

MÔ HÌNH VÀ TỐI ƯU HOÁ BỘ GHÉP GIAO THOA ĐA MODE 3×3 MMI CHO CÁC ỨNG DỤNG XỬ LÝ TÍN HIỆU QUANG

LÊ TRUNG THÀNH

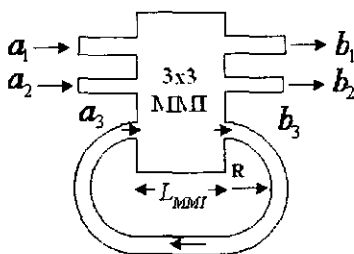
1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Các bộ vi cộng hưởng Ring MRs (*Microring resonators*) đã và đang được nghiên cứu rất rộng rãi, và là một trong các thiết bị quan trọng nhất trong lĩnh vực quang tích hợp [1, 2]. Các thiết bị như chuyển mạch, điều chế, và ghép kênh đã được thiết kế và chế tạo sử dụng MRs. Các thiết bị được thiết kế dựa trên MRs đã chỉ ra rất nhiều ưu điểm so với các thiết kế khác như kích thước nhỏ và có khả năng lựa chọn bước sóng. Tuy nhiên, cho đến nay các bộ vi cộng hưởng Ring chủ yếu được thiết kế dựa vào bộ ghép định hướng hoặc bộ ghép giao thoa đa mode 4 cổng (2×2 MMI) [3]. Gần đây, các bộ vi cộng hưởng dựa trên 3×3 MMI đã được nghiên cứu và thiết kế [4]. Trong điều kiện lý tưởng, một bộ ghép 3×3 MMI có thể được mô tả bằng một ma trận 9 phần tử như được đưa ra trong [5, 6]. Trong thiết kế và chế tạo MRs, để giảm kích thước mạch và để đạt được dải phổ tự do FSR (*Free Spectral Range*) lớn, bán kính của Ring phải đủ nhỏ. Tuy vậy, điều này đồng nghĩa với việc một phần công suất quang sẽ bị tán xạ ra ngoài vỏ ống dẫn sóng. Đồng thời, trong ống dẫn sóng Ring, các mode bậc cao có thể bị kích thích và truyền dẫn cùng với mode cơ bản [7] nếu bán kính của Ring quá nhỏ. Các yếu tố này sẽ có ảnh hưởng lên hoạt động của MMI và của toàn thiết bị sử dụng 3×3 MMI. Do đó, việc mô tả một bộ ghép 3×3 MMI bằng ma trận 9 phần tử sẽ không còn chính xác.

Trong bài báo này, chúng tôi sẽ phát triển một mô hình ma trận mới cho việc mô tả đặc tính của 3×3 MMI có xét đến ảnh hưởng của các mode bậc cao được kích thích trong miền ghép gây ra do sự có mặt của ống dẫn sóng Ring. Thiết kế tối ưu cũng được đưa ra để giảm nhỏ những ảnh hưởng này và cho phép nâng cao chất lượng của thiết bị MRs dựa trên 3×3 MMI. Các mô phỏng được thực hiện bằng phương pháp BPM (*Beam Propagation Method*).

2. LÝ THUYẾT

3.1. Cấu trúc của MR dùng 3×3 MMI



Hình 1. Cấu trúc của chuyển mạch dùng MR và 3×3 MMI

ở đây, L_{MMI} là chiều dài của bộ ghép MMI, a_i, b_i ($i = 1 \div 3$) là các biên độ phức của tín hiệu ở đầu vào và đầu ra của bộ ghép, và R là bán kính Ring.

