

國立台灣大學電機資訊學院光電工程研究所

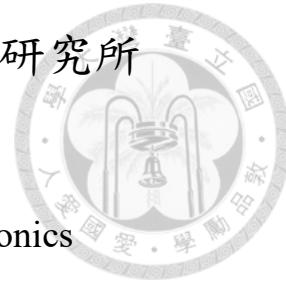
碩士論文

Graduate Institute of Photonics and Optoelectronics

College of Electrical Engineering & Computer Science

National Taiwan University

Master Thesis



基於簡單多模干涉結構的小型雙模態切換器

A Small Two-Mode Switch Based On A Simple

Multimode Interference Structure

林羣洋

Lin, Chun-Yang

指導教授：黃定洧 博士

Advisor: Ding-Wei Huang, Ph.D.

中華民國 109 年 1 月

Janurary, 2020

國立臺灣大學碩士學位論文  
口試委員會審定書

基於簡單多模干涉結構的小型雙模態切換器  
A Small Two-Mode Switch Based On A Simple  
Multimode Interference Structure

本論文係林羣洋君（學號 R06941120）在國立臺灣大學光電工程學研究所完成之碩士學位論文，於民國 109 年 1 月 20 日承下列考試委員審查通過及口試及格，特此證明

口試委員：

黃定洧

(指導教授)

蕭惠心

江竹佛

所長

黃建璋

## 致謝



首先我非常感謝原張宏鈞老師實驗室的成員，身為一間模擬實驗室的成員，沈親宏學長、陸金志學長在我最重要的模擬工具（電腦）出狀況時提供了硬體方面的知識並給予協助，讓我從一位只買過現成主機的小白成長為能夠將主機板、CPU、記憶體、電供、硬碟、風扇、機殼各項零件主裝成一台主機的人，感謝馬宜仁、何沅洋、黃俊銘、莊鎮名讓實驗室有了實驗室的感覺，再次感謝沈親宏學長、陸金志學長在我學習 MATLAB<sup>®</sup>時所給予的協助，然後非常感謝張宏鈞老師所奠定的電磁學的相關基礎。

接著我非常感謝黃定洧老師實驗室的成員，謝謝鍾國方學長、范耿維學長、薛智謙學長、趙振宇學長在我剛開始學 Lumerical 時提供的協助，謝謝傅柏翰學長在我剛轉入時的一些問題的解惑、謝謝林淵博學長對於報帳流程的教學、謝謝陳柏翰學長對於多模干涉理論的指教、謝謝胡景苙學長在電漿子計畫的付出、謝謝詹尊楊在報帳上面的分工合作，然後非常感謝黃定洧老師給於題目的方向以及設計過程中大量的建議。

最後我要感謝我的家人，我知道要將一個孩子拉拔到碩士需要花費多少的金錢與努力，看著做著小生意以微薄的薪水供兩個兒子讀碩士的父母，我的心中有著無盡的感激，名名父母因為機運不佳連大學都沒有畢業，但是卻因為不希望孩子和他們一樣將來從事辛苦的工作而讓我和我哥讀碩士，或許我並不是一位喜歡讀書的孩子，但是看見父母的期望以及努力，我才有了今天寫這份碩論的機會，因此在這最後的最後我要說「爸、媽，謝謝你們，正因為有你們才有了今天的我」。



## 摘要

本論文所追求的目標是一個模態切換器的尺寸小型化，為了達成這一目標，本研究將調制區塊與元件主要結構整合，在多模干涉結構的兩側進行折射率變化使得模態場型在多模干涉結構中產生偏移，在輸出端達成模態切換的效果，利用這樣的方法可以大幅減少元件的尺寸，在長度方面本論文的元件能夠將以往大於數百微米的模態切換器縮小到只需 38.4 微米，寬度方面則可以降到 3 微米的大小。

在數值模擬方面，本論文設計的是一個雙模態的切換器，針對輸入的 TE0 與 TE1 模態進行切換，為了能夠使元件能夠與半導體製程相符，絕緣上矽 (Silicon On Insulator, SOI) 被選為基板，然後使用商用光學模擬軟體 Lumerical 進行光場在元件中傳播特性的模擬，再配合數學軟體 MATLAB<sup>®</sup> 對模擬所求得的結果進一步分析與匯出數據圖。

在結果的部分，本研究所設計的元件在 1550 奈米光源下，在串擾部分針對 TE0 達到 -15.3803 dB、對 TE1 達到 -17.8115 dB，插入損耗的部分針對 TE0 為 -2.9618 dB、對 TE1 是 -4.2519 dB，頻寬的部分在插入損耗不超過 -4 dB 串擾低於 -15 dB 的條件下為 10 奈米 (1545 奈米 ~ 1555 奈米)，若是與其他的模態切換器做比較，本文的整合型元件能夠將  $2700 \mu\text{m}^2$  的尺寸大小縮小到只有  $115.2 \mu\text{m}^2$ ，也因此成功達成了本研究的元件小型化目標。

關鍵字：多模干涉、模態切換器、絕緣上矽、折射率調制



## Abstract

The goal of this thesis is to minimize the size of a mode switch. To make this happen, the index modulated regions were applied within both side of the multimode interference region in this design. With this design, the length of the mode switch can be shrunk from hundreds of micrometers down to only 38.4 micrometers and the width can be reduced to 3 micrometers.

In this thesis, an SOI (Silicon On Insulator) wafer was used for this two-mode switch which can take advantage of CMOS technology. As for the simulations, the commercial software Lumerical was chosen to simulate the optical propagation in the device and the mathematic software MATLAB<sup>®</sup> was used to calculate the result of the simulations and generate the result figure for further analysis.

The results of this work indicate that the crosstalk for the light signal at 1550 nm is  $-15.3803$  dB and  $-17.8115$  dB for TE0 and TE1, respectively. Meanwhile, the insertion loss is  $-2.9618$  dB and  $-4.2519$  dB for TE0 and TE1, respectively. The bandwidth for the insertion loss not exceeding  $-4$  dB and the crosstalk under  $-15$  dB is 10 nm (1545 nm – 1555 nm). Compared with other active mode switches, the design concept proposed in this thesis can reduce the device size from  $2700 \mu\text{m}^2$  to  $115.2 \mu\text{m}^2$ . Thus, the goal for size minimization of the mode switch is successfully achieved in this thesis.

Keywords: multimode interference(MMI), mode switch, silicon on insulator(SOI), index modulate.



## 目錄

口試委員審定書 .....	i
致謝 .....	ii
摘要 .....	iii
Abstract.....	iv
目錄 .....	v
圖目錄 .....	vii
表目錄 .....	xii
第 1 章 序章 .....	1
1-1 背景 .....	1
1-2 研究動機 .....	2
1-3 論文架構.....	3
第 2 章 基礎理論 .....	4
2-1 馬克斯威爾方程式 (Maxwell's Equations) .....	4
2-2 有限差分特徵模態法 (Finite Difference Eigenmode, FDE) .....	4
2-3 特徵模態展開法 (EigenMode Expansion, EME) .....	5
2-4 有限時域差分法 (Finite-Difference Time-Domain, FDTD).....	6
2-5 粒子群最佳化 (Particle Swarm Optimization, PSO) .....	8
2-6 多模干涉 (Multimode Interference, MMI).....	9
2-7 主動相位調制器 (Active Phase shifter).....	12
第 3 章 文獻回顧 .....	14
3-1 熱調控 MMI 單模切換器 .....	14
3-2 三級 MMI 結構的雙模態切換器 .....	17
3-3 模態多工器 .....	21



第 4 章 雙模態切換器 .....	23
4-1 元件設計方法 .....	23
4-2 基本 MMI .....	32
4-2-1 結構與結果 .....	32
4-2-2 與三級 MMI 雙模切換器比較 .....	34
4-2-3 頻譜響應 .....	35
4-3 加入蝕刻的 MMI .....	36
4-3-1 結構與結果 .....	37
4-3-2 與三級 MMI 雙模切換器比較 .....	39
4-3-3 頻譜響應 .....	39
第 5 章 製程容忍度分析 .....	42
5-1 蝕刻區長度誤差分析 .....	42
5-2 蝏刻區寬度誤差分析 .....	44
5-3 輸入端位置誤差分析 .....	45
5-4 輸出端位置誤差分析 .....	47
5-5 調制區寬度誤差分析 .....	49
5-6 調制區位置誤差分析 .....	50
5-7 MMI 長度誤差分析 .....	53
5-8 MMI 寬度誤差分析 .....	55
第 6 章 結論與未來展望 .....	57
6-1 結論 .....	57
6-2 未來展望 .....	57
參考文獻 .....	58

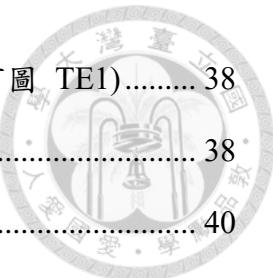


## 圖 目 錄

圖 1-1: 全球數據成長趨勢預測圖 .....	1
圖 1-2: 全球即時數據傳輸預測圖 .....	1
圖 1-3: SOI 結構 .....	2
圖 2-1: (a) FDE 網格 (b) FDE 求出的場圖 .....	5
圖 2-2: EME 示意圖 .....	6
圖 2-3: Cell 接面示意圖 .....	6
圖 2-4: Yee Cell .....	7
圖 2-5: 例子最佳化演算法示意圖 (gbest 表示整體最佳解, pbest 表示個體最佳解) .....	8
圖 2-6: Lumerical 優化選單 (Type: 決定最大會小化, Maximum generation: 決定代數, Generation size: 粒子數, Tolerance: 達成目標停止, Parameter: 紿定參數數量與範圍, Figure of merit: 欲優化的結果) .....	9
圖 2-7: 自我成像位置示意圖 .....	11
圖 2-8: 對稱型 MMI 自我成像示意圖 .....	11
圖 3-1: 3 μm 寬的 MMI，長度為 40 μm，加上 4 μm 長的 n-i-n(n-type/intrinsic/n-type) 加熱裝置，2 個輸出端 (Port 1、Port 2) 作為切換 .....	14
圖 3-2: 入射波長 1550 nm 光源下，加熱器長度、折射率變化 (所需溫度) 與串擾的關係圖 .....	15
圖 3-3: 元件垂直截面圖 .....	15
圖 3-4: 頻譜響應 (a) 插入損耗 (b) 串擾 .....	16
圖 3-5: MMI-A、MMI-B、MMI-C 結構示意圖 .....	17
圖 3-6: MMI-A 傳播場圖 (a) TE0 (b) TE1 .....	17
圖 3-7: 光進到 MMI-C 後進行切換的傳播場圖 .....	18



圖 3-8: ADC 模態多工器 .....	19
圖 3-9: (a) ADC 傳播場圖 (b) ADC 頻譜響應 .....	19
圖 3-10: 元件頻譜響應 (a) TE0 (b) TE1 .....	20
圖 3-11: 使用 ADC 的模態多工器示意圖 .....	21
圖 3-12: 寬度漸變結構的等效折射率對波導寬度圖 .....	22
圖 4-1: 設計流程方塊圖 .....	23
圖 4-2: 3 $\mu\text{m}$ 寬 MMI 可存在 TE 模態能量分佈圖之 1 .....	24
圖 4-3: 3 $\mu\text{m}$ 寬 MMI 可存在 TE 模態能量分佈圖之 2 .....	25
圖 4-4: 等效折射率對波導寬度作圖。 .....	25
圖 4-5: 加入調制區的 MMI 示意圖 (紅色區塊為折射率調制區 ps1、ps2) .....	26
圖 4-6: 輸入端能量分佈圖 (a) TE0 (b) TE1 .....	27
圖 4-7: 加入調制區後 MMI 可存在 TE 模態能量分佈圖之 1 .....	27
圖 4-8: 加入調制區後 MMI 可存在 TE 模態能量分佈圖之 2 .....	28
圖 4-9: 50 $\mu\text{m}$ 長 MMI 傳播能量圖 .....	29
圖 4-10: 輸入 TE0 與 TE1 示意圖 .....	29
圖 4-11: (a) TE0 傳播能量圖。(b) 20 $\mu\text{m}$ (c) 28 $\mu\text{m}$ 長度位置截面能量圖 .....	31
圖 4-12: 元件所使用的 SOI 示意圖 .....	32
圖 4-13: 元件結構示意圖 .....	32
圖 4-14: 傳播能量圖 (a) TE0 (b) TE1 .....	33
圖 4-15: 基本 MMI 插入損耗頻譜響應 (a) TE0 (b) TE1 .....	35
圖 4-16: 基本 MMI 串擾與頻寬 (a) TE0 (b) TE1 .....	36
圖 4-17: 基本 MMI 結構截面位置圖 (深紫色線) .....	36
圖 4-18: 基本 MMI 結構靠近輸出位置截面能量分佈圖 .....	37
圖 4-19: 加入蝕刻結構示意圖 .....	37
圖 4-20: 加入蝕刻後靠近輸出位置截面能量分佈圖，紅框處為蝕刻區 (a) TE0 (b)	



TE1 (c) 未加入蝕刻的基本 MMI 能量分佈圖 (上圖 TE0 , 下圖 TE1) .....	38
圖 4-21: 加入蝕刻傳播能量圖 (a) 入射 TE0 (b) 入射 TE1 .....	38
圖 4-22: 加入蝕刻 MMI 插入損耗頻譜響應 (a) TE0 (b) TE1 .....	40
圖 4-23: 加入蝕刻的 MMI 串擾頻譜響應 (a) TE0 (b) TE1 .....	40
圖 5-1: 蝕刻區長度變化示意圖 .....	42
圖 5-2: 蝕刻區長度對插入損耗製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1 .....	43
圖 5-3: 蝕刻區長度對串擾製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1 .....	43
圖 5-4: 蝕刻區寬度變化示意圖 .....	44
圖 5-5: 蝕刻區寬度對插入損耗製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1 .....	44
圖 5-6: 蝕刻區寬度對串擾製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1 .....	45
圖 5-7: 輸入端位置變化示意圖 .....	45
圖 5-8: 輸入端位置對插入損耗製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1 .....	46
圖 5-9: 輸入端位置對串擾製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1 .....	47
圖 5-10: 輸出端位置變化示意圖 .....	47
圖 5-11: 輸出端位置對插入損耗製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1 .....	48
圖 5-12: 輸出端位置對串擾製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1 .....	48
圖 5-13: 調制區寬度變化示意圖 .....	49
圖 5-14: 調制區寬度對插入損耗製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1 .....	49
圖 5-15: 調制區寬度對串擾製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1 .....	50
圖 5-16: 調制區位置變化示意圖 .....	50
圖 5-17: 調制區位置對插入損耗製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1 .....	51
圖 5-18: 調制區位置對串擾製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1 .....	52
圖 5-19: 調制區位置變化與 $\pm 1.2$ 輸出端 (out1、out2) 穿透變化關係 .....	52
圖 5-20: 調制區位移問題改善示意圖 (a) 改善前 (b) 將調制區加寬到透明灰色區 .....	53



圖 5-21: MMI 長度變化示意圖 .....	53
圖 5-22: MMI 長度對插入損耗製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1.....	54
圖 5-23: MMI 長度對串擾製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1.....	54
圖 5-24: MMI 寬度變化示意圖 .....	55
圖 5-25: MMI 寬度對插入損耗製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1.....	56
圖 5-26: MMI 寬度對串擾製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1.....	56



## 表目錄

表 1: 3-1 節的單模切換器成果整理 .....	16
表 2: 3-2 節的雙模切換器結果整理 .....	20
表 3: 元件尺寸與性能比較 .....	34
表 4: 元件尺寸與性能比較 .....	39



# 第1章 序章

## 1-1 背景

根據國際數據資訊中心 (International Data Corporation, IDC)[1] 統計 2018 年已有 33 zettabytes ( $10^{15}$  bytes) 的數據傳輸量，而其更預測到了 2025 年將會有 175 zettabytes 的數據傳輸量，如圖 1-1 所示，同時另一項統計報告顯示 (圖 1-2)，預計在 2025 年時即時的數據流量會達到 50 zettabytes，有超過 1500 億的網路裝置同時在線，每個裝置每日平均有 4900 次的資訊交流，而在如此大數據的情況下如何增加光纖所能傳輸的資料量成為大家關注的重點[2-4]。

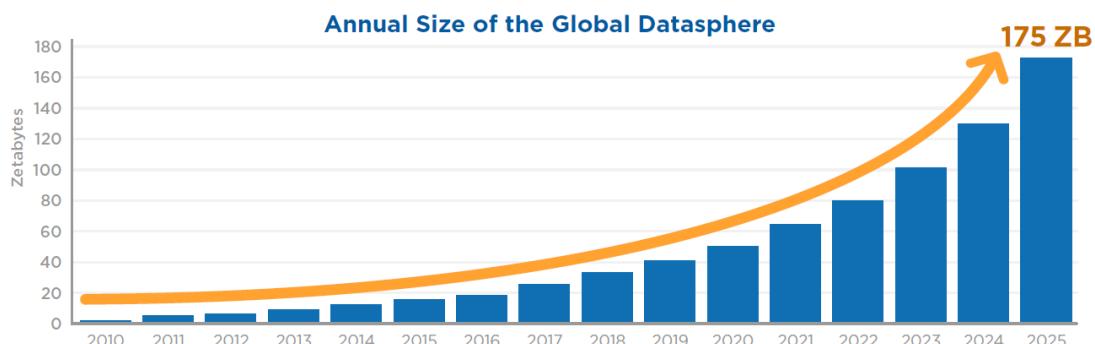


圖 1-1: 全球數據成長趨勢預測圖[1]

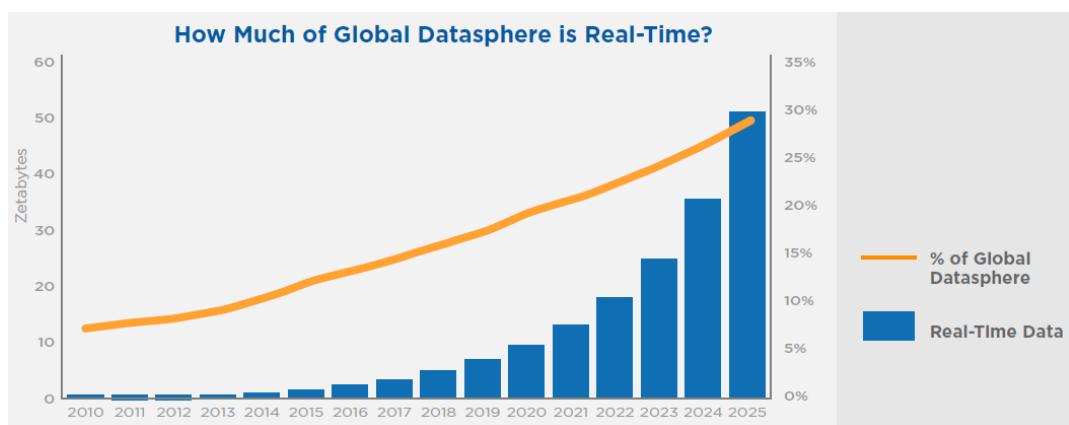


圖 1-2: 全球即時數據傳輸預測圖[1]



其實早在光纖剛剛成形的年代，各式各樣的多工的方法就已經出現，但一直到近代為了解決大數據的傳輸，科學家才開始投入空間多工 (Space Division Multiplexing, SDM)[5]、波長多工 (Wavelength Division Multiplexing, WDM)[6]、極化多工 (Polarization Division Multiplexing, PDM)[7]、模態多工 (Mode Division Multiplexing, MDM)[8]的研究，而關於 SDM、WDM、PDM 的研究在早些年已經有了一定的發展，近年來學者們開始朝向 MDM 做進一步的研究。

隨著元件的小型化，將光學元件利用半導體製程[9]整合在一個晶片上這樣的積體光學[10-13]技術成為了近年來的重點，而其中絕緣上矽 (Silicon On Insulator, SOI)[14,15]是為最廣泛應用的結構，SOI 結構是在 Si 基板上有一層氧化層  $\text{SiO}_2$ ，氧化層上又有一層 Si 的結構，以上層 Si 作為光場傳播時的核心並利用了 Si 折射率約 3.5 與  $\text{SiO}_2$  折射率約 1.4 的高折射率差讓矽光波導能夠在次微米的寬度下以單一模態傳遞訊號，如此能夠讓晶片上的元件密度更高以利大量生產、降低成本。

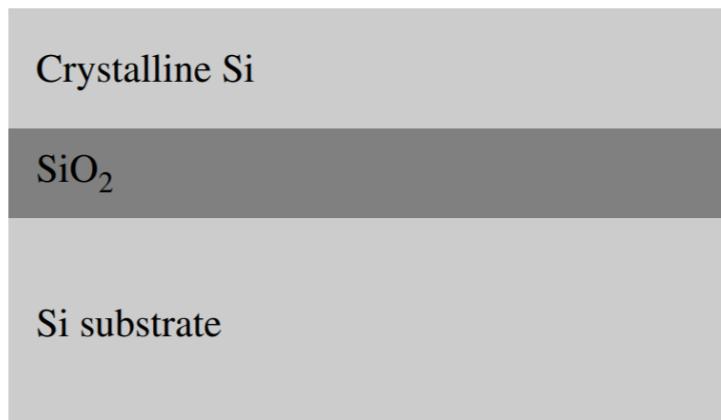


圖 1-3: SOI 結構

## 1-2 研究動機

為了解決大數據的傳輸，如何在光纖中傳遞更多的資料是科學家們研究的方



向，於是利用多核光纖的 SDM 技術、使用不同波長傳播資訊的 WDM 技術、利用兩正交模態傳遞資訊的 PDM 技術開始快速發展，在前述多工技術都有了成熟發展的近代，近年來以多模態傳遞資訊的 MDM 技術開始發展，此外 MDM 只需單一雷射光源即可實現而能達到更低的耗能，或是搭配上 WDM 更能進一步的提升數據傳輸量，在模態多功的發展下，過去的多功系統所做過的方向開始被以 MDM 重現，但對於主動元件的發展仍然有所不足，雖然能夠找到使用微環形共振器 (Micro-ring Resonator)[16]、Y 型分支 (Y branch)[17]、多模干涉 (Multimode Interference)[18,19]、非對稱型定向耦合器 (Asymmetric Directional Coupler)[20]、馬赫-岑得干涉儀 (Mach-Zehnder Interferometer)[21]所設計的模態選擇器或切換器，但是這些元件都採用先將光一分為二後再進行相位調制的方式，而其尺寸都需要大於數百個微米，這對於日益縮小的元件來說是不利的，因此為了解決這個尺寸過大的問題，本研究效法單模切換器[22]所做過的方式，整合了調制區間與 MMI 結構，以此來達到小尺寸的設計。

### 1-3 論文架構

本論文共分為五章，第一章介紹基本背景及研究動機，第二章介紹本研究所使用的 Lumerical 模擬軟體所使用的數值方法以及本 MMI 結構會使用到的基礎理論，第三章介紹啟發本論文的文獻與比較對象文獻以及本研究所需的前置模態多工器的文獻，第四章討論本研究的 MMI 雙模態切換器，第五章分析各項參數的製程容忍度，第六章做結論以及未來發展。

## 第2章 基礎理論



本研究使用商用軟體 Lumerical 對光學元件進行模擬，本章針對該模擬使用到的 FDE、EME、FDTD、PSO 以及元件所使用到的理論進行簡單的介紹。

### 2-1 馬克斯威爾方程式 (Maxwell's Equations)

光就是一種高頻率的電磁波，因此電磁學中的馬克斯威爾方程式[23]被用來描述光的電場和磁場，馬克斯威爾方程式可以藉由四條方程式來表達：

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.4)$$

其中  $\vec{E}$  代表的是電場， $\vec{H}$  代表的是磁場， $\vec{B} = \mu \vec{H}$ ， $\vec{D} = \epsilon \vec{E}$ ， $\vec{J}$  代表電流密度， $\rho$  代表電荷密度， $\mu$  代表磁導率， $\epsilon$  代表介電常數。

### 2-2 有限差分特徵模態法 (Finite Difference Eigenmode, FDE)

Lumerical FDE 是利用以馬克斯威方程式求得的波動方程[24]:

$$(\nabla_t^2 + k_0^2 \epsilon_r) E_t + \nabla_t (\epsilon_r^{-1} \nabla_t \epsilon_r \cdot E_t) = \beta^2 E_t \quad (2.5)$$

$$(\nabla_t^2 + k_0^2 \epsilon_r) H_t + \epsilon_r^{-1} \nabla_t \epsilon_r \times (\nabla_t \times H_t) = \beta^2 H_t \quad (2.6)$$

以 (2.5)、(2.6) 求解特徵值 ( $\beta$ ) 與特徵向量 ( $E_t$  or  $H_t$ ) 來得到截面網格上的電場



(E)、磁場 (H) 與等效折射率 ( $n_{\text{eff}}$ ,  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda} n_{\text{eff}}$ )[24]。圖 2-1(a) 是 Lumerical FDE 對一個結構特定截面的網格示意圖，圖 2-1(a) 是 Lumerical FDE 實際求解出來的模態場圖[25]。(本研究在分析 MMI 中可存在模態以及輸入與輸出波導的寬度選擇時使用到此 Lumerical FDE 工具)

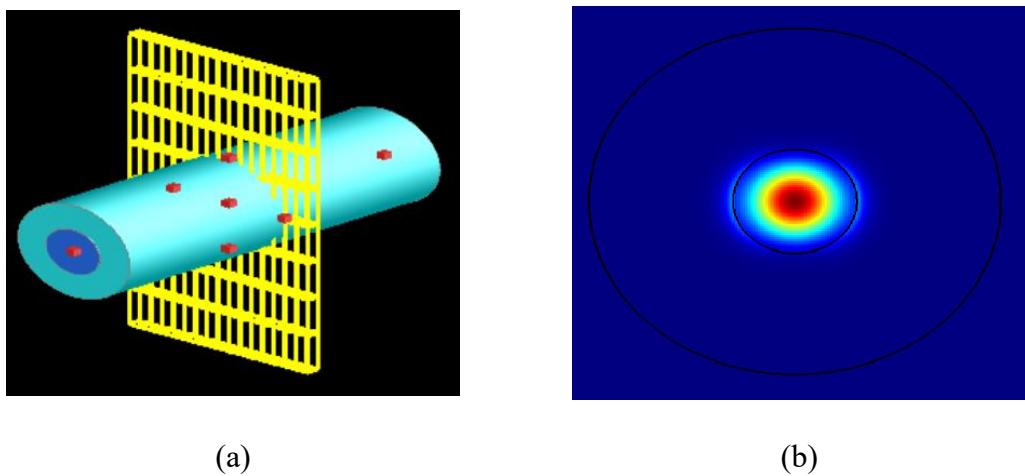


圖 2-1: (a) FDE 網格 (b) FDE 求出的場圖[25]

