

**HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG**

---



**DƯƠNG QUANG DUY**

**NGHIÊN CỨU THIẾT KẾ LINH KIỆN TÍCH HỢP  
QUANG TỬ TRÊN NỀN VẬT LIỆU SOI CHO HỆ  
THỐNG GHÉP KÊNH PHÂN CHIA THEO MODE**

**LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ**

Hà Nội – Năm 2022

**HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG**



**DƯƠNG QUANG DUY**

**NGHIÊN CỨU THIẾT KẾ LINH KIỆN TÍCH HỢP  
QUANG TỬ TRÊN NỀN VẬT LIỆU SOI CHO HỆ  
THỐNG GHÉP KÊNH PHÂN CHIA THEO MODE**

**LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ**

Chuyên ngành : Kỹ thuật điện tử

Mã số: 9.52.02.03

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC:

1. PGS. TS ĐẶNG HOÀI BẮC
2. TS TRƯƠNG CAO DŨNG

Hà Nội – Năm 2022

**LỜI CAM ĐOAN**

Tôi xin cam đoan rằng, các kết quả khoa học đạt được trong nội dung quyển Luận án này là thành quả của bản thân tôi đã thực hiện trong suốt thời gian làm nghiên cứu sinh. Các kết quả này đều có số liệu chính xác và trung thực, kèm theo các bằng chứng đã được kiểm duyệt.

Tác giả Luận án

Dương Quang Duy

## LỜI CẢM ƠN

Đầu tiên, tôi xin gửi lời cảm ơn sâu sắc đến những người thầy đã cho tôi những kiến thức cơ bản cho một Nghiên cứu sinh tại ngôi trường Học viện Công nghệ Bru Chính Viễn thông, Hà Đông, Hà Nội. Đặc biệt, thầy PGS. TS Đặng Hoài Bắc và thầy TS Trương Cao Dũng là những người đã không ngừng động viên và hướng dẫn về chuyên môn để tôi hoàn thành tốt đẹp nội dung quyển Luận án Tiến sĩ này. Tôi cũng xin chân thành cảm ơn thầy PGS. TS Nguyễn Tấn Hưng, người đã giúp đỡ tôi tận tình trong thời gian tôi làm nghiên cứu sinh tại Đà Nẵng.

Tôi xin cảm ơn các anh chị em tại Học Viện Công nghệ Bru Chính Viễn thông đã hỗ trợ tôi trong suốt thời gian tôi lưu trú và học tập tại trường.

Em xin cảm ơn gia đình thầy Trương Cao Dũng đã động viên, giúp đỡ em trong thời gian em học tập và nghiên cứu tại Hà Nội.

Xin cảm ơn bạn bè và gia đình thân yêu, con cảm ơn Mẹ đã luôn ủng hộ và động viên con trong gần bốn năm con làm Nghiên Cứu Sinh.

Hà Nội, ngày        tháng        năm 2022

Tác giả luận án

Dương Quang Duy

## MỤC LỤC

Danh mục các ký hiệu .....	vi
Danh mục các chữ viết tắt .....	viii
Danh mục các hình (hình vẽ, ảnh chụp, đồ thị..) .....	x
Danh mục các bảng, biểu .....	xiv
MỞ ĐẦU .....	1
Đối tượng và mục tiêu nghiên cứu .....	4
Các kết quả đạt được .....	5
Tổ chức luận án .....	6
CHƯƠNG 1 .....	8
TỔNG QUAN VỀ SỰ TRUYỀN SÓNG SÁNH SÁNG TRONG CÁC LINH KIỆN QUANG TỬ MDM NỀN SOI .....	8
1.1 Tổng quan về một hệ thống thông tin quang .....	8
1.1.1 Các kỹ thuật ghép kênh cơ bản trong thông tin quang .....	8
1.1.2 Hệ thống thông tin quang MDM .....	11
1.2 Sự truyền sóng ánh sáng trong môi trường định hướng .....	12
1.2.1 Sự tồn tại các phân cực của ánh sáng trong môi trường dẫn sóng .....	13
1.2.2 Các phương pháp mô phỏng sự lan truyền của ánh sáng .....	15
1.3 Linh kiện quang tử nền SOI .....	20
1.3.1 Cấu trúc dẫn sóng cho linh kiện quang tử .....	20
1.3.2 Hiệu ứng quang-nhiệt trong dẫn sóng SOI .....	22
1.4 Một số linh kiện quang tử nền SOI cơ bản .....	23
1.4.1 Linh kiện giao thoa đa mode MMI .....	23
1.4.2 Linh kiện chữ Y .....	27
1.4.3 Các thông số đánh giá hiệu năng của linh kiện quang tử .....	32
1.5 Kết luận Chương 1 .....	33
CHƯƠNG 2 .....	35

THIẾT KẾ LINH KIỆN QUANG TỬ GHÉP/TÁCH NHIỀU MODE KHÔNG PHỤ THUỘC PHÂN CỰC.....	35
2.1 Linh kiện ghép/tách hai mode không phụ thuộc phân cực trên cơ sở các linh kiện giao thoa đa mode MMI và chữ Y đối xứng .....	35
2.1.1 Nguyên lý thiết kế .....	35
2.1.2 Tổng quan về linh kiện .....	35
2.1.3 Linh kiện chữ Y đối xứng không phụ thuộc phân cực .....	36
2.1.4 Linh kiện giao thoa đa mode $2 \times 2$ MMI không phụ thuộc phân cực .....	38
2.1.5 Linh kiện dịch pha (PS) không phụ thuộc phân cực .....	39
2.1.6 Đánh giá hiệu năng quang .....	40
2.2 Linh kiện ghép/tách ba mode không phụ thuộc phân cực sử dụng hai linh kiện chữ Y bất đối xứng mắc phân tầng với nhau.....	46
2.2.1 Nguyên lý thiết kế và tổng quan về linh kiện.....	47
2.2.2 Độ rộng dẫn sóng kênh vào .....	48
2.2.3 Các linh kiện chữ Y bất đối xứng không phụ thuộc phân cực .....	48
2.2.4 Đánh giá hiệu năng quang .....	50
2.3 Kết luận Chương 2 .....	56
CHƯƠNG 3 .....	58
THIẾT KẾ LINH KIỆN QUANG TỬ ĐỊNH TUYẾN LỰA CHỌN MODE MSR 58	
3.1 Nguyên lý thiết kế .....	59
3.2 Linh kiện định tuyến $1 \times 3$ cho hai mode TE sử dụng hai linh kiện giao thoa đa mode và một linh kiện chữ Y .....	59
3.2.1 Tổng quan về linh kiện .....	59
3.2.2 Thiết kế và tối ưu.....	60
3.2.3 Đánh giá hiệu năng quang .....	64
3.3 Linh kiện định tuyến $1 \times 3$ cho ba mode sử dụng ba linh kiện giao thoa đa mode và một linh kiện chữ Y .....	68
3.3.1 Tổng quan về linh kiện .....	68

3.3.2 Thiết kế và tối ưu.....	69
3.3.3 Đánh giá hiệu năng quang.....	75
3.4 Kết luận Chương 3.....	77
CHƯƠNG 4.....	80
THIẾT KẾ LINH KIỆN QUANG TỬ TẠO ĐỒNG THỜI NHIỀU MODE QUANG.....	80
4.1 Nguyên lý thiết kế.....	80
4.2 Linh kiện tạo đồng thời hai mode quang thấp nhất sử dụng các linh kiện giao thoa đa mode và chữ Y.....	80
4.2.1 Tổng quan về linh kiện.....	81
4.2.2 Thiết kế và tối ưu.....	82
4.2.3 Đánh giá hiệu năng quang.....	84
4.3 Linh kiện quang tử tạo đồng thời ba mode quang thấp nhất sử dụng các linh kiện giao thoa đa mode MMI và chữ Y.....	86
4.3.1 Nguyên lý hoạt động.....	86
4.3.2 Thiết kế và tối ưu.....	88
4.3.3 Đánh giá hiệu năng quang.....	90
4.4 Kết luận Chương 4.....	93
Kết luận.....	95
Các công trình đã công bố của luận án.....	108
Tài liệu tham khảo.....	110

## Danh mục các ký hiệu

$\omega$	Tần số góc
$\beta$	Hằng số truyền và thành phần theo hướng z
$n_{eff}$	Chiết suất hiệu dụng
$\lambda_0$	Bước sóng trong chân không
$V$	Tần số chuẩn hóa
$W_{MMI}$	Chiều rộng linh kiện giao thoa đa mode
$L_{MMI}$	Chiều dài linh kiện giao thoa đa mode
$L_{\pi}$	Chiều dài nửa phách linh kiện giao thoa đa mode
$W_{eff}$	Chiều rộng hiệu dụng linh kiện giao thoa đa mode
$n_c$	Chiết suất lớp lõi
$n_r$	Chiết suất lớp vỏ
$H_S/h_0$	Chiều cao phiến trong cấu trúc dẫn sóng nóc/đỉnh
$W_{IN}$	Chiều rộng dẫn sóng kênh vào
$W_{PS}$	Chiều rộng trung tâm linh kiện dịch pha
$L_{PS}$	Chiều dài linh kiện dịch pha
$W_O$	Chiều rộng dẫn sóng kênh ra
$C_{mv}$	Hệ số kích thích mode
$P_{in}$	Công suất kênh vào
$P_{out}$	Công suất nhận được tại kênh ra
$P_{unwanted}$	Công suất không mong muốn thu được tại kênh ra
$D$	Cảm ứng điện
$B$	Cảm ứng từ
$E$	Cường độ điện trường
$H$	Cường độ từ trường



$\varepsilon$	Độ điện thẩm
$\mu$	Độ từ thẩm
$\sigma$	Điện trở suất
$J$	Cường độ điện trường
$\rho$	Cường độ điện tích
$c_0$	Vận tốc của ánh sáng trong chân không
$\nabla$	Toán tử Hamilton
$\nabla^2$	Toán tử Laplace
$\nabla \times A$	Độ xoáy của trường vector A
$\nabla \cdot A$	Suất tiêu tán của trường vector A
$k$	Số sóng trong không gian tự do
$k_0$	Số sóng trong chân không

**Danh mục các chữ viết tắt**

3D-BPM	Three-Dimension Beam Propagation Method	Phương pháp truyền tia ba chiều
ADC	Asymmetric Directional Coupler	Linh kiện ghép định hướng bất đối xứng
AI	Artificial Intelignence	Trí tuệ nhân tạo
CMOS	Complementary Metal-Oxide-Semiconductor	Bán dẫn ô xít kim loại bù
Cr.T	CrossTalk	Nhiều xuyên kênh
CHARMS	Cryogenic High Accuracy Refraction Measuring System	Hệ thống đo lường khúc xạ chính xác
DUV	Deep Ultraviolet	Tia cực tím sâu
EIM	Effective Index Method	Phương pháp chiết suất hiệu dụng
FDFD	Finite Difference Frequency Domain	Miền tần số sai phân hữu hạn
FDTD	Finite Difference Time Domain	Miền thời gian sai phân hữu hạn
FE-BPM	Finite Element – Beam Propagation Method	Phương pháp truyền tia phần tử hữu hạn
FEFD	Finite Element Frequency Domain	miền tần số phần tử hữu hạn
FM	Fundamental Mode	Mode cơ bản
MMF	Multi-Mode Fiber	Sợi quang đa mode
I.L	Insertion Loss	Suy hao chèn kênh
ICP	Inductively Coupled Plasma	Ghép cảm ứng Plasma
ITO	Indium Tin Oxide	Oxit thiếc Indi
MDM	Mode Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo mode
MEI	Matching Effective Index	Bất chiết suất hiệu dụng
MMF	Multi-Mode Fiber	Sợi quang đa mode
MMI	Multi-Mode Interference	Giao thoa đa mode

MSR	Mode Selective Router	Linh kiện định tuyến lựa chọn mode
HC-PBGF	Hollow-Core Photonic Bandgap Fiber	Sợi quang tử trống dải tần lõi rỗng
P.B	Power Balance	Độ cân bằng công suất
PDL	Polarization Dependent Loss	Suy hao phụ thuộc phân cực
PIC	Photonic Integrated Circuit	Linh kiện tích hợp quang tử
PLC	Planar Lightwave Circuit	Mạch quang phẳng
PS	Phase Shifter	Linh kiện dịch pha
SOI	Silicon On Insulator	Silic trên chất điện môi
TDM	Time division Multiplexing	Ghép Kênh phân chia thời gian
TE	Transverse Electric	Sóng điện ngang
TM	Transverse Magnetic	Sóng từ ngang
TOPS	Thermo-Optic Phase Shifter	Linh kiện dịch pha quang nhiệt
UHF	Ultra-High Frequency	Tần số siêu cao
VHF	Very High Frequency	Tần số rất cao
VO <sub>2</sub>	Vanadium Dioxide	Vanadi Oxit
WDM	Wavelength Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia bước sóng

## Danh mục các hình (hình vẽ, ảnh chụp, đồ thị..)

Hình 1.1. Khái quát một hệ thống thông tin quang.....	8
Hình 1.2. Các giải pháp cho WDM (a) quay phân cực mode cơ bản (b) Tạo ra sợi quang đa lõi/đa mode (c) Mở rộng băng thông sợi quang. ....	9
Hình 1.3. Mô tả kỹ thuật MDM cho bốn mode TE.....	10
Hình 1.4. Một ứng dụng cho mô hình quang bá thông tin của một hệ thống ghép kênh phân chia theo mode (MDM).....	11
Hình 1.5. Dẫn sóng phiến ba lớp. ....	14
Hình 1.6. (a) Sự biến đổi chiết suất thực của hàm $n(x,y)$ -2D, (b) Nghiệm của chiết suất $n_{eff}(x)$ -1D. ....	19
Hình 1.7. Minh họa mặt cắt của một bán dẫn SOI. ....	20
Hình 1.8. Dẫn sóng nóc/đỉnh (a) 2D, (b) 3D. ....	20
Hình 1.9. Tính lưỡng chiết cân bằng của dẫn sóng nóc/đỉnh cho mode TE và TM trong vùng đơn mode, với $H= 400$ nm và $\lambda = 1550$ nm [65]. ....	21
Hình 1.10. Suy hao truyền tương đương nhau của hai mode ánh sáng phân cực TE và TM được khảo sát trên dẫn sóng nóc/đỉnh [66].....	22
Hình 1.11. Chiết suất tuyệt đối của Silic được đo như một hàm số của bước sóng đối với các mức nhiệt độ khác nhau [44].....	22
Hình 1.12. Biểu diễn hai chiều của ống dẫn sóng giao thoa đa mode. ....	23
Hình 1.13. Dẫn sóng đa mode tạo ảnh của trường kênh vào $\varphi(y,0)$ : một ảnh đơn tại $(3L_\pi)$ , một ảnh trực tiếp tại $2(3L_\pi)$ , ảnh đôi tại $1/2(3L_\pi)$ và $3/2(3L_\pi)$ .....	25
Hình 1.14. Mô phỏng các mẫu cường độ ánh sáng ứng với kênh vào đơn trong cơ chế giao thoa đối xứng. ....	26
Hình 1.15. Sự tiến triển từ thân vào trong các nhánh của một linh kiện chữ Y đối xứng của (a) mode cơ bản với hai nhánh kênh ra đồng pha và (b) mode thứ hai với hai nhánh kênh ra ngược pha. ....	28
Hình 1.16. Sự tiến triển của (a) mode thứ ba và (b) mode thứ tư, từ thân của một linh kiện chữ Y đối xứng hai nhánh. ....	29
Hình 1.17. Sự tiến triển của (a) mode cơ bản và (b) mode thứ nhất, từ thân của một linh kiện chữ Y đối xứng bốn nhánh [76]. ....	29
Hình 1.18. Sự phát triển của (a) mode cơ bản và (b) mode thứ hai giữa thân và các nhánh A và B của linh kiện chữ Y hai nhánh bất đối xứng. ....	30
Hình 1.19. Sự phát triển của mode thứ hai từ thân sang nhánh trái A, cho thấy sự (a) chuyển đổi thành FM và (b) chuyển đổi thành mode thứ nhất. ....	31
Hình 1.20. Chiết suất hiệu dụng của ba mode TE/TM đầu tiên như một hàm số của chiều rộng thân hoặc nhánh của linh kiện chữ Y (điều kiện MEI). ....	31

Hình 1.21. Minh họa linh kiện quang tử ghép/tách hai cặp mode TE/TM thấp nhất.	33
Hình 2.1. Sơ đồ minh họa cho linh kiện đề xuất.	36
Hình 2.2. Chiết suất hiệu dụng của các mode dẫn phụ thuộc vào độ rộng dẫn sóng.	37
Hình 2.3. Hệ số kích thích công suất $C_{mv}$ là hàm số của $L_S$ .	37
Hình 2.4. Sự lan truyền các mode dẫn trong một linh kiện 3 dB kết hợp phụ thuộc vào chiều dài $L_{MMI}$ .	38
Hình 2.5. Độ lệch pha giữa hai nhánh linh kiện chữ Y như một hàm số của $W_{PS}$ .	40
Hình 2.6. Mô hình trường của linh kiện khi kích thích các mode (a) $TE_0$ , (b) $TM_0$ .	41
Hình 2.7. Mô hình trường của linh kiện khi kích thích các mode (a) $TE_1$ , (b) $TM_1$ .	41
Hình 2.8. Đáp ứng bước sóng của các cặp mode $TE_0/TM_0$ và $TE_1/TM_1$ đối với a) I.L và b) Cr.T.	42
Hình 2.9. Đáp ứng bước sóng đối với PDL giữa các cặp mode $TE_0/TM_0$ và $TE_1/TM_1$ .	43
Hình 2.10. PDL là một hàm số của sai số chiều dài $L_{MMI}$ giữa các cặp mode $TE_0/TM_0$ và $TE_1/TM_1$ .	44
Hình 2.11. PDL là một hàm số của sai số độ rộng $W_{in}$ giữa các cặp mode $TE_0/TM_0$ và $TE_1/TM_1$ .	44
Hình 2.12. PDL là một hàm số của sai số chiều cao $H_S$ giữa các cặp mode $TE_0/TM_0$ và $TE_1/TM_1$ .	45
Hình 2.13. Minh họa linh kiện đề xuất với (a) mô hình tổng quan và (b) dẫn sóng nóc/đỉnh.	47
Hình 2.14. Quá trình chuyển đổi mode từ kênh vào đến kênh ra của linh kiện đề xuất được thiết lập, với $Y_1$ và $Y_2$ là các linh kiện chữ Y thứ nhất và thứ hai.	48
Hình 2.15. Sự phụ thuộc của chiết suất hiệu dụng của các mode dẫn vào $W_{IN}$ .	48
Hình 2.16. Hệ số kích thích công suất với trường (a) TE và (b) TM là hàm của độ rộng nhánh $W_a$ .	49
Hình 2.17. Mô hình trường của các mode a) $TE_0$ , $TE_1$ và $TE_2$ và b) $TM_0$ , $TM_1$ và $TM_2$ .	51
Hình 2.18. Mô hình trường phát triển từ kênh vào đến kênh ra của linh kiện của các mode a) $TE_0$ , $TE_1$ và $TE_2$ và b) $TM_0$ , $TM_1$ và $TM_2$ .	51
Hình 2.19. Đáp ứng bước sóng của các mode $TE_0/TM_0$ , $TE_1/TM_1$ và $TE_2/TM_2$ cho a) I.L và b) Cr.T.	52
Hình 2.20. Đáp ứng bước sóng đối với PDL giữa các mode $TE_n/TM_n$ .	53

Hình 2.21. PDL như một hàm số của sai số chế tạo $W_{IN}$ cho cả ba cặp mode $TE_0/TM_0$ , $TE_1/TM_1$ và $TE_2/TM_2$ .	54
Hình 2.22. PDL như một hàm số của sai số chế tạo $W_0$ cho cả ba cặp mode $TE_0/TM_0$ , $TE_1/TM_1$ và $TE_2/TM_2$ .	54
Hình 2.23. PDL như một hàm số của sai số chế tạo $H_S$ cho cả ba cặp mode $TE_0/TM_0$ , $TE_1/TM_1$ và $TE_2/TM_2$ .	55
Hình 3.1. Sơ đồ khối của linh kiện đề xuất với a) mô hình tổng quan b) dẫn sóng nóc/đỉnh.	58
Hình 3.3. Hệ số kích thích công suất $C_{mv}$ là các hàm số của độ dài linh kiện chữ Y.	61
Hình 3.2. Hai trạng thái điều khiển sự thay đổi (a) chiết suất (ON và OFF) tương ứng với (b) các độ rộng của $W_{PS1}$ .	63
Hình 3.4. Dạng trường của các mode $TE_0$ và $TE_1$ khi $PS_1$ ở trạng thái ON.	63
Hình 3.5. Độ lệch pha của tín hiệu như hàm số của độ rộng kênh vào $PS_2$ ( $W_S$ ).	64
Hình 3.6. Các dạng trường của linh kiện cho tất cả các cấu hình của mode a) $TE_0$ và b) $TE_1$ thông qua mô phỏng số.	65
Hình 3.7. Đáp ứng bước sóng của $TE_0$ và $TE_1$ đối với từng kênh ra.	66
Hình 3.8. Biểu diễn I.L và Cr.T như các hàm số của sai số độ rộng $W_{IN}$ .	67
Hình 3.9. I.L và Cr.T là các hàm số của sai số chiều dài $L_{MM1}$ .	67
Hình 3.10. I.L và Cr.T là các hàm số của sai số chiều dài $L_{MM2}$ .	68
Hình 3.11. I.L và Cr.T là các hàm số của sai số chiều cao piezo $H_S$ .	68
Hình 3.12. Minh họa cấu trúc linh kiện đề xuất và TOPS.	69
Hình 3.13. Đặc điểm của linh kiện TOPS dựa trên piezo gia nhiệt Ti (a) Sự phân bố vùng nhiệt trên Ti tại $h_{SiO_2} = 1 \mu m$ ứng với pha dịch $\pi$ ; (b) suy hao truyền dẫn của tín hiệu phụ thuộc $h_{SiO_2}$ ; (c) độ lệch pha $\Delta\Phi$ là một hàm của sự biến thiên nhiệt độ $\Delta T$ ; (d) Công suất tiêu thụ tỉ lệ thuận với $h_{SiO_2}$ .	72
Hình 3.14. (a) Suy hao truyền của tín hiệu khi thay đổi khoảng cách $h_{SiO_2}$ cho cả hai TOPS (b) Nhiệt độ và pha dịch tương ứng của TOPS bằng ITO được tối ưu giống như ở Ti.	73
Hình 3.15. Đáp ứng của (a) $P_\pi$ và (b) $\tau$ theo độ rộng $W_{PS}$ . Đáp ứng của (c) công suất $P$ và (d) $\tau$ ứng với ba mức điều khiển pha $\pi/2$ , $\pi$ và $3\pi/2$ .	74
Hình 3.16. Định tuyến cho ba mode $TE_0$ , $TE_1$ và $TE_2$ tương ứng với $PS_1$ , $PS_2$ và $PS_3$ .	76
Hình 3.17. Đáp ứng quang phổ của I.L và Cr.T cho từng mode dẫn tại ba kênh ra. (a-b) $TE_0$ , (c-d) $TE_1$ và (e-f) $TE_2$ .	76
Hình 3.18. I.L và Cr.T là các hàm số của sai số $W_{in}$ .	77

Hình 3.19. $I.L$ và $Cr.T$ là các hàm số của sai số $h_S$ .	78
Hình 4.1. Minh họa linh kiện với (a) dẫn sóng nóc/đỉnh (b) tổng quan về linh kiện.	81
Hình 4.2. Chiết suất hiệu dụng như một hàm số của độ rộng dẫn sóng.	82
Hình 4.3. Sự khảo sát pha của mode dẫn khi đi qua PS.	83
Hình 4.4. Sự phụ thuộc của độ dịch pha vào độ rộng $W_{PS}$ .	83
Hình 4.5. Sự tạo thành đồng thời hai mode $TE_0$ và $TE_1$ .	84
Hình 4.6. Suy hao chèn kênh trong dải bước sóng hoạt động của linh kiện đề xuất.	85
Hình 4.7. Mô phỏng BPM sự tạo thành các mode a) Mode $TE_0$ và b) Mode $TE_1$ .	85
Hình 4.8. Yếu tố cân bằng công suất giữa 2 mode $TE_0$ và $TE_1$ là một hàm phụ thuộc vào dải bước sóng hoạt động.	86
Hình 4.9. (a) Minh họa tổng quan của linh kiện (b) cấu trúc dẫn sóng nóc/đỉnh.	87
Hình 4.10. Chiết suất hiệu dụng của các mode dẫn TE là hàm số của độ rộng dẫn sóng.	87
Hình 4.11. Sự chồng chất của ba mode $TE_0$ tạo thành mode $TE_2$ .	88
Hình 4.12. Mô hình trường ánh sáng chuyển đổi mode $TE_0$ sang mode $TE_2$ bởi mô phỏng BPM.	89
Hình 4.13. Góc dịch pha là hàm số của độ rộng $W_{PS}$ .	89
Hình 4.14. Mô hình trường cho sự tạo thành ba mode TE thấp nhất từ mode $TE_0$ .	90
Hình 4.15. Mô hình trường cho sự tạo thành ba mode TE riêng lẻ từ mode $TE_0$ , a) $TE_0-TE_0$ b) $TE_0-TE_1$ c) $TE_0-TE_2$ .	91
Hình 4.16. Suy hao chèn kênh trong dải bước sóng hoạt động.	91
Hình 4.17. Suy hao chèn kênh của quá trình tạo từng mode riêng lẻ.	92
Hình 4.18. $I.L$ là hàm số của sai số chế tạo $W_{IN}$ .	92
Hình 4.19. $I.L$ là hàm số của sai số chế tạo $L_{MMI}$ .	93
Hình 4.20. $I.L$ là hàm số của sai số chế tạo $h_0$ .	93

**Danh mục các bảng, biểu**

<i>Bảng 2.1. So sánh linh kiện đề xuất với các linh kiện ghép/tách hai mode phân cực TE.</i> .....	45
<i>Bảng 2.2. Sự khảo sát sai số chế tạo.</i> .....	54
<i>Bảng 2.3. Hiệu năng quang của linh kiện quang tử đề xuất so với các linh kiện tương tự.</i> .....	56
<i>Bảng 3.1. Cấu hình hoạt động cho linh kiện đề xuất.</i> .....	65
<i>Bảng 3.2. Chín cấu hình hoạt động lần lượt cho ba mode <math>TE_0</math>, <math>TE_1</math> và <math>TE_2</math>.</i> .....	74
<i>Bảng 3.3. Ưu điểm của linh kiện đề xuất so với các cấu trúc tương tự.</i> .....	79
<i>Bảng 4.1. So sánh hiệu năng quang giữa linh kiện đề xuất và các linh kiện tương tự.</i> .....	94



## MỞ ĐẦU

Trong thời điểm bùng nổ của mạng thông tin dữ liệu hiện nay, khi mà kỹ thuật WDM/DWDM đã bão hòa về số lượng kênh ghép, tốc độ mỗi kênh truyền không thể tăng hơn được nữa [1], thậm chí, khi tốc độ xung nhịp đạt 40 GHz, kỹ thuật kết nối linh kiện điện truyền thống là không thể thực thi trên các hệ thống mạng trên chip (on-chip) trước đây [2], [3] bởi vấn đề tiêu hao công suất, giới hạn băng thông hay thời gian trễ của hệ thống. Bên cạnh đó, các thế hệ mạng mới đặt ra yêu cầu xử lý nguồn dữ liệu cực lớn (Bigdata) cho IoT, Blockchain và trí tuệ nhân tạo (AI) đang là các đề tài nổi bật để đáp ứng cho nhu cầu sử dụng dữ liệu của nhân loại ngày càng tăng.

Chính vì vậy, một trong các vấn đề quan trọng nhận được rất nhiều sự quan tâm trên thế giới, cũng như trong nước đó là vấn đề nâng cao dung lượng truyền dẫn WDM của hệ thống thông tin quang trên chip hoặc truyền khoảng cách lớn. Đã có nhiều hướng tiếp cận khác nhau, trong đó có kỹ thuật sử dụng các momen quay khác nhau cho mode cơ bản của một bước sóng [4]-[6], mở rộng băng thông cho các sợi quang đơn mode [7], tạo ra các sợi quang đa lõi hay đa mode (MMF) để kết hợp với kỹ thuật ghép kênh phân chia theo mode (MDM) dựa trên các mạch quang phẳng (PLC) là một hướng có tiềm năng nổi bật nhất [8]-[10]. Trong đó, các linh kiện quang tử nền SOI đã được khảo sát về các đặc tính quang học nổi bật như kích thước siêu nhỏ, băng thông rộng, suy hao và nhiễu thấp, khả năng giam giữ ánh sáng [11], [12] với nhiều chức năng khác nhau, như tạo được nhiều mode ánh sáng khác nhau từ mode cơ bản [9], [23], ghép/tách các mode ánh sáng [15], [16]...mà đặc biệt các linh kiện này hoàn toàn tương thích với các công nghệ chế tạo CMOS hiện tại [12]. Vì vậy, các linh kiện quang tử này có thể kết hợp được với các mạch điện tử WDM [13], [14] và tạo nên một hệ thống thông tin quang kết hợp MDM-WDM [10], [17] với dung lượng truyền dẫn tăng lên gấp nhiều lần.

Ghép kênh phân chia theo mode (MDM) là một trong các kỹ thuật sử dụng các phần tử mode trực giao, trong đó mỗi mode quang được dùng như một kênh độc lập cho việc truyền tải tín hiệu quang, các kênh dữ liệu này được ghép với nhau ở kênh

vào và tách ở kênh ra mà không xảy ra nhiễu xuyên kênh [18]. Như một hệ quả, MDM có thể giúp tăng tổng dung lượng hệ thống lên số lần tương ứng với số lượng mode được thực thi. Trong một hệ thống MDM, các linh kiện ghép/tách mode là một trong các thành phần chính có vai trò ghép và tách các mode tại điểm phát và điểm nhận sau khi được truyền đi trên cáp quang hoặc trên các dẫn sóng trên chip. Đã có nhiều đề xuất để tạo ra các linh kiện ghép/tách như vậy với những nguyên lý khác nhau, cả về cấu trúc và vật liệu. Chẳng hạn, các linh kiện ghép/tách sử dụng sợi quang đa mode [19], sử dụng các tinh thể quang tử [20] hoặc các dẫn sóng SOI [21], [22]. Các linh kiện ghép/tách mode nền tảng InP hay InGaAsP/InP cũng có khả năng tích hợp với mật độ cao [23]-[25], tuy nhiên các nhà khoa học đặc biệt quan tâm đến ưu thế của các linh kiện quang tử nền SOI với hiệu năng quang cao, đặc biệt tương thích công nghệ chế tạo CMOS hiện tại [12]. Điều này được thể hiện rõ qua sự đa dạng của các linh kiện quang tử ghép/tách mode được công bố gần đây, chẳng hạn cấu trúc sử dụng các vòng cộng hưởng [15], [16], dùng các linh kiện chữ Y (Y-Junction) bất đối xứng [26], [27] hay các linh kiện định hướng bất đối xứng (ADC) [28], [29]. Bên cạnh đó, một số các linh kiện ghép/tách mode bằng cách phân tầng các linh kiện giao thoa đa mode MMI [30], [31] hoặc kết nối các linh kiện MMI và chữ Y với nhau [32], [33] sẽ có hiệu quả quang tốt hơn.

Trong số các cấu trúc ghép/tách mode nền SOI này, cấu trúc sử dụng vòng cộng hưởng [15], [16] và các linh kiện chữ Y bất đối xứng [26], [27] có cách thức khá tương tự với các linh kiện ghép/tách mode sử dụng các linh kiện định hướng bất đối xứng [28], [29]. Đó là sự ghép nối các mode ánh sáng giữa hai dẫn sóng đặt gần nhau khi điều kiện bất chiết suất (MEI) xảy ra [34]. Trong nhóm này, so với các cấu trúc khác thì cấu trúc sử dụng vòng cộng hưởng có biểu diễn quang không tốt bằng. Với hai cấu trúc còn lại, cấu trúc sử dụng các linh kiện chữ Y bất đối xứng có băng thông siêu rộng và dễ dàng tăng số lượng mode [27], trong khi cấu trúc sử dụng các linh kiện định hướng bất đối xứng hỗ trợ các mode ánh sáng không phụ thuộc phân cực (TE và TM) với số lượng mode lớn [28], [29], tuy nhiên, hiệu quả truyền dẫn quang không tốt như cấu trúc [27].

Trong khi đó ở trong nước, các nhóm nghiên cứu tập trung vào thiết kế các linh kiện quang tử ghép/tách mode nền SOI theo một số hướng tiếp cận tương tự như trên thế giới. Năm 2016 nhóm tác giả TS. Trần Tuấn Anh đã tạo ra linh kiện ghép/tách hai mode TE sử dụng ADC, cho bốn bước sóng xung quanh  $1550\text{ nm}$  [35]. Năm 2017, TS. Trương Cao Dũng đã phát triển linh kiện tương tự với khả năng hỗ trợ các mode không phụ thuộc phân cực  $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$  trong dải  $10\text{ nm}$  ( $1545\text{ nm} - 1555\text{ nm}$ ) với  $I.L \geq -0,9\text{ dB}$  và  $Cr.T < -10\text{ dB}$  [36]. Trước đó, nhóm của ông đã sử dụng linh kiện MMI để tạo ra linh kiện ghép/tách hai mode cơ bản  $TE_0$  và  $TM_0$  với  $I.L \geq -0,6\text{ dB}$ ,  $Cr.T \leq -20\text{ dB}$  và băng thông rộng  $20\text{ nm}$  [37] (năm 2014). Mãi đến năm 2017, nhóm của TS. Trương Cao Dũng mới sử dụng lại các linh kiện MMI kết hợp chữ Y để thiết kế linh kiện ghép/tách hai mode  $TE_0$  và  $TE_1$  với hiệu năng quang cao ( $0,5\text{ dB} < I.L < 1\text{ dB}$ ,  $Cr.T < -25\text{ dB}$ ) và băng thông lên đến  $150\text{ nm}$  [32] ( $1500\text{ nm} - 1650\text{ nm}$ ). Cũng trong năm này, nhóm tác giả TS. Trần Tuấn Anh cũng đã sử dụng hai linh kiện MMI và một chữ Y tạo ra linh kiện ghép/tách ba mode thấp nhất phân cực TE với dải bước sóng hoạt động từ  $1500\text{ nm}$  đến  $1600\text{ nm}$ , trong đó  $I.L < 0,71\text{ dB}$  và  $Cr.T < -18\text{ dB}$  [38]. Linh kiện này được nhóm tác giả TS. Trương Cao Dũng tối ưu chỉ sử dụng một MMI và một chữ Y (2019), mặc dù có hiệu năng quang thấp hơn [39]. Bên cạnh đó, nhóm của TS. Trần Tuấn Anh cũng tạo ra các linh kiện ghép/tách mode dựa trên các linh kiện chữ Y bất đối xứng. Trong đó, linh kiện ghép/tách hai mode TE có dải bước sóng hoạt động và  $I.L$  tương tự như [32] nhưng  $Cr.T$  thấp hơn ( $< -20\text{ dB}$ ) được công bố năm 2018 [40]. Năm 2019, nhóm này tiếp tục sử dụng hai linh kiện chữ Y bất đối xứng mắc phân tầng, tạo ra linh kiện ghép/tách ba mode TE với hiệu năng quang và băng thông giữ nguyên không đổi [41]. Mặc dù số lượng mode quang tăng theo thời gian [42], [43], nhưng các linh kiện hầu như chỉ dẫn các mode ở trạng thái phân cực TE, điều này sẽ cản trở việc kết nối các linh kiện quang tử với sợi quang, thường dẫn được nhiều mode ánh sáng có trạng thái phân cực khác nhau. Các linh kiện ghép/tách mode sử dụng các chữ Y bất đối xứng nhánh thẳng [40], [41] chưa thực sự tối ưu khi không sử dụng các nhánh cong, và có độ hở giữa các nhánh.

Nhìn chung, linh kiện quang tử ghép/tách mode là nhân tố cơ bản và quan trọng nhất trong một hệ thống MDM. Tuy nhiên, một hệ thống MDM cũng cần có thêm linh kiện tạo nhiều mode ánh sáng từ mode cơ bản để tăng số lượng mode quang tham gia vào quá trình truyền dẫn. Có rất ít các linh kiện tạo nhiều mode quang như vậy được công bố như [9], [23]. Bên cạnh đó, các linh kiện định tuyến lựa chọn mode kênh ra (MSR) cũng hết sức quan trọng, trong việc chọn đường đi thích hợp cho các kênh dữ liệu, đến được các nút đích hoặc người sử dụng. Tận dụng hiệu ứng quang-nhiệt [44], trong việc điều khiển pha của tín hiệu khi truyền qua các ống dẫn sóng Silic [45], các linh kiện dịch pha quang nhiệt (TOPS) gia nhiệt bằng Titan (Ti) được sử dụng phổ biến trong các linh kiện MSR gần đây [46]-[49]. Tuy nhiên, NCS cùng các cộng sự đã khảo sát Oxit thiếc Indi (ITO), với khả năng hạn chế tối đa hiệu ứng plasmon so với Ti, giảm suy hao truyền dẫn cho các ống dẫn sóng Silic trong quá trình gia nhiệt. Từ đó, đề xuất các cấu trúc MSR với TOPS bằng ITO, tiết kiệm công suất tiêu thụ cho việc điều khiển hoạt động của linh kiện. Ngoài ra, các TOPS được đề xuất chỉ hoạt động ở hai trạng thái điều khiển ON/OFF cũng sẽ giúp cho việc điều khiển các linh kiện MSR trở nên linh hoạt hơn các linh kiện được điều khiển bởi nhiều mức công suất khác nhau (nhiều hơn hai mức) [46]-[49].

### **Đối tượng và mục tiêu nghiên cứu**

Từ việc khảo sát trên, đối tượng và mục tiêu nghiên cứu mà NCS sẽ thực hiện trong Luận án là đề xuất thiết kế các linh kiện quang tử MDM cơ bản, với hiệu năng quang bao gồm các thông số như I.L, Cr.T, PDL và độ rộng dải bước sóng hoạt động được cải thiện so với các linh kiện tương tự ở trong và ngoài nước, cụ thể như sau:

- Các linh kiện ghép/tách mode không phụ thuộc phân cực hỗ trợ các cặp mode kép (TE/TM) với băng thông siêu rộng, vừa nâng cao dung lượng truyền dẫn quang, vừa giải quyết được các trạng thái phân cực khác nhau của các mode dẫn khi truyền trong sợi quang.
- Các linh kiện có khả năng định tuyến lựa chọn mode kênh ra (MSR) sử dụng các TOPS tiết kiệm năng lượng, có khả năng điều khiển bởi chỉ hai trạng thái

ON hoặc OFF, giúp tiết kiệm được tài nguyên hệ thống và đảm bảo tính liên tục của dữ liệu đến các thiết bị đầu cuối, khi mà trí tuệ nhân tạo AI đang dần được tích hợp vào trong các khối điều khiển, với khả năng phân tích và đưa ra các giải pháp tối ưu cho hoạt động của các hệ thống kết hợp MDM-WDM.

- Các linh kiện tạo nhiều mode từ mode cơ bản đáp ứng cho nhu cầu dung lượng dữ liệu ngày càng tăng cho các hệ thống kết hợp MDM-WDM.

### **Phương pháp nghiên cứu**

- Lý thuyết: Khảo sát các bài báo trong và ngoài nước liên quan đến các linh kiện quang tử MDM, tổng hợp và đề xuất các thiết kế, cấu trúc quang tử có tính mới và hiệu năng quang nổi bật cho mục tiêu nghiên cứu. Tổng quan về sự truyền sóng của ánh sáng, các phương pháp mô phỏng sóng ánh sáng truyền trong linh kiện dẫn sóng, dẫn sóng SOI, các cấu trúc dẫn sóng phổ biến và các linh kiện quang tử cơ bản gồm chữ Y và MMI.

- Mô phỏng: sử dụng các phương pháp BPM và EIM được tích hợp trong công cụ Rsoft, đang được sử dụng tại phòng thí nghiệm, để khảo sát hiệu năng quang học của các linh kiện quang tử, đánh giá linh kiện đề xuất dựa trên sự so sánh với các linh kiện quang tử đã công bố trong và ngoài nước.

### **Các kết quả đạt được**

Trên cơ sở phương pháp nghiên cứu và mục tiêu đã đề ra, NCS và cộng sự đã thiết kế các linh kiện tích hợp quang tử (PIC) kích cỡ micro với hiệu năng quang cao, băng thông rộng, được chia thành các nhóm cụ thể như sau:

- 1) Thiết kế linh kiện ghép/tách hai và ba mode không phụ thuộc phân cực. Trong đó, cấu trúc dẫn sóng nón/đỉnh được tối ưu cho các linh kiện MMI và chữ Y để linh kiện tạo ra có thể dẫn được đồng thời cả hai phân cực TE và TM với hiệu năng quang cao.
- 2) Thực hiện các cơ chế giao thoa khác nhau trên các linh kiện MMI được mắc phân tầng, kết hợp với linh kiện chữ Y tạo ra các linh kiện MSR  $1 \times 3$  cho hai và ba mode phân cực TE. Các linh kiện tạo ra sử dụng TOPS gia nhiệt bằng ITO với

công suất tiêu thụ tương đối thấp và có khả năng điều khiển tối ưu chỉ bởi hai trạng thái điều khiển ON và OFF.

3) Ứng dụng cơ chế giao thoa tổng quát và đối xứng của linh kiện MMI cùng với khả năng chia đều công suất của linh kiện chữ Y đối xứng dưới điều kiện bất chiết suất hiệu dụng MEI, thiết kế các linh kiện tạo đồng thời hai và ba mode phân cực TE từ mode cơ bản  $TE_0$ .

### **Tổ chức luận án**

Luận án được chia thành bốn chương. Trong đó, Chương 1 tổng quan về một hệ thống MDM gồm các linh kiện quang tử cơ bản, cùng với sợi quang đa mode, đóng một vai trò tiềm năng trong việc kết hợp và nâng cao dung lượng truyền dẫn WDM đang bão hòa bởi định luật Shannon. Để xây dựng các linh kiện quang tử MDM này, Chương 1 trình bày nền tảng lý thuyết về sóng ánh sáng, từ đó xây dựng các phương pháp mô phỏng sự truyền sóng ánh sáng trong các dẫn sóng. Tiếp theo là cấu trúc dẫn sóng SOI, các linh kiện quang tử nền SOI cơ bản dùng để thiết kế các linh kiện tích hợp quang tử MDM được đề xuất trong các Chương 2, 3 và 4.

**Chương 1. Tổng quan về sự truyền sóng ánh sáng trong các linh kiện quang tử MDM nền SOI:** giới thiệu về các hệ thống thông tin quang cơ bản và sự giới hạn về băng thông, cũng như số lượng kênh truyền của hệ thống WDM đã chiếm lĩnh trên thế giới hàng thập kỉ qua. Trong các phương pháp đề xuất, kỹ thuật MDM sử dụng các linh kiện quang tử nền SOI đóng một vai trò hết sức tiềm năng trong việc nâng cao dung lượng truyền dẫn WDM. Mục tiếp theo là cơ sở lý thuyết về sự truyền sóng và các phương pháp mô phỏng sóng ánh sáng truyền trong các dẫn sóng. Sau đó là mô tả cấu trúc, ưu điểm của dẫn sóng nóc/đỉnh (rib/ridge) và hiệu ứng quang nhiệt của dẫn sóng SOI. Cuối cùng là phân tích sự truyền sóng của các linh kiện quang tử cơ bản (chữ Y và MMI) cùng với các thông số quan trọng để đánh giá hiệu năng quang học của linh kiện quang tử.

**Chương 2. Thiết kế linh kiện quang tử ghép/tách nhiều mode không phụ thuộc phân cực:** giải quyết vấn đề kết nối linh kiện quang tử MDM với sợi quang truyền dẫn ánh sáng có các trạng thái phân cực khác nhau. Dựa vào khả năng dẫn ánh sáng

ở hai trạng thái phân cực TE và TM của dẫn sóng nóc/đỉnh để thiết kế linh kiện ghép/tách cho hai cặp mode TE/TM, tạo bởi một linh kiện chữ Y và một linh kiện MMI. Linh kiện được tối ưu với hiệu năng quang tốt hơn so với linh kiện tương tự [36] và một số linh kiện ghép/tách cho hai mode TE khác. Trong khi linh kiện ghép/tách cho ba cặp mode, tạo bởi hai chữ Y bất đối xứng, ghép phân tầng nhau có hiệu năng quang tương đối cao so với linh kiện tương tự [41] cho ba mode TE. Cùng với sai số chế tạo cho phép, các linh kiện hoàn toàn có thể được chế tạo bởi các công nghệ chế tạo CMOS hiện tại.

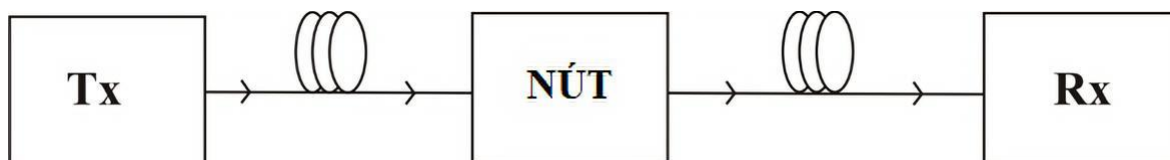
**Chương 3. Thiết kế linh kiện quang tử định tuyến lựa chọn mode MSR:** giúp nguồn dữ liệu được điều chuyển đến các điểm đích một cách hợp lí, trong các tình huống tắt nghẽn hoặc sự cố kênh truyền, đảm bảo tính liên tục dữ liệu cho khách hàng. Linh kiện được cải tiến từ các linh kiện ghép/tách mode sử dụng các linh kiện chữ Y và MMI, thông qua các linh kiện dịch pha (PS) được điều khiển chỉ bởi hai trạng thái ON/OFF, hay các TOPS công suất thấp điều khiển được bằng hiệu ứng quang nhiệt, hứa hẹn sẽ tạo ra các linh kiện định tuyến lựa chọn mode kênh ra (MSR) tiềm năng so với các linh kiện tương tự gần đây [46]-[49]. Công nghệ chế tạo CMOS hiện tại có khả năng chế tạo thành công các linh kiện MSR này để trở thành một trong các nhân tố quan trọng nhất trong hệ thống MDM.

**Chương 4. Thiết kế linh kiện quang tử tạo đồng thời nhiều mode quang:** có vai trò trong việc tạo ra nhiều mode ánh sáng tham gia vào quá trình truyền dẫn của hệ thống MDM, giúp nâng cao dung lượng của hệ thống WDM khi các hệ thống này kết hợp với nhau và thực hiện một trong các chức năng quan trọng là quảng bá thông tin. Các linh kiện tạo đồng thời hai và ba mode cũng được tạo thành từ các linh kiện MMI và chữ Y. Mô phỏng số BPM và EIM chứng tỏ, các linh kiện được tạo ra có hiệu năng quang tương tự hoặc tốt hơn linh kiện tạo đồng thời hai và ba mode đã được công bố [9], [23], cùng với sai số tương đối rộng, các linh kiện hoàn toàn có thể được chế tạo bởi công nghệ chế tạo CMOS hiện nay.

## CHƯƠNG 1

### TỔNG QUAN VỀ SỰ TRUYỀN SÓNG SÁNH SÁNG TRONG CÁC LINH KIỆN QUANG TỬ MDM NỀN SOI

#### 1.1 Tổng quan về một hệ thống thông tin quang



Hình 1.1. Khái quát một hệ thống thông tin quang.

Một hệ thống thông tin quang nói chung gồm các khối phát tín hiệu quang  $T_x$ , các nút trung chuyển, các khối nhận tín hiệu  $R_x$  và các đường truyền dẫn tín hiệu. Trong trường hợp hệ thống là thông tin sợi quang, đường truyền dẫn là sợi quang hoặc cáp quang có khả năng truyền thông tin trên các dải bước sóng chuẩn của thông tin quang. Đối với hệ thống truyền thông trên chip, các sợi quang được thay thế bằng các dẫn sóng quang với khoảng cách truyền ngắn hơn rất nhiều, vì vậy có thể tránh được những sai số không mong muốn, tuy nhiên hệ thống phải xử lý thông tin trên một phạm vi rất nhỏ, nên đòi hỏi sự tỉ mỉ trong thiết kế.

##### 1.1.1 Các kỹ thuật ghép kênh cơ bản trong thông tin quang

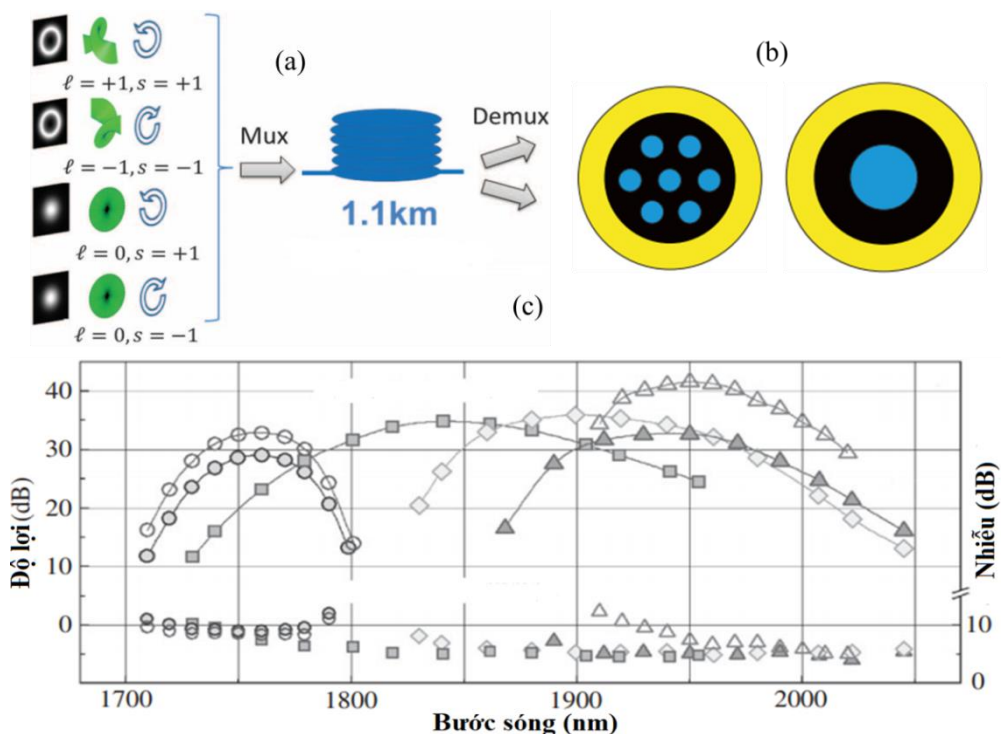
Trong thông tin liên lạc, ghép kênh là kỹ thuật ghép các nguồn dữ liệu khác nhau tại phía phát, vào chung một đường truyền để truyền dữ liệu đi xa và phân phối đến nhiều người sử dụng. Điều kiện là tốc độ của kênh truyền phải lớn hơn nhiều so với tốc độ của dữ liệu được truyền. Tùy thuộc vào kỹ thuật ghép kênh mà mỗi kênh truyền có thể là một khung với các khe thời gian bằng nhau (TDM), có thể là một nhóm các bước sóng/tần số ánh sáng liên kề nhau (WDM). Trong nhiều thập kỉ qua, kỹ thuật ghép kênh phân chia bước sóng, WDM đóng vai trò quan trọng trong hệ thống thông tin quang.

