

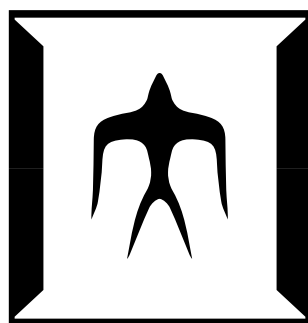
論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	シリコン導波路波長選択スイッチに関する研究
Title(English)	
著者(和文)	三浦謙悟
Author(English)	Kengo Miura
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第10474号, 授与年月日:2017年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:水本 哲弥,荒井 滋久,植之原 裕行,西山 伸彦,庄司 雄哉,山田 浩治
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第10474号, Conferred date:2017/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:,,,,,
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

学位論文

シリコン導波路 波長選択スイッチに関する研究

三浦 謙悟



東京工業大学

大学院理工学研究科 電気電子工学専攻

指導教員: 水本 哲弥 教授

2017年2月

目次

第1章 序論	5
1.1 背景	5
1.2 光集積回路	7
1.3 光インターコネクト	7
1.4 シリコンフォトニクス	8
1.5 波長選択スイッチ	12
1.6 シリコンフォトニクスによる波長選択スイッチ	15
1.6.1 波長分波型	16
1.6.2 波長選択透過	17
1.6.3 波長選択移相	20
1.7 研究目的及び本論文の構成	21
参考文献	24
第2章 回路の線形性と波長選択スイッチ構成要素の設計	31
2.1 はじめに	31
2.2 導波路における光波伝搬	32
2.2.1 固有モード	32
2.2.2 モードの直交性	34
2.2.3 モード展開表示	36
2.3 散乱行列による伝達特性表現	37
2.3.1 伝搬の線形性	37
2.3.2 境界散乱の線形性	37
2.3.3 散乱行列の合成	39
2.4 数値計算による導波路解析法	41
2.5 導波路素子	43
2.5.1 シングルモード条件	43
2.5.2 方向性結合器	43
2.5.3 Mach-Zehnder 干渉計	47

2.5.4	リング共振器	50
2.5.5	多段リング共振器	53
2.6	波長選択スイッチの特性	58
2.7	オンチップ・チップ間光通信	61
2.7.1	集積回路の性能向上と伝送路要求の増大	62
2.7.2	ネットワークオンチップ	63
2.8	波長選択スイッチの要求特性	66
2.8.1	フィルタ特性	67
2.8.2	スイッチング消光特性	71
2.8.3	動作速度	71
2.8.4	消費電力	72
2.8.5	素子サイズ	80
2.9	まとめ	80
	参考文献	82
第3章	リング共振器波長分波型波長選択スイッチ	89
3.1	はじめに	89
3.2	構造・動作原理	89
3.3	製作プロセス	91
3.4	測定系	93
3.5	構成要素の設計	94
3.5.1	導波路形状	95
3.5.2	リング共振器	96
3.5.3	Mach-Zehnder 干渉計	106
3.6	波長選択スイッチの動作検証	110
3.7	特性の検討	116
3.8	特性改善に向けた検討	121
3.9	まとめ	123
	参考文献	124
第4章	波長選択移相型波長選択スイッチ	127
4.1	はじめに	127
4.2	波長選択移相器	127
4.3	構造特性の検討	131
4.4	特性解析	133

4.4.1	挿入損失	138
4.4.2	スイッチング比	138
4.4.3	要求特性	141
4.5	要素素子の設計	142
4.5.1	広帯域方向性結合器	142
4.5.2	2 段リング共振器	143
4.6	1 チャネル波長選択移相型波長選択スイッチの試作	146
4.7	結果に対する検討	148
4.8	まとめ	152
	参考文献	153
第 5 章	結論	155
5.1	リング共振器波長分波型波長選択スイッチ	155
5.2	波長選択移相型波長選択スイッチ	156
5.3	目標性能に対する実現度	157
	謝辞	159
	著者の関連発表・論文等	161
	付 録 A 散乱行列について $-(E - S'_{11} S_{22})$ が正則でない場合 -	167
	付 録 B 導波路形成プロセス	169

第1章

序論

1.1 背景

光波による通信は、その波長が非常に短い（ $\sim \mu\text{m}$ 程度）ことから、誘電体導波路を用いて非常に小さな領域に電磁界を閉じ込めることができ、他の電磁界の影響をほとんど受けることのない伝送が可能である。一般に電気伝送として用いられるベースバンド伝送や高周波伝送（波長 $\sim \text{cm}$ 程度）と比較しても顕著である。

光通信の主要な伝送媒体である光ファイバは、石英系ガラス光ファイバが1968年に Kao らによって提唱され [1]、1970 年に Kapron らによって低損失な光ファイバが実現された [2]。これにより、光ファイバ通信の有用性に期待が集まった。その後、材料の特性による損失の下限として、波長 1550 nm 付近において 0.2 dB/km まで低減可能であることを Izawa らが示し [4]、1979 年に Miya らによって低損失光ファイバが実現された [3]。この光ファイバは、非常に広い伝送帯域を持ち、それ以前に用いられてきた同軸線による伝送では困難であった数十 GHz もの帯域を用いた伝送が、近赤外領域において非常に低い損失で実現できるようになった。

また、それらに先んじて 1960 年に Meiman によって実現されたルビーによる固体レーザー [5] と、1961 年の Javan らによる He-Ne ガスレーザー [6] の出現による、コヒーレント光源の技術も光通信の実現には欠かせないものである。コヒーレント光の利用により、より高密度の伝送が可能となる。また、小型の光源として、1964 年に GaAs 半導体レーザーが実現された [7-9]。その後も半導体レーザーの技術的発展が続き、光ファイバの伝送帯域と合致する波長 1300 nm 及び 1550 nm 帯において発振する GaInAs/InP

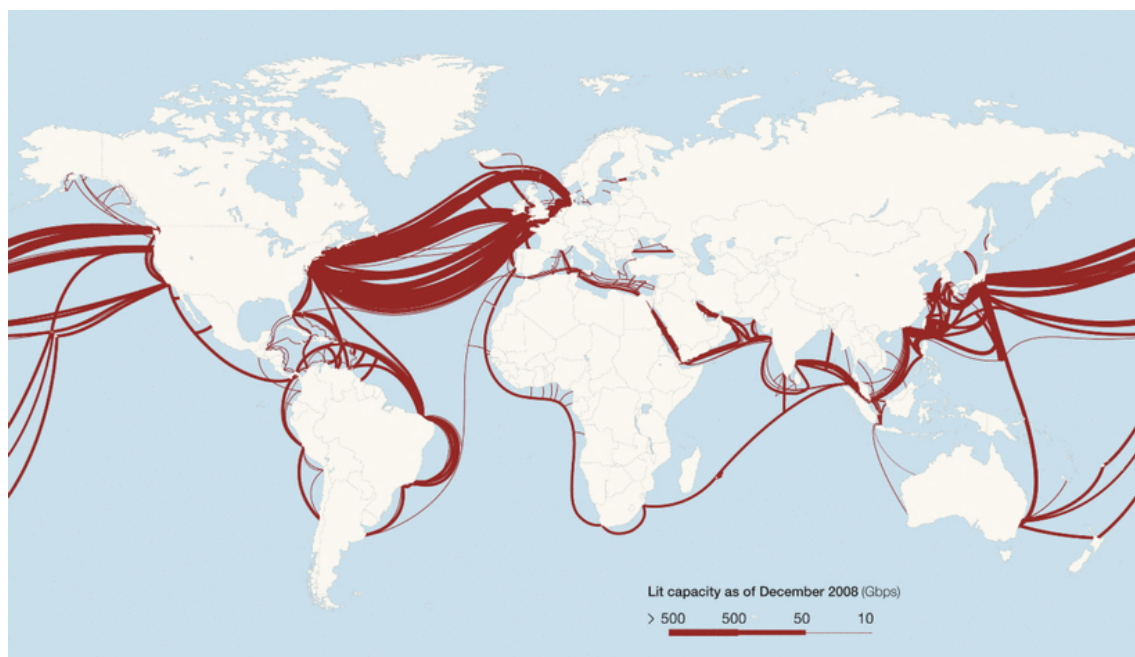


図 1.1 海底光ファイバケーブル網 [17]

レーザが実現された [10–13]。これらの半導体レーザ技術により、小型・高効率かつ安価な光源が実現されより適用先が広がっていった。

ファイバ通信によるネットワークの普及は、高速なネットワーク需要の急激な増加をもたらした。それに対して、波長多重（Wavelength Division Multiplexing: WDM）技術は伝送容量を広げる解として提案された [14]。そして、波長多重された光信号を光電変換無しで増幅できるエルビウム添加ファイバアンプ（Erbium Doped Fiber Amplifier: EDFA） [15] や半導体光増幅器（Semiconductor Optical Amplifier: SOA） [16] 等の技術の寄与もあり、より長距離の高密度伝送が可能となった。現在では、世界中を光ファイバネットワークが結んでいる [17]（図 1.1）。

その後も様々な技術の発展により、機器や伝送のコストが低減され、長距離伝送のみならず、より近距離でも光通信導入の利点が見出され、その応用範囲を拡大するように技術が進歩している。大陸間といった非常に長距離なものから、都市間、FTTH（Fiber to the Home）といった比較的短距離な範囲でも既に光ファイバ通信が適用されている。

1.2 光集積回路

光集積回路（Photonic Integrated Circuit: PIC）は、電気集積回路（Integrated Circuit: IC）が多数のトランジスタを微細な領域に集積するのと同様に、光源や変調器、光検出器等の光学素子を集積するものとして Miller によって提案された [18]。誘電体や半導体をコア・クラッド材料として用いた光導波路を、リソグラフィ等の技術により平面上に形成し、様々な光学素子を集積する。光学素子を平面上に一体集積することにより、光学素子を組み合わせる際に必要であった光軸合わせ等の作業が不要となるほか、小型化、低コスト化が可能となる。

PIC は様々なプラットフォームで検討されており、それぞれ次の特徴がある。前述の半導体レーザに用いられる材料である GaAs や InP といった III-V 族化合物半導体を用いた場合、レーザや増幅器を一体集積することが容易であり、電気回路との集積にも期待されている。LiNbO₃ を用いる場合は、電気光学係数が大きいため変調器として有用であり、導波路構造とすることで変調に必要な印加電圧を低減することができるという利点も生まれる。光ファイバと同じ石英系ガラス（SiO₂）を用いて形成する導波路・シリカ系 PLC（Plainer Light Circuit）は、低損失であることや、光ファイバとの親和性が高いという特徴をもつ。一方、コア・クラッドの屈折率差が小さいために、曲がり導波路の曲率半径を小さくすることができず、結果として幾つかの素子を集積した場合にサイズが大きくなってしまいうことが欠点である。ただし、小さな屈折率差は加工精度に対する要求が小さくて済むという点では有利に働く。

電子集積回路に用いられる材料であるシリコンを用いて形成した光回路はシリコンフォトリソグラフィと呼ばれ、電気集積回路と同様のプロセスを利用することができる等の利点があり、その発展が期待されている。

1.3 光インターコネク

導体配線による電気信号の伝送を、光導波路による光伝送に置き換えることによって、信号遅延や歪みが小さく、エネルギー損失を低く抑えたまま高速・広帯域・高密度の伝送が実現できる [20]。一方、光電変換によるエネルギー損失や遅延、集積によるプロセスの複雑化もしくは集積が困難な場合が生じたり、光学素子がトランジスタ等と比較して大きいといった問題点もある。これらは概ね、単に信号を伝送

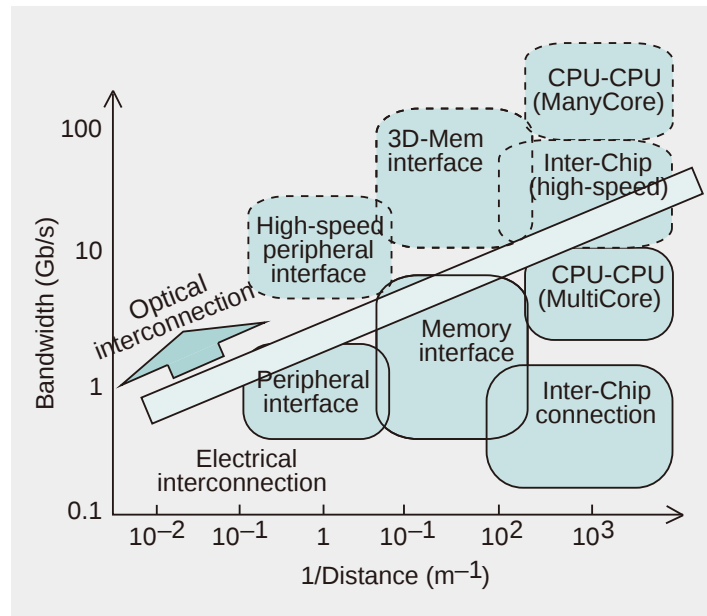


図 1.2 チップ間インターコネクトのトレンド。実線は現在、破線は将来 [20]

するだけならばメリットが多く、伝送距離に対して光電変換等の処理を行う回数が多いとそのメリットは薄れてくる。

このような特徴のため、電気伝送から光伝送への置換は長距離伝送から始まったが、近年では徐々に近距離伝送においても置換が始まっている。前述の光回路の集積技術特に合わせて、数百 μm から数 mm といった非常に微細な領域にまで適用できるという検討結果が報告されている [19, 20] (図 1.2)。この距離は、チップ内において比較的長距離となるコア間やコア群間に相当する。また、当然それより長距離の接続となる、オンボードメモリやストレージに対する伝送においても光伝送が優位であり、大きな伝送容量や高速な応答速度が求められる箇所では使用されることが考えられる。

1.4 シリコンフォトニクス

シリコンフォトニクスは、1980年代半ば頃から活発に研究が始まった [21]。Sorefらによって1985年に最初のシリコン光集積回路 [22, 23] が実現されて以来、素子が提案され、その集積についても検討がなされている [21, 24]。

シリコンフォトニクスは主としてコア材料にSi ($n \sim 3.5$)、クラッド材料にその酸化物である SiO_2 ($n \sim 1.4$)を用いる。これらの材料の微細加工は、シリコン電子

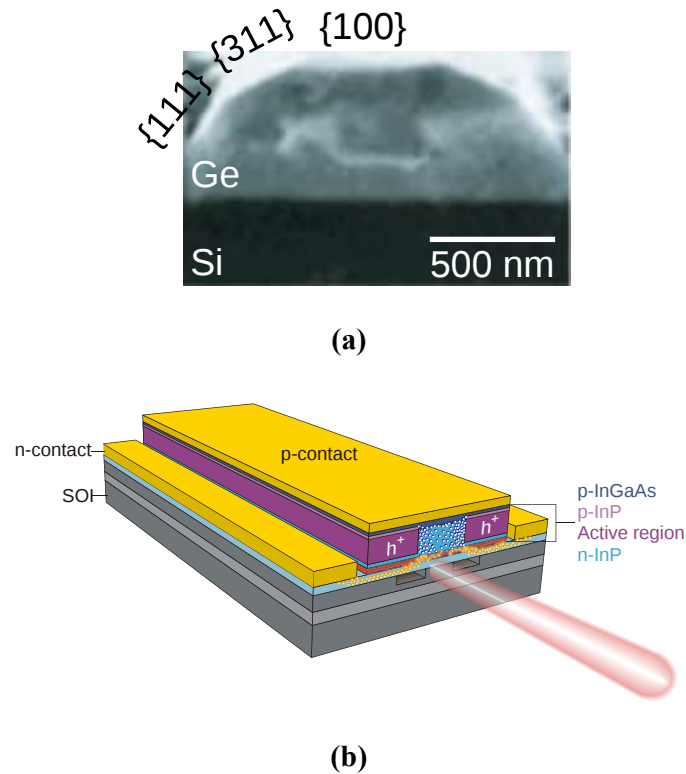


図 1.3 Si 上のレーザ (a) Ge-on-Si [27] (b) ハイブリッド集積 [25]

集積回路の一般的な形である Complementary Metal Oxide Semiconductor (CMOS) で用いられるプロセスを用いることが可能である。これを CMOS プロセスと互換性があるといい、シリコンフォトニクスの大きな特徴である。これまでの技術の蓄積を利用することができるという点に加え、電気集積回路と同一の基板上に光集積回路を実現する光電一体集積というアプローチに対しても有用である。また、必要に応じて、SiN、SiON、SiC、SiO_x などの Si と SiO₂ の中間の屈折率を持つ材料を用いる場合もあるが、これらもまた CMOS 互換のプロセスによってチップ上に集積することができる。

また、コア・クラッドの屈折率差が非常に大きいことから、微細な領域に光波の電磁界を閉じ込めることが可能であり光回路の微細化や、より小さな領域への光通信の適用に対して有効である。発展途上のものも多いが光集積回路を構成する多くの素子が提案され、実現されている。これらについては参考文献 [24–26] が詳しいが、次にいくつかを紹介する。

光源

シリコンは間接遷移半導体であることから、そのままでは発光素子として用いることはできない [25]。そこで、Si 上に Ge を成長することでバンド構造を制御する方法 [27]、貼付け法を用いて発光材料となる III-V 族化合物半導体をシリコン上に集積する方法 [28]、エルビウムをシリコンに添加する方法 [30] によって導波路に発光特性を与えるて光源を実現する方法などが提案されている。

光検出器

Si の吸収が少ない波長帯において通信を行うため、吸収がなく光検出は困難となる。そのため、貼り付けや成長により Si 上に形成した Ge や III-V 族化合物半導体を用いて光検出を行う素子 [29, 30] が提案されている。

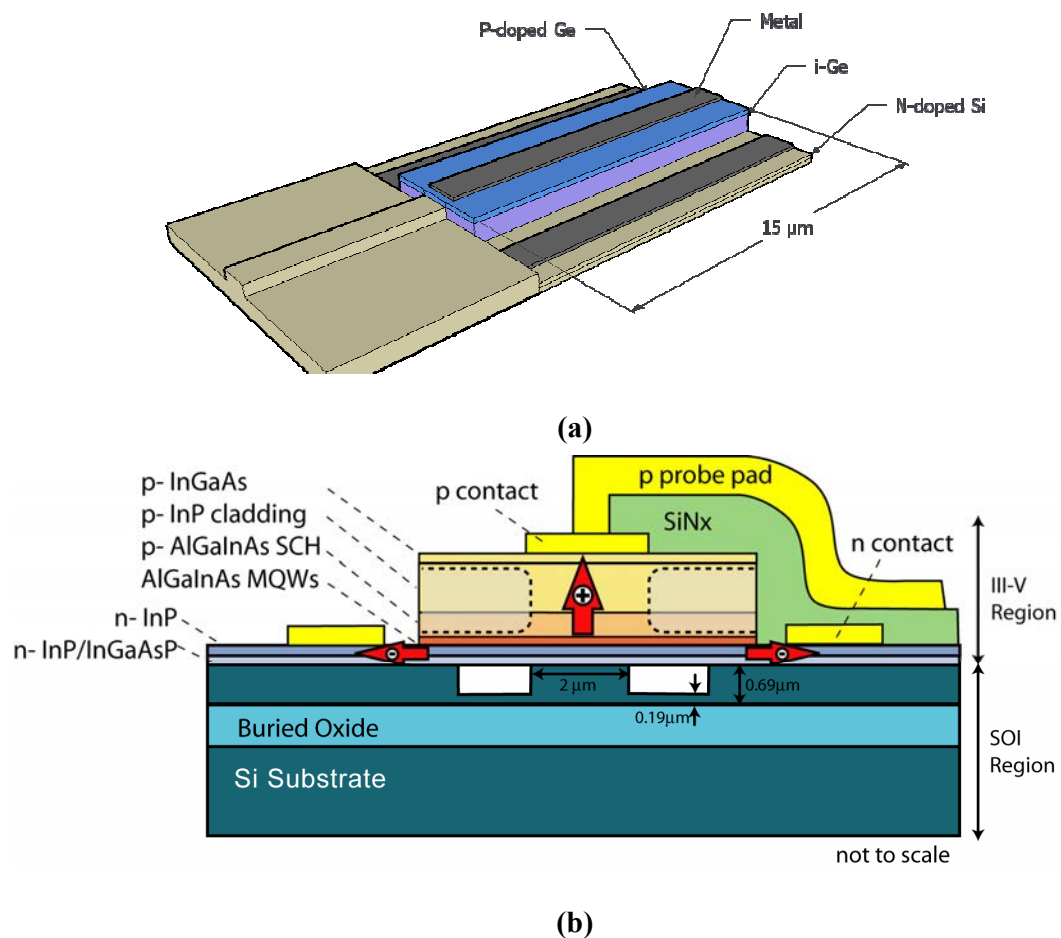


図 1.4 Si 上の光検出器 (a) Ge を用いた光検出器 [29]、(b) III-V 族化合物半導体を用いた光検出器 [30]

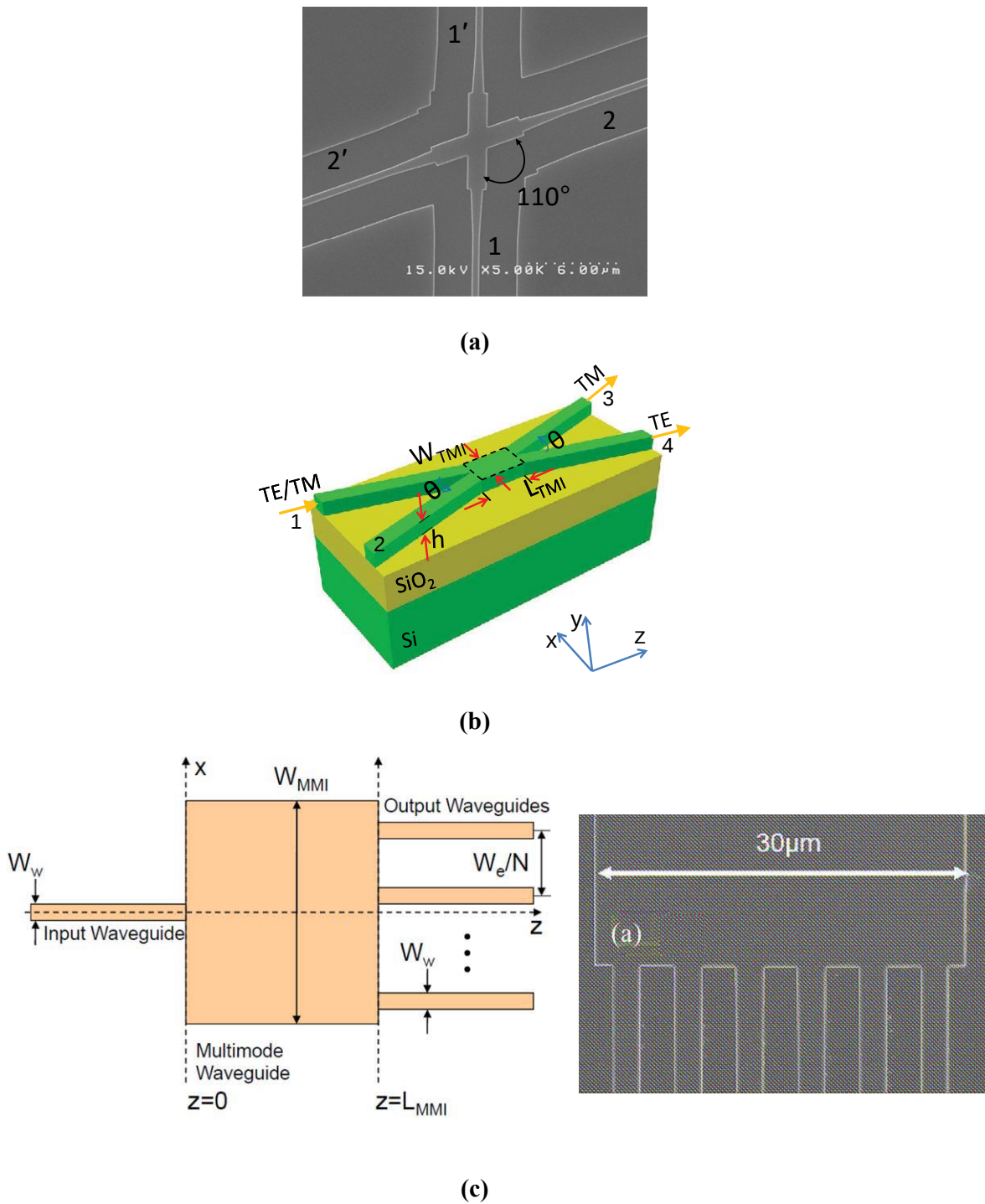


図 1.5 Si 上の受動素子 (a) 交差 [34] (b) 偏波スプリッタ [35] (c) パワースプリッタ [36]

受動素子

最も基本的な受動素子として、素子間接続用の導波路がある。受動素子として必要な特性は、低伝搬損失、低曲げ損失である [32, 33]。交差導波路 [34] などの構造、偏波・波長に対する分波器やフィルタ、パワースプリッタ、変調器や経路スイッチ

などの受動デバイスも、光回路の機能を実現するためには必要な素子であり、これらについても様々な素子構造が提案されている [26, 35, 36]。

シリコン導波路は、光ファイバと同様に近赤外領域に非常に広い伝送帯域を持ち、小型な素子による狭い範囲での光伝送に適用されることが期待されている。

しかし、単純に電気信号による伝送を光信号による伝送に置き換えるだけではなく、伝送路としての光導波路を有効活用するためには WDM を用いることやネットワーク化によって、伝送路を複数の通信において使用することが重要である。

光ネットワークにおいて、光スイッチは光信号を光電変換を介さずに経路を切り替えるために用いられ、光ネットワークにおいて非常に重要な素子である。WDM ネットワークにおいて、WDM 信号に対して選択的に経路切替を行う光スイッチを波長選択スイッチ (Wavelength-Selective Switch : WSS) という [37]。これをシリコンフォトリソによって実現することにより、集積型の WDM ネットワークを構成することが可能となり、高密度な伝送が要求されるデバイスに対して非常に有効である。

これまでの提案されている WSS は様々な構成がある。微細な領域において、集積型の WDM ネットワークを実現することを考えると、幾つかの観点で解決すべき課題をもっている。特に本研究では、次の観点到に着目し、新規な構造を提案しその実現を検討する。

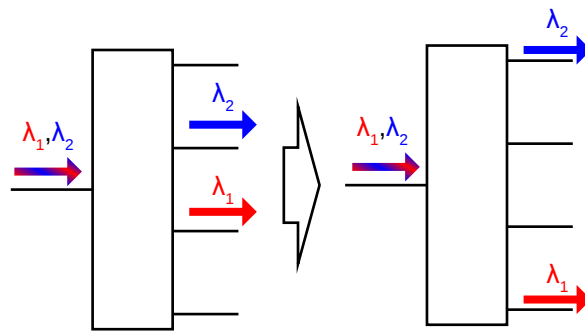
1.5 波長選択スイッチ

集積型の WDM ネットワークを実現するための WSS として、主に2つの観点を重視して現状の WSS の技術について紹介する。1つ目はデバイスの大きさ (面積) であり、集積回路上において多数の素子を集積するために重要な要素となる。もう1つは Hitless 性である。すなわち、ある波長チャネルの信号に対するスイッチング操作が、他の波長チャネルに対して影響を与えないという性質である。

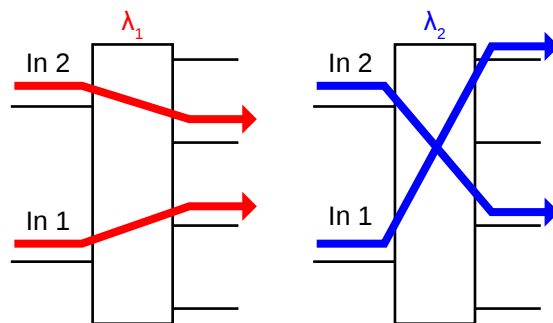
波長選択スイッチは、WDM における波長チャネルに対してスイッチングを行うものである。例えば、図 1.6 (a) は 1×4 の WSS の例として、波長 λ_1 の信号と λ_2 の2つの多重化された信号が入力された場合に、それぞれの信号の経路を動的に切り替えることができることを示す。図 1.6 (b) のように、多入力の場合もそれぞれの入力ポート、波長について経路を選択することができる。入出力ポート数が $1 \times N$ の

ものを WSS、 $N \times M$ のもの WXC (Wavelength Cross Connect) と区別することもあるが、ここでは双方を WSS と呼ぶ。WSS を用いることによって、WDM ネットワークにおいて多重化された各波長チャネルを独立に扱うことができる。WSS は非常に重要な素子である。

これまで、WSS は主に長距離伝送系における WDM 伝送において用いるために開発されている。例えば、空間光学系を用いるものについては、図 1.7 (a) に示したもののよう、すでに商用のものとして実用に供されているものもある [38]。これらは表面回折格子や透過型回折格子等で波長毎に分光した後、MEMS (Micro Electro Mechanical System) ミラーや LCOS (Liquid Crystal on Silicon) ミラー等で反射方向を制御し出力ポートを切り替えるものである [39–41]。これらの WSS は光を一旦空間に出射し、分波した光線の経路をスイッチングするため、デバイスサイズが波長



(a)



(b)

図 1.6 WSS の機能イメージ (a) 波長ごとの経路切替 (b) 多入力に対する経路選択

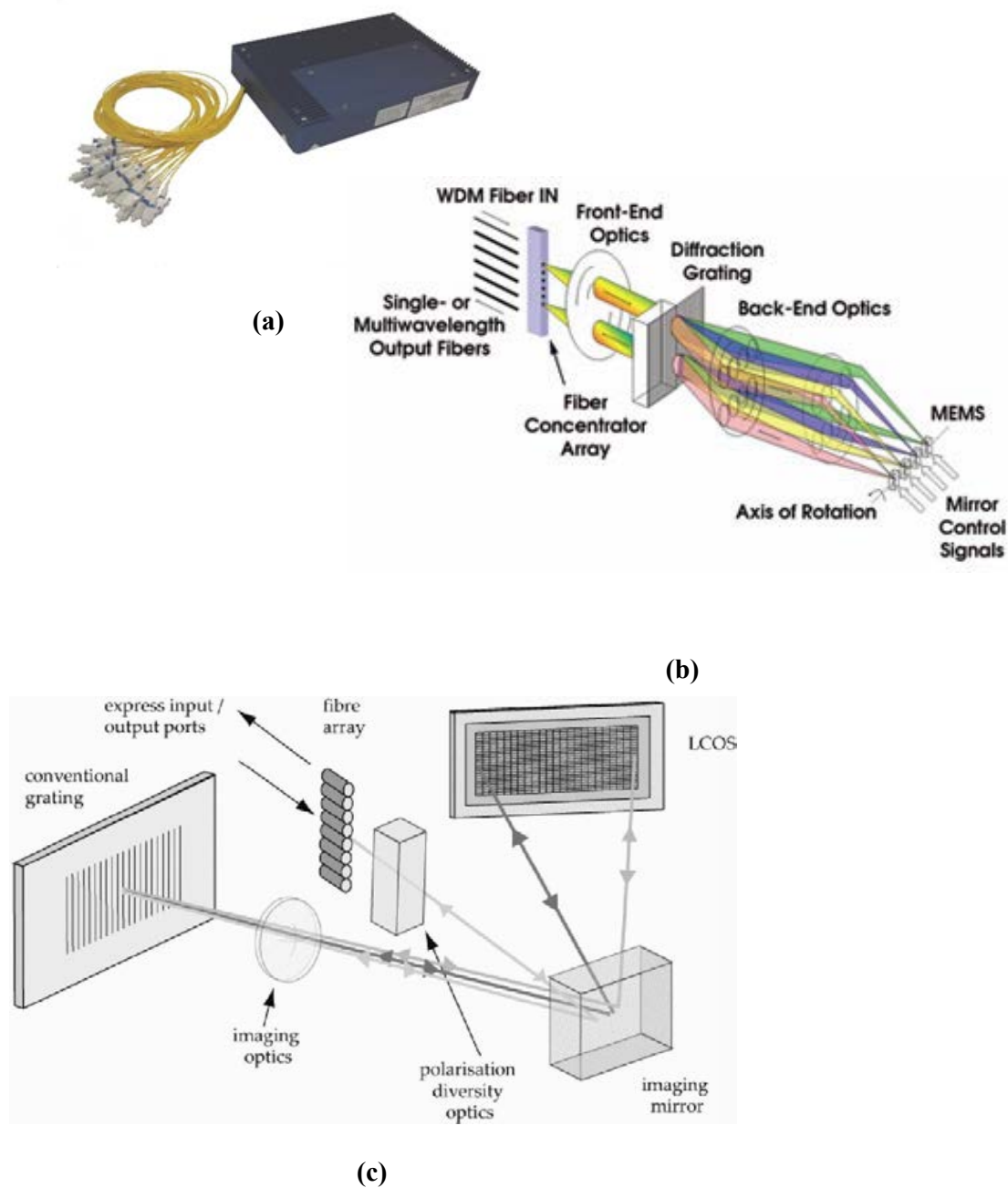


図 1.7 空間光学系を用いた WSS (a) 商用パッケージ (FINISAR 10WSAA20FLL) [38] (b) 透過型回折格子・MEMS ミラー型 [39] (c) 表面回折格子・LCOS ミラー型 [40]

チャンネル相互及びスイッチングの消光比とトレードオフの関係にあり、一般にサイズが大きい方がスイッチとしての特性は良いものができる。2次元にミラー等を配置することができるため、波長数及びポート数の増加に対して体積の増加は比較的小さくできるなどの特徴があるが、空間的に光学要素を配置するため、高精度の光

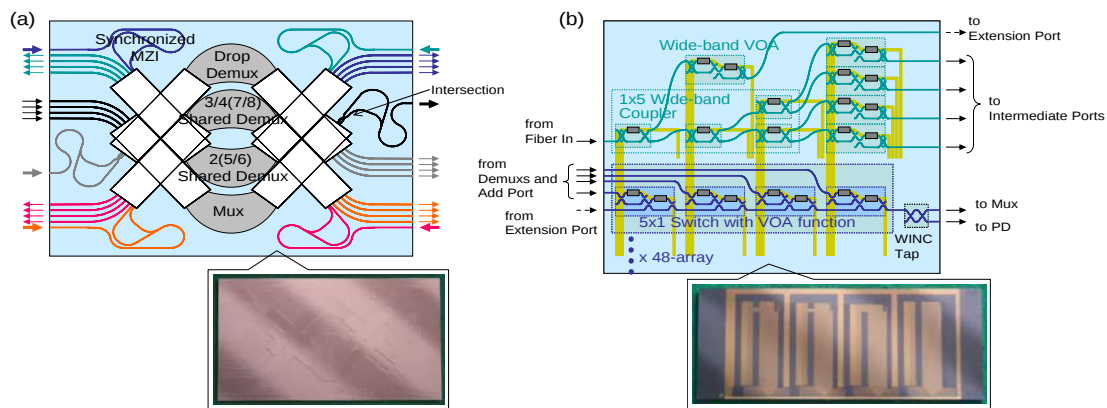


図 1.8 PLC を用いた WSS[43]

軸合わせ必要となり、作製が高コストになりがちである。また他の光部品との集積という用途には向いていない。

集積型のデバイスとしては SiO₂ プラットフォーム（PLC）で提案され、開発が行われている [42, 43]。PLC は光ファイバと低損失で接続することができるため、長距離通信との親和性が高く、WDM 用の合分波素子等がすでに実際に利用されており、今後、さらに様々な素子の集積が期待されている [37]。図 1.8 は PLC の WSS として提案されているデバイスであり、アレイ導波路回折格子（Arrayed Waveguide Grating: AWG）を用いて波長合分波を行い、マッハツェンダー干渉計（Mach-Zehnder Interferometer: MZI）型の光スイッチを用いて経路切替を行うものである。

PLC は光ファイバ通信との親和性と製作の容易性から期待されているプラットフォームであるが、SiO₂ の屈折率が比較的低く、コアとクラッド間の屈折率差を大きくすることができないため、曲がり導波路の曲率半径が大きく（～mm）、結果として回路が大きくなりがちである。例えば、図 1.8 に示すデバイスは、1×N の WSS で全体としてのサイズは数十 cm² 程度であり、大型となっている。

1.6 シリコンフォトニクスによる波長選択スイッチ

WSS も、シリコンフォトニクスを用いたデバイスが幾つか提案されている。これについて、特徴を以下にまとめる。

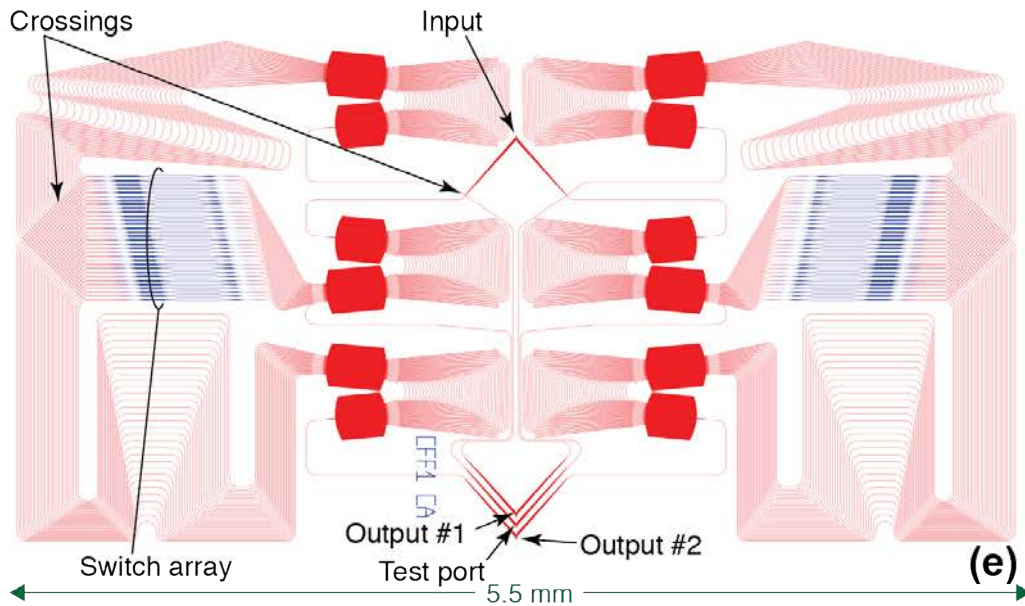


図 1.9 AWG 分波型 WSS [46]

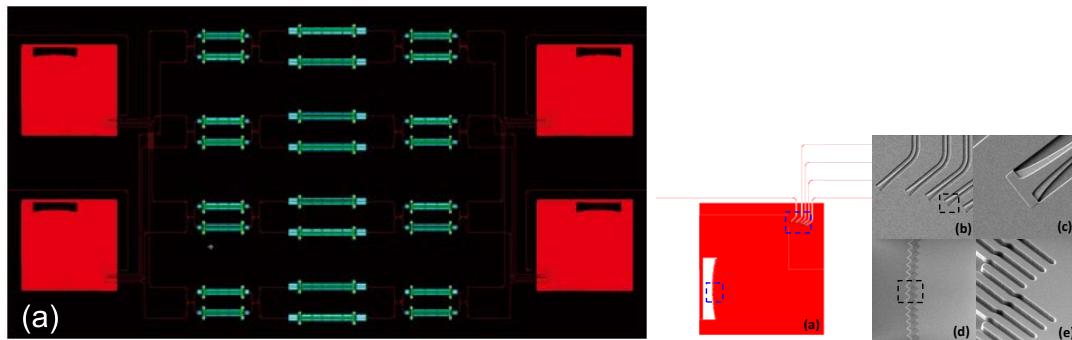


図 1.10 凹面回折格子分波型 WSS [48, 49]

1.6.1 波長分波型

まず、空間光学系や石英系 PLC 導波路で形成した素子と同様に波長ごとに分波した後、それぞれの波長チャンネルごとにスイッチングを行い再び合波するという原理に基づくものがある。PLC 型と同様に AWG を用いて合分波を行い、MZI 型の光スイッチにより経路を選択する構成 [45–47] が提案されている。AWG を用いることで非常に多くの波長チャンネルを収容することが比較的容易であり、波長チャンネルの増加に関してスケラブルである。図 1.9 はこの構成に基づいた 1×2 の WSS である。PLC 型に比べて 1/10 程度の大きさではあるが、依然として AWG が非常に大きな面積を占めており、狭い範囲をカバーするの信号伝送用途には向いていない。

また、AWG の代わりに凹面回折格子 (Concave Grating) を用いる構成 [48] も提案されている (図 1.10)。これは AWG を用いた素子より小型にできる利点はあるが、

波長チャネルを増加させることはAWG型ほど容易ではない。AWG型より小型とはいえ、1 mm程度の大きさ（図の赤い正方形が $300\ \mu\text{m}$ 四方）であり極短距離の通信においてはより小型な素子が必要となる。

これら提案されたデバイスは、波長選択と経路選択を別の回路要素で実現しているため、製作時や動作時の校正が容易であることや、Hitlessであることが利点として挙げられる。また、目的に合わせた設計の自由度が高いと考えられる。さらに、経路選択にMZI型の光スイッチを用いているため高い消光比が期待できる。

本研究では図1.11に示すように波長フィルタとしてマイクロリング共振器（MicroRing Resonator: MRR）を用いる新しい構造を提案する。上述の特徴を持ちつつ小型化が可能であると考える。詳細については第3章で論ずる。

1.6.2 波長選択透過

複数の導波路間で特定の波長を選択的に透過させることにより、その波長の経路を切り替えることができる。波長フィルタであるMRRの周回位相を様々な手法で変調することで、透過波長を変化させ、透過/遮断を切り替えることで波長選択スイッチとしての機能を実現する[50–53]。