## 2-3 特徵模態展開法 (EigenMode Expansion, EME)

Lumerical EME 是在頻域求解馬克斯威爾方程式 (如同 FDE)，並將模態電場集合拆解成數個組合，對逐個模態電場進行計算，透過將模型切成數個 Cell (圖 2-2 中橘色框線)，計算其電場並以散射矩陣 (Scattering matrices, S-matrix) 的方式記錄，對數個連續相接的 Cell 作連續接面電場乘積 (如圖 2-3)，此方法的計算具雙向性，亦可由散射矩陣得知入射訊號與反射訊號的比例關係，此外，只要完成一次特定區域內的模擬，即可掃描該區域長度以找出特定長度最佳值，另外與光束傳播法 (Beam Propagation Method, BPM) 相比，BPM 不適用於大角度與相對折射率差較大的元件，但 EME 則無此限制[26,27]。(本研究在選擇初始 MMI 長度時使用此 Lumerical EME 工具進行 MMI 長度的快速選擇)

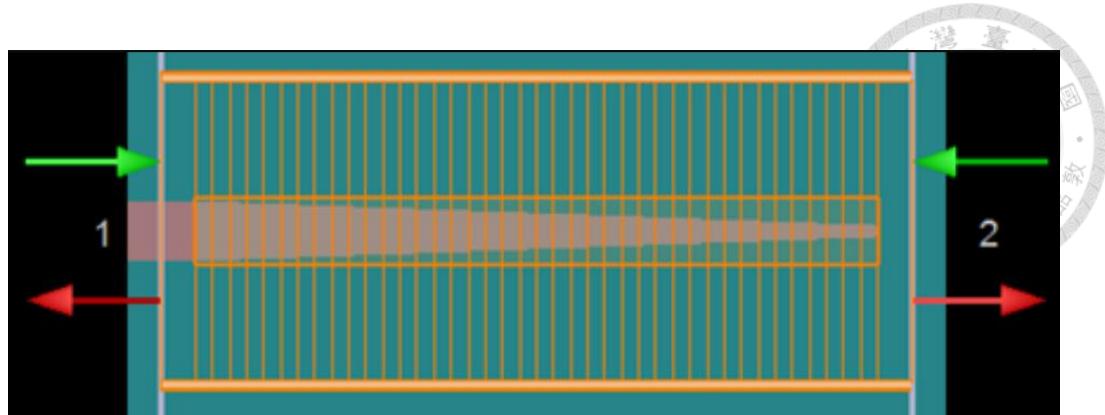


圖 2-2: EME 示意圖[26]

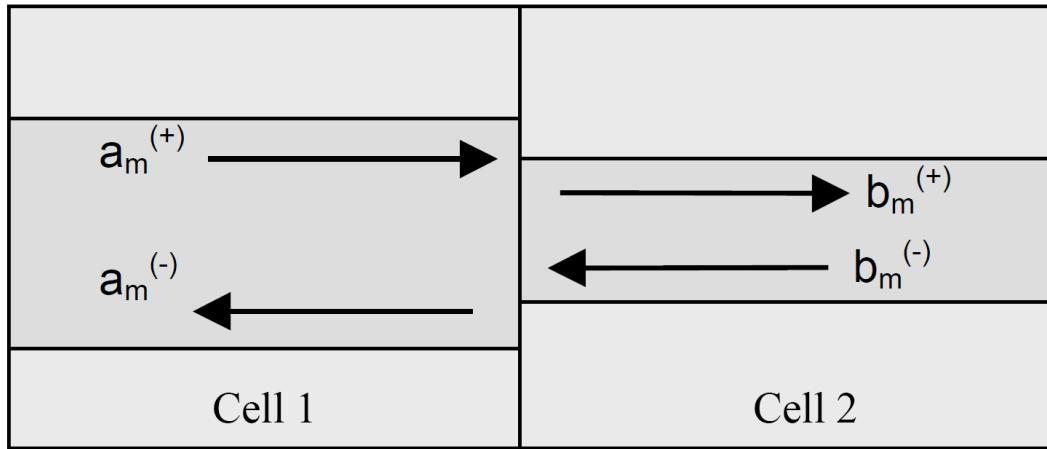


圖 2-3: Cell 接面示意圖[27]

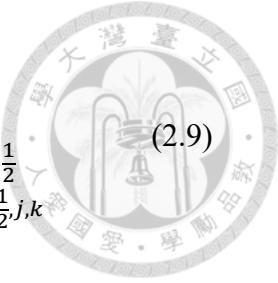
## 2-4 有限時域差分法 (Finite-Difference Time-Domain, FDTD)

1966 年，Yee[28]將馬克斯威的微分方程式（此式為(2.1)、(2.4)表示時間  $t$  與空間  $(x, y, z)$  的表示式）：

$$\nabla \times \vec{E}(x, y, z, t) = -\mu(x, y, z, t) \frac{\partial \vec{H}(x, y, z, t)}{\partial t} \quad (2.7)$$

$$\nabla \times \vec{H}(x, y, z, t) = -\frac{\partial \vec{D}(x, y, z, t)}{\partial t} + \vec{J}(x, y, z, t) \quad (2.8)$$

再將 (2.7)、(2.8) 的微分項近似成差分以得到更新方程（式中  $E_x|_{i,j,k}^n$ ，代表  $E_x(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t)$ ）[29]（此處僅表示 6 個場分量中的  $E_x$ 、 $H_y$ ）：



$$E_x|_{i+\frac{1}{2},j,k}^{n+1} = E_x|_{i+\frac{1}{2},j,k}^n + \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta y} \left[ H_z|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}} - H_z|_{i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}} \right] \\ - \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta z} \left[ H_y|_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_y|_{i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} \right] - \frac{\Delta t}{\varepsilon} J_x|_{i+\frac{1}{2},j,k}^{n+\frac{1}{2}} \quad (2.9)$$

$$H_y|_{i,j+\frac{1}{2},k+1}^{n+1} = H_y|_{i,j+\frac{1}{2},k+1}^n + \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} \left[ E_z|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k+1}^{n+\frac{1}{2}} - E_z|_{i-\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k+1}^{n+\frac{1}{2}} \right] \\ - \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} \left[ E_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{3}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - E_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} \right] \quad (2.10)$$

Lumerical FDTD 計算時如圖 2-4 的 Yee Cell[30]，將電磁場分離以  $E$  場求得錯開半個格子點的  $H$  場，以  $H$  場求得錯開半個格子點的  $E$  場，在每個 Cell 切的夠小的情況下此方法耗費大量時間與記憶體，但可以求得較為精確的結果[31-33]。(本研究在確立 MMI 長度後以 Lumerical FDTD 對各細部結構分析)

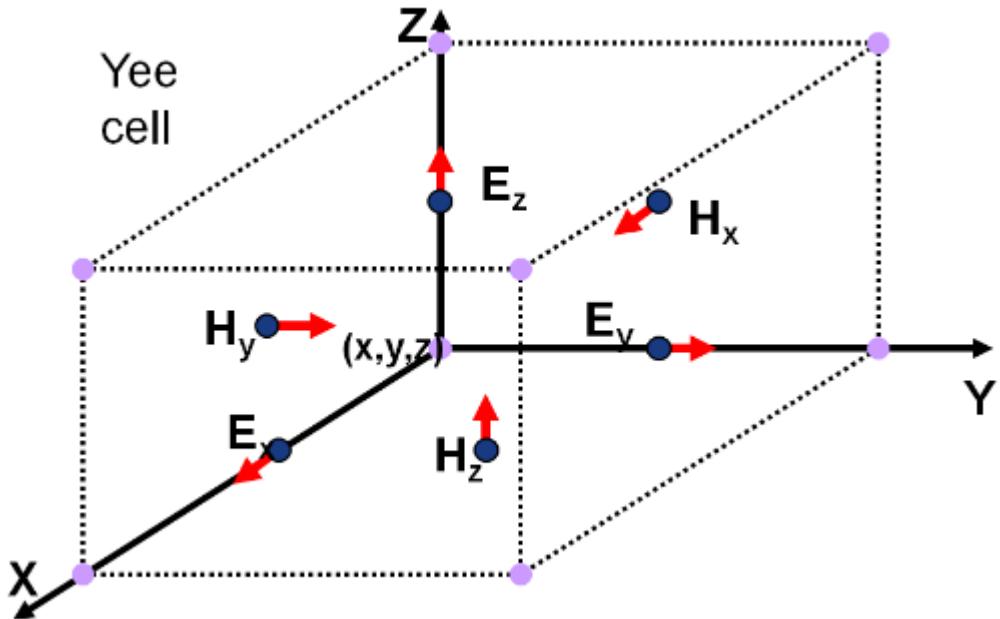


圖 2-4: Yee Cell[30]



## 2-5 粒子群最佳化 (Particle Swarm Optimization, PSO)

粒子群最佳化演算法是一種計算參數優化的方法，1995 年由 R.C. Eberhart 博士與 J. Kennedy 博士提出[34]，其方法如圖 2-5 所示[35]，在設定  $N$  個參數的範圍後，在這個  $N$  維空間中隨機分佈數組參數，此每組參數稱為粒子，每個粒子在該  $N$  維空間中會有隨機的移動速度，當所有粒子結束了當前位置的模擬之後稱為一個世代，每個世代會更新個體最佳解以及整體最佳解，然後每個粒子會根據自身原本的移動速度、個體最佳解、整體最佳解來決定下一世代的移動方式，最後整個優化演算法會在達到目標設定或是所設定的最後代數時結束，並給出所找到的最佳結果[36-38]。

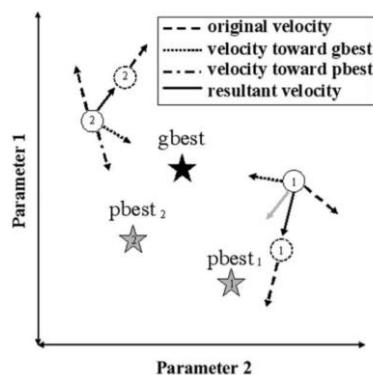


圖 2-5: 例子最佳化演算法示意圖 (gbest 表示整體最佳解，pbest 表示個體最佳解)[35]

在 Lumerical PSO 中 Figure of merit (FOM) 為欲優化的結果，該 FOM 可以是模擬後直接量到的結果，也可以是將模擬結果計算過後的自定義結果，不過以 Lumerical PSO 的方式進行優化只能對單一結果進行優化（圖 2-6 顯示 Lumerical 優化選單[39]）。(本研究在針對多參數的優化時選用此 PSO 優化方法)

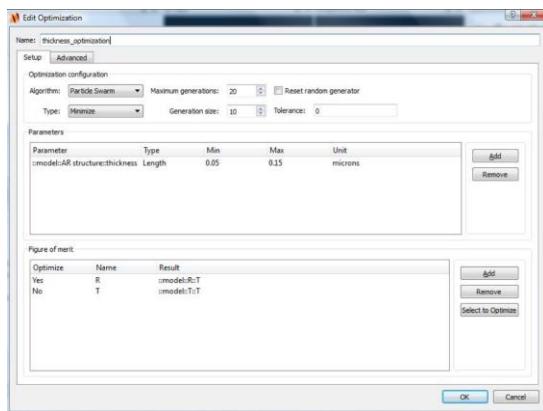


圖 2-6: Lumerical 優化選單 (Type: 決定最大會小化, Maximum generation: 決定代數, Generation size: 粒子數, Tolerance: 達成目標停止, Parameter: 給定參數數量與範圍, Figure of merit: 欲優化的結果)[39]

## 2-6 多模干涉 (Multimode Interference, MMI)

在一個存在多模態的波導中，由基本波導理論[40]中可以得知不同階數模態的傳播常數  $\beta_m$ [41]：

$$\beta_m \cong kn_{\text{eff},g} - \frac{(m+1)^2\lambda_0}{4n_{\text{eff},g}W_{\text{eff},m}^2}\pi \quad (2.11)$$

其中  $n_{\text{eff},g}$  代表導光層二維等效的折射率，同時也知道零階模態 ( $m = 0$ ) 的等效寬度  $W_{\text{eff},0}$  接近於高階模態的等效寬度  $W_{\text{eff},m}$ ，以此計算傳播常數差得到：

$$\beta_0 - \beta_m \approx \frac{(m+1)^2\lambda_0}{4n_{\text{eff},g}W_{\text{eff},0}^2}\pi - \frac{\lambda_0}{4n_{\text{eff},g}W_{\text{eff},0}^2}\pi = \frac{m(m+2)\pi\lambda_0}{4n_{\text{eff},g}W_{\text{eff},0}^2} \quad (2.12)$$

因此由 (2.12) 得知高階模態傳播常數  $\beta_m$  可由零階模態傳播常數  $\beta_0$  推得。

接著定義兩模態 ( $m = 0, 1$ ) 差距相位  $\pi$  時的長度為  $L_\pi$ [41]:

$$L_\pi = \frac{\pi}{\beta_0 - \beta_1} = \frac{4n_{\text{eff},g}W_{\text{eff},0}^2}{3\lambda_0} \quad (2.13)$$



以  $L_\pi$  表示  $\beta_0 - \beta_m$  :

$$\beta_0 - \beta_m = \frac{m(m+2)\pi}{3L_\pi} \quad (2.14)$$

接著探討  $M + 1$  個模態在 MMI 中長度  $z$  的位置的干涉結果，其結果可以表示為  $\Psi(y, z)$  [41]:

$$\Psi(y, z) = \sum_{m=0}^{m=M} c_m \psi_m(y) e^{j(\beta_0 - \beta_m)z} \quad (2.15)$$

其中  $c_m$  是  $m$  階模態的場激發常數 (field excitation coefficient)， $\psi_m(y)$  是  $m$  階模態的場分佈。

將 (2.14) 帶入(2.15)：

$$\Psi(y, z) = \sum_{m=0}^{m=M} c_m \psi_m(y) e^{j\frac{m(m+2)\pi}{3L_\pi}z} \quad (2.16)$$

在長度  $z$  為特定長度  $L_{\text{MMI}}$  時得到和輸入差  $2\pi$  相位或  $\pi$  相位的單一成像：

$$L_{\text{MMI}} = p(3L_\pi), p = 0, 1, 2, \dots \quad (2.17)$$

對於  $N$  個成像的長度位置  $L_{\text{MMI},N}$ :

$$L_{\text{MMI},N} = \frac{p}{N}(3L_\pi), p \geq 0, N \geq 1 \quad (2.18)$$

此時  $N$  個成像的相位為[41]:

$$\varphi_q = p(N - q) \frac{q\pi}{N}, q = 1, 2, \dots, N \quad (2.19)$$

MMI 自我成像位置如圖 2-7 所示[41,42]。

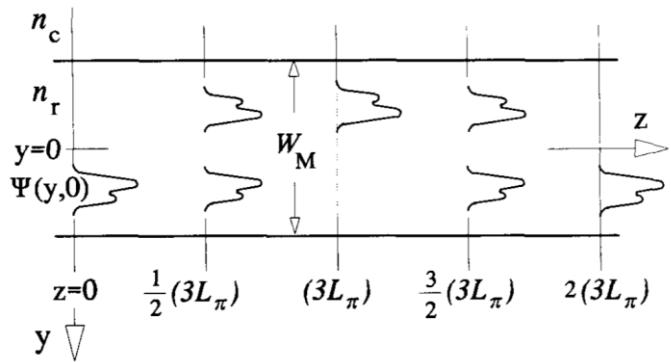


圖 2-7: 自我成像位置示意圖[41]

接著探討在一個對稱型  $1 \times N$  的 MMI 分光器中形成自我成像時特徵長度  $L_{\text{MMI},N,\text{sym}}$ ，假設此時輸入為 TE0，因為對稱的關係在 MMI 中只會激發偶數階模態 ( $m = 2l$ )，這使得 (2.16) 中的  $m(m + 2) = 4(l^2 + 1)$ ，亦即  $L_{\text{MMI},N,\text{sym}}$  為 (2.18)  $L_{\text{MMI},N}$  的  $\frac{1}{4}$  [41]:

$$L_{\text{MMI},N,\text{sym}} = \frac{p}{N} \left( \frac{3}{4} L_\pi \right), p \geq 0, N \geq 1 \quad (2.20)$$

其最小單一成像 ( $N = 1$ 、 $p = 1$ ) 位置為：

$$L_{\text{MMI},\text{sym}} = \frac{3}{4} L_\pi \quad (2.21)$$

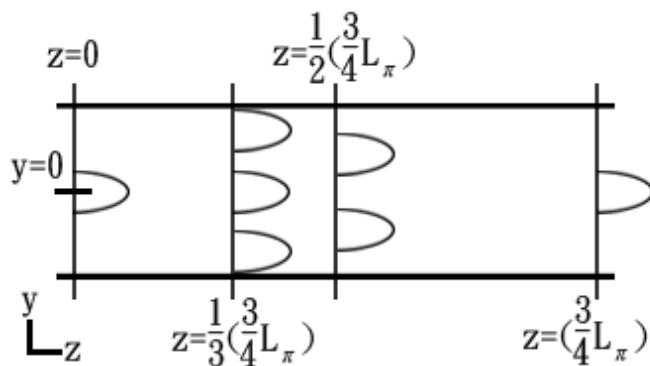


圖 2-8: 對稱型 MMI 自我成像示意圖



最後探討 MMI 輸出端的位置，由[43]可以得知對一個 1 進  $N$  出的 MMI 的  $N$  個輸出端位置可以表示為：

$$y_i = \frac{[2i - (N + 1)]}{2N} W_{\text{MMI}}, i = 1 \dots N \quad (2.22)$$

## 2-7 主動相位調制器 (Active Phase shifter)

主動相位調制器是藉由熱或是電[44]來改變材料的折射率藉此改變光在波導中的傳播常數，使得光在行經相同的距離下達到不同的相位，藉此來調控輸出的強度、干涉的成像位置。

以熱的方式進行熱光調制的折射率變化表示為[45,46]：

$$\Delta n = (T_1 - T_0) \frac{dn}{dt} \quad (2.23)$$

其中  $T_1$  為改變後的溫度， $T_0$  為改變前的溫度，不同的材料有不同的  $\frac{dn}{dt}$ ，Si 在 300 K、1550 nm 波長的  $\frac{dn}{dt} = 1.86 \times 10^{-4}$ [47]。

以電的方式施加偏壓注入載子（電子、電洞）的方式進行電光調制的折射率變化表示為[46,48]：

$$\Delta n = \frac{-e^3 \lambda_0^2}{8\pi^2 c^2 \varepsilon_0 n} \left( \frac{N_e}{m_{ce}^*} + \frac{N_h}{m_{ch}^*} \right) \quad (2.24)$$

其中  $e$  代表電子帶電量， $\lambda_0$  代表真空中入射波波長， $c$  代表光速， $\varepsilon_0$  代表真空中介電常數， $N_e$  代表電子濃度， $N_h$  代表電洞濃度， $m_{ce}^*$  代表電子等效質量， $m_{ch}^*$  代表電洞等效質量。

許多的調制器都使用電或熱來作調控，如同在下一章會介紹的文獻[22]，而本

論文雖不進行實作，但在理論與許多元件皆實際應用電或熱的方式進行調制的前提下，運用這項概念給予調制區域符合[22]的合理範圍內的折射率變化進行設計。





## 第3章 文獻回顧

### 3-1 热调控 MMI 單模切換器

本節介紹使用 MMI 為基本結構加上用熱來調變區域折射率變化來達到單一模態 (TE0) 在兩個輸出端作切換的研究。這是 2018 年發表在 IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS 的文獻[22]，它使用上層 Si 220 nm 的 SOI (Si/SiO<sub>2</sub>/Si) 基版並在上層覆蓋 2 μm 後的 SiO<sub>2</sub>，其結構如同圖 3-1 所示。

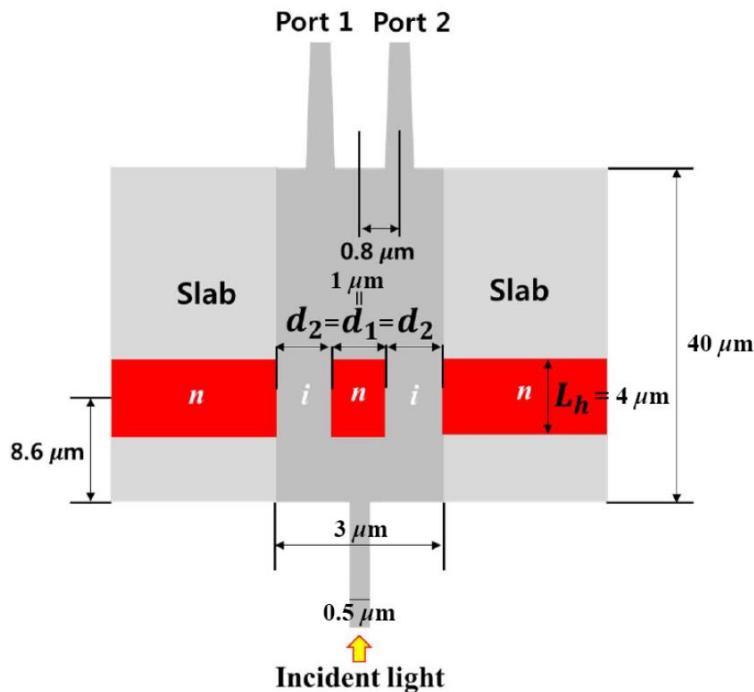


圖 3-1: 3 μm 寬的 MMI，長度為 40 μm，加上 4 μm 長的  $n$ - $i$ - $n$ ( $n$ -type/intrinsic/ $n$ -type) 加熱裝置，2 個輸出端 (Port 1、Port 2) 作為切換[22]

操作方式是在第一個雙重成像的位置加上折射率調變裝置，藉由調變加熱區  $n$ - $i$ - $n$ - $i$ - $n$  中兩個  $i$  位置的折射率來達成兩區的相位差使得最後干涉結果能夠在 Port 1 與 Port 2 作切換。在加熱器長度 4 μm 下，針對單一個  $n$ - $i$ - $n$  加熱調變折  
射率 0.02(108°C)、0.04(215°C)、0.06(323°C)、0.08(430°C)、0.1(538°C)(圖 3-2)，先



以 FDTD 方法模擬在輸出端所量到的串擾 (Crosstalk) 為 -2.90 dB、-5.93 dB、-9.22 dB、-13.06 dB、-19.67 dB，之後以 8 英寸的 SOI 基板利用 CMOS 的製程方  
式進行實作並使用鋁作為電極。

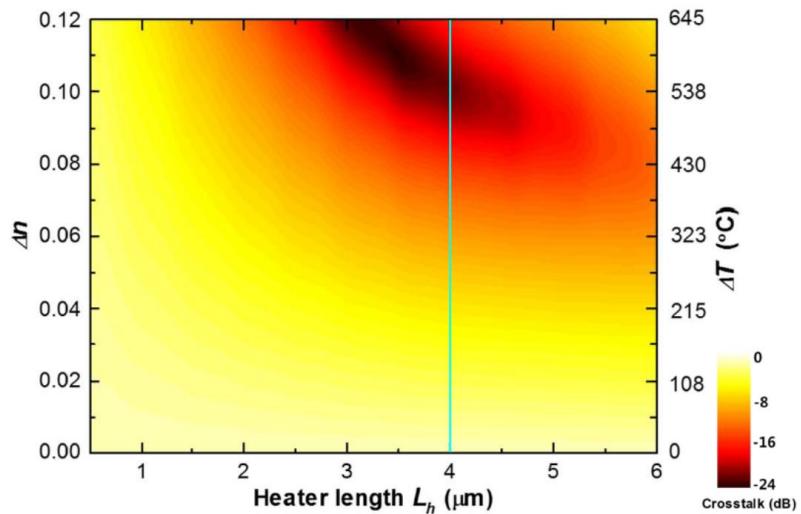


圖 3-2: 入射波長 1550 nm 光源下，加熱器長度、折射率變化 (所需溫度) 與串擾的關係圖[22]

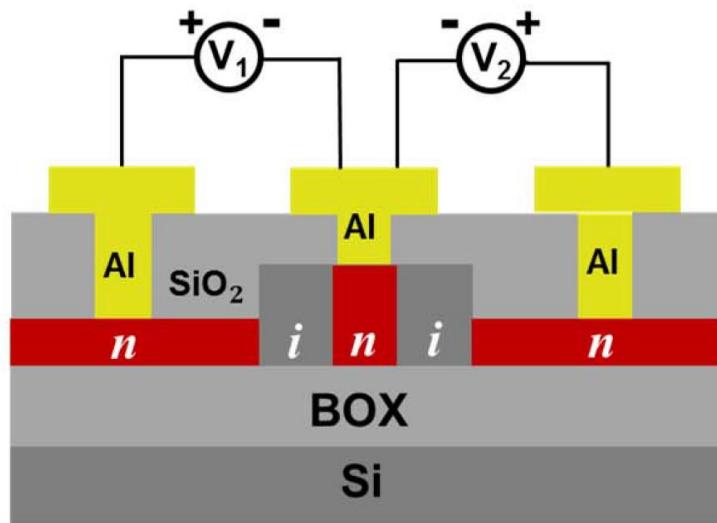


圖 3-3: 元件垂直截面圖[22]



圖 3-3 顯示元件結構的垂直截面，圖 3-4 顯示實作後此元件的頻譜響應，在插入損耗 -4 dB 的頻寬可以達到 22.5 nm (1550 nm ~ 1572.5 nm)，串擾部分則可以在 1540 nm ~ 1575 nm 都小於 -30 dB。