*Ghép kênh phân chia theo bước sóng (WDM).* Trong kỹ thuật này, mỗi bước sóng mang một kênh dữ liệu của TDM và một sợi quang đơn mode có thể mang rất nhiều bước sóng khác nhau đặc biệt trong dải băng C và L mà linh kiện khuếch đại quang EDFA có thể hỗ trợ. Với khoảng cách giữa các kênh bước sóng là 100 GHz,



kỹ thuật WDM có thể nâng dung lượng truyền dẫn lên gấp 64 lần so với kỹ thuật TDM. Dung lượng kênh còn tăng nhiều hơn nữa khi mà khoảng cách giữa các bước sóng được thu hẹp lại với kỹ thuật ghép kênh bước sóng mật độ cao DWDM.

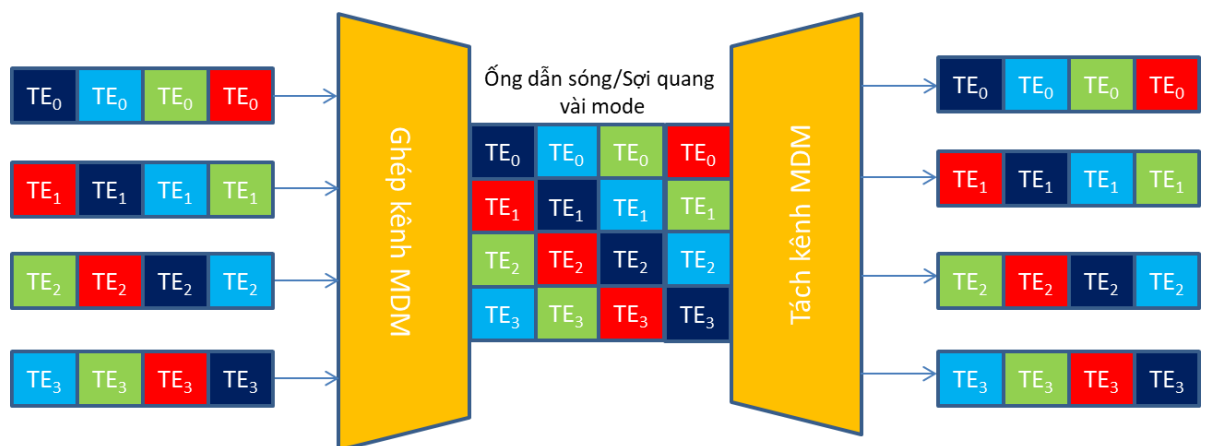
Sau một thời gian dài chiếm lĩnh, kỹ thuật WDM đã bị giới hạn về số lượng kênh ghép cũng như tốc độ của mỗi kênh bởi định luật Shannon [1]. Một số cách tiếp cận khác nhau để nâng cao dung lượng truyền dẫn của hệ thống WDM. Đầu tiên là tạo ra các mode cơ bản với mô men xoay khác nhau [4]-[6], tuy nhiên phương pháp này chỉ sử dụng mode cơ bản và sợi quang xoắn còn hạn chế về băng thông. Một hướng tiếp cận khác là chế tạo ra các sợi quang có băng thông mở rộng, một trong các loại sợi quang có tính chất như vậy là sợi quang tử lõi rỗng (HC-PBGF) [7]. Trong thực nghiệm, các tổn hao của sợi quang này tương đối cao, nếu vấn đề này được giải quyết triệt để, sẽ mở ra tiềm năng khai thác băng thông rộng của linh kiện khuếch đại quang sợi ở bước sóng dài hơn 2000 nm. Giải pháp khác là tạo ra các sợi quang đa lõi [7], vấn đề của giải pháp này là nhiễu xuyên âm giữa các lõi khi số



Hình 1.2. Các giải pháp cho WDM (a) quay phân cực mode cơ bản (b) Tạo ra sợi quang đa lõi/đa mode (c) Mở rộng băng thông sợi quang.

lượng lỗi tăng lên. Các công bố đã chứng tỏ nhiều xuyên âm cao hơn giới hạn cho phép ở khoảng cách truyền 10 km, ngoài ra việc tăng số lượng lõi sẽ tăng khối lượng sợi quang dẫn đến đứt gãy tại những vị trí có điều kiện không an toàn. Cuối cùng là tạo ra một hệ thống ghép kênh phân chia theo mode MDM, gồm các linh kiện tích hợp quang tử truyền trên các sợi quang đa mode [7], sao cho số lượng mode đủ lớn để đảm bảo nhiễu xuyên âm là tối thiểu. Các linh kiện tích hợp quang tử dựa trên nền SOI, được chế tạo bởi công nghệ CMOS sẽ hoàn toàn tương thích với các linh kiện điện tử trong các hệ thống WDM. Vì vậy, công nghệ MDM dựa trên các linh kiện quang tử nền SOI là một hướng nghiên cứu tiềm năng và bền vững, khi mà nó có khả năng phát triển trên các nền tảng công nghệ có sẵn của hệ thống WDM.

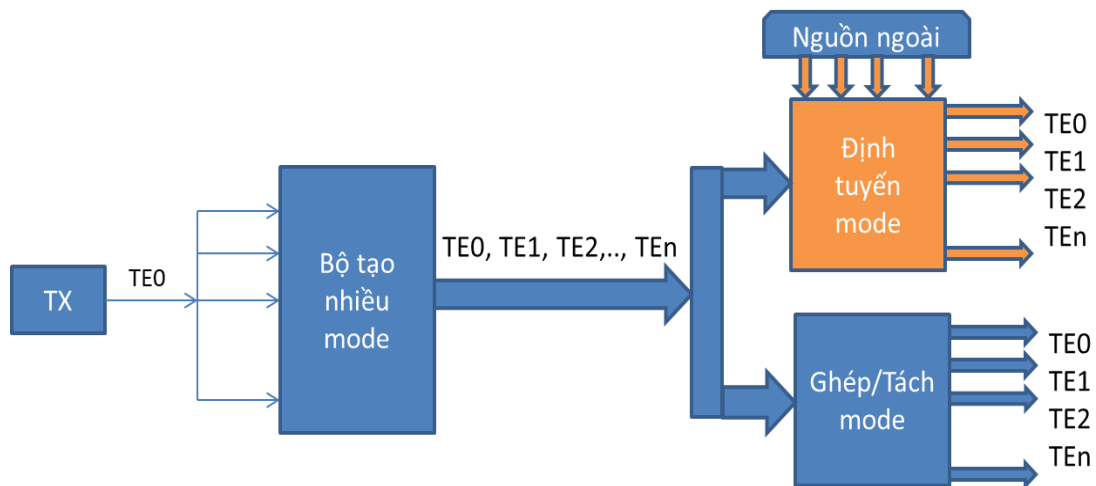
*Ghép kênh phân chia theo mode (MDM).* Tận dụng sự trực giao của các mode dẫn trong mỗi bước sóng ở WDM và áp dụng vào trong hệ thống thông tin quang. Như được mô tả ở Hình 1.3, với một bước sóng tận dụng được bốn mode khác nhau  $TE_0$ ,  $TE_1$ ,  $TE_2$  và  $TE_3$ , ghép trên cùng một dẫn sóng hoặc một sợi quang đa mode. Nếu có bốn bước sóng WDM được sử dụng, thì sự kết hợp giữa MDM với WDM này sẽ giúp tăng dung lượng cho hệ thống WDM lên bốn lần và thậm chí  $n$  lần nếu có  $n$  mode được dẫn. Như vậy, nhiệm vụ đặt ra của Luận án là thiết kế được các linh kiện MDM như vậy cho một hệ thống thông tin quang MDM cơ bản như Hình 1.3.



Hình 1.3. Mô tả kỹ thuật MDM cho bốn mode TE.

### 1.1.2 Hệ thống thông tin quang MDM

Một hệ thống thông tin quang ghép kênh phân chia theo mode (MDM) là hệ thống mà tại phía phát, các mode khác nhau của một bước sóng được ghép lại với nhau bởi một linh kiện ghép mode và được truyền đi trên một sợi quang hoặc một dẫn sóng mà có khả năng hỗ trợ tất cả các mode được dẫn. Tại các điểm trung chuyển, một số mode được định tuyến (bởi các linh kiện định tuyến mode) để chuyển đến các trạm phân phối dữ liệu yêu cầu đến người sử dụng, tại đây diễn ra quá trình ghép các mode quang chứa dữ liệu mới vào đường truyền trước đó và tiếp tục truyền đến các trạm trung chuyển khác. Tại điểm nhận, toàn bộ các mode được tách ra bởi linh kiện tách mode (ngược lại với linh kiện ghép mode) và tiếp tục định tuyến đến các khách hàng khác nhau. Ngoài ra, một linh kiện tạo ra nhiều mode khác nhau từ mode cơ bản, phân phối một nguồn dữ liệu đến nhiều người sử dụng trong chức năng quảng bá thông tin, hoặc các mode kênh vào có thể mang nhiều dữ liệu khác nhau, làm cho dung lượng hệ thống MDM tăng lên nhiều lần. Như vậy, một hệ thống MDM cơ bản sẽ gồm có các linh kiện ghép/tách mode, linh kiện định tuyến lựa chọn mode (MSR) và linh kiện tạo nhiều mode từ mode cơ bản (FM), các linh kiện này tạo nên một ứng dụng MDM cho mô hình quảng bá thông tin như Hình 1.4. Đây cũng chính là các đối tượng nghiên cứu chính trong Luận án này.



Hình 1.4. Một ứng dụng cho mô hình quảng bá thông tin của một hệ thống ghép kênh phân chia theo mode (MDM).

## 1.2 Sự truyền sóng ánh sáng trong môi trường định hướng

Từ những nhận định của các nhà khoa học về ánh sáng là một dạng của sóng điện từ. Đặc biệt là James Clert Maxwell, sau đó là Heinrich Rudolf Hertz, người đầu tiên đã dùng điện phát ra sóng điện từ, tạo ra các thiết bị thu phát sóng vô tuyến VHF và UHF. Ông là học trò của Helmholtz, người cũng đã dự đoán được phát xạ điện từ xuất phát từ phương trình của Maxwell. Chính vì vậy, để mô tả sóng ánh sáng, hệ phương trình của Maxwell trong miền thời gian được biến đổi sang phương trình truyền sóng của ánh sáng trong không gian và trong các môi trường định hướng dưới dạng phương trình của Helmholtz.

Để giảm độ phức tạp trong việc phân tích phương trình sóng, đầu tiên, hệ phương trình Maxwell được chuyển từ miền thời gian sang miền tần số như sau [50]:

$$\nabla \times E = -j\omega B = -j\omega\mu_0 H, \quad (1.1)$$

$$\nabla \times H = j\omega D = j\omega\epsilon E, \quad (1.2)$$

$$\nabla \cdot H = 0, \quad (1.3)$$

$$\nabla \cdot (\epsilon_r E) = 0, \quad (1.4)$$

Với giả thuyết rằng  $\mu_r = 1$  và  $\rho = 0$ ,

Giả sử ánh sáng truyền theo mọi hướng là như nhau. Gọi  $k_0$  là số sóng trong không gian tự do, ta có  $k_0^2 = \omega^2 \epsilon_0 \mu_0 = \omega^2 / c_0^2$  và  $k$  là số sóng trong môi trường dẫn với  $k = k_0 n = k_0 \sqrt{\epsilon_r}$  và  $\epsilon_r$  là hằng số thẩm điện trong môi trường truyền. Bằng cách áp dụng công thức giải tích vector cho điện trường và từ trường, ta tìm được phương trình truyền sóng của điện trường  $E$  theo Helmholtz sẽ là:

$$\nabla^2 E + k^2 E = 0 \quad (1.5)$$

Đối với từ trường,

$$\nabla^2 H + k^2 H = 0 \quad (1.6)$$

Về tổng quát phương trình Helmholtz cho từ trường và điện trường là giống nhau. Ta có thể triển khai một trong hai dạng để suy ra dạng còn lại.

Với các dẫn sóng quang có cấu trúc không thay đổi theo hướng  $z$ , thì đạo hàm của trường điện từ đối với tọa độ  $z$  là hằng số:

$$\frac{\partial}{\partial z} = -j\beta \quad (1.7)$$

trong đó,  $\beta$  là hằng số truyền và thành phần theo hướng  $z$  của số sóng  $k$ . Tỉ số giữa hằng số truyền trong môi trường  $\beta$  với số sóng trong chân không  $k_0$ , được gọi là chiết suất hiệu dụng:

$$n_{eff} = \frac{\beta}{k_0} \quad (1.8)$$

Khi  $\lambda_0$  là bước sóng trong chân không,

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} n_{eff} = \frac{2\pi}{\lambda_0 / n_{eff}} = \frac{2\pi}{\lambda_{eff}} \quad (1.9)$$

Với  $\lambda_{eff} = \lambda_0 / n_{eff}$  là thành phần theo hướng  $z$  của sóng trong môi trường.

Như vậy, chúng ta có thể tổng hợp lại phương trình Helmholtz cho điện trường (từ trường tương tự) trong môi trường định hướng là

$$\nabla_{\perp}^2 E + (k^2 - \beta^2)E = 0 \quad (1.10)$$

Hay

$$\nabla_{\perp}^2 E + k_0^2 (\epsilon_r - n_{eff}^2)E = 0 \quad (1.11)$$

trong đó

$$\nabla_{\perp}^2 = \partial^2 / \partial x^2 + \partial^2 / \partial y^2 \quad (1.12)$$

### 1.2.1 Sự tồn tại các phân cực của ánh sáng trong môi trường dẫn sóng

*Sự phân cực của ánh sáng.* Nghiệm của các phương trình (1.10) hay (1.11) là các thành phần điện trường và từ trường được giải theo các thành phần  $x$ ,  $y$  và  $z$ . Tuy nhiên, có thể quy các nghiệm này về các dạng tổng quát như sau:

Sóng điện ngang TE là khi mà các nghiệm có thành phần  $E_z = 0$  và thành phần  $H_z \neq 0$ .

Sóng từ ngang TM là khi mà các nghiệm có thành phần  $H_z = 0$  và thành phần  $E_z \neq 0$ .

Sóng điện từ ngang TEM là nghiệm khi mà cả hai thành phần  $E_z$  và  $H_z$  đều bằng 0. Ngược lại, khi cả hai thành phần này đều khác 0 thì trở thành các mode lai. Các

linh kiện quang tử được thiết kế trong luận án chỉ hỗ trợ các sóng ánh sáng phân cực TE và TM, sự tồn tại của chúng phụ thuộc vào đặc điểm của môi trường dẫn sóng được trình bày sau đây.

*Điều kiện tồn tại các phân cực ánh sáng trong môi trường dẫn sóng.* Một dẫn sóng ba lớp với  $n_1 > n_2 > n_3$  như Hình 1.5, với hướng truyền của ánh sáng dọc theo trục  $z$ . Góc tới  $\theta$  của ánh sáng lan truyền được so sánh với các góc tới hạn tại hai giao diện trên và dưới gồm [51]:

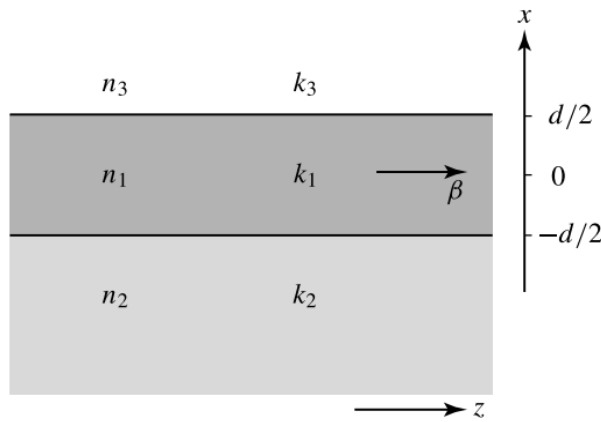
$$\theta_{c2} = \sin^{-1} \frac{n_2}{n_1} \text{ và } \theta_{c3} = \sin^{-1} \frac{n_3}{n_1} \quad (1.13)$$

mà  $\theta_{c2} > \theta_{c3}$  vì  $n_2 > n_3$ .

Với  $\theta > \theta_{c2} > \theta_{c3}$ , ánh sáng lan truyền trong dẫn sóng sẽ phản xạ toàn phần tại hai giao diện. Các mode dẫn sẽ tồn tại ở điều kiện cộng hưởng, khi mà sóng tới và sóng phản xạ giao thoa và tạo ra hiện tượng sóng đứng với tổng pha dịch là:

$$2k_1 d \cos \theta + \varphi_2(\theta) + \varphi_3(\theta) = 2m\pi \quad (1.14)$$

trong đó,  $2k_1 d \cos \theta$  là tổng pha của số sóng tự do của ánh sáng tới và phản xạ trong toàn bộ chiều dài  $d$  của dẫn sóng,  $\varphi_2(\theta)$  và  $\varphi_3(\theta)$  là pha dịch do phản xạ tại hai giao diện.  $m$  thể hiện số bậc của mode truyền,  $m = 0$  thì mode lan truyền là mode cơ bản,  $m = 1$  sẽ là mode bậc 1... Góc tới  $\theta$  phụ thuộc vào sự phân cực của ánh sáng lan truyền. Sóng phân cực TE và TM sẽ có nghiệm khác nhau trong (1.14), dẫn đến  $\beta_m$  của các ánh sáng phân cực này cũng khác nhau đối với một giá trị  $m$  bất kì.



Hình 1.5. Dẫn sóng phiến ba lớp.

### 1.2.2 Các phương pháp mô phỏng sự lan truyền của ánh sáng

Sau khi chuyển hệ phương trình của Maxwell thành phương trình truyền sóng ánh sáng trong môi trường định hướng (Helmholtz), dạng không phụ thuộc thời gian. Một số phương pháp tiêu biểu, mô tả dạng sóng của ánh sáng truyền bên trong các cấu trúc dẫn sóng được đề xuất. Đầu tiên là giải phương trình truyền sóng của Helmholtz bằng phương pháp sai phân hữu hạn trong miền tần số (FDFD) [52], tiếp theo là phương pháp truyền tia (BPM) [53], có thể dễ dàng mở rộng đến dạng vector cho cả hai mode TE và TM. Cuối cùng là phương pháp chiết suất hiệu dụng (EIM) [54]. Bên cạnh FDFD, FDTD sử dụng linh kiện nhớ cũng như thời gian tính toán là khá lớn. Trong phương pháp này, đa phản xạ và nhiễu xạ trên toàn bộ đường dẫn không được tính toán, góc truyền bị giới hạn ở  $45^\circ$  theo hướng cận trục [55]. Trong khi, phương pháp FDFD đã có thể giải nghiệm cho các hệ thống tuyến tính nhanh hơn so với phương pháp FDTD, đặc biệt thể hiện độ chính xác cao đối với các mode bậc cao [56]-[58]. Mặt khác, phương pháp BPM với tiếp cận sai phân hữu hạn FD-BPM, đã giúp xác định được sự tiến triển của mô hình trường ánh sáng trong không gian dẫn sóng dạng lưới 2D hoặc 3D [59], trở thành công cụ hỗ trợ cho việc nghiên cứu thiết kế linh kiện tích hợp quang tử (PIC) trong thời gian qua [60], [61]. Sự hiệu quả của BPM khi kết hợp với EIM, chuyển các cấu trúc 2D của dẫn sóng nóc/đỉnh (rib/ridge) về dạng 1D, để đơn giản trong việc xác định chiết suất hiệu dụng, cũng như phân tích truyền sóng cho các mode ánh sáng phân cực TE và TM, tạo ra các linh kiện quang tử có khả năng đáp ứng cho các ứng dụng của một hệ thống MDM thực tế [62], [63].

Hầu như các cấu trúc ghép/tách mode được công bố bởi các tác giả trong nước, đều sử dụng phương pháp truyền tia BPM kết hợp với phương pháp chiết suất hiệu dụng EIM để thiết kế. Một số cấu trúc sử dụng phương pháp BPM [26], [27], [40], [41], trong khi một số ít còn lại sử dụng phương pháp sai phân hữu hạn trong miền thời gian FDTD [28], [29], [64]. Các phương pháp BPM và EIM được tích hợp vào trong phần mềm RSoft ([BeamPROP Beam Propagation Method Software -RSoft Photonic Device Tools | Synopsys Photonic Solutions](#)) và được trang bị tại phòng

thí nghiệm của Học Viện. Trong mục này, để đơn giản phân trình bày các phương pháp mô phỏng BPM và EIM, sự phân cực của ánh sáng được bỏ qua, các đặc tính của vật liệu được đơn giản hóa, ví dụ như tính đẳng hướng, tuyến tính. Ngoài ra, các trường có sự chồng chập của biến thể pha, chẳng hạn như trong trường hợp truyền sóng trong các linh kiện giao thoa đa mode MMI và linh kiện chữ Y, sự truyền sóng được lí tưởng bằng cách loại bỏ các yếu tố không mong muốn và được mô tả trong không gian 2D.

*Phương pháp truyền tia BPM.* BPM về cơ bản là một cách tiếp cận cụ thể để ước lượng phương trình sóng chính xác cho các sóng đơn sắc, và giải các phương trình kết quả bằng phương pháp số. Cách tiếp cận cơ bản được minh họa bằng cách xây dựng vấn đề dưới những hạn chế của trường vô hướng (tức là bỏ qua các hiệu ứng phân cực) và tính cận trực (tức là sự lan truyền bị hạn chế trong phạm vi góc hẹp) mà có thể bị loại bỏ. Giả thiết phương trình Helmholtz cho phép phương trình sóng đơn sắc được viết dưới dạng [53]:

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial z^2} + k(x, y, z)^2 \phi = 0 \quad (1.15)$$

Mà điện trường vô hướng có dạng là  $E(x, y, z, t) = \phi(x, y, z)e^{-i\omega t}$

Sự biến đổi nhanh của trường là sự biến đổi pha chủ yếu dọc theo hướng truyền  $z$ . Việc giải quyết vấn đề thay đổi nhanh bằng cách tạo ra một trường thay đổi chậm khi đặt hàm:

$$\phi(x, y, z) = u(x, y, z)e^{i\bar{k}z} \quad (1.16)$$

Ở đây  $\bar{k}$  là một số không đổi được chọn để đại diện cho sự biến thiên pha trung bình của trường  $\phi$  và được gọi là số sóng tham chiếu. Số sóng tham chiếu thường được biểu thị dưới dạng chiết suất hiệu dụng tham chiếu  $\bar{n}$ , thông qua  $\bar{k} = k_0 \bar{n}$ . Đưa biểu thức trên vào phương trình sóng của Helmholtz, phương trình mới được tạo ra như sau:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial z^2} + 2i\bar{k} \frac{\partial u}{\partial z} + \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} + (k^2 - \bar{k}^2)u = 0 \quad (1.17)$$



Lúc này, phương trình Helmholtz được biểu diễn dưới dạng hàm  $u$ . Giả sử rằng, sự biến đổi của  $u$  với  $z$  là đủ chậm, xem như là không đổi để biểu thức đạo hàm cấp hai đầu tiên có thể được lược bỏ. Với giả định này và sau khi sắp xếp lại, phương trình trên rút gọn thành:

$$\frac{\partial u}{\partial z} = \frac{i}{2k} \left( \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} + (k^2 - \bar{k}^2)u \right) \quad (1.18)$$

Đây là phương trình BPM cơ bản ba chiều (3-D). Với trường  $u(x, y, z = 0)$ , phương trình trên xác định sự tiến triển của trường trong không gian  $z > 0$ , và được số hóa trên một lưới dọc theo trục  $z$  trên một dải bước sóng như một sự thể hiện hiệu quả của kỹ thuật phân tích này. Phương trình (1.18) được tối giản thành hai chiều (2-D) bằng cách lược bỏ sự phụ thuộc vào  $y$ . Việc biến đổi xấp xỉ đường bao giới hạn đến các trường, chủ yếu truyền dọc theo trục  $z$ , và sẽ chính xác hơn nếu tỉ lệ thay đổi các chỉ số kết hợp với sự tương phản chiết suất hiệu dụng và góc truyền, thông qua việc mở rộng góc hai chiều BPM cho (1.18). Điều này được thực hiện bằng phương pháp tiếp cận sai phân hữu hạn dựa trên sơ đồ Crank – Nicolson [59], mà được ký hiệu là FD-BPM. Trong cách tiếp cận sai phân hữu hạn này, trường trong phương ngang mặt phẳng  $x$  được biểu diễn tại các điểm rời rạc trên lưới, và tại mặt phẳng rời rạc theo hướng lan truyền  $z$ . Với trường tùy ý ở một mặt phẳng  $z$ , mục tiêu là suy ra được phương trình số xác định trường tại mặt phẳng  $z$  tiếp theo. Bước nhân giống sơ cấp này sau đó được lặp lại để xác định trường trong toàn bộ cấu trúc. Để đơn giản, trường sẽ được biểu diễn trong mặt phẳng  $(x, z)$  sau đây.

Đặt  $u_i^n$  biểu thị cho trường tại các điểm lưới  $i$  (ngang theo trục  $x$ ) và mặt phẳng  $n$  (dọc theo trục  $z$ ) và giả sử rằng các điểm lưới này cách đều nhau trên các khoảng cách  $\Delta x$  và  $\Delta z$  tương ứng (2D-BPM). Trong phương pháp Crank -Nicolson, (1.18) biểu diễn sai phân hữu hạn của các trường sóng giữa mặt phẳng  $n$  đã biết  $u_i^n$  và mặt phẳng  $n + 1$  chưa biết  $u_i^{n+1}$  như sau:

$$\frac{u_i^{n+1} - u_i^n}{\Delta z} = \frac{i}{2k} \left( \frac{\delta^2}{\Delta x^2} + \left( k(x_i, z_{n+1/2})^2 - \bar{k}^2 \right) \right) \frac{u_i^{n+1} + u_i^n}{2} \quad (1.19)$$

với  $\delta^2$  biểu diễn toán tử vi phân bậc hai tiêu chuẩn:  $\delta^2 u_i = (u_{i+1} + u_{i-1} - 2u_i)$  và  $z_{n+1/2} \equiv z_n + \Delta z / 2$ . Phương trình trên có thể được sắp xếp lại thành một phương trình ma trận tam giác cho các trường chưa biết  $u_i^{n+1}$  như sau:

$$a_i u_{i-2}^{n+1} + b_i u_{i-1}^{n+1} + c_i u_i^{n+1} = d_i \quad (1.20)$$

Với các hệ số được xác định với các điều kiện thích hợp ban đầu tại các điểm biên  $i = 1$  và  $N$ , phương trình trên được thay thế bởi một hệ phương trình tuyến tính với số phương trình bằng số mẫu cần tìm. Việc lựa chọn các điều kiện này là rất quan trọng, vì một lựa chọn không phù hợp có thể dẫn đến sự phản xạ không tự nhiên của ánh sáng tới trên các biên. Ví dụ việc yêu cầu các trường ánh sáng biến mất trên các biên là chưa đủ, điều này tương đương với việc đặt các bức tường phản xạ hoàn toàn cho ánh sáng ở rìa miền mà không có một sự bức xạ nào.

*Phương pháp chiết suất hiệu dụng (EIM).* Phương pháp chiết suất hiệu dụng dựa trên phương trình sóng Helmholtz dạng 2D [54], đầu tiên giả định các trường chủ yếu  $E_x$  và  $H_y$  là các thành phần điện từ ngang vượt trội so với các thành phần khác và được truyền trong một dẫn sóng dạng nóc/đỉnh. Để đơn giản việc phân tích, đầu tiên giả thiết  $E_x = 0$  và các chỉ số truyền sóng xem như không đổi theo hướng truyền. Khi đó từ trường với hệ số sóng  $k$  phân bố theo hàm chiết suất  $n(x,y)$  có dạng như (1.21).

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_y}{\partial y^2} + [k^2 n^2(x,y) - \beta^2] H_y = 0 \quad (1.21)$$

Giả thiết rằng thành phần từ trường  $H_y(x,y)$  có thể được biểu diễn tách biệt của các biến độc lập như sau:

$$H_y(x,y) = X(x)Y(y) \quad (1.22)$$

Thế phương trình (1.22) vào phương trình (1.21) và chia hai vế cho  $X(x)Y(y)$ , ta được:

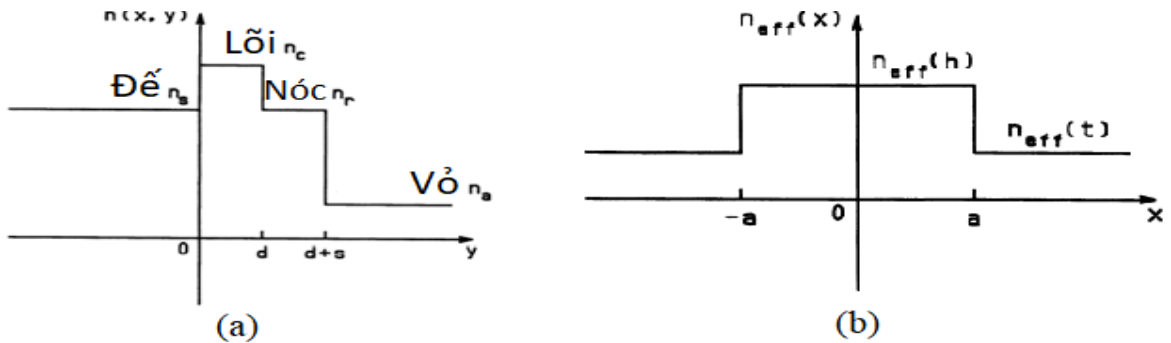
$$\frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + \frac{1}{Y} \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} + [k^2 n^2(x,y) - \beta^2] = 0 \quad (1.23)$$

Ở đây, phương trình (1.23) được thêm bớt giá trị độc lập với  $y$  là  $k^2 n_{eff}^2(x)$  và được phân thành hai phương trình như sau:

$$\frac{1}{Y} \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} + [k^2 n^2(x, y) - k^2 n_{eff}^2(x)] = 0 \quad (1.24)$$

$$\frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + [k^2 n_{eff}^2(x) - \beta^2] = 0 \quad (1.25)$$

$n_{eff}(x)$  được gọi là sự phân bố chiết suất hiệu dụng theo hướng  $x$  và cần được xác định. Điều kiện biên bắt buộc cho (1.24) là  $\partial H_y / \partial y$  phải liên tục tại  $y = 0, d$  và  $d + s$ , hay  $\partial Y / \partial y$  liên tục tại các điều kiện biên phụ thuộc  $x$  (1.26), từ đó giải phương trình dẫn sóng phiến bốn lớp theo Hình 1.6 (a) để tìm được sự phụ thuộc  $n_{eff}(x)$  theo trục  $x$  ở Hình 1.6 (b). Sau đó hằng số truyền  $\beta$  (1.25) được xác định thông qua việc giải phương trình dẫn sóng phiến đối xứng ba lớp theo Hình 1.6 (b). Như vậy, việc phân tích truyền sóng trong ống dẫn sóng 2D được chuyển về việc tìm nghiệm trong không gian 1D.



Hình 1.6. (a) Sự biến đổi chiết suất thực của hàm  $n(x, y)$ -2D, (b) Nghiệm của chiết suất  $n_{eff}(x)$ -1D.

$$s = \begin{cases} h & 0 \leq |x| \leq a \\ t & |x| > a \end{cases} \quad (1.26)$$

Trên thực tế, sự kết hợp của BPM và EIM giúp cho việc khảo sát sai số chế tạo của linh kiện có thể nhỏ hơn  $\pm 1 \text{ nm}$  [32]. Các trường điện từ của các mode dẫn được mô tả trực quan, tiến triển từ kênh vào đến kênh ra của các linh kiện quang tử, trên các lưới được thiết lập mặc định  $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0,02 \mu\text{m}$ .

### 1.3 Linh kiện quang tử nền SOI

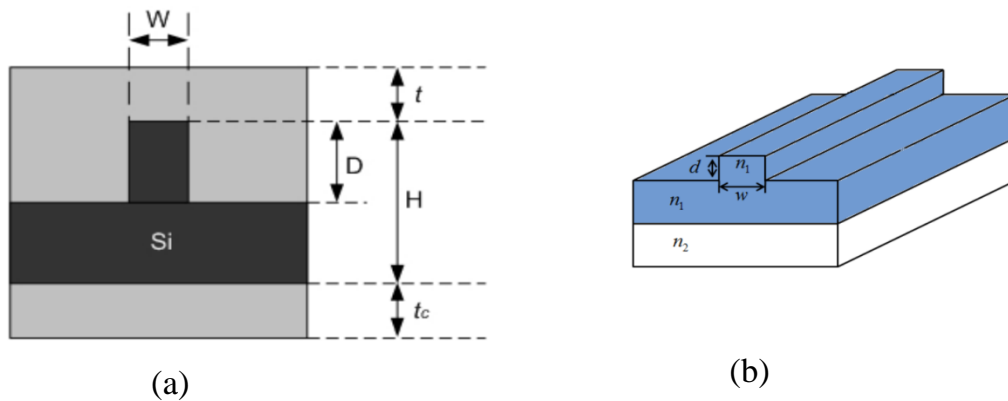
Các linh kiện quang tử Silic thường được chế tạo từ bán dẫn SOI [11], có dạng hình trụ và được phân thành ba lớp như Hình 1.7, trong đó, lớp  $SiO_2$  nằm ở giữa lớp đế Silic và một lớp mỏng Silic ở trên cùng. Để Silic đóng vai trò như một giá đỡ cơ học trong cấu trúc này,  $SiO_2$  có chiết suất hiệu dụng thấp hơn Silic là lớp phủ để cách ly lớp lõi với lớp đế. Các linh kiện quang tử được xây dựng trên bán dẫn SOI, sẽ có lợi thế so với các vật liệu khác nhờ khả năng sử dụng công nghệ chế tạo CMOS để tạo ra các linh kiện tích hợp quang tử với số lượng lớn và chi phí thấp [12], [13], [14]. Ngoài ra, sự chênh lệch chiết suất tương đối lớn giữa Silic và  $SiO_2$  sẽ làm cho tia sáng với góc tới nhỏ vẫn có khả năng phản xạ hoàn toàn bên trong lõi dẫn Silic và hầu như không bị phát xạ ra ngoài.



Hình 1.7. Minh họa mặt cắt của một bán dẫn SOI.

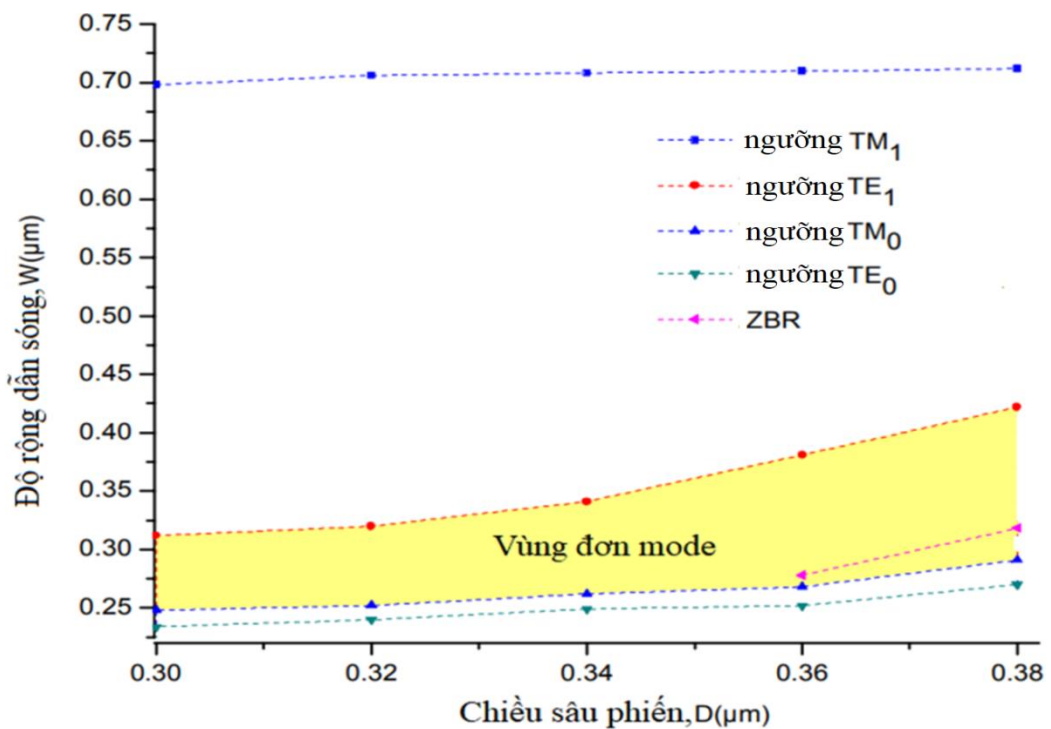
#### 1.3.1 Cấu trúc dẫn sóng cho linh kiện quang tử

Từ bán dẫn SOI, công nghệ CMOS tạo ra các dẫn sóng với cấu trúc khác nhau [12]. Trong các dẫn sóng này thì hai cấu trúc phổ biến nhất được sử dụng là dẫn sóng dải (strip) và nóc/đỉnh (rib/ridge). Tuy nhiên, số lượng các linh kiện quang tử

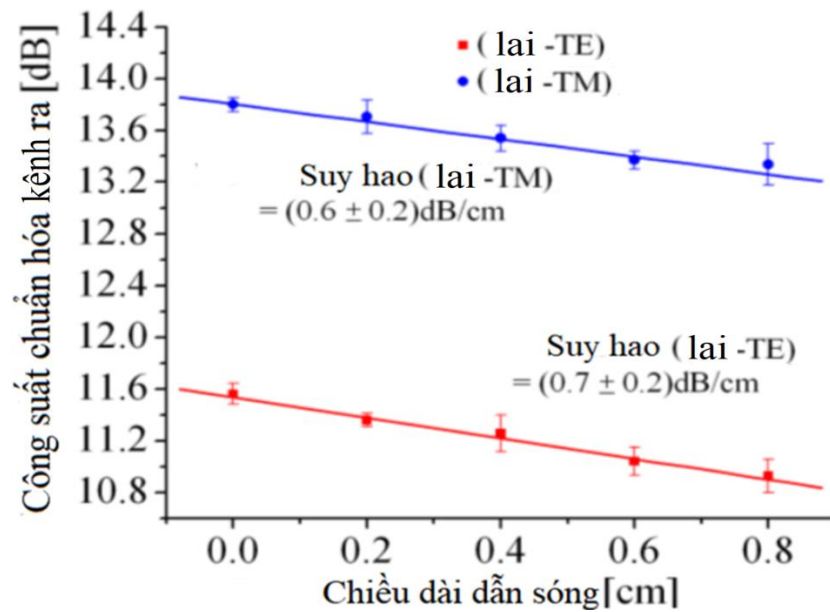


Hình 1.8. Dẫn sóng nóc/đỉnh (a) 2D, (b) 3D.

ghép/tách mode sử dụng kiểu dẫn sóng dải là không nhiều [31], [35], [38], [41] so với các linh kiện này sử dụng dẫn sóng nóc/đỉnh (rib/ridge) [23], [32], [36], [38], [63], [84]. Có hai lí do để cấu trúc nóc/đỉnh chiếm ưu thế hơn cấu trúc dải trong việc thiết kế các linh kiện quang tử. Lí do thứ nhất, đã có những khảo sát chứng tỏ cấu trúc dẫn sóng nóc/đỉnh có suy hao quang thấp hơn cấu trúc dải, như một ví dụ ở [67] cho thấy, suy hao đường truyền của dẫn sóng dải và nóc/đỉnh lần lượt là  $6.4 \pm 1.4 \text{ dB/cm}$  và  $0,4 \pm 0,3 \text{ dB/cm}$  tại bước sóng  $1300 \text{ nm}$ , hoặc dẫn sóng nóc/đỉnh ở công bố [68] có suy hao đường truyền là  $1.46 \pm 0,2 \text{ dB/cm}$  ( $3770 \text{ nm}$ ), tốt hơn so với suy hao của dẫn sóng dải ( $3\text{-}5 \text{ dB/cm}$ ) tại cửa sổ bước sóng  $3800 \text{ nm}$  [69], [70]. Lí do thứ hai, cấu trúc nóc/đỉnh có khả năng hỗ trợ cả hai phân cực TE và TM [65]. (Hình 1.9), với suy hao đường truyền rất thấp,  $0,6 - 0,7 \text{ dB/cm}$  (Hình 1.10) tại  $3390 \text{ nm}$  cho cả hai phân cực này [66].



Hình 1.9. Tính lưỡng chiết cân bằng của dẫn sóng nóc/đỉnh cho mode TE và TM trong vùng đơn mode, với  $H = 400 \text{ nm}$  và  $\lambda = 1550 \text{ nm}$  [65].

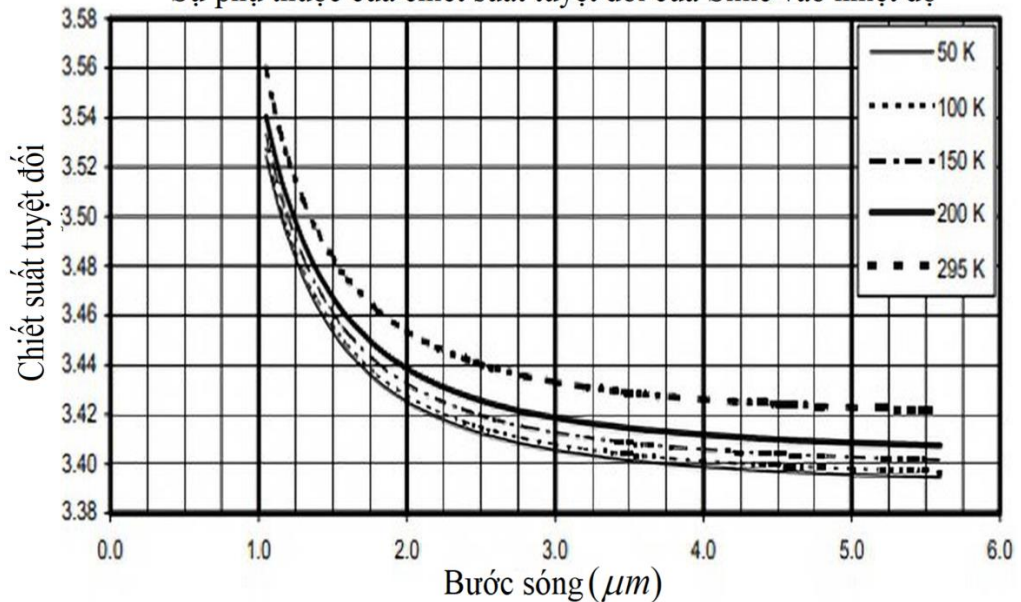


Hình 1.10. Suy hao truyền tương đương nhau của hai mode ánh sáng phân cực TE và TM được khảo sát trên dẫn sóng nóc/đỉnh [66].

### 1.3.2 Hiệu ứng quang-nhiệt trong dẫn sóng SOI

Một điểm hết sức quan trọng trong việc tính toán lan truyền sóng trong các dẫn sóng SOI, đó là chiết suất của vật liệu dẫn sóng Silic phụ thuộc vào bước sóng của ánh sáng được dẫn và nhiệt độ môi trường tác động lên Silic. Sự phụ thuộc này

Sự phụ thuộc của chiết suất tuyệt đối của Silic vào nhiệt độ



Hình 1.11. Chiết suất tuyệt đối của Silic được đo như một hàm số của bước sóng đối với các mức nhiệt độ khác nhau [44].

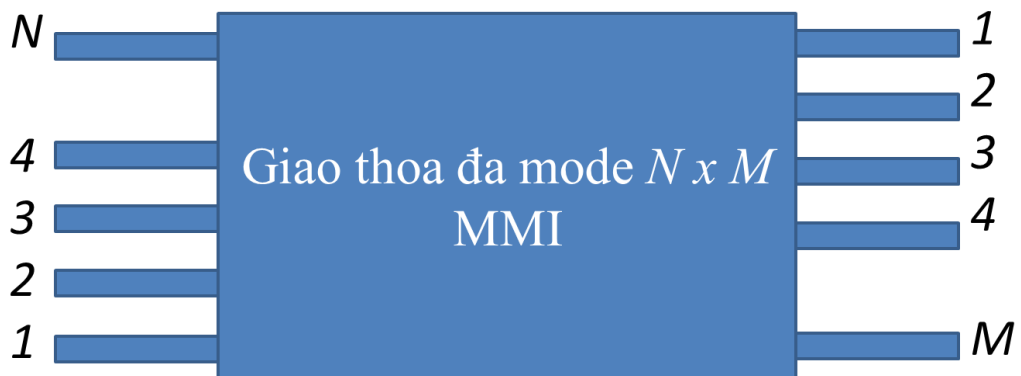
được xây dựng dựa trên mô hình kinh điển của Sellmeier [44]. Trong lịch sử, sự tiếp cận theo mô hình này đã đạt được thành công nhất định đối với nhiều vật liệu khác nhau, mặc dù các phép đo đối với chiết suất thực nghiệm còn rời rạc trên một dải rộng của nhiệt độ và bước sóng. Theo thời gian, mô hình được cải tiến và hoàn thiện dần. Trong đó, một mô hình cải tiến được phát triển bởi hệ thống đo CHARMS [44], thực hiện phép đo trực tiếp chiết suất của vật liệu với số lượng lớn các mẫu, trên một dải các phạm vi đo lường hoàn chỉnh của bước sóng và nhiệt độ. Chiết suất của Silic được đo trên dải bước sóng từ  $1.1 \mu\text{m}$  đến  $5.6 \mu\text{m}$  và nhiệt độ từ  $50 \text{ K}$  đến  $300 \text{ K}$  cho hai mẫu kiểm tra đều thu được các số liệu bằng nhau. Phân bố chiết suất này được vẽ đồ thị trên Hình 1.11. Các kết quả khảo sát cho  $\text{SiO}_2$  và không khí cũng được áp dụng tương tự từ mô hình của Sellmeier [71]-[73].

#### 1.4 Một số linh kiện quang tử nền SOI cơ bản

Phần này sẽ trình bày nguyên lý hoạt động của hai linh kiện quang tử cơ bản là linh kiện giao thoa đa mode MMI và linh kiện chữ Y. Chúng là các thành phần quan trọng để tạo nên các linh kiện quang tử MDM trong Luận án. Việc phân tích dẫn sóng trong các cấu trúc này dựa vào hai phương pháp BPM và EIM.

##### 1.4.1 Linh kiện giao thoa đa mode MMI

Các linh kiện giao thoa đa mode MMI là một trong những nhân tố đóng vai trò hết sức quan trọng để tạo nên các linh kiện quang tử trong hệ thống MDM, từ khi các linh kiện này thực hiện các ma trận chuyển đổi theo Bachmann [74]. Vai trò này được thể hiện rõ trong các linh kiện quang tử của các nhóm tác giả trong nước



Hình 1.12. Biểu diễn hai chiều của ống dẫn sóng giao thoa đa mode.

[32], [38], [39] và ngoài nước [23], [30], [31], [33], [84]. Các linh kiện này có số lượng kênh dẫn sóng vào và ra tương ứng là  $N$  và  $M$ , nên được gọi là các linh kiện  $N \times M$  MMI. Ảnh kênh ra được tạo từ ảnh gốc ở kênh vào tuân theo một quy luật của biên độ và pha [74]. Các ảnh ở các vị trí kênh ra khác nhau, cũng sẽ thay đổi khác nhau theo chiều dài và chiều rộng của MMI. Việc phân tích dựa trên biểu diễn 2- $D$  (trục  $y$  và  $z$ ) của ống dẫn sóng đa mode như Hình 1.12, mà có thể thu được từ ống dẫn sóng đa mode 3- $D$  thực tế bằng phương pháp chiết suất hiệu dụng EIM.

Để đi tìm mối liên hệ giữa ảnh được tạo ra và ảnh gốc, đầu tiên một phân bố trường  $\varphi(y, z)$  được kích thích tại mặt phẳng  $z = 0$  của linh kiện MMI, ảnh của nó tạo ra tại chiều dài  $z = L$  sẽ là [75]:

$$\varphi(y, L) = \exp(-j\beta_0 L) \sum_{v=0}^{m-1} \gamma_v(y, 0) \exp\left[ j \frac{v(v+2)\pi}{3L_\pi} L \right] \quad (1.27)$$

Có thể nhận thấy rằng, ảnh tạo ra phụ thuộc vào chiều dài của linh kiện MMI. Để dễ phân tích, ta sẽ xem xét nhân tố pha của mode bậc  $v$  ở (1.27) như sau:

$$\exp\left[ j \frac{v(v+2)\pi}{3L_\pi} L \right] \quad (1.28)$$

trong đó,  $L_\pi$  là nửa chiều dài phách của hai mode bậc thấp nhất:

$$L_\pi = \frac{4n_e W_{eff}^2}{3\lambda} \quad (1.29)$$

*Giao thoa tổng quát.* Bằng cách kiểm tra (1.28), ta có thể thấy rằng  $\varphi_v(y, L)$  sẽ là một ảnh của  $\varphi_v(y, 0)$  nếu :

$$L = p(3L_\pi) \text{ với } p = 0, 1, 2, \dots \quad (1.30)$$

các mode chẵn sẽ cùng pha và các mode lẻ sẽ ngược pha. Do tính đối xứng  $\varphi_v(-y) = \varphi_v(y)$  khi  $v$  chẵn,  $\varphi_v(-y) = -\varphi_v(y)$  khi  $v$  lẻ, giao thoa tạo ra lần lượt là ảnh soi gương và trực tiếp của ảnh ban đầu như Hình 1.13 với  $p$  biểu thị tính chất chu kỳ của ảnh được tạo dọc theo ống dẫn sóng đa mode. Ngoài các ảnh đơn ở khoảng cách được cho bởi (1.30), nhiều ảnh cũng có thể được tìm thấy. Trước tiên chúng ta hãy xem xét các ảnh thu được ở một nửa khoảng cách của (1.30):



$$L = \frac{p}{2}(3L_\pi) \text{ với } p = 1, 3, 5, 7 \dots \quad (1.31)$$

Trường ở các độ dài này được tìm thấy bằng cách thay thế (1.31) vào (1.27) trở thành:

$$\varphi(y, \frac{p}{2}3L_\pi) = \sum_{v=0}^{m-1} \alpha_v \gamma_v(y) \exp \left[ jv(v+2)p \left( \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (1.32)$$

với  $p$  là một số nguyên lẻ.