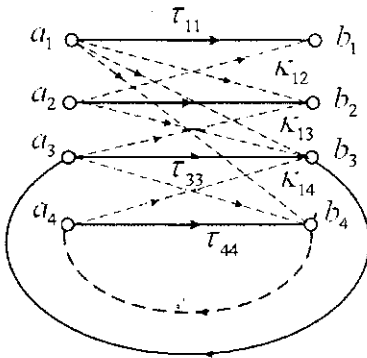
MR là phần tử cơ bản để xây dựng các thiết bị quang tích hợp. Một cấu trúc cơ bản của MRs dùng 3×3 MMI được chỉ ra trên hình 1.

Trong trường hợp lí tưởng, các ống dẫn sóng quang ở đầu vào và ra là các ống dẫn sóng đơn mode. Đồng thời, các mode bậc cao không bị kích thích khi tín hiệu đi qua ống dẫn sóng Ring. Bộ ghép 3×3 MMI khi đó được đặc trưng bởi một ma trận truyền dẫn M sau [5]

$$M = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{pmatrix} \quad (1)$$

trong đó, m_{ij} ($i, j = 1 \div 3$) là các hệ số ghép tín hiệu từ các cổng đầu vào a_i đến các cổng đầu ra b_j .

Tuy nhiên, do sự có mặt của ống dẫn sóng Ring, các mode bậc cao có thể bị kích và ảnh hưởng lên hoạt động của MMI. Giả sử có N mode bậc cao được kích thích trong ống dẫn sóng Ring, khi đó MMI được mô tả bằng một ma trận $(N+3)^2$ phần tử, $(N+3) \times (N+3)$. Trong bài báo này, không mất tính tổng quát, ngoài mode cơ bản giả sử rằng chỉ có một mode bậc cao được kích thích trong ống dẫn sóng Ring. Bộ ghép 3×3 MMI sẽ được mô hình hoá như trên hình 2 dưới đây.



Hình 2. Mô hình hoá 3×3 MMI khi mode bậc cao được kích thích trong Ring

Mối quan hệ giữa các biên độ tín hiệu phức đầu vào a_i ($i = 1 \div 4$) và đầu ra b_i là

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tau_{11} & \kappa_{21} & \kappa_{31} & \kappa_{41} \\ \kappa_{12} & \tau_{22} & \kappa_{32} & \kappa_{42} \\ \kappa_{13} & \kappa_{23} & \tau_{33} & \kappa_{43} \\ \kappa_{14} & \kappa_{24} & \kappa_{34} & \tau_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} \quad (2)$$

trong đó, τ_{ij}, κ_{ij} ($i, j = 1 \div 4$) tương ứng là các hệ số truyền dẫn và hệ số ghép của tín hiệu đưa vào tại các cổng đầu vào i ghép đến các cổng đầu ra j . Các hệ số τ_{ij}, κ_{ij} được tính bằng phương pháp mô phỏng số như phương pháp BPM trong bài báo này. a_4 và b_4 là biên độ tín hiệu phức

của mode bậc cao; còn a_3 và b_3 là biên độ của mode cơ bản trong Ring. Gọi $\alpha_i = \exp(-\alpha_{0i}(2\pi R + L_{MMI}))$, $i = 1, 2$ là suy hao truyền dẫn trong vòng Ring, với α_{0i} (dB/cm) là hệ số suy hao quang cho mode cơ bản và mode bậc cao tương ứng. Ta có mối quan hệ sau cho tín hiệu truyền trong Ring

$$a_3 = \alpha_1 \exp(j\phi_1) b_3, \text{ và } a_4 = \alpha_2 \exp(j\phi_2) b_4 \quad (3)$$

ở đây $\phi_i = \beta_i(2\pi R + L_{MMI})$ là pha tín hiệu sau khi truyền qua vòng Ring và bộ di pha với hằng số truyền lan β_i , $\beta_i = 2\pi n_{eff} / \lambda$, và n_{eff} là chiết suất hiệu dụng của mode cơ bản và mode bậc cao được kích thích trong ống dẫn sóng Ring và được tính bằng phương pháp FDM (*Finite Difference Method*) trong bài báo này.

