

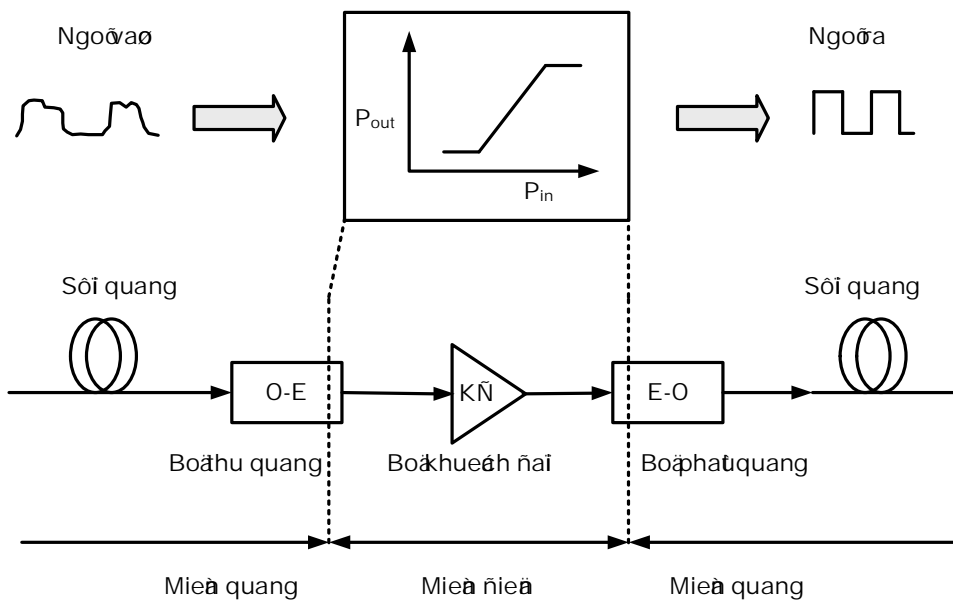
CHƯƠNG 2

KHUYẾT ĐẠI QUANG

I. TỔNG QUAN VỀ KHUYẾT ĐẠI QUANG

1. Giới thiệu khuếch đại quang

Hình 2.1 Cấu trúc của một trạm lặp quang điện (optoelectronic repeater)



Suy hao của sợi quang là nguyên nhân giới hạn cự ly truyền của các hệ thống thông tin quang. Đối với các hệ thống truyền dẫn quang cự ly dài, giới hạn về suy hao được khắc phục bằng cách sử dụng các trạm lặp quang điện (optoelectronic repeater). Trong các trạm lặp quang điện này (xem hình 2.1), quá trình khuếch đại tín hiệu quang được thực hiện qua nhiều bước. Đầu tiên, tín hiệu quang sẽ được biến đổi thành dòng điện bởi các bộ thu quang (optical receiver) sử dụng linh kiện tách sóng quang như PIN hay APD. Dòng quang điện thu được sẽ được tái tạo lại dạng xung, định thời và khuếch đại bởi các mạch phục hồi tín hiệu và mạch khuếch đại. Sau đó, tín hiệu điện sẽ được biến đổi thành tín hiệu quang thông qua các nguồn

quang trong bộ phát quang (optical transmitter) và được truyền đi trong sợi quang. Như vậy, quá trình khuếch đại tín hiệu được thực hiện trên miền điện.

Các trạm lặp quang điện đã được sử dụng phổ biến trong các hệ thống truyền dẫn quang một bước sóng như hệ thống truyền dẫn quang SDH. Tuy nhiên, khi sử dụng cho các hệ thống truyền dẫn quang đa bước sóng như hệ thống WDM, rất nhiều trạm lặp quang điện cần được sử dụng để khuếch đại và tái tạo các kênh quang có bước sóng khác nhau. Điều này làm tăng độ phức tạp cũng như tăng giá thành của hệ thống truyền dẫn quang WDM.

Một giải pháp có thể khắc phục các nhược điểm trên của trạm lặp quang điện, đó là sử dụng các bộ khuếch đại quang (Optical Amplifier). Trong các bộ khuếch đại quang này, tín hiệu ánh sáng được khuếch đại trực tiếp trong miền quang mà không thông qua việc biến đổi sang miền điện. So với các trạm lặp, các bộ khuếch đại quang có các ưu điểm sau:

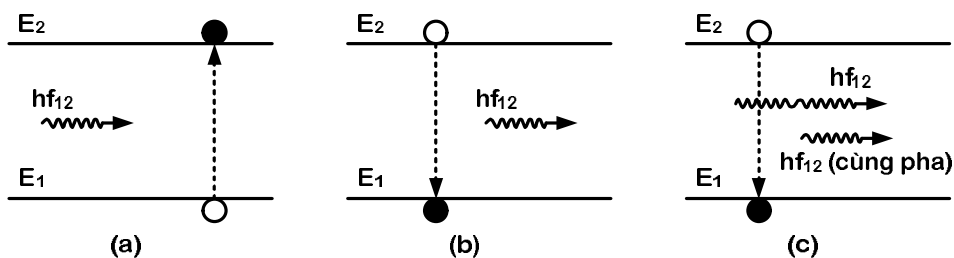
- Khuếch đại trực tiếp tín hiệu quang, không có mạch tái tạo thời gian hay mạch phục hồi (bộ biến đổi E/O hoặc O/E). Do đó khuếch đại quang sẽ trở nên linh hoạt hơn.
- Không phụ thuộc vào tốc độ bit và phương thức điều chế tín hiệu nên nâng cấp hệ thống đơn giản hơn.
- Khuếch đại nhiều tín hiệu có bước sóng khác nhau cùng truyền trên một sợi quang.

2. Nguyên lý khuếch đại quang

Nguyên lý khuếch đại quang trong các bộ khuếch đại quang được thực hiện dựa trên hiện tượng phát xạ kích thích và không có sự cộng hưởng xảy ra trong quá trình khuếch đại.

Hiện tượng phát xạ kích thích (stimulated emission) là một trong ba hiện tượng biến đổi quang điện được ứng dụng trong thông tin quang. Các hiện tượng này được minh họa trên hình 2.2.

Hình 2.2 Các hiện tượng biến đổi quang điện (a) Hấp thụ (b). Phát xạ tự phát (c).
Phát xạ kích thích



Hiện tượng phát xạ kích thích, hình 2.2.c, xảy ra khi một điện tử đang ở trạng thái năng lượng cao E_2 bị kích thích bởi một photon có năng lượng $h\nu_{12}$ bằng với độ chênh lệch năng lượng giữa trạng thái năng lượng cao và trạng thái năng lượng thấp của điện tử ($E_g = E_2 - E_1$). Khi đó, điện tử sẽ chuyển từ trạng thái năng lượng cao xuống trạng thái năng lượng thấp hơn và tạo ra một photon có năng lượng bằng với năng lượng của photon kích thích ban đầu. Như vậy, từ một photon ban đầu sau khi xảy ra hiện tượng phát xạ kích thích sẽ tạo ra hai photon (photon ban đầu và photon mới được tạo ra) có cùng phương truyền, cùng phân cực, cùng pha và cùng tần số (tính kết hợp, Coherent, của ánh sáng). Hay nói cách khác, quá trình khuếch đại ánh sáng được thực hiện. Hiện tượng này được ứng dụng trong các bộ khuếch đại quang bán dẫn (OSA) và khuếch đại quang sợi (OFA).

Hiện tượng phát xạ kích thích cũng được ứng dụng trong việc chế tạo laser. Tuy nhiên, điểm khác biệt chính giữa laser và các bộ khuếch đại quang là trong các bộ khuếch đại quang không xảy ra hiện tượng hồi tiếp và cộng hưởng. Vì nếu xảy ra quá trình hồi tiếp và cộng hưởng như trong laser, bộ khuếch đại quang sẽ tạo ra các ánh sáng kết hợp của riêng nó cho dù không có tín hiệu quang ở ngõ vào. Nguồn ánh sáng này được xem là nhiễu xảy ra trong bộ khuếch đại. Do vậy, khuếch đại quang có thể làm tăng công suất tín hiệu ánh sáng được đưa vào ngõ vào bộ khuếch đại nhưng không tạo ra tín hiệu quang kết hợp của riêng nó ở ngõ ra.

Hiện tượng hấp thụ (absorption), hình 2.2(a), xảy ra khi một photon có năng lượng $h\nu_{12}$ bị hấp thụ bởi một điện tử ở trạng thái năng lượng thấp. Quá trình này chỉ xảy ra khi năng lượng $h\nu_{12}$ của photon bằng với độ chênh lệch năng lượng giữa trạng thái năng lượng cao và trạng thái năng lượng thấp của điện tử ($E_g = E_2 - E_1$). Khi xảy ra hiện tượng hấp thụ, điện tử sẽ nhận năng lượng từ photon và chuyển lên trạng thái năng lượng cao. Hay nói cách khác, hiện tượng hấp thụ là nguyên nhân gây suy hao cho tín hiệu quang khi đi qua bộ khuếch đại quang. Quá trình này xảy ra đồng thời với hai hiện tượng phát xạ tự phát và phát xạ kích thích trong môi trường tích cực (active medium) của bộ khuếch đại.

Hiện tượng phát xạ tự phát (spontaneous emission), hình 2.2(b), xảy ra khi một điện tử chuyển trạng thái năng lượng từ mức năng lượng cao E_2 xuống mức năng lượng thấp E_1 và phát ra một năng lượng $E_g = E_2 - E_1$ dưới dạng một photon ánh sáng. Quá trình này xảy ra một cách tự nhiên vì trạng thái năng lượng cao E_2 không phải là trạng thái năng lượng bền vững của điện tử. Sau một khoảng thời gian được gọi là thời gian sống (life time) của điện tử ở mức năng lượng cao, các điện tử sẽ tự động chuyển về trạng thái năng lượng thấp hơn (trạng thái năng lượng bền vững). Tùy theo loại vật liệu khác nhau, thời gian sống của điện tử sẽ khác nhau.

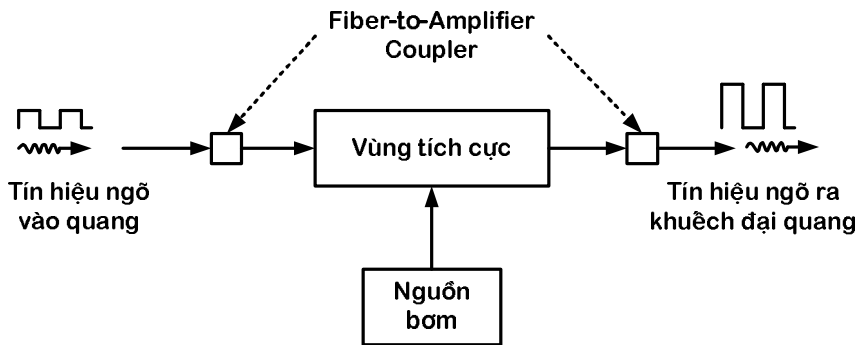
Cho dù hiện tượng phát xạ tự phát tạo ra photon ánh sáng, nhưng trong khuếch đại quang, phát xạ tự phát không tạo ra độ lợi khuếch đại. Nguyên nhân là do hiện tượng này xảy ra một cách tự phát không phụ thuộc vào tín hiệu ánh sáng đưa vào bộ khuếch đại. Nếu không có ánh sáng tín hiệu đưa vào, vẫn có năng lượng ánh sáng

được tạo ra ở ngõ ra của bộ khuếch đại. Ngoài ra, ánh sáng do phát xạ tự phát tạo ra không có tính kết hợp như hiện tượng phát xạ kích thích. Do vậy, phát xạ tự phát được xem là nguyên nhân chính gây nhiễu trong các bộ khuếch đại quang. Loại nhiễu này được gọi là nhiễu phát xạ tự phát được khuếch đại ASE (Amplified Spontaneous Emission noise). Ảnh hưởng của loại nhiễu này đối khuếch đại quang và hệ thống thông tin quang sẽ được trình bày chi tiết trong phần sau của chương này.

3. Phân loại khuếch đại quang

Tổng quát, cấu tạo của một bộ khuếch đại quang có thể được biểu diễn như hình 2.3.

Hình 2.3 Mô hình tổng quát của một bộ khuếch đại quang



Trong một bộ khuếch đại quang, quá trình khuếch đại ánh sáng được diễn ra trong trong một môi trường được gọi vùng tích cực (active medium). Các tín hiệu quang được khuếch đại trong vùng tích cực với độ lợi lớn hay nhỏ tùy thuộc vào năng lượng được cung cấp từ một nguồn bên ngoài gọi chung là nguồn bơm (Pump Source). Các nguồn bơm này có tính chất như thế nào tùy thuộc vào loại khuếch đại quang hay nói cách khác phụ thuộc vào cấu tạo của vùng tích cực. Tùy theo cấu tạo của vùng tích cực, có thể chia khuếch đại quang thành hai loại chính:

Khuếch đại quang bán dẫn SOA (Optical Semiconductor Amplifier):

- Vùng tích cực được cấu tạo bằng vật liệu bán dẫn.
- Cấu trúc của vùng tích cực của SOA tương tự như vùng tích cực của laser bán dẫn. Điểm khác biệt chính giữa SOA và laser là SOA hoạt động ở trạng thái dưới mức ngưỡng phát xạ.
- Nguồn cung cấp năng lượng để khuếch đại tín hiệu quang là dòng điện

Khuếch đại quang sợi OFA (Optical Fiber Amplifier):

- Vùng tích cực là sợi quang được pha đất hiếm. Do đó, OFA còn được gọi là DFA (Doped-Fiber Amplifier).

- Nguồn bơm là năng lượng ánh sáng được cung cấp bởi các laser có bước sóng phát quang nhỏ hơn bước sóng của tín hiệu cần khuếch đại.
- Tùy theo loại đất hiếm được pha trong lõi của sợi quang, bước sóng bơm của nguồn bơm và vùng ánh sáng được khuếch đại của OFA sẽ thay đổi. Một số loại OFA tiêu biểu:
 - EDFA (Erbium-Doped Fiber Amplifier): 1530 nm – 1565nm;
 - PDFA (Praseodymium-Doped Fiber Amplifier): 1280 nm – 1340nm;
 - TDFA (Thulium-Doped Fiber Amplifier): 1440 nm -1520nm;
 - NDFA (Neodymium-Doped Fiber Amplifier): 900nm, 1065 nm hoặc 1400nm.

Trong các loại OFA này, EDFA được sử dụng phổ biến hiện nay vì có nhiều ưu điểm về đặc tính kỹ thuật so với SOA và có vùng ánh sáng khuếch đại (1530nm-1565nm) thích hợp với dải tần hoạt động của hệ thống ghép kênh theo bước sóng mật độ cao DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing). Chi tiết về EDFA sẽ được trình bày trong phần III. *Bộ khuếch đại quang sợi pha trộn Erbium (EDFA)* của chương này.

Cả hai loại khuếch đại quang SOA và EDFA đều hoạt động dựa trên hiện tượng phát xạ kích thích. Ngoài ra, một loại khuếch đại quang khác cũng được sử dụng nhiều trong các hệ thống WDM hiện nay là khuếch đại Raman. Loại khuếch đại này cũng sử dụng sợi quang làm vùng tích cực để khuếch đại ánh sáng. Tuy nhiên, nguyên lý khuếch đại của khuếch đại Raman dựa trên ảnh hưởng phi tuyến của sợi quang (hiện tượng tán xạ Raman được kích thích SRS, Stimulated Raman Scattering) hơn là hiện tượng phát xạ kích thích. Chi tiết về loại khuếch đại này sẽ được trình bày trong phần IV. *Bộ khuếch đại quang Raman* của chương này.

4. Các thông số kỹ thuật của khuếch đại quang

a) Độ lợi (Gain)

Độ lợi của một bộ khuếch đại quang là tỷ số giữa công suất quang ở ngõ ra chia cho công suất quang ở ngõ vào.

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.1)$$

$$G(\text{dB}) = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \quad (2.2)$$

Trong đó:

- G: Độ lợi tín hiệu của bộ khuếch đại quang;
- P_{in} , P_{out} : công suất tín hiệu ánh sáng ở ngõ vào và ngõ ra của bộ khuếch đại quang (mW).

Độ lợi là một thông số quan trọng của bộ khuếch đại. Nó đặc trưng cho khả năng khuếch đại công suất ánh sáng của bộ khuếch đại. Tuy vậy, độ lợi của một bộ khuếch đại bị giới hạn bởi các cơ chế bão hòa độ lợi. Điều này làm giới hạn công suất quang ra cực đại của bộ khuếch đại.

b) Băng thông độ lợi (Gain Bandwidth)

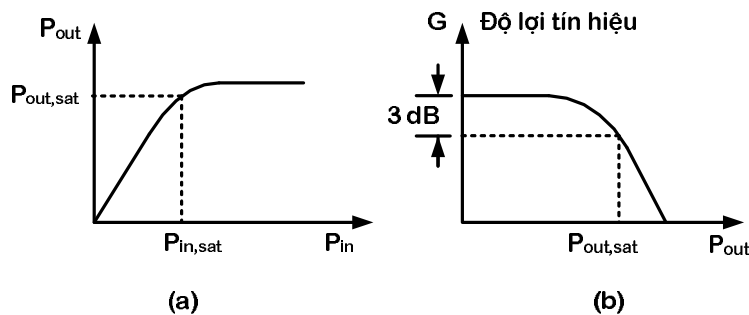
Độ lợi của bộ khuếch đại quang không bằng nhau cho tất cả các tần số của tín hiệu quang vào. Nếu đo độ lợi G của các tín hiệu quang với các tần số khác nhau, một đáp ứng tần số quang của bộ khuếch đại $G(f)$ sẽ đạt được. Đây chính là phổ độ lợi của bộ khuếch đại quang.

Băng thông độ lợi của bộ khuếch đại quang B_o được xác định bởi điểm -3dB so với độ lợi đỉnh của bộ khuếch đại. Giá trị B_o xác định băng thông của các tín hiệu có thể được truyền bởi một bộ khuếch đại quang. Do đó, ảnh hưởng đến hoạt động của các hệ thống thông tin quang khi sử dụng chúng như các bộ lặp hay bộ tiền khuếch đại.

c) Công suất ngõ ra bão hòa (Saturation Output Power)

Khi hoạt động ở chế độ tín hiệu nhỏ, công suất quang ở ngõ ra sẽ tăng tuyến tính với công suất quang ở ngõ vào theo hệ số độ lợi G : $P_{\text{out}} = G \cdot P_{\text{in}}$. Tuy nhiên, công suất ngõ ra không thể tăng mãi được. Bằng thực nghiệm, người ta thấy rằng trong tất cả các bộ khuếch đại quang, khi công suất ngõ vào P_{in} tăng đến một mức nào đó, độ lợi G bắt đầu giảm. Kết quả là công suất ở ngõ ra không còn tăng tuyến tính với tín hiệu ngõ ra nữa mà đạt trạng thái bão hòa. Sự thay đổi của tín hiệu quang ngõ ra so với công suất quang ngõ vào ở được minh họa trong hình 2.4(a).

Hình 2.4 a) Công suất ngõ ra theo công suất ngõ vào; b) Độ lợi khuếch đại theo công suất quang ngõ ra



Hình 2.4(b) biểu diễn sự biến đổi của độ lợi tín hiệu G theo công suất quang ngõ ra P_{out} . Công suất ở ngõ ra tại điểm độ lợi giảm đi 3 dB được gọi là công suất ra bão hòa $P_{\text{sat, out}}$.

Công suất ra bão hòa $P_{\text{sat, out}}$ của một bộ khuếch đại quang cho biết công suất ngõ ra lớn nhất mà bộ khuếch đại quang đó có thể hoạt động được. Thông thường,

một bộ khuếch đại quang có độ lợi cao sẽ có công suất ra bão hòa cao bởi vì sự nghịch đảo nồng độ cao có thể được duy trì trong một dải công suất vào và ra rộng.

d) Hệ số nhiễu (Noise Figure)

Giống như các bộ khuếch đại điện, các bộ khuếch đại quang đều tạo ra nhiễu. Nguồn nhiễu chính trong các bộ khuếch đại quang là do phát xạ tự phát. Vì sự phát xạ tự phát là các sự kiện ngẫu nhiên, pha của các photon phát xạ tự phát cũng ngẫu nhiên. Nếu photon phát xạ tự phát có hướng gần với hướng truyền của các photon tín hiệu, chúng sẽ tương tác với các photon tín hiệu gây nên sự dao động về pha và biên độ. Bên cạnh đó, năng lượng do phát xạ tự phát tạo ra cũng sẽ được khuếch đại khi chúng truyền qua bộ khuếch đại về phía ngõ ra. Do đó, tại ngõ ra của bộ khuếch đại công suất quang thu được P_{out} bao gồm cả công suất tín hiệu được khuếch đại và công suất nhiễu phát xạ tự phát được khuếch đại ASE (Amplified Spontaneous Emission).

$$P_{out} = G.P_{in} + P_{ASE} \quad (2.3)$$

Ảnh hưởng của nhiễu đối với bộ khuếch đại quang được biểu diễn bởi hệ số nhiễu NF (Noise Figure), mô tả sự suy giảm tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR (Signal to Noise Ratio) do nhiễu của bộ khuếch đại thêm vào. Hệ số NF được cho bởi công thức sau:

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (2.4)$$

Trong đó, SNR_{in} , SNR_{out} là tỷ số tín hiệu trên nhiễu tại ngõ vào và ngõ ra của bộ khuếch đại

Hệ số nhiễu NF của bộ khuếch đại càng nhỏ thì càng tốt. Giá trị nhỏ nhất của NF có thể đạt được là 3dB. Những bộ khuếch đại thỏa mãn hệ số nhiễu tối thiểu này được gọi là đang hoạt động ở giới hạn lượng tử.

Ngoài bốn thông số kỹ thuật chính được nêu ở trên, các bộ khuếch đại quang còn được đánh giá dựa trên các thông số sau:

- Độ nhạy phân cực (Polarization sensitivity) là sự phụ thuộc của độ lợi của bộ khuếch đại vào phân cực của tín hiệu.
- Ảnh hưởng của nhiệt độ đối với độ lợi và băng thông độ lợi.
- Xuyên nhiễu (crosstalk).

5. Ứng dụng của khuếch đại quang

Khuếch đại quang được ứng dụng trong các hệ thống truyền dẫn quang như các bộ khuếch đại nhằm làm tăng công suất của tín hiệu quang trên đường truyền, khắc phục suy hao do sợi quang và các mối hàn, nối xảy ra trên đường truyền. Tùy theo vị trí lắp đặt, các bộ khuếch đại trên tuyến truyền dẫn quang được chia làm ba loại:

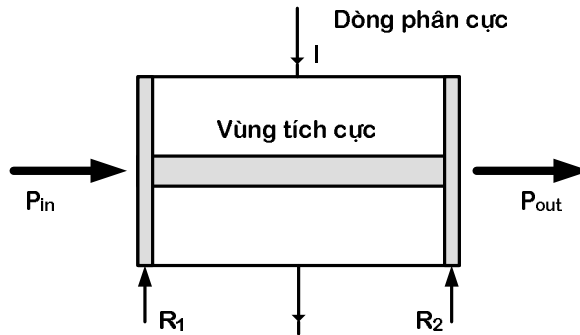
- Khuếch đại công suất (Booster Amplifier): là bộ khuếch đại quang được đặt ngay sau thiết bị phát nhằm mục đích làm tăng công suất tín hiệu quang đến mức cao nhất để làm cho khoảng cách truyền cực đại. Yêu cầu của các bộ khuếch đại công suất là tạo ra công suất đầu ra cực đại chứ không phải độ lợi cực đại vì công suất tín hiệu ngõ vào lớn.
- Khuếch đại đường dây (In-line Amplifier): là các bộ khuếch đại quang được đặt trên tuyến quang nhằm mục đích bù mất mát công suất gây ra bởi suy hao sợi, suy hao do kết nối và suy hao do việc phân phối tín hiệu quang trong mạng. Các bộ khuếch đại đường dây có thể được lắp đặt nối tiếp nhau trên đường truyền để gia tăng khoảng cách lắp đặt. Tuy nhiên, việc lắp đặt nối tiếp các bộ khuếch đại quang sẽ làm giảm hệ số SNR ảnh hưởng đến chất lượng của hệ thống truyền dẫn quang. Vấn đề này sẽ được trình bày trong phần *V. Tích lũy nhiễu trong hệ thống thông tin quang cự ly dài*. Yêu cầu của bộ khuếch đại đường dây là độ ổn định trên toàn bộ dải thông của hệ thống WDM, giữ nhiễu ở mức cực tiểu và thực hiện việc trao đổi tốt tín hiệu quang với sợi quang truyền dẫn.
- Tiền khuếch đại (Preamplifier): là các bộ khuếch đại quang được đặt ngay trước thiết bị thu quang nhằm khuếch đại tín hiệu ngay trước khi tín hiệu được đưa vào thiết bị. Điều này làm giảm yêu cầu nghiêm ngặt của độ nhạy thiết bị thu và cho phép hệ thống truyền dẫn quang hoạt động với tốc độ bit cao hơn. Do vị trí lắp đặt, các bộ tiền khuếch đại hoạt động với công suất tín hiệu vào yếu và mức nhiễu ở đầu thu cao. Do vậy, yêu cầu của một bộ tiền khuếch đại là độ nhạy lớn, độ lợi lớn và nhiễu thấp.

Ngoài các ứng dụng chính làm các bộ khuếch đại trên đường truyền quang, các bộ khuếch đại quang SOA và OFA còn được sử dụng trong các bộ chuyển đổi bước sóng. Việc chuyển đổi bước sóng được thực hiện dựa trên hiện tượng bão hòa độ lợi và hiện tượng trộn bốn bước sóng FWM (Four-Wave Mixing) xảy ra trong các bộ khuếch đại quang. Chi tiết về các ứng dụng này có thể tham khảo trong các tài liệu [1], [2]...

II. BỘ KHUẾCH ĐẠI QUANG BÁN DẪN (SOA)

1. Cấu trúc và nguyên lý hoạt động

Cấu trúc và nguyên lý hoạt động của khuếch đại quang bán dẫn SOA (Semiconductor Optical Amplifier) tương tự như laser bán dẫn. Nghĩa là cũng dựa vào hệ thống hai dải năng lượng của chất bán dẫn và các quá trình biến đổi quang điện: hấp thụ (absorption), phát xạ tự phát (spontaneous emission) và phát xạ kích thích (stimulated emission). Trong đó, tín hiệu quang được khuếch đại dựa trên hiện tượng phát xạ kích thích xảy ra trong vùng tích cực của SOA. Vùng tích cực này được đặt giữa hai lớp bán dẫn loại n và p (xem hình 2.5). Nguồn bơm bên ngoài được cung cấp bởi dòng điện phân cực.

Hình 2.5 Cấu trúc của một bộ khuếch đại quang bán dẫn SOA

Do có cấu trúc và nguyên lý hoạt động tương tự với laser bán dẫn nên SOA còn được gọi là khuếch đại laser bán dẫn SLA (Semiconductor Laser Amplifier).

Sự khác nhau chính giữa SOA và laser bán dẫn là SOA hoạt động dưới mức ngưỡng dao động. Điều kiện này xảy ra khi dòng điện phân cực $I_{\text{bias}} < I_{\text{th}}$ của laser hoặc/và hệ số phản xạ của hai mặt phản xạ của vùng tích cực nhỏ. Khi đó, quá trình phản xạ, cộng hưởng và tự phát xạ ánh sáng sẽ không xảy ra.

SOA có thể được phân thành hai loại chính dựa vào hệ số phản xạ của hai mặt phản xạ của lớp tích cực. Loại thứ nhất, khuếch đại Fabry-Perot FPA (Fabry-Perot Amplifier) có hệ số phản xạ cao (có thể lên tới 32%). Cấu trúc của FPA cũng tương tự như laser Fabry-Perot nhưng hoạt động với dòng phân cực $I_{\text{bias}} < I_{\text{th}}$. Với cấu trúc hốc cộng hưởng có hệ số phản xạ cao, quá trình hồi tiếp, chọn lọc tần số xảy ra. Kết quả là, FPA có độ lợi cao nhưng phổ độ lợi khuếch đại nhấp nhô, không đều. Điều này làm giảm băng thông khuếch đại của FPA.

Để khắc phục hạn chế trên của FPA, hai lớp chống phản xạ AR (anti-reflection) có hệ số phản xạ $R = 0$, được đặt tại hai đầu của vùng tích cực để không cho quá trình phản xạ xảy ra bên trong bộ khuếch đại. Khi đó, tín hiệu vào SOA sẽ được khuếch đại khi chỉ đi qua một lần (được gọi là single pass) xuyên qua vùng tích cực của bộ khuếch đại mà không có hồi tiếp về. Đây là cấu trúc của loại SOA thứ hai: khuếch đại sóng chạy TWA (Traveling Wave Amplifier). Trên thực tế, hệ số phản xạ ở hai đầu của vùng tích cực của TWA không hoàn toàn bằng 0 mà có giá trị rất nhỏ từ 0.1% đến 0.01%.

2. Đặc tính của bộ khuếch đại FPA và TWA

Xét một bộ khuếch đại FPA có hệ số phản xạ công suất ở hai mặt phản xạ của lớp tích cực là R_1 và R_2 như hình 2.5. Bộ khuếch đại này cũng có thể TWA nếu cho $R_1 = R_2 = 0$. Do đó, quá trình phân tích sau, đều có thể áp dụng cho FPA và TWA.

Bỏ qua suy hao khi ánh sáng truyền qua mỗi mặt phản xạ, ta có hệ số xuyên qua của công suất ánh sáng đi qua mỗi mặt phản xạ tương ứng là $(1-R_1)$ và $(1-R_2)$.

Tương ứng, ta có hệ phản xạ và hệ số xuyên qua của cường độ điện trường tại hai mặt phản xạ là $\sqrt{R_1}$, $\sqrt{R_2}$ và $t_1 = \sqrt{1 - R_1}$, $t_2 = \sqrt{1 - R_2}$

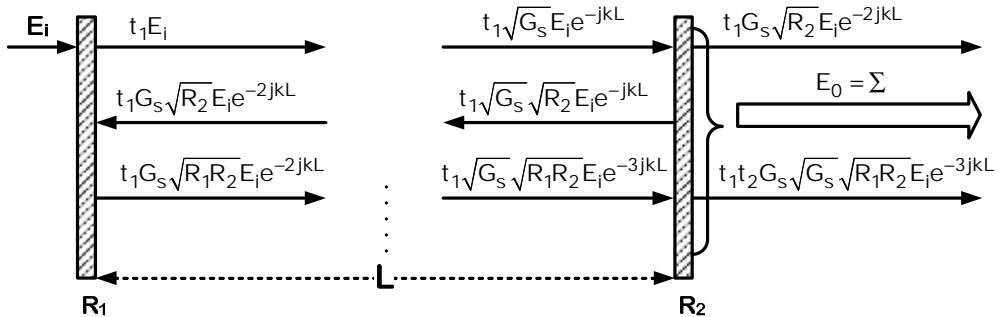
Gọi G_s là độ lợi đơn thông (single-pass gain) của SOA khi tín hiệu quang đi qua vùng tích cực mà không có sự hồi tiếp (hệ số phản xạ $R = 0$). Ta có:

$$G_s = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \exp[(\Gamma g - \alpha)L] \quad (2.5)$$

Trong đó:

- g : độ lợi trên một đơn vị chiều dài của vùng tích cực;
- α : suy hao trên một đơn vị chiều dài của vùng tích cực;
- Γ : hệ số tập trung (confinement factor) biểu diễn mức độ tập trung của luồng ánh sáng bên trong vùng tích cực;
- L : chiều dài của vùng tích cực;
- P_{in} , P_{out} : công suất tín hiệu ở ngõ vào và ngõ ra của bộ khuếch đại.

Hình 2.6 Quá trình khuếch đại tín hiệu xảy ra trong FPA



Quá trình khuếch đại tín hiệu ánh sáng trong FPA (xem hình 2.6) có thể được dẫn giải như sau:

Điện trường của tín hiệu quang vào E_i được đưa vào hốc cộng hưởng của FPA có chiều dài L tại mặt phản xạ R_1 . Sau khi xuyên qua mặt phản xạ R_1 , tín hiệu ban đầu sẽ được khuếch đại bởi vùng tích cực và đạt cường độ $t_1\sqrt{G_s}E_i e^{-jkl}$ tại mặt phản xạ R_2 (k là hệ số truyền dẫn của môi trường khuếch đại). Tại đây, một phần năng lượng ánh sáng sẽ truyền ra ngoài với cường độ $t_1 t_2 \sqrt{G_s} E_i e^{-jkl}$. Phần còn lại sẽ phản xạ ngược trở lại về phía R_1 với cường độ $t_1 \sqrt{G_s} \sqrt{R_2} E_i e^{-jkl}$. Tại R_1 , điện trường thu được là $t_1 G_s \sqrt{R_2} E_i e^{-2jkl}$. Tương tự như tại R_2 , một phần điện trường $t_1 G_s \sqrt{R_1 R_2} E_i e^{-2jkl}$ sẽ phản xạ ngược về phía R_2 , phần còn lại sẽ đi ra ngoài hốc cộng hưởng. Sau khi đi qua khoảng cách L của vùng tích cực, tín hiệu thu được tại

R_1 đạt giá trị $t_1 G_s \sqrt{G_s} \sqrt{R_1 R_2} E_i e^{-3jkL}$. Quá trình phản xạ và truyền xuyên qua mặt phản xạ R_2 tiếp tục diễn ra. Phần tín hiệu xuyên qua có điện trường $t_1 t_2 G_s \sqrt{G_s} \sqrt{R_1 R_2} E_i e^{-3jkL}$. Phần còn lại sẽ phản xạ ngược về phía R_1 . Cứ như vậy quá trình phản xạ trong vùng tích cực tiếp tục tiếp diễn.

Điện trường tổng cộng thu được tại ngõ ra của bộ khuếch đại sẽ bằng tổng của các thành phần điện trường đi xuyên qua R_2 . Nếu giả sử rằng thời gian truyền trong hốc cộng hưởng nhỏ hơn chu kỳ của điện trường tới E_i , ta có điện trường thu được tại ngõ ra [5]:

$$E_o = E_i e^{-jkl} t_1 t_2 \sum_{m=0}^{\infty} (\sqrt{R_1 R_2} G_s)^m e^{-2mjkL} \quad (2.6)$$

Với $|\sqrt{R_1 R_2} G_s| < 1$, biểu thức (2.6) có thể biến đổi thành [5]:

$$E_o = E_i \frac{\sqrt{G_s} t_1 t_2 e^{-jkl}}{1 - \sqrt{R_1 R_2} G_s e^{-2jkL}} \quad (2.7)$$

Hàm truyền công suất của bộ khuếch đại FPA [5]:

$$G_{FPA}(w) = \left| \frac{E_o}{E_i} \right|^2 = \frac{(1 - R_1)(1 - R_2) G_s(w)}{(1 - G_s \sqrt{R_1 R_2})^2 + 4 G_s \sqrt{R_1 R_2} \sin^2 kL} \quad (2.8)$$

Do $\sin^2(kL) = \sin^2\left(\frac{w}{v} L\right) = \sin^2\left(\frac{(w - w_0)}{v} L\right)$ [5] với v là vận tốc ánh sáng truyền trong môi trường khuếch đại, w là tần số góc đang xét, w_0 là tần số góc cộng hưởng mà tại đó độ lợi đạt giá trị lớn nhất. Biểu thức (2.8) được viết lại như sau:

$$G_{FPA}(w) = \left| \frac{E_o}{E_i} \right|^2 = \frac{(1 - R_1)(1 - R_2) G_s(w)}{(1 - G_s \sqrt{R_1 R_2})^2 + 4 G_s \sqrt{R_1 R_2} \sin^2[(w - w_0)L/v]} \quad (2.9)$$

Nếu hệ số phản xạ của hai mặt phản xạ của FPA bằng nhau $R_1 = R_2 = R$, biểu thức (2.9) trở thành [4]:

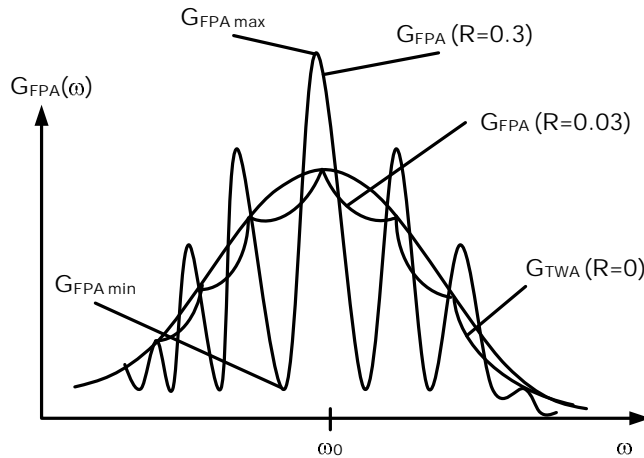
$$G_{FPA}(w) = \left| \frac{E_o}{E_i} \right|^2 = \frac{(1 - R)^2 G_s(w)}{(1 - G_s R)^2 + 4 G_s R \sin^2[(w - w_0)L/v]} \quad (2.10)$$

Hình 2.7 biểu diễn độ lợi $G(f)$ của FPA thay đổi theo tần số với 3 giá trị khác nhau của hệ số phản xạ $R = 0.3$, $R = 0.03$ và $R = 0$ [4].

Giả sử độ lợi đơn thông G_s , tương ứng với $R = 0$ (TWA), có dạng Gauss. Khi hệ số phản xạ của hai lớp phản xạ của vùng tích cực lớn $R = 0.3$, độ lợi $G(w)$ không bằng phẳng theo tần số mà có dạng gợn sóng lớn do chức năng lọc tần số của hốc cộng hưởng.

Tại các tần số cộng hưởng $\omega = (2\pi fN)/(2L)$ với N là số nguyên, độ lợi của FPA đạt giá trị cực đại. Giữa các tần số cộng hưởng, độ lợi của FPA giảm nhanh chóng. Do đó, băng thông độ lợi (được xác định tại vị trí -3dB so với độ lợi đỉnh) của FPA nhỏ so với băng thông độ lợi của TWA. Vì vậy, FPA không thích hợp với các ứng dụng khuếch đại trong hệ thống thông tin quang.

Hình 2.7 Độ lợi của FPA thay đổi theo tần số với $R = 0.3$; $R = 0.03$ và $R = 0$ [4].



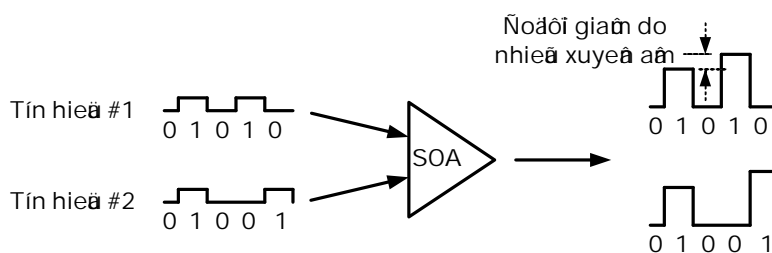
Khi hệ số phản xạ $R = 0.03$, $G(\omega)$ tiến gần tới G_s nhưng vẫn còn gợn sóng nhỏ. Độ gợn sóng này có thể được loại bỏ bằng cách giảm hệ số phản xạ hơn nữa để bộ khuếch đại trở thành TWA.

3. Nhiễu xuyên âm (Crosstalk) trong SOA

Nhiễu xuyên âm xảy ra khi các tín hiệu quang khác nhau được khuếch đại đồng thời trong cùng một bộ khuếch đại. Có hai loại nhiễu xuyên âm xảy ra trong SOA: nhiễu xuyên kênh (interchannel crosstalk) và bão hòa độ lợi (cross saturation).

Nhiễu xuyên kênh xảy ra là do hiệu ứng trộn bốn bước sóng FWM (Four Wave Mixing). Bản chất và ảnh hưởng của hiệu ứng phi tuyến này đối hệ thống thông tin quang WDM đã được trình bày trong chương 1 của sách này.

Hình 2.8 Ảnh hưởng của nhiễu xuyên kênh trong SOA khi khuếch đại hai tín hiệu



Nhiều xuyên kênh gây nên do hiện tượng bão hòa độ lợi xảy ra trong SOA được minh họa trên hình 2.8. Xem xét đầu vào bộ SOA là tổng của hai tín hiệu quang ở các bước sóng khác nhau. Giả thiết rằng cả 2 bước sóng nằm trong băng thông của SOA. Sự có mặt của tín hiệu thứ hai sẽ làm suy giảm mật độ điện tử ở vùng năng lượng cao do quá trình bức xạ kích thích làm dẫn đến sự nghịch đảo nồng độ được quan sát ở tín hiệu thứ nhất giảm xuống. Do đó, tín hiệu thứ nhất sẽ không được khuếch đại giống như tín hiệu thứ hai và nếu mật độ điện tử ở vùng năng lượng cao không đủ lớn thì tín hiệu thứ nhất có thể bị hấp thụ. Quá trình này xảy ra đồng thời đối với cả hai tín hiệu. Do đó, trên hình 2.8 ta thấy, khi mức 1 của hai tín hiệu 1 và 2 xảy ra đồng thời, độ lợi của mỗi tín hiệu sẽ nhỏ hơn so với bình thường.

Hiện tượng xuyên âm phụ thuộc vào thời gian sống của điện tử ở trạng thái năng lượng cao. Nếu thời gian sống đủ lớn so với tốc độ dao động của công suất trong các tín hiệu vào, các điện tử không thể chuyển từ trạng thái năng lượng cao xuống trạng thái năng lượng thấp do sự dao động này. Do đó, không có xuyên âm xảy ra.

Đối với các SOA, thời gian sống này ở mức ns. Do đó, các điện tử dễ dàng phản ứng lại sự dao động trong công suất của các tín hiệu được điều chế ở tốc độ Gb/s, dẫn đến một sự suy yếu hệ thống chính do xuyên âm. Ngược lại, thời gian sống phát xạ tự phát trong EDFA là khoảng 10ms. Do đó, xuyên âm chỉ có mặt nếu tốc độ điều chế của các tín hiệu vào ít hơn vài kHz, điều này thường ít gặp trong thực tế. Do đó, EDFA phù hợp hơn khi được sử dụng trong các hệ thống WDM hơn SOA.

4. Ưu khuyết điểm và ứng dụng của SOA

Ưu điểm:

- Độ lợi cao (25-30dB).
- Kích thước nhỏ, có thể tích hợp với các linh kiện quang bán dẫn khác.
- Dải thông lớn, có thể lên tới 100 nm, rộng hơn so với EDFA.
- Có thể thực hiện khuếch đại tín hiệu ở cả hai cửa sổ ánh sáng 1300 nm và 1550 nm.

Khuyết điểm:

- Công suất ra bão hòa thấp (khoảng 5mW) hạn chế khả năng của SOA khi được sử dụng làm bộ khuếch đại công suất.
- Hệ số nhiễu cao (5-7 dB) ảnh hưởng đến chất lượng của SOA khi được sử dụng làm bộ tiền khuếch đại và khuếch đại đường dây.
- Phụ thuộc vào phân cực của tín hiệu quang tới.
- Nhiều xuyên kênh lớn do các hiệu ứng phi tuyến: hiệu ứng trộn 4 bước sóng FWM (four wave mixing) và hiệu ứng bão hòa độ lợi chéo (cross-gain saturation).

- Phổ độ lợi có dạng gợn sóng do sự không hoàn hảo của lớp chống phản xạ tạo nên.
- Kém ổn định do độ lợi chịu ảnh hưởng của nhiệt độ.

Ứng dụng:

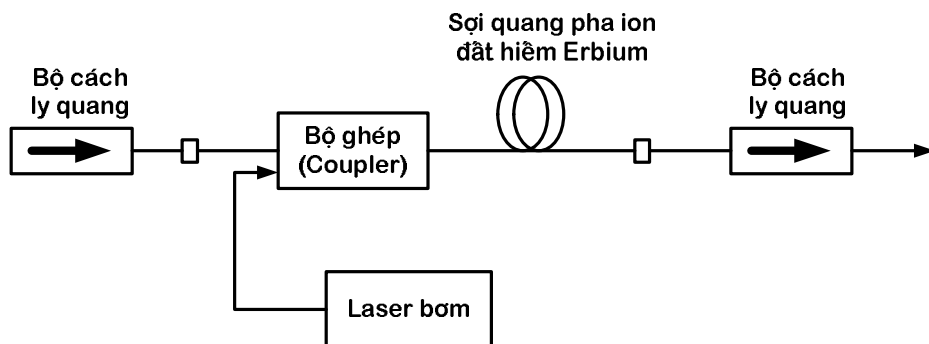
Với các đặc tính kỹ thuật trên, SOA có nhiều khuyết điểm so với EDFA khi được dùng làm khuếch đại quang. Do đó, cho dù SOA được nghiên cứu và chế tạo từ trước EDFA, nhưng SOA không được sử dụng làm bộ khuếch đại quang trong hệ thống WDM cũng như các hệ thống truyền dẫn quang khác hiện nay. Thay vào đó, dựa trên các hiệu ứng phi tuyến đáp ứng nhanh của SOA, SOA được dùng trong các ứng dụng khác của hệ thống thông tin quang như: bộ biến đổi bước sóng (wavelength convertor), phục hồi xung đồng hồ (clock recovery) và các ứng dụng xử lý tín hiệu quang (optical signal processing applications)

III. BỘ KHUẾCH ĐẠI QUANG SỢI PHA TRỘN ERBIUM (EDFA)

1. Các cấu trúc EDFA

Cấu trúc của một bộ khuếch đại quang sợi pha trộn Erbium EDFA (Erbium-Doped Fiber Amplifier) được minh họa trên hình 2.9. Trong đó bao gồm:

Hình 2.9 Cấu trúc tổng quát của một bộ khuếch đại EDFA.

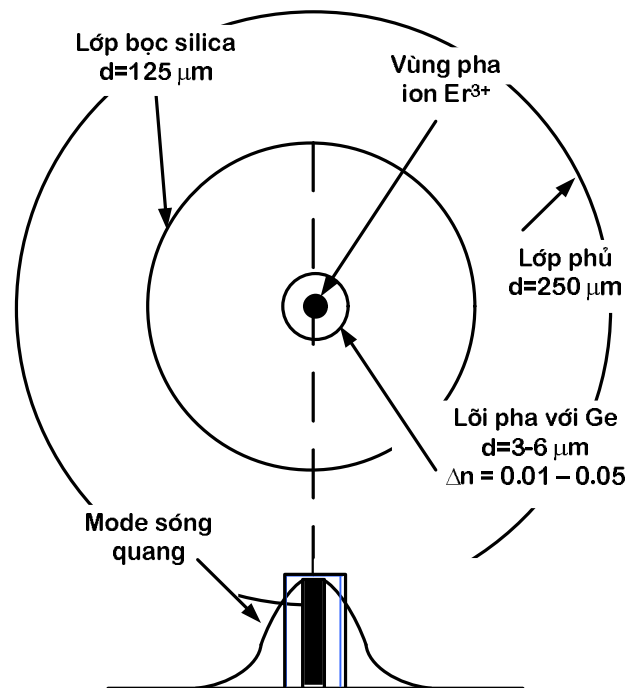


- Sợi quang pha ion đất hiếm Erbium EDF (Erbium-Doped Fiber): là nơi xảy ra quá trình khuếch đại (vùng tích cực) của EDFA. Cấu tạo của sợi quang pha ion Er^{3+} được minh họa như trên hình 2.10.

Trong đó, vùng lõi trung tâm (có đường kính từ 3 -6 μm) của EDF được pha trộn ion Er^{3+} là nơi có cường độ sóng bơm và tín hiệu cao nhất. Việc pha các ion Er^{3+} trong vùng này cung cấp sự chống lấp của năng lượng bơm và tín hiệu với các ion Erbium lớn nhất dẫn đến sự khuếch đại tốt hơn. Lớp bọc (cladding) có chiết suất thấp hơn bao quanh vùng lõi. Lớp phủ (coating) bảo vệ bao quanh sợi quang tạo bán kính sợi quang tổng cộng là 250 μm . Lớp phủ này có chiết suất lớn hơn so với

lớp bọc dùng để loại bỏ bất kỳ ánh sáng không mong muốn nào lan truyền trong sợi quang. Nếu không kể đến chất pha Erbium, cấu trúc EDF giống như sợi đơn mode chuẩn trong viễn thông. Ngoài ra, EDF còn được chế tạo bằng các bằng các loại vật liệu khác như sợi thủy tinh flouride (flouride-based glass fiber) hoặc sợi quang thủy tinh đa vật liệu (multicomponent glass fiber).

Hình 2.10 Mặt cắt ngang của một loại sợi quang pha ion Erbium.



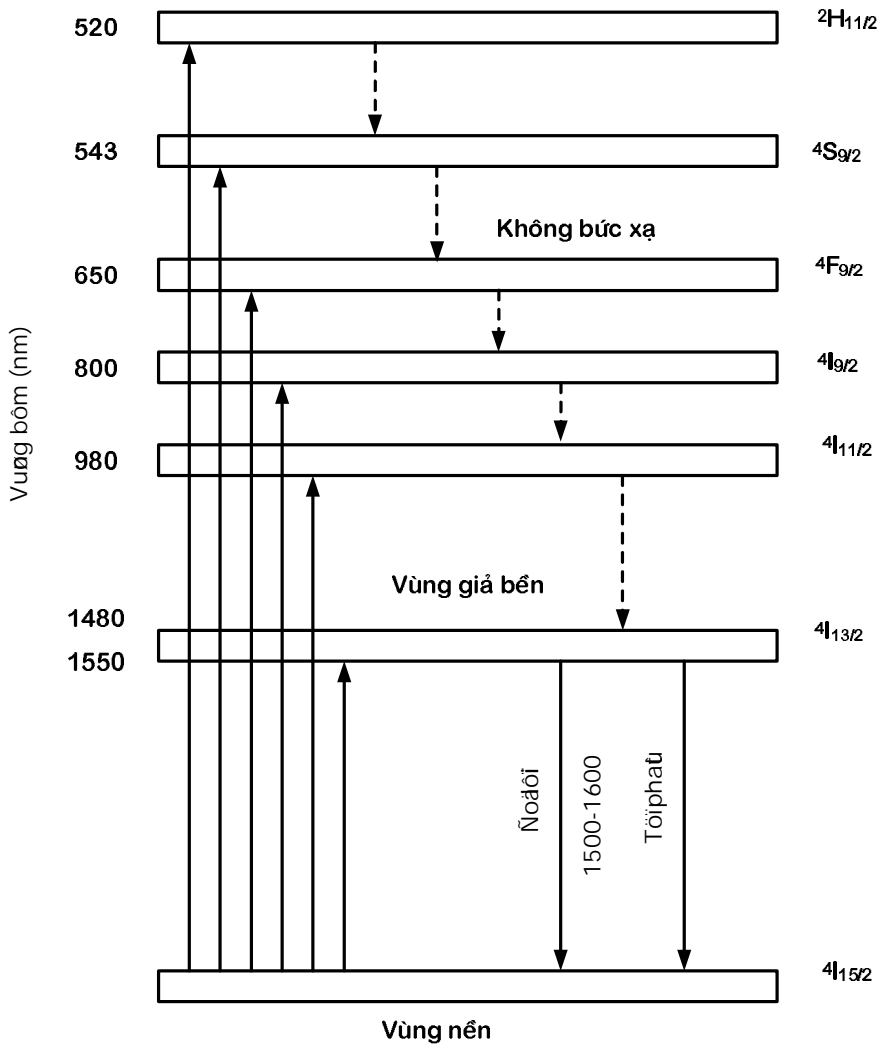
- Laser bơm (pumping laser): cung cấp năng lượng ánh sáng để tạo ra trạng thái nghịch đảo nồng độ trong vùng tích cực. Laser bơm phát ra ánh sáng có bước sóng 980 nm hoặc 1480nm.
- WDM Coupler: Ghép tín hiệu quang cần khuếch đại và ánh sáng từ laser bơm vào trong sợi quang. Loại coupler được sử dụng là WDM coupler cho phép ghép các tín hiệu có bước sóng 980/1550 nm hoặc 1480/1550nm.
- Bộ cách ly quang (Optical isolator): ngăn không cho tín hiệu quang được khuếch đại phản xạ ngược về phía đầu phát hoặc các tín hiệu quang trên đường truyền phản xạ ngược về EDFA.