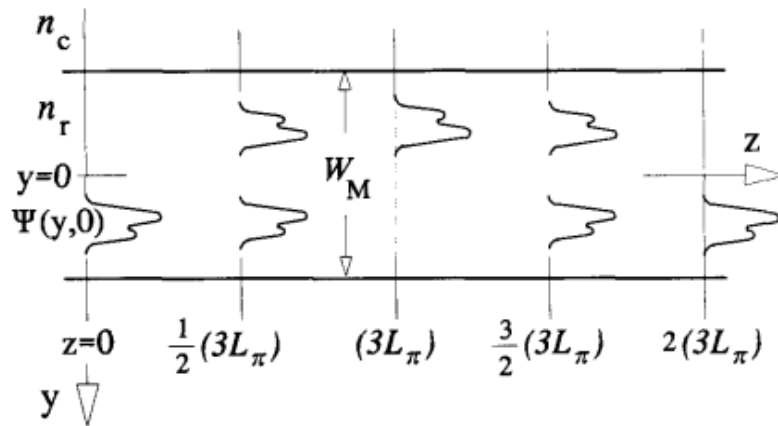
Xét đến đặc tính của  $v(v+2)$  chẵn lẻ và tính đối xứng phụ thuộc sự tương ứng chẵn lẻ của  $v$  như đã đề cập, (1.32) có thể được viết như sau:

$$\begin{aligned} \varphi(y, \frac{p}{2}3L_\pi) &= \sum \alpha_v \gamma_v(y) + \sum (-j)^p \alpha_v \gamma_v(y) = \\ &= \frac{1+(-j)^p}{2} \gamma(y, 0) + \frac{1-(-j)^p}{2} \gamma(-y, 0) \end{aligned} \quad (1.33)$$

Phương trình cuối cùng biểu thị một cặp ảnh  $\varphi(y, 0)$ , theo phương trình bậc hai với biên độ  $1/\sqrt{2}$ , ở khoảng cách  $z = 1/2(3L_\pi), 3/2(3L_\pi), \dots$  như thể hiện trong Hình 1.13. Trên cơ sở những khám phá này, tổng quát cho sự tạo  $N$  ảnh tại khoảng cách  $L$  của MMI như sau:

$$L = \frac{p}{N}(3L_\pi) \quad (1.34)$$

trong đó, đó  $p \geq 0$  và  $N \geq 1$  cùng nguyên dương và là hai số nguyên tố cùng nhau.



Hình 1.13. Dẫn sóng đa mode tạo ảnh của trường kênh vào  $\varphi(y, 0)$ : một ảnh đơn tại  $(3L_\pi)$ , một ảnh trực tiếp tại  $2(3L_\pi)$ , ảnh đôi tại  $1/2(3L_\pi)$  và  $3/2(3L_\pi)$ .

$N$  ảnh giống nhau được tạo sẽ có biên độ  $1/\sqrt{N}$ . Cơ chế giao thoa này cho phép tạo ra các linh kiện ghép quang ma trận  $N \times N$ . Trường hợp ngắn nhất là  $p = 1$ . Khi đó, quan hệ về pha liên kết  $\phi_{rs}$  của ảnh giữa kênh ra thứ  $r$  và kênh vào thứ  $s$  của linh kiện  $N \times N$  MMI được định nghĩa như sau [74]:

$$\phi_{rs} = \frac{\pi}{4N}(r-s)(2N-r+s) + \pi + \phi_0, \text{ cho } r+s \text{ chẵn} \quad (1.35)$$

và

$$\phi_{rs} = \frac{\pi}{4N}(r+s-1)(2N-r-s+1) + \phi_0, \text{ cho } r+s \text{ lẻ} \quad (1.36)$$

*Giao thoa đối xứng.* Sự kích thích có chọn lọc thông qua các bội số của  $v(v+2)$ , cho phép các cơ chế giao thoa mới thông qua các chu kỳ ngắn hơn của hệ số pha mode (1.28).

Về nguyên tắc, các linh kiện tách  $N$  đường quang có thể được thực hiện trên cơ sở  $N$ -ảnh của cơ chế giao thoa tổng quát ở độ dài được cho bởi (1.34). Tuy nhiên, chỉ bằng cách kích thích các mode đối xứng chẵn, các linh kiện tách quang  $1-N$  có thể được thực hiện với các ống dẫn sóng đa mode với chiều dài ngắn hơn bốn lần.

Thật vậy, chú ý rằng:

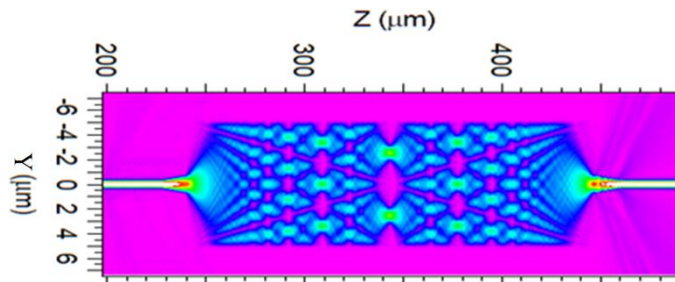
$$\text{mode}_4[v(v+2)] = 0, \text{ với } v \text{ chẵn} \quad (1.37)$$

Rõ ràng là chu kỳ chiều dài của nhân tố pha mode ở (1.28) sẽ giảm bốn lần nếu:

$$\alpha_v = 0, \text{ với } v = 1, 3, 5 \dots \quad (1.38)$$

Do đó, các ảnh đơn của trường kênh vào  $\varphi(y,0)$  sẽ thu được tại:

$$L = p\left(\frac{3L_\pi}{4}\right), \text{ với } p = 0, 1, 2 \dots \quad (1.39)$$



Hình 1.14. Mô phỏng các mẫu cường độ ánh sáng ứng với kênh vào đơn trong cơ chế giao thoa đối xứng.

Nếu các mode lẻ không được kích thích trong ống dẫn sóng đa mode. Điều kiện này có thể đạt được bằng cách đặt tại trung tâm ống dẫn sóng đa mode với một trường đối xứng chẵn ( $v = 0, 2, 4, \dots$ ). Hình ảnh thu được là sự kết hợp tuyến tính của các mode đối xứng (chẵn). Tổng quát,  $N$  ảnh đứng sẽ thu được tại khoảng cách của trường kênh vào  $\varphi(y, 0)$  là:

$$L = \frac{p}{N} \left( \frac{3L\pi}{4} \right), \text{ với } p = 0, 1, 2, \dots \quad (1.40)$$

các vị trí ảnh đối xứng theo trục  $y$  với khoảng cách bằng nhau  $W_e/N$ .

Hình 1.14 cho thấy các mẫu cường độ được tính toán bên trong ống dẫn sóng đa mode của linh kiện MMI một kênh vào, được kích thích đối xứng. Ở giữa chiều dài tự chụp, hình ảnh đôi được hình thành. Số lượng hình ảnh tăng ở khoảng cách thậm chí ngắn hơn (1.40), cho đến khi chúng không còn có thể phân giải được.

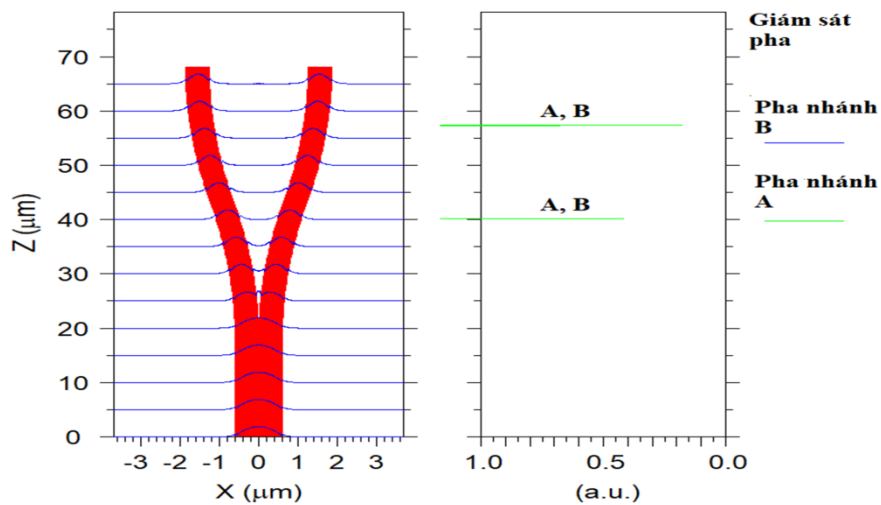
#### 1.4.2 Linh kiện chữ Y

Vai trò của linh kiện chữ Y được thể hiện rõ trong một số thiết kế của linh kiện quang tử. Trong đó, các linh kiện chữ Y đối xứng kết hợp với linh kiện MMI tạo ra các linh kiện ghép/tách cho hai mode [33], ba mode [39] hay một linh kiện chuyển đổi cho bốn mode [76]. Bên cạnh đó, các cấu trúc quang tử ghép/tách mode mà sử dụng các linh kiện chữ Y bất đối xứng [26], [27] đều có hiệu năng quang rất cao. Các linh kiện chữ Y có thể hỗ trợ dẫn sóng đơn mode và đa mode như ở MMI, phụ thuộc vào độ rộng kênh vào của nó. Tuy nhiên, cơ chế chia tách, chuyển đổi mode kênh vào thành các mode kênh ra của linh kiện chữ Y dựa trên điều kiện bất chiết suất hiệu dụng MEI [34], sẽ được đề cập ở 1.4.2.2.

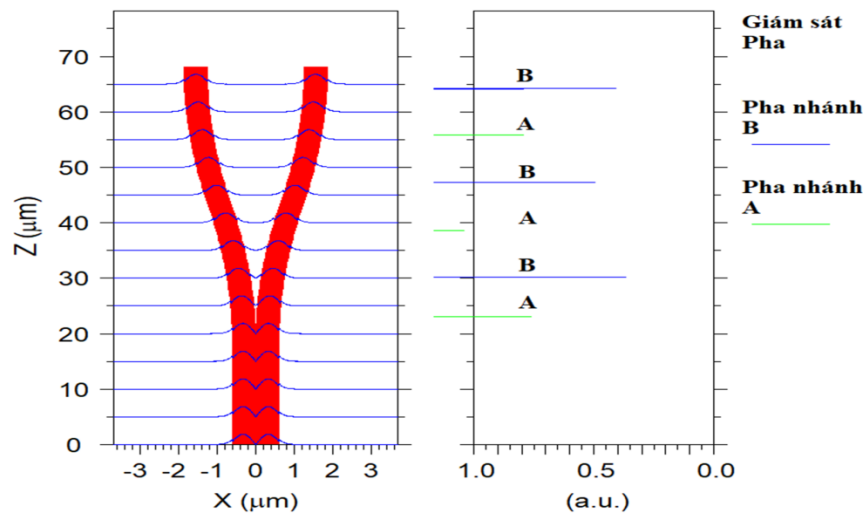
*Các linh kiện chữ Y đối xứng.* Đối với các linh kiện chữ Y đối xứng hai nhánh [34], công suất của các mode kênh vào được chia đều sang hai nhánh của nó. Với mode kênh vào là mode cơ bản (FM), các mode tạo thành ở hai nhánh sẽ là FM cùng pha [77] như Hình 1.15 (a). Với các mode kênh vào bậc cao hơn, mode được tạo ra ở mỗi nhánh là giống nhau và có bậc thấp hơn bậc của mode kênh vào mà có thể dễ dàng xác định được. Ví dụ trường hợp ở Hình 1.15 (b), mode lẻ đầu tiên sẽ tạo ra hai FM ngược pha nhau, và Hình 1.16 (a), (b), các mode bậc hai và ba đều tạo ra

các mode bậc một theo thứ tự cùng pha và ngược nhau. Có thể thực hiện được điều này bằng cách đo pha giữa các nhánh.

Đối với các linh kiện chữ Y đối xứng nhiều nhánh, các mode kênh vào khác nhau sẽ được phân vào các cặp nhánh khác nhau như Hình 1.17. Điều này tùy thuộc vào cách thiết kế độ rộng tương ứng của thân và các nhánh linh kiện chữ Y, để các mode được chuyển đổi vào các cặp nhánh khác nhau hay hai nhánh của linh kiện chữ Y đối xứng dưới điều kiện bất chiết suất hiệu dụng MEI. Điều kiện này sẽ được

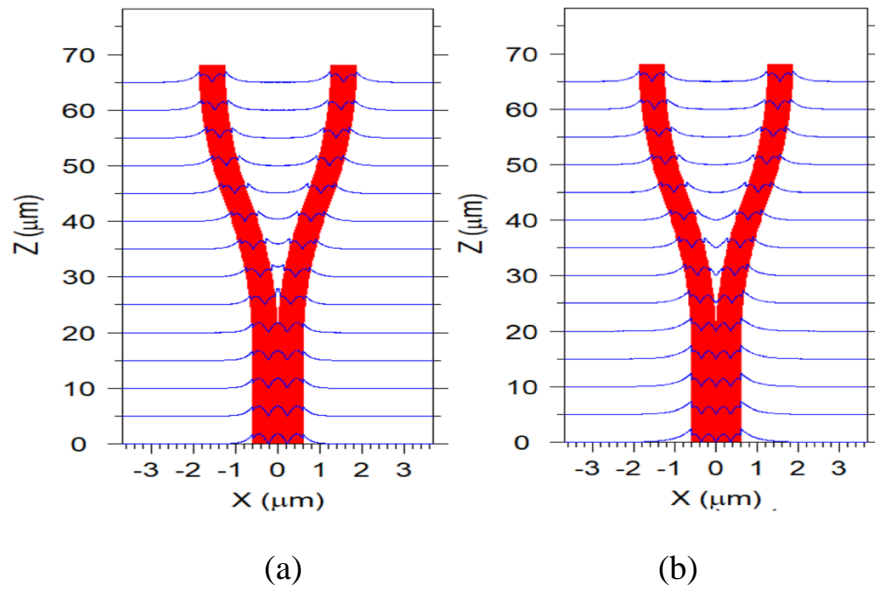


(a)

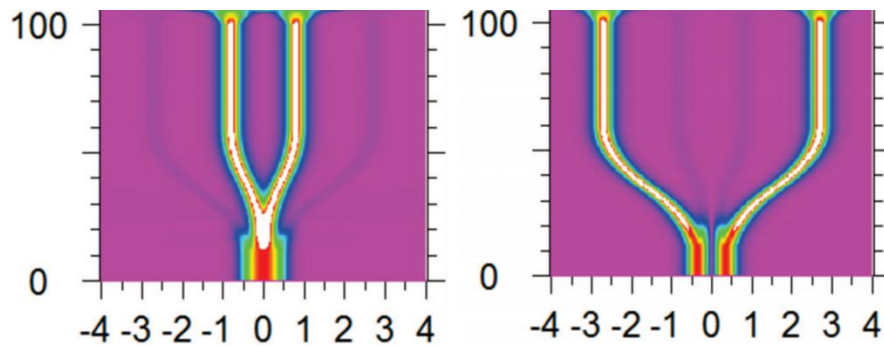


(b)

Hình 1.15. Sự tiến triển từ thân vào trong các nhánh của một linh kiện chữ Y đối xứng của (a) mode cơ bản với hai nhánh kênh ra đồng pha và (b) mode thứ hai với hai nhánh kênh ra ngược pha.



Hình 1.16. Sự tiến triển của (a) mode thứ ba và (b) mode thứ tư, từ thân của một linh kiện chữ Y đối xứng hai nhánh.



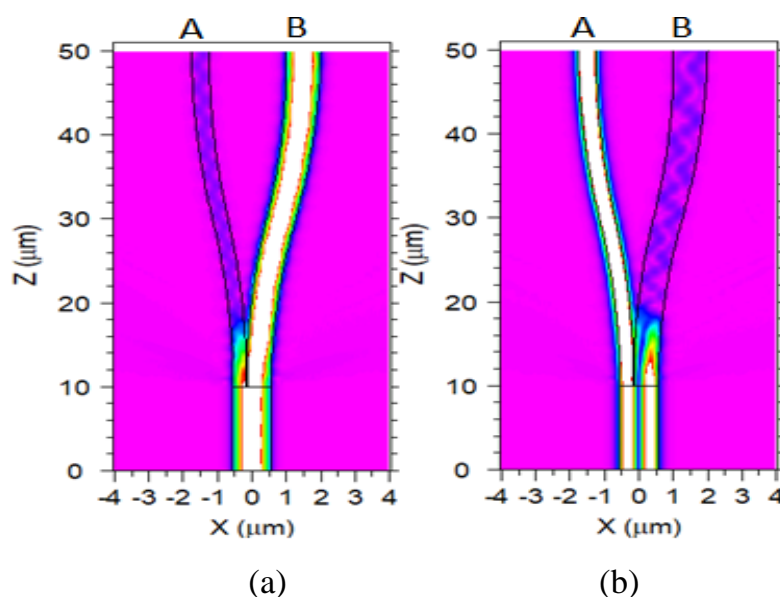
Hình 1.17. Sự tiến triển của (a) mode cơ bản và (b) mode thứ nhất, từ thân của một linh kiện chữ Y đối xứng bốn nhánh [76].

giải thích rõ ở phần trình bày linh kiện chữ Y bất đối xứng. Như vậy, một linh kiện chữ Y đối xứng sẽ hoạt động như một linh kiện 3 dB, không phụ thuộc vào số lượng mode và bậc mode kênh vào.

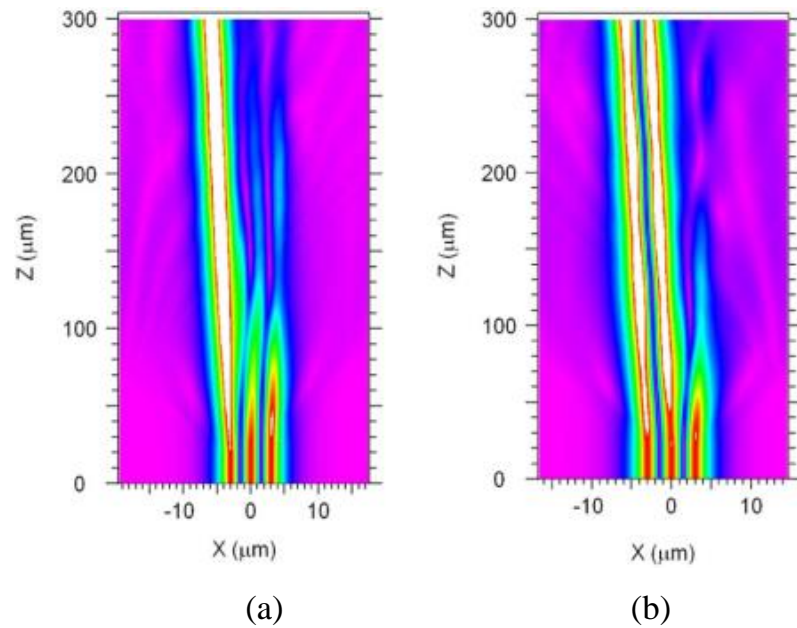
*Các linh kiện chữ Y bất đối xứng.* Trong trường hợp linh kiện chữ Y bất đối xứng hai nhánh có thân hỗ trợ hai mode đầu tiên thấp nhất và mỗi nhánh chỉ hỗ trợ FM. Độ rộng của nhánh B được thiết kế sao cho FM di chuyển vào thân và chuyển thành FM khác trong nhánh B rộng hơn như Hình 1.18 (a), trong khi mode thứ hai chuyển vào nhánh A hẹp hơn cũng dưới dạng FM như Hình 1.18 (b). Độ rộng phù hợp của

các nhánh làm cho các chiết suất hiệu dụng của các mode trong thân và các nhánh kênh ra bằng nhau, đây chính là điều kiện MEI.

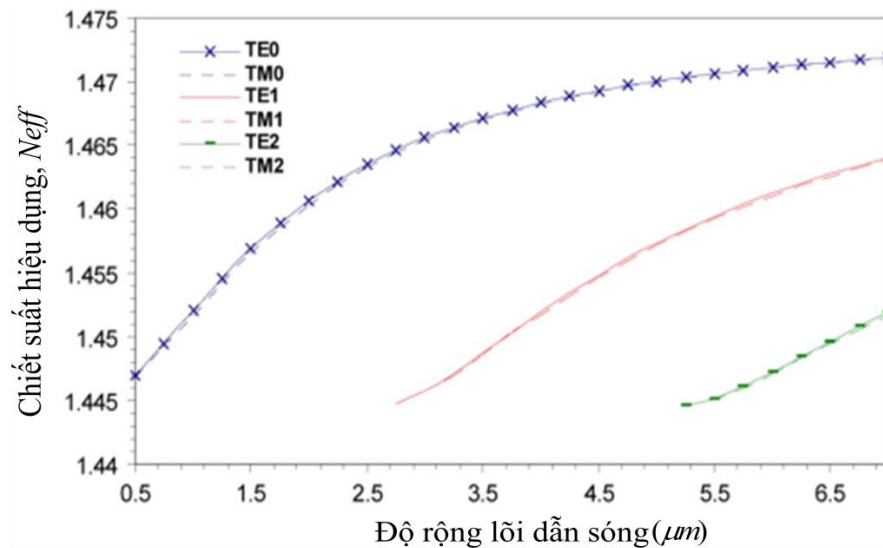
Để rõ hơn về điều kiện MEI, một ví dụ về sự chuyển hóa giữa các mode được mô tả trong Hình 1.19, trong đó mode thứ ba lan truyền qua thân của linh kiện chữ Y bất đối xứng ba mode rộng  $7 \mu m$ . Nếu chiều rộng của nhánh đủ hẹp để nó chỉ hỗ trợ FM với chiết suất hiệu dụng gần bằng với mode thứ ba trong thân linh kiện chữ Y, thì mode thứ ba được chuyển đổi thành FM trong nhánh này. Điều này được chứng tỏ trong Hình 1.19 (a) với một nhánh có chiều rộng  $1 \mu m$ . Tương tự, chiều rộng của nhánh đủ lớn để hỗ trợ mode thứ hai, thì mode thứ ba trong thân của linh kiện chữ Y được chuyển thành mode thứ hai ở nhánh, khi có một sự kết hợp giữa chiết suất hiệu dụng tương ứng của chúng. Mô phỏng trong Hình 1.19 (b) cho thấy sự chuyển hóa này phù hợp với chiều rộng nhánh là  $4 \mu m$ . Sự thay đổi độ rộng được đề cập trên tương quan với các đường biểu thị chiết suất hiệu dụng của cả ba mode thể hiện trong Hình 1.20. Bằng cách này, một mode bất kỳ ở kênh vào đều có thể được phân vào một nhánh ra của linh kiện chữ Y có độ rộng nhỏ hơn, với chỉ số bậc tối đa bằng bậc mode kênh vào. Từ đó, ta có thể phát triển các linh kiện chữ Y  $N$  nhánh, có thể hỗ trợ số lượng  $m$  mode với bậc  $v$  cao nhất có thể, điều này đúng cho cả linh



Hình 1.18. Sự phát triển của (a) mode cơ bản và (b) mode thứ hai giữa thân và các nhánh A và B của linh kiện chữ Y hai nhánh bất đối xứng.



Hình 1.19. Sự phát triển của mode thứ hai từ thân sang nhánh trái A, cho thấy sự (a) chuyển đổi thành FM và (b) chuyển đổi thành mode thứ nhất.



Hình 1.20. Chiết suất hiệu dụng của ba mode TE/TM đầu tiên như một hàm số của chiều rộng thân hoặc nhánh của linh kiện chữ Y (điều kiện MEI).

kiện chữ Y đối xứng trong trường hợp công suất chia đều cho các nhánh. Ngoài ra, Hình 1.20 cũng cho ta thấy rằng, khi độ rộng dẫn sóng lớn hơn  $2.5 \mu m$ , thì mode  $TE_0$  luôn được dẫn bên cạnh mode  $TE_1$ , đây chính là lí do sai số chế tạo độ rộng dẫn sóng kênh vào ở một số linh kiện quang tử có thể đạt từ  $\pm 100 \text{ nm}$  đến  $\pm 200 \text{ nm}$ , sau khi thiết kế đã được tối ưu [31], [32], [38].

*Hệ số kích thích công suất -  $C_{mv}$* . Trên lý thuyết, dạng hình học cong của các nhánh linh kiện chữ Y là các hàm  $x(z)$  phụ thuộc vào chiều dài  $L_S$  và chiều rộng  $G_S$  của các nhánh cong (Hình 1.21) [78], [79]. Thực tế trong thiết kế, để xác định các kích thước của các nhánh cong, cần khảo sát một tham số gọi là hệ số kích thích công suất  $C_{mv}$ . Giả sử một trường được kích thích tại kênh vào của linh kiện chữ Y có độ rộng theo trục  $x$  và lan truyền theo hướng truyền trục  $z$  như mô tả ở Hình 1.21. Trường đi qua linh kiện chữ Y có chiều dài thân  $L_{IN}$  được biểu diễn như sau [75]:

$$\Psi(x, L_{IN}) = \Psi(x, 0) \exp(j\beta_v L_{IN}) \quad (1.41)$$

trong đó,  $\beta_v$  là hằng số truyền sóng của trường mode bậc  $v$ . Các trường được phân phối đến các nhánh của linh kiện chữ Y tại các kênh ra sẽ là:

$$\Psi(x, L_S) = \sum_{m=1}^n \varepsilon_{mv} \varphi_{mv}(x) \quad (1.42)$$

$$\varepsilon_{mv} = \frac{\int \psi_v(x, L_S) \varphi_{mv}(x) dx}{\sqrt{\int \varphi_{mv}^2(x) dx}} \quad (1.43)$$

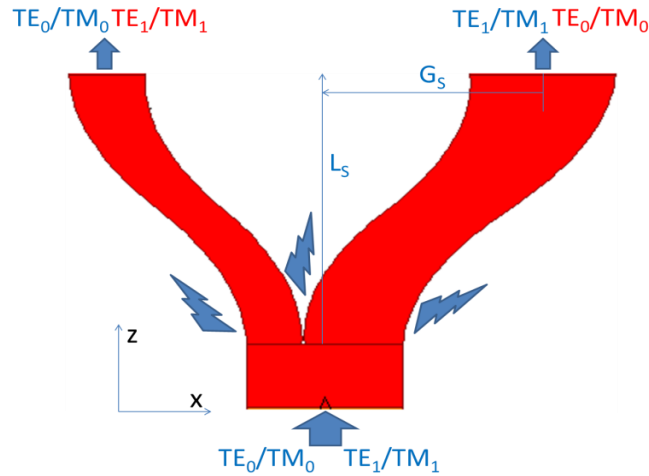
với  $m = 1, 2, \dots, n$  là thứ tự các nhánh kênh ra của linh kiện chữ Y và  $\varepsilon_{mv}$  là hằng số kích thích mode của các nhánh. Khi đó  $C_{mv}$  được xác định là bình phương của  $\varepsilon_{mv}$  mà sẽ được sử dụng trong thiết kế cho các chương sau.

Tóm lại, các linh kiện chữ Y hoạt động như các bộ chuyển đổi mode tương hỗ. Sự chuyển đổi mode giữa thân và các nhánh khác nhau tại các vùng tiếp giáp khác nhau là kết quả của sự phù hợp về độ rộng, cũng như chiết suất hiệu dụng giữa các mode dẫn trong thân và nhánh trong điều kiện MEI.

### 1.4.3 Các thông số đánh giá hiệu năng của linh kiện quang tử

Trong ví dụ về một linh kiện ghép/tách hai mode không phụ thuộc phân cực ở Hình 1.21, các mode màu xanh chỉ công suất truyền từ kênh vào và thu được tại kênh ra của linh kiện. Các mode màu đỏ chỉ công suất nhiễu từ một nhánh sang nhánh còn lại. Giả sử công suất kênh vào của mode  $TE_0$  là  $PT_{TE0}$  công suất thu được của nó và mode  $TM_0$  tại kênh ra là  $PR_{TE0}$  và  $PR_{TM0}$ , công suất nhiễu của các mode  $TE_1$  và  $TM_1$  là  $PN_{TE1}$  và  $PN_{TM1}$ . Các thông số đánh giá hiệu năng quang của linh kiện quang tử được khái niệm như sau [32], [40]:





Hình 1.21. Minh họa linh kiện quang tử ghép/tách hai cặp mode TE/TM thấp nhất.

Suy hao chèn kênh (Insertion Loss) viết tắt là:

$$I.L (dB) = 10\log_{10}(PR_{TE0}/ PT_{TE0}) \quad (1.44)$$

Nhiều xuyên kênh (CrossTalk) viết tắt là:

$$Cr.T (dB) = -10\log_{10}(PR_{TE0}/ PN_{TE1} + PN_{TM1}) \quad (1.45)$$

Cr.T và I.L cùng được thiết lập các giá trị âm để việc biểu diễn trên các biểu đồ sẽ thuận tiện cho việc đánh giá hiệu năng quang của các linh kiện quang tử. Suy hao phụ thuộc phân cực PDL (Polarization-dependent loss) [80], [81] được dùng để đánh giá sự chênh lệch công suất thu được giữa các mode TE và TM cùng bậc (1.46). Trong thiết kế các linh kiện quang tử tạo đồng thời hai mode  $TE_0$  và  $TE_1$ , thông số này đánh giá độ cân bằng công suất ngõ ra giữa hai mode có cùng trạng thái phân cực và được kí hiệu là P.B (Power Balance).

$$PDL (dB) = |10\log_{10}(PR_{TEk}/ PR_{TMk})| \quad (1.46)$$

Thông qua các tham số này, các linh kiện quang tử được đánh giá khả năng hoạt động trên các dải bước sóng thông tin quang như băng C, L và trên sai số chế tạo của linh kiện [12], là cơ sở quan trọng trước khi có thể áp dụng vào một quy trình chế tạo thực tế cho các linh kiện quang tử MDM.

### 1.5 Kết luận Chương 1

Một hệ thống MDM cơ bản bao gồm các linh kiện quang tử ghép/tách mode, định tuyến mode và tạo đồng thời nhiều mode được đề xuất như một giải pháp cần thiết, để kết hợp và nâng cao dung lượng truyền dẫn đã bão hòa của hệ thống

WDM. Chương này là cơ sở lý thuyết về sự truyền sóng ánh sáng trong các ống dẫn sóng định hướng, được phát triển thành các phương pháp mô phỏng số như BPM và EIM, dùng để thiết kế và đánh giá các linh kiện quang tử MDM trong các chương tiếp theo. Các linh kiện được đề xuất dựa trên cấu trúc dẫn sóng nóc/đỉnh (rib/ridge) nền SOI, với các ưu điểm về hiệu năng quang, phân cực ánh sáng và tương thích với công nghệ CMOS [66], [67]. Ngoài ra, Chương 1 cũng đã nêu rõ nguyên lý hoạt động của các linh kiện quang tử cơ bản MMI và chữ Y dùng cho các chương thiết kế, với mục tiêu tạo ra những linh kiện có cấu trúc mới, có hiệu năng quang (I.L, Cr.T, PDL, độ rộng dải bước sóng hoạt động) được cải thiện so với các cấu trúc tương tự, đặc biệt với các cấu trúc đã được công bố của các tác giả trong nước. Cuối cùng là các thông số dùng trong thiết kế và đánh giá linh kiện quang tử MDM.

Trong các chương tiếp theo, NCS bố cục nội dung tương tự như cách trình bày một bài báo khoa học gồm có bốn phần, phần đầu là tổng quan về linh kiện, tiếp theo là thiết kế và tối ưu linh kiện, sau đó là đánh giá và thảo luận hiệu năng quang học cũng như sai số chế tạo của linh kiện, cuối cùng là kết luận. Do giới hạn của luận án, phần thiết kế tối ưu và khảo sát sai số chế tạo của linh kiện sẽ tập trung ở một số thông số chủ yếu, các thiết kế giống nhau giữa các chương sẽ được rút gọn, một số giá trị được lựa chọn có sự tham khảo ở các thiết kế đã được công bố trước đó. Ngoài ra, các linh kiện sau khi thiết kế sẽ được so sánh, đánh giá hiệu năng quang học với các linh kiện tương tự đã được công bố trước đây, trong đó, các công bố của các tác giả trong nước sẽ được in đậm để người đọc dễ dàng tham chiếu và theo dõi.

## CHƯƠNG 2

### THIẾT KẾ LINH KIỆN QUANG TỬ GHÉP/TÁCH NHIỀU MODE KHÔNG PHỤ THUỘC PHÂN CỰC

Trạng thái phân cực của ánh sáng thay đổi liên tục trong suốt quá trình chúng được truyền trong sợi quang hoặc trong các hệ thống trên chip [82], [83]. Do đó, việc tạo ra các linh kiện ghép/tách mode mà hỗ trợ cả hai trạng thái phân cực điện ngang TE và từ ngang TM là tất yếu cho các hệ thống thực tế. Điều này còn làm tăng dung lượng truyền dẫn quang cho các hệ thống kết hợp MDM-WDM. Đã có những linh kiện ghép/tách cho hai mode sử dụng các linh kiện MMI và chữ Y, nhưng chỉ dẫn ánh sáng ở một trạng thái phân cực TE như [23], [30], [31], [84]. Mục này sẽ trình bày thiết kế một linh kiện ghép/tách mode cho hai cặp mode không phụ thuộc phân cực sử dụng các linh kiện chữ Y đối xứng và MMI.

#### 2.1 Linh kiện ghép/tách hai mode không phụ thuộc phân cực trên cơ sở các linh kiện giao thoa đa mode MMI và chữ Y đối xứng

##### 2.1.1 Nguyên lý thiết kế

Khảo sát khả năng dẫn các mode TE và TM phụ thuộc vào kích thước hình học của cấu trúc dẫn sóng nóc/đỉnh để đưa ra cấu trúc hỗ trợ các cặp mode này [12], [65]. Trong đó, các linh kiện MMI, chữ Y đối xứng và bất đối xứng không phụ thuộc phân cực với chức năng và nguyên lý như được trình bày ở 1.4. Thông qua cơ chế MEI (1.4.2), linh kiện chữ Y đối xứng tách các mode  $TE_0$  và  $TE_1$  thành các mode cơ bản (FM) trước khi kết hợp với linh kiện MMI thực hiện cơ chế giao thoa tổng quát. Trong khi linh kiện chữ Y bất đối xứng thực hiện quá trình chuyển đổi mode từ kênh vào đến các kênh ra.

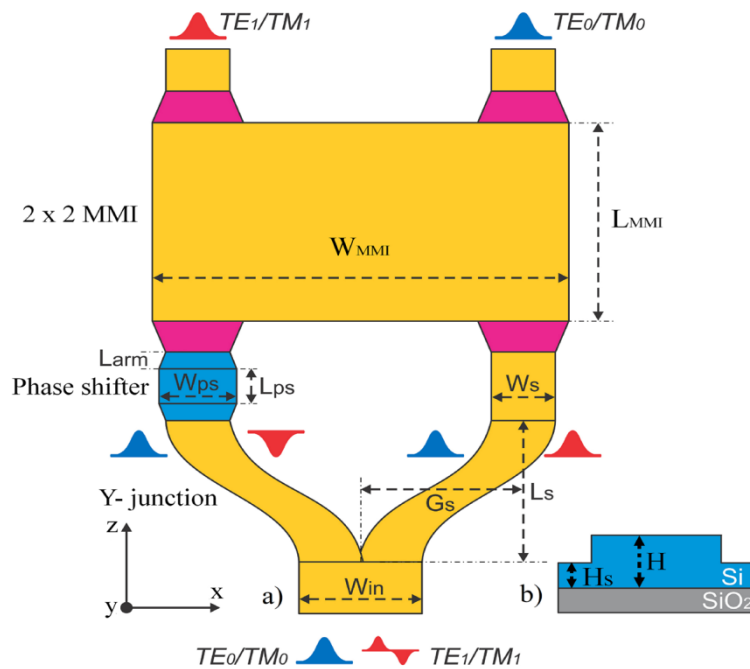
##### 2.1.2 Tổng quan về linh kiện

Linh kiện quang tử đề xuất được tạo thành từ linh kiện chữ Y đối xứng và linh kiện MMI như ở Hình 2.1. Từ các số liệu tham khảo [12], [36], một cấu trúc dẫn sóng nóc/đỉnh nền SOI, chiều cao  $H = 500 \text{ nm}$  và chiều cao phiến  $H_S = 120 \text{ nm}$  được thiết lập. Tại cửa sổ bước sóng  $1550 \text{ nm}$ , chiết suất hiệu dụng của Silic,  $\text{SiO}_2$  và không khí được chọn lần lượt là  $n_{si} = 3,46$ ,  $n_{sio2} = 1,44$  and  $n_{air} = 1$ . Thân của linh

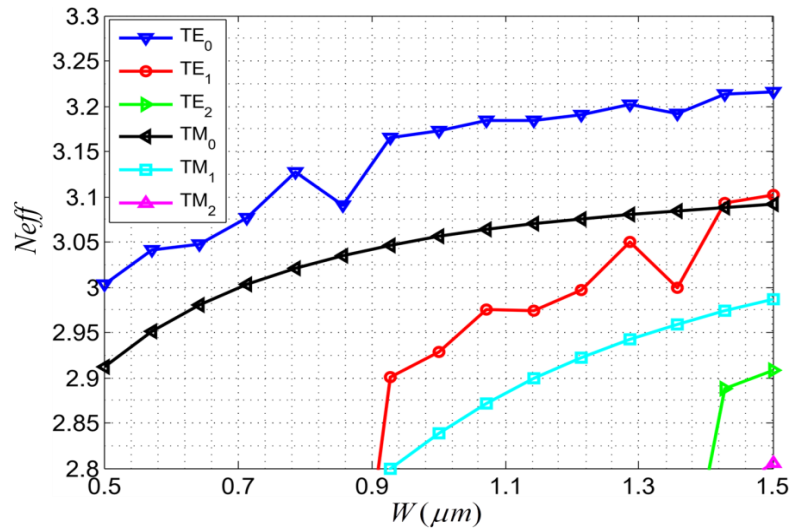
kiện chữ Y có thể hỗ trợ cả hai cặp mode  $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$ , trong khi các nhánh của nó chỉ hỗ trợ cặp mode  $TE_0/TM_0$ . Mặt khác, Linh kiện  $2 \times 2$  MMI được thiết kế để thực thi cơ chế giao thoa tổng quát (1.4.1.1) với chiều dài  $3L\pi/2$ . Ngoài ra, một linh kiện dịch pha (PS) được đặt ở nhánh trái của linh kiện chữ Y, nhằm mục đích dịch một góc pha  $\pm\pi/2$  của tín hiệu ở một kênh vào linh kiện  $2 \times 2$  MMI, sau đó phân tách các mode quang đến các kênh ra khác nhau cho chức năng ghép/tách mode của linh kiện [32], [33].

### 2.1.3 Linh kiện chữ Y đối xứng không phụ thuộc phân cực

Linh kiện chữ Y đối xứng (1.4.2.1) đóng vai trò như một linh kiện  $3\text{ dB}$  để chia các cặp mode  $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$  ở thân thành các FM có công suất bằng nhau trên hai nhánh, sao cho các FM tạo ra sẽ cùng pha với cặp mode kênh vào  $TE_0/TM_0$  và ngược pha  $\pi$  với cặp mode  $TE_1/TM_1$ . Điều kiện cắt mode ở Hình 2.2 chỉ ra đường cong các chỉ số chiết suất hiệu dụng, biến đổi theo độ rộng dẫn sóng  $W$ , khi thực hiện khảo sát cấu trúc nóc/đỉnh đã tạo ở trên. Cả ba cặp mode  $TE_0/TM_0$ ,  $TE_1/TM_1$  và  $TE_2/TM_2$  có thể được dẫn trong thân của linh kiện chữ Y khi mà độ rộng  $W$  thay đổi từ  $0,5\ \mu\text{m}$  đến  $1,5\ \mu\text{m}$  tương ứng với chiết suất hiệu dụng dao động từ 2,79 đến 3,20.



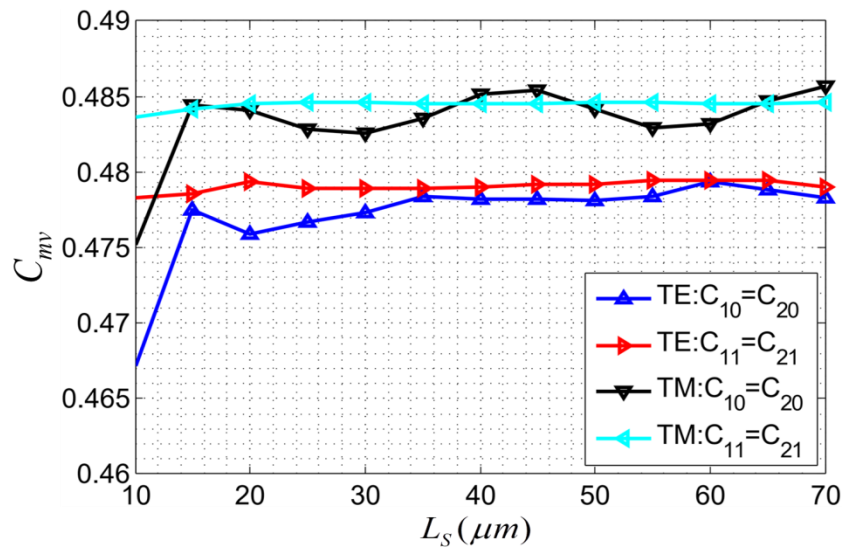
Hình 2.1. Sơ đồ minh họa cho linh kiện đề xuất.



Hình 2.2. Chiết suất hiệu dụng của các mode dẫn phụ thuộc vào độ rộng dẫn sóng.

Trong đó, sự xuất hiện của mode  $TM_2$  là thấp nhất, có kích thước gần với độ rộng  $W = 1,5 \mu\text{m}$ . Hình 2.2 cũng chỉ ra rằng, khi độ rộng của  $W$  nhỏ hơn  $1,35 \mu\text{m}$  thì thân của linh kiện chữ Y chỉ hỗ trợ hai cặp mode thấp nhất  $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$ . Trong thiết kế này  $W_{in} = 1,17 \mu\text{m}$  được chọn như một giá trị tối ưu. Đối với các nhánh của linh kiện chữ Y, độ rộng  $W_S$  được chọn là  $0,6 \mu\text{m}$  để đảm bảo chỉ có cặp mode  $TE_0/TM_0$  được dẫn.

Khi một mode quang được truyền vào thân của linh kiện chữ Y, nó sẽ phân các trường vào các nhánh của linh kiện này theo (1.42). Để xác định kích thước của linh kiện chữ Y hai nhánh, ta sẽ đi khảo sát hệ số kích thích công suất  $C_{mv}$  như đã đề cập



Hình 2.3. Hệ số kích thích công suất  $C_{mv}$  là hàm số của  $L_S$ .

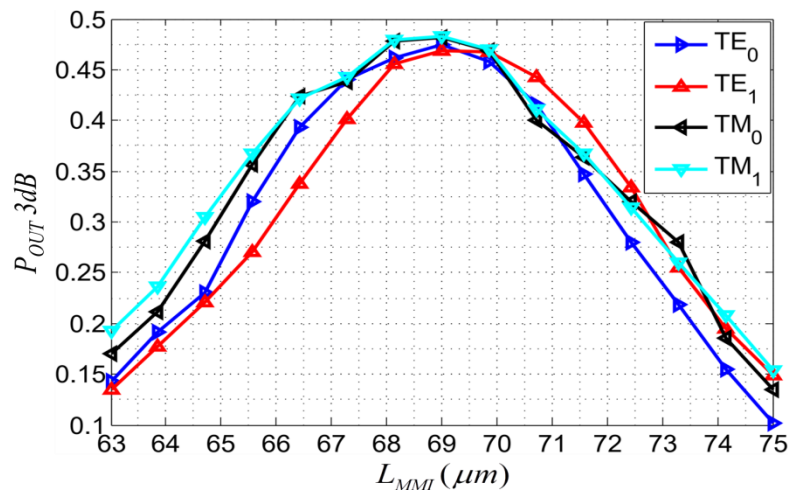
ở 1.4.2.3. Bằng cách sử dụng phương pháp 3D-BPM, các hằng số kích thích công suất  $C_{mv} = |\varepsilon_{mv}|^2$  được mô phỏng theo thứ tự từng mode kênh vào, như các hàm số của chiều dài  $L_S$ . Các kết quả ở Hình 2.3 cho thấy, tất cả các hằng số  $C_{mv}$  đều tăng mạnh từ giá trị từ 0 đến  $10 \mu m$  của  $L_S$ , sau đó hầu như không thay đổi từ  $20 \mu m$ . Trong thiết kế này, kích thước  $L_S$  và  $G_S$  của linh kiện chữ Y lần lượt được tìm thấy là  $50 \mu m$  và  $1,57 \mu m$ , như các giá trị thực nghiệm tốt nhất cho linh kiện.

#### 2.1.4 Linh kiện giao thoa đa mode $2 \times 2$ MMI không phụ thuộc phân cực

Linh kiện này được thiết kế để thực hiện cơ chế giao thoa tổng quát  $2 \times 2$  MMI với chiều dài  $L_{MMI} = 3L_\pi/2$  với  $L_\pi$  là (1.29) và độ rộng hiệu dụng MMI được định nghĩa ở (2.1). Với  $n_e$  và  $n_c$  lần lượt là chiết suất lõi và vỏ của cấu trúc nóc/đỉnh,  $\sigma = 0$  cho phân cực TE và  $\sigma = 1$  cho phân cực TM [75]. Cùng với khảo sát ở Hình 3.2,

$$W_{eff} = W_{MMI} + \frac{\lambda}{\pi} \left( \frac{n_c}{n_e} \right)^{2\sigma} (n_e^2 - n_c^2)^{-1/2} \quad (2.1)$$

(3.1) và (1.29), chứng tỏ luôn tồn tại một độ dài tối ưu cho linh kiện MMI để thỏa mãn yêu cầu. Sự lan truyền mode sẽ được mô phỏng bằng phương pháp 3D-BPM và EIM thông qua các linh kiện chữ Y đối xứng và  $2 \times 2$  MMI kết hợp tạo thành một linh kiện 3 dB. Mô phỏng số biểu diễn các đường cong công suất của các mode dẫn, theo thang chiều dài  $L_{MMI}$  từ  $63 \mu m$  đến  $75 \mu m$  xung quanh giá trị lý thuyết



Hình 2.4. Sự lan truyền các mode dẫn trong một linh kiện 3 dB kết hợp phụ thuộc vào chiều dài  $L_{MMI}$ .

$3L_\pi/2$ . Kết quả mô phỏng ở Hình 2.4 cho thấy, tại chiều dài  $L_{MMI} = 69 \mu m$  và chiều rộng  $W_{MMI} = 4 \mu m$ , công suất truyền dẫn giữa các mode là cân bằng nhất, khi chúng lan truyền trong vùng giao thoa với một hiệu suất tương đối cao khoảng 47,3 %.

### 2.1.5 Linh kiện dịch pha (PS) không phụ thuộc phân cực

Hình 2.1 cho thấy rằng, PS gồm hai dẫn sóng hình nón, đặt ở hai đầu của một khối dẫn sóng thẳng nằm ở giữa. Trong phần này, ta cần tìm một độ rộng phù hợp của PS, để đảm bảo nó chỉ dẫn các mode  $TE_0$  và  $TM_0$ . Giả sử các FM truyền qua PS sẽ bị lệch một góc pha  $\Phi$ , khi đó tín hiệu kênh ra của linh kiện có thể được mô tả như sau:

$$X_0 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e^{j0} & e^{j\pi/2} \\ e^{j\pi/2} & e^{j0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\pi/2} e^\Phi \\ e^{j\pi/2} \end{bmatrix} e^{j\theta_0} \quad (2.2)$$

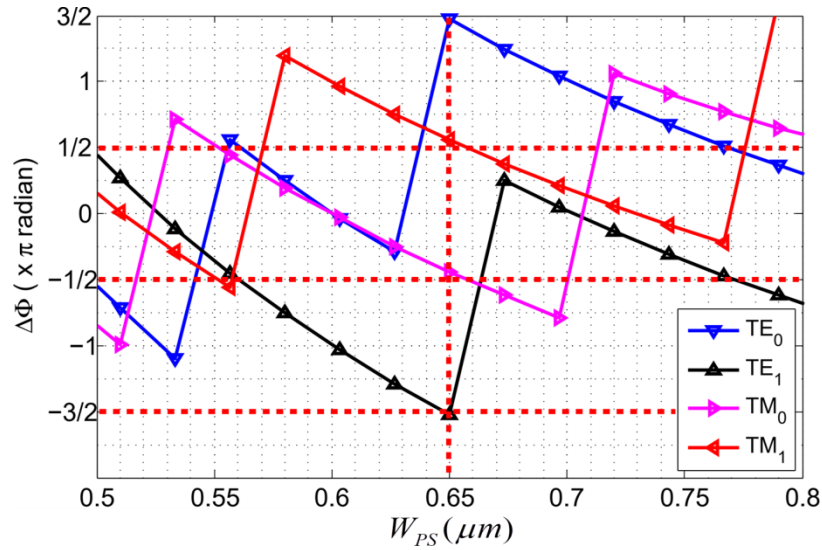
cho cặp mode  $TE_0/TM_0$ .

$$X_1 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e^{j0} & e^{j\pi/2} \\ e^{j\pi/2} & e^{j0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j\pi/2} e^\Phi \\ e^{j\pi/2} \end{bmatrix} e^{j\theta_1} \quad (2.3)$$

cho cặp mode  $TE_1/TM_1$ . Giả sử rằng các pha tích lũy  $\theta_1$  và  $\theta_2$  bằng 0, với góc dịch pha  $\Phi = \pm\pi/2$ , các cặp mode kênh vào  $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$  sẽ được phân đến các kênh ra khác nhau. Vì sự thay đổi hằng số truyền của tín hiệu phụ thuộc vào hướng của truyền của nó, nên dịch pha  $\Phi$  sẽ phụ thuộc vào độ rộng  $W_{PS}(z)$  (2.4) [32]. Do

$$\Phi(0, L_{PS}) = \int_0^{L_m} (\beta_0(z) - \beta_v(z)) dz \approx \frac{3\pi\lambda}{4} \int_0^{L_{ps}} \frac{dz}{n_e W_{ps}^2(z)} \quad (2.4)$$

tính đối xứng, độ lệch pha này được khảo sát giữa hai nhánh của linh kiện chữ Y. Hình 2.5 là đồ thị được vẽ từ các kết quả thu được, khi hai cặp mode  $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$  được kích thích tại kênh vào linh kiện chữ Y, và được giám sát pha tại kênh ra của hai nhánh. Có thể nhận thấy rằng, bên cạnh sự khác nhau về đặc tính pha giữa  $TM_0$  và  $TM_1$ , chúng ta cũng thấy được sự dao động tương tự của đặc tính này, giữa  $TM_0$  và  $TE_0$  tại nhiều điểm trên dải khảo sát. Mặt khác, với chiều dài của các dẫn sóng hình nón và trung tâm lần lượt là  $L_{arm} = 4,90 \mu m$  and  $L_{PS} = 12,70 \mu m$ , tại cùng vị trí độ rộng của  $W_{PS}$  là  $0,65 \mu m$ , cặp mode  $TE_0/TM_0$  có cùng một pha dịch xấp xỉ  $\pi/2$ , trong khi cặp mode  $TE_1/TM_1$  có điểm trùng tương tự nhưng xấp xỉ  $-\pi/2$ ,

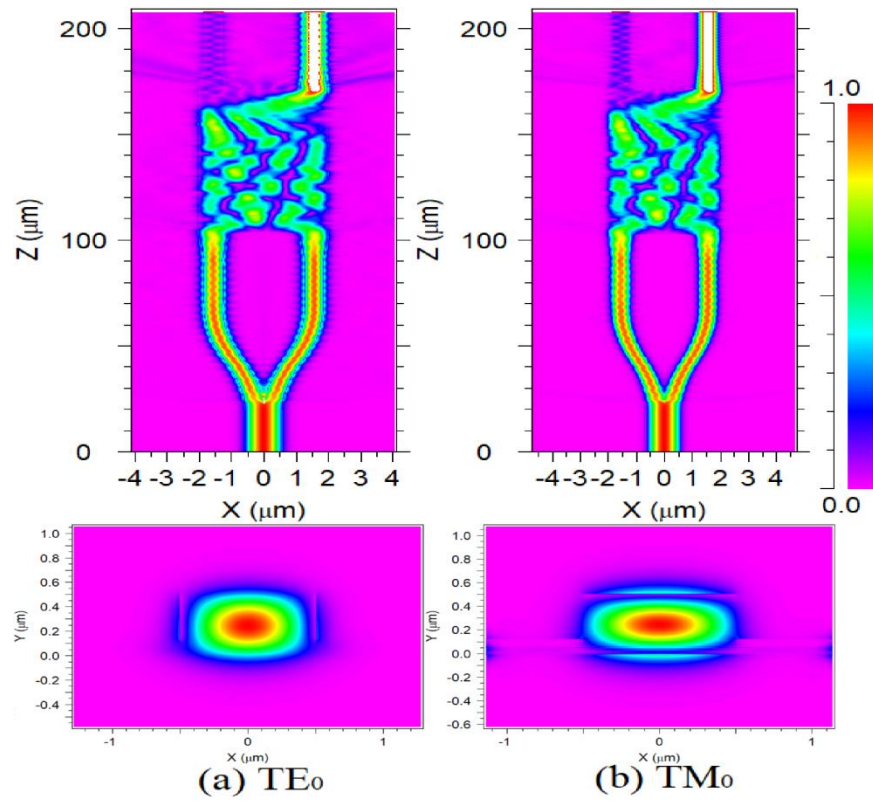


Hình 2.5. Độ lệch pha giữa hai nhánh linh kiện chữ Y như một hàm số của  $W_{PS}$ . Điều này tương ứng với dịch pha  $\Phi = \pi/2$  [32], [33]. Từ đó, việc chọn độ rộng  $W_{PS} = 0,65 \mu m$  là thích hợp, để thực hiện chức năng ghép/tách các cặp mode  $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$ .