Từ (2) và (3), đặc tính truyền dẫn của MRs được tính toán. Các đặc tính truyền dẫn của MRs phụ thuộc vào đặc tính hoạt động của MMI, do vậy việc mô hình hoá chính xác MMI là hết sức quan trọng trong các thiết kế MRs.

3.2. Phương pháp BPM

PM là một trong những phương pháp mạnh, được ứng dụng rộng rãi và hiệu quả nhất để giải phương trình Maxwell bằng số cho mô phỏng đặc tính truyền dẫn sóng trong các thiết bị quang tích hợp [8]. Trong phần này chúng tôi mô tả vắn tắt một số nội dung cơ bản nhất của phương pháp. Cụ thể hơn về phương pháp BPM và các kỹ thuật tiên tiến khác áp dụng cho BPM xin xem thêm tài liệu tham khảo.

Giả sử một tín hiệu đơn tần ω phụ thuộc thời gian t , truyền dẫn trong môi trường chiết suất $n = n(x, y)$ phân bố đều theo hướng truyền dẫn, có dạng $e^{j\omega t}$. Phương trình Maxwell viết cho tín hiệu này là

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega n^2 \epsilon_0 \vec{E} \quad (4)$$

$$\nabla \times \vec{E} = j\omega n^2 \epsilon_0 \vec{H} \quad (5)$$

trong đó, $\vec{E}$ và $\vec{H}$ là vector trường điện và từ, ϵ_0 là hằng số điện môi của môi trường truyền sóng.

Từ (4), và (5), phương trình truyền sóng là

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = n^2 k^2 \vec{E} \quad (6)$$

Hay có thể viết lại (6) dưới dạng sau

$$\nabla(\nabla \cdot \vec{E}) - \nabla^2 \vec{E} = n^2 k^2 \vec{E} \quad (7)$$

Với $k = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$ và

$$\nabla \cdot \vec{E} = -\frac{1}{n^2} \left(E_x \frac{\partial n^2}{\partial x} + E_y \frac{\partial n^2}{\partial y} \right) \quad (8)$$

Thay (8) vào (7), ta rút ra các phương trình đạo hàm riêng mô tả đặc tính truyền sóng của các thành phần trường điện ngang theo (9) và (10) dưới đây.

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_x}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} + n^2 k^2 E_x + \frac{\partial}{\partial x} \left[\frac{1}{n^2} \left(E_x \frac{\partial n^2}{\partial x} + E_y \frac{\partial n^2}{\partial y} \right) \right] = 0 \quad (9)$$

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_y}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_y}{\partial z^2} + n^2 k^2 E_y + \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{1}{n^2} (E_x \frac{\partial n^2}{\partial x} + E_y \frac{\partial n^2}{\partial y}) \right] = 0 \quad (10)$$

(9) và (10) các là phương trình mô tả chính xác đặc tính truyền sóng trong môi trường chiết suất n . Trong thực tế, hầu hết cấu trúc thiết bị thường biến đổi chậm so với hướng truyền sóng (như bộ ghép 3×3 MMI trong bài báo này) nên sự thay đổi nhanh của trường là do thay đổi pha của trường dọc theo hướng truyền. Do đó vectơ sóng có thể được viết dưới dạng sau

$$E_u(x, y, z) = F_u(x, y, z)e^{-j\bar{n}kz} \quad (11)$$

ở đây $\bar{n}$ là hằng số được chọn bất kỳ, thể hiện sự thay đổi pha trung bình của trường trong môi trường truyền sóng, và u ký hiệu thay cho x hoặc y .

Ý tưởng cơ bản của BPM là giả sử rằng trường biến đổi chậm, tức là bỏ qua thành phần vi phân bậc hai của F_u theo hướng truyền và ta có

$$\left| \frac{\partial^2 F_u}{\partial z^2} \right| \ll 2\bar{n}k \left| \frac{\partial F_u}{\partial z} \right|. \quad (12)$$

Thay (11) vào (9) và (10) với giả thiết (12), ta rút ra các phương trình truyền sóng BPM trong môi trường (13) và (14) dưới đây. Giải các phương trình (13) và (14) bằng số, đặc tính truyền của trường trong môi trường chiết suất n được tính toán và mô tả.

