệm, như thể hiện trong hình 10.45 b). Trong trường hợp này, nhiều giao diện POS được kết nối trực tiếp với nút mạng DWDM mà tại đó mỗi giao diện POS sẽ được dành riêng một bước sóng và chúng (những bước sóng) được ghép vào trong sợi. Dự phòng được thực hiện nhờ sử dụng hai sợi quang ở giữa các nút DWDM. Ưu điểm của việc sử dụng công nghệ DWDM là khai thác được lượng băng tần cao hơn trên sợi và khả năng bảo vệ sợi được hỗ trợ từ hệ thống DWDM là trong suốt đến các bộ định tuyến gắn vào.

- Đối với các mạng trục cấp mở rộng lớn



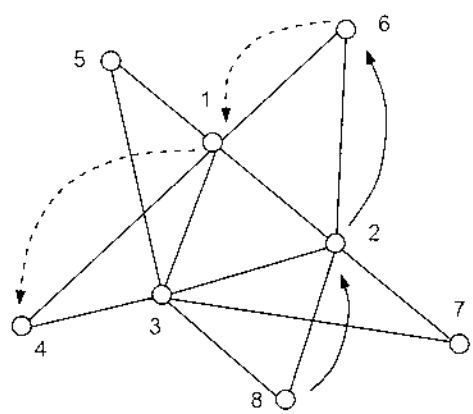
Hình 10.46: Mạng trục POS mesh có thể được thực hiện thông qua kết nối sợi quang hoặc các hệ thống DWDM

Đó là các mạng trục có nhiều hơn hai nút như dạng topo mesh biểu diễn trong hình 10.46. Để tạo nên topo mesh hoàn chỉnh thì phải thiết lập $[n(n-1)]/2$ tuyến và trang bị $(n-1)$ giao diện cho mỗi bộ định tuyến. Ưu điểm của cấu hình này đó là mọi nút đều có thể kết nối trực tiếp với nút còn lại; do đó tránh được luồng phải đi qua nhiều nút. Nhưng nó cũng có nhược điểm, đó là cần đến một số lượng lớn các kết nối cũng như giao diện.

Với việc sử dụng công nghệ DWDM ở đây, có thể tăng băng tần giữa các bộ định tuyến mạng trục mà không cần thêm sợi, mà bằng cách thêm các giao diện phụ. Cũng như vậy, cơ chế bảo vệ được chuyển giao cho các nút DWDM. Các nút DWDM thường được nối tới ring sợi nên loại bỏ được yêu cầu $[n^2(n-1)]/2$ kết nối sợi. Những nút này có thể cung cấp bất cứ topo nào cho các bộ định tuyến: ring, mesh hoặc hub như đã trình bày trong phần "thực thi kiến trúc hai lớp".

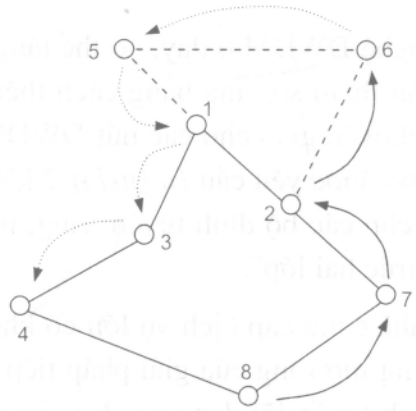
Đối với mạng trục của nhà cung cấp dịch vụ lớn có khoảng 10÷20 nút và 50÷100 điểm truy nhập (POP), khả năng mở rộng của giải pháp tiếp cận mesh là không tốt, bởi vì ví dụ như liên kết 15 bộ định tuyến lõi dạng mesh hoàn chỉnh phải cần đến 105 kết nối sợi quang. Do đó mạng có kích thước lớn phải có kiến trúc phân cấp. Chỉ một số lượng nút hạn chế hiện diện trên mạng lõi (mạng trục). *Mạng phân bố* được xây dựng quanh lõi để tổng hợp số lượng lớn POP.

Topo của mạng lõi có thể là dạng mesh hoặc ring. Để chỉ ra các điểm khác biệt của hai kiểu topo trên, chúng ta xem xét với mạng lõi có 8 nút. Kết nối mesh hoàn chỉnh sẽ cần đến 28 kết nối sợi. Đây là yêu cầu mà rất khó có thể đáp ứng trong thực tế. Tuy nhiên, khi gom 3 nút thành tam giác và tạo cấu hình theo kiểu nút chủ kép (dual-homing) đối với các nút còn lại quanh tam giác đó, thì kết nối sợi yêu cầu giảm xuống còn 13 kết nối. Hình 10.47 mô tả giải pháp này. Nếu bất kỳ kết nối sợi quang nào hoặc nút có sai hỏng thì sẽ luôn có tuyến luồng khác để khôi phục tuyến mong muốn.



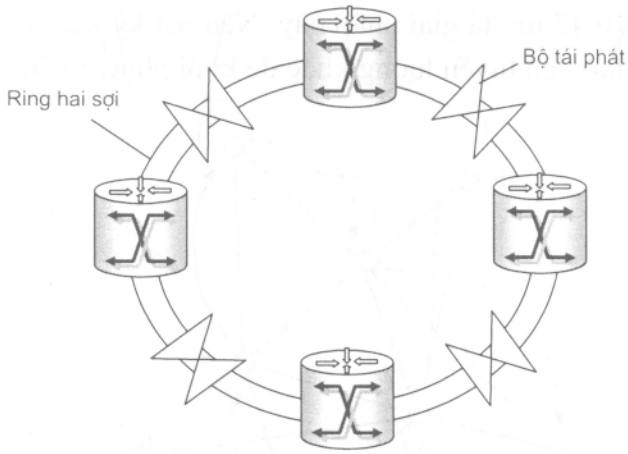
Hình 10.47: Kết nối các nút lõi trong mạng mesh đòi hỏi nhiều kết nối sợi quang

Hình 10.48 chỉ ra một giải pháp khả thi khác, đó là kết nối các nút theo kiểu ring với các kết nối POS điểm-điểm. Với 8 nút lõi, có thể thành lập hai ring bằng cách kết nối qua hai nút. Điều này đặc biệt quan trọng để đảm bảo tính dự phòng và ngăn chặn sự phân chia mạng thành hai phần độc lập khi nút liên kết gặp sự cố. Giải pháp này cần 9 kết nối sợi.



Hình 10.48: Kết nối các nút lõi trong một hoặc nhiều ring để làm giảm số lượng các kết nối sợi theo yêu cầu

Ưu điểm của topo dạng mesh là luôn có luồng sẵn sàng đi qua lõi với chỉ một bộ định tuyến trung gian mà không quan tâm đến nơi có điểm ra/vào lõi ở đó. Với giải pháp ring như biểu diễn trong hình 10.48, ta cần tới 3 bộ định tuyến trung gian để đi qua lõi. Ưu điểm của topo ring là số lượng kết nối cần thiết nhỏ. Với giả thiết về chi phí và sợi sẵn có, topo dạng ring sẽ có ưu điểm hơn.



Hình 10.49: Ring quang tuyến trục sử dụng SRP

Công nghệ DPT sẽ hỗ trợ việc thực thi ring chất lượng cao dựa trên kiến trúc như mô tả trong hình 10.49. Ring hai sợi như trong SDH/SONET có thể được sử dụng lại

trong trường hợp này. Ngoài việc DPT cho phép thông tin định hướng gói trên ring, nó còn cho phép mở rộng số lượng nút trên ring đến 156 nút theo lý thuyết (khác với giới hạn 16 nút của SDH/SONET).

Chỉ cần duy nhất một giao diện cho mỗi bộ định tuyến trục, thì sẽ có tính độc lập với số lượng bộ định tuyến. Giao diện cung cấp hai cổng: một cho phía đông và một cho phía tây đối với các bộ định tuyến lân cận. Đây là ưu điểm chính so với ring quang sử dụng công nghệ POS mà ở đó mỗi nút cần đến 2 giao diện cho mỗi hướng. Hơn nữa, lưu lượng chuyển tiếp có thể qua những bộ đệm chuyển tiếp của các giao diện DPT và không có quá trình xử lý định tuyến lớp 3 của bộ định tuyến. Để khoảng cách đến các nút lân cận không quá 40 km, các bộ lặp tái phát IP được sử dụng để đảm bảo truyền dẫn chính xác số liệu.

Trong quá trình nghiên cứu về công nghệ truyền tải gói động người ta thấy rằng, ring DPT giải quyết toàn bộ thách thức của truyền tải IP. DPT có thể xử lý kích cỡ lưu lượng IP gia tăng và sự phát triển băng tần sợi nhờ công nghệ DWDM. DPT có thể được sử dụng trong topo ring lớn cả về số lượng nút cũng như khoảng cách giữa các nút. Công nghệ này là giải pháp cho mạng nội thị và ring diện rộng cũng như các ring trong tòa nhà lớn. Cơ chế ưu tiên và hàng chờ hỗ trợ nhiều lớp lưu lượng với yêu cầu trễ và băng tần biến thiên. Chuyển mạch bảo vệ thông minh (IPS - Intelligent Protection Switching) cho phép khôi phục nhanh lỗi, bao gồm sai hỏng nút và môi trường truyền tải. Chức năng khôi phục topo động cho phép hoạt động cắm và chạy (plug-and-play) khi xen, tách và hồi phục các nút trong ring với yêu cầu cấu hình và cung cấp tối thiểu.

Ring sợi quang sử dụng công nghệ DPT có thể được thiết lập trên các sợi dành riêng hoặc các hệ thống DWDM cũng như các cơ sở hạ tầng lai ghép khác. Có thể đạt được khoảng cách truyền dẫn dài giữa các nút, đặc biệt nhờ hệ thống DWDM. Điều này dẫn đến trễ truyền dẫn lớn, do đó phải quan tâm đến vấn đề định thời trong cơ chế báo hiệu SRP-fa của DPT.

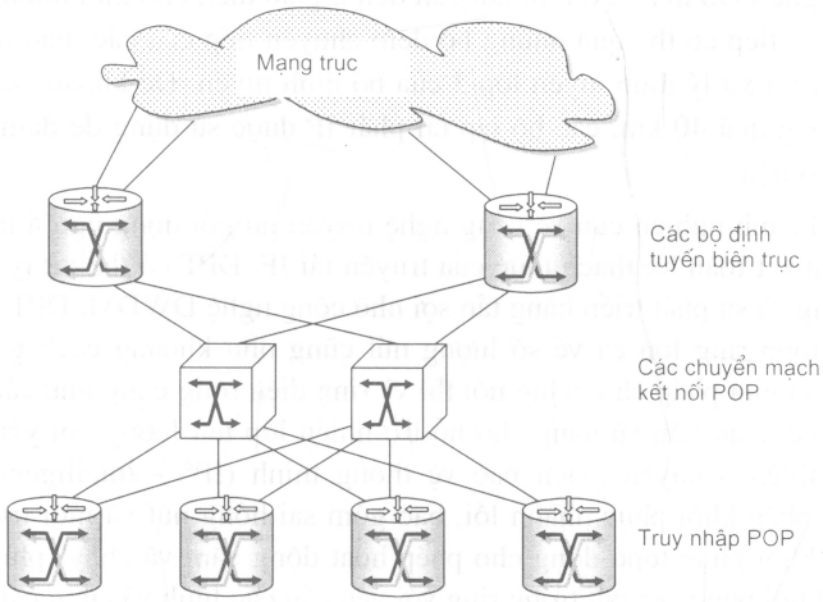
- Tập hợp POP

Các POP cung cấp chức năng truy nhập cho các khách hàng tới nhà cung cấp dịch vụ mạng. Tuỳ theo dịch vụ yêu cầu, POP gồm các bộ định tuyến, chuyển mạch ATM, bộ tập trung xDSL hoặc đầu cuối cáp và kết nối đến các bộ định tuyến lõi bằng một số giải pháp.

Trong trạng thái thứ hai, những điểm truy nhập POS được hợp nhất trong POP của lớp phân bố của mạng. Phân bố POP cần được thiết kế độ dự phòng POP 3 lớp. Thứ nhất, cần có hai bộ định tuyến biên trục để cân bằng lưu lượng trong mạng trục. Trong trường hợp một trong số chúng có sự cố, thì điều quan trọng là bộ định tuyến còn lại phải có khả năng tự xử lý toàn bộ tải. Thứ hai, cả hai bộ định tuyến cần có hai kết nối tới mạng trục. Thứ ba, cần hai thiết bị liên kết POP và/hoặc có môi trường vật lý không hỏng.

- Tập hợp POP chuyển mạch

Có một giải pháp có thể sử dụng chuyển mạch lớp 2 giữa các điểm truy nhập POP và các bộ định tuyến biên của mạng trục như mô tả trong hình 10.50. Ở đây ATM hoặc Ethernet có thể đóng vai trò chính. Điểm yếu của ATM là chi phí thiết bị quá cao. Điều này không thể bù đắp cho đặc tính mạnh về QoS của nó bởi vì dù sao cũng có đủ băng tần khả dụng.



Hình 10.50: Tất cả các truy nhập POP và các bộ định tuyến biên lõi đều có kết nối tới cả hai chuyển mạch lớp 2

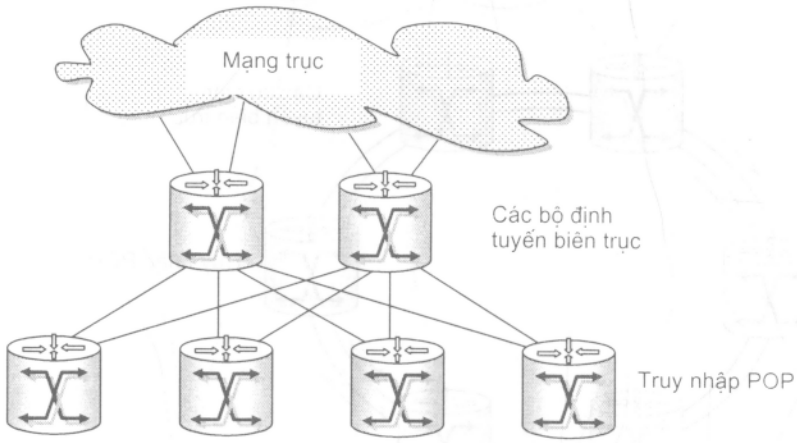
Khi sử dụng công nghệ Ethernet, các giao diện Fast-Ethernet và Gigabit Ethernet là hoàn toàn phù hợp với hiện nay, và sắp tới là tốc độ 10 Gbit/s Ethernet. Giữa các điểm truy nhập POP và các bộ định tuyến biên của mạng trục sẽ lắp đặt hai thiết bị chuyển mạch để đảm bảo tính dự phòng. Hiện nay, mỗi điểm truy nhập POP sẽ được kết nối tới hai chuyển mạch sử dụng tuyến Fast-Ethernet. Các bộ định tuyến biên mạng trục được nối tới chuyển mạch bằng các tuyến tốc độ gigabit. Do đó, sự phân cấp băng tần được thực hiện cho từng cấp mạng, chẳng hạn 100 Mbit/s cho điểm truy nhập POP, 1 Gbit/s cho bộ định tuyến biên, và 2,5 Gbit/s cho bộ định tuyến trong mạng lõi. Để ngăn chặn sự bắc cầu nối vòng giữa các bộ định tuyến kiểu nút chủ kép (dual-homing) phải sử dụng thuật toán Spanning Tree (STA).

Giải pháp này có nhiều ưu điểm, thứ nhất là Ethernet là một công nghệ dễ triển khai và hơn nữa đã được chứng minh. Giải pháp Ethernet có khả năng mở rộng thích ứng với yêu cầu băng tần trong tương lai, vì sự phát triển từ 10 Mbit/s tới 100 Mbit/s và 1000 Mbit/s như đã thấy là rất khả quan. Hơn nữa, khả năng mở rộng nhờ chuyển mạch

mô-đun có thể dễ dàng trang bị dung lượng tuyến trong chuyển mạch lớp 2 để kết nối các bộ định tuyến mới. Nhược điểm của nó đó là các chuyển mạch thêm vào thì lại là cho ra thêm các sự cố hư hỏng.

- Tập hợp POP điểm-điểm

POS, ATM hoặc Gigabit Ethernet đều có thể được sử dụng cho các kết nối điểm-điểm. Mỗi điểm truy nhập POP sẽ được kết nối trực tiếp tới cả hai bộ định tuyến biên của mạng trục. Các kết nối POS hoặc ATM ngày nay có thể thực hiện qua các tuyến STM-1/OC-3c tốc độ 155 Mbit/s hoặc các tuyến STM-4c/OC-12c tốc độ 622 Mbit/s. Với giao diện STM-64c/OC-192c trong mạng trục trong tương lai gần, giao diện STM-16c/OC-48c tốc độ 2,5 Gbit/s cũng sẽ được dùng cho tập hợp POP.



Hình 10.51: Kết nối truy nhập POP trực tiếp với các bộ định tuyến biên trục loại bỏ được thiết bị liên kết

Ưu điểm chính của giải pháp này là không cần đến thiết bị liên kết. Khi sử dụng POS thì cả lớp mạng phân bố và mạng trục đều sử dụng cùng công nghệ như nhau, như thể hiện trong hình 10.51.

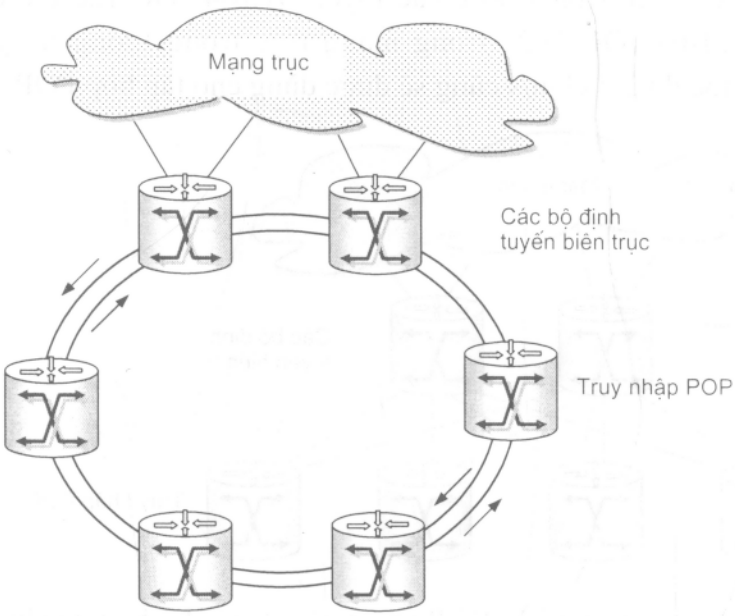
Nhược điểm chính của giải pháp này nằm ở chỗ, đối với mỗi điểm truy nhập POP thì bộ định tuyến biên của mạng trục lại cần một giao diện, và như vậy hệ quả là cần một số lượng lớn các giao diện trên thiết bị (mật độ giao diện rất cao).

- Tập hợp POP sử dụng ring sợi DPT

Khi sử dụng công nghệ DPT gồm cả các bộ định tuyến biên và các điểm truy nhập POP thì có thể xem như một ring truy nhập đã được thiết lập, như thể hiện trên hình 10.52. Điều này sẽ thay thế cho topo dual-home. Băng tần của ring truy nhập tuỳ thuộc vào giao diện DPT được sử dụng. Hiện tại mới chỉ có các giao diện STM-4c/OC-2c hoặc STM-16c/OC-48c. Trong tương lai gần, các giao diện STM-64c/OC-192c cũng sẽ được hiện thực.

Sử dụng công nghệ DPT trong lớp phân bố có một vài lợi điểm. Trước hết, số các giao diện và kết nối sợi sẽ ít hơn cho cả các điểm truy nhập POP và các bộ định tuyến biên của mạng trục khi triển khai topo ring. Thứ hai, DPT cung cấp khả năng tận dụng băng tần hiệu quả rất tốt nhờ năng lực tái sử dụng không gian và SRP-fa. Hơn nữa, tính khôi phục cao nhờ IPS.

Nhược điểm chính đó là nâng cấp dung lượng chỉ thực hiện được cho toàn bộ ring chứ không thể thực hiện từng phần.



Hình 10.52: Cả truy nhập POP và các bộ định tuyến được kết hợp trong ring khi sử dụng DPT

3. Phục hồi mạng

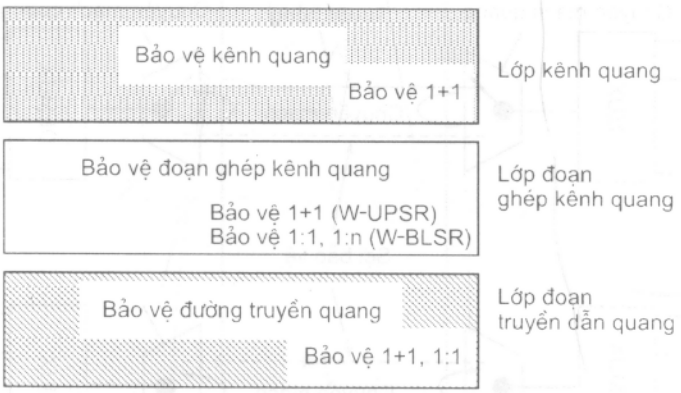
Để có được độ tin cậy của mạng trong mạng chồng lấn quang tĩnh, người ta đã sử dụng một số chức năng bảo vệ và hồi phục tại lớp dịch vụ và/hoặc lớp truyền tải quang. Mạng quang đa bước sóng có tính phục hồi thường sử dụng các chức năng bảo vệ nhanh của lớp quang. Thiết bị DWDM ở lớp quang không có bất kỳ tính thông minh nào về mạng. Vì thế cho nên nó đơn thuần chỉ cung cấp chức năng truyền tải. Tại lớp dịch vụ, các chức năng hồi phục tiên tiến được sử dụng để cung cấp dịch vụ tin cậy từ đầu đến cuối.

• ***Bảo vệ quang***

Các cơ chế bảo vệ ở lớp truyền tải quang bị giới hạn trong mạng quang đa bước sóng khi so sánh với các cơ chế bảo vệ được đưa ra ở mạng quang thông minh. Các chức năng hồi phục quang được giới hạn cho các mạng quang điểm-điểm hoặc các

mạng ring phụ. Vai chính của việc bảo vệ quang trong mạng đa bước sóng là cung cấp các kết nối điểm-điểm tin cậy được dùng để liên kết các nút lớp dịch vụ. Việc hồi phục kết nối từ đầu đến cuối được thực hiện nhờ chức năng khôi phục lớp dịch vụ.

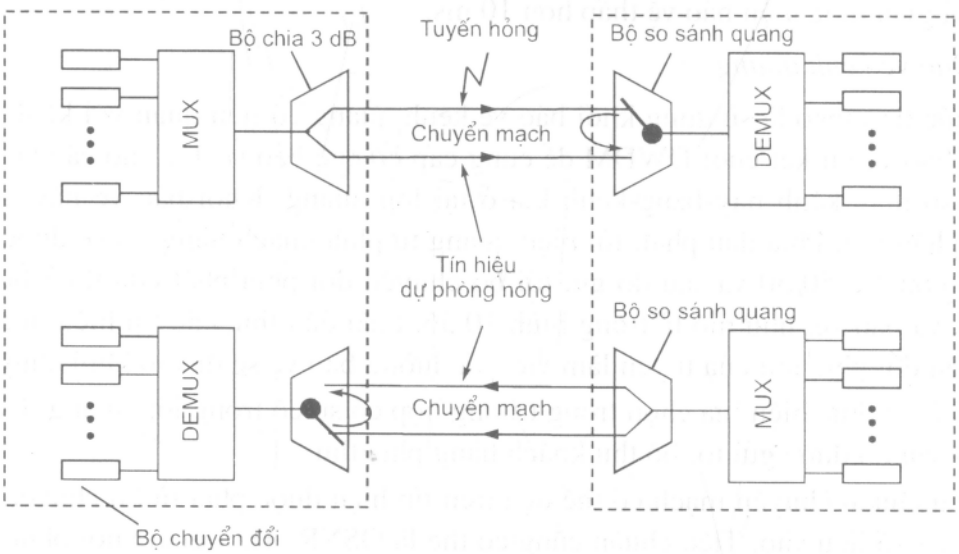
Như ITU đã xác định có 3 lớp mạng quang trong khuyến nghị G.872 "Kiến trúc mạng truyền tải quang", việc bảo vệ quang cũng có thể được áp dụng cho ba lớp khác nhau này. Tại lớp đoạn truyền dẫn, có thể sử dụng việc bảo vệ đường truyền. Tại lớp đoạn ghép kênh thì thường sử dụng cơ chế bảo vệ của SDH/SONET. Tại lớp kênh quang thì sử dụng bảo vệ kênh quang, như trong hình 10.53.



Hình 10.53: Bảo vệ trong kiến trúc OTN

- Bảo vệ đường truyền quang

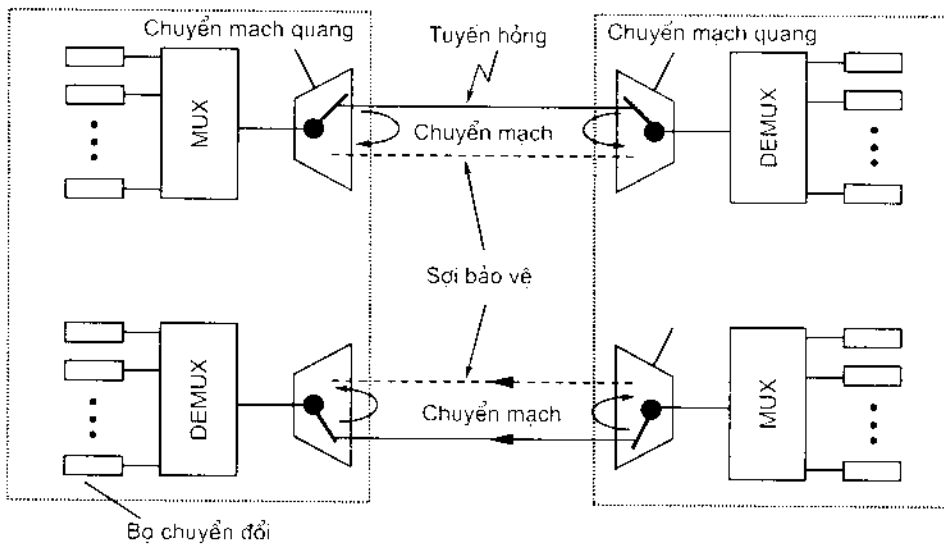
Phần lớn khi thực hiện cấu hình điểm-điểm hoặc ring WDM tối thiểu phải cung cấp độ duy trì lớp quang tại lớp đoạn truyền dẫn theo nguyên tắc bảo vệ 1+1 hoặc 1:1, khôi phục toàn bộ kênh ở một thời điểm.



Hình 10.54: Cơ chế bảo vệ quang 1+1

Khi sử dụng bảo vệ 1+1, toàn bộ tín hiệu DWDM được bảo vệ bằng cách chia thành hai tín hiệu trong nút DWDM và truyền dẫn trên hai sợi quang riêng rẽ, như mô tả trong hình 10.54. Tại nút phía thu, cả hai tín hiệu được so sánh, và tín hiệu có tỷ số tín hiệu trên nhiễu quang (OSNR - Optical Signal-to-Noise ratio) tốt hơn hoặc tỷ số lỗi bit BER thấp hơn sẽ được chọn [145, 146].

Khi sử dụng cơ chế bảo vệ 1:1, tín hiệu DWDM được gửi chỉ trên một sợi quang cùng thời điểm. Nếu sợi làm việc bị hỏng, tín hiệu DWDM sẽ được chuyển mạch tới sợi bảo vệ, như được mô tả trong hình 10.55.



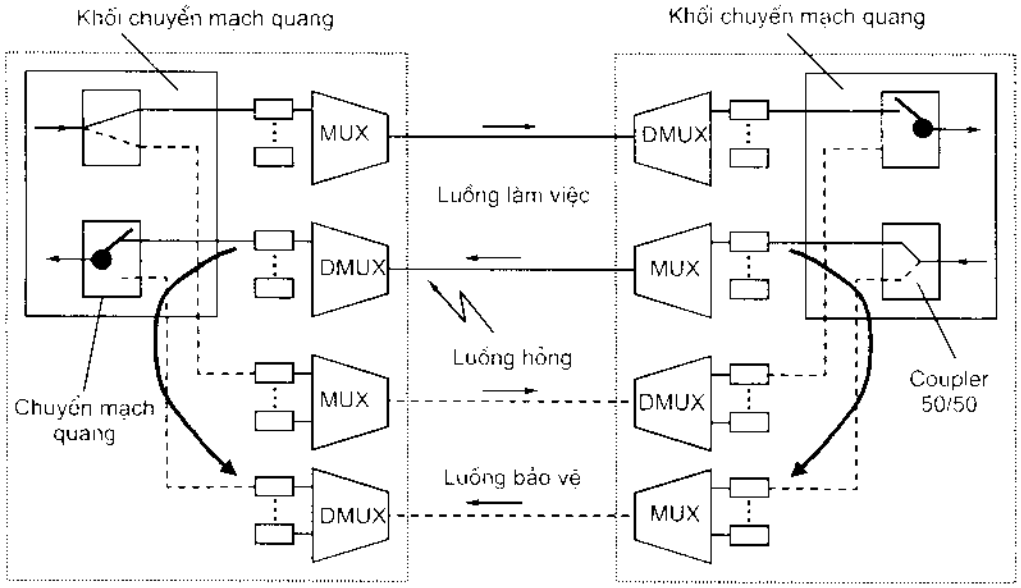
Hình 10.55: Cơ chế bảo vệ 1:1

Với những giải pháp này, tất cả các kênh quang sẽ được bảo vệ khi có sự cố đứt cáp. Thời gian thực hiện bảo vệ thấp hơn 10 ms.

- Bảo vệ kênh quang

Bước tiếp theo là sử dụng khối bảo vệ kênh quang có liên quan với kênh làm việc và kênh bảo vệ tại kết cuối DWDM để cung cấp cơ chế bảo vệ 1:1 cho các kênh quang theo cơ sở thay kênh này-bằng-kênh kia ở tại lớp quang. Khối bảo vệ này gồm phần phát và phần thu. Phía đầu phát, tín hiệu quang từ phía khách hàng tới sẽ được chia bởi bộ ghép coupler 50/50 và sau đó gửi tới bộ chuyển đổi phía phát của thiết bị kết cuối làm việc và bảo vệ, như mô tả trong hình 10.56. Phía đầu thu, các tín hiệu quang tới từ bộ chuyển đổi phía thu của tuyến làm việc và đường bảo vệ sẽ đi vào khối chuyển mạch quang 1×2 để thực hiện lựa chọn trong trường hợp có sự cố trong lớp quang. Kênh được lựa chọn sau đó được gửi tới bộ thu khách hàng phía thu.

Tiêu chuẩn chuyển mạch có thể dựa trên tín hiệu được phát từ bộ chuyển đổi phía thu, do mất số liệu vào. Tiêu chuẩn cũng có thể là OSNR. Thời gian khôi phục tối đa từ khi xuất hiện sự cố tới khi hồi phục hoàn toàn tuyến quang là nhỏ hơn 50 ms.



