

**ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI  
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ**

**LÊ VĂN QUỲNH**

**TRUYỀN DẪN QUANG SỢI KẾT HỢP  
TỐC ĐỘ 100 Gbps**

**LUẬN VĂN THẠC SĨ: CÔNG NGHỆ KỸ THUẬT  
ĐIỆN TỬ, TRUYỀN THÔNG**

**HÀ NỘI - 2016**

**ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI  
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ**

**LÊ VĂN QUỲNH**

**TRUYỀN DẪN QUANG SỢI KẾT HỢP  
TỐC ĐỘ 100 Gbps**

**Ngành: Công nghệ Kỹ thuật Điện tử, Truyền thông**

**Chuyên ngành: Kỹ thuật Điện tử**

**Mã số: 60520203**

**LUẬN VĂN THẠC SĨ: CÔNG NGHỆ KỸ THUẬT  
ĐIỆN TỬ, TRUYỀN THÔNG**

**NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC: TS. NGUYỄN NAM HOÀNG**

**HÀ NỘI - 2016**

## LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan đây là công trình nghiên cứu của riêng tôi và được sự hướng dẫn khoa học của TS. Nguyễn Nam Hoàng. Các nội dung nghiên cứu, kết quả trong đề tài này là trung thực và chưa công bố dưới bất kỳ hình thức nào trước đây. Những số liệu trong các bảng biểu phục vụ cho việc phân tích, nhận xét, đánh giá được chính tác giả thu thập từ các nguồn khác nhau có ghi rõ trong phần tài liệu tham khảo.

Nếu phát hiện có bất kỳ sự gian lận nào tôi xin hoàn toàn chịu trách nhiệm về nội dung luận văn của mình.

*Hà Nội, ngày ... tháng ... năm 2016*

**Tác giả luận văn**

## MỤC LỤC

|   |    |
|---|----|
| DANH SÁCH CÁC TỪ VIẾT TẮT VÀ THUẬT NGỮ .....              | 3  |
| DANH MỤC BẢNG .....                                       | 6  |
| DANH MỤC HÌNH VẼ .....                                    | 6  |
| LỜI MỞ ĐẦU .....  | 8  |
| CHƯƠNG 1. TỔNG QUAN VỀ HỆ THỐNG THÔNG TIN QUANG .....     | 10 |
| 1.1. Cơ bản về hệ thống thông tin quang. ....             | 10 |
| 1.2. Cơ bản về sợi quang [1] .....                        | 12 |
| 1.2.1. Suy hao trên sợi quang .....                       | 12 |
| 1.2.2. Cấu tạo cơ bản của sợi quang .....                 | 12 |
| 1.2.3. Các loại sợi quang .....                           | 13 |
| 1.2.4. Sự tán sắc .....                                   | 14 |
| 1.2.5. Các loại tán sắc .....                             | 15 |
| 1.3. Ghép kênh phân chia theo bước sóng (WDM) .....       | 16 |
| 1.4. Nguồn phát quang .....                               | 18 |
| 1.5. Bộ tách sóng quang .....                             | 19 |
| 1.6. Kết luận chương 1 .....                              | 21 |
| CHƯƠNG 2. KỸ THUẬT ĐIỀU CHẾ .....                         | 22 |
| 2.1. Giới thiệu .....                                     | 22 |
| 2.2. Điều chế trực tiếp và điều chế ngoài .....           | 22 |
| 2.3. Kỹ thuật điều chế PSK .....                          | 24 |
| 2.3.1. Điều chế BPSK .....                                | 25 |
| 2.3.2. Điều chế QPSK .....                                | 26 |
| 2.3.3. PSK bậc cao .....                                  | 28 |
| 2.4. Kỹ thuật điều chế DP-QPSK [5] .....                  | 29 |
| 2.4.1. Điều chế tín hiệu DP-QPSK .....                    | 29 |
| 2.4.2. Giải điều chế tín hiệu DP-QPSK .....               | 30 |
| 2.5. Thuật toán khôi phục tín hiệu DP-QPSK [5] .....      | 30 |
| 2.6. Kết luận chương 2 .....                              | 31 |
| CHƯƠNG 3. THÔNG TIN QUANG 100 Gbps .....                  | 32 |
| 3.1. Giới thiệu .....                                     | 32 |
| 3.2. Coherent và bộ tách sóng trực tiếp .....             | 32 |
| 3.3. Tách sóng coherent [6] .....                         | 33 |
| 3.4. Bộ phát và bộ thu DP-QPSK .....                      | 35 |
| 3.5. 100 Gb/s DP-QPSK [7] .....                           | 37 |
| 3.5.1. Các đặc điểm năng lực của 100 Gb/s DP-QPSK .....   | 38 |
| 3.5.2. Nâng cấp hệ thống truyền dẫn lên 100G .....        | 40 |
| 3.5.3. Sự phức tạp của bộ thu tách sóng coherent số ..... | 41 |

|  |   |    |
|--|---|----|
| 3.6.   | Xử lý tín hiệu số trên hệ thống thông tin quang coherent..... | 42 |
| 3.7.   | ‘Sửa sai hướng đi’ - FEC .....                                | 44 |
| 3.8.   | Kết luận chương 3 .....                                       | 45 |
| CHƯƠNG 4. MÔ PHỎNG VÀ ĐÁNH GIÁ BER CỦA HỆ THỐNG..... |   | 47 |
| 4.1.   | Công cụ mô phỏng Optisystem 14.0.....                         | 47 |
| 4.2.   | Đặt vấn đề .....  | 48 |
| 4.3.   | Mô hình mô phỏng.....   | 50 |
| 4.3.1.   | Bài toán mô phỏng.....  | 50 |
| 4.3.2.   | Thiết kế mô phỏng.....  | 51 |
| 4.3.3.   | Mô phỏng và đánh giá kết quả.....                             | 55 |
| 4.4.   | Kết luận.....   | 64 |
| TÀI LIỆU THAM KHẢO .....                             |   | 67 |

## DANH SÁCH CÁC TỪ VIẾT TẮT VÀ THUẬT NGỮ

| Từ viết tắt | Từ đầy đủ                                       | Ý nghĩa   |
|-------------|---|---|
| ADC         | Analog-to-digital converter                     | Bộ chuyển đổi tương tự sang số                  |
| ADP         | Avalanche photodiodes                           | Điốt thác lũ                                    |
| ASK         | Amplitude-shift keying                          | Điều chế khóa dịch biên độ                      |
| AWGN        | Additive white Gaussian noise                   | Nhiều Gaussian trắng                            |
| BER         | Bit Error Rate                                  | Tỷ lệ lỗi bit                                   |
| BPSK        | Binary phase-shift keying                       | Điều chế khóa dịch pha nhị phân                 |
| CD          | Chromatic dispersion                            | Tán sắc màu                                     |
| CMOS        | Complementary metal oxide semiconductor         | Điốt bán dẫn                                    |
| Coherent    |   | Mô hình hệ thống truyền dẫn điều chế kết hợp    |
| DCF         | Dispersion compensating fiber                   | Sợi bù tán sắc                                  |
| DCM         | Dispersion compensating module                  | Mô đun bù tán sắc                               |
| DEMUX       | Demultiplexer                                   | Bộ tách tín hiệu                                |
| DP-QPSK     | Dual-polarization quadrature phase shift keying | Điều chế khóa dịch pha cầu phương, phân cực kép |
| DQPSK       | Differential quaternary phase-shift keying      | Điều chế khóa dịch pha cầu phương vi phân       |
| DSP         | Digital signal processing                       | Bộ xử lý tín hiệu số                            |
| DWDM        | Dense wavelength division multiplexing          | Ghép kênh phân chia bước sóng theo mật độ       |
| EDC         | Electronic dispersion compensation              | Bù tán sắc ở miền điện                          |
| EDFA        | Erbium doped Fibre amplifier                    | Bộ khuếch đại sợi quang trộn Eribium            |
| E-FEC       | Enhanced forward error correction               | Sửa sai hướng đi mở rộng                        |
| FBG         | Fiber Bragg gratings                            | Sợi cách tử Bragg                               |
| FEC         | Forward error correction                        | Sửa sai hướng đi                                |
| G-FEC       | Generic- Forward error correction               | Sửa sai hướng đi nói chung                      |

|         |  |  |
|---------|--|--|
| ITU     | International Telecommunication Union                  | Tổ chức viễn thông quốc tế                             |
| LD      | Laser diode  | Đi ốt laser  |
| LDPC    | Low-density parity check codes                         | Mã kiểm tra chẵn lẻ - mức thấp                         |
| LO      | Local Oscillator                                       | Bộ dao động nội  |
| MUX     | Multiplexer  | Bộ ghép kênh   |
| NCG     | Net coding gain  | Độ lợi mã hóa  |
| NRZ     | Non return to zero                                     | Không trả về không                                     |
| OEO     | Optical-to-electronic-to-optical                       | Chuyển đổi quang – điện - quang                        |
| OIF     | Optical internetworking forum                          | Diễn đàn mạng quang                                    |
| OOK     | On off keying  | Khóa on - off  |
| OPLL    | Optical Phase-locked loop                              | Vòng lặp khóa pha quang                                |
| OSNR    | Optical Signal to Noise Ratio                          | Tỷ số tín hiệu – nhiễu quang                           |
| PBC     | Polarization beam combiner                             | Bộ kết hợp chùm phân cực                               |
| PBS     | Polarization beam splitter                             | Bộ tách chùm phân cực                                  |
| PDM     | Polarization-division multiplexing                     | Ghép kênh phân cực                                     |
| PIN     | PIN diode  | Đi ốt PIN  |
| PLL     | Phase-locked loop                                      | Vòng lặp khóa pha                                      |
| PMD     | Polarization-mode dispersion                           | Tán sắc phân cực mốt                                   |
| PM-QPSK | Polarization-multiplexed quadrature phase-shift keying | Điều chế ghép kênh phân cực, khóa dịch pha cầu phương  |
| PSK     | Phase-shift keying                                     | Điều chế khóa dịch pha                                 |
| PXC     | Photonic cross-connects                                | Bộ kết nối chéo ở miền quang                           |
| QAM     | Quadrature Amplitude Modulation                        | Điều chế biên độ cầu phương                            |
| QPSK    | Quadrature phase-shift keying                          | Điều chế khóa dịch pha cầu phương                      |
| ROADM   | Reconfigurable optical add/drop multiplexer            | Bộ ghép kênh/xem rớt, có thể cấu hình lại ở miền quang |
| RZ      | Return to zero   | Trả về không   |
| SD-FEC  | Soft decision forward error correction                 | Sửa sai hướng đi - mềm                                 |
| SE      | Spectral efficiency                                    | Hiệu suất phổ  |

|      |                                  |                                    |
|------|----------------------------------|------------------------------------|
| SSMF | Standard single-mode fiber       | Sợi quang chuẩn đơn mode           |
| TDM  | Time-division multiplexing       | Ghép kênh phân chia miền thời gian |
| WDM  | Wavelength-division multiplexing | Ghép kênh phân chia theo bước sóng |



## DANH MỤC BẢNG

|   |    |
|---|----|
| Bảng 1.1. Bảng bước sóng chuẩn hóa của ITU. [2] ..... | 18 |
| Bảng 1.2. So sánh LED và Laser.....                   | 18 |
| Bảng 1.3. Đặc điểm bộ tách sóng quang điển hình. .... | 20 |
| Bảng 4.1. Thông số các phần tử của hệ thống:.....     | 53 |

## DANH MỤC HÌNH VẼ

|  |    |
|--|----|
| Hình 1.1. Hệ thống thông tin quang điển hình. ....                         | 10 |
| Hình 1.2. Cấu trúc đơn giản của hệ thống thông tin quang đơn hướng.....    | 11 |
| Hình 1.3. Cấu trúc đơn giản của bộ lặp tín hiệu đơn hướng.....             | 11 |
| Hình 1.4. Cấu trúc cơ bản của sợi quang.....                               | 12 |
| Hình 1.5. Cơ chế ánh sáng lan truyền trong sợi quang.....                  | 12 |
| Hình 1.6. Mô tả sợi đa mode chiết suất bậc .....                           | 13 |
| Hình 1.7. Mô tả sợi quang đơn mode chiết suất bậc .....                    | 13 |
| Hình 1.8. Miêu tả sợi quang chiết suất giảm dần .....                      | 14 |
| Hình 1.9: Sự tán sắc làm xung bị rộng ra. ....                             | 15 |
| Hình 1.10. Nhiễu liên ký tự .....  | 15 |
| Hình 1.11. Mode truyền trong sợi quang.....                                | 15 |
| Hình 1.12. Ghép kênh phân chia theo bước sóng.....                         | 17 |
| Hình 1.13. Điều khiển dòng và công suất đầu ra của LED và laser.....       | 19 |
| Hình 1.14. Đáp ứng phổ của bộ tách sóng quang.....                         | 19 |
| Hình 1.15. Mạch khuếch đại tách sóng quang điển hình.....                  | 20 |
| Hình 2.1. Điều chế trực tiếp. ....   | 22 |
| Hình 2.2. Điều chế ngoài.....  | 23 |
| Hình 2.3. Điều chế ngoài sử dụng ống dẫn sóng giao thoa Mach-Zehnder. .... | 23 |
| Hình 2.4. Sơ đồ chòm sao biểu diễn 8-PSK. ....                             | 24 |
| Hình 2.5. Sơ đồ chòm sao của BPSK .....                                    | 25 |
| Hình 2.6. Sơ đồ chòm sao của QPSK với mã hóa Gray .....                    | 27 |
| Hình 2.7: Sơ đồ điều chế tín hiệu DP-QPSK .....                            | 29 |
| Hình 2.8: Sơ đồ khối của bộ thu DP-QPSK coherent .....                     | 30 |
| Hình 3.1 Khái niệm cơ bản về bộ tách coherent .....                        | 33 |
| Hình 3.2. Mô hình hệ thống truyền dẫn coherent.....                        | 34 |
| Hình 3.3. Hệ thống truyền dẫn coherent.....                                | 34 |
| Hình 3.4. Sơ đồ chòm sao của DP-QPSK. ....                                 | 36 |
| Hình 3.5. Xung bị trải rộng do ảnh hưởng của tán sắc.....                  | 40 |
| Hình 3.6. Khả năng chịu PMD của hệ thống 100 Gb/s PD-QPSK .....            | 41 |
| Hình 3.7. Sơ đồ bộ lọc số FIR áp dụng cho bù tán sắc màu.....              | 43 |
| Hình 3.8. Biểu diễn mạch DSP tách kênh phân cực.....                       | 43 |
| Hình 3.9. Thuật toán xác định pha đối với QPSK.....                        | 44 |
| Hình 3.10. Sự hoạt động của FEC .....                                      | 45 |
| Hình 4.1. Cấu trúc hệ thống truyền dẫn 100 Gbps .....                      | 49 |

|  |    |
|--|----|
| Hình 4.2. Sơ đồ mạch mô phỏng kênh truyền tín hiệu 112 Gbps.....                 | 51 |
| Hình 4.3. Thông số tốc độ bit của kênh truyền.....                               | 51 |
| Hình 4.4. Sơ đồ khối phát DP-QPSK .....  | 52 |
| Hình 4.5. Kênh truyền tín hiệu 112 Gbps.....                                     | 52 |
| Hình 4.6. Sơ đồ khối thu DP-QPSK.....  | 53 |
| Hình 4.7. Biểu đồ kết quả BER và OSNR trong hệ thống .....                       | 56 |
| Hình 4.8. Giá trị BER đạt được, khi OSNR là 10 .....                             | 57 |
| Hình 4.9. Sơ đồ chòm sao của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 10 .....    | 57 |
| Hình 4.10. Sơ đồ hình mắt của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 10 .....   | 58 |
| Hình 4.11. Giá trị BER đạt được, khi OSNR là 12.5 .....                          | 58 |
| Hình 4.12. Sơ đồ hình mắt của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 12.5 ..... | 59 |
| Hình 4.13. Sơ đồ chòm sao của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 12.5 ..... | 59 |
| Hình 4.14. Giá trị BER đạt được, khi OSNR là 15.5 .....                          | 60 |
| Hình 4.15. Sơ đồ chòm sao của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 15.5 ..... | 60 |
| Hình 4.16. Giá trị BER đạt được, khi OSNR là 16 .....                            | 61 |
| Hình 4.17. Sơ đồ hình mắt của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 16 .....   | 61 |
| Hình 4.18. Sơ đồ chòm sao của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 16 .....   | 62 |
| Hình 4.19. Sơ đồ hình mắt của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 22 .....   | 62 |
| Hình 4.20. Sơ đồ chòm sao của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 22 .....   | 63 |
| Hình 4.21. Sơ đồ hình mắt của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 30 .....   | 63 |
| Hình 4.22. Sơ đồ chòm sao của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 30 .....   | 63 |

## LỜI MỞ ĐẦU

Cùng với sự phát triển không ngừng của khoa học công nghệ, nhu cầu phát triển đa dạng của các dịch vụ viễn thông. Bên cạnh việc cung cấp các dịch vụ viễn thông như thoại, internet, các trò chơi tương tác, truyền hình hội nghị, kênh thuê riêng, mạng riêng ảo, dịch vụ FTTx... và các thế hệ công nghệ mạng 2G, 3G, 4G,... Dẫn tới nhu cầu phát triển các đường truyền băng rộng để đáp ứng được sự nở rộ dung lượng truyền tải trong hệ thống thông tin.

Trong hệ thống thông tin, hệ thống thông tin quang đóng vai trò rất quan trọng, giúp đảm bảo truyền tải dung lượng lớn trên khoảng cách xa và tiết kiệm chi phí đầu tư. Các công nghệ truyền dẫn sợi quang, công nghệ truyền dẫn SDH dung lượng 2.5Gbit/s, 10Gbit/s ra đời từ rất lâu, xong dần dần trở nên lỗi thời do không đáp ứng được các nhu cầu truyền tải dung lượng lớn cỡ vài trăm Gbit/s hoặc vài Tbit/s và chi phí xây dựng mở rộng dung lượng cáp sợi quang lên cao.

Công nghệ tách/ghép kênh theo bước sóng WDM ra đời đã giải quyết được phần nào bài toán dung lượng truyền tải băng rộng. Xong lại vấp phải một số hạn chế về số lượng bước sóng tách/ghép được truyền tải, khoảng 80 bước sóng ở dải band C, về dung lượng truyền tải trên mỗi bước sóng. Do công nghệ sản xuất các mạch tích hợp IC bán dẫn hiện tại, các IC bán dẫn bị hạn chế về năng lực xử lý. Nên sẽ rất khó để có thể tăng dung lượng truyền tải trên mỗi bước sóng nếu không có các công nghệ sản xuất IC bán dẫn tiên tiến mới hoặc chất bán dẫn mới có thuộc tính phù hợp.

Ngày nay, nhờ các kỹ thuật điều chế tiên tiến mà có thể giúp làm tăng dung lượng truyền tải trên mỗi bước sóng từ 10Gbit/s, 40Gbit/s, 100Gbit/s và đã được thương mại hóa. Gần đây một số hãng sản xuất thiết bị đã thử nghiệm thành công kỹ thuật điều chế mới và tạo ra dung lượng truyền tải 400Gbit/s trên mỗi bước sóng và đang được đưa vào thương mại hóa. Việc áp dụng các kỹ thuật điều chế trên nền công nghệ sản xuất IC bán dẫn hiện tại, đã giúp làm giảm các chi phí đầu tư hạ tầng cho các nhà mạng. Như là có thể nâng cấp hệ thống truyền dẫn WDM hiện tại từ dung lượng 10Gbit/s trên mỗi bước sóng lên 40Gbit/s hoặc 100Gbit/s trên mỗi bước sóng, bằng cách vẫn giữ nguyên hạ tầng thiết bị tách/ghép bước sóng và nâng cấp thay thế phần thiết bị chuyển đổi bước sóng dung lượng 40Gbit/s hoặc 100Gbit/s. Trong hệ thống thông tin quang, công nghệ truyền tải bước sóng 100Gbit/s sử dụng kỹ thuật điều chế DP-QPSK (hay PM-QPSK) để truyền tải 100Gbit/s dữ liệu vào một bước sóng ở band C và gửi tới hệ thống tách/ghép bước sóng để truyền/nhận tới đầu xa.

Tại Việt Nam, một số nhà mạng như VNPT, Viettel đã và đang triển khai hệ thống truyền dẫn quang bước sóng 100Gbit/s của các hãng như Huawei, Alcatel, Nortel... Công nghệ truyền tải bước sóng 100Gbit/s này được các nhà sản xuất chào bán sản phẩm với nhiều những ưu điểm: giảm giá thành truyền tải trên mỗi bit dữ liệu, đòi hỏi OSNR thấp, khả năng truyền tải xa hơn, độ tin cậy cao hơn...

Trong đề tài này, nghiên cứu về sự ảnh hưởng của nhiễu trên đường truyền hay sự ảnh hưởng của tỷ số tín hiệu – nhiễu tới tỷ lệ lỗi bit của tín hiệu trong hệ thống truyền tải bước sóng 100Gbit/s, sử dụng kỹ thuật điều chế DP-QPSK. Nội dung đề tài được trình bày trong 4 phần:

*CHƯƠNG 1: TỔNG QUAN VỀ HỆ THỐNG THÔNG TIN QUANG*

*CHƯƠNG 2: KỸ THUẬT ĐIỀU CHẾ*

*CHƯƠNG 3: THÔNG TIN QUANG 100 Gbps*

*CHƯƠNG 4: MÔ PHỎNG VÀ ĐÁNH GIÁ BER CỦA HỆ THỐNG*

TRUYỀN DẪN QUANG SỢI KẾT HỢP là một mô hình hệ thống thông tin quang mà trong đó hai từ KẾT HỢP là phương pháp điều chế và tách sóng quang theo mô hình Coherent. Coherent là phương pháp mà bộ thu quang sẽ cộng tín hiệu quang tới với tín hiệu quang giao động nội, sau đó tách tín hiệu quang tổng này thành tín hiệu điện, ở phía phát tín hiệu được điều chế ở miền quang. DP-QPSK là một dạng điều chế phân cực kép từ hai tín hiệu điều chế QPSK. Trong đề tài này xin được sử dụng nhiều, giữ nguyên thuật ngữ Coherent và DP-QPSK để nói đến kỹ thuật điều chế tạo ra băng thông 100 Gbit/s.

Do thời gian và kiến thức còn hạn chế nên không thể tránh khỏi những thiếu sót, rất mong nhận được những sự bổ sung, góp ý của quý thầy cô cũng như bạn đọc quan tâm để đề tài này được hoàn thiện hơn.

Xin gửi lời cảm ơn chân thành đến thầy T.S Nguyễn Nam Hoàng, người đã tận tình chỉ bảo, hướng dẫn, bổ sung kiến thức cho tôi trong thời gian vừa qua. Xin chân thành cảm ơn các thầy cô Khoa Điện Tử - Viễn Thông, Trường Đại Học Công Nghệ - ĐH Quốc Gia Hà Nội đã trang bị kiến thức và giúp đỡ để hoàn thành đề tài này.

*Hà Nội, ngày ... tháng ... năm 2016*

**Học viên**

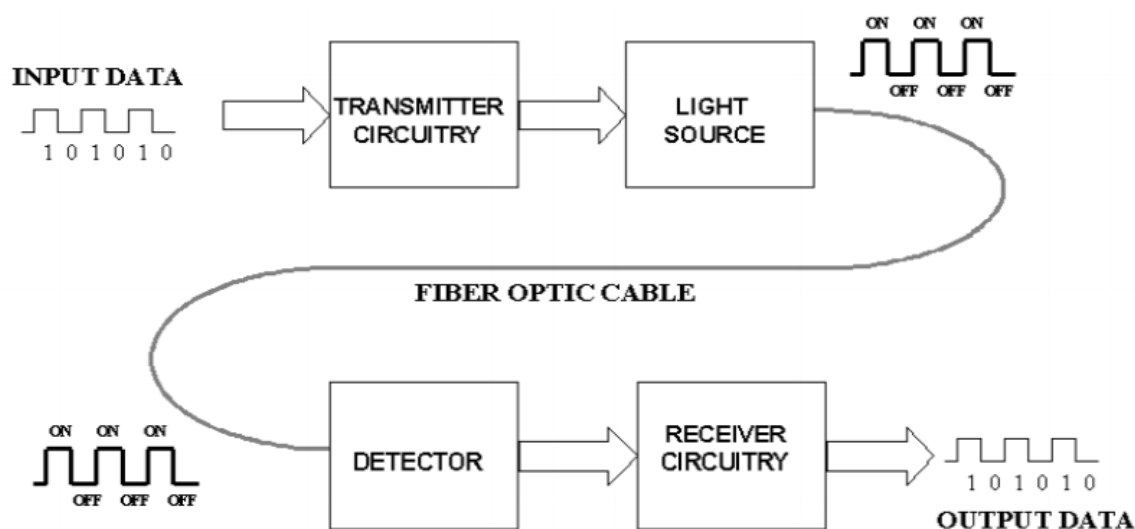
Lê Văn Quỳnh

## CHƯƠNG 1. TỔNG QUAN VỀ HỆ THỐNG THÔNG TIN QUANG

### 1.1. Cơ bản về hệ thống thông tin quang.

Ngày nay, song song với sự phát triển của xã hội, nhu cầu thông tin liên lạc của con người là không thể thiếu. Cùng với nó là sự phát triển của khoa học kỹ thuật, đã tạo ra nhiều các loại dịch vụ viễn thông như: thoại, truyền hình hội nghị, trò chơi trực tuyến... Đóng góp vào sự phát triển to lớn đó phải kể đến sự ra đời của cáp sợi quang và kỹ thuật thông tin trên sợi quang.

Thông tin quang là một phương thức dùng ánh sáng để truyền dẫn thông tin. Hệ thống thông tin quang bao gồm một đầu phát dùng để mã hóa thông tin thành tín hiệu ánh sáng, kênh truyền dùng để truyền tín hiệu đến đích, đầu thu dùng để tái tạo lại thông tin từ tín hiệu nhận được. Kênh truyền sử dụng là cáp sợi quang là môi trường mang thông tin từ từ một điểm đến một điểm khác dưới dạng ánh sáng.

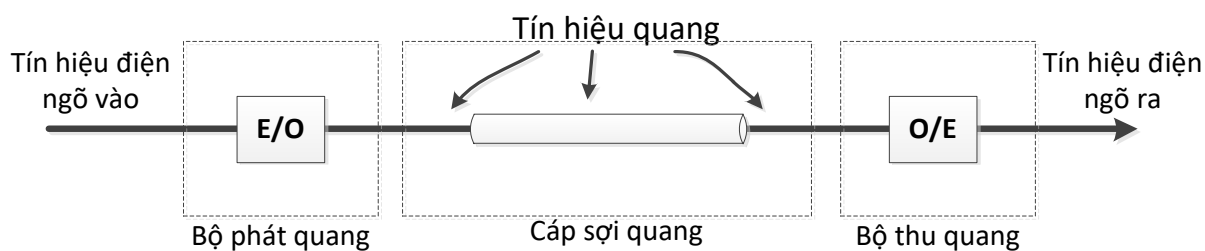


Hình 1.1. Hệ thống thông tin quang điển hình.

Hình 1.1 biểu thị một hệ thống thông tin quang điển hình. Dữ liệu đầu vào (Input data) là các tín hiệu số được gửi tới mạch phát tín hiệu, sau đó được chuyển đổi tín hiệu từ điện thành tín hiệu quang và phát vào môi trường truyền tin là sợi quang và gửi tới đầu thu và được chuyển đổi từ tín hiệu quang thành tín hiệu điện và được khôi phục lại giống với tín hiệu ban đầu.

Cấu trúc đơn giản của một hệ thống thông tin quang có thể mô tả đơn giản gồm:

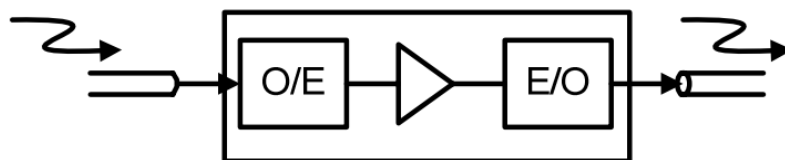
- **Bộ phát quang E/O:** có vai trò chuyển đổi tín hiệu điện thành tín hiệu quang và phát vào sợi quang. Người ta thường gọi khối E/O này là nguồn quang. Hiện nay, linh kiện điện tử được sử dụng làm nguồn quang là LED và LASER.
- **Bộ thu quang O/E:** có vai trò chuyển đổi tín hiệu quang thu được thành tín hiệu điện gốc giống với tín hiệu ở phía phát. Các linh kiện điện tử hiện nay thường được sử dụng để làm chức năng này là PIN và APD và chúng thường được gọi là linh kiện tách sóng quang.
- **Môi trường truyền tin:** là cáp sợi quang



Hình 1.2. Cấu trúc đơn giản của hệ thống thông tin quang đơn hướng

Để thực hiện truyền dẫn giữa 2 điểm, cần phải có 2 sợi quang. Hình 1.2 mô tả cấu trúc đơn giản của hệ thống thông tin quang đơn hướng.

Nếu cự ly truyền thông tin quá dài thì trên tuyến có thể lắp thêm một hoặc nhiều các bộ lặp tín hiệu. Cấu trúc đơn giản của một bộ lặp tín hiệu được minh họa ở hình 1.3.



Hình 1.3. Cấu trúc đơn giản của bộ lặp tín hiệu đơn hướng

**Trạm lặp:** khi truyền trên sợi quang, công suất của tín hiệu quang bị suy yếu dần (do có suy hao trên sợi quang). Nếu cự ly truyền thông tin quá dài thì tín hiệu quang này có thể không đến được đầu thu hoặc đến đầu thu với công suất rất thấp và đầu thu không nhận dạng được tín hiệu, lúc này ta phải sử dụng các trạm lặp ở trên đường truyền. Chức năng chính của trạm lặp là thu nhận tín hiệu quang đã bị suy giảm, tái tạo chúng trở lại thành tín hiệu điện. Sau đó sửa dạng tín hiệu điện này, khuếch đại tín hiệu đã sửa dạng, chuyển đổi thành tín hiệu đã khuếch đại thành tín hiệu quang. Và cuối cùng đưa tín hiệu quang này lên đường truyền để truyền tải tiếp tới đầu thu. Như vậy tín hiệu ở ngõ vào và ngõ ra của trạm lặp đều là tín hiệu quang và trong trạm lặp có cả khối chuyển đổi quang-điện và điện-quang.

### Các cửa sổ truyền dẫn:

Truyền dẫn sợi quang sử dụng các bước sóng có phổ điện từ gần vùng hồng ngoại, phía trên vùng ánh sáng nhìn thấy và không thể nhìn thấy được bằng mắt. Các bước sóng sử dụng trong truyền dẫn quang điển hình là 850nm, 1310nm, 1550nm và 1625nm. Cả hai loại LASER và LED được sử dụng để làm nguồn phát ánh sáng vào sợi quang. Laser thường được sử dụng cho các bước sóng 1310nm hoặc 1550nm trong ứng dụng sợi đơn mode. LED được sử dụng cho bước sóng 850nm hoặc 1310nm trong ứng dụng sợi đa mode.

Dải của các bước sóng là dải mà trong sợi quang nó làm việc tốt nhất. Mỗi dải được hiểu là một cửa sổ làm việc. Mỗi cửa sổ là vị trí trung tâm khi bước sóng hoạt động bình thường.

## 1.2. Cơ bản về sợi quang [1]

### 1.2.1. Suy hao trên sợi quang

Suy hao trong hệ thống được biểu diễn như sau:

$$Loss = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (1.1)$$

Trong đó,  $P_{in}$  là công suất đi vào sợi cáp và  $P_{out}$  là công suất cho phép ở đầu ra của sợi cáp quang. Để thuận tiện, suy hao sợi quang thường được biểu diễn dưới dạng decibels (dB) và được tính như sau:

$$Loss_{dB} = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (1.2)$$

Suy hao trong sợi quang cũng được biểu diễn là (dB/km), tức là suy hao trung bình trong sợi quang dài 1 kilomet. Công suất quang trong các hệ thống sợi quang thường được biểu diễn là dBm, đó là do decibel được quy vào 1mW.

Với công suất quang được biểu diễn là dBm, công suất lồi ra mọi nơi trong hệ thống có thể được xác định đơn giản bởi biểu diễn công suất lồi vào là dBm và trừ đi các thành phần suy hao riêng lẻ cũng được biểu diễn là dBm.