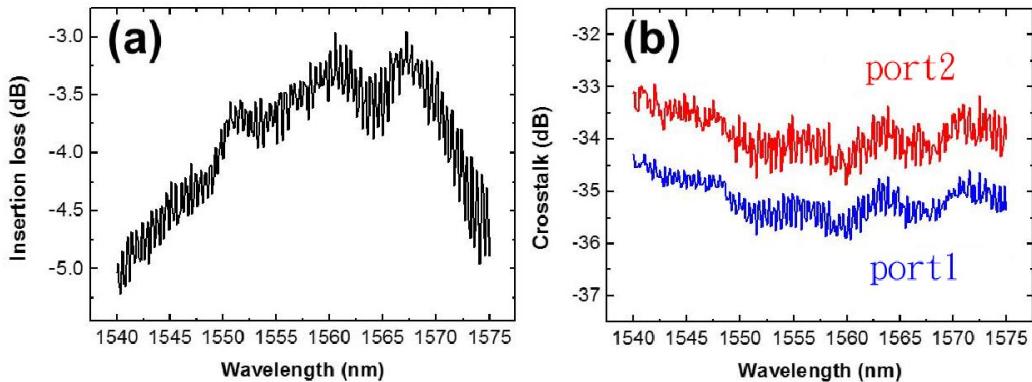
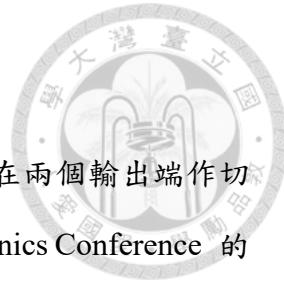


圖 3-4: 頻譜響應 (a) 插入損耗 (b) 串擾[22]

此文獻雖然是針對單一模態 (TE0) 切換的設計，但是此設計確實能使得模態在 MMI 結構中藉由改變折射率以達到模態在輸出端切換的效果，於是本論文採用此文獻的概念，並同樣選用  $3 \mu\text{m}$  寬 MMI 作為元件初始設計的重要參考。

表 1: 3-1 節的單模切換器成果整理

元件長度	40 $\mu\text{m}$
元件寬度	3 $\mu\text{m}$
光源	1550 nm (TE0)
加熱器調制	$\Delta n = 0.1$ (溫度: 538°C)
Crosstalk	-30 dB
Insertion Loss	-4 dB



### 3-2 三級 MMI 結構的雙模態切換器

本節介紹一篇使用 MMI 結構來達成雙模態 (TE0、TE1) 在兩個輸出端作切換的文獻，這是 2018 年發表在 Asia Communications and Photonics Conference 的文獻[49]。此文獻使用 MMI 的設計以及對於雙模態的切換的效果與本論文高度相似，因此也是本論文主要進行比較的對象。

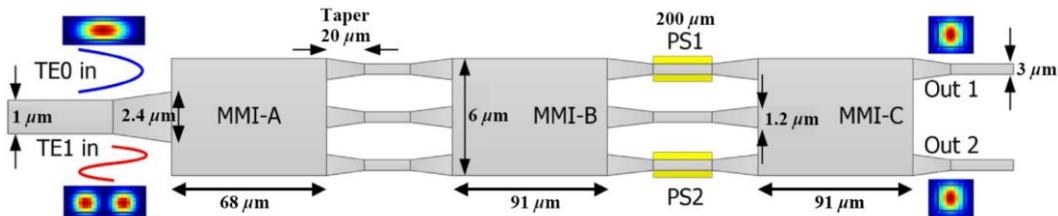


圖 3-5: MMI-A、MMI-B、MMI-C 結構示意圖[49]

此文獻使用三個 MMI(如圖 3-5 中的 MMI-A、MMI-B、MMI-C) 來達到雙模切換的效果，先以 Lumerical FDE 計算波導寬度並取  $1\text{ }\mu\text{m}$  此可允許  $\text{TE0} + \text{TE1}$  存在的寬度作為輸入波導，再取  $0.5\text{ }\mu\text{m}$  作為僅可允許  $\text{TE0}$  存在的波導寬度作為 MMI 之間的連接波導以及輸出波導。

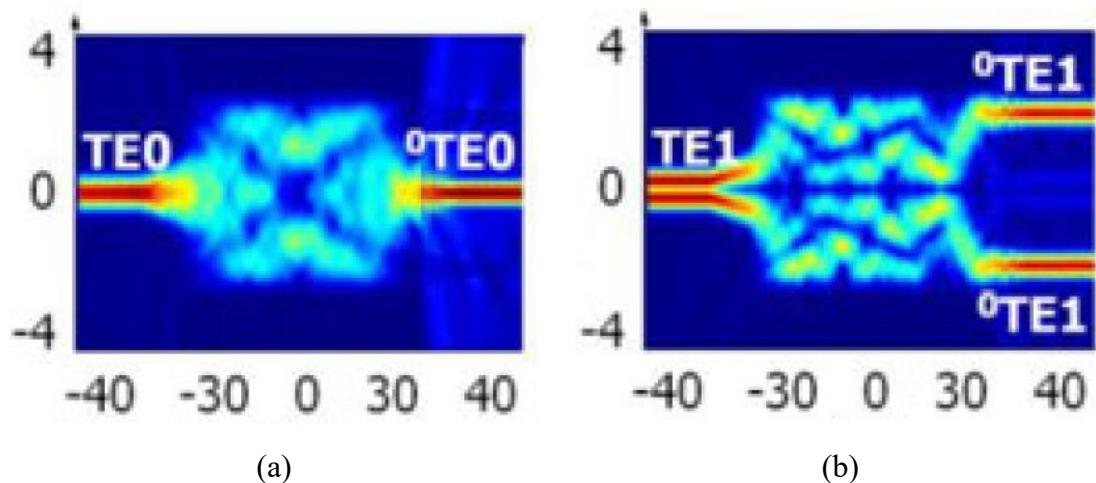


圖 3-6: MMI-A 傳播場圖 (a) TE0 (b) TE1[50]



首先個別以波長 1550 nm 的 TE0、TE1 入射進到 6  $\mu\text{m}$  寬、68  $\mu\text{m}$  長的 MMI-A[50]，入射的 TE0 會在 MMI-A 的中間輸出端輸出，入射的 TE1 會在另外兩個輸出端輸出，MMI-A 的輸出會以可在 0.5  $\mu\text{m}$  寬的波導中存在的基本模態 (Fundamental Mode) 的形式存在 (如圖 3-6 所標示的  ${}^0\text{TE}0$ 、 ${}^0\text{TE}1$ )，接著再進到 6  $\mu\text{m}$  寬、91  $\mu\text{m}$  長的 MMI-B，MMI-B 將入射的基本模態平均分配到 3 個輸出，再對長 200  $\mu\text{m}$  的 PS 1 和 PS 2 的其中一個調制區作折射率變化以改變相位  $\frac{2\pi}{3}$  (可由 (2.19) 知 三重自我成像需要  $\frac{2\pi}{3}$ )，最後通過 6  $\mu\text{m}$  寬、91  $\mu\text{m}$  長的 MMI-C 輸出後達成雙模態在 Out 1 和 Out 2 的切換效果，MMI-C 的傳播場圖顯示在圖 3-7 中，可以看到 FDTD 的模擬結果在  $\text{PS1} = \frac{2\pi}{3}$ 、 $\text{PS2} = 0$  以及  $\text{PS1} = 0$ 、 $\text{PS2} = \frac{2\pi}{3}$  時，其輸出分別切換為 Out 1 與 Out 2。

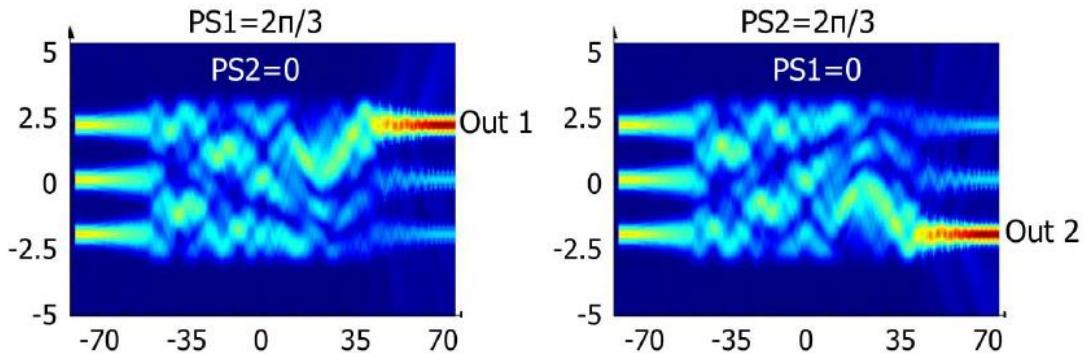


圖 3-7：光進到 MMI-C 後進行切換的傳播場圖[49]

接著進行實作，為了要進行實作此文獻還需要額外設計一個模態多工器，因此選用了一個如圖 3-8 的非對稱方向耦合器 (Asymmetric Directional Coupler, ADC) 作為進到模態切換器前的設計 (關於 ADC 模態多工器會在下一節介紹)。

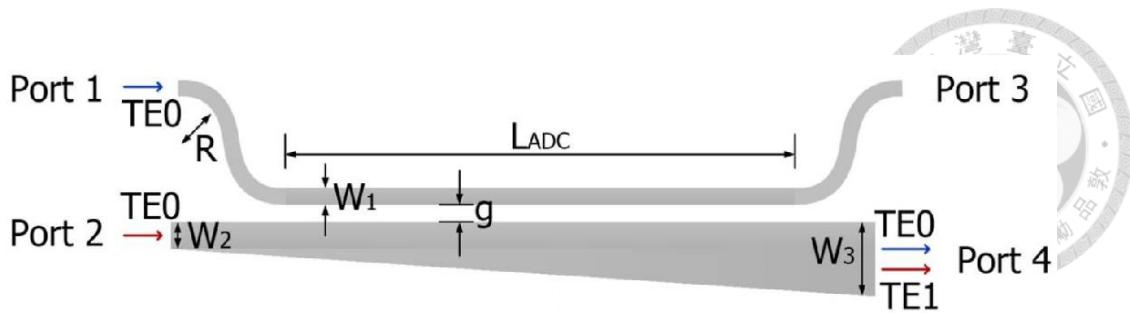


圖 3-8: ADC 模態多工器[49]

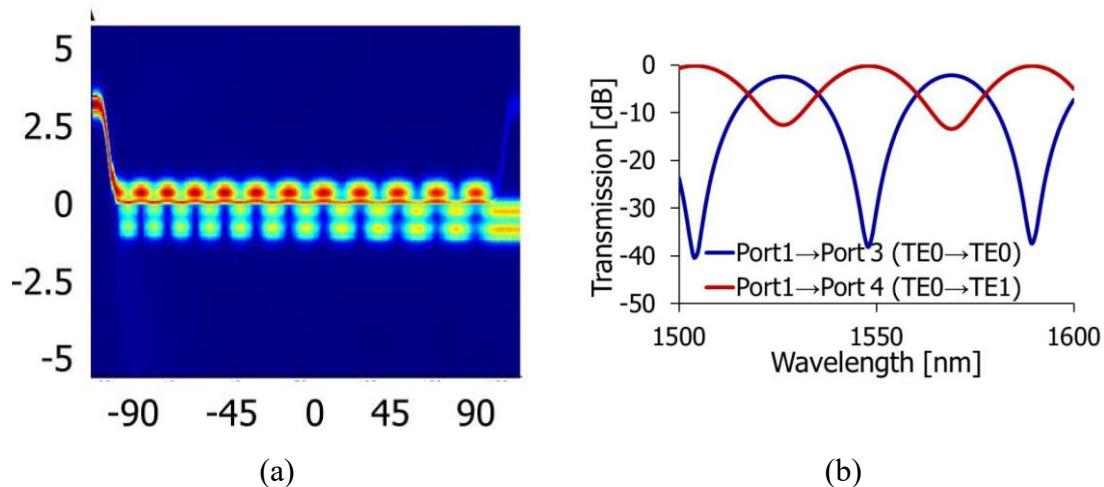


圖 3-9: (a) ADC 傳播場圖 (b) ADC 頻譜響應[49]

實作後進行頻譜響應的量測，其結果顯示在圖 3-10，圖 3-10 顯示了 1530 nm ~ 1600 nm 的波長變化與在輸出端量到的穿透的關係，這樣的設計所達到的結果分為對 TE0 和對 TE1，在中心波長 1565 nm 下，對輸入 TE0 可以達到插入損耗為 -3 dB 以及 -24 dB 的串擾，對輸入 TE1 可以達到插入損耗為 -5 dB 以及 -19.5 dB 的串擾，可以看到此設計並沒有辦法在一個波長區段中有著好的串擾表現，但是由圖 3-9(b) 的 ADC 頻譜響應圖可以猜測此原因可能是由於此 ADC 模態多工器本身就沒有辦法在特定波段表現出良好的穿透表現的緣故，因此猜測此設計的頻譜響應可能也是由於此 ADC 設計所造成，故本論文進行比較時不針對頻譜響應進行比較。

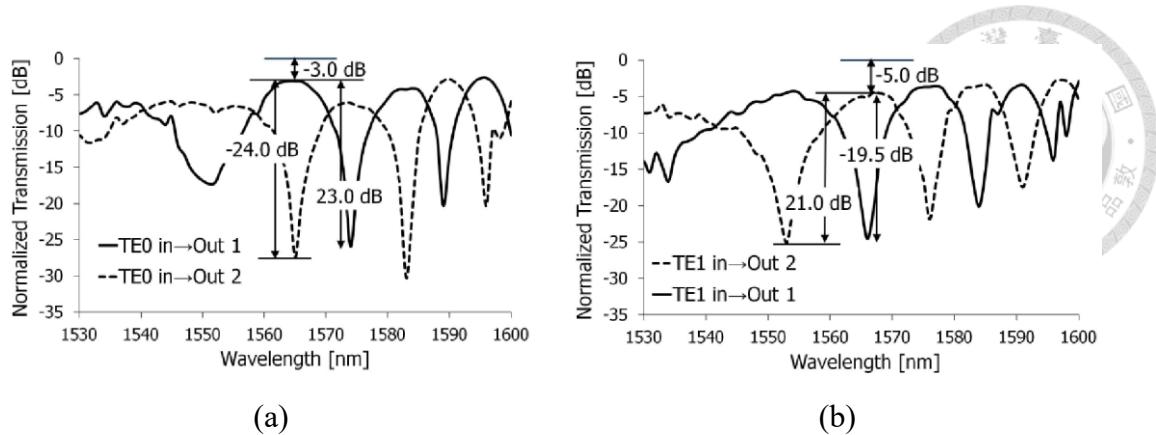


圖 3-10: 元件頻譜響應 (a) TE0 (b) TE1[49]

由此文獻可以知道 MMI 結構對於雙模態 (TE0、TE1) 切換的可行性，不過此文獻採用了一個  $6 \mu\text{m}$  寬  $68 \mu\text{m}$  長的 MMI 結構、2 個  $6 \mu\text{m}$  寬  $91 \mu\text{m}$  長的 MMI 結構再加上額外的  $200 \mu\text{m}$  長的相位調制區，這樣的設計使得元件整體的長度變得非常的大，和上一節的單模態切換器的  $3 \mu\text{m}$  寬  $40 \mu\text{m}$  長、所占面積  $120 \mu\text{m}^2$  的 MMI 元件比較起來，本節的文獻的元件寬度  $6 \mu\text{m}$ 、長度  $450 \mu\text{m}$  ( $68+91+200+91$ )、所占面積  $2700 \mu\text{m}^2$ ，足足是使用單一 MMI 結構的單模態切換器 22.5 倍的面積，因此如何設計一個不需要複數 MMI 結構而只需要單一個 MMI 結構並且同時將調制區域和 MMI 區域整合在一起，也就是設計一個以上一節的結構為雛形的雙模態切換器即為本論文探討的重點。

表 2: 3-2 節的雙模切換器結果整理

元件長度	$450 \mu\text{m}$
元件寬度	$6 \mu\text{m}$
TE0 串擾	-24 dB
TE0 插入損耗	-3 dB
TE1 串擾	-19.5 dB
TE1 插入損耗	-5 dB



### 3-3 模態多工器

在上一節中的雙模態切換器中使用了 TE0+TE1 作為輸入，但是現有的光纖並不符合這樣的輸入條件，因此若是要實際進行製程，一個前置的模態多工器是必須的，本節介紹一篇 2017 年發表在 Optics Letters 使用非對稱型方向耦合器 (Asymmetric Directional Coupler, ADC) 所設計的模態多工器[51]。

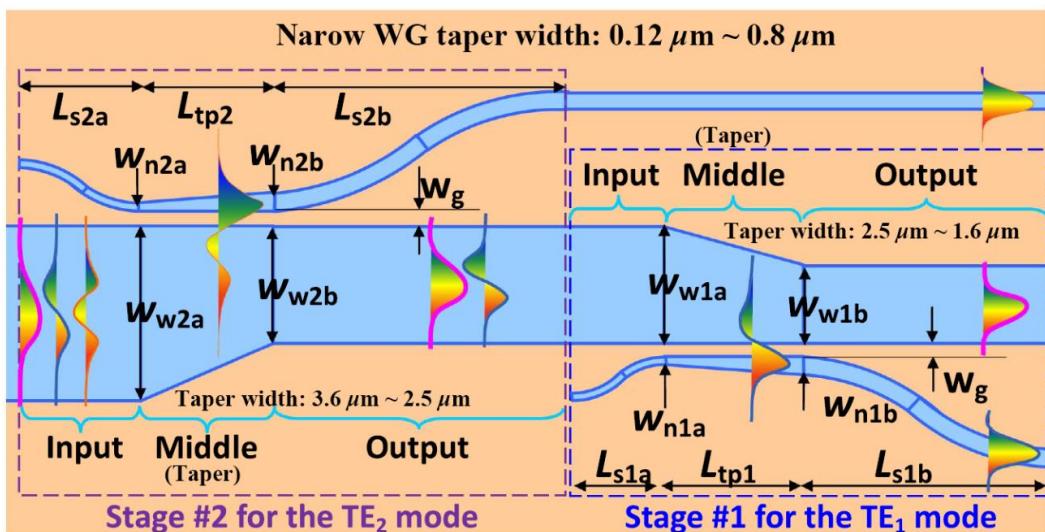


圖 3-11: 使用 ADC 的模態多工器示意圖[51]

此文獻使用了 2 個 ADC 的設計如圖 3-11，以圖 3-11 左側輸入 TE0+TE1+TE2 時，Stage #2 利用一個 90  $\mu\text{m}$  長的寬度漸變結構 (Taper) 的非對稱方向耦合器，將 TE2 從主要波導中給過濾出來並轉成可在 0.8  $\mu\text{m}$  寬的窄波導中存在的基本模態，Stage #1 將 TE1 藉由一個 80  $\mu\text{m}$  長的寬度漸變結構的非對稱方向耦合器，讓 TE1 由主要波導過濾出來並同樣轉換成基本模態，此設計在反向輸入時則會將 3 個輸入的基本模態轉換成 TE0+TE1+TE2 到主要波導中。

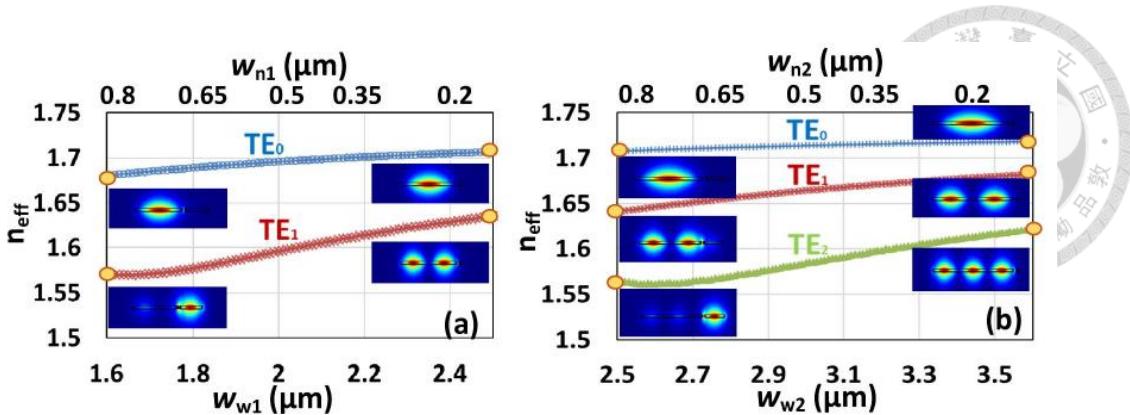


圖 3-12: 寬度漸變結構的等效折射率對波導寬度圖[51]

此文獻利用的方法是，當主要波導的寬度由可容許高階模態的寬度 (TE2: 3.6 μm, TE1: 2.5 μm) 漸縮到幾乎不能容許高階模態存在的寬度 (TE2: 2.5 μm, TE1: 1.6 μm) 且場型剛好坐落在分支的窄波導 (可允許 TE0 存在的寬度 0.8 μm) 時，藉此方式讓高階模態轉換成其基本模態並順利耦合到分支窄波導中。

針對被動的模態多工器已有許多的文獻進行研究，本論文不再針對此前置的多模態輸入裝置進行探討，而是直接應用已有多模態存在於輸入端中這樣的前提進行多模主動模態切換器的設計與探討。



## 第4章 雙模態切換器

本章針對本論文所設計的元件進行介紹，圖 4-1 為設計流程方塊圖，設計過程中使用商用軟體 Lumerical 進行模擬，對於 TE0 和 TE1 的權衡以 MATLAB® 取出符合設定條件的設計再針對該部分進行人工選擇，關於流程最後一步的製程容忍度分析將在下一章進行探討。

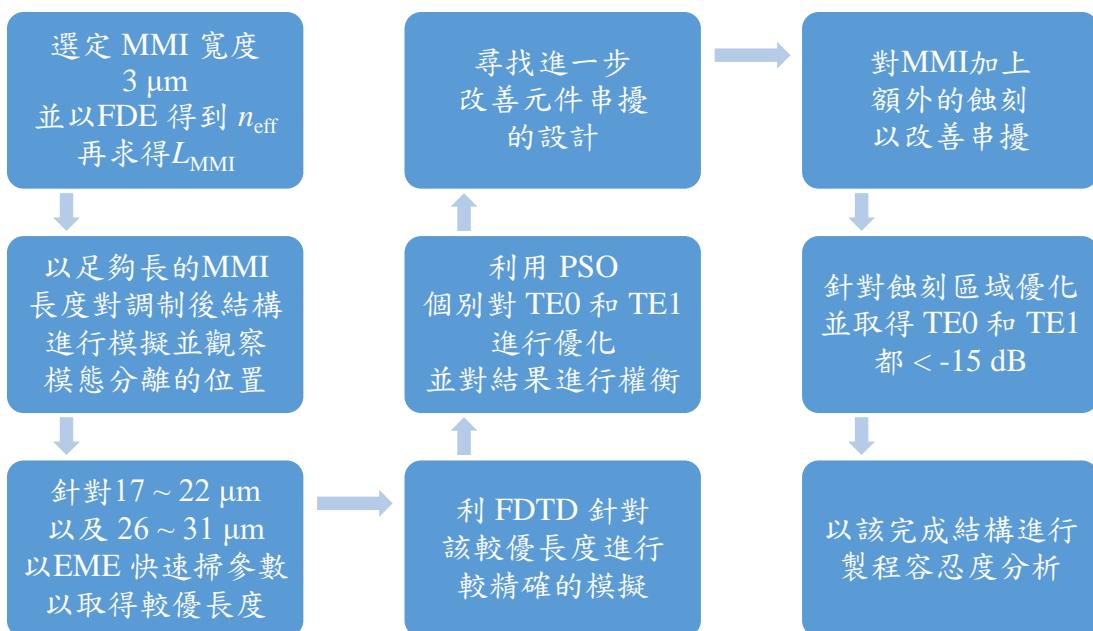


圖 4-1：設計流程方塊圖

### 4.1 元件設計方法

首先使用 3-1 節介紹的文獻所使用的 MMI 寬度 3 μm 作為本研究的初始 MMI 寬度，且折射率變化範圍也採用 3-1 節的 0.1 也就是以  $\Delta n = 0 \sim 0.1$  作為設計時的調控參數，接著以 FDE 求得在 3 μm MMI 結構可允許存在的 TE 模態（圖 4-2、圖 4-3 顯示 TE0~TE9），藉由 FDE 可以得到  $n_{eff,TE0} = 2.833533$ 、 $n_{eff,TE1} = 2.798579$ ，由 (2.13)、(2.21) 求得自我成像長度  $L_{MMI} = 16.6290 \mu\text{m}$ 。

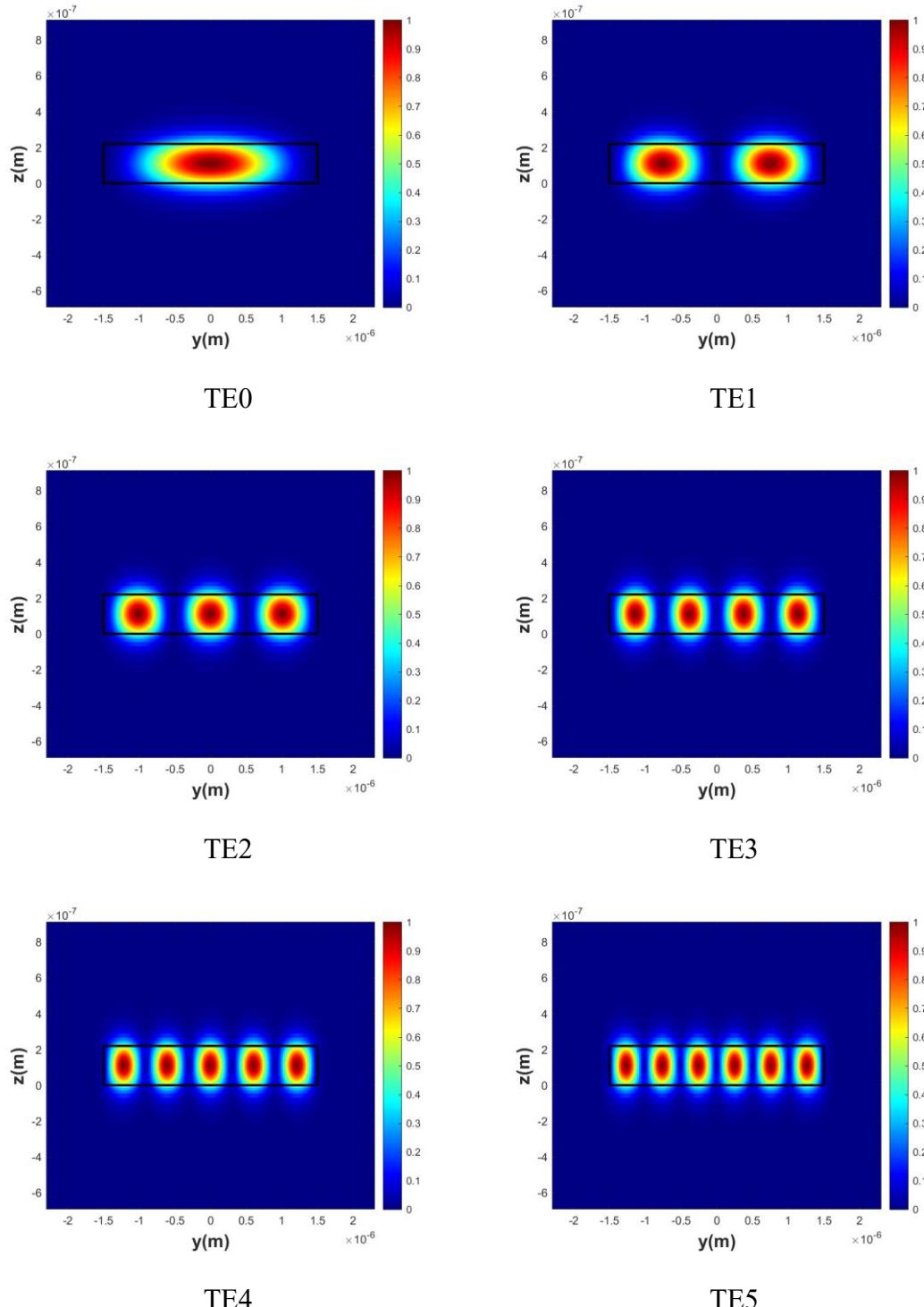
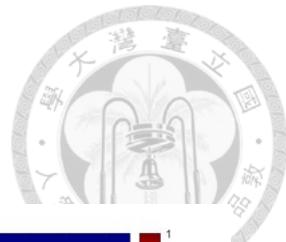