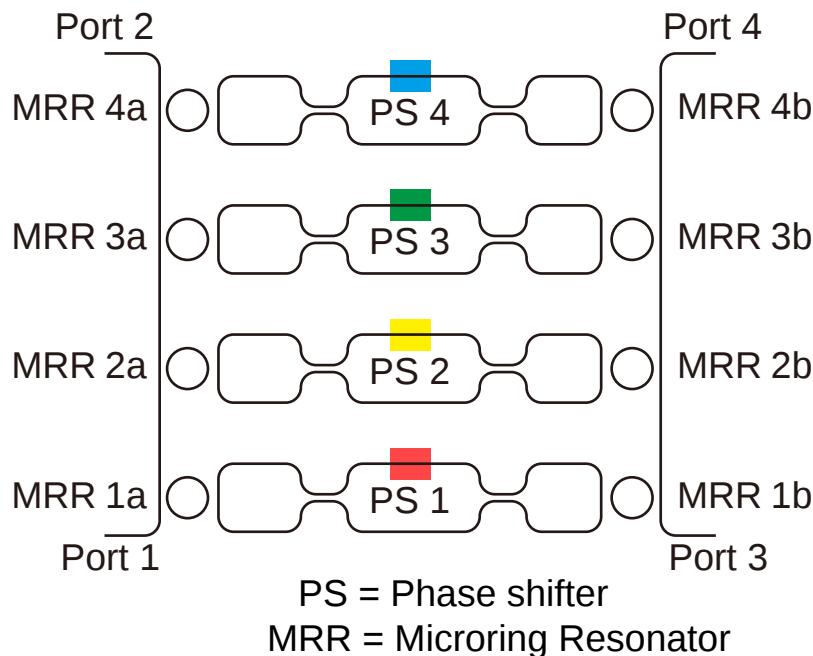


図 1.11 MRR 波長分波型 WSS

図1.12のように導波路が交差する箇所にMRRを配置することにより、特定の波長に対して、その交点を直進するか曲がるかの経路を切り替えることができる[50, 51]。MRRを用いることにより、1つのフィルタが数十 μm 程度の直径で構成できるため、WSS全体でも小さなものにできる。図1.12に示すデバイスもサイズは数百 μm^2 程度の面積で形成できる。また、図には5×5のデバイスを示すが、入出力ポート数を増やすことは、同様の形状で格子を増やせば良いため、非常に容易である。しかし、特定の入力ポートから特定の出力ポートに出力することができるのは、1つの波長チャンネルのみであるので、この意味ではBlockingである。Non-blockingにするためには、同様の構造を直列に並べる等の手段を講ずる必要がある。そのため、対応する波長チャンネルを増やすためには経路が複雑になりがちである。

同様に、並行する2導波路間にMRRを配置し、それを変調することで動作するWSSも提案されている[52, 53]（図1.13）。これは2つの導波路が平行しているため、その導波路間に複数のMRRを配置することにより多数の波長チャンネルを同時

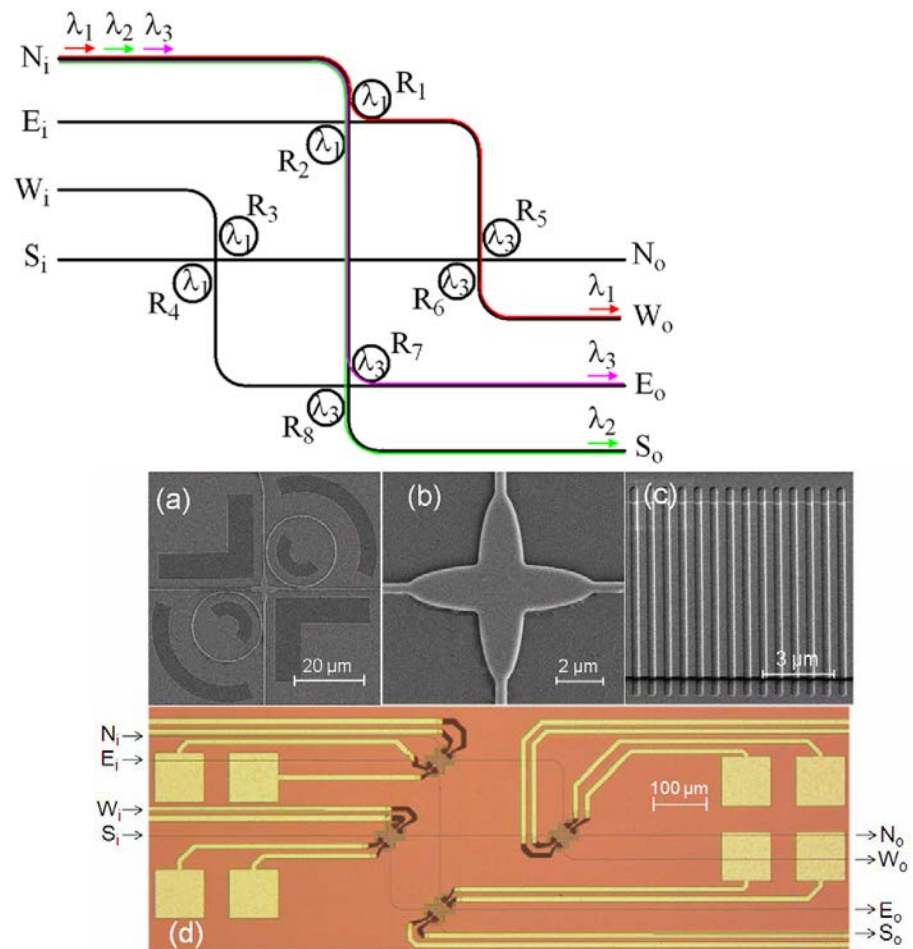


図 1.12 波長選択透過式 (1) [51]

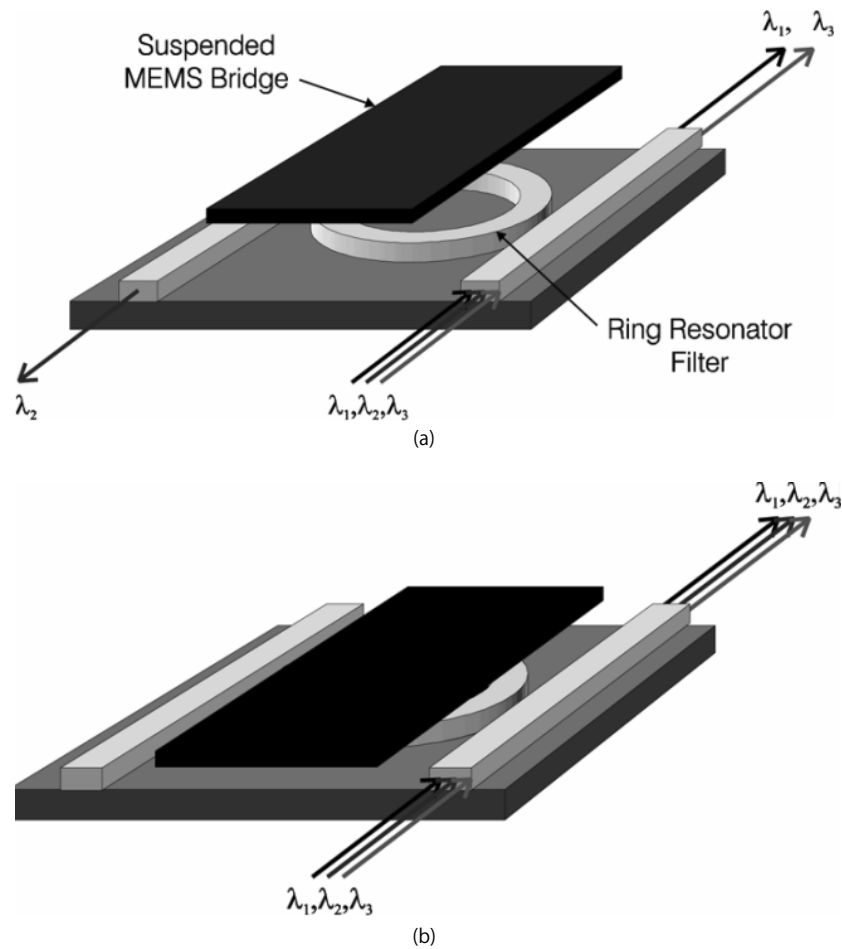


図 1.13 波長選択透過式 (2) [52]

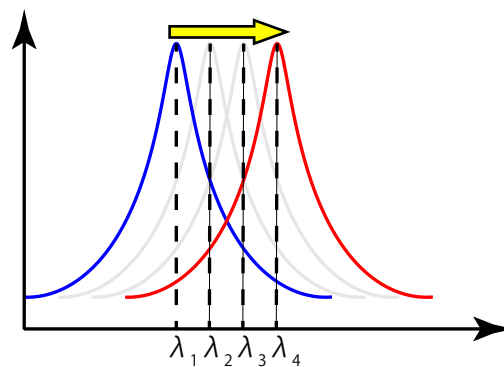


図 1.14 透過波長を変化させるスイッチの動作

に処理することができる特徴をもち、波長チャネルについて Non-Blocking とすることは容易である。ただし基本形が 2×2 のスイッチとなるため、ポート数を増やすためには複数のスイッチを組み合わせる必要がある。

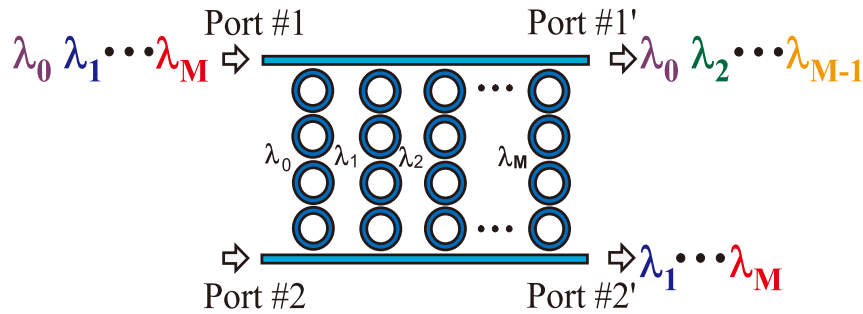


図 1.15 波長選択透過式 (3) [54]

これらの WSS は波長選択・経路切替の双方の動作を MRR のみで実現しているため、小型である。しかし、MRR の共振波長を変化させ、ある波長チャンネルを遮断することとは他の波長チャンネルを透過することとなってしまうし、特定の 1 つの波長を透過させるとしても切り替えの際に他の波長の領域を通過することが起こる。図 1.14 は、透過波長を λ_1 から λ_4 に切り替える、もしくは λ_1 を透過から遮断に切り替える動作の際の透過率を示したものだが、その切り替え中に本来関係のない波長チャンネルにおいて透過率が変化するため、このスイッチは Hitless ではない。

このような問題に対し、多段の MRR を用いてそれぞれを制御することにより、透過波長を変化させるのではなく、特定波長のみでの透過と全波長の遮断を切り替えるような動作を行うデバイス構成も、シリコン以外の材料で提案されている [54] (図 1.15)。2 段程度では、変化時に周囲の波長チャンネルに多少の影響を及ぼすが、より多くの MRR を縦続接続することでその影響をかなり低く抑えることができ、Hitless 動作を実現できている。しかし、この動作を実現するためには多数の変調器を同時に制御する複雑な動作が必要となり、制御回路の複雑化を招くことが懸念される。

1.6.3 波長選択移相

本研究では、図 1.16 に示すような構造の WSS を新たに提案する。これは MZI 中に特定の波長に対してのみ移相を与える構造を用いることで WSS 動作を実現する。干渉計を構成する 2 本の導波路アーム間において光パワーのやり取りが発生するため、状況によっては消光比が減少するという懸念も存在するが、前述の波長分波型と同様に Hitless であることに加えて、合波と分波という 2 段階のフィルタを必要とせず、一箇所の波長フィルタのみを透過する構造となるため、合波と分波を別々の

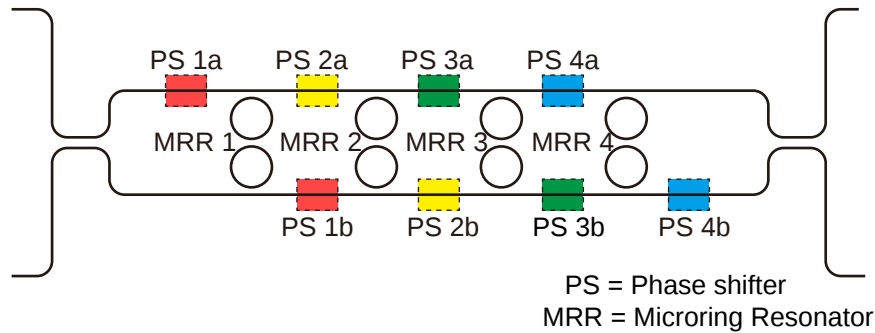


図 1.16 波長選択移相型 WSS

素子で実現する場合に比べて製作時の誤差に強く、校正が必要となった場合でも一箇所の校正で済むといった特徴がある。詳細については4章で議論する。

1.7 研究目的及び本論文の構成

以上の背景を踏まえて本研究では、シリコンフォトニクス技術による極短距離の集積型 WDM 光ネットワークを実現するための WSS の製作を目的とする。これまで述べたシリコンフォトニクスの WSS の特徴について以下の表 1.1 にまとめた。波長選択透過のものは MRR のみで実現できるためサイズの小型化が可能であるが、Hitless 性を実現するためには特別の複雑な動作が必要となってしまう。波長分波のものは Hitless 性の実現は容易であるという特徴はあるが、AWG 等による分波回路では大きなものとなってしまう。そこで、本研究では MRR を用いて波長分波を行う WSS と新たな構造として波長選択移相器を導入した WSS を提案する。これらは MRR による透過波長選択型の WSS に比べると大きくなるが、伝搬長方向に数百 μm 程度の大きさで実現できると考えられる。

本研究ではこれらの WSS の構造について、設計を行い、製作したデバイスの特性を評価してそのデバイス構成を議論する。特に、伝送距離が短い WDM ネットワークを実現するための WSS の実現を目標として、そのための技術的な課題を明らかにし、解決手法についての議論を行う。

本論文の構成を図 1.17 に示す。

第1章では、光通信と光集積回路技術の発展に対してシリコンフォトニクス技術を用いた微細な光集積回路が実現可能となってきたことを述べ、そのさらなる性

表 1.1 WSS の特徴のまとめ

	波長選択	経路選択	Hitless	サイズ	消光	波長 チャンネル数
波長分波	AWG	MZI	○	×	○	◎
	凹型回折格子			数 mm		
	MRR	MZI	○	○ 数百 μm	○	○
波長選択 透過	MRR	MRR	×	◎ 100 μm	△	○
	多段 MRR	多段 MRR	△	◎ 100 μm	△	○
波長選択 移相	MRR	MZI	○	○ 数百 μm	△	○

◎：特に優れている ○：適している △：少し劣る ×：適していない

能向上のために WDM が有効であることを述べた。その背景のもとで、WSS は WDM ネットワークを実現するために重要な素子であり、WSS 実現のための従来の提案と課題を指摘した。そして、短距離の信号伝送において応用することを主眼としておいた新しい構造の WSS を提案し、これを実現することが本研究の目標であると述べた。

第2章では、WSS の実現に向けてデバイスの設計を行うために必要な理論を展開している。まず、WSS を構成する幾つかの基本的な光回路要素の特性をモデル化によって明らかにする。その後、WSS の設計方針を述べ、WSS を極短距離のネットワーク用途に適用する場合を想定して要求される特性を明らかにする。

第3章では、WSS の構造として、MRR により波長成分を分波した後に MZI 型光スイッチによる経路選択を行う、波長分波型 WSS を提案し、その設計を明らかにする。その後、デバイスを製作し、測定した特性と解決すべき課題について述べる。

第4章では、第3章の結果より明らかになった課題に対して、これを解決するための新たな構造として波長選択移相器型の WSS を提案し、その設計と製作して得られた WSS の特性について述べる。

第5章では、本研究において得られた成果をまとめて述べ、残された課題をまとめる。

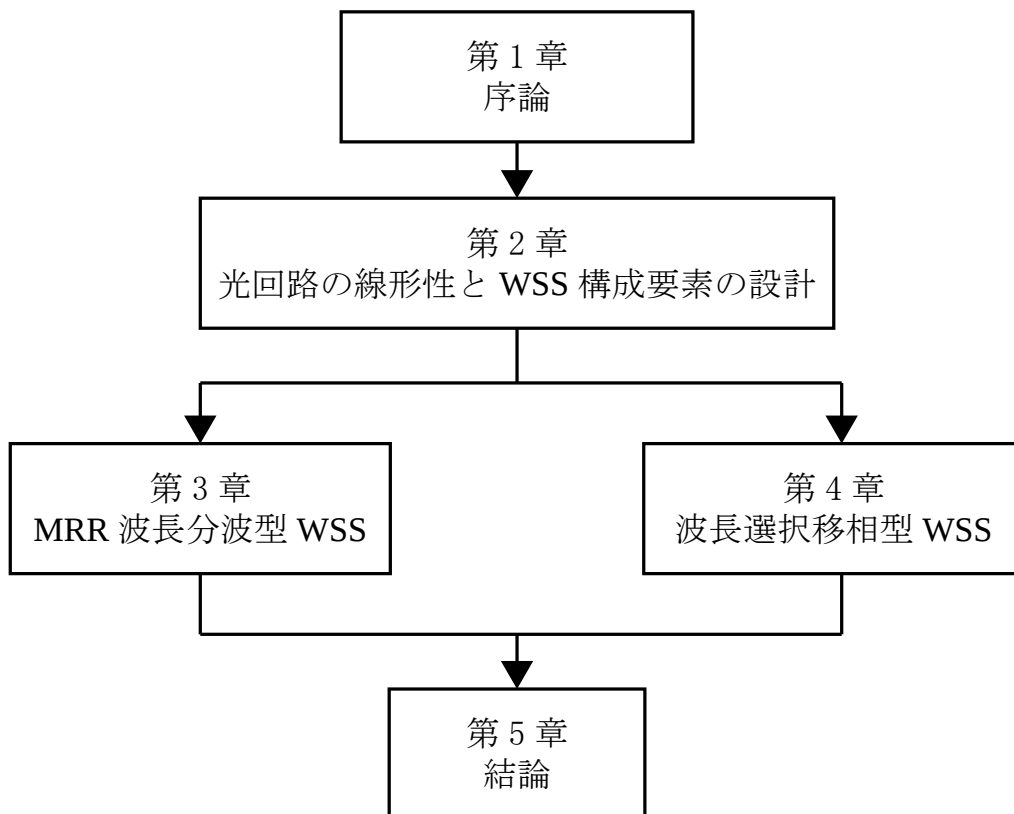


図 1.17 論文の構成

参考文献

- [1] K. C. Kao, and G. A. Hockham, “Dielectric-fibre surface waveguides for optical frequencies,” IEE Proceedings J - Optoelectronics, vol. 133, no. 3, pp. 191-198, 1986. ([doi: 10.1049/ip-j.1986.0030](https://doi.org/10.1049/ip-j.1986.0030))
- [2] F. P. Kapron, D. B. Keck, and R. D. Maurer, “Radiation losses in glass optical waveguides,” Applied Physics Letters, vol. 17, no. 10, pp. 423-425, 1970. ([doi: 10.1063/1.1653255](https://doi.org/10.1063/1.1653255))
- [3] T. Miya, Y. Terunuma, T. Hosaka, and T. Miyashita, “Ultimate low-loss single-mode fibre at 1.55 μm ,” Electronics Letters, vol. 15, no. 4, pp. 106-108, 1979. ([doi: 10.1049/el:19790077](https://doi.org/10.1049/el:19790077))
- [4] T. Izawa, N. Shibata, and A. Takeda, “Optical attenuation in pure and doped fused silica in the ir wavelength region,” Applied Physics Letters, vol. 31, no. 1, pp. 33-35, 1977. ([doi: 10.1063/1.89468](https://doi.org/10.1063/1.89468))
- [5] T. H. Maiman, “Stimulated optical radiation in ruby,” Nature, vol. 187, no. 4736, pp. 493-494, 1960. ([doi: 10.1038/187493a0](https://doi.org/10.1038/187493a0))
- [6] A. Javan, W. R. Bennett, and D. R. Herriott, “Population inversion and continuous optical maser oscillation in a gas discharge containing a He-Ne mixture,” Physical Review Letters, vol. 6, no. 3, pp. 106-110, 1961. ([doi: 10.1103/physrevlett.6.106](https://doi.org/10.1103/physrevlett.6.106))
- [7] Nick Holonyak, and S. F. Bevacqua, “Coherent (visible) light emission from $\text{Ga}(\text{As}_{1-x}\text{P}_x)$ junctions,” Applied Physics Letters, vol. 1, no. 4, pp. 82-83, 1962. ([doi: 10.1063/1.1753706](https://doi.org/10.1063/1.1753706))
- [8] Marshall I. Nathan, William P. Dumke, Gerald Burns, Frederick H. Dill, and Gordon Lasher, “Simulated emission of radiation from GaAs p-n junctions,” Applied Physics Letters, vol. 1, no. 3, pp. 62-64, 1962. ([doi: 10.1063/1.1777371](https://doi.org/10.1063/1.1777371))
- [9] T. M. Quist, R. H. Rediker, R. J. Keyes, W. E. Krag, B. Lax, A. L. McWhorter, and H. J. Zeigler, “Semiconductor maser of GaAs,” Applied Physics Letters, vol. 1, no. 4, pp. 91-92, 1962. ([doi: 10.1063/1.1753710](https://doi.org/10.1063/1.1753710))

-
- [10] Kunishige Oe, and Koichi Sugiyama, “GaInAsP-InP double heterostructure lasers prepared by a new LPE apparatus,” Japanese Journal of Applied Physics, vol. 15, no. 10, pp. 2003-2004, 1976. ([doi: 10.1143/jjap.15.2003](https://doi.org/10.1143/jjap.15.2003))
- [11] T. Yamamoto, K. Sakai, S. Akiba, and Y. Suematsu, “Fast pulse behaviour of In-GaAsP/InP double-heterostructure lasers emitting at 1.27 μm ,” Electronics Letters, vol. 13, no. 5, p. 142, 1977. ([doi: 10.1049/el:19770100](https://doi.org/10.1049/el:19770100))
- [12] Shigehisa Arai, Yasuharu Suematsu, and Yoshio Itaya, “1.67 μm Ga_{0.47}In_{0.53}As/InP DH lasers double cladded with InP by LPE technique,” Japanese Journal of Applied Physics, vol. 18, no. 3, pp. 709-710, 1979. ([doi: 10.1143/jjap.18.709](https://doi.org/10.1143/jjap.18.709))
- [13] I. P. Kaminow, R. E. Nahory, M. A. Pollack, L. W. Stulz, and J. C. Dewinter, “Single-mode c.w. ridge-waveguide laser emitting at 1.55 μm ,” Electronics Letters, vol. 15, no. 23, pp. 763-765, 1979. ([doi: 10.1049/el:19790545](https://doi.org/10.1049/el:19790545))
- [14] M. K. Smit, “New focusing and dispersive planar component based on an optical phased array,” Electronics Letters, vol. 24, no. 7, pp. 385-386, 1988. ([doi: 10.1049/el:19880260](https://doi.org/10.1049/el:19880260))
- [15] R. J. Mears, L. Reekie, I. M. Jauncey, and David N. Payne, “High-gain rare-earth-doped fiber amplifier at 1.54 μm ,” Optical Fiber Communication Conference 1987, Reno, USA, Wi2, 1987. ([doi: 10.1364/ofc.1987.wi2](https://doi.org/10.1364/ofc.1987.wi2))
- [16] J. C. Simon, “Polarisation characteristics of a travelling-wave-type semiconductor laser amplifier,” Electronics Letters, vol. 18, no. 11, pp. 438-439, 1982. ([doi: 10.1049/el:19820298](https://doi.org/10.1049/el:19820298))
- [17] Neal S. Bergano, “The capabilities of the undersea telecommunications industry,” 2010 Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, San Diego, USA, OTuD3, 2010. ([doi: 10.1364/ofc.2010.otud3](https://doi.org/10.1364/ofc.2010.otud3))
- [18] Stewart E. Miller, “Integrated optics: an introduction,” Bell System Technical Journal, vol. 48, no. 7, pp. 2059-2069, 1969. ([doi: 10.1002/j.1538-7305.1969.tb01165.x](https://doi.org/10.1002/j.1538-7305.1969.tb01165.x))
- [19] David A. B. Miller, “Device requirements for optical interconnects to silicon chips,” Proceedings of the IEEE, vol. 97, no. 7, pp. 1166-1185, 2009. ([doi: 10.1109/JPROC.2009.2014298](https://doi.org/10.1109/JPROC.2009.2014298))

- [20] Y. Arakawa, T. Nakamura, Y. Urino, and T. Fujita, “Silicon photonics for next generation system integration platform,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 3, pp. 72-77, 2013. ([doi: 10.1109/MCOM.2013.6476868](https://doi.org/10.1109/MCOM.2013.6476868))
- [21] Graham T. Reed, William R. Headley, and C. E. J. Png, “Silicon photonics: the early years,” *Optoelectronic Integration on Silicon II*, pp. 1-18, 2005. ([doi: 10.1117/12.596921](https://doi.org/10.1117/12.596921))
- [22] R. A. Soref, and J. P. Lorenzo, “Single-crystal silicon: a new material for 1.3 and 1.6 μm integrated-optical components,” *Electronics Letters*, vol. 21, no. 21, pp. 953-954, 1985. ([doi: 10.1049/el:19850673](https://doi.org/10.1049/el:19850673))
- [23] R. Soref, and J. Larenzo, “All-silicon active and passive guided-wave components for $\lambda = 1.3$ and 1.6 μm ,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 22, no. 6, pp. 873-879, 1986. ([doi: 10.1109/jqe.1986.1073057](https://doi.org/10.1109/jqe.1986.1073057))
- [24] Richard Soref, “The past, present, and future of silicon photonics,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 12, no. 6, pp. 1678-1687, 2006. ([doi: 10.1109/jstqe.2006.883151](https://doi.org/10.1109/jstqe.2006.883151))
- [25] Di Liang, and John E. Bowers, “Recent progress in lasers on silicon,” *Nature Photonics*, vol. 4, no. 8, pp. 511-517, 2010. ([doi: 10.1038/nphoton.2010.167](https://doi.org/10.1038/nphoton.2010.167))
- [26] Harish Subbaraman, Xiaochuan Xu, Amir Hosseini, Xingyu Zhang, Yang Zhang, David Kwong, and Ray T. Chen, “Recent advances in silicon-based passive and active optical interconnects,” *Optics Express*, vol. 23, no. 3, pp. 2487-2511, 2015. ([doi: 10.1364/oe.23.002487](https://doi.org/10.1364/oe.23.002487))
- [27] Jifeng Liu, Xiaochen Sun, Rodolfo Camacho-Aguilera, Lionel C. Kimerling, and Jurgen Michel, “Ge-on-Si laser operating at room temperature,” *Optics Letters*, vol. 35, no. 5, pp. 679-681, 2010. ([doi: 10.1364/ol.35.000679](https://doi.org/10.1364/ol.35.000679))
- [28] Alexander W. Fang, Erica Lively, Ying-Hao Kuo, Di Liang, and John E. Bowers, “A distributed feedback silicon evanescent laser,” *Optics Express*, vol. 16, no. 7, pp. 4413-4419, 2008. ([doi: 10.1364/oe.16.004413](https://doi.org/10.1364/oe.16.004413))
- [29] Laurent Vivien, Johann Osmond, Jean-Marc Fédéli, Delphine Marris-Morini, Paul Crozat, Jean-François Damlencourt, Eric Cassan, Y. Lecunff, and Suzanne Laval, “42

- GHz pin germanium photodetector integrated in a silicon-on-insulator waveguide,” *Optics Express*, vol. 17, no. 8, pp. 6252-6257, 2009. ([doi: 10.1364/oe.17.006252](https://doi.org/10.1364/oe.17.006252))
- [30] Carlos Angulo Barrios, and Michal Lipson, “Electrically driven silicon resonant light emitting device based on slot-waveguide,” *Optics Express*, vol. 13, no. 25, pp. 10092-10101, 2005. ([doi: 10.1364/opex.13.010092](https://doi.org/10.1364/opex.13.010092))
- [31] J. D. B. Bradley, P. E. Jessop, and A. P. Knights, “Silicon waveguide-integrated optical power monitor with enhanced sensitivity at 1550nm,” *Applied Physics Letters*, vol. 86, no. 24, 241103, 2005. ([doi: 10.1063/1.1947379](https://doi.org/10.1063/1.1947379))
- [32] Yurii A. Vlasov, and Sharee J. McNab, “Losses in single-mode silicon-on-insulator strip waveguides and bends,” *Optics Express*, vol. 12, no. 8, pp. 1622-1631, 2004. ([doi: 10.1364/opex.12.001622](https://doi.org/10.1364/opex.12.001622))
- [33] P. Dumon, W. Bogaerts, V. Wiaux, J. Wouters, S. Beckx, J. Van Campenhout, D. Taillaert, B. Luyssaert, P. Bienstman, D. Van Thourhout, and R. Baets, “Low-loss SOI photonic wires and ring resonators fabricated with deep UV lithography,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 16, no. 5, pp. 1328-1330, 2004. ([doi: 10.1109/lpt.2004.826025](https://doi.org/10.1109/lpt.2004.826025))
- [34] Sang-Hun Kim, Guangwei Cong, Hitoshi Kawashima, Toshifumi Hasama, and Hiroshi Ishikawa, “Tilted MMI crossings based on silicon wire waveguide,” *Optics Express*, vol. 22, no. 3, pp. 2545-2552, 2014. ([doi: 10.1364/oe.22.002545](https://doi.org/10.1364/oe.22.002545))
- [35] A. Hosseini, S. Rahimi, X. Xu, D. Kwong, J. Covey, and R. T. Chen, “Ultracompact and fabrication-tolerant integrated polarization splitter,” *Optics Letters*, vol. 36, no. 20, pp. 4047-4049, 2011. ([doi: 10.1364/ol.36.004047](https://doi.org/10.1364/ol.36.004047))
- [36] Amir Hosseini, David N. Kwong, Yang Zhang, Harish Subbaraman, Xiaochuan Xu, and Ray T. Chen, “ $1 \times N$ multimode interference beam splitter design techniques for on-chip optical interconnections,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 17, no. 3, pp. 510-515, 2011. ([doi: 10.1109/jstqe.2010.2099210](https://doi.org/10.1109/jstqe.2010.2099210))
- [37] D. T. Neilson, C. R. Doerr, D. M. Marom, R. Ryf and M. P. Earnshaw, “Wavelength selective switching for optical bandwidth management,” *Bell Labs Technical Journal*, vol. 11, no. 2, pp. 105-128, 2006. ([doi: 10.1002/bltj.20164](https://doi.org/10.1002/bltj.20164))

- [38] “1x20 flexgrid wavelength selective switch (10WSAA20FLL)”, FINISAR web page. (<https://www.finisar.com/>)
- [39] Michael Nagy, and Sorin Tibuleac, “Wavelength selective switches for fiber optic telecommunications,” *Photonics Spectra*, vol. 40, no. Nov., 2006. (<http://www.photonics.com/Article.aspx?AID=27188>)
- [40] Dan M. Marom, David T. Neilson, Dennis S. Greywall, Chien-Shing Pai, Nagesh R. Basavanthally, Vladimir A. Aksyuk, Daniel O. López, Flavio Pardo, Maria Elina Simon, Yee Low, Paul Kolodner, and Cristian A. Bolle, “Wavelength-selective 1 ×K switches using free-space optics and MEMS micromirrors: theory, design, and implementation,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 4, pp. 1620-1630, 2005. ([doi: 10.1109/JLT.2005.844213](https://doi.org/10.1109/JLT.2005.844213))
- [41] Glenn Baxter, Steven Frisken, Dmitri Abakoumov, Hao Zhou, Ian Clarke, Andrew Bartos, and Simon Poole, “Highly programmable wavelength selective switch based on liquid crystal on silicon switching elements,” 2006 Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, Anaheim, USA, OTuF2, 2006. ([doi: 10.1109/OFC.2006.215365](https://doi.org/10.1109/OFC.2006.215365))
- [42] Senichi Suzuki, Akira Himeno and Motohaya Ishii, “Integrated multichannel optical wavelength selective switches incorporating an arrayed-waveguide grating multiplexer and thermo-optic switches,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 16, no. 4, pp. 650-655, 1998. ([doi: 10.1109/50.664078](https://doi.org/10.1109/50.664078))
- [43] Takashi Goh, Tsutomu Kitoh, Masaki Kohtoku, Motohaya Ishii, Takayuki Mizuno, and Akimasa Kaneko, “Port scalable PLC-based wavelength selective switch with low extension loss for multi-degree ROADM/WXC,” 2008 Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, San Diego, USA, OWC6, pp. 1-3, 2008. ([doi: 10.1109/OFC.2008.4528677](https://doi.org/10.1109/OFC.2008.4528677))
- [44] Daoxin Dai, Jian Wang, and Sitao Chen, “Silicon nanophotonic integrated devices enabling multiplexed on-chip optical interconnects,” *Proceedings of SPIE*, 9516, 951609, 2015. ([doi: 10.1117/12.2180083](https://doi.org/10.1117/12.2180083))
- [45] Shigeru Nakamura, Shigeki Takahashi, Masahiro Sakauchi, Tomoyuki Hino, Mingbin Yu, and Guoqiang Lo, “Wavelength selective switching with one-chip silicon photonic

- circuit including 8 x 8 matrix switch,” 2011 Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, Los Angeles, USA, OTuM2 ([doi: 10.1364/OFC.2011.OTuM2](https://doi.org/10.1364/OFC.2011.OTuM2))
- [46] Christopher R. Doerr, Larry Buhl, Long Chen, and Nicolas Dupuis, “Monolithic gridless 1 x 2 wavelength-selective switch in silicon,” 2011 Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, Los Angeles, PDPC4, 2011. ([doi: 10.1364/OFC.2011.PDPC4](https://doi.org/10.1364/OFC.2011.PDPC4))
- [47] Hideaki Asakura, Takemasa Yoshida, Hiroyuki Tsuda, Keiji Suzuki, Ken Tanizawa, Munehiro Toyama, Minoru Ohtsuka, Nobuyuki Yokoyama, Kazuyuki Matsumaro, Miyoshi Seki, Keiji Koshino, Kazuhiro Ikeda, Shu Namiki, Hitoshi Kawashima, “A 200-GHz spacing, 17-channel, 1×2 wavelength selective switch using a silicon arrayed-waveguide grating with loopback,” 2015 International Conference on Photonics in Switching, Florence, Italy, pp. 52-54, 2015. ([doi: 10.1109/PS.2015.7328950](https://doi.org/10.1109/PS.2015.7328950))
- [48] Junfeng Song, Xianshu Luo, Qing Fang, Lianxi Jia, Xiaoguang Tu, Tsung-Yang Liow, Mingbin Yu, and Guo-Qiang Lo, “Silicon-based 2×2 colorless wavelength selective switch for optical interconnect application,” 2012 Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, Los Angeles, USA, OM2J.2 ([doi: 10.1364/OFC.2012.OM2J.2](https://doi.org/10.1364/OFC.2012.OM2J.2))
- [49] J. F. Song, Q. Fang, T. Y. Liow, H. Cai, M. B. Yu, G. Q. Lo, and D.-L. Kwong, “CWDM planar concave grating multiplexer/demultiplexer and application in ROADM,” 2011 Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, Los Angeles, USA, JThA020, 2011. ([doi: 10.1364/NFOEC.2011.JThA020](https://doi.org/10.1364/NFOEC.2011.JThA020))
- [50] Andrew W. Poon, Fang Xu, and Xianshu Luo, “Cascaded active silicon microresonator array cross-connect circuits for WDM networks-on-chip,” Proceedings of SPIE, 6898, 689812, 2008. ([doi: 10.1117/12.765090](https://doi.org/10.1117/12.765090))
- [51] Ting Hu, Huiye Qiu, Ping Yu, Chen Qiu, Wanjun Wang, Xiaoqing Jiang, Mei Yang, and Jianyi Yang, “Wavelength-selective 4×4 nonblocking silicon optical router for networks-on-chip,” Optics Letters, vol. 36, no 23, pp. 4710-4712, 2011. ([doi: 10.1364/OL.36.004710](https://doi.org/10.1364/OL.36.004710))
- [52] Gregory N. Nielson, Dilan Seneviratne, Francisco Lopez-Royo, Peter T. Rakich, Ytshak Avrahami, Michael R. Watts, Hermann A. Haus, Harry L. Tuller, and George

- Barbastathis, “Integrated wavelength-selective optical MEMS switching using ring resonator filters,” IEEE Photonics Technology Letters, vol. 17, no. 6, pp. 1190-1192, 2005. ([doi: 10.1109/LPT.2005.846951](https://doi.org/10.1109/LPT.2005.846951))
- [53] Douwe Geuzebroek, Edwin Klein, Henry Kelderman, Nigel Baker and Alfred Driessen, “Compact wavelength-selective switch for gigabit filtering in access networks,” IEEE Photonics Technology Letters, vol. 17, no. 2, pp. 336-338, 2005. ([doi: 10.1109/LPT.2004.839451](https://doi.org/10.1109/LPT.2004.839451))
- [54] Yuta Goebuchi, Masahiko Hisada, Tomoyuki Kato, and Yasuo Kokubun, “Optical cross-connect circuit using hitless wavelength selective switch,” Optics Express, vol. 16, no. 2, pp. 535-548, 2008. ([doi: 10.1364/OE.16.000535](https://doi.org/10.1364/OE.16.000535))

第2章

回路の線形性と 波長選択スイッチ 構成要素の設計

2.1 はじめに

本章では、WSS の設計に必要な基本的な知識として、まず導波路中の光波伝搬を考える。導波路における光波伝搬が固有モードの重ね合わせによって表されることを指摘し、受動光回路における光波制御は入射光波の線形変換として表現できることを示す。次章以降の具体的な素子設計に必要な、光波回路の特性を表す散乱行列、光波結合現象の理解に有用なモード結合理論などを説明する。その後、方向性結合器、Mach-Zehnder 干渉計、リング共振器などの WSS を形成するために用いる光学要素の特性について議論する。

なお、これらの議論において、参考図書 [1-4] を大いに参考にした。

2.2 導波路における光波伝搬

2.2.1 固有モード

電荷・電流がなく、誘電率と透磁率が時間及び電磁界に依存しない定数 ε 及び μ を用いて、 $\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E}$ 、 $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$ と表せる領域において、Maxwell の方程式は次の様に表すことができる。

$$\nabla \times \mathbf{H} = \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \mu \mathbf{H} = 0 \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \varepsilon \mathbf{E} = 0 \quad (2.4)$$

ここで、 ε 及び μ は媒質の誘電率と透磁率、 ω は光波電磁界の角振動数である。式 (2.2) の両辺に左側から $\nabla \times$ を作用させて式 (2.1) を代入すると、

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = -\mu \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} \quad (2.5)$$

となる。ベクトル公式 $\nabla \times (\nabla \times \mathbf{A}) = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A}$ より

$$\nabla(\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E} = -\mu \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} \quad (2.6)$$

となる。さらに式 (2.4) より、

$$(\nabla \varepsilon) \cdot \mathbf{E} + \varepsilon \nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \quad (2.7)$$

を代入して

$$-\nabla \left(\frac{\nabla \varepsilon}{\varepsilon} \cdot \mathbf{E} \right) - \nabla^2 \mathbf{E} = -\mu \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} \quad (2.8)$$

を得る。ここで、境界を含まない領域内では誘電率の変化が十分小さく $\nabla \varepsilon = 0$ と表せるとすると

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (2.9)$$

という波動方程式を得ることができる。時間的な振動が $\exp(j\omega t)$ であり z 方向に伝搬する解のみを考えると、基本解

$$\mathbf{E}(x, y, z, t) = \mathbf{e}(x, y) \exp[j(\omega t - \beta z)] \quad (2.10)$$

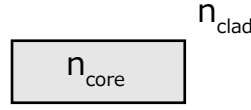


図 2.1 矩形導波路

の形に変数分離することが可能である。ここで、 β は伝搬定数である。屈折率 n 及び等価屈折率 n_{eff} を用いて

$$\varepsilon\mu = \varepsilon_0\mu_0n^2 = \frac{k_0^2}{\omega^2n^2} \quad (2.11)$$

$$\beta = k_0n_{\text{eff}} \quad (2.12)$$

とおくと、式 (2.9) は

$$\nabla_{xy}^2 \mathbf{e} = -k_0^2 (n^2 - n_{\text{eff}}^2) \mathbf{e} \quad (2.13)$$

と変形できる。

この式は、断面の屈折率 (誘電率) 分布に対して、特定の電界分布 $\mathbf{e}$ と実効屈折率 n_{eff} の組が得られることを示している。また、電界が定まれば式 (2.2) よりこの電界に対応する磁界分布も定まる。これを $\mathbf{h}$ と表記する。

例えば、図 2.1 の様な断面構造を持つ導波路を考える ($n_{\text{clad}} < n_{\text{core}}$)。この時、式 (2.13) は n_{eff} について、 $n_{\text{clad}} < n_{\text{eff}} < n_{\text{core}}$ の範囲に有限個の離散的な導波モードと $n_{\text{eff}} < n_{\text{clad}}$ の範囲に連続的な放射モードが存在する [1]。導波モードとはコア周辺にのみ光波が局在するモードであるが、放射モードは無限遠でも 0 ではない有限値を持つモードである。放射モードは導波路を横切るか導波路近傍で反射する定在波を示すもので、多くの場合において導波モードとは干渉しないか、干渉したとしても単に損失として扱うことができ、光回路を議論する際には考慮しなくても良い事が多い。