2. Lý thuyết khuếch đại trong EDFA

a) Giảm độ phân bố năng lượng của Er^{3+}

Giảm độ phân bố năng lượng của Er^{3+} trong sợi silica được minh họa trong hình 2.11. Theo đó, các ion Er^{3+} có thể tồn tại ở nhiều vùng năng lượng khác nhau được ký hiệu: $^4I_{15/2}$, $^4I_{13/2}$, $^4I_{11/2}$, $^4I_{9/2}$, $^4F_{9/2}$, $^4S_{9/2}$, $^2H_{11/2}$. Trong đó:

Hình 2.11 Giản đồ phân bố năng lượng của ion Er^{3+} trong sợi silica.



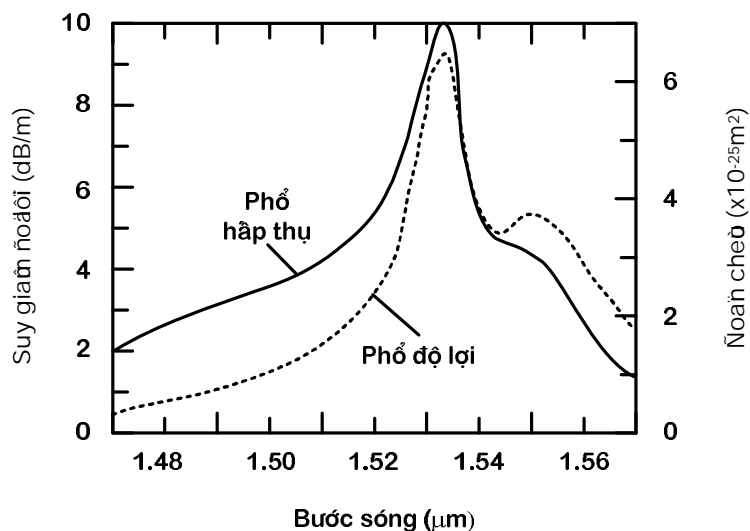
- Vùng $4I_{15/2}$ có mức năng lượng thấp nhất, được gọi là vùng nền (ground-state band).
- Vùng $4I_{13/2}$ được gọi là vùng giả bền (metastable band) vì các ion Er^{3+} có thời gian sống (lifetime) tại vùng này lâu (khoảng 10ms) trước khi chuyển xuống vùng nền. Thời gian sống này thay đổi tùy theo loại tạp chất được pha trong lõi của EDF.
- Vùng $4I_{11/2}$, $4I_{9/2}$, $4F_{9/2}$, $4S_{9/2}$, $2H_{11/2}$ là các vùng năng lượng cao, được gọi là vùng kích thích hay vùng bơm (pumping band). Thời gian các ion Er^{3+} có trạng thái năng lượng trong các vùng này rất ngắn (khoảng 1 μs).

Sự chuyển đổi năng lượng của các ion Er^{3+} có thể xảy ra trong các trường hợp sau:

- Khi các ion Er^{3+} ở vùng nền nhận một mức năng lượng bằng độ chênh lệch năng lượng giữa vùng nền và vùng năng lượng cao hơn, chúng sẽ chuyển lên vùng có mức năng lượng cao hơn (sự hấp thụ năng lượng).
- Khi các ion Er^{3+} chuyển từ các vùng năng lượng cao xuống vùng năng lượng thấp hơn sẽ xảy ra hai trường hợp sau:
 - Phân rã không bức xạ (nonradiative decay): năng lượng được giải phóng dưới dạng photon tạo ra sự dao động phân tử trong sợi quang.
 - Phát xạ ánh sáng (radiation): năng lượng được giải phóng dưới dạng photon.
 Độ chênh lệch năng lượng giữa vùng giả bền (${}^4\text{I}_{13/2}$) và vùng nền (${}^4\text{I}_{15/2}$) [1]:
- 0.775eV (tương ứng với năng lượng của photon có bước sóng 1600nm) tính từ đáy vùng giả bền đến đỉnh của vùng nền.
- 0.814eV (1527 nm) tính từ đáy vùng giả bền đến đáy của vùng nền.
- 0.841 eV (1477nm) tính từ đỉnh vùng giả bền đến đáy của vùng nền.

Mật độ phân bố năng lượng của các ion Er^{3+} trong vùng giả bền không đều nhau: các ion Er^{3+} có khuynh hướng tập trung nhiều ở các mức năng lượng thấp. Điều này dẫn đến khả năng hấp thụ và phát xạ photon của ion Erbium thay đổi theo bước sóng. Phổ hấp thụ (absorption spectrum) và phổ độ lợi (gain spectrum) của EDFA có lõi pha Ge được biểu diễn trên hình 2.12 [2].

Hình 2.12 Phổ hấp thụ (absorption spectrum) và phổ độ lợi (gain spectrum) của EDFA có lõi pha Ge [2].



b) Nguyên lý hoạt động của EDFA

Nguyên lý khuếch đại của EDFA được dựa trên hiện tượng phát xạ kích thích.

- Các photon tín hiệu bị hấp thụ bởi các ion Er^{3+} ở vùng nền (6). Tín hiệu ánh sáng bị suy hao.
- Các photon tín hiệu kích thích các ion Er^{3+} ở vùng giả bền (7). Hiện tượng phát xạ kích thích xảy ra. Khi đó, các ion Er^{3+} bị kích thích sẽ chuyển trạng thái năng lượng từ mức năng lượng cao ở vùng giả bền xuống mức năng lượng thấp ở vùng nền và phát xạ ra photon mới có cùng hướng truyền, cùng phân cực, cùng pha và cùng bước sóng. Tín hiệu ánh sáng được khuếch đại.

Độ rộng giữa vùng giả bền và vùng nền cho phép sự phát xạ kích thích (khuếch đại) xảy ra trong khoảng bước sóng 1530 nm – 1565 nm. Đây cũng là vùng bước sóng hoạt động của EDFA. Độ lợi khuếch đại giảm nhanh chóng tại các bước sóng lớn hơn 1565 nm và bằng 0 dB tại bước sóng 1616 nm.

3. Yêu cầu đối với nguồn bơm

a) Bước sóng bơm

Với các vùng năng lượng được nêu trong phần 2.a, ánh sáng bơm có thể được sử dụng tại các bước sóng khác nhau 650 nm ($^4\text{F}_{9/2}$), 800 nm ($^4\text{I}_{9/2}$), 980 nm ($^4\text{I}_{11/2}$), 1480 nm ($^4\text{I}_{13/2}$). Tuy nhiên, khi bước sóng bơm càng ngắn thì các ion Er^{3+} phải trải qua nhiều giai đoạn chuyển đổi năng lượng trước khi trở về vùng nền và phát xạ ra photon ánh sáng. Do đó, hiệu suất bơm không cao, năng lượng bơm sẽ bị hao phí qua việc tạo ra các phonon thay vì photon. Vì vậy, trên thực tế, ánh sáng bơm sử dụng cho EDFA chỉ được sử dụng tại hai bước sóng 980 nm và 1480nm.

Trong EDFA, điều kiện để có khuếch đại tín hiệu là đạt được sự nghịch đảo nồng độ bằng cách sử dụng nguồn bơm để bơm các ion Erbium lên trạng thái kích thích. Có hai cách thực hiện quá trình này: bơm trực tiếp tại bước sóng 1480 nm hoặc bơm gián tiếp ở bước sóng 980 nm.

- Phương pháp bơm gián tiếp (bơm ở 980 nm): Trong trường hợp này, ion Erbium liên tục được chuyển tiếp từ vùng năng lượng $4\text{I}15/2$ thấp lên vùng năng lượng cao $4\text{I}11/2$, sau đó các ion sẽ phân rã xuống vùng $4\text{I}13/2$ nhưng không phát xạ. Từ vùng này, khi có ánh sáng kích thích thì các ion sẽ phát xạ bước sóng mong muốn (từ 1550 đến 1600 nm) khi chuyển từ vùng năng lượng $4\text{I}13/2$ xuống vùng $4\text{I}15/2$. Đây chính là hệ thống ba mức. Thời gian sống của ion Erbium ở mức $4\text{I}11/2$ khoảng $1\mu\text{s}$ trong khi ở $4\text{I}13/2$ thì tới 10ms. Với thời gian sống dài, vùng $4\text{I}15/2$ được gọi là vùng ổn định. Vì vậy, các ion được bơm lên mức cao, sau đó nhanh chóng rơi xuống vùng $4\text{I}13/2$ và tồn tại ở đó trong một khoảng thời gian tương đối dài tạo nên sự nghịch đảo về nồng độ.
- Với phương pháp bơm trực tiếp (1480 nm): các ion Erbium chỉ hoạt động trong hai vùng năng lượng $4\text{I}13/2$ và $4\text{I}15/2$. Đây là hệ thống 2 mức. Các ion Erbium liên tục được chuyển từ vùng năng lượng nền $4\text{I}15/2$ lên vùng năng lượng kích thích $4\text{I}13/2$ nhờ năng lượng bơm. Vì thời gian tồn tại ở mức này dài nên chúng tích lũy tại đây tạo ra sự nghịch đảo nồng độ.

Nguồn bơm có hiệu quả cao ở cả hai bước sóng 980 và 1480 nm. Để có hệ số khuếch đại hơn 20 dB thì chỉ cần tạo ra nguồn bơm có công suất nhỏ hơn 5 mW, nhưng vẫn cần phải có nguồn bơm từ 10 đến 100 mW để đảm bảo cho công suất ra đủ lớn.

Chỉ số nhiễu lượng tử giới hạn là 3 dB đạt được ở bước sóng 980 nm. Đối với bước sóng 1480 nm thì chỉ số nhiễu là vào khoảng 4 dB vì tiết diện ngang phát xạ tại 1480 nm cao hơn tại 980 nm và bức xạ kích thích do nguồn bơm đã giới hạn sự nghịch đảo tích lũy tại 1480nm. Do đó, bước sóng bơm 980 nm được ứng dụng cho các bộ khuếch đại tạp âm thấp. Hệ số độ lợi tại bước sóng bơm 980 nm cao hơn tại 1480 nm tại cùng công suất bơm. Do đó, để đạt được cùng một hệ số độ lợi thì công suất bơm tại 1480 nm phải cao hơn tại 980 nm. Vì công suất bơm ở 1480 nm lớn hơn nên công suất ngõ ra lớn hơn, do đó bơm ở bước sóng 1480 nm được ứng dụng cho các bộ khuếch đại công suất. Ngoài ra, bước sóng bơm 1480 nm được truyền trong sợi quang với suy hao thấp. Do đó, nguồn bơm laser có thể đặt xa bộ khuếch đại.

Hiện nay, bơm bước sóng 1480 nm được sử dụng rộng rãi hơn vì chúng sẵn có hơn và độ tin cậy cao hơn. Độ tin cậy là đặc điểm quan trọng đối với laser bơm vì nó dùng để bơm cho khoảng cách dài và để tránh làm nhiễu tín hiệu. Các thiết bị khuếch đại công suất đòi hỏi công suất bơm cao nhất và độ ổn định của chúng là mấu chốt trong quá trình nghiên cứu phát triển chúng. Nếu tăng được độ ổn định của laser có bước sóng 980 nm thì có thể chúng sẽ được chọn làm nguồn bơm. Một số EDFA được bơm tại cả hai bước sóng để tận dụng ưu điểm của cả hai bước sóng.

Bảng 2.1: So sánh hai bước sóng bơm 980 nm và 1480 nm

Bước sóng bơm	980 nm	1480 nm
Tính chất:		
Độ lợi	Cao hơn	Thấp hơn
Độ lợi công suất bơm	Thấp hơn	Cao hơn
Suy hao công suất bơm	Cao hơn	Thấp hơn
Hệ số nhiễu	Thấp hơn	Cao hơn
Ứng dụng	Tiền khuếch đại	Khuếch đại công suất

b) Công suất bơm

Công suất bơm càng lớn thì sẽ có nhiều ion Erbium bị kích thích để trao đổi năng lượng với tín hiệu cần khuếch đại và sẽ làm cho hệ số khuếch đại tăng lên. Tuy nhiên, hệ số khuếch đại không thể tăng mãi theo công suất bơm vì số lượng các ion Erbium được cấy vào sợi là có giới hạn. Ngoài ra, khi công suất bơm tăng lên thì hệ số nhiễu sẽ giảm. Điều này sẽ được trình bày trong phần tính hệ số nhiễu của EDFA.

c) Hướng bơm

Bộ khuếch đại EDFA có thể được bơm theo ba cách:

- Bơm thuận (codirectional pumping): nguồn bơm được bơm cùng chiều với hướng truyền tín hiệu.
- Bơm ngược (counterdirectional pumping): nguồn bơm được bơm ngược chiều với hướng truyền tín hiệu.
- Bơm hai chiều (dual pumping): sử dụng hai nguồn bơm và được theo hai chiều ngược nhau.

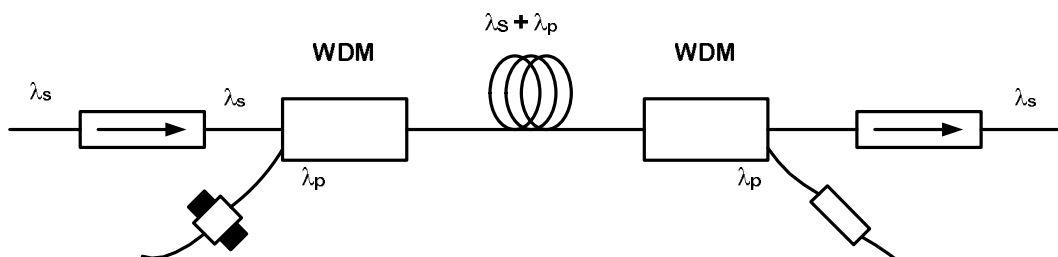
Hướng bơm thuận có ưu điểm nhiều thấp vì nhiễu khá nhạy cảm với độ lợi mà độ lợi tín hiệu cao nhất khi công suất tín hiệu vào thấp nhất. Trong khi đó, hướng bơm ngược cung cấp công suất ra bão hoà cao nhưng có hệ số nhiễu cao hơn bơm thuận.

Do vậy, người ta đề nghị sử dụng cả hai laser bơm có bước sóng bơm khác nhau. Việc bơm tại bước sóng 1480 nm thường được sử dụng theo chiều ngược với hướng truyền tín hiệu và bơm tại 980 nm theo hướng thuận để sử dụng tốt nhất ưu điểm của mỗi loại bơm. Bơm tại 1480 nm có hiệu suất lượng tử cao hơn nhưng có hệ số nhiễu cao hơn, trong khi bơm tại bước sóng 980 nm có thể cung cấp một hệ số nhiễu gần mức giới hạn lượng tử. Hệ số nhiễu thấp phù hợp cho các ứng dụng tiền khuếch đại.

Một EDFA được bơm bằng một nguồn bơm có thể cung cấp công suất đầu ra cực đại khoảng +16 dBm trong vùng bão hoà hoặc hệ số nhiễu từ 5-6 dB trong vùng tín hiệu nhỏ. Cả hai bước sóng bơm được sử dụng đồng thời có thể cung cấp công suất đầu ra cao hơn; một EDFA được bơm kép có thể cung cấp công suất ra tới +26 dBm trong vùng công suất bơm cao nhất có thể đạt được. Hình 2.14 thể hiện một EDFA được bơm kép.

Giá trị các đặc tính của bộ khuếch đại EDFA được trình bày trong bảng 2.2

Hình 2.14 Cấu hình bộ khuếch đại EDFA được bơm kép [1].



4. Phổ khuếch đại

Phổ độ lợi của EDFA được trình bày trong hình 2.12 là tính chất quan trọng nhất của EDFA khi xác định các kênh tín hiệu được khuếch đại trong hệ thống WDM. Hình dạng của phổ khuếch đại phụ thuộc vào bản chất của sợi quang, loại tạp chất (Ge, Al) và nồng độ tạp chất được pha trong lõi của sợi quang.

Hình 2.12 cho thấy phổ độ lợi của EDFA có lõi pha Ge khá rộng. Tuy nhiên, phổ độ lợi này không bằng phẳng. Điều này sẽ dẫn đến việc hệ số khuếch đại khác nhau đối với các bước sóng khác nhau. Nếu độ lợi của các kênh tín hiệu không đồng nhất, nhất là sau khi qua nhiều tầng EDFA, sai số độ lợi này sẽ tích lũy tuyến tính đến mức khi tới đầu thu kênh bước sóng có độ lợi cao làm cho đầu vào máy thu quá tải. Ngược lại, kênh tín hiệu có độ lợi nhỏ thì tỉ số SNR không đạt yêu cầu. Việc làm phẳng độ lợi là cần thiết để loại bỏ khuếch đại méo các tín hiệu qua các EDFA đường truyền ghép tầng.

Một số biện pháp được sử dụng để khắc phục sự không bằng phẳng của phổ độ lợi:

- Chọn lựa các bước sóng có độ lợi gần bằng nhau. WDM làm việc ở dải sóng băng C (1530 – 1565 nm). Trong dải bước sóng này chọn 40 bước sóng làm bước sóng công tác của WDM. Các bước sóng này có độ lợi gần bằng nhau.
- Công nghệ cân bằng độ lợi: dùng bộ cân bằng (equalizer) hấp thụ bớt công suất ở bước sóng có độ lợi lớn và bộ khuếch đại để tăng công suất của bước sóng có độ lợi nhỏ.
- Thay đổi thành phần trộn trong sợi quang: dùng sợi quang trộn thêm nhôm, photpho nhôm hay flo cùng với Erbium sẽ tạo nên bộ khuếch đại có băng tần được mở rộng và phổ khuếch đại bằng phẳng hơn.

Ngoài ra, phổ độ lợi của EDFA còn phụ thuộc vào chiều dài của sợi EDF. Lý do là vì trạng thái nghịch đảo nồng độ thay đổi dọc theo chiều dài của sợi quang khi công suất bơm thay đổi.

Bộ khuếch đại EDFA hoạt động ở băng C (1530-1565 nm). Tuy nhiên, độ lợi của sợi pha tạp có đuôi trải rộng đến khoảng 1605 nm. Điều này kích thích sự phát triển của các hệ thống hoạt động ở băng L từ 1565 đến 1625 nm. Nguyên lý hoạt động của EDFA băng L giống như EDFA băng C. Tuy nhiên, có sự khác nhau trong việc thiết kế EDFA cho băng C và băng L. Các phần tử bên trong bộ khuếch đại quang như bộ cách ly (isolator) và bộ ghép (coupler) phụ thuộc vào bước sóng nên chúng sẽ khác nhau trong băng C và băng L. So sánh các tính chất của EDFA trong băng C và băng L được thể hiện trong bảng 2.2.

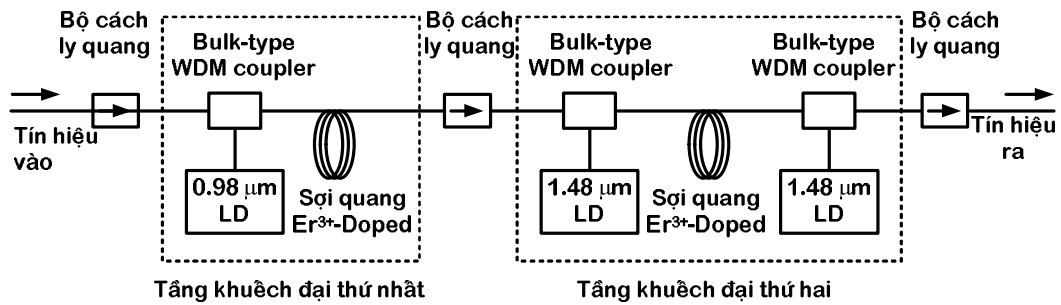
Bảng 2.2 Bảng so sánh EDFA hoạt động trong băng C và băng L

Tính chất	Băng C	Băng L
Độ lợi	Cao hơn	Nhỏ hơn khoảng 3 lần
Phổ độ lợi	Ít bằng phẳng hơn	Bằng phẳng hơn
Nhiều ASE	Thấp hơn	Cao hơn

Hình 2.15 trình bày cấu trúc của một bộ khuếch đại băng L làm bằng phẳng độ lợi trong khoảng bước sóng 1570 nm – 1610 nm với thiết kế hai tầng [3]. Tầng đầu

tiên được bơm ở bước sóng 980 nm và hoạt động như một bộ EDFA truyền thống (sợi quang dài 20-30 m) có khả năng cung cấp độ lợi trong khoảng bước sóng 1530 - 1570 nm. Ngược lại, tầng thứ hai có sợi quang dài 200m và được bơm hai chiều sử dụng laser 1480 nm. Một bộ isolator được đặt giữa hai tầng này cho phép nhiễu ASE truyền từ tầng thứ nhất sang tầng thứ hai nhưng ngăn ASE truyền ngược về tầng thứ nhất. Với cấu trúc nối tiếp như vậy, khuếch đại hai tầng có thể cung cấp độ lợi phẳng trên một vùng băng thông rộng trong khi vẫn duy trì mức nhiễu thấp.

Hình 2.15 Cấu hình của một bộ khuếch đại băng L làm bằng phẳng độ lợi trong khoảng bước sóng 1570 nm – 1610 nm với thiết kế hai tầng [3].



5. Các tính chất của EDFA

a) Độ lợi (Gain)

Độ lợi của một bộ EDFA có thể được tính theo phương trình sau:

$$G = \exp \left[\int_0^L (N_2(z)S_s^{(e)} - N_1(z)S_s^{(a)}) \Gamma_s dz \right] \quad (2.11)$$

Trong đó:

- $N_2(z)$, $N_1(z)$: mật độ ion Erbium ở trạng thái kích thích và ở trạng thái nền tại vị trí z trong đoạn sợi quang pha Erbium.
- L : chiều dài sợi pha Erbium.
- $S_s^{(e)}$, $S_s^{(a)}$: tiết diện ngang hấp thụ và phát xạ của ion Erbium tại bước sóng tín hiệu.

Phương trình (2.11) cho thấy độ lợi liên quan đến sự nghịch đảo nồng độ trung bình. Gọi $\overline{N_1}$, $\overline{N_2}$ lần lượt là nồng độ ion Erbium ở mức năng lượng nền và mức năng lượng kích thích trung bình. Khi đó $\overline{N_1}$, $\overline{N_2}$ sẽ được tính theo công thức sau:

$$\overline{N_1} = \frac{1}{L} \int_0^L N_1(z) dz \quad (2.12)$$

$$\overline{N_2} = \frac{1}{L} \int_0^L N_2(z) dz \quad (2.13)$$

Phương trình (2.11) có thể được viết lại một cách đơn giản hơn như sau:

$$G = \exp[(\overline{N_2} S_s^{(e)} - \overline{N_1} S_s^{(a)}) \Gamma_s L] \quad (2.14)$$

Từ phương trình trên ta thấy độ lợi tín hiệu sau khi đi qua sợi quang chỉ phụ thuộc vào sự nghịch đảo nồng độ các ion Erbium trung bình trong sợi quang mà không phụ thuộc vào chi tiết về dạng nghịch đảo như một hàm đối với vị trí dọc theo chiều dài sợi quang. Trong phương trình (2.12), (2.13) có hai tham số $N_1(z)$ và $N_2(z)$ là hàm theo vị trí z dọc theo sợi quang được cho bởi:

$$N_2(z) = \frac{\frac{t S_s^{(a)} \Gamma_s}{h f_s A} P_s(z) + \frac{t S_p^{(a)} \Gamma_p}{h f_p A} P_p(z)}{\frac{t (S_s^{(a)} + S_s^{(e)}) \Gamma_s}{h f_s A} P_s(z) + \frac{t (S_p^{(a)} + S_p^{(e)}) \Gamma_p}{h f_p A} P_p(z)} N \quad (2.15)$$

$$N_1(z) = N - N_2(z) \quad (2.16)$$

Trong đó:

- τ : thời gian sống của ion Erbium ở trạng thái kích thích $^4I_{13/2}$.
- $P_s(z)$: công suất của tín hiệu tại vị trí z trong sợi quang.
- $P_p(z)$: công suất bơm tại vị trí z trong sợi quang.
- Γ_s : hệ số chồng lấp tại bước sóng tín hiệu.
- Γ_p : hệ số chồng lấp tại bước sóng bơm.
- A : diện tích tiết diện ngang hiệu dụng.
- f_s : tần số tín hiệu.
- f_p : tần số bơm.
- N : mật độ ion Erbium tổng cộng.
- $S_s^{(a)}, S_s^{(e)}$: là tiết diện ngang hấp thụ và phát xạ tại bước sóng tín hiệu.
- $S_p^{(a)}, S_p^{(e)}$: là tiết diện ngang hấp thụ và phát xạ tại bước sóng bơm.
- h : hằng số Planck; $h = 6,625.10^{-34}$ J.s.

Từ công thức (2.15) ta thấy hệ số khuếch đại (độ lợi) của EDFA phụ thuộc vào các yếu tố sau:

- Phụ thuộc vào nồng độ ion Er^{+3} : Khi nồng độ Er^{+3} trong sợi quang của bộ EDFA tăng thì khả năng chúng được chuyển lên mức năng lượng cao hơn càng nhiều, do đó hệ số khuếch đại tăng. Nhưng nếu nồng độ Er^{+3} tăng quá cao sẽ gây tích tụ dẫn đến hiện tượng tiêu hao quang làm cho hệ số khuếch đại giảm.

- Phụ thuộc vào công suất tín hiệu đến và công suất bơm quang: Khi công suất vào tăng, bức xạ bị kích tăng nhanh, nghĩa là ion Er^{+3} ở mức năng lượng cao trở về mức năng lượng cơ bản càng nhiều làm giảm nồng độ số ion Er^{+3} ở mức năng lượng cao, làm yếu đi khả năng bức xạ của ion Er^{+3} khi tín hiệu quang được đưa tới, do đó hệ số khuếch đại giảm. Sẽ có một mức giới hạn mà công suất tín hiệu vào tăng nhưng công suất ra không tăng nữa gọi là công suất bão hoà.
- Phụ thuộc vào chiều dài sợi: Khi chiều dài sợi ngắn thì tín hiệu không được khuếch đại nhiều do đó độ lợi tín hiệu nhỏ. Ngược lại, khi chiều dài tăng lên thì tín hiệu được khuếch đại nhiều hơn, do đó độ lợi lớn hơn. Tuy nhiên, khi chiều dài quá dài so với công suất bơm thì độ lợi tín hiệu sẽ bị giảm do chiều dài quá lớn mà công suất bơm lại không đáp ứng hết chiều dài sợi thì tín hiệu sẽ bị suy hao dần và do đó làm giảm độ lợi.
- Phụ thuộc vào công suất bơm: Công suất bơm càng lớn thì sẽ có nhiều ion Erbium bị kích thích để trao đổi năng lượng với tín hiệu cần khuếch đại và sẽ làm cho hệ số khuếch đại tăng lên. Tuy nhiên, hệ số khuếch đại không thể tăng mãi theo công suất bơm vì số lượng các ion Erbium được cấy vào sợi là có giới hạn.

Do vậy, tùy theo ứng dụng của EDFA, các yếu tố trên sẽ được hiệu chỉnh sau cho độ lợi của EDFA đạt giá trị yêu cầu với hiệu suất cao nhất. Thông thường, độ lợi của EDFA vào khoảng 20-40 dB tùy theo ứng dụng của EDFA là bộ khuếch đại công suất, khuếch đại đường truyền hay tiền khuếch đại.

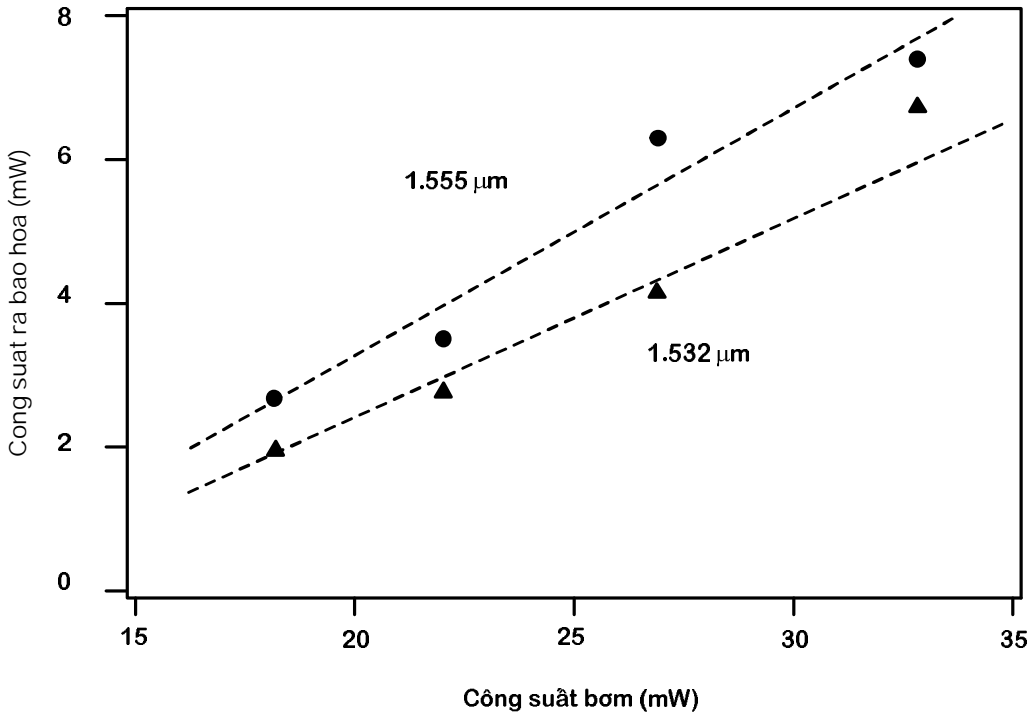
b) Công suất ra bão hoà (*Output saturation power*)

Sự bão hoà xảy ra khi công suất tín hiệu vào EDFA lớn gây ra sự giảm hệ số khuếch đại. Vì vậy, nó giới hạn công suất ra của bộ khuếch đại. Sự bão hoà hệ số khuếch đại này xuất hiện khi công suất tín hiệu tăng cao và gây ra sự phát xạ kích thích ở một tỷ lệ cao và do đó làm giảm sự nghịch đảo nồng độ. Điều đó có nghĩa là số các ion Erbium ở trạng thái kích thích giảm một cách đáng kể. Hệ quả là, công suất tín hiệu ở ngõ ra bị hạn chế bởi sự bão hoà công suất. Công suất ra bão hoà $P_{\text{out, sat}}$ được định nghĩa là tín hiệu ra mà ở đó hệ số khuếch đại bị giảm đi 3 dB so với khi khuếch đại tín hiệu nhỏ.

Công suất ra bão hoà không phải là một hằng số mà tăng lên tuyến tính với công suất bơm (xem hình 2.16). Công suất bão hoà có thể được xác định bằng công suất tín hiệu ngõ ra mà tại đó độ lợi bằng độ lợi tín hiệu nhỏ trừ 3 dB. Như vậy bằng cách xác định độ lợi tín hiệu nhỏ ta có thể suy ra điểm bão hoà và từ đó xác định công suất bão hoà.

Công suất ra bão hoà cũng thay đổi tùy theo bước sóng của tín hiệu vì mật độ các ion Er^{3+} phân bố tại vùng năng lượng giả bền không bằng nhau. Hình 2.16 cho thấy công suất ra bão hoà tại 1.555 μm cao hơn tại 1.532 μm với cùng công suất bơm.

Hình 2.16 Đồ thị biểu diễn công suất ra bão hòa tăng tuyến tính theo công suất bơm vào tại bước sóng bơm 975 nm đối với bước sóng tín hiệu là 1555 nm và 1532 nm.



6. Nhiễu trong bộ khuếch đại

Nhiễu trong bộ khuếch đại là một yếu tố giới hạn quan trọng đối với hệ thống truyền dẫn. Đối với EDFA, ảnh hưởng của nhiễu ASE được tính thông qua thông số hệ số nhiễu NF được cho bởi công thức [2]:

$$NF = 2n_{sp} \tag{2.17}$$

Trong đó, $n_{sp} = N_2/(N_2 - N_1)$ được gọi là hệ số phát xạ tự phát, N_1, N_2 là nồng độ ion Erbium ở mức năng lượng nền và mức năng lượng kích thích.

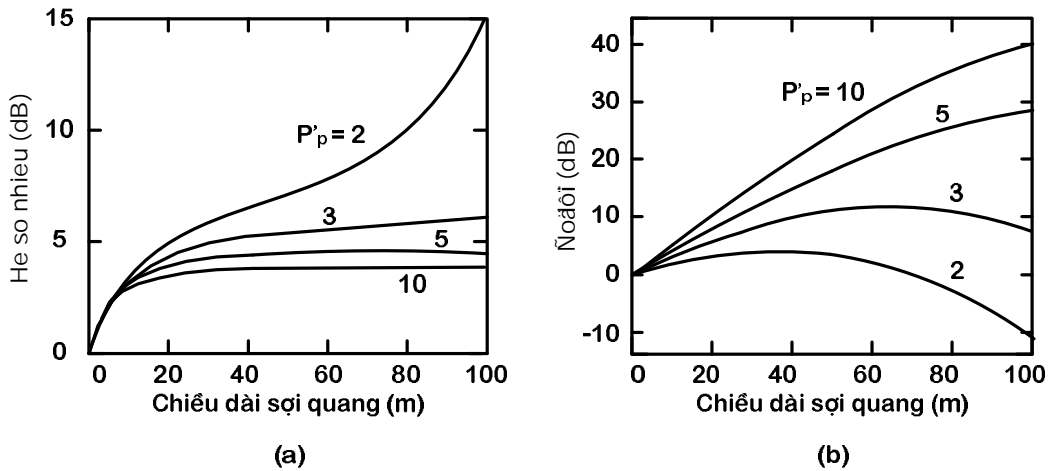
Như đã trình bày trong công thức (2.15) và (2.16), N_1, N_2 thay đổi dọc theo chiều dài của sợi quang và phụ thuộc vào công suất của nguồn bơm và công suất của tín hiệu. Do đó, hệ số nhiễu NF của EDFA cũng phụ thuộc vào chiều dài của sợi quang L và công suất bơm P_P , giống như độ lợi tín hiệu của EDFA.

Hình 2.17 biểu diễn sự thay đổi của NF và độ lợi tín hiệu theo chiều dài của sợi quang với một số giá trị của P_P/P_{sat} khi công suất tín hiệu ngõ vào 1mW tại bước sóng 1,53 μm. Kết quả cho thấy rằng NF có thể đạt gần bằng 3dB khi công suất của nguồn bơm $P_P \gg P_{p,sat}$.

Với mức nhiễu tương đối thấp, EDFA là sự lựa chọn lý tưởng cho các hệ thống thông tin quang WDM hiện nay. Dù vậy, nhiễu do bộ khuếch đại cũng làm

giới hạn chất lượng các hệ thống thông tin quang đường dài sử dụng nhiều bộ khuếch đại EDFA. Vấn đề nhiều trở nên nghiêm trọng khi hệ thống hoạt động trong vùng tán sắc không của sợi quang. Khi đó các hiệu ứng phi tuyến sẽ làm tăng nhiễu bộ khuếch đại và giảm phổ tín hiệu. Ngoài ra, nhiễu của bộ khuếch đại cũng gây nên rung pha định thời. Vấn đề này sẽ được trình bày ở phần sau.

Hình 2.17 (a) Hệ số nhiễu FN và (b) Độ lợi của EDFA khi chiều dài sợi quang thay đổi tại một số giá trị của của công suất bơm P_p/P_{sat} .



Không chỉ giới hạn tỉ lệ SNR trong các hệ thống sử dụng các bộ khuếch đại quang, nhiễu ASE mà còn đặt ra những giới hạn khác lên các ứng dụng khác nhau của các bộ khuếch đại quang trong các tuyến thông tin sợi quang. Chẳng hạn, xem xét một vài bộ khuếch đại quang được ghép tầng dọc theo một khoảng truyền dẫn như các bộ lặp tuyến tính để bù suy hao sợi quang. Công suất nhiễu ASE P_{noise} sẽ là một phần trong công suất đầu ra P_{out} của một bộ khuếch đại nào đó trong chuỗi khuếch đại và trở thành đầu vào của bộ khuếch đại tiếp theo. Do đó P_{noise} có thể được khuếch đại bằng các bộ khuếch đại tiếp theo. Do sự bão hoà độ lợi phụ thuộc vào tổng công suất đầu vào, nhiễu ASE từ đầu ra của các tầng trước trong chuỗi khuếch đại có thể lớn đến mức nó sẽ làm bão hoà các bộ khuếch đại phía sau. Nếu sự phản xạ tại đầu ra và đầu vào của bộ khuếch đại thấp, ASE được phát xạ theo hướng ngược về đầu vào từ các bộ khuếch đại thuộc các tầng sau cũng có thể vào các bộ khuếch đại ở phía trước, càng làm tăng sự bão hoà gây ra do ASE.

Với các bộ khuếch đại quang sợi, sự tạo thành nhiễu ASE này có thể dẫn đến sự tự dao động dọc theo tuyến truyền dẫn của sợi quang nếu không liên tục và do đó phản xạ có mặt dọc theo đường truyền. Mặc dù phản xạ ngược như vậy là nhỏ, trong một khoảng truyền dài với một số lượng lớn các bộ khuếch đại như các bộ lặp tuyến tính, công suất ASE tích tụ dọc theo chuỗi khuếch đại kích hoạt dao động. Để tối thiểu hoá ảnh hưởng này, các bộ cách ly quang có thể được nối dọc theo liên kết sợi

quang để giảm ASE hướng ngược, nhưng điều này sẽ ngăn cản hệ thống được sử dụng cho truyền dẫn song hướng.

Thêm vào sự suy giảm hoạt động về mặt công suất, sự lẫn tạp về pha của tín hiệu do phát xạ tự phát cũng gây ảnh hưởng như nhiễu tần số và nhiễu biên độ, đặc biệt là nhiễu pha do sự phản xạ tại các giao diện quang. Vì tín hiệu đến bộ khuếch đại quang cũng có một lượng nhiễu pha do sự trải rộng phổ của nguồn laser càng làm tăng cao nhiễu trong bộ khuếch đại. Điều này sẽ làm suy giảm hoạt động của các hệ thống thông tin quang.

7. Ưu khuyết điểm của EDFA

a) Ưu điểm

- Nguồn laser bơm bán dẫn có độ tin cậy cao, gọn và công suất cao.
- Cấu hình đơn giản: hạ giá thành của hệ thống.
- Cấu trúc nhỏ gọn: có thể lắp đặt nhiều EDFA trong cùng một trạm, dễ vận chuyển và thay thế.
- Công suất nguồn nuôi nhỏ: thuận lợi khi áp dụng cho các tuyến thông tin quang vượt biển.
- Không có nhiễu xuyên kênh khi khuếch đại các tín hiệu WDM như bộ khuếch đại quang bán dẫn.
- Hầu như không phụ thuộc vào phân cực của tín hiệu.

b) Khuyết điểm

- Phổ độ lợi của EDFA không bằng phẳng.
- Băng tần hiện nay bị giới hạn trong băng C và băng L.
- Nhiễu được tích lũy qua nhiều chặng khuếch đại gây hạn chế cự ly truyền dẫn.

IV. BỘ KHUẾCH ĐẠI QUANG RAMAN (RA)

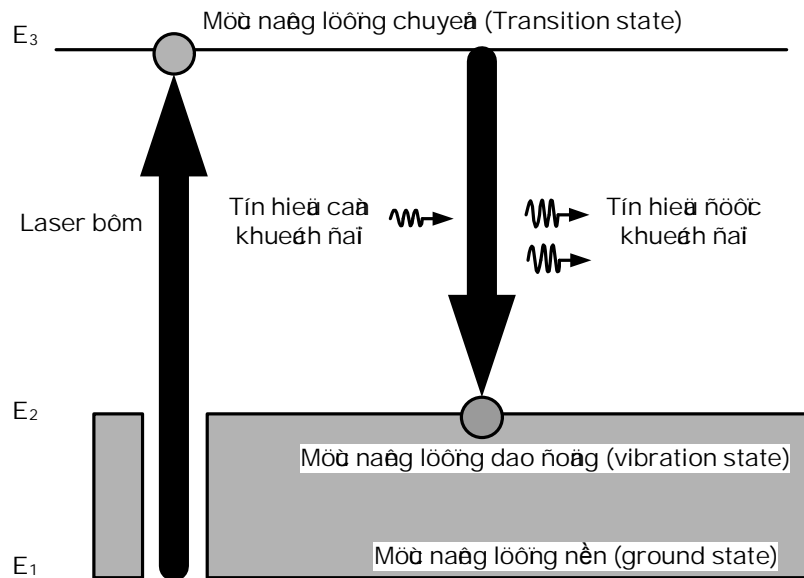
1. Nguyên lý hoạt động

Khuếch đại Raman dựa trên hiện tượng tán xạ Raman kích thích (Stimulated Raman Scattering). Tán xạ Raman kích thích là hiện tượng một nguyên tử hấp thụ năng lượng của một photon, sau đó tạo ra một photon có năng lượng khác. Vì vậy, tán xạ Raman kích thích được định nghĩa là hiện tượng photon thứ cấp được sinh ra do kích thích từ nguồn bên ngoài.

Để có khuếch đại Raman thì phải tạo ra sự nghịch đảo nồng độ. Điều này đạt được bằng cách cung cấp năng lượng cho các nguyên tử của sợi quang từ một laser bơm có bước sóng thấp hơn bước sóng của tín hiệu. Khi đó, các nguyên tử của sợi quang sẽ hấp thụ năng lượng bơm có năng lượng cao (bước sóng ngắn) và chuyển

lên mức năng lượng cao hơn. Khi có tín hiệu đến, nó sẽ kích thích các nguyên tử đang ở mức năng lượng cao chuyển sang trạng thái năng lượng thấp hơn và giải phóng ra một năng lượng dưới dạng photon ánh sáng có cùng bước sóng (dài hơn bước sóng bơm) và cùng pha với tín hiệu đến. Do đó, tín hiệu đã được khuếch đại (xem hình 2.18).

Hình 2.18 Sơ đồ chuyển năng lượng trong khuếch đại Raman.



Dựa trên giản đồ năng lượng trên, tần số ánh sáng bơm $f_{\text{bơm}}$ và tần số ánh sáng được khuếch đại $f_{\text{khuếch đại}}$ được xác định như sau:

$$f_{\text{bơm}} = (E_3 - E_1)/h \quad (2.18)$$

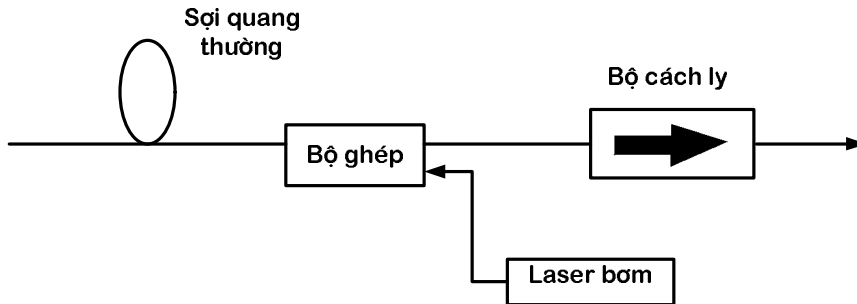
$$f_{\text{khuếch đại}} = (E_2 - E_1)/h \quad (2.19)$$

Trong đó: h là hằng số Plank; E_1 , E_2 , E_3 là năng lượng của các trạng thái năng lượng cao (transition state), trạng thái năng lượng trung gian (vibration state) và trạng thái năng lượng thấp (ground state) của các nguyên tử trong sợi quang.

Không giống như nguyên lý khuếch đại của EDFA, khuếch đại Raman không cần một sợi quang riêng và đặc biệt (pha trộn ion Er^{3+}). Trong khuếch đại Raman, tín hiệu quang được khuếch đại dọc theo toàn bộ chiều dài của sợi quang silic bình thường. Cấu trúc của một bộ khuếch đại Raman được minh họa trong hình 2.19.

- Sợi quang: là nơi xảy ra quá trình khuếch đại. Sợi quang này cũng là sợi quang truyền tín hiệu như sợi SMF, DSF, ... Trong khuếch đại quang Raman không cần sử dụng sợi quang đặc biệt (pha ion Erbium) như bộ khuếch đại EDFA.
- Bộ ghép (Coupler): dùng để ghép bước sóng tín hiệu vào với sóng bơm.
- Laser bơm (Pump laser): dùng để cung cấp năng lượng cho các nguyên tử của sợi quang chuyển lên trạng thái kích thích, giúp tạo ra sự nghịch đảo nồng độ.

Hình 2.19 Cấu trúc của bộ khuếch đại Raman.

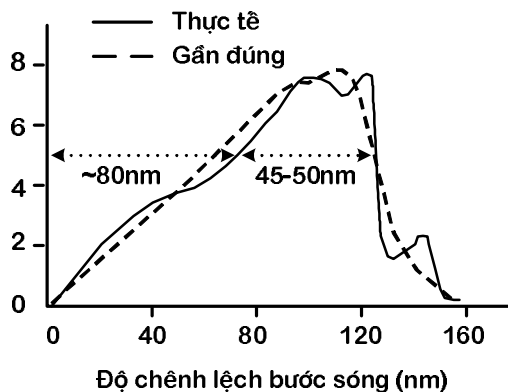


- Bộ cách ly (Isolator): đặt ở hai đầu của bộ khuếch đại quang để ngăn chặn tín hiệu phản xạ ở hai đầu bộ khuếch đại. Đồng thời nó cũng giúp loại trừ nhiễu ASE theo hướng ngược về phía đầu vào có thể gây ảnh hưởng đến tín hiệu đầu vào.

2. Độ rộng băng tần và hệ số khuếch đại

Hình 2.20 biểu diễn sự thay đổi của độ lợi khuếch đại Raman theo độ chênh lệch bước sóng giữa tín hiệu và nguồn bơm. Qua đó cho thấy, hệ số khuếch đại Raman tăng hầu như tuyến tính với độ chênh lệch bước sóng giữa tín hiệu và nguồn bơm (wavelength offset), đạt giá trị đỉnh tại 100 nm và giảm nhanh chóng sau đó. Trong hình cũng cho thấy, băng thông độ lợi của khuếch đại Raman có thể đạt được từ 45-50nm.

Hình 2.20 Hệ số độ lợi Raman thay đổi theo độ chênh lệch bước sóng của tín hiệu và nguồn bơm (wavelength offset) [4].

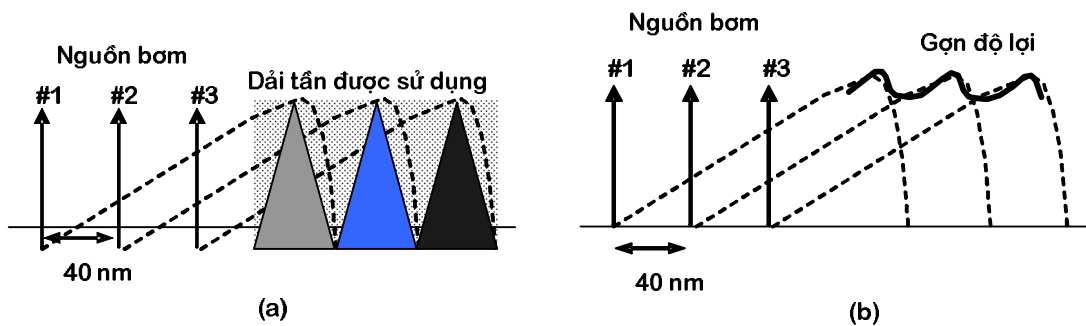


Nếu dải tần của các tín hiệu cần khuếch đại Raman lớn hơn băng thông độ lợi của khuếch đại Raman (giả sử 40nm), cần phải sử dụng nhiều nguồn bơm khác nhau. Mỗi nguồn bơm có bước sóng cách nhau khoảng 40 nm (bằng với băng thông độ lợi). Khi đó, dải tần lớn của các tín hiệu có thể được khuếch đại một cách hiệu quả (xem hình 2.21(a)). Tuy nhiên, do đặc tính khuếch đại của khuếch đại Raman và

do khoảng của các bước sóng bơm, băng thông độ lợi tổng cộng có dạng gợn sóng như hình 2.21(b).

Với ưu điểm băng thông độ lợi lớn, khuếch đại Raman được quan tâm đến trong các ứng dụng thông tin quang. Tuy nhiên hiệu suất độ lợi của khuếch đại Raman không cao. Để đạt được hệ số khuếch đại lớn, cần phải sử dụng công suất bơm tương đối cao.

Hình 2.21 (a) Với khoảng cách các nguồn bơm 40nm, các kênh nằm trong dải tần rộng được khuếch đại; (b) Gợn độ lợi do khuếch đại Raman và do khoảng cách đến nguồn bơm [4].