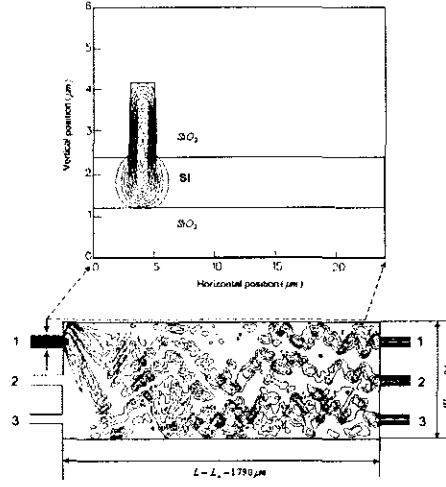
3. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THẢO LUẬN

Trong phần này chúng tôi thiết kế và mô phỏng thiết bị trên công nghệ SOI. Phương pháp BPM ở trên được sử dụng để tính toán các hệ số ghép và tối ưu hoá hoạt động của MMI. Các tham số được dùng trong mô phỏng như sau: Độ rộng của các ống dẫn sóng công ở đầu vào-ra của thiết bị là $w = 2\mu m$. Bán kính của Ring được chọn đủ lớn để giảm suy hao, $R = 400\mu m$. Chiều rộng của MMI là $W_{MMI} = 24\mu m$. Mỗi ống dẫn sóng ở đầu vào và đầu ra MMI cách nhau $8\mu m$. Chỉ số chiết suất của Si là $n_1 = 3.48$, và chỉ số chiết suất của SiO_2 là $n_2 = 1.46$.

Bằng cách kích thích mode cơ bản tại cổng đầu vào 1 của MMI, trường trong MMI được mô phỏng theo BPM như được chỉ ra trên hình 3.

Công suất tín hiệu ở các cổng ra 1, 2, và 3 thay đổi theo chiều dài của MMI. Tại chiều dài $L_{MMI} = ML_\pi = 1790.M(\mu m)$, với M là một số nguyên dương bất kỳ, công suất tín hiệu sẽ được chia đều tại 3 cổng đầu ra như trên hình 3.

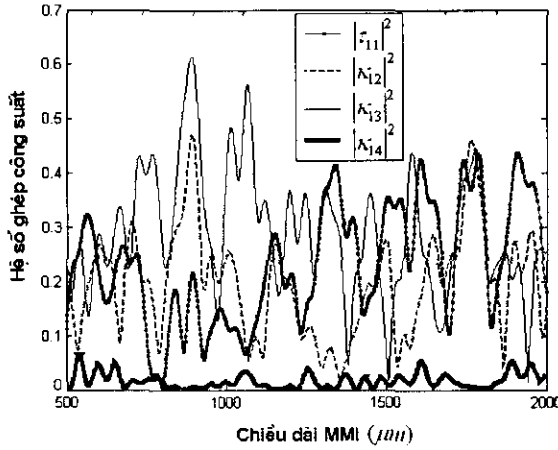
Bằng cách tính tích phân chồng (*overlap integral*) giữa trường tại đầu ra MMI và trường trong ống dẫn của các cổng đầu ra, ta tính được công suất ghép từ cổng vào 1 cho các mode cơ bản của các cổng đầu ra 1, 2 và 3. Đồng thời, hệ số ghép công suất của mode cơ bản đưa vào cổng 1 lên mode bậc cao trong ống dẫn sóng Ring tại cổng ra 3 cũng được tính toán. Hình 4 dưới đây mô phỏng công suất tín hiệu được ghép từ mode cơ bản của cổng vào 1 lên mode cơ bản của các cổng ra 1, 2 và 3 $|\tau_{11}|^2$, $|\kappa_{1j}|^2$ ($j = 1 \div 3$), và lên mode bậc cao tại cổng ra 3, $|\kappa_{14}|^2$ tương ứng.