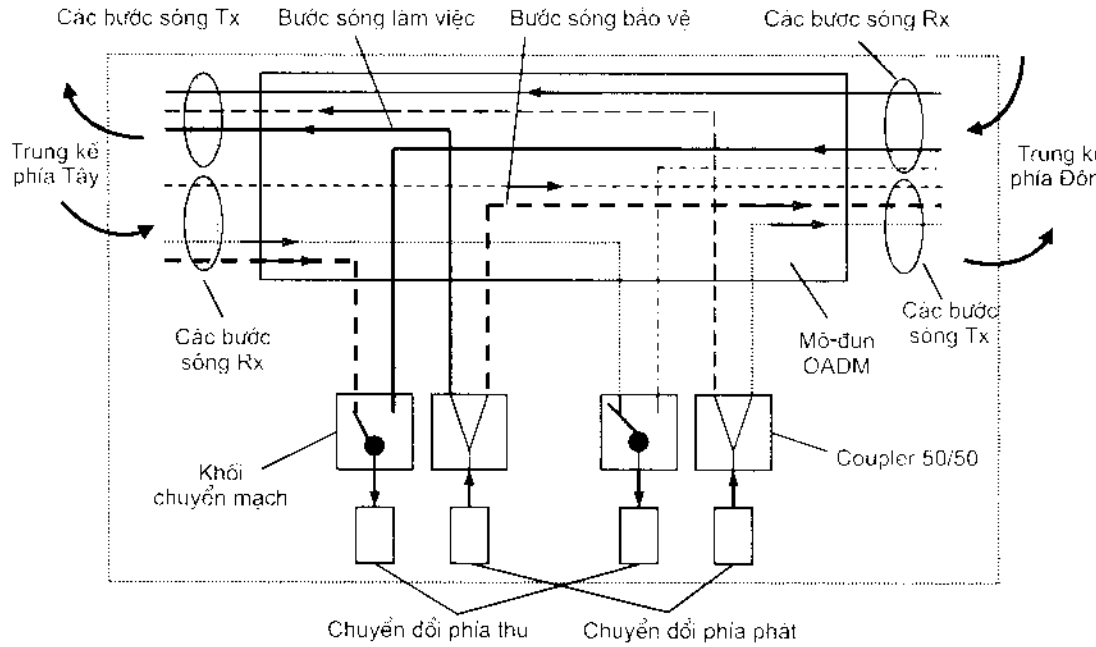
Hình 10.56: Bảo vệ kênh quang 1:1

Ưu điểm chính của bảo vệ kênh quang là các kênh quang không chỉ được bảo vệ khi có sự cố đứt cáp mà còn được bảo vệ khi có cả sai hỏng bộ tách/ghép kênh và bộ chuyển đổi.

- *Bảo vệ đoạn ghép kênh quang*

Phần lớn cơ chế bảo vệ kênh quang phức tạp là thuộc về bảo vệ đoạn ghép kênh quang, ở đó sử dụng các chức năng khôi phục SDH/SONET. Các thiết bị ghép kênh xen/rẽ DWDM có thể tái cấu hình lại sẽ đưa ra sự phân phát kênh bước sóng động và chuyển mạch để bảo vệ kênh quang khi mạng có sự cố. Chúng ta cần phân biệt giữa Ring chuyển mạch luồng quang đơn hướng (OUPSR - Optical Unidirectional Path Switched Ring) và Ring chuyển mạch luồng quang hai hướng (OBLSR - Optical Bidirectional Line Switched Ring).

Kiến trúc OUPSR sử dụng cấu hình ring quay ngược hai sợi. Một sợi dành cho những bước sóng hoạt động, sợi còn lại được dùng cho những bước sóng bảo vệ. OUPSR sử dụng cơ chế bảo vệ 1+1. Bước sóng trên sợi hoạt động và sợi bảo vệ được phân bổ và truyền cho từng kênh. Phía thu sẽ so sánh cả hai tín hiệu quang và chọn tín hiệu có OSNR tốt hơn. Sơ đồ logic của một OADM có khả năng tái cấu hình lại sử dụng cơ chế bảo vệ 1+1 trong OUPSR được biểu diễn trong hình 10.57. Các bộ chuyển đổi phía phát được nối tới bộ ghép 50/50 và mỗi kênh sẽ chia thành bước sóng làm việc và bước sóng bảo vệ, sau đó nó được thêm cho tín hiệu DWDM trong ring nhờ modul OADM. Các bộ chuyển đổi phía thu được nối tới các khối chuyển mạch quang, nó thực hiện chức năng lựa chọn bước sóng làm việc hoặc bảo vệ mà mô-đun OADM rẽ xuống.



Hình 10.57: Thiết bị OADM tái cấu hình lại có chế độ bảo vệ 1+1 được dùng trong OUPSR

Kiến trúc OBLSR sử dụng cấu hình ring 2 hoặc 4 sợi. Trong cấu hình ring 2 sợi, một số bước sóng được dùng cho kênh làm việc, phần còn lại dùng như dung lượng bảo vệ chung. Nếu có sai hỏng xuất hiện, ADM tái cấu hình sẽ chuyển mạch bước sóng sai hỏng tới bước sóng bảo vệ trên tuyến khác. Nếu như số lượng bước sóng làm việc bằng số lượng bước sóng bảo vệ, OBLSR sử dụng cơ chế bảo vệ 1:1. Giải pháp hiệu quả hơn dùng cho nhiều dung lượng là sử dụng bảo vệ 1:*n*, ở đây có không đến một nửa số bước sóng được chia sẻ cho lượng bước sóng còn lại để bảo vệ (ví dụ, bảo vệ 1:3 được thực hiện trong hệ thống DWDM 64 kênh thì 16 bước sóng sẽ được sử dụng để bảo vệ cho 48 bước sóng).

Giả sử bảo vệ 1:1, chỉ có hai cơ chế phân bổ bước sóng là khả thi. Một là sử dụng cùng bước sóng để bảo vệ trên cả hai sợi. Hai là sử dụng ít hơn nửa số bước sóng để bảo vệ trên sợi theo chiều kim đồng hồ và phần bước sóng còn lại trên sợi theo hướng ngược chiều kim đồng hồ.

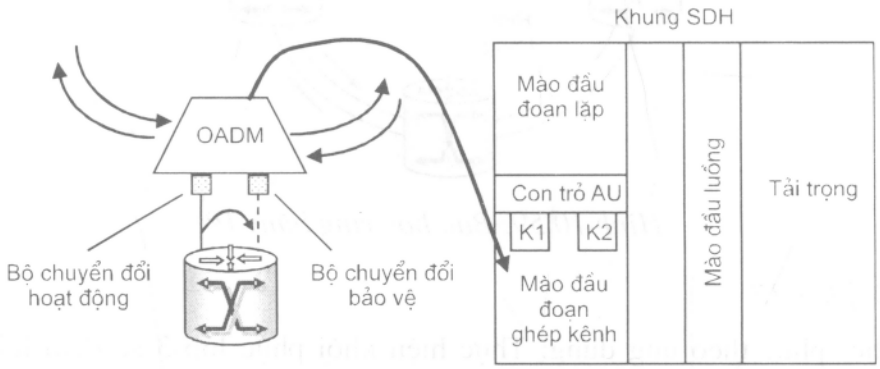
Ưu điểm của phương pháp sau là chuyển mạch bảo vệ có thể xảy ra mà không cần biến đổi bước sóng trong OADM. Biến đổi bước sóng có thể thực hiện hoàn toàn quang trong tương lai nhưng thông thường sẽ là theo hướng biến đổi điện-quang. Ưu điểm này có thể không đáng kể trong ứng dụng tuyến đường trục cự ly xa, vì trên các tuyến này luôn luôn đòi hỏi thực hiện sự biến đổi quang điện trong bất cứ trường hợp nào cần tín hiệu quang.

• ***Hồi phục lớp dịch vụ***

Thiết bị lớp dịch vụ điển hình là các bộ định tuyến có khả năng thực hiện nhiều chức năng bảo vệ và khôi phục. Đặc biệt trong các mạng đa bước sóng, khôi phục IP được sử dụng để thực hiện hồi phục kết nối mạng từ đầu đến cuối.

- Chuyển mạch bảo vệ tự động

Chuyển mạch bảo vệ tự động APS (Automatic Protection Switching) đã sử dụng trong mạng SONET hoặc bảo vệ đoạn ghép kênh MSP (Multiplex Section Protection) đã sử dụng trong mạng SDH cũng có thể được sử dụng trong mạng quang. Các kết cuối DWDM có thể cung cấp các giao tiếp làm việc hoặc bảo vệ tuân thủ SONET/SDH, như thể hiện trong hình 10.58. Trong trường hợp có hư hỏng, chuyển mạch giao diện có thể được thực hiện qua MPS/APS. Điều này yêu cầu các bộ chuyển đổi của thiết bị DWDM xử lý byte mào đầu SDH/SONET nhờ MPS/APS tương ứng.



Hình 10.58: Bảo vệ giao diện với chuyển mạch bảo vệ tự động

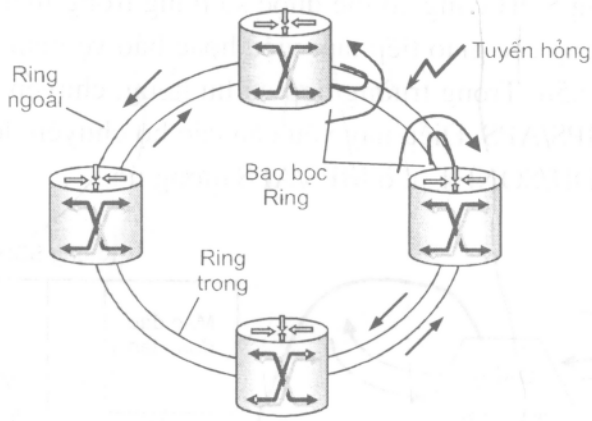
Những ứng dụng như vậy rất phổ biến trong việc thực thi mạng, ở đây sử dụng thiết bị SDH/SONET thế hệ mới được tích hợp tính năng DWDM. Bảo vệ MSP/APS có hai nhược điểm chủ yếu. Thứ nhất, đó là 50% dung lượng (toàn bộ một giao diện) bị bỏ phí cho mục đích bảo vệ; và thứ hai là chuyển mạch giao diện vẫn cần sự tái hội tụ giao thức định tuyến.

- Chuyển mạch bảo vệ thông minh

Ring DPT hai sợi tự hàn gắn có khả năng hồi phục tăng là do chức năng IPS của SRP, giao thức MAC lớp 2 được DPT sử dụng. Trong trường hợp có hư hỏng tuyến hoặc nút, thì IPS sẽ khởi tạo vòng ring ngoài và phát lưu lượng lên sợi bảo vệ, như được thể hiện trong hình 10.59. IPS có thể được xem như bản sao của MSP/APS sử dụng trong mạng SDH/SONET; tuy nhiên, nó có một số điểm nổi trội hơn APS. IPS không kích/khử hoạt động các kênh hoặc sợi nào đó, giống như DPT, hoạt động dựa trên công

nghệ gói. IPS sẽ gửi lần nữa lưu lượng ghép kênh thống kê một cách hiệu quả. Nó tích hợp lớp 2 và lớp 3 vào trong cơ chế bảo vệ này, ngược với APS nó hoạt động hoàn toàn độc lập với định tuyến lớp 3. Nhờ tích hợp lớp 3, IPS có khả năng truy nhập vào thông tin lớp 3. Do đó, IPS có thể phân phát băng tần đảm bảo cho các ứng dụng thoại, video,... và dành băng tần còn lại cho lưu lượng "best effort - cố gắng tối đa".

Do thời gian bảo vệ của IPS thấp hơn 100 ms nên không cần đến tái hội tụ lại giao thức định tuyến. Sự cố đứt sợi cáp có thể xử lý hoàn toàn ở lớp 2.



Hình 10.59: Bao bọc ring bằng IP

- Khôi phục IP

+) Khôi phục theo ứng dụng: Thực hiện khôi phục lớp 3 sẽ đem lại một số lợi điểm nhất định. Tính mềm dẻo sẽ cao hơn khi cung cấp các luồng khôi phục và biểu thị mức độ khôi phục. Ví dụ, lưu lượng thoại rất nhạy trễ và jitter có thể được phân biệt và khôi phục ở mức phục hồi cao nhất. Mặt khác, lưu lượng Internet "best effort" có thể được duy trì ở mức mức thấp nhất, bởi vì nó có thể dễ dàng thực hiện đệm và định tuyến trong mạng. Vì lý do này, các nhà cung cấp dịch vụ có thể xác định các tập lưu lượng và đưa ra một số sự lựa chọn cho khách hàng.

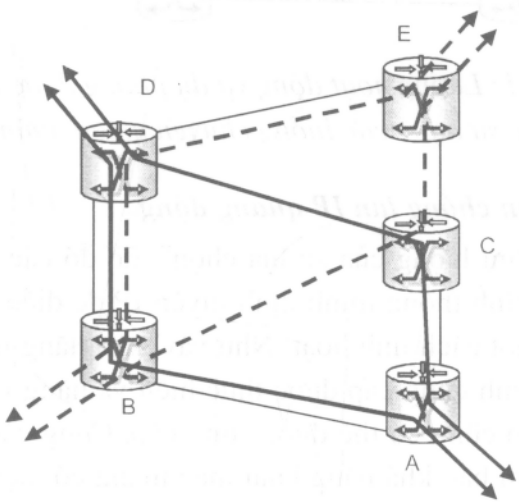
+) Hội tụ định tuyến lớp 3: Ngoài ưu điểm về tính mềm dẻo, khôi phục IP ở mức này còn có một nhược điểm lớn đó là thời gian khôi phục của các giao thức định tuyến như OSPF, IS-IS hoặc BGP phải mất tới vài giây. Bộ định thời gian và các cơ chế định tuyến tạo nên tính ổn định cho mạng nhưng lại dẫn đến thời gian hội tụ quá dài. Ví dụ, khi xem xét giao thức OSPF, giao thức Hello được sử dụng để khám phá và duy trì mối quan hệ giữa các nút lân cận. Mỗi một bộ định tuyến sẽ gửi bản tin Hello cho nút lân cận nó theo chu kỳ thời gian 5 hoặc 10 giây. Nếu không nhận được bản tin Hello trong khoảng thời gian bằng hai lần chu kỳ trên thì bộ định tuyến sẽ nhận thấy rằng có lỗi xuất hiện trên tuyến nối giữa nó và nút lân cận.

Có một giải pháp là kìm thời gian khôi phục lớp 3 xuống để giảm giá trị thời gian giao thức định tuyến. Bằng cách này, thời gian hội tụ có thể được điều chỉnh xuống 1 hoặc 2 giây. Tất nhiên, điều này sẽ dẫn đến lượng lưu lượng cao hơn được sinh ra bởi bản thân giao thức định tuyến. Do đó sẽ không gặp phải vấn đề gì khi băng tần tuyến tăng đột ngột như vậy. Sự ảnh hưởng của khả năng phá vỡ tuyến tăng và độ mất ổn định của giao thức định tuyến không được quan tâm nhiều bởi vì tuyến và thiết bị mạng đã có tính hồi phục cao.

Một giải pháp khả thi khác, đó là các giao diện bộ định tuyến sử dụng cơ chế lớp 1 hoặc lớp 2 để xác định các lỗi hư hỏng tuyến và ngay lập tức thông báo lỗi cho phương tiện định tuyến.

+) Cân bằng tải: Cân bằng tải là kỹ thuật phổ biến để tăng tính dự phòng cho mạng. Khi sử dụng cân bằng tải, các tuyến song song được sử dụng để phân lưu lượng và truyền chúng trên cả hai tuyến đồng thời. Để thực hiện cân bằng tải cần sử dụng giao thức định tuyến mà gán theo giá trị tính theo mét cho tuyến thông qua mạng. Với kết quả đó, các tuyến song song có cùng đơn vị giữa điểm nguồn và điểm đích; do đó giao thức định tuyến có hai cổng vào bảng định tuyến cho cùng đích.

Hình 10.60 mô tả cách thực hiện cân bằng tải để bảo vệ luồng lưu lượng giữa các bộ định tuyến A và D, và giữa các bộ định tuyến B và E. Trong trường hợp đứt sợi cáp, giao thức định tuyến sẽ huỷ cổng nối tới tuyến có sai hỏng và kích thích bảng định tuyến của nó.



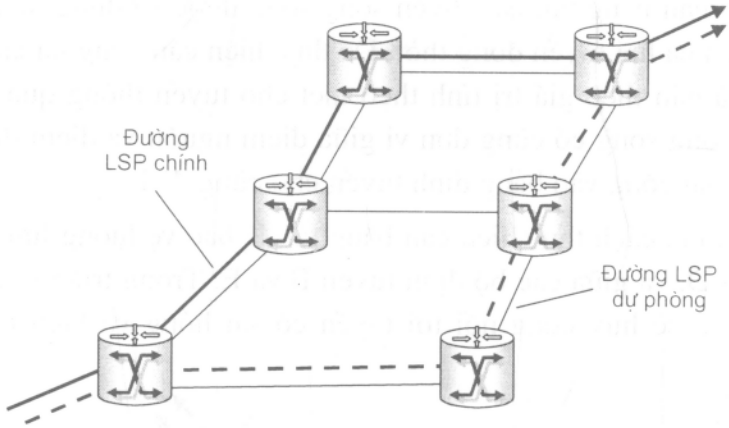
Hình 10.60: Cân bằng tải OSPF thông qua lõi hình mesh

+) Tái định tuyến nhanh MPLS-TE

Một giải pháp rất tốt để thực thi chức năng khôi phục ở lớp dịch vụ là sử dụng cơ chế khôi phục MPLS-TE. Cơ chế này rất linh hoạt trong việc cho phép biểu thị luồng, tuyến hoặc nút nào cần được bảo vệ. Hơn nữa, có thể xác định được kiểu lưu lượng nào

cần được bảo vệ cũng như bao nhiêu tài nguyên cần được giữ lại cho tuyến dự phòng. MPLS-TE cho phép bảo vệ luồng và bảo vệ tuyến/nút. Bảo vệ luồng được biểu hiện như trong hình 10.61, nó sử dụng luồng dự phòng từ đầu cuối đến đầu cuối để khôi phục lưu lượng trong trường hợp có sự cố. Thời gian khôi phục đạt được có thể bằng hoặc hơn 1 giây. Đối với lưu lượng thời gian thực hoặc lưu lượng quan trọng, bảo vệ cục bộ của tuyến hoặc nút nào đó có thể được định tuyến lưu lượng qua mạng có sự cố nhỏ hơn 50 ms.

MPLS-TE xác định thuật ngữ ***trung kế***, đặc trưng cho nhóm luồng lưu lượng có cùng nút đi vào và đi ra của mạng MPLS. Mỗi trung kế lưu lượng được gán một số thuộc tính trung kế. Một trong số chúng là tính hồi phục, nó xác định cách lưu lượng được bảo vệ. Bằng việc sử dụng thuộc tính hồi phục thì có thể xác định được một vài chính sách khôi phục nhằm để xử lý sự cố trong mạng.



Hình 10.61: Luồng hoạt động và dự phòng được thiết lập bằng việc sử dụng các luồng chuyển mạch nhãn MPLS

10.2.5.2. Mảng điều khiển chồng lấn IP quang động

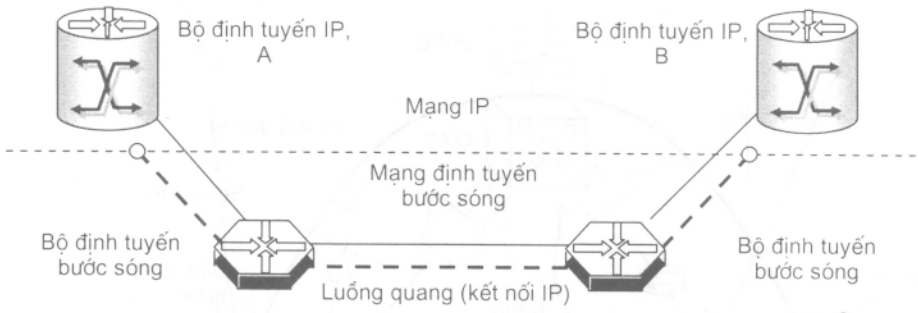
Ta biết rằng IP là "lưu lượng của sự lựa chọn"; do đó các bộ đấu nối chéo quang (OXC) được kết hợp với tính thông minh định tuyến IP để điều khiển sự phân bổ, thiết lập và gỡ bỏ bước sóng một cách linh hoạt. Như vậy, khả năng mở rộng của mạng được tăng lên nhiều nhờ quá trình cung cấp được thực hiện và năng lực khôi phục được tăng cường. Bất kỳ topo ảo nào cũng có thể được cung cấp. Cung cấp bước sóng theo chiều dữ liệu và linh hoạt sẽ đảm bảo khả năng khai thác mạng có hiệu quả. Để thích ứng với các mẫu lưu lượng thay đổi, số lượng bước sóng hữu hạn xử lý đồng thời sẽ được sắp xếp lại một cách tự động hoặc bằng tay.

Để tránh hiểu sai cần chú ý thuật ngữ "OXC" không nhất thiết phải hiểu là chuyển mạch quang hoàn toàn, như đã đề cập trong mục 10.2.2. Phần lớn OXC kết cuối tín hiệu quang tại cổng đầu vào, chuyển mạch tín hiệu điện qua khung chuyển mạch điện và biến đổi tín hiệu ngược trở về bước sóng tương ứng.

1. Mô hình chồng lấn định tuyến bước sóng

Một số nhà cung cấp thiết bị đã sẵn sàng đưa ra giải pháp định tuyến bước sóng độc quyền của mình. Điều đó cho phép các nhà cung cấp dịch vụ dựng mạng OTN thông minh (được xem như mạng quang tĩnh) gồm các phần mạng ring và tuyến điểm-điểm WDM. Mạng định tuyến bước sóng gồm mạng mesh có các tuyến WDM điểm-điểm và các bộ định tuyến bước sóng (WR) tại điểm liên kết.

Hiện tại tất cả các giải pháp định tuyến bước sóng đều tập trung vào lớp mạng truyền tải quang. Các giao thức định tuyến IP đã biết như OSPF và IS-IS hoặc giao thức định tuyến ATM như giao thức giao diện mạng-mạng riêng PNNI (Private Network-to-Network Interface Protocol), được điều chỉnh để tạo nên giao thức định tuyến sử dụng trong việc định tuyến bước sóng (WR). Bằng việc sử dụng giao thức định tuyến này, các kết nối có thể được cung cấp rất linh hoạt để liên kết các bộ định tuyến IP hoặc thiết bị lớp dịch vụ khác thuộc lớp trên của OTN. Do giao thức định tuyến bước sóng chỉ hoạt động trong WR, mạng IP không tham gia vào quá trình xử lý bước sóng và tương tác với OTN theo mối quan hệ client/server (khách hàng/người cấp dịch vụ). Mô hình mạng này, nơi sử dụng hai lớp mạng độc lập, được gọi là *mô hình chồng lấn* như thể hiện trong hình 10.62.



Hình 10.62: Quá trình định tuyến bước sóng của OTN là hoàn toàn độc lập với lớp dịch vụ

Hiện nay, tất cả các WR phải từ cùng từ một nhà cung cấp mới có thể tham gia vào quá trình định tuyến. Để đảm bảo tính tương hợp giữa các nhà cung cấp sản phẩm (nghĩa là sản phẩm WR từ các nhà cung cấp khác nhau có thể hoạt động cùng nhau trong mạng OTN), thì mô hình kiến trúc mạng phải được chuẩn hoá. Một số tổ chức tiêu chuẩn đã bắt đầu triển khai công việc chuẩn hoá trong lĩnh vực này.

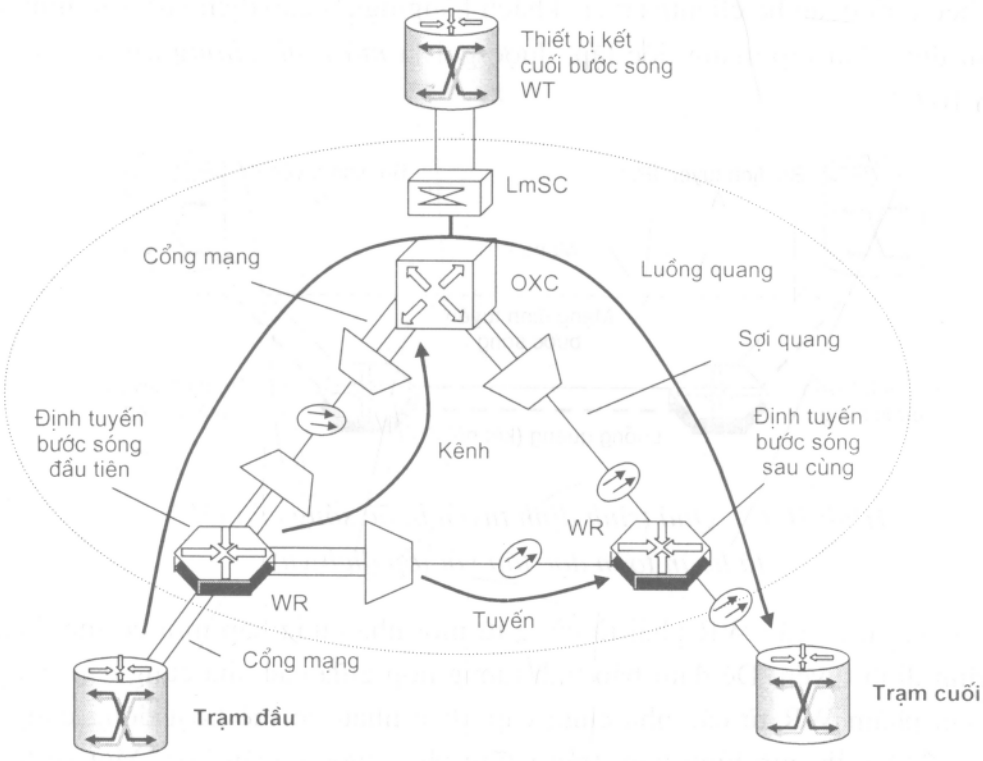
2. Kiến trúc và các phần tử

Phần tử chính của mạng định tuyến bước sóng là bộ định tuyến bước sóng (WR - Wavelength Router). Nó là một bộ định tuyến IP được kết hợp với OXC sử dụng như là nút kết nối trong mạng quang dạng mesh. Thiết bị lớp dịch vụ chẳng hạn như bộ định

tuyến IP và các chuyển mạch ATM giao tiếp với mạng quang được coi như các thiết bị kết cuối bước sóng (WT - Wavelength Terminal).

Bộ định tuyến bước sóng được nối qua nhiều cổng mạng tới kết cuối WDM, nó cũng cung cấp kết nối WDM tới các WR khác. Các *cổng nhánh* của WR dùng để kết nối nó tới thiết bị lớp dịch vụ. Các cổng mạng và cổng rẽ nhánh là các giao diện bước sóng thường hoạt động tại bước sóng vùng 1310 nm hoặc 1550 nm. Trong trường hợp thiết bị lớp dịch vụ là WDM thì các hệ thống này được kết nối tới những cổng nhánh để cung cấp tín hiệu WDM tới bộ định tuyến, chuyển mạch ATM hoặc SDH/SONET gắn vào.

Ngoài kiểu thiết bị mô tả trên, cũng còn có những bộ định tuyến bước sóng được tích hợp với thiết bị kết cuối WDM. Trong trường hợp này, các cổng rẽ nhánh và mạng đã đề cập ở trên chỉ là sự tồn tại ảo và thể hiện cho bước sóng của tín hiệu WDM. Cấu trúc điển hình của mạng quang thông ming được chỉ ra trong hình 10.63.



Hình 10.63: Các phần tử của lớp mạng quang thông minh

Bộ định tuyến bước sóng thực hiện chuyển mạch các kênh một cách linh hoạt (chuyển mạch động) giữa các cổng đầu vào và cổng đầu ra để cung cấp kết nối quang từ đầu đến cuối qua mạng OTN được kết cuối tại biên của nó. Việc kết nối từ đầu đến cuối đã được xác định trong khuyến nghị G.872 ứng với kênh quang (OCH). Có hai kiểu

kênh OCH khác nhau. Trong mạng quang không có biến đổi bước sóng, bước sóng như nhau phải được phân bổ cho kênh OCH trên toàn bộ mạng. Trong trường hợp này, OCH được gọi là *luồng bước sóng* (WPL - Wavelength Path). Nếu có biến đổi bước sóng, thì các bước sóng khác nhau có thể sử dụng cho kênh OCH và chúng ta gọi đó là *luồng quang*.

Luồng quang là sự kết nối băng tần cố định đơn hướng được thiết lập theo sự phân bổ kênh trên mỗi chặng dọc theo luồng mong muốn thông qua mạng quang. Luồng quang song hướng được tạo bởi hai luồng quang theo hai hướng đối ngược nhau. Mặc dù định tuyến IP được sử dụng để phối hợp với việc cung cấp luồng quang, nhưng các luồng quang cũng có thể không mang lưu lượng IP, như ATM hoặc SDH.

Tương tự kiến trúc ATM, có hai giao diện khác nhau được xác định. Các WR được nối vào mạng qua các cổng/trung kế mạng, cung cấp *Giao diện mạng - mạng quang* (ONNI, Optical Network-to-Network Interface). Các thiết bị kết cuối bước sóng được gắn vào các bộ định tuyến bước sóng qua cổng/trung kế, cung cấp *Giao diện mạng tới người sử dụng quang* (OUNI: Optical User-to-Network Interface).

3. Mảng điều khiển định tuyến bước sóng

Mảng điều khiển định tuyến có trách nhiệm thiết lập kết nối đầu cuối đến đầu cuối (cũng được gọi là *luồng quang*). Sau đó luồng quang được sử dụng để thiết lập IP hoặc giao thức dịch vụ khác. Có hai cách để tạo nên mảng điều khiển IP dùng trong mạng định tuyến bước sóng.

Giải pháp đầu tiên là nối các bộ định tuyến IP bên ngoài qua giao diện điều khiển chuẩn đến từng OXC. Những bộ định tuyến này được xem như *bộ điều khiển định tuyến bước sóng* (WRC - Wavelength Routing Controller) và cung cấp các chức năng như quản lý tài nguyên, quản lý cấu hình và dung lượng, đánh địa chỉ, định tuyến, thiết kế lưu lượng, khám phá topo và tất nhiên là cả chức năng phục hồi.

Giao diện điều khiển biểu thị tập hợp những yếu tố (tham số) gốc được WRC sử dụng để tạo cấu hình OXC. Các yếu tố gốc giao diện bao gồm:

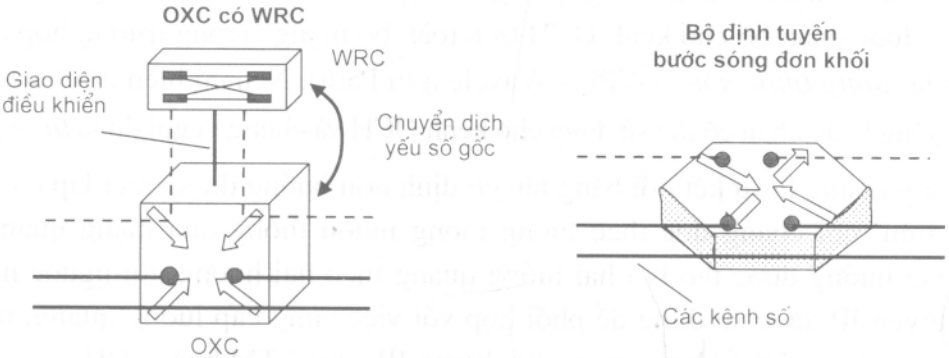
- *Kết nối*: để nối chéo kênh từ tuyến đầu vào với kênh tại tuyến đầu ra mong muốn.

- *Giải phóng kết nối*: để gỡ bỏ sự nối chéo đã được hình thành.

- *Chuyển mạch*: để thay đổi sự kết hợp kênh/tuyến đến của kết nối được hình thành.

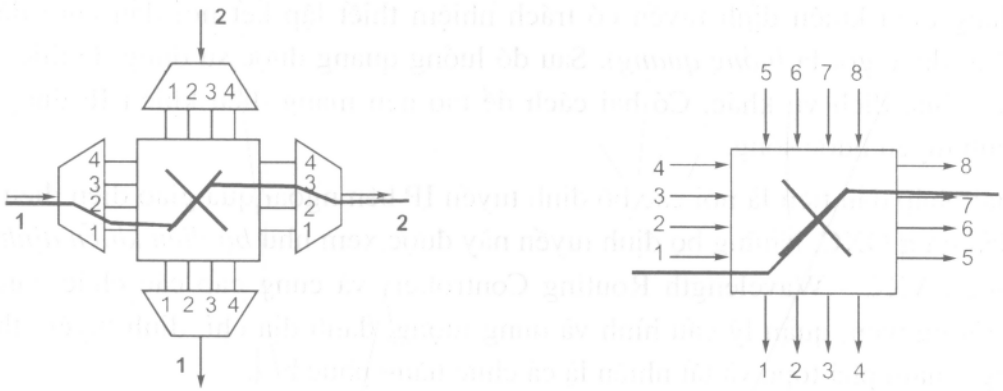
Ngược lại, OXC thông tin với WRC. Ví dụ điển hình là *Cảnh báo*: thông tin WRC trường hợp sai hỏng. Thiết bị OXC của nhà cung cấp xác định sẽ biên dịch giữa các gốc giao diện điều khiển chuẩn và điều khiển độc quyền của OXC.