Ví dụ 2.1:

Xác định công suất bơm cho khuếch đại Raman để đạt được độ lợi $G = 30\text{dB}$? Biết độ lợi đạt giá trị đỉnh $g_R = 6.10^{-14}\text{m/W}$ tại bước sóng 1550nm; diện tích mặt cắt ngang (cross-sectional area) của ánh sáng bơm trong sợi quang $a_p = 50\mu\text{m}^2$.

Giải:

Hệ số độ lợi của khuếch đại Raman được xác định bởi công thức sau [2]:

$$g(\omega) = g_R(\omega) \cdot (P_p/a_p) \quad (2.20)$$

Độ lợi trên một đoạn sợi quang dài L [2]: $G(\omega) = \exp[g(\omega)L]$

Với $G = 30\text{dB}$, suy ra $gL \approx 6.7$. Thế vào công thức (2.20) ta thu được $P_p = 5\text{W}$ khi $L = 1\text{km}$.

Có thể giảm công suất nguồn bơm bằng cách tăng chiều dài của sợi quang. Tuy nhiên khi đó, cần tính đến suy hao sợi quang.

3. Ưu khuyết điểm của khuếch đại Raman

So với các loại khuếch đại quang khác, khuếch đại Raman có những ưu điểm sau:

- Tạp âm nhiễu thấp.
- Cấu trúc đơn giản, không cần sợi đặc biệt.
- Dễ chọn băng tần.

- Có thể đạt được băng thông rộng nhờ kết hợp vài laser bơm.

Tuy nhiên, bên cạnh những ưu điểm đó bộ khuếch đại Raman cũng có những nhược điểm như sau:

- Xuyên âm giữa các kênh tín hiệu do hiện tượng tán xạ Raman kích thích SRS. Đây là một trong các hiệu ứng phi tuyến của sợi quang có thể gây ảnh hưởng đến chất lượng của hệ thống ghép kênh theo bước sóng WDM.
- Hệ số khuếch đại thấp.
- Hiệu suất khuếch đại thấp hơn so với EDFA: khuếch đại Raman cần một công suất bơm lớn hơn để đạt cùng một giá trị độ lợi

V. TÍCH LŨY NHIỄU TRONG HỆ THỐNG THÔNG TIN QUANG CỤ LI DÀI

Trong các hệ thống thông tin quang cụ li dài, các bộ khuếch đại quang thường được mắc nối tiếp với nhau để bù suy hao của sợi quang cũng như suy hao do hàn nối dọc theo tuyến quang. Nhiều do bộ khuếch đại này tạo ra là yếu tố chính ảnh hưởng đến chất lượng của đường truyền. Có hai lý do. Thứ nhất, trong một chuỗi các bộ khuếch đại quang mắc nối tiếp, nhiễu ASE tích lũy qua nhiều bộ khuếch đại và làm giảm hệ số tín hiệu trên nhiễu quang (optical SNR) khi số bộ khuếch đại tăng lên. Thứ hai, khi công suất nhiễu tăng lên, nó làm bão hòa khuếch đại quang và làm giảm độ lợi của khuếch đại quang trên đường truyền. Kết quả là công suất tín hiệu giảm trong khi mức nhiễu ASE tăng lên. Rõ ràng, nếu số bộ khuếch đại nhiều, tỷ số SNR sẽ giảm nhiều ở máy thu và tỉ số bit lỗi BER tăng vượt mức cho phép.

Hình 2.22 minh họa sự thay đổi của công suất tín hiệu trên một kênh, công suất nhiễu ASE trên một kênh và tỷ số SNR dọc theo một chuỗi bảy bộ khuếch đại quang mắc nối tiếp trong một tuyến quang WDM. Công suất tín hiệu vào bắt đầu tại mức công suất 6dBm và bị suy giảm do suy hao sợi quang khi truyền dọc đường truyền. Khi công suất tín hiệu giảm xuống -24dBm, nó được khuếch đại lên 6dBm bởi một bộ khuếch đại quang. Giả sử công suất nhiễu ASE trong mỗi bộ khuếch đại bằng nhau $P_{ASE} = -22$ dBm.

Tại ngõ ra bộ khuếch đại quang thứ 1, ta có:

$$\text{Công suất nhiễu } P_N(1) = P_{ASE} = -22 \text{ dBm}$$

$$\text{Công suất tín hiệu: } P_s = 6 \text{ dBm}$$

$$\text{Tỉ số SNR} = P_s - P_N = 6 - (-22) = 28 \text{ dB}$$

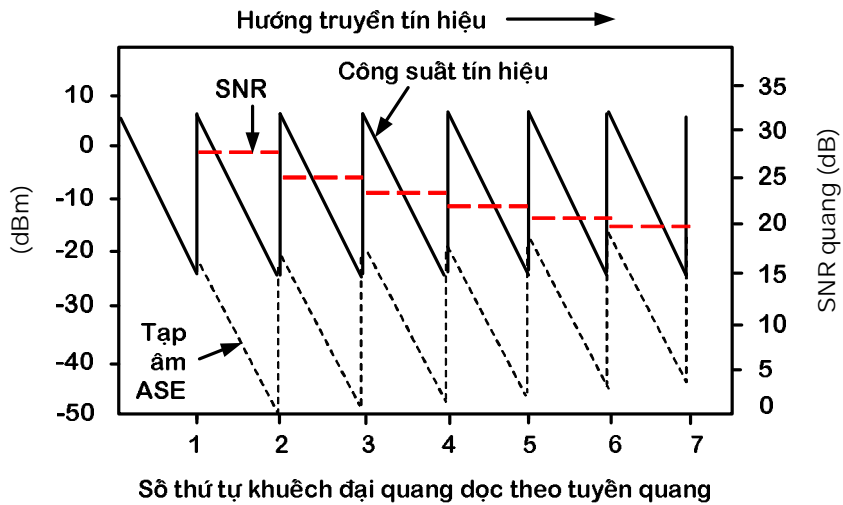
Tại ngõ vào bộ khuếch đại thứ 2, ta có:

$$\text{Công suất nhiễu } P_N(1)' = -22 \text{ dBm} - 30 \text{ dB} = -52 \text{ dBm}$$

$$\text{Công suất tín hiệu: } P_s(2) = -24 \text{ dBm}$$

$$\text{Tỉ số SNR} = P_s - P_N = -24 - (-52) = 28 \text{ dB}$$

Hình 2.22 Sự suy giảm tỉ số SNR và tăng nhiễu ASE khi số bộ khuếch đại quang tăng



Tại bộ khuếch đại thứ 2, tín hiệu và nhiễu đều được khuếch đại với độ lợi $G = 6 - (-24) = 30\text{dB}$. Tại ngõ ra bộ khuếch đại thứ 2, ta có:

$$\text{Công suất nhiễu } P_N(2) = G \cdot P_N(1) + P_{\text{ASE}} = -19 \text{ dBm}$$

$$\text{Công suất tín hiệu: } P_s = 6\text{dBm}$$

$$\text{Tỉ số SNR} = P_s - P_N = 6 - (-19) = 25 \text{ dB}$$

Như vậy, tỉ số SNR đã giảm đi 3dB.

Thực hiện tính toán tương tự cho các bộ khuếch đại tiếp theo, ta có tỉ số SNR = 22dB và $P_N = -16\text{dBm}$ tại bộ khuếch đại thứ 4.

Qua đó, ta có nhận xét như sau:

- Độ lợi càng cao thì công suất nhiễu càng tăng nhanh
- SNR giảm nhanh tại các bộ khuếch đại đầu tiên và giảm chậm dần khi số bộ khuếch đại tăng.

Trong ví dụ này, SNR giảm 3dB khi số bộ khuếch đại tăng từ 1 lên 2, nhưng SNR chỉ giảm 3dB khi số bộ khuếch đại tăng từ 2 lên 4 và từ 4 lên 8.

CÂU HỎI ÔN TẬP

- 2.1. Trình bày cấu trúc và nêu nhiệm vụ của một trạm lặp quang điện?
- 2.2. Phân tích những ưu điểm của khuếch đại quang so với trạm lặp quang điện? Từ đó hãy cho biết ứng dụng của khuếch đại quang và trạm lặp quang điện trong hệ thống thông tin quang?

- 2.3. Trình bày cấu tạo tổng quát và nguyên lý hoạt động của một bộ khuếch đại quang?
- 2.4. Công suất ra bão hòa (saturation output power) là gì? Thông số này có ảnh hưởng như thế nào đến chất lượng của hệ thống truyền dẫn quang?
- 2.5. Nhiễu ASE là gì? Nhiễu ASE có ảnh hưởng như thế nào đối với chất lượng của hệ thống truyền dẫn quang?
- 2.6. Hãy so sánh nhiệm vụ và các yêu cầu kỹ thuật của khuếch đại công suất, khuếch đại đường dây và tiền khuếch đại?
- 2.7. Hãy trình bày nhiệm vụ của bộ tiền khuếch đại trong hệ thống truyền dẫn quang? Các vấn đề cần quan tâm khi thiết kế một bộ tiền khuếch đại?
- 2.8. Trình bày cấu tạo và nguyên lý hoạt động của khuếch đại Fabry-Perot (FPA) và khuếch đại sóng chạy (TWA)?
- 2.9. So sánh cấu tạo và nguyên lý hoạt động của khuếch đại quang bán dẫn (SOA) và laser Fabry-Perot?
- 2.10. Tại sao khuếch đại Fabry-Perot (FPA) không được sử dụng làm khuếch đại quang trong hệ thống thông tin quang?
- 2.11. Trình bày các nguyên nhân gây nên nhiễu xuyên âm (crosstalk) trong SOA? Nhiễu xuyên âm này có ảnh hưởng như thế nào đến chất lượng của hệ thống truyền dẫn quang WDM khi sử dụng SOA làm bộ khuếch đại?
- 2.12. Trình bày cấu tạo và nguyên lý hoạt động của EDFA? EDFA có đặc điểm gì khác với các loại khuếch đại quang sợi (OFA) khác?
- 2.13. Hãy cho biết nhiệm vụ của bộ cách ly (isolator) trong cấu trúc của một bộ khuếch đại EDFA? Điều gì sẽ xảy ra nếu không sử dụng các bộ isolator này?
- 2.14. Dựa vào giản đồ phân bố năng lượng của ion Er^{3+} , trình bày quá trình khuếch đại tín hiệu quang?
- 2.15. Trình bày những ưu điểm của việc sử dụng nguồn bơm có bước sóng 980 nm so với nguồn bơm có bước sóng 1480nm? Từ đó hãy nêu các ứng dụng của EDFA sử dụng nguồn bơm có bước sóng 980 nm trong hệ thống truyền dẫn quang.
- 2.16. Trình bày những ưu điểm của việc sử dụng nguồn bơm có bước sóng 1480 nm so với nguồn bơm có bước sóng 980nm? Từ đó hãy nêu các ứng dụng của EDFA sử dụng nguồn bơm có bước sóng 1480 nm trong hệ thống truyền dẫn quang.
- 2.17. So sánh và nêu ứng dụng của việc bơm thuận và bơm nghịch trong EDFA?
- 2.18. Hãy cho biết ưu điểm của kỹ thuật bơm kép (dual pumping) so với bơm một chiều?
- 2.19. Trình bày các phương pháp làm phẳng phổ độ lợi của EDFA?

- 2.20. Chiều dài của sợi quang pha Erbium (EDF) và công suất của nguồn bơm có ảnh hưởng như thế nào đến phổ độ lợi của EDFA?
- 2.21. Trình bày các yếu tố ảnh hưởng đến độ lợi của EDFA? Yếu tố nào là quan trọng nhất? Giải thích.
- 2.22. Trình bày các ưu điểm của EDFA so với SOA khi sử dụng làm bộ khuếch đại trong hệ thống WDM?
- 2.23. Thời gian phát xạ tự phát là gì? Thời gian phát xạ tự phát có ảnh hưởng như thế nào đối chất lượng của khuếch đại quang?
- 2.24. Trình bày cấu tạo và nguyên lý khuếch đại của khuếch đại Raman?
- 2.25. Nguồn bơm sử dụng trong khuếch đại Raman có gì khác với nguồn bơm được sử dụng trong EDFA?
- 2.26. Trình bày ưu khuyết điểm của khuếch đại quang Raman so với EDFA?
- 2.27. Trình bày ảnh hưởng của nhiễu ASE đối với các hệ thống truyền dẫn quang cự ly dài sử dụng các bộ khuếch đại EDFA mắc nối tiếp?
- 2.28. Trình bày phân tích toán tỷ số SNR tại các bộ khuếch đại trong ví dụ hình 2.21?
- 2.29. Xác định cự ly tối đa có thể lắp đặt của một tuyến quang sử dụng các bộ khuếch đại đường dây EDFA có độ lợi 20 dB nối tiếp nhau. Biết khoảng cách lắp đặt giữa các bộ khuếch đại là L . Tại ngõ ra của máy phát, $SNR = 26$ dB, công suất phát của tín hiệu $P_T = 1$ mW. Suy hao trung bình của sợi quang $\alpha = 0.2$ dB/km tại bước sóng hoạt động $\lambda = 1550$ nm. Tỷ số SNR nhỏ nhất để thiết bị thu có thể hoạt động được là: $SNR_{\min} = 18$ dB. Bỏ qua suy hao do hàn nối và nhiễu do sợi quang tạo ra.
- 2.30. Nguồn bơm được sử dụng cho EDFA có bước sóng:
- | | |
|----------------------------|-------------------------|
| a. 1310 nm hoặc 1550 nm. | b. 980 nm hoặc 1480 nm. |
| c. Từ 1530 nm đến 1560 nm. | d. 850 nm hoặc 1480 nm. |
- 2.31. Nguồn bơm được sử dụng cho khuếch đại Raman để khuếch đại tín hiệu trong băng C có bước sóng:
- | | |
|----------------------------|----------------------------|
| a. 1310 nm hoặc 1550 nm. | b. 980 nm hoặc 1480 nm. |
| c. Từ 1530 nm đến 1560 nm. | d. Từ 1430 nm đến 1460 nm. |
- 2.32. Đặc điểm giống nhau giữa FPA và laser bán dẫn là:
- | |
|---|
| a. Có lớp chống phản xạ. |
| b. Hoạt động ở chế độ tự dao động. |
| c. Có sự hồi tiếp xảy ra trong vùng tích cực. |
| d. Hoạt động dựa trên hiện tượng phát xạ tự phát. |
- 2.33. Ưu điểm của khuếch đại EDFA so với khuếch đại Raman là:

- a. Hiệu suất độ lợi lớn.
 - b. Có thể bơm ở nhiều bước sóng khác nhau.
 - c. Có thể khuếch đại tín hiệu ở băng L.
 - d. Nhiều ASE thấp.
- 2.34. Ưu điểm của khuếch đại quang so với trạm lặp quang điện:
- a. Độ lợi lớn và nhiễu thấp.
 - b. Dễ chế tạo và giá thành rẻ.
 - c. Có thể khuếch đại nhiều tín hiệu có bước sóng khác nhau cùng lúc.
 - d. Có khả năng phục hồi lại dạng xung và định thời.
- 2.35. Nguyên lý hoạt động của khuếch đại quang Raman dựa trên:
- a. Hiện tượng phi tuyến SRS xảy ra trong sợi quang.
 - b. Hấp thụ, phát xạ tự phát và phát xạ kích thích.
 - c. Phát xạ kích thích và không có sự hồi tiếp và cộng hưởng.
 - d. Sự hồi tiếp và cộng hưởng xảy ra trong vùng tích cực
- 2.36. Sợi quang được sử dụng trong khuếch đại Raman có khác với sợi quang trong EDFA:
- a. Nồng độ tạp chất thấp hơn.
 - b. Không pha tạp chất đất hiếm.
 - c. Có chiều dài ngắn hơn.
 - d. Là sợi quang silica.
- 2.37. Nguồn nhiễu chính trong khuếch đại quang được tạo ra do:
- a. Hiện tượng bão hòa công suất.
 - b. Hiện tượng phi tuyến trong sợi quang.
 - c. Hiện tượng phát xạ tự phát.
 - d. Hiện tượng phát xạ kích thích.
- 2.38. SOA không được sử dụng làm bộ khuếch đại quang trong hệ thống truyền dẫn quang vì:
- a. Nhiễu xuyên âm lớn.
 - b. Khó chế tạo, giá thành cao.
 - c. Công suất ra bão hòa cao.
 - d. Chỉ khuếch đại được trong băng C.
- 2.39. Trạng thái nghịch đảo nồng độ trong EDFA đạt được bằng cách:
- a. Dòng điện phân cực.
 - b. Tín hiệu quang có công suất lớn.
 - c. Sợi quang được pha ion Er^{3+} .
 - d. Bơm ánh sáng có bước sóng 980 nm.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. G. Keiser, “*Optical Fiber Communications*”, 2001.
2. Govind P.Agrawal, “*Fiber-Optic Communications Systems*”, John Wiley & Sons, Inc, 2002.
3. Stamatios V.Kartalopoulos, “*DWDM - Networks, Devices, And Technology*”, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2003.
4. D. K. Mynbaev and L. L. Scheiner, “*Fiber-Optic Communications Technology*”, Prentice-Hall, Inc., Upper Saddle River, New Jersey, 2001.
5. Denis J.G. Mestdagh, “*Fundamentals of Multiaccess Optical Fiber Networks*”, Artech House, Inc., Boston, 1995.
6. Rajiv Ramaswami, Kumar N.Sivarajan, “*Optical Networks: A practical Perspective*”, Academic Press, 2002.

I. GIỚI THIỆU CHUNG

1. Xu hướng tích hợp IP qua WDM

Giao thức Internet (IP) đã trở thành giao thức chuẩn phổ biến cho các dịch vụ mạng mới, do đó lưu lượng IP không ngừng tăng nhanh và dần thay thế các loại giao thức khác. Hằng năm, lưu lượng số tăng hơn lưu lượng thoại gấp 2 ÷ 4 lần. Đến năm 2002, lưu lượng số đã đạt đến gấp 8 lần lưu lượng thoại [1].

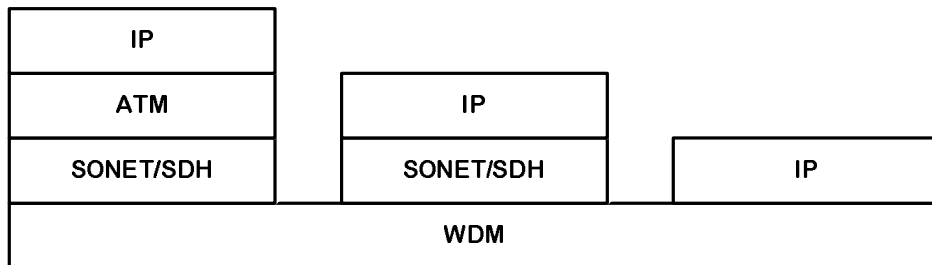
Trong khi IP được xem như công nghệ lớp mạng phổ biến thì công nghệ WDM cung cấp khả năng dung lượng truyền dẫn lớn. Hơn nữa, khả năng cấu hình mềm dẻo của các bộ OXC đã cho phép xây dựng mạng quang linh hoạt hơn, nhờ đó các đường quang (lightpath) có thể được thiết lập theo nhu cầu. Một trong những thách thức quan trọng đó là vấn đề điều khiển các lightpath này, tức là phát triển các cơ chế và thuật toán cho phép thiết lập các lightpath nhanh và cung cấp khả năng khôi phục khi có sự cố, trong khi vẫn đảm bảo được tính tương tác giữa các nhà cung cấp thiết bị.

Đã có nhiều phương pháp để cung cấp dịch vụ gói IP trên mạng WDM được đề nghị: IP/ATM/SDH qua WDM, IP/SDH qua WDM,... Tuy nhiên việc quản lý mạng theo các phương pháp trên gặp không ít khó khăn. Nguyên nhân chủ yếu gây nên sự phức tạp trong quản lý chính là sự phân lớp theo truyền thống của các giao thức mạng. Các mạng truyền thống có rất nhiều lớp độc lập, do đó có nhiều chức năng chồng chéo nhau ở các lớp và thường xuyên có sự mâu thuẫn lẫn nhau. Vì vậy, một trong những giải pháp để giảm chi phí xây dựng và quản lý mạng một cách triệt để đó là giảm số lớp giao thức.

Hơn nữa, khi dung lượng và khả năng kết nối mạng trong cả công nghệ IP và WDM tăng lên thì càng cần thiết tối ưu mạng IP và bỏ qua tất cả các công nghệ lớp trung gian để tạo nên mạng Internet quang thật sự hiệu quả và mềm dẻo. Tuy nhiên, các lớp trung gian cũng cung cấp một số chức năng có giá trị như kỹ thuật lưu lượng (Traffic Engineering) và khôi phục. Những chức năng này cần phải được giữ lại trong mạng IP/WDM bằng cách đưa chúng lên lớp IP hoặc xuống lớp quang.

Từ đó người ta mới nghĩ đến công nghệ IP qua WDM. Đây là một công nghệ mới tuy rằng còn nhiều vấn đề chưa giải quyết nhưng với lợi ích của nó, thị trường rộng lớn và tương lai sáng sủa, các tổ chức viễn thông quốc tế đang triển khai công tác nghiên cứu công nghệ này. IP qua WDM cung cấp khả năng truyền dẫn trực tiếp gói số liệu IP trên kênh quang, giảm sự trùng lặp chức năng giữa các lớp mạng, giảm bộ phận trung tâm dư thừa tại các lớp SDH/SONET, ATM, giảm thao tác thiết bị, dẫn đến giảm chi phí bảo dưỡng và quản lý. Do không phải qua lớp SDH và ATM nên gói số liệu có hiệu suất truyền dẫn cao nhất, đồng nghĩa với chi phí thấp nhất. Ngoài ra còn có thể phối hợp với đặc tính lưu lượng không đối xứng của IP, tận dụng băng tần nhằm giảm giá thành khai thác. Từ đó gián tiếp giảm chi phí cho thuê bao. Rõ ràng đây là một kết cấu mạng trực tiếp nhất, đơn giản nhất, kinh tế nhất, rất thích hợp sử dụng cho các mạng đường trục.

Hình 3.1 Xu hướng tích hợp mạng Internet và quang [2].

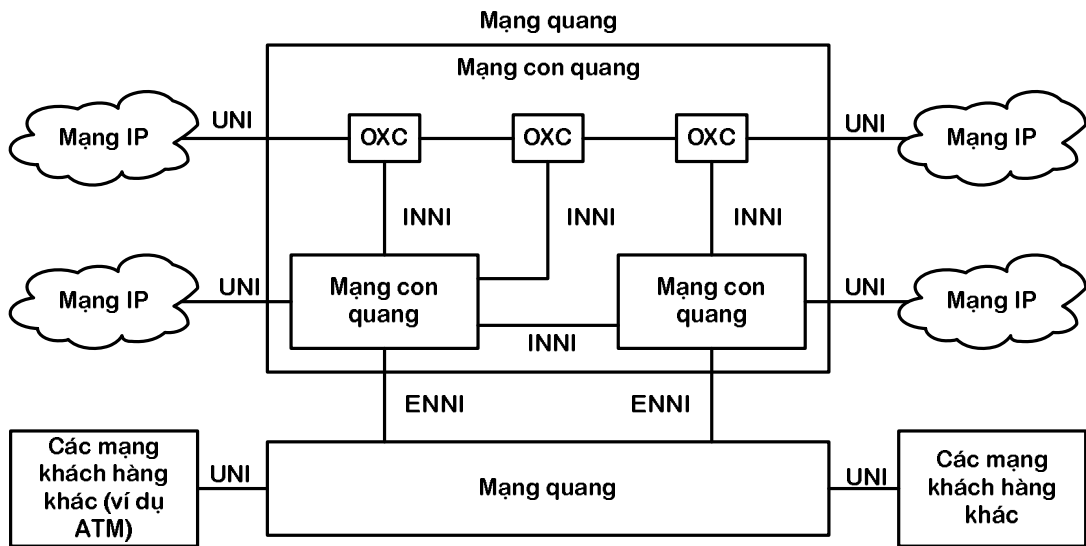


Một trong những thách thức lớn nhất ngày nay đối mặt với các nhà sản xuất chuyển mạch quang đó là phát triển các giao thức báo hiệu cho điều khiển động và hoạt động liên mạng của lớp quang mà có lẽ đây cũng là vấn đề cần chuẩn hóa cấp bách nhất hiện nay. Các tổ chức và diễn đàn quốc tế OIF (Optical Internetworking Forum), IETF và ITU đều đang nỗ lực gấp rút để thiết lập nên các phương pháp xác định việc điều khiển và kết nối giữa mạng WDM và IP.

2. Cấu trúc mạng IP/WDM

Kiến trúc tổng quát của các mạng quang IP qua WDM (Internet quang) được mô tả như hình 3.2. Hình 3.2 thể hiện nhiều mạng quang tồn tại trong miền quang, trong đó giao diện ENNI (External Network-to-Network Interface) được sử dụng để báo hiệu giữa các mạng quang với nhau. Một mạng quang riêng lẻ bao gồm các mạng quang nhỏ hơn và báo hiệu giữa chúng sử dụng giao diện INNI (Internal Network-to-Network Interface). Và một mạng quang nhỏ hơn đó gồm nhiều nút mạng quang (các bộ OXC) được nối với nhau bởi sợi quang. Các mạng khách hàng như IP, ATM, SONET giao tiếp với mạng quang thông qua giao diện UNI (User-to-Network Interface). Các kỹ thuật chuyển mạch quang quyết định loại dịch vụ mà mạng quang có thể cung cấp cho các mạng khách hàng

Hình 3.2 Kiến trúc tổng quát của mạng IP qua WDM [3].



3. Các mô hình liên mạng IP/WDM

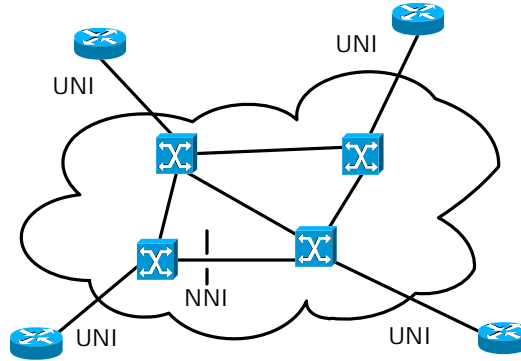
Hiện nay có hai xu hướng xây dựng mô hình tích hợp liên mạng IP/WDM. Đó là mô hình xếp chồng (Overlay) hay còn gọi là mô hình khách-chủ (Client-Sever), tức là đặt toàn bộ sự điều khiển cho lớp quang ở chính lớp quang. Xu hướng thứ hai là mô hình ngang hàng (Peer), tức là dịch chuyển một phần điều khiển lên bộ định tuyến IP

Hình 3.3 minh họa hai mô hình tích hợp IP vào mạng WDM đang được các tổ chức chuẩn hóa theo đuổi. Mô hình ngang hàng dựa trên giả thiết là việc điều khiển ở lớp quang được chuyển sang thực hiện ở lớp IP. Mô hình này xem xét kiến trúc mạng dưới quan điểm “định tuyến gói”. Trong khi đó mô hình xếp chồng dựa trên giả thiết điều khiển lớp quang là độc lập và lớp quang tạo nên một nền mở cho nối kết động của nhiều loại tín hiệu khác nhau bao gồm cả IP. Mô hình này xem xét kiến trúc mạng trên quan điểm “chuyển mạch kênh”.

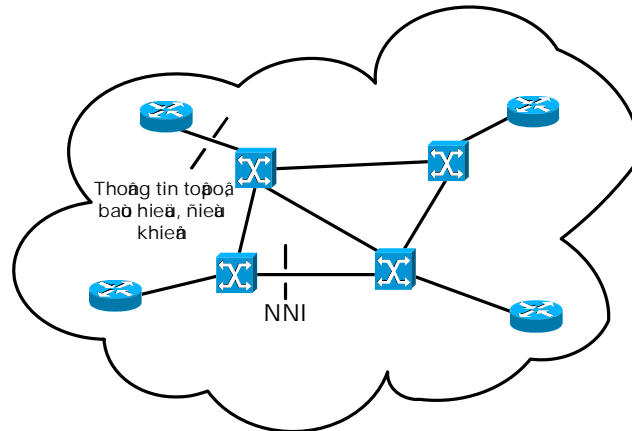
Cả hai mô hình đều giả định phát triển mạng quang thế hệ sau có topology dạng mắt lưới với nền điều khiển IP dựa trên chuyển mạch nhãn đa giao thức MPLS. Ứng dụng cụ thể của MPLS cho mô hình xếp chồng còn gọi là chuyển mạch nhãn đa giao thức tổng quát GMPLS. Kiến trúc điều khiển GMPLS cung cấp một tập các giao thức đơn giản, hoàn thiện tương thích với mạng IP đáp ứng cho mạng thế hệ sau. Quá trình điều khiển thống nhất xuyên suốt các lớp số liệu và quang sẽ đơn giản quá trình quản lý mạng có nhiều lớp và cải thiện hiệu quả sử dụng tài nguyên thông qua kỹ thuật lưu lượng giữa các lớp. Trong bối cảnh này, các giao thức định tuyến IP làm đòn bẩy cho việc nhận biết topology mạng và các giao thức báo hiệu MPLS được sử dụng cho thiết lập tự động. Ngoài ra sử dụng các giao thức này cho điều khiển lớp quang sẽ giúp các nhà sản xuất thiết bị đảm bảo tính tương thích nhờ có các tiêu

chuẩn rất phổ biến. Do vậy xu hướng chung là sử dụng IP cho cả ba mặt phẳng chức năng của mạng: dữ liệu, điều khiển và quản lý.

Hình 3.3 Hai cấu trúc tích hợp mạng quang [4].



Mo hình xếp chông



Mo hình ngang hàng

Mặc dù các mô hình tích hợp đều sử dụng kiến trúc điều khiển theo IP, nhưng chúng quản lý các ứng dụng khác nhau. Chẳng hạn mặt phẳng điều khiển quang sẽ điều khiển quá trình thiết lập bước sóng quang động nhờ các router ở biên được nối với mạng quang. Khi tại router xảy ra tắc nghẽn thì hệ thống quản lý mạng hay chính router sẽ yêu cầu thiết lập luồng quang động. Sau đó các chuyển mạch quang sẽ tạo kênh quang mới để đáp ứng nhu cầu của router. Vì vậy, thiết lập bước sóng động có thể thích nghi được với nhu cầu lưu lượng.

Với mô hình xếp chông thì cho phép mỗi router giao tiếp trực tiếp với mạng quang thông qua giao diện UNI. Giao diện giữa các mạng con được thực hiện thông qua giao diện NNI. Mô hình giao diện UNI tương tự như mô hình trong mạng chuyển mạch kênh truyền thống như mạng ISDN. Trong mô hình này, mỗi mạng con sẽ tiến triển độc lập, nhờ đó cho phép các nhà khai thác mạng đưa các công nghệ mới mà không bị gánh nặng của các công nghệ cũ. Các nhà khai thác

còn có thể đáp ứng được các cơ sở hạ tầng kế thừa hiện có. Quan trọng hơn là các nhà khai thác có thể tìm thấy được trong môi trường mạng quang nhiều nhà cung cấp, nó cho phép thực hiện được tính tương thích trong tương lai gần nhờ các giao diện UNI và NNI.

Với mô hình ngang hàng cũng hỗ trợ cho thiết lập luồng động bằng cách sử dụng các luồng đầu cuối ở biên mạng quang và cho phép quản lý chúng từ xa. Mô hình ngang hàng giả định rằng các router điều khiển lớp mạng quang. Mọi quan hệ giữa router IP và OXC là bình đẳng về mặt điều khiển. Vì vậy về mặt báo hiệu và định tuyến sẽ không có sự phân biệt nào giữa UNI, NNI và giao diện giữa các router. Trong mô hình này cần một khối lượng lớn thông tin trạng thái và điều khiển chuyển qua lại giữa lớp IP và quang. Do đó sẽ khó hơn cho việc kết nối trong môi trường nhiều nhà khai thác khi so với mô hình xếp chồng.

Mỗi mô hình có ưu điểm riêng, đặc biệt mô hình xếp chồng có ưu điểm nổi trội là khả năng tương thích dễ dàng. Về kiến trúc thì mô hình xếp chồng trực tiếp và đơn giản hơn. Với kiến trúc ngang hàng cần có thêm các thông tin giữa lớp IP và quang để quản lý các luồng đầu cuối chuyển lên luồng quang. Khối lượng lớn thông tin trạng thái và điều khiển này bao gồm sự truyền thông trực tiếp giữa các router biên của mạng quang và sự truyền thông tin trong bản thân mạng quang.

Mô hình xếp chồng cho phép đổi mới tại lớp quang độc lập với lớp IP trong khi vẫn cung cấp khả năng kết nối tương thích cần thiết cho các dịch vụ nhanh mà vẫn duy trì tính toàn vẹn thông tin của nhà khai thác mạng quang. Tuy nhiên, mô hình ngang hàng cho phép tích hợp hoàn toàn IP/quang tạo nên mạng Internet quang thống nhất. Do đó việc sử dụng và quản lý mạng trở nên hiệu quả hơn, phù hợp với các ISP hơn. Ngoài ra mô hình ngang hàng gần hơn với xu hướng chuyển mạch gói quang trong tương lai.

II. IP VÀ GIAO THỨC ĐỊNH TUYẾN

1. IPv4 và IPv6

Địa chỉ IP (IP address) là địa chỉ giao thức mạng. Địa chỉ IPv4 gồm có 32 bit, chia thành bốn octet, mỗi octet là một byte. Địa chỉ IP được chia thành năm lớp A, B, C, D và E. Giả sử Net_ID và Host_ID lần lượt là phần định danh mạng và trạm. Địa chỉ IP được biểu diễn dưới dạng < Net_ID> < Host_ID>. Có thể biểu diễn địa chỉ IP dưới dạng nhị phân và thập phân. Giả sử n và h lần lượt là bit chỉ mạng và trạm. Địa chỉ IP được phân lớp, với bit lớp của lớp A, B, C, D, E lần lượt là 0, 10, 110, 1110, 11110.

Với IPv4 chúng ta có 2^{32} (4,3 tỷ) địa chỉ. Với sự phát triển của công nghệ hiện nay, hầu như tất cả các thiết bị điện tử trong tương lai sẽ tích hợp dịch vụ IP, vì thế không gian địa chỉ của IPv4 trở nên chật hẹp.

IPv6 là sự mở rộng của IPv4, trong đó nó dùng 64 bit cho phần định danh mạng và 64 bit cho phần định danh trạm. Như vậy với IPv6 chúng ta sẽ có 2^{128} địa chỉ. Điều này có nghĩa là trung bình một cá nhân trên thế giới sẽ có vào khoảng 5×10^{28} địa chỉ IP (xem như trên thế giới có vào khoảng 6,5 tỷ người). Như vậy với IPv6 chúng ta có thể đảm bảo đủ không gian địa chỉ cho tất cả các thiết bị điện tử tích hợp dịch vụ IP trong tương lai. Điều này làm tiền đề cho sự phát triển lưu lượng số ngày càng mạnh mẽ và bền vững. Chi tiết về IPv6 độc giả có thể tham khảo tại RFC 2460.

2. Các giao thức định tuyến IP

a) *Khái niệm*

Định tuyến IP là quá trình chuyển lưu lượng người dùng từ nguồn đến đích. Rất nhiều loại thông tin có thể được định tuyến như thư điện tử, cuộc gọi thoại... Trong mạng, bộ định tuyến (router) là thiết bị được dùng để định tuyến cho lưu lượng. Router cần dựa vào bảng định tuyến để tìm ra tuyến đường chuyển gói tin đi. Bảng định tuyến thường gồm ba thành phần chính là kiểu giao thức mạng, địa chỉ mạng đích và giao diện gói ra.

Định tuyến có ba chức năng chính:

- Chức năng đầu tiên là đóng gói và phân tán các thông tin trạng thái lưu lượng người dùng và mạng. Thông tin trạng thái này bao gồm vị trí hiện tại và các yêu cầu dịch vụ người dùng; các dịch vụ được cung cấp và các tài nguyên sẵn có trong mạng; các quyền về việc sử dụng các dịch vụ và tài nguyên này. Các thông tin trạng thái có thể bao gồm giá trị đo từ mạng hay từ các nguồn bên ngoài. Các thông tin này sẽ được dùng để tạo ra các quyết định chọn đường.
- Chức năng thứ hai là tạo ra và lựa chọn các đường thích hợp (và có thể là tối ưu) dựa trên các thông tin trạng thái của người dùng và mạng. Con đường thích hợp là con đường thoả mãn được tất cả các yêu cầu ràng buộc giữa người dùng và mạng. Đường tối ưu là con đường thích hợp “tốt nhất” ứng với từng giao thức định tuyến cụ thể.
- Chức năng cuối cùng là chuyển tiếp lưu lượng người dùng trên các con đường đã chọn. Lưu lượng có thể được chuyển tiếp theo hướng kết nối hay không kết nối. Chuyển tiếp hướng kết nối yêu cầu hướng chuyển tiếp phải được thiết lập trước và sau đó dữ liệu sẽ được truyền đi trên các hướng đã thiết lập này. Chuyển tiếp không kết nối để cho lưu lượng người dùng được chuyển đi dựa vào các thông tin chuyển tiếp của chính nó, các gói dữ liệu có thể đi theo các hướng khác nhau để đến đích.

b) *Định tuyến tĩnh và định tuyến động*

Dựa vào cách thức cũng như tốc độ phản hồi lại các thay đổi về trạng thái của mạng hay trạng thái của lưu lượng người dùng, định tuyến được chia ra làm hai loại là định tuyến tĩnh và định tuyến động.

- Định tuyến tĩnh: Hệ thống định tuyến tĩnh là hệ thống mà sự định tuyến luôn giữ cố định, độc lập với trạng thái hiện thời của mạng cũng như các lưu lượng người dùng. Định tuyến tĩnh được dựa trên sự dự đoán hơn là dựa vào các hoạt động thực tế của người dùng và mạng. Trong hầu hết các hệ thống định tuyến tĩnh, định tuyến là một phần không thể thiếu trong quá trình thiết kế mạng. Tuy nhiên, quá trình định tuyến lại xảy ra không thường xuyên.
- Định tuyến động: Định tuyến động tự động cập nhật định tuyến bằng cách áp dụng ngay nhận thức về sự thay đổi trạng thái của người dùng và của mạng. Sự thay đổi không chỉ là trạng thái của các liên kết mà còn là sự dao động giữa lưu lượng người dùng và mạng. Tuy nhiên định tuyến động lại đòi hỏi bộ nhớ và tài nguyên tính toán trong mạng cho việc thu thập các thông tin thời gian thực và đưa ra các quyết định điều khiển.

c) Định tuyến véc tơ khoảng cách và định tuyến trạng thái liên kết

Bảng 3.1 Tóm tắt những điểm đặc trưng của định tuyến véc tơ khoảng cách và định tuyến trạng thái liên kết.

Định tuyến véc tơ khoảng cách	Định tuyến trạng thái liên kết
Đơn giản, dễ cài đặt.	Phức tạp.
Lấy dữ liệu cấu hình mạng từ thông tin trong bảng định tuyến của các láng giềng.	Hiểu cấu hình của liên mạng hiện tại bằng cách tích lũy tất cả các LSA.
Mỗi router xác định con đường tốt nhất bằng cách cộng những giá trị độ đo (metric), thường là số hop mà nó nhận được khi thông tin định tuyến được chuyển từ router tới router.	Mỗi router làm việc một cách độc lập để tính con đường ngắn nhất của nó tới mạng đích.
Cập nhật thông tin định tuyến một cách định kỳ.	Chỉ cập nhật khi có sự thay đổi về cấu hình mạng.
Thông điệp cập nhật thông tin định tuyến lớn, do sao chép toàn bộ bảng định tuyến.	Chỉ gửi những thông tin cập nhật cần thiết, tức chỉ gửi những thay đổi mà thôi.
Thông tin định tuyến chỉ được trao đổi với láng giềng bằng cách broadcast.	Thông tin định tuyến được gửi cho tất cả các router bằng cách flooding.

Giao thức định tuyến cung cấp cấu hình định tuyến động. Hầu hết các giao thức định tuyến có thể được phân thành một trong hai loại cơ bản: định tuyến véc tơ khoảng cách (distance-vector) và định tuyến trạng thái liên kết (link-state). Giao thức định tuyến véc tơ khoảng cách xác định một đường đi tốt nhất tới một đích dựa trên hướng (vector) và khoảng cách (distance) tới đích đó. Giao thức định tuyến

trạng thái liên kết tính lại cấu hình chính xác của liên mạng hiện tại hay ít nhất là vị trí của các router.

Định tuyến véc tơ khoảng cách hoạt động bằng cách mỗi router duy trì một bảng cho biết khoảng cách tốt nhất được biết tới mỗi đích đến và liên kết nào được dùng để đi đến đó. Những bảng này được cập nhật bằng cách trao đổi thông tin với router láng giềng. Bảng định tuyến của một router cơ bản bao gồm các bản ghi định tuyến. Mỗi bản ghi thường gồm các thông tin có trong ba trường (đích đến, khoảng cách, hop kế tiếp).

Trong khi thuật toán véc tơ khoảng cách không có thông tin đặc biệt gì về những mạng ở xa và các router ở xa thì thuật toán trạng thái liên kết duy trì đầy đủ thông tin về những router ở xa và cách chúng liên kết với nhau. Định tuyến trạng thái liên kết dùng thông điệp quảng cáo trạng thái liên kết LSA (Link State Advertisements), một cơ sở dữ liệu cấu hình mạng, thuật toán **SPF** và một bảng định tuyến gồm các con đường cùng ngõ ra tương ứng đến các mạng. Giao thức định tuyến trạng thái liên kết trao đổi thông tin định tuyến.

d) Giao thức thông tin định tuyến RIP

Giao thức thông tin định tuyến RIP (Routing Information Protocol) là một trong những giao thức định tuyến bên trong từng AS. RIP dùng định tuyến véc tơ khoảng cách nên chọn hop count làm metric và dùng thuật toán Bellman Ford để xây dựng bảng định tuyến. RIP là một giao thức định tuyến véc tơ khoảng cách, chỉ dùng hop count khi thiết lập quyết định định tuyến. Khi một gói dữ liệu đi qua một router thì RIP xem như là một hop. Nếu tồn tại hai tuyến có tốc độ hoặc băng thông không bằng nhau đến cùng một đích nhưng cùng hop count, thì RIP xem cả hai tuyến là cùng khoảng cách, đây rõ ràng là một hạn chế của giao thức định tuyến này.

Router sẽ broadcast thông tin định tuyến của mình sau một chu kỳ, chẳng hạn là 30s. Mỗi thông tin cập nhật tuyến thường gồm hai phần là địa chỉ mạng và khoảng cách đến được mạng này. Đồng thời, các router sẽ lắng nghe các thông tin định tuyến trên mạng để cập nhật bảng định tuyến của mình dựa vào khoảng cách ngắn nhất tức là số hop nhỏ nhất.

e) Giao thức ưu tiên con đường ngắn nhất mở rộng OSPF

Giao thức ưu tiên con đường ngắn nhất mở rộng OSPF (Open Shortest Path First) là một trong những giao thức định tuyến bên trong từng hệ tự trị AS. OSPF dùng định tuyến trạng thái liên kết nên dùng metric dựa trên băng thông và thuật toán Dijkstra để xây dựng bảng định tuyến. OSPF được dùng để định tuyến trong một vùng hay giữa nhiều vùng. OSPF có độ hội tụ nhanh và được đặc tả chi tiết trong RFC 2328.

f) Giao thức định tuyến multicast véc tơ khoảng cách DVMRP

Giao thức định tuyến multicast véc tơ khoảng cách DVMRP (Distance Vector Multicast Routing Protocol) là giao thức định tuyến multicast đầu tiên được phát

triển cho Internet. DVMRP có thể thực thi trong một môi trường ở đó không phải tất cả các router trong mạng có khả năng chuyển tiếp và định tuyến multicast. Điều này đạt được bởi DVMRP chạy một thuật toán định tuyến unicast riêng, tương tự như RIP, để quyết định các con đường ngắn nhất giữa tất cả các router có khả năng multicast. DVMRP sử dụng kỹ thuật flood-and-prune để thiết lập các cây dựa trên nguồn. Về chi tiết, DVMRP được đặc tả trong RFC 1075.

g) Multicast độc lập giao thức - chế độ thưa thớt PIM-SM

Multicast độc lập giao thức PIM (Protocol Independent Multicast) bao gồm hai chế độ là multicast độc lập giao thức - chế độ dày đặc PIM-DM (Protocol Independent Multicast – Dense Mode) và multicast độc lập giao thức - chế độ thưa thớt PIM-SM (Protocol Independent Multicast – Sparse Mode). PIM có thể hoạt động trên đỉnh của bất cứ các giao thức định tuyến nào, vì lý do đó mà có cái tên giao thức multicast độc lập. Nhưng PIM yêu cầu tất cả các router trong mạng có khả năng multicast. PIM-DM và PIM-SM, theo thứ tự, thì có nhiều mặt tương tự như DVMRP và CBT. Vì thế, phần này chỉ trình bày PIM-SM.

PIM-SM sử dụng cây phân phối chia sẻ để phân phối các luồng dữ liệu multicast. Trong cây chia sẻ có một điểm tụ là RP chịu trách nhiệm liên lạc với các nguồn multicast và liên lạc với các trạm con nhằm xây dựng đường đi ngắn nhất từ nguồn đến đích để phân phối dữ liệu multicast. Có thể có nhiều RP trên mạng nhưng chỉ có một RP duy nhất cho mỗi nhóm multicast. Về chi tiết, PIM-SM được đặc tả trong RFC 2362.

III. MPLS, GMPLS và MPλS

1. MPLS

Một khuyết điểm của định tuyến IP là khả năng kém linh hoạt trong việc thay đổi đường truyền dữ liệu dẫn đến tình trạng “nghẽn nút cổ chai”. Nguyên nhân là do các gói IP chỉ truyền theo một đường cố định dựa theo quá trình định tuyến ban đầu. Chính vì vậy, vấn đề cân bằng lưu lượng khó thực hiện khi lưu lượng tập trung vào một tuyến nào đó. Thêm vào đó việc định tuyến giữa các gói IP độc lập với nhau mặc dù trong thực tế nhiều gói IP có mối quan hệ với nhau, ví dụ có cùng đích đến, cùng một loại lưu lượng, cùng một cấp ưu tiên... Ngoài ra, sự tách biệt giữa kỹ thuật định tuyến và chuyển mạch đã bộc lộ nhiều điểm yếu trong xu hướng mở rộng và hội tụ của mạng máy tính ngày nay. Các nhược điểm đó bao gồm: khả năng mở rộng, xây dựng mạng riêng ảo, quản lý chất lượng dịch vụ, điều khiển lưu lượng mạng...

Chính vì lẽ đó kỹ thuật MPLS chuyển mạch nhãn đa giao thức ra đời để vận chuyển các gói IP qua các mạng bằng phương pháp chuyển mạch gói ảo. MPLS là công nghệ kết hợp những đặc điểm tốt nhất giữa định tuyến linh hoạt ở lớp ba và chuyển mạch ở lớp hai cho phép truyền gói nhanh trong mạng lõi. Trước khi thâm

nhập vào mạng MPLS thì các gói IP sẽ được các thiết bị định tuyến ở biên của mạng MPLS gắn thêm các nhãn để vận dụng kỹ thuật nối-chuyển mạch ảo. Và trước khi rời khỏi mạng MPLS các nhãn này sẽ bị cắt bỏ để trả lại dạng nguyên thủy của các gói IP bởi các thiết bị định tuyến ở vùng biên. Phương pháp này dùng để vận chuyển dữ liệu nhanh với băng thông lớn (như là âm thanh, phim ảnh...) và nó có thể hoạt động trong trường hợp có nhiều chuyển vận nhiều loại dữ liệu trong cùng một mạng.

Chuyển mạch kênh ảo dựa vào nhãn giúp cho việc định tuyến dữ liệu diễn ra nhanh chóng so với trường hợp định tuyến IP truyền thống, vì nó không phải xử lý các mào đầu quá phức tạp như trong mạng IP và ngoài ra nó có thể thực thi quá trình chuyển mạch mềm một cách linh động. Nhờ vào sự phân loại các gói dữ liệu bằng các thêm vào các một số trường ưu tiên trong gói MPLS, ta có thể đảm bảo vấn đề QoS cho mạng IP.

2. GMPLS và MPLS

Như trình bày ở phần trên, ứng dụng cụ thể của MPLS cho mô hình xếp chồng còn gọi là chuyển mạch đa giao thức tổng quát GMPLS. Kiến trúc điều khiển GMPLS cung cấp một tập các giao thức đơn giản, hoàn thiện tương thích với mạng IP đáp ứng cho mạng thế hệ sau. Mạng GMPLS với những cải tiến về định tuyến và báo hiệu đã mở rộng vùng điều khiển trên cả miền quang. Mạng GMPLS không chỉ có khả năng chuyển các gói tin mà còn có thể chuyển mạch các dữ liệu TDM, lambda quang (nên còn được gọi là MPLS). Trong GMPLS, mặt phẳng điều khiển và mặt phẳng dữ liệu được tách riêng, đồng thời các lớp sử dụng chung một mặt phẳng điều khiển giúp cho GMPLS có khả năng thiết lập các đường quang (light path) một cách nhanh chóng và chuẩn xác theo yêu cầu của lớp IP.

IV. ĐỊNH TUYẾN MẠNG IP/WDM

1. Định tuyến và gán bước sóng tĩnh trong IP/WDM

a) Giới thiệu bài toán

Hiện có ba kỹ thuật chuyển mạch quang trong mạng IP: chuyển mạch kênh quang OCS, chuyển mạch gói quang OPS và chuyển mạch khối quang OBS. Ứng với mỗi loại chuyển mạch sẽ có một số kỹ thuật định tuyến và chọn bước sóng. Trong cuốn sách này, các vấn đề chỉ đề cập đến chuyển mạch OCS, bài toán định tuyến và chọn bước sóng chỉ giới hạn cho mạng OCS. Trong mạng OCS có sử dụng khái niệm lightpath dùng để chỉ kênh bước sóng nối nút nguồn với nút đích thông qua các nút trung gian. Các dữ liệu muốn truyền từ nút này đến nút khác trong mạng chuyển mạch kênh quang thì cần thiết lập lightpath trước. Quá trình thiết lập lightpath cần thỏa mãn hai ràng buộc:

- Ràng buộc về tính liên tục bước sóng (Wavelength-Continuity Constraint): những kết nối chia sẻ chung một sợi phải sử dụng những bước sóng khác nhau.

- Ràng buộc về sự gán kênh tách biệt nhau (Distinct Channel Assignment Constraint): mỗi kết nối phải sử dụng cùng một bước sóng dọc theo tuyến của nó.