2.2.2 モードの直交性

2つのモード $(\mathbf{e}_m, \mathbf{h}_m)$ と $(\mathbf{e}_l, \mathbf{h}_l)$ について、 $\nabla(\mathbf{e}_l \times \mathbf{h}_m^* + \mathbf{e}_m^* \times \mathbf{h}_l)$ を考える。これは、 $\nabla(A \times B) = B \cdot \nabla \times A - A \cdot \nabla \times B$ 及び式 (2.1) と (2.2) より

$$\begin{aligned}
 & \nabla(\mathbf{e}_l \times \mathbf{h}_m^* + \mathbf{e}_m^* \times \mathbf{h}_l) \\
 &= \mathbf{h}_m^* \cdot \nabla \times \mathbf{e}_l - \mathbf{e}_l \cdot \nabla \times \mathbf{h}_m^* + \mathbf{h}_l \cdot \nabla \times \mathbf{e}_m^* - \mathbf{e}_m^* \cdot \nabla \times \mathbf{h}_l \\
 &= \mathbf{h}_l \cdot \left(-\mu \frac{\partial \mathbf{h}_m}{\partial t} \right) - \mathbf{e}_l \cdot \left(\varepsilon \frac{\partial \mathbf{e}_m^*}{\partial t} \right) + \mathbf{h}_m^* \cdot \left(-\mu \frac{\partial \mathbf{h}_l}{\partial t} \right) - \mathbf{e}_m^* \cdot \left(\varepsilon \frac{\partial \mathbf{e}_l}{\partial t} \right) \\
 &= j\omega_m \mu \mathbf{h}_l \cdot \mathbf{h}_m^* + j\omega_m \varepsilon \mathbf{e}_l \cdot \mathbf{e}_m^* - j\omega_l \mu \mathbf{h}_m^* \cdot \mathbf{h}_l - j\omega_l \varepsilon \mathbf{e}_m^* \cdot \mathbf{e}_l \\
 &= j(\omega_m - \omega_l) (\mu \mathbf{h}_l \cdot \mathbf{h}_m^* + \varepsilon \mathbf{e}_l \cdot \mathbf{e}_m^*)
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

この時間平均を考える。まず $\omega_m = \omega_l$ の時は明らかに 0 であるが $\omega_m \neq \omega_l$ の場合、

$$\begin{aligned}
 & \frac{j(\omega_m - \omega_l)}{t_0} \int_0^{t_0} (\mu \mathbf{h}_l \cdot \mathbf{h}_m^* + \varepsilon \mathbf{e}_l \cdot \mathbf{e}_m^*) dt \\
 &= \frac{j(\omega_m - \omega_l)}{t_0} \left[\frac{1}{j(\omega_m - \omega_l)} (\mu \mathbf{h}_l \cdot \mathbf{h}_m^* + \varepsilon \mathbf{e}_l \cdot \mathbf{e}_m^*) \right]_0^{t_0} \\
 &= \frac{\mu \mathbf{h}_l \cdot \mathbf{h}_m^* + \varepsilon \mathbf{e}_l \cdot \mathbf{e}_m^*}{t_0} \exp[-j(\beta_m - \beta_l)] \left[\exp\{-j(\beta_m - \beta_l)\} \right]_0^{t_0}
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

これは $t_0 \rightarrow \infty$ (定常状態) において 0 となる。よって、時間平均について

$$\nabla(\mathbf{e}_l \times \mathbf{h}_m^* + \mathbf{e}_m^* \times \mathbf{h}_l) = 0 \tag{2.16}$$

が成立する。また、 z 方向の変化は既知なので、

$$\nabla(\mathbf{e}_l \times \mathbf{h}_m^* + \mathbf{e}_m^* \times \mathbf{h}_l) = -j(\beta_l - \beta_m)(\mathbf{e}_l \times \mathbf{h}_m^* + \mathbf{e}_m^* \times \mathbf{h}_l)_z + \nabla_{xy}(\mathbf{e}_l \times \mathbf{h}_m^* + \mathbf{e}_m^* \times \mathbf{h}_l)_{xy} \tag{2.17}$$

と表せる。ここで添え字の xy は x 及び y 成分のみからなるベクトルであり、 z は z 成分のみからなるベクトルである。無限に広い $z = z_0$ 面上の領域 S を底面とする無限小の高さを持つ柱体領域 V を考え、その内部で体積積分して式 (2.15) を代入すると

$$j(\beta_l - \beta_m) \iiint_V (\mathbf{e}_l \times \mathbf{h}_m^* + \mathbf{e}_m^* \times \mathbf{h}_l)_z dx dy dz = \iint (\mathbf{e}_l \times \mathbf{h}_m^* + \mathbf{e}_m^* \times \mathbf{h}_l)_{xy} \cdot d\mathbf{S} \tag{2.18}$$

となる。ここで、 V は V の側面である。

右辺の積分については z 成分が存在しないため、無限遠境界における x 、 y 成分についてのみ考えればよい。導波モードの電磁界は無限遠では 0 となるので、片方もしくは双方が導波モードの場合、右辺は 0 となる。双方が放射モードの場合、無限遠においても界が 0 に収束しないため、積分は一般に収束しない。これについても

直交性は成り立つ [1] が、ここでは片方が導波モード場合を考える。これまでの議論より

$$(\beta_l - \beta_m) \iiint_V (\mathbf{e}_l \times \mathbf{h}_m^* + \mathbf{e}_m^* \times \mathbf{h}_l)_z dx dy dz = 0 \quad (2.19)$$

を得る。

$\beta_l \neq \beta_m$ の時は

$$(\beta_l - \beta_m) \iiint_V (\mathbf{e}_l \times \mathbf{h}_m^* + \mathbf{e}_m^* \times \mathbf{h}_l)_z dx dy dz = 0 \quad (2.20)$$

となり、 z 依存性は $\exp(-j\beta z)$ なので

$$\frac{1}{j(\beta_l - \beta_m)} \iint (\mathbf{e}_l \times \mathbf{h}_m^* + \mathbf{e}_m^* \times \mathbf{h}_l)_{xy} \cdot d\mathbf{S} = 0 \quad (2.21)$$

となる。よって、異なる基底モード間 ($\beta_l \neq \beta_m$) で

$$\iint (\mathbf{e}_l \times \mathbf{h}_m^* + \mathbf{e}_m^* \times \mathbf{h}_l)_{xy} \cdot d\mathbf{S} = 0 \quad (2.22)$$

になる。ここで、2つの伝搬する光波間の内積を

$$\mathbf{E} \cdot \mathbf{E}' = \frac{1}{4} \iint (\mathbf{E} \times \mathbf{H}'^* + \mathbf{E}'^* \times \mathbf{H})_z dx dy \quad (2.23)$$

と定義し、ノルムを

$$|\mathbf{E}| = \sqrt{\mathbf{E} \cdot \mathbf{E}'} \quad (2.24)$$

と定義する。

ここで $|\mathbf{e}|^2$ は

$$\begin{aligned} & \mathbf{e} \cdot \mathbf{e} \frac{1}{4} \iint (\mathbf{e} \times \mathbf{h}^* + \mathbf{e}^* \times \mathbf{h})_z dx dy \\ &= \iint \frac{1}{2} \text{Re}[\mathbf{e} \times \mathbf{h}^*]_z dx dy \\ &= \iint \text{Re}[S_z] dx dy = P \end{aligned} \quad (2.25)$$

となる。 $\mathbf{S}$ はポインティングベクトルで、 $\mathbf{P}$ は光波によって z 方向に運ばれる総パワーを示す。ここで、固有モードをノルムによって $\forall m, |\mathbf{e}_m| = 1$ となる正規化したものを選ぶことにより、クロネッカーのデルタ δ_{ij} を用いて、基底モード間で

$$\mathbf{e}_i \cdot \mathbf{e}_j = \delta_{ij} \quad (2.26)$$

が成立する。今後の議論はこの正規直交基底で表されたモードを考える。

2.2.3 モード展開表示

光波電磁界を表すモード $\mathbf{e}_0, \mathbf{e}_1, \dots$ を式 (2.13) の完備な基本解であるとする、式 (2.13) は線形方程式であるので、 z 方向に伝搬する光波の断面分布はその線形和で

$$\mathbf{E} = \sum_m a_m \mathbf{e}_m \quad (2.27)$$

と表すことができる。放射モードについては連続であるので本来積分表示すべきだが、それを含めて一般化した和であるとする。

ここで、

$$a_m = \mathbf{E} \cdot \mathbf{e}_m \quad (2.28)$$

である。基底モードの組は断面構造によって決まるので、特定の導波路における z 方向に伝搬する光波は、係数 a_m の組で十分表すことができる。

$$\mathbf{E} = \{a_m\} = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

誤解の恐れがない場合は、これを光波の状態を表すものとして $\mathbf{E}$ と示す。この時、内積は

$$\begin{aligned} \mathbf{E} \cdot \mathbf{E}' &= \left(\sum_m a_m \mathbf{e}_m \right) \cdot \left(\sum_m a'_m \mathbf{e}_m \right) \\ &= \sum_m \sum_l a_m a'_l \mathbf{e}_m \cdot \mathbf{e}_l \\ &= \sum_m \sum_l a_m a'_l \delta_{ml} = \sum_m a_m a'_m \end{aligned} \quad (2.30)$$

となり、ノルムの2乗 $|\mathbf{E}|^2$ は

$$|\mathbf{E}|^2 = \sum_m a_m^2 \quad (2.31)$$

となり、総パワーを示す。

2.3 散乱行列による伝達特性表現

2.3.1 伝搬の線形性

光波の伝搬は、線形方程式である式 (2.13) で表現される現象であるので線形であると考えられるが、具体的にどのような現象について線形であることを示す。

$z = z_0$ から $z = z_0 + L$ に伝搬するときにおいて、断面の電界分布が固有モードの和として

$$\mathbf{E}(z) = \sum_m a_{m0} \mathbf{e}_m \exp[j(\omega t - \beta z)] \quad (2.32)$$

のように表すことができるとする。

$\mathbf{E}(z_0)$ 及び $\mathbf{E}(z_0 + L)$ はそれぞれ次のように表される。

$$\mathbf{E}(z_0) = \sum_m a_{m0} \mathbf{E}_m \exp[j(\omega t - \beta z)] = \sum_m a_m(z_0) \mathbf{E}_m \quad (2.33)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(z_0 + L) &= \sum_m a_{m0} \mathbf{E}_m \exp[j(\omega t - \beta(z_0 + L))] \\ &= \sum_m a_{m0} \mathbf{E}_m \exp[j(\omega t - \beta z_0)] \exp[-j\beta L] \\ &= \sum_m a_m(z_0) \exp[-j\beta L] \mathbf{E}_m \end{aligned} \quad (2.34)$$

よって、各係数 a_m に次の関係が成り立つ。

$$a_m(z_0 + L) = \exp[-j\beta_m L] a_m(z_0) \quad (2.35)$$

この伝搬は行列 $\mathbf{T}$ を用いて、

$$\mathbf{T} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp(-j\beta_0 L) & 0 & 0 & \cdots \\ 0 & \exp(-j\beta_1 L) & 0 & \cdots \\ 0 & 0 & \exp(-j\beta_2 L) & \ddots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

と表すことができる線形変換と考えることができる。

2.3.2 境界散乱の線形性

光波電磁界のあるモード $(\mathbf{E}, \mathbf{H})$ が断面構造の異なる領域に到達した場合について考える。断面上の微小領域 S とそれを底面とし微小な高さを持つ柱体領域 $V_{\pm}(+$

は $z > z_0$ 側、-は $z < z_0$ を考える（図2.2）。微小領域 V 内では屈折率変化はないと考えられるので、このような一様空間では平面波が完備な解であるので、任意の状態は平面波の重ね合わせで表現できる。この領域内でのモードの電磁界を $(\mathbf{e}_m, \mathbf{h}_m)$ と表すと、入射面に平行な電界または磁界成分のみを持つ平面波 $(\mathbf{E}_{P,i}, \mathbf{H}_{P,i})$ によって、

$$(\mathbf{a}_m)_{I+}(\mathbf{e}_m, \mathbf{h}_m)_{I+} = (\mathbf{a}_m)_{I+} \sum_i I_i(\mathbf{E}_{P,i}, \mathbf{H}_{P,i})_{I+} \quad (2.37)$$

と表せる。ここで、添字の $I+$ は領域 I 内を $+z$ 方向に伝搬する成分を示している。それぞれの入射波に対する進行波(屈折波)及び反射波は、Snell の法則から入射角と偏波方向により一意に定まるため、

$$(\mathbf{E}, \mathbf{H})_{II+} = (\mathbf{a}_m)_{I+} \sum I_i T_i(\mathbf{E}_{P,i}, \mathbf{H}_{P,i})_{II+} \quad (2.38)$$

$$(\mathbf{E}, \mathbf{H})_{I-} = (\mathbf{a}_m)_{I+} \sum I_i R_i(\mathbf{E}_{P,i}, \mathbf{H}_{P,i})_{I-} \quad (2.39)$$

と表せる。同様にしてすべての境界付近の領域について、進行波と反射波は $\mathbf{a}_m$ に比例する形で定まる。この時、進行波と反射波についてもモード展開表示が可能であり、次のように表すことができる。

$$\mathbf{E}_{II+} = (\mathbf{a}_m)_{I+} \sum_l S_{ml}^{++}(\mathbf{e}_l)_{I-} \quad (2.40)$$

$$\mathbf{E}_{I-} = (\mathbf{a}_m)_{I+} \sum_l S_{ml}^{-+}(\mathbf{e}_l)_{I-} \quad (2.41)$$

同様に、領域 II より $-z$ 方向に伝搬する光波の散乱は

$$\mathbf{E}_{II+} = (\mathbf{a}_m)_{II-} \sum_l S_{ml}^{+-}(\mathbf{e}_l)_{I-} \quad (2.42)$$

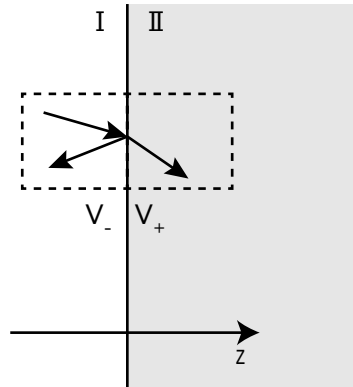


図 2.2 境界における透過と反射

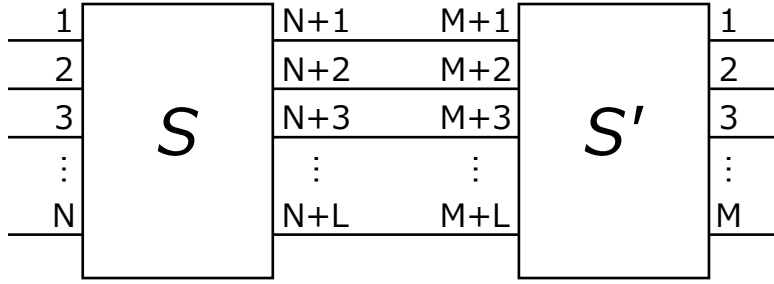


図 2.3 散乱行列で表される要素の接続

$$\mathbf{E}_{I-} = (a_m)_{II-} \sum_l S_{ml}^{--} (\mathbf{e}_l)_{I-} \quad (2.43)$$

と表現できる。この時、それぞれの入力をモードの重ね合わせで

$$\mathbf{E}_{I+} = a_{mI+} \quad (2.44)$$

$$\mathbf{E}_{II-} = a_{mII-} \quad (2.45)$$

と表すと、行列

$$S^{\pm\pm} = S_{ml}^{\pm\pm} (\text{復号任意}) \quad (2.46)$$

を用いて

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_{I-} \\ \mathbf{E}_{II+} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S^{--} & S^{+-} \\ S^{+-} & S^{++} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{I+} \\ \mathbf{E}_{II-} \end{bmatrix} = \mathbf{S} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{I+} \\ \mathbf{E}_{II-} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

という一次変換で表すことができる。 $\mathbf{S}$ を散乱行列という。

2.3.3 散乱行列の合成

図 2.3 で示すような、ある散乱行列 $\mathbf{S}$ と $\mathbf{S}'$ で表される回路要素があり、そのポート (モード) $N+1 \sim N+L$ と $M+1 \sim M+L$ が接続されているとすると

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_N \\ b_{N+1} \\ \vdots \\ b_{N+L} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} & S_{1\ N+1} & \cdots & S_{1\ N+L} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} & S_{NN} & \cdots & S_{1N+L} \\ S_{N+1\ 1} & \cdots & S_{NN} & S_{N+1\ N+1} & \cdots & S_{1\ N+L} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N+L\ 1} & \cdots & S_{NN} & S_{21} & \cdots & S_{1\ N+L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_N \\ a_{N+1} \\ \vdots \\ a_{N+L} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

を

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

のように表す。この時、2つの散乱行列は

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b'_1 \\ b'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & O & O \\ S_{21} & S_{22} & O & O \\ O & O & S'_{11} & S'_{12} \\ O & O & S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a'_1 \\ a'_2 \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

と1つの散乱行列で表せる。

ここで、 $b_2 = a'_1, b'_1 = a_2$ であるので、

$$\begin{bmatrix} a'_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \\ S'_{11}a'_1 + S'_{12}a'_2 \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

$$\begin{bmatrix} a'_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (S_{21}a_1 + S_{22}a_2) \\ S'_{11}(S_{21}a_1 + S_{22}a_2) + S'_{12}a'_2 \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

これを a'_1, a_2 について整理する。

$$(E - S'_{11}S_{22})a_2 = S'_{11}S_{21}a_1 + S'_{12}a'_2 \quad (2.53)$$

$$(E - S_{22}S'_{11})a'_1 = S_{21}a_1 + S_{22}S'_{12}a'_2 \quad (2.54)$$

ここで、 $(E - S'_{11}S_{22})$ と $(E - S_{22}S'_{11})$ が正則であるとする、

$$a_2 = (E - S'_{11}S_{22})^{-1}(S'_{11}S_{21}a_1 + S'_{12}a'_2) \quad (2.55)$$

$$a'_1 = (E - S_{22}S'_{11})^{-1}(S_{21}a_1 + S_{22}S'_{12}a'_2) \quad (2.56)$$

と a_2 と a'_1 は a_1 と a'_2 の線形結合で表現できるなるため、これを式 (2.50) に代入して

整理すると

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} b_1 \\ b'_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & O & O \\ O & O & S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E & O \\ (E - S'_{11}S_{22})^{-1}S'_{11}S_{21} & (E - S'_{11}S_{22})^{-1}S'_{12} \\ (E - S_{22}S'_{11})^{-1}S_{21} & (E - S_{22}S'_{11})^{-1}S_{22}S'_{12} \\ O & E \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a'_2 \end{bmatrix} \\
 &= S'' \begin{bmatrix} a_1 \\ a'_2 \end{bmatrix} \tag{2.57}
 \end{aligned}$$

となり、やはり散乱行列で表すことができる。また、付録Aに $(E - S'_{11}S_{22})$ と $(E - S'_{11}S_{22})$ でない場合についても同様にできる事を示した。

以上のことから、導波路を組み合わせた構造はモードを基底とした線形変換で表すことができる。

2.4 数値計算による導波路解析法

以上の議論より、モードの電磁界分布及び伝搬定数や境界での散乱行列が分かれば、その後は線形過程として解析が可能であることを示した。モードの電磁界分布及び伝搬定数の計算は、1次元方向にのみ変化があるようなプレナー導波路や対称光ファイバのような構造においては比較的簡単に行うことができるが、多くの場合は解析的に計算することは困難であるか、不可能である。そのため、数値的に計算を行うことになる。本研究では RSoft 社の FemSIM™ [5] を用いて有限要素法にて計算を行った。有限要素法とはモードの界分布 E に対する汎関数

$$F[E] = \iint |\nabla E|^2 - k_0^2(n^2 - n_{\text{eff}}^2)dx dy - \int_{\Gamma} f d\Gamma \tag{2.58}$$

の変分が0となるように、 E と n_{eff} の組を、固有値問題として解くものである [6]。ただし $\int_{\Gamma} f d\Gamma$ は境界条件を与える項である。

境界における散乱は上記の様な方法により散乱行列を求める Opto Design 社の FIMMPROP[7] を用いたり、実験結果より見積もったりして得たものを使用した。

また、モード結合理論 [1, 8] は複数のモード間の干渉（結合）を導波路の基準構造からの摂動によって解析する手法で、基準となる導波路構造におけるモードを計算しておけば、複雑な計算を経ずにその組み合わせで考えることができるという特

微をもつ。モード結合理論による定式化は、下記のように積分等の計算のみで表され、方程式を解く必要が無いため、数値計算としても有用である。以下に結論だけを示す。

2つのモード $\mathbf{e}_m$ と $\mathbf{e}_l$ 間の結合係数 χ_{ml} は以下の式で表される。

$$\chi_{ml} = \omega \varepsilon_0 \iint \mathbf{e}_m^* \Delta \varepsilon \mathbf{e}_l dxdy \quad (2.59)$$

ここで、 $\Delta \varepsilon$ は基準構造に対する摂動（誘電率変化）である。 χ_{ml} は2モード間の結合のしやすさを示す量で、同じような分布のモードでは大きくなり、TEモードとTMモードのように直交していたり、大きく異なるモードでは小さくなる。

2つのモードが同方向に伝搬する場合で、 $z = 0$ において $a_m(0) = 1, a_l(0) = 0$ である場合

$$a_m(z) = (\cos \sqrt{\chi_{ml}^2 + \Delta^2} z + \frac{j\Delta}{\sqrt{\chi_{ml}^2 + \Delta^2}} \sin \sqrt{\chi_{ml}^2 + \Delta^2} z) \exp(-j\Delta z) \quad (2.60)$$

$$a_l(z) = \frac{(-j\chi_{ml}^*)}{\sqrt{\chi_{ml}^2 + \Delta^2}} \sin \sqrt{\chi_{ml}^2 + \Delta^2} z \exp(j\Delta z) \quad (2.61)$$

となる。また、2つのモードが逆方向に伝搬する場合で、 $z = 0$ において $a_m(0) = 1$ 、他方の終端 $z = L$ において $a_l(L) = 0$ である場合、

$$a_m(z) = \frac{\sqrt{\chi_{ml}^2 - \Delta^2} \cosh \sqrt{\chi_{ml}^2 - \Delta^2} (L - z) - j\Delta \sinh \sqrt{\chi_{ml}^2 - \Delta^2} (L - z)}{\sqrt{\chi_{ml}^2 - \Delta^2} \cosh \sqrt{\chi_{ml}^2 - \Delta^2} L - j\Delta \sinh \sqrt{\chi_{ml}^2 - \Delta^2} L} \exp(-j\Delta z) \quad (2.62)$$

$$a_l(z) = \frac{-j\chi_{ml}^* \sinh \sqrt{\chi_{ml}^2 - \Delta^2} (L - z)}{\sqrt{\chi_{ml}^2 - \Delta^2} \cosh \sqrt{\chi_{ml}^2 - \Delta^2} L - j\Delta \sinh \sqrt{\chi_{ml}^2 - \Delta^2} L} \exp(j\Delta z) \quad (2.63)$$

となる。ここで、 Δ は、

$$\Delta = \frac{\beta_l - \beta_m + qK}{2} \quad (2.64)$$

で表される量である。また、 K は摂動の波数（一様な摂動では $K = 0$ ）、 q は任意の整数である。 χ が進行方向断面内の重なりを示す量だったのに対して、 Δ は進行方向の重なりを示す量と言える。式 (2.60) ~ (2.63) は、共に Δ/χ_{ml} が小さいときのみ大きく変化する。 $\Delta = 0$ の際は完全に結合することができる。これを位相整合しているという。位相整合していないモード間ではパワーが完全に移行することはない、伝搬に沿ったモード間のパワー移行は振幅が1ではない振動を示す。

2.5 導波路素子

この節では、実際に導波路素子を設計する際に重要な条件となる導波路のシングルモード条件について述べた後、幾つかの代表的な構造について、その特性を示す。

2.5.1 シングルモード条件

これまで議論したように、光導波路素子はモード間の相互作用（干渉）により表すことができるが、実際には干渉に関係するモードが多いと制御や設計の複雑化や、予期せぬ影響による性能の劣化が起こることがあるため、導波路を伝搬するモードの数が小さくなるように設計する。図 2.1 に示したような対称矩形導波路においては TE₀ と TM₀ の 2 つのモードが存在する場合が最少である。また、TE モードと TM モードは偏波が直交するため干渉することは少ないので、使用する偏波のモードについて導波モードが 1 つだけの条件において導波路を設計する。導波路断面サイズが小さいほど導波可能なモードの数は減少するため、2 つ目のモードが導波可能となる最小サイズ未満に設定することにより、ただ 1 つのモードが導波可能となる。これをシングルモード条件という。

以下の議論では関与するモードの具体的な形には触れないが、原則 1 つの導波路について 1 つのモードだけを考慮している。シングルモード導波路を用いる場合は容易にこのような系にすることができるが、そうでない場合は他のモードと干渉しないように慎重に設計する必要がある。

2.5.2 方向性結合器

方向性結合器は近接して並行する導波路間で光パワーの授受（結合）がある構造で、図 2.4 に 2 つの導波路で構成される方向性結合器の構造を示した。これは図 2.5 に示すように、2 つの個別導波路構造の領域（Ⅰ）から $z=0$ で 2 導波路領域（Ⅱ）に入力した光波が、再度 $z=L$ で 2 つの個別導波路領域（Ⅲ）に出射するモデルで考えることができる。それぞれの個別導波路領域で 1 つだけのモード (TE₀) を考慮すると、その固有モードは IN1/OUT1 と IN2/OUT2 において、それぞれ図 2.6 (b) (e_1) 及び (d) (e_2) のようになる。また、2 導波路構造での固有モードは図 2.7 (b)、(c) のようになるが、その重ね合わせ（図 2.8）によりほぼ、

$$e_1 = \frac{e_{\text{even}} + e_{\text{odd}}}{\sqrt{2}} \quad (2.65)$$

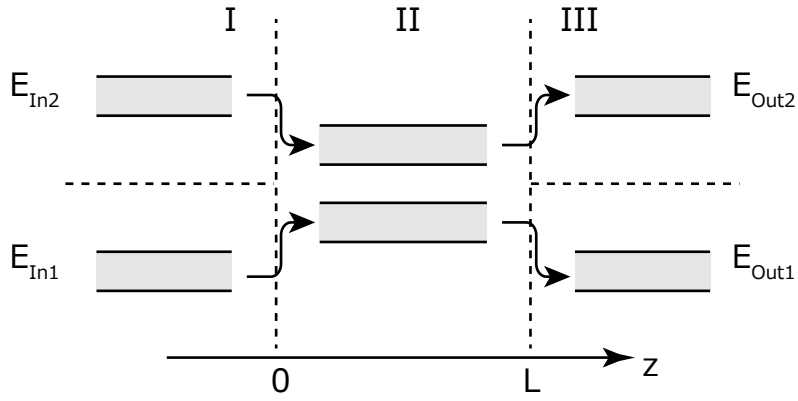


図 2.4 方向性結合器の形状

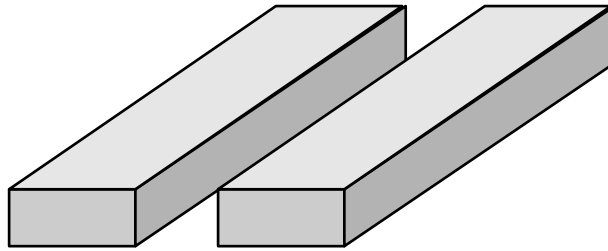


図 2.5 方向性結合器の形状

$$e_2 = \frac{e_{\text{even}} - e_{\text{odd}}}{\sqrt{2}} \quad (2.66)$$

の様になっている。反射や損失がなく、境界においてモードが厳密に式 (2.65)、(2.66) が成り立つとすると、境界での伝達行列は e_x に対する係数を a_x として表すと

$$\begin{bmatrix} a_{\text{even}} \\ a_{\text{odd}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\text{IN1}} \\ a_{\text{IN2}} \end{bmatrix} \quad \text{at } z = 0 \quad (2.67)$$

$$\begin{bmatrix} a_{\text{OUT1}} \\ a_{\text{OUT2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} a_{\text{even}} \\ a_{\text{odd}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\text{even}} \\ a_{\text{odd}} \end{bmatrix} \quad \text{at } z = L \quad (2.68)$$

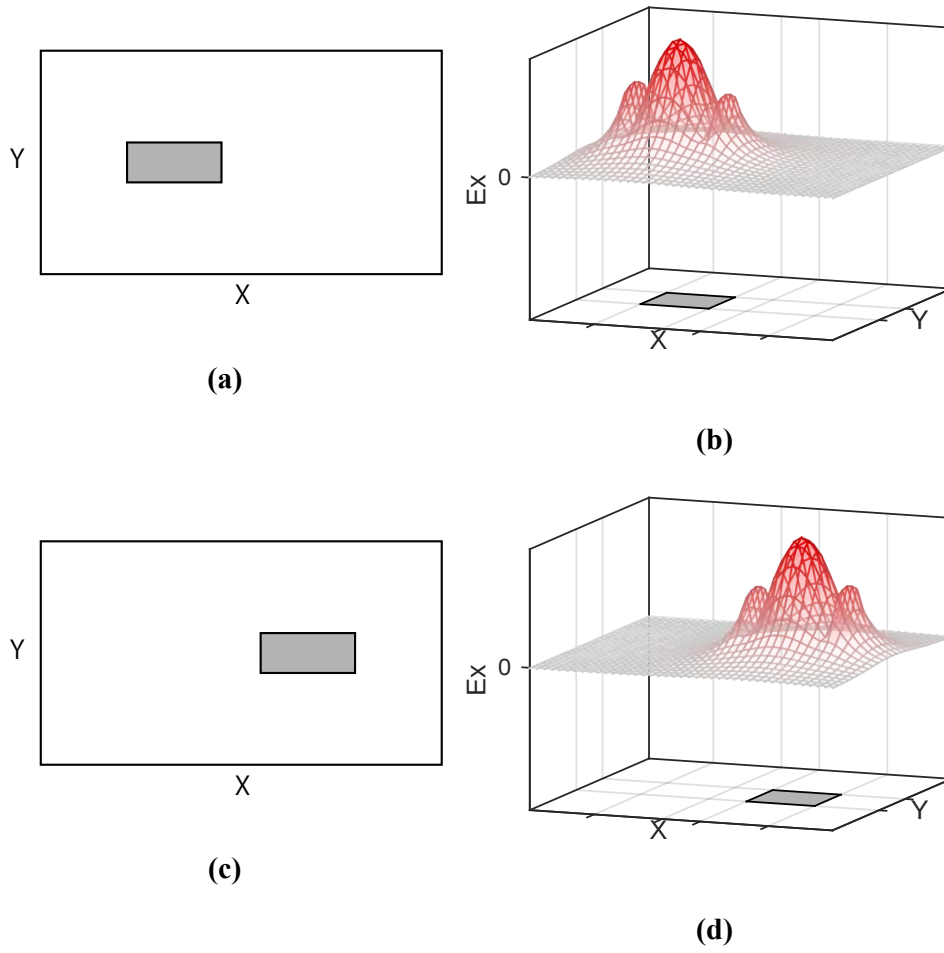


図 2.6 単一導波路における基底モード (TE₀) (a)(c) 導波路構造 (b)(d) それぞれにおけるモード $e_1 e_2$

と表せる。また e_{even} と e_{odd} に対する伝搬定数を $\beta_{\text{even}}, \beta_{\text{odd}}$ とすると

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} a_{\text{OUT1}} \\ a_{\text{OUT2}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \exp(-j\beta_{\text{even}}L) & 0 \\ 0 & \exp(-j\beta_{\text{odd}}L) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\text{IN1}} \\ a_{\text{IN2}} \end{bmatrix} \\
 &= \exp \frac{-j\beta_{\text{even}}L}{2} \begin{bmatrix} 1 + \exp j2\Delta\beta L & 1 - \exp j2\Delta\beta L \\ 1 - \exp j2\Delta\beta L & 1 + \exp j2\Delta\beta L \end{bmatrix} \\
 &= \exp j\bar{\beta}L \begin{bmatrix} \cos \Delta\beta L & -j \sin \Delta\beta L \\ -j \sin \Delta\beta L & \cos \Delta\beta L \end{bmatrix} \tag{2.69}
 \end{aligned}$$

となる。ここで、

$$\Delta\beta = \frac{\beta_{\text{even}} - \beta_{\text{odd}}}{2} \tag{2.70}$$

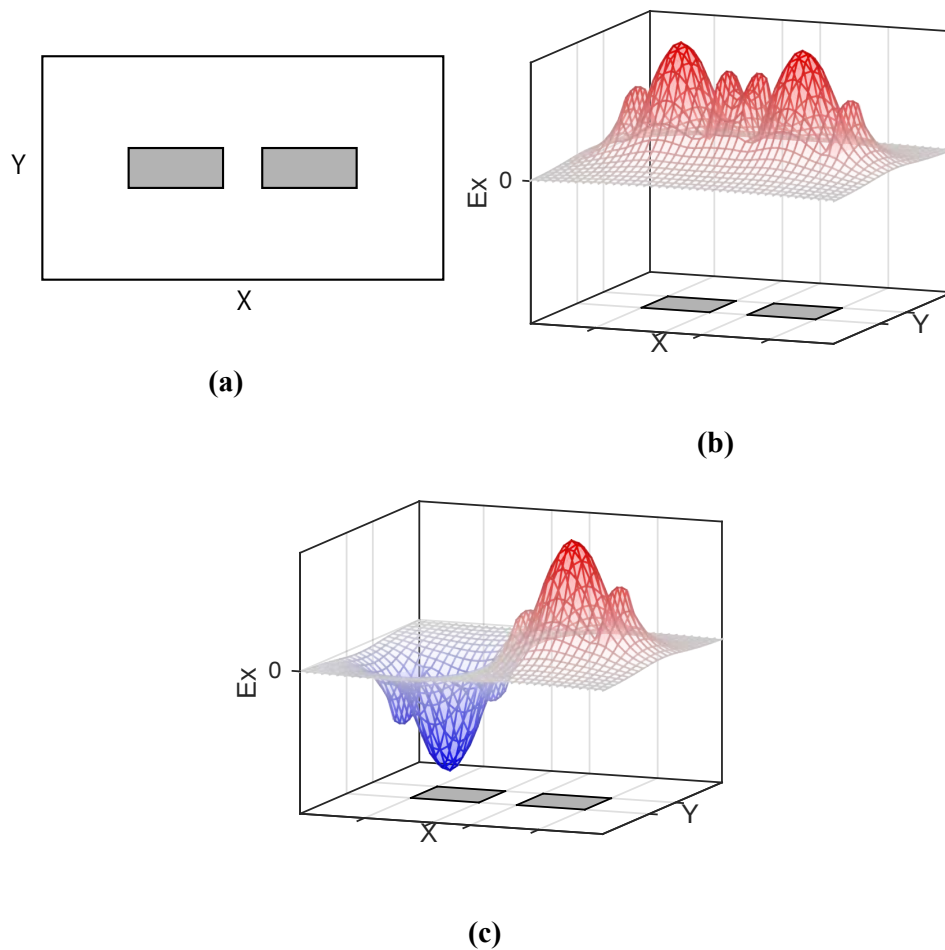


図 2.7 導波路構造におけるモード。(a) 断面構造 (b)(c) 固有モード $e_{\text{even}}, e_{\text{odd}}$ の E_x 成分

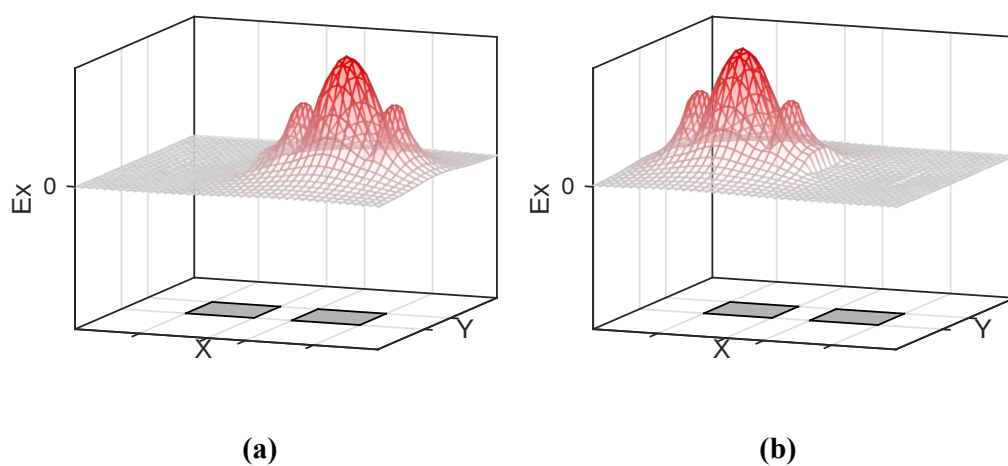


図 2.8 導波路構造における固有モードの重ね合わせ (a) $(e_{\text{even}} + e_{\text{odd}})/\sqrt{2}$, (b) $(e_{\text{even}} - e_{\text{odd}})/\sqrt{2}$

$$\bar{\beta} = \frac{\beta_{\text{even}} + \beta_{\text{odd}}}{2} \quad (2.71)$$

と置いた。式 (2.69) は $\Delta=0$ としたときの式 (2.60)、(2.61) と同様の形をしていることがわかる。通常 L が大きいと波長依存性 $\frac{\partial \beta L}{\partial \lambda} = L \frac{\partial \beta}{\partial \lambda}$ が大きくなるので、 $\Delta \beta L < \pi/2$ の範囲で使用する。この時、方向性結合器の伝達行列は、バランスした位相成分を無視して、 $0 \leq \kappa \leq 1$ である定数 κ を用いて、

$$\mathbf{T}_{DC} = \begin{bmatrix} (\sqrt{1-\kappa^2}) & -j\kappa \\ -j\kappa & \sqrt{1-\kappa^2} \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

とおける。ここで

$$\kappa = \sin \Delta \beta L \quad (2.73)$$

であり、方向性結合器における結合の大きさを示す量で結合効率という。その 2 乗

$$\kappa^2 = \frac{1 - \cos^2 \Delta \beta L}{2} \quad (2.74)$$

は結合するパワーを示し、パワー結合効率という。また透過効率 $t = \sqrt{1-\kappa^2}$ で表現することもでき、式の簡略化等を目的として必要に応じて使用する。

2.5.3 Mach-Zehnder 干渉計

Mach-Zehnder 干渉計 (Mach-Zehnder Interferometer: MZI) は 図 2.9 のように 2 つの導波路 (モード) 間に結合器 (Coupler) と移相器 (Phase Shifter: PS) を配した構造で、それぞれの移相器部分 (アーム) 間の位相差によって干渉し、出力が変化する。結合器として結合効率 κ の方向性結合器を使用し、それぞれの移相器における

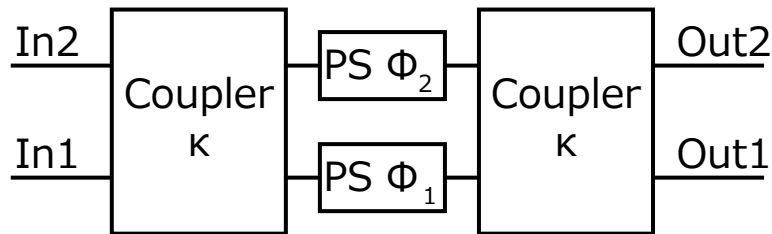


図 2.9 Mach-Zehnder 干渉計

位相変化を ϕ_1, ϕ_2 とすると、MZI の伝達は伝達行列を用いて

$$\begin{bmatrix} a_{\text{OUT1}} \\ a_{\text{OUT2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-\kappa^2} & -j\kappa \\ -j\kappa & \sqrt{1-\kappa^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \exp(-j\phi_1) & 0 \\ 0 & \exp(-j\phi_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{1-\kappa^2} & -j\kappa \\ -j\kappa & \sqrt{1-\kappa^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\text{IN1}} \\ a_{\text{IN2}} \end{bmatrix} \quad (2.75)$$

と表せる。ここで、伝達行列を直接求めるのではなく、各入出力間でのパワー伝達 $|a_{\text{OUT}x} / a_{\text{IN}x}|^2$ を求める。IN1-OUT1 と IN2-OUT2 を Bar 方向、IN1-OUT2 と IN2-OUT1 を Cross 方向して表すとそれぞれのパワー伝達 $|T|^2$ は等しく、

$$|T_{\text{Bar}}|^2 = \left| \frac{a_{\text{OUT1}}}{a_{\text{IN1}}} \right|^2 = \left| \frac{a_{\text{OUT2}}}{a_{\text{IN2}}} \right|^2 = 1 - (1 - \Delta^2) \cos^2 \frac{\Delta\phi}{2} \quad (2.76)$$

$$|T_{\text{Cross}}|^2 = \left| \frac{a_{\text{OUT1}}}{a_{\text{IN1}}} \right|^2 = \left| \frac{a_{\text{OUT2}}}{a_{\text{IN2}}} \right|^2 = (1 - \Delta^2) \cos^2 \frac{\Delta\phi}{2} \quad (2.77)$$

と表せる。ここで、

$$\kappa^2 = (1 + \Delta)/2 \quad (2.78)$$

$$\phi_1 - \phi_2 = \Delta\phi \quad (2.79)$$

とおいた。 Δ は $\kappa^2 = 1/2$ (等分岐) からのずれを表す量で $\Delta = 0$ のとき、

$$|T_{\text{Bar}}|^2 = \sin^2 \frac{\Delta\phi}{2} \quad (2.80)$$

$$|T_{\text{Cross}}|^2 = \cos^2 \frac{\Delta\phi}{2} \quad (2.81)$$

となり、位相差による変化が最大になる。 $\Delta \neq 0$ の時は $|T_{\text{Bar}}|^2 \neq 0$ であるが、 $\Delta\phi = 2m\pi$ において $|T_{\text{Cross}}|^2 = 0$ と必ず消光する条件が存在する。

波長特性

MZI の干渉導波路間の位相差 $\Delta\phi$ を与える要因は様々である。まず波長変化によるものを考える。移相器が経路長差によるものの場合、経路長差 ΔL によって

$$\Delta\phi = \beta\Delta L = \frac{2\pi n_{\text{eff}}}{\lambda} \Delta L \quad (2.82)$$