Các nguyên nhân chính gây ra suy hao trong sợi quang là:

- Do hấp thụ bởi vật liệu hay tạp chất cấu tạo nên sợi quang
- Do tán xạ tuyến tính
- Do bị uốn cong

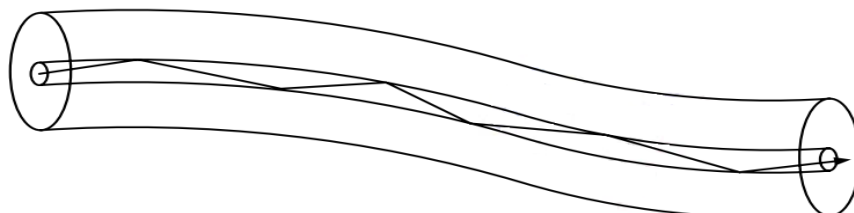
### 1.2.2. Cấu tạo cơ bản của sợi quang



Hình 1.4. Cấu trúc cơ bản của sợi quang

Ứng dụng hiện tượng vật lý phản xạ toàn phần, sợi quang được chế tạo cơ bản gồm có 2 lớp như sau: cấu trúc tổng quát được minh họa trong hình 1.4.

- Lớp trong cùng (lớp lõi) có dạng hình trụ tròn, có đường kính  $d = 2a$ , làm bằng thủy tinh có chiết suất  $n_1$  được gọi là lõi sợi (core)
- Lớp thứ 2 cũng có dạng hình trụ bao quanh lõi nên được gọi là lớp vỏ bọc (cladding) có đường kính  $D = 2b$ , làm bằng thủy tinh hoặc nhựa plastic, có chiết suất  $n_2 < n_1$ .



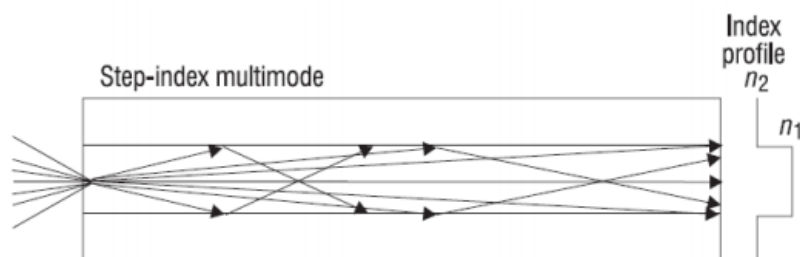
Hình 1.5. Cơ chế ánh sáng lan truyền trong sợi quang

Ánh sáng truyền từ đầu này đến đầu kia của sợi quang bằng cách phản xạ toàn phần tại mặt ngăn cách giữ lõi và lớp vỏ bọc, và được định hướng trong lõi. Hình 1.5 minh họa cơ chế ánh sáng lan truyền trong sợi quang.

### 1.2.3. Các loại sợi quang

Có 3 loại cáp sợi quang cơ bản được sử dụng trong hệ thống thông tin quang:

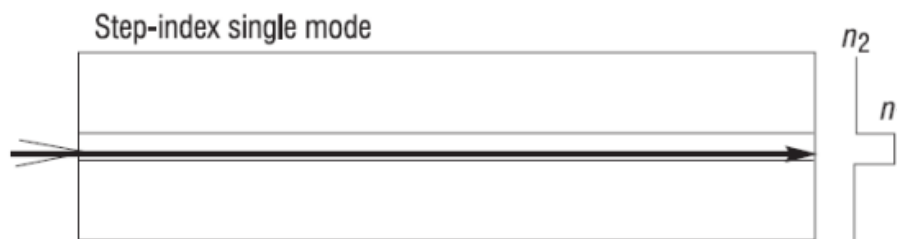
#### a. Sợi đa mode chiết suất bậc



Hình 1.6. Mô tả sợi đa mode chiết suất bậc

Sợi đa mode chiết suất bậc có chiết suất khúc xạ biến đổi từ thấp - cao - thấp khi được tính từ lớp vỏ (cladding) – lõi (core) – vỏ (cladding). Thuật ngữ “đa mode” nói lên thực tế rằng có nhiều mode làm việc trong sợi quang. Sợi đa mode chiết suất bậc được sử dụng trong các ứng dụng yêu cầu tốc độ bit thấp và băng rộng (< 1GHz) trên khoảng cách ngắn (<3 km) như là mạng nội bộ (LAN) hoặc 1 mạng đường trục cỡ nhỏ.

#### b. Sợi đơn mode chiết suất bậc



Hình 1.7. Mô tả sợi quang đơn mode chiết suất bậc

Sợi đơn mode chiết suất bậc cho phép chỉ một đường, hoặc mode cho ánh sáng đi qua sợi quang, được minh họa trong hình 1.7. Trong sợi đa mode chiết suất bậc, số mode  $M_n$  truyền có thể được tính xấp xỉ là:

$$M_n = \frac{V^2}{2} \quad (1.3)$$

Ở đây  $V$  được hiểu là tần số, hay  $V$ -number, liên quan đến kích thước sợi quang, chỉ số khúc xạ, và bước sóng.  $V$ -number được cho bởi phương trình sau:

$$V = \left[ \frac{2\pi a}{\lambda} \right] \times N.A; \quad (1.4)$$

$$N.A = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = n_1 \sqrt{2\Delta}; \quad (1.5)$$

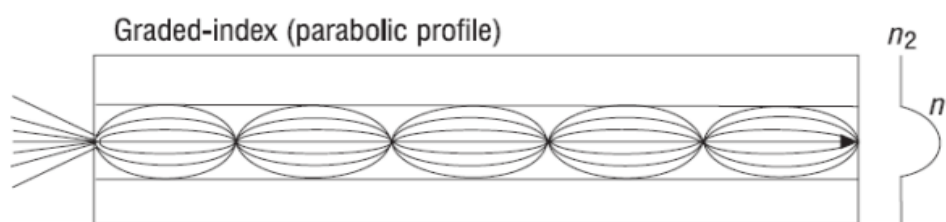
Trong phương trình trên,  $a$  là bán kính lõi sợi quang,  $\lambda$  là bước sóng làm việc, N.A là khẩu độ số,  $n_1$  là chiết suất lõi,  $n_2$  là chiết suất lớp vỏ và  $\Delta$  là chênh lệch chỉ số khúc xạ giữa lõi và vỏ.



Các sợi đơn mode được sử dụng trong các ứng dụng mà trong đó yêu cầu suy hao tín hiệu thấp và yêu cầu tốc độ dữ liệu cao, như là trong các tuyến đường dài mà ở đó khoảng cách lặp hay là khuếch đại đạt được tối đa. Bởi vì sợi đơn mode cho phép chỉ một mode hay tia sáng để truyền (mode bậc thấp nhất), nó không bị tán sắc mode giống như sợi đa mode và vì thế có thể được sử dụng cho các ứng dụng băng rộng cao hơn. Tuy nhiên, thông thường sợi đơn mode không bị ảnh hưởng bởi sự tán sắc mode, ở tốc độ dữ liệu cao hơn sự tán sắc màu có thể giới hạn hiệu năng của đường truyền.

Hạn chế chính của sợi đơn mode là tương đối khó khăn để làm việc vì kích thước lõi của nó nhỏ. Sợi đơn mode được sử dụng chỉ với nguồn phát laser.

### c. Sợi chiết suất giảm dần



Hình 1.8. Miêu tả sợi quang chiết suất giảm dần

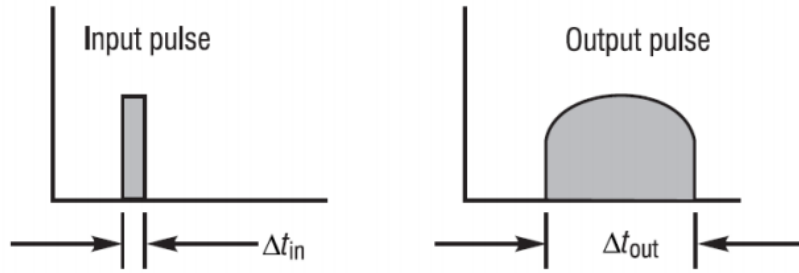
Sợi chiết suất giảm dần là một sự ràng buộc giữa thông số độ rộng lõi và khẩu độ số N.A của sợi đa mode và băng rộng cao hơn của sợi đơn mode. Với sự tạo thành của lõi mà chiết suất khúc xạ giảm xuống theo hình parabol từ trung tâm lõi đến vỏ, ánh sáng truyền qua trung tâm của sợi có chỉ số chiết suất cao hơn ánh sáng truyền trong các mode cao. Điều này nghĩa là các mode cao truyền nhanh hơn các mode thấp hơn, nó cho phép “rượt theo” tới các mode thấp, vì thế làm giảm số lượng của sự tán sắc mode, tức là làm tăng băng thông của sợi quang.

#### 1.2.4. Sự tán sắc

Trong quang học, sự tán sắc là hiện tượng mà vận tốc pha của sóng ánh sáng phụ thuộc vào tần số của nó hoặc là khi vận tốc nhóm phụ thuộc vào tần số. Phương tiện truyền thông tin có một thuộc tính là thông số tán sắc, và gây ra nhiều ảnh hưởng khác nhau. Sự tán sắc đôi khi được gọi là sự tán sắc màu để nhấn mạnh tính chất phụ thuộc bước sóng của nó hoặc sự tán sắc vận tốc nhóm của nó để ám chỉ quy luật vận tốc nhóm. Sự tán sắc hầu như thường được miêu tả cho các sóng ánh sáng, nhưng nó có thể xảy ra cho nhiều loại sóng mà tương tác với môi trường hay truyền xuyên qua một môi trường từ tính không đồng đều, như là các sóng âm thanh. Sự tán sắc vật liệu được đo bởi số Abbe của nó  $V$ , với các số Abbe thấp tương ứng với sự tán sắc mạnh.

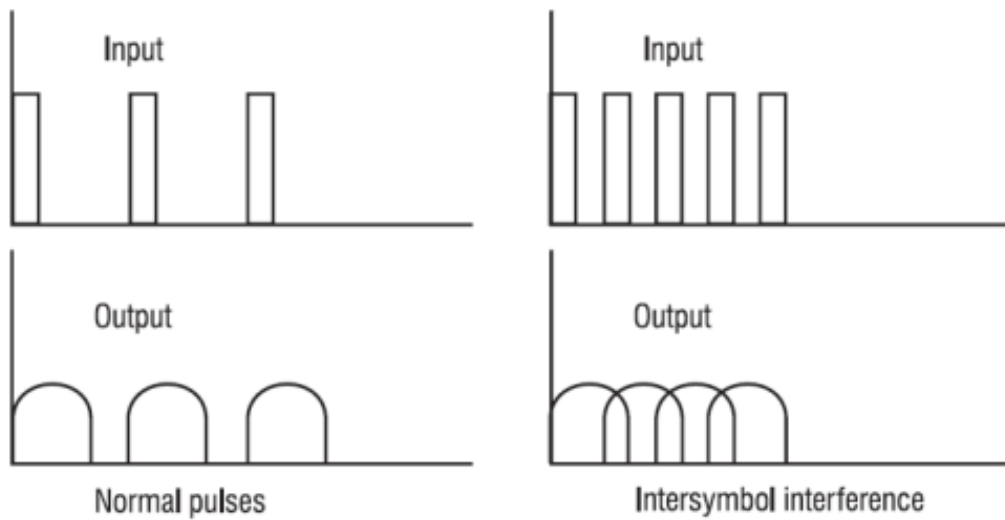
Sự tán sắc, được biểu thị bởi số hạng  $\Delta t$ , được định nghĩa như dải rộng xung trong sợi quang. Khi một xung ánh sáng truyền qua sợi quang, các yếu tố như là khẩu độ số, đường kính lõi, chỉ số khúc xạ, bước sóng và độ rộng tia laser là nguyên nhân gây ra xung bị rộng ra.

Sự tán sắc ảnh hưởng tới năng lực của hệ thống thông tin sợi quang được hiểu như là “nhiều liên ký tự – intersymbol interference”, hình 1.10.



Hình 1.9: Sự tán sắc làm xung bị rộng ra.

Nhiều liên ký tự xảy ra khi xung bị rộng ra do nguyên nhân bởi sự tán sắc làm cho các xung ở đầu ra của hệ thống bị chồng lên nhau nên không thể nhận dạng được các xung này. Nếu một xung đầu bị trải rộng ra mà khi thay đổi tốc độ của đầu vào vượt quá giới hạn sự tán sắc của sợi quang, dữ liệu đầu ra sẽ không thể nhận dạng được.



Hình 1.10. Nhiều liên ký tự

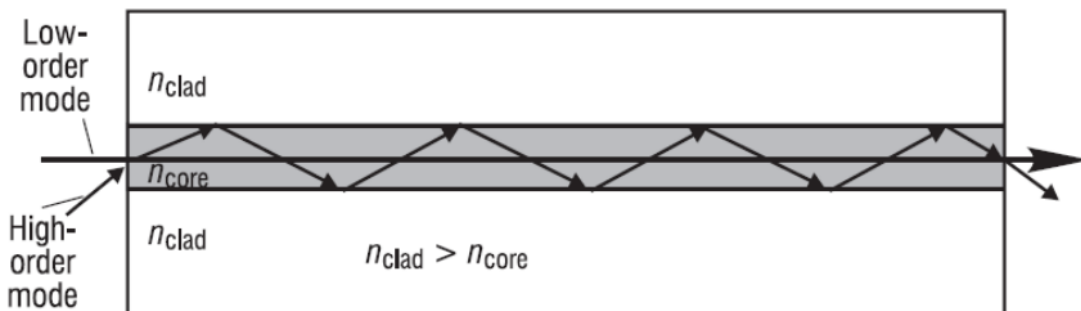
### 1.2.5. Các loại tán sắc

Sự tán sắc được chia thành 2 loại: tán sắc mode và tán sắc màu

#### a. Tán sắc mode

Tán sắc mode được định nghĩa là khi xung trải rộng ra do thời gian trễ giữa các mode bậc thấp hơn và các mode cao hơn.

Tán sắc mode khó khắc phục trong sợi quang đa mode, là nguyên nhân băng thông bị giới hạn nhưng nó không phải là vấn đề trong sợi quang đơn mode ở đó chỉ một mode cho phép truyền đi.



Hình 1.11. Mode truyền trong sợi quang

## b. Tán sắc màu

Tán sắc màu là xung bị trải rộng ra do thực tế các bước sóng khác nhau của ánh sáng truyền ở các vận tốc ánh sáng khác nhau qua sợi quang. Tất cả các nguồn sáng, laser có độ rộng tia hạn chế. Bởi vì chiết suất khúc xạ của sợi thủy tinh phụ thuộc vào bước sóng, các bước sóng khác nhau truyền ở vận tốc khác nhau.

Tán sắc màu gồm có 2 phần: tán sắc vật liệu và tán sắc ống dẫn

$$\Delta t_{\text{tán sắc}} = \Delta t_{\text{vật liệu}} + \Delta t_{\text{ống dẫn}} \quad (1.6)$$

Tán sắc vật liệu có bước sóng phụ thuộc vào chiết suất khúc xạ của thủy tinh. Tán sắc vật liệu và tán sắc ống dẫn có thể có dấu ngược lại tùy thuộc vào bước sóng truyền dẫn. Trong trường hợp sợi quang đơn mode chiết suất bậc, hai loại tán sắc này triệt tiêu lẫn nhau ở bước sóng 1310nm, gọi là không tán sắc. Điều này cho phép truyền thông tin băng thông rất cao ở bước sóng 1310nm.

Tuy nhiên, mặt hạn chế là mặc dù tán sắc tối thiểu ở 1310nm, còn suy hao thì không. Sợi thủy tinh có suy hao tối thiểu ở 1550nm. Kết hợp với thực tế các bộ khuếch đại quang trộn erbium hoạt động ở dải bước sóng 1550nm, nếu thuộc tính tán sắc không của 1310 nm được dịch trùng với cửa sổ truyền dẫn 1550 nm, thông tin băng rộng đường dài sẽ khả thi.

Với ý tưởng này, các sợi dịch chuyển vùng tán sắc không đã được phát triển. Khi đề ý đến tán sắc tổng từ nhiều nguyên nhân khác nhau, chúng ta có thể tính gần đúng tán sắc tổng bởi:

$$\Delta t_{\text{total}} = [(\Delta t_1)^2 + (\Delta t_2)^2 + \dots + (\Delta t_n)^2]^{1/2} \quad (1.7)$$

Ở đây,  $\Delta t_n$  biểu thị cho tán sắc do các thành phần khác nhau trong hệ thống. Dung lượng truyền dẫn của sợi quang thường được biểu diễn dưới dạng ('băng thông' x 'khoảng cách').

Băng thông gần đúng của sợi quang có thể liên quan tới tán sắc tổng theo quan hệ sau:

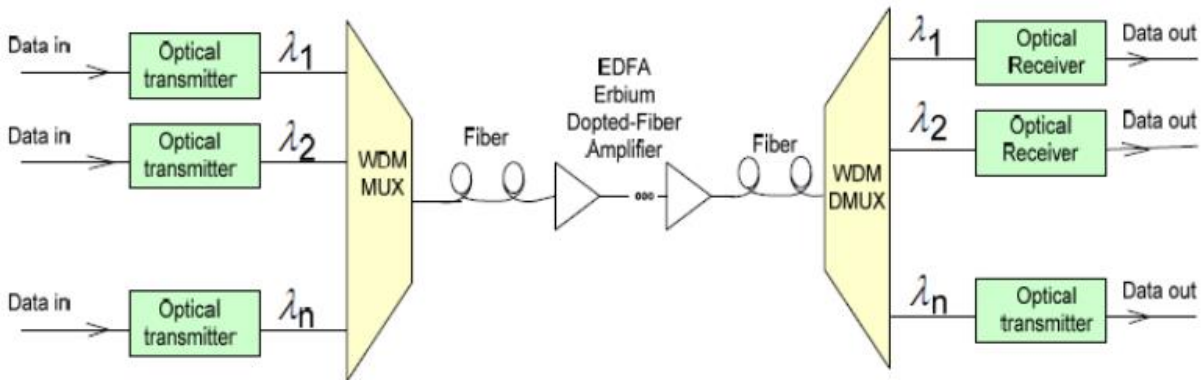
$$BW = 0.35/\Delta t_{\text{total}} \quad (1.8)$$

### 1.3. Ghép kênh phân chia theo bước sóng (WDM)

Mục đích của ghép kênh là chia sẻ băng thông của kênh truyền dẫn đơn lẻ giữa các người dùng khác nhau. Trong ghép kênh phân chia theo bước sóng, mỗi kênh dữ liệu được phát đi sử dụng một bước sóng ánh sáng khác nhau (màu khác nhau). Với việc sử dụng bước sóng khác nhau cho mỗi kênh, sẽ có nhiều kênh có thể được phát đi qua cùng sợi quang mà không bị nhiễu. Phương thức này được sử dụng để làm tăng dung lượng của các hệ thống sợi quang hiện tại. Mỗi kênh dữ liệu WDM gồm có một nguồn dữ liệu đơn hoặc một sự kết hợp của nguồn dữ liệu đơn và một TDM (ghép kênh phân chia theo thời gian).

Bộ khuếch đại quang trộn Erbium là một bộ khuếch đại được sử dụng để nâng mức phổ của tín hiệu lên từ vùng 1530 nm tới 1570 nm. Khi nó được bơm bởi một

nguồn laser bên ngoài có bước sóng 980 nm hoặc 1480 nm, độ lợi tín hiệu có thể cao cỡ 30dB (1000 lần).



Hình 1.12. Ghép kênh phân chia theo bước sóng.

Bởi vì EDFA cho phép tín hiệu được tái tạo lại mà không cần chuyển đổi ngược thành tín hiệu điện, làm cho các hệ thống trở nên nhanh hơn và tin cậy hơn. Khi sử dụng kết hợp với ghép kênh phân chia theo bước sóng, các hệ thống sợi quang có thể truyền một lượng lớn thông tin trên khoảng cách xa với độ tin cậy rất cao.

Ghép kênh phân chia theo mật độ bước sóng (DWDM – Dense wavelength-division multiplexing) cho phép truyền tải nhiều bước sóng gần nhau qua cùng một sợi quang. Các bước sóng tương ứng với tần số  $f$ , mà tổ chức viễn thông quốc tế (ITU – international telecommunications union) định nghĩa khoảng cách tần số chuẩn hóa  $\Delta f$  là 100 GHz, được chuyển đổi thành khoảng cách bước sóng  $\Delta\lambda$  là 0.8 nm.

$$\text{Tiêu chuẩn trên tuân theo mối quan hệ: } \Delta\lambda = \frac{\lambda\Delta f}{f}$$

Các hệ thống DWDM làm việc ở cửa sổ 1550 nm bởi vì các đặc tính suy hao thấp của thủy tinh ở 1550 nm và thực tế các bộ khuếch đại sợi quang trộn erbium làm việc ở dải 1530 nm đến 1570 nm.

Bảng các bước sóng chuẩn hóa của ITU (bảng 1.1) chỉ ra mỗi bước sóng được phát đi trong hệ thống DWDM có tần số cách nhau 100 GHz, các hệ thống hiện tại đang phát triển đã chứng minh rằng có thể giảm khoảng cách kênh xuống 50GHz (< 0.4 nm). Khi khoảng cách kênh giảm xuống, số kênh có thể được phát đi tăng lên vì thế làm tăng dung lượng truyền dẫn của hệ thống hơn nữa.

| Central Frequency (THz) | Central Wavelength (nm) |        |         |        |         |        |         |
|-------------------------|-------------------------|--------|---------|--------|---------|--------|---------|
| 196.10                  | 1528.77                 | 195.00 | 1537.40 | 193.90 | 1546.12 | 192.80 | 1554.94 |
| 196.05                  | 1529.16                 | 194.95 | 1537.79 | 193.85 | 1546.52 | 192.75 | 1555.34 |
| 196.00                  | 1529.55                 | 194.90 | 1538.19 | 193.80 | 1546.92 | 192.70 | 1555.75 |
| 195.95                  | 1529.94                 | 194.85 | 1538.58 | 193.75 | 1547.32 | 192.65 | 1556.15 |
| 195.90                  | 1530.33                 | 194.80 | 1538.98 | 193.70 | 1547.72 | 192.60 | 1556.55 |
| 195.85                  | 1530.72                 | 194.75 | 1539.37 | 193.65 | 1548.11 | 192.55 | 1556.96 |

|        |         |        |         |        |         |        |         |
|--------|---------|--------|---------|--------|---------|--------|---------|
| 195.80 | 1531.12 | 194.70 | 1539.77 | 193.60 | 1548.51 | 192.50 | 1557.36 |
| 195.75 | 1531.51 | 194.65 | 1540.16 | 193.55 | 1548.91 | 192.45 | 1557.77 |
| 195.70 | 1531.90 | 194.60 | 1540.56 | 193.50 | 1549.32 | 192.40 | 1558.17 |
| 195.65 | 1532.29 | 194.55 | 1540.95 | 193.45 | 1549.72 | 192.35 | 1558.58 |
| 195.60 | 1532.68 | 194.50 | 1541.35 | 193.40 | 1550.12 | 192.30 | 1558.98 |
| 195.55 | 1533.07 | 194.45 | 1541.75 | 193.35 | 1550.52 | 192.25 | 1559.39 |
| 195.50 | 1533.47 | 194.40 | 1542.14 | 193.30 | 1550.92 | 192.20 | 1559.79 |
| 195.45 | 1533.86 | 194.35 | 1542.54 | 193.25 | 1551.32 | 192.15 | 1560.20 |
| 195.40 | 1534.25 | 194.30 | 1542.94 | 193.20 | 1551.72 | 192.10 | 1560.61 |
| 195.35 | 1534.64 | 194.25 | 1543.33 | 193.15 | 1552.12 | 192.00 | 1561.42 |
| 195.30 | 1535.04 | 194.20 | 1543.73 | 193.10 | 1552.52 | 191.90 | 1562.23 |
| 195.25 | 1535.43 | 194.15 | 1544.13 | 193.05 | 1552.93 | 191.80 | 1563.05 |
| 195.20 | 1535.82 | 194.10 | 1544.53 | 193.00 | 1553.33 | 191.70 | 1563.86 |
| 195.15 | 1536.22 | 194.05 | 1544.92 | 192.95 | 1553.73 | 191.60 | 1564.27 |
| 195.10 | 1536.61 | 194.00 | 1545.32 | 192.90 | 1554.13 | 191.50 | 1564.68 |
| 195.05 | 1537.00 | 193.95 | 1545.72 | 192.85 | 1554.54 | 191.40 | 1565.09 |

Bảng 1.1. Bảng bước sóng chuẩn hóa của ITU. [2]

#### 1.4. Nguồn phát quang

Có 2 loại nguồn phát ánh sáng cơ bản được sử dụng cho sợi quang: LD (laser diode) và LED (light-emitting diode). Mỗi loại có những ưu điểm và nhược điểm của nó được liệt kê trong bảng dưới đây.

| Đặc điểm          | LED      | Laser     |
|-------------------|----------|-----------|
| Công suất đầu ra  | Thấp hơn | Cao hơn   |
| Độ rộng phổ       | Rộng hơn | Hẹp hơn   |
| Khẩu độ số        | Lớn hơn  | Nhỏ hơn   |
| Tốc độ            | Chậm hơn | Nhanh hơn |
| Giá               | Rẻ       | Đắt       |
| Hoạt động dễ dàng | Dễ hơn   | Khó hơn   |

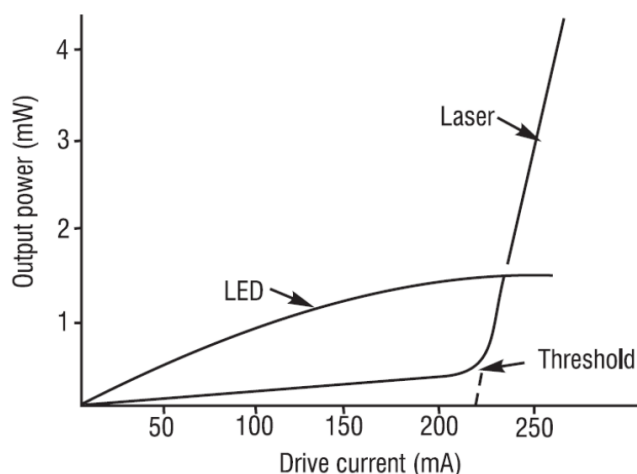
Bảng 1.2. So sánh LED và Laser

Các nguồn phát quang phải làm việc trong các cửa sổ truyền dẫn suy hao thấp của sợi thủy tinh. LED thông thường được sử dụng ở các bước sóng 850 nm và 1310 nm, trong khi laser được sử dụng chủ yếu ở 1310 nm và 1550 nm.

**LED:** thường sử dụng trong các hệ thống có tốc độ dữ liệu thấp hơn, hệ thống sợi đa mode khoảng cách ngắn hơn bởi vì giới hạn băng thông vốn có của nó và công suất đầu ra thấp hơn. Chúng được sử dụng trong các ứng dụng mà tốc độ dữ liệu cỡ hàng trăm MHz trái ngược với tốc độ dữ liệu của laser là GHz.

**LD (Laser diode):** được sử dụng trong các ứng dụng mà yêu cầu khoảng cách truyền dài hơn và tốc độ dữ liệu cao hơn. Bởi vì LD có công suất đầu ra cao hơn LED,

nó có khả năng truyền thông tin trên khoảng cách xa. Do đó, thực tế LD có độ rộng phổ hẹp hơn, nó có thể đáp ứng truyền đạt băng thông cao trên khoảng cách dài.

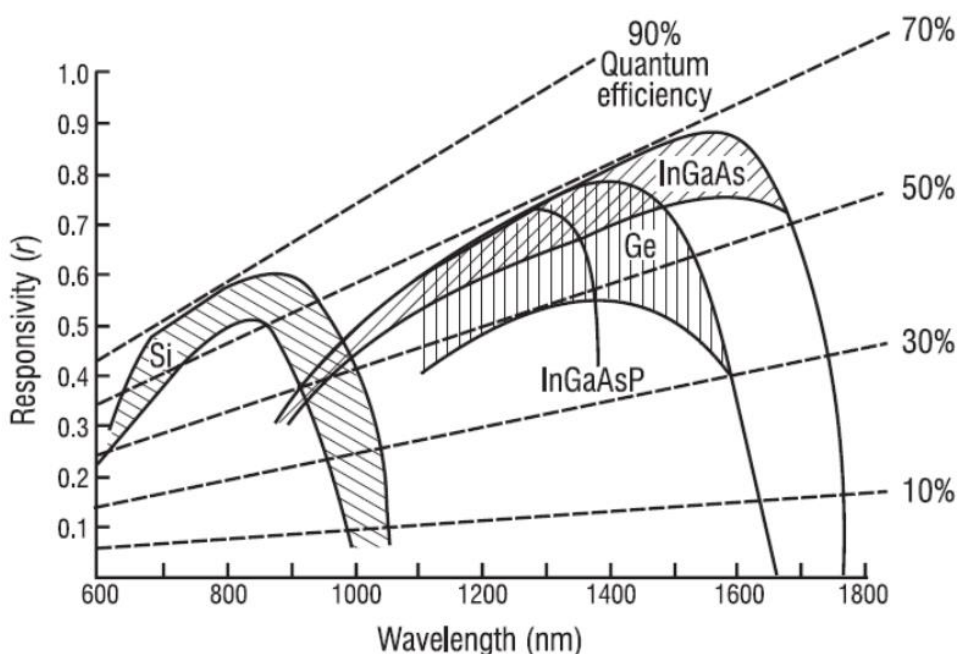


Hình 1.13. Điều khiển dòng và công suất đầu ra của LED và laser.

Trong các ứng dụng ghép kênh phân chia theo bước sóng mà trong đó một vài bước sóng được phát đi giảm xuống trong cùng một sợi quang, độ ổn định của nguồn phát trở nên bị giới hạn. Nó thường đòi hỏi mạch điện phức tạp và cơ cấu phản hồi để phát hiện và chính xác sự thay đổi bước sóng.

Tuy nhiên, truyền dẫn tốc độ cao sử dụng LD thường có nhiều hiệu quả hơn những nhược điểm và thêm vào đó là chi phí đắt.

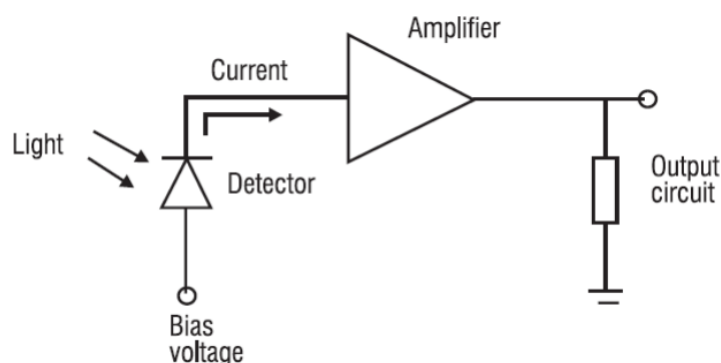
### 1.5. Bộ tách sóng quang



Hình 1.14. Đáp ứng phổ của bộ tách sóng quang.

Mục đích của bộ tách sóng quang là để chuyển đổi ánh sáng phát ra từ sợi quang trở thành tín hiệu điện. Việc chọn bộ tách sóng quang phụ thuộc vào một vài yếu tố gồm bước sóng, sự đáp ứng nhanh, và tốc độ hay thời gian lên (rise time). Hình 1.14 miêu tả các loại bộ tách sóng khác nhau và đáp ứng phổ của chúng.

Quá trình mà ánh sáng được chuyển đổi thành tín hiệu điện là ngược lại với quá trình tạo ra ánh sáng. Ánh sáng đưa tới bộ tách sóng tạo ra một dòng điện nhỏ mà được khuếch đại bởi một mạch bên ngoài. Các photon liên tục kích thích các điện tử từ vùng hóa trị tới vùng dẫn điện, kết quả là tạo ra một cặp điện tử (electron) lỗ trống.



Hình 1.15. Mạch khuếch đại tách sóng quang điện hình.