Giải pháp thứ hai là tích hợp chức năng định tuyến IP vào trong OXC, như sự phát triển của bộ định tuyến bước sóng đơn khối. Cả hai giải pháp được thể hiện trong hình 10.64.



Hình 10.64: WRC có giao diện điều khiển và OXC, và bộ định tuyến bước sóng đơn khối

Các bộ định tuyến bước sóng duy trì bảng kết nối chéo để phân biệt dòng số liệu được chuyển mạch từ cổng đầu vào tới cổng đầu ra như thế nào để cho ra kết nối quang từ đầu đến cuối thông qua mạng OTN. Các WR tích hợp với thiết bị kết cuối DWDM sẽ duy trì bảng kết nối chéo với các lối vào có cổng đầu vào và kênh đầu vào được liên kết với cổng đầu ra và kênh đầu ra. Sự khác biệt được mô tả trong hình 10.65.

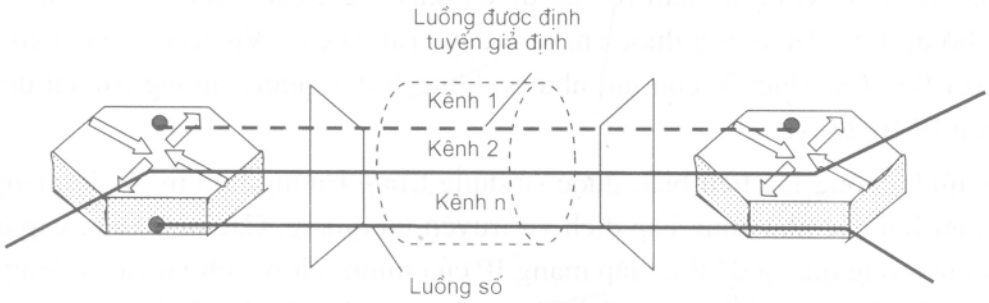


Cổng đầu vào	Kênh đầu vào	Cổng đầu ra	Kênh đầu ra
1	1	2	3
		⋮	

Cổng đầu vào	Cổng đầu ra
1	7
	⋮

Hình 10.65: Bảng nối chéo của các bộ định tuyến bước sóng có và không được tích hợp

Mảng điều khiển thực hiện trao đổi lưu lượng điều khiển qua mạng thông tin số (DCN - Digital Communication Network). DCN này có thể là mạng điều khiển trong băng hoặc ngoài băng. Đối với các kết nối DCN trong băng giữa những bộ định tuyến bước sóng, luồng quang định tuyến giả định sẽ được thiết lập cho mỗi tuyến nối tới các WR khác. Như thấy trong hình 10.66, kênh đầu tiên trên mỗi một tuyến được chỉ định để quản lý trong băng. Các bản tin điều khiển bao trong gói IP sẽ được gửi qua luồng quang định tuyến giả định này.

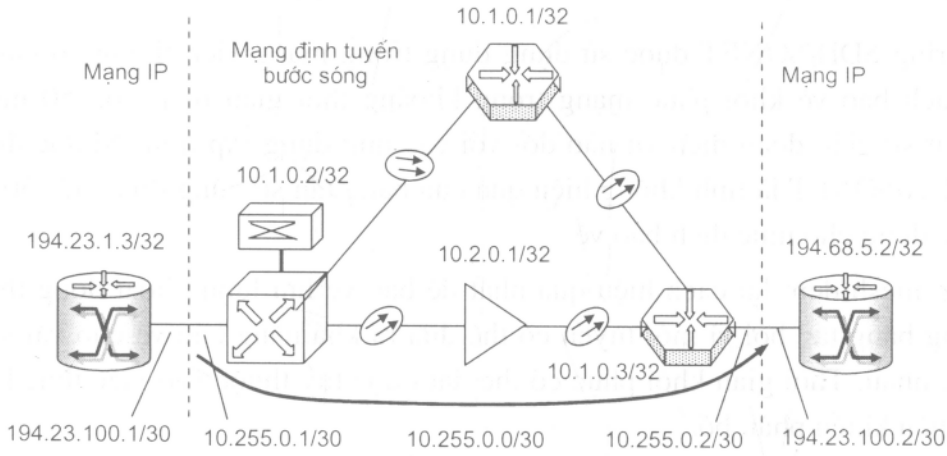


Hình 10.66: Luồng định tuyến giả định giữa bước sóng được sử dụng

Đối với những kết nối DCN trong băng tới các thiết bị kết cuối bước sóng có các giao diện DWDM, luồng quang định tuyến giả định cũng được sử dụng ở đây. Nếu các WR được kết nối với các giao diện bước sóng cho lớp dịch vụ, thì kết nối DCN trong băng được thực hiện qua các gói IP truyền bên trong mào đầu khung của giao diện thiết bị lớp dịch vụ.

Giải pháp thứ hai là sử dụng DCN ngoài băng. Các bộ định tuyến và đường thuê kênh được dùng để tạo nên mạng IP biệt lập kết nối toàn bộ những bộ định tuyến bước sóng và thiết bị kết cuối bước sóng.

Trong DCN, có trường hợp giao thức định tuyến IP của mỗi bộ định tuyến bước sóng sẽ thực hiện trao đổi thông tin về topo và trạng thái của mạng OTN. Các giao thức định tuyến IP nâng cao thường được dùng để định tuyến bước sóng; mọi phần tử mạng phải có địa chỉ IP duy nhất có thể được gán. Điều này cũng áp dụng cho các bộ định tuyến bước sóng và giao diện của chúng và bất kỳ phần tử mạng nào khác trong OTN (như bộ khuếch đại quang đường truyền của các tuyến cự ly dài).



Hình 10.67: Mọi phần tử mạng yêu cầu địa chỉ IP để có thể điều khiển trên nền IP

Hình 10.67 là ví dụ để làm rõ vấn đề đã phân tích, các thiết bị kết cuối DWDM giữa các bộ định tuyến không được chỉ ra ở đây. Tất cả các WR trong mạng có địa chỉ chủ IP 10.1.0.x. Các thiết bị còn lại, như bộ khuếch đại quang đường truyền được gán địa chỉ chủ IP 10.2.0.x.

Mô hình chồng lấn tiêu biểu được sử dụng trong trường hợp mà ở đó mạng OTN được sở hữu bởi các nhà cung cấp dịch vụ truyền tải quang. Các nhà cung cấp dịch vụ khác sẽ mua luồng quang để thiết lập mạng IP của mình ở lớp dịch vụ và sử dụng không gian địa chỉ IP riêng của họ cho thiết bị ở lớp dịch vụ. Do đó, bộ định tuyến IP bên trái có địa chỉ chủ IP 194.23.1.3 và bộ định tuyến IP bên phải có địa chỉ chủ IP 194.68.5.2 được gán.

Để tạo nên luồng quang giữa hai khối ở lớp dịch vụ có khả năng đánh địa chỉ trong miền định tuyến bước sóng, các WR có thể có địa chỉ IP nằm ngoài mạng phụ IP 10.255.0.0/30 được gán cho giao diện tương ứng của chúng. Luồng quang sẽ cung cấp kết nối lớp dịch vụ IP giữa hai bộ định tuyến. Điều này có nghĩa là các giao diện định tuyến IP tương ứng cũng có thể được gán địa chỉ IP.

4. Phục hồi mạng

Mạng số liệu sử dụng các giao thức định tuyến IP chuẩn không thể đưa ra mức hồi phục cần thiết cho các ứng dụng hiện tại và sắp tới. Sự tích hợp thoại và các ứng dụng đa phương tiện tạo nên nhu cầu mức "hồi phục" như nhau như đã thấy trong mạng viễn thông. Có một số giải pháp khôi phục cho mạng số liệu. Một trong số đó là máy chủ điều khiển tập trung có trách nhiệm cung cấp dịch vụ và bảo vệ lưu lượng. Thời gian hồi phục có thể vượt quá vài phút. Một giải pháp giống như trên là sử dụng kiến trúc phân bố, ở đây khoảng thời gian hồi phục là khoảng 2 ÷ 10 giây tuỳ theo sự hội tụ giao thức định tuyến.

Các ring SDH/SONET được sử dụng dụng trong mạng viễn thông có chức năng chuyển mạch bảo vệ khôi phục mạng trong khoảng thời gian thấp hơn 50 ms, tránh được bất cứ sự gián đoạn dịch vụ nào đối với các ứng dụng lớp trên. Nhược điểm của các ring SDH/SONET là tính không hiệu quả của băng tần sử dụng do có tới 50% dung lượng được dùng cho mục đích bảo vệ.

Mạng mesh đem lại cách hiệu quả nhất để bảo vệ lưu lượng hoạt động theo mức độ tận dụng băng tần bởi vì mỗi tuyến có thể đưa ra khả năng bảo vệ cho vài sai hỏng mạng khác nhau. Thời gian khôi phục có thể đạt được tuỳ thuộc vào việc thực hiện của giao thức điều khiển phân bố.

Kiến trúc định tuyến bước sóng, như mô tả ở trên, có thể đem lại khả năng hồi phục, quản lý mạng quang sử dụng các cơ chế khôi phục mesh. Một trong những ưu

điểm chính của việc sử dụng định tuyến bước sóng trong OTN là cung cấp linh hoạt các luồng từ đầu đến cuối qua mạng mà có khả năng hồi phục tự động nhờ định tuyến lại lưu lượng làm việc trên tuyến dự phòng.

• ***Chiến lược bảo vệ***

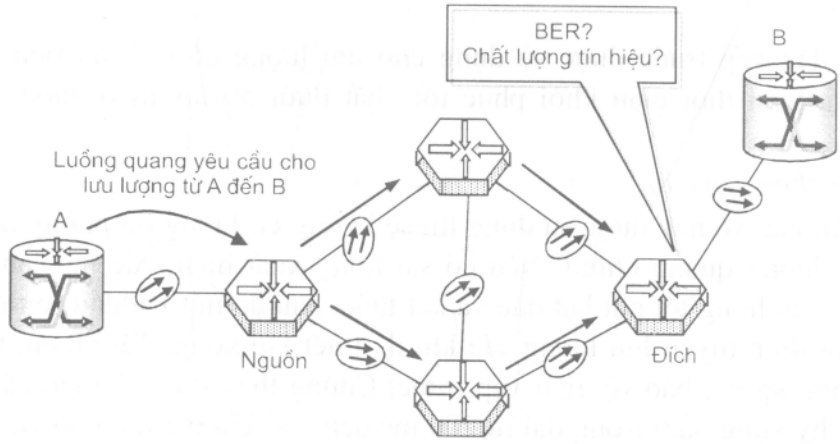
Định tuyến bước sóng đem lại sự mềm dẻo trong việc cấu hình các luồng quang với khả năng phục hồi và thuộc tính QoS đáp ứng thoả mãn được các yêu cầu của ứng dụng.

Thuộc tính hồi phục đã chọn sẽ gán chế độ bảo vệ tương thích cho luồng quang. Mức QoS có thể thay đổi tạo nên sự phân biệt giữa một số luồng quang và làm cho nó trở nên hấp dẫn hơn.

- Bảo vệ dàn xếp trước

Khi sử dụng kiểu bảo vệ này, cả luồng chính và dự phòng được cung cấp ở cùng một thời điểm. Điều quan trọng là luồng dự phòng hoàn toàn là tuyến và nút không nằm trong liên kết để ngăn chặn luồng dự phòng khỏi ảnh hưởng do sai hỏng mạng gây nên. Có hai kiểu bảo vệ được dàn xếp trước như sau.

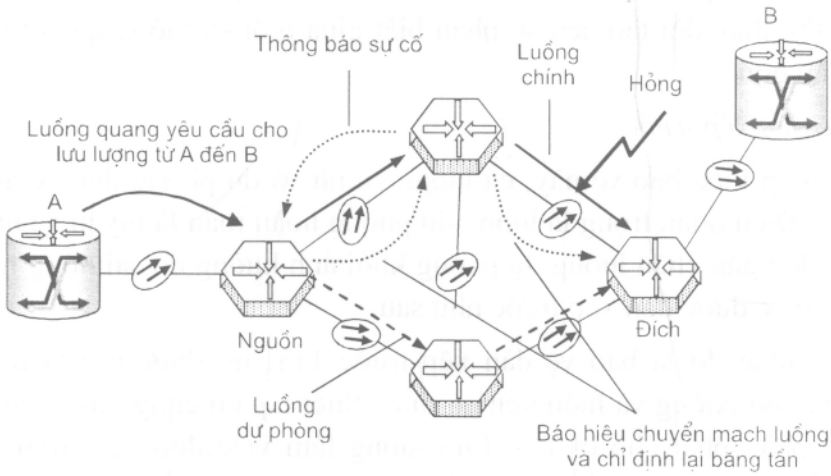
Kiểu thứ nhất đó là bảo vệ dàn xếp trước 1+1, nó được mô tả như trong hình 10.68. Cả luồng dự phòng và luồng chính được thiết lập tại cùng thời điểm, và băng tần yêu cầu được phân phát cho cả hai. Lưu lượng làm việc được gửi trên cả hai luồng. Bằng cách này, nút đích có thể lựa chọn một cách độc lập luồng nào để nhận lưu lượng từ nút nguồn, việc lựa chọn này thông qua giám sát chất lượng tín hiệu hoặc lỗi bit. Và tất nhiên điều này sẽ không cần đến sự trao đổi thông tin hoặc báo hiệu.



Hình 10.68: Bảo vệ 1+1: Lưu lượng hoạt động được gửi qua hai luồng song song và không liên kết, và nút đích sẽ lựa chọn một trong chúng

Kiểu thứ hai khai thác hiệu quả tài nguyên hơn, đó là sử dụng bảo vệ 1:1 như thể hiện trong hình 10.69. Khi cung cấp luồng chính, luồng bảo vệ được dàn xếp nhưng

băng tần được chỉ định lại có thể được sử dụng cho lưu lượng có mức ưu tiên thấp. Nếu có sự cố hỏng được phát hiện từ nút lân cận, chúng có thể truyền thông báo lỗi hư hỏng theo hướng lên hoặc xuống của luồng. Sau vài ms, nút nguồn sẽ phát hiện sự cố hỏng này. Sau đó nó gửi báo hiệu đường xuống thông báo cho nút đích sử dụng luồng dự phòng và bỏ lưu lượng ưu tiên thấp để tiếp ứng băng tần được chỉ định cho lưu lượng dự phòng. Thông tin trao đổi giữa các nút phải cần đến báo hiệu và truyền lỗi sự cố có thể sử dụng kênh báo hiệu trong mào đầu lớp 1 hoặc 2 hoặc cơ chế quảng bá để đảm bảo truyền thông tin đủ nhanh qua mạng.



Hình 10.69: Với việc bảo vệ 1:1, luồng dự phòng chỉ được dùng khi có sự cố

Kiểu thứ ba là bảo vệ *1:n*, đây là trường hợp đặc biệt của bảo vệ *1:1*. Các cơ chế sau nó hoàn toàn tương tự như trên nhưng tới *n* luồng quang sẽ chia sẻ chung một luồng bảo vệ.

Bảo vệ dàn xếp trước được sử dụng cho lưu lượng có tính ưu tiên cao và quan trọng, và thực hiện thời gian khôi phục tốt nhất dưới 50 ms theo được xác định bởi SDH/SONET.

- Bảo vệ theo yêu cầu

Nếu kiểu bảo vệ này được sử dụng thì sẽ không có luồng dự phòng được thiết lập khi cung cấp luồng quang chính. Nếu có sai hỏng xuất hiện, các nút lân cận sẽ phát hiện và truyền sai hỏng tới nút bắt đầu và kết thúc. Sau đó nút bắt đầu sẽ thiết lập luồng thay thế và tái định tuyến lưu lượng sau khi đã thiết lập xong. Tất nhiên, thời gian hồi phục là lớn hơn so với bảo vệ giàn xếp trước. Chúng thay đổi tuỳ theo cách thực hiện nhưng có thể hy vọng nằm trong dải từ 200 ms đến 1 s. Ưu điểm chính của kiểu bảo vệ này đó là dung lượng bảo vệ được chia sẻ chung cho các luồng quang làm việc.

- Mức QoS

Trật tự của luồng quang được khôi phục nhờ gán các mức QoS khác nhau cho chúng. Hơn nữa, nó cũng có thể xác định liệu một quá trình phục hồi có thể dành trước luồng quang khác hay không.

Kết hợp với việc lựa chọn một số kiểu bảo vệ, nhà khai thác mạng có công cụ để phát triển chiến lược bảo vệ cho việc thực thi một loạt các lớp dịch vụ đối với các khách hàng của mình.

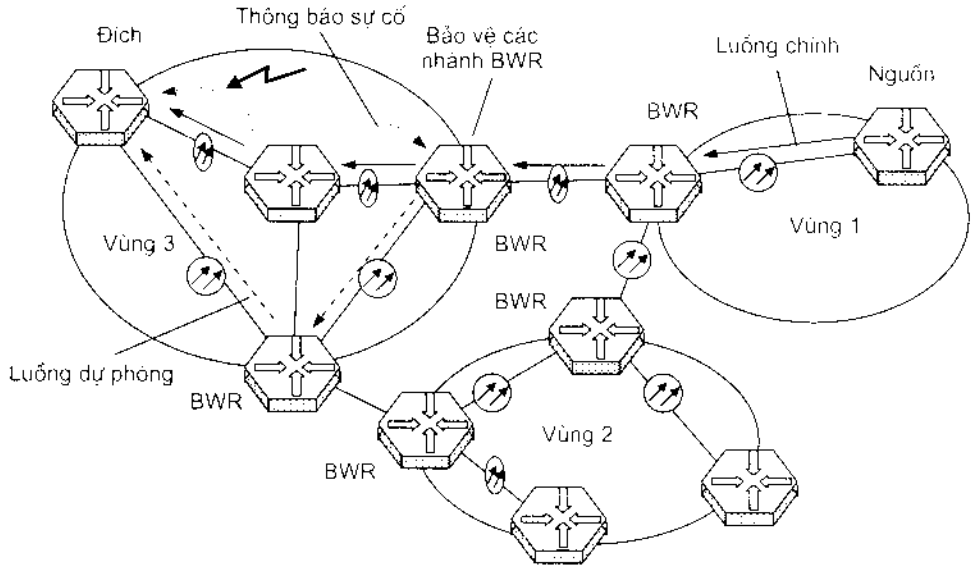
• ***Khái niệm bảo vệ tiên tiến***

- Bảo vệ cục bộ

Cả bảo vệ luồng từ đầu đến cuối và cục bộ đều được sử dụng để tối ưu khả năng hồi phục của mạng. Khi sử dụng *bảo vệ cục bộ*, nút lân cận sẽ tái định tuyến luồng quang quanh sự cố hư hỏng. Điều này có thể xảy ra nhanh hơn rất nhiều bởi vì không cần thông báo sai hỏng truyền trên mạng.

- Bảo vệ phân cấp

Một số giao thức định tuyến bước sóng có bản chất phân cấp. Điều đó nghĩa là mạng định tuyến bước sóng có thể được phân thành một số khu vực, như mô tả trong hình 10.70, nhằm để tối ưu khả năng hồi phục và tính mở rộng của mạng.



Hình 10.70: Bảo vệ có thể được mở rộng nhờ sự phân chia mạng định tuyến bước sóng thành nhiều vùng

Khi thực hiện cơ chế bảo vệ này, cần phân biệt giữa bảo vệ liên vùng và trong vùng do mạng được phân thành một số khu vực. Các bộ định tuyến bước sóng liên kết hai hoặc nhiều vùng được gọi là *bộ định tuyến bước sóng biên* BWR (Border Wavelength Router).

Bảo vệ trong vùng liên quan đến việc khôi phục sự cố hỏng hóc trong vùng bị ảnh hưởng. Điều này có thể thực hiện bằng bảo vệ cục bộ (nghĩa là bằng nút lân cận sự cố) hoặc bộ định tuyến bước sóng biên trên luồng đến nguồn.

Bảo vệ luồng từ đầu đến cuối qua toàn bộ mạng định tuyến bước sóng có thể xem là *bảo vệ liên vùng*.

Như vậy ta đã có điều kiện khảo sát về hai mảng điều khiển là mảng điều khiển chồng lấn quang IP tĩnh và mảng điều khiển chồng lấn quang IP động. Ngoài ra, còn có ***mảng điều khiển ngang bằng quang IP tích hợp***. Đây là cơ chế điều khiển MPLS-TE để thực thi mảng điều khiển dựa trên IP cho các mạng định tuyến bước sóng đang được nghiên cứu và phát triển ở một vài nơi. Khả năng của giải pháp này đang được cân nhắc. Người ta hy vọng rằng, bằng việc sử dụng MPLS-TE để thực hiện mảng điều khiển sẽ cho ra được khả năng cung cấp luồng quang trong khoảng thời gian thực qua OTN và mạng lớp dịch vụ. Do MPLS-TE đã được phát triển và kiểm tra trong mạng ATM, cho nên không có sự đòi hỏi về việc phát triển giao thức điều khiển mới cho sự phối hợp giữa các phần tử mạng lớp dịch vụ và các phần tử mạng lớp truyền tải quang.

Chương 11

CÁC HỆ THỐNG THÔNG TIN QUANG SOLITON

Truyền dẫn Soliton đã được giới thiệu và phân tích trong [1], tuy nhiên chưa phân tích một cách sâu sắc về hệ thống. Trong chương này sẽ mô tả các hệ thống thông tin quang Soliton và nhấn mạnh đến các vấn đề về vật lý và thiết kế của các hệ thống này. Sự có mặt các "Soliton" trong các sợi quang và việc sử dụng chúng trong thông tin quang đã được nói đến từ năm 1973, và năm 1980 Soliton đã được quan sát bằng thực nghiệm. Tiềm năng của Soliton trong thông tin quang đường dài đã được kiểm chứng bằng thực nghiệm vào năm 1988 trong đó suy hao sợi được bù bằng kỹ thuật khuếch đại Raman. Sự tiến bộ đáng kể trong lĩnh vực này đã đạt được vào những năm của thập kỷ 1990, khi đó người ta đã biến đổi các Soliton quang thành các Soliton thực tế dành cho các hệ thống thông tin quang thế hệ sau. Mặc dù cho tới năm 2002, các hệ thống thông tin quang Soliton vẫn chưa có mặt trên thị trường nhưng các thử nghiệm về vấn đề sử dụng Soliton đã nằm trong hoạch định. Sau đây ta sẽ xem xét các hệ thống thông tin quang Soliton.

11.1. CÁC SOLITON SỢI

Sự có mặt của các Soliton sợi là một hệ quả của sự cân bằng giữa tán sắc vận tốc nhóm GVD và tự điều chế pha SPM, cả 2 yếu tố này đều giới hạn chất lượng hệ thống thông tin quang khi tác động một cách độc lập lên các xung quang truyền trong sợi. Sự phân tích trong mục 2.4 đã đề cập đến hiểu biết trực quan xem sự cân bằng ấy có thể được thiết lập như thế nào. Như đề cập trong phần đó, GVD đã làm mở rộng các xung quang trong quá trình lan truyền của chúng trong sợi trừ khi ban đầu xung đã bị chirp. Đặc biệt hơn nữa, một xung đã bị chirp có thể được nén trong giai đoạn lan truyền đầu tiên nếu tham số vận tốc nhóm β_2 và tham số chirp C ngược dấu nhau, do đó $\beta_2 C$ sẽ có giá trị âm. Còn SPM, xuất phát từ sự phụ thuộc của chỉ số chiết suất vào cường độ, sẽ sinh ra chirp đối với xung quang để cho $C > 0$. Do $\beta_2 < 0$ trong vùng bước sóng 1,55 μm nên điều kiện $\beta_2 C < 0$ sẽ dễ thoả mãn. Hơn nữa, vì chirp do SPM phụ thuộc công suất, nên dễ dàng thấy rằng dưới các điều kiện nhất định, SPM và GVD có thể kết hợp với nhau theo một phương thức sao cho chirp do SPM sẽ loại bỏ được sự dãn rộng xung do GVD. Xung quang sau đó có thể lan truyền mà không bị méo dạng dưới dạng một Soliton.

11.1.1. Phương trình Schrodinger phi tuyến

Việc mô tả toán học của các Soliton sợi đòi hỏi đưa ra lời giải của phương trình truyền sóng trong một môi trường tán xạ phi tuyến. Phương pháp tiếp cận đơn giản nhất là bắt đầu bằng phương trình lan truyền, đó là phương trình (2-124), phương trình này được thoả mãn bởi đường bao xung biến đổi chậm $A(z,t)$ khi có mặt GVD và biến đổi nó để có được cả các ảnh hưởng của tính phi tuyến sợi sinh ra SPM. Do các sợi silica chỉ có tính phi tuyến yếu (sự thay đổi cường độ phụ thuộc chỉ số chiết suất thường vào khoảng $< 10^{-9}$), cho nên ảnh hưởng của SPM được xét đến bằng cách thêm một hệ số phi tuyến vào vế phải của phương trình (2-124) để phương trình này trở thành:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} + \frac{i}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} = i\gamma |A|^2 A - \frac{\alpha}{2} A \qquad (11\text{-}1)$$

với α là suy hao sợi, $\beta_1 = v_g^{-1}$ với v_g là vận tốc nhóm, β_2 và β_3 là lượng tán sắc sợi, và γ là tham số phi tuyến được định nghĩa như sau:

$$\gamma = \frac{2\pi n_2}{\lambda A_{eff}} \qquad (11\text{-}2)$$

ở đây n_2 là hệ số chỉ số chiết suất phi tuyến, λ là bước sóng quang và A_{eff} là diện tích lõi hiệu dụng. Các tham số β_2 và γ sẽ chi phối các ảnh hưởng của GVD và SPM tương ứng. Phương trình (11-1) mô tả hoàn toàn chính xác sự tiến hoá của các xung quang ngắn tới 5 ps. Đối với các xung ngắn hơn thì các ảnh hưởng phi tuyến bậc cao hơn cũng cần được xem xét. Phương trình (11-1) có thể được sử dụng trong phần lớn các trường hợp thực tế.

Để xét đến các nghiệm Soliton của phương trình (11-1), đầu tiên đặt $\alpha = 0$ và $\beta_3 = 0$. Để viết phương trình (11-1) theo dạng chuẩn hoá, có thể đặt:

$$\tau = \frac{t - \beta_1 z}{T_0}, \quad \xi = \frac{z}{L_D}, \quad U = \frac{A}{\sqrt{P_0}} \qquad (11\text{-}3)$$

với T_0 là giá trị độ rộng xung, P_0 là công suất đỉnh của xung và chiều dài tán sắc LD được xác định như sau:

$$L_D = \frac{T_0^2}{|\beta_2|} \qquad (11\text{-}4)$$

Do đó phương trình (11-1) sẽ có dạng sau:

$$i\frac{\partial U}{\partial \xi} - sgn(\beta_2)\frac{1}{2}\frac{\partial^2 U}{\partial \tau^2} + N^2 |U|^2 U = 0 \qquad (11\text{-}5)$$

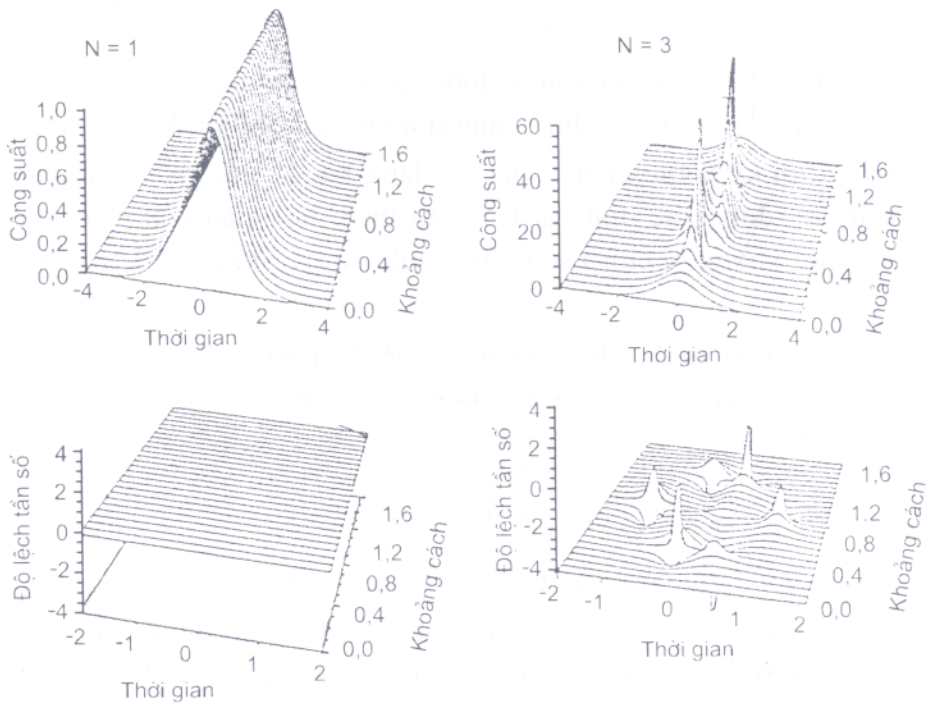
với sgn(β_2) = +1 hoặc -1 tuỳ thuộc vào giá trị β_2 là dương (GVD chuẩn) hoặc âm (GVD dị thường). Tham số N được định nghĩa như sau:

$$N^2 = \gamma P_0 L_D = \frac{\gamma P_0 T_0^2}{|\beta_2|} \tag{11-6}$$

Như vậy, N thể hiện sự kết hợp không thứ nguyên của các tham số sợi và xung. Phần sau sẽ đề cập đến ý nghĩa vật lý của N. Biểu thức (11-5) được gọi là *phương trình Schrodinger phi tuyến* NSE (Nonlinear Schrodinger Equation).

11.1.2. Các Soliton cơ bản và Soliton bậc cao

Phương trình Schrodinger phi tuyến NSE là một dạng đặc biệt của các phương trình vi phân từng phần phi tuyến có thể được giải một cách chính xác nhờ một kỹ thuật toán học được gọi là phương pháp tán xạ ngược. Mặc dù NSE hỗ trợ các Soliton cho cả dạng GVD thường và dị thường, nhưng các Soliton dạng xung chỉ được tìm thấy đối với trường hợp tán sắc dị thường. Trong trường hợp tán sắc thường ($\beta_2 > 0$), các nghiệm có dạng dốc không đổi. Các nghiệm như vậy tương ứng với các Soliton tối đó sẽ được đề cập trong mục 11.1.3. Chương này tập trung vào các Soliton dạng xung (sáng) là vì chúng được sử dụng gần như duy nhất trong thông tin quang.