Hình 3. Trường trong MMI khi mode cơ bản được đưa vào cổng 1.

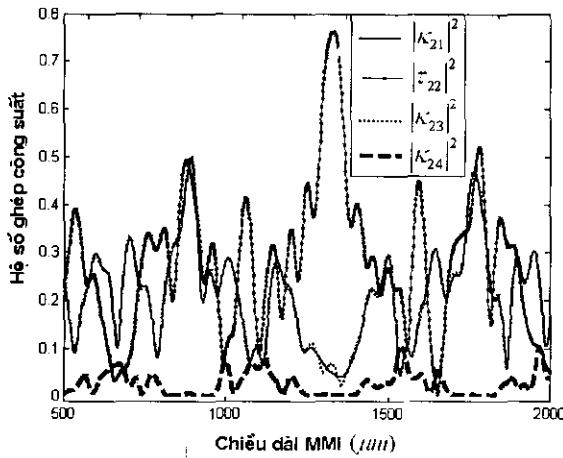
$$\frac{\partial F_x}{\partial z} = -\frac{j}{2nk} \left\{ \frac{\partial^2 F_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 F_x}{\partial y^2} + 2 \frac{\partial}{\partial x} \left[\frac{1}{n} (F_x \frac{\partial n}{\partial x} + F_y \frac{\partial n}{\partial y}) \right] + (n^2 - \bar{n}^2) k^2 F_x \right\} \quad (13)$$

$$\frac{\partial F_y}{\partial z} = -\frac{j}{2nk} \left\{ \frac{\partial^2 F_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 F_y}{\partial y^2} + 2 \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{1}{n} (F_x \frac{\partial n}{\partial x} + F_y \frac{\partial n}{\partial y}) \right] + (n^2 - \bar{n}^2) k^2 F_y \right\} \quad (14)$$



Hình 4. Hệ số ghép công suất của mode cơ bản đầu vào cổng 1 cho các mode ở cổng đầu ra thay đổi theo chiều dài MMI

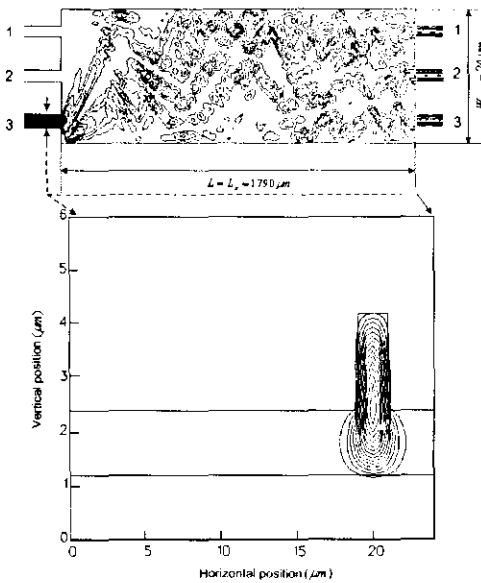
Tương tự khi kích thích mode cơ bản tại cổng 2, hệ số ghép công suất của tín hiệu này lên các mode ở các cổng đầu ra 1, 2 và 3 được mô phỏng trên hình 5 cho chiều dài MMI khác nhau.