Dưới ảnh hưởng của điện áp bias các phân tử mang này di chuyển qua vật liệu và tạo ra một dòng trong mạch điện ngoài. Mỗi cặp điện tử lỗ trống được tạo ra, kết quả là một dòng chảy điện tử trong mạch điện. Thông thường dòng điện ở mức nhỏ và đòi hỏi một vài sự khuếch đại được thể hiện trong hình 1.15.

Các photodetector phổ biến nhất là PIN và APD. Kết cấu vật liệu của thiết bị quyết định độ nhạy bước sóng. Thông thường, các thiết bị thạch anh được sử dụng cho tách sóng trong vùng phổ nhìn thấy được; Tinh thể InGaAs được sử dụng trong vùng phổ gần vùng hồng ngoại giữa 1000 nm và 1700 nm, và germanium PIN và APD được sử dụng giữa 800 nm và 1500 nm.

| Tách sóng quang | Bước sóng (nm) | Đáp ứng (A/W) | Dòng tối (nA) | Rise time (ns) |
|-----------------|----------------|---------------|---------------|----------------|
| Thạch anh PN    | 550-850        | 0.4-0.7       | 1-5           | 5-10           |
| Thạch anh PIN   | 850-950        | 0.6-0.8       | 10            | 0.070          |
| InGaAs PIN      | 1310-1550      | 0.85          | 0.5-1.0       | 0.005-5        |
| InGaAs APD      | 1310-1550      | 0.80          | 30            | 0.100          |
| Germanium       | 1000-1500      | 0.70          | 1000          | 12             |

Bảng 1.3. Đặc điểm bộ tách sóng quang điện hình.

- Đáp ứng (Responsivity): tỷ lệ của dòng điện với công suất quang đầu ra của bộ tách sóng.
- Hiệu suất quang tử (Quantum efficiency): tỷ lệ của số điện tử được sinh ra bởi bộ tách sóng với số photon tới bộ tách sóng.
- Hiệu suất quang tử = (số hạt điện tử)/photon
- Dòng tối (Dark current): tổng dòng điện được sinh ra bởi bộ tách sóng khi không có ánh sáng đưa vào. Dòng tối tăng lên khoảng 10% đối với mỗi lần nhiệt độ tăng

lên  $1^{\circ}\text{C}$  và tăng lên nhiều hơn với Ge và InGaAs ở các bước sóng dài hơn và với thạch anh ở các bước sóng ngắn hơn.

- Thời gian đáp ứng (Response time): thời gian yêu cầu bộ tách sóng để đáp ứng tín hiệu đầu vào quang. Thời gian đáp ứng liên quang tới băng thông của bộ tách sóng  $BW = 0.35/tr$ .

Trong đó, tr là rise time của thiết bị. Rise time là thời gian đòi hỏi bộ tách sóng lên với giá trị là 63,2% của trạng thái đọc bền vững cuối cùng của nó.

## 1.6. Kết luận chương 1

Từ những nội dung đã trình bày ở trên, có thể tóm tắt lại các đặc điểm chính của một hệ thống thông tin quang băng rộng điển hình như sau:

### **Bộ phát tín hiệu quang**

- Thực hiện chuyển đổi tín hiệu điện thành tín hiệu quang và phát vào kênh truyền
- Nguồn phát: laser
- Sử dụng các kỹ thuật điều chế, để đưa dữ liệu người dùng gửi vào kênh truyền và truyền tới bộ thu quang. Kỹ thuật điều chế là đặc trưng để chỉ ra rằng hệ thống có thể đạt được tốc độ kênh truyền là bao nhiêu thông tin được truyền đi.

### **Bộ thu tín hiệu quang**

- Thu nhận tín hiệu quang từ kênh truyền, chuyển đổi ngược lại tín hiệu quang thành tín hiệu điện
- Ứng dụng kỹ thuật giải điều chế tương ứng để khôi phục lại tín hiệu gốc được phát đi

### **Kênh truyền thông tin**

- Cáp sợi quang
- Suy hao quang: làm suy giảm tín hiệu quang qua kênh truyền
- Sự tán sắc: làm cho tín hiệu quang bị biến dạng, gây nhiễu lên tín hiệu quang

### **Kỹ thuật ghép kênh theo bước sóng**

- Làm tăng băng thông truyền tải trên sợi quang, bằng cách tách/ghép nhiều bước sóng và truyền tải đồng thời trên kênh truyền
- Ngoài ra, nhờ các bộ khuếch đại sợi quang trộn EDFA giúp làm khuếch đại tín hiệu quang trên kênh truyền



## CHƯƠNG 2. KỸ THUẬT ĐIỀU CHẾ

### 2.1. Giới thiệu

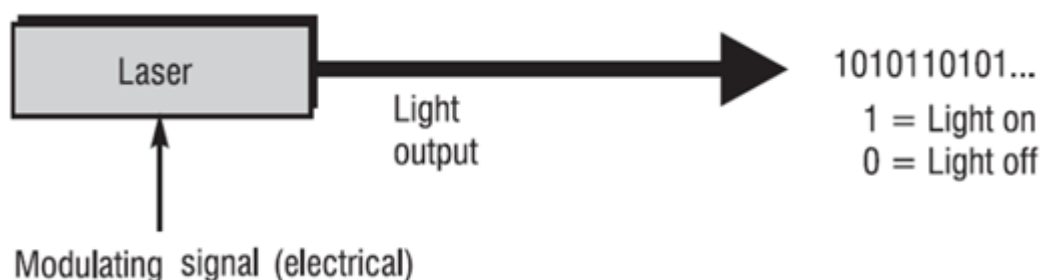
Trong điện tử, điều chế là quá trình biến đổi của một hoặc nhiều thuộc tính của một chu kỳ dạng sóng tần số cao được gọi là tín hiệu sóng mang với một tín hiệu điều chế mà thường chứa thông tin được truyền đi. Mục đích của điều chế thường là cho phép tín hiệu sóng mang truyền tải thông tin trong tín hiệu điều chế tới một vài đích đến. Tại các điểm đích, một quá trình giải điều chế tạo ra tín hiệu từ sóng mang đã được điều chế. Ba thông số quan trọng của một chu kỳ dạng sóng là biên độ, pha, và phân cực. Bất kỳ các thuộc tính nào của nó có thể được thay đổi phù hợp với một tín hiệu tần số thấp chứa thông tin được điều chế. Thông thường, một sóng hình sin tần số cao được sử dụng làm tín hiệu sóng mang nhưng một chuỗi xung của sóng vuông cũng có thể được sử dụng.

Trong viễn thông, sự điều chế là quá trình chuyển đổi một tín hiệu thông điệp, ví dụ một chuỗi bit số hoặc một tín hiệu âm thanh tương tự bên trong một tín hiệu mang có thể được truyền đi xa. Điều chế của một dạng sóng hình sin được sử dụng để chuyển đổi một tín hiệu thông điệp ở băng tần cơ bản (baseband) thành một tín hiệu passband, ví dụ tín hiệu âm thanh tần số thấp thành tín hiệu tần số âm thanh. Trong thông tin âm thanh, hệ thống cáp TV hoặc mạng điện thoại chuyển mạch công cộng là một ví dụ, tín hiệu điện có thể chỉ được chuyển thành phổ của tần số giới hạn bandpass, với các tần số cutoff riêng biệt thấp và cao. Điều chế một sóng mang hình sin làm nó có thể giữ tần số nội dung của tín hiệu được chuyển đổi càng gần càng tốt tới tần số trung tâm (thường là tần số sóng mang) của passband.

Mục tiêu của điều chế số là chuyển đổi một chuỗi bit số trên một kênh bandpass hoặc một băng tần radio hạn chế. Phân loại theo phương pháp điều chế thì chúng ta có hai loại hệ thống đó là điều chế cường độ tách sóng trực tiếp và hệ thống coherent.

### 2.2. Điều chế trực tiếp và điều chế ngoài

Laser và LED được sử dụng trong các ứng dụng viễn thông được điều chế sử dụng một trong hai phương thức: điều chế trực tiếp hoặc điều chế ngoài.

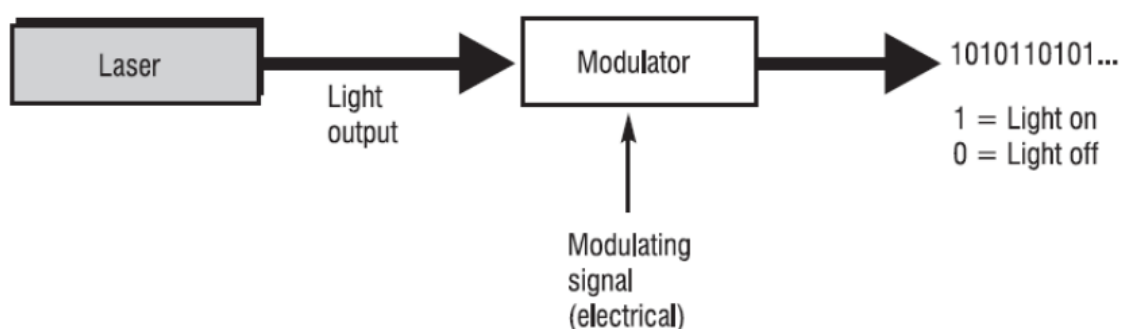


Hình 2.1. Điều chế trực tiếp.

Trong điều chế trực tiếp công suất đầu ra của thiết bị biến đổi trực tiếp với điều khiển dòng đầu vào. Cả hai loại LED và Laser có thể được điều chế trực tiếp sử dụng

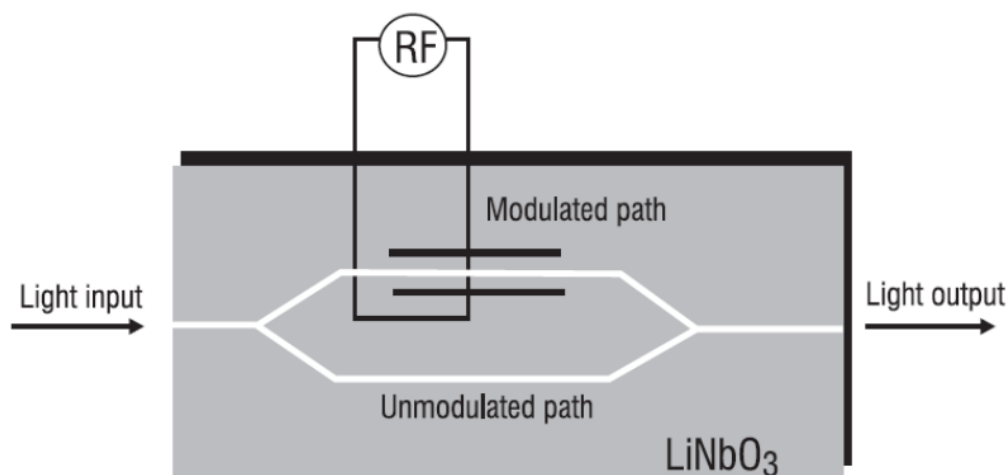
tín hiệu tương tự và tín hiệu số. Lợi ích của điều chế trực tiếp là đơn giản và rẻ. Nhược điểm là nó chậm hơn điều chế không trực tiếp. Điều chế trực tiếp được sử dụng cho dung lượng lên tới 10 Gb/s. Hình 2.1 là sơ đồ nguyên lý điều chế trực tiếp.

Trong điều chế ngoài, một thiết bị ngoài được sử dụng để điều chế cường độ hoặc pha của nguồn sáng. Nguồn sáng còn lại trong khi điều chế ngoài giống một “cửa chớp” được điều khiển bởi thông tin được phát đi, hình 2.2. Điều chế ngoài thường được sử dụng trong các ứng dụng tốc độ cao như hệ thống viễn thông đường trục hoặc cáp TV đầu cuối. Lợi ích của điều chế ngoài là nó nhanh hơn và có thể được sử dụng với nguồn phát laser công suất cao hơn. Nhược điểm là nó đắt hơn và đòi hỏi mạch điện phức tạp để xử lý tín hiệu điều chế cao tần RF.



Hình 2.2. Điều chế ngoài.

Điều chế ngoài thường sử dụng một bộ điều chế quang tích hợp mà kết hợp với một ống dẫn sóng giao thoa Mach-Zehnder được tạo ra trên một tấm lithium niobate ( $\text{LiNbO}_3$ ). Ống dẫn sóng được tạo ra sử dụng một quá trình in khắc giống với quá trình sản xuất chất bán dẫn. Vùng ống dẫn nhỏ được pha tạp thêm tạp chất để làm tăng chiết suất khúc xạ để ánh sáng được dẫn qua thiết bị. Hình 2.3 biểu thị điều chế ngoài sử dụng ống dẫn sóng giao thoa Mach-Zehnder. [3]



Hình 2.3. Điều chế ngoài sử dụng ống dẫn sóng giao thoa Mach-Zehnder.

Ánh sáng đi vào bộ điều chế tách ra làm hai đường. Một đường không thay đổi hay không được điều chế. Đường khác có các điện cực đặt qua nó. Bởi vì  $\text{LiNbO}_3$  là một vật liệu điện quang, khi một điện áp đặt qua ống dẫn sóng thì chiết suất khúc xạ của nó bị thay đổi, gây ra một sự quay pha tỷ lệ với biên độ của điện áp đưa vào.

Khi ánh sáng được kết hợp lại, hai sóng xen vào với một sóng khác. Nếu hai sóng là cùng pha sự giao thoa xảy ra ở đầu ra. Nếu hai sóng không cùng pha, sự giao thoa không xảy ra và các sóng triệt tiêu nhau. Điện áp đầu vào được kết hợp với dịch pha  $180^\circ$  được đặt là  $V_\pi$ . Dịch pha tạo ra được tính bởi:

$$\text{Dịch pha} = \Delta\theta = 180^\circ \times V_{in}/V_\pi \quad (2.1)$$

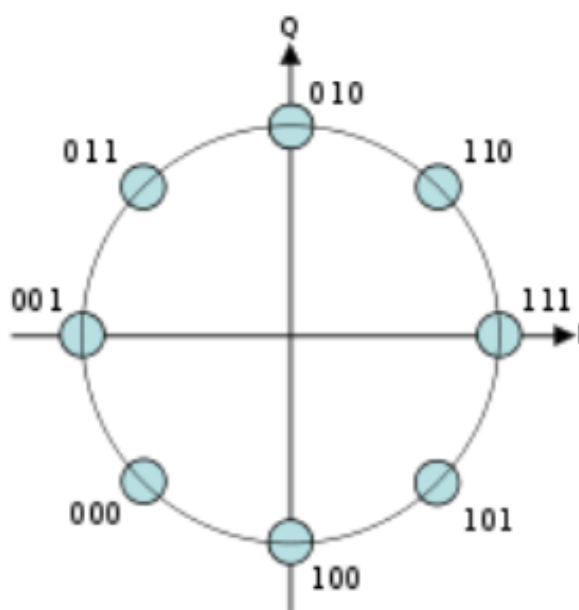
Ở đây  $V_{in}$  là điện áp đưa vào bộ điều chế. Bộ điều chế LiNbO3 được phát triển và được sử dụng điều chế ngoài trong các ứng dụng viễn thông. Các thiết bị cho phép làm việc ở cả hai bước sóng 1310 nm và 1550 nm.

### 2.3. Kỹ thuật điều chế PSK

Tất cả dữ liệu truyền đạt bởi thay đổi một vài khía cạnh của tín hiệu gốc, sóng mang (thường là sóng hình sin) hưởng ứng tín hiệu dữ liệu. Trong trường hợp của PSK, pha được thay đổi đặc trưng cho tín hiệu dữ liệu. Có 2 cách cơ bản để sử dụng pha của tín hiệu:

- Bằng cách kiểm tra pha của nó với thông tin truyền đạt, trong trường hợp giải điều chế phải có một tín hiệu tham chiếu để so sánh với pha của tín hiệu nhận được.
- Bằng cách thay đổi pha với thông tin truyền đạt – phương pháp vi phân, một số trong đó không cần tín hiệu sóng mang tham chiếu (đến một mức độ nhất định)

Cách thuận tiện để biểu diễn phương thức PSK là biểu diễn trên sơ đồ chòm sao. Các điểm này biểu diễn trên mặt phẳng phức hợp, các trục thực và ảo được gọi là pha và trục vuông góc tương ứng với khoảng cách  $90^\circ$  của chúng. Biểu diễn như vậy trên trục vuông góc của nó để thực hiện dễ dàng. Biên độ của mỗi điểm đến trục pha được sử dụng cho điều chế sóng hình cosin (hoặc là sin) và biên độ về phía trục vuông góc để điều chế sóng hình sin (hoặc cosin), minh họa trên hình 2.4.



Hình 2.4. Sơ đồ chòm sao biểu diễn 8-PSK.

Trong PSK, các điểm chòm sao lựa chọn thường được chọn với một góc và khoảng cách quanh vòng tròn. Điều này cho tới đa các pha riêng biệt giữa các điểm liền kề. Chúng được chọn trên vòng tròn và tất cả được phát đi với cùng năng lượng. Theo cách này, cũng tương tự như biểu diễn các số phức và vì thế các biên độ cần các sóng hình sin và cosin. Hai ví dụ điển hình là “khóa dịch pha nhị phân – BPSK” sử dụng 2 pha và “khóa dịch pha cầu phương – QPSK” sử dụng 4 pha, mặc dù có thể sử dụng nhiều hơn số pha. Do dữ liệu được truyền đạt thường là nhị phân, phương thức PSK thường được thiết kế với số các điểm chòm sao là lũy thừa của 2.

### Định nghĩa:

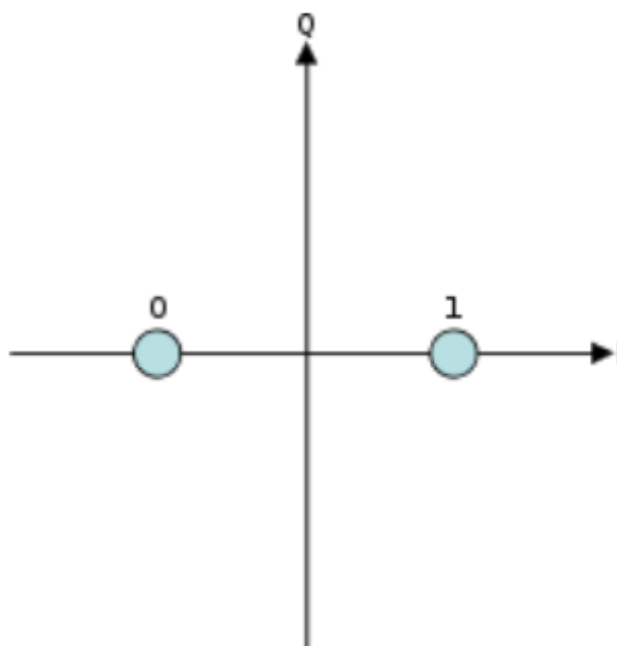
Để xác định công thức tỷ lệ lỗi, một vài định nghĩa sau được cần đến:

- $E_b$  = năng lượng của mỗi bit
- $E_s$  = năng lượng của mỗi ký tự =  $E_b/n$  với  $n$  bit trong một ký tự
- $T_b$  = chu kỳ của bit
- $T_s$  = chu kỳ của ký tự
- $N_0/2$  = mật độ phổ nguồn nhiễu (W/Hz), nhiễu AWGN.
- $P_b$  = xác suất bit lỗi
- $P_s$  = xác suất ký tự lỗi

$Q(x)$  là xác suất mà một mẫu lấy từ một tiến trình ngẫu nhiên với trung bình không và hàm mật độ xác suất Gaussian biến đơn vị sẽ lớn hơn hoặc bằng  $x$ . Hàm lỗi Gaussian: [1, pp. 187, Hàm xác suất lỗi]

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{x}{\sqrt{2}} \right), x \geq 0 \quad (2.2)$$

#### 2.3.1. Điều chế BPSK



Hình 2.5. Sơ đồ chòm sao của BPSK

BPSK là dạng đơn giản nhất của điều chế khóa dịch pha (PSK). Nó sử dụng 2 pha lệch nhau  $180^\circ$  và cũng có thể được gọi là dạng 2-PSK. Nó không quan trọng phải đặc biệt chính xác vị trí xác định các điểm chòm sao, và trong sơ đồ hình sao chúng thể hiện trên trục thực ở  $0^\circ$  và  $180^\circ$ . Cách điều chế này là mạnh nhất của các phương thức PSK từ khi nó có mức nhiễu hoặc biến dạng cao nhất để làm phạm vi giải điều chế cuối cùng không chính xác. Tuy nhiên, chỉ cho phép điều chế 1 bit/ký tự (hình 2.5) và cũng không phù hợp cho các ứng dụng tỷ lệ dữ liệu khi băng thông bị giới hạn.

Loại điều chế này cần khôi phục pha và nó có thể thực hiện được. Giải mã vi phân dễ dàng sử dụng nhưng tiêu tốn nhiều hiệu năng.

Dạng tín hiệu cho BPSK theo phương trình sau:

$$s_b(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi(1-n)), n = 0,1. \quad (2.3)$$

Điều này mang lại 2 pha 0 và  $\pi$ . Trong đó  $f_c$  là tần số của sóng mang dữ liệu nhị phân được truyền đạt theo tín hiệu sau:

$$s_0(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t), \text{ đối với bit "0"} \quad (2.4)$$

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t), \text{ đối với bit "1"} \quad (2.5)$$

Vì thế, khoảng cách tín hiệu có thể được biểu diễn bởi phương trình:

$$\phi(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (2.6)$$

Ở đây bit 1 được biểu diễn bởi  $\sqrt{E_b} \phi(t)$  và bit 0 được biểu diễn bởi  $-\sqrt{E_b} \phi(t)$ .

Sử dụng phương trình cơ sở này để biểu diễn kết quả của mục tiếp theo trong sơ đồ tín hiệu định thời. Tín hiệu cao nhất là dạng sóng cosin được điều chế BPSK sử dụng thủ tục điều chế BPSK. Luồng bit ở đầu ra được biểu diễn tín hiệu trên.

### Tỷ lệ lỗi bit:

Tỷ lệ lỗi bit (BER) của BPSK trong AWGN được tính:

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \text{ hoặc } P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (2.7)$$

Đây chỉ là một bit trên một ký tự, nó cũng là tỷ lệ lỗi ký tự.

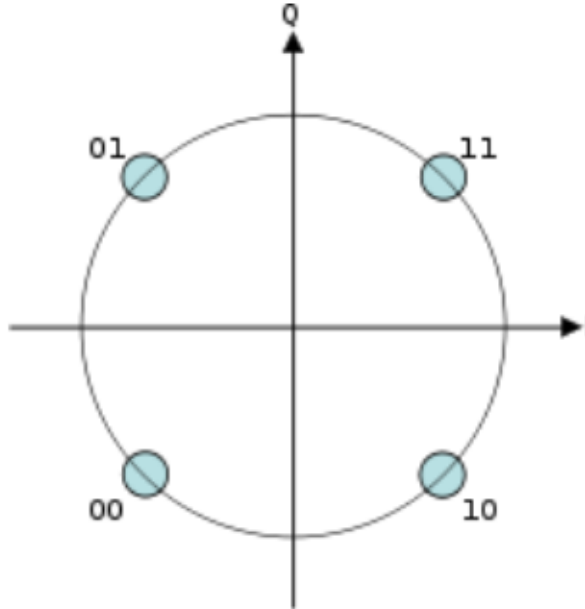
### 2.3.2. Điều chế QPSK

Đôi khi QPSK được hiểu là PSK 4 phần, PSK 4 chiều, 4-PSK hoặc 4-QAM. (mặc dù các khái niệm gốc về QPSK và 4-QAM là khác nhau, kết quả điều chế các sóng âm thành là chính xác như nhau). QPSK sử dụng 4 điểm trên sơ đồ chòm sao được đặt ở các vị trí bằng nhau trên một vòng tròn. Với 4 pha, QPSK có thể giải mã 2 bit trên một ký tự, biểu diễn trong sơ đồ với mã hóa Gray là tỷ lệ lỗi bit (BER) tối thiểu.

Thuật toán phân tích thể hiện QPSK có thể được sử dụng để nhân đôi tỷ lệ dữ liệu được so sánh với hệ thống BPSK trong khi duy trì băng thông tương đương của tín

hiệu hoặc duy trì tỷ lệ dữ liệu của BPSK nhưng yêu cầu giảm một nửa băng thông. Trong trường hợp khác, BER của QPSK chính xác là tương tự với BER của BPSK.

Với BPSK, đó là vấn đề chưa rõ ràng về pha ở đầu thu và QPSK được mã hóa vì phân thường được sử dụng trong thực tế.



Hình 2.6. Sơ đồ chòm sao của QPSK với mã hóa Gray

### Thuật toán:

Thực hiện QPSK là phổ biến hơn BPSK và cũng chỉ ra sự thực hiện PSK bậc cao hơn. Viết các ký tự trong sơ đồ chòm sao dưới dạng các sóng hình sin và cosin được sử dụng để phát đi:

$$S_n(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + (2n - 1)\frac{\pi}{4}\right), \quad n = 1, 2, 3, 4. \quad (2.8)$$

Kết quả cần 4 pha:  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $5\pi/4$ , và  $7\pi/4$

Kết quả này trong khoảng cách 2 lần kích thước tín hiệu với hàm đơn vị cơ sở:

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t) \quad (2.9)$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t) \quad (2.10)$$

Phương trình cơ sở đầu tiên (2.9) được sử dụng là thành phần pha của tín hiệu và phương trình thứ 2 (2.10) là thành phần cầu phương của tín hiệu.

Vì thế, tín hiệu chòm sao bao gồm 4 điểm vị trí tín hiệu  $(\pm\sqrt{E_s/2}, \pm\sqrt{E_s/2})$ .

Hệ số  $1/2$  chỉ ra rằng công suất tổng tách ra đều nhau giữa 2 sóng mang.

### Tỷ lệ lỗi bit:

Mặc dù QPSK có thể được coi như một điều chế 4 phần, dễ dàng thấy khi nó như 2 nguồn độc lập được điều chế sóng mang cầu phương. Với sự giải thích này các bit

chẵn (hoặc lẻ) được sử dụng để điều chế thành phân pha cầu phương của sóng mang. BPSK được sử dụng trên cả 2 sóng mang và chúng có thể được điều chế độc lập.

Xác suất bit lỗi của QPSK là tương tự như BPSK:

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (2.11)$$

Tuy nhiên, để đạt được xác suất lỗi bit giống như BPSK, QPSK sử dụng nguồn kép (2 bit được phát đồng thời)

Tỷ lệ lỗi ký tự được cho bởi:

$$P_s = 1 - (1 - P_b)^2 = 2Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right) - Q^2\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right) \quad (2.12)$$

Nếu tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu cao (điều cần thiết cho các hệ thống QPSK thực tiễn) xác suất lỗi ký tự có thể được tính sấp xỉ:

$$P_s \approx 2Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right) \quad (2.13)$$

### 2.3.3. PSK bậc cao

Số lượng pha bất kỳ được sử dụng để tạo nên một chòm sao PSK, 8-PSK thường là chòm sao PSK bậc cao nhất được phát triển. Với trên 8 pha, tỷ lệ lỗi trở nên rất cao và có tốt hơn mặc dù phức tạp hơn, các dạng điều chế cho phép như là QAM. Mặc dù, số lượng pha bất kỳ được sử dụng, xong thực tế chòm sao thường phải đối phó với dữ liệu nhị phân có ý nghĩa mà số lượng các ký tự thường là lũy thừa của 2 khi cho một số nguyên các bit trên một ký tự.

#### Tỷ lệ lỗi bit (BER) [4]

Xác suất lỗi ký tự cho M-PSK, với  $M > 4$  được biểu diễn như sau:

$$P_s = 1 - \int_{-\frac{\pi}{M}}^{\frac{\pi}{M}} p_{\theta_r}(\theta_r) d\theta \quad (2.14)$$

Trong đó:

$$p_{\theta_r}(\theta_r) = \frac{1}{2\pi} e^{-2\gamma_s \sin^2 \theta_r} \int_0^{\infty} V e^{-(V - \sqrt{4\gamma_s \cos \theta_r})^2 / 2} dV$$

$$V = \sqrt{r_1^2 + r_2^2}$$

$$\theta_r = \tan^{-1}(r_2/r_1)$$

$$\gamma_s = E_s/N_0$$

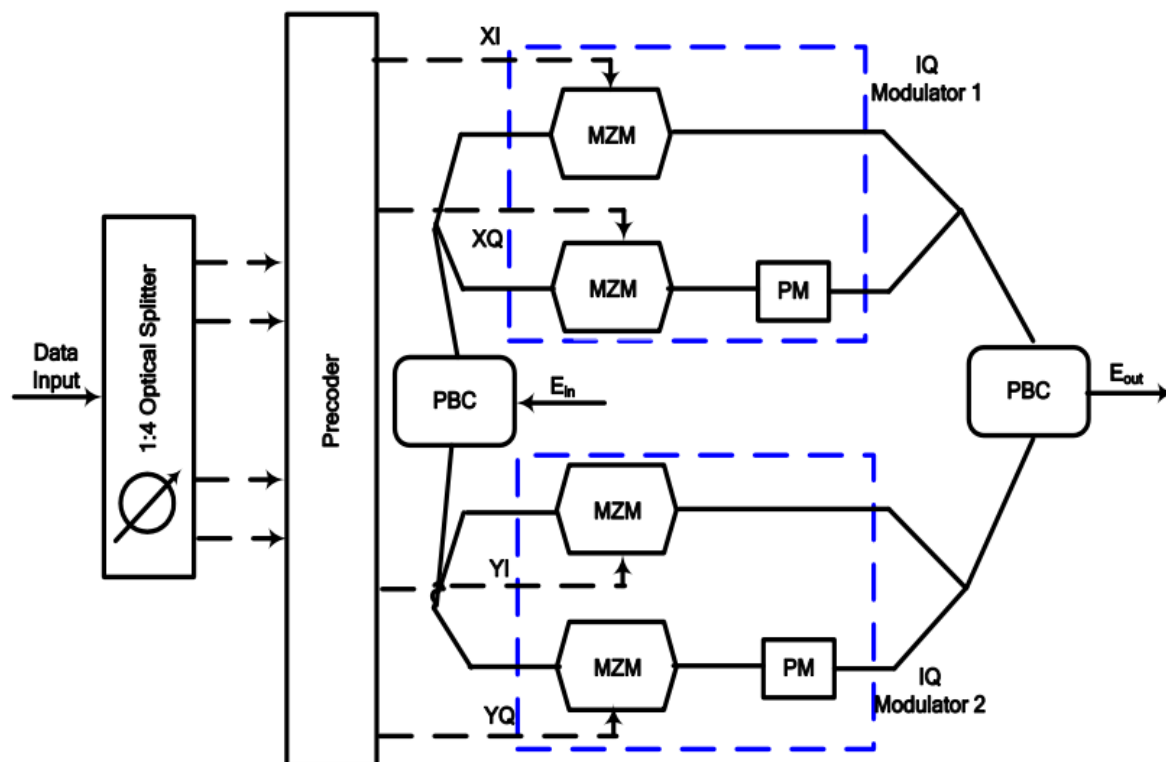
$r_1 \sim N(\sqrt{E_s}, N_0/2)$  và  $r_2 \sim N(0, N_0/2)$  là các biến Gaussian ngẫu nhiên

Phương trình (2.14) có thể được tính sấp xỉ như sau:

$$P_s \approx 2Q\left(\sqrt{2\gamma_s} \sin \frac{\pi}{M}\right) \quad (2.15)$$

## 2.4. Kỹ thuật điều chế DP-QPSK [5]

### 2.4.1. Điều chế tín hiệu DP-QPSK



Hình 2.7: Sơ đồ điều chế tín hiệu DP-QPSK

Dạng điều chế này sử dụng ghép kênh phân cực, mang trên mỗi pha phân cực một tín hiệu QPSK. Trong hình 2.7, giới thiệu cấu trúc của tín hiệu DP-QPSK. Đầu tiên nó sẽ nhận các tín hiệu điện trong trường điện. Nếu dữ liệu đầu vào chỉ là trên một đường, chúng ta sẽ tách dữ liệu trước và đưa ra 4 nhánh tín hiệu điện để thực hiện phép sai phân tiền mã hóa. Như trong hình 2.7, nếu ta có 4 đường tín hiệu đầu vào, chúng ta có thể thực hiện phép sai phân tiền mã hóa trực tiếp. Nếu đầu vào là sóng ánh sáng liên tục, nó sẽ tách ra bởi bộ PBS thành 2 chùm, được gọi là phân cực trực giao với công suất ngang bằng nhau. Hai ánh sáng phân cực trực giao là đầu vào tới một bộ điều biến IQ để được điều chế và chúng ta sẽ lấy ra hai đường tín hiệu QPSK. Cuối cùng, hai tín hiệu QPSK phân cực trực giao đưa qua một bộ ghép chùm phân cực PBC để tổng hợp thành một chùm ánh sáng tín hiệu DP-QPSK.