Hình 11.1: Sự tiến hoá của các Soliton bậc đầu tiên (N = 1, phía bên trái) và bậc ba (N = 3, phía bên phải) trên một chu kỳ Soliton

Thông thường đặt $u = NU$ là biên độ chuẩn hoá lại và viết phương trình (11-5) theo dạng chuẩn tắc như sau [1]:

$$i\frac{\partial u}{\partial \xi} + \frac{1}{2}\frac{\partial^2 u}{\partial \tau^2} + |u|^2 u = 0 \tag{11-7}$$

với giả thiết $\beta_2 < 0$. Phương trình này được giải bằng phương pháp tán xạ ngược. Cách giải chi tiết của phương pháp này đã có trong một số sách về Soliton. Các kết quả chính của nó được tóm lược như sau. Khi một xung vào có biên độ ban đầu là:

$$u(0,\tau) = N\,sech(\tau) \tag{11-8}$$

được phát vào sợi quang, dạng của nó duy trì không thay đổi trong suốt quá trình lan truyền khi $N = 1$, nhưng lại theo một dạng chu kỳ với những giá trị nguyên $N > 1$ để dạng đầu vào sẽ được khôi phục tại $\xi = m\pi/2$, với m là một số nguyên. Xung quang tương ứng với $N = 1$ được gọi là *Soliton cơ bản*. Các xung tương ứng với các giá trị nguyên khác của N thì được gọi là các *Soliton bậc cao hơn*. Tham số N thể hiện bậc của Soliton. Chú ý rằng $\xi = z/L_D$ thì chu kỳ Soliton z_0, được định nghĩa là khoảng cách mà qua đó các Soliton bậc cao khôi phục được dạng gốc của nó, được viết như sau:

$$z_0 = \frac{\pi}{2}L_D = \frac{\pi}{2}\frac{T_0^2}{|\beta_2|} \tag{11-9}$$

Chu kỳ Soliton z_0 và bậc Soliton N đóng vai trò quan trọng trong lý thuyết Soliton quang. Hình 11.1 thể hiện sự tiến hoá xung đối với các Soliton bậc 1 ($N = 1$) và bậc 3 ($N = 3$) qua một chu kỳ Soliton bằng cách vẽ dạng xung $|u(\xi,\tau)|2$ (hàng trên) và chirp tần số (hàng dưới), được xác định là đạo hàm theo thời gian của pha Soliton. Chỉ có Soliton cơ bản mới không bị chirp suốt quá trình lan truyền trong khi vẫn duy trì dạng của nó.

Nghiệm tương ứng với Soliton cơ bản có thể thu được bằng cách giải phương trình (11-7) trực tiếp mà không cần nhờ đến phương pháp tán xạ ngược. Giả sử rằng Soliton tồn tại có dạng sau:

$$u(\xi,\tau) = V(\tau)\exp\left[i\phi(\xi,\tau)\right] \tag{11-10}$$

với V phải độc lập với ξ đối với biểu thức (11-10) nhằm thể hiện một Soliton cơ bản duy trì dạng của nó trong quá trình lan truyền. Pha ϕ có thể phụ thuộc vào cả ξ và τ. Nếu biểu thức (11-10) được thay vào phương trình (11-7) và các phần thực và ảo được tách biệt, thì sẽ thu được 2 phương trình thực đối với V và ϕ. Phương trình pha cho thấy rằng ϕ có thể có dạng $\phi(\xi,\tau) = K\xi$, với K là hằng số. Hàm $V(\tau)$ do đó sẽ thoả mãn phương trình phi tuyến vi sai bậc 2 sau:

$$\frac{d^2V}{d\tau^2} = 2V\left(K - V^2\right) \tag{11-11}$$

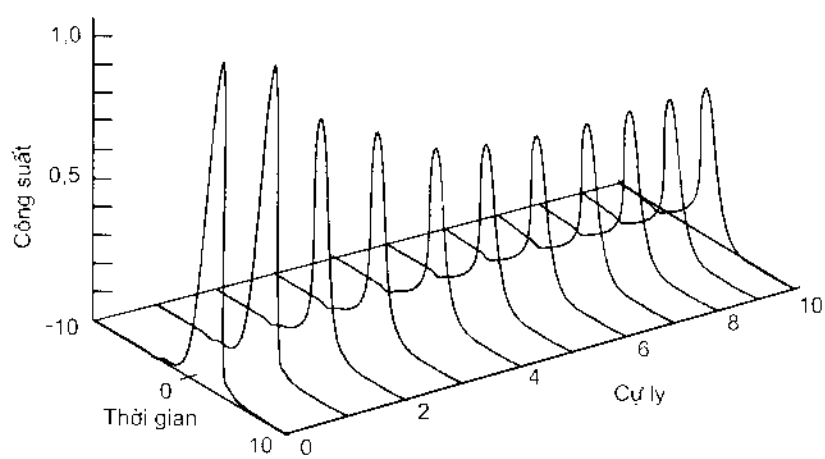
Phương trình này có thể được giải bằng cách nhân nó với $2(dV/\tau)$ và tích phân theo τ. Kết quả sẽ là:

$$\left(\frac{dV}{d\tau}\right)^2 = 2KV^2 - V^4 + C \tag{11-12}$$

với C là hằng số tích phân. Bằng cách sử dụng điều kiện biên mà cả V và $dV/d\tau$ có thể triệt tiêu tại $|\tau| = \infty$, sẽ tìm được $C = 0$. Hằng số K được xác định nhờ một điều kiện biên khác là $V = 1$ và $dV/\tau = 0$ tại đỉnh Soliton được giả sử xảy ra tại $\tau = 0$. Sử dụng chúng cho $K = 1/2$, và do đó $\phi = \xi/2$. Phương trình (11-12) dễ dàng được tích phân để thu được $V(\tau) = \text{sech}(\tau)$. Do đó thu được một nghiệm "sech" đối với Soliton cơ bản bằng tích phân trực tiếp NSE [148, 149]:

$$u(\xi,\tau) = sech(\tau)exp\left(\frac{i\xi}{2}\right) \tag{11-13}$$

Phương trình trên cho thấy rằng xung lối vào sẽ đạt được một dịch chuyển pha $\xi/2$ khi nó lan truyền trong sợi, nhưng biên độ của nó vẫn không thay đổi. Chính đây là đặc tính của Soliton cơ bản khiến cho nó là một ứng cử viên lý tưởng đối với thông tin quang. Về bản chất thì các ảnh hưởng của tán sắc sợi được bù bằng tính phi tuyến sợi khi: thứ nhất là xung lối vào có dạng "sec h", và thứ hai là độ rộng và công suất đỉnh của nó có quan hệ với nhau theo phương trình (11-6) với $N = 1$.



Hình 11.2: Sự tiến hoá của xung Gaussian với N = 1 trên vùng ξ = 0-10

Một đặc tính quan trọng của các Soliton quang đó là chúng rất ổn định đối với các nhiễu loạn. Do đó, mặc dù Soliton cơ bản đòi hỏi có một dạng cụ thể và một công suất

đỉnh nhất định tương ứng với $N = 1$ trong phương trình (11-6), thì nó có thể được tạo ra ngay cả khi dạng xung và công suất đỉnh chệch khỏi các điều kiện lý tưởng. Hình 11.2 cho thấy sự tiến hoá đã được mô phỏng của một xung đầu vào Gaussian trong đó $N = 1$ nhưng $u(0,\tau) = \exp(-\tau^2/2)$. Như đã thấy, xung đã điều chỉnh dạng và độ rộng của nó để trở thành một Soliton cơ bản và đạt được mặt cắt dạng "sech" đối với $\xi >> 1$. Tương tự như vậy khi N khác 1. Nghĩa là Soliton bậc N có thể được hình thành khi giá trị đầu vào của N nằm trong khoảng từ $N - 1/2$ đến $N + 1/2$. Đặc biệt, Soliton cơ bản có thể được kích thích đối với các giá trị của N trong khoảng 0,5 đến 1,5.

Nhìn chung, những sự khác biệt nhỏ từ các điều kiện lý tưởng không gây hại đối với sự lan truyền của Soliton vì xung đầu vào có thể điều chỉnh các tham số của nó để tạo nên một Soliton cơ bản. Một phần năng lượng xung nào đó sẽ bị mất đi trong giai đoạn thích ứng động theo dạng các sóng tán xạ. Phần sau sẽ cho thấy rằng các sóng tán xạ có ảnh hưởng đến đặc tính hệ thống và cần được giảm tối thiểu bằng cách dung hoà các điều kiện đầu vào càng gần với các điều kiện lý tưởng càng tốt.

11.1.3. Các Soliton tối

Phương trình Schrodinger phi tuyến NSE có thể được giải bằng phương pháp tán xạ ngược ngay cả trong trường hợp tán sắc thường. Mặt cắt cường độ của các nghiệm là một *dip* (chỗ lún) đồng dạng, đây là *dip* không thay đổi trong quá trình lan truyền trong sợi. Vì lý do này mà các nghiệm đó của NSE được gọi là các *Soliton tối*. Mặc dù các Soliton tối được phát hiện vào những năm 1970 nhưng chỉ đến gần đây chúng mới được nghiên cứu. Phần này sẽ mô tả các đặc tính của các Soliton tối, nhấn mạnh tới những điểm khác biệt so với các Soliton sáng.

NSE mô tả các Soliton tối thu được từ phương trình (11-7) bằng cách đổi dấu của số hạng thứ hai. Phương trình này có thể được giải bằng cách đưa ra thành định đề một nghiệm theo dạng của phương trình (11-10) và đi theo tiến trình được đề cập trong mục 11.1.2. Nghiệm tổng thể có thể được viết như sau:

$$u_d(\xi,\tau) = (\eta \tanh\varsigma - i\kappa)\exp(iu_0^2\xi) \qquad (11\text{-}14)$$

với

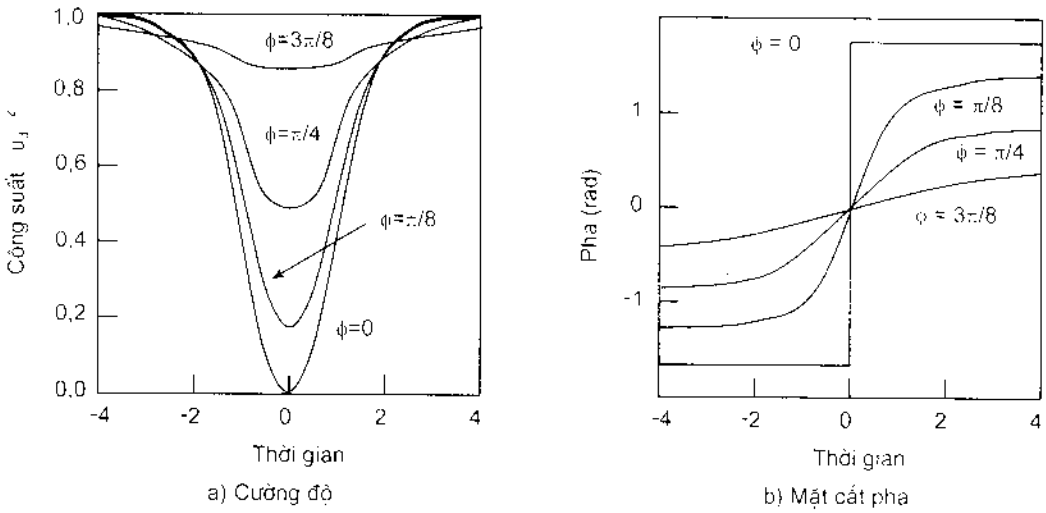
$$\varsigma = \eta(\tau - \kappa\xi), \qquad \eta = u_0\cos\phi, \qquad \kappa = u_0\sin\phi \qquad (11\text{-}15)$$

u_0 là biên độ của nền CW, ϕ là góc pha trong nằm trong khoảng $0 < \phi < \pi/2$, và η và κ tương ứng là biên độ và vận tốc của Soliton tối.

Một điểm khác nhau quan trọng giữa các Soliton tối và sáng là vận tốc κ của Soliton tối phụ thuộc vào biên độ η của nó thông qua góc pha trong ϕ. Với $\phi = 0$, phương trình (11-14) giảm tới $u_d(\xi,\tau) = u_0\tanh(u_0\tau)\exp(iu_0^2\xi)$, cho thấy rằng công suất Soliton giảm đến 0 tại trung tâm của *dip*. Một Soliton như vậy được coi là một Soliton

tối. Khi $\phi \neq 0$, cường độ không giảm đến 0 tại trung tâm *dip*; các Soliton đó được gọi là các Soliton xám. Thông thường người ta đưa ra tham số độ tối B, nó có liên quan đến góc trong ϕ như sau $B = \cos\phi$. Một đặc tính đáng quan tâm khác của các Soliton tối là mặt cắt pha của chúng. Trái với các Soliton sáng có pha không thay đổi, pha của các Soliton tối thay đổi theo độ rộng của chúng. Hình 11.3 cho thấy cường độ và độ dốc pha đối với một số giá trị của ϕ. Đối với Soliton tối ($\phi = 0$), sự dịch chuyển pha π xảy ra tại chính trung tâm của dip. Đối với các giá trị khác của ϕ, pha thay đổi đều một lượng $\pi - 2\phi$.

Các Soliton tối được quan sát bằng thực nghiệm bằng cách sử dụng các xung quang tương đối rộng có một *dip* hẹp tại trung tâm của xung. Qua các phép mô phỏng bằng số liệu [150], người ta đã cho thấy rằng *dip* trung tâm có thể lan truyền như một Soliton tối trừ phần nền không đồng bộ với điều kiện là cường độ nền phải không thay đổi trong vùng lân cận của *dip*. Các Soliton bậc cao không theo dạng tiến hoá có chu kỳ như đã cho trong hình 11.1 đối với Soliton sáng bậc 3. Từ các kết quả bằng số thu được bằng cách giải NSE với điều kiện ban đầu $u(0,\tau) = \tanh(\tau)$ cho thấy rằng đối với $N > 1$, xung lối vào tạo thành một Soliton tối cơ bản bằng cách làm hẹp độ rộng của nó đồng thời phóng ra một vài cặp Soliton tối.



Hình 11.3: Các Soliton tối đối với những giá trị pha trong ϕ

Có thể tạo ra Soliton tối bằng một số giải pháp kỹ thuật như áp dụng điều chế điện tử ở một nhánh của bộ giao thoa Mach-Zehnder; biến đổi phi tuyến một tín hiệu phách trong sợi tán sắc giảm, biến đổi tín hiệu NRZ thành tín hiệu RZ và sau đó thành các Soliton tối bằng cách sử dụng bộ giao thoa Mach-Zehnder cân bằng. Trong một thực nghiệm năm 1995, người ta đã thực hiện phát một tín hiệu 10 Gbit/s qua 1200 km nhờ các Soliton tối. Khoảng cách truyền dẫn đó bị giới hạn bởi tính không đối xứng của

Soliton tối bắt nguồn từ đáp ứng thời gian của mạch điện tử được sử dụng để tạo ra chúng. Ngoài ra, có một số nghiên cứu đã đưa ra các nguồn phát có khả năng tạo ra một chuỗi bit Soliton tối có độ thay đổi độ rộng và biên độ nhỏ.

11.2. HỆ THỐNG THÔNG TIN QUANG SOLITON

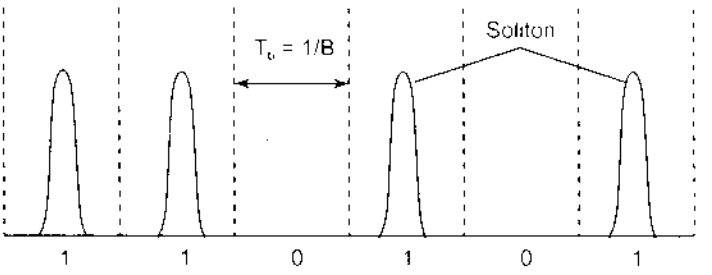
Qua khảo sát ở trên ta thấy rằng Soliton rất hấp dẫn đối với thông tin quang vì chúng có khả năng duy trì độ rộng của chúng ngay cả khi có mặt tán sắc sợi. Tuy vậy, việc sử dụng chúng đòi hỏi những thay đổi đáng kể trong thiết kế hệ thống so với các hệ thống thông tin thông thường không sử dụng Soliton. Để làm rõ vấn đề này, sau đây sẽ là phần nội dung thảo luận một số khía cạnh có liên quan tới việc tạo ra các hệ thống thông tin quang Soliton bao gồm sự truyền dẫn Soliton, tương tác Soliton, phát Soliton, khuếch đại Soliton.

11.2.1. Truyền dẫn thông tin bằng Soliton

Như biết rằng có hai dạng điều chế khác nhau có thể được sử dụng để tạo ra một chuỗi bit số, như đã phân tích trong chương 5, dạng NRZ là dạng thường được sử dụng do băng tần tín hiệu của nó chỉ nhỏ bằng 50% so với dạng RZ. Tuy vậy, không thể sử dụng dạng NRZ nếu Soliton được dùng như các bit thông tin. Có một lý do rất dễ hiểu là độ rộng Soliton phải bằng một phần nhỏ của khe bit để đảm bảo rằng các Soliton gần nhau là hoàn toàn tách biệt với nhau. Về mặt toán học thì phương trình (11-13) của NSE chỉ đúng khi nó chiếm toàn bộ cửa sổ thời gian từ $|\tau| \to \infty$. Phương trình này vẫn gần đúng cho chuỗi Soliton chỉ khi các Soliton riêng lẻ được hoàn toàn cách ly với nhau. Yêu cầu này có thể được sử dụng để biểu thị mối quan hệ giữa độ rộng Soliton T_0 và tốc độ bit B như sau:

$$B = \frac{1}{T_b} = \frac{1}{2q_0 T_0} \tag{11-16}$$

với T_b là khoảng thời gian của khe bit và $2q_0 = T_b/T_0$ là khoảng cách giữa các Soliton gần nhau. Hình 11.4 mô tả một chuỗi bit Soliton có dạng RZ.



Hình 11.4: Chùm bit Soliton dạng RZ

Các đặc tính của xung lối vào cần thiết để kích thích Soliton cơ bản có thể đạt được bằng cách đặt $\xi = 0$ trong phương trình (11-13). Về mặt vật lý thì biên độ của xung được cho như sau:

$$A(0,t) = \sqrt{P_0}\, sech\left(\frac{t}{T_0}\right) \tag{11-17}$$

Công suất đỉnh P_0 thu được từ phương trình (11-6) bằng cách đặt $N = 1$ và nó liên quan đến độ rộng xung T_0 và các tham số sợi như sau:

$$P_0 = \frac{|\beta_{21}|}{\gamma T_0^2} \tag{11-18}$$

Tham số độ rộng T_0 được sử dụng để chuẩn hoá có liên quan tới toàn bộ độ rộng tại một nửa cực đại (FWHM) của Soliton như sau:

$$T_S = 2T_0 \ln\left(1+\sqrt{2}\right) \approx 1.763T_0 \tag{11-19}$$

Năng lượng xung đối với Soliton cơ bản sẽ nhận được khi sử dụng biểu thức sau:

$$E_S = \int_{-\infty}^{\infty} \left|A(0,t)\right|^2 dt = 2P_0T_0 \tag{11-20}$$

Giả sử rằng các bit "1" và "0" xuất hiện tương đối đều nhau thì công suất trung bình của tín hiệu RZ trở thành như sau:

$$\overline{P}_S = E_S\frac{B}{2} = \frac{P_0}{2q_0} \tag{11-21}$$

Lấy một ví dụ đơn giản, T_0 = 10 ps đối với một hệ thống Soliton 10 Gbit/s nếu ta chọn q_0 = 5. FWHM của Soliton là vào khoảng 17,6 ps khi T_0 = 10 ps. Công suất đỉnh của xung lối vào là 5 mW với β_2 = -1 ps^2/km và γ = 2 W^{-1}/km là giá trị điển hình đối với các sợi dịch chuyển tán sắc. Giá trị này của công suất đỉnh tương ứng với một năng lượng xung là 0,1 pJ và mức công suất trung bình chỉ cỡ 0,5 mW.

11.2.2. Tương tác Soliton

Độ rộng xung T_S là một tham số thiết kế quan trọng của hệ thống thông tin quang Soliton. Như đã nói ở trên, mỗi xung Soliton chỉ chiếm một phần của khe bit. Trong thực tế, người ta mong muốn xếp các Soliton càng chặt càng tốt. Tuy nhiên, sự có mặt của các xung trong các bit gần nhau gây nhiễu loạn đến Soliton đơn thuần là do trường quang kết hợp không phải là một nghiệm của NSE. Hiện tượng này được gọi là sự *tương tác Soliton* và đã được nghiên cứu rộng rãi trong thời gian gần đây. Có thể hiểu

sự liên can của tương tác Soliton bằng cách giải phương pháp số NSE với biên độ lối vào gồm một cặp Soliton sao cho:

$$u(0,\tau) = sech(\tau - q_0) + r\,sech\left[r(\tau + q_0)\right]exp(i\theta) \qquad (11\text{-}22)$$

với r là biên độ tương đối của 2 Soliton, θ là pha tương đối, và $2q_0$ là độ phân cách ban đầu (danh định). Hình 11.5 cho thấy sự tiến hoá của một cặp Soliton có độ phân cách là q_0 = 3,5 đối với một vài giá trị của tham số r và θ. Rõ ràng rằng sự tương tác Soliton phụ thuộc rất nhiều vào cả pha tương đối θ và tỷ lệ biên độ r.

Hãy xem xét trường hợp các Soliton có biên độ bằng nhau (r = 1). Hai Soliton sẽ hút (hay còn gọi là hấp dẫn) lẫn nhau trong trường hợp trong pha (θ = 0), do vậy chúng va chạm theo chu kỳ dọc theo chiều dài sợi. Tuy nhiên, đối với $\theta = \pi/4$, các Soliton sẽ tách biệt với nhau sau một giai đoạn hút ban đầu. Đối với $\theta = \pi/2$, các Soliton sẽ đẩy mạnh hơn, và khoảng cách giữa chúng sẽ tăng theo chiều dài sợi. Theo quan điểm thiết kế hệ thống, thì điều này là không thể chấp nhận được. Nó có thể dẫn đến sinh ra jitter trong thời gian di chuyển của các Soliton, vì pha tương đối của các Soliton gần nhau sẽ không tiếp tục được kiểm soát. Có một cách để tránh sự tương tác Soliton là tăng q_0 vì sự mở rộng tương tác phụ thuộc vào khoảng cách Soliton. Khi q_0 đủ lớn thì độ chệch vị trí Soliton hy vọng sẽ đủ nhỏ để Soliton đó duy trì được vị trí ban đầu của nó trong khe bit trong suốt cự ly truyền dẫn.

Sự phụ thuộc vào độ phân cách Soliton q_0 có thể được nghiên cứu bằng phương pháp tán xạ ngược. Với $q_0 >> 1$ thì có thể sử dụng cách tiếp cận xáo trộn. Trong trường hợp đặc biệt với r = 1 và θ = 0, độ phân cách Soliton $2q_s$ tại bất kỳ khoảng cách ξ nào cũng sẽ được cho như sau:

$$2\,exp\left[2(q_s - q_0)\right] = 1 + cos\left[4\xi\,exp(-q_0)\right] \qquad (11\text{-}23)$$

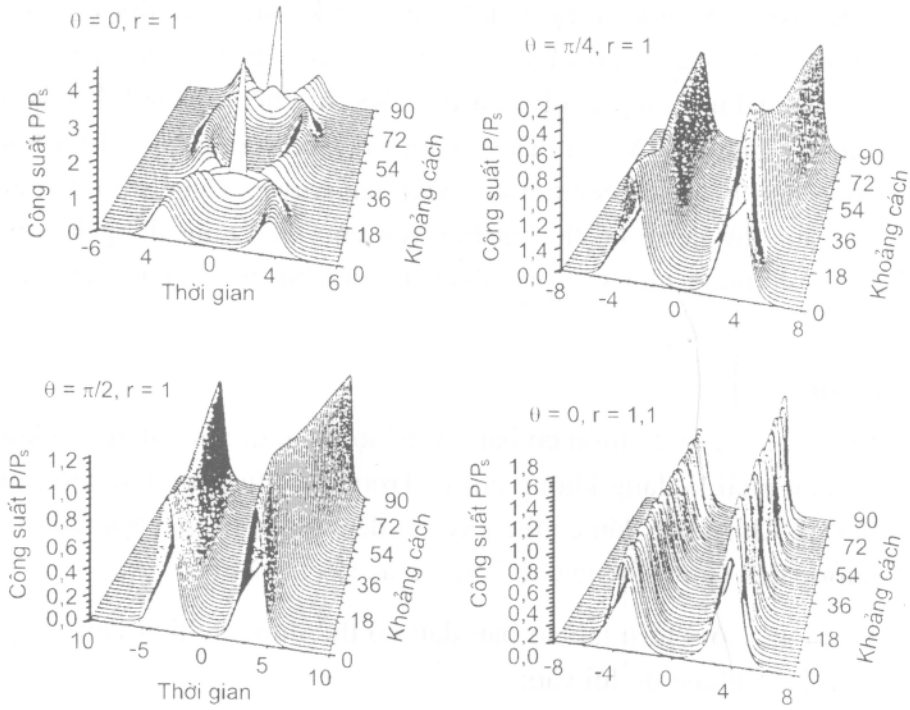
Mối quan hệ này cho thấy rằng $q_s(\xi)$ thay đổi theo chu kỳ dọc chiều dài sợi với chu kỳ dao động là:

$$\xi_p = \left(\frac{\pi}{2}\right)exp(q_0) \qquad (11\text{-}24)$$

Kết quả này đúng với $q_0 >> 1$. Hay chính xác hơn, với q_0 tuỳ ý, thì nó được cho bởi:

$$\xi_p = \frac{\pi\,sinh(2q_0)cosh(q_0)}{2q_0 + sinh(2q_0)} \qquad (11\text{-}25)$$

Biểu thức (11-24) rất chính xác đối với $q_0 > 3$.



Hình 11.5: Sự tiến hoá của cặp Soliton trên 90^0 độ dài tán sắc mô tả sự ảnh hưởng của tương tác Soliton cho bốn cách chọn tỷ lệ biên độ r và pha tương đối θ

Hình 11.5 là đồng thuận với biểu thức (11-24) cho trường hợp $q_0 = 3,5$. Nó có thể được sử dụng cho thiết kế hệ thống như sau. Nếu $\xi_p L_D$ lớn hơn nhiều so với tổng khoảng cách truyền dẫn L_T, thì tương tác Soliton có thể được bỏ qua do khoảng cách Soliton có thể chệch chút ít so với giá trị ban đầu của nó. Đối với $q_0 = 6$ thì $\xi_p \approx 634$. Chiều dài tán sắc điển hình lớn hơn 100 km. Do đó $L_T << \xi_p L_D$ có thể vẫn đúng đối với $L_T = 10000$ km. Sử dụng $L_D = T^2_0 / |\beta_2|$ và $T_0 = (2Bq_0) - 1$ từ phương trình (11-16), điều kiện $L_T << \xi_p L_D$ có thể được viết theo dạng chuẩn thiết kế như sau:

$$B^2 L_T << \frac{\pi \exp(q_0)}{8q_0^2 |\beta_2|} \qquad (11\text{-}26)$$

Để minh hoạ, chọn $\beta_2 = -1$ ps^2/km vì phần lớn các hệ thống thông tin Soliton đều sử dụng các sợi tán sắc dịch chuyển. Phương trình (11-26) do đó cho thấy rằng $B^2 L_T <<$ 4,4 (Tb/s)^2.km nếu sử dụng $q_0 = 6$ để tránh tương tác Soliton.

Khoảng cách Soliton tương đối lớn để tránh tương tác Soliton sẽ giới hạn tốc độ bit của các hệ thống thông tin Soliton. Khoảng cách đó có thể giảm tới hệ số bằng 2 nếu sử dụng các biên độ không đồng đều đối với các Soliton gần nhau. Như trên hình 11.5,

độ phân cách đối với 2 Soliton trong pha (in-phase) không thay đổi hơn 10% đối với khoảng cách Soliton ban đầu nhỏ cỡ q_0 = 3,5 nếu biên độ ban đầu của chúng chênh nhau 10% (r = 1,1). Chú ý rằng công suất đỉnh sẽ chỉ chênh lệch 1% so với giá trị lý tưởng của nó tương ứng với N = 1. Do những thay đổi công suất đỉnh nhỏ như vậy không ảnh hưởng đến bản chất Soliton của việc lan truyền xung, cho nên có thể triển khai được trong thực tế và nó có thể rất hữu ích cho việc tăng dung lượng hệ thống. Việc thiết kế các hệ thống như vậy tuy nhiên lại đòi hỏi phải quan tâm đến rất nhiều yếu tố chi tiết.

11.2.3. Chirp tần số

Để lan truyền như một Soliton cơ bản trong sợi quang, xung đầu vào không chỉ có dạng "sech" mà còn phải là dạng không chirp. Trong rất nhiều nguồn xung quang ngắn đều có chirp tần số. Chirp ban đầu có thể gây hại đến sự lan truyền Soliton, đơn giản chỉ vì nó có ảnh hưởng đến sự cân bằng chính xác giữa GVD và SPM.

Ảnh hưởng của một chirp tần số ban đầu có thể được nghiên cứu bằng cách giải phương trình (11-7) với biên độ lối vào:

$$u(0,\tau) = sech(\tau)exp\left(\frac{-iC\tau^2}{2}\right) \qquad (11\text{-}27)$$

với C là tham số chirp đã đề cập trong chương 2. Dạng bậc hai của biến pha sẽ tương ứng với chirp tần số tuyến tính sao cho tần số quang sẽ tăng theo thời gian (up-chirp) đối với các giá trị C dương. Xung lúc đầu bị nén chủ yếu do chirp dương; sự nén ban đầu xảy ra ngay cả khi có các ảnh hưởng phi tuyến. Sau đó xung bị dãn nhưng cuối cùng lại bị nén lần thứ 2 với các đuôi xung dần dần tách ra từ đỉnh chính. Hiện tượng tương tự như vậy xảy ra với các giá trị C âm, nhưng không xảy ra sự nén ban đầu trong trường hợp này. Người ta mong muốn tạo ra các Soliton đối với các giá trị $|C|$ nhỏ vì các Soliton nhìn chung rất ổn định đối với các xáo trộn yếu. Nhưng xung lối vào không phát triển thành một Soliton khi $|C|$ lớn hơn một giá trị tới hạn C_{crit}. Giá trị tới hạn C_{crit} của tham số chirp có thể đạt được nhờ áp dụng phương pháp tán xạ ngược. Giá trị này phụ thuộc vào N, với N = 1 thì C_{crit} = 1,64. Giá trị này còn phụ thuộc vào dạng của hệ số pha trong phương trình (11-27). Theo quan điểm thiết kế thì chirp ban đầu có thể được tối giảm đến mức có thể. Điều này là rất cần thiết vì cho dù nếu chirp không gây hại gì đối với biểu thức $|C| < C_{crit}$ thì một phần của năng lượng xung cũng bị toả ra như các sóng tán xạ trong suốt quá trình nén hình thành Soliton.

11.2.4. Các bộ phát Soliton

Các hệ thống thông tin quang Soliton đòi hỏi một nguồn quang có khả năng sinh ra các xung không chirp cỡ ps với tốc độ lặp cao và dạng xung càng gần với dạng "sech"

càng tốt. Nguồn này cần hoạt động trong vùng bước sóng gần 1,55 μm, nơi suy hao sợi thấp nhất và là nơi các EDFA có thể được sử dụng để bù suy hao sợi. Laser bán dẫn thường được dùng cho các hệ thống thông tin quang thông thường cũng là một lựa chọn nguồn phát đối với các hệ thống Soliton.

Những thí nghiệm ban đầu về truyền dẫn Soliton đã sử dụng kỹ thuật chuyển mạch khuếch đại để tạo ra các xung quang ps trong khoảng 20 ÷ 40 ps bằng cách đặt laser dưới ngưỡng và bơm nó lên trên ngưỡng này theo chu kỳ nhờ các xung dòng. Tốc độ lặp được xác định bởi tần số của điều chế dòng và thường từ 1 ÷ 10 GHz. Có một vấn đề trong kỹ thuật chuyển mạch khuếch đại là các xung được phát bị chirp do những thay đổi chỉ số chiết suất do sóng mang bị chi phối bởi yếu tố làm tăng băng tần β_c. Tuy nhiên, xung được tạo ra có thể gần như không chirp nếu đưa nó qua một sợi quang có GVD thường ($\beta_2 > 0$) để nén xung lại tại cùng thời điểm. Cơ chế nén có thể được hiểu trong mục 2.4, và chú ý rằng chuyển mạch khuếch đại sinh ra các xung có chirp tần số sao cho tham số chirp C có giá trị âm.