圖 4-2: 3  $\mu\text{m}$  寬 MMI 可存在 TE 模態能量分佈圖之 1

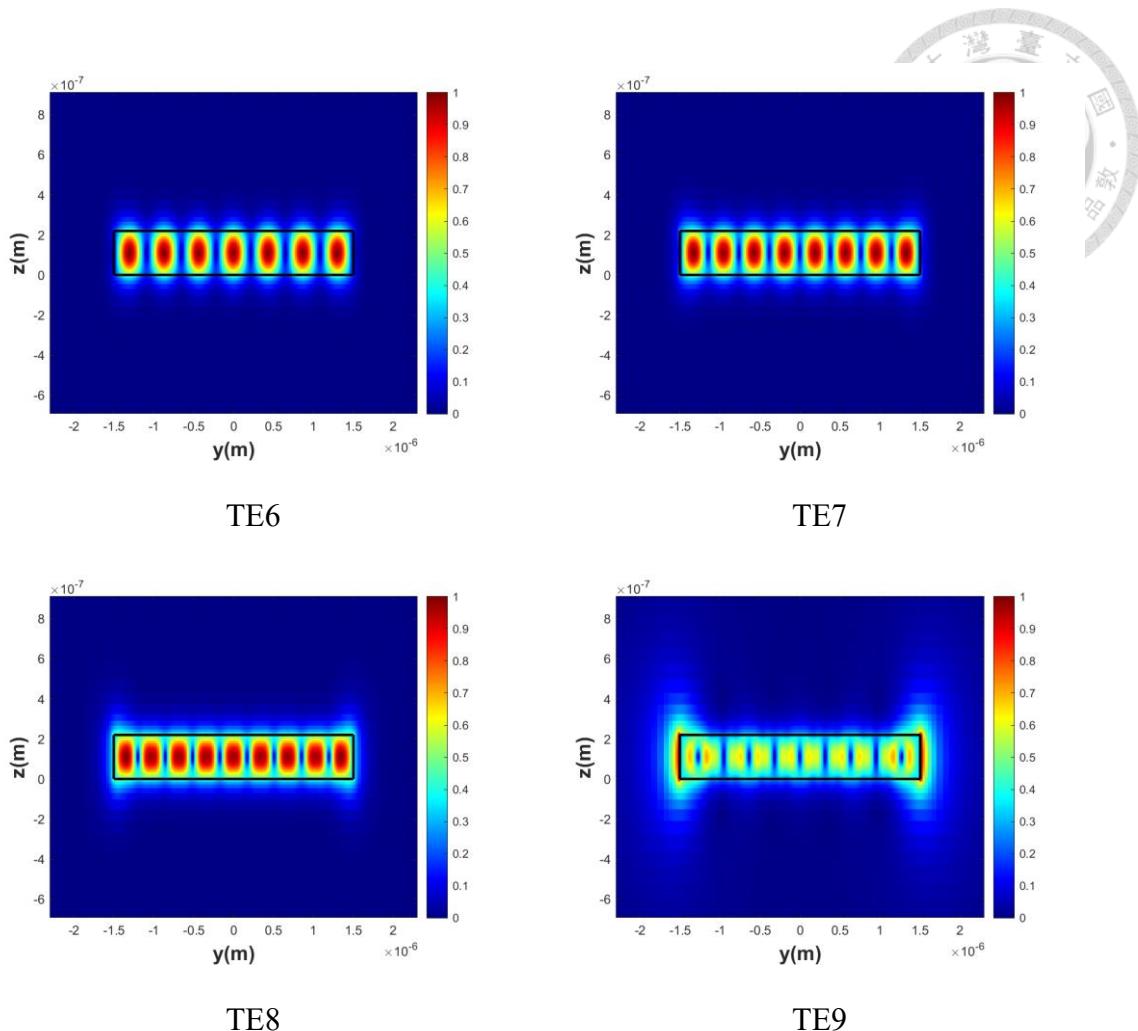


圖 4-3:  $3 \mu\text{m}$  寬 MMI 可存在 TE 模態能量分佈圖之 2

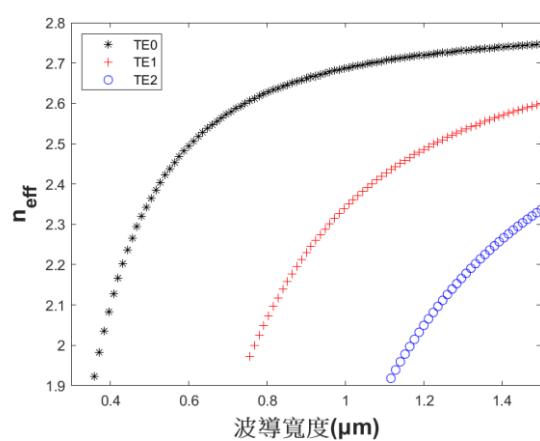


圖 4-4: 等效折射率對波導寬度作圖。



接著同樣利用 FDE 得知 TE0 和 TE1 在不同寬度的波導的等效折射率（圖 4-4）。藉由以 FDE 求得的等效折射率對波導寬度圖 4-4 可以得知當波導寬度為  $0.4 \mu\text{m} \sim 0.7 \mu\text{m}$  時僅可允許 TE0 的存在， $0.8 \mu\text{m} \sim 1.1 \mu\text{m}$  為允許 TE0+TE1 的波導寬度。

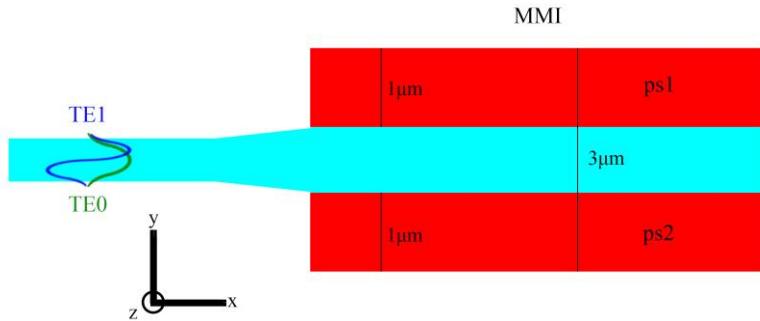


圖 4-5: 加入調制區的 MMI 示意圖 (紅色區塊為折射率調制區 ps1、ps2)

接著對 MMI 加入折射率調制區，對圖 4-5 的 ps2 施加 0.1 折射率變化（調制後 MMI 中能量分佈如圖 4-7、圖 4-8）後，先以  $0.8 \mu\text{m}$  (可允許 TE0 和 TE1 存在的寬度) 作為輸入波導輸入 TE0 和 TE1 (模態能量分佈如圖 4-6)，再經過一段寬度漸變結構使寬度漸變到  $1.1 \mu\text{m}$  後耦合到一個長度足夠長的 MMI 結構中並觀察可能能夠達到兩模態分離的位置，此處長度先取 3 倍 未施加折射率調制的自我成像長度  $L_{\text{MMI}}$  ( $16.6290 \times 3 = 49.8870 \approx 50$ ) 作為足夠長的長度，並將  $50 \mu\text{m}$  長的 MMI 的光場傳播結果顯示在圖 4-9，由圖 4-9 可以觀察到當 MMI 長度在  $17 \sim 22 \mu\text{m}$  以及  $26 \sim 31 \mu\text{m}$  (紅虛線框處) 這兩個區間有機會能夠達成兩模態的分離。

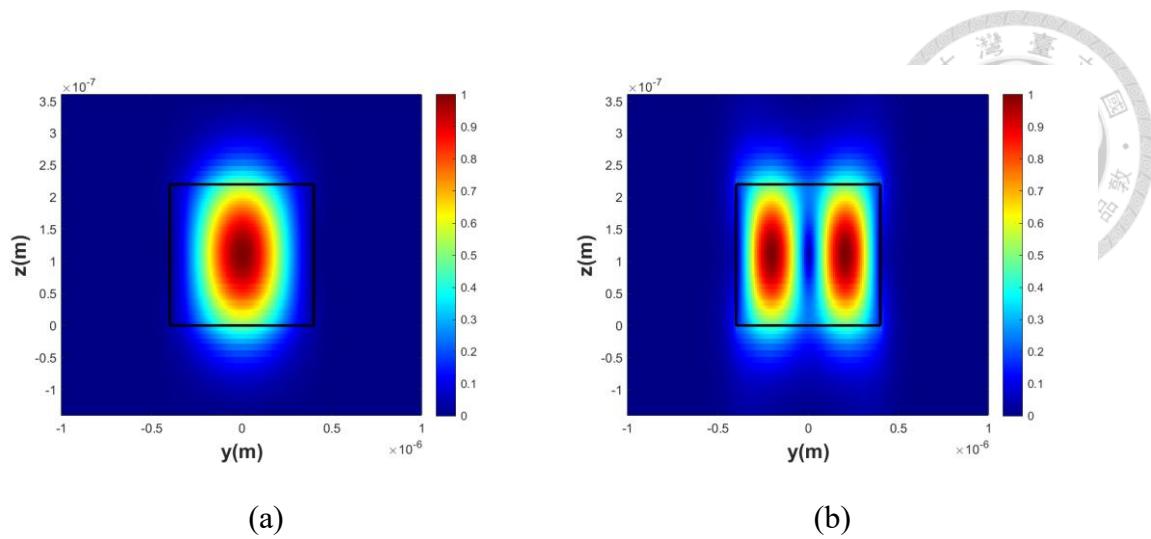


圖 4-6: 輸入端能量分佈圖 (a) TE0 (b) TE1

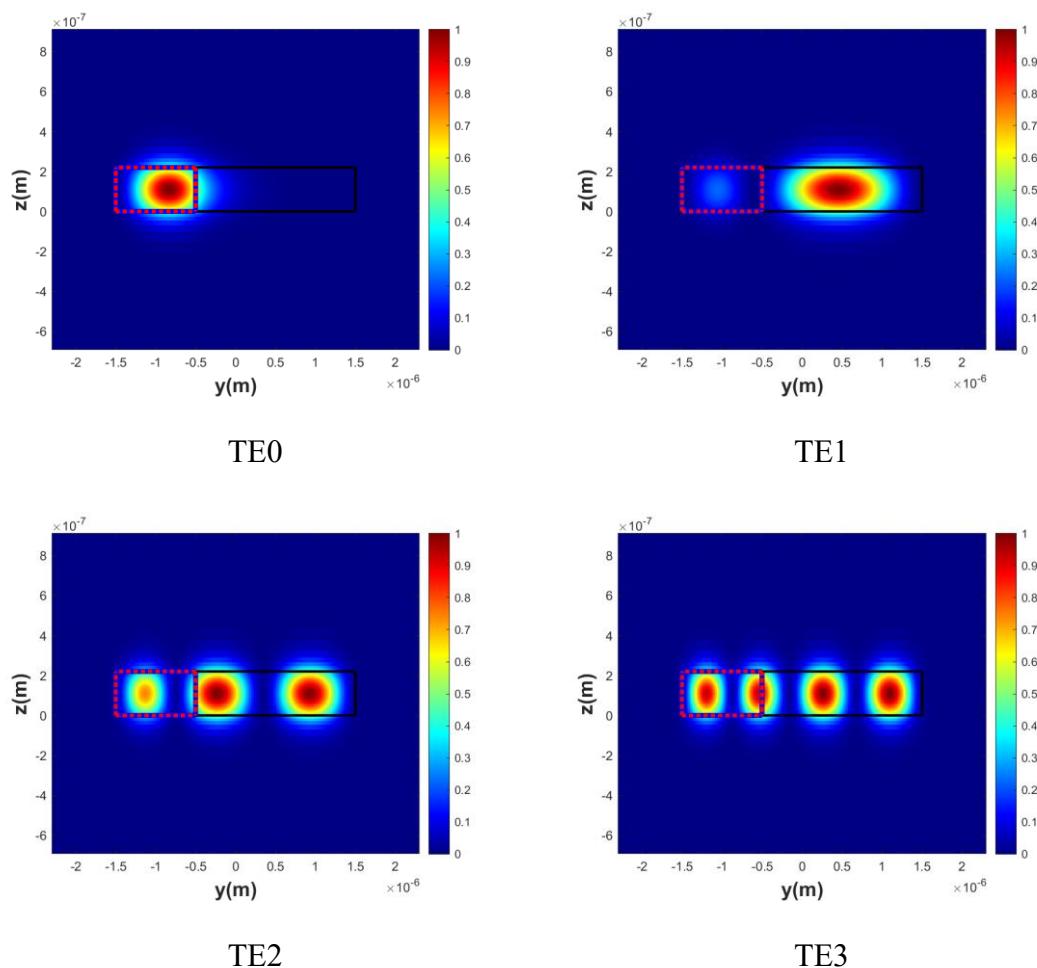


圖 4-7: 加入調制區後 MMI 可存在 TE 模態能量分佈圖之 1

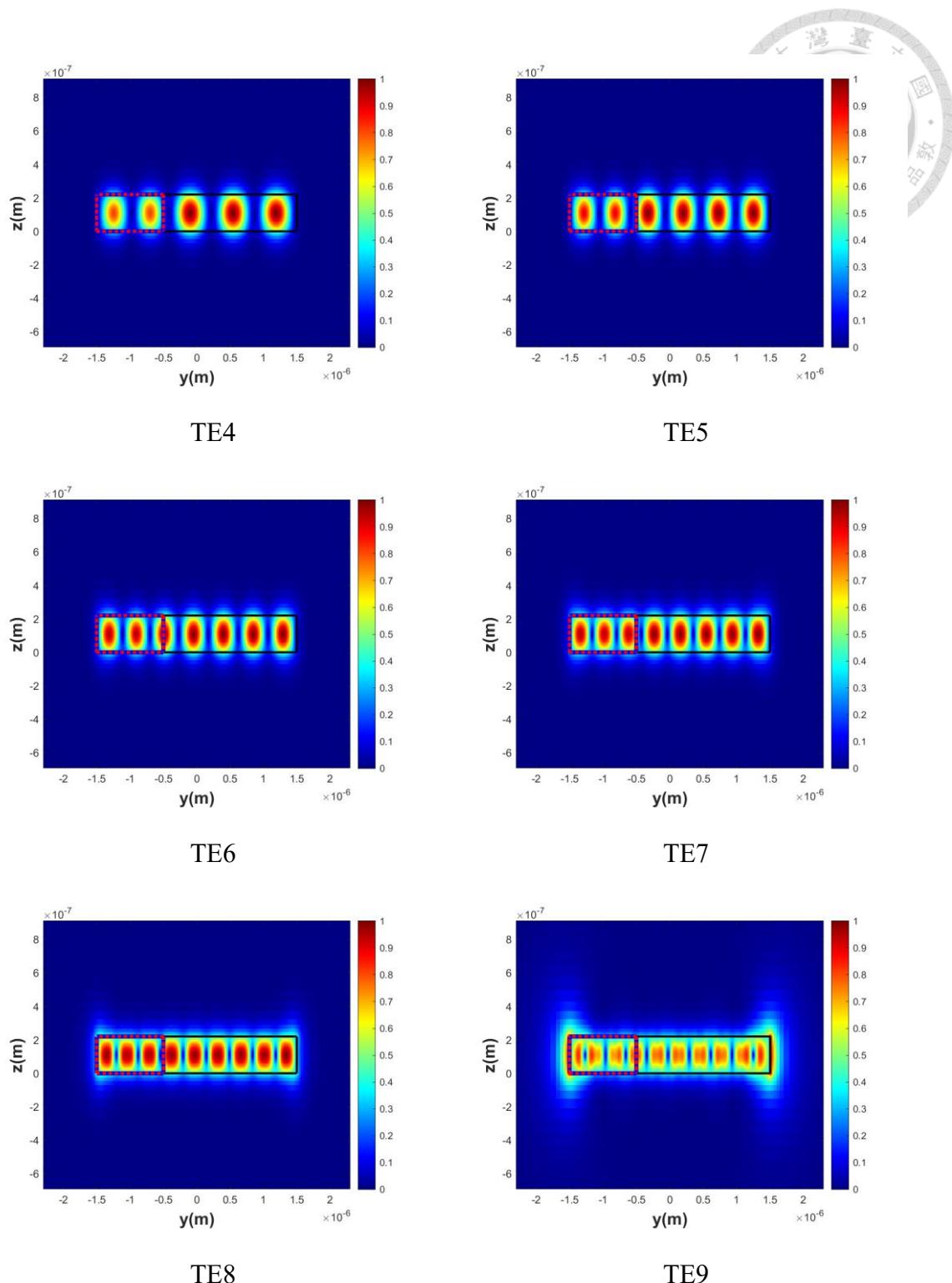


圖 4-8: 加入調制區後 MMI 可存在 TE 模態能量分佈圖之 2

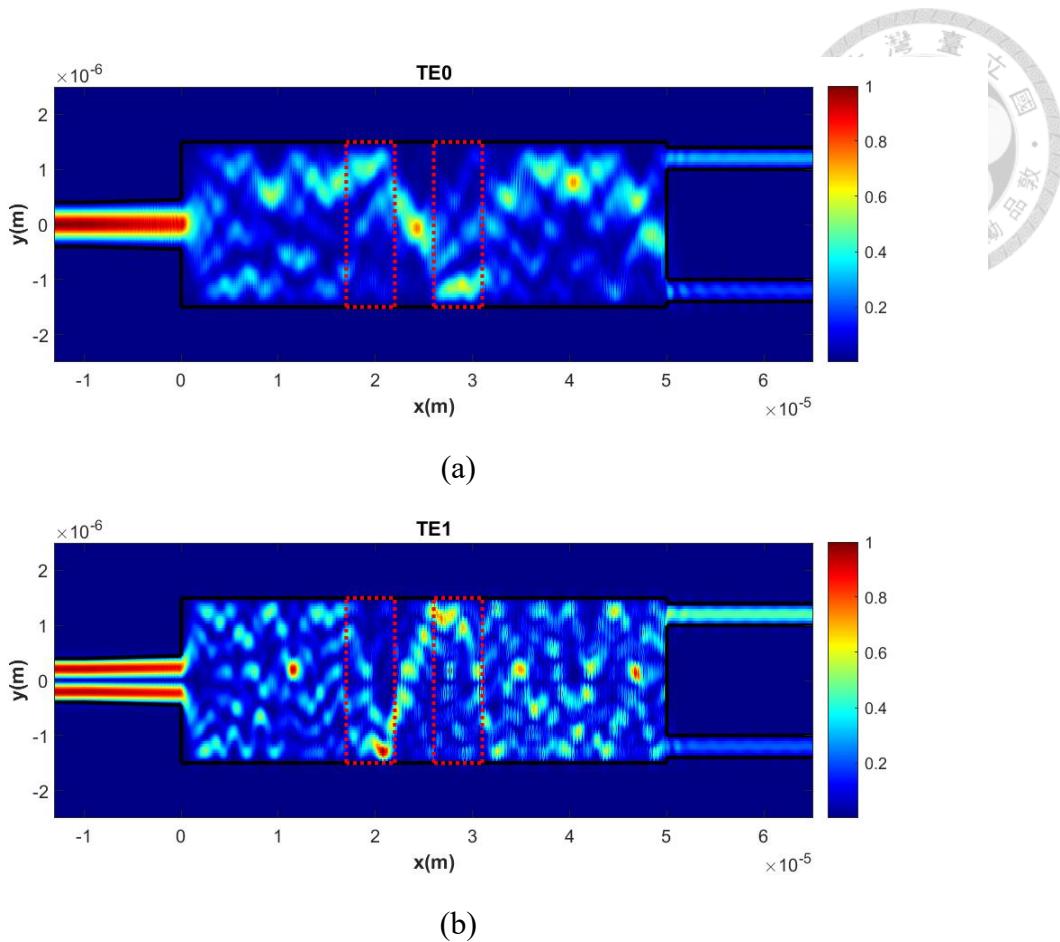


圖 4-9: 50  $\mu\text{m}$  長 MMI 傳播能量圖

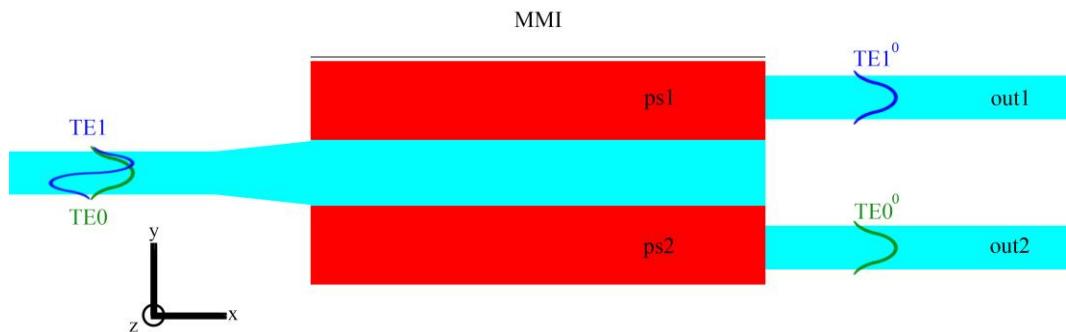


圖 4-10: 輸入 TE0 與 TE1 示意圖

接著以 EME 分別對 17~22  $\mu\text{m}$  以及 26~31  $\mu\text{m}$  的長度區間以 1  $\mu\text{m}$  間隔進行模擬以尋找兩模態分離的可能長度位置（模態分離的效果如圖 4-10，此處以 26~31  $\mu\text{m}$  為例，其中  $\text{TE}0^0$  代表輸入  $\text{TE}0$  最後輸出到  $\text{out}2$  中的基本模態， $\text{TE}1^0$



代表輸入 TE1 最後輸出到 out1 中的基本模態)，並取出個別輸入 TE0 和 TE1 時在兩個輸出端同時滿足以 (4.1)、(4.2) 計算得到的串擾 < -5 dB 的結果 (此時以 MATLAB<sup>®</sup>為主控端[52]，對 Lumerical EME 進行自動化匯入參數[53]，並在每次模擬完後匯出結果，再透過 MATLAB<sup>®</sup>對結果進行篩選並取出較優 MMI 長度)，經過模擬與權衡過後得到 20 μm 與 28 μm 的 MMI 長度。

本論文針對 MMI 長度 26~31 μm 串擾的定義為：

對輸入 TE0:

$$\text{crosstalk} = 10 \times \log(T_{\text{out1,TE0}}/T_{\text{out2,TE0}}) \quad (4.1)$$

對輸入 TE1:

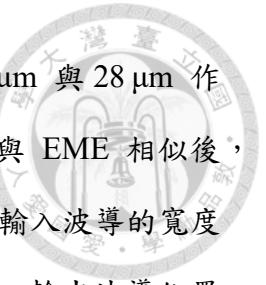
$$\text{crosstalk} = 10 \times \log(T_{\text{out2,TE1}}/T_{\text{out1,TE1}}) \quad (4.2)$$

其中  $T$  代表穿透率， $T_{\text{out1,TE0}}$  表示輸入 TE0 時在 out1 中量到的能量除以輸入能量， $T_{\text{out2,TE0}}$  表示輸入 TE0 時在 out2 中量到的能量除以輸入能量， $T_{\text{out1,TE1}}$  表示輸入 TE1 時在 out1 中量到的能量除以輸入能量， $T_{\text{out2,TE1}}$  表示輸入 TE1 時在 out2 中量到的能量除以輸入能量，當 MMI 長度為 17~22 μm 時，將對數項中的分子分母對掉亦即  $\log(T_{\text{out2,TE0}}/T_{\text{out1,TE0}})$ 、 $\log(T_{\text{out1,TE1}}/T_{\text{out2,TE1}})$ 。

本論文針對 MMI 長度 26~31 μm 插入損耗的定義為：

$$\text{insertion loss (Transmission)} = 10 \times \log(T_{\text{out2,TE0}} \text{ or } T_{\text{out1,TE1}}) \quad (4.3)$$

其中計算輸入 TE0 插入損耗時使用  $T_{\text{out2,TE0}}$ ，計算輸入 TE1 插入損耗時使用  $T_{\text{out1,TE1}}$ ，當 MMI 長度為 17~22 μm 時，將對數中的輸出端 out1、out2 穿透率對調亦即  $\log(T_{\text{out1,TE0}} \text{ or } T_{\text{out2,TE1}})$ 。