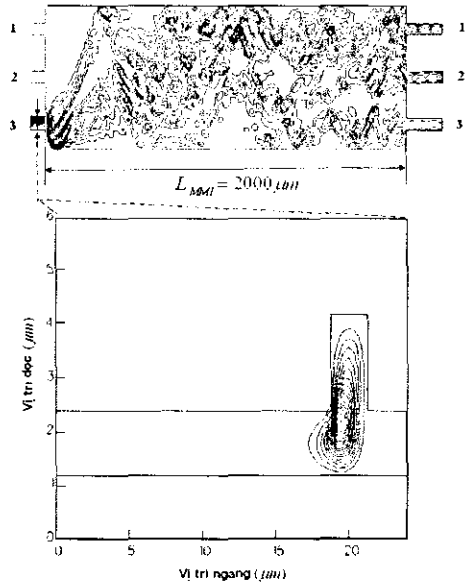
Hình 5. Hệ số ghép công suất của mode cơ bản đầu vào cổng 2 cho các mode ở cổng đầu ra thay đổi theo chiều dài MMI

Trong trường hợp không có ống dẫn sóng Ring, trường tại cổng đầu vào 3 của mode cơ bản tập trung chủ yếu trong lõi ống dẫn sóng. Hình 6 mô phỏng trường tại cổng đầu vào 3 và trường trong miền đa mode MMI khi tín hiệu được kích thích từ cổng 3.

Tuy nhiên, khi có sự xuất hiện của ống dẫn sóng Ring, cường độ của trường mode sẽ di chuyển về phía biên giới giữa lõi và vỏ của ống dẫn sóng. Do đó, công suất tín hiệu sẽ bị tán xạ ra ngoài vỏ ống dẫn sóng. Hiện tượng này không những gây suy hao tín hiệu do Ring [7], mà còn ảnh hưởng đến hoạt động của MMI bởi trường trong MMI phụ thuộc vào vị trí của ống dẫn sóng đầu vào, tức phụ thuộc vào vị trí kích thích tín hiệu vào như được mô phỏng trên hình 7 dưới đây.

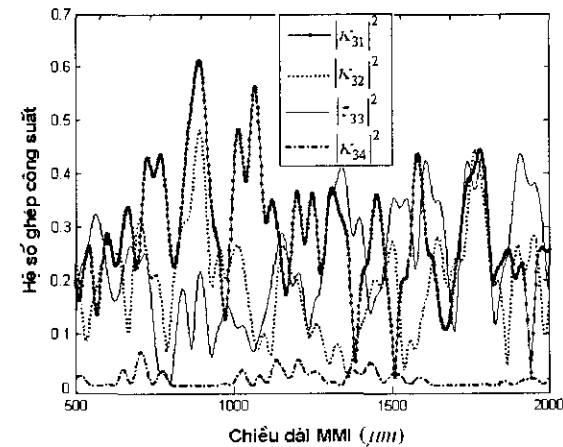


Hình 6. Trường trong miền MMI khi cổng 3 được kích thích mode cơ bản trong trường hợp không có ống dẫn sóng Ring

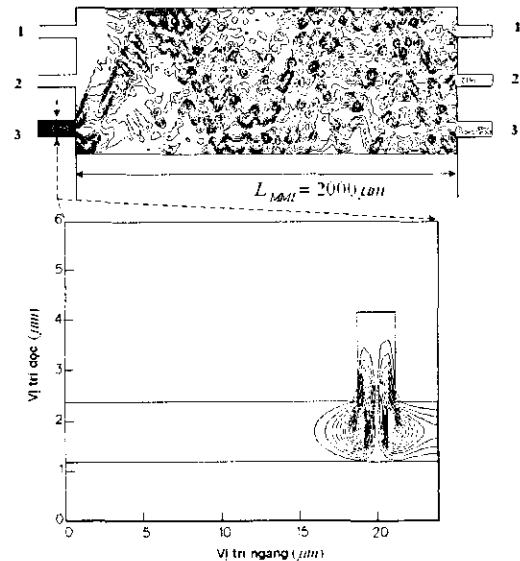


Hình 7. Trường trong miền MMI khi cổng 3 được kích thích mode cơ bản trong trường hợp có ảnh hưởng của ống dẫn sóng Ring. Tín hiệu bị tán xạ ra ngoài vỏ bởi Ring