Các laser bán dẫn khoá mode cũng thích hợp đối với các hệ thống thông tin quang Soliton và thường được lựa chọn là do chuỗi xung khoá mode được phát từ các laser này gần như không có chirp. Việc khoá mode tích cực nhìn chung được sử dụng bằng cách điều chế dòng laser tại một tần số bằng với độ chênh lệch tần số giữa hai mode dọc cạnh nhau. Tuy nhiên, riêng một laser bán dẫn có chiều dài hốc cộng hưởng tương đối ngắn (thường là 0,5 mm hoặc nhỏ hơn), do đó có tần số điều chế lớn hơn 50 GHz. Cấu hình hốc cộng hưởng ngoài thường được sử dụng để làm tăng chiều dài hốc và làm giảm tần số điều chế. Trong thực tế, đoạn đuôi sợi quang được gắn cố định vào bộ phát quang được sử dụng để tạo ra hốc cộng hưởng ngoài bằng cách khắc vào cách tử sợi chirp. Việc sử dụng cách tử sợi chirp (xem mục 9.6.2) sẽ cho độ ổn định bước sóng khoảng 0,1 nm trong khi vẫn duy trì cơ chế tự điều hưởng nhằm cho phép khoá mode laser trên dải rộng của tần số điều chế. Có thể sử dụng bộ tơi nhiệt điện để điều hưởng bước sóng hoạt động trên một khoảng 7 nm bằng cách thay đổi bước cách tử. Một nguồn như vậy sẽ sinh ra các xung giống Soliton có độ rộng cỡ 20 ps tại một tốc độ lặp lớn cỡ 10 GHz và đang được sử dụng trong nhiều hệ thống truyền dẫn thử nghiệm.

Mặt hạn chế chính của các laser bán dẫn cộng hưởng ngoài này sinh từ chính bản chất lai ghép của chúng. Trong thực tế sử dụng các nguồn đơn khối sinh ra các xung ps được ưa chuộng hơn. Có một vài giải pháp được dùng để tạo ra các nguồn như vậy. Các laser bán dẫn đơn khối có chiều dài hốc cộng hưởng khoảng 4 mm có thể được khoá mode tích cực nhằm tạo ra một chuỗi xung 10 GHz. Việc khoá mode thụ động của laser DBR đơn khối đã tạo ra được các xung 3,5 ps tại tốc độ lặp là 40 GHz. Bộ điều chế hấp thụ điện, được tích hợp với một laser bán dẫn, cũng sẽ là một giải pháp lựa chọn nguồn thích hợp. Các bộ phát này thường được sử dụng cho các hệ thống thông tin quang

thông thường (không phải là các hệ thống Soliton). Chúng cũng có thể được sử dụng để tạo ra chuỗi xung nhờ bản chất phi tuyến của đáp ứng hấp thụ của bộ điều chế. Các xung không có chirp với độ dài 10 đến 20 ps tại tốc độ lặp cỡ 20 GHz cũng đã được tạo ra bằng kỹ thuật này. Năm 1996, tốc độ lặp của các laser tích hợp cùng bộ điều chế như vậy đã được cải thiện lên 50 GHz. Hiệu ứng hãm lượng tử Stark trong bộ điều chế đa giếng lượng tử cũng có thể được sử dụng để tạo ra một chuỗi xung phù hợp với truyền dẫn Soliton.

Các laser sợi khoá mode cũng có thể là sự lựa chọn cho các nguồn bán dẫn mặc dù các các laser này vẫn cần một laser bán dẫn làm nguồn bơm. Người ta đặt EDFA trong một Fabry-Perot (FP) hoặc hốc cộng hưởng vòng để tạo thành một laser sợi. Cả hai kỹ thuật khoá mode tích cực và thụ động đều đã được sử dụng để tạo các xung quang ngắn. Kỹ thuật khoá mode tích cực đòi hỏi điều chế tại một hài bậc cao của khoảng cách mode dọc do chiều dài hốc cộng hưởng tương đối lớn (hơn 1 m) thường được sử dụng cho các laser sợi. Các laser sợi khoá mode theo hài như vậy sử dụng bộ điều chế trong hốc $LiNbO_3$ và đã được dùng trong một số thí nghiệm truyền dẫn Soliton. Bộ khuếch đại laser bán dẫn cũng có thể được sử dụng cho khoá mode tích cực để tạo ra các xung ngắn hơn 10 ps tại tốc độ lặp cao cỡ 20 GHz. Các laser sợi khoá mode thụ động hoặc sử dụng thiết bị đa giếng lượng tử hoạt động như một bộ hấp thụ bão hoà nhanh hoặc sử dụng tính phi tuyến sợi để tạo ra các dịch chuyển pha đưa vào bộ hấp thụ bão hoà. Tốc độ lặp của các laser sợi như vậy tương đối thấp và rất khó điều khiển khiến cho chúng thường không thích hợp với các hệ thống Soliton.

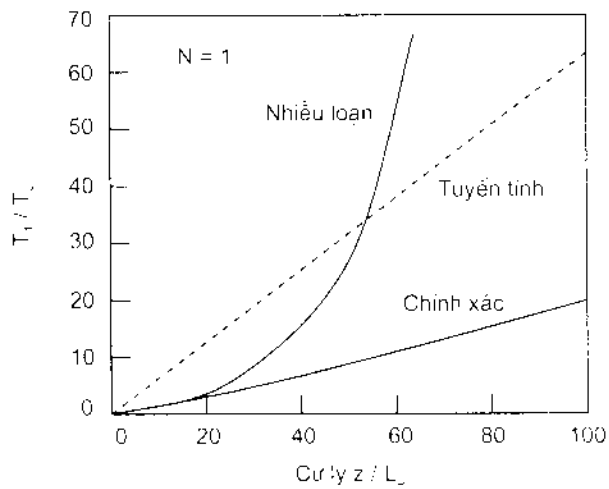
Trong một phương pháp nữa, người ta sử dụng định dạng xung phi tuyến trong sợi tán sắc thay đổi để tạo ra một chuỗi các xung cực ngắn. Ý tưởng cơ bản là phun một chùm CW đã được điều chế yếu dạng sin vào loại sợi đó. Ảnh hưởng kết hợp của GVD, SPM, và tán sắc giảm nhằm biến đổi tín hiệu đã được điều chế hình sin thành một chuỗi Soliton cực ngắn. Tốc độ lặp của các xung này được chi phối bởi tần số của điều chế hình sin ban đầu cực ngắn, thường được tạo ra nhờ sự va chạm hai tín hiệu quang. Hai laser bán dẫn DFB hoặc một laser sợi hai mode có thể được sử dụng cho mục đích này. Năm 1993, kỹ thuật này đã dẫn đến sự phát triển của laser sợi tích hợp có khả năng tạo ra một chuỗi xung Soliton tại tốc độ lặp cao nhờ sử dụng một độ dốc tán sắc hình răng lược bằng cách hàn các đoạn sợi có tán sắc cao và thấp với nhau. Laser sợi tần số kép được sử dụng để tạo ra tín hiệu phách và tạo ra một chuỗi Soliton 2,2 ps tại tốc độ lặp 59 GHz.

Một phương pháp đơn giản để phát chuỗi xung điều chế pha ở lối ra thu được từ một laser bán dẫn DFB đặt trước một bộ lọc băng thông quang. Việc điều chế pha tạo ra các băng bên FM ở cả hai bên của tần số mang, và bộ lọc quang sẽ lựa chọn các băng bên trên một phía của sóng mang. Thiết bị như vậy sẽ tạo ra một chuỗi xung ổn định có

độ rộng cỡ 20 ps tại một tốc độ lặp được điều khiển bằng bộ điều chế pha. Thiết bị này còn có thể được sử dụng như một nguồn bước sóng kép nhờ lọc các băng bên ở cả hai bên của tần số mang, với khoảng cách kênh điển hình là khoảng 0,8 nm tại bước sóng gần 1,55 μm. Một kỹ thuật đơn giản khác thì lại sử dụng một bộ điều chế Mach-Zehnder được điều khiển bởi một chuỗi dữ liệu điện tử có dạng NRZ nhằm biến đổi đầu ra CW của một laser DFB thành một bit quang có dạng RZ.

11.2.5. Dãn xung Soliton do suy hao

Như đã biết rằng các Soliton sử dụng tính phi tuyến sợi để duy trì độ rộng của nó ngay cả khi có mặt tán sắc sợi. Tuy vậy, đặc tính này chỉ giữ được nếu suy hao sợi không đáng kể. Có thể nhận thấy rằng sự suy giảm năng lượng Soliton là do suy hao sợi có thể dẫn đến sự dãn Soliton do công suất đỉnh giảm làm yếu đi hiệu ứng phi tuyến cần thiết để chống lại GVD.



Hình 11.6: Sự dãn Soliton trong sợi có suy hao đối với Soliton cơ bản

Suy hao sợi được bao gồm trong số hạng cuối cùng trong phương trình (11-1). Viết dưới dạng chuẩn hoá thì NSE có dạng như sau:

$$i\frac{\partial u}{\partial \xi} + \frac{1}{2}\frac{\partial^2 u}{\partial \tau^2} + |u|^2 u = -\frac{i}{2}\Gamma u \qquad (11\text{-}28)$$

với

$$\Gamma = \alpha L_D = \frac{\alpha T_0^2}{|\beta_2|} \qquad (11\text{-}29)$$

thể hiện suy hao sợi qua một độ dài tán sắc. Đối với $\Gamma << 1$, số hạng cuối cùng có thể được xem như một nhiễu loạn nhỏ, do đó có đáp số xấp xỉ như sau:

$$u(\xi,\tau) = sech\left[exp(-\Gamma\xi)\tau\right]exp\left\{\left(\frac{i}{4\Gamma}\right)\left[1-exp(-2\Gamma\xi)\right]\right\} \quad (11\text{-}30)$$

Theo dạng độ rộng tín hiệu lối ra T_1, độ rộng Soliton tăng theo hàm mũ như sau:

$$T_1(\xi) = T_0\, exp(\Gamma\xi) = T_0\, exp(\alpha z) \quad (11\text{-}31)$$

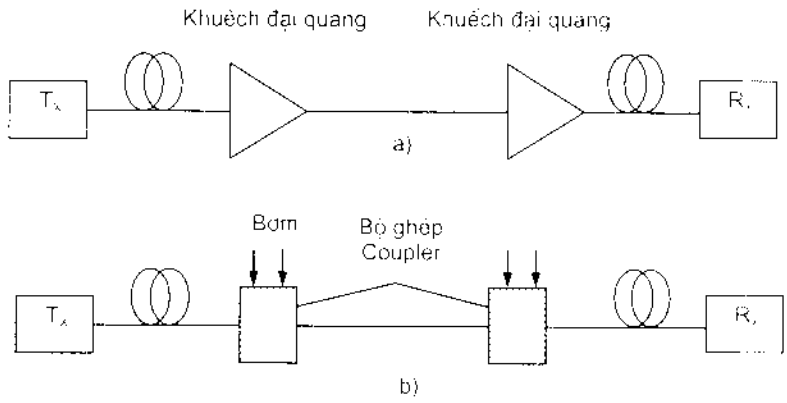
Sự tăng theo hàm mũ của độ rộng Soliton không thể hy vọng đi được các khoảng cách dài tuỳ ý. Hình 11.6 cho thấy hệ số giãn T_1/T_0 là một hàm của ξ khi Soliton cơ bản được phát vào sợi có $\Gamma = 0{,}07$. Đường nét đứt trong hình 11.6 là sự dãn xung khi có mặt các hiệu ứng phi tuyến. Cần chú ý rằng sự giãn Soliton nhỏ hơn nhiều so với trường hợp tuyến tính. Do đó, các hiệu ứng phi tuyến có thể có lợi đối với các hệ thống thông tin quang ngay cả khi các Soliton không thể được duy trì hoàn hảo do có suy hao sợi. Trong một số nghiên cứu cho thấy sử dụng các Soliton bậc cao có thể tăng khoảng cách trạm lặp lên gấp hơn 2 lần.

11.2.6. Khuếch đại Soliton

Cơ chế khuếch đại Soliton đơn giản nhất thể hiện trên hình 11.7a) cũng giống như cơ chế khuếch đại được sử dụng cho các hệ thống thông tin thông thường. Bộ khuếch đại quang được đặt theo chu kỳ dọc tuyến sợi, và độ khuếch đại của nó được điều chỉnh sao cho suy hao sợi giữa hai bộ khuếch đại được bù bằng độ khuếch đại của bộ khuếch đại. Tham số thiết kế quan trọng là khoảng cách L_A giữa các bộ khuếch đại, khoảng cách này càng lớn càng tốt để có thể giảm được tổng chi phí. Đối với các hệ thống thông tin quang thông thường, L_A thường khoảng 80 ÷ 100 km. Đối với các hệ thống Soliton, L_A được giới hạn tới các giá trị nhỏ hơn nhiều. Lý do là các bộ khuếch đại quang làm tăng năng lượng Soliton tới bằng mức đầu vào khi qua một khoảng cách tương đối ngắn mà không cần khôi phục dần dần Soliton cơ bản. Soliton được khuếch đại sẽ điều chỉnh độ rộng của nó theo từng đoạn sợi ngay sau bộ khuếch đại quang. Tuy vậy, nó sẽ làm mất một phần năng lượng của nó do các sóng tán xạ trong quá trình điều chỉnh này. Phần năng lượng tán xạ này có thể tích luỹ thành các mức rất lớn khi đi qua nhiều tầng khuếch đại, và cần phải được loại bỏ. Một phương pháp giảm phần năng lượng tán xạ là giảm khoảng cách bộ khuếch đại L_A sao cho Soliton không gây nhiễu loạn nhiều qua khoảng cách này. Một số thí nghiệm mô phỏng đã cho thấy rằng đây chính là trường hợp L_A bằng một phần nhỏ của chiều dài tán sắc ($L_A << L_D$). Chiều dài tán sắc L_D phụ thuộc vào cả độ rộng xung T_0 và tham số tán sắc vận tốc nhóm β_2, và nó có thể thay đổi từ 10 đến 1000 km tuỳ theo các giá trị này. Thông thường thì L_D nhỏ hơn 50 km đối với các hệ thống 10 Gbit/s hoạt động tại 1,55 μm sử dụng sợi thông thường.

Một cơ chế khuếch đại khác là sử dụng kỹ thuật khuếch đại phân bố trong đó các Soliton được khuếch đại ngay trên cùng một tuyến truyền dẫn. Tán xạ kích thích Raman

(SRS) đã được sử dụng từ năm 1985 cho mục đích này. Khuếch đại phân bố còn có thể đạt được bằng cách pha thành phần đất hiếm như Erbium. Trên hình 11.7b) là một sơ đồ khuếch đại phân bố trong đó các laser bơm theo định kỳ thực hiện phát ánh sáng CW theo cả hai hướng nhờ các bộ ghép sợi WDM. Bước sóng bơm được chọn sao cho nó có thể tạo ra độ khuếch đại tại bước sóng tín hiệu. Do độ khuếch đại được phân bố trên toàn bộ chiều dài sợi cho nên các Soliton có thể được khuếch đại từng đoạn nhiệt theo cách như vậy để N được duy trì gần bằng với giá trị đầu vào $N = 1$ khi vẫn có suy hao sợi. Thật vậy, nếu độ khuếch đại bằng với suy hao sợi tại mỗi điểm bên trong sợi thì N vẫn bằng 1 và Soliton có thể tự duy trì với khoảng cách dài tuỳ ý. Điều kiện này không được thoả mãn trong thực tế bởi vì công suất bơm không phải là hằng số trên dọc tuyến sợi (công suất bơm cũng bị mất mát dọc tuyến). Khoảng cách trạm bơm L_A phụ thuộc vào suy hao sợi tại bước sóng bơm và vào khoảng năng lượng Soliton được phép chênh lệch so với giá trị đầu vào của nó. Tiêu biểu là giá trị LA = 40 ÷ 50 km nếu năng lượng Soliton được phép chênh lệch 20% so với giá trị đầu vào. Tuy vậy, L_A có thể lớn hơn L_D, điều này trái ngược với cơ chế khuếch đại liên tục với $L_A << L_D$.



Hình 11.7: Sử dụng khuếch đại để bù suy hao sợi trong hệ thống Soliton

Những thí nghiệm đầu tiên về khuếch đại Soliton đã tập trung vào cơ chế khuếch đại Raman. Năm 1985 người ta đã tiến hành một thí nghiệm và thấy rằng suy hao sợi qua 10 km có thể được bù bằng độ khuếch đại Raman trong khi vẫn duy trì được độ rộng Soliton [151]. Thí nghiệm này đã sử dụng hai laser màu trung tâm. Một laser tạo ra các xung 10 ps tại 1,56 μm, các xung này lan truyền như các Soliton cơ bản trên sợi dài 10 km. laser còn lại hoạt động liên tục tại 1,46 μm và đóng vai trò như một bơm để khuếch đại các Soliton 1,56 μm. Khi không có độ khuếch đại Raman thì Soliton bị dãn khoảng 50% do có suy hao. Lượng dãn nở này tương thích với phương trình (11-30), phương trình này dự đoán rằng $T_1/T_0 = 1.51$ với $z = 10$ km và $\alpha = 0.18$ dB/km, các giá trị này cũng đã được sử dụng trong thí nghiệm. Khi công suất bơm khoảng 125 mW thì

độ khuếch đại Raman 1,8 dB sẽ bù suy hao sợi và xung đầu ra gần như giống với xung đầu vào.

Sau này người ta cũng đã tiến hành truyền dẫn Soliton qua 4000 km bằng cơ chế khuếch đại Raman. Thí nghiệm này sử dụng vòng sợi 42 km có suy hao được bù bằng cách phát ánh sáng bơm CW từ một laser màu trung tâm 1,46 μm. Các Soliton được phép lan truyền nhiều lần trong vòng sợi và độ rộng của chúng được giám sát sau mỗi vòng. Các Soliton 55 ps có thể lan truyền lặp lại 96 lần mà không làm tăng đáng kể độ rộng xung của chúng lên, khoảng cách trong thí nghiệm này mà các Soliton lan truyền được là 4000 km. Khoảng cách này có thể tăng tới 6000 km nếu có sự tối ưu hơn nữa. Thí nghiệm này được thực hiện năm 1988 qua khoảng cách vượt biển là hoàn toàn có thể thực hiện được trong thực tế. Bất lợi lớn nhất là khuếch đại Raman đòi hỏi các laser bơm phát xạ với công suất CW lớn hơn 500 mW gần bước sóng 1,46 μm.

Năm 1989 với sự ra đời của các EDFA đã làm thay đổi tình hình. Từ đó, rất nhiều thí nghiệm đã sử dụng các EDFA để khuếch đại Soliton. Kết quả thí nghiệm đã cho thấy rằng dưới các điều kiện nhất định, các Soliton có thể được duy trì qua các khoảng cách lớn bất chấp bản chất bơm của cơ chế khuếch đại.

11.3. THIẾT KẾ HỆ THỐNG SOLITON

Phương thức mà Soliton ảnh hưởng đến suy hao năng lượng phụ thuộc nhiều vào suy hao trên chiều dài tán sắc αLD, và khoảng cách giữa các bộ khuếch đại LA. Mặt khác, nếu khoảng cách khuếch đại nhỏ hơn nhiều so với chiều dài tán sắc L_D thì dạng Soliton không bị méo nhiều mặc dù vẫn xảy ra mất năng lượng. Trong một hệ thống như vậy, các Soliton có thể được khuếch đại hàng trăm lần trong khi vẫn giữ nguyên được dạng của chúng. Do sự phát triển Soliton sau đó đã được chi phối bằng năng lượng Soliton trung bình qua một khoảng cách khuếch đại cho nên chế độ hoạt động này được gọi là chế độ Soliton trung bình.

11.3.1. Chế độ Soliton trung bình

Khuếch đại Soliton định kỳ có thể được giải thích nếu thêm một số hạng độ khuếch đại vào phương trình (11-28) và viết nó như sau:

$$i\frac{\partial u}{\partial \xi}+\frac{1}{2}\frac{\partial u^2}{\partial \tau^2}+|u|^2u=-\frac{i}{2}\Gamma u+i\left(\sqrt{G}-1\right)\sum_{m=1}^{N_A}\delta\left(\xi-m\xi_A\right)u \qquad (11\text{-}32)$$

với N_A là tổng số bộ khuếch đại, $\xi_A = L_A/L_D$, $\Gamma = \alpha L_D$, và $G = \exp(\Gamma\xi_A)$ là độ khuếch đại cần thiết để bù suy hao sợi. Hàm delta thể hiện bản chất khuếch đại bơm tại các vị trí $\xi = m\xi_A$. Hệ số $\sqrt{G}-1$ thể hiện sự thay đổi biên độ Soliton trong lúc khuếch đại.

Do cơ chế khuếch đại liên tục có những thay đổi năng lượng Soliton rất nhanh mà cần thực hiện chuyển đổi:

$$u(\xi,\tau)=a(\xi)v(\xi,\tau) \tag{11-33}$$

với $a(\xi)$ thể hiện những thay đổi nhanh và $v(\xi,\tau)$ là hàm biến đổi chậm của ξ. Thay phương trình (11-33) vào phương trình (11-32) sẽ thu được $v(\xi,\tau)$ thoả mãn:

$$i\frac{\partial v}{\partial \xi}+\frac{1}{2}\frac{\partial^2 v}{\partial \tau^2}+a^2(\xi)\,|u|^2\,u=0 \tag{11-34}$$

trong đó $a(\xi)$ thu được bằng cách giải phương trình sau:

$$\frac{\partial a}{\partial \xi}=-\frac{1}{2}\Gamma a+\left(\sqrt{G}-1\right)\sum_{m=1}^{N_s}\delta(\xi-m\xi_A)a \tag{11-35}$$

Chú ý rằng số hạng cuối cùng trong phương trình (11-35) có tính tuần hoàn và chỉ có nghĩa tại $\xi = m\xi_A$, $a(\xi)$ là hàm tuần hoàn của ξ. Trong mỗi chu kỳ, $a(\xi)$ giảm theo hàm mũ và nhảy đến giá trị ban đầu của nó tại điểm cuối chu kỳ.

Khái niệm về Soliton trung bình xuất phát từ một thực tế là $a^2(\xi)$ trong biểu thức (11-34) thay đổi nhanh với chu kỳ $\xi_A << 1$. Do các Soliton tiến hoá một chút qua một khoảng cách ngắn ξ_A, cho nên có thể thay $a^2(\xi)$ bằng giá trị trung bình của nó qua một chu kỳ. Phép lấy gần đúng này được giải thích nhờ giả thiết rằng nghiệm của phương trình (11-34) có dạng $v=\bar{v}+\delta v$, với $\bar{v}$ là Soliton trung bình thoả mãn NSE chuẩn:

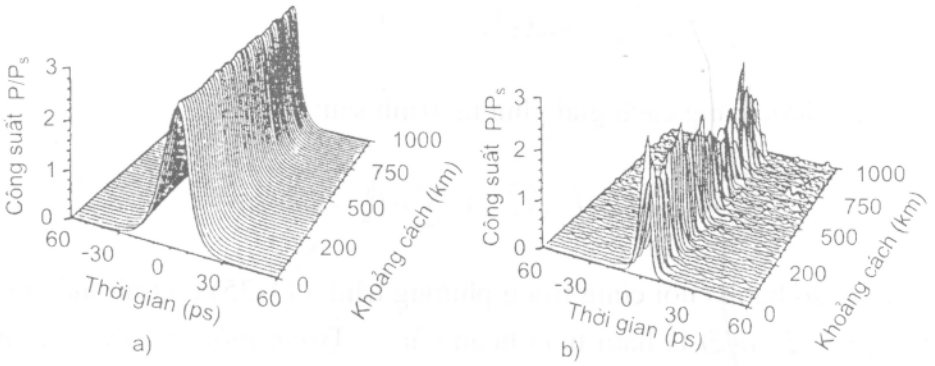
$$i\frac{\partial \bar{v}}{\partial \xi}+\frac{1}{2}\frac{\partial^2 \bar{v}}{\partial \tau^2}+\left\langle a^2(\xi)\right\rangle|\bar{v}|^2\,v=0 \tag{11-36}$$

và δv là một nhiễu loạn. Tầm quan trọng thực tiễn của khái niệm Soliton trung bình xuất phát từ một thực tế rằng nhiễu loạn δv tương đối nhỏ khi $\xi_A << 1$ do sự hiệu chỉnh theo bậc thay đổi vì ξ^2_A hơn là ξ_A. Do đó, khái niệm Soliton trung bình khá chính xác cả khi $\xi_A = 0{,}2$. Công suất đầu vào đỉnh P_m của Soliton trung bình được lựa chọn sao cho $\langle a^2(\xi)\rangle = 1$ trong phương trình (11-36). Sử dụng $G = \exp(\Gamma\xi_A)$, thì nó có thể viết như sau:

$$P_m=\frac{G\ln G}{G-1}P_0 \tag{11-37}$$

với P_0 là công suất đỉnh trong sợi không có suy hao. Ví dụ, $G = 10$ và $P_m \approx 2{,}56\ P_0$ đối với khoảng cách khuếch đại là 50 km và suy hao sợi là 0,2 dB/km tại bước sóng gần 1550 nm.

Hình 11.8 cho thấy sự tiến hoá của Soliton trong chế độ Soliton trung bình với cự ly 10000 km trong trường hợp cứ sau 50 km thì các Soliton lại được khuếch đại. Khi độ rộng Soliton tương ứng với chiều dài tán sắc 200 km thì Soliton sẽ được duy trì hoàn toàn tốt sau 200 tầng khuếch đại do điều kiện $\xi_A << 1$ được thoả mãn. Tuy vậy, nếu chiều dài tán sắc giảm tới 25 km thì Soliton bị phá vỡ bởi vì nó không còn lan truyền theo cơ chế Soliton trung bình nữa.



Hình 11.8: Sự tiến hoá Soliton trong chế độ Soliton trung bình trên cự ly 10000 km

Điều kiện $\xi_A << 1$ hoặc $L_A << L_D$, là điều kiện yêu cầu để Soliton hoạt động theo cơ chế Soliton trung bình, có thể có quan hệ với độ rộng T_0 theo biểu thức $L_D = T^2_0/|\beta_2|$. Do đó ta có:

$$T_0 >> \sqrt{|\beta_2| L_A} \tag{11-38}$$

Do tốc độ bit B liên quan đến T_0 qua phương trình (11-16), nên điều kiện (11-38) có thể được viết theo dạng chuẩn thiết kế như sau:

$$B^2 L_A << \frac{1}{4q_0^2 |\beta_2|} \tag{11-39}$$

Lựa chọn các giá trị điển hình β_2 = -0,5 ps^2/km, L_A = 50 km và q_0 = 5, ta được T_0 >> 5 ps và B << 20 GHz. Rõ ràng sử dụng chế độ Soliton trung bình đã lợi dụng được giới hạn khắt khe cả về tốc độ bit và khoảng cách khuếch đại của các hệ thống thông tin Soliton.

11.3.2. Nhiễu bộ khuếch đại

Việc sử dụng các bộ khuếch đại quang đường truyền có ảnh hưởng đáng kể đến sự tiến hoá Soliton. Nguyên nhân là các bộ khuếch đại, cần thiết để khôi phục năng lượng Soliton, cũng sinh thêm nhiễu bức xạ tự phát được khuếch đại (ASE) như đã được xem xét trong chương 8. Để hiểu xem ASE có ảnh hưởng đến sự tiến triển Soliton như thế nào, ta cần xem xét đến một dạng Soliton cơ bản chung nhất:

$$u_s(\xi,\tau)=\eta\, sech\left[\eta(\tau+\Omega\xi-q)\right]exp\left[-i\Omega\tau+i\left(\eta^2-\Omega^2\right)\xi/2+i\phi\right] \qquad (11\text{-}40)$$

với các tham số η, q, Ω và ϕ tương ứng là biên độ, vị trí, tần số và pha của xung đầu vào tại $\xi = 0$. Dạng Soliton này cho thấy rõ quan hệ nghịch đảo của biên độ và độ rộng Soliton. Và cũng cho thấy rằng dịch chuyển tần số Ω trực tiếp làm thay đổi tốc độ Soliton tỷ lệ với tổng dịch chuyển đơn giản là vì vận tốc nhóm phụ thuộc vào tần số mang của Soliton. Biểu thức (11-40) trở thành (11-13) khi $\eta = 1$, $q = 0$, $\Omega = 0$ và $\phi = 0$. Tuy vậy, các giá trị này tương ứng với một Soliton lý tưởng có thể thay đổi khi có nhiễu bộ khuếch đại và các nhiễu loạn khác.

Ảnh hưởng của ASE làm thay đổi các giá trị η, q, Ω và ϕ trong biểu thức (11-40) một cách ngẫu nhiên tại đầu ra của mỗi bộ khuếch đại. Những biến đổi của sự thăng giáng này đối với bốn tham số Soliton có thể được tính toán nếu coi ASE như một nhiễu loạn. Theo lý thuyết nhiễu loạn gián đoạn đối với Soliton thì sự tiến hoá của bốn tham số Soliton do nhiễu loạn $\varepsilon(u_S)$ được biểu diễn như sau:

$$\frac{d\eta}{d\xi}=Im\int\varepsilon(u_S)u_S^*d\tau \qquad (11\text{-}41)$$

$$\frac{d\Omega}{d\xi}=Re\int_{-\infty}^{\infty}\varepsilon(u_S)tanh\left[\eta(\tau-q)\right]u_S d\tau \qquad (11\text{-}42)$$

$$\frac{dq}{d\xi}=-\Omega+\frac{1}{\eta}Im\int_{-\infty}^{\infty}\varepsilon(u_S)(\tau-q)u_S^*d\tau \qquad (11\text{-}43)$$

$$\frac{d\phi}{d\xi}=q\frac{d\Omega}{d\xi}+\frac{\eta^2-\Omega^2}{2}-\frac{1}{\eta}Re\int_{-\infty}^{\infty}\varepsilon(u_S)\left\{1-\eta(\tau-q)tanh\left[\eta(\tau-q)\right]\right\}u_S d\tau \qquad (11\text{-}44)$$

với *Re* và *Im* là các phần thực và ảo. Các phương trình biểu diễn sự tiến hoá này đóng vai trò quan trọng trong thiết kế các hệ thống Soliton vì chúng có thể được sử dụng đối với một dạng nhiễu loạn tuỳ ý.

Trong trường hợp ASE, số hạng nhiễu loạn được cho bởi:

$$\varepsilon(u_S)=in(\xi,\tau)exp(-i\Omega\tau+i\phi) \qquad (11\text{-}45)$$

với $n(\xi,\tau)$ là nhiễu ngẫu nhiên được thừa nhận là rất phức tạp cả về sự thăng giáng pha và biên độ. Nó triệt tiêu tại giá trị trung bình và độ biến thiên của nó liên quan đến mật độ nhiễu phổ S_{ASE} của công suất bức xạ tự phát do bộ khuếch đại quang sinh ra. Sử dụng các phương trình từ (11-41) đến (11-44), những biến thiên của sự thăng giáng sẽ là:

$$\sigma_\eta^2 = \frac{2n_{sp}F_G}{N_s} \tag{11-46}$$

$$\sigma_\Omega^2 = \frac{2n_{sp}F_G}{3N_s} \tag{11-47}$$

$$\sigma_a^2 = \frac{\pi^2 n_{sp}F_G}{6N_s} \tag{11-48}$$

$$\sigma_\theta^2 = \frac{(\pi^2/6+2)n_{sp}F_G}{3N_s} \tag{11-49}$$

trong đó n_{sp} là hệ số bức xạ tự phát đã được định nghĩa trong mục 8.3.3.1, N_s là số photon chứa trong một Soliton cơ bản có năng lượng E_s được cho bởi phương trình (11-20), và F_G được cho như sau:

$$F_G = \frac{(G-1)^2}{G\ln G} \tag{11-50}$$

Dạng hàm số của F_G xuất phát từ công suất đỉnh đã được cải thiện cần thiết trong cơ chế Soliton trung bình.

Những sự thăng giáng không ổn định về biên độ sẽ dẫn đến sự suy giảm tỷ số tín hiệu trên nhiễu (SNR) của chùm bit Soliton. Mặc dù không thật rõ ràng, nhưng sự thăng giáng về tần số cũng gây ra jitter thời gian làm ảnh hưởng đến chất lượng của các hệ thống thông tin Soliton và làm giới hạn khoảng cách truyền dẫn tổng. Sau đây, ta sẽ xem xét sơ lược về jitter thời gian (jitter đồng bộ).