Cho một tập các yêu cầu kết nối, để thiết lập được các kết nối quang, trước hết chúng ta cần tìm một đường đi “tốt nhất” giữa hai nút đầu cuối (bài toán định tuyến). Sau đó, ta cần xác định chọn bước sóng nào để thiết lập lightpath (bài toán gán bước sóng). Có hai loại yêu cầu kết nối tiêu biểu là yêu cầu tĩnh và yêu cầu động. Để thiết lập các lightpath với mỗi loại yêu cầu này, ta cũng có hai loại bài toán định tuyến và gán bước sóng tĩnh S-RWA và động D-RWA. Trong đề mục này, chúng tôi trình bày về bài toán S-RWA trước. Bài toán D-RWA sẽ được trình bày trong phần 2. *Định tuyến và gán bước sóng động trong IP/WDM (D-RWA)*.

Bài toán định tuyến và gán bước sóng tĩnh S-RWA hay còn được gọi là bài toán thiết lập lightpath tĩnh SLE được khái quát như sau:

Đặc điểm:

- Cho trước tập vật lý, tức là các nút mạng và các liên kết vật lý được cho trước.
- Cho trước tập các yêu cầu kết nối hoặc ma trận lưu lượng tĩnh để từ đó xác định các yêu cầu kết nối.
- Thích hợp cho dạng trạng thái lưu lượng được biết trước và có tính ổn định, sự thay đổi chỉ diễn ra trong khoảng thời gian dài (như trong các mạng đường trục)
- Trong bài toán S-RWA, đường dẫn và bước sóng được xác định trước cho từng kết nối, không phụ thuộc vào sự thay đổi thông tin trạng thái đang diễn ra trên mạng. Khi đường dẫn và bước sóng đã được xác định, các bộ OXC tại các nút mạng được lập trình để thiết lập các lightpath đã được chỉ định trước.

Mục tiêu:

- Tối thiểu hóa số bước sóng cần sử dụng.
- Hoặc tối đa số kết nối có thể thiết lập ứng với một số lượng bước sóng và một tập kết nối cho trước.

Với công nghệ hiện tại, ta luôn có một giới hạn trên về số lượng bước sóng có thể có trong một sợi quang (hay liên kết). Và nếu giải pháp tìm được sử dụng nhiều bước sóng hơn giới hạn này thì xem như không khả thi trong thực tế. Vì vậy việc giải bài toán S-RWA cũng sẽ trả lời câu hỏi liệu tập vật lý hiện tại có thể đáp ứng được yêu cầu lưu lượng đó hay không. Nếu không thì ta phải thêm vào mạng các liên kết mới.

Sau đây ta sẽ xét đến mô hình toán của bài toán S-RWA. Ứng với mỗi mục tiêu trong hai mục tiêu ở trên, ta có một mô hình toán riêng.

Trước hết ta xét các phương trình toán của mô hình nhằm thỏa mục tiêu tối thiểu số lượng bước sóng sử dụng trên một liên kết.

- Đặt I_{sdw} là lưu lượng (hay số yêu cầu kết nối) từ một nút nguồn s đến một nút đích d sử dụng bước sóng w . Ta giả sử rằng có thể có hai hay nhiều hơn các lightpath cần thiết lập giữa mỗi cặp nút, nhưng mỗi lightpath phải sử dụng một bước sóng riêng. Do đó $I_{sdw} \leq 1$.
- Đặt F_{ij}^{sdw} là lưu lượng (hay số yêu cầu kết nối) từ một nút nguồn s đến một nút đích d đi qua tuyến ij và sử dụng bước sóng w . Tương tự, ta cũng có $F_{ij}^{sdw} \leq 1$ vì một bước sóng trên một liên kết chỉ được phép gán cho một lightpath.
- Cho trước một tô pô mạng vật lý, một tập các bước sóng và một ma trận lưu lượng Λ trong đó mỗi phần tử Λ_{sd} chỉ số kết nối cần thiết lập giữa nguồn s và đích d .
- Bài toán S-RWA có thể được công thức hóa như sau:

Mục tiêu: tối thiểu hóa F_{\max}

Sao cho:

$$F_{\max} \geq \sum_{s,d,w} F_{ij}^{sdw} \quad \forall i, j$$

$$\sum_i F_{ij}^{sdw} - \sum_k F_{jk}^{sdw} = \begin{cases} -I_{sdw} & (s = j) \\ I_{sdw} & (d = j) \\ 0 & (s \neq j \wedge d \neq j) \end{cases}$$

$$\sum_w I_{sdw} = \Lambda_{sd}$$

$$F_{ij}^{sdw} = 0, 1$$

$$\sum_{s,d} F_{ij}^{sdw} \leq 1$$

Cách tiếp cận này được sử dụng để đạt được số lượng bước sóng cần dùng nhỏ nhất. Hoặc với một tập bước sóng cho trước, ta có thể giải mô hình này xem thử có tìm được lời giải không. Nếu không tìm được lời giải thì thử lại với một tập bước sóng lớn hơn và lặp lại đến khi số bước sóng nhỏ nhất được tìm thấy.

Với mục tiêu thứ hai (tối đa hoá số lượng kết nối được thiết lập cho một tập bước sóng cố định và một tập các yêu cầu kết nối cho trước), ta cũng có thể có mô hình toán như sau:

Trường hợp không có bộ chuyển đổi bước sóng:

- N_{sd} : số lượng cặp nút nguồn-đích.
- L : số liên kết có trong mạng.
- W : số bước sóng có thể có trên một liên kết.

- $m = \{m_i\}$, $i = 1, 2, \dots, N_{sd}$: số kết nối được thiết lập cho mỗi cặp nguồn-đích i .
- ρ : tải yêu cầu (số yêu cầu kết nối).
- $q = \{q_i\}$, $i = 1, 2, \dots, N_{sd}$: tỉ lệ tải được đáp ứng. Như vậy $q_i\rho =$ số kết nối được thiết lập cho mỗi cặp nút nguồn đích i .
- P : tập các đường mà một kết nối có thể được định tuyến trên đó.
- $a = (a_{ij})$: là một ma trận $P \times N_{sd}$ trong đó $a_{ij} = 1$ nếu đường I nằm giữa cặp nguồn-đích i và $a_{ij} = 0$ nếu trái lại.
- $b = (b_{ij})$: là một ma trận $P \times L$ trong đó $b_{ij} = 1$ nếu liên kết j nằm trên đường I và $b_{ij} = 0$ nếu trái lại.
- $c = (c_{ij})$: ma trận định tuyến và gán bước sóng $P \times W$, trong đó $c_{ij} = 1$ nếu bước sóng j được gán vào đường i , ngược lại thì $c_{ij} = 0$.

Mục tiêu: cực đại hóa $C_0(r, q) = \sum_{i=1}^{N_{sd}} m_i$

Sao cho:

$$m_i \geq 0 \quad (\text{số nguyên}, i = 1, 2, \dots, N_{sd})$$

$$c_{ij} \in \{0,1\} \quad i = 1, 2, \dots, P; j = 1, 2, \dots, W$$

$$C^T B \leq 1_{W \times L}$$

$$m \leq 1_W C^T A$$

$$m_i \leq q_i \rho \quad i = 1, 2, \dots, N_{sd}$$

$C_0(\rho, q)$ là số kết nối được thiết lập trong mạng. Bất phương trình $C^T B \leq 1_{W \times L}$ có nghĩa là một bước sóng chỉ được dùng tối đa một lần trong một liên kết. $1_{W \times L}$ là ma trận $W \times L$ trong đó các phần tử đều bằng 1. Bất phương trình $m \leq 1_W C^T A$ và $m_i \leq q_i \rho$ đảm bảo rằng số kết nối được thiết lập phải nhỏ hơn yêu cầu kết nối. 1_W là ma trận $1 \times W$ trong đó các phần tử đều bằng 1.

Trường hợp có chuyển đổi bước sóng

Trong mạng WDM định tuyến theo bước sóng, ràng buộc về tính liên tục bước sóng có thể được loại bỏ nếu như ta có sử dụng các bộ chuyển đổi bước sóng để chuyển dữ liệu đến trên một bước sóng ở một liên kết thành một bước sóng khác tại một nút trung gian trước khi chuyển tiếp đến các liên kết kế tiếp. Các mạng định tuyến theo bước sóng như vậy được gọi là wavelength-convertible networks. Một lightpath trong mạng này có thể sử dụng các bước sóng khác nhau dọc theo đường đi. Như đã đề cập ở trên, sự chuyển đổi bước sóng làm cải thiện hiệu suất của mạng bằng việc giải quyết vấn đề xung đột bước sóng giữa các

lightpath. Thông thường, với một giải thuật định tuyến cho sẵn, sự chuyển đổi bước sóng cung cấp một giới hạn dưới về xác suất tắc nghẽn có thể đạt được ứng với một giải thuật gán bước sóng.

Sau đây là mô hình toán của bài toán S-RWA khi bỏ đi các ràng buộc về tính liên tục bước sóng:

Mục tiêu: tối thiểu hóa F_{\max}

Sao cho:

$$F_{\max} \geq \sum_{s,d,w} F_{ij}^{sdw} \quad \forall i, j$$

$$\sum_i F_{ij}^{sdw} - \sum_k F_{jk}^{sdw} = \begin{cases} -I_{sdw} & (s = j) \\ I_{sdw} & (d = j) \\ 0 & (s \neq j \wedge d \neq j) \end{cases}$$

Trong đó:

- I_{sdw} là lưu lượng (hay số yêu cầu kết nối) từ một nút nguồn s đến một nút đích d sử dụng bước sóng w .
- F_{ij}^{sdw} là lưu lượng (hay số yêu cầu kết nối) từ một nút nguồn s đến một nút đích d đi qua tuyến ij và sử dụng bước sóng w .

Thông thường bài toán S-RWA được chia thành hai bài toán riêng rẽ: bài toán định tuyến và bài toán gán bước sóng.

b) Vấn đề định tuyến

Phương pháp truyền thống để giải quyết vấn đề định tuyến trong bài toán S-RWA là đầu tiên phải xác định đường cho toàn bộ kết nối và sau đó là gán bước sóng cho chúng. Ngay cả khi những công đoạn này không độc lập, ta cũng thu được một cấu hình ngắn nhất tương đối tốt bằng cách này. Những kết nối thường được gán một đường ngắn nhất nối hai điểm đầu cuối (bằng các thuật toán thông dụng như Dijkstra hay Floyd) vì những đường dài hơn thì sử dụng nhiều tài nguyên mạng và thường mang lại một cấu hình mạng có hiệu suất thấp hơn. Nếu có nhiều đường ngắn nhất giữa hai điểm thì việc chọn đường sẽ mang tính ngẫu nhiên. Thông thường, cấu hình tối ưu thu được bằng cách chọn các đường ngắn nhất, tuy nhiên không nhất thiết kết nối nào cũng là đường ngắn nhất (đôi khi dùng đường dài hơn ta có thể tránh những tắc nghẽn không đáng có trên một liên kết nào đó).

c) Vấn đề gán bước sóng

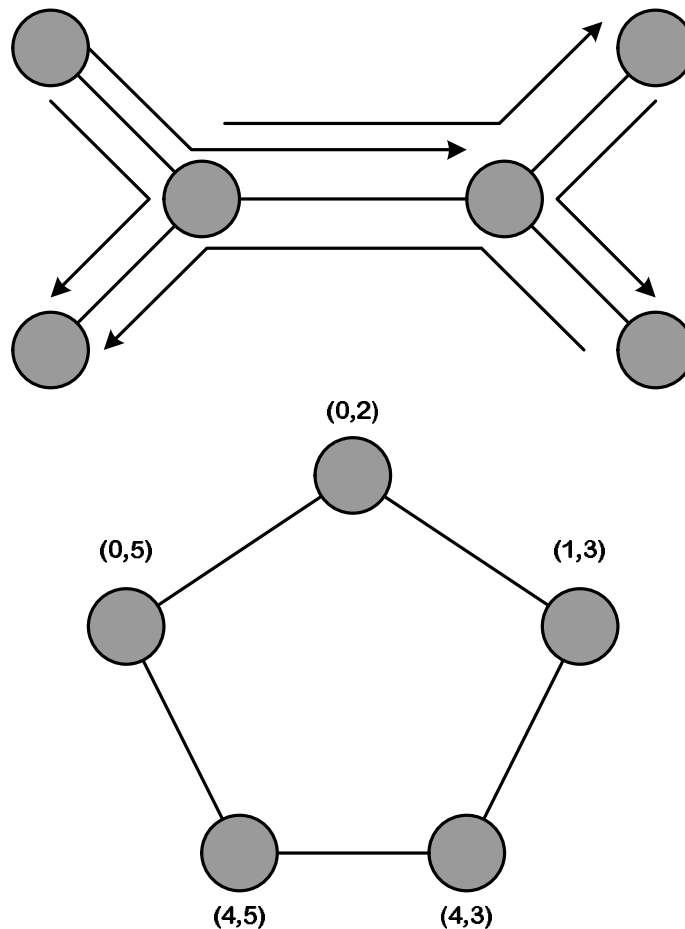
Xét mạng định tuyến theo bước sóng không có khả năng chuyển đổi bước sóng. Nét đặc trưng của mạng WDM là không cho phép hai kết nối sử dụng bước sóng giống nhau dùng chung một đường nối (sự xung đột bước sóng). Khi các tuyến đã được cố định thì việc còn lại là gán bước sóng khả thi cho chúng sao cho số

lượng bước sóng được sử dụng trên mạng là nhỏ nhất để có thể thỏa mãn các yêu cầu công nghệ về số lượng bước sóng tối đa trên một sợi quang.

Bài toán gán bước sóng tĩnh trong một mạng liên tục bước sóng tương đương với bài toán tô màu cho các nút của một đồ thị và được thực hiện bằng cách xây dựng một đồ thị $G(V,E)$, trong đó V là tập các đỉnh, E là tập các cạnh. Theo đó, bài toán gán bước sóng tĩnh được thực hiện như sau:

- Xây dựng một đồ thị $G(V,E)$, trong đó mỗi lightpath trong hệ thống thể hiện bằng một đỉnh trong đồ thị G và tồn tại một cạnh vô hướng giữa hai đỉnh trong đồ thị G nếu các lightpath tương ứng cùng đi qua một liên kết sợi quang vật lý.
- Tô màu cho các đỉnh của đồ thị G sao cho không có hai đỉnh kề cận nào có màu giống nhau và số màu sử dụng là ít nhất.

Hình 3.4 Yêu cầu thiết lập kết nối và đồ thị chuyển đổi tương ứng.



Hình 3.4 minh họa các chuyển từ một bài toán gán bước sóng thành một bài toán tô màu đồ thị. Giả sử có 5 lightpath cần thiết lập là (0,5), (0,2), (1,3), (4,3) và

(4,5). Lightpath (0,5) và (0, 2) cùng đi qua liên kết vật lý (0,1) vì thế có một cạnh nối 2 đỉnh (0,5) và (0,2). Tương tự, chúng ta xây dựng được đồ thị như trong hình 3.4.

Các thuật toán tô màu đồ thị sẽ thực hiện việc tô màu cho các đỉnh $V(G) = \{v_1, v_2, \dots, v_n\}$ của đồ thị G theo một thứ tự nào đó. Các thuật toán này gồm ba bước cơ bản sau:

1. Sắp xếp các đỉnh.
2. Chọn đỉnh kế tiếp để tô màu.
3. Chọn màu.

Có nhiều thuật toán tô màu đồ thị khác nhau, việc chọn lựa giải thuật nào tùy thuộc vào quyết định của nhà quản lý dựa trên đặc điểm của mạng. Sau đây là một số phương pháp tô màu thông dụng (mỗi màu tương ứng với một bước sóng).

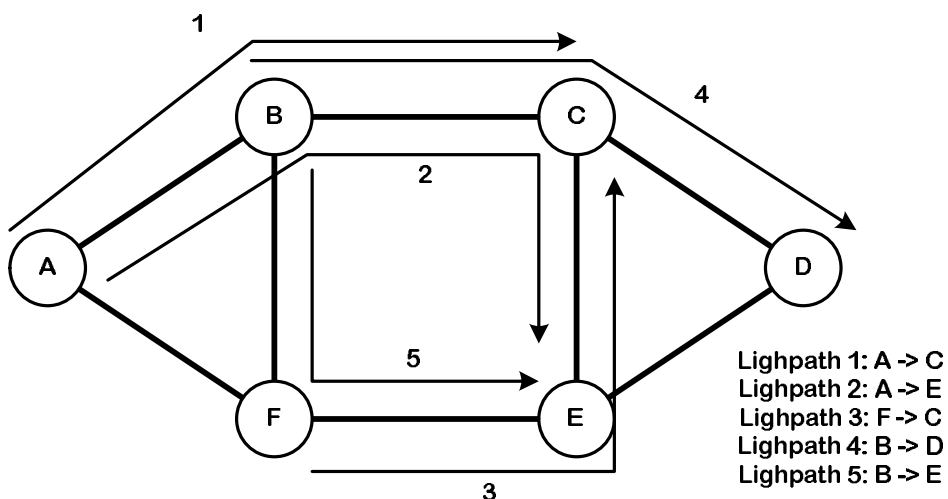
Thuật toán Longest-First

Phương pháp Longest-First (tuyến dài nhất trước) này khá đơn giản. Các lightpath sẽ được sắp xếp theo thứ tự từ tuyến dài nhất đến tuyến ngắn nhất. Một bước sóng sẽ được gán cho các tuyến theo thứ tự này sao cho thỏa mãn điều kiện về xung đột bước sóng. Sau đó ta chuyển sang gán bước sóng kế tiếp. Quá trình này tiếp tục cho đến khi hết số lightpath.

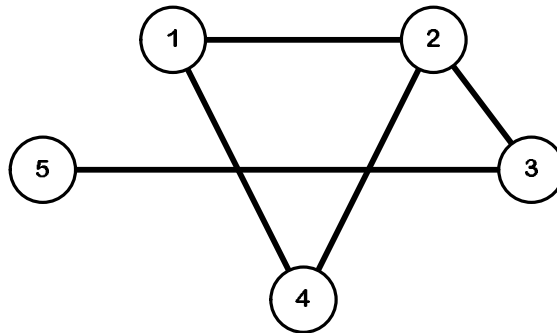
Thuật toán Largest-First

Trong phương pháp này, các đỉnh của đồ thị được gán nhãn lại là v_1, v_2, \dots, v_n sao cho $\deg(v_i) \geq \deg(v_{i+1})$ với $i = 1, 2, \dots, n-1$ (n là số nút của đồ thị G). Tại mỗi bước, nút có bậc lớn nhất được gán một màu và xóa đi những đường nối tới nó và do đó làm giảm bậc các nút kề với nó. Vì vậy sau mỗi bước sẽ có một số nút bị giảm bậc. Điều này đảm bảo rằng số màu dùng để tô đồ thị là ít nhất.

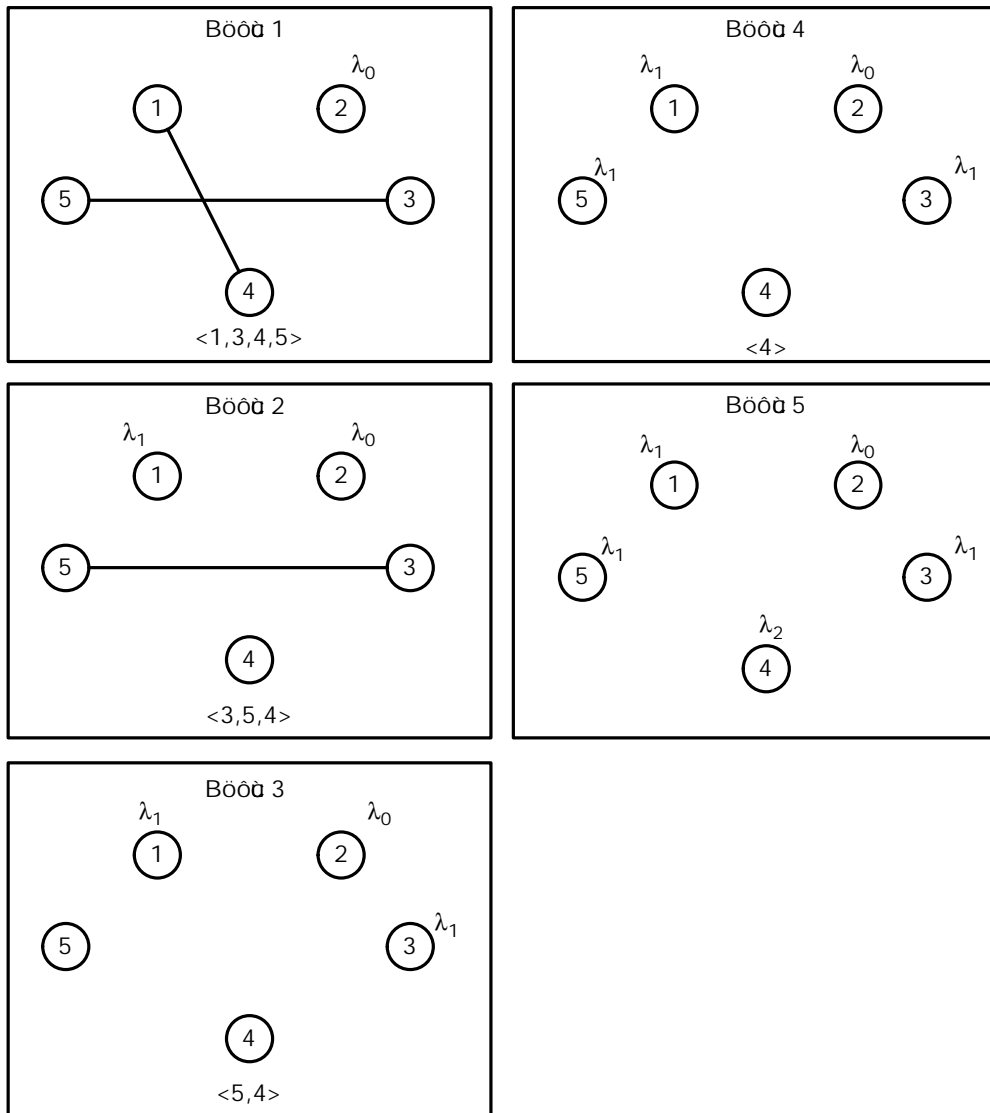
Hình 3.5 Yêu cầu kết nối cho ví dụ minh họa.



Hình 3.6 Đồ thị chuyển đổi từ tập yêu cầu kết nối.



Hình 3.7 Minh họa thuật toán Largest-First.



Ta có thể tính được số màu cần thiết để tô đồ thị bằng công thức sau:

$$X(G) \leq \max_{1 \leq i \leq n} \{ \min(i, 1 + \deg(v_i)) \}$$

Để rõ ràng hơn, ta hãy xét một ví dụ sau: gán bước sóng cho mạng với yêu cầu kết nối như trong hình 3.5.

Đầu tiên, ta chuyển đổi tập yêu cầu kết nối thành một đồ thị (hình 3.6).

Dựa vào bậc của các đỉnh, ta sắp xếp lại theo thứ tự $\langle 2, 1, 3, 4, 5 \rangle$. Ta thực hiện gán bước sóng (tô màu) cho đỉnh có bậc cao nhất, sau đó loại nó ra khỏi đồ thị. Sắp xếp lại các nút còn lại trong đồ thị và tiếp tục quá trình cho đến khi tất cả các nút đều được gán bước sóng (hình 3.7). Cuối cùng ta có được kết quả gán bước sóng như ở bước 5.

2. Định tuyến và gán bước sóng động trong IP/WDM (D-RWA)

a) Giới thiệu

Trong bài toán định tuyến và gán bước sóng động D-RWA hay còn được gọi là bài toán thiết lập lightpath động (DLE – Dynamic Lightpath Establishment), ta xem xét lưu lượng mạng là động. Các yêu cầu kết nối xuất hiện một cách ngẫu nhiên tùy theo nhu cầu liên lạc giữa các nút mạng. Các kết nối này được yêu cầu tồn tại trong một khoảng thời gian cũng ngẫu nhiên. Vì thế, các lightpath không chỉ được thiết lập động mà còn phải được giải phóng động.

Việc định tuyến và gán bước sóng phụ thuộc vào trạng thái của mạng ở thời điểm yêu cầu kết nối xảy ra. Mỗi khi có yêu cầu kết nối xuất hiện, các thuật toán D-RWA phải thực hiện để xem xét liệu tài nguyên mạng có đủ để đáp ứng yêu cầu kết nối đó hay không. Nếu có thể thì thực hiện quá trình định tuyến và gán bước sóng tại các nút trung gian cần thiết để thiết lập lightpath. Còn nếu một yêu cầu kết nối không được đáp ứng do thiếu tài nguyên thì xem như bị nghẽn.

Khi quá trình liên lạc kết thúc, kết nối được giải phóng và vì vậy, bước sóng đã sử dụng có thể được sử dụng lại cho một kết nối khác. Như vậy ta thấy định tuyến động tận dụng bước sóng tốt hơn. Về mặt kinh tế, điều này sẽ đem lại lợi nhuận nhiều hơn cho các nhà kinh doanh mạng, gián tiếp giảm chi phí cho các thuê bao.

Bài toán D-RWA có thể được khái quát như sau:

Đặc điểm:

- Các yêu cầu kết nối xuất hiện ngẫu nhiên và tồn tại trong một khoảng thời gian nào đó.
- Việc định tuyến và gán bước sóng phụ thuộc vào trạng thái mạng hiện tại và phải được thực hiện mỗi khi có yêu cầu kết nối xuất hiện.

Mục tiêu:

- Tận dụng hiệu quả tài nguyên mạng để cực đại hóa xác suất thiết lập thành công lightpath hay tối thiểu hóa số yêu cầu bị nghẽn.

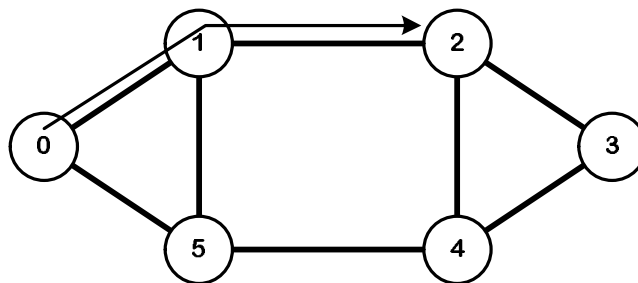
- Vì nhu cầu phải đáp ứng nhanh với sự thay đổi của mạng, các giải thuật D-RWA đòi hỏi phải đơn giản, độ phức tạp tính toán càng nhỏ càng tốt. Việc kết hợp giữa định tuyến và gán bước sóng là rất khó để giải quyết cùng một lúc. Do đó, thông thường bài toán D-RWA cũng được chia thành 2 bài toán riêng rẽ: bài toán định tuyến và bài toán gán bước sóng.

b) Định tuyến cố định (Fixed Routing)

Phương pháp đơn giản nhất để định tuyến một kết nối là luôn chọn cùng một tuyến cố định cho một cặp nút nguồn – đích cho trước. Một trong những ví dụ như thế là định tuyến tìm đường đi ngắn nhất cố định (Fixed Shortest-Path Routing). Đường đi ngắn nhất cho một cặp nút được tính off-line, sử dụng các thuật toán tìm đường ngắn nhất thông dụng như Dijkstra hay Bellman-Ford. Bất kì kết nối nào giữa một cặp nút cụ thể đều được thiết lập bằng cách sử dụng đường đi được xác định trước. Hình 3.8 minh họa đường đi ngắn nhất cố định từ nút 0 đến nút 2.

Phương pháp định tuyến này rất đơn giản nhưng có nhược điểm là nếu nguồn tài nguyên (bước sóng) dọc theo đường đi đã được sử dụng hết sẽ dẫn đến xác suất tắc nghẽn cao trong trường hợp lưu lượng động, hoặc có thể dẫn đến số lượng bước sóng được sử dụng rất lớn trong trường hợp lưu lượng tĩnh. Ngoài ra, định tuyến cố định cũng không thể xử lý các tình huống lỗi khi một hay nhiều liên kết trong mạng bị hỏng. Để xử lý trường hợp liên kết trong mạng bị hỏng, việc định tuyến cần phải xét đến các đường đi thay thế hoặc phải có khả năng tìm ra một tuyến mới một cách linh động. Ví dụ trong hình 3.8, tất cả các yêu cầu từ nút 0 đến nút 2 sẽ bị tắc nghẽn nếu có một trong hai liên kết (0,1), (1,2) bị hỏng.

Hình 3.8 Đường đi ngắn nhất cố định từ nút 0 đến nút 2.



Trong các thuật toán tìm đường ngắn nhất, người ta quan tâm nhiều đến chi phí (cost) hay còn gọi là trọng số (weight) của liên kết giữa các nút. Tùy theo cách các trọng số này được tính toán như thế nào mà người ta có các quan điểm khác nhau về đường ngắn nhất. Sau đây, xin trình bày một số cách tính trọng số dựa trên đặc điểm và trạng thái của mạng.

Gọi w_{ij} là trọng số (chi phí) của liên kết trực tiếp giữa hai nút i và j , nếu giữa i và j không có liên kết trực tiếp thì xem như w_{ij} vô cùng lớn, I_{ij}^a là số lượng bước

sóng rồi trên liên kết tại thời điểm tập hợp các thông tin về trạng thái liên kết, I_{ij}^T là tổng số bước sóng có trên liên kết.

Hàm trọng số dựa trên chặng (HW – Hop-based Weight)

Trong hàm này, $w_{ij} = 1$. Có nghĩa là các đường được chọn hoàn toàn dựa trên số lượng chặng (hop) nhỏ nhất. Đường ngắn nhất sẽ là đường có số chặng nhỏ nhất. Bằng trực quan, ta có thể nhận xét là khi có ít chặng hơn thì khả năng tìm được một bước sóng chung cho tất cả các liên kết trung gian là lớn hơn.

Hàm trọng số dựa trên khoảng cách (DW – Distance-based Weight)

$w_{ij} = d_{ij}$ với d_{ij} là khoảng cách vật lý giữa hai nút i và j . d_{ij} được đánh giá bởi độ trễ truyền dẫn. Như vậy, với hàm trọng số này, đường ngắn nhất chính là đường có độ trễ truyền dẫn nhỏ nhất.

Hàm trọng số dựa trên bước sóng sẵn có (AW – Available wavelengths-based Weight)

$$w_{ij} = \begin{cases} -\log\left(1 - \frac{1}{I_{ij}^a}\right) & I_{ij}^a > 1 \\ 1 & I_{ij}^a < 1 \end{cases}$$

$\frac{1}{I_{ij}^a}$ có ý nghĩa như độ cản trở của một liên kết khi thiết lập một yêu cầu kết nối, càng có nhiều bước sóng rỗi trên liên kết thì độ cản trở càng thấp, tức là khả năng thiết lập kết nối trên liên kết càng cao. Do đó $\left(1 - \frac{1}{I_{ij}^a}\right)$ là khả năng chấp nhận yêu cầu kết nối của một liên kết. Vì ta mong muốn cực đại hóa tính sẵn có hoặc độ tin cậy của toàn bộ đường dẫn nên cần phải cực đại hóa các giá trị này của các liên kết trung gian. Do bản chất của thuật toán Dijkstra là ưu tiên cho đường đi nào có trọng số nhỏ hơn nên hàm trọng số phải là phủ định âm của hàm log. Hàm trọng số này phụ thuộc vào bước sóng rỗi trên liên kết nên có phụ thuộc vào trạng thái mạng.

Hàm trọng số dựa trên số bước sóng sẵn có và số chặng (HAW – Hop count and Available wavelengths-based Weight)

$$w_{ij} = \begin{cases} \alpha - \beta \log\left(1 - \frac{1}{\lambda_{ij}^a}\right) & \lambda_{ij}^a > 1 \\ \alpha + \beta & \lambda_{ij}^a < 1 \end{cases} \quad (\alpha, \beta > 0)$$

α và β lần lượt là các trọng số liên quan đến số chặng và số bước sóng sẵn có. Tùy theo ta quan niệm rằng số chặng hay số bước sóng sẵn có là quan trọng hơn mà có các giá trị α , β phù hợp.

Hàm dựa trên tổng số bước sóng và số bước sóng sẵn có (TAW – Total wavelengths and Available wavelength-based Weight)

$$w_{ij} = \begin{cases} -\log \left(1 - \left(1 - \frac{\lambda_{ij}^a}{\lambda_{ij}^T} \right)^{\lambda_{ij}^a} \right) & \lambda_{ij}^a < \lambda_{ij}^T \\ 1 & \lambda_{ij}^a = \lambda_{ij}^T \end{cases}$$

Nếu gọi p là xác suất sử dụng một bước sóng, thì $p^{I_{ij}^a}$ là xác suất mà tất cả các bước sóng sẽ sử dụng cùng một thời điểm trong tương lai. Từ trạng thái hiện tại của mạng, có thể ước lượng xác suất này bằng $\left(1 - \frac{I_{ij}^a}{I_{ij}^T} \right)$. Xác suất có ít nhất một bước sóng sẵn có trên liên kết trong tương lai là $\left(1 - p^{I_{ij}^a} \right)$. Do đó khi một đường dẫn có nhiều liên kết, ta mong muốn cực đại hóa các giá trị $\left(1 - p^{I_{ij}^a} \right)$ của tất cả các liên kết thuộc đường dẫn đó. Do thuật toán Dijkstra chọn lựa đường đi tối ưu theo trọng số tăng dần, nên hàm trọng số phải là phủ định âm của làm log, nghĩa là tối thiểu hóa giá trị này.

Hàm trọng số dựa trên số chặng, tổng số bước sóng và số bước sóng sẵn có (HTAW – Hop count and Total wavelengths and Available wavelengths-based Weight)

$$w_{ij} = \begin{cases} \alpha - \beta \log \left(1 - \left(1 - \frac{\lambda_{ij}^a}{\lambda_{ij}^T} \right)^{\lambda_{ij}^a} \right) & \lambda_{ij}^a < \lambda_{ij}^T \quad (\alpha, \beta > 0) \\ \alpha + \beta & \lambda_{ij}^a = \lambda_{ij}^T \end{cases}$$

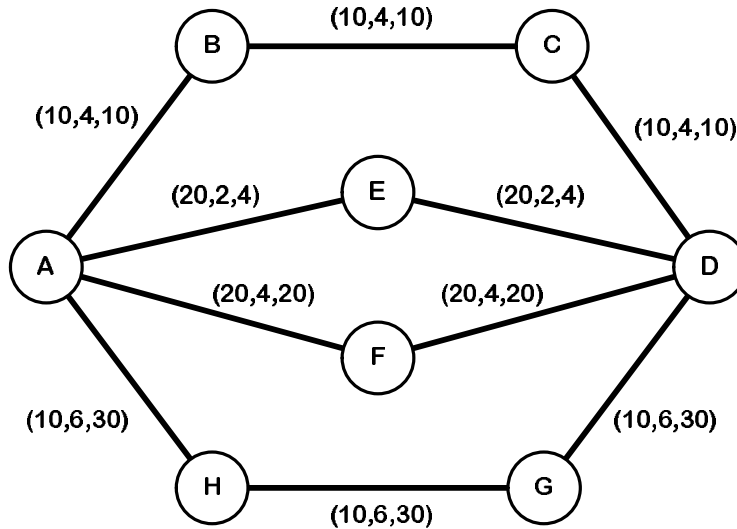
với α và β lần lượt là các trọng số liên quan đến số chặng và số bước sóng sẵn có.

Ví dụ 3.1:

Sau đây, ta sẽ xét một ví dụ để thấy sự lựa chọn hàm trọng số sẽ dẫn đến các kết quả định tuyến theo đường dẫn ngắn nhất khác nhau. Xét một tô pô được cho trên hình 3.9. Giả sử mỗi cạnh của tô pô được gán một nhãn gồm ba tham số $(d_{ij}, I_{ij}^a, I_{ij}^T)$ tương ứng với độ trễ trên liên kết (i,j) , số bước sóng sẵn có (rỗi) trên liên kết và tổng số bước sóng trên liên kết.

Ta cần xác định đường đi từ nút A đến nút D. Bảng 3.2 cho thấy các đường đi có thể từ nút A đến nút D và giá trị chi phí trên mỗi đường đi được tính bởi các hàm trọng số khác nhau. Giá trị α và β được giả sử bằng 1.

Hình 3.9 Tập ô mạng được sử dụng trong ví dụ định tuyến với các hàm trọng số khác nhau.



Bảng 3.2 Chi phí của các đường đi khác nhau tính theo các hàm trọng số khác nhau.

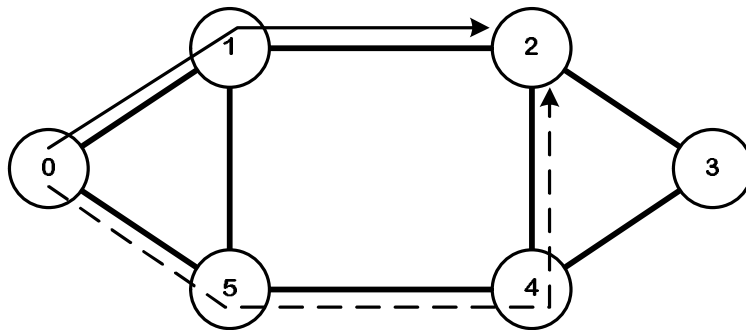
Đường đi	Chi phí ứng với các hàm trọng số					
	HW	DW	AW	HAW	TAW	HTAW
A-B-C-D	3	30	0.375	3.375	0.181	3.181
A-E-D	2	40	0.602	2.602	0.250	2.250
A-F-D	2	40	0.250	2.250	0.458	2.458
A-G-H-D	3	30	0.238	3.396	0.396	3.396

Từ bảng 3.2, ta thấy rằng sử dụng hàm trọng số HW có thể chọn một trong 2 đường A-E-D hoặc A-F-D. Trong khi sử dụng hàm trọng số DW có thể chọn đường đi A-B-C-D hoặc A-G-H-D. Nếu sử dụng hàm trọng số là AW, ta sẽ chọn đường đi là A-G-H-D vì đường này có số lượng bước sóng sẵn có lớn nhất (6 trên tất cả các liên kết). Nếu chọn hàm trọng số là TAW thì đường đi được chọn là A-B-C-D, mặc dù đường đi A-E-D có các liên kết với hệ số sử dụng thấp nhất. Tương tự, đường đi được chọn khi sử dụng hàm trọng số là HAW sẽ là A-F-D vì đường này có số bước sóng rỗi nhiều hơn đường A-E-D. Cuối cùng, nếu hàm trọng số là HTAW thì đường đi được chọn là A-F-D (với số chặng thấp nhất) bởi vì nó có các liên kết với hệ số sử dụng thấp nhất (50%).

c) Định tuyến thay thế cố định (Fixed Alternate Routing)

Phương pháp định tuyến này cải tiến hơn định tuyến cố định bằng cách tìm nhiều đường đi giữa một cặp nút nguồn-đích. Trong phương pháp này, mỗi nút trong mạng phải duy trì một bảng định tuyến chứa danh sách có thứ tự K đường đi cố định đến mỗi nút đích. Ví dụ thứ tự trong danh sách có thể được sắp xếp theo đường đi ngắn nhất thứ nhất, đường đi ngắn nhất thứ hai, thứ ba,... Đường đi ngắn nhất thứ nhất sẽ được chọn làm đường đi chính thức giữa một cặp nút nguồn-đích, trong khi các đường còn lại được xem là các đường đi phụ hay các đường thay thế. Một đường đi thay thế giữa nút nguồn và đích là đường đi mà không chia sẻ bất kì một liên kết vật lý nào với đường đi ngắn nhất chính thức. Hình 3.10 minh họa một đường đi thay thế giữa nút 0 và nút 2.

Hình 3.10 Đường đi chính thức (liền nét) và đường thay thế (nét gạch) từ nút 0 đến nút 2.



Khi một yêu cầu kết nối đến, nút nguồn cố gắng thiết lập lightpath trên mỗi đường đi theo tuần tự trong bảng định tuyến, cho đến khi một đường đi với một bước sóng xác định được tìm thấy. Nếu không tìm được đường nào thỏa mãn từ danh sách trong bảng định tuyến thì yêu cầu kết nối xem như bị nghẽn và mất đi. Thông thường, bảng định tuyến được sắp xếp theo số chặng (hop) mà mỗi đường phải đi qua để đến được nút đích. Do đó, đường đi ngắn nhất tới nút đích là đường đi qua ít số chặng nhất. Trong giải thuật tìm đường ngắn nhất theo số chặng, chi phí cho mỗi liên kết đều bằng một đơn vị. Trường hợp các đường đi khác nhau có cùng số chặng thì đường đi ngắn nhất sẽ được chọn một cách ngẫu nhiên.

Định tuyến thay thế cố định đơn giản trong việc điều khiển thiết lập và xóa bỏ các đường quang và có thể được sử dụng để cung cấp một khả năng chịu đựng sự đứt liên kết trong mạng ở một mức độ nào đó. Một ưu điểm khác trong định tuyến thay thế cố định là làm giảm đáng kể xác suất tắc nghẽn so với định tuyến cố định. Ramamurthy [4] chứng minh rằng với một mạng chỉ cần hai đường đi thay thế cho mỗi cặp nút thì xác suất tắc nghẽn sẽ thấp hơn đáng kể so với trường hợp tại mỗi nút có bộ chuyển đổi bước sóng đầy đủ nhưng sử dụng định tuyến cố định.

d) Định tuyến thích nghi (Adaptive Routing)

Định tuyến thích nghi sử dụng thông tin trạng thái mạng tại thời điểm yêu cầu kết nối đến. Nhờ có chú ý đến sự thay đổi của trạng thái mạng, định tuyến thích nghi làm tăng khả năng thực hiện thành công việc thiết lập một kết nối. Dựa vào tính chất thông tin về trạng thái mạng được sử dụng, định tuyến thích nghi được chia làm hai loại: định tuyến thích nghi dựa trên thông tin tổng thể (Adaptive routing based on global information) và định tuyến thích nghi dựa trên thông tin cục bộ (Adaptive routing based on local information).

Các quyết định định tuyến dựa trên thông tin tổng thể thường cho lời giải tối ưu nhất. Tuy nhiên, thông tin cần được cập nhật thường xuyên và lượng thông tin cập nhật thường rất lớn. Khi lưu lượng trong mạng quang ngày càng tăng và đến một lúc nào đó sẽ bị đột biến thì tại lớp quang, yêu cầu về việc ghép kênh và tính linh hoạt cũng phải ở mức độ cao hơn. Vì thế bản chất việc thiết lập đường quang cũng trở nên động hơn, số lượng yêu cầu kết nối nhiều hơn và các đường quang được duy trì trong khoảng thời gian ngắn hơn. Trong trường hợp này, việc duy trì, cập nhật thông tin tổng thể là rất khó khăn. Các giải quyết nghiêng về thực hiện định tuyến thích nghi dựa trên thông tin cục bộ. Ưu điểm của việc dùng thông tin cục bộ là các nút không cần phải duy trì một lượng lớn thông tin về trạng thái mạng. Sau đây ta sẽ xem xét lần lượt hai loại định tuyến đó và các giải thuật định tuyến thuộc hai loại đó.

Định tuyến thích nghi dựa trên thông tin tổng thể

- Định tuyến theo trạng thái liên kết (Link-state routing): Trong phương pháp định tuyến này, mỗi nút mạng phải duy trì toàn bộ thông tin trạng thái mạng. Mỗi nút có thể tìm một đường đi cho mỗi yêu cầu kết nối. Bất cứ khi nào trạng thái mạng thay đổi thì phải thực hiện việc thông báo cho tất cả các nút. Vì thế việc thiết lập hay loại bỏ các lightpath đều có thể dẫn đến việc quảng bá các thông tin cập nhật cho tất cả các nút trong mạng. Nhu cầu quảng bá các thông tin này có thể dẫn đến tổng chi phí cho điều khiển tăng lên. Hơn nữa, nếu có một nút nào đó có thông tin chưa được cập nhật cũng sẽ làm cho một nút khác có quyết định định tuyến sai.
- Định tuyến đường dẫn luân phiên (alternate-path routing): Loại định tuyến này cũng giống như định tuyến luân phiên cố định đã nói ở trên. Tuy nhiên, ở đây, trạng thái mạng được cập nhật thường xuyên và danh sách các đường ngắn nhất cũng vậy. Tiêu chuẩn để chọn đường đi thường dựa trên chiều dài đường dẫn hoặc độ tắc nghẽn của đường dẫn. Nguyên tắc chọn đường dẫn theo độ tắc nghẽn của đường dẫn là xác định các tài nguyên (thường là bước sóng) sẵn có trên mỗi đường dẫn luân phiên và chọn đường dẫn nào có số lượng tài nguyên sẵn có nhiều nhất. Việc lựa chọn đường đi với đường dẫn ngắn nhất thường dùng ít tài nguyên nhất nhưng có thể dẫn đến lượng tải cao trên một vài liên kết trong mạng. Còn việc lựa chọn đường đi với độ tắc nghẽn thấp nhất sẽ dẫn đến việc sử dụng đường dẫn có thể dài hơn nhưng tải được phân phối đều trên mạng hơn.

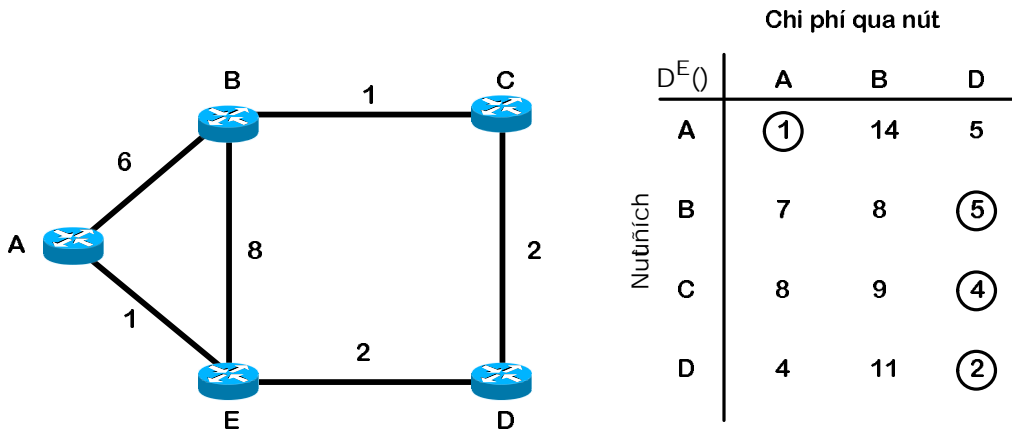
Định tuyến thích nghi dựa trên thông tin cục bộ

- Định tuyến theo khoảng cách vector (distance-vector routing): Phương pháp này không yêu cầu mỗi nút duy trì toàn bộ thông tin trạng thái liên kết của mọi nút trong mạng. Thay vào đó, mỗi nút có một bảng khoảng cách (distance table). Mỗi bảng khoảng cách của một nút có một hàng cho mỗi đích đến trong mạng và một cột cho các nút có liên kết trực tiếp với nút đó. Gọi $D^X(Y,Z)$ là một phần tử trong bảng khoảng cách của nút X. $D^X(Y,Z)$ chính là chi phí để đi từ nút X đến nút đích Y qua nút Z. Gọi $c(X,Z)$ là chi phí đi từ nút X đến nút “láng giềng” Z. $D^X(Y,Z)$ được tính theo công thức sau:

$$D^X(Y,Z) = c(X,Z) + \min_w \{ D^Z(Y,W) \}$$

Hình 3.11 minh họa một bảng khoảng cách của nút E trong mạng nằm kế bên. Các phần tử được khoanh tròn chính là chi phí nhỏ nhất để đi đến nút đích. Như vậy từ bảng khoảng cách, ta có thể dễ dàng suy ra bảng chuyển tiếp (forwarding table), trong đó chỉ rõ cần sử dụng liên kết ngõ ra nào để đến được một nút đích tương ứng.

Hình 3.11 Bảng khoảng cách của nút nguồn E.



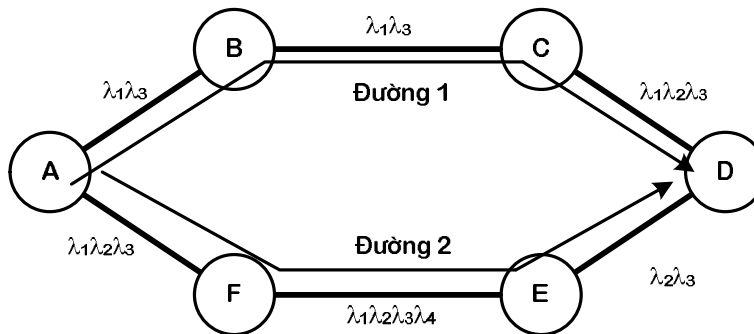
- Định tuyến đường dẫn luân phiên theo thông tin cục bộ: Xét tiêu chuẩn để chọn lựa đường đi là xác suất nghẽn thấp nhất. Ý tưởng cũng giống với phương pháp định tuyến đường dẫn luân phiên theo thông tin tổng thể. Điểm khác biệt là ở chỗ chỉ phải tập trung thông tin về tài nguyên mạng (bước sóng sẵn có) chỉ trên k chặng đầu tiên của nó.

Ví dụ, trong hình 3.12, nếu ta xét hai đường đi luân phiên từ nút nguồn A đến nút đích D, với phương pháp dựa trên thông tin tổng thể thì hai bước sóng λ_1 và λ_3 sẵn có dọc theo toàn bộ chiều dài của đường 1, trong khi chỉ có bước sóng λ_2 sẵn có dọc theo toàn bộ chiều dài của đường 2. Do đó đường 1 sẽ được chọn.

Với phương pháp dựa trên thông tin cục bộ, nếu $k = 2$ thì đường 2 sẽ được chọn vì trên hai chặng đầu tiên của đường này có ba bước sóng λ_1 , λ_2 và λ_4 sẵn có, trong khi trên hai chặng đầu tiên của đường 1 thì chỉ có hai bước sóng λ_1 và λ_3 sẵn có.

Mặc dù thông tin cục bộ có thể cung cấp sự ước lượng khá chính xác về độ tắc nghẽn dọc đường dẫn nhưng không đảm bảo rằng bất kì bước sóng nào sẵn có trên k chặng đầu tiên đều sẵn có trên toàn bộ đường dẫn.