と表される。MZI 等の素子において、波長領域での周期である自由スペクトル領域 (Free Spectrum Range: FSR) を考える。これは使用可能な波長範囲の目安となる。まず、 m 次の干渉 ($\Delta\phi = 2m\pi$) の波長を λ_m 、等価屈折率を n_m とすると、

$$2(m+1)\pi = \frac{2\pi n_{m+1}}{\lambda_{m+1}} \Delta L \quad (2.83)$$

$$2m\pi = \frac{2\pi n_m}{\lambda_m} \Delta L \quad (2.84)$$

であり、式(2.83) – 式(2.84) より

$$2\pi = 2\pi \Delta L \left(\frac{n_{m+1}}{\lambda_{m+1}} - \frac{n_m}{\lambda_m} \right) \quad (2.85)$$

$$\lambda_{m+1} \lambda_m = \Delta L (\lambda_m n_{m+1} - \lambda_{m+1} n_m) \quad (2.86)$$

となる。中心波長 $\lambda_0 = (\lambda_m + \lambda_{m+1})/2$ に対して 2 つの波長の差 λ_{FSR} が十分小さいと仮定して、

$$\lambda_m \lambda_{m+1} = \lambda_0^2 - \frac{\lambda_{\text{FSR}}^2}{4} \sim \lambda_0^2 \quad (2.87)$$

$$n_{\text{eff}} = n_{\text{eff}}|_{\lambda_0} + \left. \frac{\partial n_{\text{eff}}}{\partial \lambda} \right|_{\lambda_0} (\lambda - \lambda_0) \quad (2.88)$$

とおけるとすると、

$$\lambda_0^2 = \Delta L (\lambda_m - \lambda_{m+1}) \left(\underline{n_{\text{eff}}|_{\lambda_0} - \left. \frac{\partial n_{\text{eff}}}{\partial \lambda} \right|_{\lambda_0} \lambda_0} \right) \quad (2.89)$$

となる。ここで右辺の下線部は、 λ_0 における (等価的な) 群屈折率

$$n_g = n - \frac{\partial n}{\partial \lambda} \lambda \quad (2.90)$$

であるので、結局

$$\lambda_{\text{FSR}} = \frac{\lambda_0^2}{n_g \Delta L} \quad (2.91)$$

となる。波長領域を広く使用したい場合は、 ΔL が小さいことが重要となる。

スイッチ動作

製作時に $\Delta\phi$ を回路に作り込むのではなく、動作時に動的に変化させることで MZI の出力を変化させ、変調器やスイッチとして用いることができる。移相器の原理としては様々なものが利用可能である [9] が、シリコンフォトニクスで用いられる代表的なものとして、温度変化による屈折率変化を利用する熱光学 (Thermo-Optic: TO) 移

相器 [10–12] や、キャリア注入・引き抜きによって制御する電気光学移相器 [13–15]、光学非線形性により光同士の相互作用を用いる全光変調 [16] 等がある。

熱光学移相器はシリコンの非常に高い熱光学係数 ($dn/dT \sim 1.9 \times 10^{-4} \text{K}^{-1}$ [11]) により、移相器長を $100 \mu\text{m}$ 程度と短くする事ができる上にプロセスも発熱体となる抵抗線を配置するだけで済むためよく用いられるが、応答速度が比較的低速 (μs 程度) であるため、変調器に用いられることは少ない。

電気光学移相器は熱光学のものと比べると比較的大型 (数百 μm mm 程度) であるが、高速で動作することが可能 ($\sim 100 \text{ps}$ 程度) であるため変調器用途でよく用いられる。また、導波路まで電流を流す必要があるためにシリコンはドーピングされる。これは、導波損失の増加にもつながり、多数のスイッチを通過させる必要があるネットワーク用スイッチとして用いる場合には大きなデメリットとなる。

全光変調は、そもそもの制御光を変調する必要があるため、スイッチや変調器と言うよりは、メモリや光信号処理に向いている。また、長大な変調器 (mm 程度) が必要となり、オンチップ用途には適さない。

2.5.4 リング共振器

(マイクロ) リング共振器 (Microring Resonator: MRR) は周回部分と入出力のための結合器を組み合わせた構造で、周回部分の光路長と波長の比が整数となる場合に共振、半整数となる場合に反共振となり、その間において大きく透過特性が変化するという特徴を持つ素子である。本研究では、図 2.10 の様な 2 入力 2 出力の MRR を用いる。図 2.10 に周回部分が 1 つの 1 段 MRR を示す。まずはこれについて解析を行う。この MRR は、透過効率 $t (= \sqrt{1 - \kappa^2})$ の結合器と長さ L の周回部分からなり、周回部分については 1 周あたり βL の位相変化と a の絶対値変化がある。これまでの議論では、定数倍されるだけとなるため損失を扱ってこなかったが、MRR については導波損失分を考慮するパラメータとして a を導入する。ポート In からの入力に対するポート Through、Drop におけるパワー伝達は

$$|T_{\text{Th}}|^2 = \frac{(1 - 2a \cos \beta L + a^2)t^2}{1 - 2at^2 \cos \beta L + a^2t^4} \quad (2.92)$$

$$|T_{\text{Dr}}|^2 = \frac{a(1 - t^2)^2}{1 - 2at^2 \cos \beta L + a^2t^4} \quad (2.93)$$

となる。 $\beta L = 2m\pi$ のとき共振状態で $|T_{\text{Dr}}|$ が最大で $|T_{\text{Th}}|$ が最小。 $\beta L = (2m + 1)\pi$ のとき反共振で $|T_{\text{Dr}}|$ が最小、 $|T_{\text{Th}}|$ が最大になる。周回導波路の伝搬定数 β は波長にほぼ反比例する量であるので、正負が逆だが βL の変化は波長の変化に対応すると

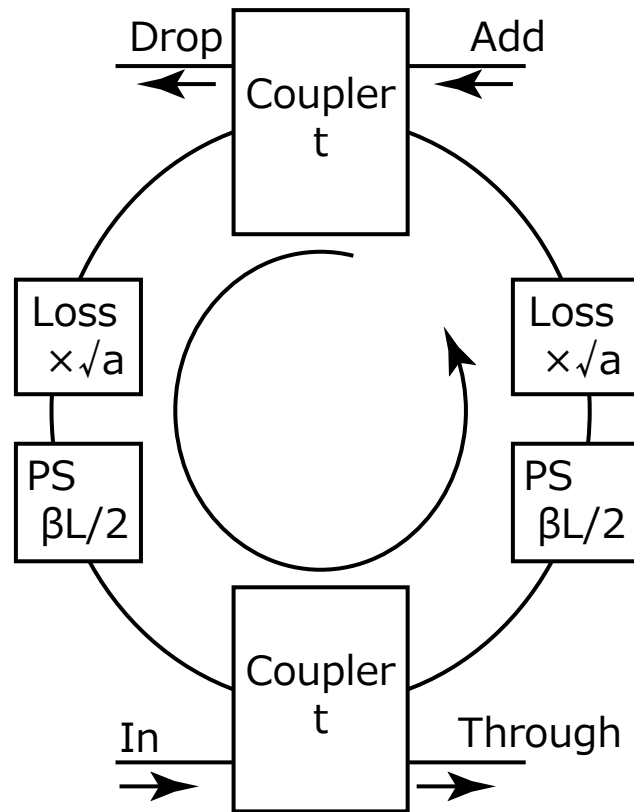


図 2.10 MRR のモデル

考えられる。この節での議論では波長変化に相当する量として、 $\phi = \beta L - 2m\pi$ を用いて議論する。特に言及しない限り $-\pi \leq \phi \leq \pi$ の範囲のみを考慮する。

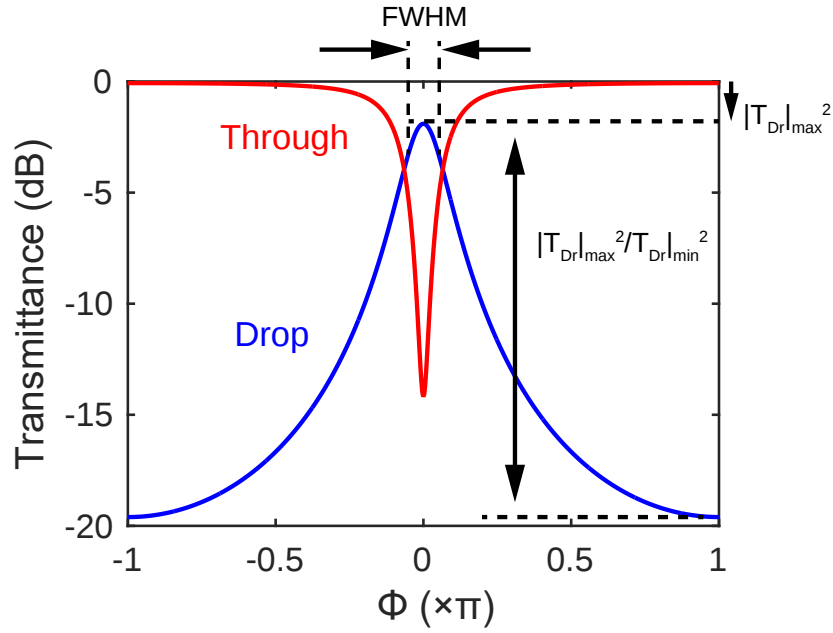
図 2.11 に MRR の伝達特性 $|T|^2$ の例を示す。特定の波長のみ Drop ポートに透過させ、他の波長の成分については Through ポートに透過させる帯域透過フィルタとして動作することがわかる。

ここで、図 2.11 に示した MRR の特性を特徴づける種々の量について議論する。

共振時透過パワー

フィルタの挿入損失を示す量となる共振時 ($\phi = 0$) の Drop ポートでのパワー伝達 $|T_{\text{Dr}}|_{\text{max}}^2$ は

$$|T_{\text{Dr}}|_{\text{max}}^2 = \frac{a(1-t^2)^2}{(1-at^2)^2} \quad (2.94)$$


 図 2.11 MRR 伝達特性の例 $a = 0.95$ 、 $t = 0.90$

となる。これは、偏微分して確かめると a に対して単調減少、 t に対して単調増加となる。

Drop ポート消光比

Drop ポートにおける共振時と反共振時 ($\phi = \pi$) の透過率の比はフィルタの遮断特性を表し、WDM で用いる際のクロストークに大きく関係する量である。これは

$$\frac{|T_{Dr}|_{\max}^2}{|T_{Dr}|_{\min}^2} = \frac{(1 + at^2)^2}{(1 - at^2)^2} = \left(\frac{2}{1 - at^2} - 1 \right)^2 \quad (2.95)$$

となり、 at^2 の増加に関して単調増加である。

半値幅

帯域透過型フィルタとしての特性として、帯域幅を半値全幅 (Full Width at Half Maximum: FWHM) を $\phi = \beta L$ について考える。 $|T_{DR}|^2$ が共振の値から $1/2$ となるとき

$$\frac{|T_{DR}|^2}{|T_{DR}|_{\phi=0}^2} = \frac{1 - 2at^2 \cos \phi + a^2 t^4}{1 - 2at^2 + a^2 t^4} = 1/2 \quad (2.96)$$

であるので、これを解くと

$$\phi = \cos^{-1} \left[3 - 1/2(\sqrt{at} + 1/(\sqrt{at}))^2 \right] \quad (2.97)$$

となる。ただし、 $(\cos^{-1})$ の値域は $[0, 2\pi]$ の範囲とする。その時半値幅は

$$\phi_{\text{FWHM}} = 2\phi = 2 \cos^{-1} \left[3 - 1/2 \left(\sqrt{at} + \frac{1}{\sqrt{at}} \right)^2 \right] \quad (2.98)$$

となる。これも、 at^2 の増加に関して単調増加である。

FSR

FSR は、WDM における使用可能帯域を決める重要な量である。 ϕ 領域では当然 2π であるが、波長領域では MZI と同様の議論によって

$$\lambda_{\text{FSR}} = \frac{\lambda_0^2}{n_g L} \quad (2.99)$$

となる。

MRR の設計

損失は少なく、適度な波長選択性（狭 FWHM）がフィルタとして求められる特性であるとする、以上の議論より、 a は大きい（周回損失が小さい）方が良い。しかし、 t の増減は、共振時の透過率と選択性に対して相反する方向に作用する。また、 a は主に導波路構造によって定まる量であるが、本研究では必要な FSR を得るために共振器長を短くする必要があり、リングの曲げ半径を大きくできない。すなわち、小さなリング半径による曲がり損失が主な損失要因となる。そのため、FSR の拡大とその他のフィルタ特性も相反する。このため、目標とする波長帯域に対して FSR を決め、そこから定まる共振器長（曲げ半径）に合わせて t の値を設定して所望の特性を得ることにした。

2.5.5 多段リング共振器

MRR は、図 2.12 (a) のように多段に接続することで様々な特性が実現できる [17, 18]。これに関して、最も単純な構成として 2 段 MRR を例にその特徴について説明する。多段の MRR についても、1 段の MRR と同様に解析すると、例えば図 2.12 (b) において $L_1 = L_2 = L$ のときは

$$T_{\text{Th}} = \frac{\tau_1 \exp[-2(\alpha + j\beta)L] - (1 + \tau_1^2)\tau_2 \exp[-(\alpha + j\beta)L] + \tau_1}{\tau_1^2 \exp[-2(\alpha + j\beta)L] - 2 \exp[-(\alpha + j\beta)L]\tau_1\tau_2 + 1} \quad (2.100)$$

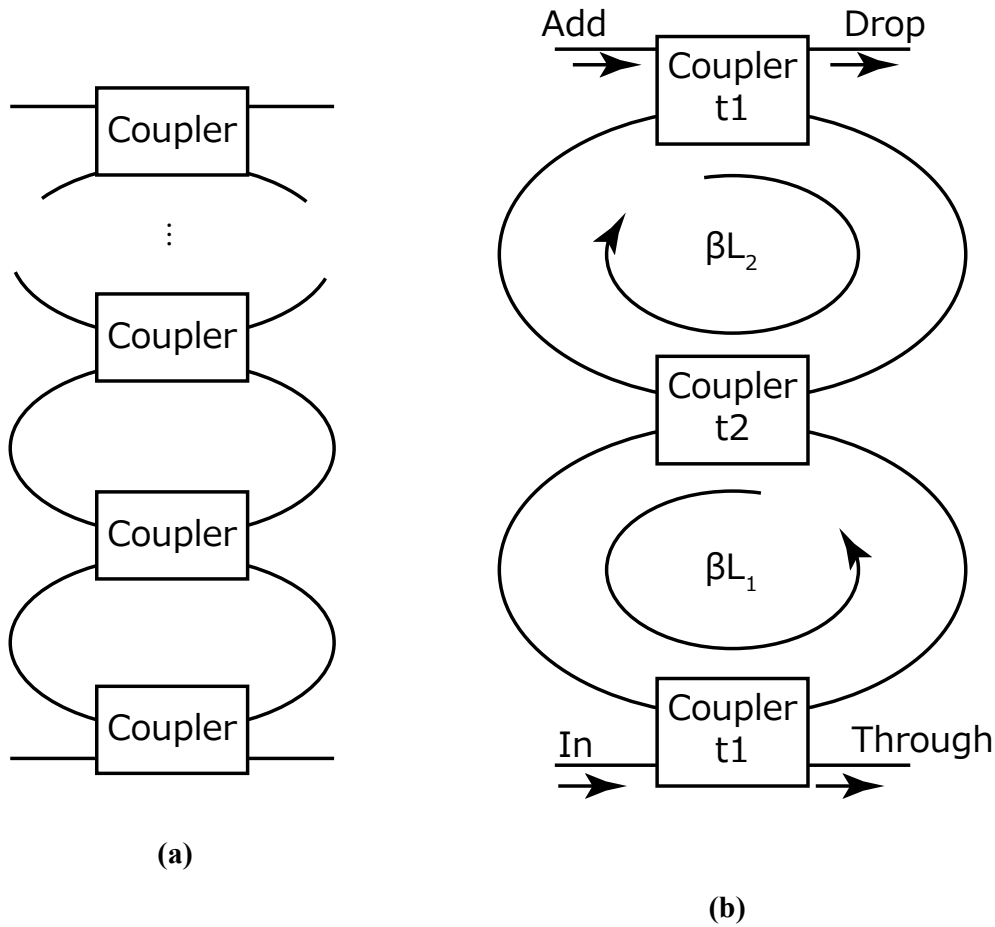


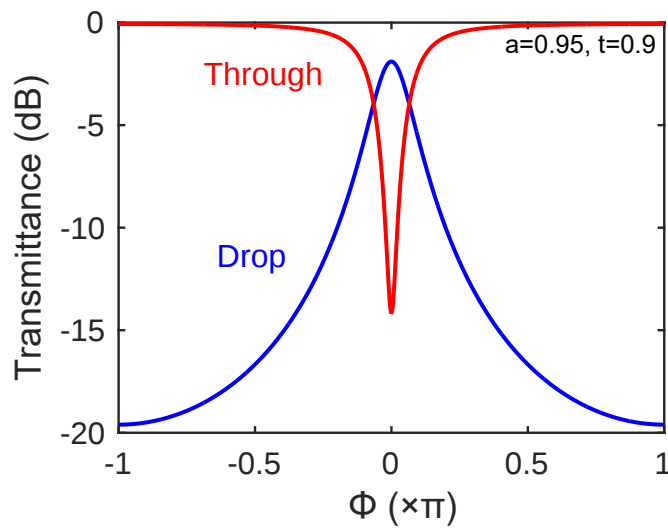
図 2.12 多段 MRR (a) 一般的な概念図 (b) 2 段のモデル

$$T_{Dr} = j \frac{\exp[-(\alpha + j\beta)L](1 - \tau_1^2)\sqrt{1 - \tau_2^2}}{\tau_1^2 \exp[-2(\alpha + j\beta)L] - 2 \exp[-(\alpha + j\beta)L]\tau_1\tau_2 + 1} \quad (2.101)$$

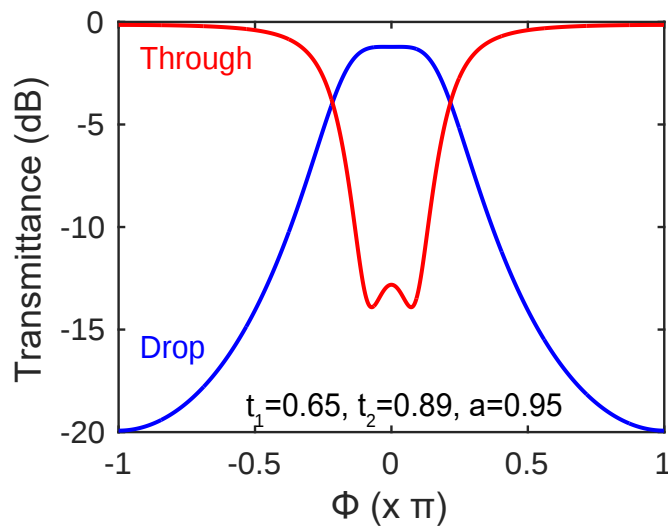
という式が得られる。このように、代数的に示しその特徴を議論することは可能であるが、以下の議論については複雑な式となり、特別に見通しが良くなるわけではないので、ここでは式を示すことはせず、数値解析の結果のみを示す。

まず多段化による大きな特徴として、遮断帯域での消光特性を維持したまま、透過帯域で平坦な透過特性がえられることが挙げられる。上記の議論の通り、1 段の MRR では透過時と遮断時の消光比は 3 dB 帯域幅とトレードオフの関係にあり、双方を独立に自由に実現することはできなかった。しかし、多段 MRR を用いることでそれが実現可能になる。

例えば、図 2.13 (a) は FWHM=0.16 π で消光比は 16 dB である。これに対して、図 2.13 (b) では FWHM は 0.44 π だが消光比が 18 dB ある。ここで周回伝達係数 a は同



(a)



(b)

図 2.13 多段化による特性の比較 (a) 1 段 MRR (b) 2 段 MRR

一である（2 段のものは 2 周分の損失を考慮している）。

多段 MRR では、周回の経路によって、各リングでの共振と複数のリングに渡る共振が存在する。ここで、結合器で他の導波路に結合する際に $\pi/2$ の位相変化を受けるため、偶数個のリングに渡る共振は各リングでの共振と逆相になり打ち消し合う（図 2.14 (a)）。このため、多段の MRR では消光比を大きくするだけでなく、通過帯域特性の平坦化を図ることができる。

また、同図 (b) は 2 段 MRR のリング間の結合を変化させた場合の Drop ポートでのパワー伝達を示したものである。 t_2 が小さく（結合が大きく）なると、 $\phi = 0$ で

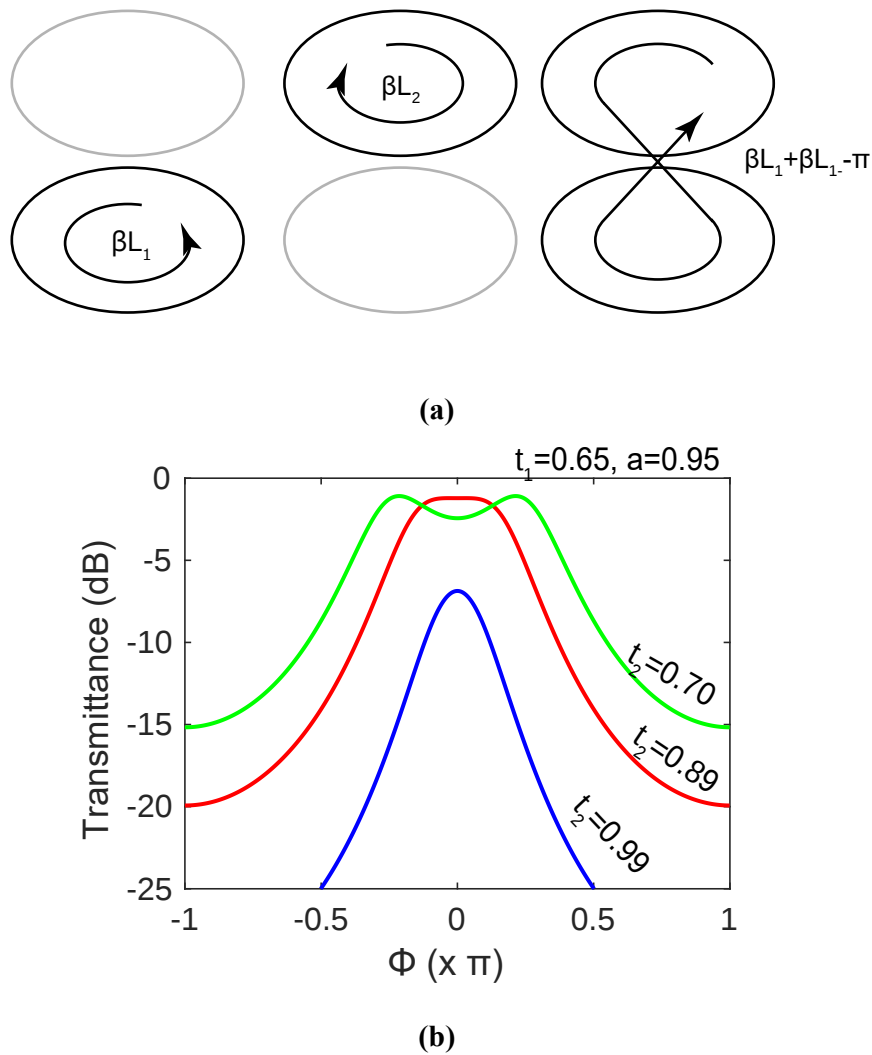


図 2.14 2 段 MRR の共振メカニズム (a) 影響する 3 つの共振 (b) 伝達特性の例

周辺より透過が小さくなり、中央で透過率がくぼむ特性が確認できる。一方、 t_2 が大きい（結合が小さい）場合は、それぞれのリングにおける共振の影響が強く顕れ、鋭いピーク形状となっている。 t_2 値をこの中間に選ぶことにより、通過帯域における透過率が平坦なフィルタ特性を得ることができる。

多段フィルタの重要な特性に、バーニヤ（副尺）効果と言うものがある。これは、FSR の異なる複数の共振器を連結することにより、共通の共振条件を満たす時のみ強く共振し、それ以外の共振が弱くなる効果である [19, 20]。共振器長 L_1 と共振器長をこれより長く $L_2 = 1.5L_1$ とした二つの MRR を連結した場合について、透過率の波長特性を図 2.15 に示す。 $L_2 = L_1$ の場合を $FSR = \Delta\lambda$ とすると（同図 (a)）、 $L_2 = 1.5L_1$ の場合は $2\Delta\lambda$ まで拡大している（同図 (b)）。これは、 L_1 による $FSR = \Delta\lambda$ と L_2 による $FSR = 2\Delta\lambda/3$ の重なり合う周期が $2\Delta\lambda$ となることによる。メインの大きなピー

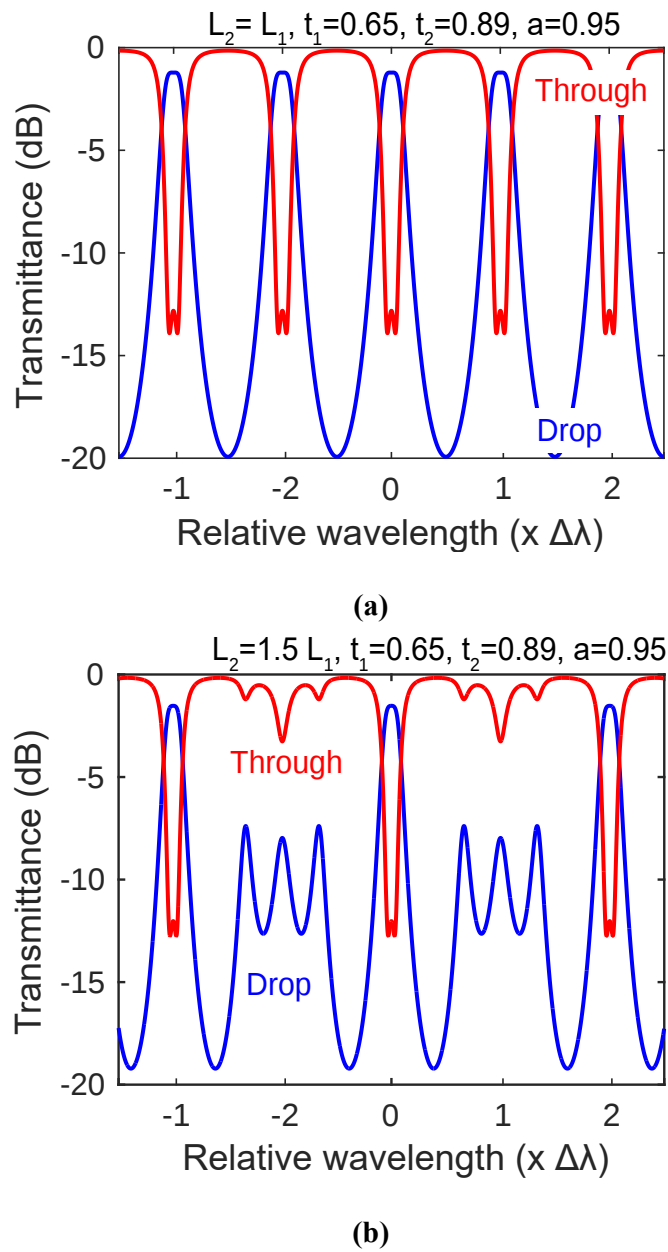


図 2.15 バーニヤによる FSR の拡大の様子 (a) $L_2 = L_1$ (b) $L_2 = 1.5L_1$ 。横軸は (a) における FSR $\Delta\lambda$ で規格化され中心周波数を 0 とした波長

クの中に、それぞれのリングの共振に相当する小さなピークが存在する様子が見られる。より多くの共振器を多段に接続することにより、この小さなピークの影響を抑えることが可能である。

2.6 波長選択スイッチの特性

本研究で提案する WSS は線形な幾つかの光学要素を組み合わせて構成されるため、上述の方法で構成要素それぞれの特性から WSS 全体の伝達を考えることができる。本節では、WSS としての特性を示す量を定義した後、要求される特性について議論する。

スイッチング消光比

まず、光スイッチの重要な特性にスイッチング消光比（または単にスイッチング比）がある。スイッチング消光比は、ある2つのポート間において、伝達が最大となるとき値と最小になるときの値の比で定義される。

光スイッチはある入力ポートからの信号を特定の出力ポートに出力する素子であるが、伝達行列表現で考えると、入力ポート l に対する出力ポートを $m = \sigma(l)$ であるとする、理想的には

$$|T_{m,l}| = \begin{cases} 1 & : m = \sigma(l) \\ 0 & : \text{other} \end{cases} \quad (2.102)$$

と表される。

ポート l, m 間において $m = \sigma(l)$ を透過状態、 $m \neq \sigma(l)$ を遮断状態と呼ぶ。ここで、透過状態と遮断状態のパワー伝達の比、

$$S_{m,l} = \frac{|T_{m,l}|_{m=\sigma(l)}^2}{|T_{m,l}|_{m \neq \sigma(l)}^2} \quad (2.103)$$

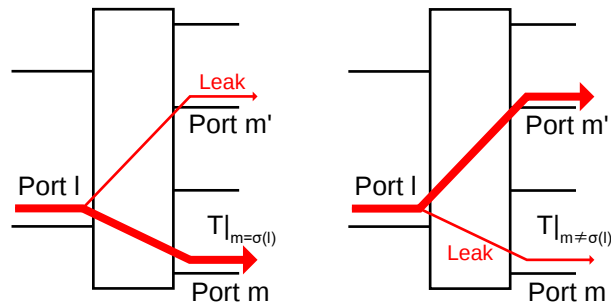


図 2.16 スイッチ動作

をスイッチング消光比として定義すると式 (2.102) が成立する条件では常に $S = \infty$ であるが、実際のデバイスでは有限の値となる。また、 $m \neq \sigma(l)$ である条件は複数ありうるため、最小値を用いる等の定義を考える必要がある。本研究で提案する WSS は 2 入力 2 出力のものであるため、スイッチの状態はポートごとに透過と遮断の 2 種類しか存在せず、スイッチング消光比は一意に定まる。

MZI スイッチの場合は 図 2.17 の様な特性となり、 S で示した比がスイッチング比となる。また同図に R で示したのはポート間の出力比であり、入力ポートが異なる信号間でのクロストークにつながる量である。図で示した例の様に遮断状態の伝達と比較して、透過状態の伝達はあまり大きく変わらない。一方、 S は特定のポート間での伝達の変化によって求めることができるため、ポート間のクロストークを検討するためのパラメータとして S を用いる。

スイッチ速度

スイッチの切替には、その切替方法に応じた有限の時間が必要となる。開始時と終了時に明確な伝達係数の変化がないこともあるため、開始と終了時の収束状態の値の差を基準として、伝達係数が 10% から 90% まで変化する時間をスイッチング時間と定義して、スイッチング速度を評価する基準とする。図 2.18 に、スイッチングにおける出力の時間変化の例を示す。 $\Delta t_{10-90\%}$ がスイッチング時間である。スイッチング時間及びそれにある程度の余裕時間を加えた時間は通信に使用できない時間

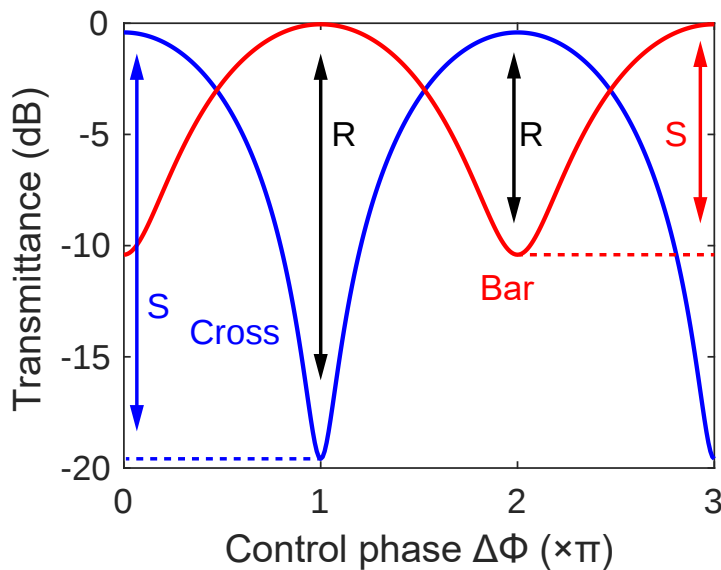


図 2.17 MZI スイッチの Cross ポート（青）と Bar ポート（赤）における伝達特性例。あるポートにおける伝達の変化がスイッチング比 S 。ポート間の伝達の比が R 。

となる。

Hitless 性

WSS ではこれらの特性に加えて波長領域の特性も重要となってくる。第1章で議論した透過波長選択型の WSS は他の波長の信号に影響を与えやすいが、固定の波長フィルタを用いる波長分波型や波長選択移相型の WSS でもそのフィルタの特性に

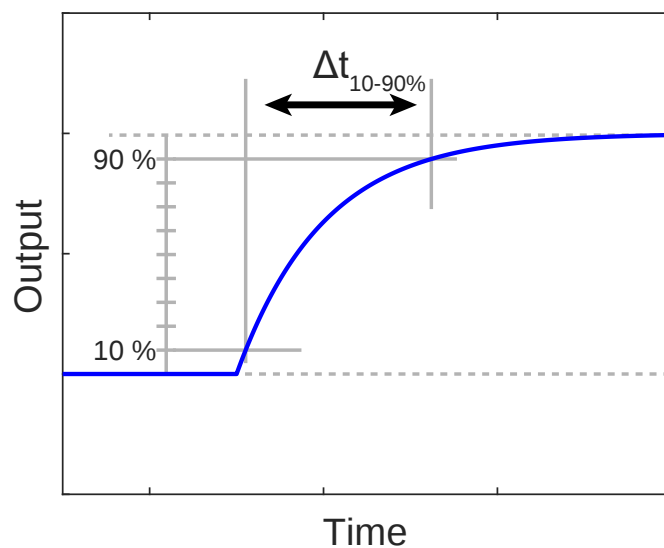


図 2.18 スイッチ速度。初期の収束状態からスイッチング後の収束状態までの変化のうち 10%と 90%の位置での時間の差を $\Delta t_{10-90\%}$ とする。

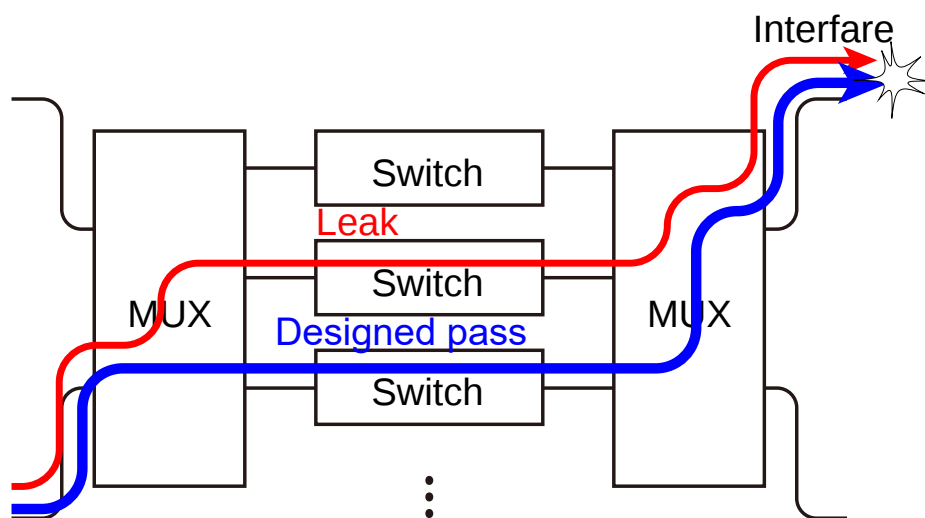


図 2.19 波長分波型 WSS におけるマルチパスによる影響のモデル。

よっては他の波長の信号に影響を与えうる。図 2.19 に波長分波型 WSS における例を示す。分波器において遮断しきれず、設定された経路以外を通った成分は、設定された経路を通った成分と干渉し、スイッチングの際に悪影響を与えることとなる。

図 2.20 に示すように、透過帯域が異なる 2 つのフィルタが存在する場合、他のフィルタの透過帯域における遮断特性（図中 Crosstalk）が十分でないと、十分な Hitless 性が得られない事となる。

一般に帯域透過フィルタは透過帯域から離れるほど遮断特性が良くなるため、波長チャンネル間隔が十分大きければ容易にマルチパスの影響を抑えることができる。一方、WDM のチャンネル数が減ってしまうため、所望の帯域を持ちつつ近接する波長チャンネルにおいて良好な遮断特性を有することが重要となる。

その他

その他、集積回路素子として、素子のサイズや消費電力も重要な要素となる。

2.7 オンチップ・チップ間光通信

本研究では、集積型の WDM ネットワークを、電気集積回路におけるオンチップやチップ間程度の短距離の伝送を光適用することを想定して検討を行う。ここでは、

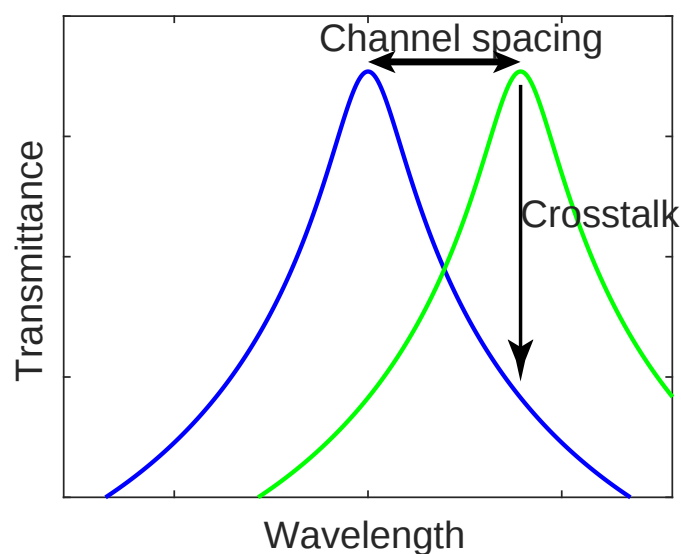


図 2.20 波長分波型 WSS におけるマルチパスによる影響のモデル。

オンチップあるいはチップ感度信号伝送において、光による伝送が求められる理由と WDM の導入が有効な手段となる背景を説明する。

2.7.1 集積回路の性能向上と伝送路要求の増大

半導体集積回路は 1958 年に Jack S. Kilby と Robert N. Noyce によってそれぞれ発明 [21, 22] されて以来、指数的に集積される素子の数を増やし、性能向上を続けている [23, 24]。Robert Dennard はゲートサイズに比例してゲート電圧を下げていく等のトランジスタのスケーリングを行うことにより、面積あたりの消費電力を維持したまま、応答速度の向上などの性能向上が見込めることを指摘した [25]。しかし、リーク電流等の Dennard の理論通りにはスケーリングしない成分が存在したこともあり、単純なスケーリングのみによる性能向上は困難となってきた [26]。

ここで、図 2.21 は、プロセッサの動作周波数をプロットしたものだが、これを見て分かる通り 2000 年頃を過ぎたあたりで指数的な高速化は頭打ちとなっており、3 GHz 程度を上限として、それ以上の高速化はなされていない。これもまた、単純なスケーリングによる高速化ができなくなっているためである。上記のトランジスタにおける電力消費等の問題もあるが、配線による制限も大きい。配線の微細化と動作周波数の上昇により、配線の容量・誘導成分が大きくなることによる信号遅延や歪み、表皮効果による抵抗の増加に伴う消費電力増大や発熱などの問題が挙げられる。これらの影響は動作周波数を一定にしても、集積度を高めるためにさらなる配線の微細化が求められ、これが技術的な障壁の一つとなっている [24, 28–30]。

それに対して、図 2.22 はプロセッサのコア数をプロットしたものだが、動作周波数の上昇が頭打ちになった 2000 年頃からコア数が指数的に増加しており、動作周波数の高速化から多コア化へと傾向が変化したことがわかる。多コア化による性能向上は、処理の並列化によってなされるが、コアを P 個に増やせば性能が P 倍となるわけではない。1 つ目の理由は利用可能な面積を P 個に分割することにより 1 つの大面積なコアとする場合と比較して、コア 1 つあたりの性能が低下することである。Pillack の法則によれば面積（トランジスタ数）の平方根に反比例し、 $1/\sqrt{P}$ となる。

また、一般に並列処理において、単純に並列化できない部分が存在し、それによっても性能が制限される。Amdahl の法則 [31] によれば、データの増加に伴って増加する、並列化できない処理がある場合図 2.23 に示したように、多コア化による性能向上が強く制限される。これはすなわち、データの伝送に律速される処理においては、昨今の集積回路のトレンドである多コア化による並列処理の恩恵を得られない事を示している。

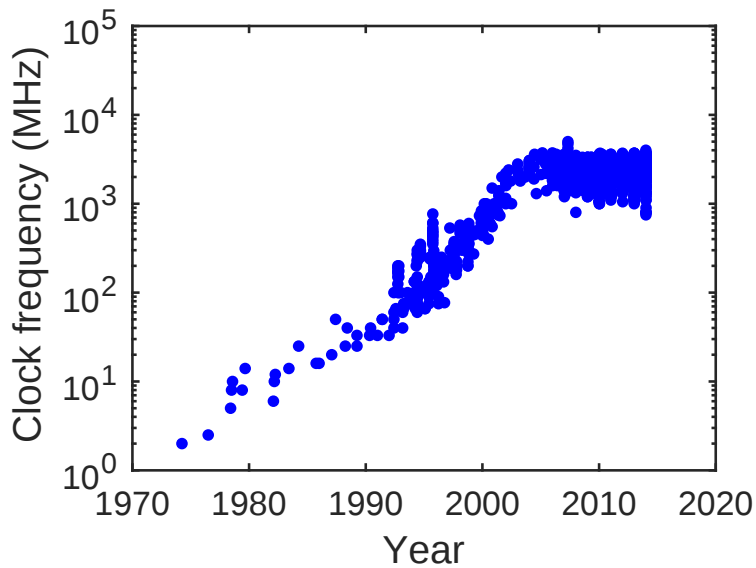


図 2.21 プロセッサのクロック周波数 [27]