Ánh sáng liên tục đầu vào được cho bởi phương trình. Trong đó  $P_0$  là cường độ ánh sáng đầu vào và  $\omega_0$  là tần số góc của ánh sáng đầu vào:

$$E_{in} = \sqrt{P_0} e^{-j\omega_0 t} \quad (2.16)$$

Ánh sáng đầu vào đi qua khối PBS để đưa ra  $E_A$  và  $E_a$  là ánh sáng phân cực công suất bằng nhau và trực giao:

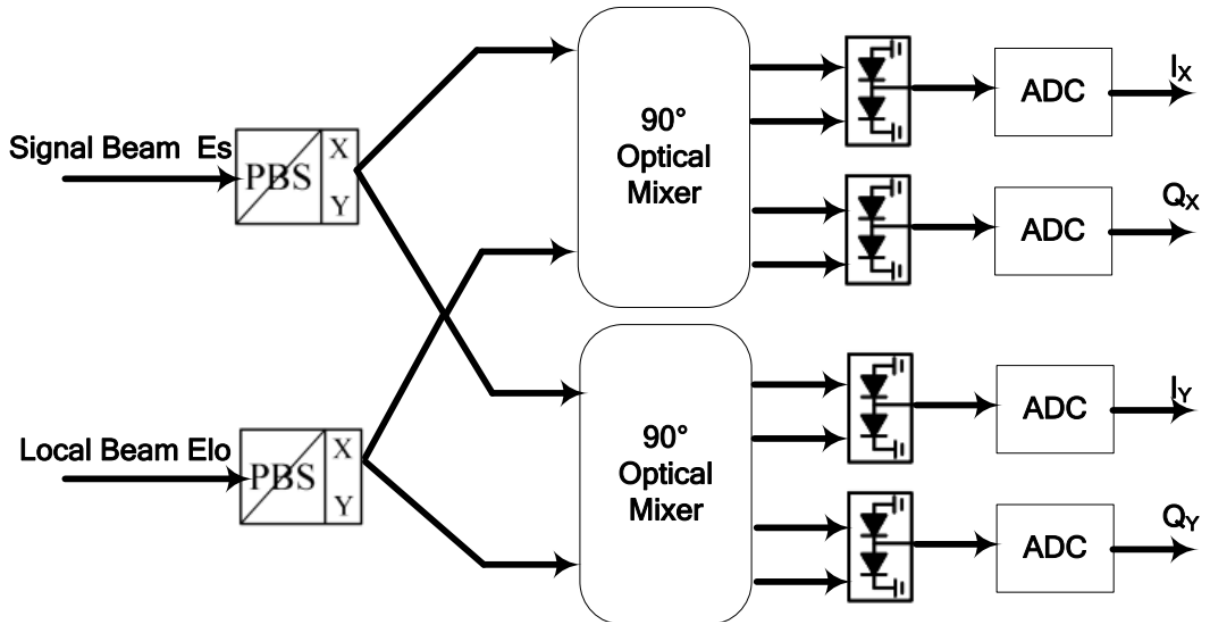
$$E_A = \frac{\sqrt{2P_0}}{2} e^{-j\omega t} \vec{e}_x \quad (2.17)$$

$$E_a = \frac{\sqrt{2P_0}}{2} e^{-j\omega t} \vec{e}_y \quad (2.18)$$



Hai chùm ánh sáng phân cực là đầu vào tới bộ điều biến IQ để đưa ra hai tín hiệu QPSK trực giao. Bộ điều biến IQ thực tế là hai bộ MZM, một cho PM và hai là 3dB cho bộ ghép trực tiếp. QPSK là phương pháp điều chế bốn thành phần tần số kỹ thuật số. Tín hiệu sóng mang của nó có bốn trạng thái cho phép của pha rời rạc và trạng thái pha thường là  $[\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4]$ , mỗi pha sóng mang mang hai ký hiệu nhị phân.

#### 2.4.2. Giải điều chế tín hiệu DP-QPSK



Hình 2.8: Sơ đồ khối của bộ thu DP-QPSK coherent

Kỹ thuật tách sóng coherent được sử dụng trong giải điều chế tín hiệu quang DP-QPSK. Tín hiệu ánh sáng laser giao động nội sau khi tách bằng nhau sẽ đi vào hai bộ trộn nguồn sáng coherent lệch pha  $90^\circ$ . Tín hiệu ánh sáng lấy qua bộ tách chùm phân cực và được tách thành hai đường phân cực trực giao lẫn nhau của tín hiệu quang và đi vào hai bộ trộn lệch pha  $90^\circ$  để giao thoa với ánh sáng của tín hiệu giao động tương ứng. Ánh sáng được tạo ra bởi bộ trộn cân bằng sẽ được chuyển đổi thành tín hiệu tương tự sau khi cân bằng thu diode quang. Các tín hiệu đưa qua một khối lấy mẫu lượng tử hóa ADC tốc độ cao và được chuyển đổi thành tín hiệu số, và thực hiện khôi phục dữ liệu trong bộ xử lý tín hiệu số. Sơ đồ bộ thu coherent được biểu diễn trong hình 2.8.

#### 2.5. Thuật toán khôi phục tín hiệu DP-QPSK [5]

Tách tín hiệu ánh sáng và giao động nội thành hai pha phân cực trực giao và đưa ánh sáng có pha phân cực giống nhau nhận được qua nhiều bộ thu pha, sau đó tập hợp thành hai thông tin phân cực trực giao và cuối cùng được cách biệt bởi DSP để lấy hai thông tin phân cực trực giao. Các tín hiệu sẽ đưa hai chùm trực giao của ánh sáng được phân cực  $E_{DP-QPSK-X}$ ,  $E_{DP-QPSK-Y}$  ở mũi phía trước của bộ thu quang coherent PBS, sau đó hai chùm ánh sáng được phân cực tương ứng sử dụng hai bộ trộn lệch pha  $90^\circ$  cho việc thu quang coherent.  $E_{DP-QPSK-X}$ ,  $E_{DP-QPSK-Y}$  được biểu diễn như sau:

$$E_{DP-QPSK-X} = A_x(t) \exp(j2\pi f_0 t) \exp[j\theta_{r,x}(t)] \quad (2.19)$$

$$E_{DP-QPSK-Y} = A_y(t) \exp(j2\pi f_0 t) \exp[j\theta_{r,y}(t)] \quad (2.20)$$

$A_x(t)$ ,  $A_y(t)$  là biên độ trường điện để nhận tín hiệu ánh sáng X, Y, và  $f_0$  là tần số laser của bộ phát.  $\theta_{r,x}$ ,  $\theta_{r,y}$  là các pha của X và Y vào phân cực (bao gồm điều chế pha và lỗi pha trên truyền dẫn). Bộ trộn  $90^\circ$  đưa ra bốn đường tín hiệu ánh sáng của các thành phần trường điện lý tưởng, đó là:

$$\frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} E_{DP-QPSK,X} + \frac{\sqrt{2}}{2} E_{LO} \\ E_{DP-QPSK,X} - \frac{\sqrt{2}}{2} E_{LO} \\ E_{DP-QPSK,X} + \frac{j\sqrt{2}}{2} E_{LO} \\ E_{DP-QPSK,X} - \frac{j\sqrt{2}}{2} E_{LO} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Sau đó, chúng ta sẽ thực hiện tách sóng ánh sáng cân bằng trên bốn đường của tín hiệu từ bộ trộn  $90^\circ$ . Vì thế lấy ra được pha tương đồng và thành phần trực giao của dòng điện tách sóng ánh sáng.

$$X_I = R\sqrt{2P_{LO}}A_s(t)\cos[2\pi(f_0 - f_{LO})t + \theta_{r,x}(t) - \varphi_{LO}(t)] \quad (2.22)$$

$$X_Q = R\sqrt{2P_{LO}}A_s(t)\sin[2\pi(f_0 - f_{LO})t + \theta_{r,x}(t) - \varphi_{LO}(t)] \quad (2.23)$$

Trong đó, R là đáp ứng của diode quang. Qua tách sóng coherent, thông tin biên độ và pha từ trường tín hiệu ánh sáng sẽ được giành riêng vào tín hiệu điện được chuyển đổi. Tín hiệu hiện tại sẽ được điều khiển qua bộ lọc và các bộ khuếch đại và vào một chip xử lý DSP. Tín hiệu điện sau khi được xử lý, nó có thể giải điều chế trở lại thông tin ban đầu.

## 2.6. Kết luận chương 2

Chương này đã tập trung nghiên cứu về kỹ thuật điều chế được sử dụng để tạo ra được tín hiệu 100 Gbps. Trong đó, khi phân tích so sánh sơ đồ mạch của một số các hệ thống thông tin quang từ dung lượng thấp đến dung lượng cao ta thấy có 2 dạng kỹ thuật điều chế trực tiếp và điều chế ngoài được trình bày trong mục 2.2. Các hệ thống thông tin dung lượng cao, người ta thường sử dụng dạng mạch điều chế ngoài mà trong đó điều chế ngoài sử dụng ống dẫn sóng giao thoa Mach-Zehnder là một kỹ thuật điển hình sử dụng trong kỹ thuật điều chế DP-QPSK.

Ngoài ra, kỹ thuật điều chế pha PSK là dạng cơ bản của các kỹ thuật điều chế BPSK, QPSK... các dạng điều chế này được trình bày trong mục 2.3. Mục 2.4 và 2.5 trình bày về nguyên lý hoạt động của dạng điều chế và giải điều chế DP-QPSK mà bản chất nó là dạng điều chế mà mang trong nó 2 tín hiệu điều chế QPSK phân cực trực giao với nhau.

## CHƯƠNG 3. THÔNG TIN QUANG 100 Gbps

### 3.1. Giới thiệu

Sự phát triển gần đây trong xử lý tín hiệu số tốc độ cao cho phép sử dụng các bộ thu kỹ thuật số coherent. Một bộ thu số coherent cơ bản là kết hợp trạng thái quang học và điện tử; tách sóng coherent về mặt lý thuyết là nguyên lý tách sóng tối ưu nhất và một bộ thu thực hiện cân bằng lượng suy giảm truyền dẫn tuyến tính thực tế. Mặc dù đây là phạm vi lý thuyết của thông tin quang, nó phản ánh quá trình phát triển kỹ thuật những năm qua trong thông tin vô tuyến và thông tin có dây. Như vậy, có khả năng các bộ thu kỹ thuật số coherent sẽ nhanh chóng trở thành công nghệ không thể bỏ qua khi lựa chọn công nghệ trong các hệ thống truyền dẫn quang.

Sự thay đổi nhanh chóng từ các bộ thu tách sóng trực tiếp và chuyển sang các bộ thu kỹ thuật số coherent được thúc đẩy bởi một số các điều khiển về công nghệ. Các bộ thu kỹ thuật số coherent đã thúc đẩy việc sử dụng các định dạng điều chế bậc cao hơn, như QPSK, ghép kênh phân cực, sự bù suy giảm truyền dẫn tuyến tính như tán sắc màu và tán sắc phân cực mode (PMD), thiết kế của các bộ khuếch đại sợi quang trộn Erbium cho phép bỏ qua giai đoạn trung gian cũng như là cải thiện việc theo dõi năng lượng quang.

Sự phân cực thể hiện một phạm vi quan trọng với sóng quang, mà có thể được chú ý khai thác. Một ví dụ đơn giản là sự quang tâm gần đây trong các hệ thống truyền dẫn quang sử dụng một kênh dữ liệu được ghép phân cực (Pol-Mux). Kênh truyền Pol-mux như vậy làm tăng gấp hai lần hiệu suất phổ hệ thống (bits/sHz) và làm tăng khả năng chịu đựng các ảnh hưởng tán sắc sợi quang. Khi kết hợp với các định dạng điều chế tiên tiến và băng thông cao, truyền dẫn quang phổ hiệu quả là khả thi.

Những cải tiến về độ nhạy thu là động lực chính tiềm ẩn các ảnh hưởng trong hệ thống truyền thông sợi quang coherent. Điều đó cho phép:

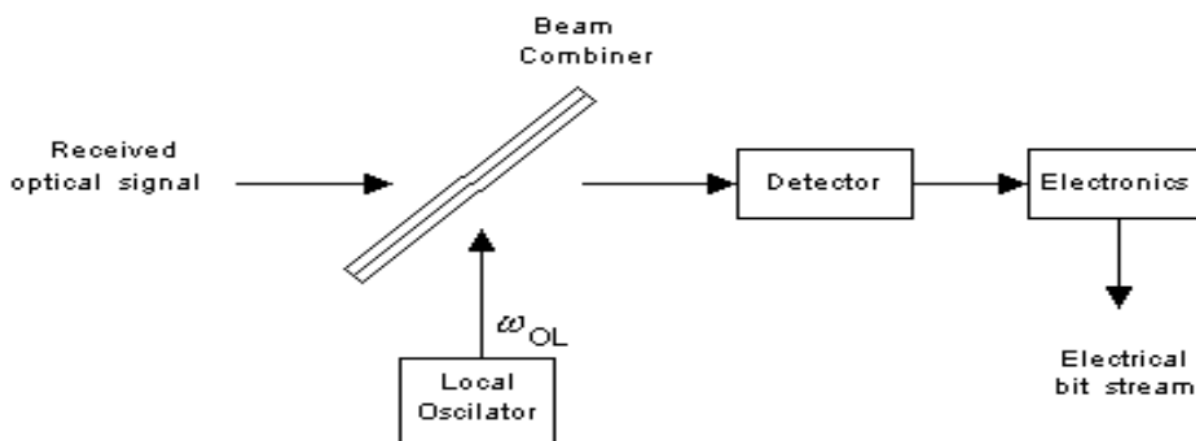
- Tăng khoảng cách trạm lặp cho hệ thống truyền dẫn quang trên đất liền và dưới biển
- Tăng tốc độ truyền tải quang mà không cần giảm khoảng cách các trạm lặp
- Tăng quỹ công suất quang dự phòng để bù suy tại các bộ coupler và các thiết bị tách/ghép bước sóng
- Cải thiện độ nhạy thu cho các thiết bị đo quang như: máy OTDR, máy thu quang...

### 3.2. Coherent và bộ tách sóng trực tiếp

Hai loại của cấu trúc bộ thu được sử dụng để tách tín hiệu quang là: bộ tách trực tiếp và bộ tách coherent (heterodyne hoặc homodyne)

Trong bộ tách coherent, một vùng giao động nội được thêm vào vùng quang thu được và cộng với tín hiệu tách được bởi một photodetector. Kết quả tín hiệu được xử

lý tiếp ở băng tần cơ sở (base band) (tách homodyne) hay ở một tần số trung gian (tách heterodyne). Pha và tần số lấy được từ vùng tín hiệu bởi bộ giao động laser nội. Kết hợp vùng tín hiệu yếu và vùng giao động nội mạnh ở mặt trước của bộ thu coherent tạo ra sự khếch đại tuyến tính và chuyển đổi tín hiệu quang thành một tín hiệu điện đầu ra với độ lợi sử dụng các photodiode thác lũ (APD), một thiết bị điện tử bán dẫn độ nhạy cao mà lợi dụng hiệu ứng quang điện chuyển đổi ánh sáng thành điện tử, tạo ra tín hiệu tốt so với nhiễu của tín hiệu điện tử sau này. Đây là lý do tại sao một bộ tách không yêu cầu độ lợi. Bộ tách coherent có thể được sử dụng trong một số điều chế.



Hình 3.1 Khái niệm cơ bản về bộ tách coherent

Bộ tách coherent có nhiều ưu điểm hơn bộ tách trực tiếp, nó có độ nhạy về pha cũng như là biên độ của sóng quang, và cung cấp một khả năng lọc quang siêu hẹp coherent cho hệ thống ghép bước sóng phân chia theo mật độ DWDM. Cách tốt nhất cho bộ tách coherent mà độ nhạy tốt nhất (tỷ lệ lỗi bit thấp nhất – OSNR) là bộ tách homodyne, nhưng phương thức này yêu cầu sử dụng laser có độ rộng hẹp đặc biệt là khóa pha, mà làm cho nó đắt hơn. Các bộ thu coherent có thể tuyến tính xuống chuyển đổi toàn bộ tín hiệu quang thành tín hiệu điện baseband sử dụng bộ tách sóng heterodyne hoặc homodyne và có những ưu điểm sau đối với tách sóng trực tiếp.

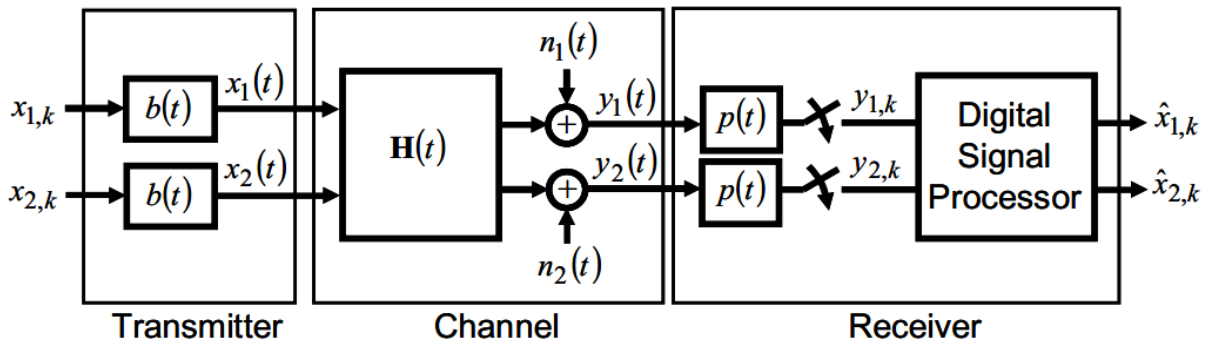
Độ nhạy bản nhiều giới hạn bộ thu có thể đạt được với một nguồn dao động nội (Local Oscillator - LO) thích hợp. LO cho một độ lợi tín hiệu, trong khi LO bản nhiều lần át nhiễu nhiệt của bộ thu, vì thế chúng ta có thể đạt được độ nhạy bản nhiều giới hạn bộ thu.

Độ phân giải tần số ở tần số trung tần (IF) hoặc giai đoạn baseband là cao mà chúng ta có thể tách ghép bước sóng phân chia theo khoảng đóng ở giai đoạn điện (WDM).

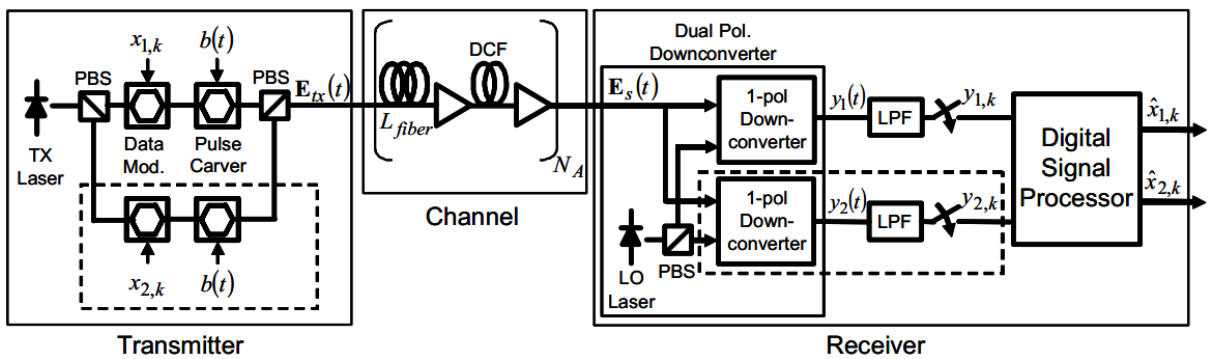
### 3.3. Tách sóng coherent [6]

Phương thức tách sóng tiên tiến nhất là tách sóng coherent, ở đây tham số quyết định tính toán ở bộ thu dựa vào sự khôi phục toàn bộ ở trường điện, nó chứa cả thông tin biên độ và pha. Vì thế tách sóng coherent trở nên linh hoạt nhất trong các dạng điều chế, khi thông tin có thể được mã hóa về pha và biên độ hoặc thay thế cho cả các thành

phần của sóng mang đồng pha (I) và vuông pha (Q). Tách sóng coherent yêu cầu bộ thu nhận ra pha của sóng mang, khi tín hiệu thu được giải điều chế bởi một LO đảm nhiệm như một tham chiếu pha thuần túy. Thông thường, sự đồng bộ sóng mang được thực hiện bởi một vòng lặp khóa pha (PLL). Các hệ thống quang có thể sử dụng một PLL quang (OPLL) để đồng bộ tần số và pha của laser LO với laser Tx hoặc một PLL điện, nơi mà chuyển đổi thấp sử dụng một laser LO chạy tự do xảy ra bởi sự giải điều chế ở chặng thứ hai bằng một VCO tương tự hoặc số của tần số và pha được đồng bộ. Sử dụng một PLL điện có thể trở nên thuận lợi trong các hệ thống song công, khi bộ thu phát có thể sử dụng một laser tương đương với Tx và LO. Các PLL rất nhạy với trễ truyền sóng trên hướng phản hồi, và yêu cầu trễ có thể là khó để đáp ứng. Sự đồng bộ sóng mang Feedforward (FF) sẽ khắc phục vấn đề này. Hơn nữa, khi một máy đồng bộ FF sử dụng cả hai ký tự hiện tại và tương lai để xác định pha của sóng mang, nó có thể thu lại hiệu năng tốt hơn một PLL, như một hệ thống phản hồi có thể chỉ sử dụng các ký tự hiện tại. Gần đây, DSP đã cho phép căn chỉnh sự phân cực và đồng bộ hóa sóng mang được thực hiện bên trong phần mềm.



Hình 3.2. Mô hình hệ thống truyền dẫn coherent



Hình 3.3. Hệ thống truyền dẫn coherent

Một hệ thống truyền dẫn coherent và mô hình chính tắc của nó được biểu diễn trên hình 3.2 và 3.3. Ở khối phát – transmitter, các bộ điều chế Mach-Zehnder (MZ) giải mã hóa các ký tự dữ liệu thành một sóng mang quang và thực hiện định dạng xung. Nếu sự ghép kênh phân cực được sử dụng, đầu ra của laser TX sẽ tách thành hai thành phần phân cực trực giao, nó sẽ được điều chế riêng biệt và được kết hợp vào một bộ tách chùm phân cực (PBS). Chúng ta có thể viết tín hiệu phát đi dưới dạng: (3.1)

$$E_{tx}(t) = \begin{bmatrix} E_{tx,1}(t) \\ E_{tx,2}(t) \end{bmatrix} = \sqrt{P_t} \sum_k X_k b(t - kT_s) e^{j(\omega_s t + \phi_s(t))} \quad (3.1)$$

Ở đây,  $T_s$  là chu kỳ ký tự,  $P_t$  là công suất phát đi trung bình,  $b(t)$  là dạng xung (NRZ – non return to zero, hoặc RZ – return to zero) với tiêu chuẩn  $\int |b(t)|^2 dt = T_s$ ,  $\omega_s$  và  $\phi_s(t)$  là tần số và pha của nhiễu của laser TX, và  $x_k = [x_{1,k}, x_{2,k}]^T$  là một vector phức hợp 2x1 đại diện cho ký tự thứ k-th được phát đi. Chúng ta giả định rằng các ký tự có năng lượng chuẩn hóa:  $E[|x_k|^2] = 1$ . Cho một kênh truyền dẫn phân cực đơn, chúng ta có thể thiết lập không sử dụng thành phần phân cực  $x_{2,k}$  trở về 0.

Kênh bao gồm  $N_A$  chặng cáp quang, với khuếch đại trên đường truyền và DCF sau mỗi chặng. Bỏ qua sự ảnh hưởng của hiệu ứng phi tuyến, chúng ta có thể mô hình hóa kênh như một ma trận 2x2 sau:

$$h(t) = \begin{bmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{bmatrix} \leftrightarrow (F) \leftrightarrow \begin{bmatrix} H_{11}(t) & H_{12}(t) \\ H_{21}(t) & H_{22}(t) \end{bmatrix} = H(\omega) \quad (3.2)$$

Ở đây,  $h_{ij}(t)$  biểu thị đáp ứng của đầu ra phân cực thứ i tới một xung đưa vào ở đầu vào phân cực thứ j của sợi quang. Chọn sự phân cực tham chiếu ở bộ phát và bộ thu tùy ý. Phương trình trên miêu tả CD, tất cả các bậc của PMD, suy giảm phân cực lệ thuộc (PDL), các ảnh hưởng của lọc quang và số lần lấy mẫu lỗi. Hơn nữa, một hệ thống quang coherent bị lỗi bởi AWGN, gồm sự bức xạ tự phát được khuếch đại từ các bộ khuếch đại trên đường truyền, bộ thu LO bản nhiễu, và bộ thu nhiễu nhiệt. Trong mô hình truyền dẫn chuẩn hóa, chúng ta mô hình hóa ảnh hưởng lũy kế của các loại nhiễu bởi một nguồn nhiễu tương đương  $n(t) = [n_1(t), n_2(t)]^T$  được tham chiếu tới đầu vào của bộ thu.

Trường E ở đầu ra của sợi quang là:  $E_s(t) = [E_{s,1}(t), E_{s,2}(t)]^T$ , trong đó:

$$E_{s,l}(t) = \sqrt{P_r} \sum_k \sum_{m=1}^2 x_{m,k} c_{lm}(t - kT_s) e^{j(\omega_s t + \phi_s(t))} + E_{sp,l}(t) \quad (3.3)$$

Dưới giả thiết ở hình vẽ 3.3, trong đó sự khuếch đại trên đường truyền có thể bù lại sự suy giảm trên đường truyền,  $P_r = P_t$  là công suất trung bình nhận được,  $c_{lm}(t) = b(t) \otimes h_{lm}(t)$  là một dạng xung được chuẩn hóa và  $E_{sp,l}$  là ASE nhiễu trong sự phân cực thứ l. Giả định có  $N_A$  chặng cáp quang và tất cả các bộ khuếch đại trên đường truyền có độ lợi G và tác nhân phát tự phát là  $n_{sp}$ , công suất phổ 2 chiều của  $E_{sp,l}(t)$  là  $S_{Esp}(f) = N_A n_{sp} h \omega_s (G - 1) / G$  W/Hz

Chặng đầu tiên của bộ thu coherent là một bộ chuyển đổi thấp quang điện tử phân cực kép để khôi phục tín hiệu baseband được điều chế. Trong một bộ thực hiện số, các đầu ra tương tự được lọc lowpass và lấy mẫu ở  $1/T = M/KT_s$ , ở đây  $M/K$  là một tỷ số lấy mẫu. Kênh bị suy giảm có thể được bù kỹ thuật số trước khi tách ký tự.

### 3.4. Bộ phát và bộ thu DP-QPSK

Một bộ phát DP-QPSK gồm 2 bộ điều chế cầu phương và một bộ kết hợp chùm phân cực PBC để ghép kênh 2 đầu ra phân cực trực giao. Ở phía bộ thu, tín hiệu quang

nhận được được tách thành 2 nhánh tùy ý nhưng trực giao, sự phân cực sử dụng một PBS thứ hai. Cả hai nhánh được trộn tuần tự trong một cấu trúc lai  $90^\circ$  với đầu ra của một giao động nội.

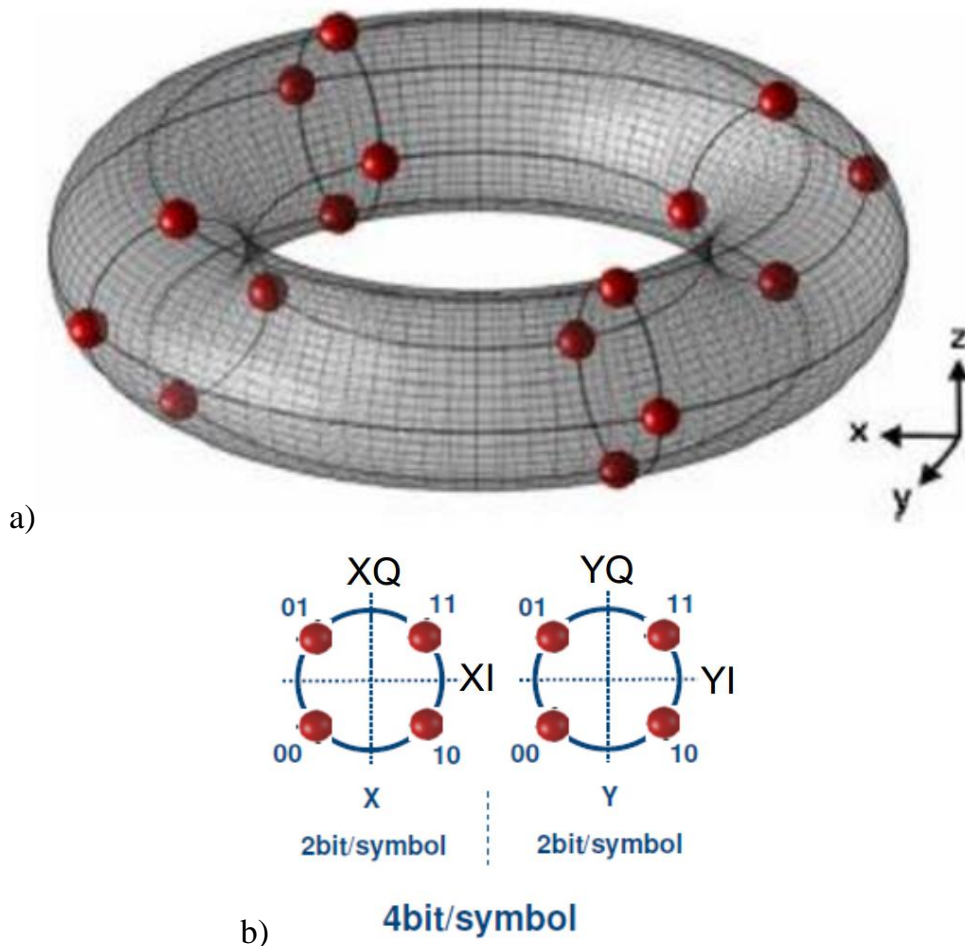
Đầu ra của cấu trúc lai  $90^\circ$  (đồng pha và các thành phần vuông góc của cả hai trạng thái phân cực) được tách với 4 photodiode (cân bằng hoặc đơn cực) và được chuyển đổi sang miền số sử dụng bộ chuyển đổi tương tự - số tốc độ cao (ADC).

Hình 3.4 biểu diễn sơ đồ chòm sao của điều chế DP-QPSK, được biểu diễn trong hình không gian siêu cầu phương 4-bit. Hình siêu cầu phương được miêu tả bởi pha quang học (đồng pha và vuông góc) trên mỗi cực ( $\phi_v$  và  $\phi_h$ ), R và r là bán kính vòng ngoài và vòng trong của đường tròn ( $R > r$ ).

$$x(\phi_h, \phi_v) = [R + r \cos(\phi_v)] \cos(\phi_h) \quad (3.4)$$

$$y(\phi_h, \phi_v) = [R + r \cos(\phi_v)] \sin(\phi_h) \quad (3.5)$$

$$z(\phi_h, \phi_v) = r \sin(\phi_v) \quad (3.6)$$



Hình 3.4. Sơ đồ chòm sao của DP-QPSK.

DP-QPSK điều chế 4 bit trên một ký tự, tốc độ ký tự thấp hơn 28 Gbaud là đủ để đạt được tốc độ 112-Gb/s. Nó chuyển đổi thành tốc độ dữ liệu 100-Gb/s khi trừ đi phần mào đầu mã sửa lỗi FEC là ~7% và phần mào đầu Ethernet ~4%.