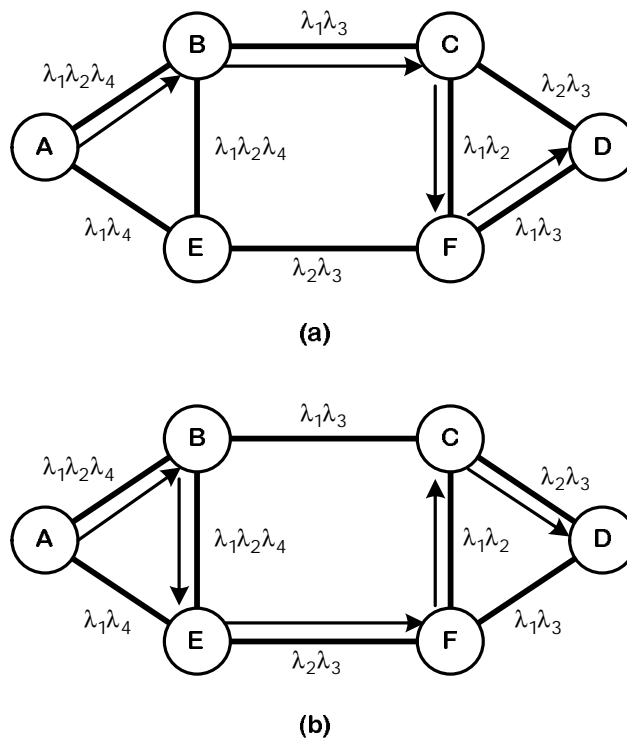
Hình 3.12 Minh họa định tuyến luân phiên.



- Định tuyến chuyển hướng (Deflection routing): Một phương pháp khác để định tuyến thích nghi với thông tin bị hạn chế là định tuyến chuyển hướng. Phương pháp định tuyến này chọn đường đi từ các liên kết luân phiên theo từng chặng (hop-by-hop) hơn là từ các đường đi luân phiên giữa hai điểm đầu cuối (end-to-end). Việc định tuyến được thực hiện bằng cách mỗi nút phải duy trì bảng định tuyến có chỉ rõ một hoặc nhiều liên kết ngõ ra luân phiên để đi đến từng nút đích. Các liên kết luân phiên này được sắp thứ tự sao cho ưu tiên các liên kết có tài nguyên (bước sóng sẵn có) nhiều nhất. Như vậy mỗi nút sẽ chỉ duy trì thông tin về trạng thái của việc sử dụng bước sóng trên các liên kết ngõ ra riêng của nó. Khi chọn một liên kết ngõ ra luân phiên để định tuyến, việc quyết định có thể được xác định dựa trên chọn lựa số chặng ít nhất hoặc xác suất nghẽn thấp nhất. Nếu dựa trên tiêu chuẩn số chặng ít nhất, trước hết, giải thuật định tuyến này sẽ cố gắng chọn một liên kết ngõ ra nào đi đến nút đích với số chặng ít nhất. Nếu liên kết vừa chọn không có sẵn bước sóng khả thi thì giải thuật định tuyến sẽ cố gắng chọn một liên kết ngõ ra luân phiên khác có đường dẫn có số chặng ít nhất kế tiếp. Giải thuật tiến hành như vậy cho đến khi tới nút đích hoặc kết nối bị nghẽn. Hình 3.13 (a) minh họa phương pháp định tuyến chuyển hướng theo tiêu chuẩn số chặng ít nhất. Đường dẫn đầu tiên được chọn là $A \rightarrow B \rightarrow C \rightarrow D$. Tuy nhiên khi yêu cầu đến nút C, nó không thể tiếp tục qua liên kết CD vì không có một bước sóng chung nào sẵn có trên toàn tuyến. Vì thế yêu cầu được chuyển sang nút F. Ở đây nó có thể tiếp tục đi đến nút đích dọc theo liên kết FD.

Nếu dựa trên tiêu chuẩn xác suất tắc nghẽn thấp nhất, giải thuật định tuyến sẽ chọn liên kết nào có số bước sóng khả thi lớn nhất trong số các liên kết ngõ ra luân phiên. Tập bước sóng khả thi bao gồm các bước sóng sẵn có trên tất cả các chặng đã đi qua và trên liên kết ngõ ra tiếp theo. Hình 3.13 (b) minh họa cho phương pháp này. Ta cũng có yêu cầu kết nối từ A đến D. Trên chặng đầu tiên, liên kết AB được chọn vì có ba bước sóng sẵn có, trong khi liên kết AE chỉ có hai bước sóng sẵn có. Khi yêu cầu kết nối đến nút B, nó sẽ được định tuyến đến nút E vì có đến ba bước sóng khả thi (λ_1, λ_2 và λ_4) sẵn có trên liên kết BE và chỉ có một bước sóng khả thi λ_1 sẵn có trên liên kết BC. Phương pháp định tuyến chuyển hướng theo tiêu chuẩn xác suất tắc nghẽn thấp nhất thường tạo ra đường dẫn dài hơn so với phương pháp ở trên. Tuy nhiên phương pháp này giúp cân bằng tải đều trên các liên kết của mạng, tránh tình trạng tải tập trung vào một số ít liên kết gây tắc nghẽn.

Hình 3.13 Minh họa định tuyến chuyển hướng.



Có nhiều vấn đề nảy sinh khi thực hiện định tuyến chuyển hướng. Một trong những vấn đề đó là sự lặp vòng (looping), tức là một bản tin yêu cầu kết nối trở về lại một nút nào mà nó đã đi qua rồi. Việc chuyển hướng lặp vòng được khắc phục bằng cách mỗi bản tin yêu cầu kết nối phải duy trì một vector đường dẫn để chứa danh sách các nút mà nó đã đi qua. Nếu một nút nào đó nhận bản tin yêu cầu kết nối mà chỉ định rõ rằng bản tin đã đi qua nút này rồi thì kết nối xem như bị tắc nghẽn. Một giải pháp khác là tận dụng trường time-to-live, tức thời

gian sống của các bản tin yêu cầu kết nối. Trường này sẽ giúp cho bản tin yêu cầu kết nối không bị lặp vòng vô tận trong mạng.

Một vấn đề khác nữa là yêu cầu kết nối có thể được chuyển hướng nhiều lần dẫn đến một đường dẫn quá dài cho lightpath. Các giải pháp khắc phục vấn đề này là giới hạn về chiều dài hoặc số chặng lớn nhất trong một lightpath, hoặc giới hạn về số lần chuyển hướng có thể có của một đường đi.

e) *Vấn đề gán bước sóng*

Trước hết, ta cần định nghĩa một số ký hiệu sau:

- L: tổng số liên kết trong mạng.
- M_l : số sợi quang có tại liên kết l (dành cho các mạng đa sợi (multi-fiber networks)).
- M: số sợi quang trên một liên kết nếu tất cả các liên kết đều có cùng số sợi.
- W: số bước sóng có thể có trên một sợi quang.
- $\pi(p)$: tập các liên kết của đường p.
- S_p : tập các bước sóng sẵn có dọc theo đường p.
- D: ma trận $L \times W$, trong đó D_{lj} chỉ số sợi quang có bước sóng j đã được gán tại liên kết l. Chú ý là $0 \leq D_{lj} \leq M_l$.

Giải thuật Random

Đây là giải thuật gán bước sóng đơn giản nhất, theo đó, nút nguồn sẽ tìm kiếm tất cả các bước sóng để xác định tập bước sóng rỗi trên đường đi đã được xác định. Sau đó, một bước sóng sẽ được chọn ngẫu nhiên (với xác suất như nhau) để gán bước sóng cho lightpath đó. Trong trường hợp thiếu thông tin về tình trạng bước sóng trong mạng thì phương pháp này sẽ dẫn đến kết quả cân bằng được số lượng các bước sóng được sử dụng.

Giải thuật First-Fit

Trong giải thuật này, tất cả các bước sóng đều được đánh số thứ tự. Trong tất cả các bước sóng rỗi, bước sóng có chỉ số thấp hơn sẽ được xem xét trước các bước sóng có chỉ số cao hơn. Như vậy, bước sóng rỗi đầu tiên sẽ được chọn. Thuật toán này không cần thông tin tổng thể.

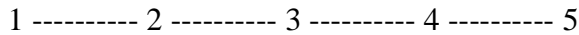
So sánh với giải thuật Random thì First-Fit có chi phí tính toán ít hơn do không cần phải duyệt qua tất cả các bước sóng cho mỗi tuyến. Ý tưởng của giải thuật này là ép tất cả các bước sóng đang sử dụng về đầu cuối của danh sách các bước sóng để các đường dài hơn có xu hướng sử dụng các bước sóng ở phía trên của danh sách, do đó xác suất thiết lập thành công cao hơn. Giải thuật này cho kết quả khá tốt về khía cạnh xác suất nghẽn và thường được sử dụng trong thực tế do đơn giản.

Nhìn chung, phương pháp First-Fit sẽ tốt hơn so với phương pháp Random khi có đầy đủ thông tin về trạng thái mạng. Tuy nhiên, trong trường hợp thông tin bị hạn

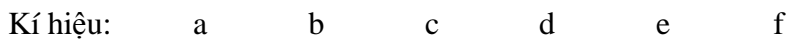
chế hoặc được cập nhật không kịp thời thì việc cấp phát bước sóng theo phương pháp Random có thể tốt hơn. Lý do là trong phương pháp First-Fit, nếu cùng một lúc có nhiều yêu cầu kết nối muốn thiết lập lightpath, thì hầu như chúng sẽ chọn một bước sóng giống nhau dẫn đến một hoặc nhiều kết nối bị nghẽn.

Ví dụ 3.2

Giả sử ta có 5 nút với 4 liên kết. Mỗi liên kết có thể có 3 bước sóng.

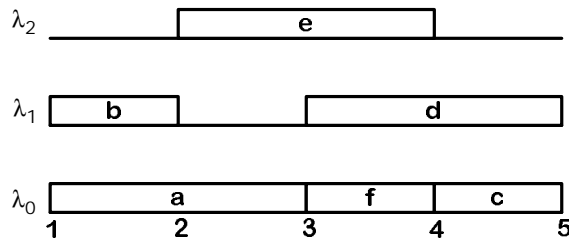


Giả sử các yêu cầu lightpath như sau:



Các bước sóng được gán theo giải thuật First-Fit như hình 3.14.

Hình 3.14 Các bước sóng được gán bởi giải thuật First-Fit.



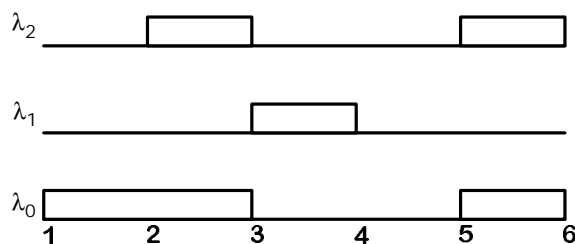
Giải thuật Least-Used (LU)

Giải thuật này chọn ra bước sóng ít được sử dụng nhất trong mạng nhằm cố gắng cân bằng tải giữa các bước sóng. So với giải thuật Random thì LU kém hiệu quả hơn trong khi yêu cầu thông tin tổng thể và độ phức tạp tính toán cao hơn, do đó ít được ưa chuộng trong thực tế.

Ví dụ 3.3:

Cho trạng thái sử dụng hiện thời của đường đi như trong hình 3.15

Hình 3.15 Trạng thái sử dụng bước sóng hiện thời của đường đi.



Giả sử ta cần cấp phát bước sóng cho yêu cầu kết nối $\{4,5\}$. Ta thấy λ_0 được sử dụng ở ba liên kết, λ_1 dùng ở một liên kết, λ_2 dùng ở hai liên kết. Do đó giải thuật LU sẽ gán bước sóng λ_1 cho yêu cầu này.

Giải thuật Most-Used (MU)

Giải thuật này ngược lại với LU. Nó cố gắng chọn ra bước sóng được sử dụng nhiều nhất trong mạng tại thời điểm đó nhằm tạo nhiều bước sóng rảnh cho các yêu cầu về sau. Độ phức tạp tính toán và hiệu quả của giải thuật này cũng tương tự như LU.

Ví dụ 3.4:

Cho trạng thái sử dụng hiện thời của đường đi như trong hình 3.15 và yêu cầu kết nối là $\{4,5\}$. Giải thuật MU sẽ gán bước sóng λ_0 cho yêu cầu này do λ_0 được sử dụng ở nhiều liên kết nhất.

Giải thuật Min-Product (MP)

Giải thuật này được đưa ra chủ yếu cho các mạng đa sợi. Trong mạng đơn sợi, giải thuật này tương đương với giải thuật First-Fit. Mục đích của giải thuật này là cố gắng gán các bước sóng vào cùng các sợi quang nhằm hạn chế số lượng sợi sử dụng trong mạng. Để thực hiện việc này, giải thuật MP tính tích $\prod_{i \in \pi(p)} D_{ij}$ cho mỗi bước sóng j ($1 \leq j \leq W$). MP sẽ chọn bước sóng có tích nhỏ nhất. Tuy nhiên, đã có nghiên cứu chứng tỏ được rằng giải thuật MP không hiệu quả bằng giải thuật First-Fit phiên bản cho mạng đa sợi (trong đó cả sợi và bước sóng đều được đánh số). Và lại, MP lại có chi phí tính toán cao hơn.

Ví dụ 3.5:

Xét một đường gồm năm liên kết. Mỗi liên kết có ba bước sóng và được giả sử có nhiều sợi quang. Bảng ma trận D được cho như trong bảng 3.3

Bảng 3.3: Ma trận D trong ví dụ cho giải thuật Min-Product

Liên kết	Bước sóng 1	Bước sóng 2	Bước sóng 3
1	2	3	1
2	3	2	2
3	1	4	1
4	3	1	2
5	5	2	1

Các tích được tính cho mỗi bước sóng:

Với bước sóng 1: $2 \cdot 3 \cdot 1 \cdot 3 \cdot 5 = 90$.

Với bước sóng 2: $3 \cdot 2 \cdot 4 \cdot 1 \cdot 2 = 48$.

Với bước sóng 3: $1 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 2 \cdot 1 = 4$.

Như vậy bước sóng 3 sẽ được gán. Rõ ràng khi bước sóng 3 được gán thì ta chỉ sử dụng 3 sợi, trong khi nếu bước sóng 1 hoặc 2 được gán thì phải cần đến 6 hoặc 5 sợi quang.

Giải thuật Least-Loaded (LL)

Giải thuật này cũng được đưa ra chủ yếu cho các mạng đa sợi. LL sẽ chọn bước sóng có dung lượng dư lớn nhất (residual capacity), tức là ít được sử dụng trên các sợi nhất, của liên kết có tải nhiều nhất trên đường p. Với mạng đơn sợi, giá trị của residual capacity là 0 hoặc 1, do đó giải thuật chọn bước sóng có chỉ số thấp nhất với residual capacity bằng 1. Như vậy giải thuật LL cũng trở thành FF trong mạng đơn sợi. Tóm lại, LL sẽ chọn bước sóng j nào thỏa $\max_{j \in S_p} \left\{ \min_{l \in \pi(p)} (M_l - D_{lj}) \right\}$.

Giải thuật LL đã được chứng minh là hiệu quả hơn MU và FF trong việc giảm xác suất tắc nghẽn trong mạng đa sợi.

Ví dụ 3.6:

Ta cũng xét bảng ma trận D được cho trong phần giải thuật Min-Product. Giả sử mỗi liên kết có tối đa 7 sợi quang ($M_l = 7 \forall l = 1, \dots, 5$). Giả sử ta cần thiết lập một lightpath qua hai liên kết 1 và 2.

Với bước sóng 1: $\min\{(M_1 - D_{11}), (M_1 - D_{21})\} = \min\{(7-2), (7-3)\} = 4$.

Với bước sóng 2: $\min\{(M_2 - D_{12}), (M_2 - D_{22})\} = \min\{(7-3), (7-2)\} = 4$.

Với bước sóng 3: $\min\{(M_3 - D_{13}), (M_3 - D_{23})\} = \min\{(7-1), (7-2)\} = 5$.

Vậy ta chọn bước sóng 3.

Giải thuật Max-Sum (Má)

Giải thuật $M\Sigma$ được đề xuất cho các mạng đa sợi nhưng cũng có thể áp dụng cho mạng đơn sợi. Giải thuật này xem xét tất cả các đường có thể và cố gắng gán bước sóng sao cho cực đại hóa dung lượng đường còn lại sau khi lightpath được thiết lập. Giải thuật này giả sử rằng ma trận lưu lượng được biết trước và đường đi cho mỗi kết nối đã được lựa chọn trước. Yêu cầu này có thể đạt được nếu giả sử ma trận lưu lượng là ổn định trong một khoảng thời gian nào đó.

Gọi ψ là trạng thái mạng với các lightpath đang tồn tại. Trong $M\Sigma$, dung lượng liên kết (link capacity) của bước sóng j tại liên kết l được định nghĩa là số lượng sợi tại liên kết l mà bước sóng j còn rỗi trên đó.

$$r(\psi, l, j) = M_l - D(\psi)_{lj}$$

trong đó $D(\psi)$ là ma trận D ở trạng thái ψ .

Dung lượng đường đi (path capacity) $r(\psi, p, j)$ của bước sóng j là số sợi mà bước sóng j không được sử dụng tại liên kết bị nghẽn nhiều nhất trên đường p .

$$r(\psi, p, j) = \min_{l \in \pi(p)} \{r(\psi, l, j)\}$$

Dung lượng đường dẫn của đường p tại trạng thái ψ là tổng của dung lượng đường dẫn của tất cả các bước sóng.

$$R(\psi, p) = \sum_{j=1}^{\max} r(\psi, p, j)$$

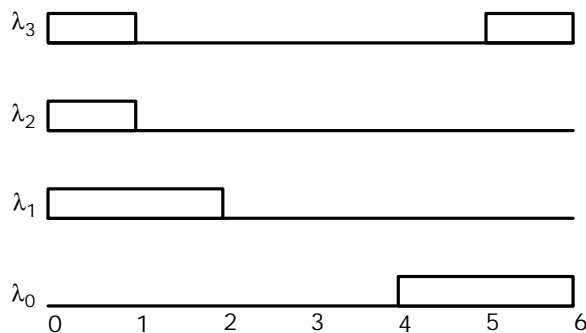
Gọi $\psi'(j)$ là trạng thái kế tiếp của mạng nếu bước sóng j được gán cho kết nối. Giải thuật $M\Sigma$ sẽ chọn bước sóng nào làm cực đại giá trị $\sum_{p \in P} R(\psi'(j), p)$. Trong đó P là tập các đường của các yêu cầu kết nối ở trạng thái hiện tại.

Một khi lightpath đã được thiết lập thì trạng thái mạng sẽ được cập nhật và đến lượt yêu cầu kết nối tiếp theo được xem xét.

Ví dụ 3.7:

Xét một đường gồm 6 nút được đánh số từ 0 đến 6 liên tiếp. Có một số bước sóng đã được gán như trên hình 3.16.

Hình 3.16 Ví dụ minh họa cho giải thuật Max-Sum



Để đơn giản, ta giả sử mỗi liên kết chỉ gồm 1 sợi quang và 4 bước sóng. Giả sử ta cần thiết lập lightpath $P1: (2,4)$. Các lightpath cần được thiết lập sau đó là $P2: (1,5)$, $P3: (3,6)$ và $P4: (0,3)$. Bảng 3.4 cho ta tổng thất dung lượng tổng cộng khi chọn lần lượt các bước sóng để thiết lập lightpath $P1$.

Ta thấy rằng nếu thiết lập lightpath $P1$ trên bước sóng λ_0 thì sẽ làm tắc nghẽn $P4$ trên λ_0 . Nếu thiết lập lightpath $P1$ trên bước sóng λ_1 sẽ làm tắc nghẽn $P3$. Thiết

lập P1 trên λ_2 sẽ làm tắc nghẽn cả P2 và P3. Thiết lập P1 trên λ_3 sẽ làm tắc nghẽn P2. Như vậy chọn bước sóng λ_2 sẽ khiến cho tổn thất dung lượng tổng cộng lớn nhất, tức là khả năng nghẽn mạch của các kết nối tương lai cao hơn. Do đó, bất kì trong ba bước sóng còn lại với tổn thất dung lượng tổng cộng như nhau đều có thể được chọn bởi $M\Sigma$.

Bảng 3.4: *Tổn thất dung lượng tổng cộng trong giải thuật MΣ*

Bước sóng	Tổn thất dung lượng cho từng đường			Tổn thất dung lượng tổng cộng cho mỗi bước sóng
	P2: (1,5)	P3: (3,6)	P4: (0,3)	
λ_3	1	0	0	1
λ_2	1	1	0	2
λ_1	0	1	0	1
λ_0	0	0	1	1

Giải thuật Relative Capacity Loss (RCL)

Giải thuật này dựa trên giải thuật $M\Sigma$. Giải thuật $M\Sigma$ có thể được nhìn theo quan điểm chọn bước sóng j sao cho tối thiểu hóa tổn thất dung lượng trên tất cả các bước sóng.

$$\sum_{p \in P} (R(\psi(j), p) - R(\psi'(j), p)).$$

Do chỉ có dung lượng của bước sóng j là thay đổi sau khi lightpath được thiết lập trên bước sóng j nên có nghĩa là $M\Sigma$ sẽ chọn bước sóng j nào làm tối thiểu hóa tổn thất dung lượng tổng cộng trên bước sóng này.

$$\sum_{p \in P} (r(\psi, p, j) - r(\psi', p, j))$$

Giải thuật RCL chọn bước sóng j sao cho tối thiểu hóa tổn thất dung lượng tương đối (Relative Capacity Loss), được tính bởi công thức:

$$\sum_{p \in P} \frac{(r(\psi, p, j) - r(\psi', p, j))}{r(\psi, p, j)}$$

Giải thuật RCL dựa trên lý luận là việc tối thiểu hóa tổn thất dung lượng tổng cộng đôi khi chưa đưa đến một sự chọn lựa bước sóng tốt nhất. Chẳng hạn như việc chọn một bước sóng i nào đó có thể làm tắc nghẽn lightpath p_1 , trong khi nếu chọn bước sóng j khác có thể làm giảm dung lượng của P2 và P3 nhưng không làm tắc nghẽn chúng. Do đó bước sóng j nên được chọn lựa mặc dù tổn thất dung lượng tổng cộng của bước sóng j cao hơn của bước sóng i. Trong đa số các trường hợp thì giải thuật RCL hiệu quả hơn $M\Sigma$.

Ví dụ 3.8:

Ta hãy tiếp tục xem xét tiếp ví dụ trong phần giải thuật $M\Sigma$ để làm rõ hơn. Theo kết quả ở trên, bất kì trong 3 bước sóng còn lại với tổn thất dung lượng tổng cộng như nhau đều có thể được chọn bởi $M\Sigma$. Tuy nhiên, chú ý rằng, nếu chọn λ_0 thì đường P4 sẽ bị tắc nghẽn trên mọi bước sóng. Trong khi đó, nếu ta chọn λ_1 hay λ_3 , mỗi đường còn lại đều còn ít nhất một bước sóng mà chúng không bị tắc nghẽn trên đó. Do đó rõ ràng không nên chọn bước sóng λ_2 .

Bây giờ ta sử dụng giải thuật RCL. Ta quan sát thấy rằng đường P2 có thể chọn một trong hai bước sóng λ_2 và λ_3 . Do đó nếu P1 được thiết lập trên một trong hai bước sóng này thì tổn thất dung lượng tương đối cho P2 sẽ là $\frac{1}{2}$. Tương tự, P3 có hai bước sóng có thể thiết lập được và tổn thất dung lượng tương đối trên các bước sóng này cũng bằng $\frac{1}{2}$. P4 thì chỉ có thể thiết lập được trên λ_0 , do đó tổn thất dung lượng tương đối là bằng 1 cho bước sóng λ_0 . Các kết quả tính toán được trình bày trong bảng 3.5. Giải thuật RCL chọn bước sóng với tổn thất dung lượng tương đối nhỏ nhất, tức là chọn bước sóng λ_1 hoặc λ_3 .

Bảng 3.5: *Tổn thất dung lượng tương đối trong giải thuật RCL.*

Bước sóng	Tổn thất dung lượng cho từng đường			Tổn thất dung lượng tương đối cho mỗi bước sóng
	P2: (1,5)	P3: (3,6)	P4: (0,3)	
λ_3	0.5	0	0	0.5
λ_2	0.5	0.5	0	1
λ_1	0	0.5	0	0.5
λ_0	0	0	1	1

3. Dành bước sóng (WR) trong IP/WDM

Trong khuôn khổ cuốn sách này chúng tôi chỉ trình bày và phân tích ưu nhược điểm của hai phương pháp dành bước sóng WR (Wavelength reservation) quen thuộc là Forward Reservation hay còn gọi là Source-Initiated Reservation (SIR) và Backward Reservation hay Destination-Initiated Reservation (DIR). Hai phương pháp cải tiến là FBR (Forward and Backward Reservation) và IIR (Intermediate-Node Initiated Reservation) độc giả có thể tìm hiểu trong các tài liệu tham khảo [13] và [14].

a) Phương pháp SIR

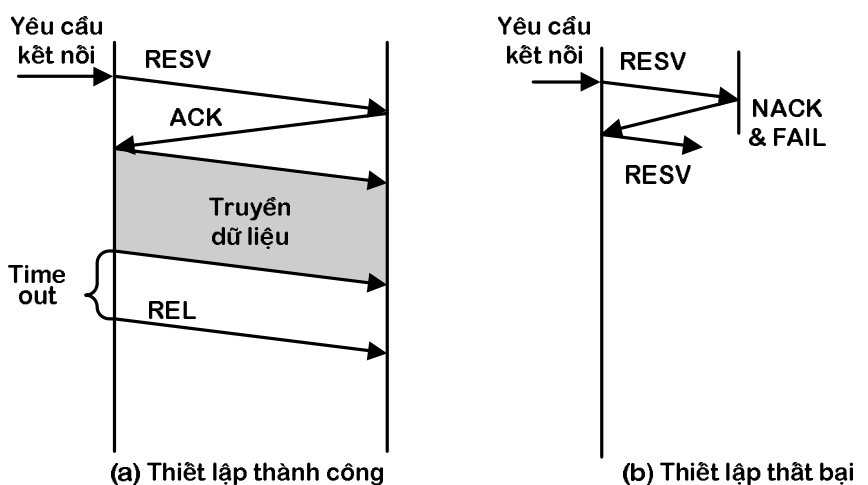
Trong phương pháp SIR, nút nguồn gửi gói RESV (Reserve packet) khi xuất hiện yêu cầu thiết lập lightpath. Gói RESV sẽ dành trước một bước sóng từ nút nguồn đến nút đích. Quá trình dành trước được thực hiện tại các nút trung gian. Đầu

tiên, nút nguồn chọn một bước sóng để dành trước từ các tập bước sóng rồi bằng giải thuật gán bước sóng và gửi gói RESV về phía nút đích. Khi các nút trung gian nhận được gói RESV, nó sẽ xem bước sóng cần được dành trước có rồi hay không cho liên kết kế tiếp hay không. Nếu có thì nút trung gian này dành trước (khóa) bước sóng này lại và chuyển tiếp gói RESV đến nút kế tiếp. Quá trình thiết lập lightpath hoàn tất khi gói RESV đến được nút đích. Khi đó một gói ACK (Acknowledgment packet) được gửi trả về nút nguồn để thông báo cho nút nguồn biết lightpath đã được thiết lập. Một khi nhận được gói ACK, nút nguồn sẽ cho dữ liệu truyền đi trên lightpath đã được thiết lập. Khi không còn dữ liệu truyền trên lightpath, nút nguồn chờ trong một khoảng thời gian timeout rồi sau đó gửi gói REL về phía nút đích để giải phóng lightpath.

Do nút nguồn chỉ biết được bước sóng nào rảnh ở các liên kết lân cận nên không thể đảm bảo được bước sóng được chọn đó có rảnh trên các liên kết khác hay không. Nếu không, quá trình dành trước sẽ thất bại và nút trung gian loại bỏ gói RESV, gửi trả về nút nguồn một gói NACK (Negative ACK packet) và một gói FAIL. Gói NACK thông báo cho nút nguồn biết là quá trình dành trước đã thất bại tại một nút trung gian nào đó. Gói FAIL là để giải phóng bước sóng đã được khóa ở các nút trung gian trước đó. Trong trường hợp này, khi nhận được gói NACK, nút nguồn sẽ truyền lại gói RESV để thử dành trước một bước sóng khác.

Tình huống thất bại vừa nêu cho ta thấy điểm yếu của phương pháp SIR. Điểm yếu này có thể được cải tiến đôi chút nếu ta dành trước nhiều bước sóng (over-reservation) thay vì chỉ một. Tuy nhiên, như vậy thì rất lãng phí tài nguyên mạng và có thể gây tắc nghẽn cho các yêu cầu khác.

Hình 3.17 Phương pháp SIR [12].



b) Phương pháp DIR

Trong phương pháp này, đầu tiên nút nguồn gửi gói PROBE về phía nút đích. Gói PROBE sẽ thu thập các thông tin về trạng thái bước sóng tại các nút trung gian mà nó đi qua. Khi nút đích nhận được gói PROBE, nó sẽ có được tất cả thông tin về việc sử dụng bước sóng tại các liên kết trung gian. Dựa trên các thông tin này, nút đích thực hiện giải thuật gán bước sóng và quyết định chọn một bước sóng để dành trước. Sau đó nó gửi gói RESV trở ngược về phía nút nguồn. Khi nút nguồn nhận được gói RESV thì đồng nghĩa với việc lightpath đã được thiết lập xong, nút nguồn bắt đầu quá trình truyền dữ liệu. Khi kết thúc việc truyền dữ liệu, nút nguồn cũng đợi một khoảng thời gian timeout trước khi quyết định gửi gói REL để giải phóng lightpath.

Tuy nhiên quá trình dành trước bước sóng không phải lúc nào cũng thành công. Với phương pháp này, có thể có ba tình huống thất bại.

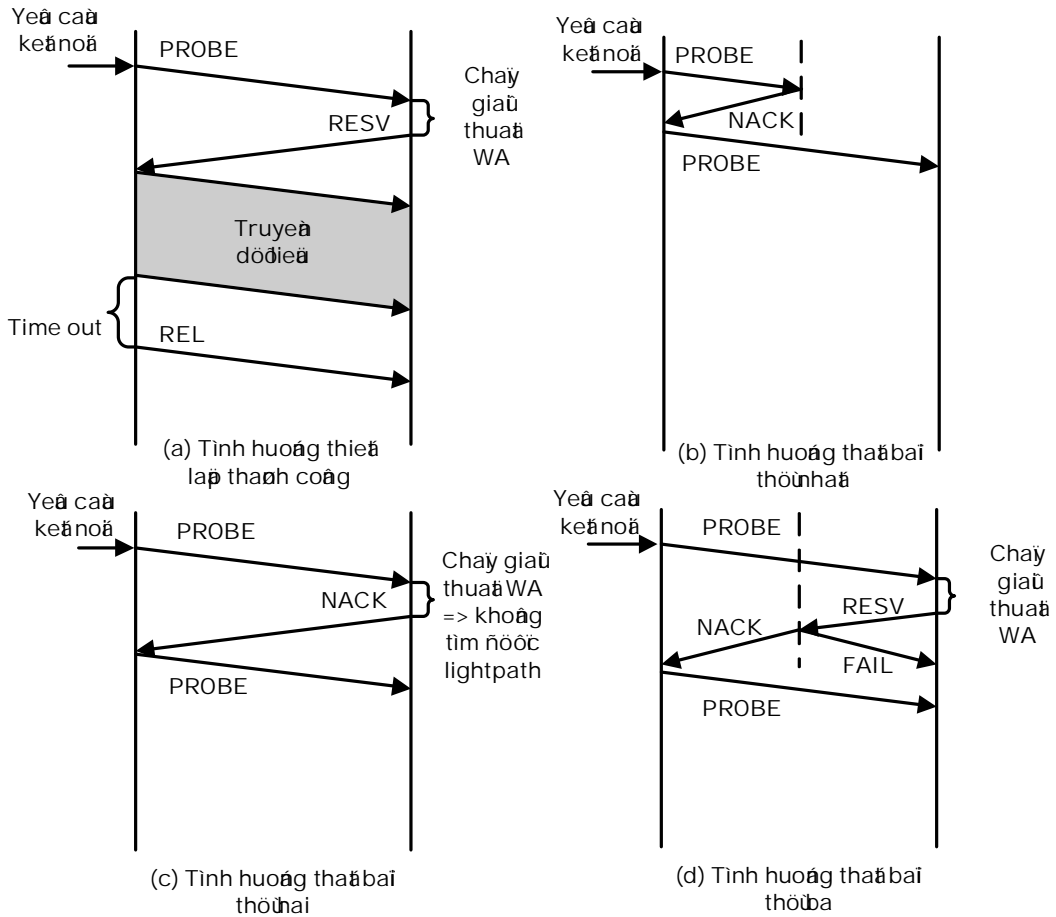
Tình huống thất bại thứ nhất, khi gói PROBE đi qua một nút trung gian, nếu tại nút đó không còn bước sóng nào rảnh thì nút đó sẽ loại bỏ gói PROBE và gửi gói NACK về báo cho nút nguồn biết quá trình thiết lập đã bị thất bại. Khi này nút nguồn có thể sử dụng một đường thay thế và truyền lại gói PROBE trên đường mới hoặc kết nối sẽ bị tắc nghẽn.

Tình huống thất bại thứ hai, gói PROBE đã đến được nút đích, tuy nhiên giải thuật gán bước sóng không thể tìm được lightpath nào còn rảnh trong toàn bộ các liên kết trên đường. Khi này, nút đích sẽ gửi gói NACK về nút nguồn. Nút nguồn có thể sử dụng một đường thay thế và truyền lại gói PROBE trên đường mới hoặc kết nối sẽ bị tắc nghẽn.

Tình huống thất bại thứ ba, giải thuật gán bước sóng đã tìm được bước sóng thích hợp và nút đích gửi gói RESV trở về. Tuy nhiên ta hãy chú ý là giữa thời điểm gói PROBE thu thập thông tin về trạng thái bước sóng tại một nút trung gian đến thời điểm gói RESV đến được nút trung gian này là một khoảng thời gian được gọi là vulnerable time. Trong khoảng thời gian này, trạng thái của nút có khả năng bị thay đổi và bước sóng sắp được dành trước thì có thể đã bị một gói RESV khác đến chiếm mất. Khi đó việc thiết lập lightpath cũng xem như bị thất bại, nút trung gian đó sẽ gửi gói NACK về phía nguồn và gói FAIL về phía nút đích để giải phóng các bước sóng đã được dành trước. Khi nút nguồn nhận được gói NACK trong trường hợp này, nó sẽ truyền lại gói PROBE.

Như vậy ta tình huống thất bại thứ ba cho ta thấy được điểm yếu của phương pháp DIR. Đó là do khoảng thời gian vulnerable time mà việc dành trước bước sóng có thể sử dụng các thông tin cũ (outdated information). Giữa hai phương pháp DIR và SIR thì DIR được đánh giá cao hơn do giải thuật gán bước sóng được cung cấp nhiều thông tin về trạng thái đường truyền hơn.

Hình 3.18 Phương pháp DIR [12].



V. ĐIỀU KHIỂN TRONG MẠNG IP/WDM

1. Cơ chế điều khiển tập trung

Cơ chế điều khiển của mạng WDM động có thể chia làm hai loại: tập trung và phân bố. Trong cơ chế điều khiển tập trung, nút điều khiển trung tâm chứa tất cả thông tin về trạng thái mạng hiện tại và cung cấp các yêu cầu thiết lập lightpath. Cơ chế này có thể cấp phát các tài nguyên mạng hiệu quả hơn bởi vì nút điều khiển trung tâm biết được tất cả thông tin về sự hư hỏng liên kết, số bước sóng sẵn có trên mỗi liên kết,... Tuy nhiên cơ chế này có hai nhược điểm. Thứ nhất là khả năng mở rộng kém do nút trung tâm phải xử lý quá nhiều thông tin và trở thành một điểm thắt nút cổ chai trong mạng. Nhược điểm thứ hai là khả năng sống còn (survivability) thấp. Nếu nút trung tâm có sự cố thì toàn bộ mạng sẽ bị mất điều khiển. Do đó cơ chế điều khiển tập trung chỉ thích hợp cho các mạng loại nhỏ.

2. Cơ chế điều khiển phân bố

Trong cơ chế điều khiển phân bố, không có nút điều khiển trung tâm. Thay vào đó, mỗi nút điều khiển việc định tuyến và gán bước sóng thông qua việc kết hợp với các nút lân cận. Cơ chế này có hai ưu điểm là khả năng mở rộng cao và tính sống còn cao. Do đó, cơ chế này thích hợp hơn với các mạng loại lớn.

VI. THIẾT KẾ TỐI ƯU TẬP Ô LOGIC QUANG

1. Khái niệm tập ô mạng

Tập ô (Topology) có nghĩa là hình thù mạng. Bất kỳ mạng thông tin nào cũng có 2 loại kết cấu tập ô, đó là tập ô vật lý và tập ô logic (còn gọi là tập ô ảo). Trong đó, tập ô vật lý mô tả kết cấu vật lý của nút mạng; tập ô logic mô tả sự phân bố dịch vụ của hai nút mạng.

a) Tập ô vật lý

Tập ô vật lý của mạng tức là quan hệ kết nối vật lý giữa các nút mạng. Nó là tập hợp của các nút mạng và các sợi quang. Trong thời kỳ đầu, khi kỹ thuật ghép kênh phân chia bước sóng mới phát triển, liên kết điểm-điểm là phương thức ứng dụng duy nhất. Cùng với sự phát triển của kỹ thuật điểm nút, các bộ ghép/tách kênh OADM và các bộ kết nối chéo quang OXC đã tạo điều kiện để thực hiện các loại tập ô vật lý khác nhau. Ngoài phương thức kết nối đơn giản điểm-điểm, tập ô vật lý còn có các loại kết nối khác như: kết nối hình tuyến, hình sao, hình cây, hình vòng và hình lưới.

b) Tập ô logic

Tập ô logic là sự phân bố dịch vụ giữa các điểm nút của mạng. Nó quan hệ mật thiết với tập ô vật lý, thường có các loại tập ô logic như sau: hình sao, tập ô kiểu cân bằng và hình lưới. Với sự xuất hiện của các bộ kết nối chéo quang, tập ô logic được xây dựng linh động hơn.

Bảng 3.6 So sánh giữa tập ô vật lý và tập ô logic.

Tập ô vật lý	Tập ô logic
Có liên quan trực tiếp với việc định tuyến khi đặt đường cáp quang, tuy nhiên tập ô vật lý không thể theo kịp sự phát triển của dịch vụ cho nên tập ô vật lý có thể được xem là tập ô "cứng".	Có liên quan đến khái niệm kênh quang với sự phân bố dịch vụ giữa các điểm nút, có thể thay đổi tập ô logic bằng chương trình phần mềm nên có thể xem tập ô logic là tập ô "mềm".
Cờ sở của tập ô vật lý là kết nối vật lý giữa các điểm nút.	Cơ sở thiết kế của tập ô logic là quan hệ kết nối logic giữa các điểm nút.

Tôpô vật lý	Tôpô logic
Phản ánh quan hệ kết nối trong lớp vật lý, mức độ phức tạp của tôpô vật lý phụ thuộc vào số lượng đầu dây của điểm nút mạng.	Phản ánh các kết nối trong lớp kênh quang của mạng. Chất lượng truyền dẫn và xử lý, độ phức tạp của kết nối logic phụ thuộc vào số lượng đầu dây của điểm nút mạng, số lượng bước sóng ghép kênh, chức năng và kết cấu của mạng.
Mục đích thiết kế tôpô vật lý là nhằm đáp ứng nhu cầu dịch vụ mạng, do đó quá trình thiết kế được thực hiện sao cho phân bố địa lý của điểm nút mạng và quan hệ kết nối vật lý giữa các điểm nút là tối ưu.	Mục đích thiết kế tôpô logic là dựa vào tôpô vật lý đã có để nâng cao chỉ tiêu vận hành và kinh doanh mạng tối ưu hóa chức năng mạng của lớp kênh quang.

2. Tóm tắt bài toán thiết kế tôpô logic

Bài toán thiết kế tôpô logic đã được mô tả ở dạng công thức là một bài toán tối ưu loại MILP [8].

a) Các giả định chung:

- Các đường nối vật lý là song hướng, tức là nếu có đường nối từ node i đến node j thì cũng có đường nối từ node j đến node i .
- Các đường nối logic, chính là các đường quang, là đơn hướng. Điều này có nghĩa là nếu có đường nối logic từ node i sang node j thì chưa chắc có đường nối từ node j sang node i .
- Lưu lượng yêu cầu là không đối xứng, tức là lưu lượng từ node j sang node i có thể khác lưu lượng từ node i sang node j . Lưu lượng yêu cầu được thể hiện dưới dạng ma trận, đó là một ma trận không đối xứng.
- Các thiết bị chuyển mạch quang đặt ở các node có chức năng chuyển đổi bước sóng, tức là nói lỏng điều kiện ràng buộc về bước sóng liên tục trong các đường quang.

b) Thông số đầu vào

- Tôpô vật lý: tôpô của mạng cáp quang cụ thể.
- Lưu lượng yêu cầu: nhu cầu kết nối giữa các node trong mạng thể hiện bằng ma trận lưu lượng.

c) Thông số đầu ra

- Tôpô logic: tôpô của các đường quang.
- Kết quả định tuyến cho từng luồng lưu lượng trên tôpô logic.
- Kết quả định tuyến cho từng đường quang trên tôpô vật lý.
- Kết quả phân định bước sóng cho từng đường quang.

d) Các điều kiện ràng buộc

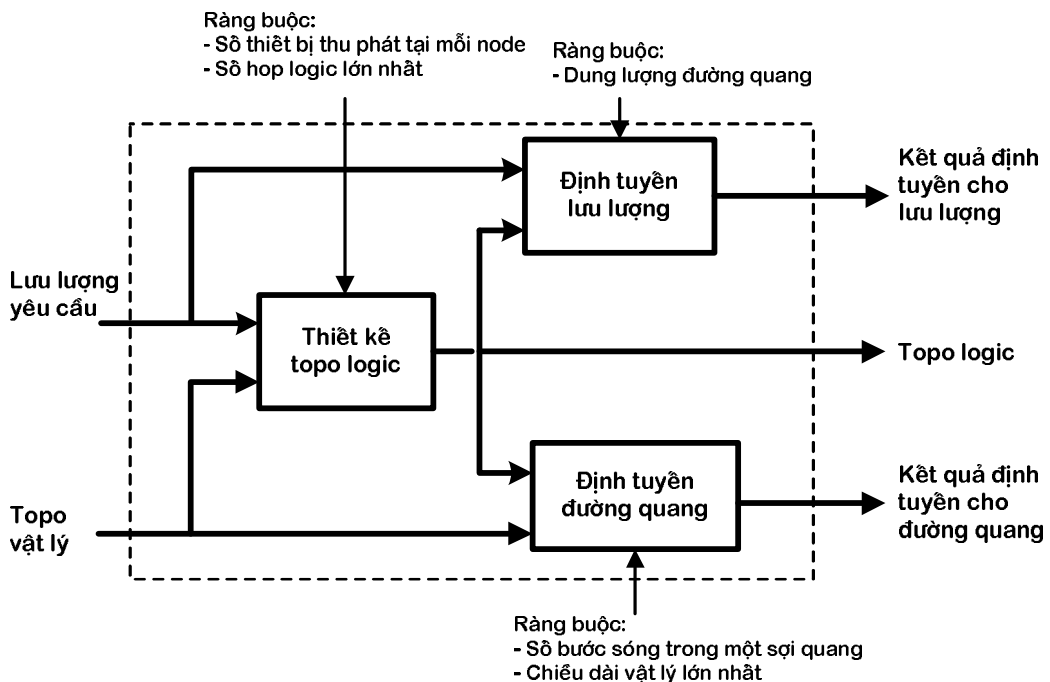
- Số lượng thiết bị thu phát quang được lắp đặt tại mỗi node.
- Dung lượng của mỗi đường quang.
- Số hop logic lớn nhất mà một luồng lưu lượng phải vượt qua khi truyền từ nguồn đến đích.
- Số bước sóng tối đa có thể truyền trên mỗi sợi quang.
- Chiều dài vật lý lớn nhất mà các đường quang phải truyền qua.

e) Mục tiêu bài toán thiết kế

Bài toán thiết kế mạng tối ưu thường được xây dựng theo một trong các mục tiêu sau:

- Tối thiểu độ nghẽn;
- Tối thiểu độ trễ;
- Tối thiểu số hop trung bình.

Hình 3.19 Thiết kế tập hợp logic



Trong các báo cáo đã công bố [4], [8] người ta khẳng định thiết kế mạng là một bài toán rất phức tạp, đặc biệt là với các mạng có số node càng nhiều. Để giảm độ phức tạp của bài toán người ta chọn lựa phương án thực hiện ý tưởng phân tích bài toán thiết kế lớn, phức tạp thành nhiều bài toán con [8]. Lúc đó thay vì giải bài

toán lớn người ta lần lượt giải các bài toán con. Lời giải của các bài toán trước là dữ liệu đầu vào cho các bài toán con kế tiếp. Một cách chặt chẽ mà nói thì các bài toán con không hoàn toàn độc lập nhau nên phương pháp tìm lời giải lần lượt qua các bài toán con này có thể chỉ đưa ra kết quả gần đúng. Tuy nhiên phương pháp phân tích này giúp người ta có cái nhìn trực tiếp vào từng vấn đề cụ thể và là cơ sở cho việc áp dụng các thuật toán heuristic, là thuật toán được lựa chọn khi giải quyết những bài toán phức tạp.

Bài toán thiết kế tập logic được phân tích thành ba bài toán con:

- Thiết kế tập logic đơn thuần.
- Định tuyến cho lưu lượng.
- Định tuyến cho đường quang.

3. Định tuyến cho lưu lượng trên tập logic

Khi giải bài toán thiết kế tập logic cũng đã thực hiện việc định tuyến lưu lượng sơ bộ để tính ra số hop mà mỗi luồng lưu lượng phải vượt qua để từ đó tính số hop trung bình của toàn mạng (là đại lượng cần tối thiểu hóa theo mục tiêu của bài toán). Nhưng việc định tuyến sơ bộ nói trên chỉ tính theo đường ngắn nhất (shortest path) mà chưa cân nhắc đến dung lượng thực sự của các đường quang. Bài toán con thực hiện định tuyến lưu lượng được đặt ra để giải quyết triệt để vấn đề định tuyến cho lưu lượng, nó bảo đảm cho dung lượng lưu lượng tổng cộng trên mỗi đường quang không vượt quá dung lượng thiết kế cho mỗi đường quang. Bài toán con dành cho việc định tuyến lưu lượng được tóm tắt như sau:

a) Dữ liệu vào

- Tập logic: là kết quả đã được thiết kế trong bài toán trước.
- Lưu lượng yêu cầu: ma trận lưu lượng thể hiện số lượng luồng STM-1 cần kết nối giữa các cặp nguồn-đích trong mạng.

b) Dữ liệu ra

- Bảng định tuyến lưu lượng thể hiện đường đi cụ thể của các luồng lưu lượng trên tập logic, với mục tiêu đạt số hop logic trung bình tối thiểu.

c) Điều kiện ràng buộc

- Tổng lưu lượng trên mỗi đường quang không vượt quá dung lượng của đường quang.

4. Định tuyến cho các đường quang trên tập vật lý

Có sự tương đồng giữa hai bài toán định tuyến cho lưu lượng và định tuyến cho đường quang. Đó là sự sắp xếp đường đi cho các kết nối của một lớp trên tập cụ thể của lớp dưới kế đó. Nếu như lưu lượng cần định tuyến trên lớp logic là số lượng luồng SDH căn bản (STM-1) cần kết nối giữa các thiết bị SDH đặt tại các

node thì lưu lượng đối với lớp vật lý là số đường quang cần thiết lập giữa các thiết bị quang đặt tại các node. Bài toán định tuyến đường quang được tóm tắt như sau:

a) Dữ liệu vào

- **Tô pô logic:** là kết quả của bài toán thiết kế tô pô logic, thể hiện số lượng và vị trí các đường quang cần kết nối giữa các cặp nguồn – đích.
- **Mạng vật lý:** cung cấp tô pô vật lý và cự ly giữa các cặp node có đường nối vật lý trong mạng.

b) Dữ liệu ra

- **Bảng định tuyến đường quang** thể hiện đường đi cụ thể của các đường quang, với mục tiêu có số hop vật lý trung bình tối thiểu.

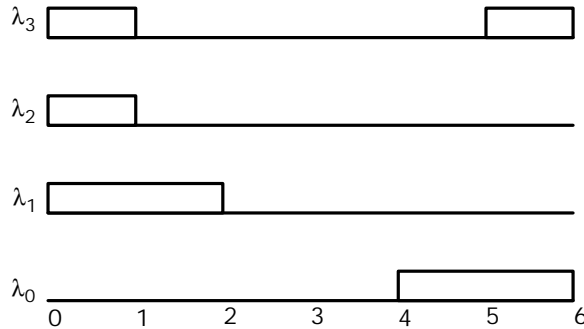
c) Các ràng buộc

- **Số lượng đường quang** (mỗi đường quang ứng với một bước sóng) chạy qua mỗi sợi quang không vượt quá một con số giới hạn. Kỹ thuật ngày nay đã nâng con số giới hạn này lên đến từ vài chục đến hơn một trăm [4].
- **Chiều dài vật lý lớn nhất** mà các đường quang phải vượt qua.

CÂU HỎI ÔN TẬP

- 3.1. Phân tích nguyên nhân ra đời công nghệ IP qua WDM.
- 3.2. Những chức năng liên quan đến kỹ thuật lưu lượng (định tuyến, cân bằng lưu lượng...) sẽ được thực hiện tại lớp nào trong mô hình mạng IP qua WDM?
- 3.3. Trình bày các xu hướng xây dựng mô hình tích hợp liên mạng IP/WDM. Phân tích ưu khuyết điểm của từng mô hình.
- 3.4. Nêu mối quan hệ giữa router IP và OXC trong các mô hình liên mạng.
- 3.5. Nguyên nhân ra đời IPv6, cho ví dụ minh họa.
- 3.6. Trình bày các chức năng chính của quá trình định tuyến IP. Quá trình này do thiết bị nào thực hiện? Chức năng định tuyến thuộc chức năng của lớp nào trong mô hình OSI?
- 3.7. Trình bày những điểm đặc trưng của định tuyến véc tơ khoảng cách và định tuyến trạng thái liên kết. Phân tích ưu khuyết điểm của hai loại định tuyến này.
- 3.8. Giao thức định tuyến RIP là gì?
- 3.9. Nguyên nhân ra đời của kỹ thuật MPLS?
- 3.10. Trình bày khái niệm lightpath? Quá trình thiết lập lightpath cần phải tuân theo các ràng buộc nào?
- 3.11. Mục tiêu của bài toán định tuyến và gán bước sóng? Người ta phân loại bài toán định tuyến và gán bước sóng dựa theo những tiêu chí nào?