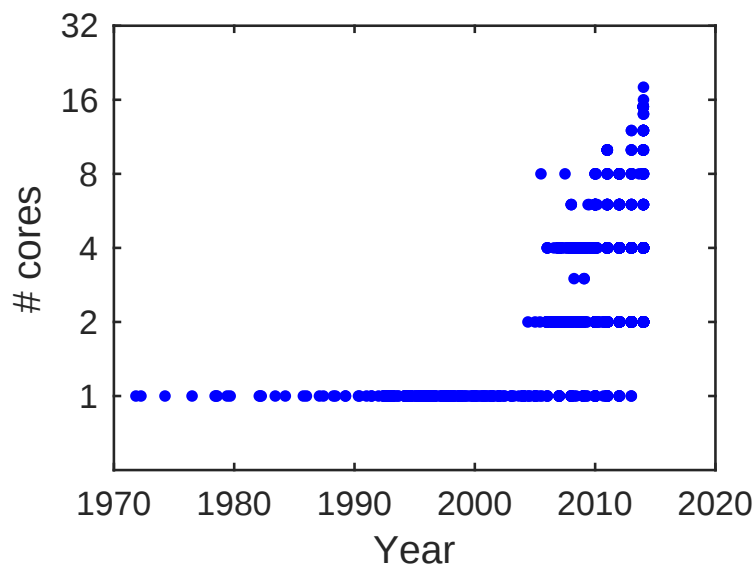


図 2.22 プロセッサのコア数 [27]

2.7.2 ネットワークオンチップ

集積回路はこれまで述べたように、多コア化の流れを辿っており、多数のコアやキャッシュメモリ・メインメモリなどの回路要素が相互に通信する形となっている。この通信部分をネットワークとして分離するネットワーク・オン・チップ (Network-on-Chip: NoC) というアプローチがある。NoCにより、配線の再利用による伝送容量の確保や回路要素の配置の自由度の向上などが期待され、研究・開発が盛んに行われている [32–34]。

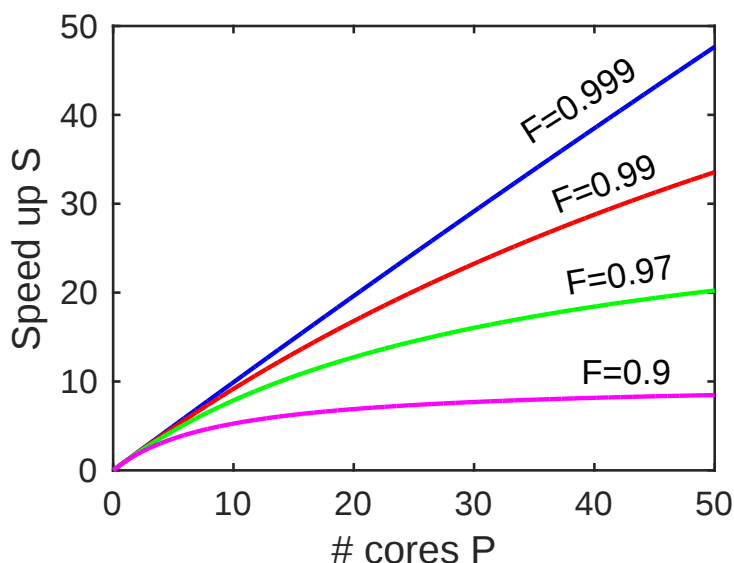


図 2.23 Amdahl の法則における高速化 S の上限値。 F は並列化可能な処理の割合。

ネットワークにおいて、そのデータに対する経路処理に関して、パケット交換と回線交換という方式があり、それぞれ次のような特徴をもつ。

パケット交換

パケット交換は、データをある程度の小さい単位（パケット）に分割し、それぞれのパケットに対し逐次タイムスロットを割り当て、順次送信する。それぞれの行き先についての処理に時間が必要であり、また、同じ行き先には同時に送る事ができないため一時的にパケットを保持するバッファを用いる必要がある。

バッファにパケットが入り切らなくなったときにパケットは捨てられるが、それ以外のパケットについてはすべて伝送される。このように、単に到達したパケットを順次処理していくだけであるため、新たな要素を挿入する際はしてもネットワーク自体に変更を加えずとも性能が著しく低下することはない。そのためスケーラビリティが高く、任意のノードが追加されていくインターネットなどに用いられている。だが、パケットが状況に応じて捨てられる可能性があるため、パケットの到達性は一般には保証されない（信頼性が低い）。また、伝送は非同期であり、ある時点で送った信号がいつ到達するのかわからないが、送信端のノードと受信端のノードが同じ動作速度で動作している必要はない。

このようにパケット交換ネットワークでは、低信頼・非同期な形ではあるが、各中継ノードに対してヘッダ処理・経路選択・バッファリング等の機能を要求することで、非常にスケーラビリティが高いネットワークを実現することができる。

回線交換

パケット交換に対し、一通りの通信の開始から終了まで、リンクを専有するものを回線交換という。回線の確立にはパケット交換よりも長い時間がかかることが多いが、一旦回線が確立されるとその後は経路に関する処理や、スイッチングなどの必要が無いので、通信のオーバーヘッドを減らし、リンクにおいて実際に必要なデータ伝送に行う事ができる時間が大きくなる。一旦接続が確立された後は、経路中のリンクを必要なだけ専有しているため、パケット交換のようにデータが捨てられることはない。したがって、送信したデータは全て宛先に届くため回線の信頼性が高いと言える。また、スイッチに到達したデータは通過させるか遮断するかのどちらかであるので、一般にバッファは必要とされない。

しかし、ある通信がリンクを専有するため、他の通信をそのリンク経由で行うことはできない。また、通信の状態によっては2ノード間の通信を行おうとしても、どのリンク経由であっても経路中のいずれかのリンクが専有されており通信が不可能になることがある。このような状況を **Blocking** という。これを防ぐ (**Non-blocking** にする) ためには、十分な個数のリンクの配置や、ネットワーク全体で経路の選択を適切に行わなければならない。このため、パケット交換方式と比較するとスケラビリティが低い。また、通信が確立されると他の通信を行えないため、断続的なデータ伝送に対してはリンクの利用効率が低くなってしまう。

これらをまとめると **表 2.1** の様な特徴がある。パケット交換は、多数のノードが断続的で一定しない通信を行い、ノードの数やリンクが変化するネットワークにおいては非常に有効である。これに対して、回線交換はこのような状況においては効率が著しく低下してしまうが、高信頼で連続的な通信においてリンクの利用効率を非常に高くすることができる。

NoC においては、拡張性や不規則な通信に対する効率という観点に着目して、また発展しているインターネットに関する技術を利用できることもあり、パケット交換による方式を提案しているものもある [32–34]。しかし、NoC はインターネットのような開いた環境ではなく閉じた環境であるため、要素が追加されることはない。したがって、拡張性は必ずしも必要ない。また、実行する処理によって通信は予めある程度は予測可能であるため、回線交換によるネットワークが有用であり、効率的なネットワークが実現できるという報告もなされている [35–37]。

さらに、現状では光信号による情報処理は集積回路のような小さな領域では困難であるため、検討しているオンチップやチップ間における光ネットワークにおいてパケット交換を行うとしたら、スイッチに到達したパケットを光電変換した上でバッ

表 2.1 パケット交換と回線交換の比較

	パケット交換	回線交換
拡張性	○ 要素の接続が容易	△ Blocking を防ぐため適切な設計が必要
連続的な通信	△ 利用効率が低くなる	○ 利用効率が高い
断続的な通信	○ リンクの共有	△ リンクの専有
スイッチ	△ 複雑	○ 単純 でよい
ノード間での同期	不要 (困難)	必要
信頼性	△ パケット廃棄	○ リンクの専有

ファに蓄積し宛先処理を行う必要がある。また、回線交換の大きな問題である Blocking 状態については、回避するために多数のリンクを準備する必要がある。これは、WDM を導入すれば多数のリンクを確保すること可能であるため、Blocking 状態を抑制することができる。このような観点から、本研究では回線交換によるネットワークを適用対象として検討する。

2.8 波長選択スイッチの要求特性

本節では、近い将来主流となると考えられる 16 コアシステムにおいて、コア数程度の要素を相互に接続する回線交換ネットワークで WSS が用いられることを想定して、WSS に求められる特性を検討する。第3章以降の議論においては、実際に用いることができるプロセスに応じた設計を行う。ここでは現状で利用可能な技術によって要求される特性が実現可能であるかどうかを議論する。波長フィルタと光スイッチが独立して全体の特性を決めるとして考える。これは、概ね波長分波型 WSS の特性を考慮することに相当する。

図 2.24 に示すように、信号処理を行う電気層とは別に光伝送を行う層を同一基板上もしくはインターポーザを追加して設けることを想定する。ネットワーク構造として、図 2.25 (a) に示すような Torus モデルを想定する。これは単なる格子構造

(Mesh)と比較して、複雑性は多少増す。ネットワーク上で2点間を結ぶリンクの個数(ホップ数)のうち、最短のもの(距離)を考える。この際に、最悪の距離(直径)がTorusはMeshの半分で済むという特徴がある。また、Torusネットワークの直径は、ノード数を N とすると $\sqrt{N}$ である。本研究で提案するスイッチは2入力2出力であるため、モデルとしては本来多少異なるが、ここでは同様に抑えることができるものとして仮定する。今回は $N = 16$ であるため、直径は4である。コアごとに必要となる光学回路は図2.25 (b)に示す構成となる。

2.8.1 フィルタ特性

WDMシステムの、主要なパラメータであるチャネル数について検討する。まず、本研究では光ファイバ通信で用いられ、多くの研究でチップ間やチップ内伝送にも

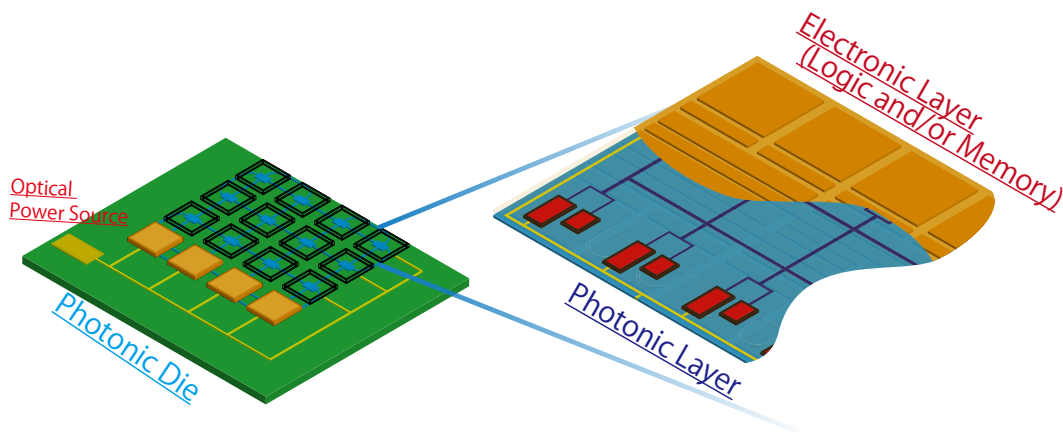


図 2.24 光伝送層を追加した光電集積基板のモデル

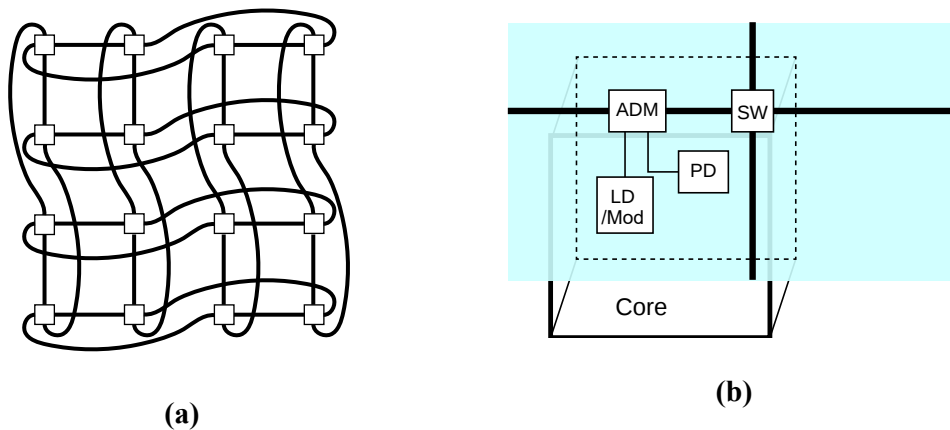


図 2.25 想定するネットワーク (a) Torus ネットワークモデル (b) コア内光学素子

利用しているCバンド帯（波長 1530~1565 nm）の 35 nm の帯域を用いることとする。オンチップバスやそれに相当するチップ間の伝送を想定すると、1 チャンネルは一般的なプロセッサの動作周波数 3 GHz に処理の基本単位となるワードサイズ 64 bit をかけた、 $3 \text{ GHz} \times 64 \text{ bit} = 192 \text{ Gbps (Gbit/s)} \sim 200 \text{ Gbps}$ 程度の帯域が必要となる。これは、2 値変調を想定すると約 1.6 nm 程度の波長帯域に相当する。この 1 チャンネルあたり 200 Gbps という伝送速度を、200 GHz の変調によって実装することは困難であると考えられる。図 2.26 に示すように、WDM によって、例えば $25 \text{ GHz} \times 8$ 波長の様に、サブチャンネルによって多重化された波長チャンネルを用いることが考えられる。この際に、光源や光検出器側に 0.2 nm (25 GHz) と非常に狭い帯域を持つフィルタが必要となるが、MRR においてこのような狭帯域のフィルタはいくつか報告されている [19, 38]。このときに、サブチャンネルを含んだ波長チャンネルごとにルーティングを行う 図 2.27 に示す WDM ネットワークにおける WSS を検討する。

コア間を相互に接続する場合、 $16/2 = 8$ 程度の通信路を確保するためには、8 波長チャンネルあれば確実に Non-Blocking でその通信路は確保可能となる。ただし、この想定は接続素子数の 2 乗に比例する数のスイッチを想定するものであるため、完全接続ネットワークを要求することに相当する。コア数が多くなる場合には、より少ない波長数でも実用上は問題なく Non-Blocking とすることができると考えられる。このように考えると、概ね 4.4 nm 周期で 1.6 nm 程度の帯域を持つ波長チャンネルが 8 つ必要となる。

クロストークに関して、これを SN 比 (Signal to Noise Ratio: SNR) と考えるなら

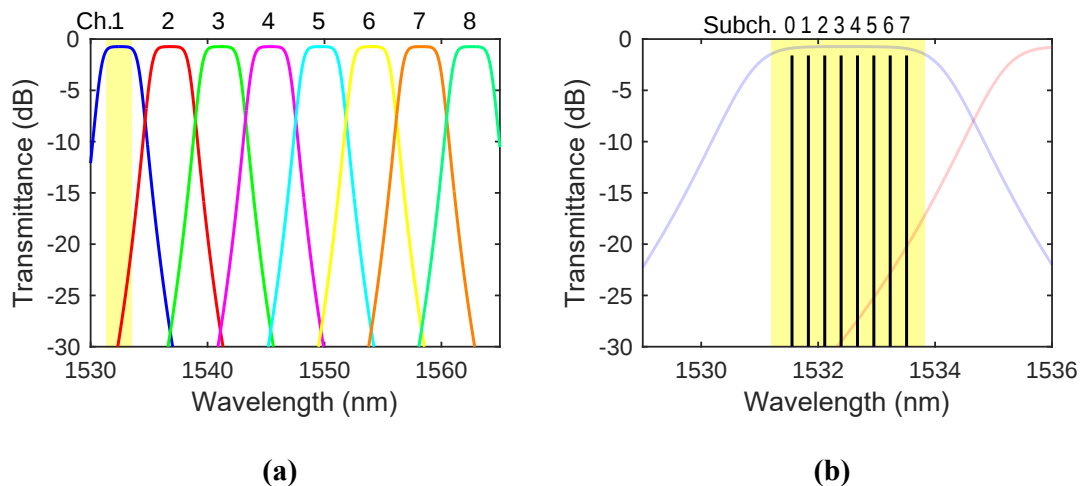


図 2.26 検討する WDM の構成 (a) C バンド帯を 8 波長チャンネルに分割しそれぞれ 200 GHz の帯域を確保する。(b) 各波長チャンネルをサブチャンネルに分けることで帯域を使用する。

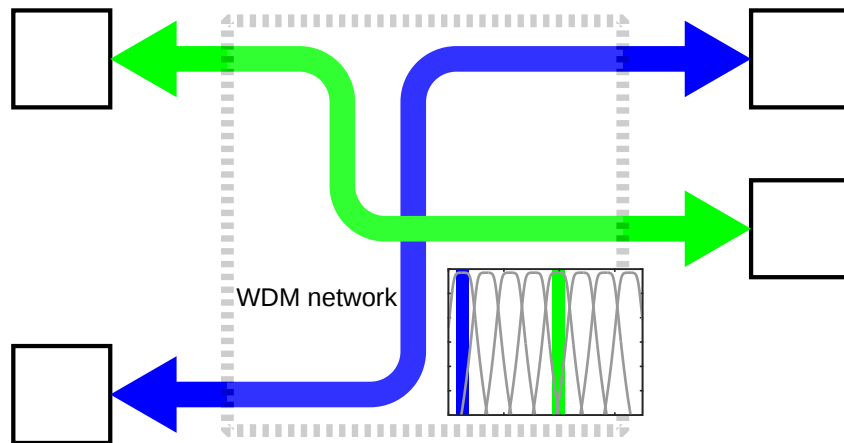


図 2.27 検討する WDM ネットワーク。複数のサブチャネルを含む波長チャネル毎にルーティングを行う。

ば、OOK (On-Off Keying) を想定して、ビット誤り率 (Bit Error rate: BER) は

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{\text{SNR}}{2}} \right) \quad (2.104)$$

と表される。ここでクロストークの目標値を -20 dB 未満にとすると、スイッチにおいて交差する経路において同じ波長の信号が存在する場合に雑音になる。最悪の場合としてスイッチ 3 段 (リンク 4 つ分) 透過した際に、全てのスイッチにおいて 1% ずつ雑音が加算された場合を考える。この際の SNR は 3% (15.2 dB) となる。これはオンチップでの目標とされている $\text{BER} < 10^{-9}$ に必要な値 15.6 dB を概ね満たす。

ある波長の中心波長から 3.6 nm ($4.4 \text{ nm} - 1.6 \text{ nm}/2$) 離れた波長から隣のチャネルの帯域となるためその波長におけるフィルタの消光比が 20 dB 以上あることと、スイッチング比として 20 dB 以上であることが必要になる。

これらの特性を単純な MRR によって実現しようとする、MRR1 段構成では困難であるが、多段のものによって実現可能である。使用帯域 35 nm に対して FSR を 35 nm とするためには MRR を円形で形成すると半径を $2.5 \mu\text{m}$ 未満にする必要がある。このような小半径での曲がり導波路では損失が問題となるが、側壁荒れを低減することにより半径 $2 \mu\text{m}$ において 0.05 dB/round にまで損失低減ができるという報告がある [40]。

これに基づいて要求を満たすように MRR を設計すると、図 2.28 の様な特性を持つ様に設計をすることができる。これは先に挙げた要求をすべて満たしている。

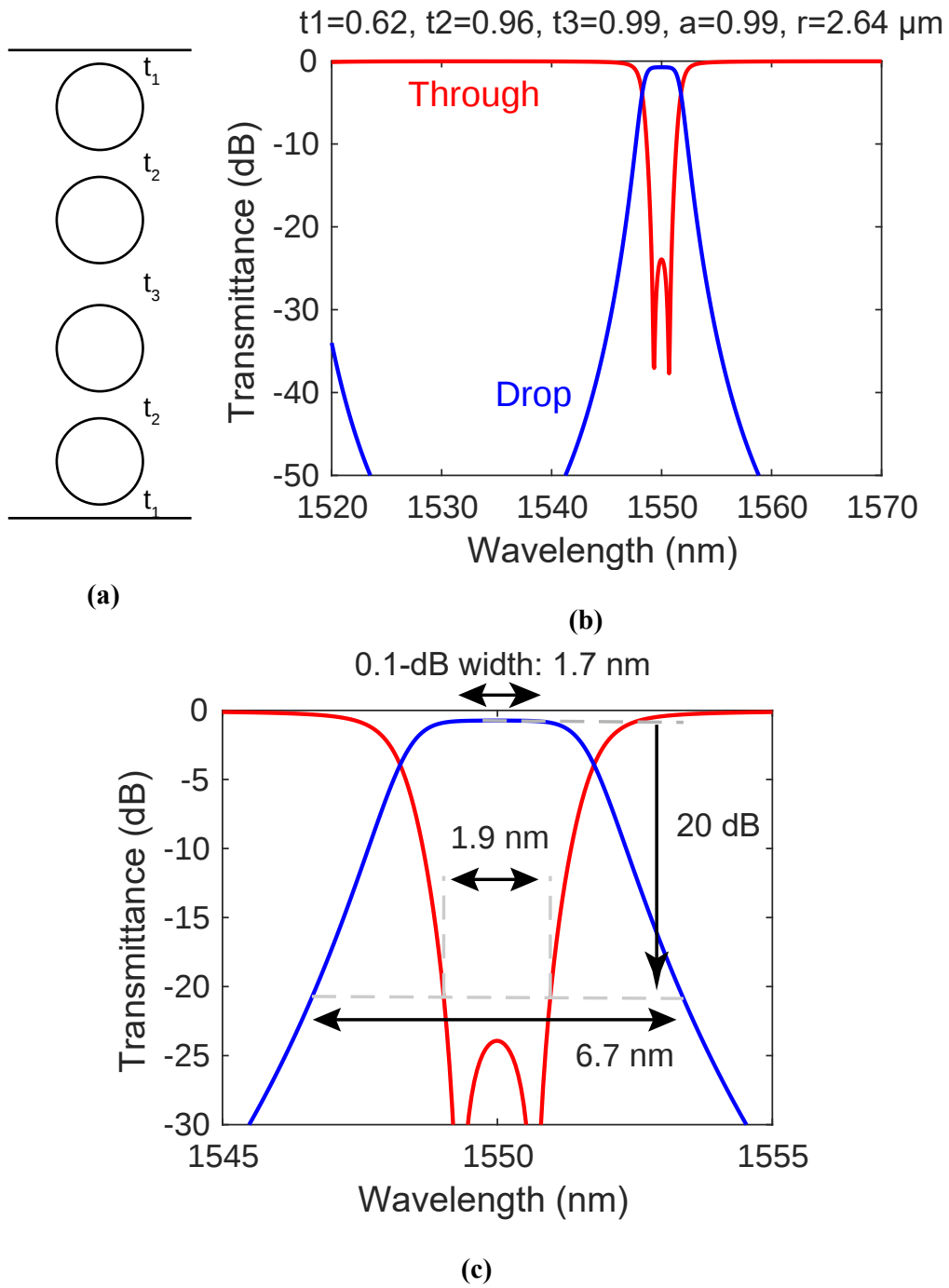


図 2.28 周回損失 0.05 dB を仮定した際の、要求を達成する 4 段 MRR の設計の伝達のシミュレーション値。円形 MRR にて半径 $2.6 \mu\text{m}$ で FSR は 35 nm、共振時 Drop ポートにおける損失は 0.74 dB である。(a) 4 段 MRR における設定値 (b) C バンド全域における波長特性 (c) 共振波長付近の拡大図

2.8.2 スイッチング消光特性

干渉導波路間において損失差がない場合、MZI スイッチの場合のスイッチング消光比は、DC の特性によって決まる。2 つの DC がいずれも等分岐であるとき、Cross ポート、Bar ポートともに無限大の消光比が得られる。MZI では Bar ポートの消光特性が Cross ポートと比較して悪くなりがちである。式 (2.76) より消光比は $1/\Delta^2$ となる。20 dB の消光を得るためには、 $|\Delta/2| < 5\%$ が必要となる。DC において等分岐となる条件を実現すること自体は原理上さほど困難ではないが、製作精度や波長依存性の問題から検討する必要がある。

製作許容誤差を広げる検討 [41–43] や、波長領域に帯域が広いもの [43–46] 等の検討は多くなされている。特に Morino らによる検討 [43] では、曲げ導波路上に方向性結合器を配置することにより製作誤差と波長変化のいずれに対しても広いトレランスが得られる設計が可能であるとしている。波長領域だけで見ると 100nm 幅、製作誤差としては導波路幅の変化が 50 nm 未満の領域で条件を満たす。ただし、片方だけが変化した場合であり、双方が同時に 50 nm ずつ変化すると条件は満たさない。

2.8.3 動作速度

スイッチ速度に関してはスイッチング周期を T_{sw} 、スイッチング時間を Δt とすると、

$$\frac{T_{sw} - \Delta t}{T_{sw}} \quad (2.105)$$

が、リンクの最大利用率となる。そのためスイッチ時間はスイッチ頻度と比較して十分に小さい必要があり、これが大きくなってしまうと通信容量の低下・処理性能の低下に繋がる。

本研究で提案する回線交換型のネットワークは、予めある程度想定された通信に対してスイッチングすることを想定しているため、スイッチングの頻度はあまり多くない。しかし、一般的なシステムにおいては、複数の処理を並行して行うために計算資源を時間で区切ってプロセスやスレッド間で共有している。この切替を Context Switch と呼び、頻度は一般には 10～100 ms 程度である。どれだけスイッチの切替を少なくするように設定していても、基本的にはこの切替を避けることができないため、Context Switch においてスイッチングが十分速い必要がある。

Context Switch において、コアに紐付けられたレジスタ等の状態を一旦退避させる必要があり、その切り替えのオーバーヘッドとして 10～数百 μs 程度かかる [48–51]。

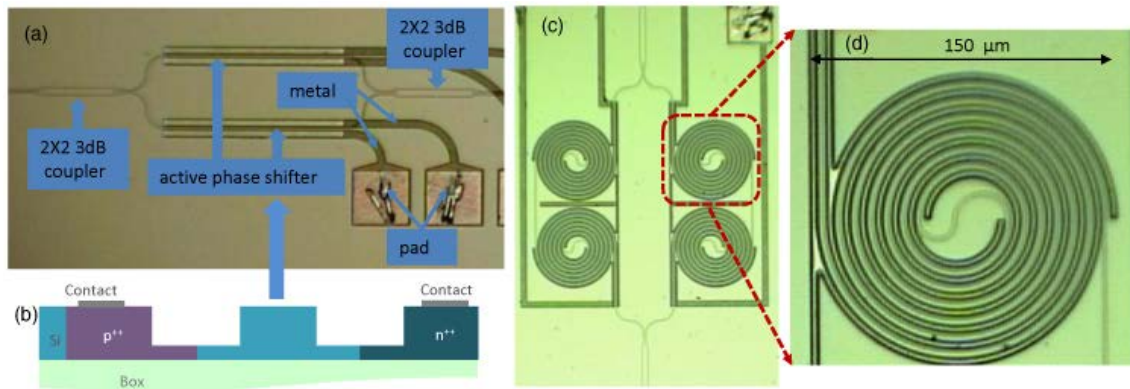


図 2.29 コンパクトな電気光学変調 [52]

Context Switch 程度の頻度で切替を考えるならば、スイッチ時間がこのオーバーヘッド時間と同程度以下であれば十分であると考えられる。

スイッチ速度は位相変化を与える方式によって概ね定まる。シリコンフォトニクスでは、高速な変調器で用いられるキャリア濃度による変調の場合、スイッチング速度は ~ 100 ps 未満にすることも可能である。比較的遅い応答で良い場合、熱光学効果によるスイッチでも $\sim \mu\text{s}$ 程度のスイッチ時間で実現できており、十分オーバーヘッド時間より短い。PSが大きくなってしまいが、より頻度が高く、切り替えのオーバーヘッドが小さいスイッチングが要求される場面では、前者の方式を取ることもできる。その場合、PS長は数 mm 必要であるが、PSを形成する導波路を図 2.29 に示すように渦巻状に形成することによって必要な面積を抑えることもできる [52]。

2.8.4 消費電力

まず、信号の経路切替は電気信号として行い、信号伝送のみを光信号で置き換えたネットワークを、本論文で提案する光信号のままで経路切替を行うネットワークで置き換える場合に消費電力の観点で有利になる条件を考える。その後、電気信号によるリンクを光リンクによって置換する場合、消費電力の観点で有利になる条件について述べ、今後の性能向上において必要であると示されている条件のもとで、消費電力の議論を行う。なお、ここでは1組のノード間の通信を考えるため、WDM システムにおいては1チャンネルあたりについて考えていることに相当する。

光信号による伝送を考える際は、図 2.30 に示す様に、シリアル/パラレル変換回路、レーザ・光検出器、そのドライバ回路等の全ての消費電力の合計を考える必要がある。表 2.2 にシリアルパラレル変換回路 (SER/DES)、送信側光源/変調器ドライバ回路 (TX)、受信側検出器・ドライバ回路 (RX) の電気回路・光学素子の消費電

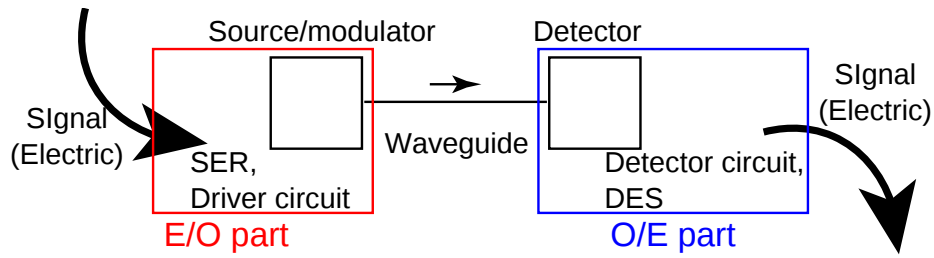


図 2.30 光リンク

力の例をいくつか示す。動作速度などの仮定が異なるため、単純な比較はできないが、本論文で想定する 25GHz の変調では、SER 等を含めたシステム全体で数 pJ/bit を要すると考えられる。表 2.2 中で 50 GHz の値 [56, 57] のうち、TX・RX の値は十分小さいので 1.5 pJ/bit を仮定し、200 Gbps の信号伝送を考えると伝送に必要な消費電力は、

$$1.5 \text{ pJ/bit} \times 200 \text{ Gbps} = 300 \text{ mW} \quad (2.106)$$

となる。

この時のネットワークの構成は 図 2.31 の様になる。ネットワークにおいては、リンクだけでなくそれぞれのノードにおいて、経路選択等の処理を行うルータ回路（図中 Router）が必要となる。光リンクによるネットワークの消費電力は、光電変換によるものが支配的であると考えられる。したがって、光リンクに対する消費電力は、

$$(E/O) + (O/E) = 300 \text{ mW} \quad (2.107)$$

表 2.2 オンチップ光伝送の消費電力

	変調速度 (GHz)	消費電力 (pJ/bit)			備考
		SER/DES	TX	RX	
[53]	10	—	0.85	0.05	外部変調、光学素子のみ、 計算値
[54]	1.25	0.29	0.478	0.33	
[55]	10	0.6			システム全体の平均、計算値
[56]	50	—	0.018		リンク単位の最適化、計算値
[57]	50	1.5	—	—	

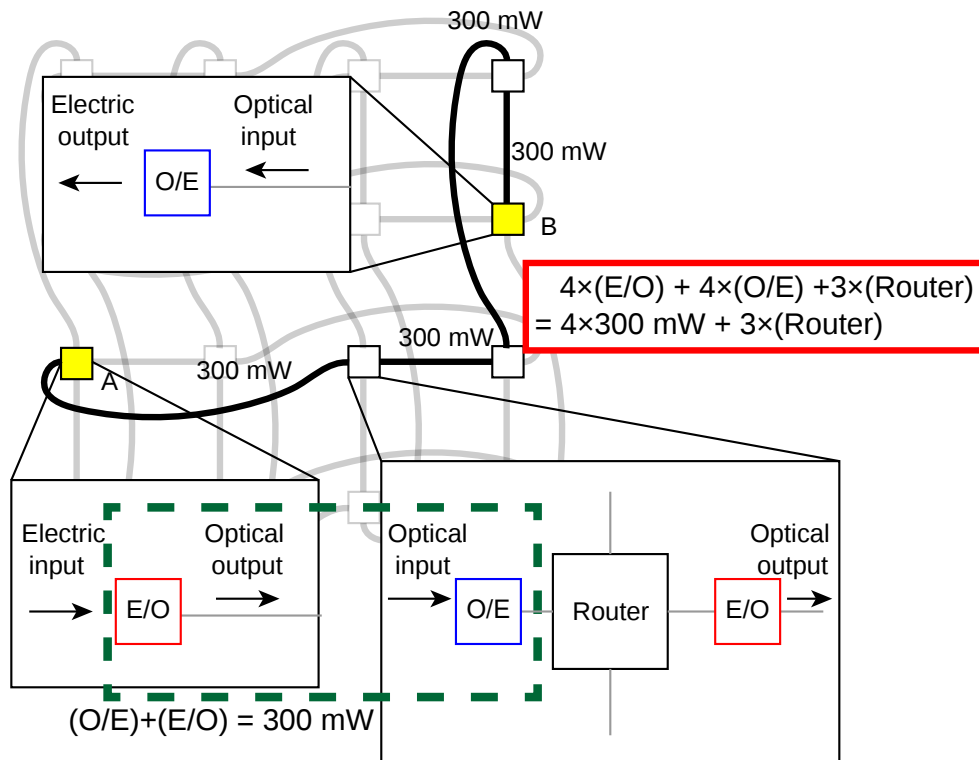


図 2.31 光リンクによるネットワーク。消費電力として、1 リンクあたり 300 mW を仮定すると、最大その 4 倍の消費電力がかかる。

と表される。 L ホップ分を考えればネットワークの消費電力 $P_{E/O}$ は、

$$\begin{aligned} P_{E/O} &= (E/O) \times L + (O/E) \times L + (\text{Router}) \times (L - 1) \\ &= 300 \text{ mW} \times L + (\text{Router}) \times (L - 1) \end{aligned} \quad (2.108)$$

となる。

このネットワークを、ネットワーク中の各ノードにおいて光電変換を行わない、図 2.32 に示す光スイッチによるネットワークで置換することを考える。この際、各ノードにおいては光電変換及びルータによる処理が行われない代わりに、光スイッチによる制御が行われる。この場合、光電変換は 1 回ずつで良い代わりに、光スイッチが途中に含まれる。この時の消費電力 P_O は、

$$\begin{aligned} P_O &= (E/O) + (O/E) + (\text{Switch}) \times (L - 1) + (\text{Controller}) \times (L - 1) \\ &= 300 \text{ mW} + (\text{Switch}) \times (L - 1) + (\text{Controller}) \times (L - 1) \end{aligned} \quad (2.109)$$

となる。

ここで、電気信号による伝送や光電変換を挟む光リンクにおいて、ルータ回路 (Router) となっていたものが、集中制御によるコントローラ (Controller) に置き換

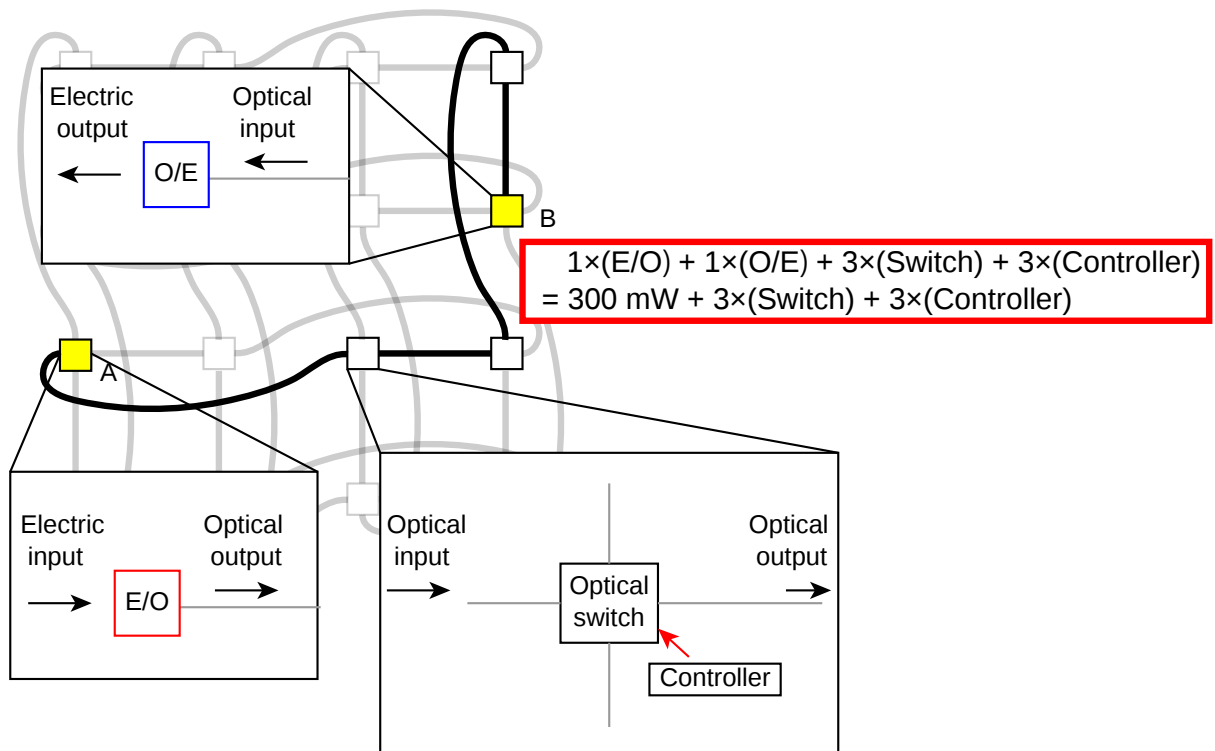


図 2.32 光スイッチによって経路選択を行うネットワーク。光電変換は 1 回で良いため、その消費電力の影響は小さい。

わっている。今回は集中制御によるコントローラを考えているが、ノード数に応じて規模が大きくなり消費電力が大きくなると考え、通過ノード数をかけている。ルータ回路は、高速の信号を処理する高速動作が必要となるが、光スイッチを制御するコントローラはスイッチ切り替えの速度・頻度程度の動作に追随すれば良い。したがって、経路切替ルータ回路の消費電力と、光スイッチのコントローラの消費電力を比較すると、後者の方が消費電力が小さいか、最悪でも前者を上回るとは考えられない。つまり、

$$(\text{Controller}) \leq (\text{Router}) \quad (2.110)$$

である。

ここで、式 (2.108) (2.109) (2.110) より、 $P_O < P_{E/O}$ である条件は

$$(\text{Switch}) < (E/O) + (O/E) = 300\text{mW} \quad (2.111)$$

となる。つまり、WSS の消費電力が 300mW/ch を下回れば、ノード毎に光電変換を行う光リンクを用いる場合に比べて、光スイッチを用いるネットワークの方が消費電力の観点で優位となる。

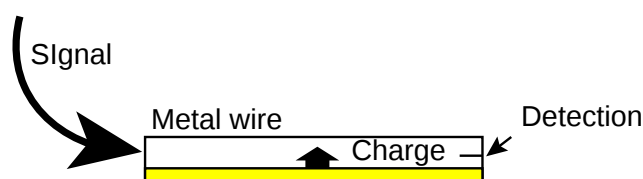


図 2.33 電気信号のリンク。電気信号による伝送では電荷の充填にかかる電力が消費電力となる。

しかし、そもそも光リンクが電気リンクに対して優位でないと光リンクは用いられない。消費電力についての観点について論ずる。

図 2.33 に示すように、電気信号による伝送は配線を電荷で充填することで信号を伝送するが、この際のキャパシタンスに蓄積される電力と抵抗成分による消費電力が伝送にかかる電力となる。これは、オンチップの伝送においては数百 fJ/bit~数 pJ/bit であり、抵抗成分による消費を除いた、充填にかかる電力だけでコア間に相当する 1 mm の距離で 200 fJ/bit となる（1V 駆動の場合）[58]。実際には、電気抵抗による損失があり、特に高周波における表皮効果も影響するため、より大きなもの

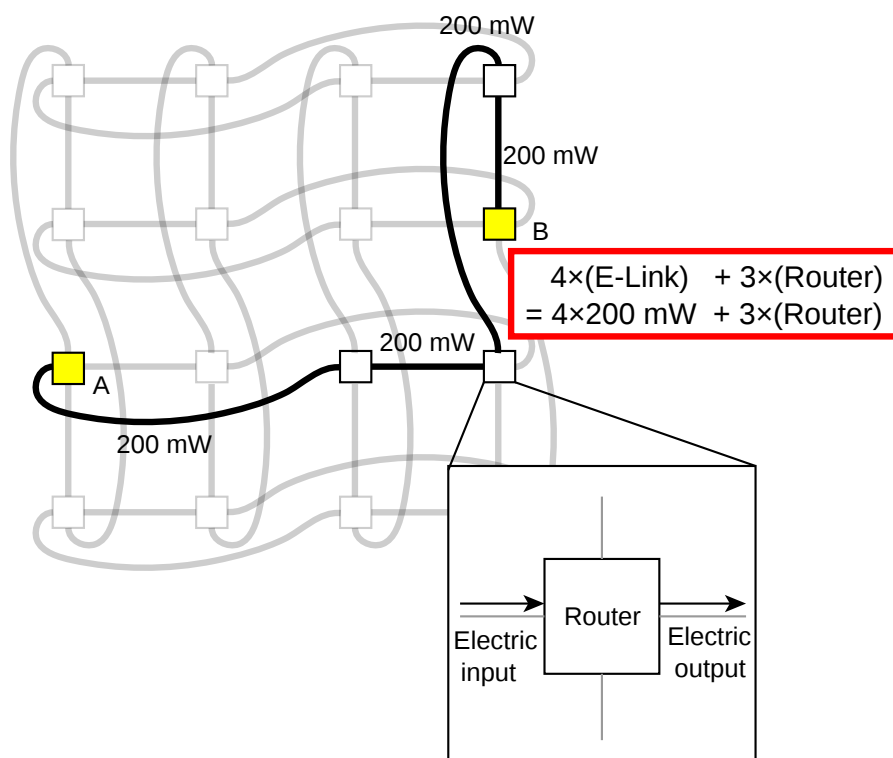


図 2.34 電気信号によるネットワーク。消費電力として、1 リンクあたり 200 mW とすると、最大その 4 倍の消費電力がかかる。

となる。ここでは、コア間程度距離として数 mm を想定し、1 pJ/bit と考えると、1 pJ/bit×200 Gbps=200 mW となる。

電気リンクによるネットワークは、図 2.34 に示す構成となる。このとき、ネットワークの消費電力 P_E は

$$\begin{aligned} P_E &= (\text{E-Link}) \times L + (\text{Router}) \times (L - 1) \\ &= 200 \text{ mW} \times L + (\text{Router}) \times (L - 1) \end{aligned} \quad (2.112)$$