因為 EME 是快速運算的結果可能會有些微誤差，因此以  $20\text{ }\mu\text{m}$  與  $28\text{ }\mu\text{m}$  作為 MMI 長度並利用 FDTD 作較精確的模擬，確認 FDTD 結果與 EME 相似後，接著再對  $20 \pm 1\text{ }\mu\text{m}$  以及  $28 \pm 1\text{ }\mu\text{m}$  (此時長度間隔選用  $0.1\text{ }\mu\text{m}$ )、輸入波導的寬度漸變結構寬度  $0.8\text{ }\mu\text{m} \sim 1.1\text{ }\mu\text{m}$ 、輸出波導寬度  $0.4\text{ }\mu\text{m} \sim 0.7\text{ }\mu\text{m}$ 、輸出波導位置  $\pm 0.75\text{ }\mu\text{m} \sim \pm 1.25\text{ }\mu\text{m}$  以 PSO 的優化方式個別找出輸入 TE0 和輸入 TE1 的最佳解 (最低串擾值為此優化過程的優化對象)(此處選用 PSO 而不使用區段掃參數是由於此階段有 4 個調變參數，若以掃參數的方式進行模擬將會耗費過多的資源與時間，而透過 PSO 優化方法可以較少的參數組合取得優秀的結果)，個別對 TE0 和 TE1 優化後，以 TE0、TE1 串擾值同時滿足  $< -10\text{ dB}$  進行權衡後，得到  $28.4\text{ }\mu\text{m}$  的 MMI 長度、 $\pm 1.2\text{ }\mu\text{m}$  的輸出端位置以及  $0.4\text{ }\mu\text{m}$  的輸出波導寬度 (此階段無法找到輸入 TE0 時，在  $20 \pm 1\text{ }\mu\text{m}$  的區間滿足串擾值  $< -10\text{ dB}$ ，由圖 4-11 可以得知這是由於非主要輸出端有過高的穿透率造成)。

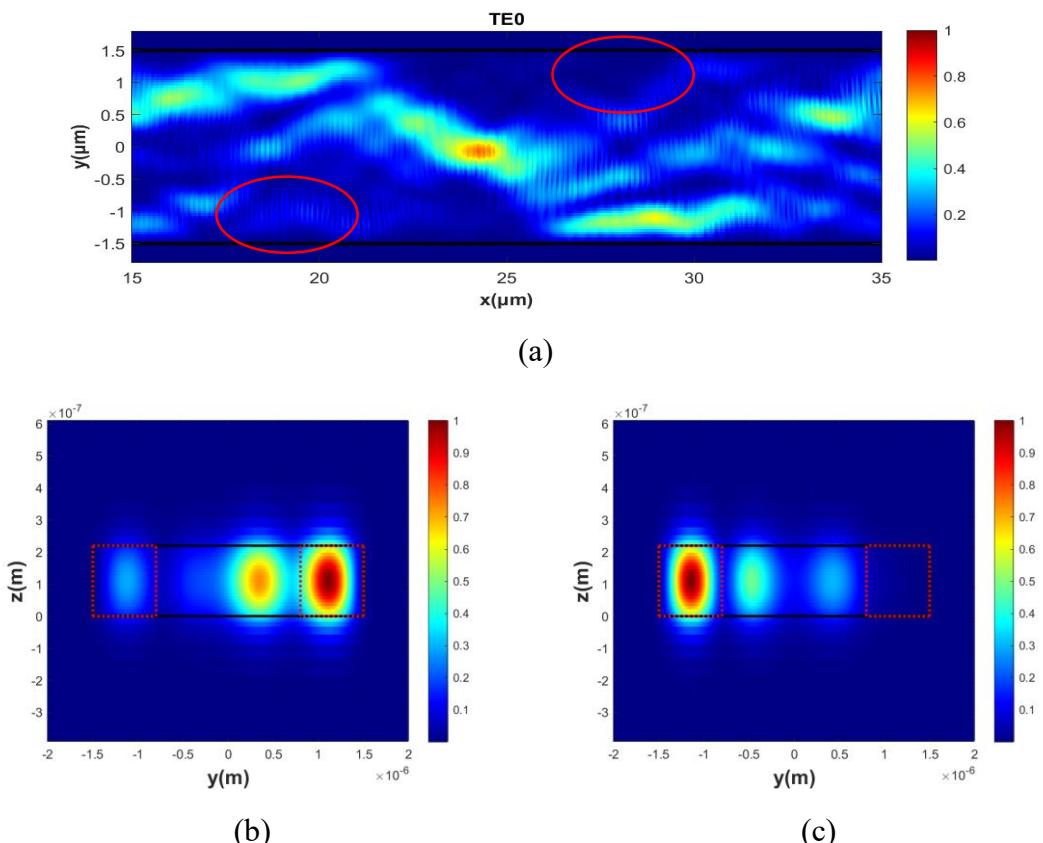


圖 4-11: (a) TE0 傳播能量圖。(b)  $20\text{ }\mu\text{m}$  (c)  $28\text{ }\mu\text{m}$  長度位置截面能量圖

針對輸入波導的寬度漸變結構寬度對 TE0 和 TE1 再次進行參數的掃描 (此處僅有單一結構變數，因此採用參數掃描的方式)，進行權衡後選用  $0.8 \mu\text{m}$  輸入波導寬度再搭配  $10 \mu\text{m}$  長、寬度漸變到  $0.9 \mu\text{m}$  的寬度漸變結構做為輸入端，之後以前面所決定完的結構參數做為基本 MMI 結構加入額外蝕刻進行進一步的結構設計 (4-2 先介紹 MMI 長  $28.4 \mu\text{m}$  時的基本元件結構，接著 4-3 將進一步對以此基本 MMI 結構加入優化後的蝕刻結構的結果進行討論)，針對蝕刻結構的寬度與長度掃參數並以串擾  $< -15 \text{ dB}$  權衡過後，最後得出長  $0.45 \mu\text{m}$  寬  $1.4 \mu\text{m}$  的蝕刻區。

## 4-2 基本 MMI

### 4-2-1 結構與結果

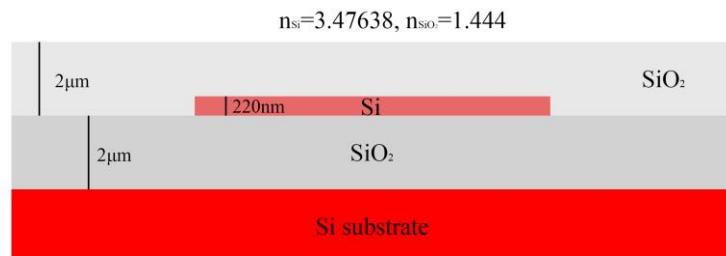


圖 4-12: 元件所使用的 SOI 示意圖

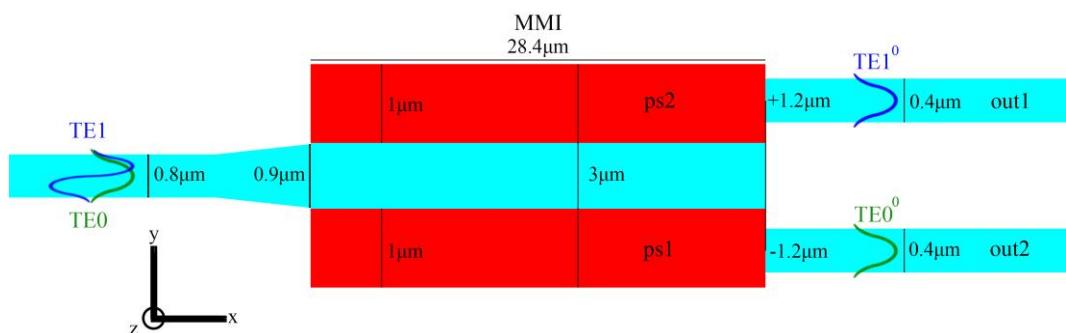


圖 4-13: 元件結構示意圖

本論文使用 SOI 結構如圖 4-12 所示並使用如圖 4-13 所示的 MMI 結構，以寬  $3\mu\text{m}$ 、長  $28.4\mu\text{m}$  的  $1\times 2$  對稱型 MMI 為基本結構並在 MMI 區域加上能夠改變折射率的寬  $1\mu\text{m}$ 、長  $28.4\mu\text{m}$  的調制區塊，以寬  $0.8\mu\text{m}$  的波導作為輸入端並以波長為  $1550\text{ nm}$  的 TE0 和 TE1 為光源入射 (TE0、TE1 能量分佈如圖 4-6)，接著經過一段  $10\mu\text{m}$  長的寬度漸變結構後使輸入端變為  $0.9\mu\text{m}$  寬再進到  $3\mu\text{m}$  寬的 MMI 結構中，然後在圖 4-13 的 ps1 區域不施加折射率變化、ps2 施加 0.1 的折射率變化使得場型在 MMI 結構中左右不對稱，最後使得干涉結果在距離中心位置 y 方向  $+1.2\mu\text{m}$  (out1) 的輸出端得到原 TE1 的基本模態並在  $-1.2\mu\text{m}$  (out2) 的輸出端得到原 TE0 的基本模態，此對稱型結構的設計可以藉由改變施加折射率變化的調制區域來達到切換的效果，當 ps1 施加 0.1 的折射率變化、ps2 不施加折射率變化時，在 out1 得到 TE0 的輸出，並在 out2 得到 TE1 的輸出。

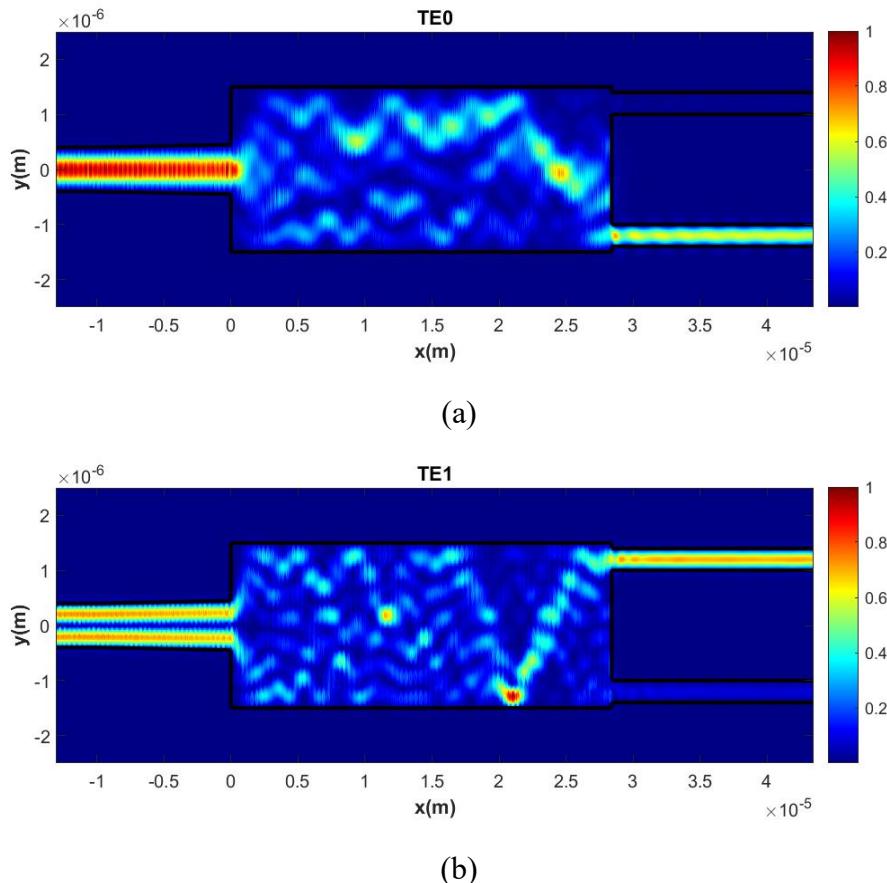


圖 4-14: 傳播能量圖 (a) TE0 (b) TE1



針對圖 4-13 ps2 區域施加 0.1 折射率變化後的傳播能量圖如圖 4-14 所示，由圖 4-14(a) 可以看到在入射 TE0 的情況下會在 y 方向  $-1.2 \mu\text{m}$  的輸出端量到能量，並以 (4.3) 對圖 4-13 out2 穿透率計算其插入損耗為  $-3.5907 \text{ dB}$ ，由圖 4-14(b) 可以看到在入射 TE1 的情況下會在  $+1.2 \mu\text{m}$  的輸出端量到能量，並以 (4.3) 對圖 4-13 out1 穿透率計算其插入損耗為  $-4.6125 \text{ dB}$ ，再以 (4.1)、(4.2) 計算串擾值得到 TE0 和 TE1 串擾為  $-12.1264 \text{ dB}$  與  $-15.5451 \text{ dB}$ 。

#### 4-2-2 與三級 MMI 雙模切換器比較

將三級 MMI 雙模切換器與本論文的元件進行比較 (表 3) 可以發現，與寬  $6 \mu\text{m}$ 、長  $450 \mu\text{m}$ 、元件所佔面積  $2700 \mu\text{m}^2$  比較起來，本論文的元件只需要寬  $3 \mu\text{m}$ 、長  $38.4 \mu\text{m}$  ( $28.4+10$ )、元件所佔面積  $115.2 \mu\text{m}^2$ ，在元件尺寸只有約  $\frac{1}{23}$  的情況下可以得到相似的插入損耗，串擾部分雖然不如三級 MMI 雙模切換器的元件，但也勉強可以作為實用。

表 3: 元件尺寸與性能比較

	三級 MMI 雙模切換器	本論文基本 MMI 元件
寬度	$6 \mu\text{m}$	$3 \mu\text{m}$
長度	$450 \mu\text{m}$	$38.4 \mu\text{m}$
TE0 串擾	$-24 \text{ dB}$	$-12.1264 \text{ dB}$
TE0 插入損耗	$-3 \text{ dB}$	$-3.5907 \text{ dB}$
TE1 串擾	$-19 \text{ dB}$	$-15.5451 \text{ dB}$
TE1 插入損耗	$-5 \text{ dB}$	$-4.6125 \text{ dB}$

接著為了進一步改善串擾的部分，本研究對於基本 MMI 進一步加上一個蝕刻



區目標使串擾值達到  $-15$  dB，此探討將在 4-3 中進行介紹。

#### 4-2-3 頻譜響應

本小節分析此結構的頻譜響應並以  $1550$  nm 為中心對  $\pm 100$  nm 進行分析（結果顯示在圖 4-15），首先插入損耗的部分以  $1550$  nm TE0 插入損耗  $-3.5907$  dB 取  $-4$  dB 為基準的頻寬為  $120$  nm ( $1480$  nm ~  $1600$  nm)，以  $1550$  nm TE1 插入損耗  $-4.6125$  dB 取  $-5$  dB 頻寬為  $105$  nm ( $1450$  nm ~  $1555$  nm)。

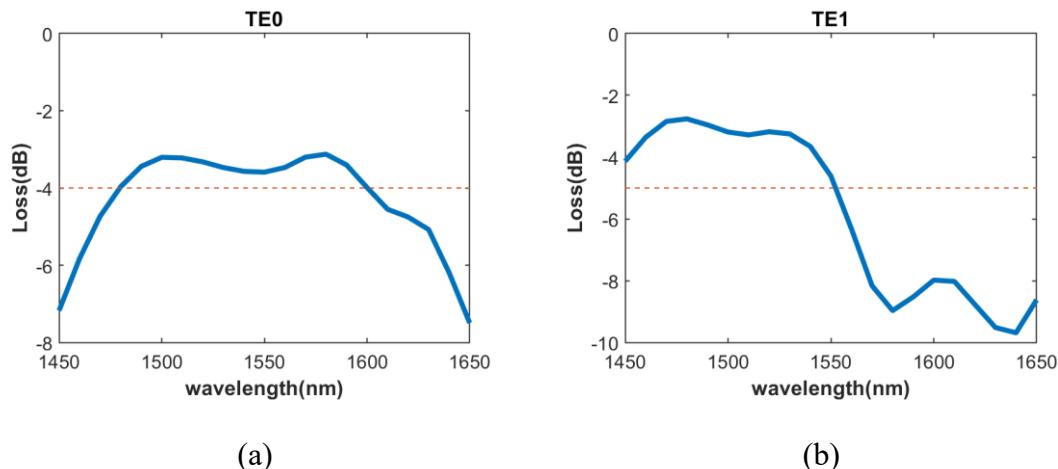


圖 4-15: 基本 MMI 插入損耗頻譜響應 (a) TE0 (b) TE1

接著圖 4-16 探討串擾的頻譜響應，以  $1550$  nm TE0 串擾值  $-12.1264$  dB 取  $-12$  dB 頻寬為  $110$  nm ( $1450$  nm ~  $1560$  nm)，以  $1550$  nm TE1 串擾值  $-15.5451$  dB 取  $-15$  dB 僅有頻寬  $10$  nm ( $1550$  nm ~  $1560$  nm)，若取與 TE0 串擾相同標準  $-12$  dB 為基準則頻寬為  $30$  nm ( $1535$  nm ~  $1565$  nm)。

綜合前述的插入損耗與串擾的頻譜響應結果，此  $3\text{ }\mu\text{m}$  寬、 $28.4\text{ }\mu\text{m}$  長的基本 MMI 元件的頻寬在  $-5$  dB 插入損耗與  $-12$  dB 串擾值的基準下為  $20$  nm ( $1535$  nm ~  $1555$  nm)。

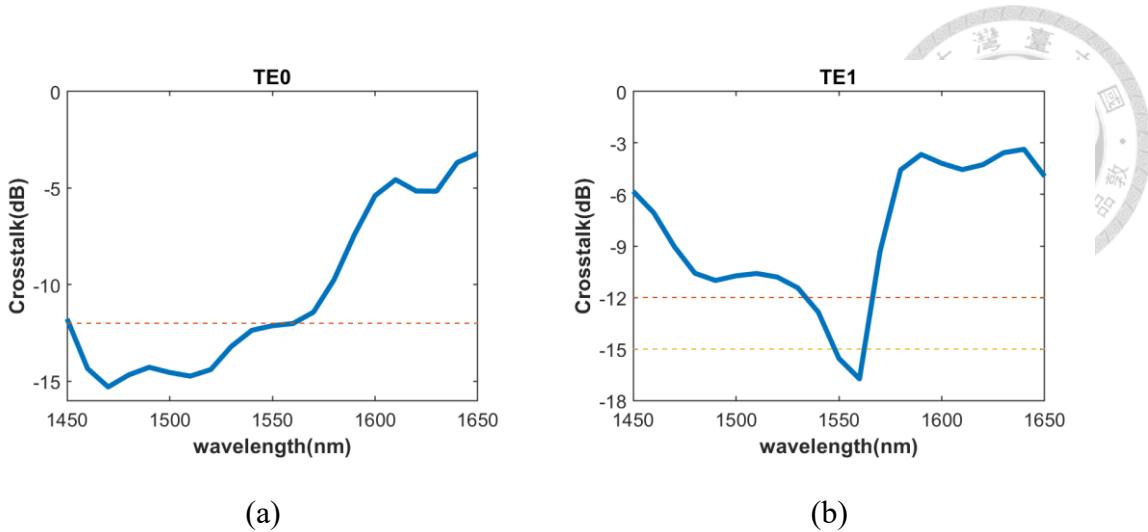


圖 4-16: 基本 MMI 串擾與頻寬 (a) TE0 (b) TE1

### 4-3 加入蝕刻的 MMI

為了使元件能夠進一步的實用，本節針對 TE0 和 TE1 的串擾值進行進一步的優化設計，一個簡單的設計理念是「在輸出端的部分，能量並不是只進到 2 輸出端中，而在 MMI 中間的部分也有場存在（圖 4-18 顯示圖 4-17 截面位置能量分佈），於是去掉該部分並對結果進行探討」，在此設計之下，發現到了對於串擾的改善，於是對於此蝕刻區域的範圍進行 PSO 優化以個別取出 TE0 和 TE1 的最小串擾值，然後再以  $<-15$  dB 進行權衡以得到蝕刻區長度 450 nm、寬度 1.4  $\mu\text{m}$  的結果。

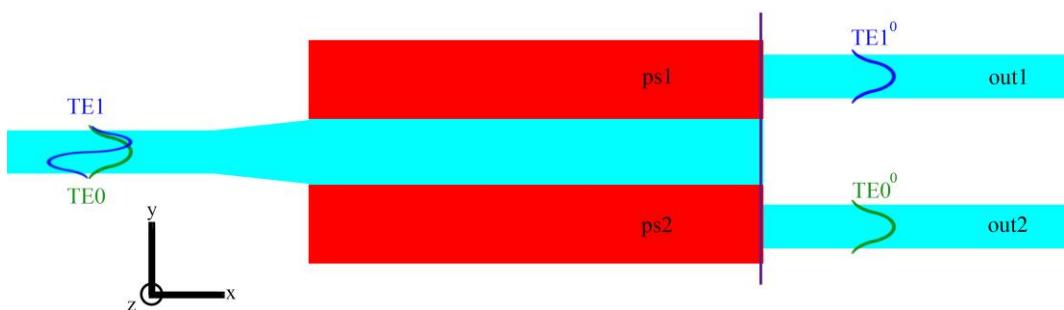


圖 4-17: 基本 MMI 結構截面位置圖 (深紫色線)

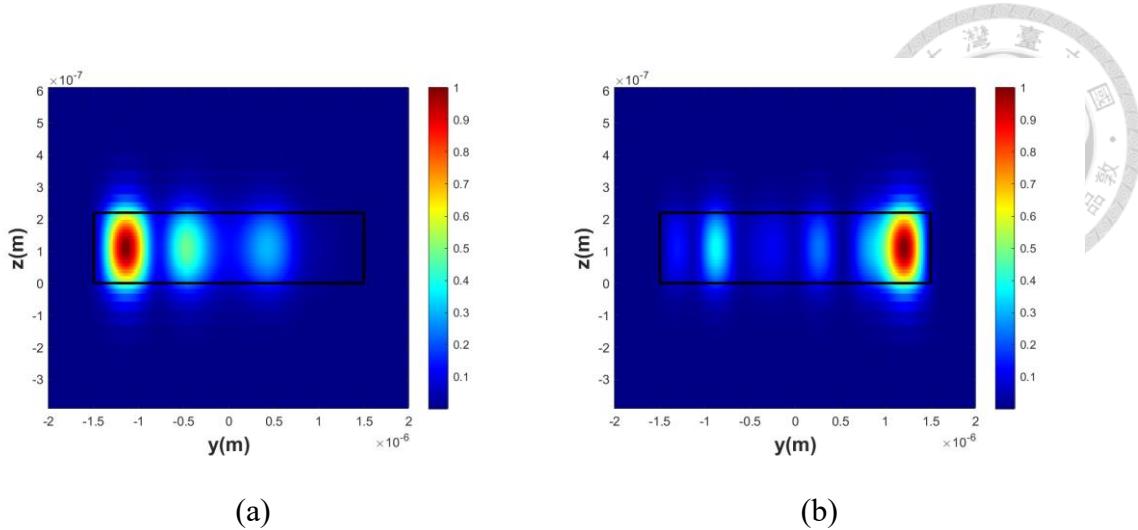


圖 4-18: 基本 MMI 結構靠近輸出位置截面能量分佈圖

### 4-3-1 結構與結果

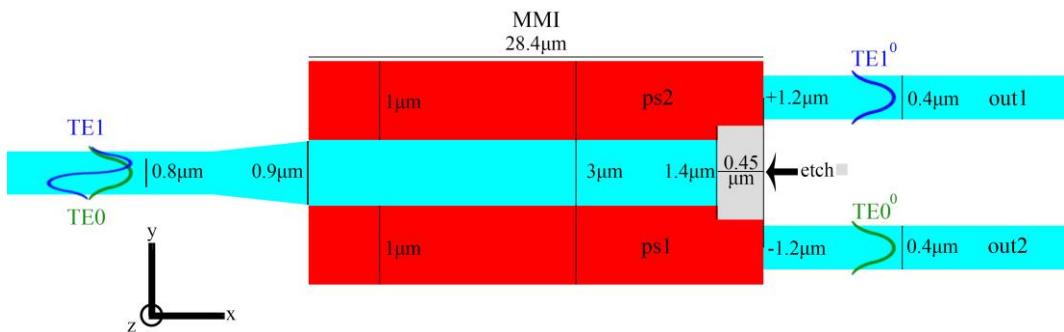


圖 4-19: 加入蝕刻結構示意圖

本節針對上一節中的基本 MMI 結構進行進一步的優化設計，採用額外在 MMI 的尾端加入一個蝕刻區域（如圖 4-19 的灰色區塊），如同圖 4-18 一樣取圖 4-17 的位置截面來分析其能量分佈並將結果表示在圖 4-20 (a)(b) 中，加入此蝕刻區能夠有效地改善元件串擾，並且由圖 4-21 的傳播能量圖可以看到此蝕刻區不會使光在 MMI 中的傳播造成太大的影響，此設計可以使 TE0 串擾達到  $-15.3803$  dB、TE1 串擾達到  $-17.8115$  dB，插入損耗部分對 TE0 是  $-2.9618$  dB、對 TE1 是  $-4.2519$  dB。

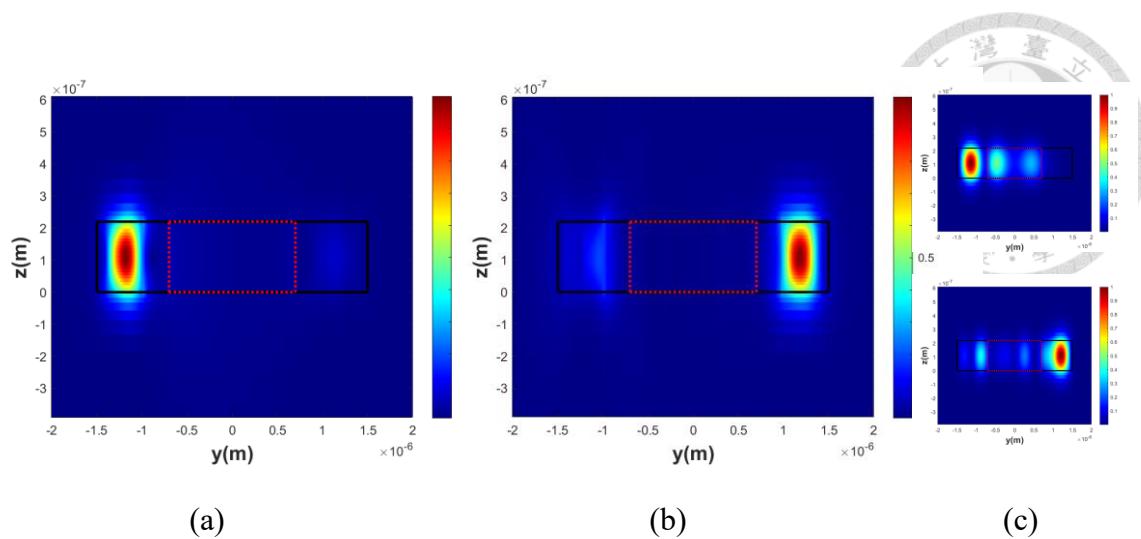


圖 4-20: 加入蝕刻後靠近輸出位置截面能量分佈圖，紅框處為蝕刻區 (a) TE0 (b) TE1 (c) 未加入蝕刻的基本 MMI 能量分佈圖 (上圖 TE0，下圖 TE1)