Tốc độ ký tự thấp hơn cải thiện khả năng suy giảm truyền dẫn tuyến tính do đó cho phép các yêu cầu ít nghiêm ngặt về sự cân bằng điện, cũng như là có thể sử dụng

các thành phần điện ở băng thông ít hơn. Sự kết hợp của điều chế DP-QPSK và bộ tách coherent cho phép yêu cầu về OSNR gần bằng với điều kiện lý thuyết.

### 3.5. 100 Gb/s DP-QPSK [7]

Từ năm 2005, để theo kịp với những yêu cầu phát triển lưu lượng trong các mạng lõi, kéo theo việc nâng cấp các hệ thống 10 Gb/s hiện tại, được thiết kế lên các kênh 40 Gb/s. Khi nhu cầu các hệ thống mạng tiếp tục phát triển nhanh chóng, các hãng thiết bị sẽ phải nghiên cứu các khả năng nâng cấp mạng hơn nữa. Một câu hỏi quan trọng là với sự ra đời của 100 Gb/s, trong thực tế nó có thể nâng cấp các mạng hiện tại lên tốc độ 100 Gb/s trên mỗi kênh hay không? Một điều quan trọng là mạng 40 Gb/s có khả năng nâng cấp các dạng điều chế tiên tiến như đã giới thiệu, cho phép trang bị thêm các kênh dữ liệu 40 Gb/s vào hệ thống 10 Gb/s DWDM. Các dạng điều chế như ODB (optical duobinary), DPSK và DQPSK đã được phát triển trong các mạng truyền tải.

Một thuộc tính chung của các dạng điều chế là hỗ trợ khoảng cách kênh 50 GHz DWDM. Các dạng điều chế trước 40 Gb/s mà không hỗ trợ khoảng cách kênh 50 GHz thì không được phát triển, động cơ chính để phát triển tốc độ đường truyền cao hơn là cải tiến hiệu suất phổ và vì thế đạt dung lượng tối đa trên các hệ thống DWDM và đôi dây quang. Ở 100 Gb/s, hiệu suất phổ được cải thiện để đáp ứng sự phát triển lưu lượng của internet và video một lần nữa là yếu tố chính được mong đợi, hỗ trợ khoảng cách kênh 50 GHz vẫn là một đòi hỏi quan trọng. Để tạo điều kiện dễ dàng kết nối, ngưỡng chịu đựng của truyền dẫn đi qua nhiều node mạng ROADM cũng là cần thiết, khi các kênh sẽ thường xuyên qua một lượng lớn các node ROADM. Mỗi node ROADM cho phép mỗi kênh bước sóng được thêm vào, hạ xuống, hoặc đi xuyên qua node đó, trong miền quang (không chuyển đổi sang tín hiệu điện). Vì thế mỗi node ROADM như một bộ lọc quang điều khiển băng thông của tín hiệu DWDM.

Đối với 100 GHz, nghiên cứu quan trọng đã được thực hiện gần đây trên các dạng điều chế tiên tiến như 8-PSK/QAM, 16-QAM hay 32-QAM. Mã hóa hơn 1 bit/ký tự là cần bản để giảm độ rộng phổ của tín hiệu. Ở 100 Gb/s, nó cần thiết để mã hóa ít nhất 3 bit/ký tự, làm hẹp phổ tín hiệu đủ để làm việc với các bộ lọc 50 GHz. Thử nghiệm lần này chúng ta sử dụng dạng điều chế DP-QPSK mà mã hóa 4 b/ký tự (điều chế hai nhánh rẽ phân cực trực giao với cả 2 thành phần đồng pha và vuông pha). Độ rộng phổ của 100 Gb/s DP-QPSK là đủ hẹp để sử dụng mạnh mẽ FEC với 20% là phần màu đầu. Mặc dù FEC làm tăng tốc độ đường truyền, tốc độ ký tự và độ rộng phổ của tín hiệu, tín hiệu vẫn có thể truyền qua nhiều tầng 50 GHz ROADM mà vẫn có hiệu năng thỏa đáng. FEC với coding gain cao hơn cho phép nâng cao độ nhạy tỷ số tín hiệu – nhiễu (OSNR) và vì thế phạm vi dài hơn (khoảng cách truyền) giữa các điểm tái tạo lại quang – điện – quang (OEO), do đó làm giảm chi phí mạng.

Ưu điểm nữa của DP-QPSK là nỗ lực đáng kể trong việc thực hiện các hứa hẹn thỏa thuận trước đây bởi diễn đàn mạng quang OIF. Các thành viên OIF đã hướng tới nghiên cứu rất nhiều các khối phần cứng và giao diện cần thiết để hỗ trợ các kỹ thuật



điều chế. OIF bỏ xung các điều khoản không bao gồm FEC và DSP sau khi tách coherent, cho đến giờ hai lĩnh vực mở ra sự đổi mới cho các nhà cung cấp thiết bị. Nhờ luật Moore, chức năng to lớn của DSP mà ngày nay đã được tích hợp vào một chip đơn, thậm chí là 100 Gb/s. Hơn thế nữa, sử dụng tách sóng coherent, trường E tối đa của tín hiệu có thể đo được trong bộ thu, dẫn đến sự chịu đựng tuyệt vời cho các sự suy giảm tuyến tính, như là tán sắc màu (CD) và tán sắc mode phân cực (PMD). Sự suy giảm này có thể được bù lại trong miền điện, làm cho 100 Gb/s càng thực tế hơn trên các sợi quang cũ.

### 3.5.1. Các đặc điểm năng lực của 100 Gb/s DP-QPSK

#### a. Độ nhạy OSNR

Coherent DP-QPSK có độ nhạy OSNR vào cải thiện khoảng 6 dB, so với OOK cho tốc độ bit giống nhau. 100 Gb/s có dung lượng cao hơn gấp 10 lần 10 Gb/s, những phương thức điều chế mới trong 100 Gb/s lý tưởng sẽ cải thiện năng lực 10 dB, với điều kiện là có thể so sánh độ nhạy OSNR với 10 Gb/s OOK.

Mặc dù khó khăn để đạt được trong thực tế, phần thiếu hụt hiệu suất có thể lấy lại được bởi sử dụng kỹ thuật SD FEC. Phụ thuộc vào thuật toán đặc biệt, độ phân giải bit mềm, và tốc độ phân mào đầu được chọn, độ lợi 2-3 dB nữa có thể thực hiện so sánh với 7 % mã FEC mở rộng của phân mào đầu.

Phần còn lại của sự thiếu hụt này có thể được tạo thành bằng cách giảm các phần không cần thiết. Trong các hệ thống 10 Gb/s OOK, thường có một phần 1 dB không cần thiết hoặc hơn thế nữa để bù CD không hoàn hảo và nó giống với sự cấp phát bù PMD.

Ưu điểm quan trọng cho tách sóng coherent là thông tin pha điện trường được qua hẳn vào vùng điện từ, vậy sự bù tán sắc miền điện (EDC) là rất mạnh trong DSP có thể giảm nhẹ sự biến dạng với phần dư bù rất nhỏ. Vì thế sử dụng 100 Gb/s DP-QPSK với SD FEC và EDC, có thể cải thiện 6 dB cho tách sóng coherent, cải thiện 2-3 dB cho SD FEC và cải thiện 1-2 dB để làm giảm CD và PMD bù. Kết quả này cải thiện tổng cộng là 9-11 dB, đến gần độ nhạy OSNR của hệ thống 10 Gb/s OOK, vì thế cho phép 100 Gb/s DP-QPSK được phát triển có thể so sánh đạt tới hệ thống hiện tại 10 Gb/s OOK.

#### b. Dung sai lọc quang

Do tốc độ 10 Gbaud ký tự của chúng, các kênh 10 Gb/s OOK có độ rộng phổ hẹp hơn các bộ lọc kênh 50 GHz được sử dụng trong các hệ thống DWDM.

Điều này cung cấp dung sai tuyệt vời cho các tầng ROADM, với lượng bù ít ỏi sau truyền tải. Tương tự, để đảm bảo dung sai tốt cho ROADM ở 100 Gb/s, đòi hỏi một tốc độ ký tự thấp vừa đủ, vì độ rộng phổ của tín hiệu tỷ lệ với tốc độ ký tự.

Sử dụng 100 Gb/s DP-QPSK (~25 Gbaud) có một ưu điểm rõ ràng trên các định dạng tốc độ ký tự cao hơn. Mã hóa thậm chí là nhiều bit trên một ký tự trong một

chùm tín hiệu dày đặc và dẫn tới việc giảm độ nhạy OSNR. Một tín hiệu 100 Gb/s DP-QPSK có thể chịu băng thông bộ lọc dưới 30 GHz với bù tối thiểu, tốt hơn đáng kể các định dạng tách sóng trực tiếp DQPSK và OOK. Sự ngoại lệ này lọc dung sai cho phép triển khai với một lượng lớn các node ROADMs.

Sử dụng một phương pháp mã hóa bậc cao hơn, với kết quả làm giảm hiệu năng OSNR là không cần thiết. Giảm tốc độ ký tự có các ưu điểm thực tiễn khác như là dễ dàng thực hiện với modem trong một chip bán dẫn metal oxide bán dẫn, và giảm băng thông yêu cầu cho các thành phần điện – quang. Tuy nhiên, sử dụng các chùm phức tạp cao hơn để làm thấp hơn nữa tốc độ ký tự để các yêu cầu tín hiệu nghiêm ngặt hơn và độ rộng tia laser giao động nội và giảm dung sai nhiễu pha phi tuyến. Tất cả những nhiễu này phải được chú ý khi lựa chọn dạng điều chế.

### c. Dung sai tán sắc màu

Với việc EDC ở bên trong modem chip, CD có thể được bù mà bỏ qua các bộ bù tán sắc hiệu chỉnh quang học. Lượng CD có thể được bù bên trong chip là một hàm số của số các khóa (chiều dài đáp ứng xung) trong đáp ứng xung hữu hạn (FIR) đưa vào bộ lọc và thời gian trễ của mỗi khóa.

Lắp đặt các hệ thống 10 Gb/s DWDM chủ yếu sử dụng sợi bù tán sắc (DCF) được triển khai trên toàn mạng để hạn chế CD dư thừa ở bộ thu của 10 Gb/s OOK, thông thường trong khoảng  $\pm 400$  ps/nm đối với các hệ thống đường dài.

Nó khá là dễ dàng để đáp ứng dải này trong 100 Gb/s DP-QPSK EDC với một số lượng nhỏ các khóa. Tuy nhiên, nếu hệ thống được thiết kế bỏ qua DCF, nó có thể cải thiện đáng kể hiệu năng. Thông thường có một ống nhỏ DCF gắn trong một modul bù tán sắc DCM, được lắp đặt với mỗi bộ khuếch đại quang. DCF là sợi quang đặc biệt với CD rộng hơn sợi truyền dẫn và có dấu ngược lại.

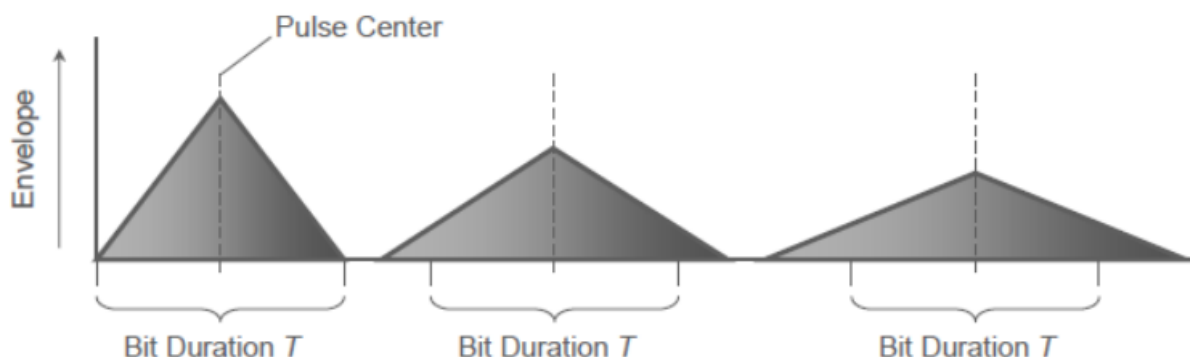
Kết quả là nó có suy hao cao hơn trên mỗi đơn vị chiều dài và đường kính lõi nhỏ hơn. Các đặc điểm đã cho, một hệ thống phù hợp có DCF thêm vào bộ khuếch đại và sẽ cho biết lượng bù để đảm bảo các sự tác động phi tuyến trong phạm vi DCM hơn là một hệ thống không có DCF.

Mỗi DCM phải phù hợp với đặc điểm chiều dài và loại sợi quang truyền tải trong cung đoạn có trước, sự lắp đặt và bảo dưỡng các hệ thống DCF tự do cũng trở nên đơn giản. Hơn nữa, các hãng thiết bị quan tâm đến việc giảm độ trễ trong mạng của họ để cải thiện hiệu năng độ nhạy trễ của các ứng dụng viễn thông, như là trò chơi trực tuyến và mạng lưu trữ dữ liệu.

Các lý do này, các hãng thiết bị muốn loại bỏ DCF cho các mạng truyền tải thế hệ sau. Việc bỏ DCF làm tăng đáng kể khả năng chịu tán sắc cần thiết, đặc biệt đối với chuẩn sợi quang đơn mode SSMF G652 và ảnh hưởng đáng kể độ phức tạp của EDC, khi một số lượng lớn các khóa được yêu cầu trong FIR để đáp ứng đòi hỏi về khả năng chịu tán sắc. EDC cao hơn làm tăng độ phức tạp số cổng chip, làm tăng công suất tiêu thụ của chip và giảm hiệu quả.

#### d. Dung sai tán sắc phân cực mode

EDC cũng có thể bù PMD, bỏ qua các bộ bù PMD quang. Số lượng các khóa cần để bù PMD là tương đối nhỏ, khi sự biến dạng năng lượng xung từ PMD chỉ có thể chèn ra một vài khe thời gian liền kề.



Hình 3.5. Xung bị trải rộng do ảnh hưởng của tán sắc

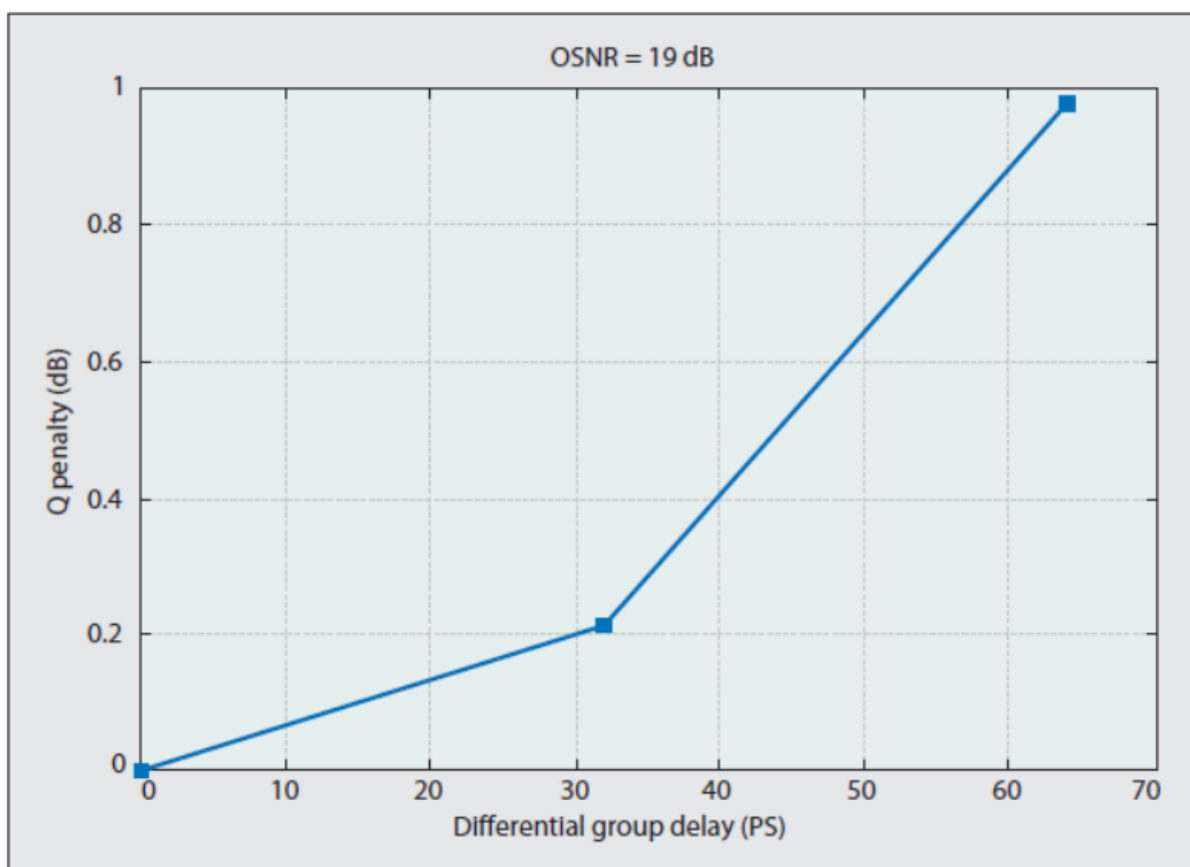
Một thông số quan trọng để làm giảm PMD là nó phải đủ nhanh để lần ra nhanh chóng sự phân cực động mà có thể xảy ra trong các mạng của các hãng. Điều này tương phản với sự bù CD, nó tĩnh hơn, thay đổi rất chậm và bởi một lượng nhỏ do biến thiên nhiễu độ sợi quang. May thay, thuật toán làm giảm PMD có thể xử lý rất nhanh sự thay đổi trong trạng thái phân cực nhận được hoặc giá trị tức thời của PMD bởi vì hệ số khóa được cập nhật ở một tỷ lệ trên tần số clock của DSP.

#### 3.5.2. Nâng cấp hệ thống truyền dẫn lên 100G

Đầu tiên, các bộ thu số coherent có thể không hoàn toàn đơn giản vì độ phức tạp của bộ phát và bộ thu thông thường cao hơn so với các dạng điều chế tách sóng trực tiếp, chẳng hạn như là 43 Gb/s DPSK hoặc thậm chí là 43 Gb/s DQPSK.

Tuy nhiên, khi chúng ta nhìn tổng thể độ phức tạp hệ thống, các ưu điểm của điều chế DP-QPSK và các bộ thu số coherent là rõ ràng hơn. Để nâng cấp các đường truyền dẫn hiện có lên tốc độ 111 Gb/s, dạng điều chế sẽ có thể đối mặt với tất cả sự suy giảm truyền tải hướng vào bởi thiết bị hiện có. Nó bao gồm truyền dẫn trên sợi quang PMD cao, các module bù tán sắc đã lắp đặt, giống như là DCF hoặc FBGs, cũng như là giới hạn băng thông quang qua tầng lọc trong các khối cross-connect quang học (PXC).

Ở tốc độ 111 Gb/s quang phổ của điều chế DQPSK quá rộng để phù hợp với lưới kênh 50 GHz, làm nó không thích hợp với hầu hết các hệ thống truyền dẫn trước đây. Điều chế 111 Gb/s DP-QPSK được kết hợp với bộ thu số coherent, mặt khác có thể bù độ lệch tán sắc, PMD, FBG gồm các gợn pha, cũng như là khả năng lọc méo quang tốt hơn bởi các tầng PXC trên lưới kênh 50 GHz. Điều này sẽ cho phép các đường truyền dẫn mà không thể hỗ trợ tốc độ 43 Gb/s sử dụng các bộ thu tách sóng trực tiếp để nâng cấp lên tốc độ 111 Gb/s sử dụng các bộ thu DP-QPSK và coherent số. Hình 3.6, biểu thị sự ảnh hưởng của PMD đối với hệ thống 100 Gb/s.



Hình 3.6. Khả năng chịu PMD của hệ thống 100 Gb/s PD-QPSK

Thiết kế hệ thống chu đảo là yêu cầu đặc biệt cần thiết khi các kênh truyền kết hợp được điều chế DP-QPSK với các định dạng điều chế khác trên các kênh WDM lân cận. Ví dụ, khi 111 Gbps DP-QPSK truyền kết hợp với các kênh 10 Gbps OOK ở khoảng cách kênh 50 GHz, khả năng phi tuyến được giảm xuống 4 dB, nhưng nó phụ thuộc vào khoảng cách kênh.

Sự kết hợp điều chế giữa 10 Gbps OOK và DP-QPSK có thể dẫn tới đòi hỏi khắt khe giới hạn truyền dẫn phi tuyến trên khoảng cách xa. Tuy nhiên, các vấn đề bù có thể thấp hơn bởi tối ưu công suất kênh tương ứng hoặc do quang phổ riêng biệt của các kênh 40G/100G được phát triển từ các kênh 10G.

### 3.5.3. Sự phức tạp của bộ thu tách sóng coherent số

So sánh với các bộ thu tách sóng trực tiếp, tách sóng coherent và kết hợp với DSP cho thấy một sự thay đổi quan trọng về độ phức tạp của hệ thống từ đường truyền tải đến bộ phát và bộ thu. Các thành phần quang học trong bộ phát và bộ thu DP-QPSK đòi hỏi độ phức tạp cao hơn so với các dạng điều chế tách sóng trực tiếp thông thường.

Sự tích hợp quang học có thể là một xu hướng đầy hứa hẹn để giảm footprint, nguồn tiêu thụ và cải thiện các đặc tính quang học. Ví dụ, một điều chế đơn DP-QPSK Mach-Zehnder ở bộ phát hoặc một mảng photo-diode vuông tích hợp được kết hợp với một cấu trúc lai  $90^\circ$  ở bộ thu là xu hướng đầy hứa hẹn về sự tích hợp quang học.

Hơn nữa, có một sự thay đổi về độ phức tạp từ miền quang học tới miền điện. Đặc biệt các ADC là một thành phần quan trọng cho nhiều bộ thu coherent số. Điều kiện lý

tương, tín hiệu quang được chuyển đổi sang miền điện sử dụng một yếu tố của 2 lần lấy mẫu, dẫn tới yêu cầu ~60 Gsample/s ADC để đạt được một bộ thu coherent 100G.

Thiết kế 60 Gsample/s ADC cho phép băng thông điện lớn hơn 18 GHz, mang lại độ phân giải dọc của ít nhất 4 bit và công suất tiêu thụ chỉ một vài Watt thực sự là một thách thức và đòi hỏi kỹ thuật trộn tín hiệu tiên tiến. Điều này cũng đúng cho phía bộ thu DSP, nó có thể gồm từ 40 đến 100 triệu cổng và vì thế đòi hỏi các xử lý CMOS 40 nm hoặc 65 nm tiên tiến. Hơn nữa, để giới hạn công suất tiêu thụ liên quan tới giao tiếp liên chip ở cả hai khối ADC và DSP thì cách tốt nhất là tích hợp vào một chip đơn.

Cuối cùng, một yếu tố quan trọng cho truyền tải 100 G là phương thức thực hiện mã hóa và giải mã hóa FEC tiên tiến. Để đạt tốc độ 25 Gbaud mỗi ký tự là cho phép để thêm vào 20% phần mào đầu cho FEC mà không bị ảnh hưởng tới khả năng lọc quang. Sử dụng các mã kiểm tra chẵn lẻ mật độ thấp (LDPC) với ~20% phần mào đầu kết hợp với giải mã soft-decision cho phép một độ lợi giải mã lên tới 11 dB ở BER là  $10^{-15}$ , nó cải thiện 2-3 dB trong hiệu quả của độ lợi giải mã trên các mã FEC được sử dụng ngày nay ở tốc độ 43 Gb/s.

### 3.6. Xử lý tín hiệu số trên hệ thống thông tin quang coherent

Lý do hệ thống thông tin quang coherent trở lại là gì và tại sao nó khả thi? Câu trả lời nằm ở những ưu điểm trong xử lý tín hiệu số (DSP). Năng lực của thiết bị xử lý tín hiệu số đã được cải tiến đáng kể trong 2 thập kỷ qua, cũng là thành tích của chuyển đổi ADC nhanh là những thành phần quan trọng mà làm nó khả thi để thực hiện các bước xử lý số phức tạp cần thiết để đồng bộ hóa tín hiệu nhận được trong lĩnh vực kỹ thuật số.

Cả 2 vấn đề quản lý pha và sự phân cực có thể được thực hiện trong phạm vi điện bằng cách sử dụng DSP. Hơn nữa, bộ tách sóng coherent kết hợp với DSP cho phép bù sự suy giảm trong truyền dẫn sợi quang mở ra khả năng mới định hình cho công nghệ truyền dẫn quang trong tương lai. Hệ thống thông tin quang coherent có thể sử dụng một hoặc nhiều bộ phát sóng mang đơn và nhiều dạng điều chế, với QPSK là kỹ thuật phổ biến nhất và kỹ thuật điều chế biên độ cầu phương (QAM) bậc cao hơn và kỹ thuật điều chế khóa dịch pha (PSK) đang được nghiên cứu.

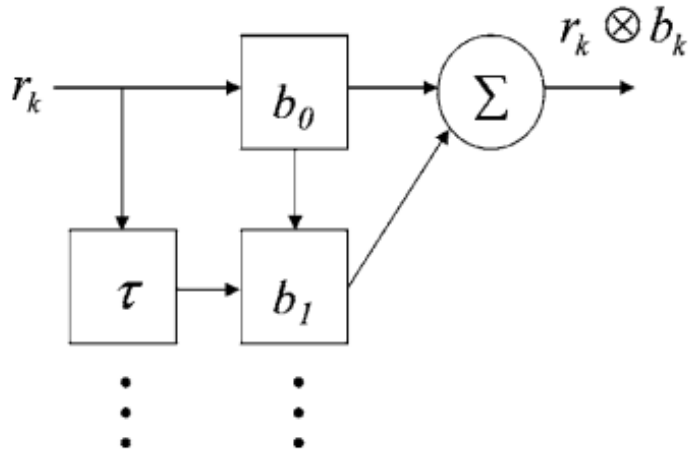
Xử lý tín hiệu số hiện đang làm phương thức ưu chuộng nhất để bù đắp cho sự suy giảm tuyến tính của truyền dẫn sợi quang đường dài. Sau khi tách sóng coherent tín hiệu DP-QPSK, bốn hàm chính được thực hiện trong miền số trước khi tách sóng tín hiệu: bộ chuyển đổi ADC, bộ bù tán sắc DC, tách kênh phân cực và xác định pha sóng mang. [8]

#### **Bộ chuyển đổi tương tự sang số ADC:**

Về cơ bản ADC là một quá trình lấy mẫu giảm. Ở đây chúng ta chọn 2-bit lấy mẫu tuy nhiên tốc độ lấy mẫu bị thay đổi.

**Sự bù tán sắc:**

Sự tán sắc trong sợi quang là một bộ lọc pha trên miền điện của sóng ánh sáng, được cho bởi một hàm truyền phức tạp trong miền tần số:



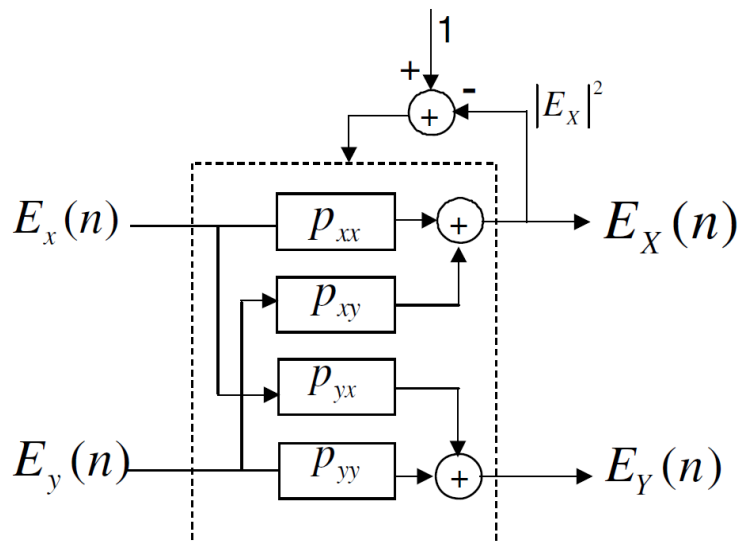
Hình 3.7. Sơ đồ bộ lọc số FIR áp dụng cho bù tán sắc màu

Bỏ qua sự có mặt của hiệu ứng phi tuyến trên sợi, sợi quang có thể được mô hình hóa như một bộ lọc pha với hàm truyền đạt như sau:

$$G(z, \omega) = \exp\left(-j \frac{D\lambda^2 z}{4\pi c} \omega^2 + j \frac{S\lambda^4 \omega^3 z}{24\pi^2 c^2}\right) \quad (3.6)$$

Bên trong phần đầu tiên của phương trình (3.6) là sự tán sắc trên sợi và số hạng thứ hai là sự tán sắc cho ứng dụng đa kênh. Để bù tán sắc, chúng ta nhân miền đầu ra với nghịch đảo của hàm truyền đạt kênh (bộ lọc FIR). Bậc của bộ lọc tăng lên khi số lượng tán sắc tăng lên theo chiều dài của đường truyền.

**Tách phân cực:**



Hình 3.8. Biểu diễn mạch DSP tách kênh phân cực

Ma trận Jones của truyền dẫn sợi quang được biểu diễn bởi phương trình (3.7)

$$T = \begin{pmatrix} \sqrt{\alpha} e^{i\delta} & -\sqrt{1-\alpha} \\ \sqrt{1-\alpha} & \sqrt{\alpha} e^{-i\delta} \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

Trong đó,  $\alpha$  và  $\delta$  biểu thị tỉ lệ phân chia công suất và sự lệch pha giữa hai mode phân cực. Mỗi quan hệ giữa trường điện đầu ra và đầu vào được cho bởi.

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} E_{in,x} \\ E_{in,y} \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

Vậy, nếu ta có thể tìm nghịch đảo của ma trận T, chúng ta có thể tách kênh phân cực. Hình vẽ 3.8 biểu diễn một mạch DSP và phương trình (3.9) là đáp ứng của nó:

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p_{xx} & p_{xy} \\ p_{yx} & p_{yy} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

Trong đó:

$$\begin{aligned} p_{xx}(n+1) &= p_{xx}(n) + \mu(1 - |E_x(n)|^2)E_x(n)E_x^*(n) \\ p_{xy}(n+1) &= p_{xy}(n) + \mu(1 - |E_x(n)|^2)E_x(n)E_y^*(n) \end{aligned}$$

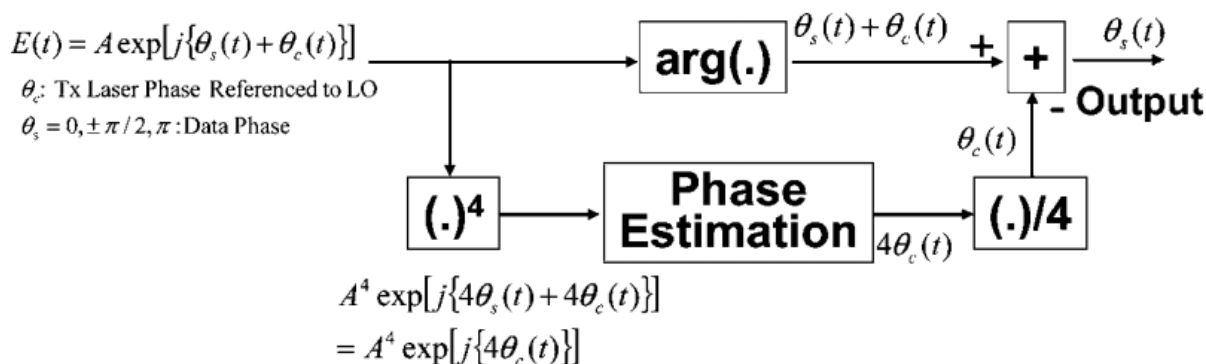
$\mu$  là thông số kích thước bước và  $n$  là số ký tự. Ma trận  $p$  về cơ bản là một bộ lọc tích cực FIR.

### Xác định pha sóng mang:

Khóa pha trong miền phần cứng được thay thế bởi xác định pha trong miền phần mềm DSP. Thuật toán để xác định pha dựa vào DSP được biểu diễn trong hình. Tín hiệu QPSK được sử dụng, được biểu diễn là:

$$E(t) = A \exp\{j[\theta_s(t) + \theta_c(t)]\} \quad (3.10)$$

Trong đó pha sóng mang quang  $\theta_c(t)$  là pha của laser phát được tham chiếu tới LO và pha dữ liệu mang 4 giá trị  $\theta_s = 0, \pm\pi/2, \pi$ . Để xác định pha sóng mang  $\theta_c$  sử dụng DSP, tín hiệu thu được tách sóng coherent để lấy ra phần thực và phần ảo. Nó sẽ hoàn thành bởi sử dụng bộ LO và bộ lai quang  $90^\circ$ .