となる。

光リンクが電気に対して消費電力の点で優位になる条件は

$$P_{E/O} < P_E \quad (2.113)$$

$$(\text{E/O}) + (\text{O/E}) < (\text{E-Link}) \quad (2.114)$$

である。しかし、この左辺・右辺はそれぞれ 300 mW と 200 mW であり条件を満たせない。

ここで、本論文で提案する光信号で経路を切り換える光伝送によるネットワークと電気信号によるネットワークを比較する。前者の方式が、後者よりも消費電力が低くなる条件はネットワーク全体を考えると、 $P_O < P_E$ となればよい。式 (2.109) (2.110) (2.112) より、

$$(\text{E/O}) + (\text{O/E}) + (\text{Switch}) \times (L - 1) < (\text{E-Link}) \times L \quad (2.115)$$

$$(\text{Switch}) < (\text{E-Link}) - \frac{(\text{E/O}) + (\text{O/E}) - (\text{E-Link})}{L - 1} \quad (2.116)$$

となる。この式からわかるように、 L が大きい程光スイッチで経路選択を行うネットワークの方が、光スイッチに求められる消費電力の条件が緩やかになる。ここで、 L の平均値として、

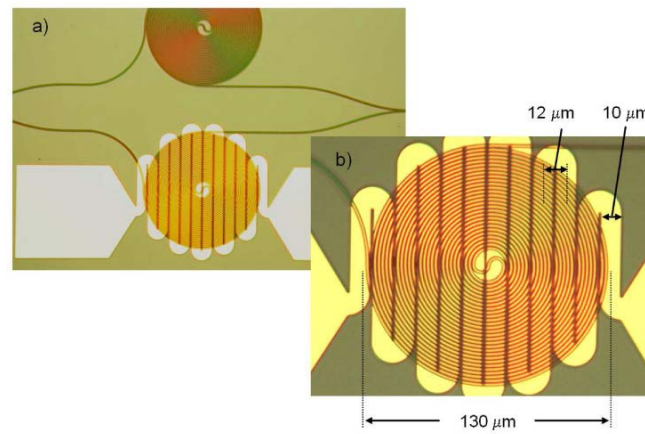
$$\bar{L} = \frac{\sqrt{N}}{2} = 2 \quad (2.117)$$

を用いると、

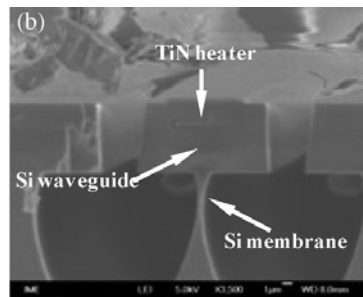
$$(\text{Switch}) < 200 \text{ mW} - \frac{100 \text{ mW}}{2 - 1} = 100 \text{ mW} \quad (2.118)$$

となる ($N = 16$ を想定)。この条件を満足する光スイッチが実現できれば、電気リンクによるネットワークに対して優位となる。

スイッチの主要な電力消費部分として PS を考える。熱光学 PS の消費電力は、通常、概ね数十 mW 程度である。さらに低消費電力構成として、Densmore らは図 2.35 (a) に示したようにヒータに対する導波路長を伸ばすことで 14 μs のスイッチ速度でありながら、6.5 mW までの低消費電力化を達成している [60]。また、Fang らは図



(a)



(b)

図 2.35 低消費電力熱光学スイッチ (a) ヒータに対する導波路長を長くした構造 [60] (b) 導波路付近のクラッドを空気として熱閉じ込めを大きくした構造 [61]

2.35 (b) に示した断面構造のようにクラッドを空気として、熱を導波路付近に閉じ込めることによってスイッチ時間が $100 \mu\text{s}$ 以上と大きい消費電力 0.7 mW を達成している [61]。Fang らの構造は非常に消費電力が小さいが、スイッチ時間大きくなっている。これは、熱の閉じ込めを大きくしたために放熱が遅くなってしまったことが原因である。この構造では、スイッチ速度とエネルギー効率がトレードオフとなる。放熱を良くすることにより消費電力は多くなってしまうが、速度を向上させることは可能であると考えられる。

また、先に紹介した Dong らの構造 [52] (図 2.29) の電気光学スイッチでは 6 ns という高速なスイッチング時間でありながら、 0.6 mW という低消費電力を達成できている。

このように、式 (2.118) を満たすスイッチを構成することは可能である。

ここで、今後の LSI の性能向上に向けて示された目標値について議論する。Miller によると、電気集積回路において光伝送が金属配線による信号伝送に対して優位性

を持つための電力について、以下の目標値がある [58]。駆動回路、光源、導波路、検出器等をすべて含めた光伝送システム全体の消費電力は、オンチップでは 50～200 fJ/bit 以下である必要があり、ITRS のロードマップから試算した 2022 年の目標で 30 fJ/bit、将来的な処理性能の向上の維持のためには 10 fJ/bit が目標となる。また、チップ間の場合は 100 fJ/bit が目標となる。

近未来の目標として示されている 30 fJ/bit を用いると、 $30 \text{ fJ/bit} \times 200 \text{ Gbps} = 6 \text{ mW}$ が電気配線が、光伝送によって置き換わるための消費電力の目標値となる。光リンクの光電変換部がこの条件を満たしているならば、式 (2.111) より 6 mW 未満であることが条件となる。上述の低消費電力構成の移相器を用いれば、この条件は十分に満たすことができると考えられる。

Densmore らの構造は 6 mW の目標には概ね到達している。多少速度は低下するかもしれないが、ヒータサイズを維持しながらをより多くの導波路を巻く事により消費電力を抑え、より低消費電力化ができると考えられる。しかし、これ以上の飛躍的な低消費電力化は同様の構造では期待できない。より低消費電力とするためには、Fang らの構造でスイッチング速度が遅いものを用いる（場合によっては消費電力を上げつつ設計する）か、Dong らの様な電気光学のものを用いることで達成できると考えられる。

また、ネットワーク全体の消費電力を考えると、スイッチ 1 つあたりの消費電力が 6 mW より小さければ、光電変換部において 6 mW を超えていても、リンク 1 つあたりの平均消費電力を小さくすることができる。例えば、上で示した 0.6 mW がスイッチの消費電力であるとする、リンク 1 つあたりの消費電力 $\bar{P}$ は

$$\begin{aligned}\bar{P} &= \frac{(\text{Switch}) \times (L - 1) + (\text{E/O}) + (\text{O/E})}{L} \\ &= \frac{0.6 \text{ mW} \times (L - 1) + (\text{E/O}) + (\text{O/E})}{L}\end{aligned}\quad (2.119)$$

で計算できる。 $L = \bar{L} = 2$ のとき $\bar{P} < 6 \text{ mW}$ となる条件は

$$(\text{E/O}) + (\text{O/E}) < 11.4 \text{ mW} \quad (2.120)$$

となり、光電変換に求められる要求をゆるめることができる。また、スイッチによる電力消費が光電変換の消費電力に対して十分小さければ

$$\bar{P} \approx \frac{(\text{E/O}) + (\text{O/E})}{L} \quad (2.121)$$

となり、ネットワークが大規模である程、光電変換に対する要求を緩めることができる。

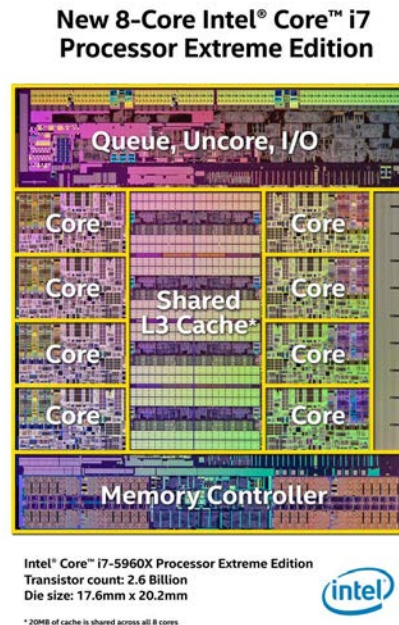


図 2.36 CPU Intel Core i7-5960X のプロセッサ回路 [63]。コアサイズは $5 \times 3 \text{ mm}^2$

2.8.5 素子サイズ

コア間程度の距離の通信を光ネットワークとするためには、全ての関連素子はコア程度の範囲内に収まらなければならない。プロセッサコアのサイズは一般的な汎用 CPU では数十 mm^2 程度である [62, 63]。これを今回想定するチャネル数 8 で考えると、光学素子で使用できる面積は、 $\sim 1 \text{ mm}^2/\text{ch}$ となる。

これまで議論してきた素子では PS が面積のほとんどを占める。上で示した、図 2.29 に示すデバイスでは $0.09 \text{ mm}^2/\text{ch}$ 、図 2.35 (a) では $0.03 \text{ mm}^2/\text{ch}$ となる。配置によって隙間ができるため、理想的に無駄なく素子を敷き詰めることはできないが、単純にチャネル毎の面積で考えると、専有割合は概ね $1/10$ 以下であり、十分に他の素子と合わせてコア程度の範囲内に収めることができると考えられる。

2.9 まとめ

第2章では、受動光回路の線形性を示したのち、本研究で用いる回路素子についてその基本的な特性を定式化して議論した。光導波路を用いて形成される回路素子は、材料が光学的に線形である場合、それらを組み合わせて形成した構造も線形性

表 2.3 WSS の要求特性

	要求	素子	値
面積	光学素子全体で $< \sim 1 \text{ mm}^2/\text{ch}$	熱光学 PS[60]	$0.03 \text{ mm}^2/\text{ch}$ (3%)
		電気光学 PS[52]	$0.09 \text{ mm}^2/\text{ch}$ (9%)
消費電力	6 mW/ch	熱光学 PS[60]	6.5 mW/ch
		電気光学 PS[52]	0.6 mW/ch
スイッチング時間	$< \text{数十 } \mu\text{s}$	熱光学 PS[60]	14 μs
		電気光学 PS[52]	6 ns
チャンネル数	16		—
チャンネル間隔	4.4 nm	4 段 MRR (計算値)	—
チャンネル帯域幅	1.6 nm		1.7 nm (0.1 dB 幅)
フィルタ遮断特性	$< -20 \text{ dB}$ (3.6 nm 以遠)		-20 dB 半幅 3.4 nm
ポート間出力比	$> 20 \text{ dB}$		20 dB 帯域 1.9 nm
スイッチング比	$> 20 \text{ dB}$ ($ \Delta/2 < 5\%$)	曲げ DC[43] (計算値)	20dB 条件 $1500 < \lambda < 1600 \text{ or}$ $ \Delta W < 50 \text{ nm}$

をもち、固有モードの重ね合わせによって表現することができる。それぞれの構成素子について散乱行列を求めれば、回路全体を 1 組の線形方程式によって記述することができるため、計算機を用いれば容易に回路全体の特性を解くことができる。

また、WSS の適用先として WDM を用いた光 NoC を想定し、その適用可能性について議論した。表 2.3 に要求特性と今回議論した実現技術を示す、これらの素子を理想的に組み合わせることができれば、本研究で検討する WSS を WDM を用いた光 NoC に適用することは十分可能であると考えられる。

参考文献

- [1] 栖原敏明, “光波工学,” コロナ社, 1998. (ISBN: 978-4-339-01141-8)
- [2] 山内潤治, 藪哲郎, “光導波路解析入門,” 森北出版, 2007. (ISBN: 978-4-627-78441-3)
- [3] Ajoy Ghatak, and K. Thyagarajan, “Introduction to fiber optics,” Cambridge University Press, 2010. (ISBN: 0-521-57785-3)
- [4] 井筒雅之, “光波工学の基礎,” 電子情報通信学会, 2012. (ISBN: 978-4-88552-261-1)
- [5] synopsys. (<https://optics.synopsys.com/rsoft/rsoft-passive-device-femsim.html>)
- [6] 平野拓一, “電磁界解析のための有限要素法 (FEM) 入門,” 2002. (http://www.takuichi.net/em_analysis/fem/fem.pdf)
- [7] opto design. (<http://www.opto-design.com/products/waveguide/fimprop>)
- [8] Hermann A. Haus, and Weiping Huang, “Coupled-mode theory,” Proceedings of the IEEE, vol. 79, no. 10, pp. 1505-1518, 1991. (doi: [10.1109/5.104225](https://doi.org/10.1109/5.104225))
- [9] G.T. Reed, G Mashanovich, F.Y Gardes, and D. J. Thomson, “Silicon optical modulators,” Nature Photonics, vol. 4, pp. 518-526, 2010. (doi: [10.1038/nphoton.2010.179](https://doi.org/10.1038/nphoton.2010.179))
- [10] Tao Chu, Hirohito Yamada, Satomi Ishida, and Yasuhiko Arakawa, “Compact $1 \times N$ thermo-optic switches based on silicon photonic wire waveguides,” Optics Express, vol. 13, no. 25, pp. 10109-10114, 2005. (doi: [10.1364/OPEX.13.010109](https://doi.org/10.1364/OPEX.13.010109))
- [11] Qing Fang, Jun Feng Song, Tsung-Yang Liow, Hong Cai, Ming Bin Yu, Guo Qiang Lo, and Dim-Lee Kwong, “Ultralow power silicon photonics thermo-optic switch with suspended phase arms,” IEEE Photonics Technology Letters, vol. 23, no. 8, pp. 525-527, 2011. (doi: [10.1109/LPT.2011.2114336](https://doi.org/10.1109/LPT.2011.2114336))
- [12] Ken Tanizawa, Keijiro Suzuki, Munehiro Toyama, Minoru Ohtsuka, Nobuyuki Yokoyama, Kazuyuki Matsumaro, Miyoshi Seki, Keiji Koshino, Toshio Sugaya, Satoshi Suda, Guangwei Cong, Toshio Kimura, Kazuhiro Ikeda, Shu Namiki, and Hitoshi Kawashima, “Ultra-compact 32×32 strictly-non-blocking Si-wire optical switch with fan-out LGA interposer,” Optics Express, vol. 23, no. 13, pp. 17599-17606, 2015. (doi: [10.1364/OE.23.017599](https://doi.org/10.1364/OE.23.017599))

-
- [13] Richard A. Soref, and Brian R. Bennett, "Electrooptical effects in silicon," IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 23, no. 1, pp. 123-129, 1987. ([doi: 10.1109/JQE.1987.1073206](https://doi.org/10.1109/JQE.1987.1073206))
- [14] Joris Van Campenhout, William M. J. Green, Solomon Assefa, and Yurii A. Vlasov, "Low-power, 2×2 silicon electro-optic switch with 110-nm bandwidth for broadband reconfigurable optical networks," Optics Express, vol. 17, no. 26, pp. 24020-24029, 2009. ([doi: 10.1364/OE.17.024020](https://doi.org/10.1364/OE.17.024020))
- [15] Min Yang, William M. J. Green, Solomon Assefa, Joris Van Campenhout, Benjamin G. Lee, Christopher V. Jahnes, Fuad E. Doany, Clint L. Schow, Jeffrey A. Kash, and Yurii A. Vlasov, "Non-Blocking 4×4 Electro-Optic Silicon Switch for On-Chip Photonic Networks," Optics Express, vol. 19, no. 1, pp. 47-54, 2011. ([doi: 10.1364/OE.19.000047](https://doi.org/10.1364/OE.19.000047))
- [16] Vilson R. Almeida, Carlos A. Barrios, Roberto R. Panepucci, and Michal Lipson, "All-optical control of light on a silicon chip," Nature, vol. 431, pp. 1081-1084, 2004. ([doi: 10.1038/nature02921](https://doi.org/10.1038/nature02921))
- [17] R. Orta, P. Savi, R. Tascone, and D. Trincherro, "Synthesis of multiple-ring-resonator filters for optical systems," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 7, no. 12, pp. 1447-1449, 1995. ([doi: 10.1109/68.477278](https://doi.org/10.1109/68.477278))
- [18] Tomoyuki Kato, and Yasuo Kokubun, "Optimum coupling coefficients in second-order series-coupled ring resonator for nonblocking wavelength channel switch," Journal of Lightwave Technology, vol. 24, no. 2, pp. 991-999, 2006. ([doi: 10.1109/JLT.2005.862425](https://doi.org/10.1109/JLT.2005.862425))
- [19] Wim Bogaerts, Peter DeHeyn, Thomas Van Vaerenbergh, Katrien DeVos, Shankar KumarSelvaraja, Tom Claes, Pieter Dumon, Peter Bienstman, Dries VanThourhout, and Roel Baets, "Silicon microring resonators," Laser and Photonics Reveiws, vol. 6, no. 1, pp. 41-73, 2012. ([doi: 10.1002/lpor.201100017](https://doi.org/10.1002/lpor.201100017))
- [20] Robert Boeck, Jonas Flueckiger, Han Yun, Lukas Chrostowski, and Nicolas A. F. Jaeger, "High performance Vernier racetrack resonators," Optics Letters, vol. 37, no. 24, pp. 5199-5201, 2012. ([doi: 10.1364/OL.37.005199](https://doi.org/10.1364/OL.37.005199))
- [21] Robert N Noyce, "Semiconductor device-and-lead structure," US Patent 2981877A, 1961.

- [22] Jack S. Kilby, “Miniaturized electronic circuits,” US Patent 3138743A, 1964.
- [23] Andrew Danowitz, Kyle Kelley, James Mao, John P. Stevenson, and Mark Horowitz, “CPU DB: recording microprocessor history,” *Communications of the ACM*, vol. 55, no. 4, pp. 55-63, 2012. ([doi: 10.1145/2133806.2133822](https://doi.org/10.1145/2133806.2133822))
- [24] Christopher Case, “The challenges in the: ITRS interconnect roadmap,” *Solid State Technology*, vol. 45, no.1, pp. 40-42, 2002.
- [25] R. H. Dennard, F. H. Gaensslen, V. L. Rideout, E. Bassous, and A. R. LeBlanc, “Design of ion-implanted MOSFET’s with very small physical dimensions,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 9, no. 5, pp. 256-268, 1974. ([doi: 10.1109/JSSC.1974.1050511](https://doi.org/10.1109/JSSC.1974.1050511))
- [26] Mark Horowitz, Elad Alon, and Dinesh Patil, “Scaling, power, and the future of CMOS,” 2005 IEEE International Electron Devices Meeting, Washington DC, USA, pp. 7-15, 2005. ([doi: 10.1109/IEDM.2005.1609253](https://doi.org/10.1109/IEDM.2005.1609253))
- [27] Stanford VLSI Group, CPU DB. (<http://cpudb.stanford.edu/>)
- [28] Ron Ho, Kenneth W. Mai, and Mark A. Horowitz, “The future of wires,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, pp. 490-504, 2001. ([doi: 10.1109/5.920580](https://doi.org/10.1109/5.920580))
- [29] A. F. Benner, M. Ignatowski, J. A. Kash, D. M. Kuchta, and M. B. Ritter, “Exploitation of optical interconnects in future server architectures,” *IBM Journal of Research and Development*, vol. 49, no. 4.5, pp. 755-775, 2005. ([doi: 10.1147/rd.494.0755](https://doi.org/10.1147/rd.494.0755))
- [30] International Roadmap for Semiconductors, “The international technology roadmap for semiconductors (ITRS) 2013 edition, interconnect,” 2013. (<http://www.itrs2.net/>)
- [31] Gene M. Amdahl, “Computer architecture and Amdahl’s law,” *Computer*, vol. 46, no. 12, pp. 38-46, 2013. ([doi: 10.1109/MC.2013.418](https://doi.org/10.1109/MC.2013.418))
- [32] William J. Dally, and Brian Towles, “Route packets, not wires: on-chip interconnection networks,” *Proceedings of the 38th Annual Design Automation Conference*, New York, USA, pp. 684-689, 2001. ([doi: 10.1145/378239.379048](https://doi.org/10.1145/378239.379048))
- [33] John D. Owens, William J. Dally, Ron Ho, D.N. Jayasimha, Stephen W. Keckler, and Li-Shiuan Peh, “Research challenges for on-chip interconnection networks,” *IEEE Micro*, vol. 27, no. 5, pp. 96-108, 2007. ([doi: 10.1109/MM.2007.4378787](https://doi.org/10.1109/MM.2007.4378787))

- [34] Hiroki Matsutani, “Network-on-Chip Architecture” (“Network-on-Chip アーキテクチャ最前線 ～研究の始め方から最新動向まで～”), IEEE Circuits and Systems Society 2008 Activity Reports, 2008.
(<http://casfukuoka.is.env.kitakyu-u.ac.jp/2008.html>)
- [35] Pascal T. Wolkotte, Gerard J.M. Smit, Gerard K. Rauwerda, and Lodewijk T. Smit, “An energy-efficient reconfigurable circuit-switched network-on-chip,” 19th IEEE International Parallel, and Distributed Processing Symposium, Denver, USA, 155a, 2005.
(doi: [10.1109/IPDPS.2005.95](https://doi.org/10.1109/IPDPS.2005.95))
- [36] Pham Phi-Hung, Yogendera Kumar, and Chulwoo Kim. “High performance and area-efficient circuit-switched network on chip design,” The Sixth IEEE International Conference on Computer and Information Technology, Dhaka, Bangladesh, p. 243, 2006.
(doi: [10.1109/CIT.2006.97](https://doi.org/10.1109/CIT.2006.97))
- [37] Natalie Enright Jerger, Mikko Lipasti, and Li-Shiuan Peh, “Circuit-switched coherence,” IEEE Computer Architecture Letters, vol. 6, no. 1, pp. 5-8, 2007.
(doi: [10.1109/L-CA.2007.2](https://doi.org/10.1109/L-CA.2007.2))
- [38] Andrea Melloni, Raffaella Costa, Paolo Monguzzi, and Mario Martinelli, “Ring-resonator filters in silicon oxynitride technology for dense wavelength-division multiplexing systems,” Optics Letters, vol. 28, no. 17, pp. 1567-1569, 2003.
(doi: [10.1364/ol.28.001567](https://doi.org/10.1364/ol.28.001567))
- [39] Yurii A. Vlasov, and Sharee J. McNab, “Losses in single-mode silicon-on-insulator strip waveguides and bends,” Optics Express, vol. 12, no. 8, pp. 1622-1631, 2004.
(doi: [10.1364/opex.12.001622](https://doi.org/10.1364/opex.12.001622))
- [40] P. Dumon, W. Bogaerts, V. Wiaux, J. Wouters, S. Beckx, J. Van Campenhout, D. Taillaert, B. Luyssaert, P. Bienstman, D. Van Thourhout, and R. Baets, “Low-loss SOI photonic wires and ring resonators fabricated with deep UV lithography,” IEEE Photonics Technology Letters, vol. 16, no. 5, pp. 1328-1330, 2004.
(doi: [10.1109/lpt.2004.826025](https://doi.org/10.1109/lpt.2004.826025))
- [41] G. W. Cong, K. Suzuki, S. H. Kim, K. Tanizawa, S. Namiki, and H. Kawashim, “Robust Design of 3-dB Directional Coupler with Weak Gap Sensitivity for Silicon Wire Waveguide,” 2014 Optical Fiber Communication Conference and the Na-

- tional Fiber Optic Engineers Conference, San Francisco, USA, Th2A.58, 2014, ([doi: 10.1364/OFC.2014.Th2A.58](https://doi.org/10.1364/OFC.2014.Th2A.58))
- [42] Han Yun, Wei Shi, Yun Wang, Lukas Chrostowski, and Nicolas A. F. Jaeger, “2×2 adiabatic 3-dB coupler on silicon-on-insulator rib waveguides,” *Proceedings of SPIE*, vol. 8915, 89150V, 2013. ([doi: 10.1117/12.2037968](https://doi.org/10.1117/12.2037968))
- [43] Hisayasu Morino, Takeo Maruyama, and Koichi Iiyama, “Reduction of wavelength dependence of coupling characteristics using Si optical waveguide curved directional coupler,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 12, pp. 2188-2192, 2014. ([doi: 10.1109/JLT.2014.2321660](https://doi.org/10.1109/JLT.2014.2321660))
- [44] K. Kishioka, “A design method to achieve wide wavelength-flattened responses in the directional coupler-type optical power splitters,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 19, no. 11, pp. 1705-1715, 2001. ([doi: 10.1109/50.964071](https://doi.org/10.1109/50.964071))
- [45] Akihiro Takagi, Kaname Jinguji, and Masao Kawachi, “Wavelength characteristics of (2 × 2) optical channel-type directional couplers with symmetric or nonsymmetric coupling structures,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 10, no. 6, pp. 735-746, 1992. ([doi: 10.1109/50.143072](https://doi.org/10.1109/50.143072))
- [46] Zeqin Lu, Han Yun, Yun Wang, Zhitian Chen, Fan Zhang, Nicolas A. F. Jaeger, and Lukas Chrostowski, “Broadband silicon photonic directional coupler using asymmetric-waveguide based phase control,” *Optics Express*, vol. 23, no. 3, pp. 3795-3808, 2015. ([doi: 10.1364/OE.23.003795](https://doi.org/10.1364/OE.23.003795))
- [47] M. T. Hill, X. J. M. Leijtens, G. D. Khoe, and M. K. Smit, “Optimizing imbalance and loss in 2×2 3-dB multimode interference couplers via access waveguide width,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 10, pp. 2305-2313, 2003. ([doi: 10.1109/jlt.2003.818164](https://doi.org/10.1109/jlt.2003.818164))
- [48] “Context switches,” Microsoft TechNet. (<https://technet.microsoft.com/en-us/library/cc938613.aspx>).
- [49] Chuanpeng Li, Chen Ding, and Kai Shen, “Quantifying the cost of context switch,” 2007 Workshop on Experimental Computer Science, San Diego, USA, 2, 2007. ([doi: 10.1145/1281700.1281702](https://doi.org/10.1145/1281700.1281702))

- [50] Francis M. David, Jeffrey C. Carlyle, and Roy H. Campbell, “Context switch overheads for Linux on ARM platforms,” 2007 Workshop on Experimental Computer Science, San Diego, USA, 3, 2007. (doi: [10.1145/1281700.1281703](https://doi.org/10.1145/1281700.1281703))
- [51] Benoit Sigoure, “How long does it take to make a context switch?” Tsuna’s blog. (<http://blog.tsunanet.net/2010/11/how-long-does-it-take-to-make-context.html>).
- [52] Po Dong, Shirong Liao, Hong Liang, Roshanak Shafiiha, Dazeng Feng, Guoliang Li, Xuezhe Zheng, Ashok V. Krishnamoorthy, and Mehdi Asghari, “Submilliwatt, ultra-fast and broadband electro-optic silicon switches,” Optics Express, vol. 18, no. 24, pp. 25225-25231, 2010. (doi: [10.1364/oe.18.025225](https://doi.org/10.1364/oe.18.025225))
- [53] Johnnie Chan, Gilbert Hendry, Aleksandr Biberman, and Keren Bergman, “Architectural design exploration of chip-scale photonic interconnection networks through physical-layer analysis,” 2010 Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, San Diego, USA, OThX4, 2010. (doi: [10.1364/ofc.2010.othx4](https://doi.org/10.1364/ofc.2010.othx4))
- [54] Yaoyao Ye, Jiang Xu, Xiaowen Wu, Wei Zhang, Weichen Liu, and Mahdi Nikdast, “A torus-based hierarchical optical-electronic Network-on-Chip for Multiprocessor System-on-Chip,” ACM Journal on emerging technologies in computing systems, vol. 8, no. 1, pp. 1-26, 2012. (doi: [10.1145/2093145.2093150](https://doi.org/10.1145/2093145.2093150))
- [55] Marta Ortín-Obón, Luca Ramini, Herve Tatenguem Fankem, Víctor Viñals, and Davide Bertozzi, “A complete electronic network interface architecture for global contention-free communication over emerging optical networks-on-chip,” 24th edition of the great lakes symposium on VLSI, Banff, Canada, pp. 267-272, 2014. (doi: [10.1145/2591513.2591536](https://doi.org/10.1145/2591513.2591536))
- [56] Michele Stucchi, Stefan Cosemans, Joris Van Campenhout, Zsolt Tőkei, and Gerald Beyer, “On-chip optical interconnects versus electrical interconnects for high-performance applications,” Microelectronic Engineering, vol. 112, pp. 84-91, 2013. (doi: [10.1016/j.mee.2013.03.080](https://doi.org/10.1016/j.mee.2013.03.080))
- [57] Ke Huang, Ziqiang Wang, Xuqiang Zheng, Chun Zhang, and Zhihua Wang, “A 75mW 50Gbps SerDes transmitter with automatic serializing time window search in 65nm CMOS technology,” 2014 IEEE Custom Integrated Circuits Conference, San Jose, USA, M-22, 2014. (doi: [10.1109/cicc.2014.6946101](https://doi.org/10.1109/cicc.2014.6946101))

- [58] David A. B. Miller, “Device requirements for optical interconnects to silicon chips,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 7, pp. 1166-1185, Jul. 2009. ([doi: 10.1109/JPROC.2009.2014298](https://doi.org/10.1109/JPROC.2009.2014298))
- [59] R. L. Espinola, M. C. Tsai, J. T. Yardley, and R. M. Osgood, “Fast and low-power thermo-optic switch on thin silicon-on-insulator,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 15, no. 10, pp. 1366-1368, 2003. ([doi: 10.1109/lpt.2003.818246](https://doi.org/10.1109/lpt.2003.818246))
- [60] Adam Densmore, Siegfried Janz, Rubin Ma, Jens H. Schmid, Dan-Xia Xu, André Delâge, Jean Lapointe, Martin Vachon, and Pavel Cheben, “Compact and low power thermo-optic switch using folded silicon waveguides,” *Optics Express*, vol. 17, no. 13, pp. 10457-10465, 2009. ([doi: 10.1364/oe.17.010457](https://doi.org/10.1364/oe.17.010457))
- [61] Qing Fang, Jun Feng Song, Tsung-Yang Liow, Hong Cai, Ming Bin Yu, Guo Qiang Lo, and Dim-Lee Kwong, “Ultralow power silicon photonics thermo-optic switch with suspended phase arms,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 23, no. 8, pp. 525-527, 2011. ([doi: 10.1109/lpt.2011.2114336](https://doi.org/10.1109/lpt.2011.2114336))
- [62] Pejman Lotfi-Kamran, Emre Ozer, Babak Falsafi, Boris Grot, Michael Ferdman, Stavros Volos, Onur Kocberber, Javier Picorel, Almutaz Adileh, Djordje Jevdjic, and Sachin Id-gunji, “Scale-out processors,” *ACM SIGARCH Computer Architecture News*, vol. 40, no. 3, pp. 500-511, 2012. ([doi: 10.1145/2366231.2337217](https://doi.org/10.1145/2366231.2337217))
- [63] Ian Cutress, “The Intel Haswell-E CPU Review: Core i7-5960X, i7-5930K and i7-5820K Tested,” *ANAND TECH*, 2014. (<http://www.anandtech.com/show/8426/the-intel-haswell-e-cpu-review-core-i7-5960x-i7-5930k-i7-5820k-tested>)

第3章

リング共振器波長分波型 波長選択スイッチ

3.1 はじめに

本章では、本研究で提案する WSS 構造の 1 つである MRR 分波型 WSS（図 3.1）について議論する。この構造は、第 1 章で議論した波長分波型の WSS であるため Hitless であり、AWG を用いる場合に比べて小型に構成することができる。MRR 分波型 WSS の構造と動作原理について説明した後、WSS を構成する要素の設計法について論じ、製作した WSS の動作測定結果を示す。章の最後に、測定結果を考察し、この構造の特徴と解決すべき課題について議論する。

3.2 構造・動作原理

MRR 分波型 WSS は、図 3.1 に示すように、分波用 MRR、MZI 型光スイッチ、合波用 MRR を従属に接続し、これを波長チャンネル分、並列に並べた構造となっている。図に示した素子は、波長 4 チャンネル用の WSS であり、波長チャンネルごとに分波・合波するための MRR が入力（Port 1, 2 側）に 4 つ、出力側に 4 つあり、それぞれの MRR の間にそれぞれの波長チャンネルに対応する MZI 型のスイッチを 1 つずつ配置

している。

この WSS の動作原理を、図 3.2 に示す。同図 (a) は Port 1 より入力された WDM 信号の、ある波長チャネル (Ch. 1) の光波のたどる経路を示したものである。まず、MRR 1a によって分波された Ch.1 の信号は、スイッチ部に入力される。その後 PS1 の移相器を制御することにより経路が選択される。すなわち、位相差 $\Delta\phi = 0$ の時は MZI 部を Cross 方向に抜け MRR 1b より出力側バスラインに結合され、Port 4 より出力される (同図 (a))。 $\Delta\phi = \pi$ のときは MZI 部を Bar 方向に抜け、Port 3 より出力される (同図 (c))。この際の伝達の波長特性を計算した結果を、同図 (b)(d) に示す。MZI 型光スイッチにより、Ch. 1 の伝達だけが変化する様子が確認できる。

また、他の波長チャネルの例として、波長 λ_3 に対する応答を図 3.3 に示す。この信号については、最初の波長 λ_1 の信号とは異なり、MRR 3a によって対応するスイッチ部に選択的に入力され、PS3 によって経路を選択される。このように、特定の波長の信号が特定のスイッチ部に入力され、波長成分ごとに独立に移相器を制御することによって WSS として動作する。また、Port 2 からの入力に対しても同様に動作し、Port 1 からの入力に対する出力ポートと反対のポートから出力される (図 (b))。

一列に並んだ MRR-MZI-MRR が 1 つの波長チャネルに対応し、同様の構造でこれらの組を形成し、これを増やすことによって波長チャネル数を増やすことができる。また、波長分波と経路切替が異なる素子によってなされているため、Hitless 動作を

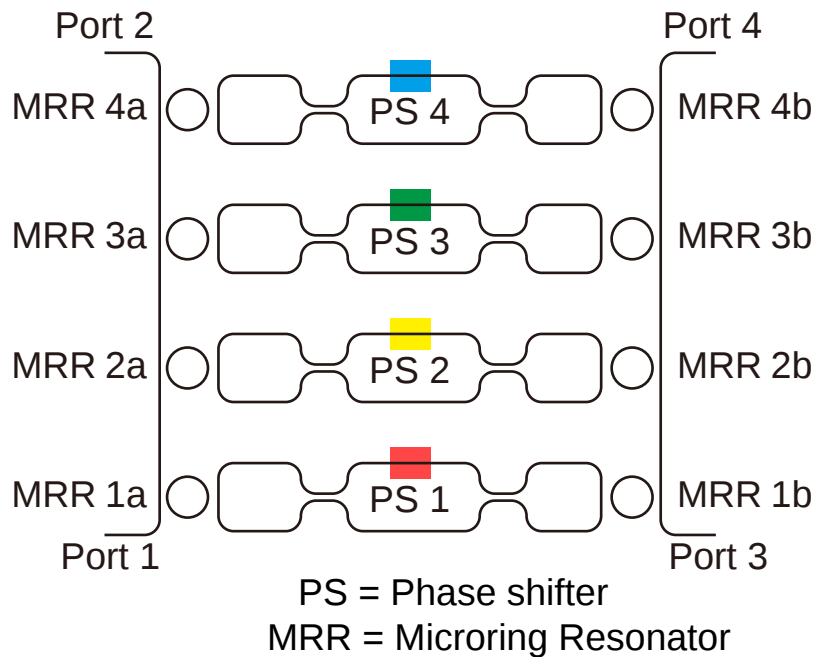


図 3.1 MRR 波長分波型 WSS の構造

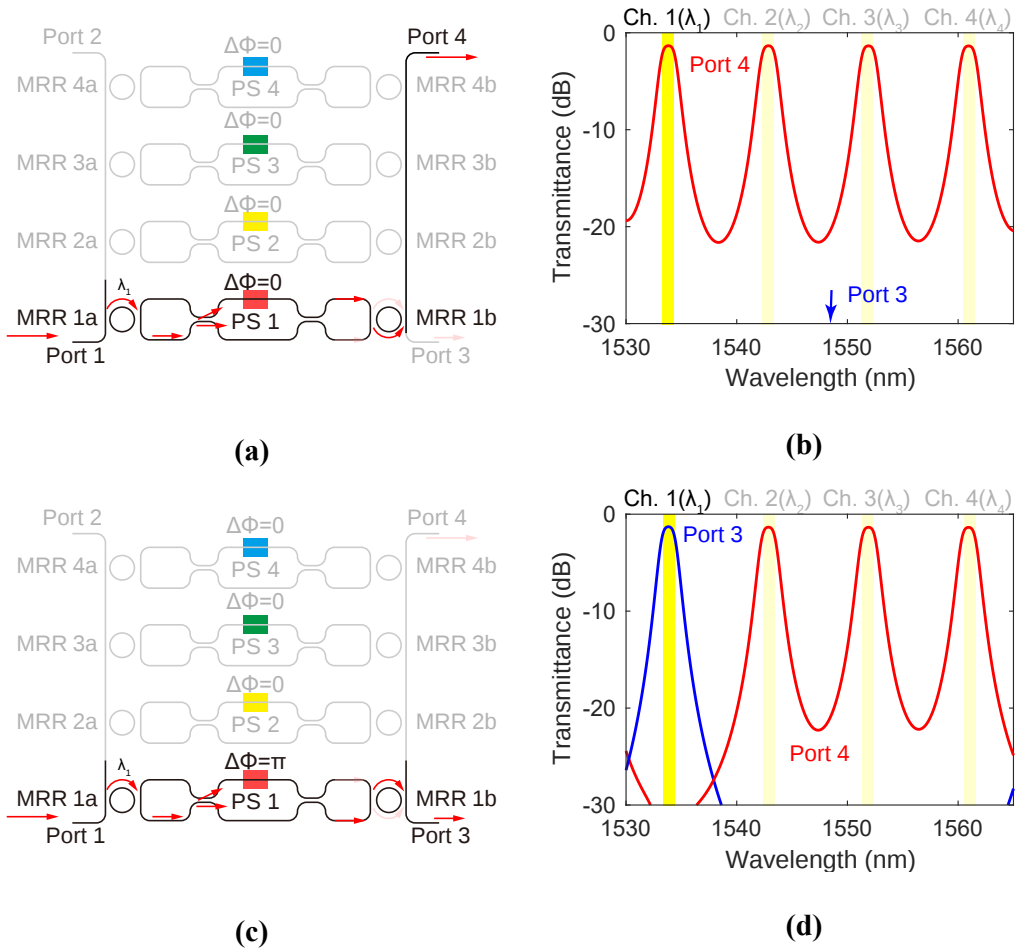


図 3.2 WSS の動作原理 (a)(b)Ch. 1 に関して $\Delta\phi = 0$ である際の Ch1. の光波の経路 (a) と Port3、4 における伝達の波長特性 (b)。 (c)(d) 同様に $\Delta\phi = \pi$ である際の光波の経路 (c) と伝達の波長特性 (d)。波長特性は、MRR について $a = 0.98$ 、 $t = 0.90$ とし、その他は無損失で波長依存性等がない理想的な状態を仮定した。

容易に実現できる。

3.3 製作プロセス

WSS 及びその設計にあたって、素子の製作プロセスの概要を図 3.4 に示す。まず、SOI (Silicon-on-Insulator) 基板上に Si 導波路のエッチングの際にマスクとして使用する SiO_2 を、オルトケイ酸テトラエチル (TEOS) ガスによるプラズマ化学気相成長 (Plasma Chemical Vapor Deposition: P-CVD) によって堆積する。電子ビーム露

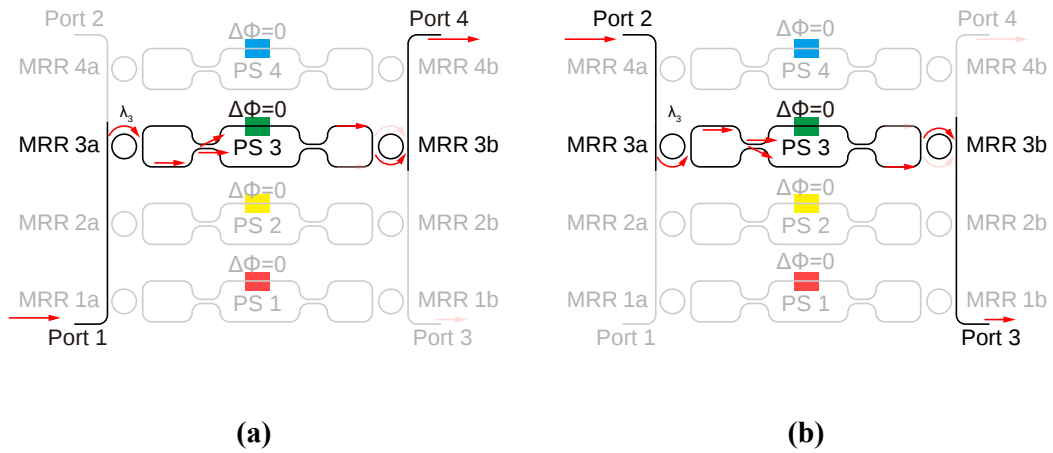


図 3.3 異なる波長チャネルの信号は図 3.2 とは異なる MZI に入力される。Port 2 からの入力信号については Port 1 からの入力信号と異なるポートに出力される。