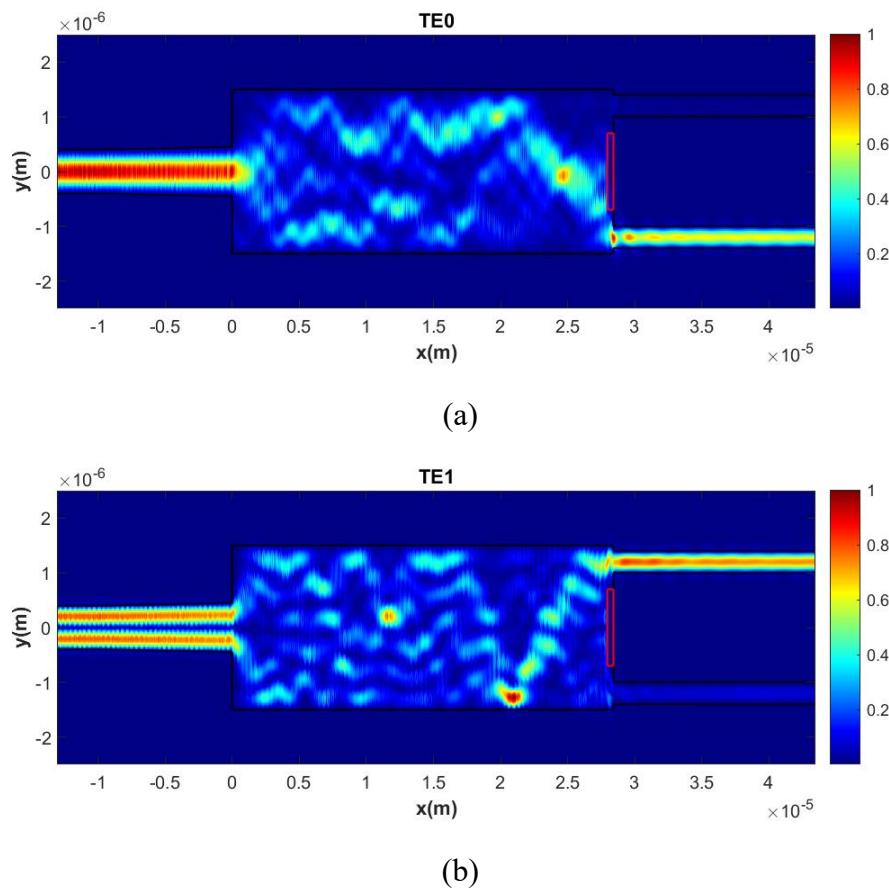


圖 4-21: 加入蝕刻傳播能量圖 (a) 入射 TE0 (b) 入射 TE1



### 4-3-2 與三級 MMI 雙模切換器比較

本節將三級 MMI 雙模切換器與上一節的基本 MMI 元件以及加入蝕刻後的 MMI 元件進行比較 (表 4)，首先與基本 MMI 結構做比較可以看到加入蝕刻結構後插入損耗可以得到改善 (TE0:  $-3.5907 \text{ dB} \rightarrow -2.9618 \text{ dB}$ ，TE1:  $-4.6125 \text{ dB} \rightarrow -4.2519 \text{ dB}$ )，而串擾更是可以得到良好提升 (TE0:  $-12.1267 \text{ dB} \rightarrow -15.3803 \text{ dB}$ ，TE1:  $-15.5451 \text{ dB} \rightarrow -17.8115 \text{ dB}$ )，接著與三級 MMI 雙模切換器比較，在元件尺寸的部分相較於寬  $6 \mu\text{m}$ 、長  $450 \mu\text{m}$ 、面積  $2700 \mu\text{m}^2$ ，加入蝕刻後的結構尺寸與基本 MMI 相同只需要寬  $3 \mu\text{m}$ 、長  $38.4 \mu\text{m}$ 、面積  $115.2 \mu\text{m}^2$ ，在元件尺寸只有約  $\frac{1}{23}$  的情況下，插入損耗的部分不管是 TE0 還是 TE1 都有著較優秀的表現，串擾雖然不如三級 MMI 雙模切換器元件，但是不論是 TE0 還是 TE1 都滿足  $<-15 \text{ dB}$  的可實用性。

表 4: 元件尺寸與性能比較

	三級 MMI 雙模切換器	基本 MMI	加入蝕刻 MMI
寬度	$6 \mu\text{m}$	$3 \mu\text{m}$	$3 \mu\text{m}$
長度	$450 \mu\text{m}$	$38.4 \mu\text{m}$	$38.4 \mu\text{m}$
TE0 串擾	$-24 \text{ dB}$	$-12.1264 \text{ dB}$	$-15.3803 \text{ dB}$
TE0 插入損耗	$-3 \text{ dB}$	$-3.5907 \text{ dB}$	$-2.9618 \text{ dB}$
TE1 串擾	$-19 \text{ dB}$	$-15.5451 \text{ dB}$	$-17.8115 \text{ dB}$
TE1 插入損耗	$-5 \text{ dB}$	$-4.6125 \text{ dB}$	$-4.2519 \text{ dB}$

### 4-3-3 頻譜響應

本節分析此加入蝕刻後元件的頻譜響應，由圖 4-22 插入損耗的部分可以看到，同樣取上一節基本 MMI 的  $-4 \text{ dB}$  與  $-5 \text{ dB}$  為基準，TE0  $-4 \text{ dB}$  頻寬為  $85 \text{ nm}$



(1500 nm ~ 1585 nm，另外在波長 1610 nm 也滿足 -4 dB)、TE1 -5 dB 頻寬為 105 nm (1450 nm ~ 1555 nm)。

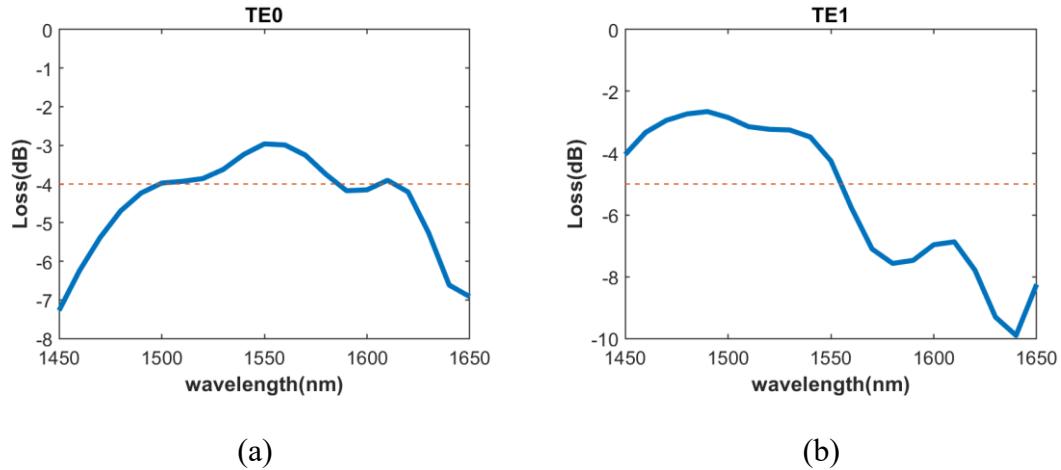


圖 4-22: 加入蝕刻 MMI 插入損耗頻譜響應 (a) TE0 (b) TE1

接著由圖 4-23 串擾的部分探討頻譜響應 (紅線為上一節基本 MMI 使用的 -12 dB 與 -15 dB 線，黃線為針對加入蝕刻後的 -15 dB 與 -17 dB 線)，若是取實際可應用範圍 -15 dB 為基準，TE0 的頻寬為 35 nm (1475 nm ~ 1510 nm) 以及 15 nm (1540 nm ~ 1555 nm)、TE1 的頻寬為 20 nm (1545 nm ~ 1565 nm)。

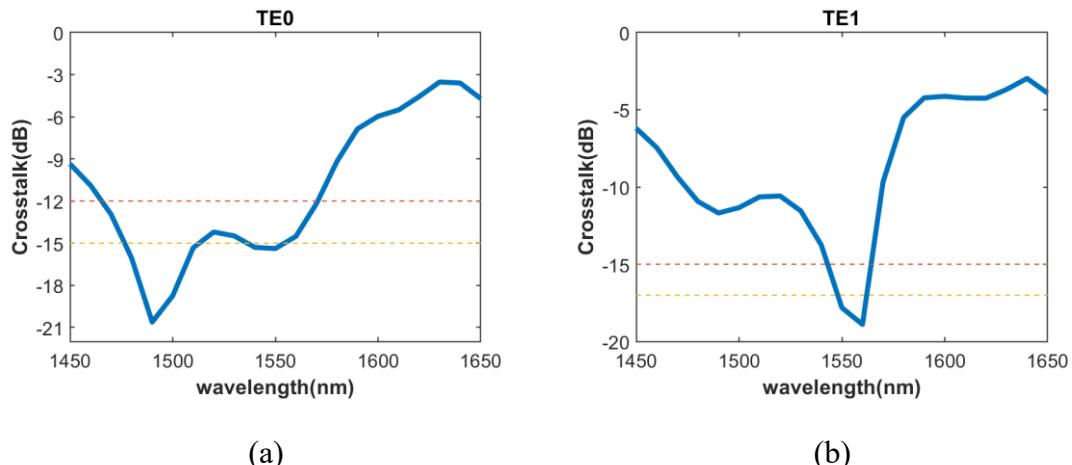
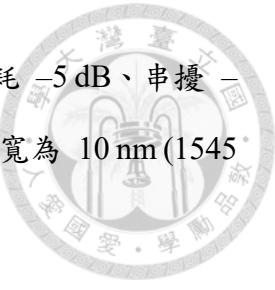


圖 4-23: 加入蝕刻的 MMI 串擾頻譜響應 (a) TE0 (b) TE1



最後整合插入損耗與串擾，由前述整合可以得知，在插入損耗  $-5\text{ dB}$ 、串擾  $-15\text{ dB}$  的基準下，此加入  $450\text{ nm}$  長、 $1.4\text{ }\mu\text{m}$  寬的蝕刻元件的頻寬為  $10\text{ nm}$  ( $1545\text{ nm} \sim 1555\text{ nm}$ )。



## 第5章 製程容忍度分析

本論文並未作實際製程，因此針對各項設計參數進行製程容忍度分析，本章將針對蝕刻長度、蝕刻寬度此額外優化的設計先進行  $\pm 10 \text{ nm}$  的探討，接著再對輸入的非對稱性、輸出的位置改變進行討論，再來針對調制區域的寬度與位置作分析，最後對最初設計 MMI 時選用的長度以及在設計初始時即選定的 MMI 寬度進行討論。

### 5-1 蝕刻區長度誤差分析

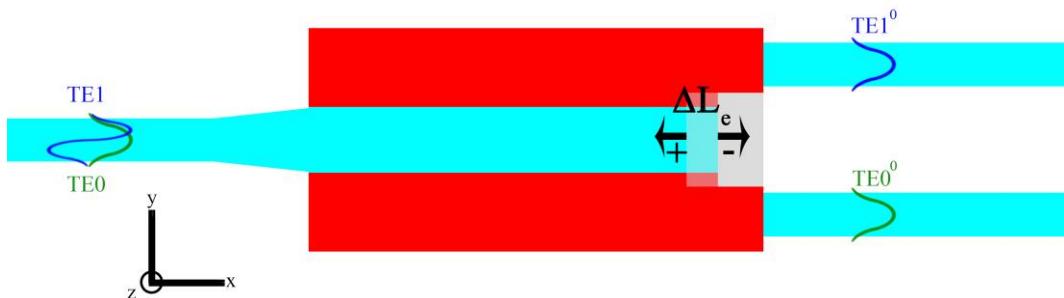


圖 5-1: 蝕刻區長度變化示意圖

首先第 1 節先對蝕刻區長度做探討，對於長度的定義以及變動的正負值如圖 5-1 所示，先對插入損耗的部分進行探討，在  $\Delta L_e = \pm 10 \text{ nm}$  的製程誤差下，TE0 最大插入損耗誤差為  $0.0663 \text{ dB}$  由  $-2.9618 \text{ dB}$  變動為  $-3.0281 \text{ dB}$ ，TE1 最大插入損耗誤差為  $0.0317 \text{ dB}$  由  $-4.2519 \text{ dB}$  變動為  $-4.2836 \text{ dB}$ ，在  $\Delta L_e = \pm 5 \text{ nm}$  的製程誤差下，TE0 最大插入損耗誤差為  $0.0232 \text{ dB}$  由  $-2.9618 \text{ dB}$  變動為  $-2.985 \text{ dB}$ ，TE1 最大插入損耗誤差為  $0.0169 \text{ dB}$  由  $-4.2519 \text{ dB}$  變動為  $-4.2688 \text{ dB}$ ，其結果繪製成圖顯示在圖 5-2。

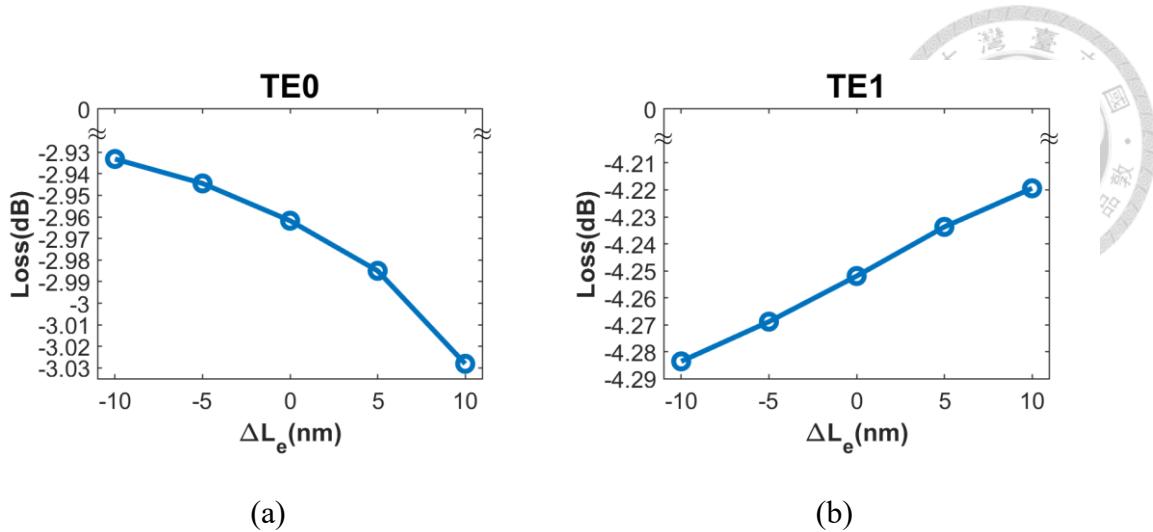


圖 5-2: 蝕刻區長度對插入損耗製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1

接著針對串擾的部分，在  $\Delta L_e = \pm 10$  nm 的製程誤差下，TE0 最大串擾誤差為 0.0784 dB 由 -15.3803 dB 變動為 -15.3019 dB，TE1 最大串擾誤差為 0.0473 dB 由 -17.8115 dB 變動為 -17.7642 dB，在  $\Delta L_e = \pm 5$  nm 的製程誤差下，TE0 最大串擾誤差為 0.0309 dB 由 -15.3803 dB 變動為 -15.3494 dB，TE1 最大串擾誤差為 0.0202 dB 由 -17.8115 dB 變動為 -17.7913 dB，其結果繪製成圖顯示在圖 5-3。

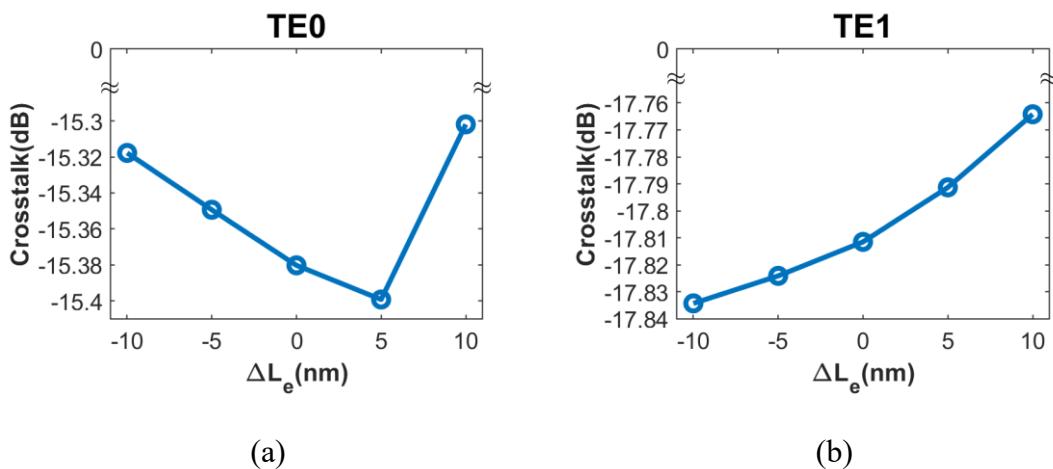


圖 5-3: 蝏刻區長度對串擾製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1



## 5-2 蝕刻區寬度誤差分析

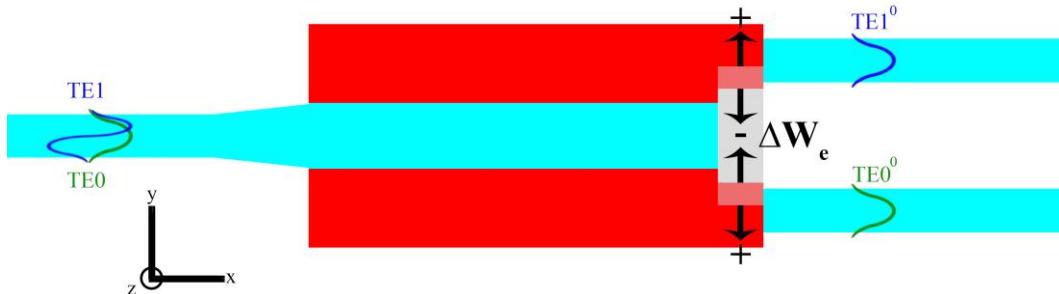


圖 5-4: 蝕刻區寬度變化示意圖

本節對蝕刻區寬度變化進行探討，關於蝕刻區寬度變化的定義與正負值如圖 5-4 所示，在  $\Delta W_e = \pm 10 \text{ nm}$  的製程誤差下，TE0 最大插入損耗誤差為  $0.0046 \text{ dB}$  由  $-2.9618 \text{ dB}$  變動為  $-2.9664 \text{ dB}$ ，TE1 最大插入損耗誤差為  $0.029 \text{ dB}$  由  $-4.2519 \text{ dB}$  變動為  $-4.2809 \text{ dB}$ ，在  $\Delta W_e = \pm 5 \text{ nm}$  的製程誤差下，TE0 最大插入損耗誤差為  $0.0027 \text{ dB}$  由  $-2.9618 \text{ dB}$  變動為  $-2.9645 \text{ dB}$ ，TE1 最大插入損耗誤差為  $0.0153 \text{ dB}$  由  $-4.2519 \text{ dB}$  變動為  $-4.2672 \text{ dB}$ ，其結果繪製成圖顯示在圖 5-5。

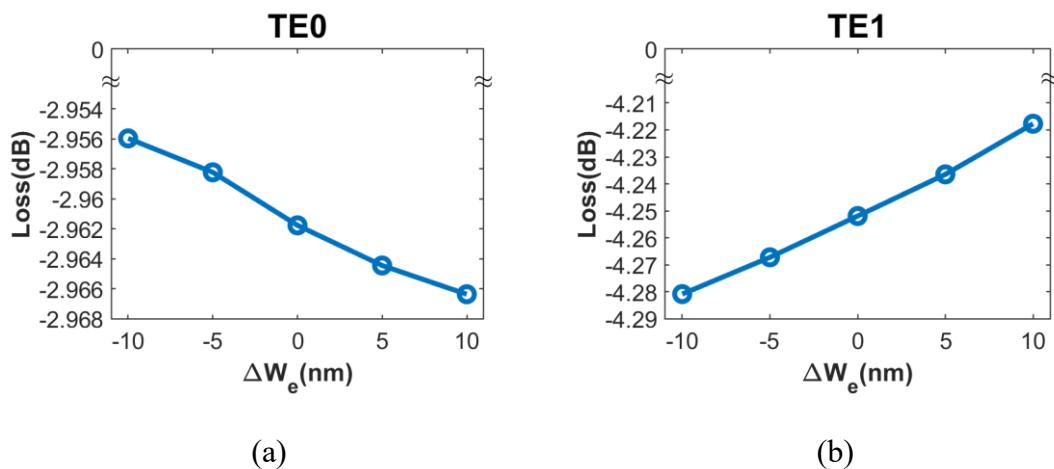


圖 5-5: 蝕刻區寬度對插入損耗製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1

接著針對串擾的部分，在  $\Delta W_e = \pm 10 \text{ nm}$  的製程誤差下，TE0 最大串擾誤差

為 0.0231 dB 由 -15.3803 dB 變動為 -15.3572 dB，TE1 最大串擾誤差為 0.0674 dB 由 -17.8115 dB 變動為 -17.7441 dB，在  $\Delta W_e = \pm 5 \text{ nm}$  的製程誤差下，TE0 最大串擾誤差為 0.0138 dB 由 -15.3803 dB 變動為 -15.3665 dB，TE1 最大串擾誤差為 0.0265 dB 由 -17.8115 dB 變動為 -17.785 dB，其結果繪製成圖顯示在圖 5-6。

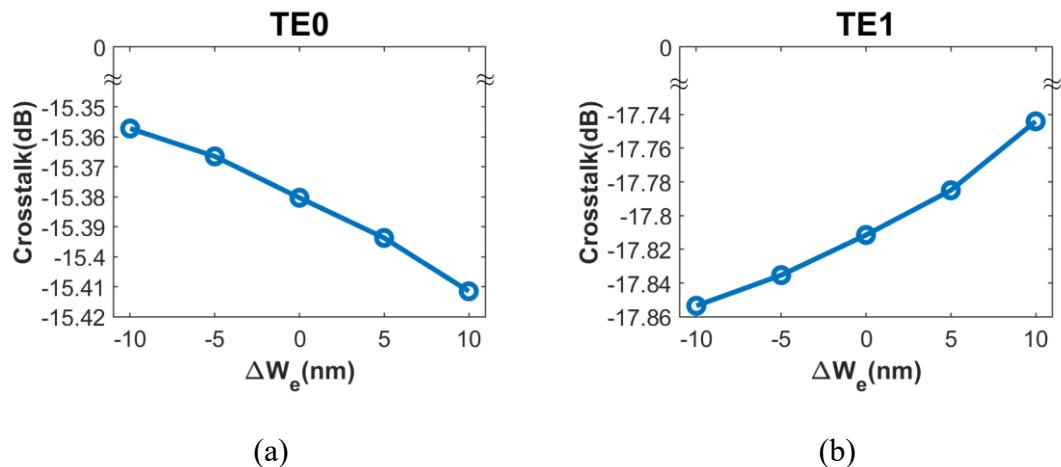


圖 5-6: 蝕刻區寬度對串擾製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1

### 5-3 輸入端位置誤差分析

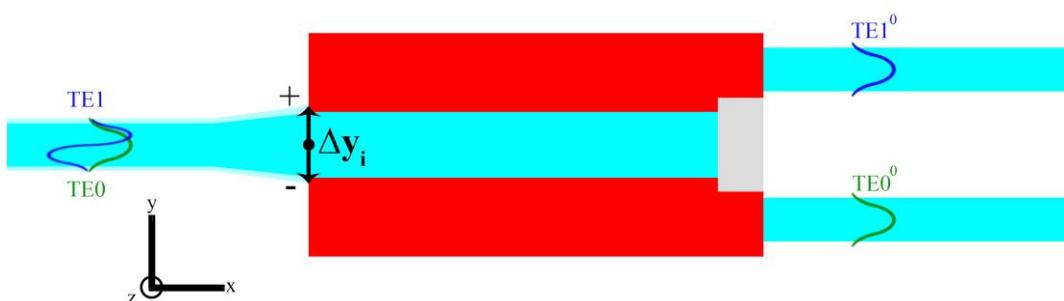


圖 5-7: 輸入端位置變化示意圖

本研究所設計的是一個  $1 \times 2$  的對稱型 MMI 結構，因此輸入端的非對稱性將對元件造成影響，本節對輸入端位置變化進行探討，關於蝕刻區寬度變化的定義與



正負值如圖 5-7 所示，在  $\Delta y_i = \pm 10 \text{ nm}$  的製程誤差下，TE0 最大插入損耗誤差為 0.0165 dB 由 -2.9618 dB 變動為 -2.9783 dB，TE1 最大插入損耗誤差為 0.0667 dB 由 -4.2519 dB 變動為 -4.3186 dB，在  $\Delta y_i = \pm 5 \text{ nm}$  的製程誤差下，TE0 最大插入損耗誤差為 0.0052 dB 由 -2.9618 dB 變動為 -2.9670 dB，TE1 最大插入損耗誤差為 0.0406 dB 由 -4.2519 dB 變動為 -4.2925 dB，其結果繪製成圖顯示在圖 5-8。