- 3.12. Đặc điểm và mục tiêu của bài toán định tuyến và gán bước sóng tĩnh S-RWA.
- 3.13. Trình bày các phương trình toán của mô hình của toán tối thiểu số lượng bước sóng sử dụng trên một liên kết trong mạng OCS.
- 3.14. Khi nào chúng ta có thể bỏ đi điều ràng buộc liên tục các bước sóng trong bài toán RWA Trình bày mô hình toán của bài toán S-RWA khi bỏ đi các ràng buộc về tính liên tục này.
- 3.15. So sánh ưu khuyết điểm của thuật toán Largest-First so với thuật toán First-Fit trong bài toán gán bước sóng.
- 3.16. Đặc điểm và mục tiêu của bài toán định tuyến và gán bước sóng động D-RWA.
- 3.17. Phân tích ưu điểm của bài toán D-RWA so với bài toán S-RWA.
- 3.18. So sánh ưu khuyết điểm của thuật toán định tuyến cố định và định tuyến thay thế cố định.
- 3.19. So sánh hai thuật toán định tuyến thích nghi dựa trên thông tin tổng thể và định tuyến thích nghi dựa trên thông tin cục bộ.
- 3.20. Xét một đường gồm 6 nút được đánh số từ 0 đến 6 liên tiếp. Có một số bước sóng đã được gán như hình sau:



Ta giả sử mỗi liên kết chỉ gồm 1 sợi quang và 4 bước sóng. Giả sử ta cần thiết lập lightpath P1: (1,5). Các lightpath cần được thiết lập sau đó là P2: (2,4), P3: (3,6) và P4: (0,3). Tính tổn thất dung lượng tổng cộng dựa theo giải thuật $M\Sigma$ cho quá trình thiết lập các lightpath trên.

- 3.21. Cùng dữ liệu như câu 20, hãy tính tính tổn thất dung lượng tổng cộng dựa theo giải thuật RCL cho quá trình thiết lập các lightpath trên. So sánh với kết quả của câu 20 và nhận xét.
- 3.22. Phân tích ưu khuyết điểm giữa hai giải thuật dành trước bước sóng (Wavelength reservation) DIR và SIR.
- 3.23. Phân tích ưu khuyết điểm của hai cơ chế điều khiển tập trung và điều khiển phân tán trong mạng chuyển mạch kênh quang.

- 3.24. So sánh giữa tôpô vật lý và tôpô logic trong mạng thông tin quang.
- 3.25. Tìm phát biểu đúng cho bài toán tối thiểu số bước sóng sử dụng trên một liên kết trong S-RWA.
- Với một tập bước sóng cho trước, ta thử có tìm được lời giải hay không. Nếu không, thì thử lại với một tập bước sóng lớn hơn và lặp lại đến khi số bước sóng nhỏ nhất được tìm thấy.
 - Với một tập bước sóng cho trước, ta thử có tìm được lời giải hay không. Nếu không, thì thử lại với một tập liên kết nhỏ hơn và lặp lại đến khi có lời giải.
 - Với một tập bước sóng cho trước, ta thử có tìm được lời giải hay không. Nếu có, thì tăng số liên kết và lặp lại đến khi số liên kết là lớn nhất.
 - Với một tập bước sóng cho trước, ta thử có tìm được lời giải hay không, Nếu có thì tăng số liên kết và lặp lại lặp lại đến khi số bước sóng nhỏ nhất được tìm thấy.
- 3.26. Bất phương trình $CTB \leq 1W \times L$ trong bài toán tối đa hoá số lượng kết nối được thiết lập cho một tập bước sóng cố định có ý nghĩa là:
- Hai liên kết chia sẻ chung một sợi quang phải sử dụng hai bước sóng khác nhau.
 - Một bước sóng chỉ được dùng tối đa 1 lần trong một liên kết.
 - Mỗi kết nối phải sử dụng cùng một bước sóng dọc theo tuyến của nó.
 - $1_{W \times L}$ là ma trận $W \times L$ trong đó các phần tử đều bằng 1.
- 3.27. Trong mạng OCS, ràng buộc về tính liên tục bước sóng có thể được loại bỏ nếu:
- Các OXC có chức năng chuyển mạch kênh quang.
 - Các OXC có chức năng của bộ ADM.
 - Ta có sử dụng các bộ chuyển đổi bước sóng tại các OXC.
 - OXC có chức năng định tuyến lại các lightpath.
- 3.28. Theo phương pháp truyền thống để giải quyết vấn đề định tuyến trong bài toán S-RWA là:
- Xác định đường cho một phần bộ kết nối, sau đó giải quyết bài toán gán bước sóng và lặp lại cho đến khi hoàn thành.
 - Gán bước sóng cho cho một phần bộ kết nối sau đó giải quyết bài toán xác định đường và lặp lại cho đến khi hoàn thành.
 - Gán bước sóng cho toàn bộ kết nối và sau là bài toán xác định đường.

- d) Xác định đường cho toàn bộ kết nối và sau đó là gán bước sóng cho chúng.
- 3.29. Trong bài toán gán bước sóng, các lightpath sẽ được sắp xếp theo thứ tự từ tuyến dài nhất đến tuyến ngắn nhất. Đây là ý tưởng của thuật giải:
- Longest-First.
 - Largest-First.
 - Most-Used.
 - First-Fit.
- 3.30. Trong bài toán S-RWA, những kết nối thường được gán một đường ngắn nhất nối 2 điểm đầu cuối vì:
- Những đường dài hơn thì sử dụng nhiều tài nguyên mạng và thường mang lại một cấu hình mạng có hiệu suất thấp hơn.
 - Những đường ngắn thì quá trình thiết lập mạng nhanh và thường mang lại một cấu hình mạng có hiệu suất cao.
 - Những đường dài hơn dẫn đến xác suất đứt đường cao.
 - Những đường ngắn sẽ đơn giản trong quá trình quản lý mạng.
- 3.31. Để đạt được cấu hình tối ưu thu trong bài toán S-RWA ta nên:
- Kết hợp những con đường ngắn nhất và những đường dài hơn để tránh nghẽn.
 - Bằng cách chọn các đường ngắn nhất.
 - Bằng cách chọn các đường dài nhất.
 - Bằng cách chọn con đường ngẫu nhiên.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- Vũ Tuấn Lâm, *Xu hướng tích hợp IP/quang trong mạng thế hệ sau*, Tạp chí Bưu chính Viễn thông kỳ 1, 5/2003.
- Surhir Dixit, *IP over WDM – Building the Next-Generation Optical Internet*, John Wiley & Sons, New Jersey, 2003.
- Chunming Qiao and Myungsik Yoo, *Optical Switching Techniques in WDM Optical Networks*, McGraw-Hill, 2003.
- Rajiv Ramaswami and Kumar N. Sivarajan, *Optical Networks: A Practical Perspective (3rd Edition)*, Morgan Kaufmann, 2002.
- Nguyễn Hồng Sơn, *Giáo trình hệ thống mạng máy tính CCNA Semester*, Nhà xuất bản Giáo dục, 9/2001.
- Trần Công Hùng, *Bài giảng Internet/Intranet*, Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông, Cơ sở II, Thành phố Hồ Chí Minh, 2003.

7. Biswanath Mukherjee, *Optical Communication Networks*, McGraw-Hill, 1997.
8. George N. Rouskas, *Routing and Wavelength Assignment in Optical WDM networks*, John Wiley & Sons, New Jersey, 2003.
9. Hui Zang, J.P.Jue và B. Mukherjee, *A Review of Routing and Wavelength Assignment Approaches for Wavelength Routed Optical WDM Networks*, Optical Networks Magazine, Jan 2000.
10. Gangxiang Shen, Chao Lu, *Online Wavelength Assignment for Optical Network*, Optical Networks Magazine, Sep 2003.
11. Xiaowen Chu, Bo Li và Zhensheng Zhang, *Sparse-Partial Wavelength Conversion in Wavelength-Routed All-Optical Networks*, 2003.
12. Nguyễn Huỳnh Minh Tâm và Nguyễn Hữu Quang, *Phân tích các thuật toán dành trước bước sóng*, Hội nghị Khoa học Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông, 11/2005.
13. Kejie Lu, I.Chlamtac và G. Xiao, *Intermediate-Node Initiated Reservation (IIR): A New Signaling Scheme for Wavelength-Routed Networks*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 21, No. 8, Oct 2003
14. Yoshure Kanitnai, S.Arakawa, M.Murata, *Distributed Wavelength Reservation Method for Fast Lightpath Setup in WDM Networks*, 2004.

Cám ơn

Tác giả chân thành cảm ơn sự đóng góp về tư liệu cũng như về một phần nội dung của anh Nguyễn Hữu Quang (NCS tại Illinois Unviversity, USA) cho chương này.

CHƯƠNG 4

HE THONG THÔNG TIN QUANG COHERENT

I. GIỚI THIỆU CHUNG

1. Khái niệm về thông tin quang Coherent

Tách sóng trực tiếp tín hiệu quang đã điều chế cường độ cơ bản là quá trình đếm số lượng hạt photon đến bộ thu. Quá trình này bỏ qua pha và sự phân cực của sóng mang được tạo ra từ linh kiện quang. Tất cả các quá trình này đã được khảo sát ở cuốn “Hệ thống thông tin quang” – tập 1 được biết với tên hệ thống thông tin quang IM/DD.

Hệ thống IM/DD sử dụng bộ thu tách sóng trực tiếp có nhược điểm là nhiễu tạo ra từ bộ tách sóng quang và bộ tiền khuếch đại cao. Do đó độ nhạy của hệ thống tách sóng theo qui luật bình phương nhỏ hơn độ nhạy của hệ thống sử dụng tách sóng theo giới hạn nhiễu lượng tử từ 10dB đến 20dB [1].

Do đó, để tăng độ nhạy của bộ thu quang chúng ta có thể sử dụng kỹ thuật tách sóng Coherent (như tách sóng heterodyne và homodyne). Đối với tách sóng trực tiếp, tín hiệu quang được chuyển đổi trực tiếp thành tín hiệu điện đã được giải điều chế. Còn tách sóng Coherent, trước tiên bộ thu quang sẽ cộng tín hiệu quang tới với tín hiệu quang được tạo ra tại chỗ, sau đó tách tín hiệu quang tổng này thành tín hiệu điện. Như vậy, dòng điện kết quả này là sự dịch tần từ miền quang sang miền vô tuyến và chúng ta có thể áp dụng các kỹ thuật xử lý tín hiệu và giải điều chế tín hiệu điện lên tín hiệu này. Bộ thu Coherent lý tưởng hoạt động trong vùng bước sóng 1,3μm đến 1,6μm cần năng lượng của tín hiệu chỉ từ 10 đến 20 photon/bit cũng có thể đạt BER = 10⁻⁹. Như vậy tách sóng Coherent cho ưu điểm lớn nhất trong hệ thống tốc độ cao hoạt động trong vùng bước sóng dài.

Do độ nhạy của bộ thu quang Coherent hơn bộ thu tách sóng trực tiếp từ 10dB đến 20dB nên bộ thu Coherent cho phép chúng ta:

- Tăng khoảng cách trạm lặp cho hệ thống trên đất liền và dưới biển;
- Tăng tốc độ truyền dẫn mà không cần giảm khoảng cách trạm lặp;
- Tăng quỹ công suất để bù các suy hao tại coupler và các thiết bị ghép tách bước sóng;

- Cải thiện độ nhạy cho thiết bị đo quang như máy OTDR.

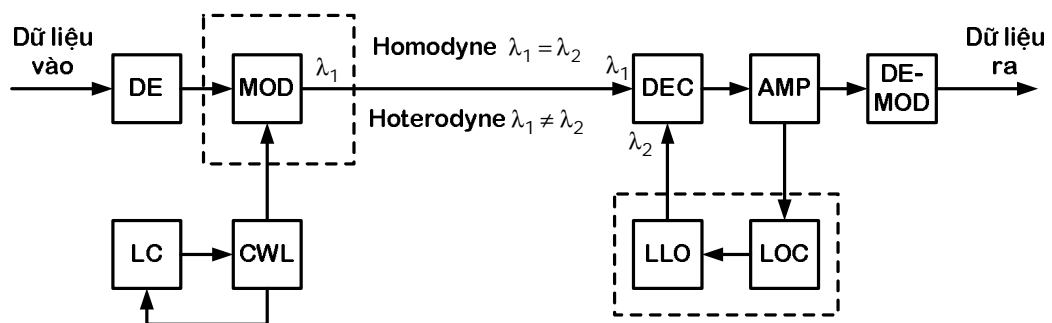
Các dạng điều chế trong hệ thống thông tin quang Coherent cũng giống như trong hệ thống vô tuyến. Chẳng hạn trong truyền dẫn số có thể áp dụng kỹ thuật điều chế ASK, FSK hay PSK.

2. Cấu trúc cơ bản của hệ thống thông tin quang Coherent.

Sơ đồ khối của hệ thống thông tin quang Coherent được minh họa ở hình 4.1.[1].

Trong sơ đồ khối này, khối được đặt trong hình chữ nhật có đường đứt nét là những phần tử chính để phân biệt sự khác biệt giữa hệ thống Coherent và hệ thống IM/DD.

Hình 4.1 Sơ đồ khối hệ thống thông tin quang Coherent tổng quát.



Chú thích các khối trong sơ đồ hình 4.1:

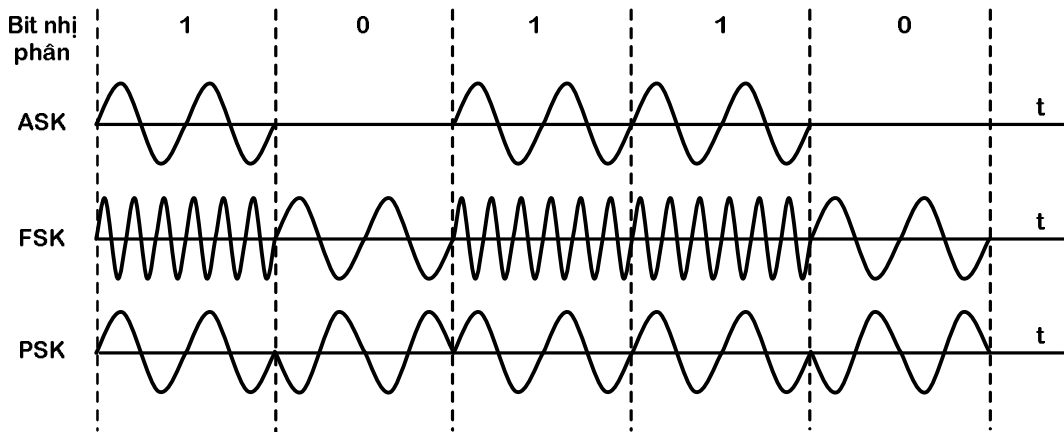
- **DE** (Drive Electronic): khối này thực hiện khuếch đại tín hiệu ngõ vào nhằm tạo tín hiệu có mức phù hợp với các khối phía sau.
- **CWL** (Continuous Wave Laser): đây là bộ dao động quang sử dụng laser bán dẫn có độ rộng phổ hẹp phát ra ánh sáng liên tục có bước sóng λ_1 .
- **LC** (laser control): khối này nhằm ổn định bước sóng phát ra của bộ dao động quang.
- **MOD** (Modulator): đây là khối điều chế quang, sử dụng kỹ thuật điều chế ngoài để tạo ra tín hiệu điều chế dạng ASK (Amplitude Shift Keying), FSK (Frequency Shift Keying), PSK (Phase Shift Keying) hay PolSK (Polarization Shift Keying).

Dạng sóng của tín hiệu ASK, FSK và PSK được minh họa ở hình 4.2.

- **LLO** (Laser Local Oscillator): đây là bộ dao động nội tại bộ thu sử dụng laser bán dẫn tạo ra tín hiệu quang có bước sóng λ_2 .
- **DEC** (Detector): khối này thực hiện hai tính năng, đầu tiên sử dụng coupler FBT cộng tín hiệu thu được (λ_1) và tín hiệu tại chỗ (λ_2). Sau đó đưa tín hiệu

tổng tới photodiode để thực hiện tách sóng trực tiếp theo qui luật bình phương. Để thực hiện đúng với nghĩa tách sóng Coherent thì coupler quang phải tổ hợp các tín hiệu quang có phân cực giống nhau.

Hình 4.2 Dạng sóng của các dạng điều chế với chuỗi bit nhị phân là 10110.



Khi tần số của tín hiệu tới và tín hiệu từ bộ dao động nội giống nhau thì bộ thu hoạt động ở chế độ Homodyne và tín hiệu điện tái tạo được là tín hiệu dải nền. Còn khi tần số của tín hiệu tới và tín hiệu từ bộ dao động nội lệch nhau thì bộ thu hoạt động ở chế độ Heterodyne và phổ của tín hiệu điện ở ngõ ra của khối DEC là dạng trung tần IF (intermediate frequency). IF này là dạng tín hiệu khác có chứa tín hiệu thông tin mà chúng ta muốn truyền đi (tức tín hiệu dải nền) và tín hiệu thông tin này chúng ta có thể thu được bằng cách sử dụng kỹ thuật giải điều chế điện.

- **LOC** (Local Oscillator control): khối này nhằm điều khiển pha và tần số của tín hiệu dao động nội ổn định.
- **AMP** (Amplifier): khối này khuếch đại tín hiệu điện sau khi tách sóng quang.
- **DEMOD** (Demodulator): khối này chỉ cần thiết khi bộ thu hoạt động ở chế độ heterodyne.

3. Các dạng điều chế quang Coherent

a) ASK

Có nhiều kỹ thuật được sử dụng để điều chế biên độ tín hiệu quang. Điều chế cường độ đã sử dụng trong hệ thống IM/DD là dạng điều chế ASK và tín hiệu thu được tách sóng theo qui luật bình phương. Do đó tín hiệu ASK có thể tạo ra bằng cách điều chế trực tiếp dòng kích cho laser. Tuy nhiên kỹ thuật này có vấn đề là không duy trì được sự ổn định tần số ngõ ra khi thay đổi dòng kích, sự thay đổi này khoảng 200MHz/mA.

Ngoài kỹ thuật điều chế trực tiếp, chúng ta có thể sử dụng kỹ thuật điều chế ngoài để tạo tín hiệu ASK bằng cách sử dụng coupler định hướng DC hoặc bộ giao

thoa Mach-Zehnder MZI. Nhược điểm của điều chế ngoài là chúng ta chỉ sử dụng hiệu quả 50% công suất của bộ phát. [1]

Dưới đây xin trình bày chi tiết về điều chế ASK.

Nếu gọi tín hiệu số được điều chế là $b(t)$ và tín hiệu trường phát ra từ laser bán dẫn là $e_s(t)$ có tần số góc ω_s , ta có:

$$e_s(t) = b(t)E_m \cos(\omega_s t) \quad (4.1)$$

với:

$$b(t) = \begin{cases} 1 & (\text{bit } 1) \\ 0 & (\text{bit } 0) \end{cases} \quad (4.2)$$

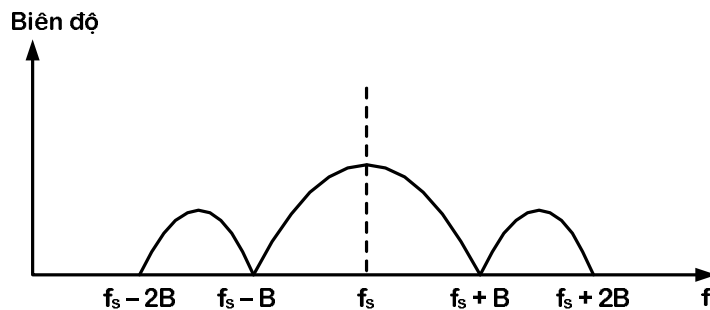
Dạng sóng của biểu thức (4.1) như ở hình 4.2.

Dạng phổ công suất tín hiệu ASK như hình 4.3.

Với: - $f_s = \frac{\omega_s}{2\pi}$ là tần số sóng mang.

- B là băng thông của tín hiệu được điều chế $b(t)$.

Hình 4.3 Phổ công suất của tín hiệu ASK.



Tín hiệu $e_s(t)$ sau khi lan truyền trên sợi quang và tới đầu thu sẽ lệch pha với tín hiệu phát là ϕ_s (giả sử bỏ qua suy hao về biên độ của tín hiệu $e_s(t)$), biểu thức (4.1) có thể viết lại dưới dạng sau:

$$e_s(t) = b(t)E_m \cos(\omega_s t + \phi_s) \quad (4.3)$$

Để khôi phục tín hiệu dải nền, chúng ta có hai cách sau. Cách thứ nhất là ta nhân tín hiệu $e_s(t)$ với $\cos(\omega_s t + \phi_s)$ là tín hiệu được tạo ra từ bộ dao động nội, ta được:

$$\begin{aligned} b(t)E_m [\cos(\omega_s t + \phi_s)]^2 &= \frac{1}{2} b(t)E_m [1 + \cos(2\omega_s t + 2\phi_s)] = \\ &= \frac{1}{2} b(t)E_m + \frac{1}{2} b(t)E_m \cos(2\omega_s t + 2\phi_s) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Như vậy tín hiệu dải nền $b(t)$ đã xuất hiện. Với cách này đòi hỏi chúng ta phải tạo được tín hiệu dao động nội ở bộ thu có cùng tần số và cùng pha với tín hiệu tới.

Còn cách thứ hai là ta bình phương tín hiệu $e_s(t)$, biểu thức (4.3) trở thành:

$$\begin{aligned}
 [b(t)E_m \cos(\omega_s t + \phi_s)]^2 &= \frac{1}{2} [b(t)E_m]^2 [1 + \cos(2\omega_s t + 2\phi_s)] = \\
 &= \frac{1}{2} [b(t)E_m]^2 + \frac{1}{2} [b(t)E_m]^2 \cos(2\omega_s t + 2\phi_s)
 \end{aligned}
 \tag{4.5}$$

Sau đó cho tín hiệu này qua bộ lọc loại bỏ thành phần tần số $2\omega_s$ ta sẽ thu được tín hiệu dải nền $b(t)$.

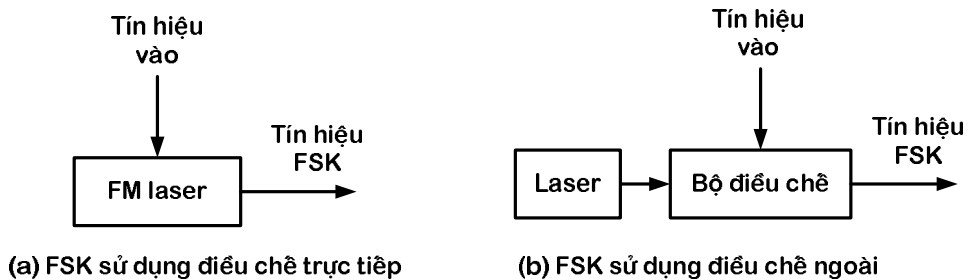
b) FSK

Các kiểu điều chế FSK được minh hoạ ở hình 4.4.

Đặc tính thay đổi tần số của điều chế trực tiếp trên laser có thể áp dụng cho hệ thống thông tin quang Coherent FSK băng rộng. Cụ thể là đối với tần số điều chế trên 1MHz thì sự thay đổi tần số là từ 100 đến 500MHz/mA.

Kỹ thuật điều chế ngoài cũng có thể áp dụng cho FSK bằng cách sử dụng cách tử Bragg hoặc bộ giao thoa Mach-Zehnder MZI.

Hình 4.4 Cấu hình bộ phát sử dụng điều chế FSK.



Trong dạng điều chế FSK, thông tin được truyền trên sóng mang có tần số ω_s theo biểu thức (4.1). Với dạng điều chế này, đường bao sóng mang không thay đổi, còn tần số ω_s có hai giá trị là $(\omega_s - \Delta\omega)$ và $(\omega_s + \Delta\omega)$ tùy thuộc tín hiệu phát đi là bit 0 hay bit 1. Do đó biểu thức toán học biểu diễn dạng điều chế FSK có dạng:

$$e_s(t) = E_m \cos[\omega_s t + b(t)2\pi\Delta f] \tag{4.6}$$

với

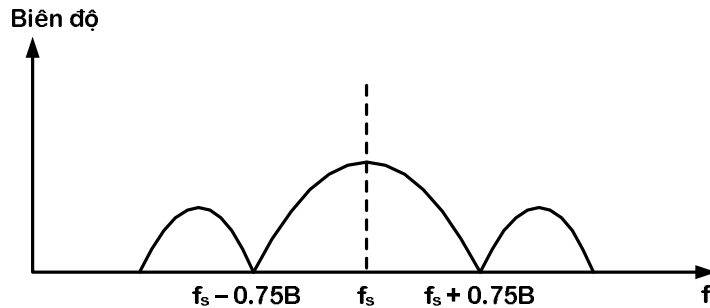
$$b(t) = \begin{cases} 1 & (\text{bit } 1) \\ -1 & (\text{bit } 0) \end{cases} \tag{4.7}$$

$\Delta f = \Delta\omega/2\pi$ gọi là độ lệch tần.

Nếu gọi $2\Delta f$ là độ lệch tần đỉnh - đỉnh thì đại lượng $\beta = \frac{2\Delta f}{B}$ được gọi là hệ số điều chế tần số.

Khi $\beta = 0,5$ thì khi này điều chế FSK được gọi là MSK (Minimum Shift-Keying). Dạng phổ công suất có dạng như hình 4.5, phổ bị nén chặt nên dạng điều chế này rất hấp dẫn cho các hệ thống tốc độ cao.

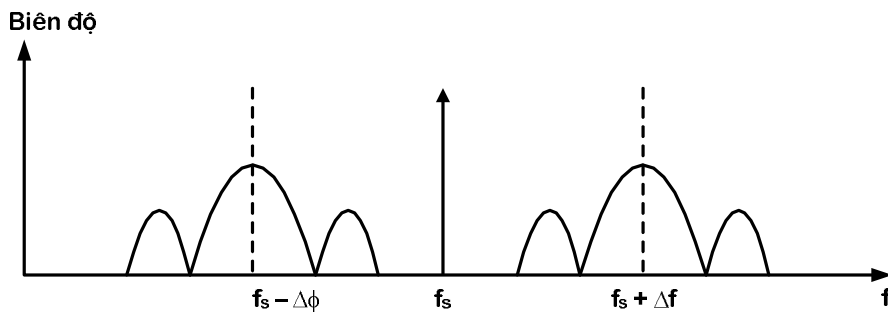
Hình 4.5 Phổ công suất tín hiệu điều chế MSK



Khi $\beta = (0,5 \div 0,7)$ thì dạng điều chế này được gọi là CPFSK (Continuous Phase Frequency Shift-Keying) hay còn gọi là điều chế lệch tần hẹp. Dạng phổ công suất của nó bị nén rất chặt.

Khi $\beta \gg 1$ thì được coi là điều chế FSK lệch tần rộng. Dạng phổ công suất có dạng như hình 4.6, phổ của nó được chia làm hai thành phần tập trung xung quanh $(f_s - \Delta f)$ và $(f_s + \Delta f)$.

Hình 4.6 Phổ của tín hiệu điều chế FSK lệch tần rộng.



Như vậy độ rộng băng tần tổng rất rộng, do đó kiểu này không phù hợp với hệ thống tốc độ cao. Thực tế chỉ áp dụng cho hệ thống đơn giản, rẻ tiền.

Còn trường hợp $\beta \approx 1$ thực tế không quan tâm vì tần số của tín hiệu không là hằng số trong khi điều chế.

c) PSK

Điều chế dịch pha tín hiệu quang cũng được áp dụng cho hệ thống thông tin quang Coherent. Khi tần số của laser được điều chỉnh chính xác với tần số tín hiệu

điều chế, lúc này quan hệ pha giữa tín hiệu ngõ ra với tín hiệu điều chế là 0. Để có được sự thay đổi quan hệ pha là $\pi/2$ thì ta phải điều chỉnh lại tần số của laser.

Trong dạng điều chế PSK, các bit tin 0 và 1 được truyền tải đi thông qua sự thay đổi pha của tín hiệu quang trong khi biên độ và tần số không thay đổi. Biểu thức toán học biểu diễn dạng điều chế PSK như sau:

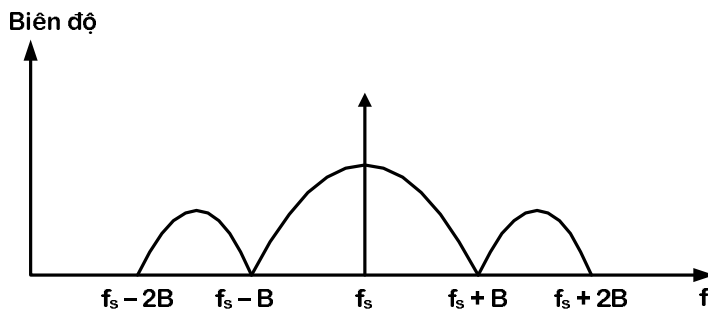
$$e_s(t) = E_m \cos[\omega_s t + b(t)\pi] \tag{4.8}$$

với

$$b(t) = \begin{cases} 1 & \text{(bit 0)} \\ 0 & \text{(bit 1)} \end{cases} \tag{4.9}$$

Với giá trị của $b(t)$ ta nhận thấy pha của tín hiệu điều chế nhận hai giá trị đó là 0 và π . Dạng phổ của tín hiệu PSK cũng giống như ASK nhưng có vạch phổ sóng mang. Có thể sử dụng phương pháp tách sóng homodyne và heterodyne. Tuy vậy giải điều chế của nó rất phức tạp nên thực tế ít dùng.

Hình 4.7 Phổ của tín hiệu PSK.



Đối với dạng điều chế PSK, tách sóng Coherent cần duy trì cường độ quang không đổi vì toàn bộ thông tin có thể bị mất nếu như tín hiệu quang được tách sóng trực tiếp mà không trộn nó với tín hiệu dao động nội.

Điều chế DPSK (Differential PSK) là dạng điều chế mà thông tin được mã hoá theo sự chênh lệch về pha giữa hai bit kế cận. Chẳng hạn, nếu ϕ_k biểu diễn cho pha của bit thứ k thì độ lệch pha $\Delta\phi = \phi_k - \phi_{k-1}$ sẽ thay đổi là π hoặc 0 phụ thuộc vào bit thứ k là bit 1 hay bit 0. Ưu điểm của điều chế DPSK là tín hiệu phát có thể được giải điều chế thành công cho đến khi pha của sóng mang duy trì ổn định trong khoảng thời gian hai bit.

d) PolSK

Đây là dạng điều chế phân cực. Trong thông tin quang Coherent PolSK, bộ phát sử dụng bộ điều chế ngoài, còn bộ thu áp dụng kỹ thuật tách sóng Heterodyne. Bộ điều chế ngoài LiNi tạo ra sự dịch pha π rad giữa các mod sóng TE và TM, tức là

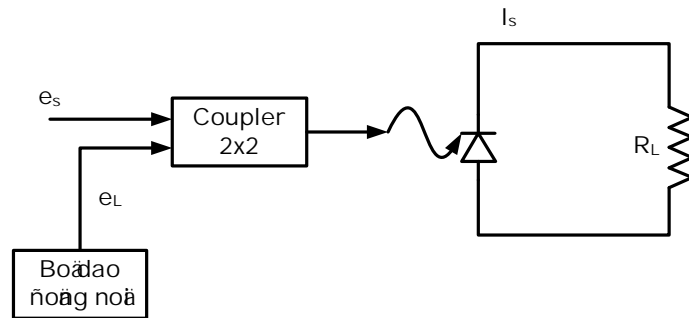
quay phân cực tín hiệu một góc 90° . Trạng thái phân cực trực giao này được duy trì trong suốt quá trình lan truyền trong sợi đơn mode.

II. MÁY THU QUANG COHERENT

1. Các nguyên lý tách sóng:

Mô hình bộ thu Coherent ASK đơn giản được minh họa ở hình 4.8.

Hình 4.8 Mô hình bộ thu Coherent cơ bản.



Trong đó:

$$e_s = E_s \cdot \cos(\omega_s t + \phi_s) \quad (4.10)$$

đặc trưng cho trường tín hiệu vào có biên độ nhỏ E_s , pha ϕ_s và tần số góc ω_s .

Và:

$$e_L = E_L \cdot \cos(\omega_L t + \phi_L) \quad (4.11)$$

đặc trưng cho trường tín hiệu của bộ dao động nội có biên độ lớn E_L , pha ϕ_L và tần số góc ω_L .

Giả sử cả hai trường điện từ này được tạo ra từ laser bán dẫn có độ lệch pha là $\phi = \phi_s - \phi_L$. Tổng quát $\phi = \phi(t)$ thể hiện mối quan hệ pha giữa hai trường chứa thông tin truyền trong trường hợp FSK hay PSK. Nếu $\phi(t)$ là một hằng số thì lúc này thông tin truyền chứa trong E_s đối với ASK.

Đối với tách sóng Heterodyne, tần số của tín hiệu dao động nội ω_L chênh lệch với tần số của tín hiệu vào ω_s một khoảng ω_{IF} , tức là:

$$\omega_s = \omega_L + \omega_{IF} \quad (4.12)$$

ω_{IF} được gọi là tần số góc của tín hiệu trung tần. Tín hiệu IF có tần số thường nằm trong vùng vô tuyến và có giá trị từ vài chục MHz đến hàng trăm MHz. Ngược lại, với tách sóng Homodyne không có sự chênh lệch giữa ω_s và ω_L nên $\omega_{IF} = 0$. Trong trường hợp này, tín hiệu khôi phục được là tín hiệu dải nền.

Trong cả hai trường hợp tách sóng Heterodyne và Homodyne, bộ tách sóng quang (photodiode) tạo ra tín hiệu có giá trị dòng là I_p , gọi là dòng photon I_p . Dòng I_p này tỉ lệ với cường độ ánh sáng theo qui luật bình phương cường độ trường tới photodiode:

$$I_p \sim (e_s + e_L)^2 \quad (4.13)$$

Thế biểu thức (4.10) và (4.11) vào biểu thức (4.13) có thể được viết lại như sau:

$$I_p \sim [E_s \cdot \cos(\omega_s t + \phi_s) + E_L \cdot \cos(\omega_L t + \phi_L)]^2 \quad (4.14)$$

Triển khai vế phải của biểu thức (4.14), loại bỏ các thành phần tần số cao như $2\omega_s$ và $2\omega_L$ cuối cùng chúng ta có:

$$I_p \sim \frac{1}{2} E_s^2 + \frac{1}{2} E_L^2 + 2E_s E_L \cos(\omega_s t - \omega_L t + \phi) \quad (4.15)$$

Nếu biểu diễn theo công suất quang, công suất quang tỉ lệ với bình phương cường độ trường, ta có biểu thức (4.16):

$$I_p \sim P_s + P_L + 2\sqrt{P_s P_L} \cos(\omega_s t - \omega_L t + \phi) \quad (4.16)$$

với P_s là công suất ánh sáng của tín hiệu vào và P_L là công suất ánh sáng của tín hiệu dao động nội.

Theo cuốn "Hệ thống thông tin quang" – tập 1, nếu tín hiệu quang tới photodiode có công suất P_0 thì dòng photon I_p được ra sẽ bằng:

$$I_p = \frac{\eta e}{hf} P_0 \quad (4.17)$$

Trong đó h là hiệu suất lượng tử của photodiode, e là điện tích của điện tử, h là hằng số Planck và f là tần số ánh sáng; P_0 là công suất tới photodiode.

Do đó, biểu thức (4.16) trở thành:

$$I_p = \frac{\eta e}{hf} [P_s + P_L + 2\sqrt{P_s P_L} \cos(\omega_s t - \omega_L t + \phi)] \quad (4.18)$$

Khi tín hiệu dao động nội lớn hơn tín hiệu vào thì thành phần AC (1 chiều) trong biểu thức (4.18) là quan trọng hơn cả, vì tín hiệu cần khôi phục tập trung năng lượng ở đây. Như vậy chúng ta không quan tâm thành phần DC (xoay chiều). Và ta thay I_p thành I_s với:

$$I_s = \frac{2\eta e}{hf} \sqrt{P_s P_L} \cos(\omega_s t - \omega_L t + \phi) \quad (4.19)$$

Với tách sóng Heterodyne $\omega_s \neq \omega_L$ và thế $\omega_{IF} = \omega_s - \omega_L$ vào phương trình (4.19), ta được:

$$I_s = \frac{2\eta e}{hf} \sqrt{P_s P_L} \cos(\omega_{IF} t + \phi) \quad (4.20)$$

Như vậy ở ngõ ra của bộ tách sóng quang tín hiệu I_S là tín hiệu trung tần có tần số ω_{IF} . Tần số IF này được ổn định nhờ vòng điều khiển tần số cho laser dao động nội. Thành phần DC của dòng I_S được lọc trước khi đưa qua bộ giải điều chế tín hiệu trung tần này.

Đối với tách sóng Homodyne, $\omega_S = \omega_L$ nên phương trình (4.19) trở thành:

$$I_S = \frac{2\eta e}{hf} \sqrt{P_S P_L} \cos(\phi) \quad (4.21)$$

Hay:

$$I_S = 2R \sqrt{P_S P_L} \cos(\phi) \quad (4.22)$$

với $R = \frac{\eta e}{hf}$ là đáp ứng của photodiode.

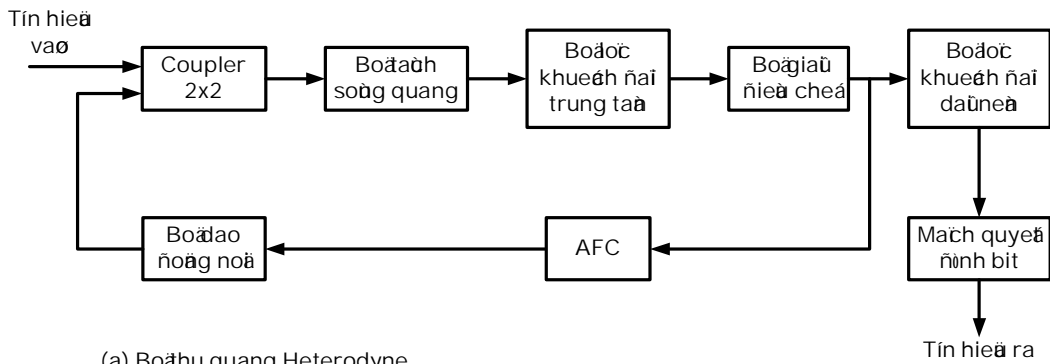
Từ phương trình (4.20) và (4.21) chúng ta thấy rằng dòng điện tín hiệu I_S tỉ lệ với $\sqrt{P_S}$ chứ không tỉ lệ với P_S như trong tách sóng trực tiếp. Hơn nữa dòng photon này còn được khuếch đại với hệ số $\sqrt{P_L}$, hệ số độ lợi này phụ thuộc vào cường độ trường của bộ dao động nội. Với hệ số khuếch đại tạo ra từ bộ dao động nội làm tăng mức tín hiệu thu được mà không cần bộ tiền khuếch đại, do đó không bị ảnh hưởng bởi nhiễu nhiệt hay nhiễu dòng tối của photodiode. Đó là lý do tại sao tách sóng Coherent cho độ nhạy của bộ thu cao hơn so với tách sóng trực tiếp.

2. Sơ đồ khối tổng quát của bộ thu quang Coherent

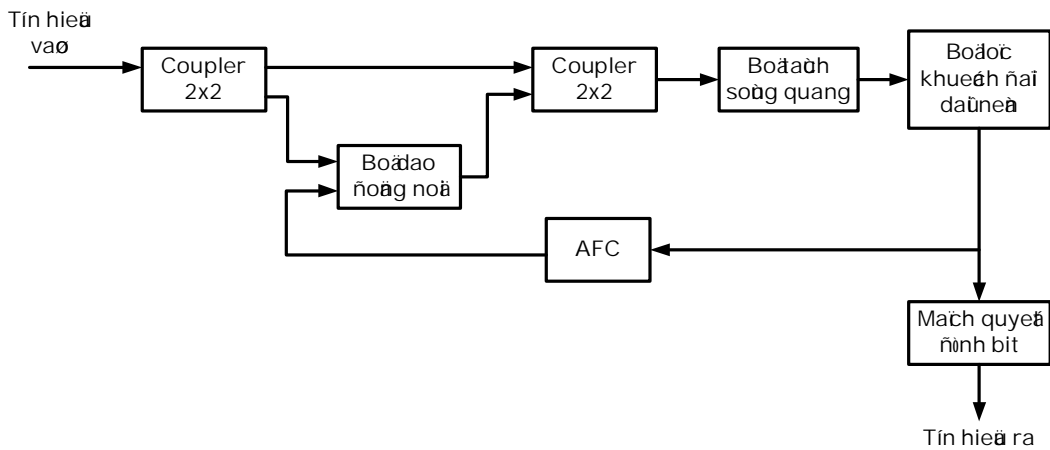
Sơ đồ khối tổng quát của bộ thu quang sử dụng tách sóng Heterodyne và Homodyne được minh họa ở hình 4.9. Đối với tách sóng Heterodyne, tín hiệu tổng giữa tín hiệu vào và tín hiệu dao động nội đi qua bộ tách sóng quang (PIN hoặc APD) sẽ tạo ra tín hiệu trung tần IF. Tín hiệu IF sau đó được giải điều chế thành tín hiệu dải nền bằng cách sử dụng kỹ thuật tách sóng đồng bộ (synchronous) hoặc không đồng bộ (nonsynchronous). Băng thông cần thiết của bộ thu quang Heterodyne lớn hơn nhiều lần so với tách sóng trực tiếp ở tốc độ truyền xác định trước. Ngoài ra chất lượng của bộ thu quang Heterodyne sẽ giảm khi tần số của tín hiệu trung tần dao động, cho nên cần bộ điều khiển tần số tự động AFC để ổn định tần số này thông qua lấy tín hiệu hồi tiếp từ ngõ ra của bộ giải điều chế để điều khiển dòng kích của laser dao động nội.

Trong trường hợp tách sóng Homodyne, pha của tín hiệu dao động nội được khoá với tín hiệu vào nên phải sử dụng tách sóng đồng bộ. Hơn nữa, kết quả của quá trình cộng hai tín hiệu và đưa đến bộ tách sóng quang tạo ra tín hiệu thông tin là tín hiệu dải nền nên không cần bộ giải điều chế. Vòng hồi tiếp AFC có chức năng ổn định tần số giữa hai tín hiệu.

Hình 4.9 Cấu hình bộ thu quang Coherent cơ bản.



(a) Bộ thu quang Heterodyne



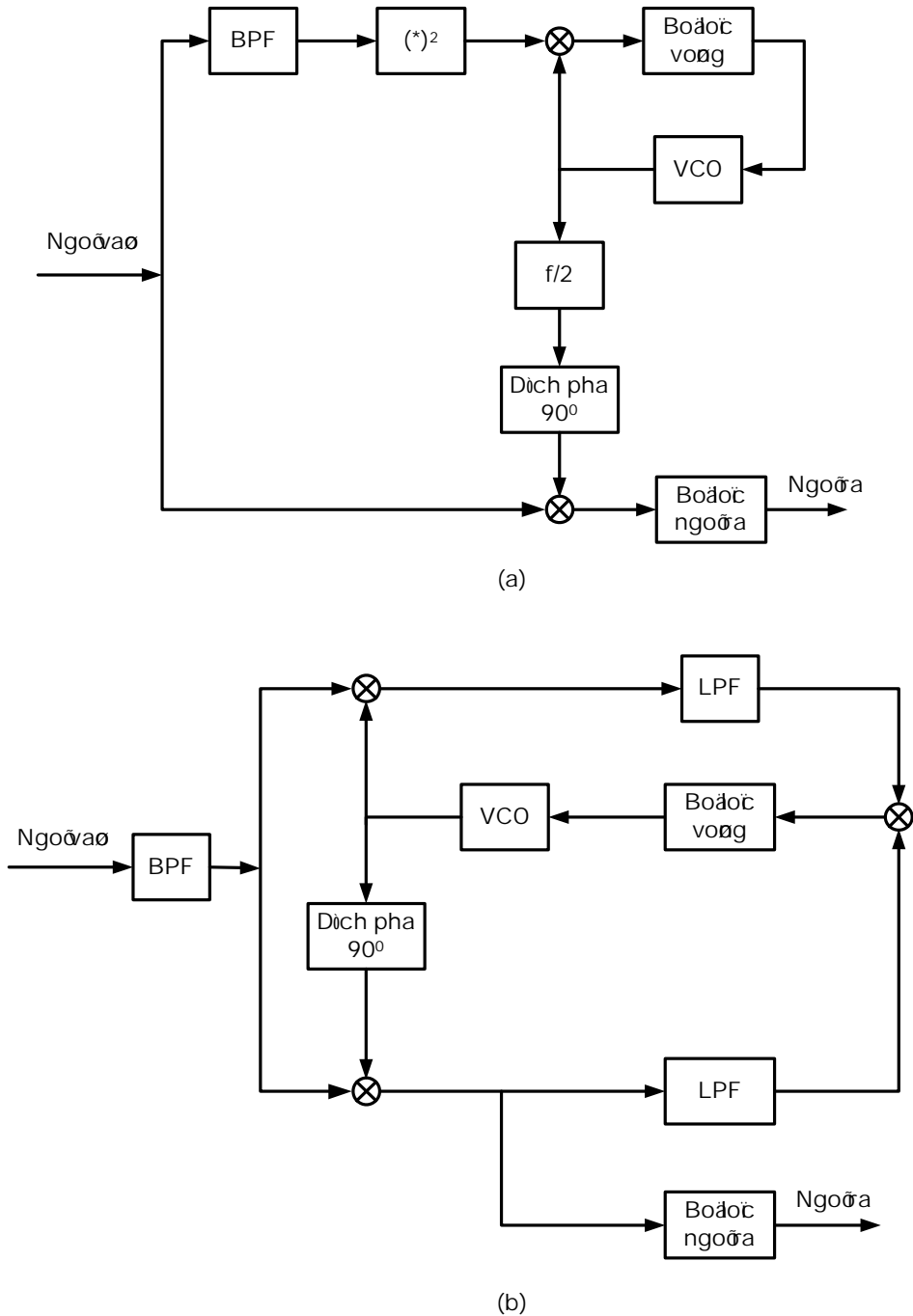
(b) Bộ thu quang Homodyne có khóa pha giữa tín hiệu dao động nội và tín hiệu vào

3. Tách sóng Heterodyne đồng bộ

Tách sóng Heterodyne đồng bộ được sử dụng cho giải điều chế PSK. Do đó với tách sóng này cần phải đánh giá được pha của tín hiệu IF để chuyển tín hiệu này thành tín hiệu dải nền. Do đó kỹ thuật khóa pha được sử dụng ở bộ thu để dò dao động pha giữa tín hiệu vào và tín hiệu của bộ dao động nội. Vì tín hiệu thông tin sẽ được xử lý trên sóng mang IF nên chúng ta chỉ cần xác định pha của tín hiệu trong miền điện. Do đó có thể sử dụng các kỹ thuật và các cấu hình vòng khóa pha PLL mà đã áp dụng trong thông tin cao tần và viba. Các kỹ thuật đã nghiên cứu cho giải điều chế PSK chủ yếu là xác định pha của tín hiệu vào. Hơn nữa giải điều chế PSK đồng bộ rất nhạy cảm với kỹ thuật tách sóng Heterodyne. Để đo được pha của tín hiệu PSK thì cần phải có pha tham khảo dựa trên pha trung bình của tín hiệu quang ngõ vào trong khoảng thời gian xác định. Do đó mục đích của việc sử dụng vòng khóa pha PLL là cung cấp giá trị tham khảo này với thời gian trung bình được xác định trong băng thông của vòng này.

Kỹ thuật vòng khoá pha theo qui luật bình phương (gọi là vòng bình phương) được minh họa ở hình 4.10(a).

Hình 4.10 Các kỹ thuật khôi phục sóng mang được sử dụng trong bộ thu quang Coherent PSK: (a) Vòng bình phương; (b) Vòng Costas.

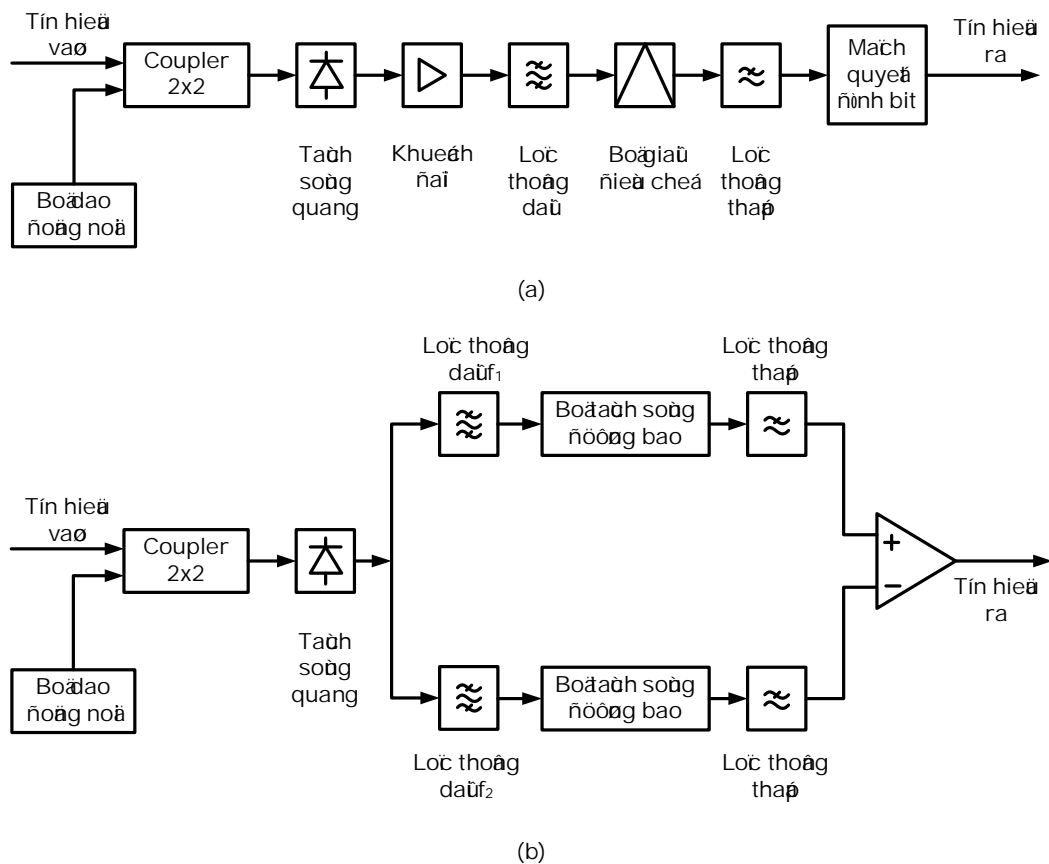


4. Tách sóng Heterodyne không đồng bộ

Kỹ thuật tách sóng không đồng bộ có thể áp dụng cho ASK và FSK với yêu cầu tối thiểu về sự ổn định độ rộng phổ và pha của laser. Tách sóng đường bao Heterodyne của tín hiệu ASK có thể thực hiện bằng cách sử dụng bộ lọc thông dải để nhận được tín hiệu trung tần, sau đó cho tín hiệu này qua bộ tách sóng đỉnh để khôi phục tín hiệu dải nền. Sơ đồ khối được minh họa ở hình 4.11(a).