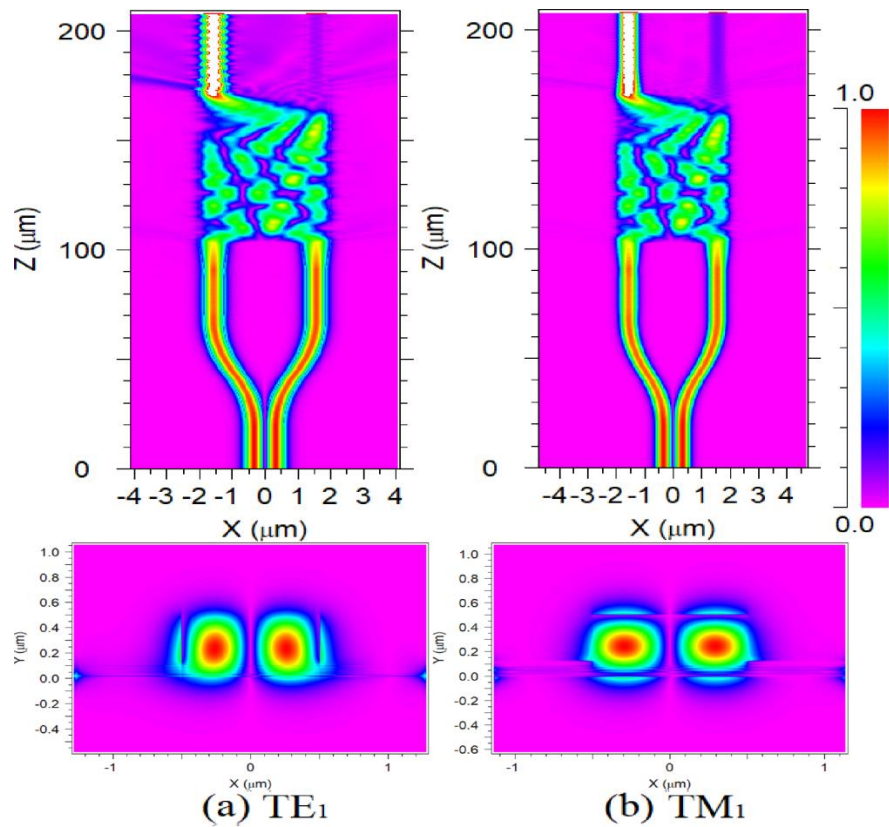
### 2.1.6 Đánh giá hiệu năng quang

Phương pháp BPM tiếp tục được sử dụng để mô phỏng dạng trường cho các cặp mode  $TE_0/TM_0$ ,  $TE_1/TM_1$ , khi chúng được kích thích tại kênh vào và truyền đến kênh ra của linh kiện. Hình 2.6 và 2.7 mô tả dạng trường của các mode tại bước sóng trung tâm  $1550 nm$ . Có thể thấy rằng, trường của cặp mode  $TE_0/TM_0$  sau khi di chuyển vào trong linh kiện thì chuyển đến kênh ra bên phải như ở Hình 2.6, trong khi trường của cặp mode  $TE_1/TM_1$  chuyển sang kênh ra bên trái như trong Hình 2.7. Dạng trường của các cặp mode được phân biệt tại kênh vào của linh kiện trước khi chúng được tách ra thành các FM. Kết quả mô phỏng số cũng chỉ ra rằng, bên cạnh các công suất thu được tại kênh ra, vẫn có một ít phần công suất không mong muốn phát xạ ra ngoài linh kiện, trong quá trình lan truyền của các mode. Sự suy hao này chủ yếu tập trung ở vùng xung quanh các kênh ra của linh kiện đề xuất. Vì vậy, linh kiện cần được đánh giá chính xác hiệu năng hoạt động của nó thông qua hai thông số I.L và Cr.T, đã được định nghĩa ở (1.44) và (1.45), cùng với suy hao phụ thuộc trạng thái phân cực mode PDL (1.46).



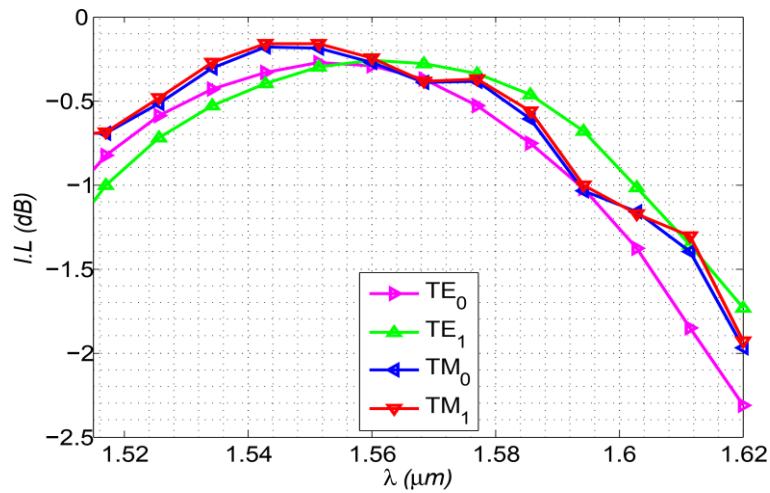


Hình 2.6. Mô hình trường của linh kiện khi kích thích các mode (a)  $TE_0$ , (b)  $TM_0$ .

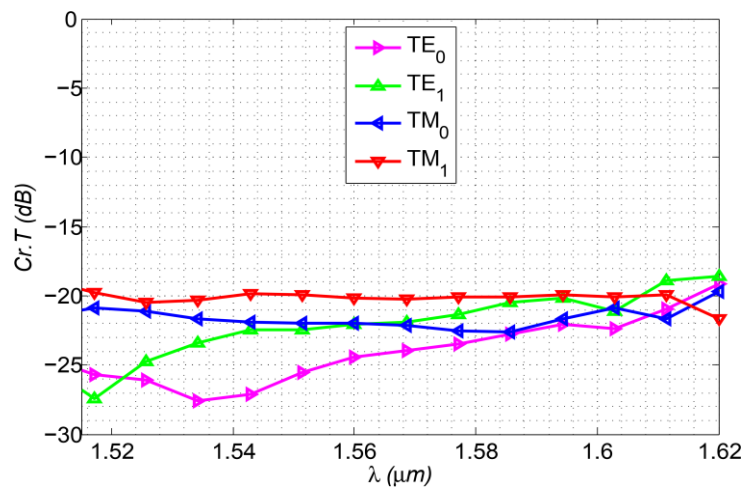


Hình 2.7. Mô hình trường của linh kiện khi kích thích các mode (a)  $TE_1$ , (b)  $TM_1$ .

Để khảo sát các tham số này, dải bước sóng xung quanh  $1,550 \mu\text{m}$  được kích thích lần lượt tại kênh vào của linh kiện, dưới dạng các mode  $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$ . Đáp ứng của linh kiện đối với bước sóng được thể hiện ở Hình 2.8 (a) và (b). Kết quả cho thấy, dải bước sóng hoạt động của linh kiện nằm trong khoảng  $1515 \text{ nm}$  đến  $1610 \text{ nm}$ , phủ hoàn toàn băng  $C$  và băng  $L$ , trong vùng cửa sổ thứ ba của thông tin quang. Cụ thể, suy hao chèn kênh của cả hai cặp mode  $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$  dao động từ  $-1,74 \text{ dB}$  đến  $-0,15 \text{ dB}$ , được thể hiện ở Hình 2.8 (a). Trong khi nhiễu xuyên kênh của chúng thay đổi từ  $-19,6 \text{ dB}$  xuống đến  $-27,9 \text{ dB}$  được thể hiện ở Hình 2.8 (b). Kế tiếp, ta đánh giá sự cân bằng công suất kênh ra, giữa các trạng thái phân cực

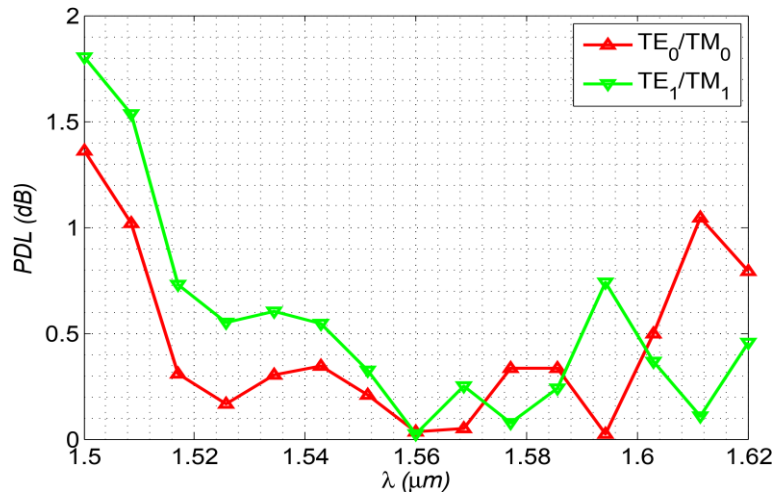


(a)



(b)

Hình 2.8. Đáp ứng bước sóng của các cặp mode  $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$  đối với a)  $I.L$  và b)  $Cr.T$ .

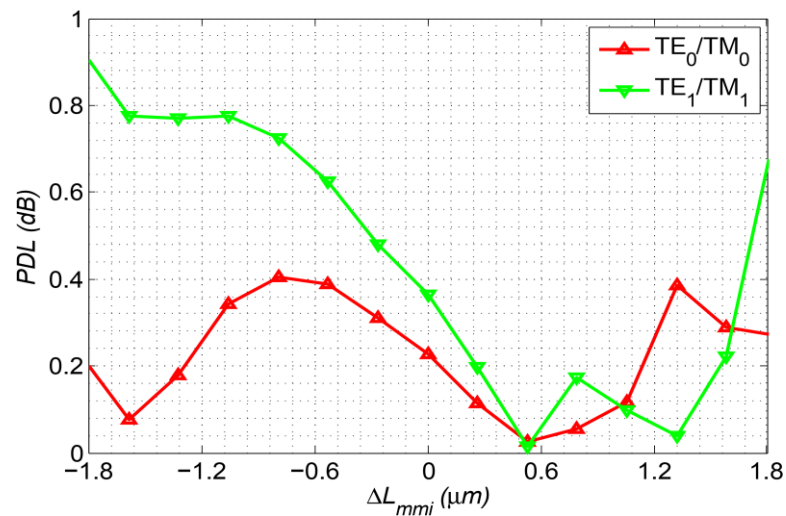


Hình 2.9. Đáp ứng bước sóng đối với PDL giữa các cặp mode  $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$ .

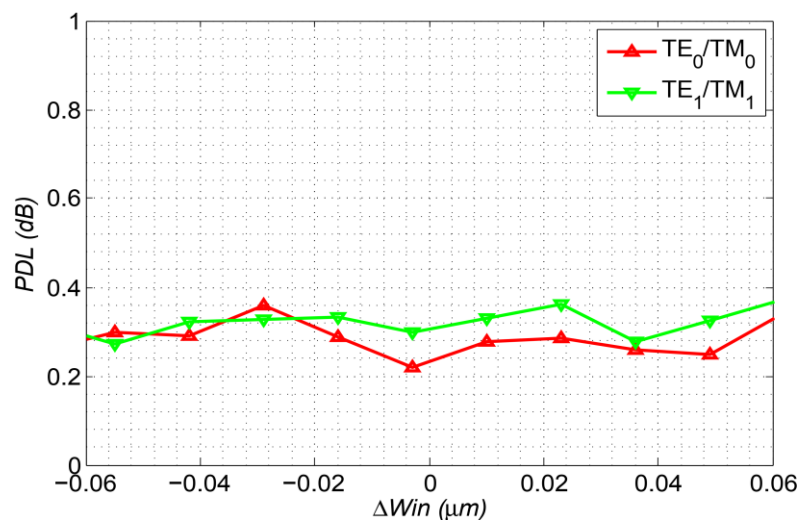
của các cặp mode cùng bậc ( $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$ ), thông qua nhân tố suy hao phụ thuộc trạng thái phân cực mode PDL. PDL được xem xét là thông số chủ yếu để đánh giá linh kiện đề xuất, bởi vì tầm quan trọng của nó trong trong mạng truyền dẫn quang tốc độ cao [85]. Giá trị của PDL nên được giới hạn dưới 1 dB để đảm bảo yếu tố cân bằng giữa các cặp mode TE và TM. Từ số liệu đã khảo sát I.L ở trên, PDL của hai cặp mode  $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$  được thể hiện ở Hình 2.9. Kết quả cho thấy, giá trị tuyệt đối của PDL giữa hai cặp mode nhỏ hơn 1 dB trong dải bước sóng từ 1515 nm đến 1610 nm. Hơn nữa, điểm cân bằng nhất, xuất hiện tại bước sóng 1560 nm, với PDL xấp xỉ 0,03 dB. Bên cạnh đó, có sự xuất hiện các gợn sóng xung quanh điểm này đối với cả hai cặp mode, các gợn sóng càng lớn khi bước sóng xa dần điểm cân bằng (nhỏ hơn 1545 nm và lớn hơn 1590 nm). Kết quả đã thể hiện được sự cân bằng giữa các trạng thái phân cực ánh sáng, trong dải bước sóng hoạt động tương đối rộng.

Cuối cùng là đánh giá sai số chế tạo của linh kiện. Công việc này sẽ cung cấp số liệu quan trọng cho quy trình chế tạo linh kiện, trước khi tạo ra mặt nạ cho việc chế tạo bằng quang khắc (lithography) [12]. Trong thiết kế này, sai số của linh kiện đề xuất sẽ được khảo sát thông qua  $L_{MMB}$ ,  $W_{in}$  và chiều cao phiến  $H_S$ , và cũng được đánh giá thông qua tham số PDL. Kết quả khảo sát sai số chiều dài  $L_{MMI}$  như được mô tả ở Hình 2.10 cho thấy, PDL không vượt quá 1 dB xung quanh sai số chiều dài

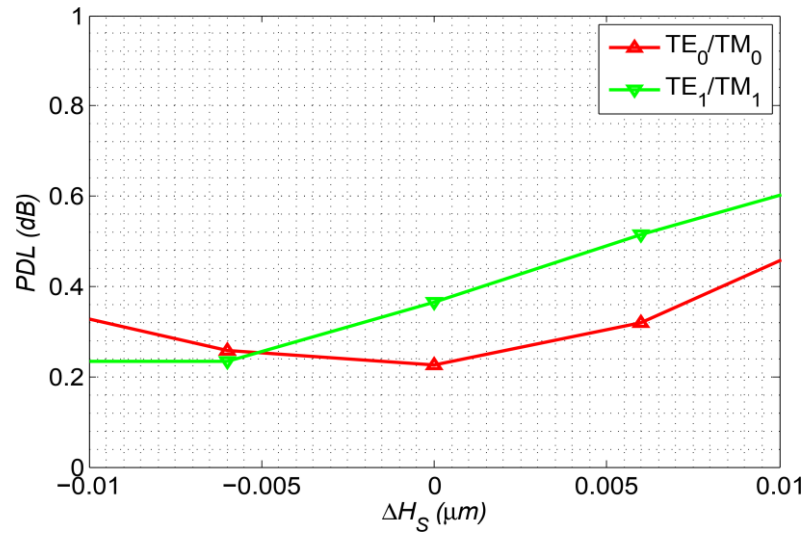
$\pm 1,8 \mu\text{m}$  của  $L_{MMI}$ . Tiếp đến, sai số độ rộng của dẫn sóng kênh vào  $W_{in}$  dao động  $\pm 55 \text{ nm}$  quanh giá trị  $W_{in} = 1,17 \mu\text{m}$ , như được mô tả ở Hình 2.11. Hơn nữa, PDL trong trường hợp này dưới  $0,4 \text{ dB}$  và PDL của cả hai cặp mode dao động khá gần nhau. Cuối cùng, PDL trong sai số chế tạo của phiên  $H_5$  được thể hiện trong Hình 2.12 với PDL của hai cặp mode  $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$  đều nhỏ hơn  $0,6 \text{ dB}$ , dao động trong khoảng  $\pm 10 \text{ nm}$  so với chiều cao của nó. Tóm lại, PDL của linh kiện đề xuất thu được bởi mô phỏng số  $< 1 \text{ dB}$  trong các sai số chế tạo tương đối rộng của linh kiện, đã đạt được yêu cầu thiết kế.



Hình 2.10. PDL là một hàm số của sai số chiều dài  $L_{MMI}$  giữa các cặp mode  $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$ .



Hình 2.11. PDL là một hàm số của sai số độ rộng  $W_{in}$  giữa các cặp mode  $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$ .



Hình 2.12. PDL là một hàm số của sai số chiều cao  $H_s$  giữa các cặp mode  $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$ .

Bảng 2.1. So sánh linh kiện đề xuất với các linh kiện ghép/tách hai mode phân cực TE.

Linh kiện	Số lượng mode	Vật liệu	Cấu trúc linh kiện	Dải bước sóng hoạt động	I.L (dB)	Cr.T (dB)	PDL (dB)
Linh kiện đề xuất [J <sub>1</sub> ]	Hai cặp mode $TE_0/TM_0$ và $TE_1/TM_1$	SOI	Ghép các linh kiện chữ Y và MMI	95 nm (1515 nm - 1610 nm)	> -1,74 < -0,15 (Bảng C > -0,63)	> -27,9 < -19,6 (Bảng C < -27,6)	< 1
[36]	Hai cặp mode $TE_0/TM_0$ và $TE_1/TM_1$	SOI	Các linh kiện định hướng bất đối xứng	10 nm (1545 nm - 1555 nm)	$\geq -0,9$	< -10	
[32]	Hai mode phân cực TE	SOI	Ghép các linh kiện chữ Y và MMI	150 nm (1500 nm - 1650 nm)	> 0,5 < 1	< -25	

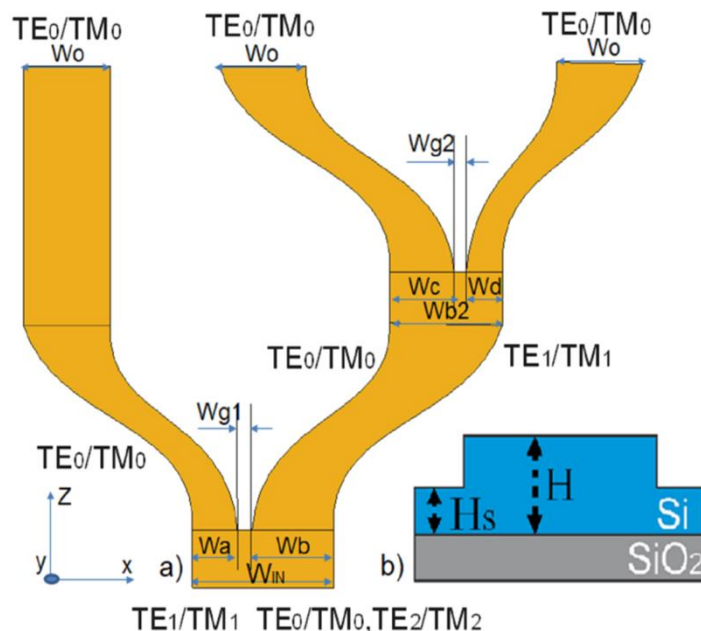
Linh kiện	Số lượng mode	Vật liệu	Cấu trúc linh kiện	Dải bước sóng hoạt động	I.L (dB)	Cr.T (dB)	PDL (dB)
[30]	Hai mode phân cực TE	SOI	Phân tầng các linh kiện MMI	60 nm (1520 nm – 1580 nm)	> -1	-	-
[31]	Hai mode TE	SOI	Phân tầng các linh kiện MMI	35 nm (1530 nm – 1565 nm)	> -1	< -28	-
[23]	Hai mode TE	InP	Ghép các linh kiện chữ Y và MMI	100 nm (1500 nm - 1600 nm)	> -1,6	< -18,2	
[84]	Hai mode TE	InP	Phân tầng các linh kiện MMI	35 nm (1530 nm – 1565 nm)	> -1,2	< -18,4	

## 2.2 Linh kiện ghép/tách ba mode không phụ thuộc phân cực sử dụng hai linh kiện chữ Y bất đối xứng mắc phân tầng với nhau

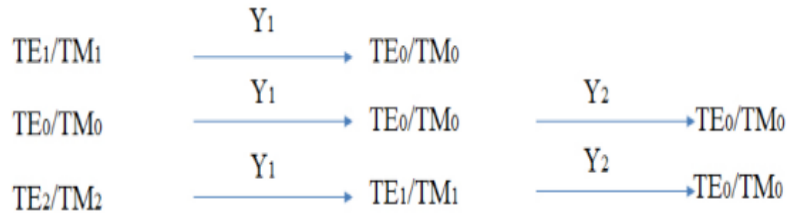
Nếu xem xét kỹ, hầu hết các linh kiện quang tử ghép/tách mode Silic hỗ trợ cả hai trạng thái phân cực TE và TM sẽ có biểu diễn quang không tốt bằng các linh kiện có cấu trúc tương tự, chỉ dẫn ánh sáng ở một trạng thái phân cực, chẳng hạn TE. Có thể thấy được điều này khi so sánh hiệu năng quang của linh kiện ở 2.1 với các linh kiện [32], [33], hoặc một linh kiện ghép/tách cho bốn cặp mode [28] so với [26]. Mục này sẽ trình bày thiết kế linh kiện ghép/tách cho ba cặp mode TE/TM, với hiệu năng quang tốt hơn rõ rệt so với một cấu trúc tương tự nó [41], mà chỉ dẫn ba mode thấp nhất phân cực TE. Hiện tại, các linh kiện quang tử không phụ thuộc phân cực như vậy đã mở rộng cho bốn, năm cặp mode [28], [29], [86], nhưng hiệu năng quang của chúng vẫn giới hạn trong dải bước sóng hoạt động khoảng 100 nm với Cr.T xấp xỉ -20 dB [28].

### 2.2.1 Nguyên lý thiết kế và tổng quan về linh kiện

Hình 2.13 minh họa sơ đồ của linh kiện, nó bao gồm hai linh kiện chữ Y nhánh cong bất đối xứng, mà kênh vào của linh kiện chữ Y thứ hai là kênh ra nhánh phải của linh kiện chữ Y thứ nhất nên được gọi là các linh kiện chữ Y ghép phân tầng. Đầu tiên, ta sẽ thiết kế chiều rộng kênh vào của linh kiện để dẫn tốt cả ba cặp mode  $TE_0/TM_0$ ,  $TE_1/TM_1$  và  $TE_2/TM_2$ . Tiếp theo và xuyên suốt trong thiết kế, chiều rộng nhánh của các linh kiện chữ Y được thiết kế bằng cách khảo sát hệ số kích thích công suất  $C_{mv}$ , dưới điều kiện MEI (1.4.2), sao cho các trường được kích thích của cặp mode  $TE_1/TM_1$  bất chiết suất với các trường của cặp mode  $TE_0/TM_0$  ở kênh ra bên trái của linh kiện. Trong khi các trường được kích thích của các cặp mode  $TE_0/TM_0$  và  $TE_2/TM_2$ , sẽ bất chiết suất với các cặp mode  $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$  tương ứng, tại nhánh phải của linh kiện chữ Y đầu tiên. Kế tiếp, ở kênh vào của linh kiện chữ Y thứ hai, các cặp mode  $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$  sẽ bất chiết suất với các cặp mode  $TE_0/TM_0$ , khi chúng bắt đầu truyền đến hai nhánh của linh kiện chữ Y thứ hai. Từ đó, linh kiện đề xuất có quang trình cho cả ba cặp mode như Hình 2.14. Để bắt



Hình 2.13. Minh họa linh kiện đề xuất với (a) mô hình tổng quan và (b) dẫn sóng nóc/đỉnh.



Hình 2.14. Quá trình chuyển đổi mode từ kênh vào đến kênh ra của linh kiện đề xuất được thiết lập, với  $Y_1$  và  $Y_2$  là các linh kiện chữ Y thứ nhất và thứ hai.

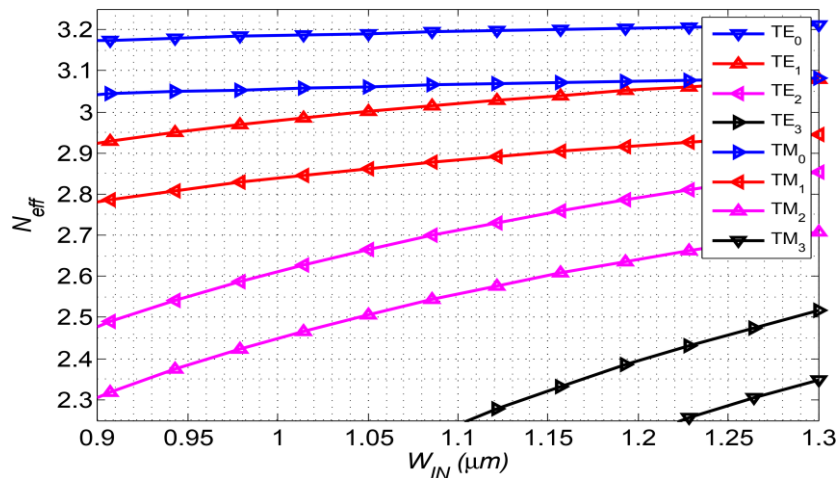
đầu quá trình thiết kế, một dẫn sóng nóc/đỉnh nền SOI được khởi tạo như ở thiết kế 2.1, với việc thử nghiệm chiều cao phiến  $H_S = 61 \text{ nm}$ .

### 2.2.2 Độ rộng dẫn sóng kênh vào

Tương tự như các thiết kế trước, độ rộng của dẫn sóng kênh vào  $W_{IN}$  của linh kiện được khảo sát. Ở thiết kế này, chiết suất hiệu dụng của mode TE và TM được khảo sát trong dải từ  $0,9 \mu\text{m}$  đến  $1,3 \mu\text{m}$  của  $W_{IN}$  bởi BPM và EIM. Từ các kết quả khảo sát được thể hiện trong Hình 2.15, chiều rộng  $W_{IN}$  được chọn là  $1,075 \mu\text{m}$ , để đảm bảo linh kiện chỉ dẫn ba cặp mode  $TE_0/TM_0$ ,  $TE_1/TM_1$  và  $TE_2/TM_2$ . Chiều rộng này cũng chính là chiều rộng thân của linh kiện chữ Y đầu tiên, mà các nhánh của nó sẽ được thiết kế sau đây.

### 2.2.3 Các linh kiện chữ Y bất đối xứng không phụ thuộc phân cực

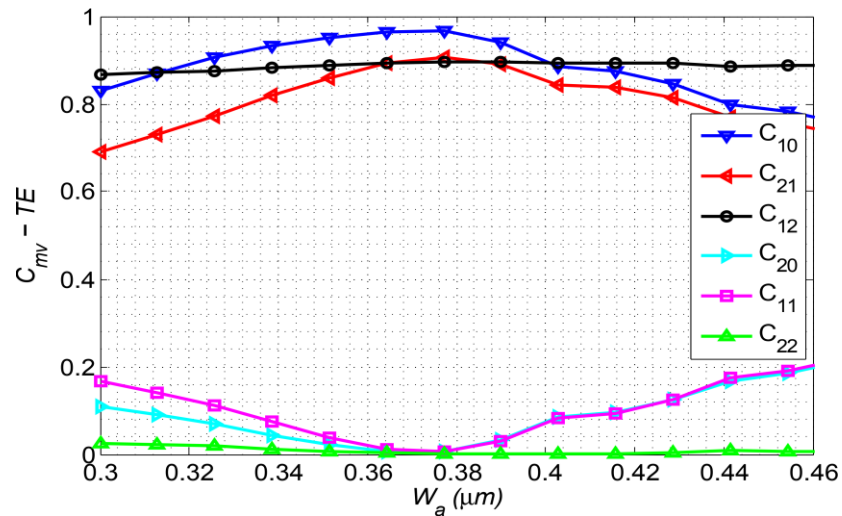
Linh kiện chữ Y thứ nhất. Có thể thấy trong Hình 2.13, chiều rộng thân của linh kiện chữ Y đầu tiên  $W_{IN}$  bao gồm chiều rộng của nhánh trái ( $W_a$ ), nhánh phải ( $W_b$ )



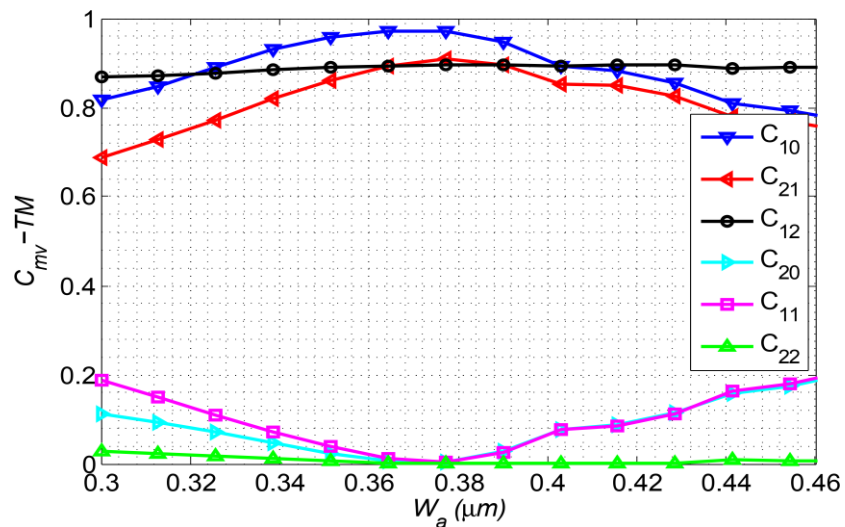
Hình 2.15. Sự phụ thuộc của chiết suất hiệu dụng của các mode dẫn vào  $W_{IN}$ .



và khe  $W_{g1}$  giữa  $W_a$  và  $W_b$  như một giải pháp để giảm đáng kể suy hao công suất tỏa ra bên ngoài linh kiện chữ Y trong quá trình truyền của các mode được dẫn [87]. Trong trường hợp này, ta vẫn khảo sát hệ số công suất  $C_{mv}$  để đi tìm độ rộng các nhánh của chữ Y bất đối xứng. Để thực hiện điều này, đầu tiên, các kích thước  $L_S$  và  $G_S$  của các linh kiện chữ Y của thiết kế được tham khảo ở 2.2.2, lần lượt là  $L_{sb} = 50 \mu m$  và  $G_S = 1,5 \mu m$ .  $G_S$  nhỏ hơn ở thiết kế 2.2.2 là do sự độc lập của các linh kiện chữ Y bất đối xứng trong thiết kế này. Đầu tiên,  $W_{g1}$  được đặt bằng 0, các độ rộng



(a)



(b)

Hình 2.16. Hệ số kích thích công suất với trường (a) TE và (b) TM là hàm của độ rộng nhánh  $W_a$ .

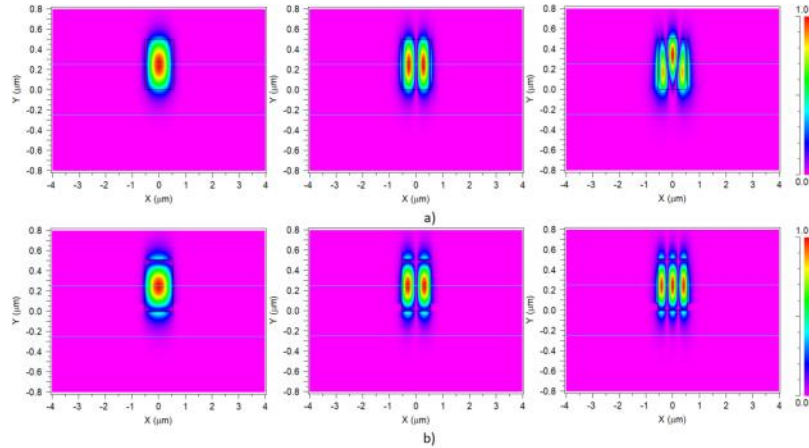
$W_a$  và  $W_b$  của hai nhánh ở linh kiện chữ Y thứ nhất được xác định thông qua khảo sát  $C_{mv}$ , dưới điều kiện MEI và dựa trên độ rộng  $W_{IN}$ . Kết quả khảo sát  $W_a$  bởi 3D-BPM và EIM chỉ ra rằng, biểu đồ của các trường TE trong Hình 2.16 (a) và TM trong Hình 2.16 (b) là giống nhau, với chiều rộng của  $W_a$  và  $W_b$  được chọn lần lượt là  $0,390 \mu m$  và  $0,685 \mu m$ , suy hao của các mode dẫn là tối thiểu. Sau khi đã xác định được  $W_a$  và  $W_b$ , chiều rộng của khe  $W_{g1}$  cũng được tìm thấy bằng cách khảo sát  $C_{mv}$  như một hàm của  $W_{g1}$ , giá trị tốt nhất của khe  $W_{g1}$  trong trường hợp này là  $0,021 \mu m$ . Để tối ưu hơn nữa, ta cần xác định độ rộng cuối các nhánh ( $W_o$  và  $W_{b2}$ ) của chữ Y thứ nhất như được kí hiệu ở Hình 2.13. Đối với  $W_o$ , bởi vì tất cả các kênh ra của linh kiện đề xuất, đều có cùng chiều rộng cần thiết, để chỉ dẫn các mode cơ bản (FM) [65], nên nó được chọn  $0,52 \mu m$  như giá trị tối ưu. Đối với  $W_{b2}$ , từ các giá trị tìm được của  $W_a$ ,  $W_b$  và  $W_o$ ,  $W_{b2}$  được xác định bằng  $1 \mu m$  cũng thông qua khảo sát  $C_{mv}$ , để đảm bảo chữ Y đầu tiên dẫn tốt cả hai cặp mode  $TE_0/TM_0$ ,  $TE_1/TM_1$  ở nhánh phải.

*Linh kiện chữ Y thứ hai.* Bởi vì linh kiện chữ Y thứ hai được ghép với linh kiện chữ Y đầu tiên tại nhánh có chiều rộng  $W_{b2}$ , vì vậy chiều rộng này cũng là chiều rộng kênh vào của linh kiện chữ Y thứ hai. Lúc này, quá trình thiết kế linh kiện chữ Y thứ hai giống như ở chữ Y thứ nhất khi có được chiều rộng  $W_{IN}$ . Tức là cách tìm  $W_c$ ,  $W_d$  và  $W_{g2}$  cho linh kiện chữ Y thứ hai hoàn toàn giống như cách ta đã tìm ra  $W_a$ ,  $W_b$  và  $W_{g1}$  cho linh kiện chữ Y thứ nhất. Từ đó, ta dễ dàng tìm ra các giá trị của  $W_c$ ,  $W_d$  và  $W_{g2}$  lần lượt là  $0,660 \mu m$ ,  $0,321 \mu m$  và  $0,019 \mu m$ .

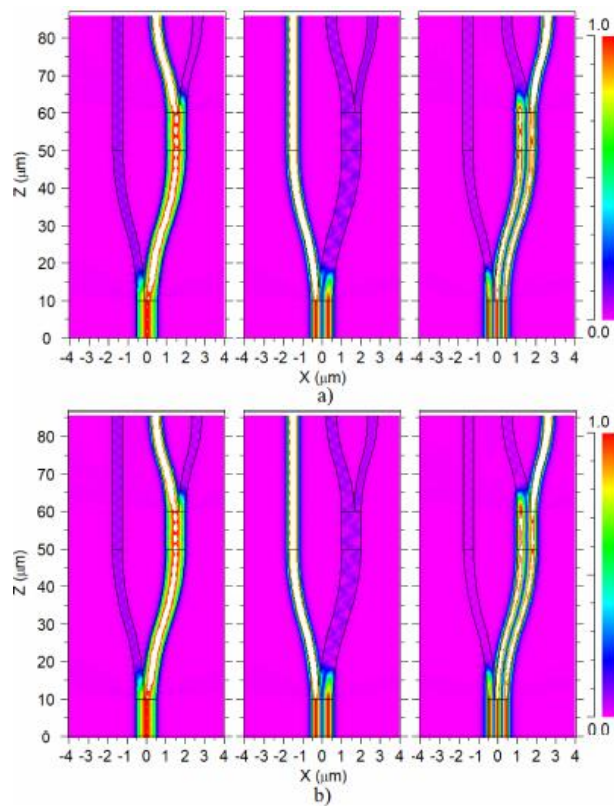
#### 2.2.4 Đánh giá hiệu năng quang

*Hiệu năng quang học.* Sau khi thiết kế đã hoàn thành, 3D-BPM và EIM được dùng để biểu diễn mô hình trường trực quan của các mode dẫn, tất cả các mode  $TE_0/TM_0$ ,  $TE_1/TM_1$  và  $TE_2/TM_2$  được kích thích ở bước sóng  $1550 nm$ , lần lượt được truyền vào kênh vào của linh kiện. Sau đó, chúng chuyển đến các kênh ra của linh kiện với các mô hình trường trực quan ở Hình 2.18 (a) cho các mode TE và Hình 2.18 (b) cho các mode TM. Trong khi các mô hình trường của ba mode kép tại kênh vào và kênh ra của linh kiện được mô tả trong Hình 2.17. Như vậy, mô phỏng số đã

phản ánh thực tế nguyên lý hoạt động của linh kiện được mô tả trong Hình 2.14. Mặt khác, hiệu suất truyền dẫn của linh kiện được xác định dựa vào thang màu chuẩn hóa. Từ đây có thể thấy có sự tổn hao quang tỏa ra bên ngoài linh kiện, suy hao này tập trung hầu như ở thân của các linh kiện chữ Y, nơi mà sự chuyển đổi

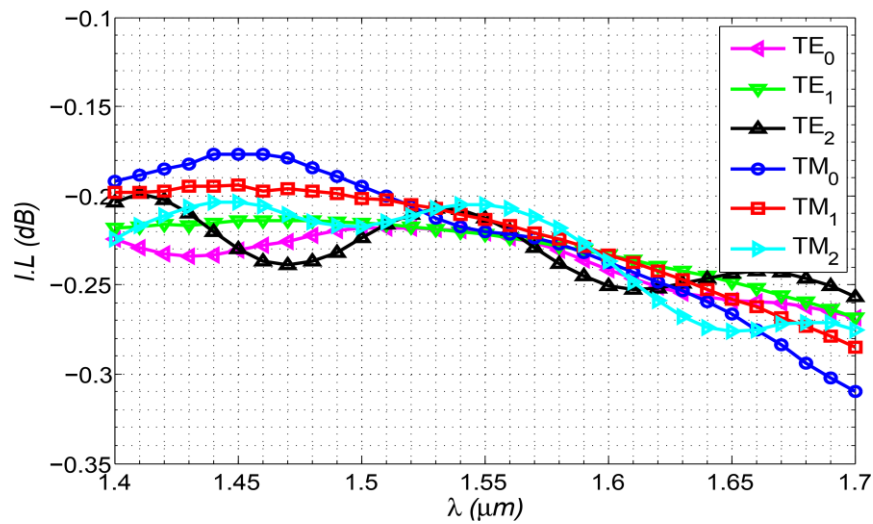


Hình 2.17. Mô hình trường của các mode a)  $TE_0$ ,  $TE_1$  và  $TE_2$  và b)  $TM_0$ ,  $TM_1$  và  $TM_2$ .

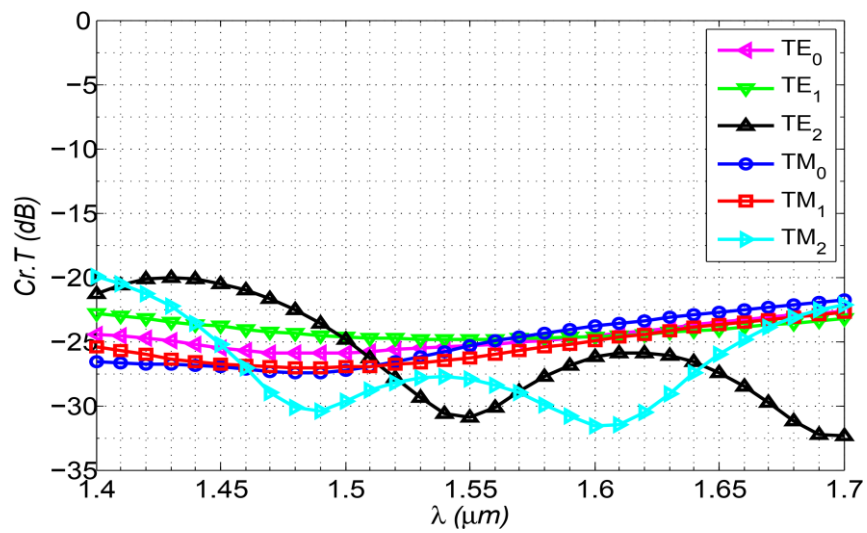


Hình 2.18. Mô hình trường phát triển từ kênh vào đến kênh ra của linh kiện của các mode a)  $TE_0$ ,  $TE_1$  và  $TE_2$  và b)  $TM_0$ ,  $TM_1$  và  $TM_2$ .

mode xảy ra. Hơn nữa, đối với các linh kiện quang tử hỗ trợ càng nhiều mode dẫn, công suất không mong muốn sẽ tăng lên nhiều hơn ở kênh ra của nó. Lúc này, cần đánh giá hiệu năng quang của linh kiện thông qua suy hao chèn kênh I.L (1.44), nhiễu xuyên kênh Cr.T (1.45) và suy hao độc lập phân cực PDL (1.46). Đầu tiên, các đầu đo được đặt ở kênh ra của linh kiện, để lưu lại dữ liệu công suất đo được. Sau đó, một dải lớn bước sóng xung quanh  $1550\text{ nm}$  được kích thích ở kênh vào của

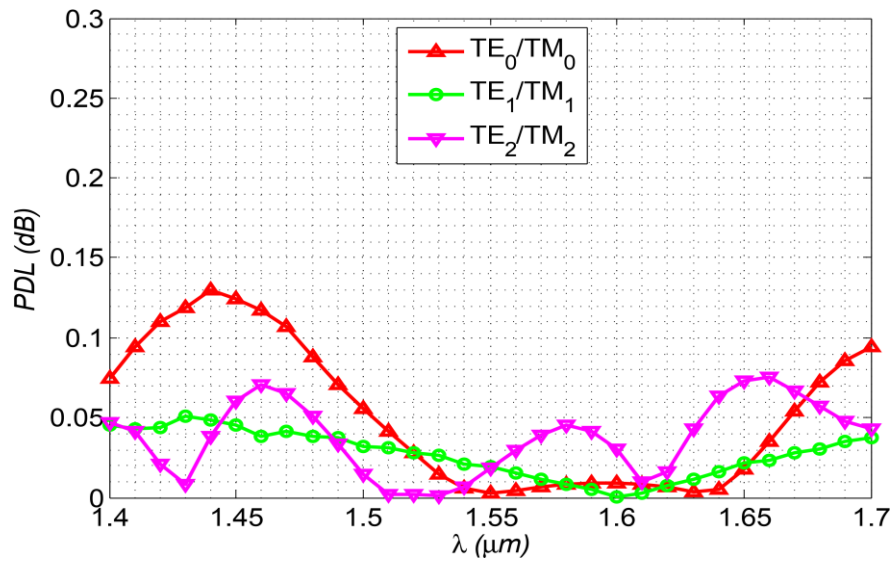


(a)



(b)

Hình 2.19. Đáp ứng bước sóng của các mode  $TE_0/TM_0$ ,  $TE_1/TM_1$  và  $TE_2/TM_2$  cho a) I.L và b) Cr.T.



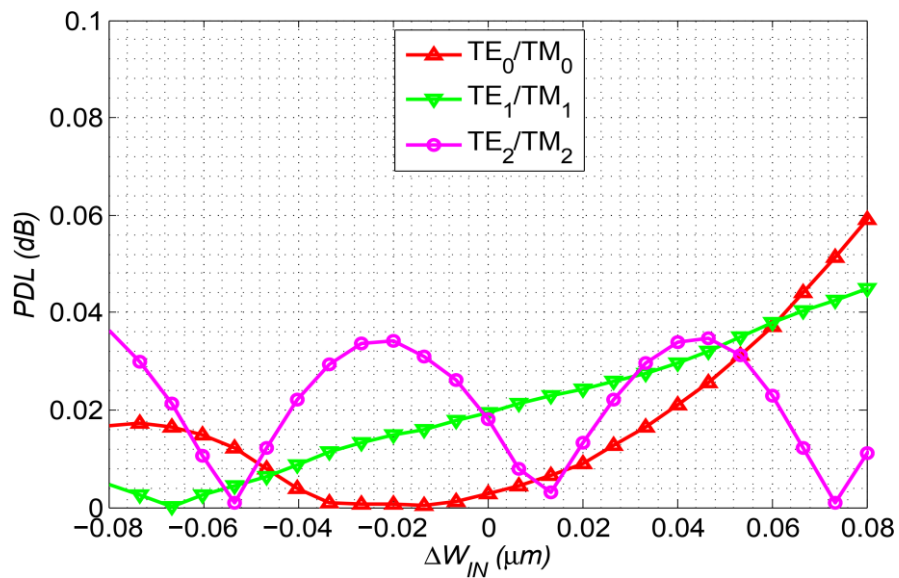
Hình 2.20. Đáp ứng bước sóng đối với PDL giữa các mode  $TE_n/TM_n$ .

linh kiện, như nguồn tín hiệu vào. Dữ liệu đo được vẽ biểu đồ I.L, Cr.T và PDL lần lượt ở Hình 2.19 và Hình 2.20, như hàm số của bước sóng cho ba cặp mode  $TE_0/TM_0$ ,  $TE_1/TM_1$  và  $TE_2/TM_2$ . Kết quả khảo sát trong Hình 2.19 cho thấy, linh kiện có thể hoạt động trong một dải bước sóng rất rộng từ 1400 nm đến hơn 1700 nm. I.L của tất cả các mode được dẫn dao động khá chặt chẽ xung quanh -0,21 dB, trong khoảng từ 1525 nm đến 1565 nm, bao phủ toàn bộ băng C. Sau đó, chúng giảm nhẹ với các mức độ khác nhau, trong đó dao động của mode  $TM_0$  là lớn nhất từ -0,31 dB đến -0,18 dB. Đối với Cr.T, có sự khác biệt rõ rệt của cặp mode  $TE_2/TM_2$  so với các cặp mode khác. Nó dao động riêng biệt trong dải bước sóng hoạt động của linh kiện với Cr.T từ -32,5 dB đến -20 dB, trong khi các cặp mode còn lại  $TE_0/TM_0$  và  $TE_1/TM_1$  dao động khá giống nhau từ -27,5 dB đến -21,8 dB. Hơn nữa, linh kiện được đề xuất cũng được tối ưu để có PDL không chỉ nhỏ hơn 1 dB, mà còn nhỏ hơn 0,13 dB trong toàn bộ dải bước sóng hoạt động của linh kiện (Hình 2.20). Trong đó, phạm vi hoạt động tốt nhất của chúng cũng trải dài từ 1525 nm đến 1565 nm, với sự dao động cực kỳ nhỏ xấp xỉ 0,034 dB của cặp mode  $TE_0/TM_0$  tại bước sóng 1550 nm.

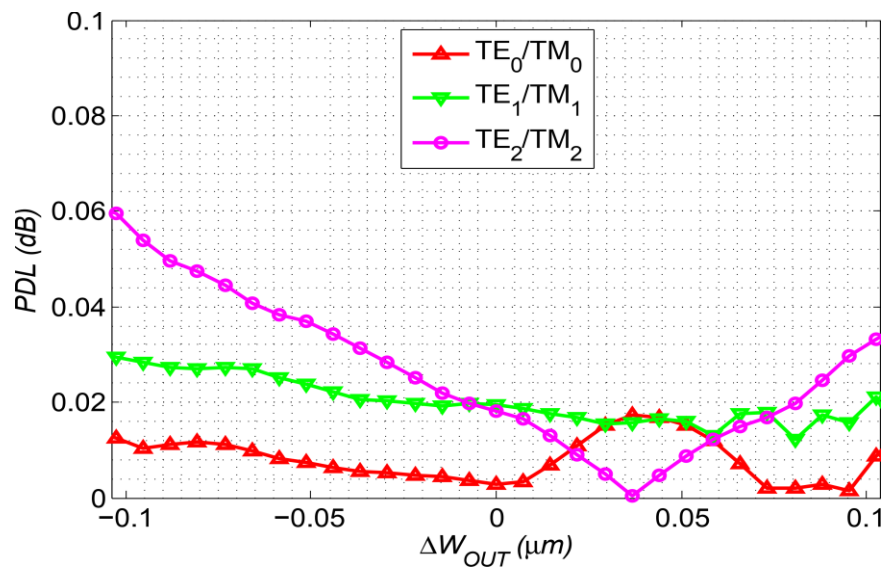
*Sai số chế tạo.* Trong thiết kế này, ba tham số được chọn để khảo sát bao gồm độ rộng của các kênh vào, kênh ra  $W_{IN}$ ,  $W_O$  và chiều cao của phiến  $H_S$ . Các quy trình khảo sát này tương tự như các quy trình khảo sát Cr.T, I.L và PDL của linh kiện

Bảng 2.2. Sự khảo sát sai số chế tạo.