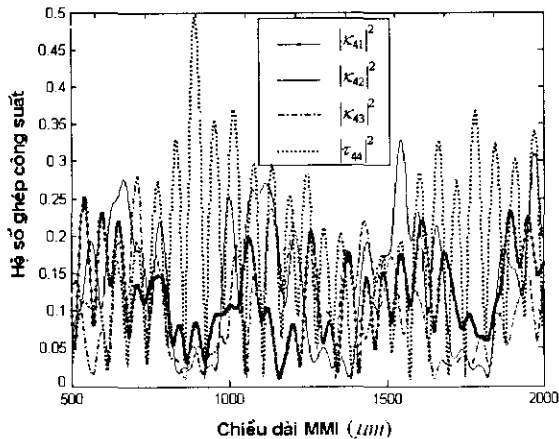
Tín hiệu đi qua Ring được đưa vào cổng 3 của MMI trong cấu trúc ở hình 1. Các hệ số ghép công suất của tín hiệu này lên các cổng đầu ra với các giá trị khác nhau của chiều dài MMI được chỉ ra trên hình 8.



Hình 8. Hệ số ghép công suất của mode cơ bản đầu vào cổng 3 cho các mode ở cổng đầu ra thay đổi theo chiều dài MMI



Hình 9. Trường trong miền MMI khi cổng 3 được kích thích mode bậc cao trong trường hợp có ảnh hưởng của ống dẫn sóng Ring



Hình 10. Hệ số ghép công suất của mode bậc cao được kích thích trong ống dẫn sóng Ring lên các cổng đầu ra MMI

Ngoài ảnh hưởng lên chất lượng hoạt động của MMI, sự có mặt của ống dẫn sóng Ring còn có thể gây ra sự kích thích của mode bậc cao trong ống dẫn sóng. Mode bậc cao này sẽ được truyền đi trong ống dẫn sóng Ring cùng với mode cơ bản và công suất của nó sẽ được ghép lên các cổng đầu ra. Hình 9 tính toán và mô phỏng trường mode của tín hiệu sau khi đi qua Ring. Công suất ghép của mode bậc cao này tại các cổng ra của MMI được mô phỏng trên hình 10.

Kết quả mô phỏng cho thấy hệ số ghép công suất của mode bậc cao tại các cổng đầu ra là khá lớn. Do vậy, việc thiết kế các MRs dựa trên 3×3 MMI phải xét đến ảnh hưởng của sự kích thích các mode bậc cao khi bán kính Ring nhỏ. Dựa vào yêu cầu thiết kế, người thiết kế khi đó phải cân nhắc giữa việc giảm nhỏ kích thước Ring để có được kích thước mạch nhỏ và FSRs lớn, hay tăng kích thước Ring để giảm suy hao tín hiệu khi truyền qua Ring và hạn chế sự kích thích mode bậc cao trong Ring. Với yêu cầu hiện tại của hệ thống ghép kênh quang theo bước sóng DWDM (*Dense Wavelength Demultiplexing/Multiplexing*) để bảo đảm các khuyến nghị của ITU-T, theo tính toán của chúng tôi thì kích thước Ring nên được chọn nằm trong khoảng $250 \div 500 \mu\text{m}$ để đảm bảo suy hao thấp và không kích thích mode bậc cao trong Ring. Mặt khác, vị trí của ống dẫn sóng đưa vào MMI cần phải được tối ưu hoá để giảm nhỏ ảnh hưởng của sự lệch mode giữa ống dẫn sóng đầu vào và các mode được kích thích trong miền đa mode MMI. Qua nhiều mô phỏng bằng phương pháp BPM, để giảm nhỏ ảnh hưởng của tán xạ tín hiệu do Ring và gây ra sự lệch mode tín hiệu giữa ống dẫn sóng đầu vào và MMI, vị trí của ống dẫn sóng đầu vào cổng 3 của MMI được tối ưu hoá và được dịch một đoạn $0.3 \mu\text{m}$ về phía cổng 2.