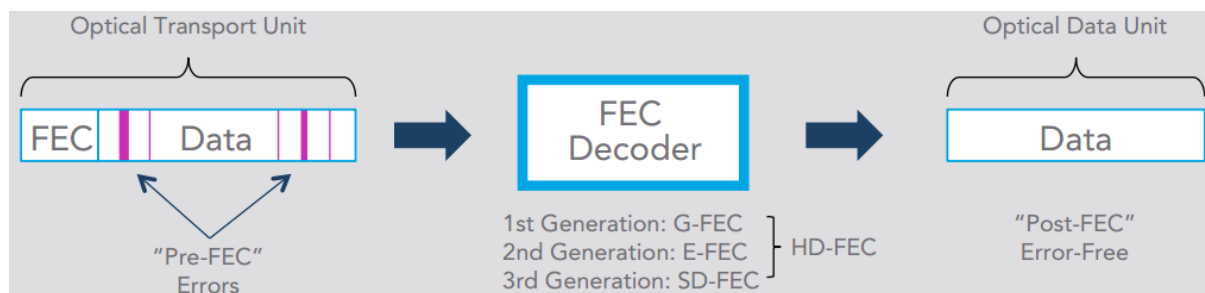


Hình 3.9. Thuật toán xác định pha đối với QPSK

### 3.7. ‘Sửa sai hướng đi’ - FEC

Sửa sai hướng đi hay theo thuật ngữ tiếng anh là ‘FEC – Forward Error Correction’ là phương pháp giúp làm tăng tốc độ truyền dữ liệu lên cao hơn và đồng thời làm tăng khoảng cách truyền dữ liệu, mặc dù khi tốc độ dữ liệu tăng lên tỷ số OSNR của hệ thống sẽ bị giảm đi. Kỹ thuật truyền dẫn coherent có thể giúp làm giảm yêu cầu về OSNR do các nguyên nhân tán sắc màu và tán sắc phân cực mốt. Các hệ thống truyền dẫn WDM (bao gồm cả các hệ thống không phải coherent) đã sử dụng

các mã sửa sai hướng đi cho phép các bit lỗi ở mức có ý nghĩa có thể khôi phục được tín hiệu số đã phát đi và không có lỗi. FEC mới nhất hiện nay sử dụng là thuật toán ‘soft-decision’ cho phép cải thiện độ lợi mã hóa ‘net coding gain - NCG’.



Hình 3.10. Sự hoạt động của FEC

Hình 3.10, là cơ chế hoạt động của FEC. Ở phía phát, dữ liệu được chèn thêm vào một phần thông tin mào đầu có chứa mã thuật toán FEC sau đó được đóng gói lại và gửi đi. Ở phía thu, tín hiệu thu được chuyển thành dữ liệu có bao gồm dữ liệu người dùng và mã thuật toán FEC sau đó được giải mã hóa để tách ra dữ liệu người dùng đã phát đi. Và dữ liệu người dùng nhận được là dữ liệu gốc vào không chứa các lỗi.

### Có 3 thế hệ FEC đã ra đời và đã được thương mại hóa: [9]

- Thế hệ thứ nhất: G-FEC được định nghĩa trong chuẩn khuyến nghị G.709 của ITU-T, nó được cấu hình để cho phép tương kết giữa các nhà sản xuất thiết bị WDM với nhau. Tuy nhiên, G-FEC cho phép chỉ 6 dB NCG với 6.69 % thông tin mào đầu. G-FEC sử dụng giải mã hóa kiểu ‘hard-decision’.
- Thế hệ thứ hai: E-FEC – là một mở rộng của FEC, các thuật toán được liệt kê trong chuẩn khuyến nghị G.975.1 của ITU-T, dựa theo các kỹ thuật giải mã hóa điển hình. E-FEC không hướng đến việc tương kết giữa các hệ thống E-FEC của nhiều nhà sản xuất thiết bị khác nhau, nhưng nó cho phép 8 dB và 9.5 dB NCG với thông tin mào đầu giữa 6.69% và 10%, phụ thuộc vào thực tế. E-FEC sử dụng giải mã hóa kiểu ‘hard-decision’. G-FEC và E-FEC được sử dụng với cả hai hệ thống coherent và không sử dụng coherent.
- Thế hệ thứ ba: SD-FEC sử dụng giải mã hóa ‘soft-decision’ và cho phép cải tiến xử lý tín hiệu điện cho các hệ thống coherent 100 Gbps và dung lượng cao hơn nữa. SD-FEC cho phép làm lợi 11 dB NCG hoặc hơn nữa với phần thông tin mào đầu là từ 15%-35%, phụ thuộc vào các đóng gói dữ liệu. Các kỹ thuật mới hơn nữa như SD-FEC mở rộng hiện vẫn đang tiếp tục được phát triển như SD-FEC chia sẻ độ lợi, ở đó FEC ở đầu ra từ hai kênh được kết hợp toán học với nhau để có thể sử dụng mở rộng giá trị chất lượng của kênh.

### 3.8. Kết luận chương 3

Trong chương này đã tập trung đi phân tích các đặc điểm về mô hình thông tin quang coherent. Trong đó dựa theo nguyên lý điều chế DP-QPSK ở bộ phát quang và giải điều chế DP-QPSK ở bộ thu quang, tác giả đã đi đến mô hình hóa dưới dạng hàm



truyền đạt và sơ đồ tổng quát, từ đó tính toán phân tích hệ thống thông tin quang theo mô hình coherent được trình bày trong mục 3.3 – kỹ thuật tách sóng coherent.

Sau khi mô hình hóa một hệ thống thông tin quang hoàn chỉnh, tiếp tục phân tích đến vấn đề là làm thế nào để hệ thống đạt được tốc độ 100 Gbps - DP-QPSK điều chế 4 bit trên một ký tự, tốc độ ký tự thấp hơn 28 Gbaud là đủ để đạt được tốc độ 112-Gb/s. Nó chuyển đổi thành tốc độ dữ liệu 100-Gb/s khi trừ đi phần mào đầu mã sửa lỗi FEC là ~7% và phần mào đầu Ethernet ~4%. Hệ thống 100 Gbps có những đặc điểm năng lực như là độ nhạy OSNR cải thiện 9-11 dB, các vấn đề về nhiễu do tán sắc trên kênh truyền, nhiễu do các bộ lọc quang ... các vấn đề này được thể hiện trong mục 3.4 và 3.5.

Vấn đề xử lý tín hiệu số trên hệ thống thông tin quang coherent cũng là một vấn đề được quan tâm, nhờ có xử lý kỹ thuật số mà việc xử lý pha và sự phân cực trở nên dễ dàng hơn.

Các mã ‘sửa sai hướng đi’ là một kỹ thuật không thể thiếu trong các hệ thống thông tin quang tốc độ cao, được áp dụng ở giai đoạn trước khi truyền thông tin và sau khi nhận được thông tin tốc độ bit là 100 Gbps. Ở phía phát, dữ liệu được chèn thêm vào một phần thông tin mào đầu có chứa mã thuật toán FEC sau đó được đóng gói lại và gửi đi. Ở phía thu, tín hiệu thu được chuyển thành dữ liệu có bao gồm dữ liệu người dùng và mã thuật toán FEC sau đó được giải mã hóa để tách ra dữ liệu người dùng đã phát đi. Và dữ liệu người dùng nhận được là dữ liệu gốc và không chứa các lỗi.

## CHƯƠNG 4. MÔ PHỎNG VÀ ĐÁNH GIÁ BER CỦA HỆ THỐNG

### 4.1. Công cụ mô phỏng Optisystem 14.0

Phần mềm Optisystem 14.0 là một phần mềm thiết kế mạng thông tin quang tương đối toàn diện, được phát triển bởi OptiWave. Nó là một công cụ hữu ích để lập kế hoạch, mô phỏng, thiết kế, các phần tử của mạng thông tin quang. Optisystem có giao diện đồ họa thân thiện, khả năng hiển thị trực quan và hỗ trợ thư viện các phần tử. Và đặc biệt, phần mềm có thể dễ dàng mở rộng do người sử dụng có thể đưa thêm các phần tử tự định nghĩa vào.

Optisystem cho phép thiết kế tự động hầu hết các loại tuyến thông tin quang ở lớp vật lý, từ hệ thống đường trục cho đến các mạng LAN, MAN quang. Các ứng dụng cụ thể bao gồm:

- Thiết kế hệ thống thông tin quang từ mức phần tử đến mức hệ thống ở lớp vật lý
- Thiết kế mạng TDM/WDM và CATV
- Thiết kế mạng FTTx dựa trên mạng quang thụ động (PON)
- Thiết kế hệ thống ROF (radio over fiber)
- Thiết kế bộ thu, bộ phát, bộ khuếch đại quang
- Thiết kế sơ đồ tán sắc
- Đánh giá BER và penalty của hệ thống với các mô hình bộ thu khác nhau
- Tính toán BER và quỹ công suất tuyến của các hệ thống có sử dụng khuếch đại quang...

Optisystem có một thư viện các phần tử phong phú với hàng trăm phần tử được mô hình hóa để có đáp ứng giống như các thiết bị trong thực tế. Cụ thể bao gồm:

- Thư viện nguồn quang
- Thư viện các bộ thu quang
- Thư viện sợi quang
- Thư viện các bộ khuếch đại (quang, điện)
- Thư viện các bộ MUX, DEMUX
- Thư viện các bộ lọc (quang, điện)
- Thư viện các phần tử FSO
- Thư viện các phần tử truy nhập
- Thư viện các phần tử thụ động (quang, điện)
- Thư viện các phần tử xử lý tín hiệu (quang, điện)
- Thư viện các phần tử mạng quang
- Thư viện các thiết bị đo quang, đo điện

Ngoài các phần tử đã được định nghĩa sẵn, Optisystem còn có:

- Các phần tử **Measured components**. Với các phần tử này, Optisystem cho phép nhập các tham số được đo từ các thiết bị thực của các nhà cung cấp khác nhau.
- Các phần tử do người sử dụng tự định nghĩa (User-defined Components)

Optisystem có đầy đủ các thiết bị đo quang, đo điện. Cho phép hiển thị tham số, dạng, chất lượng tín hiệu tại mọi điểm trên hệ thống.

#### **Thiết bị đo quang:**

- Phân tích phổ (Spectrum Analyzer)
- Thiết bị đo công suất (Optical Power Meter)
- Thiết bị đo miền thời gian quang (Optical Time Domain Visualizer)
- Thiết bị phân tích WDM (WDM Analyzer)
- Thiết bị phân tích phân cực (Polarization Analyzer)
- Thiết bị đo phân cực (Polarization Meter)...

#### **Thiết bị đo điện:**

- Oscilloscope
- Thiết bị phân tích phổ RF (RF Spectrum Analyzer)
- Thiết bị phân tích biểu đồ hình mắt (Eye Diagram Analyzer)
- Thiết bị phân tích lỗi bit (BER Analyzer)
- Thiết bị đo công suất (Electrical Power Meter)
- Thiết bị phân tích sóng mang điện (Electrical Carrier Analyzer)...

Ngoài ra, Optisystem còn hỗ trợ nhiều các tính năng khác như: Mô phỏng phân cấp với các hệ thống con (subsystem), ngôn ngữ Script, Thiết kế nhiều lớp (multiple layout), trang báo cáo (report page), Quét tham số và tối ưu hóa (parameter sweeps and optimizations)...

## **4.2. Đặt vấn đề**

### **Tỷ lệ lỗi bit (BER):**

Trong mạng truyền dẫn thông tin, tỷ lệ lỗi bit là tỷ lệ các bit bị lỗi trên tổng số bit nhận được trong quá trình truyền dẫn. BER chỉ ra rằng dữ liệu thường được phát lại như thế nào khi có một lỗi. BER quá cao cho biết tốc độ dữ liệu thấp hơn sẽ thực sự cải thiện tổng thể thời gian truyền tải để cho một lượng dữ liệu được phát đi khi BER giảm xuống, làm giảm số lượng các gói tin phải có. BER có thể được cải thiện bởi việc chọn một tín hiệu có cường độ mạnh, bằng cách chọn một phương pháp điều chế chậm và mạnh mẽ hoặc phương pháp mã hóa đường truyền và bằng việc áp dụng các phương pháp mã hóa kênh như là các mã dự phòng 'sửa sai hướng đi'. BER trên kênh truyền dẫn thông tin là số bit được phát hiện là sai trước khi sửa sai, chia cho tổng số bit được truyền đi (bao gồm cả các mã dự phòng lỗi). Thông thường BER kênh truyền dẫn thông tin lớn hơn BER của thông tin. BER của thông tin bị ảnh hưởng bởi độ mạnh của mã 'sửa sai hướng đi'. [10]

### **Tỷ số tín hiệu – nhiễu (SNR):**

Tỷ số tín hiệu – nhiễu là một biện pháp được sử dụng trong khoa học và kỹ thuật để định lượng bao nhiêu tín hiệu bị lỗi bởi nhiễu. Nó được định nghĩa bởi tỷ số công suất tín hiệu với công suất nhiễu làm tín hiệu lỗi. Tỷ số lớn hơn 1:1 chỉ ra rằng mức tín

hiệu cao hơn nhiều. Trong khi SNR thường áp dụng cho các tín hiệu điện, nó có thể được áp dụng cho nhiều dạng tín hiệu khác nữa. Trong kỹ thuật, tỷ số tín hiệu nhiễu so sánh mức của tín hiệu mong muốn với mức của nhiễu nền. SNR đôi khi được sử dụng để tham chiếu tới tỷ lệ thông tin hữu ích bị sai hoặc dữ liệu không liên quan trong một sự so sánh hoặc chuyển đổi. Khái niệm tỷ số tín hiệu nhiễu và dải động có quan hệ chặt chẽ với nhau. Dải động đo tỷ số giữa tín hiệu không bị méo nhất trên một kênh và tín hiệu nhỏ nhất có thể nhận dạng được, cho mục đích xác định mức nhiễu. Tỷ số tín hiệu nhiễu đo tỷ lệ giữa một mức tín hiệu tùy ý và nhiễu. Để đo tỷ số tín hiệu nhiễu yêu cầu lựa chọn một tín hiệu đại diện hoặc tham chiếu nào đó. Tỷ số tín hiệu nhiễu thường để chỉ ra một tỷ số tín hiệu nhiễu trung bình, có thể là các tỷ số tín hiệu nhiễu tức thời trở nên khác nhau đáng kể. Khái niệm này có thể được hiểu như là mức nhiễu so với 1 (0 dB) và đo tín hiệu ‘trội hơn nhiễu’ như thế nào. [10]

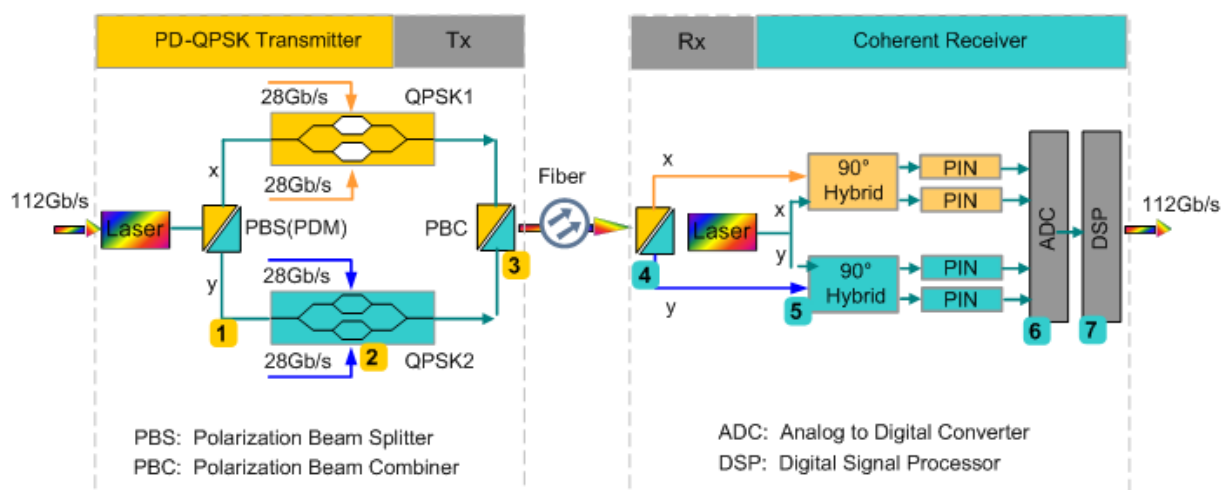
Tỷ số tín hiệu – nhiễu quang (OSNR): là sự đo tỷ số giữa công suất tín hiệu và công suất nhiễu trong một kênh quang.

$$OSNR = 10 \log\left(\frac{S}{N}\right), \quad (4.1)$$

Trong đó: S – là công suất tín hiệu quang; N – là công suất nhiễu quang.

### Cấu trúc hệ thống mô phỏng

Dựa vào mô hình hệ thống truyền dẫn coherent được trình bày trong mục 3.3, hình 3.3 và các kỹ thuật liên quan. Ta có mô hình cấu trúc hệ thống 100 Gbps như trong hình 4.1. [11]



Hình 4.1. Cấu trúc hệ thống truyền dẫn 100 Gbps

Các hệ thống truyền dẫn băng rộng để có thể làm việc ổn định với các dịch vụ viễn thông, yêu cầu đặt ra là chất lượng đường truyền phải đảm bảo và tỷ lệ lỗi bit của thông tin phải đạt mức thấp hơn  $1E-14$ . Điều này đòi hỏi các mã ‘sửa sai hướng đi’ có hiệu năng xử lý lỗi mạnh mẽ. [12]

Tín hiệu băng thông 112 Gbps truyền/nhận trong hình 4.1, được đóng gói và chèn vào phần mào đầu của nó một mã thuật toán FEC. Trong đó có 100 Gbps là data hay thông tin dữ liệu người dùng để đảm bảo chất lượng hay BER của phần data - 100

Gbps mà truyền/nhận qua kênh truyền dẫn đảm bảo mức thấp hơn  $1E-14$ . Hình 3.10 và mục 3.7 miêu tả quá trình làm việc của mã sửa sai hướng đi. Để phân biệt BER tại hai phân đoạn kênh truyền tín hiệu, ta gọi BER kênh truyền 112 Gbps là ‘BER-112G’ và BER của thông tin dữ liệu 100 Gbps sau khi được sửa sai bởi thuật toán FEC là ‘BER-100G’.

Theo khuyến nghị G975.1 của tổ chức viễn thông quốc tế ITU-T. Đối với mã FEC “**I.2 RS(255,239)/CSOC ( $n_0/k_0 = 7/6, J = 8$ ) super FEC code**” nếu BER đầu vào áp dụng mã FEC này là  $5E-3$  thì có thể đạt được BER đầu ra là  $1E-16$ . Tức là BER-112G của tín hiệu 112 Gbps của hệ thống như trong hình 4.1 cần phải đạt nhỏ hơn  $5E-3$  để đạt được BER đầu ra cho thông tin truyền tải thấp hơn  $1E-16$ . [13]

Trong đề tài này, không nghiên cứu chuyên sâu đến nguyên lý và cơ chế làm việc của mã thuật toán FEC. Do đó, thực hiện mô hình mô phỏng hệ thống 100 Gbps từ giai đoạn truyền phát ở tốc độ bit 112 Gbps qua kênh truyền dẫn và nhận tín hiệu tốc độ 112 Gbps và chưa thực hiện chèn mã thuật toán FEC vào kênh truyền tức là mô phỏng đánh giá BER-112G là BER đầu vào áp dụng mã thuật toán FEC.

OSNR là thông số làm ảnh hưởng tới chất lượng kênh truyền dẫn. Do đó, sẽ đi mô phỏng đánh giá sự ảnh hưởng của OSNR tới BER đầu vào áp dụng mã FEC – chìa khóa quan trọng giúp cải thiện BER-100G của thông tin 100 Gbps đạt chất lượng thấp hơn  $1E-16$ .

### 4.3. Mô hình mô phỏng

#### 4.3.1. Bài toán mô phỏng.

Thiết kế một bộ phát quang và bộ thu quang được điều chế DP-QPSK cho hệ thống kênh truyền dẫn đơn hướng tốc độ bit 112 Gbps. Theo mô hình hệ thống coherent trên hình 4.1 và các đặc điểm như phân tích trong mục 4.2.

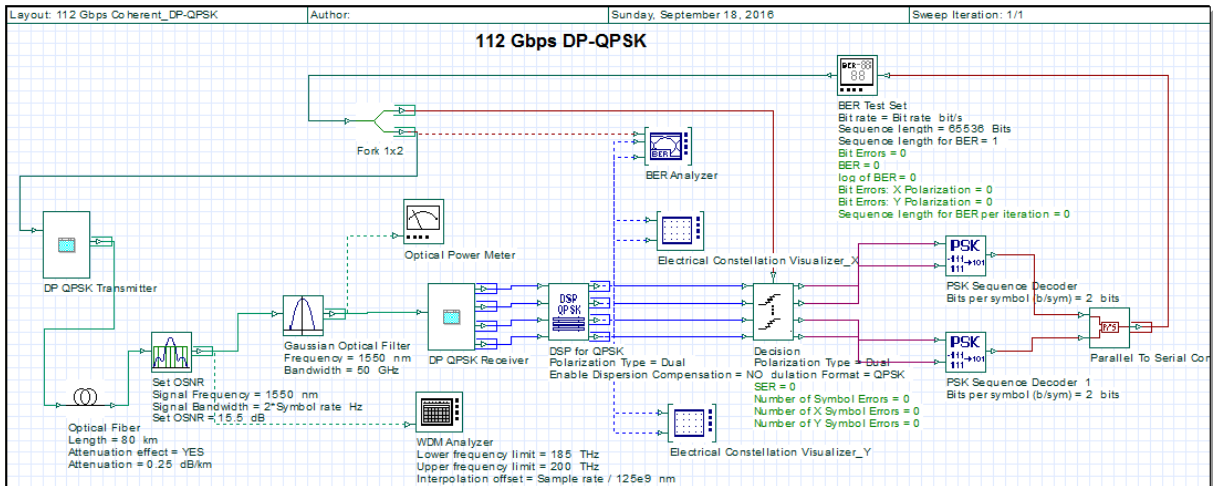
- Bộ phát (Transmitter): điều chế DP-QPSK.
- Bộ thu (Receiver): giải điều chế DP-QPSK, kết hợp với DSP.
- Kênh truyền (Channel): sợi quang, khoảng cách 80 km. Suy hao trên sợi quang 0.25 dB/km. Bỏ qua các tham số tán sắc, phi tuyến... trên sợi quang.
- Thiết lập các tham số hao tổn do đường truyền (tán sắc, phi tuyến...): bởi bộ thiết lập OSNR.
- Số kênh: 1 kênh đơn hướng
- Không áp dụng các mã ‘sửa sai hướng đi’: FEC, AFEC, SD-FEC...
- Thiết lập đo và đánh giá BER của mô phỏng (BER): là giá trị BER của kênh truyền 112 Gbps hay BER-112G là đầu vào áp dụng mã FEC. BER-112G:  $5 * 10^{-3}$ , là giá trị BER đầu vào để có thể mã hóa và giải mã hóa được kênh thông tin 100 Gbps và cho đầu ra BER-100G của thông tin 100 Gbps là  $1 * 10^{-16}$ , theo mã FEC “**RS(255,239)/CSOC ( $n_0/k_0 = 7/6, J = 8$ ) super FEC code**”. [13]

Thay đổi tham số ảnh hưởng trên đường truyền OSNR, ta được BER-112G của kênh truyền 112 Gbps. Từ đó đánh giá sự thay đổi của OSNR và BER-112G và BER-100G đầu ra của thông tin 100 Gbps.

### 4.3.2. Thiết kế mô phỏng

Chạy ứng dụng mô phỏng Optisystem 14.0, tạo project mới, lựa chọn các thành phần trong thư viện ‘Component Library’ và kết nối link giữa chúng thành sơ đồ trong hình 4.2.

**Sơ đồ thiết kế mô phỏng:** là một mạch truyền – nhận tín hiệu đơn hướng



Hình 4.2. Sơ đồ mạch mô phỏng kênh truyền tín hiệu 112 Gbps

112 Gbps Coherent\_DP-QPSK Parameters

Label: 112 Gbps Coherent\_DP-QPSK

Simulation | Signals | Spatial effects | Noise | Signal tracing

| Name               | Value                               | Units     | Mode   |
|--------------------|-------------------------------------|-----------|--------|
| Simulation window  | Set bit rate                        |           | Normal |
| Reference bit rate | <input checked="" type="checkbox"/> |           | Normal |
| Bit rate           | 112e+009                            | bit/s     | Normal |
| Time window        | 0.5851428571428575e-006             | s         | Normal |
| Sample rate        | 448e+009                            | Hz        | Normal |
| Sequence length    | 65536                               | bits      | Normal |
| Samples per bit    | 4                                   |           | Normal |
| Guard Bits         | 112                                 |           | Normal |
| Symbol rate        | 28e+009                             | symbols/s | Normal |
| Number of samples  | 262144                              |           | Normal |
| Cuda GPU           | <input type="checkbox"/>            |           | Normal |
| OSNR               | 0                                   | dB        | Normal |
| SignalPower        | 0                                   | dBm       | Normal |

Hình 4.3. Thông số tốc độ bit của kênh truyền

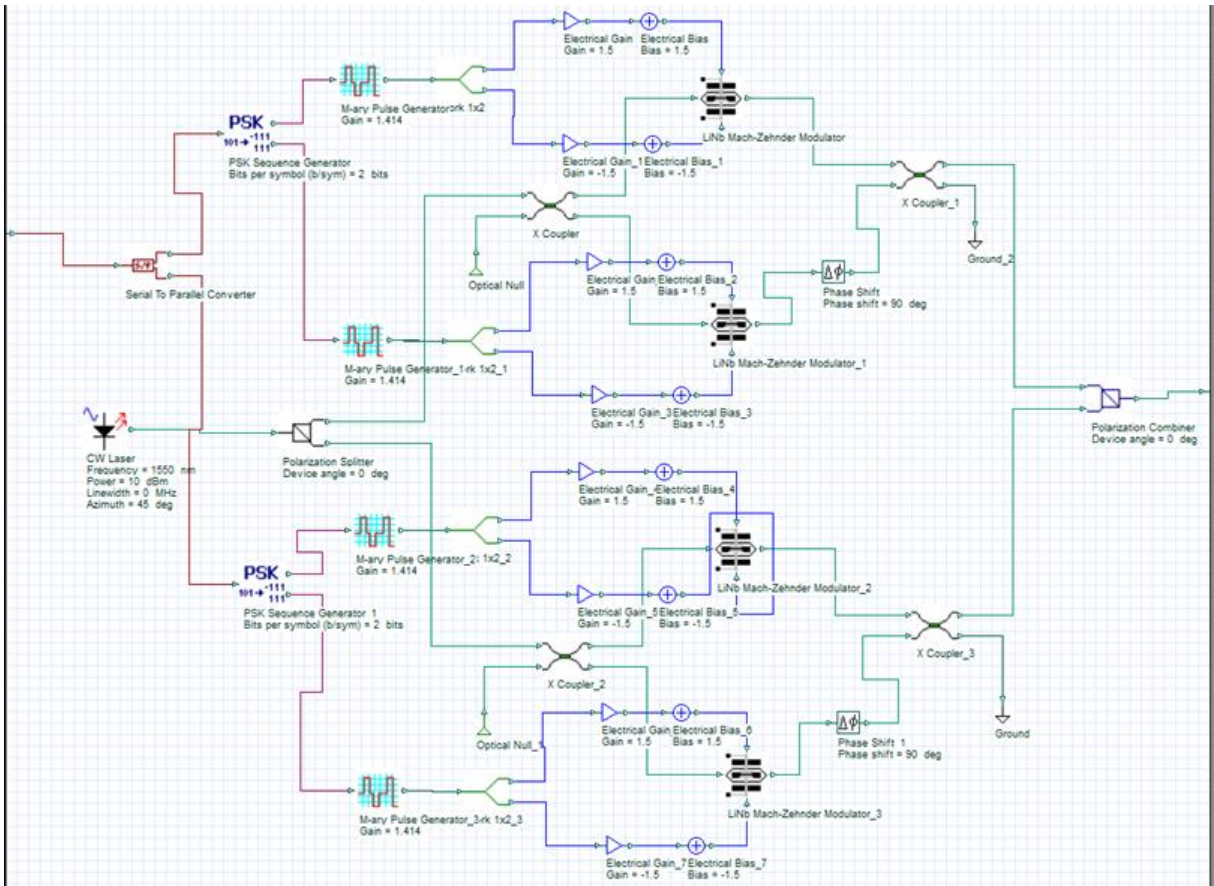
Hình 4.3, là thông số tốc độ bit truyền qua kênh truyền dẫn 112 Gbps.

Bit rate: tốc độ bit 112 Gbps

Symbol rate: tốc độ ký tự 28 Gbps

### DP-QPSK Transmitter:

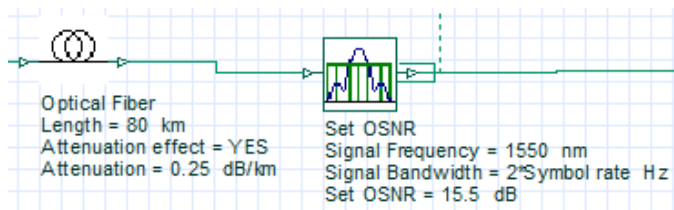
Bộ phát tín hiệu DP-QPSK, trong sơ đồ mô phỏng là một mạch được tạo thành từ nhiều thành phần, theo nguyên lý điều chế DP-QPSK trong hình 2.7. Hình 4.4 là sơ đồ chi tiết hệ thống con của khối phát DP-QPSK.



Hình 4.4. Sơ đồ khối phát DP-QPSK

**Kênh truyền:**

Là cáp sợi quang, có chiều dài 80 km, suy hao trên sợi quang là 0.25 dB/km. Thiết lập bỏ qua các thông số tán sắc màu, tán sắc phân cực một và các hiệu ứng phi tuyến khác trên sợi quang. Đặt trên kênh truyền phần tử ‘Set OSNR’ để thiết lập đại diện cho sự ảnh hưởng của các hiệu ứng gây nhiễu trên sợi quang như tán sắc, phi tuyến... Hình 4.5 là phần tử kênh truyền tín hiệu 112 Gbps.

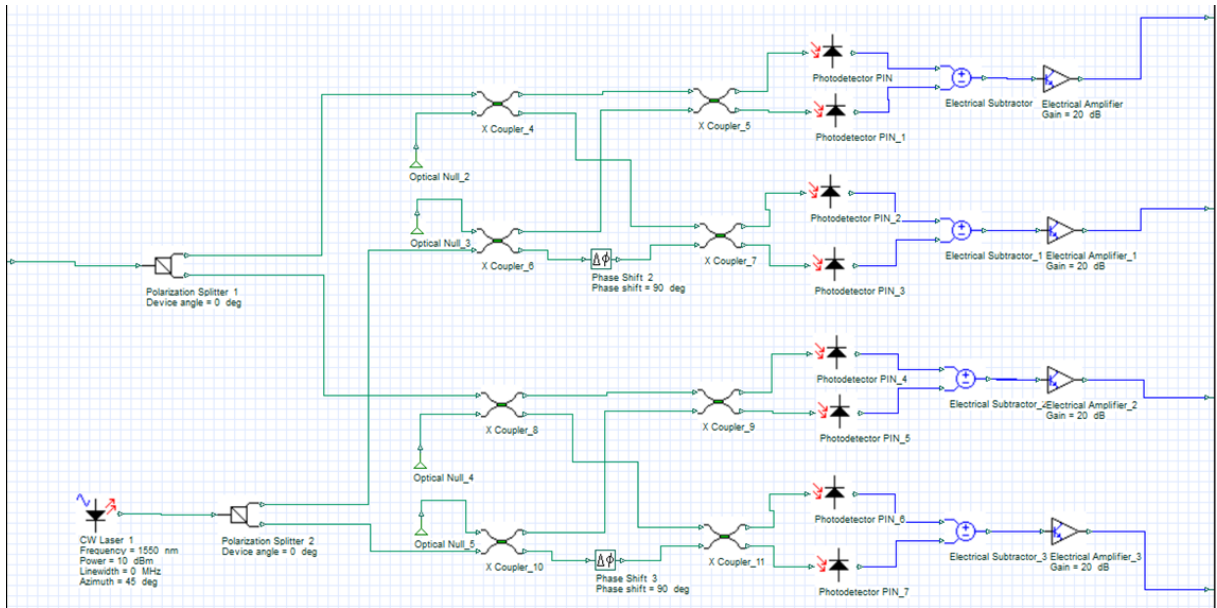


Hình 4.5. Kênh truyền tín hiệu 112 Gbps

**DP-QPSK Receiver:**

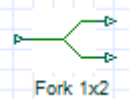
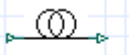
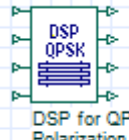


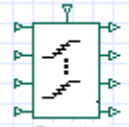
Bộ thu tín hiệu DP-QPSK, trong sơ đồ mô phỏng là một mạch được tạo thành từ nhiều thành phần, theo nguyên lý giải điều chế DP-QPSK trong hình 2.8. Hình 4.6 là sơ đồ chi tiết hệ thống con của khối phát DP-QPSK.