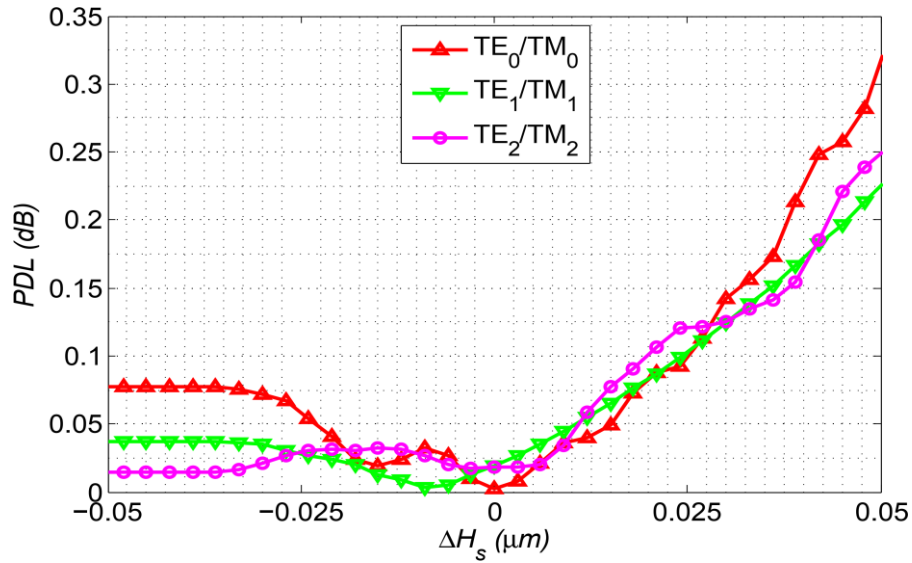
Thông số	$W_{IN}$	$W_O$	$H_S$
Cr.T (dB)	-31,2 ÷ -20	-34 ÷ -20	-31 ÷ -21
I.L (dB)	-0,27 ÷ -0,2	-0,36 ÷ -0,17	-0,36 ÷ -0,19
Sai số (nm)	±80	±104	±50



Hình 2.21. PDL như một hàm số của sai số chế tạo  $W_{IN}$  cho cả ba cặp mode  $TE_0/TM_0$ ,  $TE_1/TM_1$  và  $TE_2/TM_2$ .



Hình 2.22. PDL như một hàm số của sai số chế tạo  $W_O$  cho cả ba cặp mode  $TE_0/TM_0$ ,  $TE_1/TM_1$  và  $TE_2/TM_2$ .



Hình 2.23. PDL như một hàm số của sai số chế tạo  $H_S$  cho cả ba cặp mode  $TE_0/TM_0$ ,  $TE_1/TM_1$  và  $TE_2/TM_2$ .

được đề xuất. Tuy nhiên, thay vì khảo sát xung quanh cửa sổ bước sóng  $1550\text{ nm}$ , việc khảo sát được thực hiện xung quanh các giá trị đã chọn của  $W_{IN}$ ,  $W_O$  và  $H_S$  tại cửa sổ bước sóng này. Bằng cách chọn một ngưỡng Cr.T dưới  $-20\text{ dB}$ , sai số của các tham số khảo sát được thể hiện trong Bảng 2.2. Dựa trên kết quả này, linh kiện đề xuất hoàn toàn có khả năng được tạo ra bởi các công nghệ chế tạo linh kiện quang tử hiện tại [12], [22]. Tuy nhiên, để đảm bảo chắc chắn, PDL của ba cặp mode trong sai số chế tạo cũng phải nhỏ hơn  $1\text{ dB}$ . Bằng cách sử dụng lại dữ liệu công suất đã khảo sát, PDL tương ứng của ba thông số  $W_{IN}$ ,  $W_O$  và  $H_S$  được mô tả lần lượt ở Hình 2.21, Hình 2.22 và Hình 2.23. Một cách hoàn hảo, PDL trong tất cả các trường hợp này giống như PDL trong việc khảo sát sự phụ thuộc của linh kiện vào bước sóng, khi mà chúng nhỏ hơn nhiều so với  $1\text{ dB}$ . Trong đó, PDL ở sai số chế tạo  $W_{IN}$  và  $W_O$  đều nhỏ hơn  $0,06\text{ dB}$ . Trong khi PDL của sai số chế tạo  $H_S$  nhỏ hơn  $0,32\text{ dB}$ . Mặt khác, trong cả ba cặp mode, thì cặp mode  $TE_0/TM_0$  có sự cân bằng cao nhất, nó có một biên độ dao động cực nhỏ, từ  $\approx 0$  đến  $0,021\text{ dB}$  trong  $\pm 40\text{ nm}$  sai số chế tạo  $W_{IN}$ , và từ  $\approx 0$  đến  $0,01\text{ dB}$  trong sai số chế tạo  $\pm 20\text{ nm}$  của  $W_O$ . Đặc biệt, trong trường hợp của  $H_S$ , cả ba cặp mode đều có PDL nhỏ hơn  $0,1\text{ dB}$  trong phạm vi sai số  $\pm 20\text{ nm}$ . Từ các đặc điểm nổi bật như vậy, linh kiện quang tử MDM được đề xuất là thực sự tiềm năng.

### 2.3 Kết luận Chương 2

Chương này đã trình bày thiết kế các linh kiện quang tử ghép/tách cho hai và ba mode không phụ thuộc phân cực. Mô phỏng số cho thấy, hiệu năng quang của linh kiện ghép/tách cho hai mode không phụ thuộc phân cực so với các linh kiện chỉ hỗ trợ ghép/tách cho hai mode đơn cực không chênh lệch đáng kể, thậm chí còn tốt hơn như có thể thấy trong Bảng 2.1. Trong khi linh kiện đề xuất cho ba cặp mode có hiệu năng quang hoàn hảo, vượt trội so với một cấu trúc tương tự cho ba mode TE [41], hoặc hai cấu trúc ghép/tách cho ba mode TE khác [38], [39] như ở Bảng 2.3. Với kích thước  $4 \mu m \times 240 \mu m$  và sai số chế tạo  $\pm 10 nm$ , các linh kiện hoàn toàn có thể được chế tạo bởi các công nghệ CMOS hiện tại như quang khắc sâu bằng tia cực tím (DUV) [12] hay quang khắc bằng tia điện tử (E-beam) [22], để trở thành các linh kiện ghép/tách mode tiềm năng trong tương lai.

*Bảng 2.3. Hiệu năng quang của linh kiện quang tử đề xuất so với các linh kiện tương tự.*

Linh kiện	Số lượng mode	Vật liệu	Cấu trúc linh kiện	Dài bước sóng hoạt động	I.L (dB)	Cr.T (dB)	PDL (dB)
Linh kiện đề xuất	Ba mode không phụ thuộc phân cực	SOI	Phân tầng hai linh kiện chữ Y	$> 300 nm$	$> -0,31$ $< -0,18$	$> -32,5$ $< -20$	$< 0,13$
[41]	Ba mode phân cực TE	SOI	Phân tầng hai linh kiện chữ Y	$150 nm$	$> -1,45$	$< -16$	
[39]	Ba mode phân cực TE	SOI	Một chữ Y và một	$40 nm$	$> -0,9$	$< -17$	



Linh kiện	Số lượng mode	Vật liệu	Cấu trúc linh kiện	Dải bước sóng hoạt động	I.L (dB)	Cr.T (dB)	PDL (dB)
			MMI				
[38]	Ba mode phân cực TE	SOI	Một chữ Y và hai MMI	100 nm	> -0,71	< -18	
[28]	Bốn mode không phụ thuộc phân cực	SOI	ADC	100 nm	> 3,5	~ - 20	
[29]	Năm mode không phụ thuộc phân cực	SOI	ADC	35 nm	> -1	< -11,4	
[86]	Năm mode không phụ thuộc phân cực	SOI	ADC	90 nm	> -1,8	< -15	

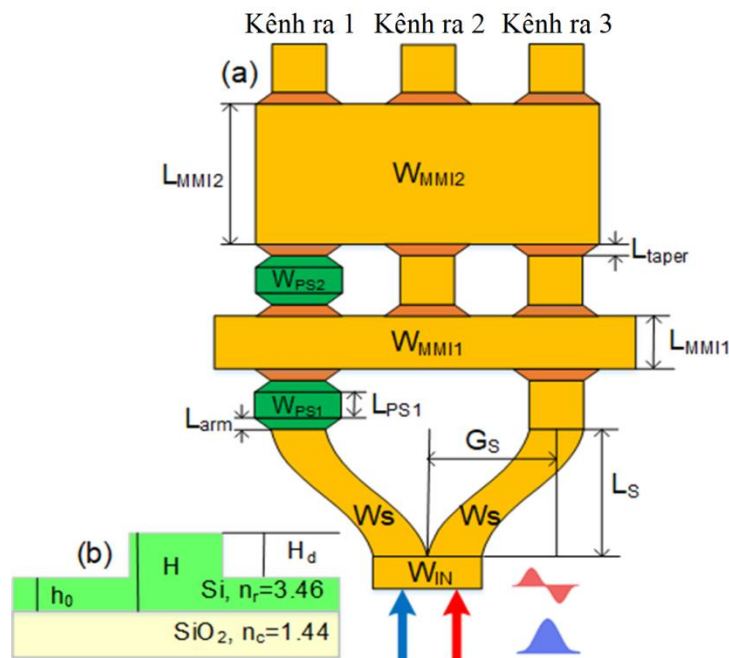
Kết quả nghiên cứu của chương này đã được công bố trong bài báo [J<sub>1</sub>].

Công bố có liên quan đến Chương 2 của Luận án [J<sub>6</sub>].

### CHƯƠNG 3

## THIẾT KẾ LINH KIỆN QUANG TỬ ĐỊNH TUYẾN LỰA CHỌN MODE MSR

Khi pha của tín hiệu truyền qua các PS có thể được điều khiển bởi hiệu ứng quang-nhiệt [45], dựa vào sự phụ thuộc chiết suất của Silic vào nhiệt độ (1.4.2), hoạt động của các linh kiện quang tử MDM nền SOI trở nên linh hoạt nhờ các bộ dịch pha quang-nhiệt (TOPS) điều khiển được. Trong đó, các linh kiện ghép/tách mode sử dụng các linh kiện chữ Y và MMI được cải tiến thành các linh kiện định tuyến lựa chọn mode kênh ra (MSR), với các TOPS được điều khiển bởi nhiều mức công suất khác nhau (nhiều hơn hai mức), đặc biệt với các MSR có ba kênh ra [46], [47], [49] hoặc sử dụng các linh kiện định hướng bất đối xứng [48]. Trong chương này, hai linh kiện MSR cho hai và ba mode TE thấp nhất, được xây dựng từ các linh kiện MMI và chữ Y đối xứng. Trong khi ở linh kiện MSR cho hai mode, tất cả các PS được đề xuất chỉ điều khiển hai mức ON/OFF, thì linh kiện cho ba mode, các TOPS được thiết kế bằng hợp kim Oxit thiếc Indi (ITO) thay thế cho Titan (Ti) để



Hình 3.1. Sơ đồ khối của linh kiện đề xuất với a) mô hình tổng quan b) dẫn sóng nóc/đỉnh.

tối ưu công suất điều khiển, đặc biệt cho các linh kiện MSR cho ba mode gần đây [47], [49].

### 3.1 Nguyên lý thiết kế

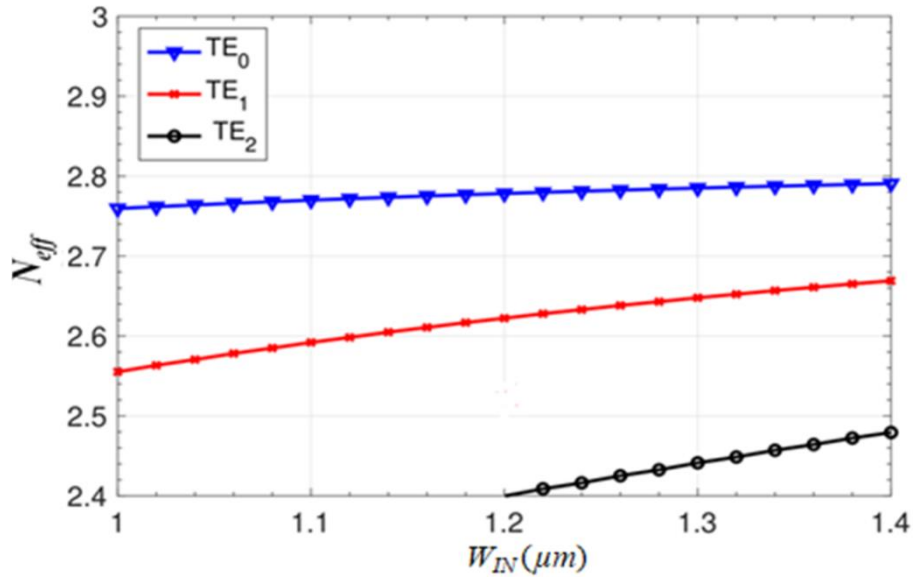
Kênh vào của các linh kiện MSR sử dụng các linh kiện chữ Y đối xứng dưới cơ chế MEI (1.4.2) để tách các mode thành các mode cơ bản (FM), trước khi chúng được dẫn vào linh kiện MMI. Ngoài cơ chế giao thoa tổng quát (1.4.1.1), các linh kiện MMI còn được thiết kế để thực hiện các cơ chế giao thoa đối xứng  $1 \times 1$  và  $1 \times 2$  (1.4.1.2), với mục đích tạo ra các quang trình khác nhau cho các mode kênh vào. Cùng với các PS/TOPS được thiết lập các mức điều khiển khác nhau, các mode kênh vào được định tuyến đến một kênh ra bất kì của linh kiện MSR  $1 \times 3$ .

### 3.2 Linh kiện định tuyến $1 \times 3$ cho hai mode TE sử dụng hai linh kiện giao thoa đa mode và một linh kiện chữ Y

#### 3.2.1 Tổng quan về linh kiện

Trong các thiết kế này, cấu trúc dẫn sóng nóc/đỉnh có chiết suất của *Silic*,  $S_{iO_2}$  và không khí giống như các thiết kế trước trước, tuy nhiên, các chiều cao dẫn sóng nóc/đỉnh và chiều cao phiến được thử nghiệm lần lượt là  $H = 220 \text{ nm}$  và  $h_0 = 120 \text{ nm}$  [32].

Linh kiện đề xuất được mô tả như trong Hình 3.1, gồm một linh kiện chữ Y đối xứng và hai linh kiện giao thoa đa mode (MMI), cùng với hai PS. Đầu tiên, linh kiện chữ Y đối xứng với hai nhánh cong sẽ chia đôi công suất các mode kênh vào  $TE_0$  và  $TE_1$  thành các FM, lần lượt đồng pha và ngược pha nhau (1.4.1.2). Sau đó các FM này sẽ được dẫn vào linh kiện giao thoa đa mode  $2 \times 3$  MMI ( $MMI_1$ ). Linh kiện này sẽ được thiết kế để thực hiện giao thoa đối xứng  $1 \times 2$  với  $p = 1$  và  $N = 2$  theo hướng ngược lại ( $2 \times 1$ ), khi hai mode  $TE_0$  ở kênh vào  $MMI_1$  cùng pha (tạo bởi mode kênh vào  $TE_0$ ), chiều dài  $MMI_1$  lúc này sẽ là  $L_{MMI} = 1.(3L_\pi/4.2) = 3L_\pi/8$  (1.39). Với hai mode  $TE_0$  ngược pha (tạo bởi mode kênh vào  $TE_1$ ), mỗi mode  $TE_0$  được yêu cầu sẽ thực hiện giao thoa đối xứng  $1 \times 1$  với  $p = 2$  và  $N = 1$ , lúc này  $L'_{MMI} = 2.(3L'_\pi/4.1) = 3L'_\pi/2$  với  $L'_\pi = L\pi/4$ , do  $W'_{MMI} = W_{MMI}/2$  theo (1.29), nên  $L'_{MMI} = L_{MMI} = 3L_\pi/8$ . Như vậy  $MMI_1$  thực hiện được hai cơ chế giao thoa đối



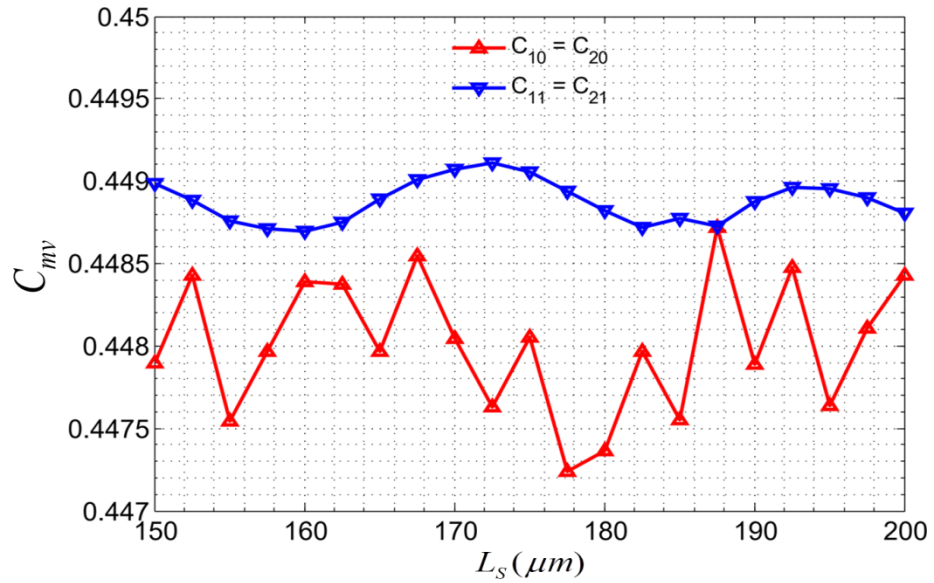
Hình 3.2. Khảo sát điều kiện cắt mode cho kênh vào của linh kiện đề xuất.

xứng  $1 \times 1$  đối với mode kênh vào  $TE_1$ .  $PS_1$  sẽ được thiết lập hai trạng điều khiển pha 0 và  $\pi$ , để các mode kênh vào  $TE_0$  và  $TE_1$  thay đổi vị trí kênh ra cho nhau ở linh kiện  $MMI_1$ . Cuối cùng, linh kiện  $MMI_2$  được ghép nối tiếp với linh kiện  $MMI_1$ , cùng với  $PS_2$  để tổng hợp chuyển các mode ở kênh vào đến một kênh ra bất kì của nó theo các cơ chế giao thoa khác nhau [39].

### 3.2.2 Thiết kế và tối ưu

*Độ rộng dẫn sóng kênh vào.* Do linh kiện đề xuất chỉ hỗ trợ dẫn hai mode  $TE_0$  và  $TE_1$  nên ta sử dụng khảo sát ở Hình 3.2 để chọn độ rộng dẫn sóng kênh vào  $W_{IN}$  cho linh kiện là  $1,2 \mu m$ , và độ rộng nhánh của linh kiện chữ Y là  $W_S = 0,6 \mu m$ .

*Linh kiện chữ Y đối xứng.* Linh kiện chữ Y trong thiết kế này có khoảng cách  $G_S = 1,74 \mu m$ , lớn hơn nhiều so với chữ Y ở 2.2.2, do chiều rộng đủ lớn của linh kiện  $2 \times 3$  MMI để đảm bảo cho các cơ chế giao thoa đối xứng  $1 \times 1$ , chiều dài  $L_S$  được xác định thông qua khảo sát các hệ số kích thích mode (1.4.2.3)  $C_{mv} = |\varepsilon_{mv}|^2$  ở Hình 3.2, cho các mode kênh vào  $TE_0$  và  $TE_1$ . Kết quả khảo sát cho thấy, dao động của hệ số kích thích công suất là khác nhau khá rõ giữa các mode. Hệ số này của mode  $TE_0$  dao động mạnh và liên tục từ 44,46 % đến 44,62 %, trong khi, hệ số  $C_{mv}$  của mode



Hình 3.3. Hệ số kích thích công suất  $C_{mv}$  là các hàm số của độ dài linh kiện chữ Y.  $TE_1$  dao động nhẹ khoảng 44,58 %. Giá trị  $L_S = 187 \mu m$  được chọn để đảm bảo sự cân bằng công suất giữa các mode  $TE_0$  và  $TE_1$ .

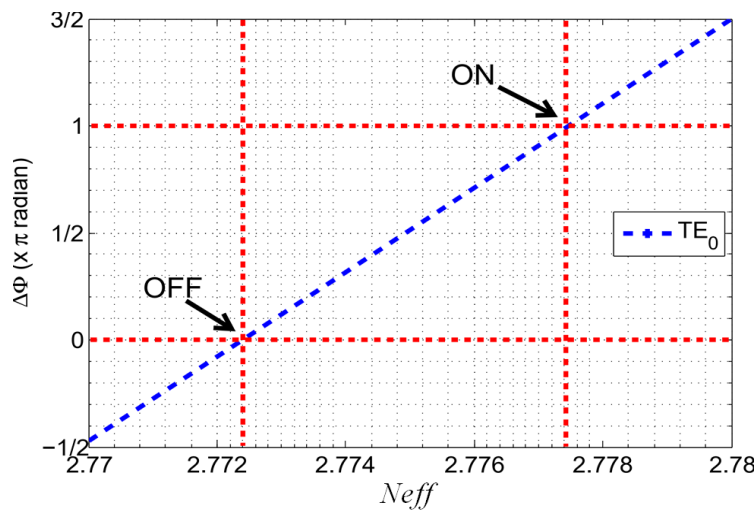
*Linh kiện  $2 \times 3$  MMI ( $MMI_1$ ).* Linh kiện  $MMI_1$  có thể thực hiện các cơ chế giao thoa đối xứng khác nhau cho các mode kênh vào  $TE_0$  và  $TE_1$ , sau khi chúng truyền qua linh kiện chữ Y đối xứng như đã đề cập ở phần tổng quan, với chiều dài  $L'_{MMI1} = L_{MMI1} = 3L_\pi/8$  và chiều rộng  $W'_{MMI1} = W_{MMI1}/2$ . Mô phỏng số BPM và EIM tối ưu cho cả hai cơ chế giao thoa, xác định được các giá trị thích hợp cho linh kiện  $2 \times 3$  MMI là  $W_{MMI1} = 6,8 \mu m$  và  $L_{MMI1} = 43 \mu m$ .

*Linh kiện  $3 \times 3$  MMI ( $MMI_2$ ).* Linh kiện  $MMI_2$  được thiết kế để thực hiện được cả hai cơ chế giao thoa tổng quát ( $2 \times 2$ ) và đối xứng ( $1 \times 1$ ) với cùng một độ rộng  $W_{MMI}$  [39]. Đầu tiên ta đi từ (1.34) cho giao thoa tổng quát  $2 \times 2$ , có thể nhận thấy rằng, với  $p = 1$  và  $N = 2$ ,  $MMI_2$  hoạt động trong cơ chế tạo hai ảnh ở kênh ra hai bên, với một chu kì tạo ảnh trên chiều dài  $L_{MMI} = 3L_\pi/2$ . Trong khi với (1.39), giao thoa đối xứng  $1 \times 1$  được thực hiện với hai chu kì tạo một ảnh ( $p = 2$  và  $N = 1$ ), từ kênh vào đến kênh ra trung tâm của linh kiện này trên chiều dài  $L_{MMI} = 2(3L_\pi/4) = 3L_\pi/2$ . Như vậy, linh kiện  $MMI_2$  có thể thực hiện cho cả hai cơ chế giao thoa nếu kích thước của nó được thiết kế phù hợp. Bằng cách sử dụng BPM và EIM, chiều

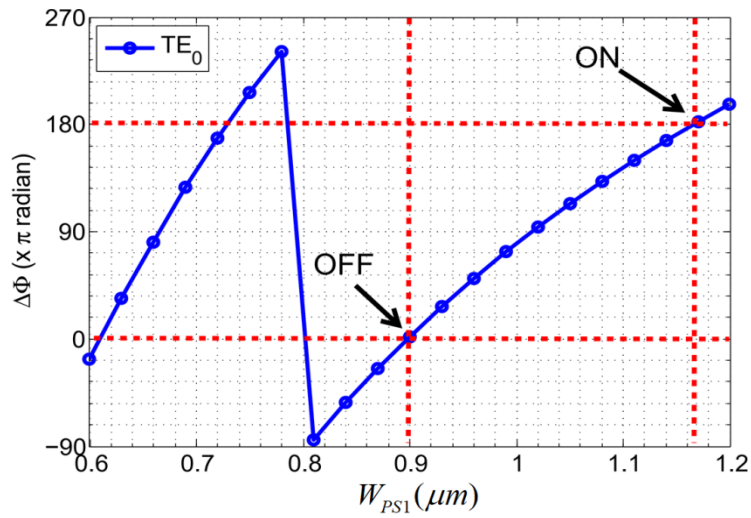
rộng và chiều dài tối ưu cho linh kiện  $MMI_2$  lần lượt là  $W_{MMI_2} = 5 \mu m$  và  $L_{MMI_2} = 98 \mu m$  [39].

Các linh kiện dịch pha (PS) hai trạng thái điều khiển. Từ (2.4) có thể thấy rằng, độ dịch pha của ánh sáng khi đi qua một dẫn sóng phẳng, không chỉ phụ thuộc vào kích thước của dẫn sóng, mà còn phụ thuộc vào chiết suất của nó. Bên cạnh đó, chiết suất của Silic không chỉ phụ thuộc vào nhiệt độ (1.3.2), mà chúng còn có mối quan hệ tuyến tính với nhau [45]. Như vậy, chỉ cần tìm ra mối liên hệ giữa chiết suất của Silic và pha của tín hiệu truyền qua nó, thì ta có thể điều khiển được pha dịch của tín hiệu qua một dẫn sóng Silic bởi nguồn nhiệt bên ngoài.

Như đã đề cập trên, pha của các FM giữa hai nhánh linh kiện chữ Y được tạo thành từ các mode kênh vào  $TE_0$  và  $TE_1$  lần lượt đồng pha (0 radian) và ngược pha ( $\pi$  radian). Vì vậy, chỉ cần áp dụng hai trạng thái điều khiển pha 0 (OFF) và pha  $\pi$  (ON), ứng với hai chỉ số chiết suất khác nhau, để các mode kênh vào có thể lựa chọn linh hoạt các kênh ra của linh kiện  $MMI_1$ . Bằng cách kích thích mode  $TE_0$  tại kênh vào của  $PS_1$ , và khảo sát độ lệch pha của tín hiệu qua  $PS_1$ , như một hàm số của chiết suất hiệu dụng  $N_{eff}$ , trong phạm vi từ 2,77 đến 2,78. Khảo sát này trong Hình 3.3 (a) cho ta thấy, tại các giá trị  $N_{eff}$  lần lượt là  $n_{e1} = 2,7723$  và  $n_{e2} = 2,7774$ , hai trạng thái điều khiển pha ON và OFF đối với  $PS_1$  được thiết lập. Tuy nhiên trong thiết kế này, góc dịch pha tiếp tục được khảo sát như hàm số của độ rộng của  $PS_1$

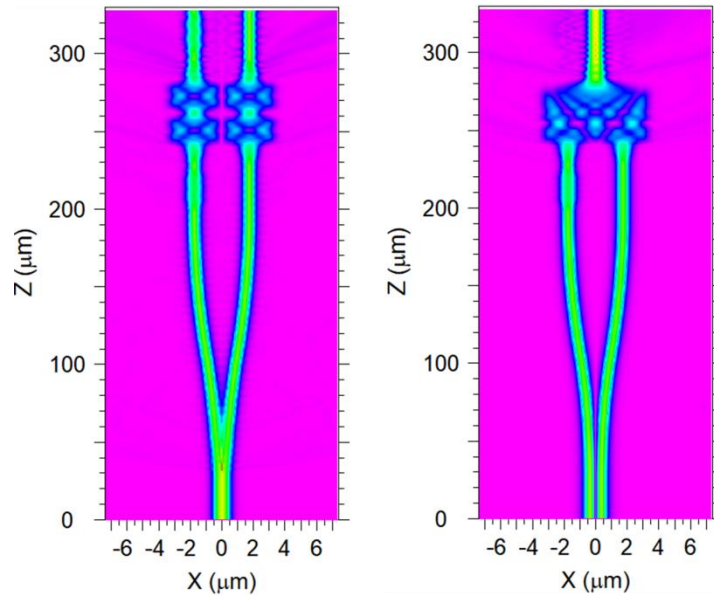


(a)



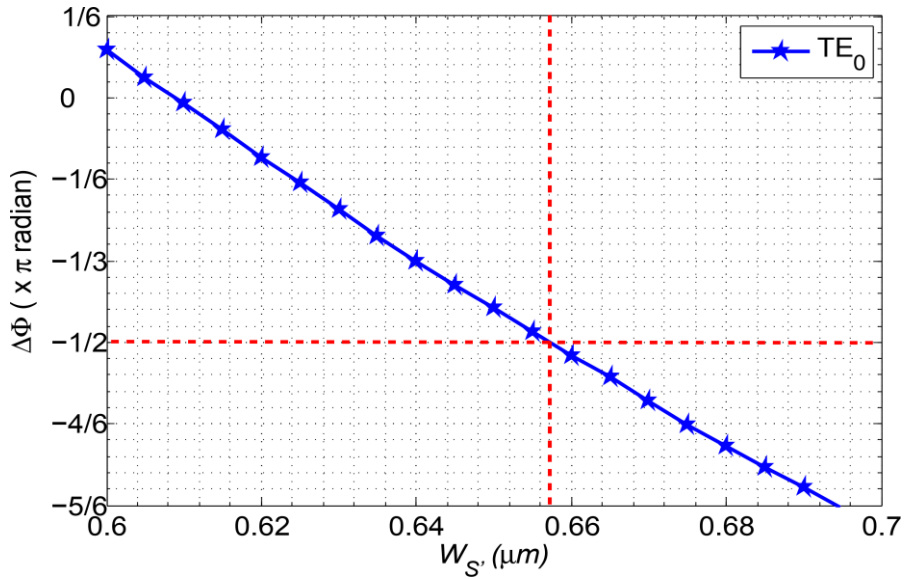
(b)

Hình 3.2. Hai trạng thái điều khiển sự thay đổi (a) chiết suất (ON và OFF) tương ứng với (b) các độ rộng của  $W_{PS1}$ .



Hình 3.4. Dạng trường của các mode  $TE_0$  và  $TE_1$  khi  $PS_1$  ở trạng thái ON.

$W_{PS1}$  ở Hình 3.3 (b), các độ rộng ứng với các trạng thái điều khiển pha OFF và ON lần lượt là  $0,9 \mu\text{m}$  và  $1,16 \mu\text{m}$ . Mặt khác,  $PS_2$  là linh kiện dịch pha được đặt ở một nhánh trái kênh ra của linh kiện  $MMI_1$ , có nhiệm vụ dịch một góc pha  $\pm\pi/2$ , để chuyển các mode ở kênh ra hai bên của linh kiện này đến các kênh ra hai bên của  $MMI_2$ , với chức năng hoàn toàn tương tự như  $PS$  ở 2.2.4. Để có thể điều khiển được



Hình 3.5. Độ lệch pha của tín hiệu như hàm số của độ rộng kênh vào  $PS_2$  ( $W_S$ ).  $PS_2$  bởi các trạng thái điều khiển ON/OFF như đối với  $PS_1$ , thì pha dịch của tín hiệu trước khi truyền qua  $PS_2$  phải là  $\pm\pi/2$ . Từ đó, ta đi khảo sát độ rộng của dẫn sóng ngay trước  $PS_2$  là  $W_S$  (thay vì  $W_S = 0,6 \mu\text{m}$  đã chọn ở trên), để chọn một độ rộng thích hợp của nó, sao cho độ lệch pha của hai nhánh trước khi đi qua  $PS_2$  đúng bằng  $\pm\pi/2$ . Hình 3.5 khảo sát độ lệch pha như hàm của  $W_S$  trong dải từ  $0,6 \mu\text{m}$  đến  $0,7 \mu\text{m}$ , giá trị  $W_S = 0,657 \mu\text{m}$  ứng với góc lệch pha  $-\pi/2$ . Giả sử  $PS_2$  đang ở trạng thái ON ( $\pi$ ), thì pha dịch của tín hiệu qua  $PS_2$  lúc này là  $\pi - \pi/2 = \pi/2$ , các mode kênh vào sẽ được dẫn đến các kênh ra hai bên của  $MMI_2$  theo cơ chế giao thoa tổng quát. Các trường hợp còn lại, các mode sẽ được dẫn đến kênh ra trung tâm của linh kiện này, theo cơ chế giao thoa đối xứng  $1 \times 1$  MMI.

Như vậy, tất cả trạng thái hoạt động của linh kiện đề xuất được liệt kê như ở Bảng 3.1. Có thể thấy rằng, các mode  $TE_0$  và  $TE_1$  luôn được dẫn đến các kênh ra khác nhau của linh kiện, khi chúng được kích thích đồng thời tại kênh vào.

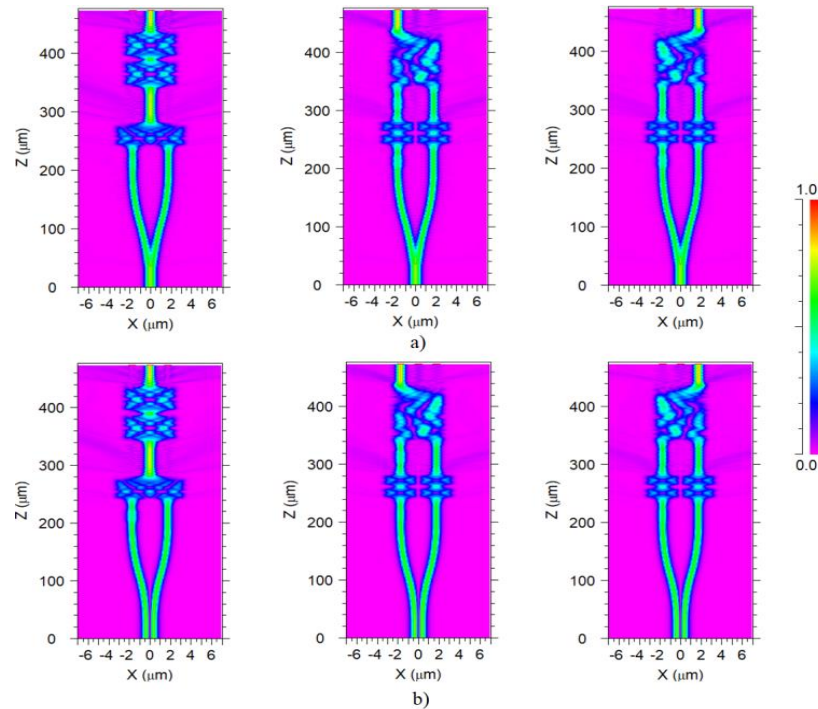
### 3.2.3 Đánh giá hiệu năng quang

*Hiệu năng quang học.* Cấu hình hoạt động của linh kiện ở Bảng 3.1, được thực hiện tại bước sóng  $1550 \text{ nm}$  thông qua mô phỏng số, cho từng trường hợp của mỗi mode kênh vào ở Hình 3.6. Trong đó, hàng trên và dưới lần lượt là các mô hình trường tiến triển từ kênh vào đến kênh ra cho các mode  $TE_0$  và  $TE_1$ . Dựa vào thang



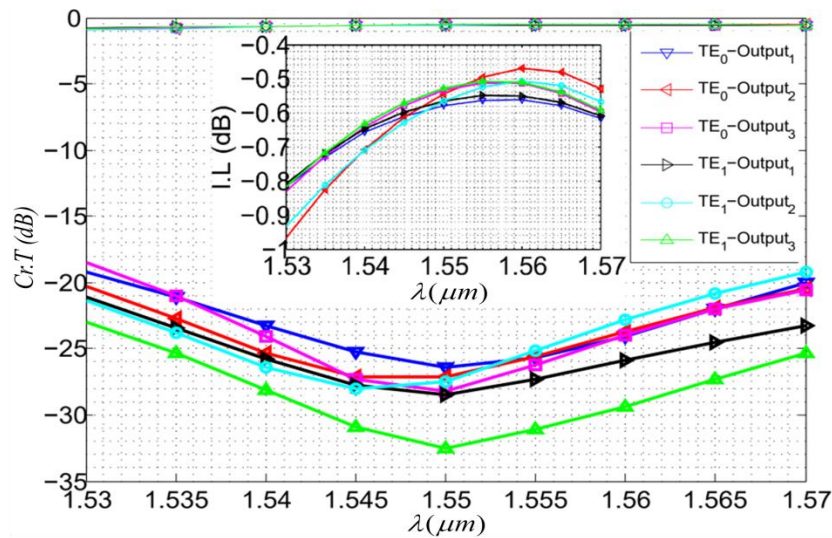
Bảng 3.1. Cấu hình hoạt động cho linh kiện đề xuất.

Các mode kênh vào	$PS_1$	$PS_2$	Các mode kênh ra tương ứng
$TE_0/TE_1$	OFF	OFF	Kênh ra 2/Kênh ra 3
$TE_0/TE_1$	OFF	ON	Kênh ra 2/ Kênh ra 1
$TE_0/TE_1$	ON	ON	Kênh ra 1/ Kênh ra 2
$TE_0/TE_1$	ON	OFF	Kênh ra 3/ Kênh ra 2



Hình 3.6. Các dạng trường của linh kiện cho tất cả các cấu hình của mode a)  $TE_0$  và b)  $TE_1$  thông qua mô phỏng số.

màu công suất chuẩn hóa có thể thấy rằng, các trường quang học trong các trường hợp là khá rõ ràng và luôn luôn tồn tại công suất suy hao trong quá trình truyền. Để định lượng suy hao được chính xác, I.L (1.44) và Cr.T (1.45) của sáu trường hợp ở Hình 3.6 được khảo sát ở Hình 3.7, trong dải bước sóng từ 1530 nm đến 1570 nm. Có thể thấy rằng, Cr.T của tất cả các trường hợp dao động tốt nhất trong khoảng

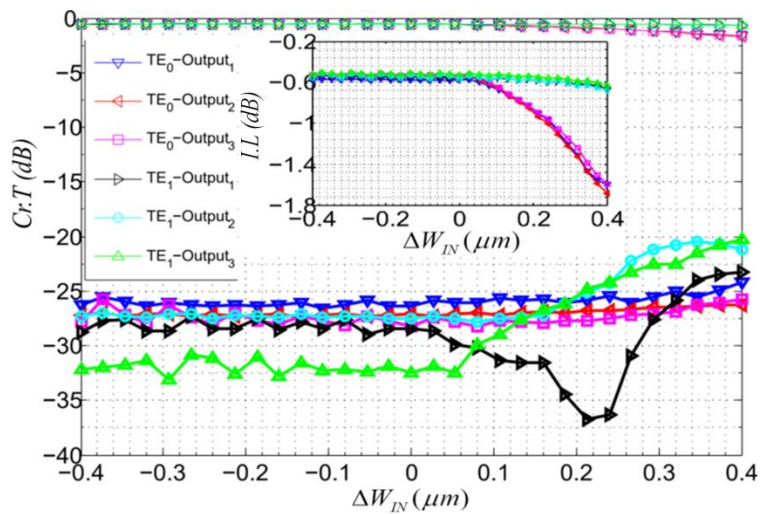


Hình 3.7. Đáp ứng bước sóng của  $TE_0$  và  $TE_1$  đối với từng kênh ra.

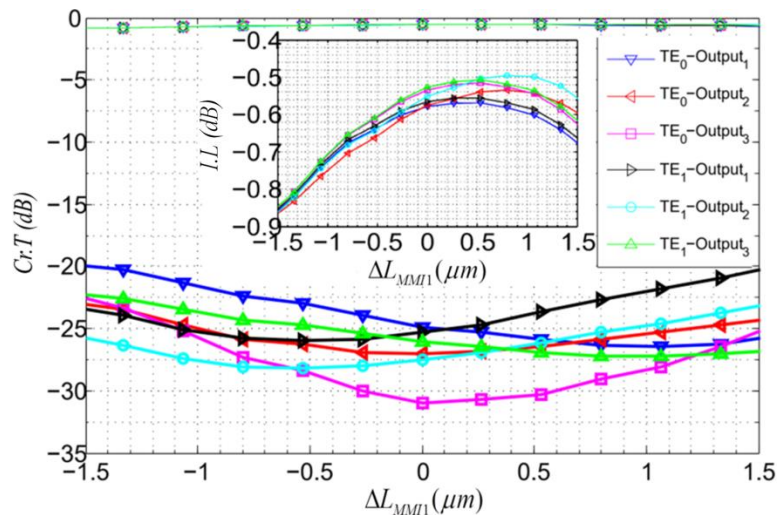
1545 nm đến 1555 nm từ -25 dB đến -32,5 dB. Trong đó, Cr.T của mode  $TE_1$  - kênh ra 3 là tốt nhất trong toàn bộ dải bước sóng khảo sát, với biên độ dao động từ -23 dB đến -32,5 dB. Trong khi đó thị các trường hợp còn lại là khá tương tự nhau và cách nhau một khoảng từ 3 dB đến 4 dB, đạt thấp nhất ở ngưỡng -19 dB. Đối với I.L, các đồ thị đều tăng tuyến tính từ -0,97 dB ở 1530 nm, sau đó đạt các giá trị tốt nhất, sắp xỉ -0,47 dB trong dải bước sóng 1555 nm đến 1565 nm và giảm dần xuống -0,62 dB ở 1570 nm. I.L dao động khá nhỏ xung quanh khoảng 0,7 dB đến 0,5 dB, trong dải bước sóng từ 1540 nm đến 1560 nm. Sự khác biệt giữa các trường hợp định tuyến các mode ở kênh ra giữa, so với các trường hợp còn lại là do sự khác nhau giữa hai cơ chế giao thoa đối xứng và tổng quát của  $MMI_2$ . Với hiệu năng quang chiếm gần như toàn bộ băng C, linh kiện sẽ phù hợp để ứng dụng vào trong hệ thống thông tin quang MDM.

*Sai số chế tạo.* Trong thiết kế này, sai số chế tạo của linh kiện được khảo sát thông qua chiều rộng của ống dẫn sóng kênh vào ( $W_{IN}$ ), chiều dài của  $MMI_1$  ( $L_{MMI1}$ ), chiều dài của  $MMI_2$  ( $L_{MMI2}$ ) và chiều cao phiên ( $H_S$ ) của dẫn sóng nóc/đỉnh. Sau khi thực hiện khảo sát đáp ứng của sai số hình học, xung quanh các thông số đã chọn, các kết quả được vẽ biểu đồ tương ứng từ Hình 3.8 đến Hình 3.11. Trong số bốn thông số khảo sát, sai số chế tạo của  $H_S$  (Hình 3.11) là nhỏ nhất, chỉ khoảng  $\pm 2$  nm, với I.L và Cr.T lần lượt  $-0,88$  dB < I.L <  $-0,45$  dB và  $-37$  dB < Cr.T <  $-20$  dB, đòi

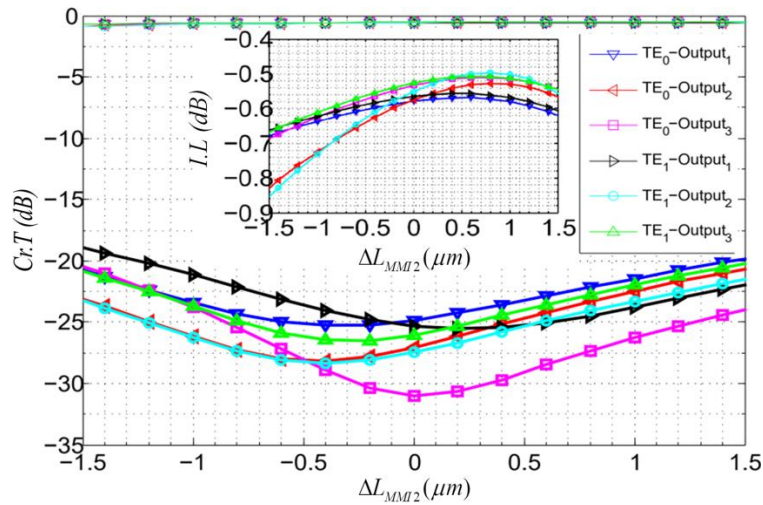
đòi hỏi độ chính xác cao trong chế tạo đến  $\pm 1 \text{ nm}$  [12]. Với  $W_{IN}$ , I.L và Cr.T dao động lần lượt trong phạm vi từ  $-0,5 \text{ dB}$  đến  $-1,68 \text{ dB}$  và từ  $-20,2 \text{ dB}$  đến  $-36,8 \text{ dB}$  trong sai số độ rộng  $\pm 400 \text{ nm}$ , nếu sai số được chọn là  $\pm 50 \text{ nm}$  thì I.L và Cr.T sẽ giới hạn đến  $-0,7 \text{ dB}$  và  $-26 \text{ dB}$ , như được thấy trong Hình 3.8. Trong khi, với sai số chế tạo lớn hơn nhiều, lần lượt là  $\pm 1,5 \mu\text{m}$  và  $\pm 1,3 \mu\text{m}$  cho  $L_{MMI1}$  và  $L_{MMI2}$ , I.L và Cr.T của chúng có dao động khá giống nhau từ  $-0,87 \text{ dB}$  đến  $-0,5 \text{ dB}$  và  $-20 \text{ dB}$  đến  $-31 \text{ dB}$  (Hình 3.9) đối với  $L_{MMI1}$  và từ  $-0,8 \text{ dB}$  đến  $-0,5 \text{ dB}$  và  $-20 \text{ dB}$  đến  $-31 \text{ dB}$  (Hình 3.10) đối với  $L_{MMI2}$ .



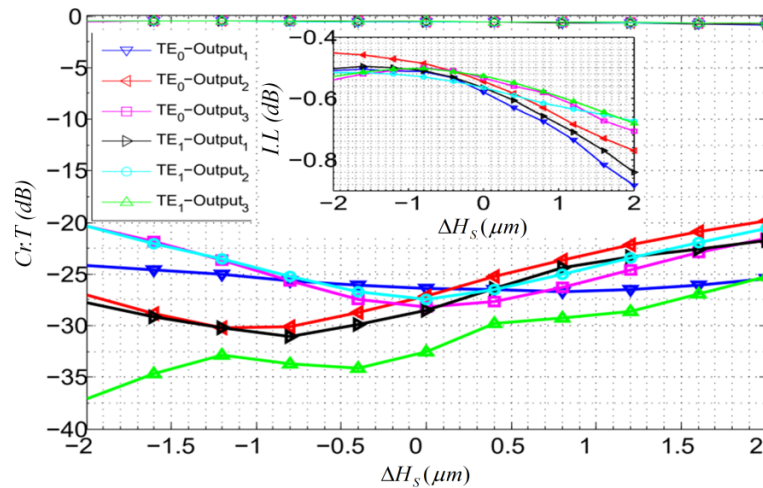
Hình 3.8. Biểu diễn I.L và Cr.T như các hàm số của sai số độ rộng  $W_{IN}$ .



Hình 3.9. I.L và Cr.T là các hàm số của sai số chiều dài  $L_{MMI1}$ .



Hình 3.10.  $I.L$  và  $Cr.T$  là các hàm số của sai số chiều dài  $L_{MMI2}$ .

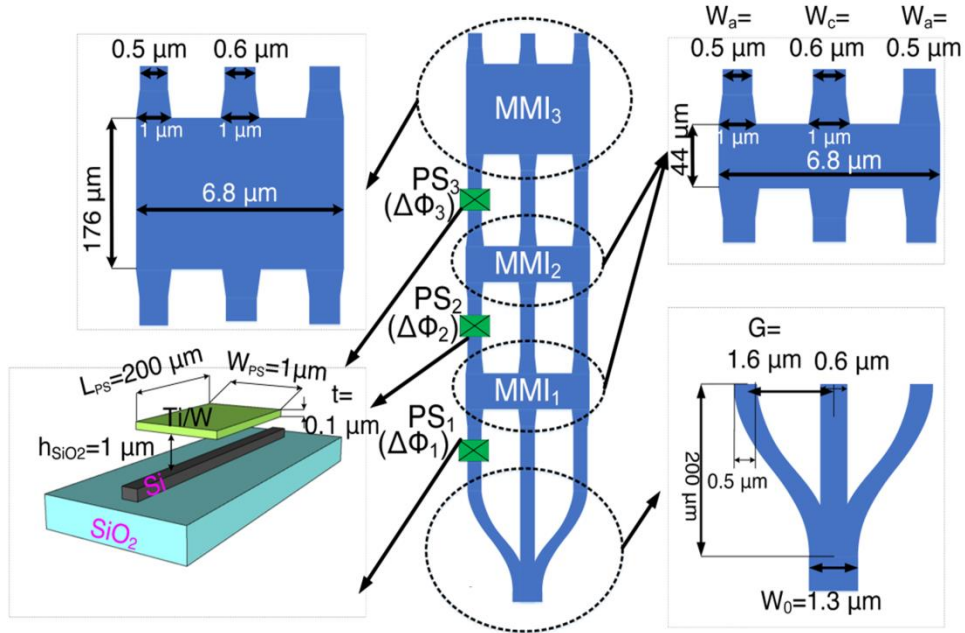


Hình 3.11.  $I.L$  và  $Cr.T$  là các hàm số của sai số chiều cao phiên  $H_s$ .

### 3.3 Linh kiện định tuyến $1 \times 3$ cho ba mode sử dụng ba linh kiện giao thoa đa mode và một linh kiện chữ Y

#### 3.3.1 Tổng quan về linh kiện

Linh kiện này là sự cải tiến của linh kiện MSR ở 3.2, với việc định tuyến thêm cho mode  $TE_2$ . Một trong ba mode  $TE_0$ ,  $TE_1$  và  $TE_2$  cần được dẫn đến kênh vào trung tâm của linh kiện  $2 \times 3$  MMI ( $MMI_1$ ) ở 3.2, mà bây giờ là  $3 \times 3$  MMI để tận dụng tối đa cơ chế giao thoa đối xứng  $1 \times 2$  MMI của linh kiện này. Mode truyền vào nhánh giữa sẽ được dẫn đến kênh ra hai bên của  $MMI_1$ , và như thiết kế trước, nó chỉ được dẫn đến các kênh ra hai bên của  $MMI_2$ . Yêu cầu của MSR này là định tuyến cả ba mode lần lượt đến ba kênh ra của  $MMI_2$ , như vậy cần phải có thêm một



Hình 3.12. Minh họa cấu trúc linh kiện đề xuất và T OPS.

$MMI_1$  và một PS để đảm bảo cấu hình hoạt động đầy đủ của linh kiện. Tuy nhiên trong thiết kế này, các PS sẽ được thay thế bởi linh kiện dịch pha quang - nhiệt T OPS, các thông số nhiệt độ và công suất sẽ được xác định tương ứng với ba mức dịch pha yêu cầu, thay vì hai mức như thiết kế trước. Hình 3.12 minh họa sơ đồ của linh kiện được đề xuất với các T OPS. Đầu tiên, mode  $TE_0$  được dẫn vào nhánh giữa  $MMI_1$ , hai mode  $TE_1$  và  $TE_2$  được dẫn vào nhánh hai bên theo cơ chế MEI ở 1.4.2.

### 3.3.2 Thiết kế và tối ưu

Các linh kiện MMI, linh kiện chữ Y đối xứng hoạt động tương tự như ở 3.2.2. Đối với dẫn sóng kênh vào, việc xác định độ rộng để hỗ trợ cho cả ba mode TE thấp nhất, cũng được xác định qua việc khảo sát và tìm điều kiện cắt mode như 3.2.2.1. Độ rộng nhánh thẳng đến kênh vào trung tâm  $MMI_1$  được tìm thấy bằng cách khảo sát hệ số kích thích công suất  $C_{mv}$ , cho một nhánh và một mode  $TE_0$ . Sự khác biệt trong thiết kế này là các linh kiện T OPS, như minh họa ở góc trái của Hình 3.12, chúng được điều khiển bởi nguồn công suất bên ngoài, tạo ra các nguồn nhiệt để làm thay đổi pha cần thiết của tín hiệu truyền qua dẫn sóng Silic như đã đề cập ở 3.2.2.4.