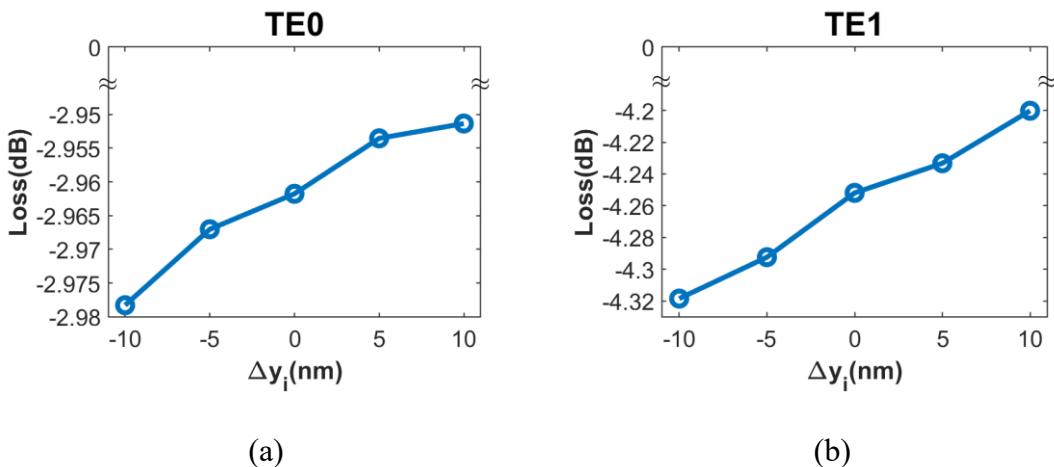


圖 5-8: 輸入端位置對插入損耗製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1

接著針對串擾的部分，在  $\Delta y_i = \pm 10 \text{ nm}$  的製程誤差下，TE0 最大串擾誤差為 0.3917 dB 由 -15.3803 dB 變動為 -14.9886 dB，TE1 最大串擾誤差為 1.2533 dB 由 -17.8115 dB 變動為 -16.5582 dB，在  $\Delta y_i = \pm 5 \text{ nm}$  的製程誤差下，TE0 最大串擾誤差為 0.1798 dB 由 -15.3803 dB 變動為 -15.2005 dB，TE1 最大串擾誤差為 0.6087 dB 由 -17.8115 dB 變動為 -17.2028 dB，其結果繪製成圖顯示在圖 5-9。

初步看來會有一種輸入端產生正向偏移時會有更好的元件效果的認知，但是此時的結果是 ps1 施加 0.1 折射率變化、ps2 為 0，實際上本元件的對稱性是為了做為切換使用，亦即當 ps1 為 0、ps2 施加 0.1 折射率變化時，圖 5-8、圖 5-9 中的正向偏移會成為負向偏移，而這樣的偏移會對元件的效能造成負向的影響，因此輸入端的對稱性對於元件效能而言是必要的。

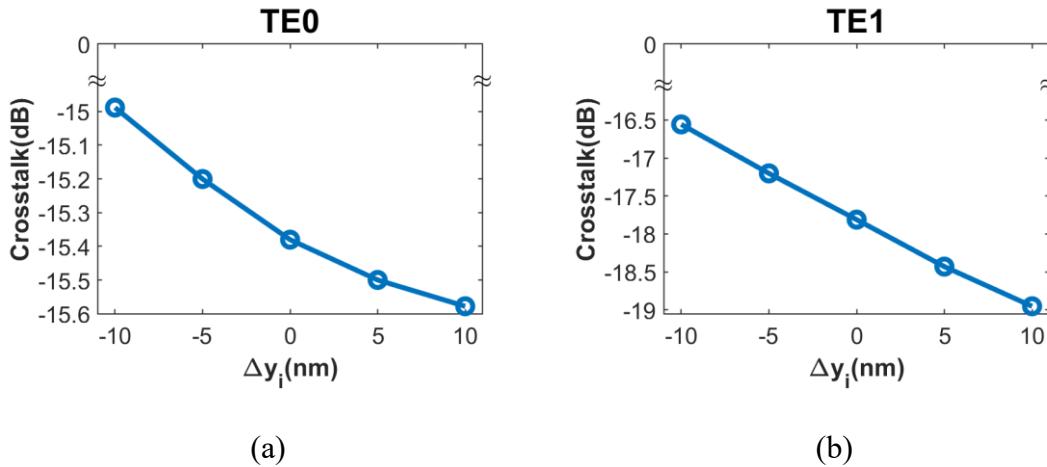
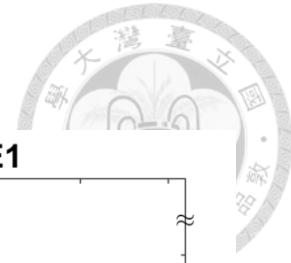


圖 5-9: 輸入端位置對串擾製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1

#### 5-4 輸出端位置誤差分析

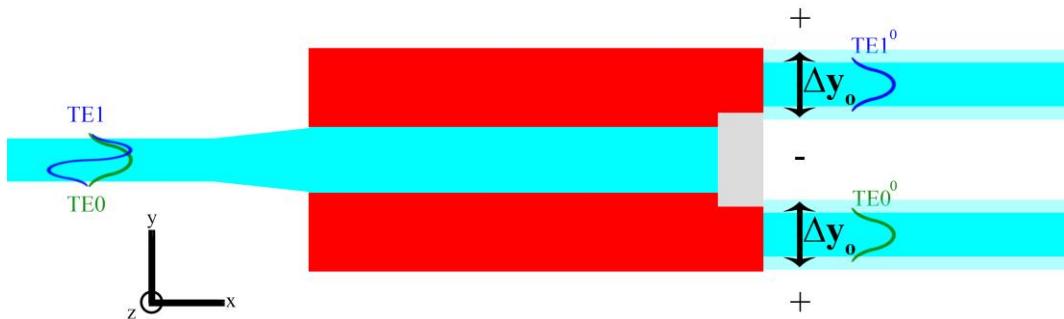


圖 5-10: 輸出端位置變化示意圖

本節對輸出端位置變化進行探討，關於輸出端位置變化的定義與正負值如圖 5-10 所示，在  $\Delta y_o = \pm 10 \text{ nm}$  的製程誤差下，TE0 最大插入損耗誤差為  $0.1319 \text{ dB}$  由  $-2.9618 \text{ dB}$  變動為  $-3.0937 \text{ dB}$ ，TE1 最大插入損耗誤差為  $0.0888 \text{ dB}$  由  $-4.2519 \text{ dB}$  變動為  $-4.3407 \text{ dB}$ ，在  $\Delta y_o = \pm 5 \text{ nm}$  的製程誤差下，TE0 最大插入損耗誤差為  $0.0137 \text{ dB}$  由  $-2.9618 \text{ dB}$  變動為  $-2.9755 \text{ dB}$ ，TE1 最大插入損耗誤差為  $0.0426 \text{ dB}$  由  $-4.2519 \text{ dB}$  變動為  $-4.2945 \text{ dB}$ ，其結果繪製成圖顯示在圖 5-11。

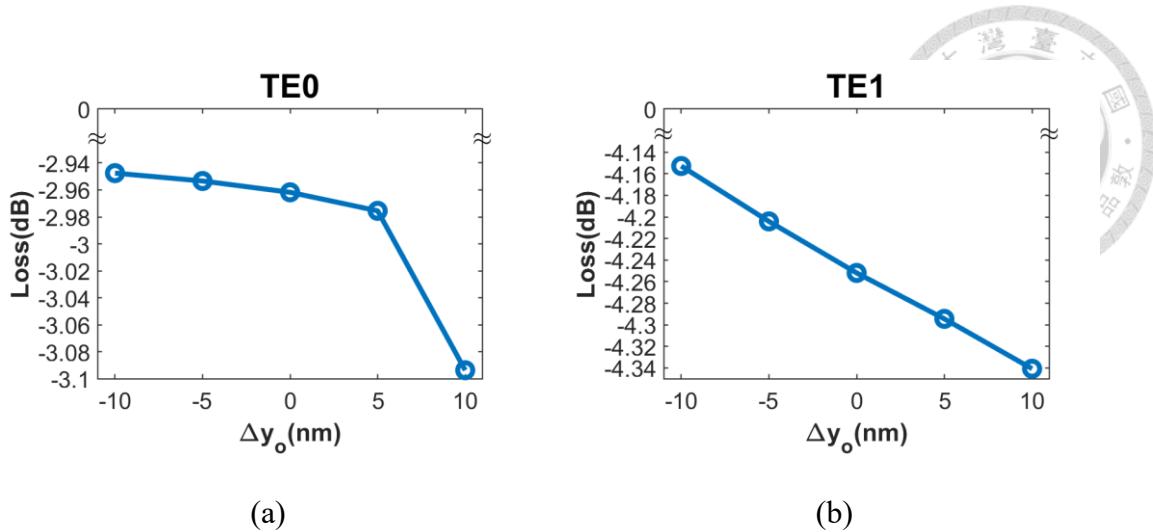


圖 5-11: 輸出端位置對插入損耗製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1

接著針對串擾的部分，在  $\Delta y_o = \pm 10$  nm 的製程誤差下，TE0 最大串擾誤差為 0.2164 dB 由 -15.3803 dB 變動為 -15.1639 dB，TE1 最大串擾誤差為 0.5086 dB 由 -17.8115 dB 變動為 -17.3029 dB，在  $\Delta y_o = \pm 5$  nm 的製程誤差下，TE0 最大串擾誤差為 0.0199 dB 由 -15.3803 dB 變動為 -15.4002 dB，TE1 最大串擾誤差為 0.2348 dB 由 -17.8115 dB 變動為 -17.5767 dB，其結果繪製成圖顯示在圖 5-12。

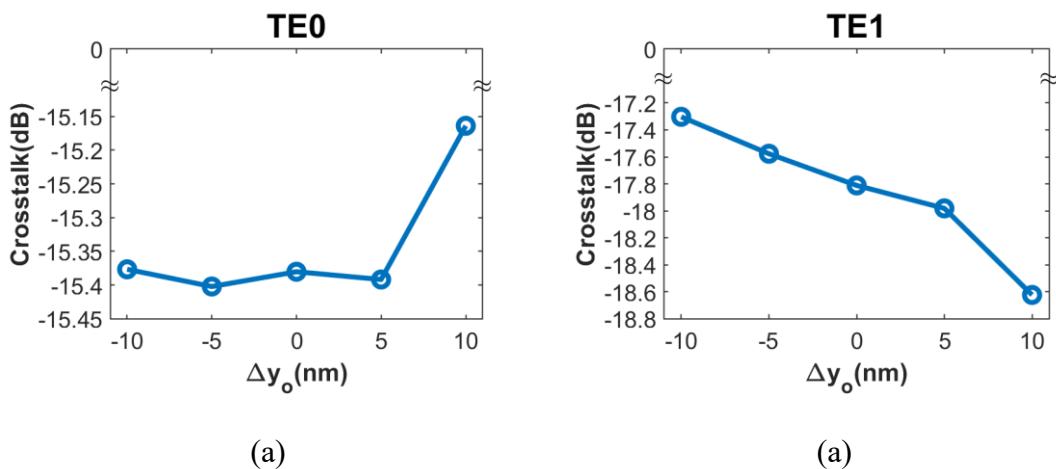


圖 5-12: 輸出端位置對串擾製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1



## 5-5 調制區寬度誤差分析

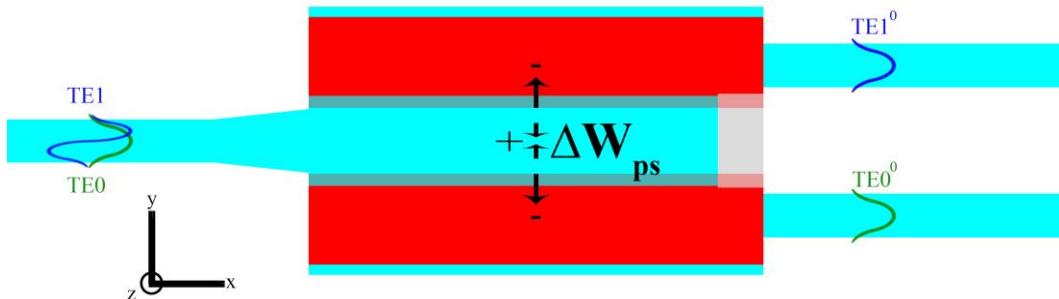


圖 5-13: 調制區寬度變化示意圖

本節對調制區寬度變化進行探討，關於調制區寬度變化的定義與正負值如圖 5-13 所示（寬度僅單方向變化），在  $\Delta W_{ps} = \pm 10 \text{ nm}$  的製程誤差下進行探討，TE0 最大插入損耗誤差為  $0.2067 \text{ dB}$  由  $-2.9618 \text{ dB}$  變動為  $-3.1685 \text{ dB}$ ，TE1 最大插入損耗誤差為  $0.0414 \text{ dB}$  由  $-4.2519 \text{ dB}$  變動為  $-4.2933 \text{ dB}$ ，在  $\Delta W_{ps} = \pm 5 \text{ nm}$  的製程誤差下，TE0 最大插入損耗誤差為  $0.0956 \text{ dB}$  由  $-2.9618 \text{ dB}$  變動為  $-3.0574 \text{ dB}$ ，TE1 最大插入損耗誤差為  $0.0243 \text{ dB}$  由  $-4.2519 \text{ dB}$  變動為  $-4.2762 \text{ dB}$ ，其結果繪製成圖顯示在圖 5-14。

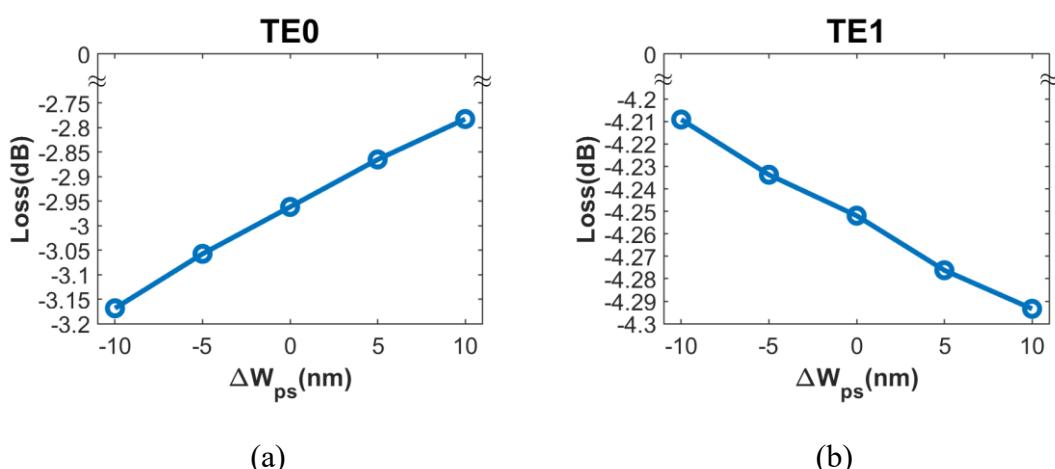


圖 5-14: 調制區寬度對插入損耗製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1

接著針對串擾的部分，在  $\Delta W_{ps} = \pm 10 \text{ nm}$  的製程誤差下進行探討，TE0 最大



串擾誤差為  $0.2771 \text{ dB}$  由  $-15.3803 \text{ dB}$  變動為  $-15.1032 \text{ dB}$ ，TE1 最大串擾誤差為  $0.2993 \text{ dB}$  由  $-17.8115 \text{ dB}$  變動為  $-17.5122 \text{ dB}$ ，在  $\Delta W_{ps} = \pm 5 \text{ nm}$  的製程誤差下，TE0 最大串擾誤差為  $0.1244 \text{ dB}$  由  $-15.3803 \text{ dB}$  變動為  $-15.2559 \text{ dB}$ ，TE1 最大串擾誤差為  $0.1244 \text{ dB}$  由  $-17.8115 \text{ dB}$  變動為  $-17.6871 \text{ dB}$ ，其結果繪製成圖顯示在圖 5-15。

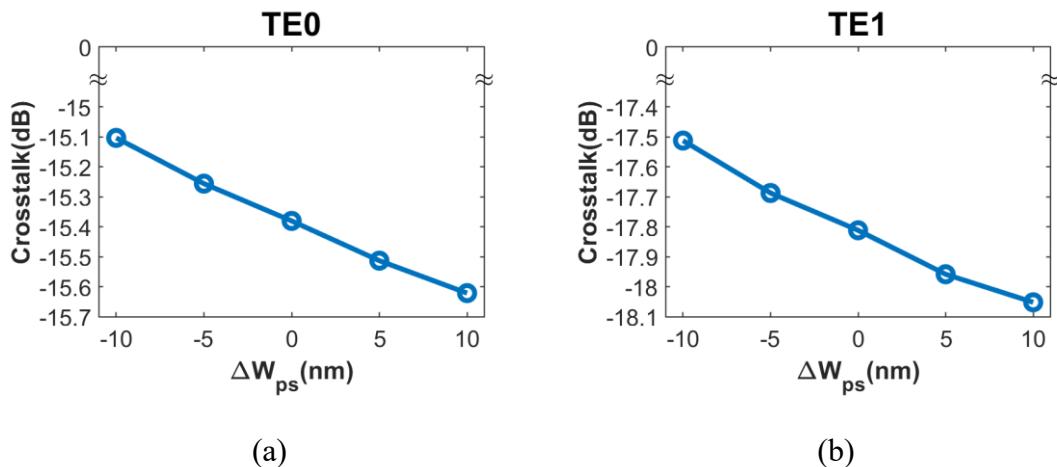


圖 5-15: 調制區寬度對串擾製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1

## 5-6 調制區位置誤差分析

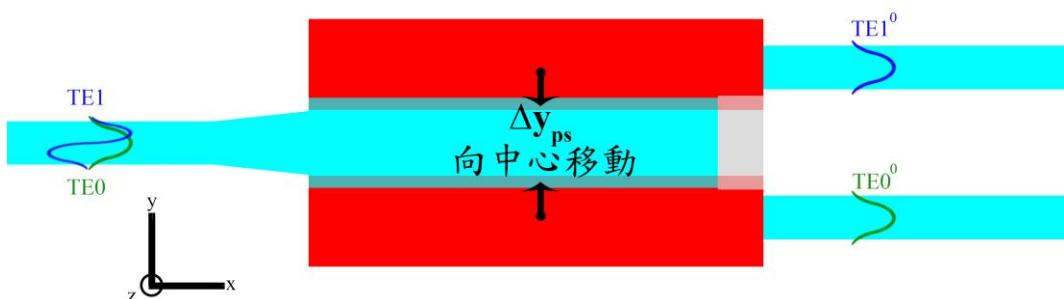


圖 5-16: 調制區位置變化示意圖

本節對調制區位置變化進行探討，關於調制區位置變化的定義與正負值如圖



5-16 所示，在不更動其他參數的條件之下將調制區向中央位移，同樣取五個點，故取  $\Delta y_{ps} = 0, 5 \text{ nm}, 10 \text{ nm}, 15 \text{ nm}, 20 \text{ nm}$  進行探討，TE0 最大插入損耗誤差為 0.1144 dB 由 -2.9618 dB 變動為 -3.0762 dB，TE1 最大插入損耗誤差為 0.8339 dB 由 -4.2519 dB 變動為 -3.418 dB，其結果繪製成圖顯示在圖 5-17。

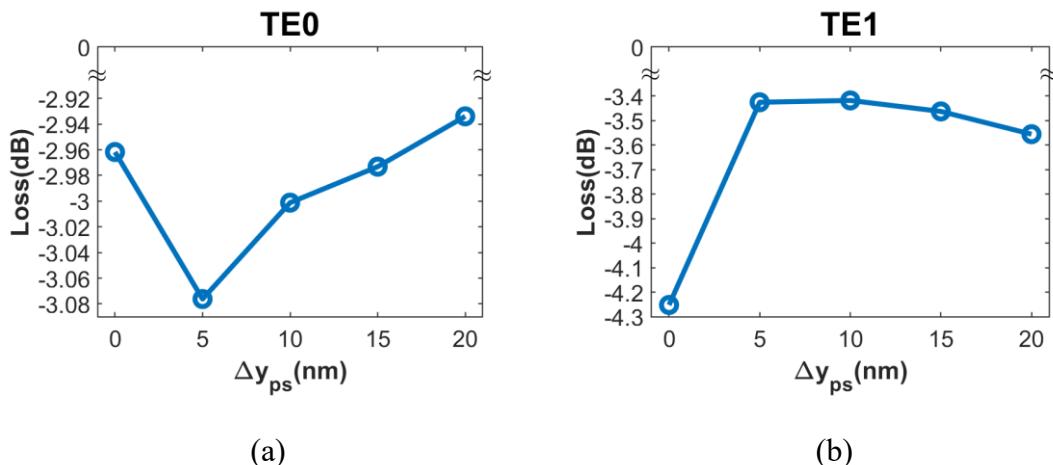


圖 5-17: 調制區位置對插入損耗製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1

接著針對串擾的部分，同樣取  $\Delta y_{ps} = 0, 5 \text{ nm}, 10 \text{ nm}, 15 \text{ nm}, 20 \text{ nm}$  進行探討，TE0 最大串擾誤差為 0.1687 dB 由 -15.3803 dB 變動為 -15.2116 dB，TE1 最大串擾誤差為 7.5049 dB 由 -17.8115 dB 變動為 -10.3066 dB，其結果繪製成圖顯示在圖 5-18，可以看到對入射 TE1 而言，此調制區的位置變動對串擾值產生了巨大的影響，僅僅 5 nm 的偏移就使的串擾值增加了 7.5049 dB，為了瞭解此問題的原因本論文將針對此問題進行進一步的探討，由 (4.2) 可以知道串擾值與兩個輸出端的穿透有關，於是此處將針對 out1、out2 的穿透進行分析並將結果表示在圖 5-19

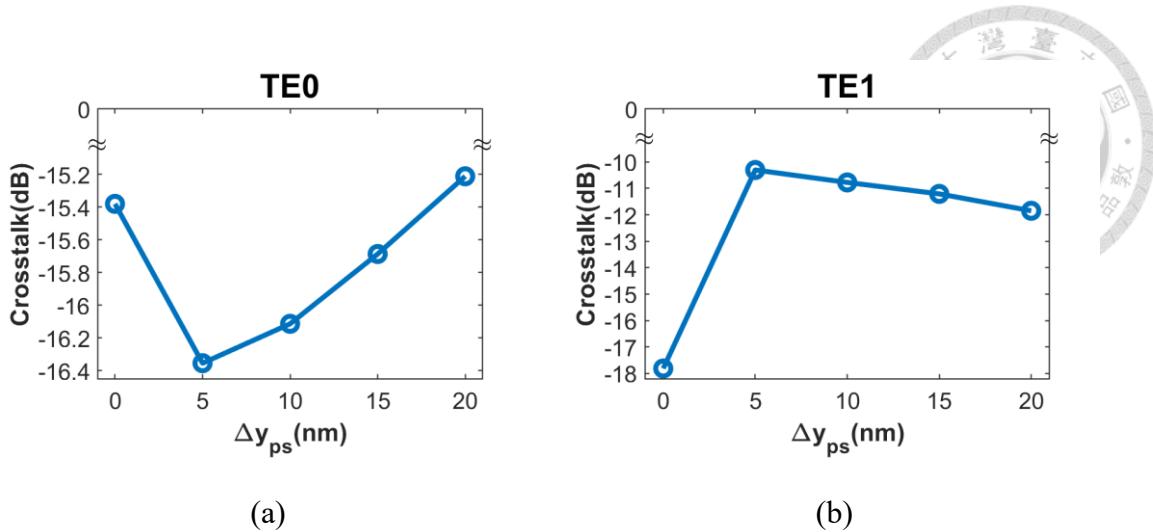


圖 5-18: 調制區位置對串擾製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1

由圖 5-19 會發現當輸出端 out1 中的穿透獲得改善的同時，輸出端 out2 中的穿透也得到了大幅度的提升，也因為此非主要輸出端 (out2) 的穿透增加使得以 (4.2) 計算得到的 TE1 串擾值劇烈上升。

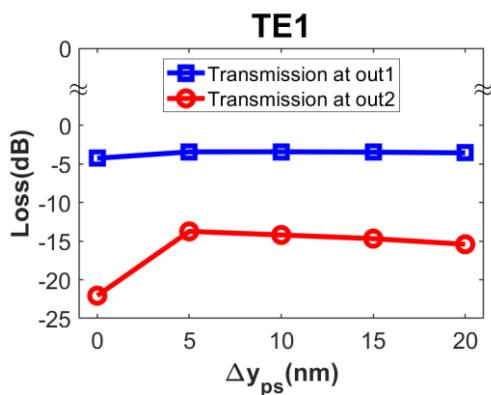


圖 5-19: 調制區位置變化與  $\pm 1.2$  輸出端 (out1、out2) 穿透變化關係

針對調制區位置改變而產生的問題看似非常的嚴重，但是其實只需要加寬調制器的範圍即可 (圖 5-20(b) 透明灰色區域)，因為此加寬的方法等效於寬度增加，而由前 1 節討論的調制區寬度來看，寬度的增加不會造成如此巨大的影響。