Bằng cách sử dụng hai bộ lọc có tần số trung tâm của các kênh như tần số đã phát mã song song nhau có thể sử dụng để tách đường bao mỗi kênh cho tín hiệu FSK nhị phân. Cấu hình này được minh họa ở hình 4.11(b).

Hình 4.11 Tách sóng Heterodyne không đồng bộ: (a) Bộ thu sử dụng bộ tách sóng đường bao đơn ASK; (b) Bộ thu sử dụng bộ lọc đôi FSK. [1].

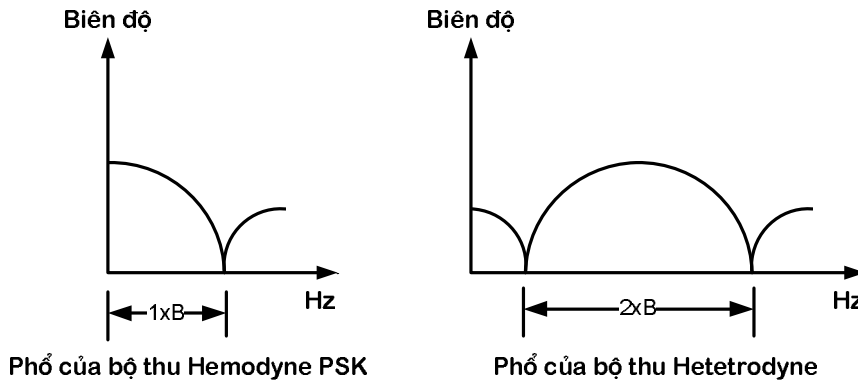


5. Tách sóng Homodyne

Tách sóng Homodyne không chỉ tăng được độ nhạy của bộ thu 3dB mà còn dễ dàng đạt được yêu cầu về băng thông của bộ thu. Hình 4.12 so sánh phổ ngõ ra của bộ tách sóng Homodyne PSK và Heterodyne PSK. Có thể thấy rằng tách sóng Homodyne chỉ yêu cầu băng thông của bộ thu tách sóng trực tiếp trong khi đó tách sóng Heterodyne yêu cầu ít nhất hai lần băng thông này và thường là ba hoặc bốn

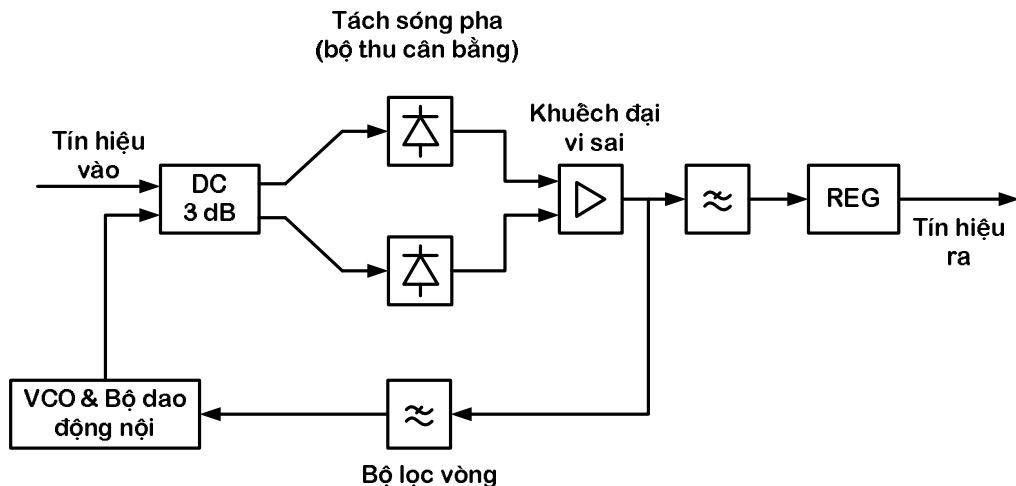
lần. Nhưng tách sóng quang Homodyne sử dụng nguồn phát và laser dao động nội độc lập nhau nên gặp phải một điều cực kỳ khó khăn để điều khiển sự khoá pha của hai tín hiệu này. Tức là độ lệch pha ϕ trong công thức (4.22) phải luôn giữ gần bằng 0 cho các bộ thu độ nhạy cao. Hơn nữa, nếu ϕ trôi đến giá trị $\pi/2$ thì dòng tín hiệu I_S ở ngõ ra sẽ bằng 0 và quá trình tách sóng sẽ kết thúc.

Hình 4.12 So sánh phổ của tín hiệu PSK ở ngõ ra của bộ tách sóng quang Homodyne và Heterodyne.



6. Vòng khoá pha trong máy thu quang Coherent

Hình 4.13 Bộ thu vòng khoá pha quang sóng mang dẫn đường (Pilot carrier).

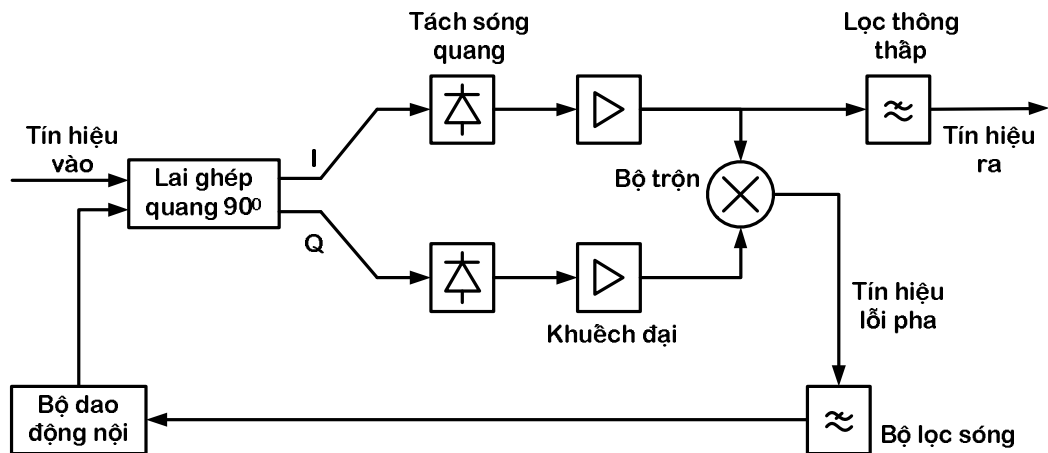


Cấu trúc vòng khoá pha quang minh họa ở hình 4.13 áp dụng kỹ thuật sóng mang dẫn đường (pilot carrier) sử dụng cho tách sóng quang homodyne PSK. Sóng mang dẫn đường này được tạo ra từ điều chế pha không hoàn toàn (pha nhỏ hơn 180°). Sóng mang dẫn đường cùng với tín hiệu vào được tổ hợp ở coupler định hướng DC (directional coupler) 3dB và sau đó được tách sóng bằng bộ thu cân bằng. Tín hiệu ngõ ra của bộ khuếch đại vi sai sẽ là hàm chệch lệch pha được sử dụng để

khoá pha bộ dao động nội dưới sự điều khiển của bộ VCO sau khi đi qua bộ lọc vòng. Lưu ý rằng công suất của bất kỳ sóng mang nào được sử dụng cho quá trình khoá pha đều trực tiếp làm giảm độ nhạy của bộ thu một lượng tương đương. Hơn nữa công suất của tín hiệu cần thiết để dò pha của sóng mang vào được xác định chính xác phụ thuộc vào nhiễu pha của laser nguồn và laser của bộ dao động nội được tổ hợp cũng như băng thông của PLL. Do đó, băng thông của vòng tối ưu sẽ cho lỗi pha nhỏ nhất và có thể làm tăng chất lượng của bộ thu quang homodyne.

Bộ thu Homodyne sử dụng vòng khóa pha Costas áp dụng cho tín hiệu điều chế PSK được minh họa ở hình 4.14. Tín hiệu tới bộ thu và tín hiệu dao động nội được tổ hợp ở bộ lai ghép quang (Optical Hybrid) sao cho hai tín hiệu này sẽ lệch pha 90° ở hai ngõ ra của bộ tách sóng quang.

Hình 4.14 Bộ thu vòng khoá pha quang Costas.



Hai tín hiệu ở ngõ ra của hai bộ tách sóng quang sẽ được khuếch đại, rồi nhân với nhau ở bộ Mixer. Pha của sóng mang sau đó sẽ được xác định ở bộ lọc thông thấp. Hơn nữa, tín hiệu điều khiển cũng được lọc và được sử dụng để điều chỉnh tần số của bộ dao động nội theo cách giống như đã áp dụng cho vòng khóa pha quang sóng mang dẫn đường. Tuy nhiên, sử dụng PLL quang Costas có ưu điểm là tất cả các mạch tín hiệu bé trước khi trộn (mixer) có thể được ghép AC (1 chiều) và do đó không bị tiêu tốn công suất truyền như trong linh kiện sóng mang dẫn đường.

III. TỈ SỐ LỖI BIT (BER) TRONG HỆ THỐNG THÔNG TIN QUANG COHERENT

1. Nhiễu trong máy thu quang Coherent

Theo biểu thức (4.20) và (4.21), dòng photon I_s tỉ lệ với $\sqrt{P_s}$ và được khuếch đại với hệ số $\sqrt{P_L}$. Với hệ số khuếch đại này là được quyết định bởi bộ dao động

nội nên bộ thu này không bị ảnh hưởng nhiều nhiệt của bộ tiền khuếch đại và nhiễu dòng tối của photodiode. Chính điều này làm cho bộ thu tách sóng Coherent có độ nhạy cao hơn bộ thu tách sóng trực tiếp.

Khi công suất tín hiệu dao động nội lớn hơn công suất tín hiệu tới bộ thu thì nguồn nhiễu chủ yếu trong tách sóng Coherent là nhiễu lượng tử của bộ dao động nội. Trong giới hạn này, nhiễu lượng tử có thể được biểu diễn dưới dạng nhiễu bắn và dòng nhiễu bắn bình phương trung bình của bộ dao động nội có dạng như sau:

$$\overline{i_{SL}^2} = 2eBI_{PL} \quad (4.23)$$

trong đó e là điện tích của electron; B băng thông của bộ thu; I_{PL} là dòng photon ở ngõ ra của photodiode ứng với công suất quang tới photodiode là P_L và có giá trị như sau (theo công thức 4.17):

$$I_{PL} = \frac{\eta e}{hf} P_L \quad (4.24-a)$$

Thế (4.24-a) vào (4.23) ta được:

$$\overline{i_{SL}^2} = \frac{2e^2 \eta B P_L}{hf} \quad (4.24-b)$$

Công suất S của tín hiệu tách sóng được là bình phương của dòng tín hiệu trung bình $\langle I_S \rangle$, từ (4.19) ta có:

$$S = \left(\frac{\eta e}{hf} \right)^2 P_S P_L \quad (4.25)$$

Từ (4.24) và (4.25) ta có tỉ số SNR của bộ thu tách sóng heterodyen lý tưởng có công suất ngõ ra của bộ dao động nội lớn (bỏ qua nhiễu nhiệt của bộ tiền khuếch đại và nhiễu dòng tối của photodiode):

$$\begin{aligned} \left(\frac{S}{N} \right)_{\text{heterodyne}} &= \left(\frac{\eta e}{hf} \right)^2 P_S P_L \Big/ \frac{2e^2 \eta B P_L}{hf} = \\ &= \frac{\eta P_S}{hf 2B} = \frac{\eta P_S}{hf B_{IF}} \end{aligned} \quad (4.26)$$

Phương trình (4.26) cho chúng ta biết giới hạn của nhiễu bắn của tách sóng heterodyne có bộ khuếch đại IF có băng thông là B_{IF} và giả sử là bằng $2B$ [1].

Dựa vào (4.26) chúng ta suy ra SNR giới hạn bởi nhiễu bắn của tách sóng homodyne như sau:

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{\text{homodyne}} = \frac{\eta P_S}{hf B} \quad (4.27)$$

Ví dụ 4.1:

Công suất tín hiệu quang vào bộ thu tách sóng homodyne hoạt động ở bước sóng $1,54\mu\text{m}$ là $-55,45\text{dBm}$. Khi photodiode của bộ thu có hiệu suất lượng tử là 86% ở bước sóng hoạt động này và SNR thu được là 12dB, hãy xác định băng thông hoạt động của bộ thu.

Giải:

Theo đề bài ta có:

$$P_s = -55,45\text{dBm} \text{ hay } P_s = 2,851\text{nW}$$

$$\text{SNR} = 12\text{dB} \text{ hay } \text{SNR} = 10^{1,2} = 15,85$$

Theo công thức (4.27) ta suy ra băng thông hoạt động của bộ thu homodyne:

$$\begin{aligned} B &= \frac{\eta P_s}{hf} \left(\frac{S}{N} \right)_{\text{homodyne}}^{-1} = \frac{\eta P_s \lambda}{hC} \left(\frac{S}{N} \right)_{\text{homodyne}}^{-1} \\ &= \frac{0,86 \cdot 2,851 \cdot 10^{-9} \cdot 1,54 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-1,2}}{6,626 \cdot 10^{-34} \cdot 2,998 \cdot 10^8} = 1,2\text{GHz} \end{aligned}$$

2. Tách sóng heterodyne ASK.

Dạng điều chế ASK hay OOK tương tự như truyền dẫn số trong hệ thống thông tin quang IM/DD. Tuy nhiên, việc phân tích tín hiệu và nhiễu trong bộ thu Heterodyne phức tạp hơn trong bộ thu IM/DD bởi vì ở ngõ ra của bộ tách sóng quang Heterodyne xuất hiện tín hiệu IF không phải là tín hiệu dải nền. Dòng điện IF ngõ ra bộ tách sóng quang $I_s(t)$ ở phương trình (4.20) có thể được viết lại dưới dạng:

$$I_s(t) = \begin{cases} I_{SH} \cos(\omega_{IF}t + \phi) & \text{bit 1} \\ 0 & \text{bit 0} \end{cases} \quad (4.28)$$

với:

$$I_{SH} = \frac{2\eta e}{hf} \sqrt{P_s P_L} \quad (4.29)$$

Để xác định nhiễu của tín hiệu IF ta giả sử rằng công suất tín hiệu của bộ dao động nội phải lớn hơn công suất của tín hiệu vào sao cho dòng nhiễu tổng xấp xỉ bằng:

$$\overline{i_{SL}^2} = \frac{2e^2 \eta P_L B}{hf} \quad (4.30)$$

Biểu thức (4.30) áp dụng cho cả bit 1 và bit 0. Giả sử thứ hai là dòng nhiễu $N(t)$ của IF được xem như là nhiễu băng hẹp:

$$N(t) = x(t) \cos(\omega_{IF}t) + y(t) \sin(\omega_{IF}t) \quad (4.31)$$

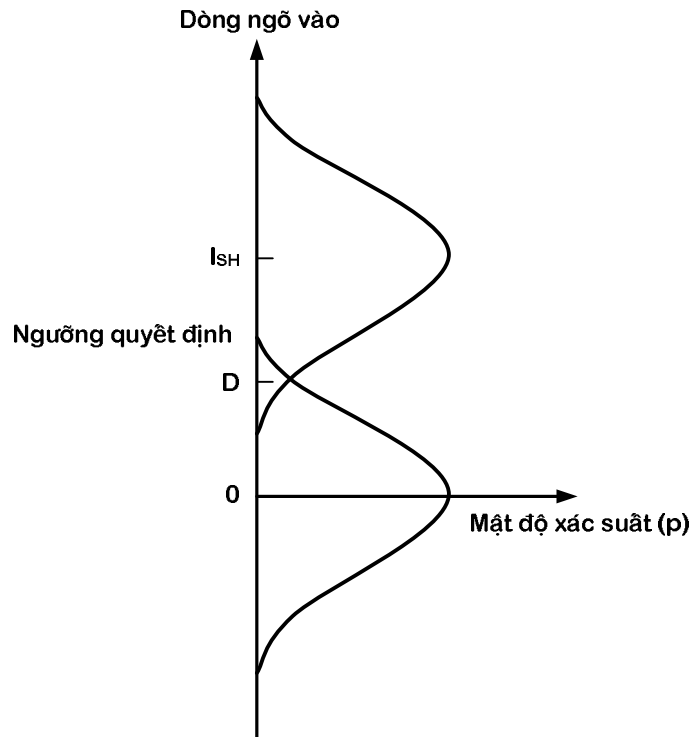
với $x(t)$ và $y(t)$ là hàm của thời gian có tốc độ thay đổi chậm hơn tín hiệu IF. Giá trị bình phương trung bình của $x(t)$ và $y(t)$ có thể được viết:

$$\overline{x^2(t)} = \overline{y^2(t)} = \overline{i_{SL}^2} \quad (4.32)$$

Đối với tách sóng heterodyne đồng bộ, bộ khuếch đại IF nằm ngay sau mạch giải điều chế có pha được đồng bộ với tín hiệu tham khảo $\cos(\omega_{IF}t)$. Do đó, điện áp $V_d(t)$ ở ngõ ra bộ tách sóng là:

$$V_d(t) = k[I_S(t) + x(t)] \quad (4.33)$$

Hình 4.15 Hàm mật độ xác suất của tách sóng ASK heterodyne đồng bộ.



Hàm mật độ xác suất của $V_d(t)$ của tín hiệu ASK có $I_S(t)$ được biểu diễn ở phương trình (4.28) được minh họa ở hình 4.15. Có thể thấy hàm mật độ xác suất này giống như trong hệ thống số IM/DD. Giả sử trường hợp này, mức ngưỡng quyết định tối ưu D nằm giữa dòng zero (trạng thái 0) và dòng tín hiệu đỉnh (trạng thái 1) như sau:

$$I_D \approx \frac{I_{SH}}{2} = \frac{\eta e}{hf} \sqrt{P_S P_L} \quad (4.34)$$

Biểu thức (4.33), là ngõ ra của bộ tách sóng quang, bây giờ có thể xem như là tín hiệu dải nền và phân bố nhiễu. Do đó việc phân tích BER có thể theo phương pháp như đã trình bày trong hệ thống IM/DD ở trong cuốn "Hệ thống thông tin quang" - tập 1. Vì vậy xác suất lỗi $P(e)$ của tách sóng ASK heterodyne đồng bộ được viết như sau:

$$P(e) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{|I_{SH} - I_D|}{\sqrt{2(i_{SL}^2)}} \right) + \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{|0 - I_D|}{\sqrt{2(i_{SL}^2)}} \right) \right] \quad (4.35)$$

Thế giá trị I_D từ phương trình (4.34) vào (4.35) ta được:

$$\begin{aligned} P(e) &= \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{|I_{SH}/2|}{\sqrt{2(i_{SL}^2)}} \right) + \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{|-I_{SH}/2|}{\sqrt{2(i_{SL}^2)}} \right) \right] = \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{|I_{SH}|}{2\sqrt{2(i_{SL}^2)}} \right) \end{aligned} \quad (4.36)$$

Cuối cùng thế giá trị của I_{SH} và i_{SL}^2 vào (4.36) và thay B bằng B_{IF} vì tín hiệu chúng ta đang khảo sát là tín hiệu IF có băng thông B_{IF} ta có:

$$\begin{aligned} P(e) &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{2\eta e \sqrt{P_S P_L}}{hf} \bigg/ 2\sqrt{2 \frac{2e^2 \eta P_L B_{IF}}{fh}} \right] = \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\eta P_S}{4hfB_{IF}}} \right) \end{aligned} \quad (4.37)$$

Gọi R_T là tốc độ truyền dẫn của hệ thống có xác suất lỗi $P(e)$, ta có quan hệ giữa R_T và B_{IF} là [1]:

$$R_T = 2B \approx B_{IF} \quad (4.38)$$

Do đó biểu thức (4.37) trở thành:

$$P(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\eta P_S}{4hfR_T}} \right) \quad (4.39)$$

Biểu thức này được sử dụng để đánh giá chất lượng của hệ thống tách sóng ASK heterodyne đồng bộ bị giới hạn bởi nhiễu bắn (shot noise).

Đối với tách sóng ASK heterodyne không đồng bộ, xác suất lỗi bị giới hạn bởi nhiễu bắn được xác định dưới điều kiện tương tự như trên và được xác định bởi [1]:

$$P(e) \approx \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{I_{SH}^2}{8(i_{SL}^2)} \right] \quad (4.40)$$

Thế giá trị của I_{SH} và i_{SL}^2 vào (4.40), sau đó rút gọn ta được:

$$P(e) \approx \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{\mu P_S}{4hfR_T} \right) \quad (4.41)$$

Lưu ý, ta có biểu thức xấp xỉ $\operatorname{erfc}(u) \approx \exp(-u^2)$ với điều kiện u lớn, nên biểu thức (4.41) được viết gần đúng như biểu thức (4.39).

3. Tách sóng heterodyne FSK

Xác suất lỗi trong tách sóng FSK heterodyne đồng bộ bị giới hạn do nhiễu bản và nhiễu lượng tử [1]. Hai thành phần tần số để truyền bit 1 và bit 0 giả sử là ω_1 và ω_2 :

$$I_S(t) = \begin{cases} I_{SH} \cos(\omega_1 + \phi) & \text{bit 1} \\ I_{SH} \cos(\omega_2 + \phi) & \text{bit 0} \end{cases} \quad (4.42)$$

với I_{SH} được định nghĩa như biểu thức (4.29) và f là một hàm theo thời gian, đặc trưng cho nhiễu pha của laser bán dẫn. Giả sử bỏ qua ảnh hưởng của nhiễu pha, tức là chỉ khảo sát tách sóng chỉ bị giới hạn bởi nhiễu bản.

Giả sử tín hiệu $I_S(t)$ thu được từ hai bộ thu có tần số cộng hưởng với ω_1 và ω_2 và điện áp ngõ ra tương ứng của bộ thu 1 và 2 là V_1 và V_2 . Ngoài ra còn giả sử hai bộ thu sử dụng bộ chọn lọc tần số lý tưởng, tức là không có nhiễu xuyên kênh giữa ω_1 và ω_2 , hay nói cách khác điện áp được tạo ra chỉ bị ảnh hưởng bởi nhiễu bản. Do đó, hàm mật độ xác suất ở ngõ ra của bộ thu 1 là:

$$p_1(V) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(i_{SL}^2)}} \exp\left[-\frac{(I_{SH} - V_1)^2}{2(i_{SL}^2)}\right] \quad (4.43)$$

Giả sử công suất ngõ ra của bộ dao động nội lớn hơn công suất của tín hiệu vào sao cho dòng nhiễu tổng cộng xấp xỉ bằng $\overline{i_{SL}^2}$. Nhiễu ngõ ra bộ thu 2 có thể được viết:

$$p_2(V) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(i_{SL}^2)}} \exp\left[-\frac{V_2^2}{2(i_{SL}^2)}\right] \quad (4.44)$$

Lỗi xảy ra khi $V_2 > V_1$, khi đó xác suất lỗi $P(e)$ tương đương với xác suất trong trường hợp $V_1 - V_2 < 0$. Từ đó ta có kết quả [1]:

$$P(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_{SH}}{2\sqrt{i_{SL}^2}}\right) \quad (4.45)$$

Thế các giá trị I_{SH} và $\overline{i_{SL}^2}$ vào (4.45) và bằng thông B trong trường hợp tách sóng heterodyne là B_{IF} bằng với tốc độ bit R_T , ta được biểu thức xác suất lỗi như sau:

$$P(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\eta P_s}{2hfR_T}}\right) \quad (4.46)$$

So sánh phương trình (4.46) với (4.39) ta thấy rằng tách sóng FSK heterodyne đồng bộ có độ nhạy cao hơn so với tách sóng ASK heterodyne đồng bộ 3dB. Sự cải thiện độ nhạy này của dạng điều chế FSK là do sử dụng hai tần số [1].

Đối với tách sóng FSK heterodyne không đồng bộ hay tách sóng đường bao thì xác suất lỗi bị giới hạn bởi nhiễu bản được xác định theo biểu thức sau:

$$P(e) \approx \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{I_{SH}^2}{4(i_{SL}^2)}\right] \quad (4.47)$$

Và sau khi thế các giá trị cần thiết vào ta được:

$$P(e) \approx \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\mu P_s}{2hfR_T}\right) \quad (4.48)$$

Kết quả này xấp xỉ bằng với tách sóng FSK heterodyne đồng bộ.

4. Tách sóng heterodyne PSK

Ở dạng điều chế này thông tin được truyền đi bằng một sóng mang có hai pha khác nhau, một pha ứng với bit 1 và một pha khác ứng với bit 0. Sự khác pha này thường có giá trị là π và biểu thức minh họa dạng điều chế này như sau:

$$I_S(t) = \begin{cases} I_{SH} \cos(\omega_{IF} + \phi), & \text{bit 1} \\ I_{SH} \cos(\omega_{IF} + \pi + \phi), & \text{bit 0} \end{cases} \quad (4.49-a)$$

Hay:

$$I_S(t) = \begin{cases} I_{SH} \cos(\omega_{IF} + \phi), & \text{bit 1} \\ -I_{SH} \cos(\omega_{IF} + \phi), & \text{bit 0} \end{cases} \quad (4.49-b)$$

Do đó tín hiệu $I_S(t)$ được tách sóng đồng bộ có giá trị dương đối với bit 1 và có giá trị âm đối với bit 0. Trong trường hợp này, ngưỡng quyết định tối ưu là $I_D = 0$ thay vì $I_D \approx \frac{I_{SH}}{2}$ trong tách sóng ASK đồng bộ. Lập luận tương tự ta có biểu thức tính xác suất lỗi như sau [1]:

$$P(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_{SH}}{\sqrt{2i_{SL}^2}}\right) \quad (4.50)$$

Hay:

$$P(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\eta P_s}{hfR_T}}\right) \quad (4.51)$$

Như vậy có thể thấy rằng tách sóng PSK heterodyne đồng bộ có độ nhạy cao hơn 3dB so với tách sóng FSK heterodyne đồng bộ và 6dB so với tách sóng ASK

heterodyne đồng bộ. Tuy nhiên, đối với hệ thống PSK, thực tế chỉ cần sự dao động pha rất nhỏ ở bộ phát cũng có thể làm giảm đáng kể độ nhạy ở đầu thu. [1]

Xác suất lỗi trong hệ thống tách sóng DPSK heterodyne không đồng bộ được xác định như sau:

$$P(e) \approx \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{I_{SH}^2}{2(i_{SL}^2)}\right] \quad (4.52)$$

Hay:

$$P(e) \approx \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\mu P_s}{hfR_T}\right) \quad (4.53)$$

5. Tách sóng Homodyne ASK và PSK

Trong ba dạng điều chế cơ bản, các tín hiệu ASK và PSK có thể sử dụng giải điều chế theo kiểu tách sóng homodyne. Cả tần số và pha của tín hiệu ngõ ra của bộ dao động nội có thể được đồng bộ với tín hiệu sóng mang tới bộ thu.

Tách sóng homodyne có thể giảm băng thông yêu cầu nhưng cải thiện được độ nhạy 3dB so với tách sóng heterodyne ASK. Xác suất lỗi của tách sóng homodyne ASK có thể dựa trên biểu thức (4.36). Trong biểu thức này, thành phần $\overline{i_{SL}^2}$ giảm một nửa vì băng thông trong tách sóng homodyne là băng thông của tín hiệu dải nền bằng một nửa băng thông IF. Do đó xác suất lỗi của tách sóng homodyne ASK như sau:

$$P(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{|I_{SH}|}{2\sqrt{2(i_{SL}^2/2)}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{|I_{SH}|}{2\sqrt{(i_{SL}^2)}}\right) \quad (4.54)$$

Còn thành phần công suất tín hiệu trong tách sóng homodyne giữ giống như trong tách sóng heterodyne. Do đó, thế các giá trị của I_{SH} và $\overline{i_{SL}^2}$ vào (4.54), ta được:

$$P(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\eta P_s}{2hfR_T}}\right) \quad (4.55)$$

Trong trường hợp này, tốc độ bit bằng băng thông của tín hiệu dải nền.

Đối với tách sóng homodyne PSK, xác suất lỗi có thể dựa trên biểu thức (4.50) và sửa đổi giống như trường hợp của tách sóng homodyne ASK, ta được:

$$P(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_{SH}}{\sqrt{i_{SL}^2}}\right) \quad (4.56)$$

Và sau khi thế các giá trị của I_{SH} và $\overline{i_{SL}^2}$ vào (4.56), ta được kết quả:

$$P(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2\eta P_s}{hfR_T}} \right) \tag{4.57}$$

Kết quả theo phương trình (4.57) cho thấy xác suất lỗi là thấp nhất và độ nhạy ở bộ thu là cao nhất trong tất cả các cơ chế tách sóng Coherent.

6. Hàm xác suất lỗi

Hàm lỗi *erf* (error function) được định nghĩa như sau:

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-u^2) du \tag{4.58}$$

Hàm lỗi bù *erfc* (complementary error function) được định nghĩa như sau:

$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp(-u^2) du \tag{4.59}$$

Hàm xác suất lỗi được định nghĩa như sau:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \tag{4.60}$$

Từ (4.59) và (4.60) suy ra quan hệ giữa *Q(x)* và *erfc(x)* như sau:

$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{x}{\sqrt{2}} \right) \tag{4.61}$$

hay

$$\operatorname{erfc}(x) = 2Q(x\sqrt{2}) \tag{4.62}$$

Giá trị của hàm xác suất lỗi có thể xác định dưới dạng bảng hoặc đồ thị.

Trong cuốn sách này xin trình bày bảng của hàm *Q(x)*.

Bảng 4.1 Bảng xác suất lỗi của hàm *Q(x)*

<i>x</i>	<i>Q(x)</i>										Hệ số nhân
	0,00	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09	
0,0	0,5000	0,4960	0,4920	0,4880	0,4840	0,4801	0,4761	0,4721	0,4681	0,4641	
0,1	0,4602	0,4562	0,4522	0,4483	0,4443	0,4404	0,4364	0,4325	0,4286	0,4247	
0,2	0,4207	0,4168	0,4129	0,4090	0,4052	0,4013	0,3974	0,3936	0,3897	0,3859	
0,3	0,3821	0,3783	0,3745	0,3707	0,3669	0,3632	0,3594	0,3557	0,3520	0,3483	
0,4	0,3446	0,3409	0,3372	0,3336	0,3300	0,3264	0,3228	0,3192	0,3156	0,3121	
0,5	0,3085	0,3050	0,3015	0,2981	0,2946	0,2912	0,2877	0,2843	0,2810	0,2776	
0,6	0,2743	0,2709	0,2676	0,2643	0,2611	0,2578	0,2546	0,2514	0,2483	0,2451	
0,7	0,2420	0,2389	0,2358	0,2327	0,2296	0,2266	0,2236	0,2206	0,2177	0,2148	

x	Q(x)										Hệ số nhân
	0,00	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09	
0,8	0,2119	0,2090	0,2061	0,2033	0,2005	0,1977	0,1949	0,1922	0,1894	0,1867	
0,9	0,1841	0,1814	0,1788	0,1762	0,1736	0,1711	0,1685	0,1660	0,1635	0,1611	
1,0	0,1587	0,1562	0,1539	0,1515	0,1492	0,1469	0,1446	0,1423	0,1401	0,1379	
1,1	0,1357	0,1335	0,1314	0,1292	0,1271	0,1251	0,1230	0,1210	0,1190	0,1170	
1,2	0,1151	0,1131	0,1112	0,1093	0,1075	0,1056	0,1038	0,1020	0,1003	0,0985	
1,3	0,0968	0,0951	0,0934	0,0918	0,0901	0,0885	0,0869	0,0853	0,0838	0,0823	
1,4	0,0808	0,0793	0,0778	0,0764	0,0749	0,0735	0,0721	0,0708	0,0694	0,0681	
1,5	0,0668	0,0655	0,0643	0,0630	0,0618	0,0606	0,0594	0,0582	0,0571	0,0559	
1,6	0,0548	0,0537	0,0526	0,0516	0,0505	0,0495	0,0485	0,0475	0,0465	0,0455	
1,7	0,0446	0,0436	0,0427	0,0418	0,0409	0,0401	0,0392	0,0384	0,0375	0,0367	
1,8	0,0359	0,0351	0,0344	0,0336	0,0329	0,0322	0,0314	0,0307	0,0301	0,0294	
1,9	0,0287	0,0281	0,0274	0,0268	0,0262	0,0256	0,0250	0,0244	0,0239	0,0233	
2,0	0,0228	0,0222	0,0217	0,0212	0,0207	0,0202	0,0197	0,0192	0,0188	0,0183	
2,1	0,0179	0,0174	0,0170	0,0166	0,0162	0,0158	0,0154	0,0150	0,0146	0,0143	
2,2	0,0139	0,0136	0,0132	0,0129	0,0125	0,0122	0,0119	0,0116	0,0113	0,0110	
2,3	0,0107	0,0104	0,0102	0,0099	0,0096	0,0094	0,0091	0,0089	0,0087	0,0084	
2,4	0,0082	0,0080	0,0078	0,0075	0,0073	0,0071	0,0069	0,0068	0,0066	0,0064	
2,5	0,0062	0,0060	0,0059	0,0057	0,0055	0,0054	0,0052	0,0051	0,0049	0,0048	
2,6	0,0047	0,0045	0,0044	0,0043	0,0041	0,0040	0,0039	0,0038	0,0037	0,0036	
2,7	0,0035	0,0034	0,0033	0,0032	0,0031	0,0030	0,0029	0,0028	0,0027	0,0026	
2,8	0,0026	0,0025	0,0024	0,0023	0,0023	0,0022	0,0021	0,0021	0,0020	0,0019	
2,9	0,0019	0,0018	0,0018	0,0017	0,0016	0,0016	0,0015	0,0015	0,0014	0,0014	
3,0	0,0013	0,0013	0,0013	0,0012	0,0012	0,0011	0,0011	0,0011	0,0010	0,0010	
3,1	0,9676	0,9354	0,9043	0,8740	0,8447	0,8164	0,7888	0,7622	0,7364	0,7114	*1,0e-03
3,2	0,6871	0,6637	0,6410	0,6190	0,5976	0,5770	0,5571	0,5377	0,5190	0,5009	*1,0e-03
3,3	0,4834	0,4665	0,4501	0,4342	0,4189	0,4041	0,3897	0,3758	0,3624	0,3495	*1,0e-03
3,4	0,3369	0,3248	0,3131	0,3018	0,2909	0,2803	0,2701	0,2602	0,2507	0,2415	*1,0e-03
3,5	0,2326	0,2241	0,2158	0,2078	0,2001	0,1926	0,1854	0,1785	0,1718	0,1653	*1,0e-03
3,6	0,1591	0,1531	0,1473	0,1417	0,1363	0,1311	0,1261	0,1213	0,1166	0,1121	*1,0e-03
3,7	0,1078	0,1036	0,0996	0,0957	0,0920	0,0884	0,0850	0,0816	0,0784	0,0753	*1,0e-03
3,8	0,7235	0,6948	0,6673	0,6407	0,6152	0,5906	0,5669	0,5442	0,5223	0,5012	*1,0e-04
3,9	0,4810	0,4615	0,4427	0,4247	0,4074	0,3908	0,3747	0,3594	0,3446	0,3304	*1,0e-04
4,0	0,3167	0,3036	0,2910	0,2789	0,2673	0,2561	0,2454	0,2351	0,2252	0,2157	*1,0e-04
4,1	0,2066	0,1978	0,1894	0,1814	0,1737	0,1662	0,1591	0,1523	0,1458	0,1395	*1,0e-04
4,2	0,1335	0,1277	0,1222	0,1168	0,1118	0,1069	0,1022	0,0977	0,0934	0,0893	*1,0e-04
4,3	0,8540	0,8163	0,7801	0,7455	0,7124	0,6807	0,6503	0,6212	0,5934	0,5668	*1,0e-05

x	Q(x)										Hệ số nhân
	0,00	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09	
4,4	0,5413	0,5169	0,4935	0,4712	0,4498	0,4294	0,4098	0,3911	0,3732	0,3561	*1,0e-05
4,5	0,3398	0,3241	0,3092	0,2949	0,2813	0,2682	0,2558	0,2439	0,2325	0,2216	*1,0e-05
4,6	0,2112	0,2013	0,1919	0,1828	0,1742	0,1660	0,1581	0,1506	0,1434	0,1366	*1,0e-05
4,7	0,1301	0,1239	0,1179	0,1123	0,1069	0,1017	0,0968	0,0921	0,0876	0,0834	*1,0e-05
4,8	0,7933	0,7547	0,7178	0,6827	0,6492	0,6173	0,5869	0,5580	0,5304	0,5042	*1,0e-06
4,9	0,4792	0,4554	0,4327	0,4111	0,3906	0,3711	0,3525	0,3348	0,3179	0,3019	*1,0e-06
5,0	0,2867	0,2722	0,2584	0,2452	0,2328	0,2209	0,2096	0,1989	0,1887	0,1790	*1,0e-06
5,1	0,1698	0,1611	0,1528	0,1449	0,1374	0,1302	0,1235	0,1170	0,1109	0,1051	*1,0e-06
5,2	0,9964	0,9442	0,8946	0,8476	0,8029	0,7605	0,7203	0,6821	0,6459	0,6116	*1,0e-07
5,3	0,5790	0,5481	0,5188	0,4911	0,4647	0,4398	0,4161	0,3937	0,3724	0,3523	*1,0e-07
5,4	0,3332	0,3151	0,2980	0,2818	0,2664	0,2518	0,2381	0,2250	0,2127	0,2010	*1,0e-07
5,5	0,1899	0,1794	0,1695	0,1601	0,1512	0,1428	0,1349	0,1274	0,1203	0,1135	*1,0e-07
5,6	0,1072	0,1012	0,0955	0,0901	0,0850	0,0802	0,0757	0,0714	0,0673	0,0635	*1,0e-07
5,7	0,5990	0,5649	0,5326	0,5022	0,4734	0,4462	0,4206	0,3964	0,3735	0,3519	*1,0e-08
5,8	0,3316	0,3124	0,2942	0,2771	0,2610	0,2458	0,2314	0,2179	0,2051	0,1931	*1,0e-08
5,9	0,1818	0,1711	0,1610	0,1515	0,1425	0,1341	0,1261	0,1186	0,1116	0,1049	*1,0e-08
6,0	0,9866	0,9276	0,8721	0,8198	0,7706	0,7242	0,6806	0,6396	0,6009	0,5646	*1,0e-09
6,1	0,5303	0,4982	0,4679	0,4394	0,4126	0,3874	0,3637	0,3414	0,3205	0,3008	*1,0e-09
6,2	0,2823	0,2649	0,2486	0,2332	0,2188	0,2052	0,1925	0,1805	0,1693	0,1587	*1,0e-09
6,3	0,1488	0,1395	0,1308	0,1226	0,1149	0,1077	0,1009	0,0945	0,0885	0,0829	*1,0e-09
6,4	0,7769	0,7276	0,6814	0,6380	0,5974	0,5593	0,5235	0,4900	0,4586	0,4292	*1,0e-10
6,5	0,4016	0,3758	0,3515	0,3288	0,3076	0,2877	0,2690	0,2516	0,2352	0,2199	*1,0e-10
6,6	0,2056	0,1922	0,1796	0,1678	0,1568	0,1465	0,1369	0,1279	0,1195	0,1116	*1,0e-10
6,7	0,1042	0,0973	0,0909	0,0848	0,0792	0,0739	0,0690	0,0644	0,0601	0,0561	*1,0e-10
6,8	0,5231	0,4880	0,4552	0,4246	0,3960	0,3692	0,3443	0,3210	0,2993	0,2790	*1,0e-11
6,9	0,2600	0,2423	0,2258	0,2104	0,1960	0,1826	0,1701	0,1585	0,1476	0,1374	*1,0e-11
7,0	0,1280	0,1192	0,1109	0,1033	0,0961	0,0895	0,0833	0,0775	0,0721	0,0671	*1,0e-11
7,1	0,6238	0,5802	0,5396	0,5018	0,4667	0,4339	0,4034	0,3750	0,3486	0,3240	*1,0e-12
7,2	0,3011	0,2798	0,2599	0,2415	0,2243	0,2084	0,1935	0,1797	0,1669	0,1550	*1,0e-12
7,3	0,1439	0,1336	0,1240	0,1151	0,1068	0,0991	0,0920	0,0853	0,0791	0,0734	*1,0e-12
7,4	0,6809	0,6315	0,5856	0,5430	0,5034	0,4667	0,4326	0,4010	0,3716	0,3444	*1,0e-13
7,5	0,3191	0,2956	0,2739	0,2537	0,2350	0,2176	0,2015	0,1866	0,1728	0,1600	*1,0e-13

Dưới đây đưa ra một số ví dụ để giúp hiểu được cách sử dụng bảng 4.1.

Ví dụ 4.2:

Hãy xác định x để $BER = 10^{-9}$.

Giải:

$BER = 10^{-9}$ tức là $Q(x) = 10^{-9}$. Ta tìm trong bảng 4.1 xem ở ô nào có giá trị gần bằng 1 ứng với dòng có hệ số (Multi-factor) bằng $1,0e-9$ hoặc ô nào có giá trị gần bằng 0,1 ứng với dòng có hệ số bằng $1,0e-8$ vì $Q(x) = 10^{-9} = 1 \times 10^{-9} = 0,1 \times 10^{-8}$.

Tra bảng ta thấy ô tương ứng với $x = 6,0 + 0,00$.

Vậy $x = 6$.

Ta xét một ví dụ nữa.

Ví dụ 4.3:

Hãy xác định x để $BER = 10^{-12}$.

Giải:

$BER = 10^{-12}$ tức là $Q(x) = 10^{-12}$. Ta tìm trong bảng 4.1 xem ở ô nào có giá trị gần bằng 1 ứng với dòng có hệ số (Multi-factor) bằng $1,0e-12$ hoặc ô nào có giá trị gần bằng 0,1 ứng với dòng có hệ số bằng $1,0e-11$ vì $Q(x) = 10^{-12} = 1 \times 10^{-12} = 0,1 \times 10^{-11}$.

Tra bảng ta thấy ô tương ứng với $x = 7,0 + 0,03$.

Vậy $x = 7,03$.

Lưu ý là chọn ô nào có sai số là nhỏ nhất, tức là độ sai lệch giữa $Q(x)$ đã biết với giá trị ô mình chọn là nhỏ nhất.

Ngược lại, khi có x chúng ta có thể xác định BER.

Ví dụ 4.4:

Hãy xác định $Q(x)$ nếu $x = 5$.

Giải:

Theo đề bài:

$x = 5$ tức là $x = 5,0 + 0,00$

Từ bảng 4.1, ta xác định ô giao giữa hàng $x = 5,0$ và cột $x = 0,00$ và kết quả có được là:

$Q(5) = 0,2867 \times 10^{-6}$ (vì dòng này có hệ số (Multi-factor) là $1,0e-6$)

7. So sánh độ nhạy của các hệ thống Coherent

Bảng 4.2 sẽ tổng kết xác suất lỗi các cơ chế tách sóng của các dạng điều chế tín hiệu. Ngoài ra cũng so sánh các phương pháp tách sóng Coherent với bộ thu tách sóng trực tiếp để chúng ta có cái nhìn tổng quan về các phương pháp điều chế và tách sóng. Trong bảng 4.2, có đưa kết quả ví dụ về số photon trung bình/bit cần thiết để duy trì BER = 10⁻⁹ và giả sử photodiode là lý tưởng, tức là kết quả có được với η = 1. Riêng với điều chế ASK, số photon trung bình phải tính trên chu kỳ của hai bit vì bit 0 không có ánh sáng truyền. Do đó số photon trên bit 1 phải tăng gấp đôi để có được BER = 10⁻⁹. Tuy nhiên điều này không xảy ra đối với dạng điều chế FSK và PSK.

Số photon trung bình/bit trong bảng 4.2 được xác định từ công thức xác suất lỗi tương ứng ở một giá trị BER cho trước. Tuy nhiên, chúng ta cũng phải định nghĩa số photon trên một bit đến bộ thu. Nếu gọi N_P là số photon đến bộ thu trong khoảng thời gian một bit thì chúng ta có biểu thức sau:

$$N_P = \frac{P_S}{hfR_T} \tag{4.63}$$

Trong đó P_S là công suất quang đến photodiode; R_T là tốc độ bit hoạt động của hệ thống.

Hơn nữa để tiện lợi ta có thể biểu diễn các biểu thức (4.26) và (4.27) theo đại lượng N_P, trong đó R_T = 2B = B_{IF}:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Heterodyne}} = \frac{\eta P_S}{hfR_T} = \eta N_P \tag{4.64}$$

Và:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{homodyne}} = \frac{\eta P_S}{hf(R_T/2)} = 2\eta N_P \tag{4.65}$$

Bảng 4.2 Bảng so sánh độ nhạy của các bộ thu quang [1]

Bộ thu Điều chế	Tách sóng Homodyne	Heterodyne		Tách sóng trực tiếp
		Tách sóng đồng bộ	Tách sóng không đồng bộ	
ASK Số photon trung bình/bit	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\eta N_P}{2}}\right)$ 18	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\eta N_P}{4}}\right)$ 36	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\eta N_P}{4}\right)$ 40	$\frac{1}{2} \exp(-\eta N_P)$ 10.4
FSK Số photon trung bình/bit	X	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\eta N_P}{2}}\right)$ 36	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\eta N_P}{2}\right)$ 40	X

Bộ thu Điều chế	Tách sóng Homodyne	Heterodyne		Tách sóng trực tiếp
		Tách sóng đồng bộ	Tách sóng không đồng bộ	
PSK Số photon trung bình/bit	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{2\eta N_P})$ 9	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\eta N_P})$ 18	$\frac{1}{2} \exp(-\eta N_P)$ 20	

Ví dụ dưới đây minh họa cách tính số photon trung bình/bit của các phương pháp tách sóng khác nhau.

Ví dụ 4.5:

Hãy tính số photon thu được trên một bit để duy trì BER = 10^{-9} trong các trường hợp sau:

- Tách sóng heterodyne đồng bộ ASK.
- Tách sóng heterodyne không đồng bộ ASK.
- Tách sóng homodyne PSK.

Giả sử các bộ thu nhị phân đều lý tưởng.

Giải:

- Đối với tách sóng heterodyne đồng bộ ASK, ta có xác suất lỗi được tính như sau:

$$P(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\eta N_P}{4}}\right)$$

Hay:

$$P(e) = Q\left(\sqrt{\frac{\eta N_P}{2}}\right)$$

Theo đề bài $P(e) = 10^{-9}$, tra bảng 4.1 ta được $\sqrt{\frac{\eta N_P}{2}} = 6$.

Giả sử bộ thu lý tưởng, nên $\eta = 1$ và suy ra $\frac{N_P}{2} = 36$ hay $N_P = 72$.

Tuy nhiên, với điều chế ASK 72 hạt photon này là tính trên chu kỳ hai bit. Giả sử số photon bằng nhau trên hai bit (bit 1 và bit 0), từ đó suy ra số photon trung bình trên một bit là 36.

- Đối với tách sóng heterodyne không đồng bộ ASK, ta có xác suất lỗi được tính như sau:

$$P(e) = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\eta N_p}{4}\right)$$

Theo đề bài $P(e) = 10^{-9}$, suy ra $\exp\left(-\frac{N_p}{4}\right) = 2 \cdot 10^{-9}$ ($\eta = 1$).

Do đó: $\frac{N_p}{4} \approx 20$ và $N_p = 80$.

Từ đó suy ra số photon trung bình trên một bit trong trường hợp này là 40.

c) Đối với tách sóng homodyne PSK xác suất lỗi được tính như sau:

Theo yêu cầu $P(e) = 10^{-9}$ và $\eta = 1$ suy ra: $\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{2N_p}) = Q(\sqrt{4N_p}) = 10^{-9}$

Tra bảng ta được: $\sqrt{4N_p} = 6$.

Suy ra: $N_p = 36/4 = 9$.

Từ bảng 4.2 trên, chúng ta rút ra công thức tổng quát xác định xác suất lỗi của tách sóng heterodyne đồng bộ và homodyne như sau:

$$P(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{KZ\eta N_p}{4}}\right) \tag{4.66}$$

với K là hằng số, K = 1 đối với tách sóng heterodyne đồng bộ và K = 2 đối với tách sóng homodyne. Hằng số Z xác định kiểu điều chế: với ASK thì Z = 1, với FSK thì Z = 2, với PSK thì Z = 4.

Ví dụ 4.6:

Hãy xác định mức công suất quang ngõ vào tối thiểu để tách tín hiệu FSK 400Mbit/s ở BER = 10^{-9} sử dụng bộ thu heterodyne đồng bộ lý tưởng hoạt động ở bước sóng 1,55 μ m.

Giải:

Đối với tách sóng heterodyne đồng bộ FSK, áp dụng biểu thức (4.66) với K = 1, Z = 2. Do đó:

$$10^{-9} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{N_p}{2}}\right) = Q(\sqrt{N_p})$$

Tra bảng 4.1, suy ra: $\sqrt{N_p} = 6$. Từ đó ta tính được: $N_p = 36$.