*Linh kiện dịch pha quang - nhiệt (TOPS).* Linh kiện TOPS dựa trên sự gia nhiệt các phiến kim loại như Titan (Ti) [46]-[49], hoặc hợp kim siêu nhỏ như Vanadi Oxit ( $\text{VO}_2$ ) [92], Oxit thiếc Indi (ITO) [88], [93], [94] cho quang tử silic, bởi khả năng điều khiển linh hoạt và hoàn toàn tương thích với công nghệ CMOS. Linh kiện TOPS có thể đạt thời gian chuyển mạch chỉ vài  $\mu\text{s}$  và tiêu thụ điện năng tương đối thấp khoảng vài chục  $mW$ . Sự thay đổi pha có thể được tính thông qua sự sai khác chiết suất hiệu dụng được thể hiện bằng biểu thức sau [45]:

$$\Delta\Phi = kL_h\Delta n = kL_h \frac{dn}{dT} \Delta T \quad (3.1)$$

trong đó,  $L_h$  là chiều dài gia nhiệt,  $\Delta n$  là sự thay đổi chiết suất của vùng Silic tương ứng với chiều dài  $L_h$ ,  $dn/dT$  được xem xét như một hằng số  $1,84.10^{-4} \text{ K}^{-1}$  trong dải băng C và  $k$  là số sóng trong môi trường dẫn.

Đầu tiên, TOPS được thiết kế sử dụng một phiến Ti mỏng có độ dày, chiều dài và chiều rộng lần lượt là  $\delta_{Ti}$ ,  $L_{PS}$  và  $W_{PS}$ . Chiều cao  $h_{SiO_2}$  là khoảng cách từ phiến Ti đến dẫn sóng Silic như được minh họa ở Hình 3.13. Ta có  $P_\pi$  (3.2) là công suất tiêu thụ cần thiết của TOPS để tín hiệu truyền qua lõi dẫn Silic đạt được sự thay đổi  $\pi$  pha [89],  $\tau$  (3.3) là thời gian đáp ứng sự chuyển đổi pha, phụ thuộc vào điện trở và điện dung của Ti và dẫn sóng Silic. Đối với chuyển mạch quang, thời gian đáp ứng  $\tau$  yêu cầu khoảng vài mili giây và  $P_\pi$  khoảng vài chục  $mW$  để đảm bảo cho các ứng dụng tốc độ cao và băng rộng [90].

$$P_\pi = \frac{\lambda \kappa_{SiO_2} \left( \frac{W_{PS}}{h_{SiO_2}} + 0.88 \right)}{\left| \frac{d_n}{d_t} \right|} \quad (3.2)$$

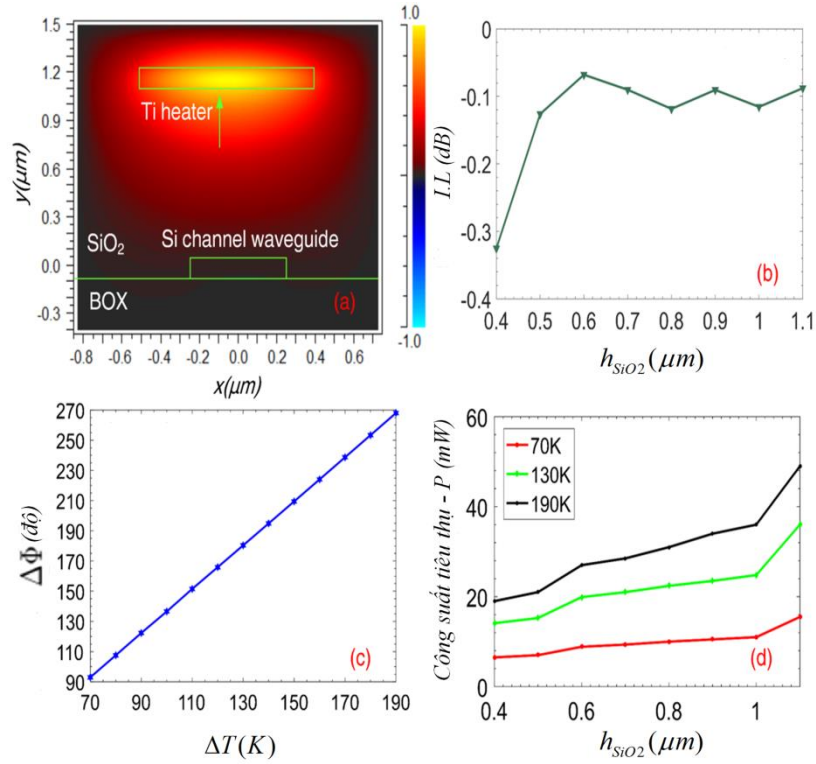
trong đó  $\kappa_{SiO_2}$  là độ dẫn nhiệt của  $\text{SiO}_2$ , bước sóng trung tâm  $\lambda = 1550 \text{ nm}$ ,  $dn/dT = 1,84.10^{-4} \text{ K}^{-1}$  là hệ số nhiệt của Silic. Thời gian chuyển mạch  $\tau$  được tính từ thời điểm TOPS được gia nhiệt, đến khi sự thay đổi pha tạo ra một chế độ hoạt động mới của linh kiện quang tử, được xác định bởi [91]:

$$\tau = \frac{\pi \lambda \rho_{SiO_2} C_{SiO_2} A}{e P_\pi \left| \frac{dn}{dT} \right|_{Si}} \quad (3.3)$$

trong đó,  $\rho_{SiO_2} = 2,203 \text{ g/cm}^3$  là mật độ  $SiO_2$ ,  $C_{SiO_2}$  là dung lượng nhiệt đặc trưng của  $SiO_2$ ,  $A = (2L_{th} + W_{PS})(h_{Si} + h_{SiO_2})$  là bề mặt gia nhiệt hiệu quả của ITO,  $e \approx 2,7182818$  là hằng số Euler,  $L_{th}$  là chiều dài khuếch tán nhiệt được đo tại điểm có nhiệt độ cao nhất của TOPS và giảm dần theo hàm  $1/e^2$  đến dẫn sóng Silic,  $h_{Si} = 220 \text{ nm}$  là chiều dày của lõi Silic.

Các thông số của TOPS được lựa chọn sao cho tối ưu tích  $P_\pi \times \tau$ . Hình 3.13 (a) mô tả phiến Ti được gia nhiệt bởi nguồn công suất  $P_\pi$ , việc tính toán khoảng cách  $h_{SiO_2}$  sao cho ánh sáng đi qua dẫn sóng sẽ lệch pha  $\pi$ , sẽ đảm bảo hiệu năng làm việc cho TOPS, thông qua khảo sát Hình 3.13 (b). Bằng cách di chuyển phiến Ti theo hướng thẳng đứng, tại khoảng cách được lựa chọn  $h_{SiO_2} = 1 \mu\text{m}$ ,  $W_{PS} = 1 \mu\text{m}$  và  $L_{PS} = 200 \mu\text{m}$ , TOPS thỏa mãn cả hai điều kiện trên. Các kết quả mô phỏng cho thấy, mức suy hao trung bình  $0,1 \text{ dB}$  khi khoảng cách  $h_{SiO_2} > 0,5 \mu\text{m}$ . Tại khoảng dưới  $0,5 \mu\text{m}$ , suy hao lan truyền bị giảm đáng kể bởi tác động của hiệu ứng plasmon, dẫn đến ánh sáng truyền bên trong dẫn sóng Silic bị suy giảm. Trong mối liên hệ giữa pha và nhiệt độ, Hình 3.13 (c) cho thấy độ lệch pha của tín hiệu qua dẫn sóng Silic,  $\Delta\Phi$  là một hàm của sự biến thiên nhiệt độ  $\Delta T$  (K) của phiến Ti tại  $h_{SiO_2} = 1 \mu\text{m}$ . Sự dịch pha đạt được tại các giá trị  $\pi/2, \pi, 3\pi/2$  ( $-\pi/2$ ) tương ứng với sự thay đổi nhiệt độ lần lượt là  $70K, 130K$  và  $190K$ . Cuối cùng, sự khảo sát ở Hình 3.13 (d) để tìm ra các mức công suất tiêu thụ của TOPS, tương ứng với các góc dịch pha  $\pi/2, \pi, 3\pi/2$  lần lượt là  $9 \text{ mW}, 24 \text{ mW}$  và  $36 \text{ mW}$  tại  $h_{SiO_2} = 1 \mu\text{m}$ . Trong thiết kế này, việc điều khiển TOPS với các mức công suất khác nhau để kiểm tra tính linh hoạt trong đáp ứng của TOPS đối với tín hiệu truyền qua dẫn sóng.

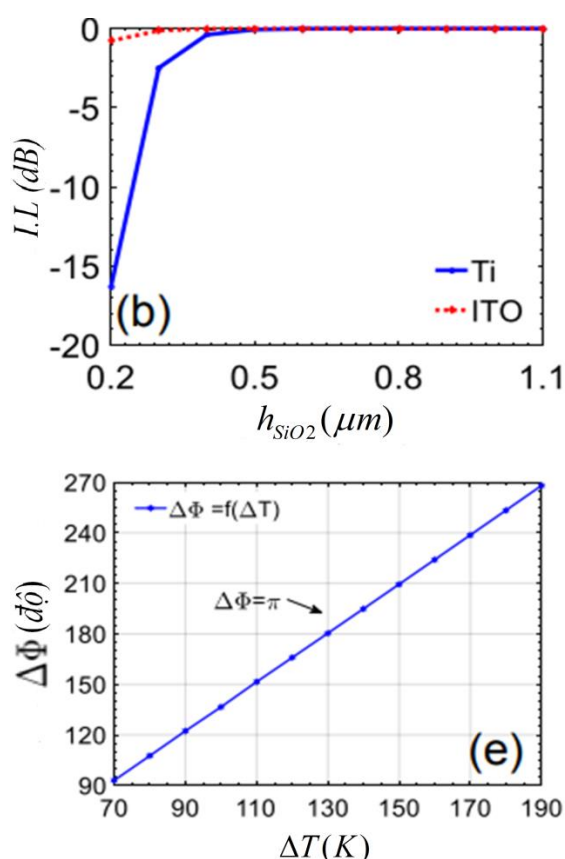
Mặt khác, bên cạnh Titan (Ti), vẫn có một số hợp kim có khả năng gia nhiệt tốt cho quang tử Silic như  $VO_2$  [92], Oxit thiếc Indi (ITO) [93], [94]. Trong thiết kế này, TOPS tạo bởi ITO được khảo sát để so sánh với Ti. Hai TOPS này (ITO và Ti) được thiết kế để đạt các thông số điều khiển pha thông qua nhiệt độ là tương tự



Hình 3.13. Đặc điểm của linh kiện TOPS dựa trên phiên gia nhiệt Ti (a) Sự phân bố vùng nhiệt trên Ti tại  $h_{SiO_2} = 1 \mu m$  ứng với pha dịch  $\pi$ ; (b) suy hao truyền dẫn của tín hiệu phụ thuộc  $h_{SiO_2}$ ; (c) độ lệch pha  $\Delta\Phi$  là một hàm của sự biến thiên nhiệt độ  $\Delta T$ ; (d) Công suất tiêu thụ tỉ lệ thuận với  $h_{SiO_2}$ .

nhau (Hình 3.14 (b)). Việc so sánh suy hao đường truyền khi thay đổi khoảng cách  $h_{SiO_2}$  như ở Hình 3.14 (a) chứng tỏ, khác với Ti, ITO hầu như không ảnh hưởng đến suy hao truyền dẫn trong khoảng  $0,3 \mu m < h_{SiO_2} < 0,5 \mu m$ . Do đó, ITO được lựa chọn để hạn chế tối đa ảnh hưởng của hiệu ứng plasmon đối với linh kiện đề xuất. Các thông số hình học và khoảng cách của TOPS đến dẫn sóng Silic ( $h_{SiO_2}$ ), là các thông số quan trọng liên quan đến công suất tiêu thụ  $P_\pi$  và thời gian chuyển mạch  $\tau$  của linh kiện đề xuất. Hình 3.15 khảo sát mối liên hệ này thông qua  $h_{SiO_2}$  và  $W_{PS}$ . Kết quả khảo sát TOPS dùng phiên gia nhiệt bằng ITO ở Hình 3.15 (a) cho thấy,  $P_\pi$  tăng dần khi  $W_{PS}$  tăng từ  $1 \mu m$  đến  $2 \mu m$ , ngược lại thời gian  $\tau$  có xu hướng giảm trong như Hình 3.15 (b), và có sự thay đổi bất thường trong khoảng cách từ  $1,4 \mu m$  đến  $1,5 \mu m$ , mà có thể được giải thích do sự mô phỏng  $dn/dT$  theo (3.3) đáp ứng



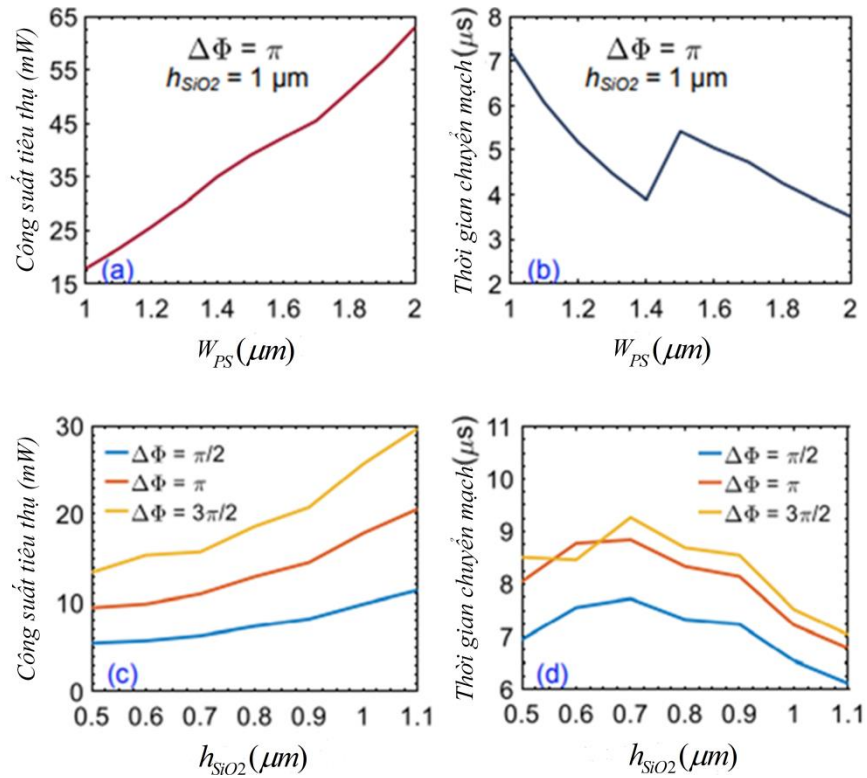


Hình 3.14. (a) Suy hao truyền của tín hiệu khi thay đổi khoảng cách  $h_{SiO_2}$  cho cả hai TOPS (b) Nhiệt độ và pha dịch tương ứng của TOPS bằng ITO được tối ưu giống như ở Ti.

chậm với sự biến đổi của  $W_{PS}$ . Trong trường hợp này, việc tối ưu công suất được ưu tiên nên  $W_{PS}$  được lựa chọn là  $1 \mu m$ , khi đó TOPS sẽ tác động một pha dịch  $\pi$  cho linh kiện sau thời gian  $\tau$  là  $7 \mu s$ . Khi giữ  $W_{PS} = 1 \mu m$  và khảo sát với sự thay đổi của  $h_{SiO_2}$  như Hình 3.15 (c), có thể thấy công suất tiêu thụ tỉ lệ thuận với  $h_{SiO_2}$ , tuy nhiên  $\tau$  giảm dần khi  $h_{SiO_2} \geq 1 \mu m$ . Lúc này  $h_{SiO_2}$  được chọn bằng  $1 \mu m$  để thời gian chuyển mạch được tối ưu. Cuối cùng, các công suất tiêu thụ và thời gian chuyển mạch được chọn (Hình 3.15 (c)) để thực hiện các pha dịch  $\pi/2$ ,  $\pi$ ,  $3\pi/2$  một cách tương ứng là  $(9,85 mW; 6,53 \mu s)$ ,  $(17,83 mW; 7,2 \mu s)$  và  $(25,69 mW; 7,51 \mu s)$ , đã tốt hơn so với TOPS được gia nhiệt bằng Titan.

Hình 3.16 cho thấy sự phân bố điện trường cho tất cả các trạng thái làm việc của các mode được dẫn bằng phương pháp mô phỏng 3D-BPM. Có thể thấy rằng, dạng

điện trường mô phỏng hoàn toàn chính xác với nguyên lý làm việc của linh kiện theo thứ tự ở Bảng 3.2.



Hình 3.15. Đáp ứng của (a)  $P_\pi$  và (b)  $\tau$  theo độ rộng  $W_{PS}$ . Đáp ứng của (c) công suất  $P$  và (d)  $\tau$  ứng với ba mức điều khiển pha  $\pi/2$ ,  $\pi$  và  $3\pi/2$ .

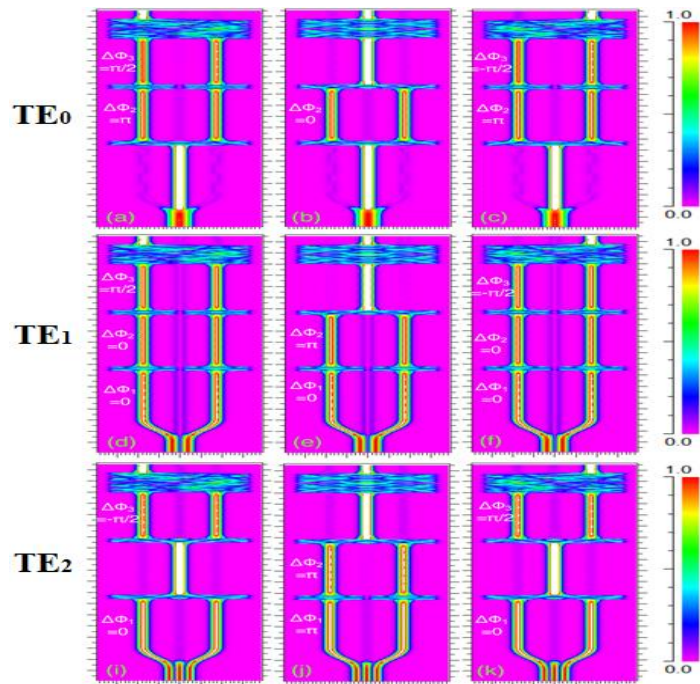
Bảng 3.2. Chín cấu hình hoạt động lần lượt cho ba mode  $TE_0$ ,  $TE_1$  và  $TE_2$ .

Các mode kênh vào	$PS_1$ $\Delta\Phi_1$ ( $\Delta T$ )	$PS_2$ $\Delta\Phi_2$ ( $\Delta T$ )	$PS_3$ $\Delta\Phi_3$ ( $\Delta T$ )	Các kênh ra
$TE_0$	Không phụ thuộc T	$\pi$ (130 K)	$\pi/2$ (70 K)	Kênh ra 1
	Không phụ thuộc T	0 (Không điều khiển)	Không phụ thuộc T	Kênh ra 2
	Không phụ thuộc T	$\pi$ (130 K)	$-\pi/2$ (190 K)	Kênh ra 3

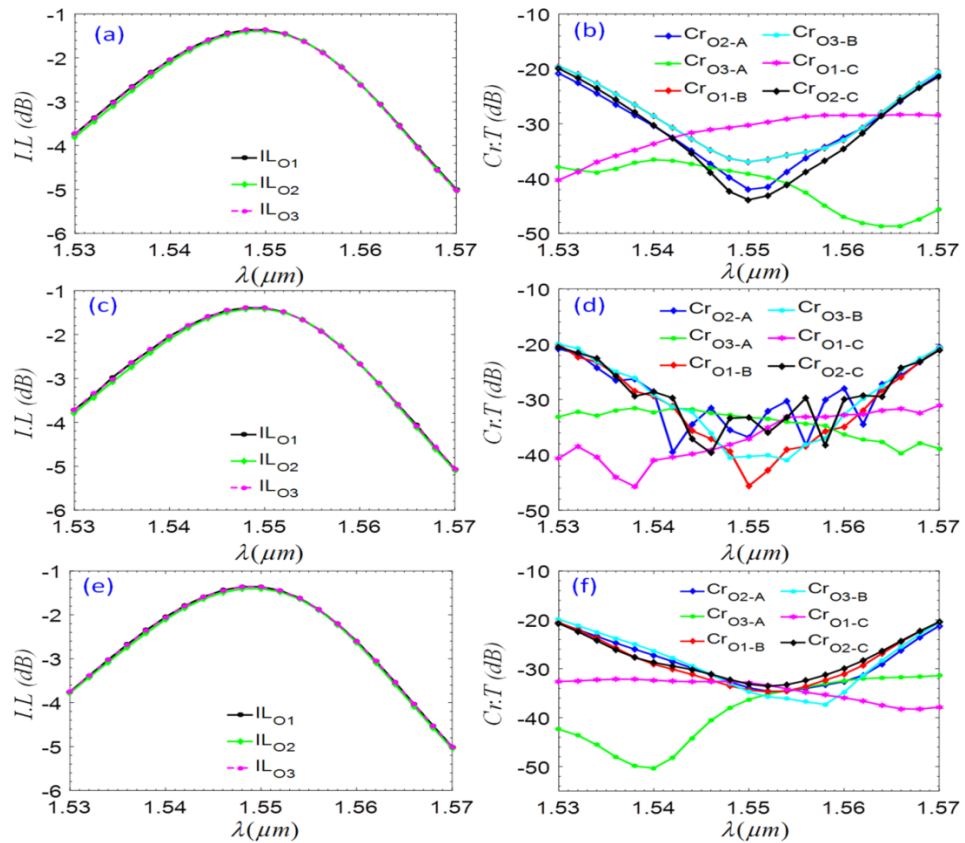
Các mode kênh vào	PS <sub>1</sub> $\Delta\Phi_1$ ( $\Delta T$ )	PS <sub>2</sub> $\Delta\Phi_2$ ( $\Delta T$ )	PS <sub>3</sub> $\Delta\Phi_3$ ( $\Delta T$ )	Các kênh ra
$TE_1$	0 (Không điều khiển)	0 (Không điều khiển)	$\pi/2$ (70 K)	Kênh ra 1
	0 (Không điều khiển)	$\pi$ (130 K)	Không phụ thuộc T	Kênh ra 2
	0 (Không điều khiển)	0 (Không điều khiển)	$-\pi/2$ (190 K)	Kênh ra 3
$TE_2$	0 (Không điều khiển)	Không phụ thuộc T	$-\pi/2$ (190 K)	Kênh ra 1
	$\pi$ (130 K)	$\pi$ (130 K)	Không phụ thuộc T	Kênh ra 2
	0 (Không điều khiển)	Không phụ thuộc T	$\pi/2$ (70 K)	Kênh ra 3

### 3.3.3 Đánh giá hiệu năng quang

*Hiệu năng quang.* Suy hao chèn kênh I.L và nhiễu xuyên kênh Cr.T được dùng để đánh giá hiệu năng quang học của linh kiện đề xuất như Hình 3.17. Ở Hình 3.17 (b), (d) và (f), các kí hiệu  $A$ ,  $B$  và  $C$  tương ứng với các kênh ra của các mode lượt là  $O_1$ ,  $O_2$  và  $O_3$ . Hình 3.17 (a), (c) và (e) cho ta thấy rằng, phổ của bước sóng 3 dB đối với I.L của cả chín trường hợp định tuyến rộng cỡ 40 nm (1530 nm – 1570 nm), trong khi Cr.T ở các tất cả trường hợp đều nhỏ hơn -20 dB (Hình 3.17 (b), (d) và (f)).

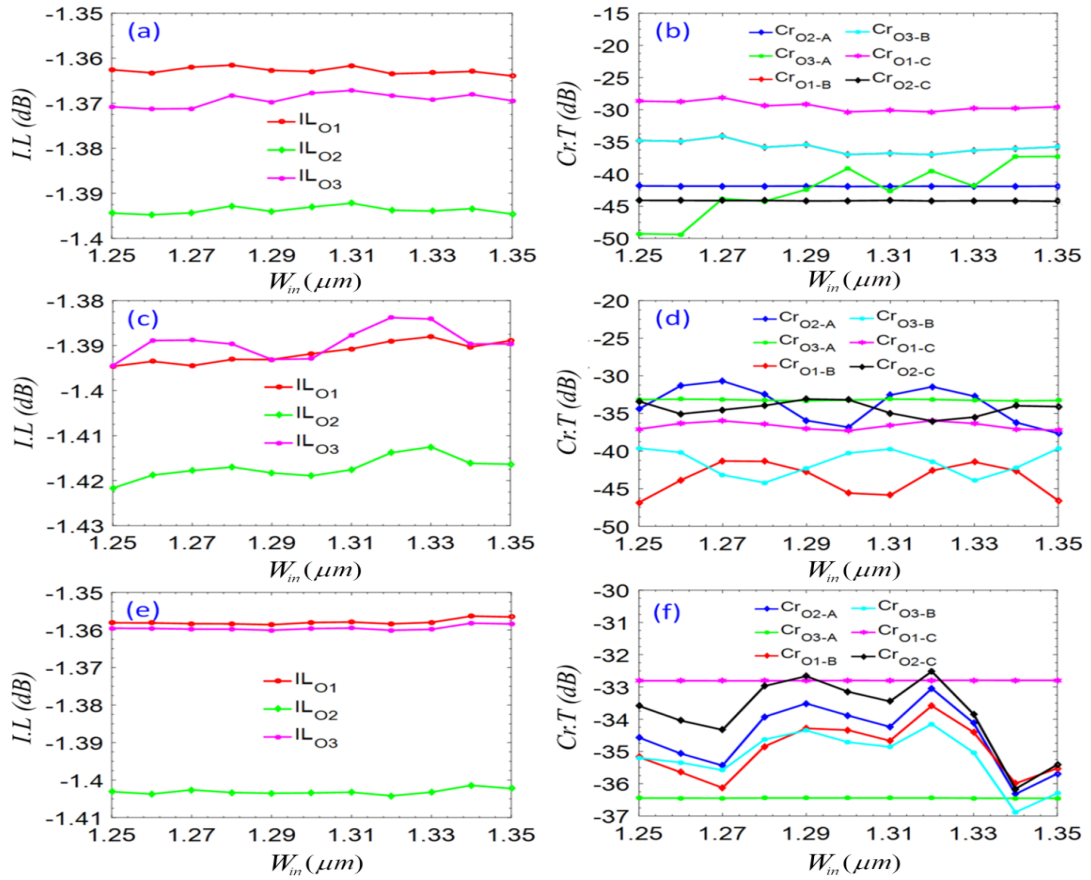


Hình 3.16. Định tuyến cho ba mode  $TE_0$ ,  $TE_1$  và  $TE_2$  tương ứng với  $PS_1$ ,  $PS_2$  và  $PS_3$ .



Hình 3.17. Đáp ứng quang phổ của I.L và Cr.T cho từng mode dẫn tại ba kênh ra.

(a-b)  $TE_0$ , (c-d)  $TE_1$  và (e-f)  $TE_2$ .

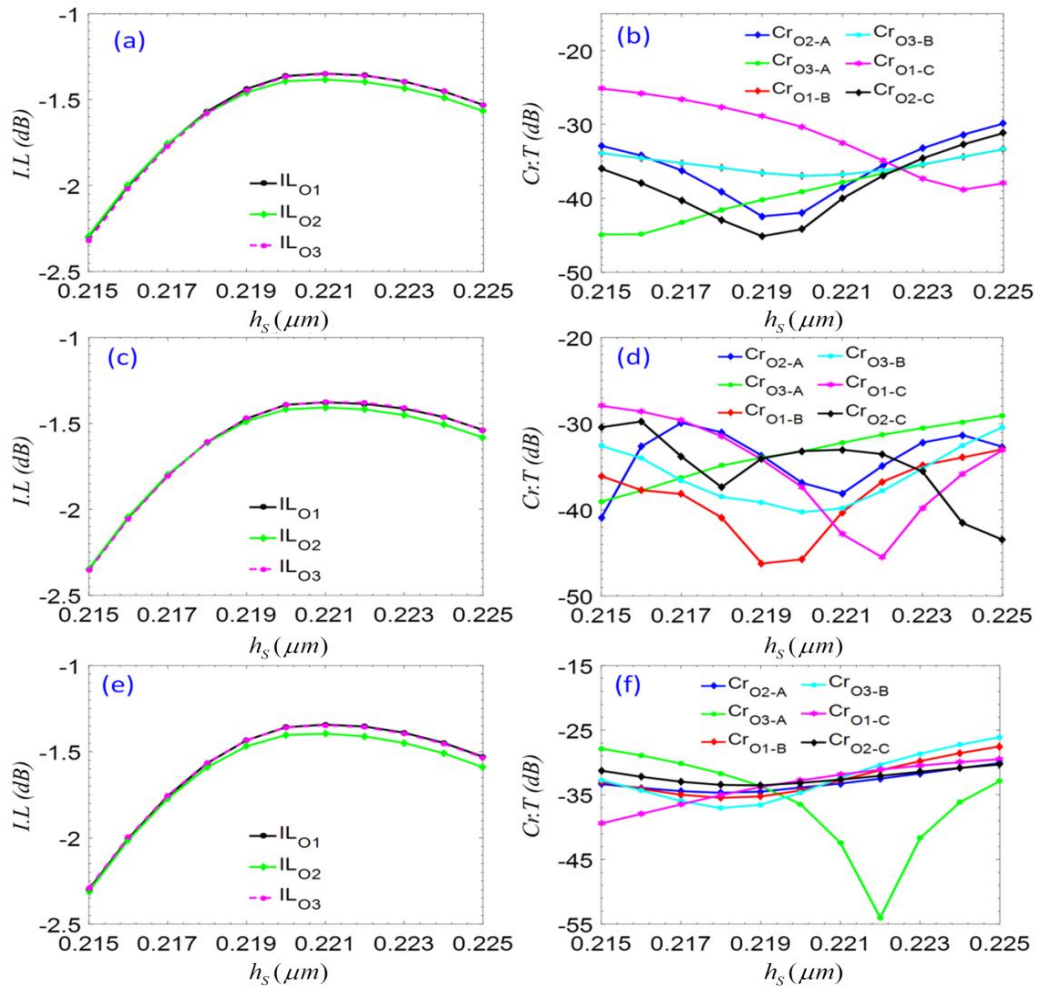


Hình 3.18.  $I.L$  và  $Cr.T$  là các hàm số của sai số  $W_{in}$ .

Sai số chế tạo. Sau khi đánh giá sự đáp ứng của linh kiện đối với bước sóng, linh kiện đề xuất tiếp tục được đánh giá sai số chế tạo qua việc khảo sát chiều rộng của các ống dẫn sóng kênh vào  $W_{in}$ , cùng với chiều cao của lõi dẫn Silic  $h_s$ .  $I.L$  và  $Cr.T$  của các trường hợp định tuyến lúc này là hàm số của các sai số chế tạo, các kết quả khảo sát được vẽ trong Hình 3.18 và 3.19. Với khảo sát  $W_{in}$  trong Hình 3.18,  $I.L$  của mỗi kênh ra thay đổi rất nhỏ, không vượt quá  $0,02\text{ dB}$  cho tất cả các mode, trong khi  $Cr.T$  nhỏ hơn  $-28\text{ dB}$  từ  $1,25\text{ }\mu\text{m}$  đến  $1,35\text{ }\mu\text{m}$ , tương ứng với sai số tương đối rộng  $\pm 50\text{ nm}$ . Đối với sai số  $h_s$  ở Hình 3.19, các dữ liệu  $I.L$  được đo tại các kênh ra dao động trong một phạm vi từ  $-1,4\text{ dB}$  đến  $-2,3\text{ dB}$ , và  $Cr.T$  luôn thấp hơn  $-25\text{ dB}$  trong khoảng sai số  $\pm 5\text{ nm}$ .

### 3.4 Kết luận Chương 3

Các linh kiện quang tử MSR  $1 \times 3$  cho hai và ba mode đã được trình bày thiết kế trong Chương này. Bảng 3.3 so sánh hiệu năng quang của linh kiện MSR cho hai



Hình 3.19.  $I.L.$  và  $Cr:T$  là các hàm số của sai số  $h_s$ .

mode đã thiết kế khi với các linh kiện [23], [30], [31], [84]. Mặc dù với hiệu năng quang tương tự nhưng linh kiện MSR này có khả năng điều khiển/cấu hình lại để các mode thay đổi kênh ra. Bên cạnh đó, vẫn tồn tại những hạn chế của nó so với linh kiện MSR được chế tạo thực nghiệm [49], [95], đặc biệt về hiệu năng quang. Các linh kiện MSR được đề xuất cũng đã chứng tỏ hiệu năng quang hiệu quả trên toàn bộ dải băng  $C$ . Bên cạnh đó, với kích thước cỡ  $5 \mu m \times 475 \mu m$ ,  $8 \mu m \times 2160 \mu m$  và sai số chế tạo cho phép, các linh kiện đề xuất có khả năng được tạo ra bởi công nghệ chế tạo CMOS hiện tại với sai số chế tạo đến  $\pm 1 nm$ , khi sử dụng quang khắc 193 nm trên bán dẫn SOI chuẩn đường kính 300 mm [12].

Bảng 3.3. Ưu điểm của linh kiện đề xuất so với các cấu trúc tương tự.

Linh kiện	Số lượng mode	Vật liệu	Cấu trúc linh kiện	Dải bước sóng hoạt động	I.L (dB)	Cr.T (dB)
Linh kiện đề xuất [J <sub>2</sub> ]	Hai mode TE	SOI	Phân tầng các linh kiện chữ Y và MMI	40 nm (1530 - 1570)	> -0,97 < -0,47	> -28,5 < -19
Linh kiện đề xuất [J <sub>3</sub> ]	Ba mode TE	SOI	Phân tầng các linh kiện chữ Y và MMI	40 nm (1530 - 1570)	> -5	> -50 < -20
[23]	Hai mode TE	InP	Ghép linh kiện chữ Y và MMI	100 nm (1500 - 1600)	> -1,6	< -18,2
[30]	Hai mode TE	SOI	Phân tầng các linh kiện MMI	60 nm (1520 nm - 1580 nm)	> -1	-
[31]	Hai mode TE	SOI	Phân tầng các linh kiện MMI	35 nm (1530 - 1565)	> -1	< -28
[49]	Ba mode TE	SOI	Phân tầng các linh kiện MMI	100 nm (1500 - 1600)	> -1,8	> -29
[84]	Hai mode TE	InP	Phân tầng các linh kiện MMI	35 nm (1530 - 1565)	> -1,2	< -18,4
[95]	Hai mode TE	SOI	Phân tầng các linh kiện MMI	100 nm (1500 - 1600)	> -2	< -30

Kết quả nghiên cứu của chương này đã được công bố trong các bài báo [J<sub>2</sub>] và [J<sub>3</sub>].

Các công bố có liên quan đến Chương 3 của Luận án [J<sub>4</sub>], [J<sub>5</sub>].

## CHƯƠNG 4

### THIẾT KẾ LINH KIỆN QUANG TỬ TẠO ĐỒNG THỜI NHIỀU MODE QUANG

Linh kiện quang tử tạo được nhiều mode quang khác nhau cũng là một nhân tố cơ bản và quan trọng giúp tăng dung lượng truyền dẫn cho hệ thống WDM, với số lần tăng tương ứng với số lượng mode tham gia vào một kênh truyền dẫn. Có nghĩa là, một kênh truyền dẫn MDM gồm  $n$  mode trên một bước sóng nếu kết hợp với hệ thống WDM gồm  $m$  bước sóng thì hệ thống MDM-WDM sẽ có dung lượng tăng gấp  $n$  lần so với hệ thống WDM. Trong vai trò ứng dụng, các linh kiện này thực hiện chức năng quảng bá thông tin từ một nguồn thông tin ban đầu. Hiện tại, công trình công bố liên quan đến các linh kiện tạo nhiều mode như [9], [23] là rất ít. Chương này sẽ thiết kế các linh kiện quang tử tạo hai và ba mode từ mode cơ bản (FM)  $TE_0$ .

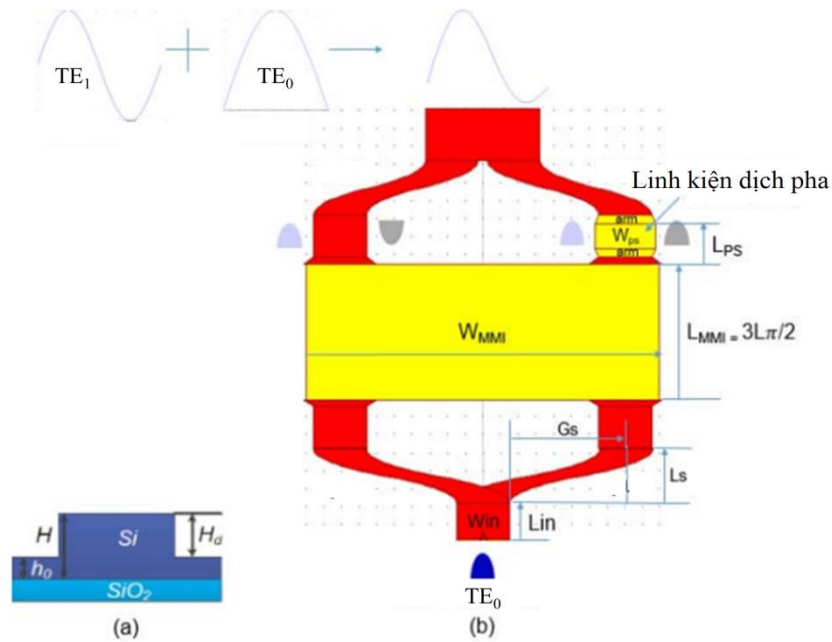
#### 4.1 Nguyên lý thiết kế

Đầu tiên, linh kiện đề xuất sử dụng các linh kiện chữ Y [34] nhánh cong [78] để chia đều công suất của FM ở kênh vào thành các FM ở nhánh, với công suất suy hao được giảm thiểu, trước khi được đưa vào các linh kiện giao thoa đa mode MMI (1.4.1). Các linh kiện MMI dựa trên cơ chế giao thoa tổng quát đóng vai trò như các hàm chuyển đổi các tín hiệu từ kênh vào đến kênh ra của chúng. Các linh kiện dịch pha PS nằm trên các nhánh của linh kiện chữ Y, giúp điều chỉnh pha cho các tín hiệu đi qua nó. Các mode có thứ tự bậc khác nhau được tạo thành ở kênh ra của linh kiện, là sự tổng hợp của các FM từ các nhánh của linh kiện chữ Y, thông qua PS, dưới điều kiện MEI (1.4.2).

#### 4.2 Linh kiện tạo đồng thời hai mode quang thấp nhất sử dụng các linh kiện giao thoa đa mode và chữ Y

Linh kiện đề xuất được tạo thành từ hai linh kiện chữ Y đối xứng và một linh kiện giao thoa đa mode MMI cùng với một linh kiện dịch pha PS (Hình 4.1). Cấu trúc dẫn sóng nóc/đỉnh (rib/ridge) được khởi tạo giống như ở 2.2 và được thử nghiệm với chiều cao phiến  $h_0 = 220 \text{ nm}$ . Linh kiện được thiết kế để dẫn các mode





Hình 4.1. Minh họa linh kiện với (a) dẫn sóng nóc/đỉnh (b) tổng quan về linh kiện. phân cực TE, sao cho với một mode kênh vào  $TE_0$ , các mode  $TE_0$  và  $TE_1$  đồng thời được tạo ở kênh ra của linh kiện.

#### 4.2.1 Tổng quan về linh kiện

Đầu tiên, linh kiện chữ Y hai nhánh đối xứng (1.4.2) được sử dụng để tách mode  $TE_0$  tại kênh vào của linh kiện, quá trình được mô tả như một ma trận  $1 \times 2$  như sau:

$$Y_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\frac{\pi}{2}} \\ e^{j\frac{\pi}{2}} \end{pmatrix} e^{j\theta_0} \quad (4.1)$$

Sau đó, các FM ở hai nhánh chữ Y sẽ đi vào linh kiện giao thoa đa mode  $2 \times 2$  MMI, thực hiện cơ chế giao thoa tổng quát (1.4.1.1) tương ứng với một ma trận chuyển đổi  $M$  sau:

$$M = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{j0} & e^{j\pi/2} \\ e^{j\pi/2} & e^{j0} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

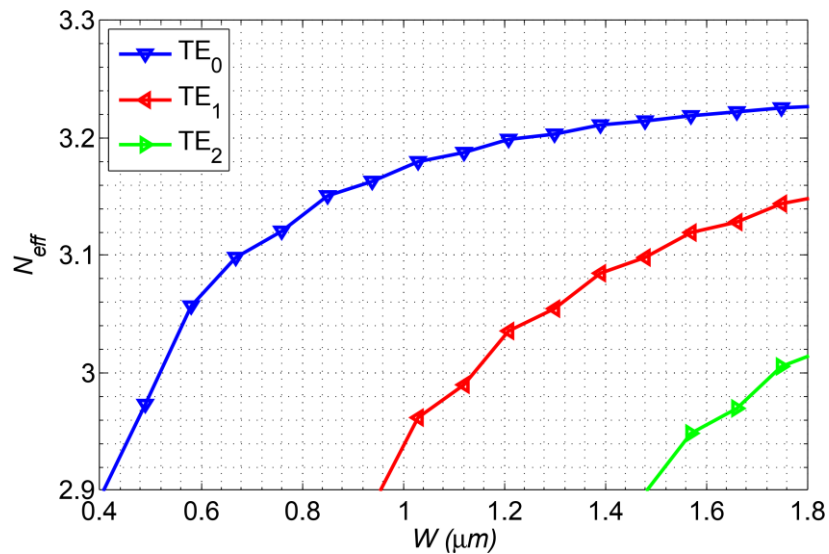
Cuối cùng, kênh ra của linh kiện MMI được nối đến hai nhánh của linh kiện chữ Y đối xứng thứ hai, trong đó, thân của linh kiện này được thiết kế để hỗ trợ cả hai mode  $TE_0$  và  $TE_1$  và một nhánh của nó được đặt một PS, có khả năng làm lệch pha tín hiệu đi qua nó một góc  $\Phi = \pm\pi/2$ . Khi ấy, chức năng tạo đồng thời hai mode  $TE_0$  và  $TE_1$  của linh kiện được thực hiện như sau:

$$X = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e^{j0} & e^{j\pi/2} \\ (e^{j\pi/2} & e^{j0})e^{j\Phi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\pi/2} \\ e^{j\pi/2} \end{bmatrix} e^{j0} \quad (4.3)$$

#### 4.2.2 Thiết kế và tối ưu

Theo thứ tự thiết kế từ dưới lên ở Hình 4.1(b),  $W_{in}$  và  $W_O$  lần lượt là độ rộng các dẫn sóng thẳng kênh vào và ra của linh kiện đề xuất, chúng được thiết kế để hỗ trợ lần lượt mode  $TE_0$  và  $TE_1$ . Đầu tiên, phương pháp EIM kết hợp với phương pháp BPM được sử dụng để tìm điều kiện cắt mode cho các mode được dẫn, như ở Hình 4.2. Trong thiết kế này, độ rộng được chọn cho dẫn sóng kênh vào  $W_{in} = 0,6 \mu m$  và kênh ra  $W_O = 1,3 \mu m$ . Tiếp theo là xác định kích thước cho các linh kiện chữ Y hai nhánh cong đối xứng. Để tối ưu kích thước cho các nhánh, các hệ số kích thích công suất  $C_{mv}$  (1.4.2.3) được khảo sát cho hai mode  $TE_0$  và  $TE_1$ . Dựa trên việc mô phỏng tương tự ở 2.2.2, các kích thước tối ưu nhất của linh kiện chữ Y được lựa chọn lần lượt là  $L_s = 30 \mu m$  và  $G_s = 1,6 \mu m$ . Độ rộng nhánh của linh kiện chữ Y  $W_s$  có kích thước bằng chiều rộng  $W_{in}$ , để nó chỉ dẫn được FM tại bước sóng  $1550 nm$ .

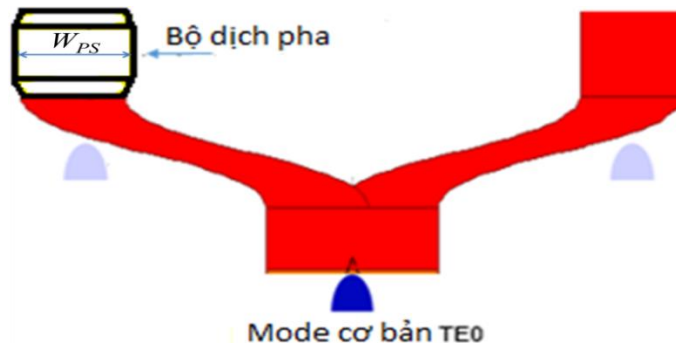
Linh kiện  $2 \times 2$  MMI sử dụng cơ chế tự chụp ảnh trong giao thoa tổng quát và đóng vai trò là bộ ghép  $3 dB$  trong cấu trúc được đề xuất. Khi đó, chiều dài của một chu kỳ tạo ảnh  $L_{MMI} = 3L\pi/2$  ( $M=1$  và  $N=2$ ) với  $L_\pi$  được xác định tại (1.29). Thực hiện khảo sát như ở 2.2.3, ta tìm được chiều dài và chiều rộng tối ưu cho MMI là  $L_{MMI} = 75.4 \mu m$  và  $W_{MMI} = 4 \mu m$ .



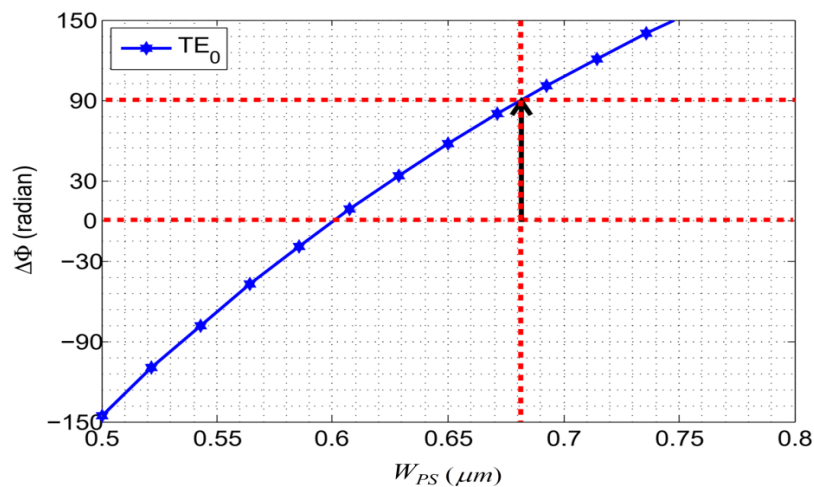
Hình 4.2. Chiết suất hiệu dụng như một hàm số của độ rộng dẫn sóng.

Như đã đề cập ở trên, tại một trong hai kênh ra của linh kiện  $2 \times 2$  MMI cần phải đặt một linh kiện dịch pha (PS) để dịch một góc pha  $\Phi = \pm\pi/2$ , đóng vai trò như bộ kết hợp hai mode tại kênh ra. Thực ra, nó hoàn toàn tương tự như PS ở 2.2.3, chỉ khác là nó nằm ở vị trí kênh ra thay vì kênh vào như thiết kế 2.2.

Trong thiết kế này, PS được đặt ở nhánh trái của linh kiện chữ Y kênh ra như được minh họa ở Hình 4.3. Theo (2.4), góc dịch pha  $\Phi$  của trường tín hiệu khi truyền qua PS theo trục  $z$ , phụ thuộc vào độ rộng hiệu dụng  $W_{PS}(z)$  của PS. Để tìm độ rộng  $W_{ps}$  sao cho tín hiệu qua nó dịch một pha  $\Phi = \pm\pi/2$ , đầu tiên ta khảo sát độ lệch pha giữa hai nhánh của linh kiện chữ Y như một hàm của  $W_{PS}$  bằng mô phỏng BPM, sau khi kích thích một mode  $TE_0$  ở kênh vào linh kiện chữ Y (Hình 4.3). Sự khảo sát ở Hình 4.4 cho thấy, tại độ rộng và độ dài được chọn  $W_{PS} = 0,68 \mu m$  và  $L_{PS} = 13,8 \mu m$ , góc dịch pha của tín hiệu sau khi qua PS là  $90^\circ$  (hay  $\pi/2$ ) như yêu cầu của thiết kế.



Hình 4.3. Sự khảo sát pha của mode dẫn khi đi qua PS.



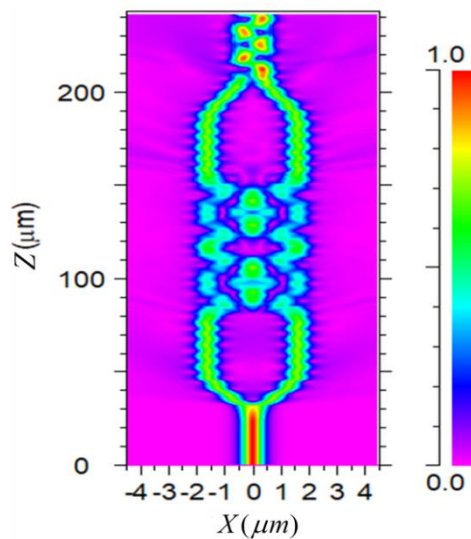
Hình 4.4. Sự phụ thuộc của độ dịch pha vào độ rộng  $W_{PS}$ .