4. KẾT LUẬN

Bài báo đã đưa ra một mô hình mới mô tả đặc tính của các bộ ghép 3×3 MMI được dùng trong cấu hình MRs cho các ứng dụng trong xử lý tín hiệu quang. Mô hình được kiểm chứng và mô phỏng bằng phương pháp BPM. Thiết bị được thiết kế trên công nghệ SOI. Ngoài ra, chúng tôi cũng đưa ra phương pháp tối ưu hoá thiết kế MMI nhằm hạn chế các ảnh hưởng của các mode bậc cao và giảm nhỏ ảnh hưởng của sự lệch mode giữa ống dẫn sóng quang đầu vào và miền đa mode MMI. Kết quả này cho phép các nhà thiết kế tính toán và thiết kế các thiết bị dựa trên MRs và MMI để đạt được yêu cầu chất lượng mong muốn.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Yasuo Kokubun - Wavelength Selective Integrated Device by Vertically Coupled Microring Resonator Filter, In Photonics Based on Wavelength Integration and Manipulation - Towards the Ultimate Utilization of Spectral Resources, 2005, pp. 303-316.
2. Thanh Trung Le, Laurence Cahill - Analysis and Design of Wavelength Selective Switches Based on MMI Assisted Microring Resonators, Proc. The 12th Optoelectronics and Communications Conference (OECC) and the 16th International Conference on Integrated Optics and Optical Fiber Communication (IOOC), Kanagawa, Japan, 9-13 July, 2007.
3. D. X. Xu, P. Cheben, A. Delöge, S. Janz, B. Lamontagne, E. Post, W. N. Ye - Design of polarization-insensitive ring resonators in silicon-on-insulator using MMI couplers and cladding stress engineering, Photonics Technol. Lett., IEEE **18** (2) (2006).

4. L. W. Cahill, Thanh T. Le - MMI devices for photonic signal processing, Proc. IEEE 9th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON 2007), July 1-5, Rome, Italy, 2007.
5. Thanh Trung Le, Laurence W. Cahill - Design and Analysis of 3×3 MMI Couplers Based Racetrack Resonators for Photonic Signal Processing Applications, The 20th Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society, Florida, USA, 2007 .
6. Thanh Trung Le and Laurence W. Cahill - Design and Analysis of Racetrack Resonators Based on 2×3 MMI couplers, submitted to SPIE Photonics West 2008, San Jose, California, USA
7. Thanh Trung Le, Laurence W. Cahill - Analysis and Design of MMI-Based Racetrack Resonators, Proc. The XVI International Workshop on Optical Waveguide Theory and Numerical Modelling, Copenhagen, Denmark, 27-28 April, 2007
8. R. Scarmozzino, A. Gopinath, R. Pregla, and S. Helfert - Numerical techniques for modeling guided-wave photonic devices, IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron **6** (2000) 150-161.

SUMMARY

MODELING AND OPTIMIZATION OF 3×3 MULTIMODE INTERFERENCE COUPLERS FOR PHOTONIC SIGNAL PROCESSING APPLICATIONS

In this paper, we would like to propose and develop a model for describing and characterizing a 3×3 multimode interference (MMI) coupler. A novel description matrix of the MMI coupler, which takes into account the effect of higher order modes in the structure, is developed. A design approach that is based on this matrix description is proposed. The positions of the access waveguides entering the MMI were optimized. The design and simulations were carried out using Silicon on Insulator (SOI) technology.

Keywords. Beam propagation method, Integrated optics, multimode interference (MMI) couplers, ring resonator.

Địa chỉ:

Nhận bài ngày 22 tháng 5 năm 2007

Đại học Giao thông Vận tải Hà Nội.