Ngoài ra để đầu thu tín hiệu 112 Gbps có thể làm việc ổn định theo mô hình tách sóng coherent, tín hiệu giải điều chế DP\_QPSK sau đó được chuyển đổi từ tín hiệu tương tự sang số và sau đó được xử lý số và giải mã hóa PSK để được tín hiệu 112 Gbps tương ứng với tín hiệu phát đi. Theo sơ đồ nguyên lý hình 4.1.




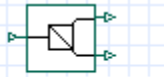


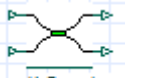
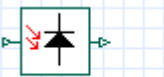
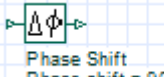

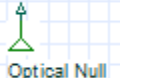
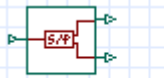
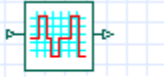
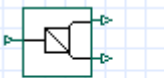
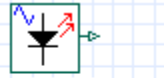
Hình 4.6. Sơ đồ khối thu DP-QPSK

Bảng 4.1. Thông số các phần tử của hệ thống:

|   |  |
|---|--|
|  <p>Fork 1x2</p>   | <p>Phần tử rẽ nhánh, từ 1 kênh thành 2 kênh.</p>   |
|  <p>Optical Fiber<br/>Length = 80 km<br/>Attenuation effect = YES<br/>Attenuation = 0.25 dB/km</p>   | <p>Phần tử sợi quang. Chiều dài: 80km; suy hao: 0.25dB/km; ảnh hưởng của tán sắc: 0;</p> |
|  <p>DSP for QPSK<br/>Polarization Type = Dual<br/>Enable Dispersion Compensation = NO</p>  | <p>Phần tử xử lý kỹ thuật số DSP, đầu vào là tín hiệu điều chế QPSK</p>                  |
|  <p>Gaussian Optical Filter<br/>Frequency = 1550 nm<br/>Bandwidth = 50 GHz</p>   | <p>Phần tử lọc nhiễu Gaussian</p>  |
|  <p>PSK Sequence Decoder<br/>Bits per symbol (b/sym) = 2 bits</p>  | <p>Phần tử giải mã hóa tuần tự</p>   |
|  <p>Decision<br/>Polarization Type = Dual<br/>Modulation Format = QPSK<br/>SER = 0<br/>Number of Symbol Errors = 0<br/>Number of X Symbol Errors = 0<br/>Number of Y Symbol Errors = 0</p> | <p>Mạch quyết định</p>   |



|  |   |
|--|---|
|  <p>Parallel To Serial Converter</p>  | <p>Phần tử chuyển đổi tín hiệu từ 2 đầu vào song song thành 1 tín hiệu.</p> |
|  <p>Optical Power Meter</p>   | <p>Dụng cụ đo công suất quang</p>   |
|  <p>BER Analyzer</p>  | <p>Dụng cụ phân tích BER tương tự</p>                                       |
|  <p>Electrical Constellation Visualizer</p>   | <p>Phần tử quét sơ đồ chòm sao</p>  |
|  <p>Set OSNR<br/>Signal Frequency = 1550 nm<br/>Signal Bandwidth = 2*Symbol rate Hz<br/>Set OSNR = 15.5 dB</p>  | <p>Phần tử thiết lập thông số OSNR</p>                                      |
|  <p>WDM Analyzer<br/>Lower frequency limit = 185 THz<br/>Upper frequency limit = 200 THz<br/>Interpolation off set = Sample rate / 125e9 nm</p>   | <p>Phần tử đo OSNR</p>  |
|  <p>BER Test Set<br/>Bit rate = Bit rate bit/s<br/>Sequence length = 65536 Bits<br/>Sequence length for BER = 1<br/>Bit Errors = 0<br/>BER = 0<br/>log of BER = 0<br/>Bit Errors: X Polarization = 0<br/>Bit Errors: Y Polarization = 0<br/>Sequence length for BER per iteration = 0</p> | <p>Phần tử thiết lập đo BER. Phát chuỗi bit tuần tự là 65536 bits</p>       |
|  <p>Electrical Amplifier<br/>Gain = 20 dB</p>   | <p>Phần tử khuếch đại tín hiệu điện</p>                                     |
|  <p>Electrical Subtractor</p>   | <p>Phần tử trừ hai cổng vào điện</p>  |
|  <p>Electrical Gain<br/>Gain = 1.5</p>  | <p>Nhân độ lợi điện</p>   |
|  <p>Electrical Bias<br/>Bias = 1.5</p>  | <p>Phân cực điện</p>  |
|  <p>LiNb Mach-Zehnder Modulator</p>   | <p>Bộ điều chế Mach-Zehnder</p>   |

|   |   |
|---|---|
|  <p>Polarization Splitter 1<br/>Device angle = 0 deg</p>   | <p>Bộ tách phân cực</p>                   |
|  <p>Polarization Combiner<br/>Device angle = 0 deg</p>   | <p>Bộ kết hợp 2 nhánh phân cực</p>        |
|  <p>PSK Sequence Generator<br/>Bits per symbol (b/sym) = 2 bits</p>                                      | <p>Bộ tạo bit tuần tự</p>                 |
|  <p>X Coupler</p>  | <p>Coupler</p>                            |
|  <p>Photodetector PIN</p>  | <p>Điốt chuyển đổi quang điện</p>         |
|  <p>Phase Shift<br/>Phase shift = 90 deg</p>   | <p>Dịch pha 90 độ</p>                     |
|  <p>Ground</p>   | <p>Điểm đất</p>                           |
|  <p>Optical Null</p>   | <p>Điểm triệt tiêu quang</p>              |
|  <p>Serial To Parallel Converter</p>   | <p>Chuyển đổi thành 2 nhánh song song</p> |
|  <p>M-ary Pulse Generator<br/>Gain = 1.414</p>   | <p>Bộ tạo xung</p>                        |
|  <p>Polarization Splitter<br/>Device angle = 0 deg</p>   | <p>Phần tử tách phân cực</p>              |
|  <p>CW Laser<br/>Frequency = 1550 nm<br/>Power = 10 dBm<br/>Linewidth = 0 MHz<br/>Azimuth = 45 deg</p> | <p>Nguồn sáng Laser</p>                   |

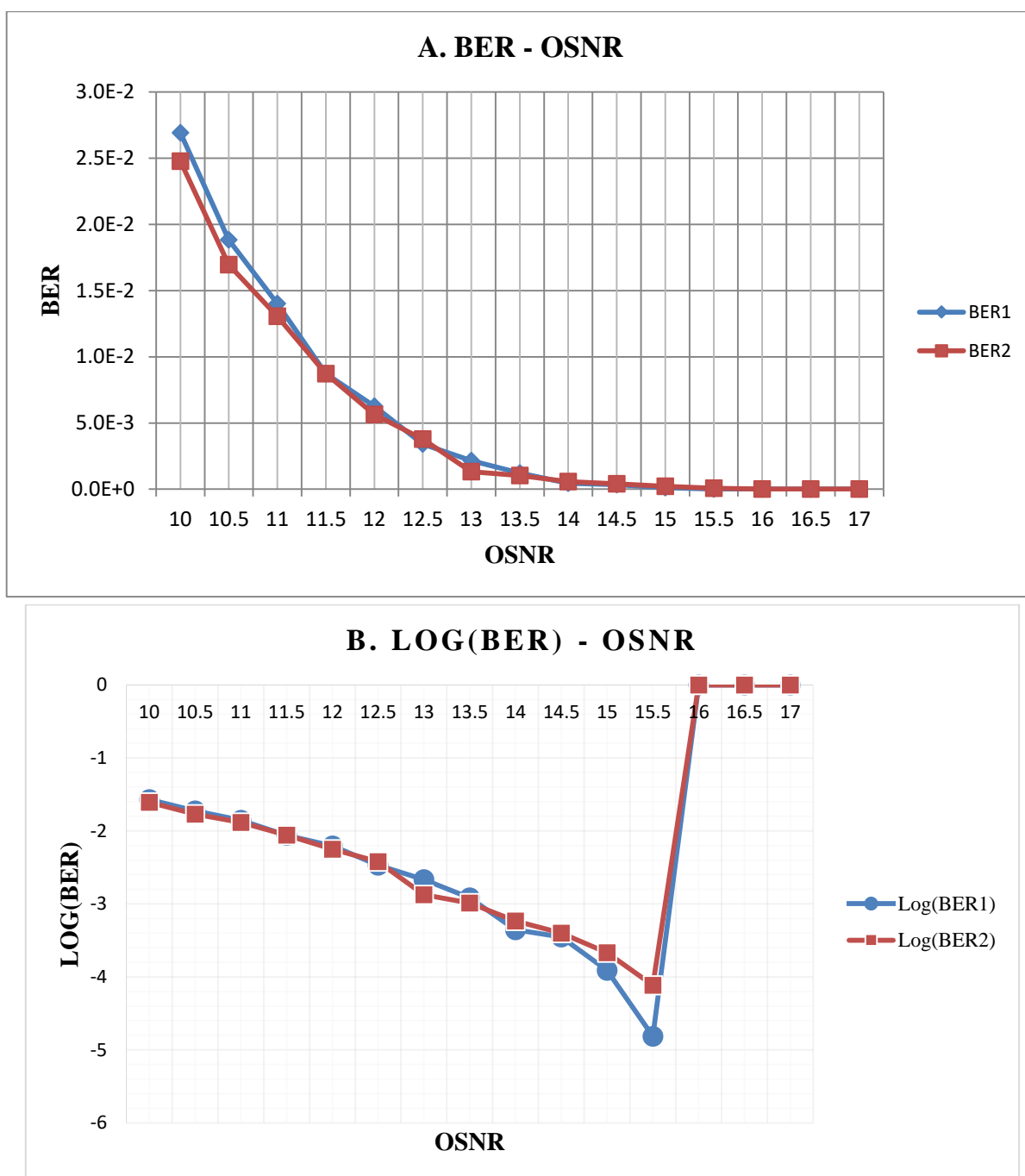
### 4.3.3. Mô phỏng và đánh giá kết quả

Chạy chương trình mô phỏng cho sơ đồ thiết kế mô phỏng ở mục 4.3.2. Thiết lập giá trị OSNR trên phần tử ‘Set OSNR’, đọc giá trị BER tính toán được trên phần tử

‘BER Test Set’. Thay đổi giá trị OSNR tăng dần, đọc giá trị BER và biểu diễn trên biểu đồ, hình 4.7. Sử dụng các phần tử đo để kiểm tra và quan sát sự thay đổi: ‘WDM Analyzer’, ‘Optical Power Meter’, ‘BER Analyzer’ và ‘Electrical Constellation Visualizer’

Thiết lập tương tự, khi chọn khoảng chiều dài kênh truyền sợi quang thay đổi khác nhau. Thay đổi giá trị OSNR, quan sát sự thay đổi BER đạt được trên phần tử ‘BER Test Set’ và sự thay đổi của công suất quang trên phần tử ‘Optical Power Meter’. kết quả biểu diễn trên biểu đồ hình 4.7.

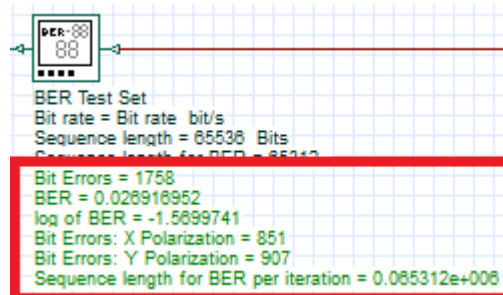
- BER1: kênh truyền cáp sợi quang có chiều dài 80 km.
- BER2: kênh truyền cáp sợi quang có chiều dài thay đổi, ví dụ 20 km.



Hình 4.7. Biểu đồ kết quả BER và OSNR trong hệ thống

Ta thấy trong trường hợp tín hiệu truyền qua sợi quang, khi loại bỏ các tham số đường truyền trên sợi quang như: tán sắc, hiệu ứng phi tuyến... chỉ thiết lập thông số ảnh hưởng là suy hao tuyến tính 0.25dB/km và khoảng cách chiều dài sợi quang sao cho mức công suất đến đầu thu trong dải phù hợp với link kiện thu quang. Kết quả BER của hệ thống trong trường hợp chiều dài sợi quang thay đổi tương ứng với cùng một giá trị OSNR là xấp xỉ như nhau. Nói cách khác, nếu công suất phía phát đủ lớn để truyền qua kênh truyền đến đầu thu nằm trong dải làm việc của bộ thu quang thì giá trị OSNR trên đường truyền không bị ảnh hưởng trực tiếp bởi khoảng cách và suy hao trên sợi quang.

- Khi OSNR = 10. Thì giá trị BER = 2.7E-2 (BER > 5E-3). Trong hình 4.8 a) và b) là kết quả giá trị BER và OSNR đọc trên khối 'BER Test Set' và 'WDM Analyzer' của mô phỏng.



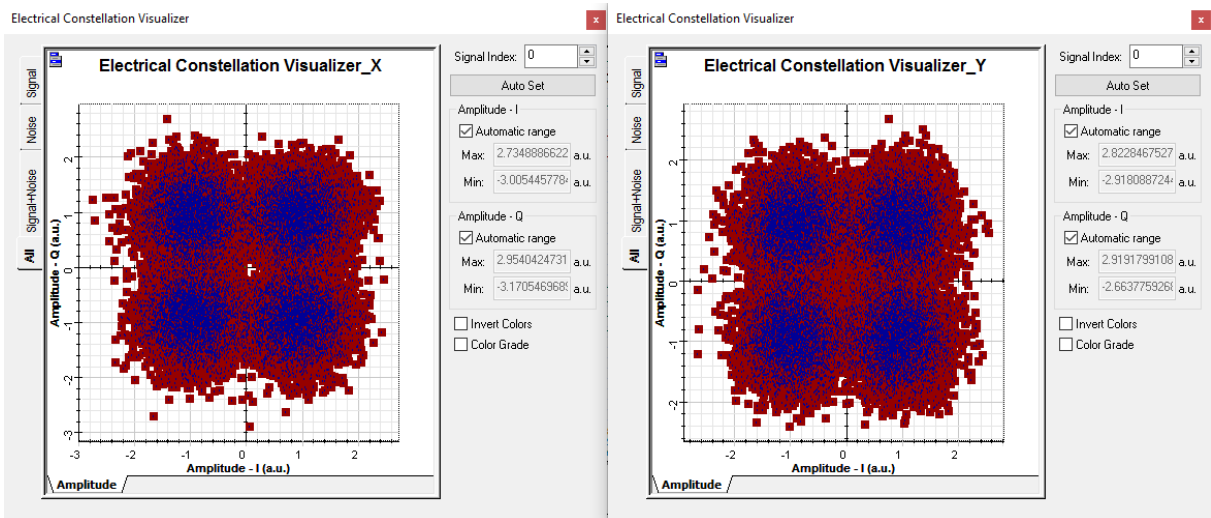
a)

WDM Analyzer

|                  | Signal Power (dBm) | Noise Power (dBm) | SNR (dB)  | Noise Power: 0.1nm (dBm) | OSNR (dB) |
|------------------|--------------------|-------------------|-----------|--------------------------|-----------|
| Min value        | -18.436698         | -21.965418        | 3.5287201 | -28.478198               | 10.0415   |
| Max Value        | -18.436698         | -21.965418        | 3.5287201 | -28.478198               | 10.0415   |
| Total            | -18.436698         | -21.965418        |           | -28.478198               |           |
| Ratio max/min    | 0                  | 0                 | 0         | 0                        | 0         |
|                  | (THz)              | (THz)             | (THz)     | (THz)                    | (THz)     |
| Frequency at min | 193.41449          | 193.41449         | 193.41449 | 193.41449                | 193.41449 |
| Frequency at max | 193.41449          | 193.41449         | 193.41449 | 193.41449                | 193.41449 |

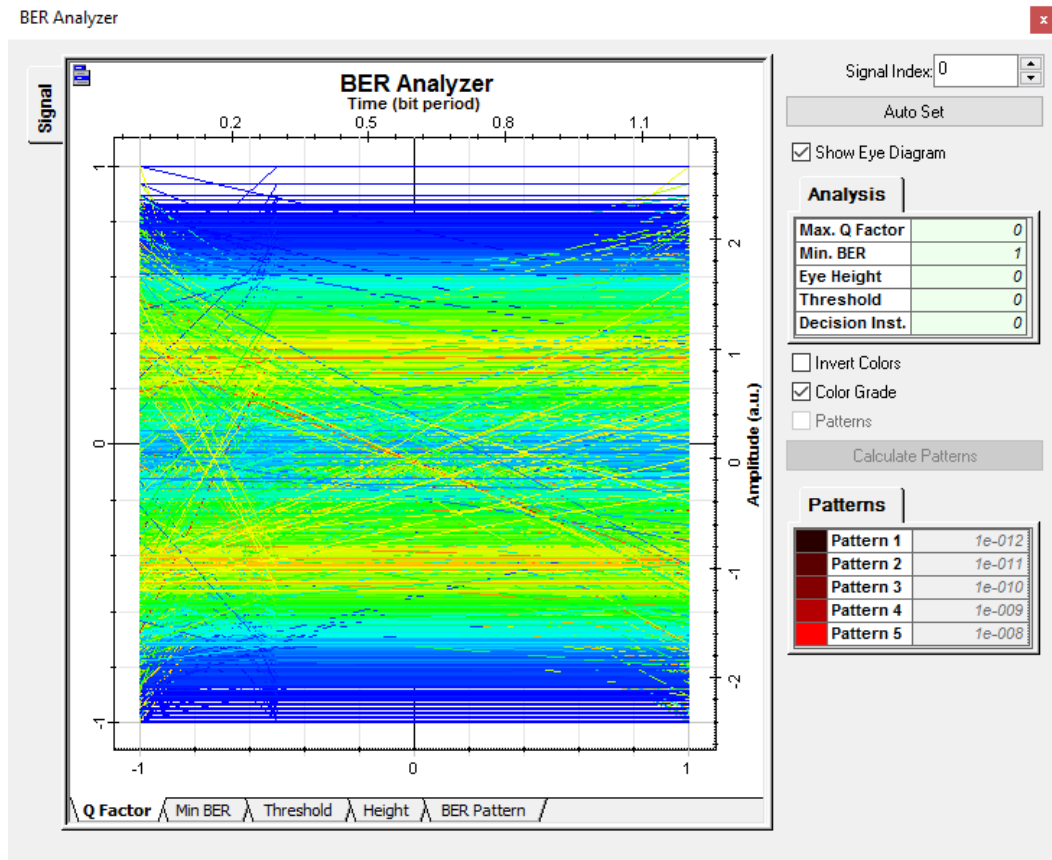
b)

Hình 4.8. Giá trị BER đạt được, khi OSNR là 10



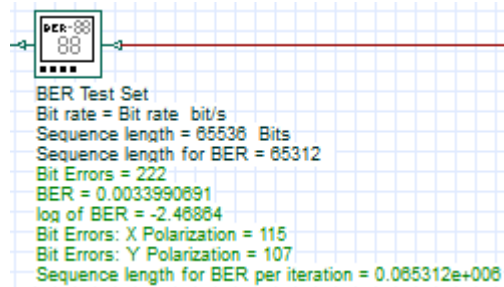
Hình 4.9. Sơ đồ chòm sao của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 10

Biểu đồ hình mắt của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, đọc bởi phần tử ‘Ber Analysis’ như trong hình 4.10. Sơ đồ chòm sao của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK tương ứng với tín hiệu ở 2 phương X và Y như trong hình 4.9.



Hình 4.10. Sơ đồ hình mắt của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 10

- Khi OSNR = 12.5. Thì giá trị BER = 3.4E-3 (BER < 5E-3). Trong hình 4.11 a) và b) là kết quả giá trị BER và OSNR đọc trên khối ‘BER Test Set’ và ‘WDM Analyzer’ của mô phỏng.



a)

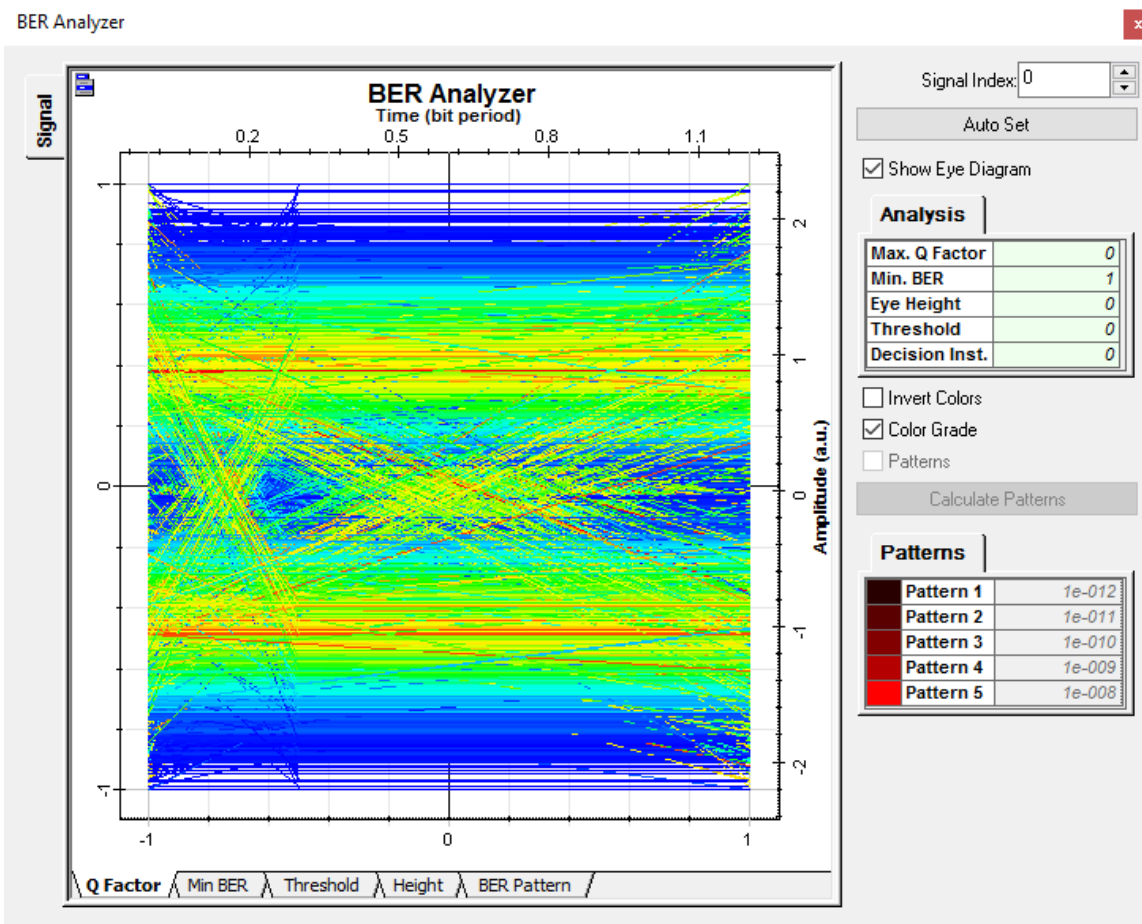
WDM Analyzer

|                  | Signal Power (dBm) | Noise Power (dBm) | SNR (dB)  | Noise Power: 0.1nm (dBm) | OSNR (dB) |
|------------------|--------------------|-------------------|-----------|--------------------------|-----------|
| Min value        | -18.423755         | -24.455543        | 6.031788  | -30.968323               | 12.544568 |
| Max Value        | -18.423755         | -24.455543        | 6.031788  | -30.968323               | 12.544568 |
| Total            | -18.423755         | -24.455543        |           | -30.968323               |           |
| Ratio max/min    | 0                  | 0                 | 0         | 0                        | 0         |
|                  | (THz)              | (THz)             | (THz)     | (THz)                    | (THz)     |
| Frequency at min | 193.41449          | 193.41449         | 193.41449 | 193.41449                | 193.41449 |
| Frequency at max | 193.41449          | 193.41449         | 193.41449 | 193.41449                | 193.41449 |

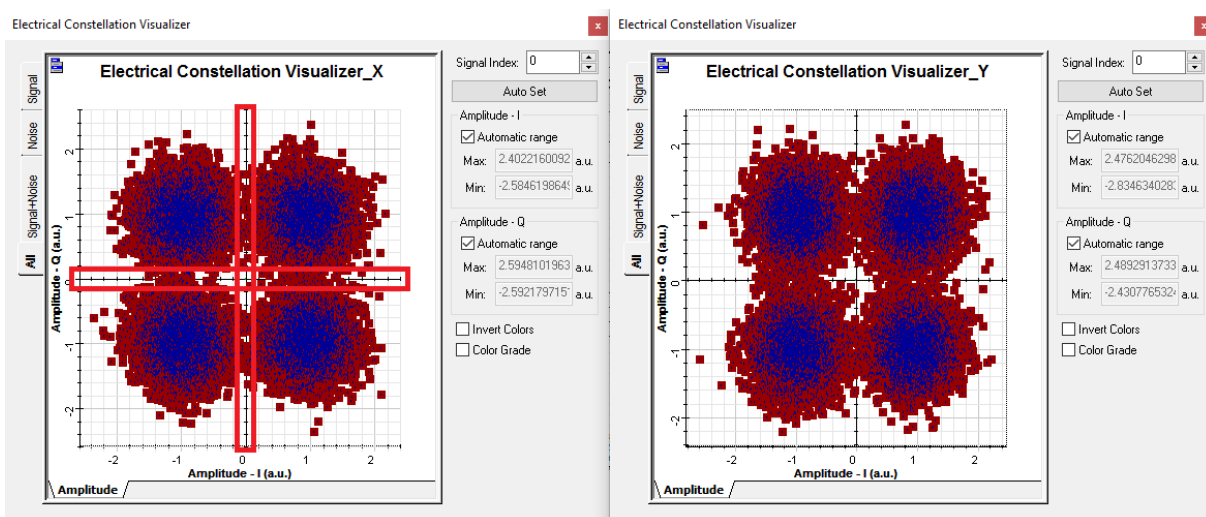
b)

Hình 4.11. Giá trị BER đạt được, khi OSNR là 12.5

Biểu đồ hình mắt của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, đọc bởi phần tử Ber Analysis như trong hình 4.12. Sơ đồ chòm sao của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK tương ứng với tín hiệu ở 2 phương X và Y như trong hình 4.13.



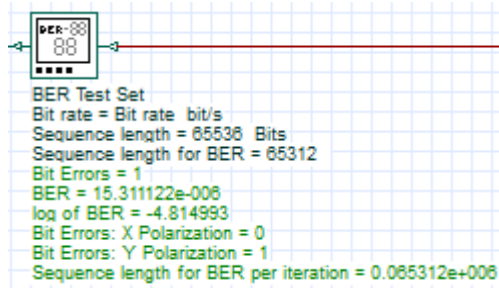
Hình 4.12. Sơ đồ hình mắt của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 12.5



Hình 4.13. Sơ đồ chòm sao của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 12.5

Ta thấy mỗi tín hiệu ở phương phân cực X và Y, các điểm bản tin nằm ở các góc phần tư tương ứng phân bố tràn về phía trục gốc 0, và có rất nhiều điểm có xu hướng nằm chông vào góc phần tư lân cận. Tức là có hiện tượng mắt, sai lệch thông tin nhận được, các điểm bản tin nằm tràn qua góc phần tư lân cận sẽ không thể nhận dạng được

- Khi OSNR = 15.5. Thì giá trị BER =  $1.5E-5$  ( $BER < 5E-3$ ). Trong hình 4.14 a) và b) là kết quả giá trị BER và OSNR đọc trên khối ‘BER Test Set’ và ‘WDM Analyzer’ của mô phỏng.



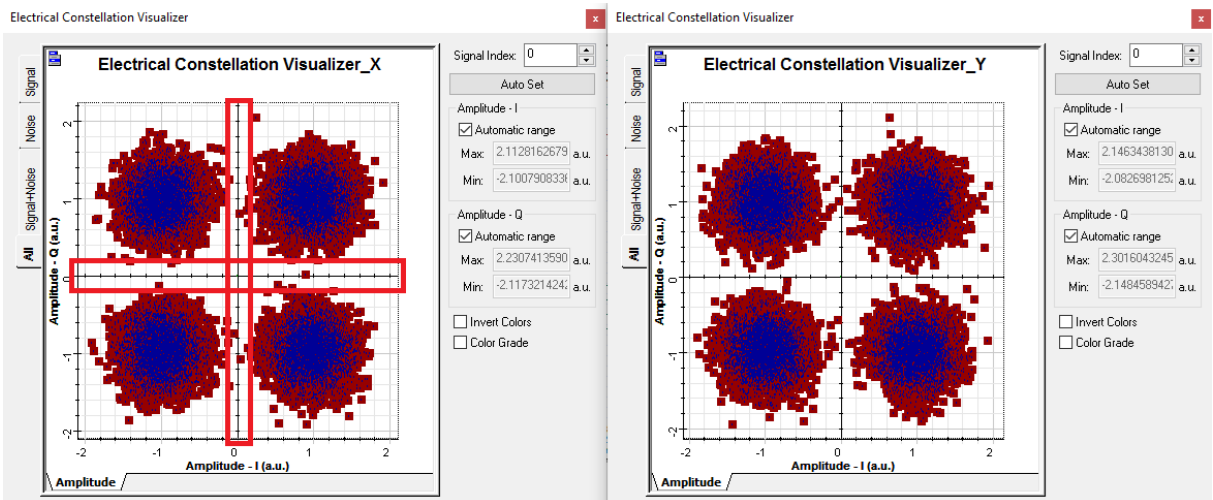
a)

WDM Analyzer

|                  | Signal Power (dBm) | Noise Power (dBm) | SNR (dB)  | Noise Power: 0.1nm (dBm) | OSNR (dB) |
|------------------|--------------------|-------------------|-----------|--------------------------|-----------|
| Min value        | -18.438655         | -27.475692        | 9.0370374 | -33.988473               | 15.549818 |
| Max Value        | -18.438655         | -27.475692        | 9.0370374 | -33.988473               | 15.549818 |
| Total            | -18.438655         | -27.475692        |           | -33.988473               |           |
| Ratio max/min    | 0                  | 0                 | 0         | 0                        | 0         |
|                  | (THz)              | (THz)             | (THz)     | (THz)                    | (THz)     |
| Frequency at min | 193.41449          | 193.41449         | 193.41449 | 193.41449                | 193.41449 |
| Frequency at max | 193.41449          | 193.41449         | 193.41449 | 193.41449                | 193.41449 |

b)

Hình 4.14. Giá trị BER đạt được, khi OSNR là 15.5

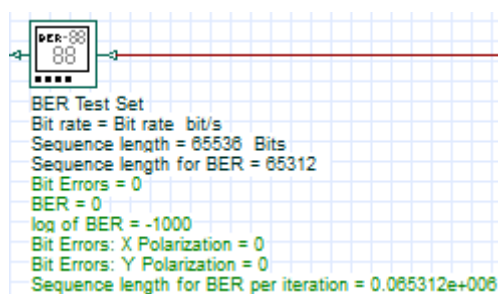


Hình 4.15. Sơ đồ chòm sao của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 15.5

Ta thấy khi OSNR là 15.5, giá trị BER đạt được đã giảm dần. Quan sát sơ đồ chòm sao của tín hiệu giải điều chế, vùng gần trục gốc 0 trong sơ đồ chòm sao tín hiệu xuất hiện ít hơn các điểm chòm sao của tín hiệu và ít bị chồng lấn sang vùng góc phần tư lân cận. Tức là, khả năng nhận dạng tín hiệu với các bản tin khả dụng là tốt hơn.