### 4.2.3 Đánh giá hiệu năng quang

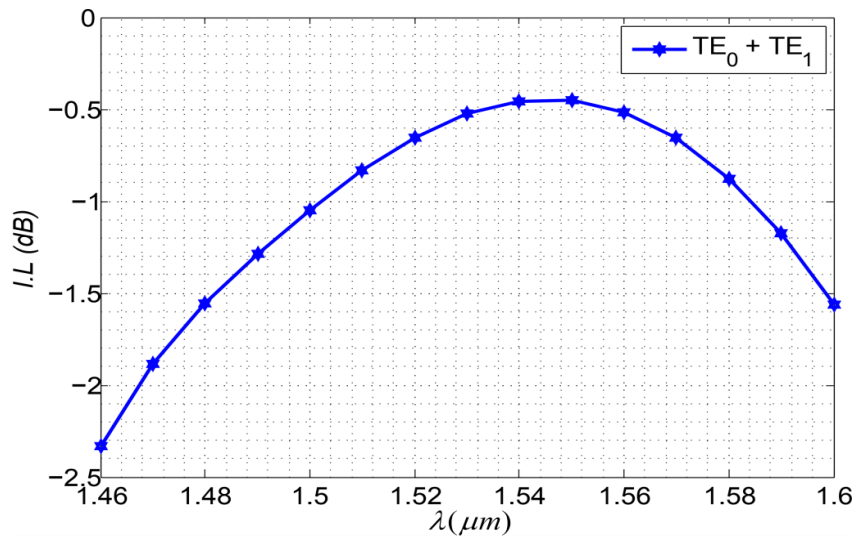
Sau khi thiết kế đã hoàn thành, mô phỏng BPM mô tả mô hình trường cho sự tạo thành hai mode  $TE_0$  và  $TE_1$  đồng thời, từ mode  $TE_0$  như Hình 4.5. Sự suy hao công suất không đáng kể ra ngoài linh kiện trong suốt quá trình tạo mode tiếp tục được đánh giá thông qua các chỉ số I.L (1.44) và Cr.T (1.45). Kết quả mô phỏng được trình bày ở Hình 4.6 cho thấy, khi kích thích kênh vào của linh kiện bằng bước sóng trong dải hoạt động từ  $1460\text{ nm}$  đến  $1600\text{ nm}$ , I.L của linh kiện dao động trong phạm vi từ  $-2.3\text{ dB}$  đến  $-0,45\text{ dB}$ . Đặc biệt, trong dải từ  $1540\text{ nm}$  đến  $1560\text{ nm}$ , I.L dao động rất nhỏ từ  $-0,52\text{ dB}$  đến  $-0,45\text{ dB}$ . Hình 4.7 là kết quả mô phỏng BPM của sự tạo thành từng mode riêng lẻ, khi đưa các mode  $TE_0$  vào từng kênh vào của linh kiện  $2 \times 2$  MMI. Hình 4.7 (a) là sự tạo thành mode  $TE_0$ , trong khi Hình 4.7 (b) cho mode  $TE_1$ . Tại kênh ra của linh kiện đề xuất, mức cân bằng công suất P.B (Power Balance) (1.4.3) giữa hai mode  $TE_0$  và  $TE_1$  là một trong các yếu tố rất quan trọng cho việc đánh giá hiệu quả hoạt động của linh kiện đề xuất, nó tương tự như PDL (1.46), và được định nghĩa như (4.4).

$$P.B = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{TE0}}{P_{TE1}} \right) \quad (4.4)$$

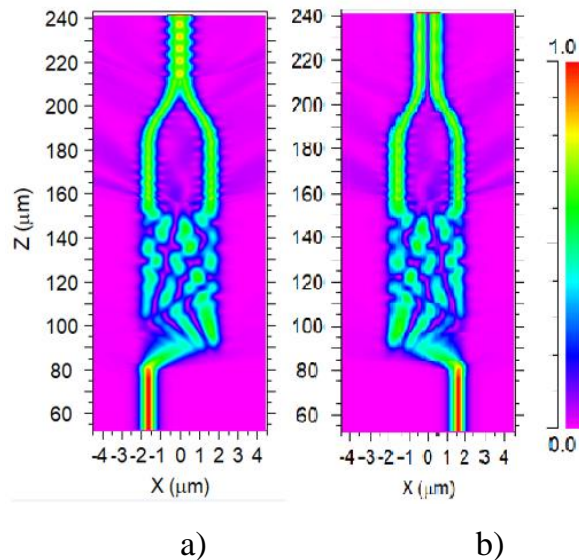
trong đó,  $P_{TE0}$  và  $P_{TE1}$  lần lượt là công suất của mode  $TE_0$  và  $TE_1$  thu được ở kênh ra.



Hình 4.5. Sự tạo thành đồng thời hai mode  $TE_0$  và  $TE_1$ .



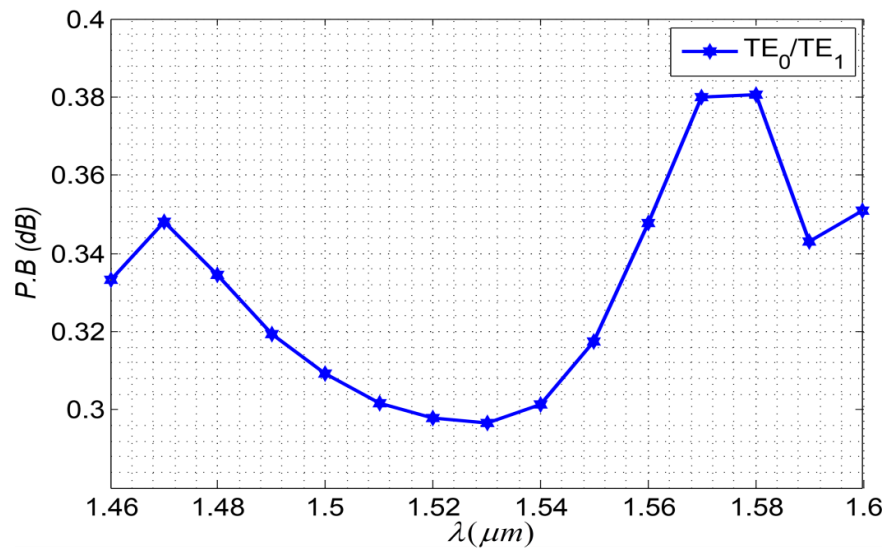
Hình 4.6. Suy hao chèn kênh trong dải bước sóng hoạt động của linh kiện đề xuất.



Hình 4.7. Mô phỏng BPM sự tạo thành các mode a) Mode  $TE_0$  và b) Mode  $TE_1$ .

Hình 4.8 khảo sát sự phụ thuộc của tham số P.B vào bước sóng hoạt động, trong dải từ  $1460\text{ nm}$  đến  $1600\text{ nm}$ . Kết quả cho thấy, sự chênh lệch công suất giữa  $TE_0$  và  $TE_1$  thay đổi tại kênh ra của linh kiện là không đáng kể. B.P biến đổi từ xấp xỉ  $0,3\text{ dB}$  đến  $0,38\text{ dB}$  trong dải bước sóng hoạt động của linh kiện. Mức cân bằng đạt cao nhất tại cửa sổ bước sóng  $1530\text{ nm}$  với  $B.P = 0,3\text{ dB}$ .

Linh kiện này tiếp tục được phát triển để có thể tạo thêm mode  $TE_2$  ngoài  $TE_0$  và  $TE_1$  ở trên. Nên mục đánh giá sai số chế tạo của linh kiện sẽ được thực hiện trong thiết kế của linh kiện quang tử tạo đồng thời ba mode tiếp theo sau đây.



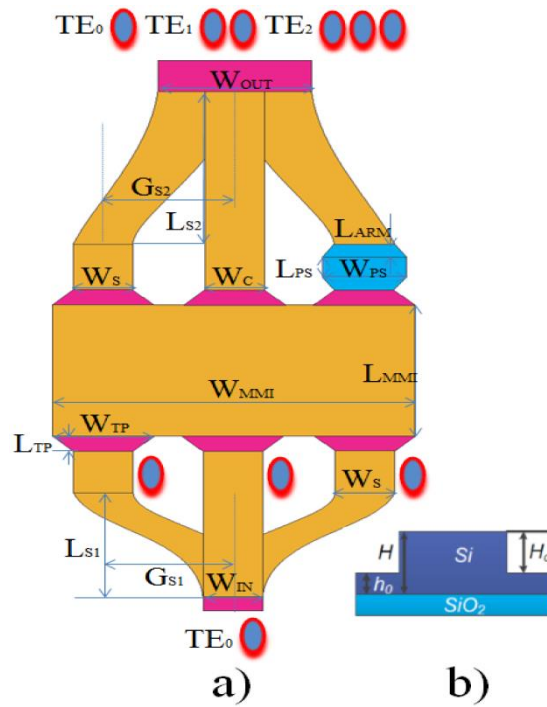
Hình 4.8. Yếu tố cân bằng công suất giữa 2 mode  $TE_0$  và  $TE_1$  là một hàm phụ thuộc vào dải bước sóng hoạt động.

### 4.3 Linh kiện quang tử tạo đồng thời ba mode quang thấp nhất sử dụng các linh kiện giao thoa đa mode MMI và chữ Y

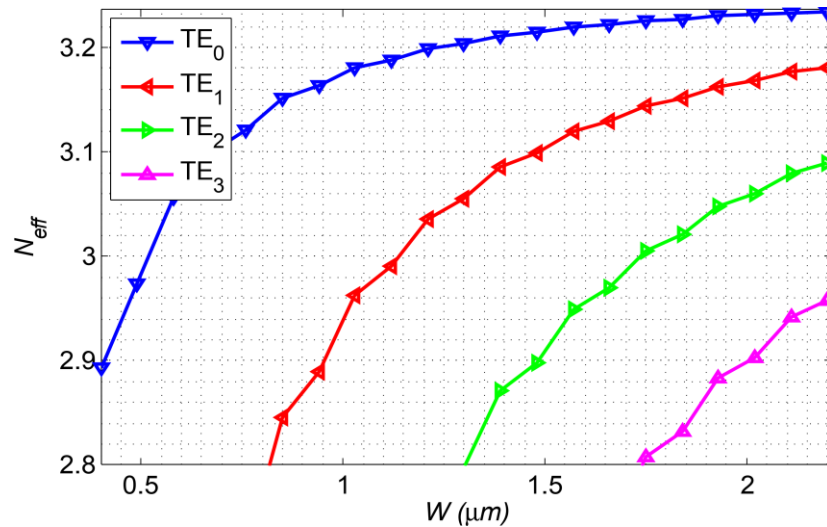
Như đã đề cập, linh kiện được phát triển từ linh kiện tạo đồng thời hai mode  $TE_0$  và  $TE_1$ , bằng cách gắn thêm các dẫn sóng thẳng ở kênh vào và kênh ra của linh kiện, và nối đến các kênh trung tâm của linh kiện  $3 \times 3$  MMI, tạo nên linh kiện tạo ba mode đồng thời như Hình 4.9.

#### 4.3.1 Nguyên lý hoạt động

Một cấu trúc dẫn sóng nóc/đỉnh như Hình 4.9 (b) được khởi tạo giống như ở linh kiện tạo hai mode ở 4.2. Đầu tiên, mode  $TE_0$  được kích thích ở dẫn sóng kênh vào của linh kiện Hình 4.9 (a), cũng chính là kênh vào của linh kiện chữ Y ba nhánh, được tạo thành từ một linh kiện chữ Y đối xứng, và một dẫn sóng thẳng ở trung tâm. Mode  $TE_0$  này sẽ được chia đều công suất cho ba nhánh, trước khi chúng được dẫn đến một linh kiện  $3 \times 3$  MMI [39], có khả năng thực hiện các cơ chế giao thoa khác nhau. Trong đó, cơ chế giao thoa tổng quát  $2 \times 2$  MMI dùng để tạo hai mode đồng thời  $TE_0$  và  $TE_1$  như đã đề cập ở thiết kế trước, mode  $TE_2$  sẽ được tạo thành nhờ cơ chế giao thoa đối xứng  $1 \times 1$  MMI, dưới điều kiện bất chiết suất hiệu dụng MEI. Như vậy, từ một mode kênh vào  $TE_0$ , cấu trúc quang tử được đề xuất có thể tạo ra đồng thời ba mode  $TE_0$ ,  $TE_1$  và  $TE_2$ . Bước đầu tiên của thiết kế là khảo sát độ



Hình 4.9. (a) Minh họa tổng quan của linh kiện (b) cấu trúc dẫn sóng nóc/đỉnh.



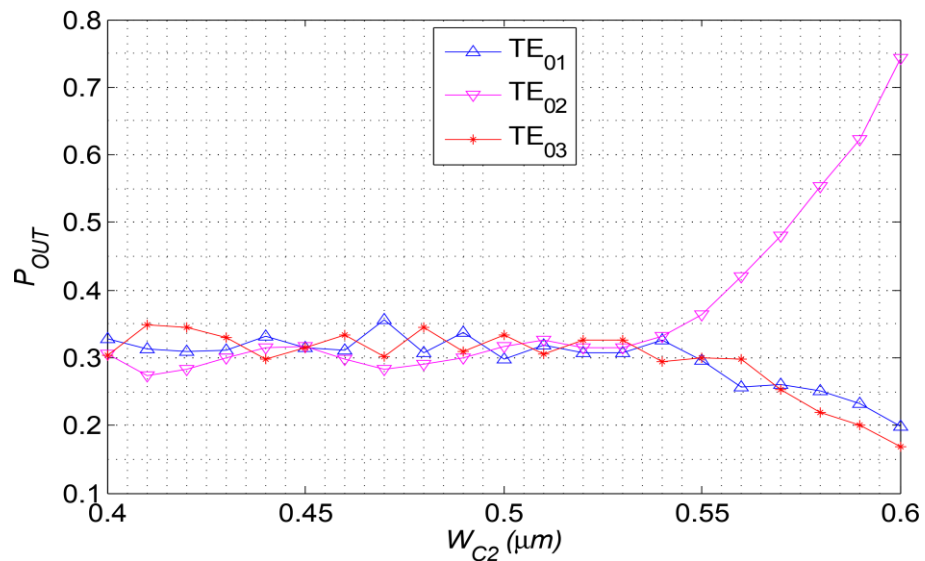
Hình 4.10. Chiết suất hiệu dụng của các mode dẫn TE là hàm số của độ rộng dẫn sóng.

rộng dẫn sóng kênh vào theo chiết suất hiệu dụng của các mode dẫn, và chọn điều kiện cắt mode để đảm bảo linh kiện chỉ dẫn được ba mode TE thấp nhất ở kênh ra. Dựa vào khảo sát ở Hình 4.10, tại độ rộng  $W_0 = 1,55 \mu m$ , điều kiện cắt mode được thỏa mãn. Khảo sát này cũng chứng tỏ, với độ rộng  $0,6 \mu m$ , dẫn sóng chỉ dẫn được mode  $TE_0$ ,

### 4.3.2 Thiết kế và tối ưu

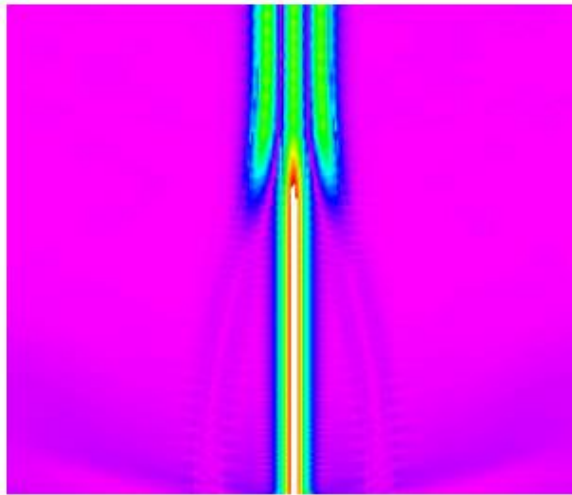
Như đã đề cập, linh kiện  $3 \times 3$  MMI có thể thực hiện được cả hai cơ chế giao thoa tổng quát ( $2 \times 2$ ) và đối xứng ( $1 \times 1$ ), giống như  $MMI_2$  ở 3.2.2. Do đó, chiều dài và chiều rộng của  $2 \times 2$  MMI cho cơ chế giao thoa tổng quát, cũng phải đảm bảo thực hiện tốt với giao thoa đối xứng  $1 \times 1$  MMI. Bằng cách sử dụng mô phỏng 3D-BPM và EIM, các độ rộng và độ dài tối ưu của  $3 \times 3$  MMI cần tìm lần lượt là  $W_{MMI} = 5 \mu\text{m}$  và  $L_{MMI} = 107 \mu\text{m}$ .

*Linh kiện chữ Y ba nhánh.* Tương tự như thiết kế 4.2.2, độ rộng dẫn sóng kênh vào trong thiết kế này cũng bằng với độ rộng nhánh của linh kiện chữ Y<sub>1</sub>  $W_{IN} = W_{S1} = W_{S2} = W_{C1} = 0,6 \mu\text{m}$ , với  $W_{C1}$  chính là độ rộng nhánh giữa, để đảm bảo công suất kênh vào  $TE_0$  chia đều cho ba nhánh, và  $W_{S2}$  là độ rộng nhánh cong của linh kiện ghép chữ Y kênh ra. Hai linh kiện chữ Y có  $G_{S1} = G_{S2} = 1,8 \mu\text{m}$ , lớn hơn so với chữ Y ở 4.2, do linh kiện mới tạo thêm mode  $TE_2$ . Để tìm chiều dài  $L_S$  cho các chữ Y, hệ số kích thích công suất  $C_{mv}$  được khảo sát. Dựa trên mô phỏng số BPM và EIM, chiều dài tối ưu cho các nhánh lần lượt là  $L_{S1} = 100 \mu\text{m}$ , và  $L_{S2} = 180 \mu\text{m}$ . Các độ dài này cũng chính là độ dài của các dẫn sóng thẳng vào các kênh trung tâm của linh kiện  $3 \times 3$  MMI. Mặt khác, dẫn sóng giữa kênh ra của linh kiện MMI cần phải có chiều rộng  $W_{C2}$  thích hợp, để mode  $TE_0$  chuyển đổi thành mode  $TE_2$  tại kênh ra của linh kiện, trong điều kiện MEI. Vì vậy, độ rộng  $W_{C2}$  được khảo sát để từ mode



Hình 4.11. Sự chồng chất của ba mode  $TE_0$  tạo thành mode  $TE_2$ .

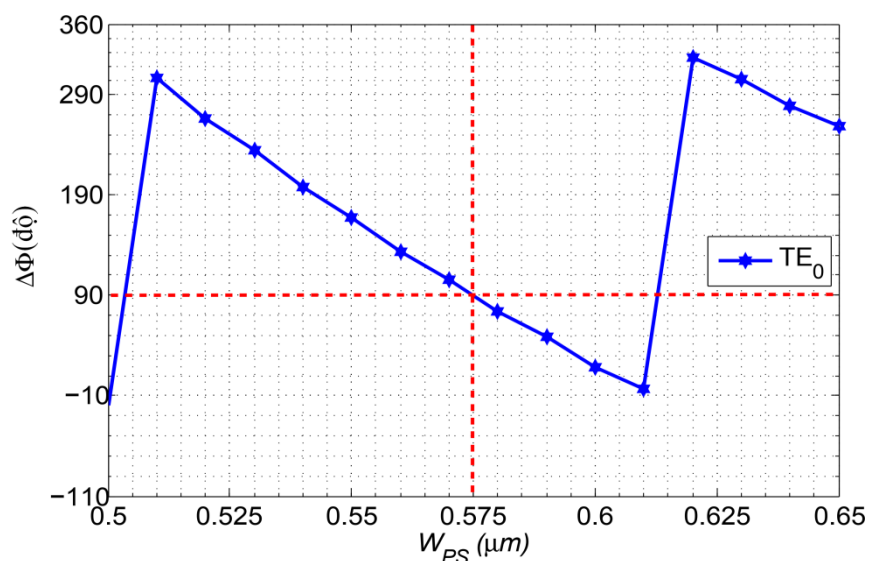




Hình 4.12. Mô hình trường ánh sáng chuyển đổi mode  $TE_0$  sang mode  $TE_2$  bởi mô phỏng BPM.

ban đầu  $TE_0$ , mode  $TE_2$  được tạo ở kênh ra của linh kiện bởi sự chồng chất của ba mode  $TE_0$  giống nhau. Từ kết quả khảo sát  $W_{C2}$  trong Hình 4.11, giá trị tối ưu cho  $W_{C2} = 0,515 \mu\text{m}$ , với công suất kênh ra của ba mode riêng lẻ  $TE_0$  xấp xỉ 31,71%.

Linh kiện dịch pha (PS). Giống như PS ở 4.2.2, PS trong thiết kế này chỉ tham gia chức năng tạo hai mode đồng thời  $TE_0$  và  $TE_1$ , nên quá trình thiết kế cũng dựa trên sự khảo sát góc dịch pha như hàm số của độ rộng PS. Kết quả ở Hình 4.13 cho thấy, để độ lệch pha qua PS là  $90^\circ$  (hay  $\pi/2$ ), giá trị tối ưu được lựa chọn là  $W_{PS} = 0,575 \mu\text{m}$ .

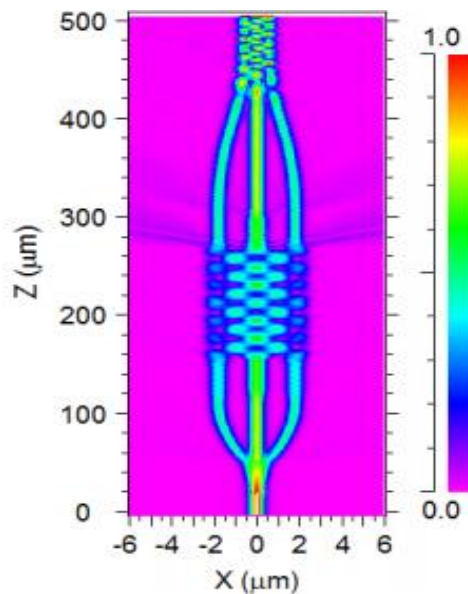


Hình 4.13. Góc dịch pha là hàm số của độ rộng  $W_{PS}$ .

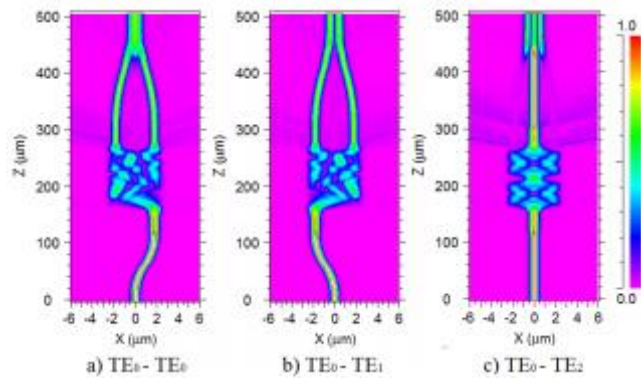
Bên cạnh các thành phần chính được thiết kế ở trên, một số dẫn sóng có dạng hình nón (như có thể thấy ở Hình 4.9) được đặt tại các kênh vào và ra của linh kiện  $3 \times 3$  MMI, để giảm suy hao truyền dẫn tại các kênh vào và ra ở linh kiện này. Bằng việc khảo sát công suất tín hiệu kênh ra như hàm số của các dẫn sóng hình nón, các giá trị tối ưu được tìm thấy là  $W_{TP} = 1,4 \mu m$  và  $L_{TP} = 12 \mu m$ .

### 4.3.3 Đánh giá hiệu năng quang

Mô phỏng số BPM tiếp tục được sử dụng để đánh giá hiệu năng hoạt động của linh kiện. Bằng cách kích thích các mode  $TE_0$  tại kênh vào của linh kiện trong các trường hợp khác nhau. Nếu Hình 4.14 cho thấy sự tạo ra đồng thời ba mode  $TE_0$ ,  $TE_1$  và  $TE_2$  của linh kiện, thì Hình 4.15 là mô hình trường trực quan trong việc tạo ra các mode riêng lẻ. Trong đó, Hình 4.15 (a) (b) và (c) lần lượt là các quá trình tạo ra các mode  $TE_0$ ,  $TE_1$  và  $TE_2$ . Dựa trên thang đo chuẩn hóa nằm bên phải, có thể thấy rằng, công suất suy hao tỏa ra khỏi linh kiện tập trung chủ yếu tại kênh ra của linh kiện  $3 \times 3$  MMI, hay kênh vào của linh kiện chữ Y thứ hai, trong suốt quá trình truyền dẫn. Hình 4.14 là tổng suy hao của cả ba trường hợp riêng lẻ trong Hình 4.15. Suy hao trong trường hợp Hình 4.15 c) cao hơn hai trường hợp còn lại, trong khi suy hao của hai trường hợp Hình 4.15 a) và Hình 4.15 b) khá giống nhau. Để đánh giá chính xác, suy hao chèn kênh I.L (1.44) được áp dụng cho tất cả các

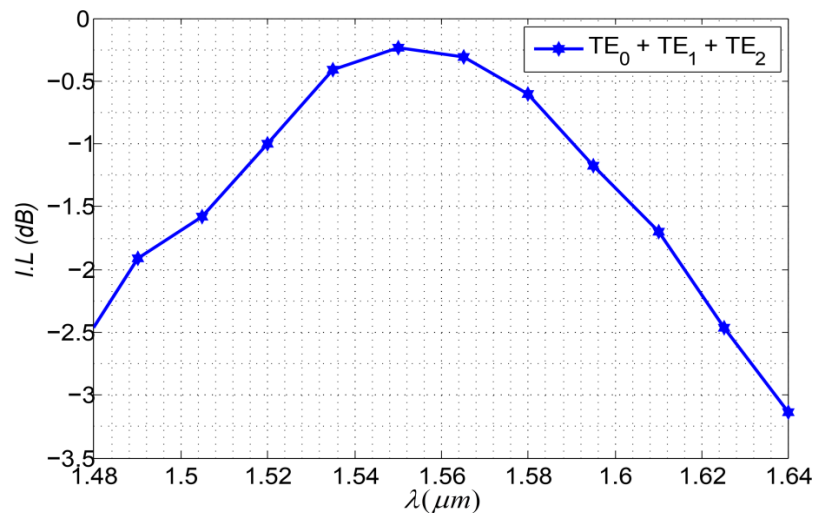


Hình 4.14. Mô hình trường cho sự tạo thành ba mode TE thấp nhất từ mode  $TE_0$ ,

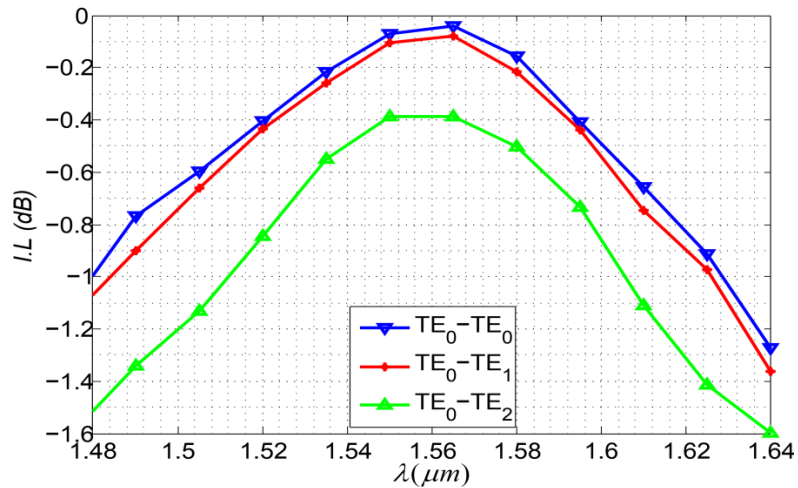


Hình 4.15. Mô hình trường cho sự tạo thành ba mode TE riêng lẻ từ mode  $TE_0$ , a)  $TE_0-TE_0$  b)  $TE_0-TE_1$  c)  $TE_0-TE_2$ .

trường hợp trên. Các mode  $TE_0$  được kích thích trong một dải bước sóng từ  $1,4 \mu\text{m}$  đến  $1,7 \mu\text{m}$  tại kênh vào linh kiện. Dữ liệu đo tại kênh ra được mô tả lần lượt ở Hình 4.16 và Hình 4.17. Trong trường hợp tạo cùng lúc ba mode (Hình 4.16), I.L ở cửa sổ bước sóng  $1550 \text{ nm}$  là tốt nhất và đạt  $-0,23 \text{ dB}$ . Bước sóng hoạt động ở băng C của linh kiện được mở rộng sang băng S và L từ  $1480 \text{ nm}$  đến  $1620 \text{ nm}$  (khoảng  $140 \text{ nm}$ ), từ đó ngưỡng  $-2,3 \text{ dB}$  là mức thấp nhất thu được ở kênh ra của linh kiện. Trong khi trong toàn bộ băng C từ  $1530 \text{ nm}$  đến  $1565 \text{ nm}$ , I.L chỉ dao động từ  $-0,61 \text{ dB}$  đến  $-0,23 \text{ dB}$ . Đối với trường hợp tạo từng mode riêng lẻ (Hình 4.17), suy hao khi chuyển đổi các mode  $TE_0-TE_0$ ,  $TE_0-TE_1$  và  $TE_0-TE_2$  lần lượt là  $-0,04 \text{ dB}$  :  $-0,28 \text{ dB}$ ,  $-0,08 \text{ dB}$  :  $-0,32 \text{ dB}$  và  $-0,39 \text{ dB}$  :  $-0,65 \text{ dB}$ . Các kết quả đã phản ánh một cách chính xác mô phỏng trực quan ở Hình 4.14, khi mà I.L ở quá trình  $TE_0-TE_2$  thấp hơn hai



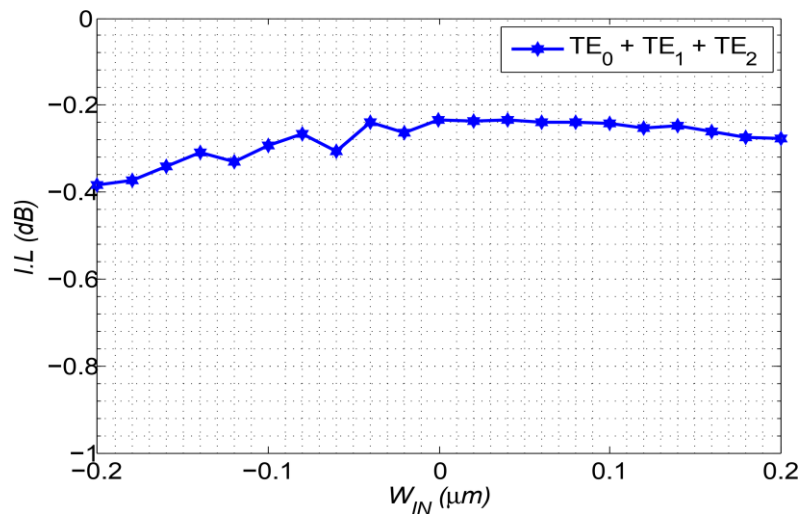
Hình 4.16. Suy hao chèn kênh trong dải bước sóng hoạt động.



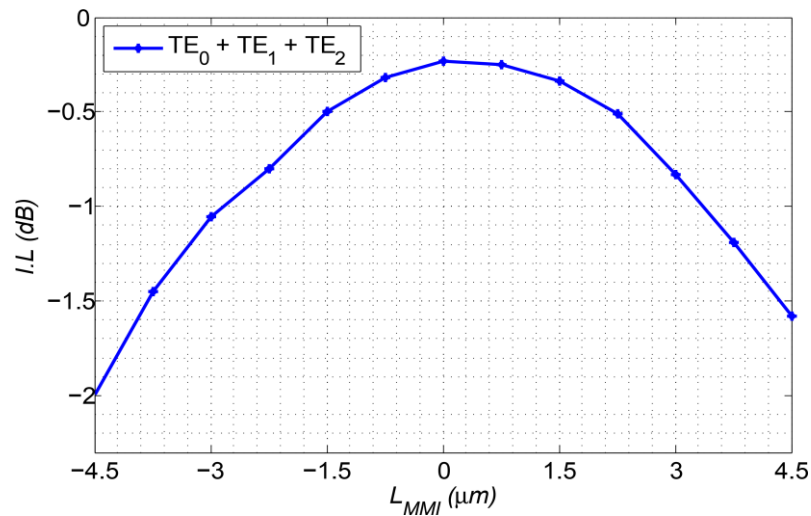
Hình 4.17. Suy hao chèn kênh của quá trình tạo từng mode riêng lẻ.

trường hợp còn lại trung bình khoảng 0,35 dB. Không những vậy, việc phân tích hiệu năng quang học dựa trên I.L, giúp ta phân biệt một sai số rất nhỏ khoảng 0,04 dB, giữa hai quá trình  $TE_0-TE_0$  và  $TE_0-TE_1$ .

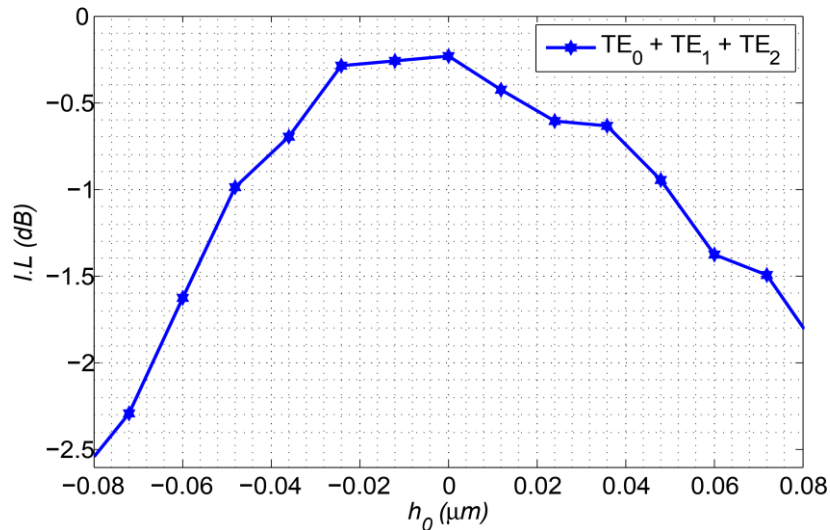
Ngoài suy hao chèn kênh I.L, sai số chế tạo của một linh kiện quang tử cũng đánh giá hiệu năng quang học của nó [96], [97]. Trong thiết kế này, linh kiện sẽ được khảo sát ở một số thông số chính như chiều rộng  $W_{IN}$ , chiều dài  $L_{MMI}$  và chiều cao phiến  $h_0$  của cấu trúc dẫn sóng nón/đỉnh. Lúc này, mode  $TE_0$  được kích thích ở cửa sổ 1550 nm, tại kênh vào của linh kiện, dữ liệu thu được dựa trên sự thay đổi kích thước của các tham số được chọn, xung quanh giá trị của chúng. Các kết quả khảo sát  $W_{IN}$ ,  $L_{MMI}$  và  $h_0$  được mô tả lần lượt trong Hình 4.18 đến Hình 4.20 cho



Hình 4.18. I.L là hàm số của sai số chế tạo  $W_{IN}$ .



Hình 4.19. I.L là hàm số của sai số chế tạo  $L_{MMI}$ .



Hình 4.20. I.L là hàm số của sai số chế tạo  $h_0$ ,

thấy, cả ba sai số chế tạo đều tương đối rộng, nhất là sai số chiều dài  $L_{MMI}$  đến  $\pm 4.5 \mu m$  với I.L đạt được bé hơn  $-2 \text{ dB}$ . Tiếp theo,  $\pm 0,2 \mu m$  là sai số chế tạo của độ rộng  $W_{IN}$ , với I.L dao động từ  $-0,39 \text{ dB}$  đến  $-0,23 \text{ dB}$ . Cuối cùng và thấp nhất là sai số chiều cao phiên  $h_0 = \pm 0,072 \mu m$  với  $I.L \leq -2,3 \text{ dB}$ . Nếu thu hẹp lại  $\pm 0,02 \mu m$ , thì I.L của nó chỉ dao động từ  $-0,6 \text{ dB}$  đến  $-0,25 \text{ dB}$ , vẫn đảm bảo cho linh kiện có thể chế tạo với các công nghệ CMOS hiện tại [12].

#### 4.4 Kết luận Chương 4

Chương này đã trình bày các bước thiết kế các linh kiện quang tử tạo đồng thời hai và ba mode từ mode cơ bản. Bằng các phương pháp số 3D-BPM và EIM, các

cấu trúc được đề xuất đã được chứng tỏ hiệu năng quang mở rộng đến  $140 \text{ nm}$  của bước sóng hoạt động (xung quanh bước sóng  $1550 \text{ nm}$ ), trong sự cho phép tối đa của I.L là  $-2.3 \text{ dB}$ . Xét trong bảng C, chỉ số I.L của linh kiện đề xuất dao động từ  $-0,04 \text{ dB}$  đến  $-0,65 \text{ dB}$ , tương tự như I.L ở [9] và tốt hơn chỉ số này ở [23], như được so sánh trong Bảng 4.1. Hơn nữa, với sai số chế tạo tối thiểu  $\pm 20 \text{ nm}$  ( $-0,6 \text{ dB} < \text{I.L} < -0,25 \text{ dB}$ ) trong kích thước  $5 \mu\text{m} \times 506 \mu\text{m}$ , các linh kiện đề xuất có khả năng được chế tạo trên bán dẫn SOI chuẩn đường kính  $200 \text{ mm}$  với công nghệ chế tạo CMOS của hãng SOITEC, hoặc có thể sử dụng quang khắc dùng tia điện tử (E-Beam) hay quang khắc sâu bằng tia cực tím (DUV), đảm bảo sai số đến  $\pm 10 \text{ nm}$  [12].

*Bảng 4.1. So sánh hiệu năng quang giữa linh kiện đề xuất và các linh kiện tương tự.*

Linh kiện	Số lượng mode	Vật liệu	Cấu trúc linh kiện	Dải bước sóng hoạt động	I.L (dB)
Linh kiện đề xuất [C <sub>2</sub> ]	Ba mode phân cực TE	SOI	Ghép các linh kiện chữ Y và MMI	Bảng C	TE <sub>0</sub> -TE <sub>0</sub> : $-0,04$ đến $-0,28$ TE <sub>0</sub> -TE <sub>1</sub> : $-0,08$ đến $-0,32$ TE <sub>0</sub> -TE <sub>2</sub> : $-0,39$ đến $-0,65$
[9]	Ba mode phân cực tuyến tính	SOI	ADC	Bảng C	LP <sub>01</sub> -LP <sub>01</sub> : $> -0,044$ LP <sub>01</sub> -LP <sub>11a</sub> : $> -0,088$ LP <sub>01</sub> -LP <sub>21a</sub> : $> -0,362$
[23]	Hai mode phân cực TE	InP	Ghép các linh kiện chữ Y và MMI	Bảng C	TE <sub>0</sub> -TE <sub>0</sub> : $> -0,7$ TE <sub>0</sub> -TE <sub>1</sub> : $> -0,2$

Kết quả nghiên cứu của chương này đã được công bố trong các bài báo [C<sub>1</sub>] và [C<sub>2</sub>].

## **Kết luận**

### **Các đóng góp khoa học chính của Luận án**

1. Thiết kế các cấu trúc quang tử ghép/tách cho hai và ba mode có khả năng dẫn được cả hai trạng thái phân cực TE và TM  $[J_1]$ ,  $[J_6]$  với hiệu năng quang cao, đáp ứng vấn đề thực tế về sự phân cực khác nhau của các mode ánh sáng khi truyền trong sợi quang và kết nối đến các linh kiện quang tử MDM.
2. Thiết kế các cấu trúc quang tử định tuyến lựa chọn hai và ba mode TE (MSR)  $1 \times 3$ .
3. Trong đó, linh kiện cho hai mode đề xuất giải pháp điều khiển các MSR bởi hai trạng thái ON/OFF  $[J_2]$ , nhằm đơn giản hóa quá trình điều khiển cho hệ thống MDM. Linh kiện MSR cho ba mode  $[J_3]$  đề xuất giải pháp sử dụng ITO thay Ti cho các linh kiện dịch pha quang nhiệt (TOPS)  $[J_5]$ , nhằm giảm công suất tiêu thụ đáng kể trong quá trình hoạt động của các MSR.
3. Thiết kế các cấu trúc quang tử tạo đồng thời hai và ba mode TE từ mode cơ bản (FM)  $[C_1]$ ,  $[C_2]$ . Việc tạo ra số lượng mode quang càng lớn, tham gia vào trong quá trình truyền dẫn dữ liệu trong hệ thống MDM có ý nghĩa thực tiễn trong việc nâng cao dung lượng truyền dẫn WDM, và thực hiện các chức năng quan trọng trong quảng bá thông tin.

### **Các mặt còn hạn chế**

1. Bên cạnh các thiết kế được đề xuất với hiệu năng quang cao, đặc biệt các linh kiện quang tử ghép/tách mode không phụ thuộc phân cực sử dụng linh kiện chữ Y bất đối xứng, thì các linh kiện định tuyến lựa chọn mode (MSR)  $1 \times 3$  có hiệu năng chưa thực sự tốt như các linh kiện tương tự  $[49]$ ,  $[95]$  (Bảng 3.3). Trong đó, linh kiện MSR thiết kế ở  $[95]$  sử dụng mô phỏng bằng phương pháp FDTD.
2. Các thiết kế mặc dù được công bố trên các tạp chí uy tín và được thực hiện trên phần mềm thương mại đã được kiểm chứng, nhưng chưa được áp dụng vào một quy trình chế tạo linh kiện quang tử thực tế nào, do trang thiết bị hiện tại về công nghệ quang khắc DUV-photolithography hay ebeam lithography ở trong nước chưa thể đáp ứng, một phần nữa là điều kiện kinh phí và dịch bệnh những năm gần đây. Điều này thực sự quan trọng, bởi vì rất khó để chế tạo một linh kiện

quang tử hoàn chỉnh, có hiệu năng quang giống như linh kiện được tạo ra từ thiết kế mô phỏng, có thể nhận thấy điều này trong các thiết kế [28], [49], [84].

### Các định hướng nghiên cứu tiếp theo

1. Nghiên cứu thiết kế các linh kiện quang tử MDM với số lượng mode dẫn nhiều hơn.
2. Nghiên cứu thiết kế các linh kiện quang tử MDM có hiệu năng quang được cải thiện so với các cấu trúc đã thiết kế bằng các phương pháp FDTD, FDFD.
3. Đối với các linh kiện quang tử MDM đã được công bố trên các tạp chí quốc tế uy tín, nhóm nghiên cứu của NCS sẽ hợp tác với các nhóm nghiên cứu và phòng thí nghiệm tiên tiến trên thế giới như Nhật Bản, Úc, Bỉ, Đài Loan... để có thể chế tạo, đo đạc và thử nghiệm các thiết kế đã nghiên cứu, tạo ra cơ hội công bố khoa học ở các tạp chí khoa học mang tính thực nghiệm. Từ đó, các linh kiện quang tử MDM sẽ được đánh giá một cách chính xác, hướng đến một hệ thống MDM thực tế, có khả năng kết hợp với các hệ thống WDM hiện nay.
4. Nghiên cứu khả năng thay đổi điện trở linh hoạt của  $\text{VO}_2$  cho các linh kiện TOPS [92], hay khả năng thay đổi chiết suất và dịch chuyển trạng thái pha cách điện/dẫn điện của oxit này theo nhiệt độ, sẽ thích hợp cho các linh kiện quang tử ứng dụng hiệu ứng plasmon [98] khi kết hợp với dẫn sóng Silic với cơ chế điều khiển ngoài bởi các vi mạch thông minh.
5. Nghiên cứu kết hợp dẫn sóng SOI với các vật liệu như polymer hay  $\text{Si}_3\text{N}_4$  để tạo ra những cấu trúc dẫn sóng có suy hao thấp trên khoảng cách  $\sim 1 \text{ cm}$  [99], [100] đến vài  $\text{cm}$  [101], cho các ứng dụng chuyển mode kênh ra với công suất thấp, hay các cấu trúc hoạt động ổn định ở nhiệt độ cao ( $105^\circ\text{C}/2000$  giờ) [102]. Đặc biệt, khi dẫn sóng SOI kết hợp với  $\text{Si}_3\text{N}_4$ , có đặc điểm vùng trống năng lượng của các photon tương đối lớn, dẫn đến khả năng tránh được các hiệu ứng hấp thụ hai photon và hạt tải tự do. Lúc này, suy hao không còn là vấn đề lớn khi ta tăng công suất phát của tín hiệu tại kênh vào, điều quan trọng là khắc phục sự ảnh hưởng của tán sắc, tính phi tuyến của các dẫn sóng hay sợi quang với khoảng cách truyền lớn [103].



## PHỤ LỤC

### Độ tin cậy và phương pháp mô phỏng BPM

Trong lĩnh vực quang sóng và trường điện từ, có nhiều phương pháp kỹ thuật nghiên cứu và phân tích sự truyền sóng ánh sáng trong sợi quang hay các linh kiện quang tử cho cả góc rộng và cận trục chẳng hạn như: phương pháp biến đổi Fourier nhanh (FFT), sai phân hữu hạn (FD), phần tử hữu hạn (FE), khai triển mode riêng (EME), hay các phương pháp Lanczos [1]. Tuy nhiên, chỉ có một số phương pháp tiêu biểu được sử dụng như những công cụ đắc lực cho việc phân tích, thiết kế các linh kiện quang tử như FDFD, FDTD, EME [2], phương pháp chỉ số hiệu dụng (EIM) và phương pháp truyền tia BPM [3]-[7], các phương pháp này là sự kế thừa và phát triển từ các phương pháp đã nêu trên. Trong luận án này, một trong các phương pháp chính được sử dụng hiệu quả là phương pháp BPM. Có thể kể một số lí do mà phương pháp BPM được lựa chọn. Đầu tiên, BPM trong không gian ba chiều với phương pháp sai phân hữu hạn mô tả truyền sóng có độ chính xác cao, ít sai số và có thời gian tính toán nhanh hơn cũng như tài nguyên tính toán ít hơn so với các phương pháp mô phỏng dựa trên thuật toán xấp xỉ số (numerical solution) như FDTD hay FDFD, nhất là cho các cấu trúc có sự chênh lệch chiết suất lõi-vỏ cao ( $\Delta n$ ) như vật liệu SOI (silicon-on-insulator). Thứ hai, phương pháp BPM được sử dụng để mô tả đặc tính truyền sóng của các linh kiện quang tử cơ bản bao gồm linh kiện giao thoa đa mode (MMI) nổi tiếng bởi Lucas B. Soldano [8] và linh kiện chữ Y bởi J. D. Love [9]. Hơn nữa, BPM không chỉ phân tích đặc tính truyền sóng của các linh kiện quang tử về các phương diện chiết suất hiệu dụng (đặc trưng cho *momen* sóng quang), công suất, các thành phần biên độ trường và vector Poynting, BPM còn có khả năng đánh giá được sai số của linh kiện trước khi có thể áp dụng vào một quy trình chế tạo cho các linh kiện quang tử thực tế [8], [10]-[13].

Tại mục 1.2.2 của Luận án, phương pháp truyền tia tia BPM xuất phát từ phương trình truyền sóng của Helmholtz (1.15). Bằng phép đổi biến và sử dụng các thông số tham chiếu  $\bar{k}$  và  $\bar{n}$  (số sóng và chiết suất hiệu dụng tham chiếu), phương trình truyền sóng với pha trung bình  $\phi$  (1.15) chuyển thành phương trình Helmholtz biểu

diễn sóng ánh sáng chuyển về 2D bằng cách rút gọn thành phần  $y$ . Sau đó, mặt phẳng  $xz$  được chia thành các lưới  $\Delta x$ ,  $\Delta z$  trong mô hình tính toán của Crank – Nicolson, đây chính là việc sử dụng sai phân hữu hạn trong phương pháp truyền tia còn được gọi là FD-BPM. Từ đó (1.18) biểu thị sai phân hữu hạn giữa các trường sóng trên mặt phẳng  $n$  đã biết  $u_i^n$  và mặt phẳng  $n + 1$  chưa biết  $u_i^{n+1}$  (1.19) và được giải gần đúng sau khi đưa về dạng phương trình ma trận tam giác để tìm các trường chưa biết  $u_i^{n+1}$  (1.20).

Các biểu thức cho các hệ số ở trên được suy ra dễ dàng và có thể tìm thấy tại tham khảo của R. Scarmozzino và các cộng sự [14]. Tính chất tam giác của (1.20) cho phép giải nhanh các phép toán theo thứ tự, trong đó  $N$  là số điểm lưới theo  $x$ . Phương pháp số trên có thể dễ dàng được mở rộng về dạng 3D, tuy nhiên việc mở rộng trực tiếp phương pháp Crank – Nicholson dẫn đến một hệ phương trình không phải là tam giác và yêu cầu các phép toán để giải trực tiếp, điều này là không tối ưu. May thay, có một phương pháp số tiêu chuẩn được gọi là phương pháp ngầm định hướng xen kẽ [15], cho phép giải quyết vấn đề 3D với  $O(N_x^2 \cdot N_y^2)$  đạt hiệu quả tối ưu. Khái niệm và trình tự khai triển của phương pháp BPM cơ bản đã được xem xét. Trong các phần sau, các phương pháp khác nhau để mở rộng BPM sẽ được giới thiệu và các bước khai triển của chúng có thể được tìm thấy trong các tài liệu tham khảo tương ứng.

*Phân cực ánh sáng trong phương pháp BPM.* Hiệu ứng phân cực có thể được áp dụng vào BPM bằng cách xem xét điện trường là một vectơ và xuất phát từ phương trình sóng vectơ chứ không phải là Phương trình Helmholtz vô hướng [16]-[17]. Trong cách tiếp cận này, các phương trình được xây dựng dựa trên các thành phần ngang của trường ( $E_x$  và  $E_y$ ) và dẫn đến tập hợp các phương trình sau cho các trường biến đổi chậm tương ứng ( $u_x$  và  $u_y$ ) [17]:

$$\frac{\partial u_x}{\partial z} = A_{xx}u_x + A_{xy}u_y \quad (1)$$

$$\frac{\partial u_y}{\partial z} = A_{yx}u_x + A_{yy}u_y \quad (2)$$

Trong đó  $A_{ij}$  là các toán tử vi phân phức tạp được xác định bởi [5]:

$$A_{xx}u_x = \frac{i}{2k} \left\{ \frac{\partial}{\partial x} \left[ \frac{1}{n^2} \frac{\partial}{\partial x} (n^2 u_x) \right] + \frac{\partial^2}{\partial y^2} u_x + (k^2 - \bar{k}^2) u_x \right\} \quad (3)$$

$$A_{yy}u_y = \frac{i}{2k} \left\{ \frac{\partial^2}{\partial x^2} u_y + \frac{\partial}{\partial y} \left[ \frac{1}{n^2} \frac{\partial}{\partial y} (n^2 u_y) \right] + (k^2 - \bar{k}^2) u_y \right\} \quad (4)$$

$$A_{yx}u_x = \frac{i}{2k} \left\{ \frac{\partial}{\partial y} \left[ \frac{1}{n^2} \frac{\partial}{\partial x} (n^2 u_x) \right] - \frac{\partial^2}{\partial y \partial x} u_x \right\} \quad (5)$$

$$A_{xy}u_y = \frac{i}{2k} \left\{ \frac{\partial}{\partial x} \left[ \frac{1}{n^2} \frac{\partial}{\partial y} (n^2 u_y) \right] - \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} u_y \right\} \quad (6)$$

Các toán tử  $A_{xx}$  và  $A_{yy}$  giải thích cho sự phụ thuộc phân cực do các điều kiện biên khác nhau tại các giao diện và mô tả các hiệu ứng liên quan đến các hằng số lan truyền khác nhau như hình dạng trường, tổn thất uốn cong, v.v., đối với các trường TE và TM. Các điều kiện không thuộc đường chéo liên quan đến  $A_{xy}$  và  $A_{yx}$  đảm nhận việc ghép nối phân cực và các mode lai do các hiệu ứng hình học, chẳng hạn như ảnh hưởng của các góc hoặc các vách nghiêng trong cấu trúc mặt cắt ngang (ảnh hưởng do tính dị hướng của vật liệu được xem xét dưới đây).

Các phương trình trên mô tả một cách tổng quát phương pháp BPM đầy đủ các hướng (full-vector). Việc đơn giản hóa  $A_{xy}$  và  $A_{yx} = 0$  cho phép xấp xỉ cho một nửa hướng (semi-vector) quan trọng. Trong trường hợp này, các thành phần trường ngang được tách ra, sẽ đơn giản hóa nhiều vấn đề và giữ lại những gì thường đạt hiệu ứng phân cực cao nhất. Trừ khi một cấu trúc cụ thể được thiết kế để tạo ra sự ghép nối, thì ảnh hưởng của các thành phần ngoài đường chéo là cực kỳ yếu và xấp xỉ bán vectơ là một trong những ý tưởng thông minh.