11.3.3. Jitter thời gian

Mặc dù các bộ khuếch đại quang bù được suy hao sợi và vì thế mà có thể nói khoảng cách truyền dẫn sẽ không còn bị giới hạn nữa. Nhưng thực tế thì tổng khoảng cách truyền dẫn của một tuyến Soliton vẫn bị giới hạn, đó là do jitter thời gian gây ra. Một hệ thống thông tin Soliton có thể hoạt động một cách tin cậy chỉ khi nếu tất cả các Soliton đến bộ thu đúng vào khe bit đã được ấn định của chúng. Có một số cơ chế vật lý đã làm chệch vị trí của Soliton so với vị trí ban đầu của nó tại giữa bit. Trong phần này sẽ xem xét đến các cơ chế này.

• Jitter Gordon-Haus

Như đã thấy trong phần trước, các bộ khuếch đại quang đã làm sinh thêm nhiễu ảnh hưởng đến cả biên độ và tần số của Soliton được khuếch đại. Những thăng giáng về biên độ đã làm suy giảm tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR của chuỗi bit Soliton. Sự suy giảm SNR, mặc dù không mong muốn, cũng không phải là một yếu tố giới hạn chính.

Trong thực tế, sự thăng giáng biến động về tần số mới là yếu tố ảnh hưởng mạnh đến chất lượng hệ thống hơn do nó sinh ra jitter thời gian. Bản chất của jitter thời gian có thể được hiểu khi lưu ý từ phương trình (11-40) rằng sự thay đổi về tần số Soliton Ω cũng ảnh hưởng đến vận tốc nhóm hoặc tốc độ mà tại đó Soliton lan truyền qua sợi. Vì Ω dao động do có nhiễu khuếch đại, cho nên thời gian lan truyền của Soliton qua tuyến sợi cũng là giá trị ngẫu nhiên. Những sự biến động trong thời gian di chuyển đến của một Soliton đi tới bộ thu được gọi là *jitter thời gian Gordon-Haus*.

Có thể dễ dàng tính toán độ biến thiên của jitter thời gian nhờ lý thuyết nhiễu loạn Soliton. Khi không có các nhiễu loạn khác trong sợi thì có thể đặt $x(u_S) = 0$ trong các phương trình từ (11-41) đến (11-44). Phương trình (11-43) chỉ phối vị trí Soliton sẽ dễ dàng được tích phân để thu được $q(\xi) = -\Omega\xi$. Tại điểm cuối của một khoảng cách khuếch đại, jitter trở thành $q = -\Omega\xi_A$. Do các dịch chuyển tần số ngẫu nhiên tích tụ qua từng bộ khuếch đại, cho nên tổng jitter thời gian đối với chuỗi gồm NA bộ khuếch đại sẽ là tổng tất cả các thành phần jitter và trở thành:

$$q = -\xi_A \sum_{p=1}^{N_A} \sum_{i=1}^{p} \Omega_i \tag{11-51}$$

với Ω_i là dịch chuyển tần số do bộ khuếch đại thứ i sinh ra. Với giới hạn N_A lớn, tổng trên toàn N_A bộ khuếch đại có thể được thay thế bằng một số nguyên, và độ biến thiên của jitter thời gian sẽ là:

$$\sigma_{GH}^2 = \langle q^2 \rangle - \langle q \rangle^2 = \frac{N_A^3 \xi_A^2 \sigma_\Omega^2}{3} \tag{11-52}$$

ở đây σ^2_Ω được cho bởi phương trình (11-47).

Do Soliton cần đi đến khe bit đã định của nó để được nhận dạng đúng tại bộ thu cho nên jitter thời gian đến cần ở một phần nhỏ của khe bit. Yêu cầu này có thể được viết là $\sigma_{GH}T_0 < f_t / B$, với f_t là một phần của khe bit mà Soliton có thể chuyển đến mà không làm ảnh hưởng đến chất lượng hệ thống. Sử dụng $L_T = N_A\xi_A L_D$, $B = (2q_0T_0) - 1$, $N_s = 2P_0T_0/(h\omega_0)$, và $P_0 = (\gamma L_D) - 1$ trong phương trình (11-52), tích khoảng cách-tốc độ bit BL_T bị giới hạn bởi:

$$BL_T \le \left(\frac{9\pi f_t^2 L_A}{n_{SP} F_G q_0 \lambda h \gamma D} \right)^{\frac{1}{3}} \tag{11-53}$$

với $D = -2\pi c\beta_2/\lambda^2_l$ là tham số tán sắc đã được đề cập trong chương 2. Giá trị cho phép của f_t tuỳ thuộc vào BER có thể chấp nhận và vào chi tiết thiết kế bộ thu, thông thường thì $f_t \approx 0{,}1$.

• *Jitter âm học*

Cơ chế jitter thời gian giới hạn khoảng cách truyền dẫn tổng có bản chất của nó nằm trong hiện tượng tạo sóng âm học đơn giản. Sự giam trường quang trong lõi sợi đã tạo nên gradient trường theo hướng tâm của sợi. Gradient này của trường điện dẫn đến sự hình thành các sóng âm học thông qua sự hãm điện, một hiện tượng tạo ra những thay đổi mật độ do những thay đổi trường điện. Do chỉ số chiết suất của thuỷ tinh nóng chảy có liên quan đến tỷ trọng của vật liệu cho nên có thể liên tưởng sự thay đổi về chỉ số chiết suất với sự tạo ra sóng âm học. Những thay đổi về chỉ số chiết suất như vậy kéo dài khoảng 2 ns, xấp xỉ khoảng thời gian được yêu cầu để sóng âm học truyền ngang qua lõi sợi. Vì các Soliton nối tiếp nhau với khoảng thời gian ngắn hơn nhiều (0,1 ns đối với B = 10 Gbit/s) nên sóng âm học được một Soliton phát ra sẽ có ảnh hưởng đến hàng chục hoặc thậm chí hàng trăm các Soliton tiếp theo.

Nếu một chuỗi bit chỉ chứa các bit "1" sao cho Soliton chiếm riêng một khe bit, thì tất cả các Soliton có thể được dịch chuyển cùng một lúc một lượng như nhau nhờ sự bức xạ của các sóng âm học. Tuy nhiên, do chuỗi bit đã được mã hoá thông tin chứa một chuỗi ngẫu nhiên các bit "0" và "1" cho nên sự thay đổi về vận tốc nhóm của Soliton đã định sẽ phụ thuộc vào sự có mặt hay không có mặt của các Soliton trong hàng chục các khe bit trước đó. Vì thế, các Soliton khác nhau có các vận tốc chênh lệch nhau một chút làm sinh ra jitter đồng bộ. Vì vậy, jitter âm học có nguồn gốc quyết định, trái với jitter Gordon-Haus có bản chất ngẫu nhiên. Nhờ bản chất quyết định của jitter âm học mà có thể giảm ảnh hưởng của nó trong thực tế bằng cách dịch chuyển cửa sổ thu tại bộ thu thông qua một mạch điều chỉnh tự động hoặc sử dụng một loại mã hoá thích hợp.

Mặc dù nói chung jitter âm học có giá trị nhỏ hơn Gordon-Haus, nhưng jitter âm học có thể đóng góp đáng kể vào tổng jitter thời gian của hệ thống thông tin Soliton, đặc biệt nếu tán sắc sợi lớn.

• *Tán sắc phân cực mode*

Trong một hệ thống thông tin Soliton, tất cả các Soliton đều được phát ra với cùng trạng thái phân cực tại đầu vào của tuyến sợi quang. Tuy vậy, khi các Soliton được khuếch đại theo định kỳ thì trạng thái phân cực của chúng trở thành ngẫu nhiên vì bức xạ tự phát được khuếch đại ASE được thêm vào tại mọi bộ khuếch đại đều phân cực ngẫu nhiên. Những sự bất ổn định phân cực như vậy đều dẫn đến jitter thời gian trong khi các Soliton đi đến thông qua sự lưỡng chiết của sợi do hai thành phần phân cực trực giao lan truyền với các vận tốc nhóm hơi khác nhau một chút. Hiện tượng tán sắc phân cực mode (PMD) đã được nói đến trong chương 2, và ảnh hưởng của nó được đánh giá bằng tham số PMD là D_{pp}. Jitter thời gian sinh ra do sự kết hợp của ASE và PMD được viết như sau:

$$\sigma_{pod}^2 = \frac{\pi n_{sp} F_G}{16 N_s} \frac{D_p^2 L^2}{L_A} \tag{11-54}$$

Chú ý rằng σ_{pod} tăng tuyến tính theo khoảng cách truyền dẫn L. Giá trị σ_{pod} thường là nhỏ, như vậy gần như không ảnh hưởng đến các hệ thống thông tin Soliton 10 Gbit/s có khe bit rộng 100 ps. Tuy nhiên, đối với các sợi có các giá trị tham số PMD lớn hơn ($D_p > 1ps/\sqrt{km}$), thì jitter thời gian sinh ra do PMD sẽ trở nên tương đối quan trọng.

• Tương tác Soliton

Khi không có nhiễu khuếch đại thì các Soliton sẽ dịch chuyển vị trí của chúng theo phương thức xác định do các lực hút hoặc đẩy giữa chúng. Vì lực tương tác giữa hai Soliton phụ thuộc nhiều vào khoảng cách và pha tương đối của chúng, cả hai yếu tố này đều không ổn định do có nhiễu khuếch đại, cho nên tương tác Soliton cũng làm thay đổi đáng kể jitter thời gian Gordon-Haus. Xét những thay đổi do nhiễu của pha tương đối của các Soliton cạnh nhau ta thấy jitter thời gian của các Soliton tương tác nhìn chung bị tăng lên do nhiễu khuếch đại. Tuy nhiên, đối với mức độ chênh lệch pha đầu vào lớn gần bằng π giữa các Soliton gần nhau thì tính ngẫu nhiên pha làm giảm jitter thời gian.

Hệ quả quan trọng của tương tác Soliton là tính thống kê của jitter thời gian chênh lệch nhiều so với tính thống kê Gaussian hy vọng từ jitter Gordon-Haus khi không có tương tác Soliton. Những hiệu chỉnh không theo phương pháp Gaussian như vậy có thể xảy ra ngay cả khi tương tác Soliton tương đối yếu ($q_0 > 5$). Chúng thể hiện thông qua sự tăng tỷ số lỗi bit, và phải được tính đến khi đánh giá chính xác chất lượng hệ thống.

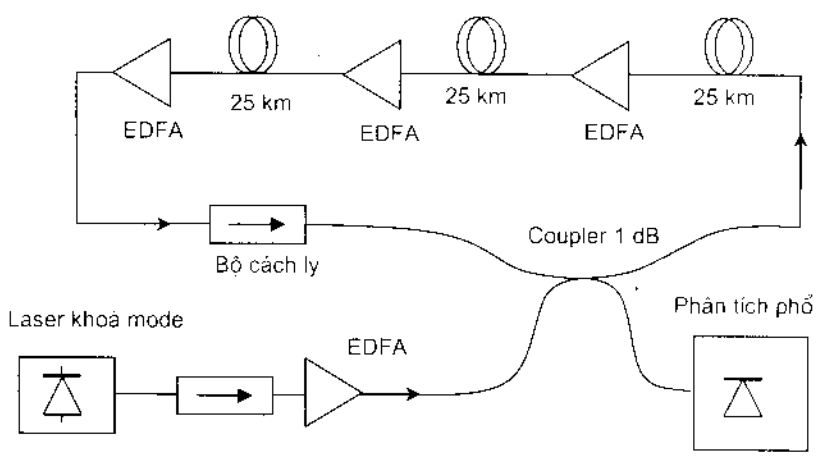
11.3.4. Một số kết quả thực nghiệm

Thí nghiệm đầu tiên đã chứng tỏ khả năng truyền Soliton qua các khoảng cách vượt biển được thực hiện năm 1988, thí nghiệm này sử dụng một vòng sợi đầu vòng có suy hao được bù bằng khuếch đại Raman. Bất lợi lớn nhất xuất phát từ quan điểm dùng trong thực tế là thí nghiệm này đã sử dụng 2 laser màu trung tâm để phát và khuếch đại Soliton. Sự xuất hiện của các EDFA vào năm 1989 đã đem đến cơ hội sử dụng chúng như các bộ khuếch đại đường truyền để bù suy hao sợi. Ngoài ra, có rất nhiều thí nghiệm truyền dẫn Soliton đã được thực hiện trên toàn thế giới bắt đầu từ năm 1990.

Có thể chia các thực nghiệm Soliton thành hai loại tùy theo tuyến sợi tuyến tính hay vòng sợi đầu vòng được sử dụng trong thí nghiệm. Các thí nghiệm sử dụng tuyến sợi có tính thực tế hơn vì chúng bắt chước các điều kiện môi trường thực tế. Một vài thí nghiệm năm 1990 đã thực hiện truyền dẫn Soliton qua chiều dài sợi xấp xỉ 100 km tại các tốc độ bit tới 5 Gbit/s. Các xung đầu vào được tạo từ các laser bán dẫn khoá mode

hoặc laser chuyển mạch khuếch đại và được khuếch đại bằng EDFA để tăng công suất đỉnh của chúng đến các mức cần thiết để phát Soliton cơ bản vào sợi tán sắc dịch chuyển.

Kể từ năm 1991 phần lớn các thí nghiệm truyền dẫn Soliton đã sử dụng một cấu hình vòng sợi đấu vòng vì lý do chi phí. Trong một thí nghiệm năm 1991 các Soliton 2,5 Gbit/s đã được truyền qua 12000 km bằng việc sử dụng vòng sợi 75 km có ba bộ khuếch đại EDFA với khoảng cách khuếch đại là 25 km (xem hình 11.9). Trong thí nghiệm này, tích tốc độ bit-khoảng cách BL = 30 (Tbit/s).km đã bị giới hạn chủ yếu bởi jitter thời gian do bộ khuếch đại sinh ra như đã nói trong phần trên. Vấn đề jitter đồng bộ về sau này đã được giải quyết bằng các bộ lọc quang. Trong một thí nghiệm năm 1991 người ta đã phát tín hiệu 2,5 Gbit/s đi qua 14000 km và có sử dụng các bộ lọc tần số cố định trên vòng sợi đấu vòng. Ngay sau thí nghiệm này thì việc sử dụng các bộ lọc dịch tần đã giúp cho việc phát tín hiệu 5 Gbit/s qua khoảng cách 15000 km trở thành hiện thực. Tuy vậy, khi tốc độ bit được tăng lên gấp đôi nhờ sử dụng kỹ thuật WDM, thì tín hiệu 10 Gbit/s đã có thể được phát qua 11000 km. Trong một thí nghiệm năm 1993, việc sử dụng các bộ lọc quang dịch tần đã cho phép truyền dẫn Soliton qua 20000 km tại tốc độ đơn kênh 10 Gbit/s, và qua 130000 km tại tốc độ 20 Gbit/s với hai kênh truyền. Những thí nghiệm tiếp theo đã cho kết quả truyền Soliton qua hơn 35000 km tại 10 Gbit/s và hơn 24000 km tại 15 Gbit/s.



Hình 11.9: Cấu hình mạch vòng sử dụng để truyền dẫn Soliton

Việc sử dụng trên đất liền của các hệ thống Soliton trong vùng bước sóng 1,3 μm còn rất hấp dẫn với các khoảng cách truyền dẫn xấp xỉ 1000 km. Động cơ thúc đẩy sự phát triển của các hệ thống này xuất phát từ nhu cầu nâng cấp các tuyến sợi trên đất liền hiện tại lên 10 Gbit/s và cao hơn nữa. Do các bộ khuếch đại quang sợi thực tế hoạt động tại 1,3 μm chưa có sẵn trên thị trường nên người ta đã dùng các bộ khuếch đại laser bán dẫn để thay thế, đặc biệt là khi đã có sự cải tiến trong việc giảm độ nhạy phân cực của chúng. Bất lợi lớn nhất của các bộ khuếch đại laser bán dẫn (xem chương 8) xuất phát

từ thực tế là xung được khuếch đại bị chirp rất nặng do những thay đổi động về chỉ số chiết suất xuất hiện cùng với sự bão hoà độ khuếch đại. Một bất lợi khác là mật độ mang không khôi phục nhanh chóng sau khi khuếch đại một Soliton riêng lẻ, do đó độ khuếch đại của Soliton tiếp theo sẽ nhỏ hơn và làm sinh ra những thăng giáng công suất phụ thuộc dạng Soliton. Việc thiết kế các hệ thống thông tin Soliton 1,3 μm vẫn đang tiếp tục được mở rộng nghiên cứu và năm 1998 đã có một số thử nghiệm ở châu Âu được tiến hành.

11.4. CÁC HỆ THỐNG SOLITON DUNG LƯỢNG CAO

Chế độ Soliton trung bình được đề cập trong mục 11.3 gần như chỉ được sử dụng cho thiết kế các hệ thống thông tin Soliton. Tuy vậy, việc sử dụng này đã làm giới hạn tốc độ bit xuống dưới 20 Gbit/s đối với các khoảng cách khuếch đại thực tế. Người ta đã thực hiện một số cải tiến nhằm làm tăng tốc độ bit của các hệ thống thông tin Soliton lên trên ngưỡng này.

11.4.1. Chế độ đoạn nhiệt

Trong mục 11.3 chúng ta đã nói đến một chế độ mà ở đó khoảng cách khuếch đại rất ngắn so với độ dài tán sắc ($L_A << L_D$). Trong chế độ Soliton trung bình này, những thay đổi năng lượng do suy hao lớn có thể xảy ra qua một khoảng cách khuếch đại cùng với một chút méo dạng của Soliton. Do độ rộng Soliton sẽ được giảm để làm tăng tốc độ bit nên điều kiện $L_A << L_D$ không còn đúng nữa, gây ra sự méo dạng và bức xạ đáng chú ý của các sóng tán xạ khi $L_A \sim L_D$. Khi tiếp tục giảm hơn nữa độ rộng Soliton sẽ dẫn đến một chế độ mới mà trong đó $L_D << L_A$ và sự tiến hoá động đáng kể của Soliton trên một khoảng cách khuếch đại. "Số phận" của một Soliton trong chế độ như vậy phụ thuộc chủ yếu vào suy hao trên độ dài tán sắc và bị chi phối bởi tham số không thứ nguyên $\Gamma = \alpha L_D$. Nếu như $\Gamma >> 1$ thì các Soliton bị nhiễu loạn rất mạnh và không thể duy trì được qua các khoảng cách lớn. Ngược lại, nếu $\Gamma << 1$ thì mỗi Soliton có thể thích ứng với những suy hao đoạn nhiệt bằng cách tăng độ rộng của nó và giảm công suất đỉnh của nó trong khi vẫn giữ nguyên bản chất Soliton. Vì lý do này mà chế độ này được gọi là chế độ đoạn nhiệt.

Điều kiện $\Gamma << 1$ có thể liên quan đến tốc độ bit nếu sử dụng $\Gamma = \alpha L_D = \alpha T_0^2/|\beta_2|$ và phương trình (11-16) trở thành như sau:

$$B << \frac{1}{2q_0}\sqrt{\frac{\alpha}{|\beta_2|}} \tag{11-55}$$

Đối với $\alpha = 0{,}2$ dB/km, $q_0 = 5$, và $\beta_2 = -1$ ps^2/km, thì $B >> 21$ Gbit/s, hoặc tốc độ bit có thể lớn hơn 40 Gbit/s. Rõ ràng là, chế độ đoạn nhiệt phù hợp nhất đối với các hệ thống thông tin Soliton tốc độ cao.

Đối với những Soliton khuếch đại theo chu kỳ với khoảng cách khuếch đại L_A thì độ rộng của nó sẽ tăng theo hệ số $exp(\alpha L_A)$ trước khi Soliton tới bộ khuếch đại. Do mỗi Soliton còn làm mất đi một phần năng lượng của nó dưới dạng các sóng tán xạ, sự bức xạ của các sóng này nên được giảm tối thiểu càng nhỏ càng tốt, độ rộng Soliton không nên tăng theo một hệ số lớn. Người ta mong muốn lựa chọn được L_A sao cho $\alpha L_A \leq 1$, do đó độ rộng của Soliton không tăng theo hệ số lớn hơn 2,7. Đối với $\alpha = 0,2$ dB/km, khoảng cách khuếch đại khi đó bị giới hạn khoảng 22 km. Cần chú ý rằng tính chất Soliton của xung quang vẫn được duy trì mặc dù vẫn có sự tăng độ rộng Soliton chính nhờ bản chất đoạn nhiệt của sự phát triển Soliton.

Hoạt động của một hệ thống thông tin Soliton trong chế độ đoạn nhiệt đòi hỏi phải loại bỏ các sóng tán xạ. Những phép mô phỏng số đã cho thấy rằng các sóng tán xạ, được tích luỹ qua nhiều tầng khuếch đại, đã làm phá vỡ sự nguyên vẹn của chuỗi bit Soliton do sự tương tác của nó với các sóng tán xạ.

11.4.2. Ghép kênh phân cực

Do sợi quang đơn mode có hai trạng thái phân cực trực giao đối với mode cơ bản nên có một cách ghép kênh mới được gọi là ghép kênh phân cực PDM (Polarization Division Multiplexing), có thể được sử dụng để làm tăng gấp đôi dung lượng của các hệ thống thông tin quang. Trong PDM, hai kênh tại cùng một bước sóng được phát qua sợi sao cho các chuỗi xung của nó được phân cực trực giao với nhau tại đầu vào của sợi. Thoạt nghĩ thì một cơ chế như vậy có thể không làm việc trừ khi các sợi duy trì phân cực được sử dụng vì trạng thái phân cực thay đổi ngẫu nhiên trong sợi thông thường do những thay đổi lưỡng chiết. Tuy nhiên, cho dù các trạng thái phân cực của mỗi kênh thay đổi tại điểm cuối của tuyến theo một phương thức không dự đoán được, thì tính trực giao của chúng vẫn được duy trì, do đó có thể cô lập từng kênh bằng các kỹ thuật quang.

Trong khi triển khai PDM cho các chuỗi bit Soliton thì có một hiện tượng phi tuyến được gọi là *tự bẫy Soliton* và được giải quyết bằng điều chế pha chéo, có xu hướng phá huỷ tính trực giao của hai chuỗi bit. Vì lý do này mà PDM được triển khai bằng cách chèn hai chuỗi bit Soliton theo thời gian (TDM) sao cho hai Soliton gần nhau có các trạng thái phân cực trực giao. Do tương tác Soliton của các Soliton phân cực trực giao yếu hơn rất nhiều nên lợi ích chính của PDM nằm trong việc giảm được tương tác Soliton với Soliton; vấn đề này có thể được giảm hơn nữa nhờ các bộ lọc dịch tần. Tốc độ bit hiệu dụng tăng đơn giản chỉ vì các Soliton có thể được đặt sát nhau hơn nữa khi sử dụng kỹ thuật PDM.

Yếu tố quan trọng giới hạn chất lượng của các hệ thống Soliton PDM là độ lưỡng chiết của sợi. Dù là sợi quang là tốt nhất thì vẫn tồn tại sự lưỡng chiết dư mà nó thay đổi dọc theo sợi do có ứng lực và những thay đổi đường kính lõi. Liên quan tới độ lưỡng chiết sợi là tán sắc phân cực mode (PMD), tán sắc này thể hiện độ trễ tương đối giữa hai

thành phần phân cực của một tín hiệu PDM. Trong thực tế, PMD làm hạn chế nghiêm trọng việc sử dụng PDM đối với các hệ thống tuyến tính sử dụng dạng tín hiệu NRZ. Việc giới hạn đối với các hệ thống tuyến tính này xuất hiện do có sự phụ thuộc của PMD vào tần số, dẫn đến sự khử cực xung. Tuy vậy, tình thế này lại khác với các Soliton. Xu hướng tự nhiên của một Soliton là duy trì tính toàn vẹn của nó dưới những nhiễu loạn khác nhau. Khác với các xung tuyến tính, trạng thái phân cực được giữ nguyên như Soliton nguyên vẹn (không có sự khử cực xung), và ảnh hưởng của nhiễu loạn phân cực là gây ra một thay đổi nhỏ về trạng thái phân cực của Soliton nguyên vẹn (thể hiện bản chất hạt của nó). Độ chịu đựng như vậy của các Soliton đối với PMD tuy vậy lại làm giảm một lượng lớn PMD. Giới hạn giảm được tính như sau:

$$D_p \leq 0,3D^{\frac{1}{2}} \qquad (11\text{-}56)$$

với D_p là tham số PMD được đo bằng $ps/\sqrt{km}$ và D là tham số tán sắc đo bằng ps/nm.km. Do thông thường $D_p < 0,1\ ps/\sqrt{km}$ đối với các sợi quang chất lượng cao, cho nên D phải lớn hơn 0,06 ps/nm.km. Trong thực tế, D lớn hơn 0,1 ps/nm.km và PMD là một vấn đề nhỏ đối với các hệ thống thông tin Soliton.

Tiềm năng của PDM đối với các hệ thống thông tin dung lượng cao đã được kiểm chứng. Trong một thí nghiệm thực hiện theo chế độ đoạn nhiệt, sự tương tác Soliton với Soliton đã được giảm cho phép truyền dẫn tại 160 Gbit/s qua 200 km. Độ rộng của Soliton (FWHM) trong thí nghiệm này là 1,6 ps, vì khe bit chỉ rộng bằng 6,4 ps tại tốc độ bit là 160 Gbit/s.

Điều quan trọng trong việc thiết kế các hệ thống PDM là sự liên quan đến suy hao phụ thuộc phân cực hoặc độ khuếch đại phụ thuộc phân cực. Nếu một hệ thống thông tin gồm nhiều phần tử, các phần tử này khuếch đại hoặc làm suy giảm hai thành phần phân cực của Soliton một cách khác nhau thì trạng thái phân cực sẽ dễ dàng bị thay đổi. Trong thực tế, đối với trạng thái xấu trong đó sự phân cực của Soliton bị quay 45^0 từ hướng suy hao thấp (hoặc độ khuếch đại lớn), thì trạng thái phân cực sẽ quay 45^0 và thẳng hàng với hướng suy hao thấp chỉ sau 30 ÷ 40 bộ khuếch đại, đối với độ khuếch đại hoặc độ không đẳng hướng suy hao < 0,2 dB. Mặc dù các trục của độ khuếch đại phụ thuộc phân cực hoặc suy hao được phân bố đồng đều dọc tuyến Soliton, nhưng những ảnh hưởng như vậy vẫn trở thành một nguồn jitter đồng bộ quan trọng.

Có một kỹ thuật để mở rộng kỹ thuật PDM, được gọi là mã hoá phân cực nhiều (đa) mức, đã được đề xuất [1, 53, 54]. Trong kỹ thuật này thông tin được mã hoá trong mỗi bit được chứa trong góc mà trạng thái phân cực Soliton trùng với một trong các trục lưỡng chiết cơ bản. Kỹ thuật này còn bị giới hạn bởi những thay đổi ngẫu nhiên của độ lưỡng chiết sợi và bởi tính ngẫu nhiên của góc phân cực do nhiễu khuếch đại và đến nay vẫn chưa được sử dụng thực tế vì tính phức tạp của nó.

11.4.3. Khuếch đại phân bổ

Như đã nói đến, cơ chế khuếch đại phân bổ vốn đã là chế độ khuếch đại ưu việt là vì việc sử dụng nó đã bù được suy hao tại mọi điểm dọc tuyến sợi. Trong thực tế, chế độ này được sử dụng rất sớm từ năm 1985 để thực hiện truyền Soliton qua 10 km sợi, và sau đó đã được cải tiến vào năm 1988 qua chiều dài sợi 4000 km nhờ sử dụng một vòng sợi. Trong các thí nghiệm này, độ khuếch đại đã được cung cấp thông qua khuếch đại Raman nhờ bơm sợi truyền dẫn tại bước sóng khoảng 1,46 μm từ một laser màu trung tâm. Với sự ra đời của EDFA, việc khuếch đại liên tục trở thành phổ biến hơn do công suất bơm yêu cầu nhỏ. Tuy nhiên, với sự chạy theo khuếch đại liên tục đã tạo ra những hạn chế bởi chế độ Soliton trung bình. Khuếch đại phân bổ tránh được các hạn chế này và do đó vẫn tiếp tục được theo đuổi. Trong cơ chế này, bản thân sợi truyền dẫn đã được pha tạp chút ít và được bơm một cách định kỳ để cung cấp đủ độ khuếch đại nhằm bù vào suy hao sợi tại chỗ. Một vài thí nghiệm đã cho thấy rằng các Soliton có thể lan truyền trên các sợi tích cực như vậy.

Nếu nói về lý tưởng thì khuếch đại phân bổ đòi hỏi độ khuếch đại không đổi Gs trên một đơn vị chiều dài để phù hợp với tỷ lệ suy hao không đổi α của sợi. Tuy nhiên, do công suất bơm bị giảm do có suy hao sợi và bị hấp thụ bởi các tạp chất cho nên độ khuếch đại không đồng đều dọc chiều dài sợi và không thể bù hoàn toàn suy hao sợi ở mọi điểm. Trong thực tế người ta sử dụng chế độ bơm hai chiều để làm giảm tính không đồng nhất về độ khuếch đại. Những thay đổi dư của năng lượng Soliton E_s có thể tìm được bằng cách giải phương trình:

$$\frac{dE_s}{dz} = \left[-\alpha + G_s(z)\right]E_s \tag{11-57}$$

Những thay đổi năng lượng Soliton dọc chiều dài sợi thu được từ việc lấy tích phân phương trình (11-57) và được tính như sau:

$$ln\left(\frac{E_S(z)}{E_{in}}\right) = \alpha L_A\left(\frac{sinh\left[\alpha_p\left(z-\frac{L_A}{2}\right)\right]+sinh\left(\frac{\alpha_p L_A}{2}\right)}{2\,sinh\left(\frac{\alpha_p L_A}{2}\right)} - \frac{z}{L_A}\right) \tag{11-58}$$

với E_{in} là năng lượng Soliton tại đầu vào sợi. Phạm vi thay đổi năng lượng sẽ tăng theo L_A bởi vì đối với các sợi càng dài thì càng có sự suy yếu nghiêm trọng của bơm. Tuy nhiên, phạm vi này có thể được làm nhỏ hơn so với phạm vi đối với trường hợp khuếch đại liên tục.

Ảnh hưởng của sự mất năng lượng Soliton phụ thuộc vào tỷ lệ $\xi_1 = L_A/L_D$, với L_A là khoảng cách giữa các trạm bơm. Khi $\xi_1 << 1$, sẽ xảy ra sự định dạng lại Soliton thậm

chỉ đối với sự mất năng lượng lớn, và có thể đạt được truyền dẫn ổn định qua những khoảng cách lớn. Chế độ này tương tự như chế độ Soliton trung bình đối với các sợi thụ động. Với $\xi_A >> 1$, các Soliton sẽ phát triển đoạn nhiệt cùng với sự bức xạ chút ít của các sóng tán xạ (chế độ đoạn nhiệt). Đối với các giá trị ξ_A trung bình thì vấn đề càng phức tạp hơn. Đặc biệt, các sóng tán xạ và các Soliton được khuếch đại cộng hưởng khi $\xi_A \cong 4\pi$. Việc khuếch đại định kỳ của Soliton và các sóng phân tán và sự tương tác qua lại giữa chúng dẫn đến sự bất ổn định và hỗn độn của chế độ này.

Mặc dù cơ chế khuếch đại liên tục và phân bố đã được mô tả định lượng tương tự nhau, nhưng vẫn có hai điểm khác nhau quan trọng cần chú ý. Điểm đầu tiên là, việc suy giảm năng lượng Soliton trong sợi tích cực nhỏ hơn nhiều so với trong các sợi thụ động. Đặc tính này khiến cho có thể đẩy giới hạn Soliton trung bình như tới $\xi_A \approx 0,7$. Điểm thứ hai là, đối với một sợi tích cực được bơm đến độ thông suốt thì năng lượng của Soliton đầu ra trên mỗi đoạn của một chuỗi các sợi tích cực sẽ đúng bằng giá trị năng lượng tại đầu vào. Do vậy, trong chế độ khuếch đại phân bố đoạn nhiệt, độ rộng của Soliton đầu ra bằng với giá trị của nó tại đầu vào, điều này trái với trường hợp khuếch đại liên tục có xảy ra sự mở rộng Soliton đáng kể.