光 (Electron-Beam Lithography: EBL) によりレジストパターン形成を行い (図 (a))、それを CF_4 による反応性イオンエッチング (Reactive Ion Etching: RIE) にて、 SiO_2

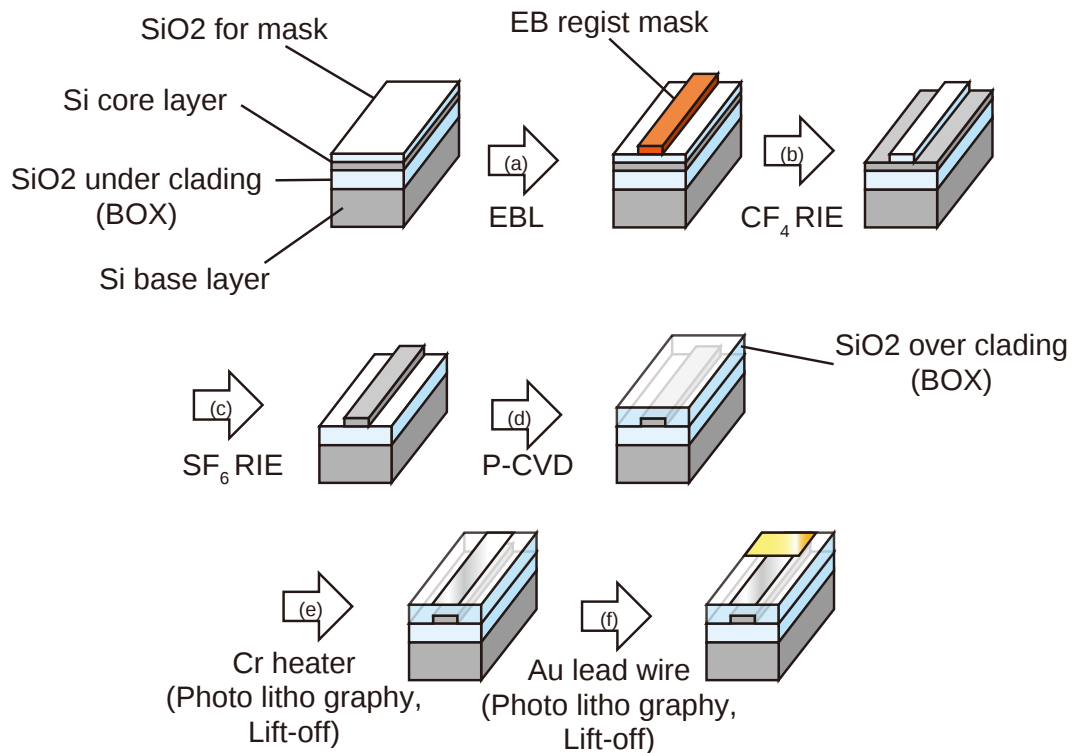


図 3.4 導波路作成プロセスの概略

に転写し導波路形成のエッチングマスクとする（図 (b)）。その後、 SiO_2 マスクを用いて SF_6 による RIE で Si 導波路を形成する（図 (c)）。再度 P-CVD によって SiO_2 クラッドによって Si 導波路を埋め込み Si 導波路が完成する（図 (d)）。その後、熱光学移相器となるクロム線と、そこまでの配線及び電極となる金のパターンを、光露光及びリフトオフプロセスにより形成する（図 (e)(f)）。詳細なプロセス条件については付録 B に示す。

3.4 測定系

製作したデバイスの光学特性を評価するための測定系の概略を、図 3.5 に示す。光源から出力された光は偏光子によって直線偏光にされ、先端レンズファイバによって測定対象のデバイスの導波路に端面結合により入力される。同様に、デバイスからの出力光は、先端レンズファイバにより集光され、その出力パワーを測定する。

入力側の先端レンズファイバを回転することによって、入力光の偏光は TE もしくは TM モードとして入力される。この偏光状態は、入力ファイバからの出力光（デ

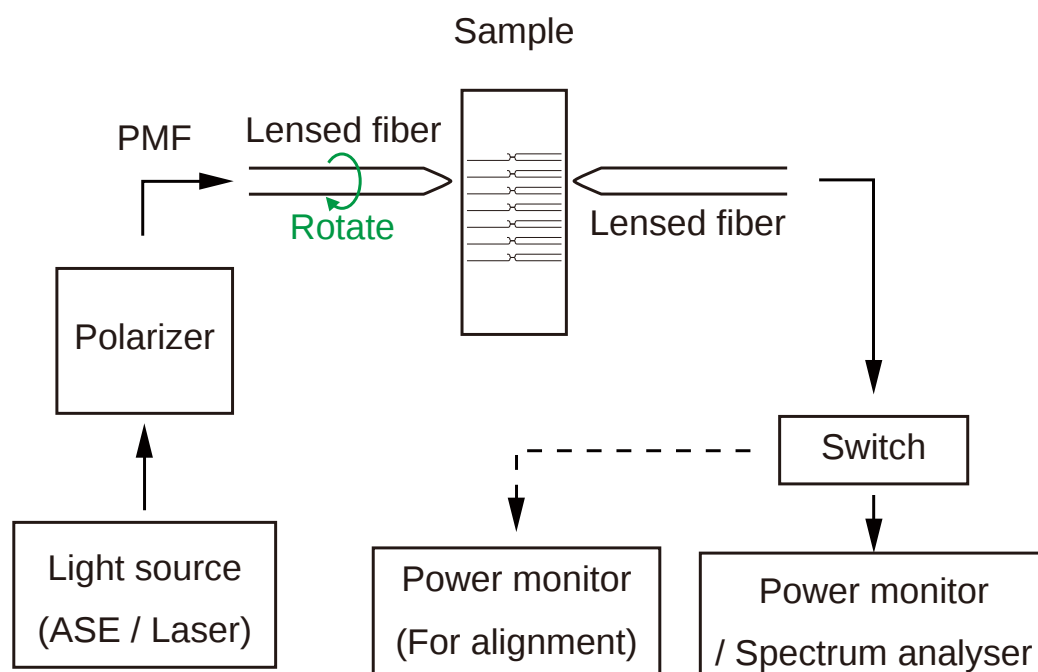


図 3.5 光学測定系

バイス導波路への入力光)を偏光板を通してカメラで観察しながら、調整する。

また、デバイスの導波路端面に光を結合する際には、測定用の装置ではなく、調芯用のパワーモニタに切り替えて調芯を行う。波長特性を測定する場合は、光源として広帯域の ASE (Amplified Spontaneous Emission) 光源を用いて、光スペクトラムアナライザにより素子からの出力光の波長特性を測定する。波長特性が必要ない場合は、単波長光源としてレーザを用いて、パワーモニタで出力光パワーを測定する。この際、特に記載のない限り、波長 1550 nm の光を用いて、TE モード光を入力している。

3.5 構成要素の設計

WSS を製作するにあたって、構成要素となる MRR と MZI について試作、設計を行った。

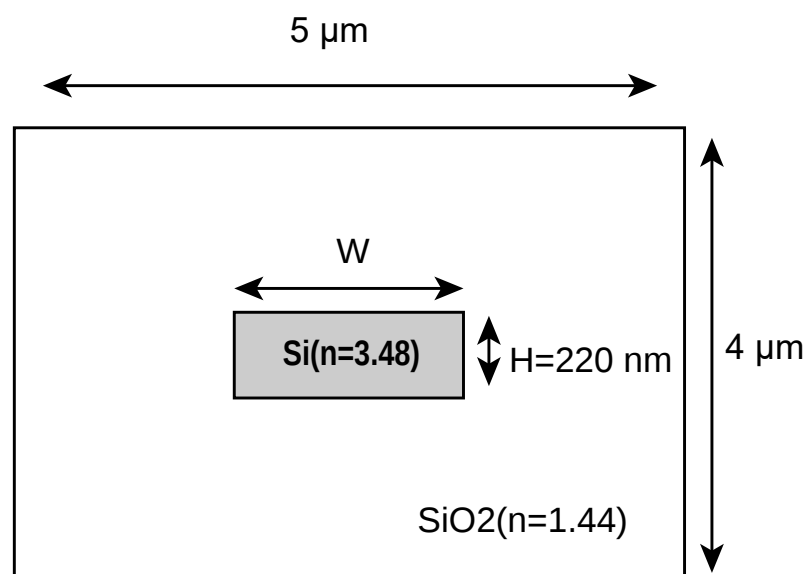


図 3.6 FEM による等価屈折率の計算モデル

3.5.1 導波路形状

まず、本研究では、使用する光波長帯域として、長距離光通信で用いられる C バンド帯 (1530-1565 nm) を想定した。また、長距離通信で用いられてきたという経緯から、光源や検出器等を始めとして様々な素子の開発が盛んに行われており、シリコンフォトリソグラフィにおいても、シリコンや SiO₂ などの材料損失が小さいため、この波長帯はよく用いられている。

また、本研究では、Si 導波路のコアの高さとして 220 nm の導波路を用いている。この高さは、TE モードでの動作において、シングルモード条件を満たしたまま扁平な形状とすることができる。このため TM モードとの結合が起こりにくい。また、製作時の側壁荒れによる伝搬損失増加などの影響を抑えることができるため、様々な研究において使用されている ([1-3] 等)。

まず、シングルモード条件を求めるために、FEM により等価屈折率を求めた。計算に用いた導波路モデルを図 3.6 に、計算の結果を図 3.7 に示す。中心波長を 1550 nm と設定して計算を行った。TE モードについてのシングルモード条件は、導波路幅 $W < 490$ nm であった。ここで、製作誤差 (± 10 nm 程度) 等も考え、導波路幅の設計値を $W = 450$ nm とした。

図 3.8 に、実際に製作した導波路断面の電子顕微鏡 (Scanning Electron Microscope: SEM) 写真を示す。この際、EBL に使用する CAD と実際の出来上がり幅は異なるため、それを補正する必要がある。図に示したのは CAD 上で $W = 500$ nm としたものであるが、 $W = 450$ nm に出来上がっている。

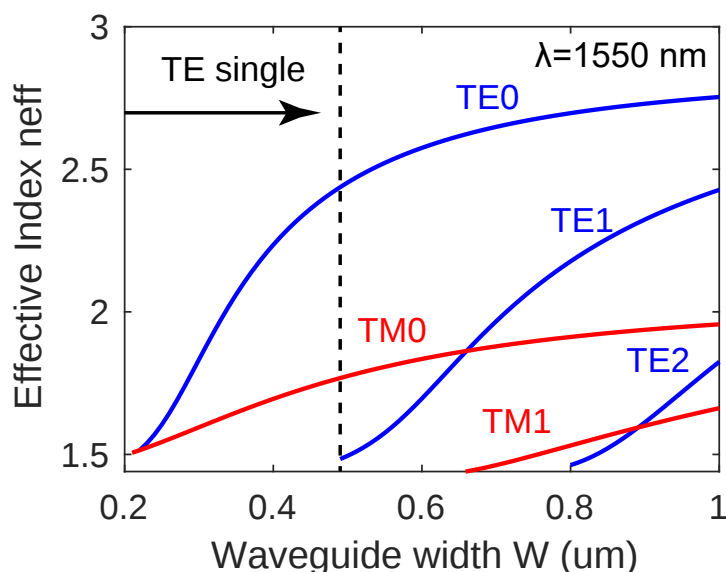


図 3.7 FEM による実効屈折率の計算結果

3.5.2 リング共振器

図3.9 に示す MRR の設計について議論する。共振器長に対して曲げ半径を最大にすることができる円形のものを用いる。また、導波路幅については上記の議論から特に変えず $W = 450 \text{ nm}$ を用いる。

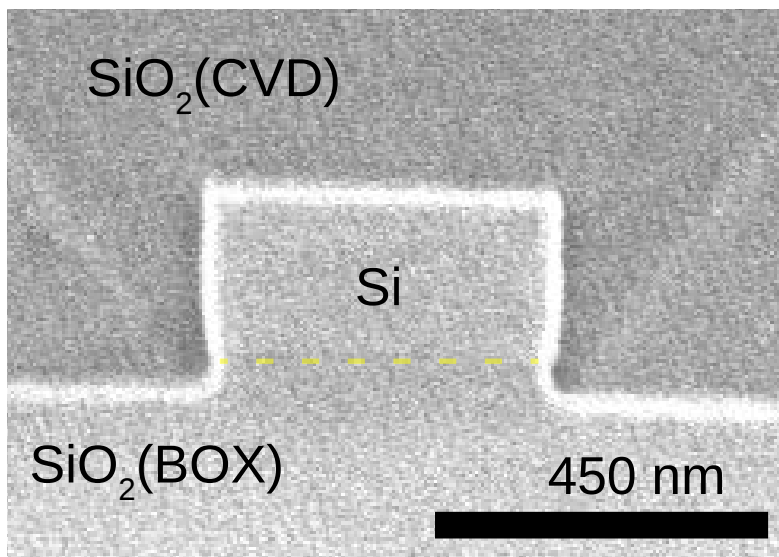


図 3.8 導波路断面 SEM

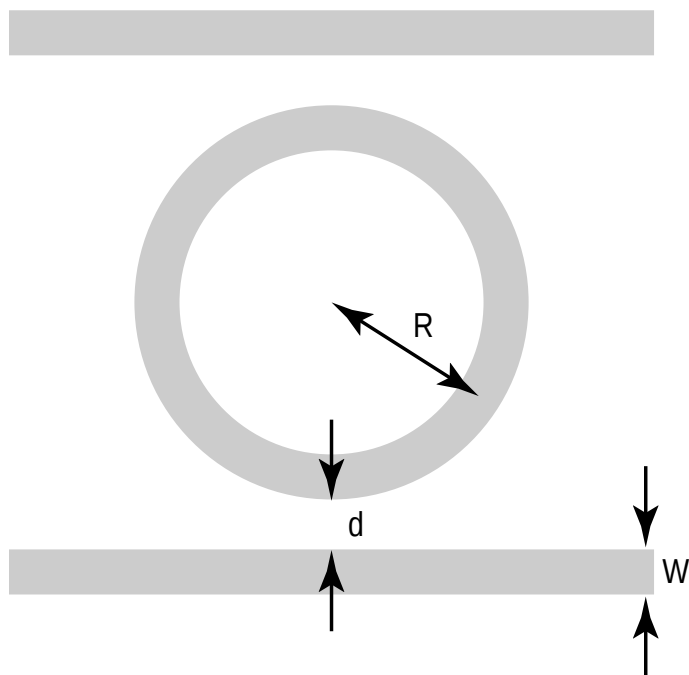


図 3.9 MRR の設計値

導波損

まず、MRR の設計の際に重要な要素となる、導波損失について評価するために、図 3.10 (a) のように直線部分の長さを変化させた導波路を作製し、その伝搬損失を評価した。TE、TM 両モードについて測定した結果を図 3.10 (b) に示す。実線は、測定点を 1 次フィッティングにより求めた近似直線であり、その傾きから単位長さあたりの伝搬損失を求めることができる。TE、TM モードそれぞれの伝搬損失は 3.9 dB/cm、5.9 dB/cm であった。

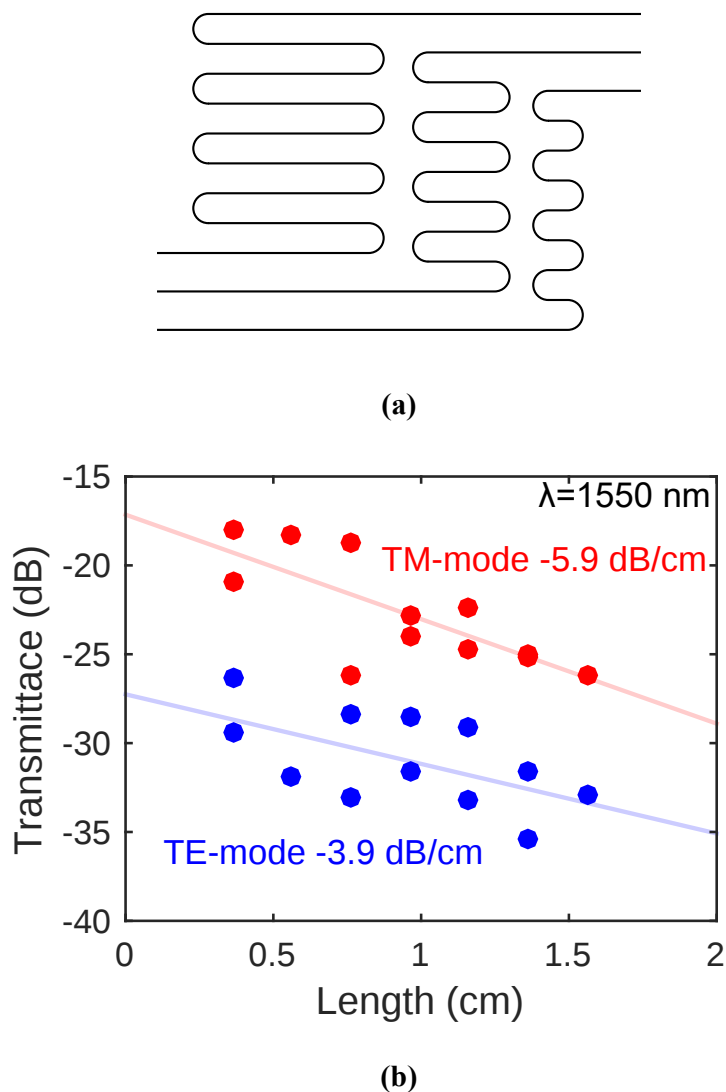


図 3.10 導波損失の測定 (a) 測定モデル (b) 測定結果

曲げ損

MRR の損失において支配的となると考えられる曲げ損を評価するために、図3.11に示すモデルにおいて、FEMによって損失を評価した。この際、等価屈折率として複素数を許容する計算を行うことで、モードのz方向の依存性が

$$\begin{aligned} \exp(-j\beta z) &= \exp\left[-j\frac{2\pi n_{\text{eff}}}{\lambda}z\right] = \exp\left(-j2\pi\frac{\text{Re}[n_{\text{eff}}] + j\text{Im}[n_{\text{eff}}]}{\lambda}z\right) \\ &= \exp\left(-j\frac{\text{Re}[2\pi n_{\text{eff}}]}{\lambda}z\right) \times \exp\left(\frac{2\pi\text{Im}[n_{\text{eff}}]}{\lambda}z\right) \end{aligned} \quad (3.1)$$

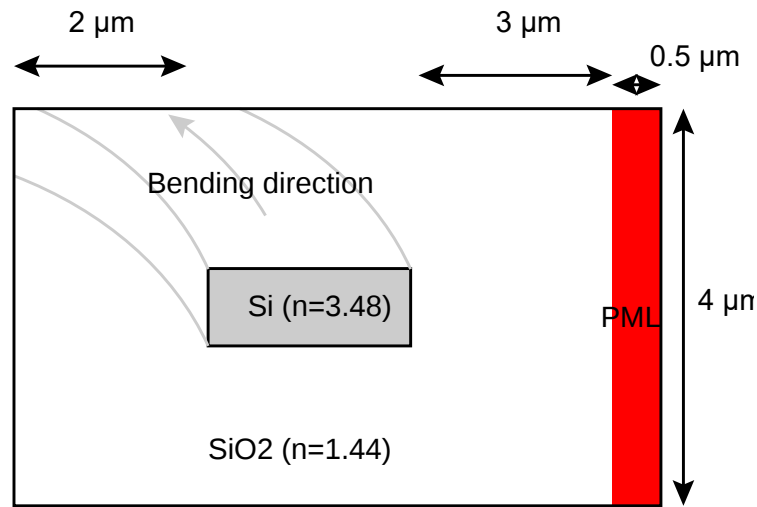


図 3.11 FEM による曲げ損計算モデル

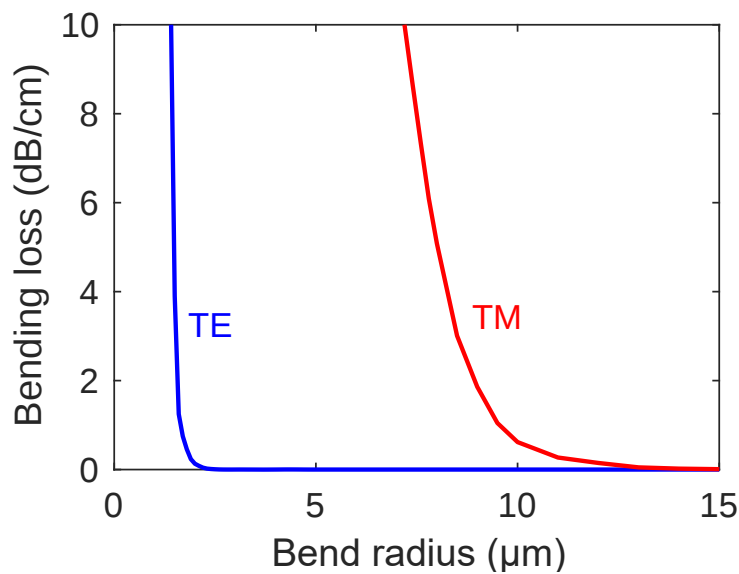


図 3.12 FEM による曲げ損計算結果

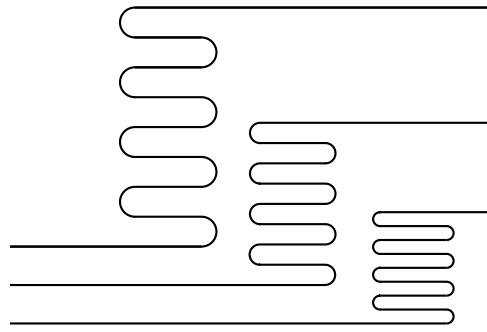


図 3.13 曲げ損の測定モデル

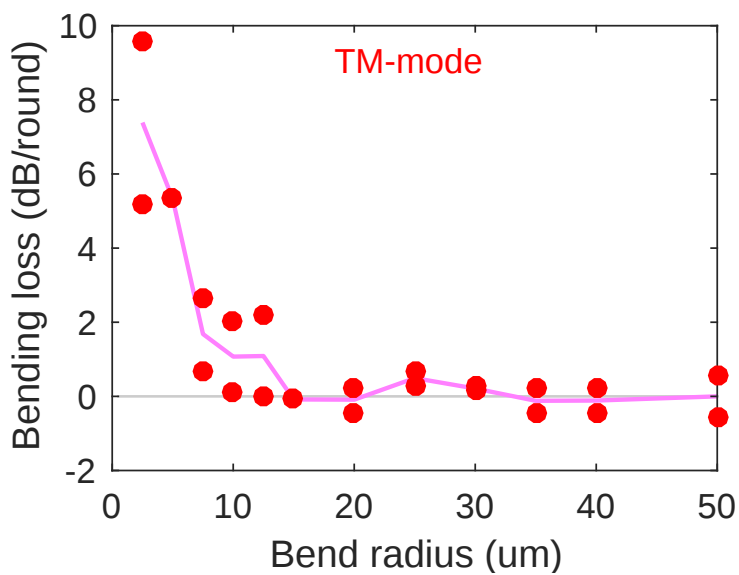
のように、振動成分と減衰（増幅）成分に分けることができる。ここから、曲げによる伝搬損を評価した結果を図 3.12 に示す。TE モードについては、約 $2.5 \mu\text{m}$ 以上の半径で、TM モードについては約 $8 \mu\text{m}$ 以上の半径で損失が著しく増大することがわかる。この結果は、曲げによるリング外側へのモードのもれの影響のみを考えている。実際には側壁散乱等の影響が大きくなると考えられるが、モードの界分布が大きく外側に変化して、同様に作用すると考えられるため、この半径を一定の目安として考えることとした。

さらに、曲げによる損失を実験的に評価するために、図 3.13 に示すような導波路を作製し、その損失を評価した。図 3.14 に、測定結果を示す。前節で評価した導波距離による伝搬損失を差し引き、正味の曲げ損失を 360° の曲げ導波路の個数に対してプロットした。実線は移動平均線である。

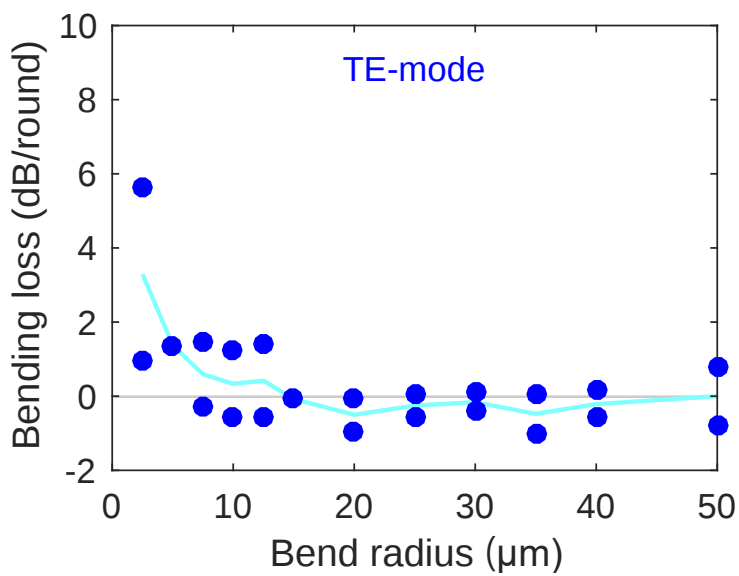
シミュレーションでは数 dB/cm であり、図 3.14 では数 dB/round（一周は $\sim 10^{-2} \text{ cm}$ ）であり、2桁程度、結果が異なる。曲げ損の絶対値は大きく異なるが、損失が大きく増加する半径は概ね計算結果と一致している。

FSR

曲げ損と同様の計算方法で求めた等価屈折率より、式 (2.90) と (2.99) を用いて群屈折率及び、MRR の FSR を求めた。FEM の計算結果より求めた群屈折率を、図 3.15 (a) に示す。TM モードにおいては曲げ半径 $10 \mu\text{m}$ 未満でモードの漏れが大きくなり、計算結果に他の放射モードが混じりがちになったために値が安定せず細かく振動しており、 $4 \mu\text{m}$ 未満では正確に値を求めることができなかった。この結果を用いて、式 (2.99) より FSR を計算した結果を図 3.15 (b) に示す。MRR は円形とし、共振器長 $L = 2\pi R$ とした。TM モードについて、 $R < 4 \mu\text{m}$ の範囲では $R = 4 \mu\text{m}$ の群屈折率を用いた。

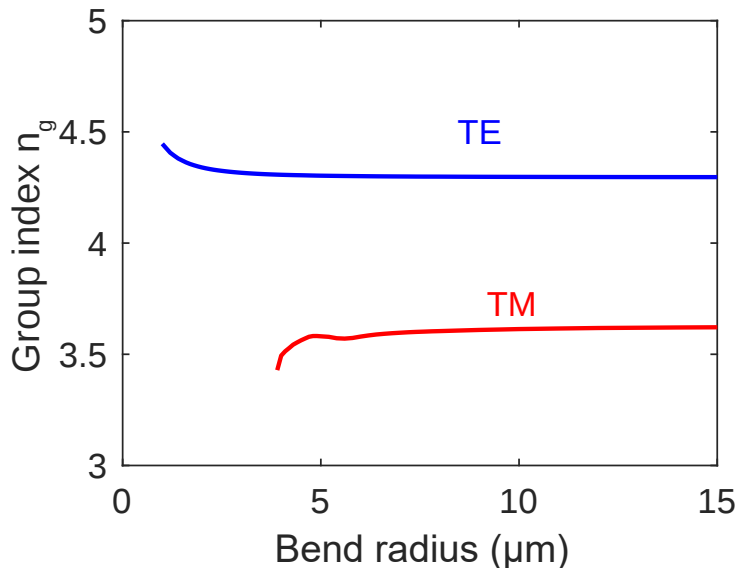


(a)

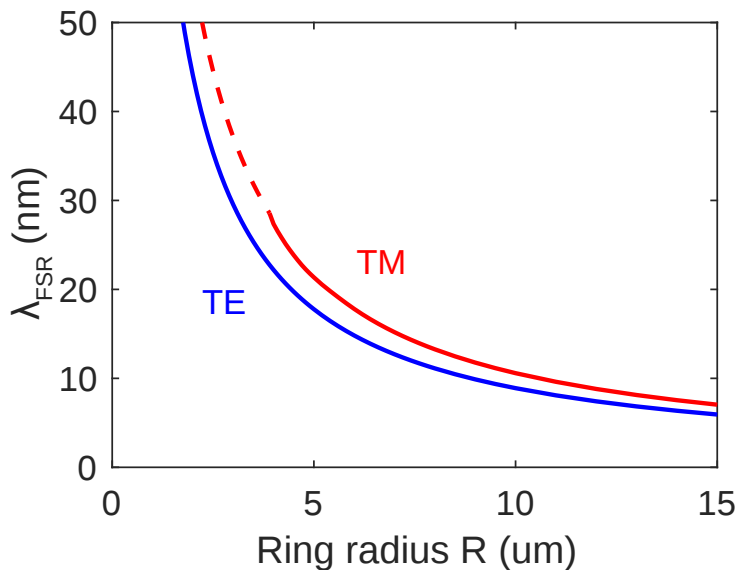


(b)

図 3.14 曲げ損の測定結果 (a) TE (b) TM



(a)



(b)

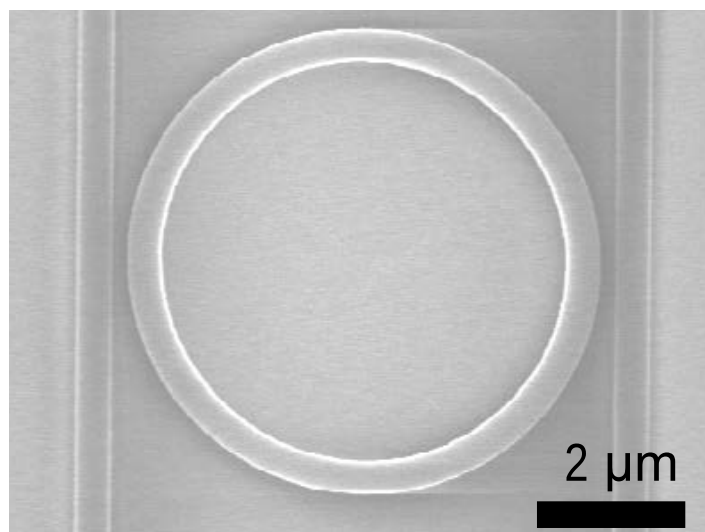
図 3.15 群屈折率より導出した円形 MRR の FSR

C バンド帯を全てカバーする 35 nm 以上の FSR が望ましいが、FSR > 35 nm を単一の MRR で実現しようとする、とすると、曲げ半径は $R < 2.5 \mu\text{m}$ となる。この曲げ半径では、損失が急激に増加するため、これを少し緩和して $R = 2.7 \mu\text{m}$ を用いることとした。この時、FSR = 33 nm となる。

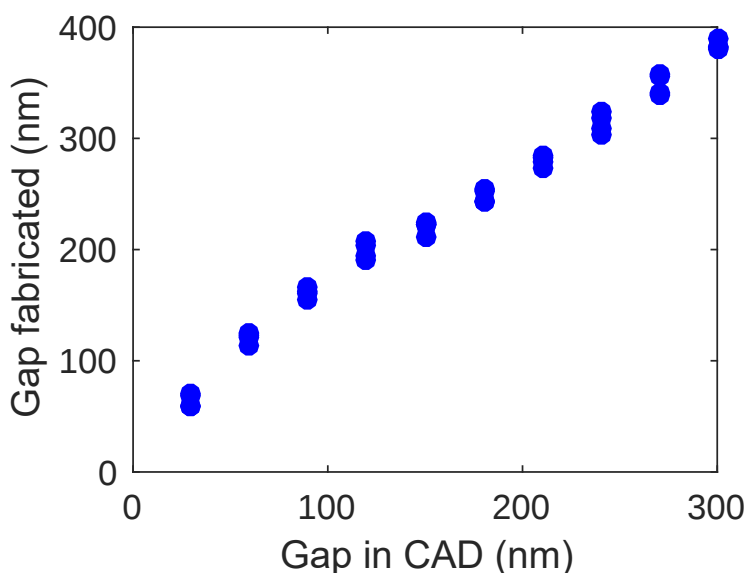
試作

WSS に用いる MRR を実際に製作して、その特性を評価した。図 3.16 (a) は製作した MRR の SEM 写真である。また、CAD における間隙幅と実際に製作してできた間隙幅の対応を、SEM によって確認した結果を図 3.16 (b) に示す。最小の間隙幅は、CAD 上で 30 nm、出来上がりで 65 nm であった。この幅未満では間隙が抜けきらないことがあり、製作困難となる限界の幅である。

MRR の波長特性を測定した。図 3.17 は測定の概念図であり、図 3.18 に実際に



(a)



(b)

図 3.16 MRR の SEM 観察結果 (a) 画像 (b) CAD と出来上がりの d

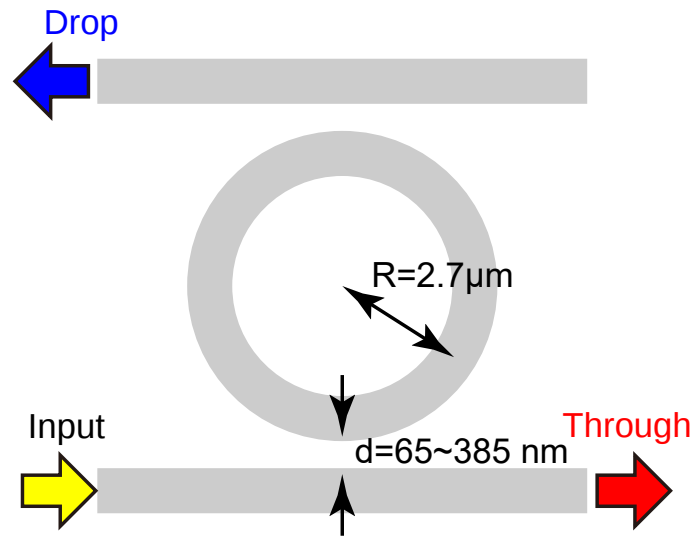


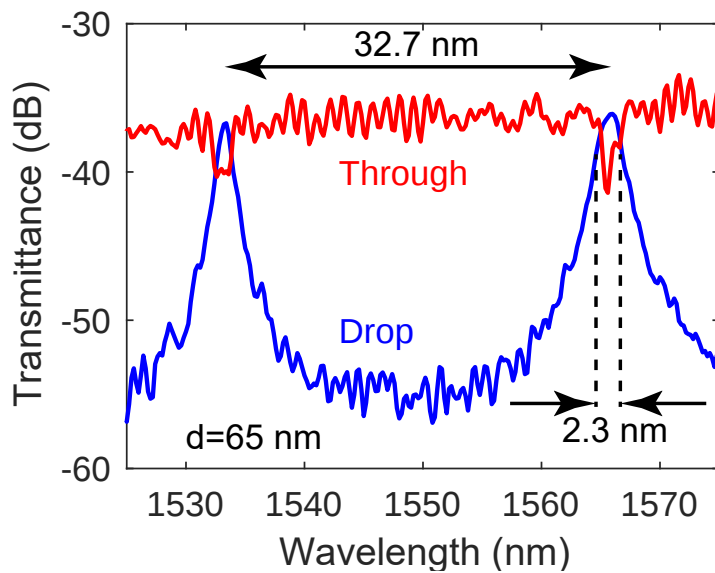
図 3.17 MRR 測定のパートとパラメータ

測定された結果を示す。この伝達特性は、入出力のファイバ-デバイス間結合損失を含んでいるため、透過率が低くなっている。

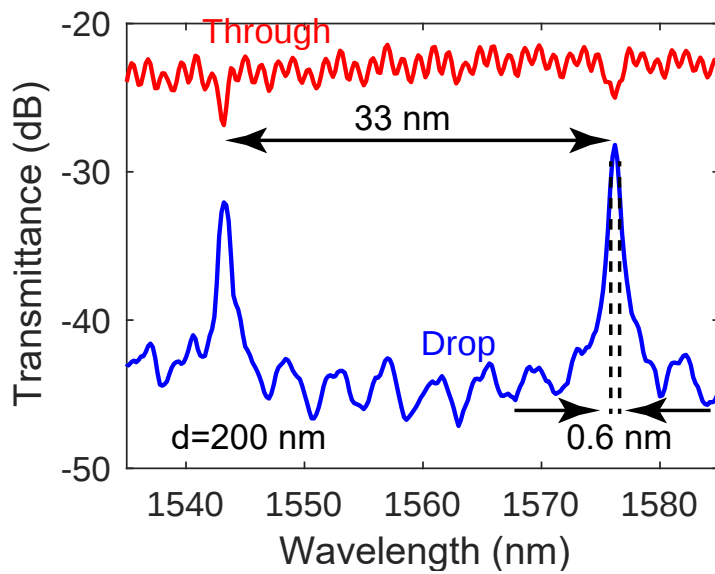
図 3.18 (a) は $d = 65 \text{ nm}$ (CAD で 30 nm) の最少間隙幅のデバイスであり、図 3.18 (b) は $d = 200 \text{ nm}$ のデバイスについて測定した結果である。FSR はともに 33 nm 程度であり、設計と一致している。また、FWHM がそれぞれ 2.3 nm と 0.6 nm であり、間隙幅が広い際にリングとバスラインの結合が弱くなり、FWHM が小さくなる様子がわかる。共振時の Drop ポート伝達を非共振時の Through ポートの伝達を基準としてみると、図 3.18 (b) の MRR では図 3.18 (a) のものより損失が大きい事がわかる。

また、測定した波長特性を式 (2.92)、(2.93) にフィッティングすることにより、 a と t の値を求めた。その結果を、 d に対してプロットして図 3.19 (a)、(b) にそれぞれ示す。図中の実線は、 $y = c_1[1 - c_2 \exp(-c_3x)]$ によるフィッティング曲線である。導波路とリング間隔 d が増加するにつれて、 t も増加する様子が見れる。これは、 t が結合器の結合の弱さを示しているため、リング間隔 d が増加すると結合が弱くなるという解釈で説明できる。しかし、本来関係がないと思える a の値も、間隙幅に応じて変化している。これは、 $2.7 \mu\text{m}$ という小半径のリングに対して導波路を近接することにより、導波路が近くに現れる急激な変化がリングにそって伝搬する光を散乱させることや、製作限界に近い領域での製作により、パターンのゆらぎやエッチング不足などが発生したために生じた結果であると考えられる。また、FSR については全ての d に対してほとんど変化せず、 $32.5 \pm 0.5 \text{ nm}$ の範囲に収まった。

MRR の特性を特徴づけるパラメータ a と t についての測定結果を式 (2.94) に代入することにより、共振時の挿入損失 (Drop ポートに出力されないパワー) を求めた



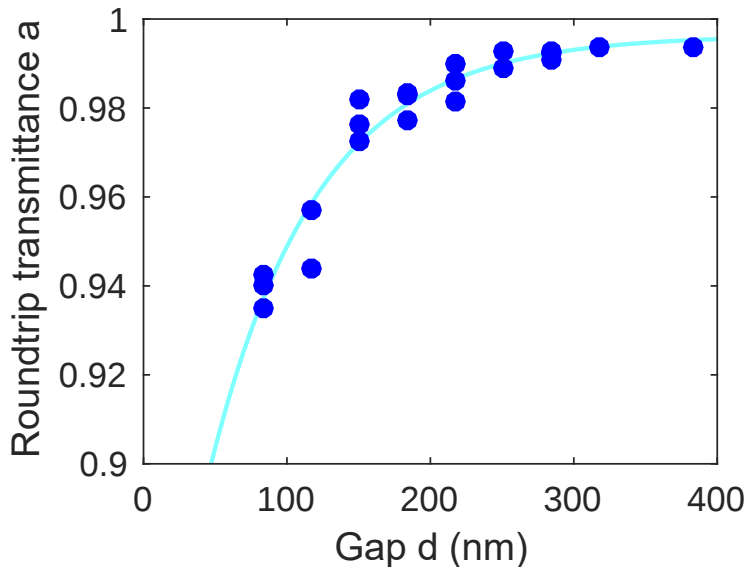
(a)



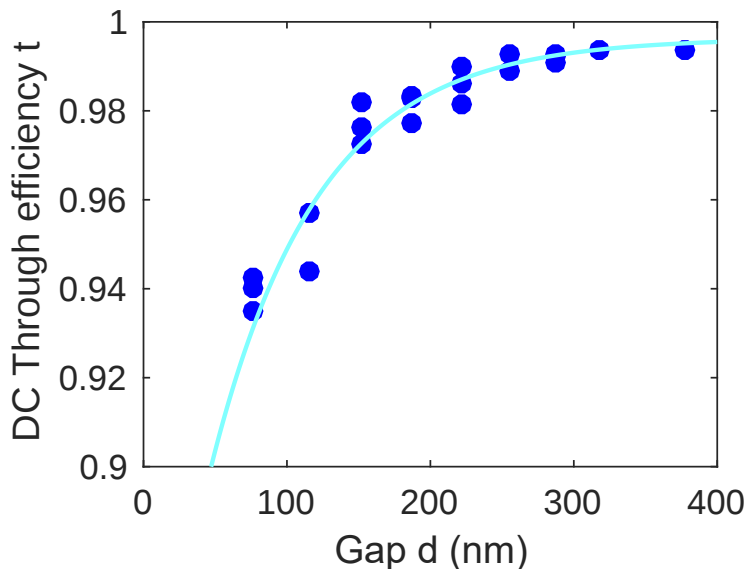
(b)