*Sự loại bỏ tính cận trực – phương pháp BPM góc rộng.* Sự hạn chế cận trực đối với BPM, cũng như các hạn chế liên quan về truyền chỉ số tương phản và đa mode đã lưu ý trước đây, có thể được suy giảm thông qua việc sử dụng các tiện ích mở rộng được gọi là BPM góc rộng [18]-[21]. Các ý tưởng thiết yếu đằng sau các

phương pháp tiếp cận khác nhau là giảm tính cận trực bằng cách kết hợp ảnh hưởng của thành phần  $\partial^2 u / \partial z^2$  đã bị bỏ qua trong quá trình dẫn xuất của BPM cơ bản. Các cách tiếp cận khác nhau này cũng thay đổi về phương pháp và mức độ xấp xỉ mà chúng thực hiện. Công thức phổ biến nhất được gọi là kỹ thuật góc rộng dựa trên Padé nhiều bước [19], [21] và được tóm tắt dưới đây. Một cách tiếp cận đơn giản để suy ra phương trình BPM góc rộng là xem xét phương trình sóng Helmholtz được viết theo trường biến thiên chậm ở (1.17), nhưng trước khi lập xấp xỉ đường bao thay đổi chậm bằng cách bỏ qua thành phần  $\partial^2 u / \partial z^2$ . Nếu  $D$  biểu thị  $\partial / \partial z$  trong phương trình này, thì  $\partial^2 / \partial z^2$  đại diện cho  $D^2$ . Bỏ qua thực tế rằng  $D$  là một toán tử vi phân, phương trình bây giờ có thể được xem như một phương trình bậc hai cần giải cho  $D$ , sẽ thu được nghiệm chính thức sau cho một phương trình bậc nhất trong  $z$ :

$$\frac{\partial u}{\partial z} = i\bar{k}(\sqrt{1+P}-1)u \quad (7)$$

$$P \equiv \frac{1}{k^2} \left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + (k^2 - \bar{k}^2) \right) \quad (8)$$

Phương trình này được gọi là phương trình truyền sóng một chiều, vì đạo hàm bậc nhất chỉ thừa nhận các sóng truyền về phía trước (hoặc sóng ngược nếu các dấu hiệu được chọn phù hợp, nhưng không đồng thời). Mặc dù bị hạn chế trong việc truyền về phía trước, phương trình trên vẫn chính xác ở chỗ xấp xỉ cận trực không được thực hiện. Khó khăn là trước đây phương trình này có thể được tích phân hoàn toàn liên quan đến toán tử vi phân  $P$  mà phải được đánh giá. Một cách tiếp cận là sử dụng khai triển Taylor. Đầu tiên điều này dẫn đến phương pháp BPM cận trực tiêu chuẩn và ở bậc cao hơn, nó trở nên chính xác hơn và đại diện cho một cách tiếp cận để đạt được cơ chế góc rộng. Tuy nhiên, khai triển thông qua các đại lượng xấp xỉ Padé chính xác hơn khai triển Taylor cho các thành phần cùng bậc. Cách tiếp cận này dẫn đến phương trình góc rộng sau [19], [21]:

$$\frac{\partial u}{\partial z} = ik \frac{N_m(P)}{D_n(P)} u \quad (9)$$

Ở đây  $N_m$  và  $D_n$  là các đa thức trong toán tử  $P$  và  $(m, n)$  là thứ tự bậc của xấp xỉ. Bảng 1 cho thấy một số điểm sấp xỉ phổ biến. Khi (9) được sử dụng, các góc lớn hơn, chỉ số tương phản cao hơn và nhiều mode phức tạp hơn có thể được phân tích trong các vấn đề về sóng dẫn hướng và không gian tự do như Padé mà thứ tự  $(m, n)$  được tăng lên [19], [21]-[22]. Sự hướng dẫn về sử dụng kỹ thuật và thảo luận về các mối quan hệ phức tạp giữa các góc ống dẫn sóng, độ tương phản, bậc Padé, các tham số về số sóng tham khảo và lưới được thảo luận trong [22].

Bảng 1

Bậc Padé $(m,n)$	$N_m$	$D_n$
(1,0)	$P/2$	$1$
(1,1)	$P/2$	$1 + P/4$
(2,2)	$P/2 + P^2/4$	$1 + 3P/4 + P^2/16$

*Điều khiển BPM cho sóng phản xạ hai chiều.* Trong khi BPM góc rộng cho phép sóng lan truyền theo hình nón của các góc rộng hơn về trục  $z$ , hình nón này chỉ có thể tiếp cận tiệm cận  $\pm 90$  từ trục  $z$  và không bao giờ có thể được mở rộng để xử lý sự lan truyền đồng thời dọc theo trục  $z$  âm (tức là  $180^\circ$ ). Đối với điều này, người ta phải coi các sóng truyền ngược là một phần riêng biệt, mặc dù được kết hợp, là một phần của vấn đề. Các kỹ thuật BPM hai chiều khác nhau đã được xem xét để giải quyết vấn đề này [23]-[25] mà hầu hết tập trung vào việc ghép nối xảy ra thông qua sự phản xạ của một sóng tới trên một mặt phân cách dọc theo hướng  $z$ . Đây là một kỹ thuật gần đây được xem xét trên nhiều giao diện và phản ánh theo cách tương đối nhất quán và hiệu quả [26].

Trong phương pháp này, bài toán truyền sóng định hướng được chia thành các vùng đồng đều dọc theo  $z$  và các giao diện giữa các vùng này (các vấn đề liên quan đến các mặt cắt cong có thể được mô tả theo cách này thông qua ước lượng bước bậc thang (stair-step)). Tại bất kỳ một điểm dọc theo cấu trúc mà nó được coi là tồn

tại cả sóng tới và sóng ngược, được biểu thị bởi  $u^+(x,y,z)$  và  $u^-(x,y,z)$  một cách tương ứng. Trong các vùng đồng nhất, các sóng tiến và ngược được tách ra, trong khi tại các giao diện giữa các vùng này, các sóng tiến và ngược được ghép lại do vấn đề phản xạ. Ý tưởng cơ bản trong [26] là sử dụng cách tiếp cận ma trận chuyển đổi trong đó các ma trận riêng lẻ là các toán tử vi phân. Vấn đề vật lý nói chung là có trường tới được cung cấp ở đầu vào của cấu trúc và mục tiêu là xác định trường phản xạ tại điểm bắt đầu và trường được truyền (chuyển tiếp) ở đầu ra. Tuy nhiên, vấn đề ma trận chuyển đổi được đề xuất bằng cách giả định rằng cả trường chuyển tiếp và trường lùi đều được xác định ở đầu vào của cấu trúc và một ma trận chuyển đổi tổng thể như vậy được mô tả một cách hệ thống như theo sau:

$$\begin{pmatrix} + \\ u_{out} \\ - \\ u_{out} \end{pmatrix} = M \begin{pmatrix} + \\ u_{in} \\ - \\ u_{in} \end{pmatrix} \quad (10)$$

Cho trường tới ( $u_{in}^+$ ), phần trên được giải quyết lặp lại cho trường phản xạ ( $u_{in}^-$ ) cho trường lùi ở đầu ra là không ( $u_{out}^- = 0$ ). Ma trận chuyển đổi  $M$  mô tả toàn bộ cấu trúc bao gồm các ứng dụng liên tiếp của các ma trận lan truyền và giao diện. Ma trận lan truyền mô tả các vùng đồng nhất và lan truyền  $u^+$  và  $u^-$  một cách độc lập bằng cách sử dụng BPM thông thường (có thể là cận trực hoặc góc rộng tùy thuộc vào các tình huống). Các ma trận giao diện liên quan  $u^+$  và  $u^-$  ngang qua một giao diện và được cho bởi các công thức Fresnel tổng quát liên quan đến toán tử vi phân sử dụng các xấp xỉ Padé được dùng trong BPM góc rộng [26].

*Các kỹ thuật BPM bổ sung.* Có một số kỹ thuật bổ sung cho BPM đáng lưu ý. Đầu tiên, trong khi việc thảo luận ở trên đã tập trung vào tính tuyến tính, đẳng hướng của vật liệu, cũng có thể bao gồm các hiệu ứng vật liệu phi tuyến hoặc dị hướng trong BPM. Hầu hết các vật liệu dị hướng đều dễ dàng xử lý trong ngữ cảnh của BPM đầy đủ hướng (full-vector) được mô tả như trên bằng cách mở rộng định nghĩa của các toán tử thành việc giải thích cho thực tế rằng chỉ số vật liệu được mô tả bởi một *tensor* điện môi [27]**Error! Reference source not found.**

Vật liệu phi tuyến có thể được cung cấp bằng cách cho phép chiết suất xuất hiện trong phương trình là một hàm của cường độ trường quang. Chỉ cần một điều chỉnh nhỏ trong nghiệm của các phương trình sai phân hữu hạn thu được để tính thực tế rằng chiết suất hiệu dụng là một hàm của trường không xác định tại bước  $z$  tiếp theo. Một thủ tục lặp lại đơn giản cho phép một giải pháp nhất quán cho các phương trình sai phân phi tuyến tính thu được, thường trong một hoặc hai lần lặp lại. Các lĩnh vực khác được quan tâm gần đây trong mô hình BPM là việc sử dụng lược đồ số bậc cao hơn [28]-[29] và vấn đề liên quan đến việc xử lý chính xác các giao diện điện môi [30]-[31].

*Giải mode bằng BPM.* Trước khi kết thúc chủ đề BPM, cần lưu ý rằng một số kỹ thuật giải mode hữu ích đã được phát triển dựa trên BPM. Do đó, một đoạn mã được viết để thực hiện việc truyền BPM có thể trở thành một bộ giải mode tương đối đơn giản. Đầu tiên trong số này là phương pháp tương quan mà được sử dụng để tính toán mode và đặc tính phân tán của sợi quang đa mode [32]. Gần đây hơn, một kỹ thuật được gọi là khoảng cách ảo BPM được phát triển và nhanh hơn một cách đáng kể [33]-[34]. Cần lưu ý rằng kỹ thuật BPM khoảng cách ảo về mặt hình thức tương đương với nhiều kỹ thuật giải phương thức lặp khác [35]-[36]. Sự mô tả về BPM chỉ đơn giản là sự tiện lợi trong việc tận dụng mã và khái niệm hiện có. Kết quả trong [36] có thể được nhân đôi theo BPM khoảng cách ảo cho thấy sự tương đồng tuyệt vời so với các dữ liệu được công bố khác.

Trong cả hai kỹ thuật giải mode dựa trên BPM, một trường tới được kích thích tại kênh vào của một cấu trúc hình học bất biến  $z$  và lan truyền BPM được thực hiện. Vì cấu trúc là đồng đều dọc theo  $z$ , sự lan truyền có thể được mô tả một cách tương đương về phương thức và hằng số lan truyền của cấu trúc. Để đơn giản, xét sự lan truyền 2-D của một trường vô hướng, trường tới  $\Phi_{in}(x)$  có thể được mở rộng trong các mode của cấu trúc như:

$$\Phi_{in}(x) = \sum_m c_m \Phi_m(x) \quad (11)$$

Tổng này tất nhiên phải bao gồm một tổng đúng dựa trên các mode được dẫn và tích hợp trên các mode bức xạ, nhưng đối với sự rút gọn như trên thì điều này không được hiển thị rõ ràng. Truyền dẫn thông qua cấu trúc từ đó có thể được thể hiện dưới dạng:

$$\Phi(x, z) = \sum_m c_m \Phi_m(x) e^{i\beta_m z} \quad (12)$$

Trong mỗi kỹ thuật giải mode dựa trên BPM, việc lan truyền trường thu được thông qua BPM về mặt khái niệm được coi là tương đương với trường ở biểu thức trên và để xác định cách trích xuất thông tin mode từ kết quả BPM.

Như tên gọi của nó, trong BPM khoảng cách ảo, tọa độ dọc theo hướng truyền được thay bằng  $z' = iz$ , do đó sự lan truyền dọc theo trục ảo này sẽ tuân theo:

$$\Phi(x, z') = \sum_m c_m \Phi_m(x) e^{\beta_m z'} \quad (13)$$

Sự lan truyền được ngụ ý bởi số hạng mũ trong (12) đã trở thành sự tăng trưởng theo cấp số nhân trong (13), với tốc độ phát triển của mỗi mode bằng hằng số truyền thực của nó. Ý tưởng cơ bản của phương pháp này là khởi chạy một trường tùy ý, giả sử Gaussian, và truyền trường qua cấu trúc dọc theo trục ảo. Vì chế độ cơ bản ( $m = 0$ ) theo định nghĩa là hằng số lan truyền cao nhất, đóng góp của nó trong trường với tốc độ tăng trưởng cao nhất và sẽ chiếm ưu thế so với tất cả các mode khác sau một khoảng cách nhất định, chỉ để lại trường dạng  $\Phi_0(x)$ . Từ đó có thể thu được hằng số lan truyền bởi biểu thức kiểu biến thể sau:

$$\beta^2 = \frac{\int \Phi^* \left( \frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2} + k^2 \Phi \right) dx}{\int \Phi^* \Phi dx} \quad (14)$$

Các mode bậc cao hơn có thể đạt được bằng cách sử dụng quy trình trực giao để trừ đi các đóng góp từ các mode bậc thấp hơn trong quá trình truyền [37]. Các vấn đề như lựa chọn tối ưu cho trường khởi chạy, số sóng tham chiếu và kích thước bước được thảo luận trong [34] và [36].



Điều quan trọng cần lưu ý là khoảng cách ảo BPM không giống như kỹ thuật phổ biến để thực hiện một sự lan truyền tiêu chuẩn và chờ đợi giải pháp để đạt trạng thái ổn định. Cái sau này chỉ có được là mode cơ bản nếu cấu trúc là mode đơn và thường mất nhiều thời gian hơn để hội tụ. Các khoảng cách ảo BPM có liên quan chặt chẽ với phương pháp công suất nghịch đảo dịch chuyển để tìm các giá trị riêng và các giá trị riêng của một ma trận.

Trong phương pháp tương quan, một trường tùy ý được đưa vào cấu trúc và được truyền thông qua BPM. Trong quá trình lan truyền, hàm tương quan sau đây giữa trường đầu vào và trường lan truyền được tính:

$$P(z) = \int \Phi_m^*(x) \Phi(x, z) dx \quad (15)$$

Sử dụng (11) và (12), hàm tương quan cũng có thể được biểu thị bằng

$$P(z) = \sum_m |c_m|^2 e^{i\beta_m z} \quad (16)$$

Từ biểu thức này, người ta có thể thấy rằng một biến đổi Fourier của hàm tương quan tính toán phải có phổ với đạt cực đại tại các hằng số truyền cách thức. Tương ứng trường cách thức có thể được thu được bằng cách truyền lần hai với sự kích thích trường lan truyền dựa trên hằng số truyền đã biết thông qua:

$$\Phi_m(x) = \frac{1}{L} \int_0^L \Phi(x, z) e^{-i\beta_m z} dz \quad (17)$$

Chi tiết thêm về kỹ thuật này được đề cập trong [32]. Trong khi phương pháp tương quan thường chậm hơn so với BPM khoảng cách ảo, nó có ưu điểm là đôi khi có thể áp dụng đối với các vấn đề khó hoặc không thể thực hiện với BPM khoảng cách ảo, chẳng hạn như trường hợp suy hao do rò rỉ hoặc bức xạ.

### Tài liệu tham khảo

- [1] D. Yevick, "A guide to electric field propagation techniques for guided-wave optics", *Optical and Quantum Electronics* 26 (1994) S185-S197.
- [2] Y. J. He, "Investigation of LPG-SPR sensors using the finite element method and eigenmode expansion method," *Opt. Express*, vol. 21, no. 12, p. 13875, 2013.

- [3] J. Yamauchi, G. Takahashi, and H. Nakano, "Full-vectorial beam-propagation method based on the McKee-Mitchell scheme with improved finite-difference formulas," *J. Light. Technol.*, vol. 16, no. 12, pp. 2458–2464, 1998.
- [4] A. B. Fallahkhair, K. S. Li, and T. E. Murphy, "Vector Finite Difference Modesolver for Anisotropic Dielectric Waveguides", *J. Lightwave Technol.* 26 , 1423–1431 (2008).
- [5] R. Scarmozzino, A. Gopinath, R. Pregla, and S. Helfert, "Numerical Techniques for Modeling Guided-Wave Photonic Devices", *J. Selected Topics in Quantum Electronics* 6, 150–162 (2000).
- [6] K. Okamoto, *Fundamentals of Optical Waveguides*, Copyright © 2006, Elsevier Inc, ISBN 13: 978-0-12-525096-2, 2006.
- [7] C. G. B. Cássio and G. d. Rego, "Application of the Finite-Difference Frequency-Domain (FDFD) method on radiowave propagation in urban environments", *Optoelectron. Electromagn. Appl.* 17 (3), 2018, 373-384.
- [8] Lucas B. Soldano and Erik C. M. Pennings, "Optical Multi-mode Interference Devices Based on Self-Imaging: Principles and Applications", *Journal of Lightwave technology*, Vol.13, No.4, April, 1995.
- [9] J. D. Love and N. Riesen, "Single-, Few -, and multi-mode Y-junctions," *Journal of Lightwave Technology* 30, 304 – 309 (2012).
- [10] D. X. Xu et al., "Silicon Photonic Integration Platform—Have We Found the Sweet Spot?," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 189-205, July-Aug. 2014.
- [11] Qiu, D. Zhang, Y. Tian, J. Wu, Y. Li and Y. Wang, "Performance Analysis of a Broadband Second-Order Mode Converter Based on multi-mode Interference Coupler and Phase Shifter," in *IEEE Photonics Journal*, vol. 7, no. 5, pp. 1-8, Oct. 2015.
- [12] Fei Guo, Dan Lu, Ruikang Zhang, Huitao Wang, Chen Ji, "An Two-Mode (De)Multiplexer Based on multi-mode Interferometer Coupler and Y-junction on InP Substrate", *IEEE Photonics Journal*, Volume 8, Number 1, February 2016.
- [13] F. Guo et al., "An MMI-based mode (DE)MUX by varying the waveguide thickness of the phase shifter," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 28, no. 21, pp. 2443-2446, 2016.
- [14] R. Scarmozzino and R. M. Osgood Jr., "Comparison of finite-difference and Fourier-transform solutions of the parabolic wave equation with emphasis on integrated-optics applications," *J. Opt. Soc. Amer. A*, vol. 8, p. 724, 1991.
- [15] W. H. Press, B. P. Flannery, S. A. Teuklsky, and W. T. Vetterling, *Numerical Recipes: The Art of Scientific Computing*. New York: Cambridge Univ. Press, 1986.
- [16] R. Clauberg and P. Von Allmen, "Vectorial beam propagation method for integrated optics," *Electron. Lett.*, vol. 27, p. 654, 1991.
- [17] W. P. Huang and C. L. Xu, "Simulation of three-dimensional optical waveguides by a full-vector beam propagation method," *J. Quantum Electron.*, vol. 29, p. 2639, 1993.
- [18] D. Yevick and M. Glasner, "Analysis of forward wide-angle light propagation in semiconductor rib waveguides and integrated-optic structures," *Electron. Lett.*, vol. 25, pp. 1611–1613, 1989.
- [19] G. R. Hadley, "Wide-angle beam propagation using Pade approximant operators," *Opt. Lett.*, vol. 17, p. 1426, 1992.

- [20] H. J. W. M. Hoekstra, G. J. M. Krijnen, and P. V. Lambeck, "New formulations of the beam propagation method based on the slowly varying envelope approximation," *Opt. Commun.*, vol. 97, pp. 301–303, 1993.
- [21] G. R. Hadley, "Multistep method for wide-angle beam propagation," *Opt. Lett.*, vol. 17, p. 1743, 1992.
- [22] I. Ilic, R. Scarmozzino, and R. M. Osgood Jr., "Investigation of the Pade approximant-based wide-angle beam propagation method for accurate modeling of waveguiding circuits," *J. Lightwave Technol.*, vol. 14, pp. 2813–2822, 1996.
- [23] P. Kaczmariski and P. E. Lagasse, "Bidirectional beam propagation method," *Electron. Lett.*, vol. 24, pp. 675–676, 1988.
- [24] Y. Chung and N. Dagli, "Modeling of guided-wave optical components with efficient finite-difference beam propagation methods," in *Tech. Dig. IEEE AP-S Int. Symp.*, vol. 1, 1992, pp. 248–251.
- [25] Y. Chiou and H. Chang, "Analysis of optical waveguide discontinuities using the Pade approximants," *Photon. Technol. Lett.*, vol. 9, pp. 964–966, 1997.
- [26] H. Rao, R. Scarmozzino, and R. M. Osgood Jr., "A bidirectional beam propagation method for multiple dielectric interfaces," *Photon. Technol. Lett.*, vol. 11, pp. 830–832, 1999.
- [27] C. L. Xu, W. P. Huang, J. Chrostowski, and S. K. Chaudhuri, "A full-vectorial beam propagation method for anisotropic waveguides," *J. Lightwave Technol.*, vol. 12, p. 1926, 1994.
- [28] J. Yamauchi, J. Shibayama, and H. Nakano, "Modified finite-difference beam propagation method based on the generalized Douglas scheme for variable coefficients," *Photon. Technol. Lett.*, vol. 7, p. 661, 1995.
- [29] G. R. Hadley, "Low-truncation-error finite difference equations for photonics simulation I: beam propagation," *J. Lightwave Technol.*, vol. 16, pp. 134–141, 1998.
- [30] H. J. W. M. Hoekstra, G. J. M. Krijnen, and P. V. Lambeck, "Efficient interface conditions for the finite difference beam propagation method," *J. Lightwave Technol.*, vol. 10, pp. 1352–1355, 1992.
- [31] J. Yamauchi, M. Sekiguchi, O. Uchiyama, J. Shibayama, and H. Nakano, "Modified finite-difference formula for the analysis of semivectorial modes in step-index optical waveguides," *Photon. Technol. Lett.*, vol. 9, pp. 961–963, 1997.
- [32] M. D. Feit and J. A. Fleck, "Computation of mode properties in optical fiber waveguides by a propagating beam method," *Appl. Opt.*, vol. 19, p. 1154, 1980.
- [33] D. Yevick and B. Hermansson, "New formulations of the matrix beam propagation method: Application to rib waveguides," *J. Quantum Electron.*, vol. 25, pp. 221–229, 1989.
- [34] S. Jungling and J. C. Chen, "A study and optimization of eigenmode calculations using the imaginary-distance beam-propagation method," *J. Quantum Electron.*, vol. 30, p. 2098, 1994.
- [35] D. Yevick and D. W. Bardyszewski, "Correspondence of variational finite-difference (relaxation) and imaginary-distance propagation methods for modal analysis," *Opt. Lett.*, vol. 17, pp. 329–330, 1992.
- [36] G. R. Hadley and R. E. Smith, "Full-vector waveguide modeling using an iterative finite-difference method with transparent boundary conditions," *J. Quantum Electron.*, 1995.

- [37] J. C. Chen and S. Jungling, “Computation of higher-order waveguide modes by the imaginary-distance beam propagation method,” *Opt. Quantum Electron.*, vol. 26, pp. S199–S205, 1994.

### **Các công trình đã công bố của luận án**

[J<sub>1</sub>] Duong Quang Duy, Ho Duc Tam Linh, Tang Tan Chien, Nguyen Tan Hung, Truong Cao Dung, Dang Hoai Bac, “Polarization-insensitive two-mode (de)multiplexer using silicon-on-insulator-based Y-junction and multi-mode interference couplers”, *Optical Engineering*, 58(6), 067105, 2019.

[J<sub>2</sub>] Duong Quang Duy, Truong Cao Dung, Dang Hoai Bac, Nguyen Binh, Nguyen Tan Hung, Tang Tan Chien, Le Thi Phuong Mai, Nguyen Vy Rin and Phan Thi Thanh Van, “A compact 1×3 two-mode selective silicon photonic router/switch using two tunable phase shifters”, *Industrial Networks and Intelligent Systems*, 8, e4, 2021.

[J<sub>3</sub>] Duong Quang Duy, Ta Duy Hai, Nguyen Thi Hang Duy, Tran Thi Thanh Thuy, Tran Tuan Anh, Ho Duc Tam Linh, Hung Nguyen Tan, Dang Hoai Bac and Truong Cao Dung, “1 × 3 simultaneous three-mode selective router based on silicon waveguide utilizing Ti thermo-optic phase shifters”, *Microelectronics Journal*, 105278, 2021.

[C<sub>1</sub>] Duong Quang Duy, Ho Duc Tam Linh, Nguyen Tan Hung, Nguyen Huu Long, Truong Cao Dung, Dang Hoai Bac, “Simultaneous Generation of Two Lowest Optical Modes Using Silicon MMI and Y-Junction Couplers”, *IEEE ICCE*, Hue 2018.

[C<sub>2</sub>] Duong Quang Duy, Ho Duc Tam Linh, Truong Cao Dung, Nguyen Tan Hung, Dang Hoai Bac, Luong Cong Duan, “Three Lowest Optical Modes Simultaneous Generator based on Silicon multi-mode interference and Y-Junction Couplers”, *IEEE NICS*, Ha Noi 2019.

### **Các công trình liên quan đến Luận án**

[J<sub>4</sub>] Duong Quang Duy, Hồ Đức Tâm Linh, Nguyễn Tấn Hưng, Trương Cao Dũng, Đặng Hoài Bắc, “Bộ định tuyến cho hai mode ánh sáng phân cực TM dùng vật liệu

SOI”, *Journal of Science and Technology on Information and Communications (JSTIC)*, 3 – 9, 2020.

[J<sub>5</sub>] Ta Duy Hai, Nguyen Thi Hang Duy, Tran Thi Thanh Thuy, Duong Quang Duy, Chu Duc Hoang, Trinh Minh Tuan, Truong Cao Dung, “Numerical design and optimization of a high compact, broadband optical three-mode selective converter by manipulating ITO-based controllable phase shifters integrated on silicon-on-insulator waveguides”, *Optical Engineering*, 60(11), 115104, 2021.

[J<sub>6</sub>] Duong Quang Duy, Truong Cao Dũng, Chủ Đức Hoàng, Nguyễn Trọng Các, Nguyễn Tuấn, “Linh kiện quang tử ghép/tách hai mode không phụ thuộc phân cực sử dụng linh kiện chữ Y bất đối xứng”, *Tạp chí nghiên cứu khoa học Đại học sao đỏ*, Số 4(75), 20 – 26, 2021.

### Tài liệu tham khảo

- [1] P. J. Winzer, D. T. Neilson, A. R. Chraplyvy, “Fiber-optic transmission and networking: the previous 20 and the next 20 years”, *Optics Express*, 26, 2018, 24190-24239.
- [2] D. A. B. Miller, “Device requirements for optical interconnects to silicon chips,” *Proc. IEEE* 97(7), 1166–1185 (2009).
- [3] Koji Yamada and et al, " Integrated silicon-based optical interconnect for fast, compact, energy-efficient electronic circuit systems", *NNT Technical Review*, February 2013.
- [4] N. Bozinovic, Y. Yue, Y. Ren, M. Tur, P. Kristensen, H. Huang, A. E. Willner, and S. Ramachandran, “Terabit-Scale Orbital Angular Momentum Mode Division Multiplexing in Fibers,” *Science* (80-. ),, vol. 340, no. 6140, pp. 1545–1548, 2013.
- [5] I. B. Djordjevic, “Spatial-Domain-Based Hybrid Multidimensional Coded-Modulation Schemes Enabling Multi-Tb/s Optical Transport,” in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, pp. 3888 – 3901, 2012.
- [6] I. Djordjevic, “On the Irregular Nonbinary QC-LDPC-Coded Hybrid Multidimensional OSCD-Modulation Enabling Beyond 100 Tb / s Optical Transport,” *J. Light. Technol.*, vol. 31, no. 16, pp. 2669–2675, 2013.
- [7] D. J. Richardson et al, "New optical fibres for high-capacity optical communications", *The Royal Society*, 2015, Phil.Trans.R.Soc.A374: 20140441.
- [8] D. J. Richardson, J. M. Fini, L. E. Nelson, "Space-division multiplexing in optical fibres", *Nature Photonics*, vol.7, 2013, pp. 354-362.
- [9] N. Hanzawa et al., “Mode multi/demultiplexing with parallel waveguide for mode division multiplexed transmission,” *Opt. Express*, vol. 22, no. 24, pp. 29321–29330, 2014.
- [10] Y. Yu and et al, “Silicon chip-scale space-division multiplexing: from devices to system”, *Science China Information Sciences*, 080403(2018).
- [11] K. Okamoto, “Progress and technical challenge for planar waveguide devices: Silica and silicon waveguides,” *Laser Photon. Rev.*, vol. 6, pp. 14– 23, 2012.
- [12] D. X. Xu et al., "Silicon Photonic Integration Platform—Have We Found the Sweet Spot?," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 189-205, July-Aug. 2014.
- [13] Y. Urino, T. Shimizu, M. Okano, N. Hatori, M. Ishizaka, T. Yamamoto, T. Baba, T. Akagawa, S. Akiyama, T. Usuki, D. Okamoto, M. Miura, M. Noguchi, J. Fujikata, D. Shimura, H. Okayama, T. Tsuchizawa, T. Watanabe, K. Yamada, S. Itabashi, E. Saito, T. Nakamura, and Y. Arakawa, “First demonstration of high density optical interconnects integrated with lasers, optical modulators, and photodetectors on single silicon substrate,” *Optics Express*, Vol. 19, No. 26, pp. B159–B165, 2011.
- [14] C. Sun, M. T. Wade, Y. Lee, J. S. Orcutt, L. Alloatti, M. S. Georgas, A. S. Waterman, J. M. Shainline, R. R. Avizienis, S. Lin, B. R. Moss, R. Kumar, F. Pavanello, A. H. Atabaki, H. M. Cook, A. J. Ou, J. C. Leu, Y. H. Chen, K. Asanović, R. J. Ram, M. A. Popović, and V. M. Stojanović, “Single-chip microprocessor that communicates directly using light,” *Nature* 528(7583), 534–538 (2015).

- [15] L.-W. Luo and et al., “Wdm-compatible mode-division multiplexing on a silicon chip,” *Nat. Commun.* 5, 1–7 (2014).
- [16] B. A. Dorin and W. N. Ye, “A Two-Mode Division Multiplexing Filter Demonstrated Using a SOI Ring Resonator,” in *OFC*, 2014, vol. 2, pp. 4–6.
- [17] R. gupta and R. s. kaler, “Performance investigation of high capacity 10 Tb/s LPMDM-WDM over multi-mode fiber link for short reach applications”, *Optoelectronics and advanced materials – rapid communications*, Vol. 12, No. 7-8, July-August 2018, p. 441 – 446.
- [18] Z. Zhang, X. Hu and J. Wang, “On-chip optical mode exchange using tapered directional coupler,” *Scientific Reports* 5, 16072 (2015).
- [19] S. G. L.-Saval, N. K. Fontaine, J. R. S.-Gil and et al., “Mode-selective photonic lanterns for space-division multiplexing,” *Opt. Express* 22, 1036–1044 (2014).
- [20] Omnia M. Nawwar, Hossam M. H. Shalaby, and Ramesh K. Pokharel, “Photonic crystal-based compact hybrid WDM/MDM (De)multiplexer for SOI platforms”, *Optics Letters* Vol. 43, Issue 17, pp. 4176-4179 (2018).
- [21] A. M. J. Koonen, H. Chen, H. van den Boom, et al., “Silicon photonic integrated mode multiplexer and demultiplexer,” *IEEE Photonics Technology Letters* 24, 1961–1964 (2012).
- [22] D. Dai, J. Wang, and Y. Shi, “Silicon mode (de)multiplexer enabling high capacity photonic networks-on-chip with a single-wavelength-carrier light,” *Optics Letters* 38, 1422–1424(2013).
- [23] Fei Guo, Dan Lu, Ruikang Zhang, Huitao Wang, Chen Ji, “An Two-Mode (De)Multiplexer Based on multi-mode Interferometer Coupler and Y-junction on InP Substrate”, *IEEE Photonics Journal*, Volume 8, Number 1, February 2016.
- [24] D. Dai, J. Bauteres and J. E. Bowers, “Passive technologies for future large-scale photonic integrated circuits on silicon: polarization handling, light nonreciprocity and loss reduction”, *Light: Sci. Appl.* 1 e1-e1 (2012).
- [25] J. Leuthold, J. Eckner, E. Gamper, P. A. Besse, and H. Melchior, “multi-mode interference couplers for the conversion and combining of zero-and first-order modes,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 16, no. 7, pp. 1228–1238, Jul. 1998.
- [26] W. W. Chen, P. J. Wang, and J. Y. Yang, “Mode multi/demultiplexer based on cascaded asymmetric Y-junctions,” *Opt. Exp.*, vol. 21, no. 21, pp. 25113–25119, Oct. 2013.
- [27] W. W. Chen, P. J. Wang, and J. Y. Yang, “Optical Mode Interleaver Based on the Asymmetric multi-mode Y Junction”, *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 26, pp. 2043 – 2046 (2014).
- [28] J. Wang et al, “Improved 8-channel silicon mode demultiplexer with grating polarizers”, *Optics Express* 22 (2014) 12799–12807.
- [29] W. Jiang et al., “Compact silicon 10-mode multi/demultiplexer for hybrid mode-and polarisation-division multiplexing system”, *Scientific Reports* 9 (2019) 13223.
- [30] T. Uematsu, Y. Ishizaka, Y. Kawaguchi, et al., “Design of a compact two-mode multi/demultiplexer consisting of multi-mode interference waveguides and a wavelength insensitive phase shifter for mode-division multiplexing transmission,” *J. Light. Technol.* 30, 2421–2426 (2012).
- [31] L. Han, S. Liang, H. Zhu, L. Qiao, J. Xu, and W. Wang, “Two-mode de/multiplexer based on multi-mode interference couplers with a tilted joint as phase shifter.,” *Opt. Lett.*, vol. 40, no. 4, pp. 518–521, 2015.

- [32] D. C. Truong et al., “Two mode -(de)muxer based on a symmetric y junction coupler, a  $2 \times 2$  mmi coupler and a ridge phase shifter using silicon waveguides for wdm applications”, *Communications in Physics*, Vol. 27, No. 4, pp. 327-338, 2017.
- [33] Y. Li, C. Li, C. Li, B. Cheng, and C. Xue, “Compact two-mode (de)multiplexer based on symmetric Y-junction and multi-mode interference waveguides,” *Opt. Express*, vol. 22, no. 5, p. 5781-5786, 2014.
- [34] J. D. Love and N. Riesen, “Single-, Few -, and multi-mode Y-junctions,” *Journal of Lightwave Technology* 30, 304 – 309 (2012).
- [35] T.A. Tran, V. Van Yem, D. Han Tran, C.D. Truong, “Two mode division (De) multiplexer based on an MZI asymmetric silicon waveguide”, *2016 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, 2016, 17-21.
- [36] C.D. Truong, M.T. Trinh, H.B. Dang, V.T. Nguyen, “Numerical Investigation of Polarization Insensitive Two-mode Division (De) multiplexer Based on an Asymmetric Directional Coupler”, *Photonics and Nanostructures-Fundamentals and Applications*, 23, 2017, 50-57.
- [37] C.D. Truong, D.H. Tran, V.C. Hoang, T.T. Le, “A butterfly MMI waveguides based polarization beam splitter etched on SOI platform”, *2014 IEEE Fifth International Conference on Communications and Electronics (ICCE)*, 2014, 425-429.
- [38] A.T. Tran, D.C. Truong, H.T. Nguyen, Y.V. Vu, “A new simulation design of three-mode division (de)multiplexer based on a trident coupler and two cascaded  $3 \times 3$  MMI silicon waveguides”, *Optical and Quantum Electronics* 49, 2017, 426.
- [39] D. C. Truong et al., “Three-mode multiplexer and demultiplexer utilizing trident and multi-mode couplers”, *Optics Communications*, V. 435, 15, P. 334-340, 2019.
- [40] T.C. Dung, N.T.H. Duy, T.A. Tran, T.D. Hai, B.P. Thuong, L.N. Quynh, N.M. Thang, “A low loss mode division (de)multiplexing device based on soi waveguide in the form of a branched bus”, *Journal of Science and Technology, The University of Da Nang*, 2018, 25-28.
- [41] T. A. Tran, H. D. T. Nguyen, C. D. Truong, H. T. Nguyen, Y. V. Vu, D. H. Tran, “Three-mode multiplexed device based on tilted-branch bus structure using silicon waveguide”, *Photonics and Nanostructures-Fundamentals and Applications* 35, 100709, 2019.
- [42] D. N. T. Hang, H. T. Duy, T. T. T. Thanh, N. D. H. Khoi, C. D. Truong, Compact, highly efficient, and controllable simultaneous  $2 \times 2$  three-mode silicon photonic switch in the continuum band, *IEEE Access* 9 (2021) 102387– 102396.
- [43] C. D. Truong, D. N. T. Hang, H. Chandralim, M. T. Trinh, On-chip silicon photonic controllable  $2 \times 2$  fourmode waveguide switch, *Scientific Reports* 11 (1) (2021) 1–14.
- [44] Bradley J. Frey and et al, "Temperature-dependent refractive index of silicon and germanium", Proceedings Volume 6273, *Optomechanical Technologies for Astronomy*; 62732J (2006).
- [45] Á. Rosa, A. Gutiérrez, A. Brimont, A. Griol, and P. Sanchis, “High performace silicon  $2 \times 2$  optical switch based on a thermo-optically tunable multi-mode interference coupler and efficient electrodes,” *Opt. Express*, vol. 24, no. 1, p. 191-198, 2016.
- [46] B. Priti and et al, “Mode selecting switch using multi-mode interference for on-chip optical interconnects,” *Opt. Lett.*, vol. 42, no. 20, pp. 4131–4134, 2017.
- [47] R. B. Priti and et al, " $3 \times 10$  Gb/s silicon three-mode switch with  $120^\circ$  hybrid based unbalanced Mach-Zehnder interferometer", *Opt Express*, 2019 May 13;27(10):14199-14212.



- [48] X. Zi and et al, “Mode-Selective Switch Based on Thermo-Optic Asymmetric Directional Coupler”, *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 30, pp. 618 – 621, 2018.
- [49] R. B. Priti, O. Liboiron-Ladouceur, Reconfigurable and scalable multi-mode silicon photonics switch for energy efficient mode-division multiplexing systems, *J. Light. Technol* 37 (2019) 3851 -3860.
- [50] K. Kawano, T. Kitoh, Introduction to Optical Waveguide Analysis: Solving Maxwell’s Equation and Schrödinger Equation, *copyright ©2001 John Wiley&Sons Inc*, ISBNs: 0-471-40634-1 (Hardback); 0-471-22160-0 (Electronic), 2001.
- [51] J. M. Liu, Photonic devices, *United States of America by Cambridge University Press, New York*, ISBN-13, 978-0-521-55195-3 (Hardback), 2005.
- [52] A. B. Fallahkhair, K. S. Li, and T. E. Murphy, “Vector Finite Difference Modesolver for Anisotropic Dielectric Waveguides”, *J. Lightwave Technol.* 26 , 1423–1431 (2008).
- [53] R. Scarmozzino, A. Gopinath, R. Pregla, and S. Helfert, “Numerical Techniques for Modeling Guided-Wave Photonic Devices”, *J. Selected Topics in QuantumElectronics* 6, 150–162 (2000).
- [54] K. Okamoto, Fundamentals of Optical Waveguides, *Copyright © 2006, Elsevier Inc*, ISBN 13: 978-0-12-525096-2, 2006.
- [55] C. G. B. Cássio and G. d. Rego, “Application of the Finite-Difference Frequency-Domain (FDFD) method on radiowave propagation in urban environments”, *Optoelectron. Electromagn. Appl.* 17 (3), 2018, 373-384.
- [56] A. G. Hanif, T. Arima, T. Uno, “FDFD and FDTD Analysis of Photonic Crystals and Loss Effect on Propagation Modes”, *Electronic and Information Department of Graduate School of Engineering, Tokyo University of Agriculture and Technology*, 2-24-16 Naka-cho, Koganei-shi, Tokyo, Japan 184-0012, 2010.
- [57] A. G. Hanif, Y. Kushiyama, T. Arima, T. Uno, “FDFD and FDTD Methods for Band Diagram Analysis of 2Dimensional Periodic Structure”, *IEICE Transactions on Communications* E93B(10):2670-2672, 2010.
- [58] A. M. Ivinskaya and et al, “Three dimensional finite-difference frequency-domain method in modeling of photonic nanocavities”, 1147547, 2010 12th *International Conference on Transparent Optical Networks*.
- [59] Crank, J. and P. Nicolson, “A practical method for numerical evaluation of solutions of partial differential equations of the heat-conduction type,” *Math. Proc. Cambridge Philos. Soc.*, vol. 43, no. 01, pp. 50–67, 1947.
- [60] J. Yamauchi ; Y. Akimoto ; M. Nibe ; H. Nakano, “Wide-angle propagating beam analysis for circularly symmetric waveguides: comparison between FD-BPM and FD-TDM”, *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 8, pp. 236 – 238, 1996.
- [61] T. M Benson and et al, “What is the future for beam propagation methods?”, *Proceedings of SPIE -The International Society for Optical Engineering* 5579, 2004.
- [62] W. J. Song and et al, “Double EIM and Scalar BPM Analyses of Birefringence and Wavelength Shift for TE and TM Polarized Fields in Bent Planar Lightwave Circuits”, *ICOIN 2003, LNCS 2662*, pp. 96–107, 2003.
- [63] S. Triki and et al, “2D-BPM-EIM Technique for Analyzing Multilayer WDM Demultiplexer based on Rib Waveguide”, *Journal of Optical Communications*, Vol. 30, pp. 136-138, 2009.

- [64] Y. Zhang and et al, "On-chip silicon photonic  $2 \times 2$  mode-and polarization-selective switch with low inter-modal crosstalk", *Photonics Research*, Vol. 5, pp. 521-526, 2017.
- [65] S. T. Lim, C. E. Png, E. A. Ong, and Y. L. Ang, "Single mode, polarization-independent submicron silicon waveguides based on geometrical adjustments," *Opt. Express*, vol. 15, no. 18, pp. 11061–72, Sep. 2007.
- [66] G. Z. Mashanovich, M. M. Milošević, M. Nedeljkovic, N. Owens, B. Xiong, E.-J. Teo, and Y. Hu, "Low loss silicon waveguides for the mid-infrared," *Opt. Express* 19(8), 7112–7119 (2011).
- [67] L. Vivien, F. Grillot, E. Cassan, D. Pascal, S. Lardenois, A. Lupu, S. Laval, M. Heitzmann, J.-M. Fédéli, "Comparison between strip and rib SOI microwaveguides for intra-chip light distribution", *Optical Materials*, 27, 2005, 756-762.
- [68] M. Nedeljkovic, A. Z. Khokhar, Y. Hu, X. Chen, J. Soler Penades, S. Stankovic, H. M. H. Chong, D. J. Thomson, F. Y. Gardes, G. T. Reed, and G. Z. Mashanovich, "Silicon photonic devices and platforms for the mid-infrared," *Opt. Mater. Express* 3, (2013), 1205-1214.
- [69] M. M. Milošević, M. Nedeljkovic, T. M. Ben Masaud, E. Jaberansary, H. M. H. Chong, N. G. Emerson, G. T. Reed, and G. Z. Mashanovich, "Silicon waveguides and devices for the mid-infrared," *Appl. Phys. Lett.* 101(12), 121105 (2012).
- [70] M. Muneeb, X. Chen, P. Verheyen, G. Lepage, S. Pathak, E. Ryckeboer, A. Malik, B. Kuyken, M. Nedeljkovic, J. Van Campenhout, G. Z. Mashanovich, and G. Roelkens, "Demonstration of silicon-on-insulator mid-infrared spectrometers operating at  $3.8\mu\text{m}$ ," *Opt. Express* 21(10), 11659–11669 (2013).
- [71] I. H. Malitson, "Interspecimen Comparison of the Refractive Index of Fused Silica", *Journal of the Optical Society of America*, Vol. 55, pp. 1205-1209 (1965).
- [72] C.Z. Tan and J. Arndt, "Temperature dependence of refractive index of glassy SiO<sub>2</sub> in the infrared wavelength range", *Journal of Physics and Chemistry of Solids*, 61(8):1315-1320, 2000.
- [73] A. A. Voronin and A. M. Zheltikov, "The generalized Sellmeier equation for air", *Scientific Reports*, 7:srep46111, 2017.
- [74] M. Bachmann, P. A. Besse, and H. Melchior, "General self-imaging properties in  $N \times N$  multi-mode interference couplers including phase relations," *Appl. Opt.*, vol. 33, no. 17, pp. 3905-3911, 1994.
- [75] Lucas B. Soldano and Erik C. M. Pennings, "Optical Multi-mode Interference Devices Based on Self-Imaging: Principles and Applications", *Journal of Lightwave technology*, Vol.13, No.4, April, 1995.
- [76] H.D.T. Linh, T.C. Dung, K. Tanizawa, D.D. Thang, N.T. Hung, "Arbitrary TE<sub>0</sub>/TE<sub>1</sub>/TE<sub>2</sub>/TE<sub>3</sub> Mode Converter Using  $1 \times 4$  Y-junction and  $4 \times 4$  MMI Couplers", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2019, 1-8.
- [77] M. Izutsu, Y. Nakai, and T. Sueta, "Operation mechanism of the single-mode optical-waveguide-Y junction," *Opt. Lett.*, vol. 7, no. 3, pp. 136–138, 1982.
- [78] H.F.Taylor, "Power Loss at Directional Change in Dielectric Waveguides", *Applied Optics*, vol.13, pp.642-647, 1974.

- [79] R. Baets and P. E. Lagasse, "Loss calculation and design of arbitrarily curved integrated-optic waveguides", *Journal of the Optical Society of America* 73, 177-182 (1983).
- [80] H. Fukuda, K. Yamada, T. Tsuchizawa, T. Watanabe, H. Shinojima, and S. Itabashi, "Silicon photonic circuit with polarization diversity," *Opt. Express* 16, 4872-4880 (2008).
- [81] K. Sugiyama, T. Chiba, K. Tanizawa, K. Suzuki, T. Kawashima, S. Kawakami, K. Ikeda, H. Kawashima, H. Takahashi, H. Tsuda, Polarization diversity circuit based on silica waveguides and photonic crystal waveplates for a 4×4 silicon optical switch, *IEICE Electronics Express*, 2017, 14, 10, 20170252.
- [82] T. Barwicz and et al., "Polarization-transparent microphotonic devices in the strong confinement limit," *Nature Photonics* 1, 57 – 60 (2007).
- [83] Hongnan Xu, Daoxin Dai, Yaocheng Shi, "Ultra-Broadband and Ultra-Compact On-Chip Silicon Polarization Beam Splitter by Using Hetero-Anisotropic Metamaterials", *Lazer&Photonics Reviews*, vol. 13, 2019, 1800349.
- [84] F. Guo et al., "An MMI-based mode (DE)MUX by varying the waveguide thickness of the phase shifter," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 28, no. 21, pp. 2443-2446, 2016.
- [85] N. Y. Kim and et al., "Limitation of pmd compensation due to polarization-dependent loss in high-speed optical transmission links," *IEEE Photonics Technology Letters* 14, 104 – 106 (2002).
- [86] D. Dai et al., 10-Channel Mode (de)multiplexer with Dual Polarizations, *laserphotonics reviews* 12, 2017, 1 - 9.
- [87] K. Shirafuji, S. Kurazono, Transmission characteristics of optical asymmetric y junction with a gap region, *Journal of Lightwave Technology* 9 (1991) 426 – 429.
- [88] J. Parra, J. Hurtado, A. Griol, and P. Sanchis, "Ultra-low loss hybrid ITO/Si thermo-optic phase shifter with optimized power consumption," *Opt. Express*, vol. 28, no. 7, p. 9393, 2020.
- [89] K. Liu, C. Zhang, S. Mu, S. Wang, and V. J. Sorger, "Two dimensional design and analysis of trench-coupler based Silicon Mach-Zehnder thermo-optic switch," *Opt. Express*, vol. 24, no. 14, p. 15845, 2016.
- [90] L. Yang et al., "General architectures for on-chip optical space and mode switching," *Optica*, vol. 5, no. 2, p. 180, 2018.
- [91] V. M. N. Passaro, F. Magno, and A. V. Tsarev, "Investigation of thermo-optic effect and multi-reflector tunable filter/multiplexer in SOI waveguides," *Opt. Express*, vol. 13, no. 9, p. 3429, 2005.
- [92] Vadivukkarasi Jeyaselvan, Anand Pal, P. S. Anil Kumar, and Shankar Kumar Selvaraja, "Thermally-induced optical modulation in a vanadium dioxide-on-silicon waveguide," *OSA Continuum* 3, 132-142 (2020).
- [93] Ting-Jen Hsueh, Chien-Hua Peng, Wei-Shou Chen, "A transparent ZnO nanowire MEMS gas sensor prepared by an ITO micro-heater," *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 304, 2020, 127319.
- [94] Hossein Taghinejad, Sajjad Abdollahramezani, Ali A. Eftekhari, Tianren Fan, Amir H. Hosseinnia, Omid Hemmatyar, Ali Eshaghian Dorche, Alexander Gallmon, and Ali Adibi, "ITO-based microheaters for reversible multi-stage switching of phase-change materials: towards miniaturized beyond-binary reconfigurable integrated photonics," *Opt. Express* 29, 20449-20462 (2021).

- [95] R. B. Priti and et al, "Scalable  $2 \times 2$  multi-mode Switch for Mode-Multiplexed Silicon Photonics Interconnects," in 2018 Asia Communications and Photonics Conference (ACP), 2018, pp. 1–3.
- [96] Z. Lu et al., "Performance prediction for silicon photonics integrated circuits with layout-dependent correlated manufacturing variability," *Opt. Express*, vol. 25, no. 9, pp. 9712–9733, 2017.
- [97] Bogaerts W, Xing Y and Khan U, "Layout-aware variability analysis, yield prediction and optimization in photonic integrated circuits", *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.* 25 6100413, 2019.
- [98] M. Sun, W. Shieh and R. R. Unnithan, "Design of Plasmonic Modulators With Vanadium Dioxide on Silicon-on-Insulator," in *IEEE Photonics Journal*, vol. 9, no. 3, pp. 1-10, June 2017.
- [99] Guobing He, Lanting Ji, Yang Gao, Rui Liu, Xiaoqiang Sun, Yunji Yi, Xibin Wang, Changming Chen, Fei Wang, Daming Zhang, "Low power  $1 \times 4$  polymer/SiO<sub>2</sub> hybrid waveguide thermo-optic switch," *Optics Communications*, vol. 402, 2017, pp. 422-429.
- [100] Y. Gao *et al.*, "Ultra-Broadband Polymer  $1 \times 2$  Thermo-Optic Mode Switch," in *IEEE Photonics Journal*, vol. 13, no. 4, pp. 1-6, Aug. 2021.
- [101] The Anh Nguyen and Ming-Chang M. Lee, "Ultra-thin Si-padded Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> waveguides for low-loss photonics," *Opt. Lett.* 46, 3408-3411 (2021).
- [102] S. Yokoyama, G. -. Lu, H. Miura, Q. Feng, and A. M. Spring, "96 Gbit/s PAM-4 Generation using an Electro-Optic Polymer Modulator with High Thermal Stability," in *Conference on Lasers and Electro-Optics, OSA Technical Digest (online) (Optica Publishing Group, 2018)*, paper SM3B.2.
- [103] Yuewang Huang, Qiancheng Zhao, Lobna Kamyab, Ali Rostami, Filippo Capolino, and Ozdal Boyraz, "Sub-micron silicon nitride waveguide fabrication using conventional optical lithography," *Opt. Express* 23, 6780-6786 (2015).