- Khi OSNR = 16. Thì giá trị BER =  $0E+0$  ( $BER < 5E-3$ ). Trong hình 4.16 là kết quả giá trị BER đọc trên khối ‘BER Test Set’ của mô phỏng. Hình 4.18 là sơ đồ chòm sao của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK.

Ta thấy, khi BER là 0, các điểm chòm sao của tín hiệu nằm gọn ở góc phần tư tương ứng của nó. Và không xảy ra hiện tượng chồng lấn sang góc phần tư lân cận. Tức là tín hiệu nhận được có thể được nhận dạng đầy đủ.



a)

WDM Analyzer

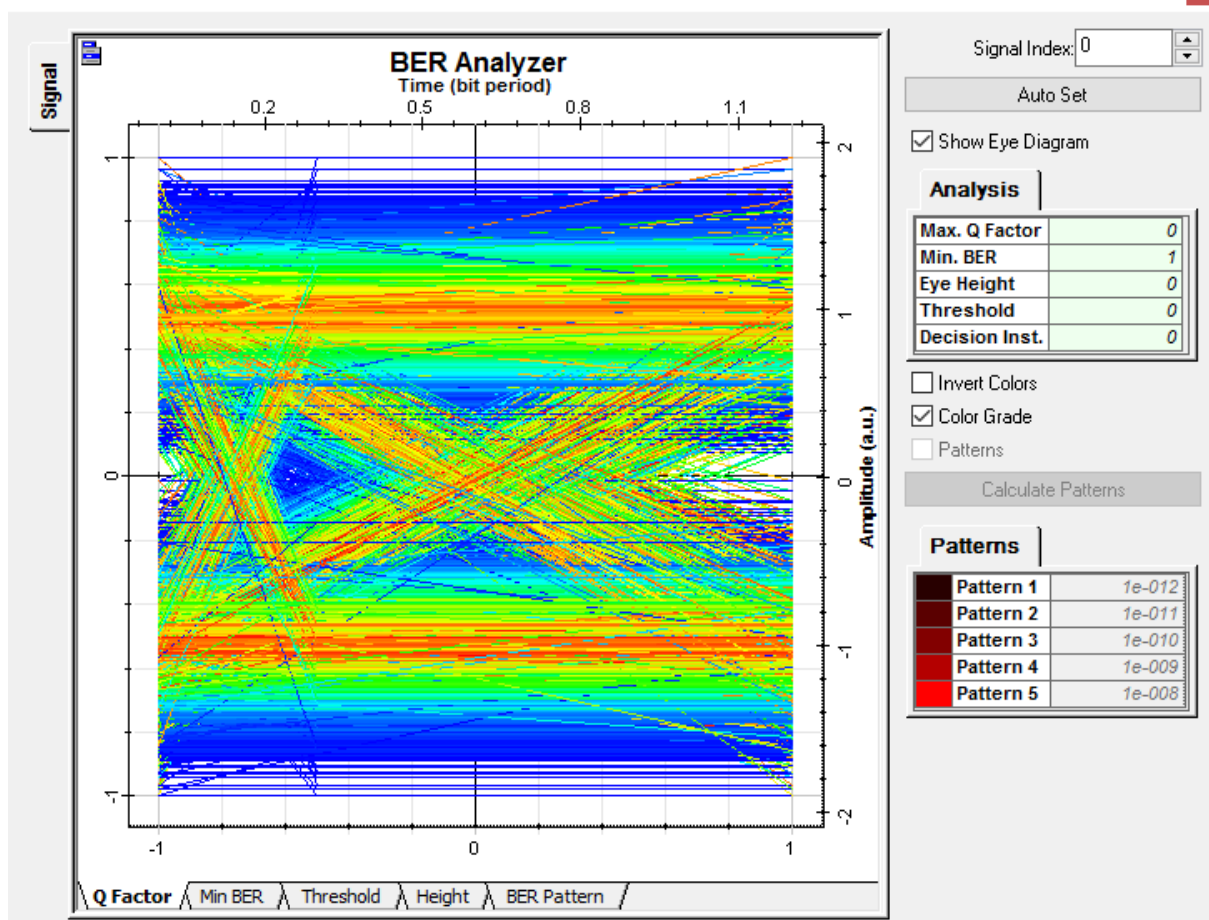
|                  | Signal Power (dBm) | Noise Power (dBm) | SNR (dB)  | Noise Power: 0.1nm (dBm) | OSNR (dB) |
|------------------|--------------------|-------------------|-----------|--------------------------|-----------|
| Min value        | -18.46908          | -27.959756        | 9.4906757 | -34.472536               | 16.003456 |
| Max Value        | -18.46908          | -27.959756        | 9.4906757 | -34.472536               | 16.003456 |
| Total            | -18.46908          | -27.959756        |           | -34.472536               |           |
| Ratio max/min    | 0                  | 0                 | 0         | 0                        | 0         |
|                  | (THz)              | (THz)             | (THz)     | (THz)                    | (THz)     |
| Frequency at min | 193.41449          | 193.41449         | 193.41449 | 193.41449                | 193.41449 |
| Frequency at max | 193.41449          | 193.41449         | 193.41449 | 193.41449                | 193.41449 |

b)

Hình 4.16. Giá trị BER đạt được, khi OSNR là 16

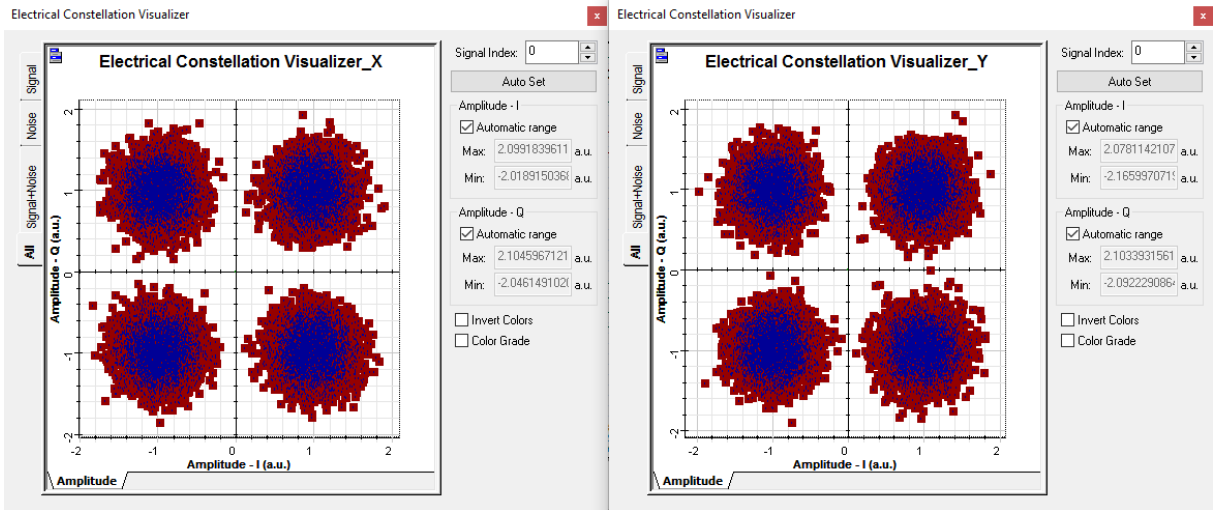
Lúc này, quan sát sơ đồ hình mắt của tín hiệu qua phần tử ‘BER Analyzer’ ta thấy tín hiệu đã hiển thị rõ ràng hình mắt hơn, trên hình 4.17.

BER Analyzer



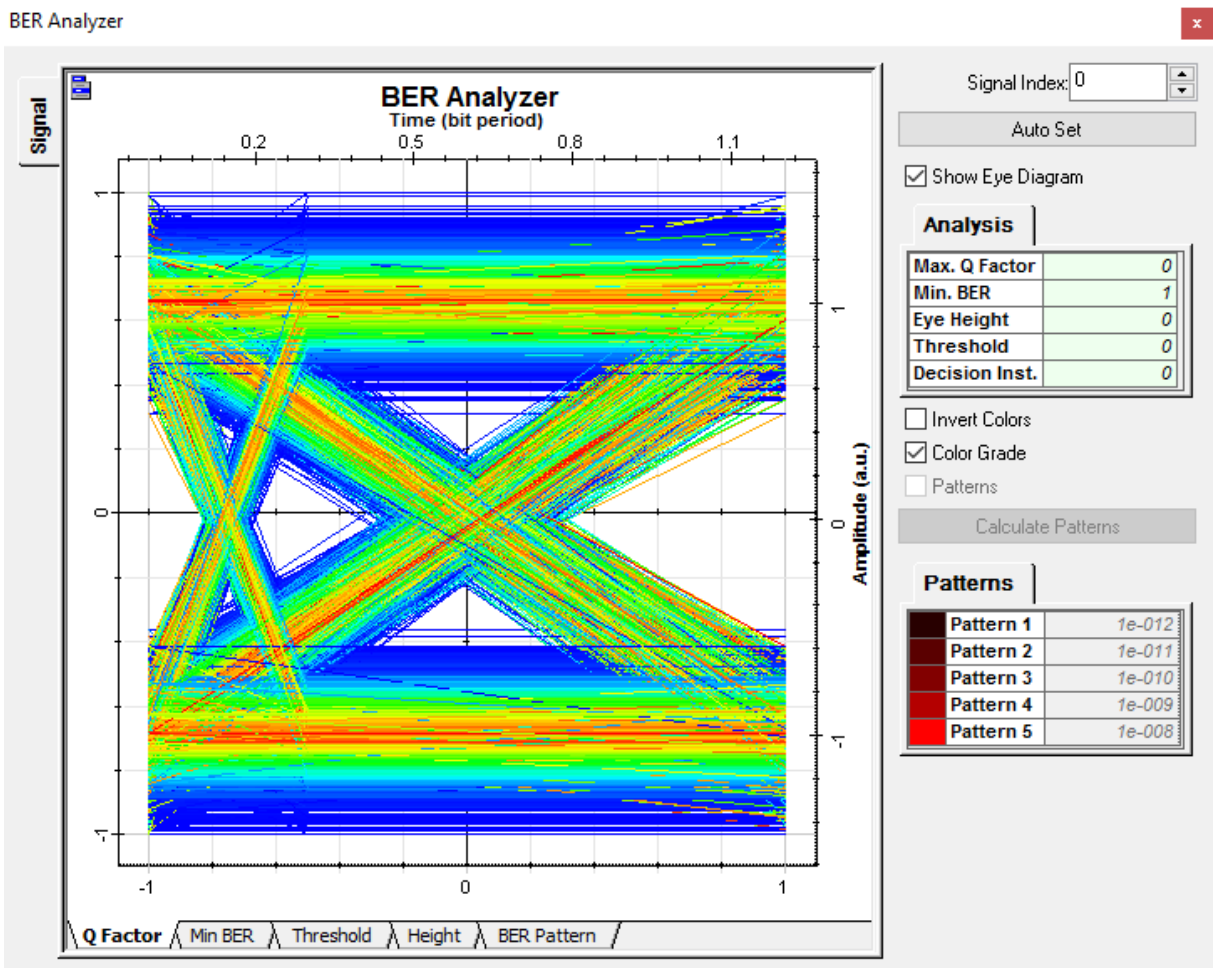
Hình 4.17. Sơ đồ hình mắt của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 16



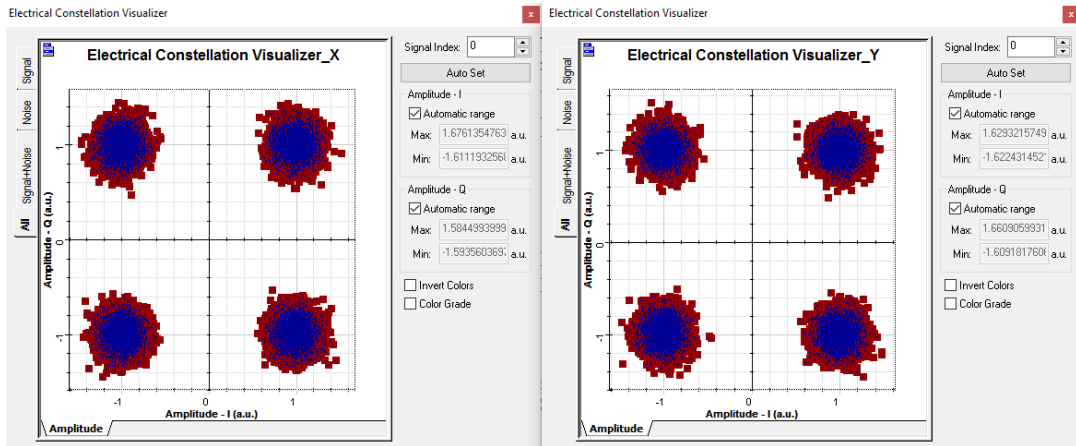


Hình 4.18. Sơ đồ chòm sao của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 16

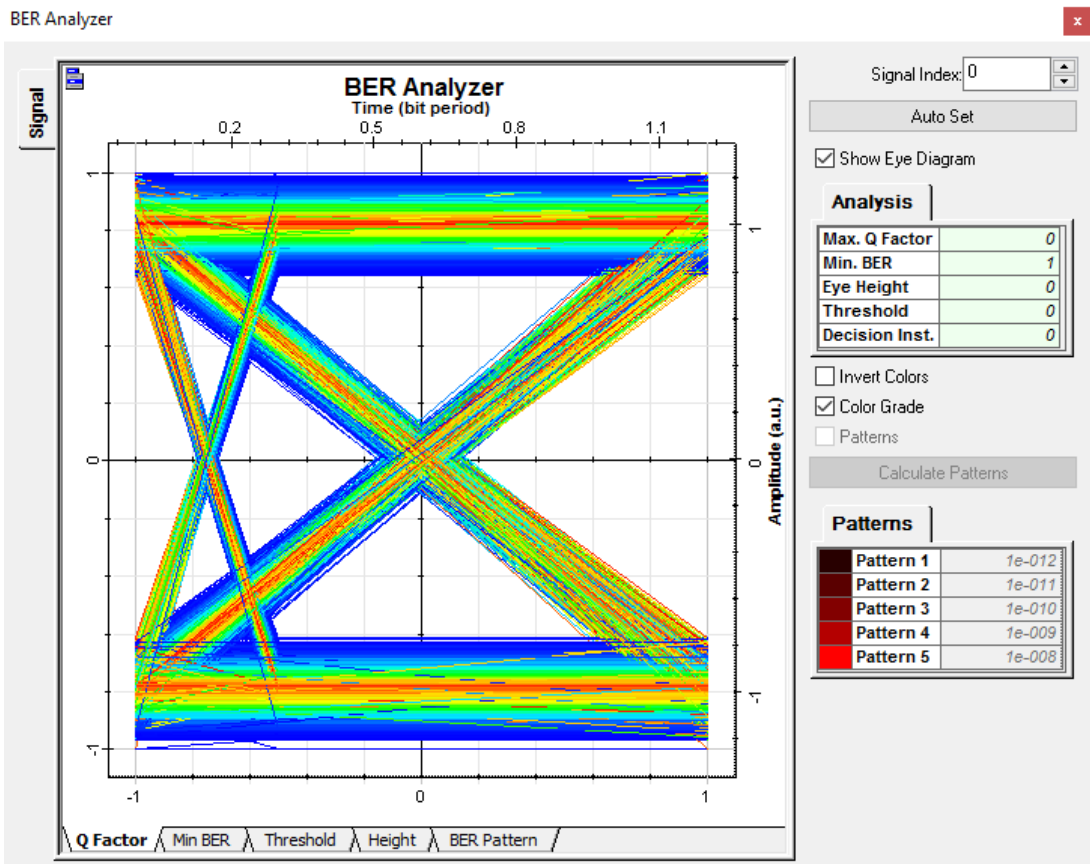
- Khi  $OSNR > 16$ . Thì giá trị  $BER = 0E+0$  ( $BER < 6.5E-3$ ). Quan sát sơ đồ chòm sao và sơ đồ hình mắt của tín hiệu ta thấy OSNR tăng lên thì các điểm chòm sao có xu hướng tập trung về phần trung tâm của góc phần tư của nó so với trục gốc và sơ đồ hình mắt của tín hiệu có xu hướng hiển thị rõ ràng hình mắt hơn.



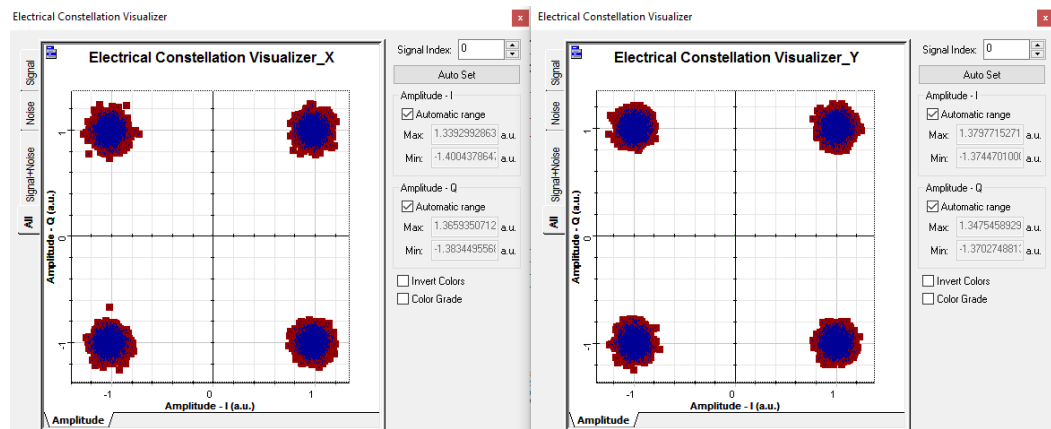
Hình 4.19. Sơ đồ hình mắt của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 22



Hình 4.20. Sơ đồ chòm sao của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 22



Hình 4.21. Sơ đồ hình mắt của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 30



Hình 4.22. Sơ đồ chòm sao của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, OSNR là 30

So sánh sơ đồ chòm sao của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, trên hình 4.9, 4.13, 4.15, 4.18, 4.20 và 4.22, rõ ràng khi OSNR tăng lên các điểm bản tin của sơ đồ chòm sao của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK càng có xu hướng co hẹp về phía trung tâm của góc phần tư tương ứng với vị trí phương truyền tín hiệu. Đồng nghĩa là tín hiệu thu được sau giải điều chế DP-QPSK có số bit lỗi ít hơn hay BER nhỏ hơn. Do đó, tín hiệu được nhận dạng và giải mã hóa có độ tin cậy cao hơn khi OSNR tốt hơn.

Tương tự quan sát sơ đồ hình mắt của tín hiệu giải điều chế DP-QPSK, trên hình 4.10, 4.12, 4.17, 4.19 và 4.21, ta thấy khi OSNR lớn hơn, dạng tín hiệu trong sơ đồ hình mắt ít bị méo hơn và tín hiệu thể hiện rõ ràng dạng hình mắt.

Ta thấy trên hình 4.13 và 4.15 tại vùng giao giữa các góc hay tại vùng quanh trục gốc 0 trên sơ đồ chòm sao tín hiệu của các phương truyền tín hiệu có các điểm bản tin xuất hiện, và các điểm bản tin khác cũng có xu hướng trải rộng ra trên góc vuông của phương truyền tín hiệu. Nên tín hiệu sau khi giải điều chế DP-QPSK gửi đến bộ giải mã hóa, để giải mã hóa và sửa lỗi tín hiệu sẽ có những bit lỗi không nhận dạng được là những bit ở vùng tiếp giáp giữa các góc vuông. Và như vậy sẽ rất khó để có thể giải mã hóa, khôi phục được bản tin gốc như ban đầu ở hướng phát đi nếu không có các mã sửa sai hướng đi phù hợp. Số lượng các điểm bản tin tập trung ở vùng tiếp giáp giữa các góc vuông sẽ trở nên nhiều hơn khi giá trị OSNR giảm xuống, tức là giá trị BER trở nên cao hơn. Và đương nhiên, tín hiệu có BER cao hơn, khi quan sát vào sơ đồ hình mắt, dạng của tín hiệu sẽ bị méo dạng.

Qua kết quả mô phỏng ta thu được kết quả chính đó là:

- OSNR  $\geq 12.5$  thì BER =  $3.4E-3$  đạt được theo đầu vào bài toán mô phỏng đặt ra
- Khoảng cách kênh truyền tải thông tin, cáp sợi quang có chiều dài khác nhau qua quan sát trên phần tử ‘Optical Power Meter’ ta thấy, cáp sợi quang càng dài suy hao tuyến tính càng cao thì công suất quang đến bộ thu quang yếu dần. Nhưng hệ thống đạt được BER tương tự nhau khi OSNR thay đổi. Đây là kết quả để đi đến những kết luận sau đây.

#### 4.4. Kết luận

Sự ra đời của công nghệ tách/ghép kênh theo bước sóng (WDM) và gần đây là sự ra đời của kỹ thuật điều chế DP-QPSK kết hợp với kỹ thuật thu/phát quang điều chế kết hợp theo mô hình coherent tạo ra băng thông 100 Gbit/s trên mỗi kênh bước sóng. Làm cho dung lượng truyền tải trên mỗi tuyến truyền dẫn có thể đạt 8Tbit/s hoặc hơn nữa. Điều này đã giải quyết được phần nào về nhu cầu truyền tải băng rộng để đáp ứng nhu cầu băng thông ngày càng lớn cho việc phát triển các dịch vụ viễn thông.

Đối với hệ thống truyền dẫn quang 100 Gbit/s, tín hiệu điều chế DP-QPSK trên mỗi kênh bước sóng. Khi bỏ qua các tham số nhiễu trên đường truyền như: sự tán sắc, các hiệu ứng phi tuyến, nhiễu do các tác nhân bên ngoài... các tham số này được thay thế bởi giá trị OSNR thiết lập trên đường truyền.

Tỷ số tín hiệu - nhiễu OSNR trên đường truyền lớn hơn 16 dB thì hệ thống truyền dẫn 100 Gbps, trên mỗi kênh bước sóng có tín hiệu 112 Gbps đầu vào mã hóa ‘sửa sai hướng đi - FEC’ đạt tỷ lệ lỗi bit BER =  $0E+0$  để thu được tín hiệu kênh truyền dẫn 100 Gbps có tỷ lệ lỗi bit thấp hơn  $1E-16$ , đảm bảo các dịch vụ viễn thông làm việc bình thường. OSNR trên đường truyền nhỏ hơn 16 thì trên mỗi kênh bước sóng có tín hiệu 112 Gbps đầu vào mã hóa ‘sửa sai hướng đi - FEC’ đạt tỷ lệ lỗi bit BER lớn hơn  $1E-6$ .

Tỷ số tín hiệu – nhiễu OSNR trên đường truyền là 12.5, thì hệ thống truyền dẫn 100 Gbps, trên mỗi kênh bước sóng có tín hiệu 112 Gbps đầu vào áp dụng mã ‘sửa sai hướng đi - FEC’ đạt giá trị tỷ lệ lỗi bit là BER =  $3.4E-3$  (BER <  $5E-3$ ). Đảm bảo tín hiệu thu được ở đầu thu có tỷ lệ lỗi bit phù hợp đầu vào để có thể áp dụng thuật toán ‘sửa sai hướng đi’, theo mã FEC “RS(255,239)/CSOC ( $n_0/k_0 = 7/6$ , J = 8) super FEC code” được khuyến nghị bởi tiêu chuẩn G.975.1 của ITU-T. Mã hóa và giải mã hóa sửa sai tín hiệu 112 Gbps đảm bảo cho BER ở đầu ra của tín hiệu kênh truyền dẫn 100 Gbps là thấp hơn  $1E-16$ , phù hợp với yêu cầu tiêu chuẩn chất lượng dịch vụ viễn thông hiện nay. Tỷ số OSNR lớn hơn 12.5 thì tỉ lệ lỗi bit BER của tín hiệu 112 Gbps nói trên càng giảm do đó tín hiệu đầu vào giải mã hóa ‘sửa sai hướng đi’ càng trở nên tốt hơn, do đó làm cho tín hiệu kênh truyền thông tin 100 Gbps thu được có tỷ lệ BER càng trở nên tốt hơn. Hay chất lượng hệ thống truyền dẫn 100 Gbps càng trở nên tốt hơn.

Do đặc điểm của các hệ thống truyền dẫn, tốc độ bit càng cao thì khả năng ảnh hưởng của các hiệu ứng nhiễu gây sai lệch thông tin nhận được hay tỷ lệ lỗi bit càng có xu hướng cao lên. Để tín hiệu sau giải mã hóa mã ‘sửa sai hướng đi’ ở đầu thu có thể làm việc được với các loại dịch vụ viễn thông và đảm bảo chất lượng thì yêu cầu cần phải có các thuật toán, kỹ thuật khác để nâng cao chất lượng tín hiệu ở đầu thu hơn nữa. Để làm được điều này, các nhà sản xuất thiết bị đã thêm vào các mã sửa sai hướng đi như FEC, AFEC, SD-FEC... ở giai đoạn trước và sau khi truyền nhận tín hiệu điều chế và giải điều chế tín hiệu DP-QPSK tốc độ 112 Gbps. Các mã sửa lỗi này phụ thuộc vào thuật toán và giải pháp của từng nhà sản xuất thiết bị và đủ mạnh để cải thiện hiệu năng của mỗi kênh bước sóng. Các thế hệ mạng sau này, thuật toán sửa sai hướng đi là một kỹ thuật không thể thiếu để nâng cao hiệu suất và chất lượng của mạng. Thậm chí, các thuật toán mã sửa lỗi này có thể làm giảm các yêu cầu về tỷ số tín hiệu – nhiễu trên đường truyền hơn nữa. Và đây cũng là một chủ đề hướng tới để nghiên cứu.

Quan trọng hơn nữa là, do yêu cầu đầu vào của thuật toán sửa sai hướng đi và trong mô hình mô phỏng đã cho kết quả yêu cầu về OSNR khá thấp. Tức là, khả năng sửa sai của thuật toán sửa sai hướng đi rất tốt. Nên khi triển khai hệ thống truyền dẫn thực chúng ta có thể bỏ qua sự ảnh hưởng của tán sắc trên đường truyền, như vậy sẽ không cần thiết phải trang bị các bộ bù tán sắc DCF/DCM trên đường truyền như đối với các hệ thống truyền tải bước sóng 10 Gbit/s như trước đây.

Thông số suy hao tuyến tính trên mỗi kilomet cáp quang đường truyền (0.25dB/km đối với loại cáp quang chuẩn G652) không làm ảnh hưởng trực tiếp tới tỷ lệ lỗi bit của kênh truyền tín hiệu 112 Gbps ở đầu thu. Nó chỉ làm suy giảm tuyến tính mức công suất tín hiệu quang đến bộ thu quang. Tức là, nếu công suất tín hiệu quang phát vào kênh truyền đến bộ thu quang có mức tín hiệu nằm trong dải làm việc của linh kiện thu quang thì suy hao tuyến tính hay chiều dài trên cáp sợi quang không gây ảnh hưởng đến tỷ lệ lỗi bit của kênh truyền tín hiệu 112 Gbps. Trong thực tế, khi mức công suất ở đầu thu cao quá, hoặc thấp quá mức sẽ làm cho linh kiện điện tử của bộ thu quang thu được mức công suất ở ngoài dải làm việc và các linh kiện phát quang cũng không thể phát đi công suất ổn định quá lớn. Do đó, tín hiệu thu được sẽ bị nhiễu lớn hoặc là không thu được mức công suất phù hợp. Để giải quyết vấn đề này, đối với những tuyến truyền dẫn đường dài, người ta lắp thêm các bộ khuếch đại quang để nhằm đạt được mức công suất đảm bảo ở đầu thu. Tuy nhiên trên thực tế nó gặp những vấn đề khó khăn như là sự tán sắc trên sợi quang, sự tán sắc và nhiễu ở các khối khuếch đại quang, linh kiện điện tử cấu thành thiết bị truyền dẫn. Vì vậy, số lượng những bộ khuếch đại quang ở trung gian tuyến truyền dẫn cũng không phải là vô hạn.

Khi phân tích hệ thống, dựa vào sơ đồ chòm sao và sơ đồ hình mắt của tín hiệu sau giải điều chế DP-QPSK theo 2 phương X và Y, ta có thể nhận dạng và đánh giá tín hiệu đó có tỷ lệ bits lỗi tốt hay xấu. Trong thực tế, có thể dùng các máy phân tích phổ, phân tích lỗi bit để đo kiểm và đánh giá.

\*\*\*

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] TS. Lê Quốc Cường; Ths. Đỗ Văn Việt Em; Ths. Phạm Quốc Hợp (2009), Kỹ thuật thông tin quang, Hà Nội: Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông.
- [2] "Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid," *G.694.1*, no. ITU-T (International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector), 2012.
- [3] David Samuel Millar, "Digital Signal Processing for Coherent Optical Fibre Communications," University College London Department of Electronic and Electrical Engineering, London.
- [4] Ali Amin, "Computation of Bit-Error Rate of Coherent and Non-Coherent Detection M-Ary PSK With Gray Code in BFWA Systems," *International Journal of Advancements in Computing Technology*, vol. 3, no. 1, 2011.
- [5] Li Li, C Jin-ling and Zhang Ji-jun, "Research of 100Gbit/s DP-QPSK Based on DSP in WDM-PON," *Research of 100Gbit/s DP-QPSK Based on DSP in WDM-PON*, 2015.
- [6] Ezra Ip, Alan Pak Tao Lau, Daniel J. F. Barros, Joseph M. Kahn, "Coherent detection in optical fiber systems," *Coherent review*, pp. 9-14, 2008.
- [7] Santiago Pacheco Muñoz, *OSNR sensitivity analysis on a 100 Gb/s PM-QPSK system.*, 2013.
- [8] G. Li, "Recent advances in coherent optical," CREOL, College of Optics & Photonics, University of Central Florida, 4000 Central Florida Boulevard, Orlando, Florida 32816-2700, USA, 2009.
- [9] "Soft-decision Forward Error Correction for Coherent Super-channels," Infinera Corporation, Sunnyvale, CA 94089 USA, 2016.
- [10] S. M. Jahangir Alam, M. Rabiul Alam, Guoqing Hu, and Md. Zakirul Mehrab, "Bit Error Rate Optimization in Fiber Optic Communications," *International Journal of Machine Learning and Computing*, vol. 1, no. No. 5, pp. 1-2, 2011.
- [11] "Basic Principles and Key Technologies for Coherent Transmission," Huawei Technologies Co., Ltd., 2014.
- [12] Lynn E. Nelson, Guodong Zhang, Martin Birk, Craig Skolnick, Rejoy Isaac, Y. Pan., "A Robust Real-Time 100G Transceiver With Soft-Decision Forward Error Correction," *Optical Communication Network*, vol. 4, no. 11, 2012.
- [13] "Forward error correction for high bit-rate DWDM submarine systems," *G.975.1*, no. ITU-T (International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector), 2004.
- [14] Guijun Hu, Dan Hou, Li Yan, Enock Kashero, "Bit-to-Symbol Mapping Based on Erroneous Bits Minimization for High-Dimensional Modulation Format," *IEEE*

*Photonics Journal*, vol. 8, no. 4, 2016.

- [15] Li, Bomin; Larsen, Knud J.; Forchhammer, Søren; Tafur Monroy, Idelfonso, "Forward Error Correcting Codes for 100 Gbit/s Optical Communication Systems," Technical University of Denmark, 2014.
- [16] P. Poggiolini, G. Bosco,\*, A. Carena, V. Curri, F. Forghieri, "Performance evaluation of coherent WDM PS-QPSK (HEXA) accounting for non-linear fiber propagation effects," *OPTICS EXPRESS*, pp. 3-12, 24 May 2010.