11.5. CÁC HỆ THỐNG SOLITON WDM

Như đã đề cập trong chương 7, dung lượng của một hệ thống thông tin quang có thể tăng lên đáng kể nếu sử dụng kỹ thuật WDM. Hệ thống Soliton WDM truyền nhiều chuỗi bit Soliton trên cùng một sợi, các chuỗi bit này phân biệt với nhau bằng tần số mang khác nhau của chúng. Trong phần này sẽ tập trung vào các vấn đề chính trong việc thiết kế các hệ thống này.

11.5.1. Sự va chạm Soliton

Một đặc tính mới rất quan trọng đối với các hệ thống WDM là khả năng va chạm giữa các Soliton thuộc các kênh khác nhau do có sự chênh lệch vận tốc nhóm của chúng. Để hiểu được tầm quan trọng của sự va chạm này, hãy quan tâm đến phương trình Schrodinger phi tuyến NSE một lần nữa. Do quản lý tán sắc đóng một vai trò quan trọng trong việc thiết kế các hệ thống WDM nên tốt nhất là sử dụng có dạng [15]:

$$i\frac{\partial u}{\partial \xi}+\frac{1}{2}p(\xi)\frac{\partial^2 u}{\partial \tau^2}+|u|^2 u=-\frac{i}{2}\Gamma u \qquad (11\text{-}59)$$

với $p(\xi)$ là mặt cắt GVD chuẩn. Có thể chuyển phương trình (11-59) thành phương trình Schrodinger phi tuyến NSE nhiễu loạn. Phương trình (11-59) trở thành:

$$i\frac{\partial u'}{\partial \xi'}+\frac{1}{2}\frac{\partial^2 u'}{\partial \tau^2}+|u'|^2 u'=0 \qquad (11\text{-}60)$$

với $b(\xi) = \exp(-\Gamma\xi)/p(\xi)$.

Ảnh hưởng của sự va chạm giữa các kênh lên chất lượng của các hệ thống WDM có thể được giải thích nếu quan tâm đến trường hợp đơn giản nhất là có hai kênh WDM. Xét một va chạm giữa hai Soliton có độ chênh lệch tần số là Ω_{ch}, độ chênh lệch này có quan hệ với khoảng cách kênh f_{ch} như sau $\Omega_{ch} = 2\pi T_0 f_{ch}$. Các tần số mang thực tế của 2 kênh này là $\omega_0 \pm \Omega_{ch}/2T_0$. Thay u bằng $u_1 + u_2$, chú ý rằng các tần số mang đối với u_1 và u_2 là khác nhau, và bỏ qua các số hạng FWM, ta thu được hai phương trình kép sau:

$$i\frac{\partial u_1}{\partial \xi} + \frac{1}{2}\frac{\partial^2 u_1}{\partial \tau^2} + b\left(|u_1|^2 + 2|u_2|^2\right)u_1 = 0 \qquad (11\text{-}61)$$

$$i\frac{\partial u_2}{\partial \xi} + \frac{1}{2}\frac{\partial^2 u_2}{\partial \tau^2} + b\left(|u_2|^2 + 2|u_1|^2\right)u_2 = 0 \qquad (11\text{-}62)$$

Các phương trình này đồng nhất với các NSE kép thu được đối với 2 xung cùng lan truyền kết hợp tương tác thông qua hiệu ứng điều chế pha chéo (XPM). Số hạng phi tuyến cuối cùng tương ứng với XPM và là nguồn gốc của các nhiễu loạn của các Soliton trong hệ thống WDM. Số hạng này chỉ quan trọng khi hai Soliton tạm thời chồng lấn lên nhau trong lúc va chạm.

Người ta thường xác định chiều dài va chạm L_{coll} là khoảng cách mà qua đó hai Soliton chồng lấn trước khi Soliton đi nhanh hơn vượt qua Soliton đi chậm hơn. Khó có thể biết chính xác thời điểm mà tại đó một va chạm bắt đầu hoặc kết thúc. Quy ước thông thường sử dụng $2T_s$ cho khoảng thời gian một va chạm xảy ra được giả thiết rằng va chạm bắt đầu và kết thúc khi các Soliton chồng lấn tại những thời điểm có công suất bằng một nửa công suất của chúng. Do tốc độ tương đối của hai Soliton là $\Delta V = (|\beta_2|\Omega_{ch}/T_0)^{-1}$, chiều dài va chạm được cho bởi $L_{coll} = (\Delta V)(2T_s)$ hoặc bằng:

$$L_{coll} = \frac{2T_s T_0}{|\beta_2|\Omega_{ch}} = \frac{0,28}{q_0|\beta_2|Bf_{ch}} \qquad (11\text{-}63)$$

với $T_s = 1,763T_0$ và $B = (2q_0T_0)^{-1}$. Ví dụ, với b = 10 Gbit/s, $q_0 = 5$ và β_2 = - 0,5 ps^2/km thì chiều dài va chạm $L_{coll} \approx 100$ km đối với một khoảng cách kênh là 100 GHz, nhưng lại giảm xuống chỉ còn 10 km đối với các kênh có khoảng cách lớn hơn 1 THz.

11.5.2. Dịch chuyển tần số do va chạm

Vì hiệu ứng điều chế pha chéo XPM sinh ra sự chuyển pha theo thời gian lên từng Soliton, cho nên nó dẫn đến một sự dịch chuyển về tần số Soliton trong thời gian va chạm. Có thể sử dụng lý thuyết nhiễu loạn Soliton để tính toán độ dịch tần bằng cách sử

dụng số hạng XPM như một nhiễu loạn. Kết quả cho thấy rằng các tần số mang của hai Soliton thay đổi một lượng giống nhau trong khi va chạm nhưng lại theo hai hướng ngược nhau. Độ dịch tần do va chạm Ω_i đối với Soliton chậm thu được từ biểu thức sau [152]:

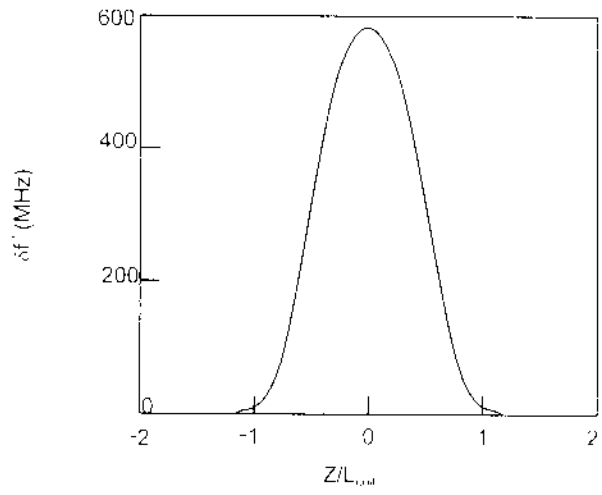
$$\frac{d\Omega_i}{d\xi} = \frac{b(\xi)}{\Omega_{sh}} \frac{d}{d\xi}\left(\int_{-\infty}^{\infty} sech^2\left(\tau - \frac{\Omega_{sh}\xi}{2}\right) sech^2\left(\tau + \frac{\Omega_{sh}\xi}{2}\right) d\tau \right) \tag{11-64}$$

Đầu tiên hãy xem xét trường hợp sợi có tán sắc không thay đổi và bỏ qua suy hao, do vậy $b = 1$ trong phương trình (11-64). Sau đó lấy tích phân, độ dịch tần sẽ như sau:

$$\Omega_i(\xi) = \frac{4\left[\Omega_{sh}\xi \cosh(\Omega_{sh}\xi) - \sinh(\Omega_{sh}\xi)\right]}{\Omega_{sh}\left[\sinh(\Omega_{sh}\xi)\right]^3} \tag{11-65}$$

Ta hãy xem xét ảnh hưởng của dịch tần trong một va chạm Soliton. Do tốc độ của một Soliton thay đổi theo tần số của nó, cho nên những va chạm sẽ làm Soliton nhanh hơn hoặc chậm lại tuỳ thuộc vào tần số Soliton tăng hay giảm. Hình 11.10 cho thấy tần số Soliton thay đổi như thế nào đối với Soliton đi chậm hơn trong thời gian va chạm của hai Soliton 50 ps có khoảng cách kênh là 75 GHz. Dịch tần δf sẽ xảy ra trên một chiều dài va chạm khi hai Soliton tiến lại gần nhau, và đạt giá trị đỉnh vào khoảng 0,6 GHz tại điểm chồng lấn lớn nhất, và sau đó giảm trở về 0 khi hai Soliton đó tách rời nhau. Dịch tần lớn nhất có thể đạt được nếu đặt $\xi = 0$ trong phương trình (11-65) và được cho bởi $\Omega_i^{max} = 4/(3\Omega_{sh})$. Xét về phương diện vật lý thì nó có dạng:

$$\delta f_{max} = \frac{1}{3\pi^2 T_0^2 f_{sh}} \tag{11-66}$$



Hình 11.10: Sự dịch chuyển tần số trong khi va chạm hai Soliton 50 ps với khoảng cách kênh 75 GHz trong sợi không có suy hao

Hệ quả cơ bản của dịch tần và những thay đổi kết hợp của tốc độ Soliton là những chuyển dịch vị trí Soliton từ vị trí của nó tại trung tâm bit sau khi một va chạm đã xảy ra. Tại điểm kết thúc va chạm ấy, mỗi Soliton sẽ khôi phục lại tần số và vận tốc của nó trước va chạm, nhưng vị trí và pha của nó đã bị thay đổi. Dịch chuyển thời gian $\Delta\tau_i$ tính được bằng phép tích phân phương trình (11-65) theo ξ. Sự dịch chuyển cuối cùng tại điểm cuối của va chạm sẽ thu được là:

$$\Delta\tau_i = \frac{4}{\Omega_{ch}^2} \tag{11-67}$$

Nếu tất cả các khe bit đều bị chiếm thì sự dịch chuyển thời gian do va chạm sẽ không gây hậu quả gì vì tất cả các Soliton của kênh đều sẽ bị dịch chuyển với cùng một lượng như nhau. Tuy nhiên, các bit "1" và "0" xảy ra ngẫu nhiên trong chuỗi bit thực. Do các Soliton khác nhau của kênh dịch chuyển những lượng khác nhau, cho nên các va chạm Soliton sẽ sinh ra jitter ngay cả trong các sợi không có suy hao.

11.5.3. Các giới hạn do va chạm

Trong các hệ thống Soliton thực tế hoạt động theo chế độ Soliton trung bình, trong đó suy hao sợi được bù định kỳ bằng các bộ khuếch đại liên tục, thì tình huống sẽ rất tồi tệ. Lý do là những va chạm Soliton bị ảnh hưởng bất lợi bởi chu kỳ khuếch đại suy hao. Về mặt vật lý, những thay đổi năng lượng lớn xảy ra trên một chiều dài va chạm sẽ phá vỡ bản chất đối xứng của va chạm. Về mặt toán học, sự phụ thuộc của $b(\xi)$ vào ξ trong phương trình (11-64) làm thay đổi sự dịch tần. Do đó, các Soliton có thể không khôi phục được tần số và vận tốc ban đầu của nó sau khi đã qua một va chạm. Phương trình (11-64) hoặc những phép mô phỏng số có thể được sử dụng để tính toán những sự dịch tần số dư đó đối với dạng $b(\xi)$ nhất định.

Từ các kết quả mô phỏng, người ta đã thấy rằng, khi L_{coll} đủ lớn để một va chạm kéo dài qua một vài khoảng cách khuếch đại thì những ảnh hưởng của các chu kỳ khuếch đại suy hao bắt đầu có xu hướng giảm, và dịch tần dư sẽ giảm. Trong thực tế nó sẽ triệt tiêu khi $L_{coll} > 3L_A$. Do chiều dài va chạm L_{coll} tỷ lệ nghịch với khoảng cách kênh Ω_{ch} cho nên điều kiện $L_{coll} > 3L_A$ sẽ có một giới hạn riêng rẽ lớn nhất giữa hai kênh ngoài cùng nhất của hệ thống WDM. Đối với một hệ thống WDM có khoảng cách kênh bằng nhau thì chiều dài va chạm nhỏ nhất đạt được nếu thay Ω_{ch} trong phương trình (11-63) bằng $N_{ch}\Omega_{ch}$, và số kênh WDM sẽ bị giới hạn như sau:

$$N_{ch} \le \frac{1,763}{\Omega_{ch}}\left(\frac{2L_D}{3L_A}\right) \tag{11-68}$$

Tức là có thể tăng số kênh bằng cách giảm khoảng cách kênh Ω_{ch}. Tuy nhiên, khi các kênh rất gần nhau thì sự chồng lấn của phổ Soliton sẽ gây nên xuyên kênh khi

$\Omega_{ch} < 4\Delta\omega_s$, với $\Delta\omega_s$ là độ rộng phổ (FWHM) của các Soliton. Một hạn chế khác về khoảng cách kênh thuộc về các bộ lọc quang, tức là cần thoả mãn điều kiện $\Omega_{ch} \geq 5\Delta\omega_s$ để giảm tối đa xuyên kênh giữa các kênh. Sử dụng $\Omega_{ch} = 5\Delta\omega_s$, phương trình (11-68) có thể được viết như sau:

$$N_{ch} \leq \frac{L_D}{5L_A} \tag{11-69}$$

Sử dụng $L_D = T_0^2/|\beta_2|$ và $B = (2q_0T_0)^{-1}$, điều kiện này có thể còn được viết như một quy tắc thiết kế đơn giản sau:

$$N_{ch}B^2L_A < \left(20q_0^2|\beta_2|\right)^{-1} \tag{11-70}$$

Đối với các giá trị điển hình, $q_0 = 5$, $|\beta_2| = -0{,}5$ ps^2/km, và $L_A = 40$ km, điều kiện này sẽ là $B\sqrt{N_{ch}} < 10$ Gbit/s. Số các kênh có thể lớn tới 16 kênh tại tốc độ bit tương đối thấp 2,5 Gbit/s nhưng sẽ giảm tới 4 kênh tại $B = 5$ Gbit/s, và chỉ cho phép bằng 1 kênh tại 10 Gbit/s. Rõ ràng là những va chạm Soliton sẽ giới hạn nghiêm trọng độ khả dụng của WDM.

THUẬT NGỮ VIẾT TẮT

ADM	Add/Drop Multiplexer	Bộ ghép kênh xen/rẽ
AGC	Automatic Gain Control	Tự động điều chỉnh khuếch đại
AMI	Alternate-Mark-Inversion	Đảo dấu luân phiên
AON	All-Optical Network	Mạng toàn quang
AOTF	Acoustic Optical Tunable Filter	Bộ lọc tích hợp âm thoa quang có điều chỉnh
APC	Automatic Power Control	Tự động điều khiển công suất
APD	Avalanche Photodiode	Diode tách sóng thác
APS	Automatic Protection Switching	Chuyển mạch bảo vệ tự động
AR	Antireflection Coating	Vỏ chống phản xạ
ASE	Amplified Spontaneous Emission	Bức xạ tự phát được khuếch đại
ASK	Amplitude Shift Keying	Khoá dịch biên độ
ATM	Asynchronous Transfer Mode	Phương thức chuyển giao không đồng bộ
BA	Booster Amplifier	Bộ khuếch đại công suất
BER	Bit Error Rate	Tỷ lệ lỗi bit
BGP	Border Gateway Protocol	Giao thức cổng biên
BH	Buried Heterostructure	Cấu trúc dị thể chôn
B-ISDN	Broadband Integrated Service Digital Network	Mạng số liên kết dịch vụ băng rộng
BPF	Band Pass Filter	Bộ lọc băng thông
BWR	Border Wavelength Router	Bộ định tuyến bước sóng biên
CCITT	International Telegraph and Telephone Consultative Committee	Hội đồng tư vấn điện thoại điện báo quốc tế
CCS	Common Channel Signalling	Báo hiệu kênh chung
CNR	Carrier-to-Noise Ratio	Tỷ số sóng mang trên nhiễu
COT	Central Office Terminal	Thiết bị đầu cuối phía tổng đài
CPFSK	Continous Phase Frequency Shift Keying	Khóa dịch tần pha liên tục
CSO	Composite Second-order	Hỗn hợp bậc hai
CT	Central Terminal	Thiết bị đầu cuối trung tâm

CTB	Composite Triple Beat	Phách bộ ba hỗn hợp
CUP	Cooperative Up-conversion Process	Quá trình liên kết biến đổi trên
CW	Continuous - Wave	Sóng liên tục
DBR	Distributed Bragg Reflector	Phản xạ phân bố Bragg
DCF	Dispersion Compensating Fiber	Sợi bù tán sắc
DCN	Digital Communication Network	Mạng thông tin số
DCS	Digital Cross-Connect System	Hệ thống (bộ) nối chéo số
DEMUX	Demultiplexer	Bộ giải ghép (tách) kênh
DFB	Distributed Feedback	Phản hồi phân bố
DLC	Digital Loop Carrier	Truyền tải mạch vòng số
DPSK	Differential Phase Shift Keying	Khoá dịch pha vi phân
DPT	Dynamic Packet Transport	Truyền tải gói động
DR	Dynamic Range	Dải động
DR	Distributed Reflector	Bộ phản xạ phân bố
DSU	Digital Service Unit	Thiết bị dịch vụ số
DWDM	Dense WDM	WDM mật độ (cao, dày đặc)
EDF	Erbium Doped Fiber	Sợi pha tạp Erbium
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier	Khuếch đại quang sợi có pha tạp erbium
ELED	Edge emitting LED	LED phát cạnh
ETSI	European Telecommunications Standard Institute	Viện Tiêu chuẩn viễn thông châu Âu
FET	Field Effect Transistor	Tranzito hiệu ứng trường
FPA	Fabry-Perot Amplifier	Bộ khuếch đại Fabry-Perot
FP-LD	Fabry-Perot Laser Diode	Diode laser Fabry-Perot
FRASL	Fiber Raman Soliton Laser	Laser Soliton Raman sợi
FSK	Frequency Shift Keying	Khoá dịch tần số
FTTB	Fiber To The Building	Sợi quang tới toà nhà
FTTC	Fiber To The Curb	Sợi quang tới khu vực dân cư
FTTF	Fiber To The Floor	Sợi quang tới tầng nhà
FTTH	Fiber To The Home	Sợi quang tới tận nhà
FTTO	Fiber To The Office	Sợi quang tới công sở
FTTR	Fiber To The Rural	Sợi quang tới nông thôn

FWHM	Full With at Half Maximum	Độ rộng toàn phần tại nửa lớn nhất
FWM	Four-Wave Mixing	Trộn bốn sóng
GGL	Gain Guided Laser	Laser điều khiển khuếch đại
GI	Graded Index	Chỉ số Gradien
GRIN	Graded Refractive Index	Chỉ số chiết suất Gradien
GVD	Group Velocity Dispersion	Tán sắc vận tốc nhóm
HEMT	High Electron Mobility Transistor	Tranzito có độ linh động điện tử cao
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor	Tranzito lưỡng cực tiếp giáp dị thể
IDLC	Integrated Digital Loop Carrier	DLC tích hợp
IF	Intermediate Frequency	Trung tần
IGL	Index Guided Laser	Laser điều khiển chỉ số chiết suất
IM	Intensity Modulation	Điều biến cường độ
IMD	Intermodulation Distortion	Méo điều chế tương hỗ
IM-DD	Intensity Modulation-Direct Detection	Điều biến cường độ - Tách sóng trực tiếp
IP	Internet Protocol	Giao thức Internet
IPS	Intelligent Protection Switching	Chuyển mạch bảo vệ thông minh
ISDN	Integrated Service Digital Network	Mạng số liên kết đa dịch vụ
ISI	Intersymbol Interference	Nhiễu giữa các ký tự
IS-IS	Intermediate System to Intermediate System	Hệ thống trung gian đến hệ thống trung gian
JFET	Junction Field-Effect Transistor	Tranzito trường liên kết
LA	Line Amplifier	Bộ khuếch đại đường truyền
LAN	Local Area Network	Mạng nội bộ
LD	Laser Diode	Diode laser
LED	Light Emitting Diode	Diode phát quang (LED)
LO	Local Oscillator	Dao động nội
LOC	Large Optical Cavity	Hốc cộng hưởng quang rộng
LPF	Low-Pass Filter	Bộ lọc thông thấp
LSR	Label Switching Router	Bộ định tuyến chuyển mạch nhãn
MAN	Metropolitan Area Network	Mạng khu vực đô thị
MC	Message Controller	Bộ điều khiển tín hiệu

MCVD	Modified Chemical Vapor Deposition	Ngưng đọng hơi hoá chất biến đổi
MESFET	Metal Semiconductor Field Effect Transistor	Tranzito trường bán dẫn kim loại
MFD	Mode Field Diameter	Đường kính trường mode
MLFRL	Mode Locked Fiber Ring Laser	Laser sợi vòng chặn mode
MOSFET	Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor	Tranzito trường oxit silic kim loại
MPLS	Multiprotocol Label Switching	Chuyển mạch nhãn đa giao thức
MPLS-TE	MPLS-Traffic Engineering	MPLS-kỹ thuật lưu lượng
MPN	Mode Partition Noise	Nhiễu cạnh tranh mode
MQW	Multiple Quantum Well	Giếng (hố) lượng tử
MSM	Metal-Semiconductor –Metal	Kim loại - bán dẫn - kim loại
MSK	Minimum Shift Keying	Khoá dịch tối thiểu
MSP	Multiplex Section Protection	Bảo vệ đoạn ghép kênh
MSR	Mode Suppression Ratio	Tỷ số nén mode
MUX	Multiplexer	Bộ ghép kênh
MZ	Mach-Zehnder	Bộ điều chế Mach-Zehnder
NA	Numerical Aperture	Khẩu độ số
NF	Noise Figure	Hệ số (hình ảnh) nhiễu
NLS	Nonlinear Schroedinger	Schroedinger phi tuyến
NMS	Network Management System	Hệ thống quản lý mạng
NNI	Network Node Interface	Giao diện nút mạng
NOLM	Nonlinear Optical Loop Mirror	Gương vòng quang phi tuyến
NRZ	Non Return to Zero	Không trở về không
NRZ-L	Non Return to Zero-Level	Không trở về mức không
OA	Optical Amplifier	Bộ khuếch đại quang
OADM	Optical Add/Drop Multiplexer	Bộ ghép kênh xen/rẽ quang
OAR	Optical Amplified Receiver	Bộ thu được khuếch đại quang
OAT	Optical Amplified Transmitter	Bộ phát được khuếch đại quang
OBPSR	Optical Bidirectional Path Switched Ring	Ring chuyển mạch luồng quang song hướng
OC	Optical Circulator	Bộ vòng quang
OCH	Optical Channel	Kênh quang

OC-N	Optical Carrier-Level N	Truyền tải quang mức N
OEIC	OptoElectronic Integrated-Circuit	Mạch tích hợp quang điện
OFA	Optical Fiber Amplifier	Bộ khuếch đại quang sợi
OFDM	Optical Frequency Division Multiplexing	Ghép kênh quang theo tần số
OLIU	Optical Line Unit	Thiết bị đường truyền quang
OLS	Optical Line System	Hệ thống đường truyền dẫn quang
OMS	Optical Multiplex Section	Đoạn ghép kênh quang
ONI	Optical Network Interface	Giao diện mạng quang
ONNI	Optical Network-to-Network Interface	Giao diện mạng-mạng quang
ONU	Optical Network Unit	Thiết bị mạng quang
OOK	On/Off Keying	Khoá đóng-mở
OPC	Optical Phase Conjugation	Kết hợp pha quang
OPLL	Optical Phase-Locked Loop	Mạch khoá pha quang
OPS	Optical Splitter	Bộ chia quang
OSA	Optical Spectrum Analyzer	Máy phân tích phổ quang
OSNR	Optical Signal-to-Noise Ratio	Tỷ số tín hiệu trên nhiễu quang
OSPF	Open Shortest Path First	Luồng đầu tiên ngắn nhất mở
OSU	Optical Switch Unit	Khối chuyển mạch quang
OTDM	Optical Time Division Multiplexing	Ghép kênh quang theo thời gian
OTN	Optical Transport Network	Mạng truyền tải quang
OUNI	Optical User-to-Network Interface	Giao diện mạng tới người sử dụng
OUPSR	Optical Undirectional Path Switched Ring	Ring chuyển mạch luồng quang đơn hướng
OXC	Optical Cross Connect	Nối chéo quang
PA	Pre-Amplifier	Bộ tiền khuếch đại
PANDA	Polarization-maintaining AND Absorption reducing	Duy trì phân cực và giảm hấp thụ
PCS	Plastic Clad Silica	Sợi thuỷ tinh vỏ chất dẻo
PDH	Plesiochronous Digital Hierarchy	Phân cấp số cận đồng bộ
PDM	Polarization Division Multiplexing	Ghép kênh phân cực
PDM	Polarization Mode Diversity	Tán sắc mode phân cực
PDS	Passive Distribute Service	Dịch vụ phân bố thụ động

PE	Polyethylene	Pô-ly-ê-ty-len
PE	Phase Encoded	Mã hoá pha
PIN	Positive Intrinsic Negative	Cấu trúc PIN
PLL	Phase Locked Loop	Mạch khoá pha
PM	Phase Modulation	Điều chế pha
PMD	Polarization-Mode Dispersion	Tán sắc phân cực mode
PNNI	Private Network-to-Network Interface	Giao diện mạng-mạng riêng
PoLSK	PoLarization Shift Keying	Khoá dịch phân cực
PON	Passive Optical Network	Mạng quang thụ động
PoP	Points of Presence	Các điểm thể hiện
ppb	part per billion	Phần tỷ
ppm	part per million	Phần triệu
PPP	Point-to-Point protocol	Giao thức điểm-điểm
PSK	Phase Shift Keying	Khoá dịch pha
PVC	Polyvinylchloride	Pô-ly-vy-nyl-clo-rit
RAPD	Reach-through Avalanche Photodiode	Diode tách sóng thác cận xuyên
RF	Radio Frequency	Tần số vô tuyến
RIN	Relative Intensity Noise	Nhiễu cường độ tương đối
RMS	Root Mean Square	Căn trung bình bình phương
RT	Remote Terminal	Thiết bị đầu cuối đầu xa
RU	Remote Unit	Thiết bị đầu xa
RZ	Return to Zero	Trở về không
SBS	Stimulated Brillouin Scattering	Tán xạ Brillouin kích thích
SCM	Subcarrier Multiplexing	Ghép kênh sóng mang phụ
SDH	Synchronous Digital Hierarchy	Phân cấp số đồng bộ
SDL	Simple Data Link	Tuyến số liệu đơn giản
SE	Spontaneous Emission	Phát xạ tự phát
SEL	Surface Emitting Laser	Laser phát mặt
SI	Step Index	Chỉ số chiết suất phân bậc
SLA	Semiconductor Laser Amplifier	Bộ khuếch đại laser bán dẫn
SLT	Subscriber Line Terminal	Thiết bị đầu cuối đường dây thuê bao

SMF	Single Mode Fiber	Sợi dẫn quang đơn mode
SMLL	Semiconductor Mode Locked Laser	Laser chặn mode bán dẫn
SNR	Signal to-Noise Ratio	Tỷ số tín hiệu trên nhiễu
SONET	Synchronous Optical Network	Mạng quang đồng bộ
SPM	Self Phase Modulation	Tự điều chế pha
SRS	Stimulated Raman Scattering	Tán xạ Raman kích thích
STM	Synchronous Transport Module	Mô-đun chuyển tải đồng bộ
STS	Synchronous Transport Signal	Tín hiệu chuyển tải đồng bộ
TAL	Thin Active Layer	Lớp tích cực mỏng
TCP	Transmission Control Protocol	Giao thức điều khiển truyền dẫn
TDM	Time Division Multiplexing	Ghép kênh theo thời gian
TEC	Thermally Expanded Core	Sợi thông qua quá trình xử lý nhiệt
TM	Terminal Multiplexer	Bộ ghép kênh đầu cuối
TMI	Two-Mode Interface	Giao diện hai mode
TWA	Travelling Wave Amplifier	Bộ khuếch đại sóng chạy
UDLC	Universal Digital Loop Carrier	DLC thông dụng
VAD	Vapor Phase Axial Deposition	Ngưng đọng trục pha hơi
VCI	Virtual Channel Identifier	Bộ nhận dạng kênh ảo
VPI	Virtual Path Identifier	Bộ nhận dạng luồng ảo
VPN	Virtual Private Network	Mạng riêng ảo
WDM	Wavelength Division Multiplexing	Ghép kênh theo bước sóng
WDMA	Wavelength Division Multiple Access	Đa truy nhập chia theo bước sóng
WGR	Wavelength Grating Router	Bộ định tuyến cách tử bước sóng
WPL	Wavelength Path	Luồng bước sóng
WR	Wavelength Router	Bộ định tuyến bước sóng
WRC	Wavelength Routing Controller	Bộ điều khiển định tuyến bước sóng
WT	Wavelength Terminal	(Thiết bị) Kết cuối bước sóng
WXC	Wavelength Cross Connect	Bộ nối chéo bước sóng
XPM	Cross Phase Modulation	Điều chế ngang (chéo) pha
XPM	Cross Phase Modulation	Điều chế chéo pha
ZBLAN	Zr-Ba-La-Al-Na	

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] Vũ Văn San, "Kỹ thuật thông tin quang", Nhà xuất bản Khoa học Kỹ thuật, tháng 12 năm 1997.

[2] Allen H. Cherin, "An introduction to optical fibers", Bell laboratories, Atlanta, USA, 1983.

[3] Gerard Lachs, "Fiber optic communications" McGraw-Hill, 1998.

[4] Vũ Văn San, "Tổng quan về kỹ thuật truyền dẫn trên cáp sợi quang", Tạp chí Bưu chính Viễn thông, 1989.

[5] Hoàng ứng Huyền, "Kỹ thuật thông tin quang", Ban Thông tin kỹ thuật, Tổng cục Bưu điện, 1993.

[6] Ennio Uboldi, "Introduction to optical fibers - Propagation theory", Sirti, Milan, Italy, 1992.

[7] Henry Zanger, Cynthia Zanger, "Fiber optic communications and other application", 1991.

[8] Gerd Keiser, "Optical fiber communications", Second edition. McGraw-Hill, Inc., International Edition, 1991.

[9] M. J. N. Sibley, "Optical communication - Components and systems", Great Britain, 1995.

[10] G. De Marchis, S. Betti, F. Curti, E. Iannone, "Multilevel Coherent optical system based on stokes parameters modulation", Sistemi di communicazioni ottiche-fondazione Ugo bordoni, Rome, Italy, 1990.

[11] G. Cicito, A. Zuccala, CSELT-Torino-F.O.S-Battipaglia. "Fluoride Glass Optical Fibers in telecommunication", Boston, MA 02134, USA, 1989.

[12] CCITT, "Optical fibres systems planning guide", ITU-T, Geneva, 1989.

[13] Mike Gilmore, "Fiber optic cabling-theory, design and installation practice", Redwood books/Great Britain, 1994.

[14] Robert G. Winch, "Telecommunication transmission systems - Microwave, Fiber optic, Mobile cellular radio, Data and digital multiplexing", United States of America, 1993.

[15] G. P. Agrawal, "Fiber-optic communication systems", Second Ed., John Wiley & Sons, New York, USA 1997.

[16] D. Derickson, "Fiber optic test and measurement", Chapter-12 by Paul Hernday, Hewlett-Packard company, USA 1998.

[17] Vu Van San, "Investigation of receiver sensitivity dependence on dispersion for 10 Gbit/s optically amplified systems", Special issue for R&D on Telecommunications and Information Tech., Journal of Posts and Telecommunications, Vol. 6, pp. 5-12, Viet nam Sep. 2001.

[18] G. P. Agrawal and M. J. Potasek, Opt. Letter, vol. 11, pp. 318, 1986.

[19] Vũ Văn San, "Sợi dẫn quang đơn mode tán sắc dịch chuyển", Tạp chí Bưu chính Viễn thông, Việt Nam, số 10 năm 1997.

[20] Vũ Văn San, Trần Thị Thuỷ Bình, "Yêu cầu kỹ thuật đối với cáp sợi quang trên mạng viễn thông Việt Nam", Tạp chí Bưu chính Viễn thông, Việt Nam, số 3 năm 1995.