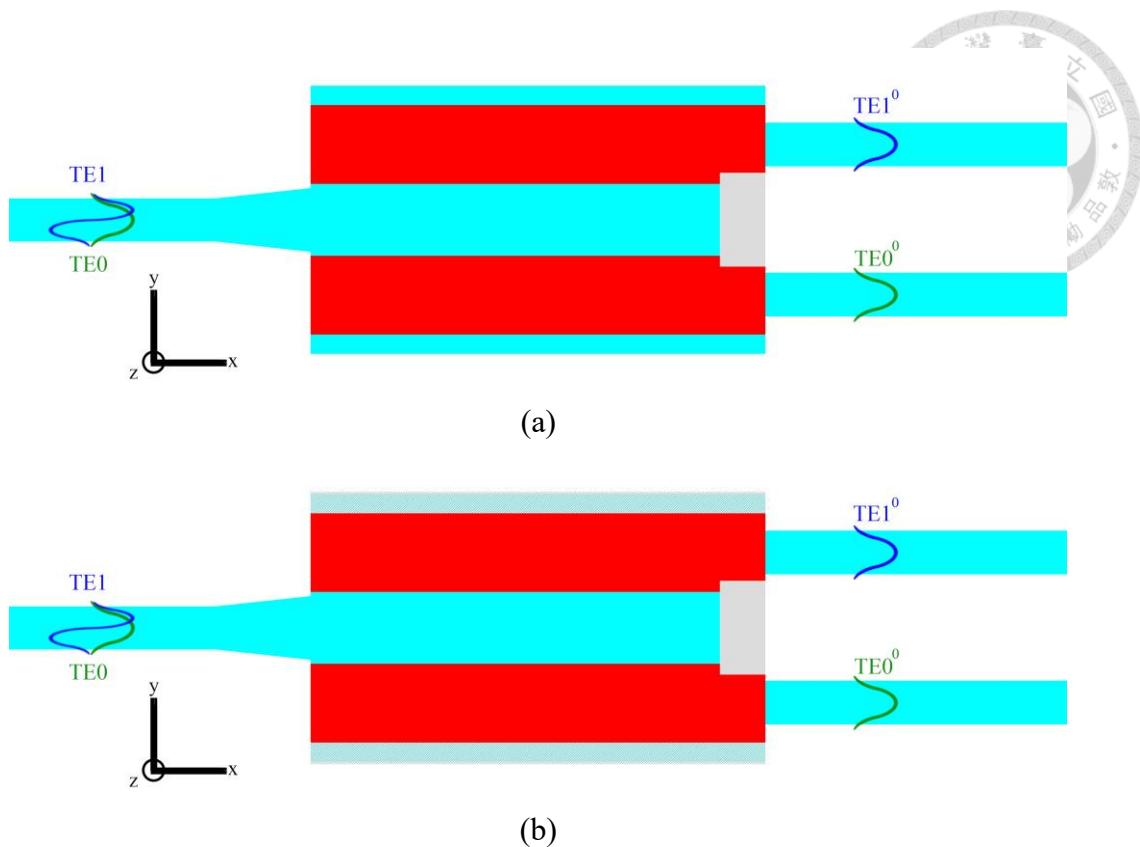


圖 5-20: 調制區位移問題改善示意圖 (a) 改善前 (b) 將調制區加寬到透明灰色區

## 5-7 MMI 長度誤差分析

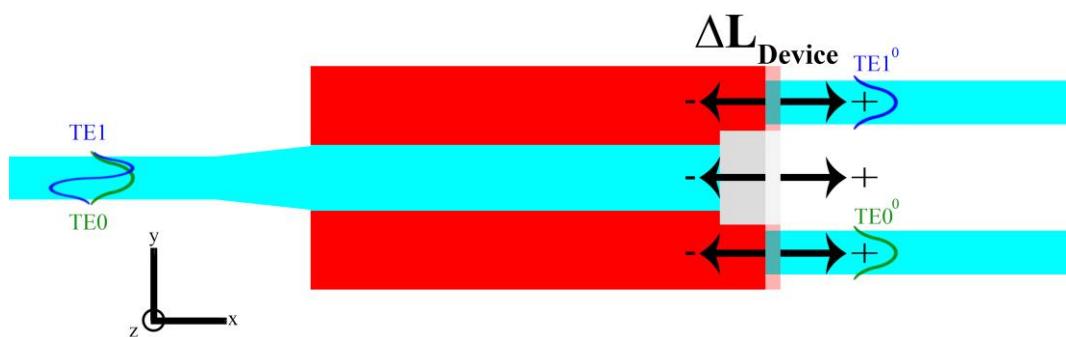


圖 5-21: MMI 長度變化示意圖

在 MMI 的設計中決定了最初的寬度以後，再來就是進行長度的考量，也因此 MMI 的長度必然會對輸出產生一定的影響，本節針對 MMI 長度變化進行探討，關於 MMI 長度變化的定義與正負值如圖 5-20 所示，在  $\Delta L_{Device} = \pm 10 \text{ nm}$  的範



程誤差下，TE0 最大插入損耗誤差為 0.0975 dB 由 -2.9618 dB 變動為 -3.0593 dB，TE1 最大插入損耗誤差為 0.0734 dB 由 -4.2519 dB 變動為 -4.3253 dB，在  $\Delta L_{Device} = \pm 5 \text{ nm}$  的製程誤差下，TE0 最大插入損耗誤差為 0.0454 dB 由 -2.9618 dB 變動為 -3.0072 dB，TE1 最大插入損耗誤差為 0.0373 dB 由 -4.2519 dB 變動為 -4.2892 dB，其結果繪製成圖顯示在圖 5-22。

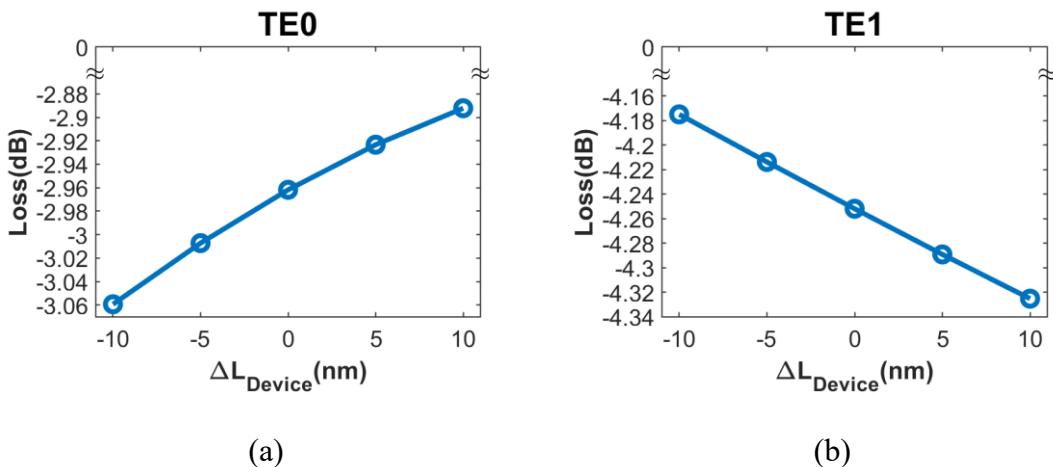


圖 5-22: MMI 長度對插入損耗製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1

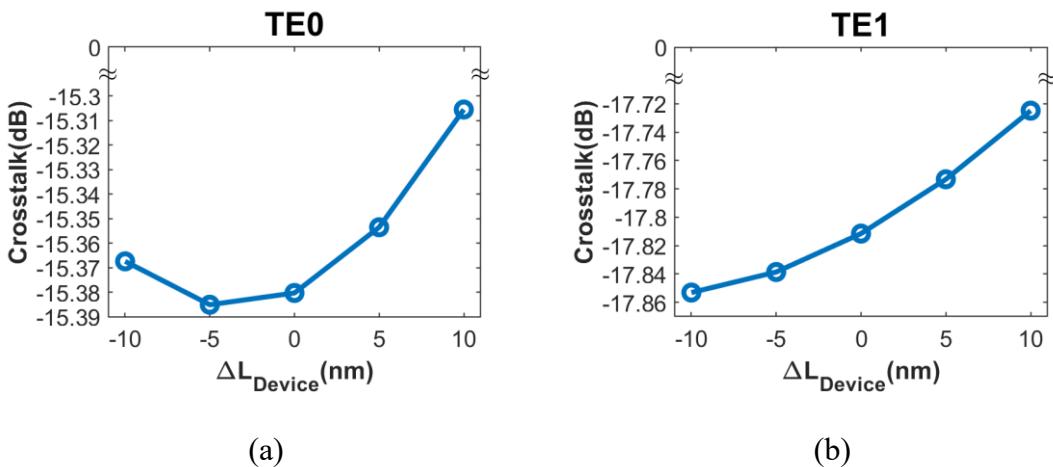


圖 5-23: MMI 長度對串擾製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1

接著針對串擾的部分，在  $\Delta L_{Device} = \pm 10 \text{ nm}$  的製程誤差下，TE0 最大串擾誤差為 0.0748 dB 由 -15.3803 dB 變動為 -15.3055 dB，TE1 最大串擾誤差為



0.0867 dB 由  $-17.8115$  dB 變動為  $-17.7248$  dB，在  $\Delta L_{Device} = \pm 5$  nm 的製程誤差下，TE0 最大串擾誤差為 0.0268 dB 由  $-15.3803$  dB 變動為  $-15.3535$  dB，TE1 最大串擾誤差為 0.0383 dB 由  $-17.8115$  dB 變動為  $-17.7732$  dB，其結果繪製成圖顯示在圖 5-23。

## 5-8 MMI 寬度誤差分析

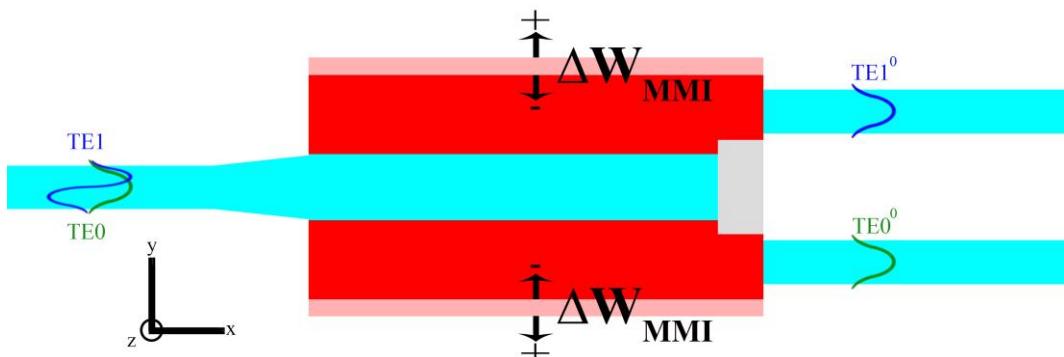


圖 5-24: MMI 寬度變化示意圖

MMI 的寬度是在設計一個 MMI 元件時首要決定的參數，決定了寬度後其他的相關參數才會在以此初始寬度的基礎下進行設計，但是實際的製程可能會稍微改動到此寬度，本節針對 MMI 寬度變化進行探討，關於 MMI 寬度變化的定義與正負值如圖 5-24 所示，在  $\Delta W_{MMI} = \pm 10$  nm 的製程誤差下，TE0 最大插入損耗誤差為 0.1392 dB 由  $-2.9618$  dB 變動為  $-3.1010$  dB，TE1 最大插入損耗誤差為 1.0178 dB 由  $-4.2519$  dB 變動為  $-5.2697$  dB，在  $\Delta W_{MMI} = \pm 5$  nm 的製程誤差下，TE0 最大插入損耗誤差為 0.0391 dB 由  $-2.9618$  dB 變動為  $-3.0009$  dB，TE1 最大插入損耗誤差為 0.4949 dB 由  $-4.2519$  dB 變動為  $-4.7468$  dB，其結果繪製成圖顯示在圖 5-25。

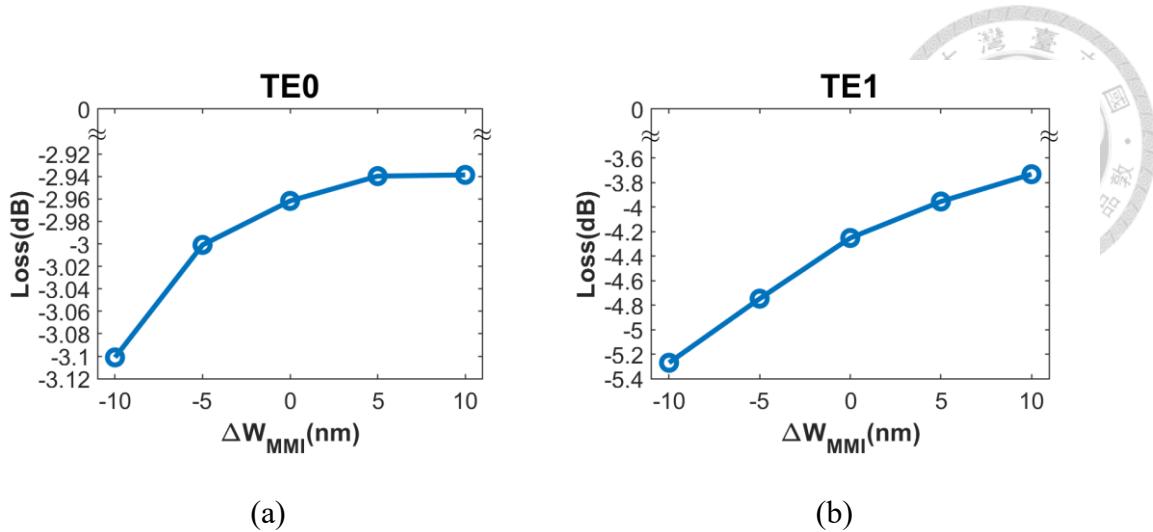


圖 5-25: MMI 寬度對插入損耗製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1

接著針對串擾的部分，在  $\Delta W_{MMI} = \pm 10 \text{ nm}$  的製程誤差下，TE0 最大串擾誤差為 0.8045 dB 由  $-15.3803 \text{ dB}$  變動為  $-14.5758 \text{ dB}$ ，TE1 最大串擾誤差為 3.3421 dB 由  $-17.8115 \text{ dB}$  變動為  $-14.4694 \text{ dB}$ ，在  $\Delta W_{MMI} = \pm 5 \text{ nm}$  的製程誤差下，TE0 最大串擾誤差為 0.2995 dB 由  $-15.3803 \text{ dB}$  變動為  $-15.0808 \text{ dB}$ ，TE1 最大串擾誤差為 1.7631 dB 由  $-17.8115 \text{ dB}$  變動為  $-16.1484 \text{ dB}$ ，其結果繪製成圖顯示在圖 5-26。

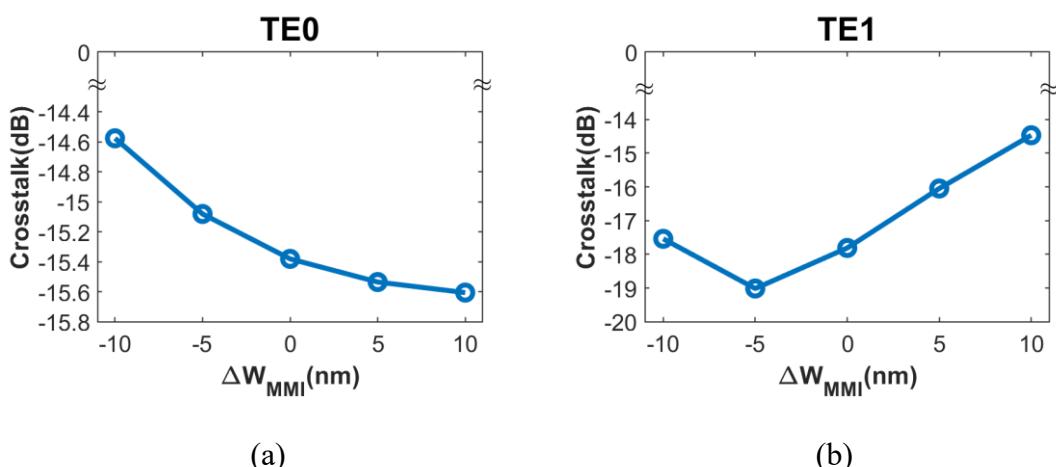


圖 5-26: MMI 寬度對串擾製程容忍度分析 (a) TE0 (b) TE1



## 第6章 結論與未來展望

### 6-1 結論

本研究以小尺寸為目標，利用了 MMI 的結構，同時將調制區域整合到 MMI 範圍中，以此方法設計出了一個  $3 \mu\text{m}$  寬  $28.4 \mu\text{m}$  長的 MMI 加上  $10 \mu\text{m}$  長的寬度漸變結構，總長度  $38.4 \mu\text{m}$ ，元件所占面積  $115.2 \mu\text{m}^2$  的雙模態切換器，接著在 MMI 末端再加上一個蝕刻區進一步改善元件效果，此元件的插入損耗對 TE0 為  $-2.9618 \text{ dB}$ 、對 TE1 為  $-4.2519 \text{ dB}$ ，串擾部分對 TE0 為  $-15.3803 \text{ dB}$ 、對 TE1 為  $-17.8115 \text{ dB}$ ，在插入損耗  $-5 \text{ dB}$ 、串擾  $-15 \text{ dB}$  的頻寬為  $10 \text{ nm}$  ( $1545 \text{ nm} \sim 1555 \text{ nm}$ )，本元件順利達成了在大幅縮小尺寸的條件下利用了簡單的 MMI 結構，滿足可實用串擾  $-15 \text{ dB}$ ，並且可以在常用通訊波段  $1550 \text{ nm}$  傳播的雙模態切換器。

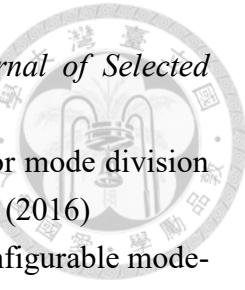
### 6-2 未來展望

本研究採用採用的是  $3 \mu\text{m}$  寬的 MMI 結構，若是採用更寬的 MMI 結構並拉長元件尺寸，是有機會可以達成更佳的串擾值，此外本研究採用簡單的矩形結構以及長條的調制區域作為設計基準並以此成功達成了元件的小型化，若是進一步以跳脫矩形與長條結構的框架，以不規則的 MMI 加上非長條形並針對特定區域調制的方式來做設計的話，在如此進一步增加調變參數的情況下，元件的插入損耗與串擾有高機率能夠得到更進一步的提升，另外若是能夠增加元件的頻寬也能夠進一步擴大元件的使用範圍。

## 參考文獻



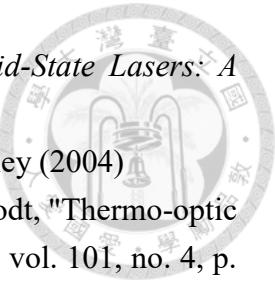
- [1] D. Reinsel, J. Gantz, and J. Rydning, *The Digitization of the World. From Edge to Core*, An IDC White Paper (2018)
- [2] 陳柏翰, 超寬頻淺蝕刻型次波長光柵多模干涉分光器, 國立臺灣大學光電工程學研究所碩士論文 (2019).
- [3] Q. Cheng, M. Bahadori, M. Glick, S. Rumley, and K. Bergman, "Recent advances in optical technologies for data centers: a review," *Optica*, vol. 5, no. 11, pp. 1354-1370 (2018)
- [4] X. Zhou, H. Liu, and R. Urata, "Datacenter optics: requirements, technologies, and trends (Invited Paper)," *Chinese Optics Letters*, vol. 15, no. 5, p. 120008 (2017)
- [5] S. Inao, T. Sato, S. Sentsui, T. Kuroha, and Y. Nishimura, "Multicore optical fiber," presented at the Optical Fiber Communication, Washington, D.C., March 6 (1979).
- [6] S. Sugimoto *et al.*, "Wavelength division two-way fibre-optic transmission experiments using micro-optic duplexers," *Electronics Letters*, vol. 14, no. 1, pp. 15-17 (1978)
- [7] K. R. German, "Polarization beam splitters for pumping of Fii-center lasers," *Optics Letters*, vol. 4, no. 2, pp. 68-69 (1979)
- [8] S. Berdagué and P. Facq, "Mode division multiplexing in optical fibers," *Applied Optics*, vol. 21, no. 11, pp. 1950-1955 (1982)
- [9] H. Xiao, *Introduction to Semiconductor Manufacturing Technology*, SPIE (2012)
- [10] R. G. Hunsperger, *Integrated Optics: Theory and Technology*, Springer New York (2009)
- [11] K. Yamada, *Silicon Photonics II: Components and Integration*, Springer Berlin Heidelberg (2011)
- [12] M. J. Deen and P. K. Basu, *Silicon photonics fundamentals and devices*, Wiley (2012)
- [13] J. S. Orcutt and R. J. Ram, "Photonic Device Layout Within the Foundry CMOS Design Environment," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 8, pp. 544-546 (2010)
- [14] G. T. R. A. P. Knights, "Fabrication of Silicon Waveguide Devices," in *Silicon Photonics: An Introduction*, pp.111-143, Wiley (2004)
- [15] B. Jalali, S. Yegnanarayanan, T. Yoon, T. Yoshimoto, I. Rendina, and F. Coppinger,



- "Advances in silicon-on-insulator optoelectronics," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 4, no. 6, pp. 938-947 (1998)
- [16] M. Ye, Y. Yu, C. Sun, and X. Zhang, "On-chip data exchange for mode division multiplexed signals," *Optics Express*, vol. 24, no. 1, pp. 528-535 (2016)
- [17] C. Sun, Y. Yu, G. Chen, and X. Zhang, "On-chip switch for reconfigurable mode-multiplexing optical network," *Optics Express*, vol. 24, no. 19, pp. 21722-21728 (2016)
- [18] R. B. Priti, H. Pishvai Bazargani, Y. Xiong, and O. Liboiron-Ladouceur, "Mode selecting switch using multimode interference for on-chip optical interconnects," *Optics Letters*, vol. 42, no. 20, pp. 4131-4134 (2017)
- [19] R. B. Priti and O. Liboiron-Ladouceur, "Reconfigurable and Scalable Multimode Silicon Photonics Switch for Energy-Efficient Mode-Division-Multiplexing Systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 37, no. 15, pp. 3851-3860 (2019)
- [20] X. Zi, L. Wang, K. Chen, and K. S. Chiang, "Mode-Selective Switch Based on Thermo-Optic Asymmetric Directional Coupler," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 30, no. 7, pp. 618-621 (2018)
- [21] Q. Huang, W. Jin, and K. S. Chiang, "Broadband mode switch based on a three-dimensional waveguide Mach-Zehnder interferometer," *Optics Letters*, vol. 42, no. 23, pp. 4877-4880 (2017)
- [22] S.-H. Kim *et al.*, "High-Performance Silicon MMI Switch Based on Thermo-Optic Control of Interference Modes," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. PP, pp. 1-1 (2018)
- [23] A. Das, *Lectures on Electromagnetism*, World Scientific (2013)
- [24] Z. Zhu and T. G. Brown, "Full-vectorial finite-difference analysis of microstructured optical fibers," *Optics Express*, vol. 10, no. 17, pp. 853-864 (2002)
- [25] Lumerical Inc. Retrieved on December 20, 2019, from  
<https://support.lumerical.com/hc/en-us/articles/360034917233>
- [26] Lumerical Inc. Retrieved on December 20, 2019, from  
<https://support.lumerical.com/hc/en-us/articles/360034396614-MODE-EigenMode-Expansion-EME-solver-introduction>
- [27] D. F. G. Gallagher and T. P. Felici, *Eigenmode expansion methods for simulation of optical propagation in photonics: pros and cons*, SPIE (2003)
- [28] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14, no. 3, pp. 302-307 (1966)
- [29] 劉宇騏, 以平行化時域有限差分法研究多段轉折奈米天線結構, 國立臺灣大學光電工程學研究所碩士論文 (2016).



- [30] Lumerical Inc. Retrieved on December 20, 2019, from  
<https://support.lumerical.com/hc/en-us/articles/360034914633-Finite-Difference-Time-Domain-FDTD-solver-introduction>
- [31] D. M. Sullivan, *Electromagnetic Simulation Using the FDTD Method*, Wiley (2013)
- [32] A. Taflove and S. C. Hagness, *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*, Artech House (2005)
- [33] S. Gedney, *Introduction to the Finite-Difference Time-Domain (FDTD) Method for Electromagnetics*, Morgan & Claypool (2011)
- [34] J. Kennedy and R. Eberhart, "Particle swarm optimization," presented at the Proceedings of ICNN'95 - International Conference on Neural Networks, Nov. 27 - Dec. 1 (1995).
- [35] J. Robinson and Y. Rahmat-Samii, "Particle swarm optimization in electromagnetics," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 2, pp. 397-407 (2004)
- [36] 趙振宇, 極小半徑矽光子 90 度波導彎曲結構之設計, 國立臺灣大學光電工程學研究所碩士論文 (2019).
- [37] Eberhart and S. Yuhui, "Particle swarm optimization: developments, applications and resources," presented at the Proceedings of the 2001 Congress on Evolutionary Computation (IEEE Cat. No.01TH8546), 27-30 May 2001 (2001).
- [38] K. E. Parsopoulos and M. N. Vrahatis, *Particle Swarm Optimization and Intelligence: Advances and Applications*, IGI Global (2010)
- [39] Lumerical Inc. Retrieved on December 20, 2019, from  
[https://support.lumerical.com/hc/en-us/articles/360034922953-Optimization-utility#h\\_9ffd7a6-3650-4883-a7fc-63b8ba1ad066](https://support.lumerical.com/hc/en-us/articles/360034922953-Optimization-utility#h_9ffd7a6-3650-4883-a7fc-63b8ba1ad066)
- [40] K. Okamoto, "Chapter 2 - Planar optical waveguides," in *Fundamentals of Optical Waveguides (Second Edition)*, pp.13-55, Academic Press (2006)
- [41] L. B. Soldano and E. C. M. Pennings, "Optical multi-mode interference devices based on self-imaging: principles and applications," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 13, no. 4, pp. 615-627 (1995)
- [42] M. Bachmann, P. A. Besse, and H. Melchior, "General self-imaging properties in  $N \times N$  multimode interference couplers including phase relations," *Applied Optics*, vol. 33, no. 18, pp. 3905-3911 (1994)
- [43] W. Song and K. Xie, "Optimal design of a multi-mode interference splitter based on SOI," *Optoelectronics Letters*, vol. 4, no. 2, pp. 92-95 (2008)
- [44] G. T. Reed, G. Mashanovich, F. Y. Gardes, and D. J. Thomson, "Silicon optical modulators," *Nature Photonics*, vol. 4, no. 8, pp. 518-526 (2010)



- [45] W. Koechner and M. Bass, "Thermo-Optic Effects," in *Solid-State Lasers: A Graduate Text*, pp.245-278, Springer New York (2003)
- [46] G. T. R. A. P. Knights, *Silicon Photonics: An Introduction*, Wiley (2004)
- [47] J. Komma, C. Schwarz, G. Hofmann, D. Heinert, and R. Nawrodt, "Thermo-optic coefficient of silicon at 1550 nm and cryogenic temperatures," vol. 101, no. 4, p. 041905 (2012)
- [48] T. S. Moss, G. J. Burrell, and B. Ellis, *Semiconductor Opto-Electronics*, Butterworth-Heinemann (1973)
- [49] R. B. Priti, F. Shokraneh, and O. Liboiron-Ladouceur, "Scalable  $2 \times 2$  Multimode Switch for Mode-Multiplexed Silicon Photonics Interconnects," presented at the 2018 Asia Communications and Photonics Conference (ACP), 26-29 Oct. 2018 (2018).
- [50] R. B. Priti and O. Liboiron-Ladouceur, "A Reconfigurable Multimode Demultiplexer/Switch for Mode-Multiplexed Silicon Photonics Interconnects," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 24, no. 6, pp. 1-10 (2018)
- [51] C. Li and D. Dai, "Low-loss and low-crosstalk multi-channel mode (de)multiplexer with ultrathin silicon waveguides," *Optics Letters*, vol. 42, no. 12, pp. 2370-2373 (2017)
- [52] Lumerical Inc. Retrieved on December 23, 2019, from  
[https://support.lumerical.com/hc/en-us/articles/360026142074#h\\_56e0fe02-5fc4-4ebb-89bc-ae532fc219bd](https://support.lumerical.com/hc/en-us/articles/360026142074#h_56e0fe02-5fc4-4ebb-89bc-ae532fc219bd)
- [53] Lumerical Inc. Retrieved on December 31, 2019, from  
<https://support.lumerical.com/hc/en-us/articles/360034928073-appevalscript>