Từ công thức (4.63), ta có:

$$P_s = N_p \cdot hfR_T = \frac{N_p h c R_T}{\lambda} \tag{4.67}$$

Thế số vào (4.69) ta được kết quả:

$$P_s = \frac{36.6,626.10^{-34} \cdot 3.10^8 \cdot 400.10^6}{1,55.10^{-6}} = 1,8\text{nW}$$

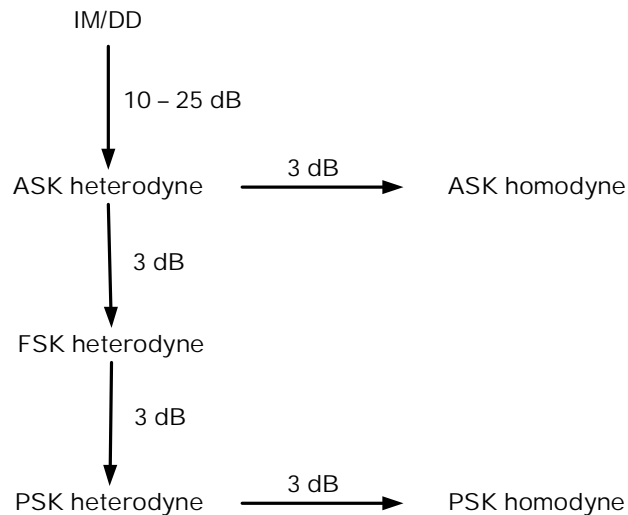
Hay:

$$P_s = -57,4\text{dBm.}$$

Như vậy mức công suất đỉnh tối thiểu cần thiết để duy trì BER = 10^{-9} là -57,4dBm.

Hình 4.16 trình bày biểu đồ quan hệ độ nhạy của các dạng điều chế và tách sóng khác nhau. Theo hình 4.16, ta thấy tách sóng Coherent heterodyne đồng bộ ASK cải thiện độ nhạy từ 10 – 25 dB so với tách sóng trực tiếp, trong khi đó ở bảng 4.2 sự cải thiện này khoảng 6dB. Thực tế, tách sóng trực tiếp cần số photon trung bình/bit đến bộ thu khoảng 400 đến 4000 để duy trì BER = 10^{-9} [1].

Hình 4.16 Sơ đồ so sánh độ nhạy của các kiểu tách sóng [1].



Ví dụ 4.7:

Hãy tính khoảng cách trạm lặp lớn nhất để duy trì BER = 10^{-9} trong hệ thống thông tin quang Coherent hoạt động ở bước sóng $1,55\mu\text{m}$ khi suy hao trung bình của tuyến cáp là 0,2dB/km (bao gồm cả suy hao của sợi, suy hao mỗi hàn và khớp nối), công suất quang phóng vào sợi là 2,5mW và tốc độ truyền dẫn lần lượt là 50Mbit/s và 1Gbit/s trong hai trường hợp sau:

- Bộ thu sử dụng tách sóng heterodyne đồng bộ ASK.
- Bộ thu sử dụng tách sóng homodyne PSK.

Giả sử bộ thu là lý tưởng.

Giải:

a) *Bộ thu sử dụng tách sóng heterodyne đồng bộ ASK:*

Theo ví dụ 4.5, ta có $N_P = 36$ (số photon trung bình/bit).

Nếu hệ thống hoạt động ở tốc độ 50Mbit/s, thế số vào biểu thức (4.69) ta được:

$$P_S = \frac{36.6,626.10^{-34}.3.10^8.50.10^6}{1,55.10^{-6}} = 0,23nW \text{ hay } P_S = -66,4dBm.$$

Quỹ công suất cực đại của hệ thống:

$$A_M = 4 \text{ dBm} - (-66,4) \text{ dBm} = 70,4 \text{ dB}$$

Suy ra chiều dài cực đại của trạm lặp:

$$L_{\max} = 70,4/0,2 = 352 \text{ Km}$$

Nếu hệ thống hoạt động ở tốc độ 1Gbit/s, thế số vào biểu thức (4.69) ta được:

$$P_S = \frac{36.6,626.10^{-34}.3.10^8.1.10^9}{1,55.10^{-6}} = 4,6nW \text{ hay } P_S = -53,4dBm.$$

Quỹ công suất cực đại của hệ thống:

$$A_M = 4 \text{ dBm} - (-53,4) \text{ dBm} = 57,4 \text{ dB}$$

Suy ra chiều dài cực đại của trạm lặp:

$$L_{\max} = 57,4/0,2 = 287 \text{ Km}$$

b) *Bộ thu sử dụng tách sóng homodyne PSK:*

Theo ví dụ 4.5 ta có $N_P = 9$.

Nếu hệ thống hoạt động ở tốc độ 50Mbit/s thì ta suy ra được:

$$P_S = \frac{9.6,626.10^{-34}.3.10^8.50.10^6}{1,55.10^{-6}} = 58pW \text{ hay } P_S = -72,4dBm$$

Quỹ công suất cực đại của hệ thống:

$$A_M = 4 \text{ dBm} - (-72,4) \text{ dBm} = 76,4 \text{ dB}$$

Suy ra chiều dài cực đại của trạm lặp:

$$L_{\max} = 76,4/0,2 = 382 \text{ Km}$$

Nếu hệ thống hoạt động ở tốc độ 1Gbit/s:

$$P_S = \frac{9.6,626.10^{-34}.3.10^8.1.10^9}{1,55.10^{-6}} = 1,15nW \text{ hay } P_S = -59,4dBm$$

Quỹ công suất cực đại của hệ thống:

$$A_M = 4 \text{ dBm} - (-59,4) \text{ dBm} = 63,4 \text{ dB}$$

Suy ra chiều dài cực đại của trạm lặp:

$$L_{\max} = 63,4/0,2 = 317 \text{ Km}$$

IV. CÁC YẾU TỐ ẢNH HƯỞNG ĐẾN ĐỘ NHẠY MÁY THU

Phần trước chúng ta đã phân tích độ nhạy và BER của máy thu trong điều kiện giả sử máy thu là lý tưởng và độ nhạy xem như chỉ bị giới hạn bởi nhiễu bản. Tuy nhiên, thực tế có rất nhiều yếu tố vật lý kéo độ nhạy máy thu Coherent giảm xuống như nhiễu pha giữa chúng, nhiễu cường độ, sự không phù hợp về phân cực của mode sóng và tán sắc trong sợi quang.

1. Nhiễu pha

Yếu tố quan trọng làm giảm độ nhạy thu trong hệ thống thông tin quang Coherent đó là nhiễu pha. Nhiễu pha có liên quan đến bộ phát quang và bộ dao động nội. Từ biểu thức (4.11) và (4.12) ta thấy, sự thăng giáng về pha ϕ giữa tín hiệu tới và tín hiệu dao động nội sẽ dẫn đến sự thay đổi về dòng ở ngõ ra của bộ tách sóng, điều này thể hiện bản chất kết hợp của quá trình tách sóng quang, từ đó làm giảm tỉ số SNR của tín hiệu. Cả pha của tín hiệu tới ϕ_S và pha của bộ dao động nội ϕ_L nên được giữ ổn định để tránh suy giảm độ nhạy. Khoảng thời gian mà trong đó pha của laser được giữ tương đối ổn định được gọi là thời gian kết hợp.

Gọi $\Delta\lambda_S$ là độ rộng phổ laser của bộ phát, $\Delta\lambda_L$ là độ rộng phổ laser của bộ dao động nội và R_T là tốc độ bit của hệ thống thì *tỉ số độ rộng phổ/tốc độ bit* được định nghĩa như sau:

$$\text{Tỉ số độ rộng phổ/tốc độ bit} = \frac{\Delta\lambda}{R_T} \quad (4.68)$$

với:

$$\Delta\lambda = \Delta\lambda_S + \Delta\lambda_L \quad (4.69)$$

được gọi là độ rộng phổ IF.

Đại lượng *tỉ số độ rộng phổ/tốc độ bit* được sử dụng để đặc trưng cho sự ảnh hưởng của nhiễu pha đến đặc tính của hệ thống thông tin quang Coherent. Giá trị cho phép của $\Delta\lambda/R_T$ thường được xác định sao cho sự mất mát công suất không được vượt quá 1dB, điều này phụ thuộc vào dạng điều chế và kỹ thuật tách sóng được sử dụng. Giá trị điển hình của $\Delta\lambda/R_T$ là nhỏ hơn $5 \cdot 10^{-4}$. [2]

Các yêu cầu về độ rộng phổ sẽ được nói lỏng đáng kể đối với các bộ thu sử dụng tách sóng heterodyne, đặc biệt là đối với dạng tách sóng heterodyne không đồng bộ ASK và FSK. Đối với bộ thu heterodyne đồng bộ thì cần có $\Delta\lambda/R_T < 5 \cdot 10^{-3}$. Đối với các bộ thu sử dụng tách sóng đường bao thì $\Delta\lambda/R_T$ có thể lớn hơn 0,1 vì nó đã bỏ qua thông tin về pha. Dạng điều chế DPSK yêu cầu độ rộng phổ hẹp hơn, đó là do thông tin được chứa trong sự sai pha giữa hai bit kế cận và pha được giữ không đổi trong suốt khoảng thời gian hai bit. Một số kết quả tính toán cho rằng $\Delta\lambda/R_T$ nên nhỏ hơn 1% để công suất mất mát nhỏ hơn 1dB [2].

Việc thiết kế các hệ thống thông tin quang Coherent đòi hỏi cần phải có các laser bán dẫn đơn mode dọc có độ rộng phổ hẹp và bước sóng có thể điều chỉnh được để phối hợp tần số sóng mang ω_S với tần số của bộ dao động nội ω_L sao cho tạo ra tín hiệu IF có tần số đúng như yêu cầu.

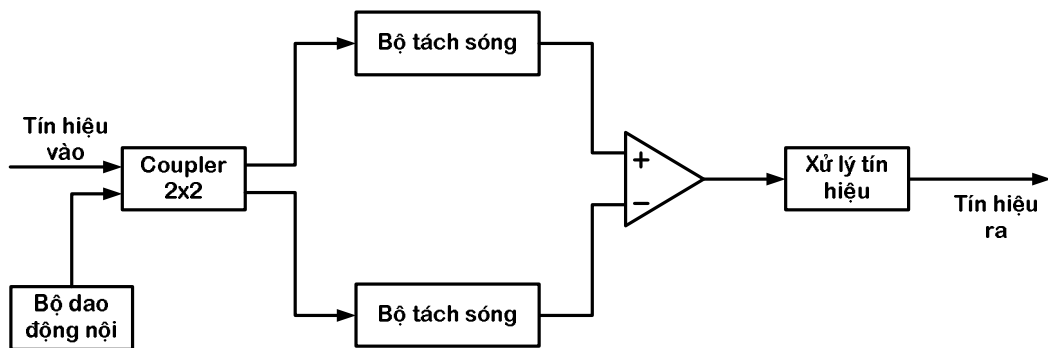
Một phương pháp khác giải quyết vấn đề nhiễu pha là thiết kế các thiết bị thu đặc biệt gọi là máy thu phân tập pha [2]. Kỹ thuật này thích hợp cho dạng điều chế ASK, FSK và DPSK.

2. Nhiễu cường độ

Nhiễu cường độ thường được bỏ qua đối với tách sóng trực tiếp nhưng trong bộ thu quang Coherent thì không bỏ qua được [2].

Một giải pháp cho vấn đề nhiễu cường độ là dùng các bộ thu cân bằng, các bộ thu này có hai cổng với hai bộ tách sóng quang. Sơ đồ bộ thu cân bằng được minh họa ở hình 4.17.

Hình 4.17 Bộ thu Coherent cân bằng hai cổng [2].



Coupler 2x2 là loại coupler 3dB, nó trộn hai tín hiệu: $e_S(t)$ là tín hiệu vào và $e_L(t)$ là tín hiệu của bộ dao động nội. Sau đó coupler này chia đôi tín hiệu vừa trộn và dẫn hai tín hiệu này qua hai bộ tách sóng khác nhau, và tạo ra hai dòng photon $I_p(+)$ và $I_p(-)$ trên hai nhánh tương ứng:

$$I_p(+)=\frac{1}{2}R(P_S+P_L)+R\sqrt{P_S P_L}\cos(\omega_{IF}t+\phi) \tag{4.70}$$

$$I_p(-)=\frac{1}{2}R(P_S+P_L)-R\sqrt{P_S P_L}\cos(\omega_{IF}t+\phi) \tag{4.71}$$

với $R=\frac{\eta e}{hf}$ là đáp ứng của photodiode trong bộ tách sóng.

Hai dòng điện này khi trừ nhau sẽ tạo ra tín hiệu heterodyne, thành phần một chiều bị loại bỏ hoàn toàn khi hai nhánh cân bằng nhau. Điều này xảy ra đối với coupler 3dB hoàn hảo với tỉ số phân chia đúng 50%. Điều quan trọng ở đây là nhiễu

cường độ đi kèm với số hạng một chiều cũng được loại bỏ trong quá trình trừ hai dòng điện cho nhau. Nguyên nhân là bộ dao động nội cung cấp công suất cho mỗi nhánh là như nhau, do đó độ thăng giáng cường độ của các dòng photon $I_p(+)$ và $I_p(-)$ của hai nhánh sẽ khử lẫn nhau khi trừ hai tín hiệu này. Tuy nhiên, đại lượng dòng AC là không khử được cho dù là trong một máy thu cân bằng, nhưng tác động của chúng ảnh hưởng ít nghiêm trọng đến đặc tính của hệ thống vì có sự phụ thuộc căn bậc hai của công suất bộ dao động nội.

Bộ thu cân bằng được sử dụng trong hệ thống thông tin quang Coherent vì nó có hai ưu điểm sau:

- Nhiều cường độ gần như được loại bỏ.
- Tất cả công suất của tín hiệu tới và của bộ dao động nội được sử dụng một cách có hiệu quả. Tất cả các bộ thu cân bằng đều sử dụng toàn bộ công suất của tín hiệu và tránh được sự mất mát này. Đồng thời bộ thu cân bằng cũng sử dụng hết công suất của bộ dao động nội nên dễ dàng cho hệ thống hoạt động trong giới hạn của nhiễu lượng tử.

3. Không tương xứng về phân cực

Trạng thái phân cực của tín hiệu thu được không đóng một vai trò nào trong các bộ thu tách sóng trực tiếp đơn giản vì dòng photon được tạo ra chỉ phụ thuộc vào số lượng photon tới. Nhưng đối với các bộ thu quang Coherent lại đòi hỏi sự tương xứng về trạng thái phân cực của tín hiệu từ bộ dao động nội với tín hiệu thu được [2].

Phương pháp thông dụng nhất được sử dụng để giải quyết vấn đề phân cực là dùng máy thu hai cổng tương tự như hình 4.12 nhưng khác ở chỗ hai nhánh sẽ xử lý các thành phần phân cực trực giao nhau. Cách thu như vậy được gọi là máy thu phân tập phân cực [2].

4. Tán sắc trong sợi quang

Trong hệ thống IM/DD, tán sắc ảnh hưởng đến tốc độ bit hoạt động của hệ thống, đặc biệt là trong hệ thống tốc độ cao. Tán sắc trong sợi quang còn ảnh hưởng đến các đặc tính của hệ thống thông tin quang Coherent, mặc dù không nghiêm trọng so với hệ thống IM/DD. Lý do là hệ thống Coherent cần phải sử dụng các laser bán dẫn hoạt động ở chế độ đơn mode dọc với độ rộng phổ hẹp. Hiện tượng chirp tần số có thể tránh bằng cách sử dụng các bộ điều chế ngoài, hơn nữa có thể bù tán sắc của sợi quang thông qua kỹ thuật cân bằng điện trong miền IF.

5. Các yếu tố hạn chế khác

Có rất nhiều yếu tố có thể làm giảm đặc tính hệ thống thông tin quang Coherent và cần được xem xét đến trong suốt quá trình thiết kế hệ thống. Hồi tiếp phản xạ là một trong những yếu tố như vậy. Bất kỳ sự hồi tiếp nào trong máy phát laser và bộ dao động nội đều phải tránh, vì nó có thể làm laser bán dẫn có phổ rộng

ra hoặc làm việc ở chế độ đa mode. Như vậy các bộ Isolator quang cần được sử dụng để giảm hồi tiếp quang trong các laser bán dẫn.

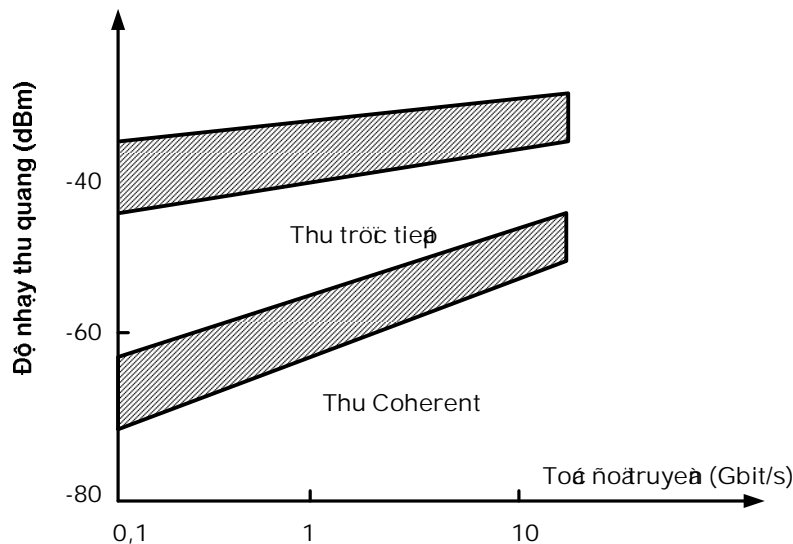
Có rất nhiều phản xạ giữa hai bề mặt, phản xạ dọc theo cáp sợi quang có thể biến nhiễu pha thành nhiễu cường độ và ảnh hưởng đến đặc tính của hệ thống quang Coherent. Sự chuyển đổi như vậy thậm chí có thể xảy ra trong máy thu, nơi thường có một đoạn sợi quang ngắn dùng để nối bộ dao động nội đến các thành phần khác của máy thu, chẳng hạn như coupler quang.

Các hiệu ứng phi tuyến trong sợi quang cũng có thể làm hạn chế các hệ thống Coherent, tùy thuộc vào mức công suất phát đưa vào trong sợi quang. Tán xạ Raman kích thích SRS không phải là một yếu tố hạn chế đối với các hệ thống kết hợp đơn kênh vì ngưỡng phi tuyến của phát xạ này rất cao (khoảng 500mW [4]) nhưng lại rất quan trọng đối với hệ thống Coherent nhiều kênh. Mặt khác, tán xạ Brillouin kích thích SBS có mức ngưỡng thấp hơn và có thể ảnh hưởng đến các hệ thống Coherent đơn kênh. Ngưỡng SBS phụ thuộc cả vào dạng điều chế và tốc độ bit. Còn hiệu ứng trộn bốn sóng FWM là yếu tố giới hạn chỉ đối với hệ thống nhiều kênh quang.

V. NHỮNG ƯU ĐIỂM CỦA HỆ THỐNG THÔNG TIN QUANG COHERENT

1. Nâng cao độ nhạy thu

Hình 4.18 Sự phụ thuộc độ nhạy vào tốc độ bit truyền. [8]



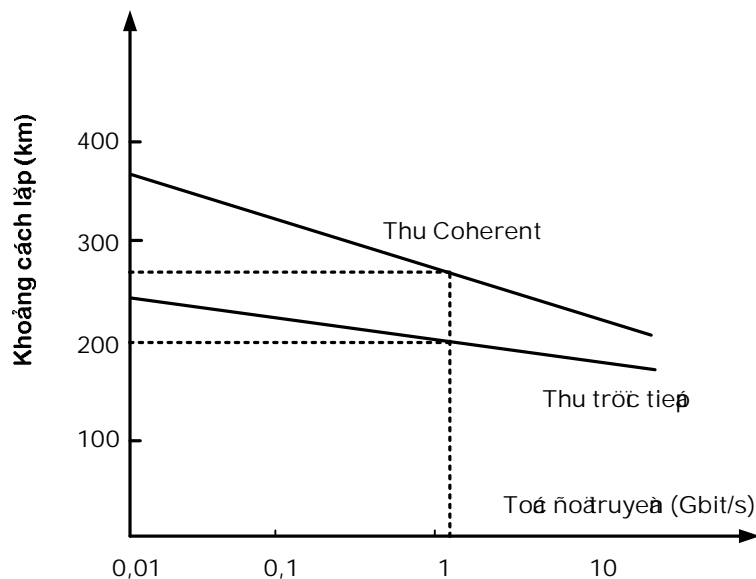
Về mặt lý thuyết, hệ thống thông tin quang Coherent có nhiều đặc điểm hấp dẫn mà mấu chốt là sự cải thiện độ nhạy thu. Do đó nếu hệ thống quang Coherent sử dụng phương pháp tách sóng heterodyne hay homodyne sẽ cho phép kéo dài khoảng

cách giữa hai trạm lặp, tăng tốc độ truyền dẫn trong các tuyến thông tin đường trục và tăng số kênh trong mạng nội hạt hoặc thuê bao.

2. Nâng cao khả năng truyền dẫn

Với phương pháp ghép kênh theo tần số, các hệ thống thông tin quang Coherent có dung lượng truyền dẫn rất lớn. Ví dụ, nếu trong vùng bước sóng hoạt động 1550 nm chọn độ rộng phổ để truyền thì trong vùng này có thể truyền khoảng 10^9 kênh thoại tương đương.

Hình 4.19 Khoảng cách trạm lặp phụ thuộc vào tốc độ truyền [8]



3. Khả năng kết hợp thu Coherent với kỹ thuật khuếch đại quang

Sự kết hợp giữa thu Coherent và kỹ thuật khuếch đại quang có thể tạo nên các tuyến thông tin số có dung lượng truyền dẫn rất lớn và kéo dài khoảng cách trạm lặp (có thể đạt tới 10.000 Km). Khả năng này được ứng dụng trong các tuyến đường trục và tuyến cáp quang thả biển [8].

TÓM TẮT

Trong hệ thống thông tin quang Coherent, chúng ta có thể áp dụng các kỹ thuật điều chế số quen thuộc như ASK, FSK, PSK. Trong thông tin quang Coherent thường sử dụng các tín hiệu nhị phân nên các kỹ thuật điều chế khoá dịch tần số và khoá dịch pha sẽ là BFSK và BPSK. Tùy thuộc vào bộ dao động nội tạo ra tín hiệu quang có tần số như thế nào mà chúng ta có các kỹ thuật tách sóng khác nhau. Nếu tần số ánh sáng phát ra từ bộ dao động nội ω_L bằng với tần số tín hiệu quang tới ω_S thì chúng ta có kỹ thuật tách sóng Homodyne và tín hiệu sau bộ tách sóng quang là

tín hiệu dải nền. Còn nếu tần số ánh sáng phát ra từ bộ dao động nội ω_L khác với tần số tín hiệu quang tới ω_S thì chúng ta có kỹ thuật tách sóng Heterodyne và tín hiệu thu được sau bộ tách sóng quang là tín hiệu IF. Để khôi phục được tín hiệu dải nền từ tín hiệu IF này, chúng ta phải thực hiện thêm một bước nữa đó là giải điều chế và các kỹ thuật giải điều chế điện có thể áp dụng ở đây.

Kỹ thuật tách sóng Homodyne có thể áp dụng kiểu tách sóng đường bao và áp dụng cho dạng tín hiệu ASK và BPSK. Với kỹ thuật tách sóng Heterodyne, chúng ta có thể sử dụng kiểu tách sóng Heterodyne đồng bộ và Heterodyne không đồng bộ. Kiểu tách sóng Heterodyne đồng bộ có thể áp dụng cho dạng tín hiệu ASK, FSK và BPSK. Còn kiểu tách sóng Heterodyne không đồng bộ có thể áp dụng lên dạng tín hiệu điều chế ASK, FSK và DPSK. Mỗi kiểu tách sóng khác nhau sẽ cho chúng ta chất lượng hệ thống khác nhau và chúng ta có thể đánh giá chất lượng hệ thống thông qua xác suất lỗi $P(e)$ với mỗi kiểu tách sóng như sau:

$$P(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\eta P_s}{4hfR_T}} \right) \quad (\text{Heterodyne ASK đồng bộ})$$

$$P(e) \approx \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{\mu P_s}{4hfR_T} \right) \quad (\text{Heterodyne ASK không đồng bộ})$$

$$P(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\eta P_s}{2hfR_T}} \right) \quad (\text{Heterodyne FSK đồng bộ})$$

$$P(e) \approx \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{\mu P_s}{2hfR_T} \right) \quad (\text{Heterodyne FSK không đồng bộ})$$

$$P(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\eta P_s}{hfR_T}} \right) \quad (\text{Heterodyne BPSK đồng bộ})$$

$$P(e) \approx \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{\mu P_s}{hfR_T} \right) \quad (\text{Heterodyne DPSK không đồng bộ})$$

$$P(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\eta P_s}{2hfR_T}} \right) \quad (\text{Homodyne ASK})$$

$$P(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2\eta P_s}{hfR_T}} \right) \quad (\text{Homodyne BPSK})$$

Tỉ số tín hiệu trên nhiễu của hệ thống tách sóng quang Coherent cũng được xác định như sau:

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{\text{Heterodyne}} = \frac{\eta P_s}{hfR_T}$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{homodyne}} = \frac{2\eta P_s}{hfR_T}$$

Do đó thông qua yêu cầu về chất lượng của hệ thống, chúng ta cũng có thể xác định được SNR tối thiểu cần thiết của bộ thu ứng với mỗi kiểu tách sóng.

Như vậy kỹ thuật tách sóng quang Coherent có thể cải thiện độ nhạy máy thu so với kỹ thuật sóng quang trực tiếp. Tuy nhiên để có thể đưa kỹ thuật này vào hệ thống viễn thông thực tế thì còn gặp những khó khăn nhất định như phải có được nguồn quang phát ra tín hiệu có độ ổn định tần số và pha tốt. Như chúng ta đã khảo sát đặc tính của laser trong “Hệ thống thông tin quang” - tập 1, khi hoạt động nhiệt độ của linh kiện sẽ có khuynh hướng tăng lên, điều này làm cho tần số phát ra tăng lên và độ rộng phổ của laser cũng rộng ra. Mặt khác, khi thay đổi dòng kích của laser sẽ làm pha của tín hiệu phát ra sẽ dao động. Đó là những trở ngại về mặt kỹ thuật làm cho hệ thống thông tin quang Coherent tuy có những ưu điểm đáng kể nhưng không phát triển mạnh được kể từ khi nó ra đời. Hiện nay, để tăng cự ly chúng ta có thể thực hiện được một cách dễ dàng nhờ vào kỹ thuật khuếch đại quang. Trong tương lai, kỹ thuật thông tin quang sẽ tiếp tục được nghiên cứu ứng dụng để có thể tận dụng được những ưu điểm của nó.

CÂU HỎI ÔN TẬP VÀ BÀI TẬP

- 4.1. Yêu cầu độ ổn định tần số của laser dao động nội trong hệ thống tách sóng heterodyne ASK là 10MHz. Khi laser phát ra tần số trung tâm ứng với bước sóng là $1,55\mu\text{m}$ và sự thay đổi tần số ngõ ra theo nhiệt độ là $14\text{GHz}/^\circ\text{C}$, hãy xác định:
 - a) Độ ổn định cần thiết cho thiết bị.
 - b) Sự thay đổi nhiệt độ lớn nhất có thể cho phép của thiết bị khi không có dạng điều khiển tần số nào.
 - c) Băng thông truyền dẫn lớn nhất cho phép theo độ ổn định của laser.
- 4.2. Hãy phân tích tại sao máy thu Coherent có độ nhạy cao hơn máy thu tách sóng trực tiếp?
- 4.3. Hãy cho biết các kiểu tách sóng Coherent.
- 4.4. Bộ thu OOK có băng thông 250MHz và sử dụng photodiode có đáp ứng $0,6\text{A/W}$ ở bước sóng hoạt động. Thiết bị này bị giới hạn bởi nhiễu bản và tỉ số SNR cần thiết ở bộ thu để có được BER chấp nhận được là 11dB. Hãy tính độ nhạy của bộ thu và dòng photon nhận được khi công suất ngõ ra của laser dao động nội là -3dBm và độ lệch pha giữa tín hiệu dao động nội và tín hiệu tới bộ thu là 12° .
- 4.5. Công suất tín hiệu tới bộ thu quang heterodyne ASK đang hoạt động ở giới hạn nhiễu bản là $1,28\text{nW}$ và SNR là 9dB. Hãy xác định bước sóng truyền

- dẫn của hệ thống ASK nếu hiệu suất lượng tử của photodiode là 75% ở bước sóng này và băng thông truyền dẫn là 400MHz.
- 4.6. Hãy cho biết chức năng các khối trong sơ đồ hình 4.9(a).
 - 4.7. Để có thể tách sóng heterodyne ASK không đồng bộ độ rộng phổ của tín hiệu và của bộ dao động nội phải nhỏ hơn 50% tốc độ bit truyền. Hãy xác định độ rộng phổ cực đại cho phép (theo nm) của nguồn ASK trong các trường hợp sau:
 - a) Nguồn ASK phát xạ ở bước sóng $1,30\mu\text{m}$ và tốc độ truyền dẫn là 140Mbit/s.
 - b) Nguồn ASK phát xạ ở bước sóng $1,55\mu\text{m}$ và tốc độ truyền dẫn là 2,4Gbit/s.
 - 4.8. Hệ thống thông tin quang Coherent PSK sử dụng kỹ thuật tách sóng heterodyne đồng bộ đòi hỏi mức công suất quang vào tối thiểu là $-58,2\text{dBm}$ để có thể thu với $\text{BER} = 10^{-9}$. Hệ thống hoạt động ở tốc độ truyền là 600Mbit/s và hiệu suất lượng tử của photodiode là 80%. Giả sử bộ thu hoạt động giới hạn bởi nhiễu bắn, hãy xác định bước sóng hoạt động của hệ thống.
 - 4.9. Hãy chứng minh rằng để đạt được $\text{BER} = 10^{-9}$:
 - a) Hệ thống homodyne ASK lý tưởng cần số photon trung bình/bit là 18.
 - b) Tách sóng heterodyne FSK không đồng bộ đòi hỏi số photon trung bình/bit là 40.
 - 4.10. Hãy xác định mức công suất quang đỉnh tối thiểu có thể tách sóng được cho cả hai hệ thống ở bài tập 4.6 khi bước sóng truyền là $1,31\mu\text{m}$ và tốc độ hoạt động của hệ thống là 100Mbit/s.
 - 4.11. Hệ thống Coherent DPSK hoạt động ở bước sóng $1,54\mu\text{m}$ sử dụng photodiode có hiệu suất lượng tử là 83%. Chỉ tiêu giới hạn bởi nhiễu bắn $\text{BER} = 0,94 \cdot 10^{-12}$ đạt được ở bộ thu quang Coherent với mức công suất tối thiểu là 2,1nW. Hãy tính số photon trung bình/bit và tốc độ hoạt động của hệ thống để duy trì được BER ở trên.
 - 4.12. Hệ thống thông tin quang Coherent OOK sử dụng tách sóng heterodyne không đồng bộ có bước sóng truyền là $1,55\mu\text{m}$. Hãy xác định số photon cần thiết cho một bit để có được $\text{BER} = 10^{-10}$ khi tách sóng bị giới hạn bởi nhiễu bắn và đáp ứng của photodiode ở bước sóng hoạt động là 0,7.
 - 4.13. Hệ thống thông tin quang Coherent FSK sử dụng tách sóng heterodyne đồng bộ có bước sóng truyền là $1,3\mu\text{m}$ với suy hao trung bình của tuyến cáp là 0,4dB/Km (bao gồm suy hao của sợi, mối hàn và khớp nối). Nếu 2mW công suất phóng vào sợi quang và giả sử photodiode là lý tưởng, hãy xác định khoảng cách cực đại của trạm lặp để duy trì $\text{BER} = 10^{-9}$ ở các tốc độ:
 - a) 140Mbit/s;

- b) 2,4Gbit/s.
- 4.14. Hệ thống thông tin quang Coherent DPSK hoạt động ở bước sóng $1,55\mu\text{m}$ và tốc độ truyền là 250Mbit/s có khoảng cách trạm lặp 300km. Hãy tính hiệu suất lượng tử tối thiểu cần thiết của photodiode để hệ thống có thể hoạt động với $\text{BER} = 10^{-10}$, giả sử tách sóng bị giới hạn bởi nhiễu bắn và suy hao trung bình của tuyến cáp ở bước sóng hoạt động là 0,2dB/km.
- 4.15. Hãy lập bảng tóm tắt các ưu điểm và nhược điểm của các kỹ thuật tách sóng sử dụng trong máy thu quang Coherent.

CÂU HỎI TRẮC NGHIỆM

- 4.16. Kiểu tách sóng nào không quan tâm đến pha và tần số của sóng mang?
- a. Tách sóng homodyne ASK. b. Tách sóng heterodyne ASK đồng bộ.
c. Tách sóng trực tiếp. d. Tách sóng DPSK.
- 4.17. Kiểu tách sóng nào mà đầu thu cần tạo ra sóng mang cùng tần số với tín hiệu vào?
- a. Tách sóng trực tiếp. b. Tách sóng homodyne.
c. Tách sóng heterodyne.
- 4.18. Kiểu điều chế nào mà các bit tin được chứa đựng trong biên độ của tín hiệu điều chế?
- a. Điều chế ASK. b. Điều chế FSK.
c. Điều chế PSK. d. Điều chế PolSK.
- 4.19. Kiểu điều chế nào mà các bit tin được chứa đựng trong pha của tín hiệu điều chế?
- a. Điều chế ASK. b. Điều chế FSK.
c. Điều chế PSK. d. Điều chế PolSK.
- 4.20. Độ nhạy của bộ thu heterodyne PSK đồng bộ tốt hơn bộ thu homodyne ASK bao nhiêu dB?
- a. 3dB. b. 6dB.
c. 9dB. d. 12dB.
- 4.21. Kiểu tách sóng nào cho độ nhạy cao hơn?
- a. Tách sóng homodyne ASK. b. Tách sóng heterodyne ASK đồng bộ.
c. Tách sóng trực tiếp. d. Tách sóng PSK đồng bộ.
- 4.22. Trong các kỹ thuật tách sóng Coherent, kiểu nào cho máy thu có độ nhạy cao nhất?
- a. Tách sóng homodyne PSK. b. Tách sóng homodyne ASK.

- c. Tách sóng trực tiếp. d. Tách sóng PSK đồng bộ.
- 4.23. Kiểu tách sóng yêu cầu băng thông bộ thu hẹp hơn?
- a. Tách sóng heterodyne PSK đồng bộ.
b. Tách sóng heterodyne DPSK không đồng bộ.
c. Tách sóng homodyne PSK.
d. Tách sóng heterodyne FSK đồng bộ.
- 4.24. Nếu $Q(x) = 10^{-9}$ thì x bằng bao nhiêu?
- a. 7,35 b. 6,08
c. 5,95 d. 4,68
- 4.25. Nếu $Q(x) = 10^{-10}$ thì x bằng bao nhiêu?
- a. 6,36 b. 6,07
c. 7,04 d. 5,66
- 4.26. Nếu $Q(x) = 10^{-11}$ thì x bằng bao nhiêu?
- a. 5,08 b. 6,16
c. 7,22 d. 6,71
- 4.27. Nếu $Q(x) = 10^{-12}$ thì x bằng bao nhiêu?
- a. 6,55 b. 6,87
c. 7,25 d. 7,04
- 4.28. Nhiễu nào ảnh hưởng đáng kể đến chất lượng của hệ thống thông tin quang Coherent?
- a. Nhiễu nhiệt. b. Nhiễu trắng.
c. Nhiễu bắn. d. Nhiễu dòng tối.
- 4.29. Khi công suất phát của laser không ổn định sẽ gây nên nhiễu gì cho hệ thống quang Coherent?
- a. Nhiễu pha. b. Nhiễu cường độ.
c. Nhiễu bắn. d. Nhiễu dòng tối.
- 4.30. Chúng ta có thể áp dụng kiểu bù tán sắc ánh sáng thông qua kỹ thuật cân bằng điện trong miền IF với kiểu tách sóng nào?
- a. Tách sóng Homodyne ASK. b. Tách sóng Homodyne PSK.
c. Tách sóng Heterodyne. d. Tách sóng Homodyne.
- 4.31. Hệ thống thông tin quang Coherent sử dụng kiểu tách sóng nào sẽ có cự ly thông tin dài hơn, giả sử công suất phát và suy hao trung bình sợi quang như nhau?
- a. Tách sóng Homodyne ASK.

- b. Tách sóng Homodyne PSK.
 - c. Tách sóng heterodyne FSK đồng bộ.
 - d. Tách sóng trực tiếp.
- 4.32. Yêu cầu của laser sử dụng trong hệ thống thông tin quang Coherent là gì?
- a. Phát ra công suất lớn.
 - b. Tạo ra tín hiệu có phổ rộng.
 - c. Hoạt động ở chế độ đơn mode dọc.
 - d. Phát ra tần số có thể điều chỉnh được.

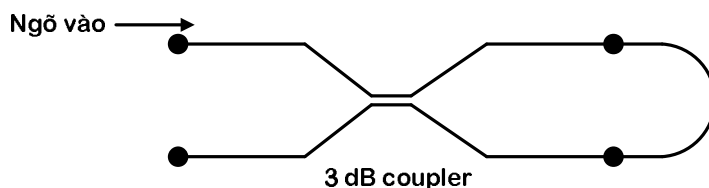
TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. J. M. Senior. *Optical Fiber Communications: Principles and Practice*. Second edition, Prentice Hall, 1993.
2. G. Keiser. *Optical Fiber Communications*. Third edition, McGraw-Hill, 2000.
3. J. Gowar. *Optical Communication Systems*. Second edition, Prentice-Hall, 1993.
4. G. P. Agrawal. *Fiber-Optic Communication Systems*. Second edition, John Wiley & Sons, 1997.
5. Silvello Betti, Giancarlo De Marchis, Eugenio Iannoe. *Coherent Optical Communications Systems*. John Wiley & Sons, Inc, 1995.
6. Max Ming – Kang Liu. *Principles and Applications of Optical Communications*, 2001.
7. Gerard Lachs. *Fiber Optic Communications – Systems, Analysis, and Enhancements*. McGraw-Hill, 1998.
8. Vũ Văn San. *Hệ thống Thông tin quang, tập 1*. Nhà xuất bản Bru điện, 7-2003.
9. John G. Proakis. *Digital Communications*. Third edition, McGrawHill, 1995.
10. Herbert Taub, Donald L. Schilling. *Principles of Communications Systems*. McGraw-Hill, 1986.
11. Fuqin Xiong. *Digital Modulation Techniques*. Artech House–Boston–London, 2000.

ÑÁP AN VA GỒI YÙ TRÁU LỒI MOÁT SOÁ CAU HOÙ ÔN TẬP VA BÀI TẬP

CHƯƠNG 1

- 1.1. $P_{thSBS}=80.3mW$, $P_{thSRS}=1.38W$.
- 1.2. $\lambda=1.50\mu m$, $\alpha=0.30dB/km$
- 1.3. $P_{thSRS}=2.4\mu m$
- 1.4. 0.01°
- 1.5. (a) $\Lambda=22.08\mu m$ và $f_{SAW}=170.4 MHz$, (b) $t_{turn}=5.87\mu s$.
- 1.6. Gợi ý: Thiết bị sau đây được gọi là phản chiếu vòng (loop mirror).



- | | | | | | |
|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| 1.14. c | 1.15. a | 1.16. b | 1.17. c | 1.18. d | 1.19. e |
| 1.20. e | 1.21. a | 1.22. c | 1.23. a | 1.24. d | 1.25. a |
| 1.26. b | 1.27. c | 1.28. d | 1.29. e | 1.30. b | 1.31. a |
| 1.32. b | 1.33. c | 1.34. d | 1.35. e | 1.36. a | 1.37. b |
| 1.38. f | 1.39. e | 1.40. g | 1.41. c | 1.42. b | 1.43. c |
| 1.44. d | 1.45. a | 1.46. c | 1.47. a | 1.48. b | 1.49. g |
| 1.50. f | 1.51. a | 1.52. d | 1.53. a | | |

CHƯƠNG 2

Hướng dẫn trả lời và đáp án của các câu 28 – 39:

- 2.28. Công suất nhiễu ở ngõ ra mỗi bộ khuếch đại tăng lên do nhiễu ASE của bộ khuếch đại được cộng vào công suất nhiễu phía trước đã được khuếch đại ở đơn vị Watt

2.29. Khoảng cách lắp đặt tối đa $L_{\max} = L.(N_{\max}+1)$ với N_{\max} là số bộ khuếch đại tối đa có thể lắp đặt được. N_{\max} được xác định bằng cách xác định tỉ số SNR tại ngõ ra của mỗi bộ khuếch đại theo cách tính như trong câu 28. Điều kiện để có thể lắp đặt được là $SNR \geq SNR_{\min} = 18\text{dB}$.

2.30. b 2.31. d 2.32. c 2.33. a 2.34. c 2.35. a
2.36. b 2.37. c 2.38. a 2.39. d

CHƯƠNG 3

3.25. a 3.26. b 3.27. c 3.28. d 3.29. a 3.30. a
3.31. a

CHƯƠNG 4

4.1. (a) 1,93 trong 10^7 ; (b) $7 \times 10^{-4} \text{ }^\circ\text{C}$; (c) 50MHz

4.4. -59,2dBm; 0,76A

4.5. 1,32 μm

4.7. (a) $4 \times 10^{-4} \text{ nm}$; (b) $1 \times 10^{-3} \text{ nm}$

4.8. 1,57 μm

4.10. (a) 273pW; (b) 607pW

4.11. 500MHz

4.12. 164

4.13. (a) 771pW; (b) 13,2nW

4.14. 74%

4.16. c 4.17. b 4.18. a 4.19. c 4.20. a 4.21. d

4.22. a 4.23. c 4.24. c 4.25. a 4.26. d 4.27. d

4.28. c 4.29. a 4.30. c 4.31. b 4.32. c

CÁC CHỮ VIẾT TẮT

ADM	Add-Drop Multiplexer	Bộ xen/rót kênh
AOTF	Acousto-Optic Tunable Filter	Bộ lọc quang-âm điều chỉnh được
APD	Avalanche Photo-Diode	Photodiode thác lũ
APS	Automatic Protection Switching	Chuyển mạch bảo vệ tự động
ASE	Amplified Spontaneous Emission	Phát xạ tự phát được khuếch đại
ASK	Amplitude Shift Keying	Khoá dịch biên độ
ATM	Asynchronous Transfer Mode	Phương thức truyền không đồng bộ
AWG	Arrayed-Waveguide Grating	Cách tử ống dẫn sóng ma trận
BLSR	Bidirectional Line Switched Ring	Vòng chuyển mạch đường dây song hướng
BW	BandWidth	Độ rộng dải thông
CPFSK	Continuous Phase Frequency Shift-Keying	Khoá dịch tần pha liên tục
CPM	Cross Phase Modulation	Điều chế xuyên pha
CR	Coupler Ratio	Tỉ số ghép
CW	Continuous Wave	Sóng quang liên tục
DC	Directional Coupler	Coupler định hướng
DCN	Data Communication Network	Mạng truyền số liệu
DD	Direct Detection	Tách sóng trực tiếp
DFA	Doped-Fiber Amplifier	Bộ khuếch đại quang sợi được pha tạp chất
DPRing	Dedicated Protection Ring	Vòng bảo vệ dành riêng
DPSK	Differential Phase Shift Keying	Khoá dịch pha vi sai

DRWA	Dynamic-Routing and Wavelength Assignment	Định tuyến và gán bước sóng động
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplex	Ghép kênh theo bước sóng quang dày đặc
DXC	Digital Cross Connect	Bộ kết nối chéo số
EDF	Erbium Doped Fiber	Sợi quang trộn Erbium
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier	Bộ khuếch đại quang sợi trộn Erbium
F	Fineness	Độ mịn
FM	Frequency Modulation	Điều chế tần số
FO	Figure Of Merit	Hệ số phẩm chất
FPA	Fabry-Perot Amplifier	Bộ khuếch đại Fabry-Perot
FSK	Frequency Shift Keying	Khoá dịch tần số
FSR	Free Spectral Range	Dải phổ tự do
FWM	Four Wave Mixing	Trộn bốn bước sóng
IF	Intermediate Frequency	Trung tần
IL	Insertion Loss	Suy hao xen
IM	Intensity Modulation	Điều chế cường độ
IP	Internet Protocol	Giao thức mạng Internet
MPLS	Multi-protocol label switching	Chuyển mạch nhãn đa giao thức
MSK	Minimum Shift-Keying	Khoá dịch tối thiểu
MUX	Multiplexer	Bộ ghép kênh
MZF	Mach-Zehnder Filter	Bộ lọc Mach-Zehnder
MZI	Mach – Zehnder Interferometer	Bộ giao thoa Mach – Zehnder
NDFFA	Neodymium-Doped Fiber Amplifier	Bộ khuếch đại quang sợi pha tạp Neodymium
NE	Network Element	Phần tử mạng
NF	Noise Figure	Hệ số tạp âm
OADM	Optical Add-Drop Multiplexer	Bộ xen/rớt kênh quang
OBS	Optical Burst Switching	Chuyển mạch khối quang

OCh	Optical Channel layer	Lớp kênh quang
OCh-P	Optical Chanel-Path	Đường kênh quang
OCh-S	Optical Channel-Section	Đoạn kênh quang
OCh-TS	Optical Channel-Transparent Section	Đoạn kênh quang trong suốt
OCS	Optical Circuit Switching	Chuyển mạch kênh quang
OFA	Optical Fiber Amplifier	Bộ khuếch đại quang sợi
OLT	Optical Line Terminal	Bộ kết cuối đường quang
OMS	Optical Multiplex Section	Lớp đoạn ghép kênh quang
OPS	Optical Packet Switching	Chuyển mạch gói quang
OSC	Optical Supervision Channel	Kênh giám sát quang
OSNR	Optical Signal to Noise Ratio	Tỉ số tín hiệu trên tạp âm quang
OTDM	Optical Time Division Multiplex	Ghép kênh quang phân chia thời gian
OTDR	Optical Time Domain Reflectometer	Máy đo quang dội trong miền thời gian
OTS	Optical Transmission Section	Đoạn truyền dẫn quang
OTU	Optical Transmit Unit	Bộ chuyển phát quang
OXC	Optical Cross-Connect	Bộ kết nối chéo quang
PDFA	Praseodymium-Doped Fiber Amplifier	Bộ khuếch đại quang sợi pha tạp Praseodymium
PDH	Plesiochronous Digital Hierachy	Phân cấp số cận đồng bộ
PLL	Phase - Locked Loop	Vòng khoá pha
PolSK	Polarization Shift Keying	Khoá dịch phân cực
PSK	Phase Shift Keying	Khoá dịch pha
RA	Raman Amplifier	Bộ khuếch đại Raman
REG	Regenarator	Trạm lặp
RL	Reflectance/Return Loss	Suy hao phản hồi
RWA	Routing and Wavelength Assignment	Định tuyến và gán bước sóng

SAW	Surface Acoustic Wave	Sóng âm bề mặt
SBS	Stimulated Brillouin Scattering	Tán xạ do kích thích Brillouin
SCM	SubCarrier Modulation	Điều chế sóng mang phụ
SDH	Synchronous Digital Hierachy	Phân cấp số đồng bộ
SGL	Sampled Grating Laser	Bộ laser cách tử lấy mẫu
SLE	Static Lightpath Establishment	Thiết lập lightpath tĩnh
SMSR	Sidemode Suppression Ratio	Tỉ số triệt mode sóng phụ
SNR	Signal to Noise Ratio	Tỉ số tín hiệu trên nhiễu
SOA	Semiconductor Optical Amplifier	Bộ khuếch đại quang bán dẫn
SONET	Synchronous Optical Network	Mạng quang đồng bộ
SPM	Self Phase Modulation	Tự điều pha
SPR	Shared Protection Ring	Vòng bảo vệ chia sẻ
SRS	Stimulated Ramam Scattering	Tán xạ do bị kích thích Raman
SRWA	Static-Routing and Wavelength Assignment	Định tuyến và gán bước sóng tĩnh
STM-N	Synchronous Transport Module-N	Mô đun truyền dẫn đồng bộ cấp N
TDFA	Thulium-Doped Fiber Amplifier	Bộ khuếch đại quang sợi pha tạp Thulium
TDM	Time Division Multiplexing	Ghép kênh theo thời gian
TE	Terminal Equipment	Thiết bị đầu cuối
TMN	Telecommunication Management Network	Mạng quản lý viễn thông
TWA	Traveling Wave Amplifier	Bộ khuếch đại sóng chạy
ULSR	Unidirectional Line Switched Ring	Vòng chuyển mạch đường dây đơn hướng
UPSR	Unidirectional Path Switched Ring	Vòng chuyển mạch đường dẫn đơn hướng
WC	Wavelength Converter	Bộ chuyển đổi bước sóng
WDM	Wavelength Division Multiplexing	Ghép kênh theo bước sóng
XPC	Cross Phase Modulation	Điều chế xuyên pha

NHÀ XUẤT BẢN THÔNG TIN VÀ TRUYỀN THÔNG

Trụ sở: 18 Nguyễn Du, TP. Hà Nội

Điện thoại: 04-3577 2139, 3577 2143; Fax: 04-3577 2037

E-mail: nxbtttt@mic.gov.vn; Website: www.nxbthongtintruyenthong.vn

Chi nhánh TP. HCM:

8A Đường D2, P. 25, Q. Bình Thạnh, TP. Hồ Chí Minh

Điện thoại: 08-3512 7750, 3512 7751; 3899 2147; Fax: 08-3512 7751

E-mail: cmsg.nxbtttt@mic.gov.vn

Chi nhánh Đà Nẵng:

42 Trần Quốc Toàn, quận Hải Châu, TP. Đà Nẵng

Điện thoại: 0511- 3897 467; Fax: 0511- 3843 359

E-mail: cndn.nxbtttt@mic.gov.vn

MỜI CÁC BẠN TÌM ĐỌC

1. Hệ thống thông tin quang thế hệ sau
2. Công nghệ truyền dẫn cáp sợi quang: Lý thuyết và thực hành
3. Chuyển mạch mềm và các ứng dụng trong mạng Viễn thông thế hệ sau
4. Các tổng đài đã dịch vụ trên mạng viễn thông Việt Nam

SÁCH CỦA NXB THÔNG TIN VÀ TRUYỀN THÔNG CÓ BÁN TẠI:

1.NHÀ SÁCH TIỀN PHONG

175 Nguyễn Thái Học, Hà Nội

2.NHÀ SÁCH NGUYỄN VĂN CỪ

36 Xuân Thủy, Cầu Giấy, Hà Nội

3.NHÀ SÁCH BÁCH KHOA

Số 1 Đường Giải Phóng, Hà Nội

86 Tô Hiến Thành, Quận 10, TPHCM

4.NHÀ SÁCH THĂNG LONG

2 Bis Nguyễn Thị Minh Khai, Quận 1, TPHCM

Giá: 55.000đ