[21] ITU-T, G.652, "Characteristics of a single-mode optical fibre cable", 1993.

[22] ITU-T, G. 653, "Characteristics of a dispersion-shifted single-mode optical fibre cable", 1993.

[23] ITU-T, G.655, "Characteristics of a non-zero dispersion-shifted single-mode optical fiber cable", 1996.

[24] Trần Thị Thuỷ Bình, Phạm Thị Hồng Nhung, "Nghiên cứu các loại sợi dẫn quang mới và khả năng sử dụng vào các hệ thống truyền dẫn quang trên mạng viễn thông Việt Nam", báo cáo đề tài nghiên cứu cấp ngành", Mã số: 001-99-TCT-R-VT, 1999.

[25] Vũ Văn San, "Hệ thống thông tin quang sử dụng kỹ thuật WDM", Tạp chí Bưu chính Viễn thông, Việt Nam, số 9 năm 1999.

[26] C. Henstchel, "Fiber optics handbook", Hewlett - Packard company, March 1989.

[27] Technical staff of SELT: B. Costa, M. Artiglia, F. Delpiano, V. Ghergia, F. Caviglia, et. al, "Fiber optic communications handbook", Torino Italy, 1990.

[28] Vũ Văn San, "Kỹ thuật tách sóng quang", Tạp chí Bưu chính Viễn thông, Việt Nam, tháng 11 và 12 năm 1993.

[29] ITU-T, Rec. G. 957, "Optical interfaces for equipment and systems relating to the synchronous digital hierarchy", July 1994.

[30] ITU-T, Rec. G. mcs, "Optical interfaces for multichannel systems with optical amplifiers", January 1996, and editor of draft G.msc 1997.

[31] ITU-T, draft new Rec. G. 691, "Optical interfaces for single channel SDH systems with optical amplifiers and STM-64 systems", Aug. 1996, and revised draft, Dec. 1997.

[32] ITU-T, draft Rec. G. 692, "Optical interfaces for multichannel systems with optical amplifiers", Aug. 1997.

[33] ITU-T, Rec. G. 955, "Digital line systems based on the 1544 kbit/s and the 2048 kbit/s hierarchy on optical fiber cables", 1993.

[34] B. S. Kward, M. S. Park, "A 10 Gbit/s pin HBT MMIC optical receiver front-end", Paper in Optical electronic engineering, ETRI, Korea, 1998.

[35] Vũ Văn San, "Kỹ thuật thông tin quang Coherent", Báo cáo đề tài cấp ngành, Mã số 05-94-KHKT-RD, Hà Nội tháng 10 năm 1994.

[36] S. Yamamoto, M. Kuwazuru, H. Wakabayashi, and Y. Iwamoto, Paper in the page of 1518, J. Lightwave Technology, Vol. 5, 1987.

[37] Vu Van San, "Use of optical fiber amplifier to improve sensitivity of 10 Gbit/s optical receiver", the manuscript of thesis for doctor's degree, Oct. 1999, Taejon, South Korea.

[38] Vũ Văn San, "Nâng cao độ nhạy thu quang để giải phóng băng tần trong các hệ thống thông tin quang", Luận án tiến sĩ kỹ thuật, Hà Nội, 2000.

[39] H. J. A. da Silva, R. S. Fyath, J. J. O'Reilly, "Sensitivity degradation with laser wavelength chirp for direct-detection optical receivers", IEE Proc. , Vol. 136, Pt. J, No. 4, pp. 209-218, August 1989.

[40] R. S. Fyath, J. J. O'Reilly, "Performance of optically preamplified direct detection receivers in presence of laser chirp", Part 2: Near travelling-wave and Fabry-Perot amplifier cases, IEE Proc. Vol. 136, Pt. J, No. 5, pp. 256-263, October 1989.

[41] R. S. Fyath, A. J. McDonal, J. J. O'Reilly, "Sensitivity and power penalty considerations for laser preamplified direct detection optical receivers", IEE Proc. Vol. 136, Pt. J, No. 4, pp. 238-248, August 1989.

[42] Vu Van San, "Sensitivity of 10 Gbit/s Optically Amplified Receiver with Signal Waveform Variation", Journal of Optical communications, Vol. 22, No. 6, pp. 210-214, Berlin, Germany, December 2001.

[43] P. J. Corvini and T. L. Koch, "Computer simulation of high-bit-rate optical fiber transmission using single-frequency lasers", J. Lightwave Technology, Vol. LT-5, No. 11, Nov. 1987.

[44] K. P. Ho, J. D. Walker, and J. M. Kahn, Paper pp. 892, IEEE Photonic Technology Letter, Vol. 5, 1993.

[45] G. P. Agrawal, T. M. Shen, Paper pp. 58, J. Lightwave Technology, Vol. 4, 1986.

[46] K. Ogawa, Paper pp. 849, IEEE J. Quantum Electron, Vol. 18, 1982.

[47] K. Ogawa, "in Semiconductors and Semimetals" Vol. 22C, W. T. Tsang, Ed., Academic Press, Sandiego, pp. 299-330, 1985.

[48] G. J. Foschini, L. J. Greenstein, and G. Vannuchi, Paper pp. 306, IEEE trans. Communications, Vol. 36, 1988.

[49] I. Garrett, D. J. Bond, J. B. Waite, D. S. L. Lettis, and G. Jacobsen, Paper pp. 329, J. Lightwave Technology, Vol. 8, 1990.

[50] L. G. Kazovsky and Tonguz, Paper pp. 338, J. Lightwave Technology, Vol. 8, 1990.

[51] L. G. Kazovsky, Paper pp. 279, J. Lightwave Technology, Vol. 7, 1989.

[52] G. De Marchis, et al. , "Optical coherent systems in optical fiber LAN's and MAN's", Sistem di Communicazioni Ottiche, Oct. 1990.

[53] S. Betti, G. De Marchis, F. Curti, E. Lannone, "Multilevel Coherent optical systems based on Stokes parameters modulation", Sistem di Communicazioni Ottiche, Oct. 1990.

[54] S. Betti, F. Curti, "Phase noise and polarization state insensitive optical Coherrent systems", J. Lightwave Technology, Vol. 8, No. 5, May 1990.

[55] Vizen A. A. , Tạp chí vô tuyến điện tử, tiếng Nga, tháng 10 năm 1991.

[56] J. P. Laude, ""Wavelength Division Multiplexing", Paris 1993.

[57] A. K. Srivastava, J. W. Sulhoff, L. Zhang, C. Wolf, Y. Sun, A. A. Abramov, T. A. Atrasser, J. R. Pedrazzani, R. P. Espindola, and A. M. Vengsarkar, "L-band 64×10 Gb/s DWDM transmission over 500 km DSF with 50GHz channel spacing", 24th European conference on optical communication, pp. 73-75, Proc. ECOC'98, Madrid, Spain, Sep. 1998.

[58] Y. Miyamoto, K. Yonenaga, A. Hirano, N. Shimizu, M. Yoneyama, H. Takara, K. Noguchi, and K. Tsuzuki, "1.04 Tbit/s DWDM transmission experiment based on alternate-polarization 80 Gbit/s OTDM signals", 24th European conference on optical communication, pp. 55-57, Proc. ECOC'98, Madrid, Spain, Sep. 1998.

[59] O. Gautheron, G. Bassier, V. Letellier, G. Grandpierre, and P. Bollaert, Paper pp. 1019, Electron. Letters, Vol. 32, 1996.

[60] D. Le Guen, A. O'Hare, S. Del Burgo, D. Grot, F. Favre, and T. Geoges, "Narrow band 640 Gbit/s Soliton WDM transmission over 1200 km of standard fibre with 100 km - 21 dB amplifier spand", 24th European conference on optical communication, pp. 61-63, Proc. ECOC'98, Madrid, Spain, Sep. 1998.

[61] D. B. Payne, J. R. Stern, Paper pp. 864, J. Lightwave Technology, Vol. 4, 1986.

[62] H. Toba, K. Oda, K. Nakanishi, N. Shibata, K. Nosu, N. Takato, and M. Fukuda, Paper pp. 864, J. Lightwave Technology, Vol. 8, 1990.

[63] A. M. Hill, R. Wyatt, J. F. Massicott, K. J. Blyth, D. S. Forrester, R. A. Lobbett, P. J. Smith, and D. B. Payne, Paper pp. 1882, Electron. Letters, Vol. 26, 1990.

[64] Vũ Văn San, "Phương án nâng cấp mạng truyền dẫn dường trục quốc gia tiến tới cấu trúc mạng thế hệ sau của Tổng công ty", Báo cáo đề tài nghiên cứu cấp ngành VNPT, Mã số: 002-2001-TCT-RDP-VT-01, Hà Nội, tháng 12 năm 2001.

[65] M. G. Young, U. Koren, B. I. Miller, M. A. Newkerk, M. Chien, et. al. , Paper pp. 908, IEEE Photonics Tech. Letters, Vol. 5, 1993.

[66] A. Sano, Y. Miyamoto, T. Kataoka, and K. Hagimoto, "Long-span repeaterless transmission systems with optical amplifiers using pulse width management", J. Lightwave Technology, Vol. 16, No. 6, pp. 977-985, June 1998.

[67] Hideki Ishiho, "Next generation lightwave communication technology towards communication networks evolution", New generation optical communications system, NTT, 1992.

[68] Kiysoshi Nosu, "Optical frequency division multiplexing technology and its application to future transmission network", New generation optical communications system, NTT, 1992.

[69] M. Murakami, T. Matsuda, T. Imai, "Quarter Terabit (25×10 Gb/s) over 9288 km WDM transmission experiment using nonlinear supported RZ pulse in higher order fiber dispersion managed line", 24th European conference on optical communication, pp. 79-81, Proc. ECOC'98, Madrid, Spain, Sep. 1998.

[70] D. M. Spirit, M. J. O'Mahony, "High capacity optical transmission explained", John Wiley & Sons, 1995.

[71] S. Kawanishi, Y. Miyamoto, H. Takara, M. Yoneyama, K. Uchiyama, I. Shake, and Y. Yamabayshi, "120 Gbit/s OTDM system prototype", 24th European conference on optical communication, pp. 43-45, Proc. ECOC'98, Madrid, Spain, Sep. 1998.

[72] Masatoshi Saruwatari, Takao Matsumoto, "Optical signal processing for future communications networks", New generation optical communications system, NTT, 1992.

[73] S. Kawanishi, H. Takara, O. Kamatani, T. Morioka, and M. Saruwatari, paper pp. 470, Vol. 32, Electron. Letters, 1996.

[74] S. Kawanishi, H. Takara, T. Morioka, O. Kamatani, K. Takaguchi, T. Kitoh, and M. Saruwatari, paper pp. 916, Vol. 32, Electron. Letters, 1996.

[75] W.F. Sharfin and M. Dagenais, "Optical switching of semiconductor laser amplifiers", Appl. Phys. B, Vol. 46, pp. 35-41, 1988.

[76] ITU-T, Rec. G. 661, "Definition and test methods for the relevant generic parameters of optical fibre amplifiers", Nov. 1996, and revised, Dec. 1997.

[77] D. J. DiGiovanni, P. F. Wysocki, and J. R. Simpson, "Tailor fiber design to optimise amplifier performance", Laser focus world, AT&TBell laboratories, pp. 95-106, Sep. 1993.

[78] S. Sudo, "Optical fiber amplifiers: materials, devices, and applications", M. Yamada and M. Shimizu, Chapter-5, pp. 405-583, Artech house inc. London 1997.

[79] EXFO, "Guide to WDM technology testing", Electro-Optical engineering Inc., Quebec, Canada 2000.

[80] Dennis Derickson, "Fiber optic test and measurement", D. M. Baney, Chapter-13, Hewlett-Packard company, pp. 519-593, USA 1998.

[81] ITU-T, Rec. G.662, "Generic characteristics of optical fibre amplifier devices and sub-systems", July 1995, and revised draft, Dec. 1997.

[82] E. Desurvire, C. G. Giles, J. R. Simpson, and J. L. Zynskind, "Efficient erbium-doped fiber amplifier at a 1.53 μm wavelength with a high output saturation power", Optic letters, Vol. 14, No. 22, pp. 1266-1268, Nov. 1989.

[83] C. R. Giles and E. Desurvire, "modeling Erbium-doped fiber amplifiers", Journal of Lightwave Technology, Vol. 9, No. 2, pp. 271-283, Feb. 1991.

[84] Vu Van San, "Modeling of two-stage erbium-doped fiber preamplifier for 10 Gbit/s systems", Special issue for R&D on Telecommunications and Information Tech., Journal of Posts and Telecommunications, Vol. 4, pp. 54-61, Vietnam, Oct. 2000.

[85] E. Desurvire, "Analysis of erbium-doped fiber amplifiers pumped in the $^4I_{15/2}$ - $^4I_{13/2}$ band", IEEE photonics technology letters, Vol. 1, No. 10, pp. 293-296, Oct. 1989.

[86] J. H. Lee, W. J. Lee, N. K. Park, "Comparative study on temperature-dependent multichannel gain and noise figure distortion for 1.48 and 0.98 μm pumped EDFA's", IEEE photonics technology letters, Vol. 10, No. 12, pp. 1721-1723, Dec. 1998.

[87] M. Yamada, M. Shimizu, M. Okayasu, T. Takeshita, M. Horiguchi, Y. Tachikawa, and E. Sugita, "Noise characteristics of Er^{3+} -doped fiber amplifier pumped by 0.98 and 1.48 μm laser diode", IEEE photonics technology letters, Vol. 2, No. 3, pp. 205-207, March 1990.

[88] M. Yamada, M. Shimizu, T. Takeshita, M. Okayasu, M. Horiguchi, S. Uehara, and E. Sugita, "Er^{3+} -doped fiber amplifier pumped by 0.98 μm laser diodes", IEEE photonics technology letters, Vol. 1, No. 12, pp. 422-424, Dec. 1989.

[89] E. Desurvire, "Analysis of noise figure spectral distribution in erbium-doped fiber amplifiers pumped near 980 and 1480 nm", Applied optics, Vol. 29, No. 21/20, pp. 3118-3125, July 1990.

[90] M. A. Ali, A. F. Elrefaie, R. E. Wagner, F. Mendez, J. Pan, and S. A. Ahmed, "Optimized performance of erbium-doped fiber amplifiers in multiwavelength lightwave systems", IEEE photonics technology letters, Vol. 6, No. 8, pp. 1039-1042, Aug. 1994.

[91] E. Desurvire, "Study of the complex atomic susceptibility of erbium-doped fiber amplifiers", Journal of lightwave technology, Vol. 8, No. 10, pp. 1517-1527, Oct. 1990.

[92] C. R. Giles and E. Desurvire, "Propagation of signal and noise in concatenated erbium-doped fiber optical amplifiers", Journal of lightwave technology, Vol. 9, No. 2, pp. 147-154, 1991.

[93] E. Desurvire, "Erbium-doped fiber amplifiers for new generations of optical communication systems", Optics & Photonic new, pp. 6-11, January 1991.

[94] R. I. Laming, J. E. Townsend, D. N. Payne, F. Meli, G. Grasso, and E. J. Tarbox, "High-power erbium-doped fiber amplifiers operating in the saturated regime", IEEE Photonics Tech. Letters, Vol. 3, No. 3, pp. 253-255, March 1991.

[95] J. H. Lee, U. C. Ryu, S. J. Ahn, and N. K. Park, "Enhancement of power conversion efficiencyfor an L-band EDFA with a secondary pumping effect in the unpumped EDF section", IEEE Photonics Tech. Letters, Vol. 11, No. 1, pp. 42-44, Jan. 1999.

[96] Y. K. Park, and S. W. Granlund, "Optical preamplifier receivers: Applications to long-haul digital transmission", Invited paper, optical fiber technology 1, pp. 59-71, AT&T Bell laboratories USA, June 1994.

[97] K. Bertilsson, P. A. Anderkson, and B. E. Olsson, "Noise figure of erbium-doped fiber amplifiers in the saturated regime", IEEE Photonics technology letters, Vol. 6, No. 2, pp. 199-201, Feb. 1994.

[98] M. Kobaysahi, T. Ishihara, and M. Gotoh, "Power penalty due to optical reflections in erbium-doped fiber preamplifier", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 5, No. 8, pp. 925-928, Aug. 1993.

[99] R. I. Laming, and D. N. Payne, "Noise characteristics of erbium-doped fiber amplifier pumped at 980 nm", IEEE Photonics Tech. Letters, Vol. 2, No. 6, pp. 418-421, June 1990.

[100] R. G. Smart, J. L. Zyskind, J. W. Sulhoff, and D. J. DiGiovanni, "An investigation of the noise figure and conversion efficiency of 0,98 μm pumped erbium-doped fiber amplifiers under saturated conditions", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 4, No. 11, pp. 1261-1264, Nov. 1992.

[101] R. Olshansky, "Noise figure for erbium-doped fiber amplifiers", Electronics letters, Vol. 24, No. 22, pp. 1363-1365, Oct. 1988.

[102] AT&T, "1711 erbium-doped fiber amplifier powering your systems into the 21st century", Technical not, pp. 1-24, USA, May 1994.

[103] J. H. Lee, W. J. Lee, N. K. Park, "Comparative study on temperature-dependent multichannel gain and noise figure distortion for 1.48 and 0.98 μm pumped EDFA's", IEEE photonics tech. letters, Vol. 10, No. 12, pp. 1721-1723, Dec. 1998.

[104] S. Y. Park, H. K. Kim, G. Y. Lyu, S. M. Kang, and S. Y. Shin, "Dynamic gain and output power control in a gain-flattened erbium-doped fiber amplifier", IEEE photonics tech. letters, Vol. 10, No. 6, pp. 787-789, June 1998.

[105] E. Desurvire, "Erbium-doped fiber amplifiers: principles and applications", Columbia university, John Wiley & Son, Inc., pp. 65-581, New York, United States of America 1994.

[106] C. W. Barnard, J. Chrostowski, and M. Kavehrad, "Bidirectional fiber amplifiers", IEEE photonics technology letters, Vol. 4, No. 8, pp. 911-913, Aug. 1992.

[107] J. Haugen, J. Freeman, and J. Conradi, "Bidirectional transmission at 622 Mbit/s utilizing Erbium-doped fiber amplifiers", IEEE photonics technology letters, Vol. 4, No. 8, pp.913-916, Aug. 1992.

[108] S. Wannenmacher and G. Bauer, "Optimum configuration for cascaded fiber amplifiers in attenuation limited transmission systems", Journal of lightwave technology, Vol. 16, No. 4, pp. 509-513, Apr. 1998.

[109] S. Y. Park, H. K. Kim, S. M. Kang, G. Y. Lyu, H. J. Lee, J. H. Lee, S. Y. Shin, "A gain-flattened two-stage EDFA for WDM optical networks with a fast link control channel", Optical communication, published by elsevier science, pp. 23-26, July 1998.

[110] Y. Takushima, and K. Kikuchi, "Gain spectrum equalization of all-optical gain-clamped erbium-doped fiber amplifier", ", IEEE photonics technology letters, Vol. 11, No. 2, pp. 176-178, Feb. 1999.

[111] H. K. Kim, S. Y. Park, Y. G. Lee, D. H. Lee, and C. S. Park, "Influence of the span loss variation in cascaded EDFA's on the receiver dynamic range in WDM systems", IEEE photonics technology letters, Vol. 10, No. 2, pp. 288-290, February 1998.

[112] S. Yamashita, and T. Okoshi, "Performance improvement and optimization of fiber amplifier with a midway isolator", ", IEEE photo. tech. letters, Vol. 4, No. 11, pp. 1276-1278, Nov. 1992.

[113] O. Lumholt, K. Schusler, A. Bjarklev, S. Dahl-Petersen, J. H. Povlsen, T. Rasmussen, and K. Rottwitt, "Optimum position of isolators within erbium-doped fibers", IEEE photo. tech. letters, Vol. 4, No. 6, pp. 568-570, June 1992.

[114] A. Yu, M. J. O'Mahony, and A. S. Siddiqui, "Analysis of optical gain enhanced erbium-doped fiber amplifiers using optical filters", ", IEEE photonics technology letters, Vol. 5, No. 7, pp. 773-775, July 1993.

[115] R. C. Steele, G. R. Walker, and N. G. Walker, "Sensitivity of optically preamplifier receivers with optical filtering", IEEE photonics technology letters, Vol. 3, No. 6, pp. 545-547, June 1991.

[116] ITU-T, Rec. G. 663, "Application related aspects of optical fibre amplifier devices and sub-systems", November 1996.

[117] ITU-T, Rec. G. 681, "Funtional characteristics of interoffice and long-haul line systems using optical amplifiers, including optical multiplexing", October 1996.

[118] B. Desthieux, Y. Robert, J. Hevo, D. Bayart, "25-nm usable bandwidth for transoceanic WDM transmission systems using 1.58 μm erbium-doped fiber amplifiers", ECOC'98, pp. 133-135, Madrid Spain, september 1998.

[119] S. Y. Set, R. Girardi, E. Riccardi, B. E. Olsson, M. Puleo, M. Ibsen, R. I. Laming, P. A. Andrekson, F. Cisternino, H. Geiger, "Field transmission over standard fiber

at 40 Gbit/s using midspan spectral inversion", ECOC'98, pp. 91-93, Madrid Spain, september 1998.

[120] H. J. Kim, C. S. Park, and J. G. Kim, "160 Gb/s WDM based on optical transmission system", Information technology seminar between PTIT & ETRI, pp. 2.4.1-2.4.15, South Korea, Sep. 1998.

[121] Vu Van San, "Improvement of sensitivity for optical receiver by using optical pre-amplifier", Information technology seminar between PTIT & ETRI, pp. 2.3.1-2.3.9, South Korea, Sep. 1998.

[122] Vu Van San, Nguyen Minh Dan, Moo-Jung Chu, and Hoang Van Vo, "The electrical signal-to-noise ratio of optically amplified receiver", Chuyên san các công trình nghiên cứu, triển khai viễn thông và CNTT, Tạp chí Bưu chính Viễn thông, Số 1, trang 14-18, tháng 7 năm 1999.

[123] Vu Van San, M. J. Chu, and S. S. Lee, "The sensitivity of 10 Gb/s optically amplified receiver", Proc. 16th Optics and Quantum Electronic Conference, Optical Society of Korea-OSK, TD-V1, pp. 92-93, July 1999.

[124] Vu Van San, Hoang Van Vo "Accurate estimation of receiver sensitivity for 10 Gbit/s optically amplified systems", published in Optics Communications journal, Vol. 181, pp. 71-78, Elsevier Science B. V., Amsterdam, Netherlands, July 2000.

[125] S. L. Danielsen, B. Mikkelsen, T. Durhuus, C. Joergensen, and K. E. Stubkjaer, "Detailed noise statistics for an optically amplified direct detection receiver", Journal of lightwave technology, Vol. 13, No. 5, pp. 977-981, May 1995.

[126] B. F. Jorgensen, T. Feuchter, C. G. Joergensen, and C. F. Pedersen, " Accurate analysis of optically amplified direct detection receivers", Proc. ECOC'93, Tech. Dig. Vol. 2, We 4, 1993.

[127] Luis F. B. Ribeiro, Jose R. F. Da Rocha, and Joao L. Pinto, "Performance evaluation of EDFA preamplified receivers taking into account intersymbol interference", Journal of lightwave technology, Vol. 13, No. 2, pp. 225-232, February 1995.

[128] Vũ Văn San, "Phương pháp thiết kế tuyến truyền dẫn quang có khuếch đại quang EDFA", báo cáo đề tài đã giám định cấp ngành, Mã số: 219-2000-TCT-RD-VT-42, Hà Nội 8-2001.

[129] Vu Van San "Optimum configuration of 10Gbit/s transmission system using cascaded optical amplifiers", Proc. Asian Info-communication couleil 23rd conference in Indonesia, WG-1, pp. 307-314, Japan, April. 2000.

[130] A. H. Gnauck, S. K. Korotky, J. J. Veselka, J. Nagel, C. T. Kemmerer, W. J. Minford, and D. T. Moser, Paper pp. 916, IEEE Photonics Tech. Letters, Vol. 3, 1991.

[131] N. A. Olsson, G. P. Agrawal, and K. W. Wecht, Paper pp. 603, Electronics Letters, Vol. 25, 1989.

[132] W. Idler, B. Franz, D. Schlump, B. Wedding, A. J. Ramos, "40 Gbit/s quaternary dispersion supported transmission field trial over 86 km standard single-mode fibre", 24th European conference on optical communication, pp. 145-147, Proc. ECOC'98, Madrid, Spain, Sep. 1998.

[133] B. J. Eggleton, T. Stephens, P. A. Krug, G. Dhosi, Z. Brodzeli, and F. Ouellette, Paper pp. 1610, Electronics Letters, Vol. 32, 1996.

[134] G. P. Agrawal, "Nonlinear Fiber Optics", 2nd edition, Academic press, San Diego, CA 1995.

[135] Le Duy Tien, "Fiber nonlinearities and WDM system design using PTDS", Minor thesis for the degree of Master of Engineering, School of Electrical and Computer systems Engineering RMIT university, Australia 2000.

[136] X. Zhang, F. Ebskamp, and B. F. Jorgensen, Paper pp. 819, IEEE Photonics Tech. Letters, Vol. 7, 1995.

[137] C. Lorattanasane and K. Kikuchi, Paper pp. 1375, IEEE Photonics Tech. Letters, Vol. 7, 1995

[138] R. M. Jopson, A. H. Gnauck, and R. M. Derosier, Paper pp. 663, IEEE Photonics Tech. Letters, Vol. 5, 1993.

[139] P. Tomsu, C. Schmutzer, "Next Generation optical Networks", Prentice-Hall PTR, Inc. Upper Saddle River, USA 2002.

[140] P. Bonenfant, C. Newton, K. Sparks, E. Varma, and R. Alferness, "A practical vision for optical transport networking", Lucent Technologies, Bell Labs Innovations, USA 1999.

[141] Siemens corp., "Next Generation Network", Siemens solution, Information & Communication, 2001.

[142] O. Gerstel, G. N. Rouskas, K. M. Sivalingam, and Z. Zhang, "Guest Editorial protocols and architectures for Next Generation optical WDM Networks", IEEE Journal on selected areas in communications, Vol. 18, No. 10, pp. 1805-1809, Oct. 2000.

[143] Vu Van San, "Market and Technology trends of optical communication systems in Vietnam", Lecture invited, 2th optical network symposium on Asia's market and technology trends of optical network system and components, OITDA, Tokyo JAPAN, July 2002.

[144] Trần Thị Thuỷ Bình, Vũ Văn San, "Các phương thức truyền tải lưu lượng IP", Tạp chí Bưu chính Viễn thông, Việt nam, kỳ 1, số 7 năm 2002.

[145] Vu Van San, S. S. Lee, M. J. Chu, D. H. Lee, and C. S. Park, "The receiver sensitivity and optical signal-to-noise ratio of optically amplified 10Gb/s signal", Proc. The first International Conference on Advance Communication technology (ICACT'99), South Korea, pp. 371-373, Feb. 1999.

[146] Vũ Văn San, Lê Duy Tiến, "nghiên cứu phương án tăng dung lượng tuyến thông tin quang đường trục Bắc-Nam", Báo cáo đề tài đã giám định cấp ngành, Mã số: 047-98-TCT-RD, 1998.

[147] Vũ Văn San, Nguyễn Minh Dân, "Xác định quỹ công suất quang trong kết nối mạng WDM", Hội thảo khoa học lần thứ 4, Học viện CNBN-VT, trang 64-69, 2002.

[148] L. Cazzola, F. Cisterino, D. Roccato, "Advanced topics in optical communications", Part VI, Fiber optics communications handbook, Technical staff CSELF, Italy 1990.

[149] G. P. Agrawal, "Nonlinear Fiber Optics", second edition, Academic Press, Sa Diego, CA, 1995.

[150] W. J. Tomlinson, R. J. Hawkins, A. M. Weiner, et.al, Paper pp. 329, Journal of Opt. Soc. Am. B 6, 1998.

[151] L. F. Mollenauer, R. H. Stolen, and M. N. Islam, Paper pp. 229, Journal of Opt. Lett. Vol. 10, 1985.

[152] L. F. Mollenauer, S. G. Evangelides, and J. P. Gordon, Paper pp. 362, Journal of Lightwave Technology, Vol. 9, 1991.

MỤC LỤC

HỆ THỐNG
thông tin quang
TẬP 2

Chịu trách nhiệm xuất bản

LƯU ĐỨC VĂN

Biên tập: TRẦN VŨ THƯỞNG
NGÔ MỸ HẠNH

Chế bản: NGUYỄN MẠNH HOÀNG

Sửa bản in: NGÔ MỸ HẠNH

Trình bày bìa: PHAN THẾ VINH

NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN

Trụ sở: 18 Nguyễn Du, TP. Hà Nội
Điện thoại: 04-5772142, 5772143, 5772138 Fax: 04-5772037
E-mail: nxbbuudien@mic.gov.vn Website: www.nxbbuudien.com.vn
Chi nhánh TP. HCM: 27 Nguyễn Bỉnh Khiêm, Quận I, TP. Hồ Chí Minh
Điện thoại: 08-9100925 Fax: 08-9100924
E-mail: chinhanh-nxbbd@hcm.vnn.vn
Chi nhánh TP. Đà Nẵng: 42 Trần Quốc Toản, Quận Hải Châu, TP. Đà Nẵng
Điện thoại: 0511-3897467 Fax: 0511-3897467
E-mail: pnbich@mic.gov.vn

In 700 bản, khổ 19 x 27 cm, tại Nhà xuất bản Thống kê
Số đăng ký kế hoạch xuất bản 891-2007/CXB/11-279/BuĐ
Số quyết định xuất bản: 05/QĐ-NXB BĐ ngày 13/02/2008.
In xong và nộp lưu chiểu tháng 02 năm 2008.

NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN

Trụ sở chính: 18 Nguyễn Du - Hà Nội

ĐT Biên tập: 04.5772143 - ĐT Phát hành: 04.5772138

Fax: 04.5772037 E-mail: nxbbuudien@mic.gov.vn

Website: www.nxbbuudien.com.vn

Chi nhánh TP. HCM: 27 Nguyễn Bỉnh Khiêm - Quận I - TP. Hồ Chí Minh

Điện thoại: 08.9100925 Fax: 08.9100924

E-mail: chinhanh-nxbbd@hcm.vnn.vn

Chi nhánh Tp. Đà Nẵng: 42 Trần Quốc Toản - Quận Hải Châu - TP. Đà Nẵng

Điện thoại: 0511.3897467 Fax: 0511.3897467

E-mail: pnbich@mic.gov.vn

MỜI CÁC BẠN TÌM ĐỌC

1. TIẾNG ANH CHUYÊN NGÀNH ĐIỆN TỬ - VIỄN THÔNG
2. CÁC TỔNG ĐÀI ĐA DỊCH VỤ TRÊN MẠNG VIỄN THÔNG THẾ HỆ SAU.
3. TỪ ĐIỂN THUẬT NGỮ VIỄN THÔNG ANH - VIỆT
4. CHỮ KÝ SỐ, CHỨNG CHỈ SỐ VÀ CƠ SỞ HẠ TẦNG KHÓA CÔNG KHAI: CÁC VẤN ĐỀ KỸ THUẬT VÀ ỨNG DỤNG
5. CUỘC CÁCH MẠNG NOKIA
6. AN NINH TRONG THÔNG TIN DI ĐỘNG
7. MẠNG VÔ TUYẾN TÙY BIẾN
8. LÝ THUYẾT THÔNG TIN VÀ MÃ HÓA

SÁCH CỦA NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN CÓ BÁN TẠI:

1. Nhà sách Tiền phong
175 Nguyễn Thái Học, Hà Nội

2. Nhà sách Bách Khoa
Số 1, Đường Giải Phóng, Hà Nội
86 - 107 Tô Hiến Thành, Quận 10, TP. HCM

3. Nhà sách Thăng Long
2 Bis Nguyễn Thị Minh Khai, Quận 1, TP. HCM

4. Nhà sách Nguyễn Văn Cừ
36 Xuân Thủy, Cầu Giấy, Hà Nội

Giá: 70.000đ