図 3.18 MRR の波長特性の測定結果 (a) $d=65$ nm, (b) $d=200$ nm

結果を、図 3.20 に示す。式 (2.94) によれば、挿入損失は a と t それぞれの増加に対して逆方向に変化すると予想される。測定結果では、 t の増加が挿入損失に与える影響のほうが大きく、 d の増加に対して挿入損失は単調に増加するという結果となった。このため、 d は小さい方が挿入損失が小さいという点では良いが、実際には製作限界があるため、 $d = 60 \text{ nm}$ という値を用いることとした。



(a)



(b)

図 3.19 測定結果より求めた特性パラメータ (a) 周回伝達係数 a (b) DC 等価効率 t

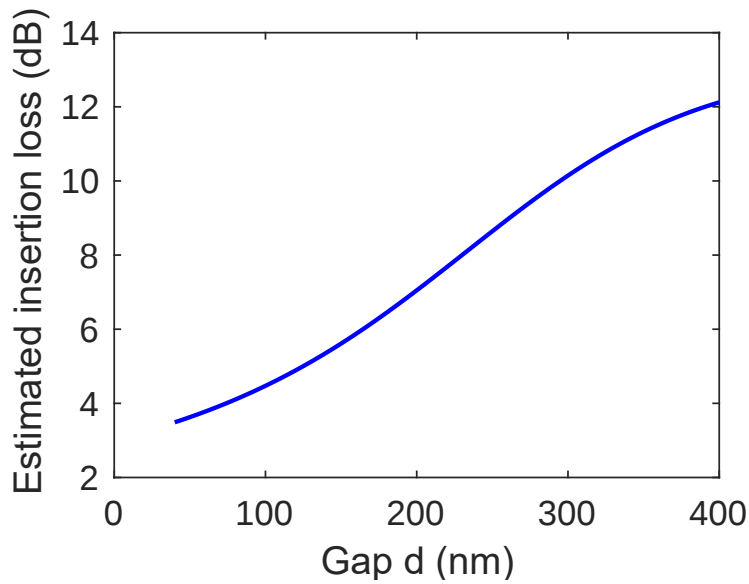


図 3.20 測定結果から見積もられる MRR の損失

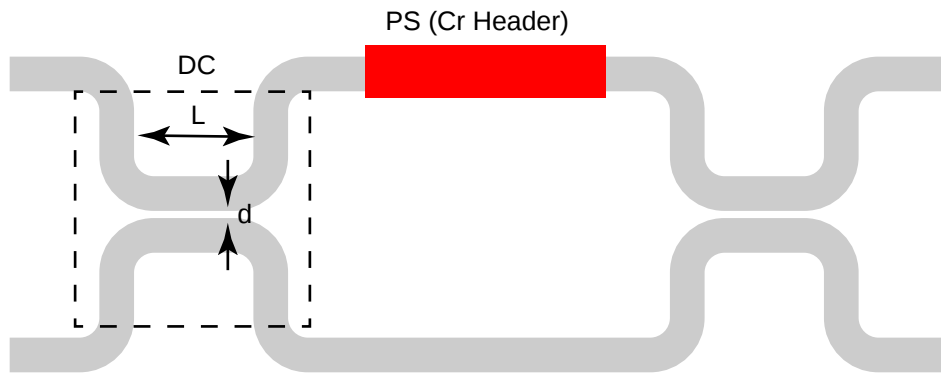


図 3.21 MZI の設計パラメータ

3.5.3 Mach-Zehnder 干渉計

本研究では、MZI として 図 3.21 に示すような形で結合器として 2×2 の方向性結合器 (Directional Coupler: DC) を用い、上下のアーム長が等しい対称 MZI 構造を用いる。また、移相器としては Cr 薄膜による発熱で駆動する TO 移相器を用いる。

DC の設計

製作誤差の影響をできるだけ受けない素子設計の観点から、導波路幅の変化に対する特性変化が最も小さくなるように設計を行った。等分岐 (3dB) DC は、式 (2.74) において $\kappa^2 = 0.5$ となる条件であり、 $\Delta\beta L = \pi/4$ である。この時、パワー結合効率

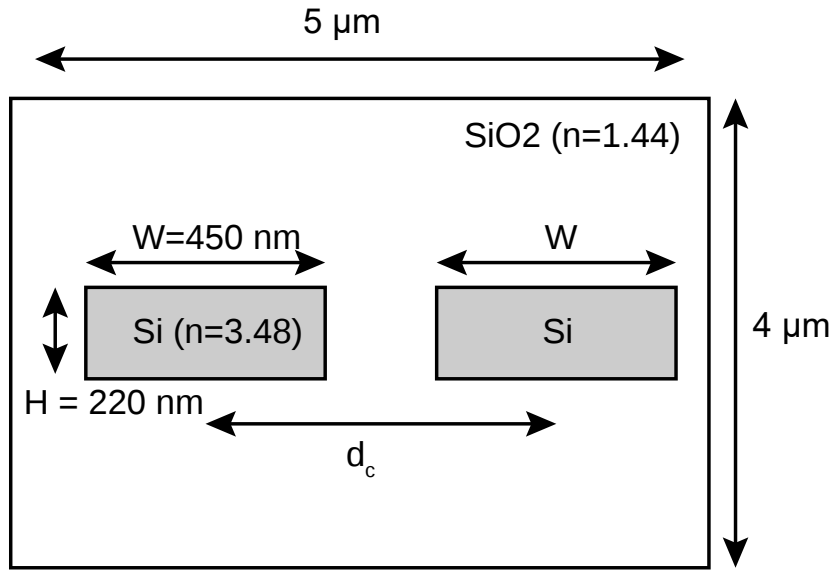


図 3.22 FEM による DC 計算モデル

の導波路幅に対する依存性 $\partial \kappa^2 / \partial W$ は

$$\frac{\partial \kappa^2}{\partial W} = \frac{\partial \Delta \beta}{\partial W} L \sin 2\Delta \beta L = \frac{\partial \Delta \beta}{\partial W} \frac{\pi}{4} \Delta \beta \quad (3.2)$$

となる。この絶対値が最小であるとき、導波路幅の変化に対する DC の特性の変化が最も小さいと考えられる。

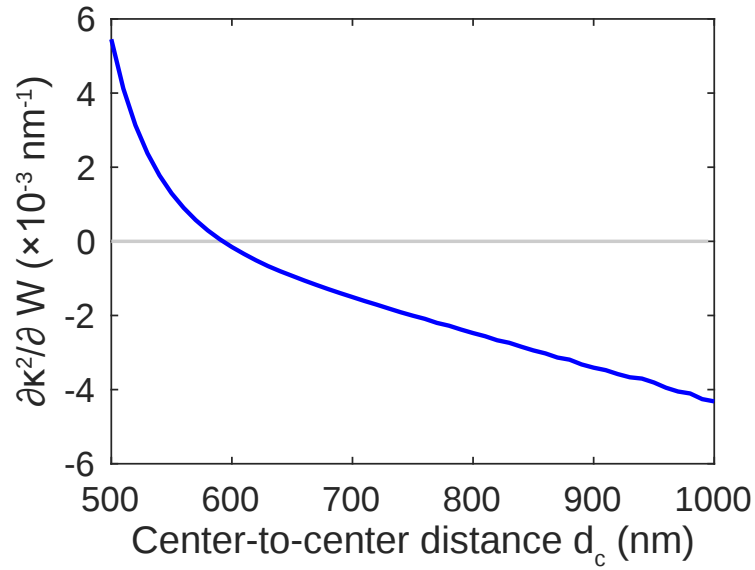
図 3.22 に示すモデルを考え、FEM による計算を行った。ここで、 d_c は導波路中心間距離であり、導波路幅が変化してもこの値が変化しないと仮定して、計算を行った。結果を図 3.23 (a) に示す。 $d_c = 590 \text{ nm}$ において $\partial \kappa^2 / \partial W = 0$ となるため、この値が最適である。導波路幅の増加は、導波路間隙幅の減少により結合を強める影響と、光波の閉じ込めを大きくして結合を弱める影響の双方の効果があるため、その効果がちょうど打ち消し合う点が存在したものと考えられる。 $d_c < 590 \text{ nm}$ では前者の間隙幅の減少による影響が大きく、 $d_c > 590 \text{ nm}$ では閉じ込めの増加の影響が大きかったものと考えられる。また、パワー結合効率の誤差が $|\kappa^2 - 0.5| < 0.01$ となるために必要な設計導波路幅に対する許容変動幅 $|W - 450 \text{ nm}| < \Delta$ を求めた結果を、図 3.23 (b) に示す。 $d_c = 590 \text{ nm}$ において、 $\pm 18 \text{ nm}$ の許容誤差がある。以上の議論より、 $d_c = 590 \text{ nm}$ の設計を用いることとした。この時、 $\Delta \beta = 0.108 \text{ rad}/\mu\text{m}$ であり、 $L = 7.3 \mu\text{m}$ において等分岐となる。

以上で述べた設計を用いて実際に図 3.24 (a) に示す構造の DC 製作し、平行部分の結合器長 $L_{//}$ に対してパワー結合効率を、同図 (b) にプロットして示す。図中の実

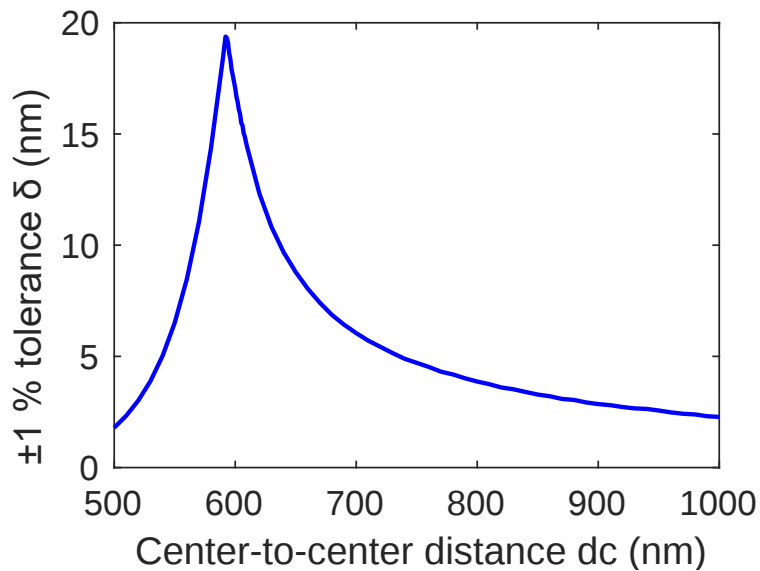
線は、

$$\kappa^2 = \frac{1 - \cos 2\Delta\beta(L_{//} + L_0)}{2} \quad (3.3)$$

によるフィッティング曲線であり、 L_0 は曲げ部分における結合に対応する結合器長の補正量である。ここで得られた量は、 $\Delta\beta = 0.11$ と設計通りであり、 $L_0 = 0.0 \mu\text{m}$ と曲げによる結合の補正は必要なかった。この時、等分岐導波路長は $7.0 \mu\text{m}$ となる。

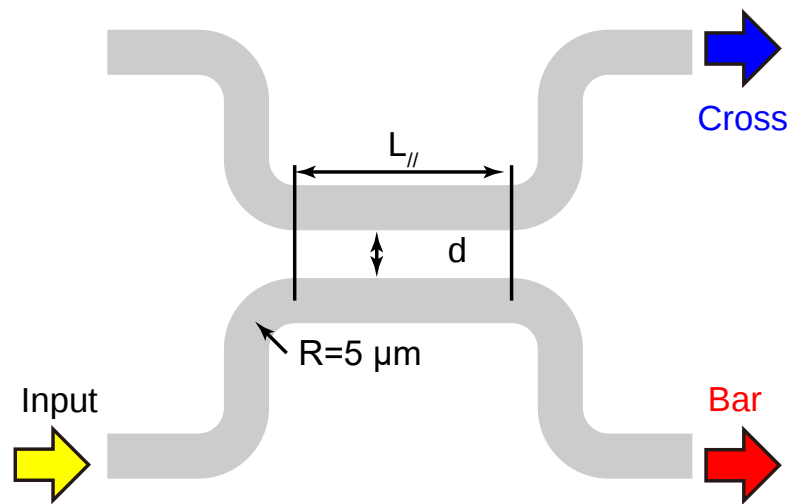


(a)

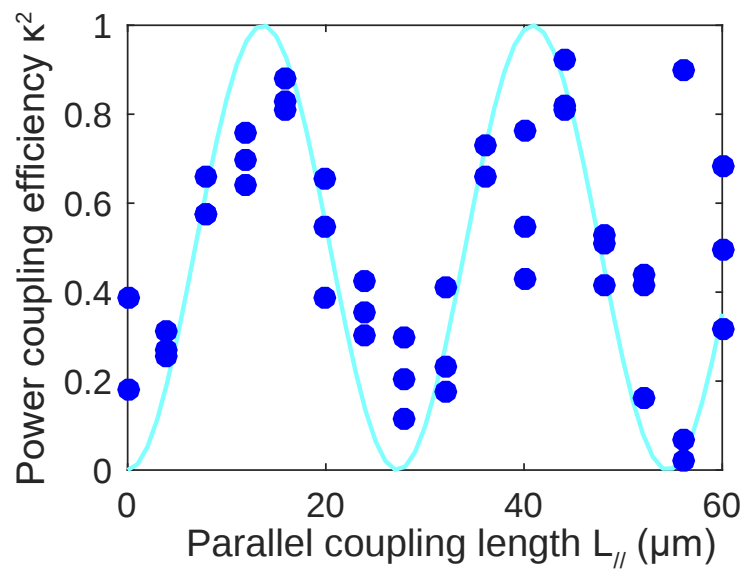


(b)

図 3.23 DC の最大許容誤差設計 (a) $\partial\kappa^2/\partial W$ (b) κ^2 が $50\pm1\%$ 範囲内である条件



(a)



(b)

図 3.24 DC の測定結果 (a) 測定モデル (b) 結合器長特性

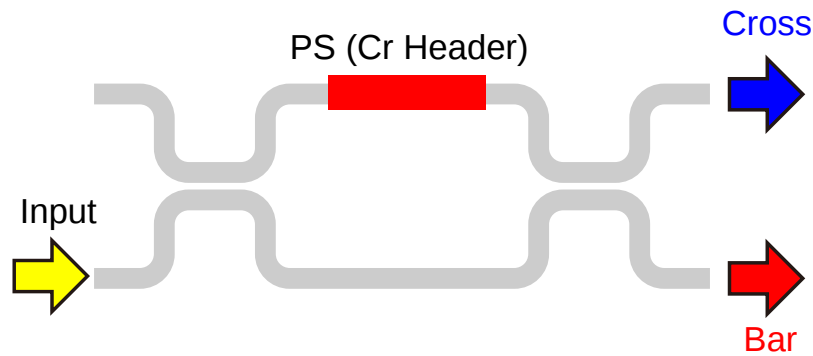


図 3.25 MZI の測定モデル

スイッチ特性

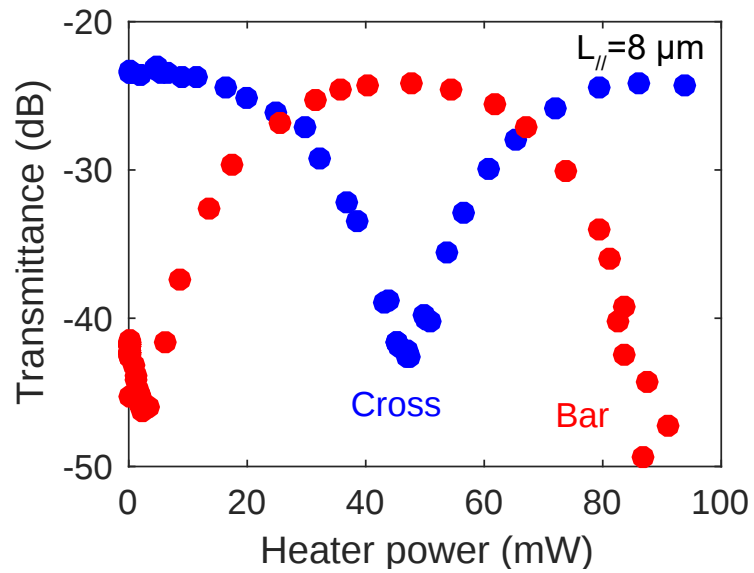
ここまでの設計を元に MZI-TO スイッチを製作し、図 3.25 に示す系においてその特性を評価した。MZI のスイッチ特性を図 3.26 に示す。 $L_{//} = 8 \mu\text{m}$ において最も良い特性が得られたため、それをここに記す。図 3.26 (a) は DC 応答を示し、Cr ヒーターへの印加電力 3 mW において Bar ポートが消光、47 mW において Cross ポートが消光するという結果を得た。

また、このスイッチ消光比は Cross、Bar ポートにおいて、それぞれ 19.1 dB、20.2 dB であった。印加電力に対する Cross、Bar 両ポートからの出力光パワーの変化は、互いに反対の動きとなっており、印加電力 3 mW において Cross ポートに出力されていた光波が、印加電力 47 mW においては Bar ポートに出力される経路切替スイッチング動作が実現できている事がわかる。

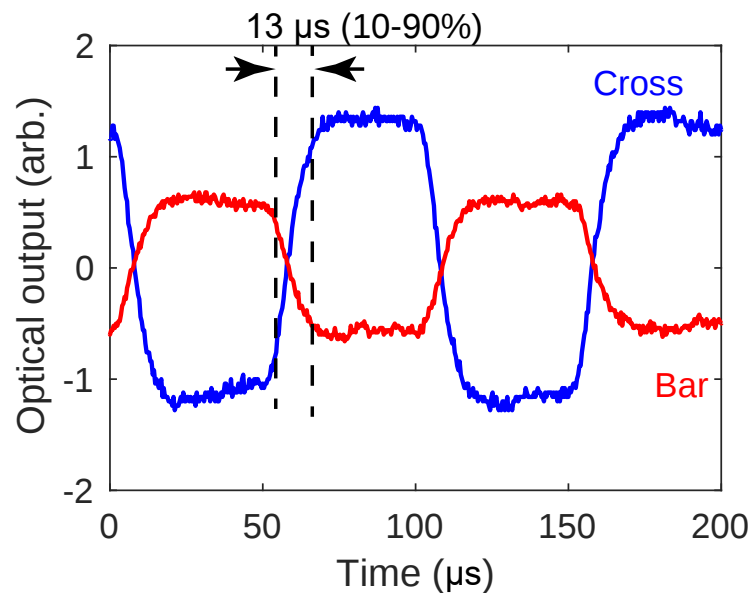
この伝達特性はファイバー導波路間の結合損失を含んでいるため、伝達係数の最大値が -23 dB 程度と小さいが、図 3.10 と比較すると過剰損失はほぼないと考えることができる。また、矩形制御信号に対する時間応答を図 3.26 (b) に示す。Bar・Cross 両ポートの立ち上がり・下がりにおいて、10-90 % の応答速度は $13 \mu\text{s}$ であった。

3.6 波長選択スイッチの動作検証

次に実際に WSS を製作し、その特性を評価した。MRR の半径は、FSR を 4 波長チャネルで等分するために、 $2.675 \mu\text{m} \sim 2.750 \mu\text{m}$ の範囲で $0.025 \mu\text{m}$ 間隔に設定した。DC については、上記の MZI スイッチで良好な特性が得られた結合器長 $8 \mu\text{m}$ を用いた。



(a)



(b)

図 3.26 MZI のスイッチ特性 (a) 定常応答 (b) 時間応答

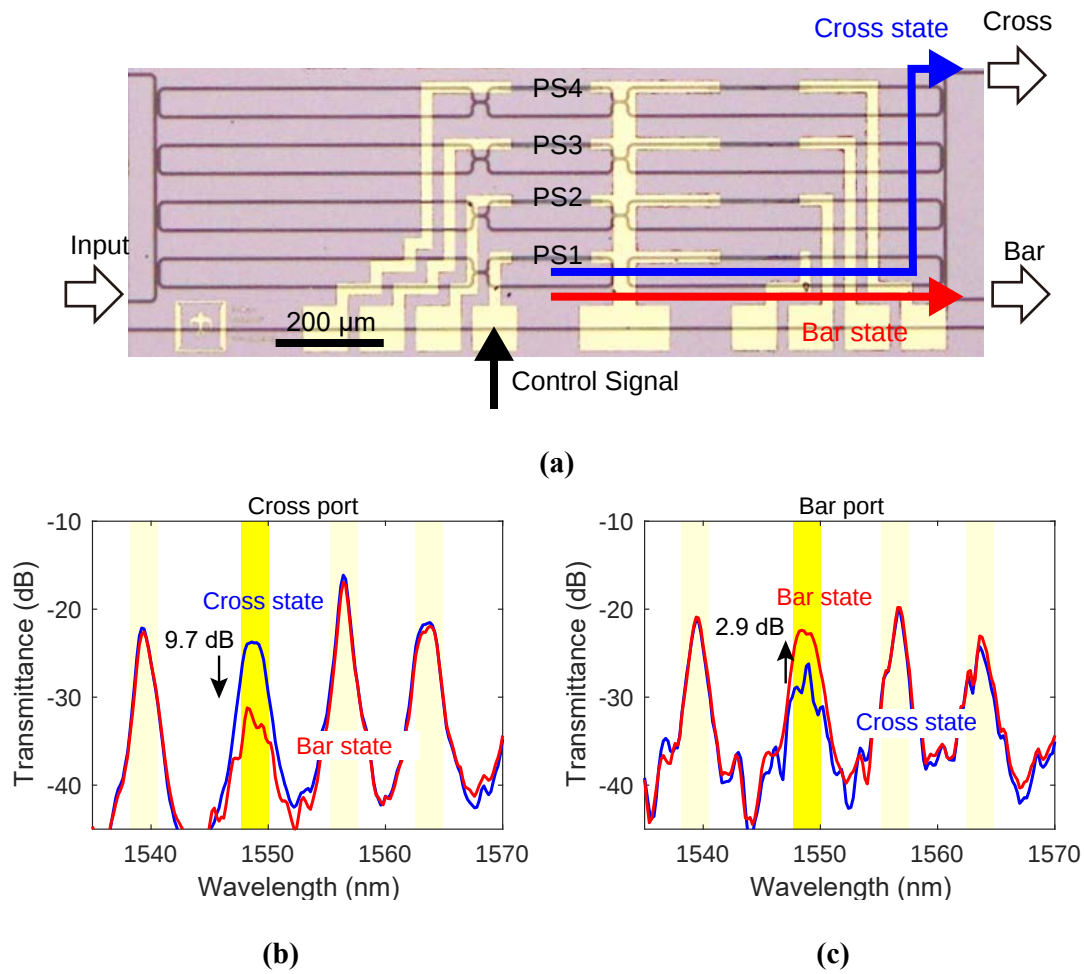


図 3.27 PS1 による変調

製作した WSS の光学顕微鏡写真を 図 3.27 (a) 示す。デバイスサイズは $1500 \times 400 \mu\text{m}^2$ である。横幅が長いのは、予め用意してあったマスクを用いたためであり、実際には使用していない領域を含んでいる。この不要な領域を削除して各要素を配置すれば、 $350 \times 400 \mu\text{m}^2$ 程度に小さくすることができる。また、Bar、Cross 両ポートにおける伝達の波長特性を 図 3.27 (b)、(c) にそれぞれ示す。これらの伝達特性は、参照導波路と比較して示しており、ファイバー導波路間の結合損失等の測定系による損失は含まない。0 dB に届かない分は、WSS 自体の損失を示す。伝達特性の 4 つのピークは MRR によって選択された 4 つのチャンネルであり、 $\lambda=1539$ 、1547、1557、1565 nm の 4 つの中心波長を持つ。図において、青線と赤線はそれぞれが PS1 に電力を印加しなかった状態と 17 mW の電力を印加した状態に対応しており、Cr ヒーターに電力を印加することによって、出力が Cross ポートにおいては減少し、Bar ポートにおいては増加するという経路切替スイッチング動作が、選択した波長 $\lambda=1547$ nm 付近においてングが実現できていることが確認できる。

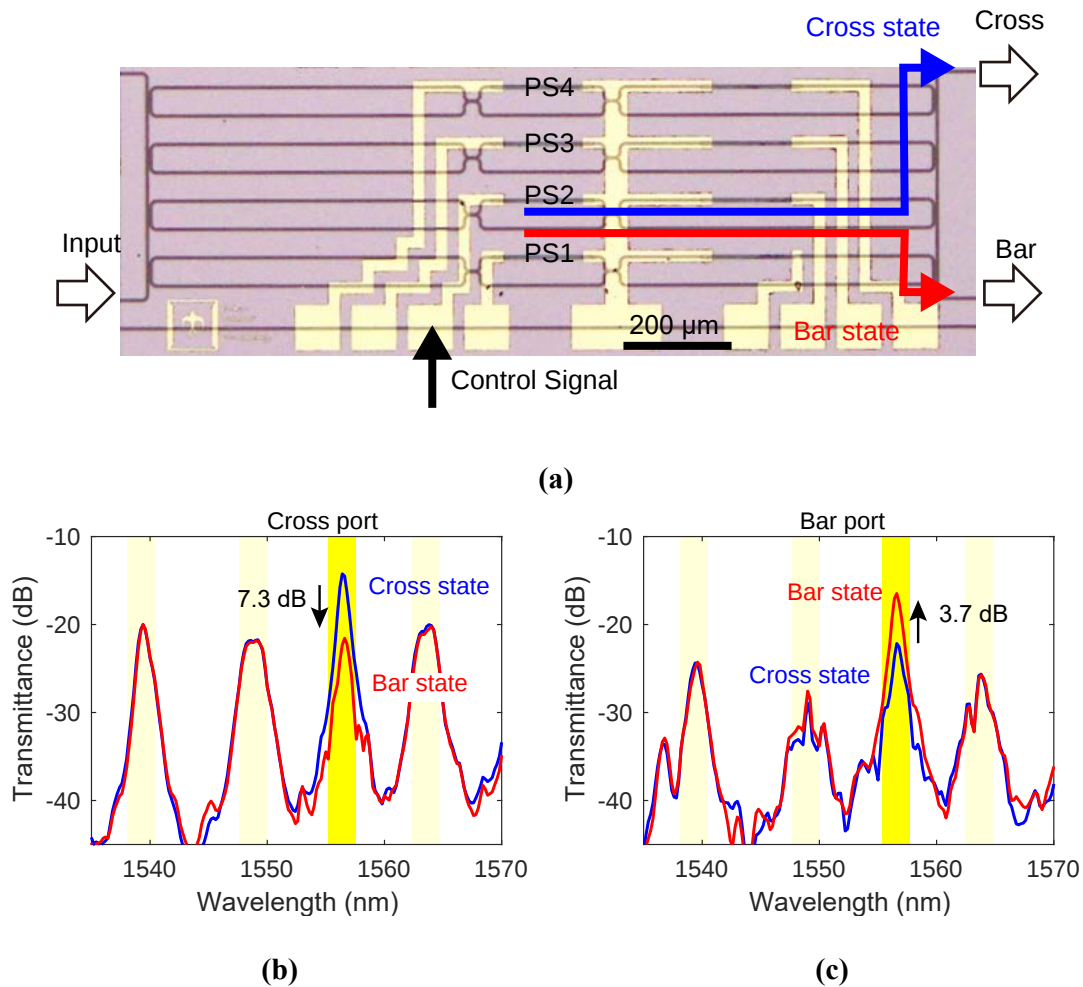


図 3.28 PS1 による変調

また図 3.28 は、同じデバイスにおいて PS 2 を制御した場合の伝達特性を示し、 $\lambda=1557\text{ nm}$ のピークにおいてスイッチング動作が確認できる。これらの実験において、特定の波長チャンネルをスイッチングする際は、その波長チャンネルのみがスイッチングされ、それ以外のチャンネルについては透過率がほとんど変化していない。つまり、波長チャンネル間において Hitless なスイッチングが動作原理通りに確認できたことを示している。スイッチング消光比として、Cross ポートにおいて最大 9.7 dB、Bar ポートにおいて最大 3.7 dB 得られた。

また、この WSS では Cr ヒーターの断線により確認できなかったが、異なる WSS において 4 チャンネルすべてのスイッチング動作を確認した。Cross、Bar 双方の波長特性を、図 3.29 に示す。この WSS では $\lambda=1535, 1543, 1549, 1560\text{ nm}$ の波長チャンネルがある。

この WSS において、出力波長をチャンネルの中心波長に設定した単波長レーザ光を入力し、その波長におけるスイッチング特性をヒーター電力に対してプロットした

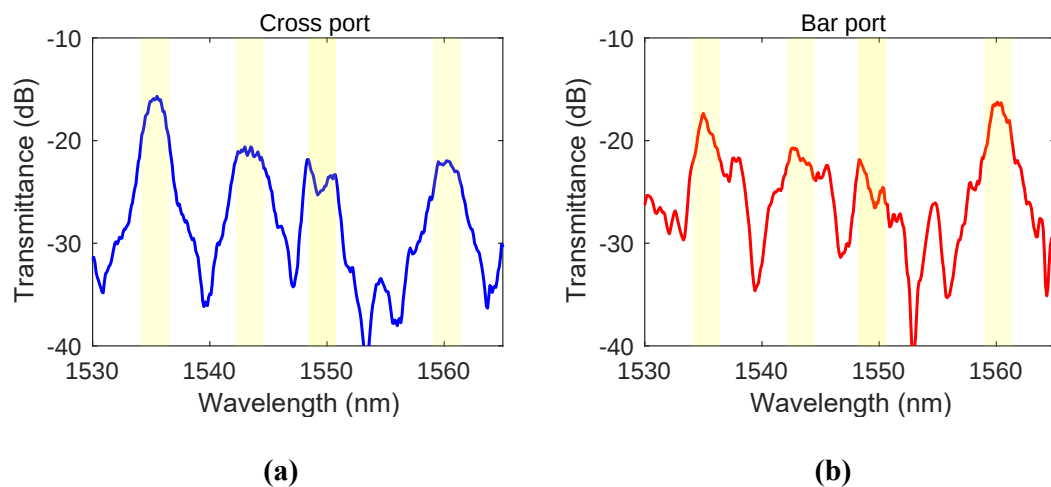


図 3.29 WSS #2 の波長特性

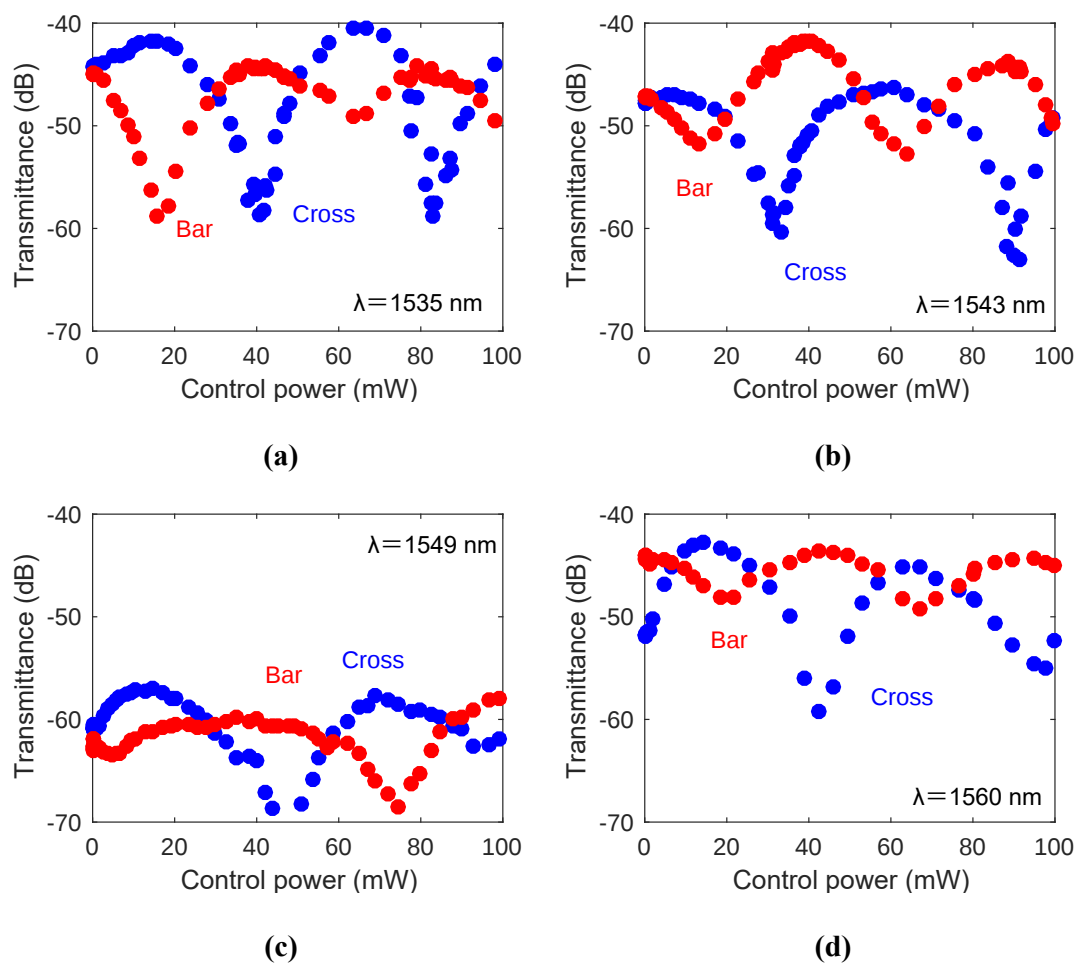


図 3.30 各波長チャネルの変調

結果を図 3.30 に示す。この図では、参照導波路を基準とした出力光パワーを示しておらず、ファイバー導波路間の結合損失等の測定系の損失が透過率に含まれているため、透過率がかなり低くなっている。すべての波長において Cross と Bar のポートの出力が相補的に変化するスイッチング特性が確認できた。特に、 $\lambda = 1535 \text{ nm}$ においては Cross、Bar 共に 14 dB 以上のスイッチング消光比が得られた。

$\lambda = 1535 \text{ nm}$ に対応する PS1 に印加する電力を変化させた場合について、他波長への影響を調べた結果を図 3.31 に示す。 $\lambda = 1535 \text{ nm}$ では印加電力に対して著しく伝達に変化しているが、その他の波長チャンネルにおいては、変化が小さい。実際には、緩やかではあるものの制御チャンネル以外の波長においても変化が観測された。この主たる要因として、熱クロストークが考えられる。熱クロストークにより、所望の MZI アームとは異なる導波路も加熱され、スイッチ状態が変化してしまったのではないかと考えられる。熱クロストークが存在すると WSS が Hitless 動作をしなくなるので、この影響は十分に低減する必要がある。ヒーターを他の干渉計から

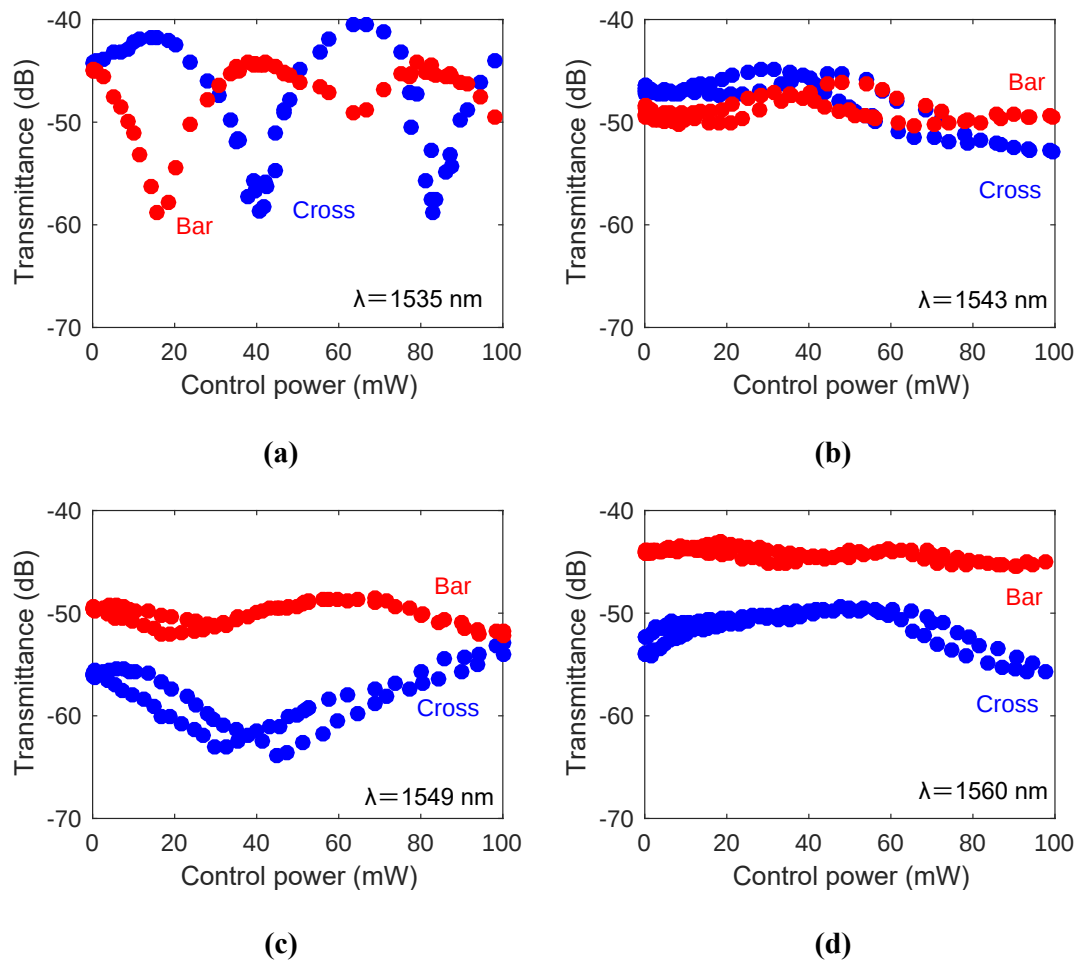


図 3.31 熱クロストーク

遠くなるように配置することや、断熱溝を形成することで軽減することが可能と考えられる [4, 5]。

3.7 特性の検討

製作した MRR 波長分波型 WSS において、波長選択スイッチ動作を確認することができたが、得られた特性について議論する。

Bar ポートにおけるスイッチング消光比は、Cross ポートにおける消光比と比較して低い。これは、第2章で議論したように、MZI を構成する二つの DC の分岐比が等しい場合には、DC が等分岐でなくても Cross ポートにおいては消光するという MZI の特性によるものであると考えられる。WSS で得られた消光比は、Cross ポートにおいても MZI スイッチ単体のものと比較して小さかった理由は第2章での議論では考慮していなかった2つの DC の特性の違いによるものであると考えられる。これを解決するためには、より製作誤差による特性変化が小さい素子設計を行う必要がある。今回の DC の設計は、設計構造から導波路幅が変化するとすれば2本の導波路において同じ量減少するという仮定のもとで最適設計を行った。実際のプロセスに合わせて変化量を検討する等の工夫が必要となる。

また、WSS で PS を制御した場合において、なお 10 dB 以上の損失がある。さらにその損失は、波長チャネルやデバイスによっても大きくばらつきがあった。ネットワークにおいてスイッチを使用する際は、多数のスイッチを光波が通過することとなる。したがって、各スイッチの挿入損失は非常に重要なパラメータとなる。ここで、製作した WSS の挿入損失について、損失の内訳及び改善策について議論する。

WSS の挿入損失について、すべてのポートで Cross ポート出力がほぼ最大となっている状態での各チャネルの透過率の最大値を図 3.32 (a) に示す。挿入損失は、最も小さい波長チャネルで 14 dB、大きいチャネルでは 20 dB を超えている。この要因として、まず、構成要素の損失として MRR の損失が考えられる。

MRR の損失は、図 3.20 によれば 4~5 dB 程度であり、経路上に必ず2つ存在するので、その2倍の 9 dB 程度となる。測定結果から MZI による損失が無視できる程度であると考えられるので、単純に構成要素の損失ではなく、WSS の構造に由来するものであると考えられる。また、図 3.32 (b) に示す様に、ある波長チャネルに対してピークが2つあるような波長特性が観測されることもある。そのため、波長チャネルやデバイスによって異なる損失は、同チャネルにおける入出力の MRR の共振

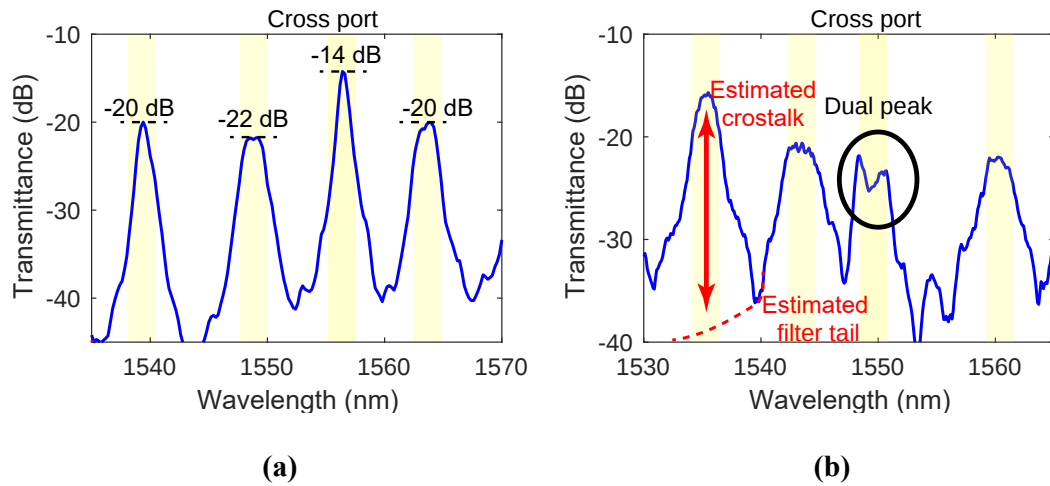


図 3.32 WSS の特性検討 (a) 挿入損失 (b) デュアルピーク

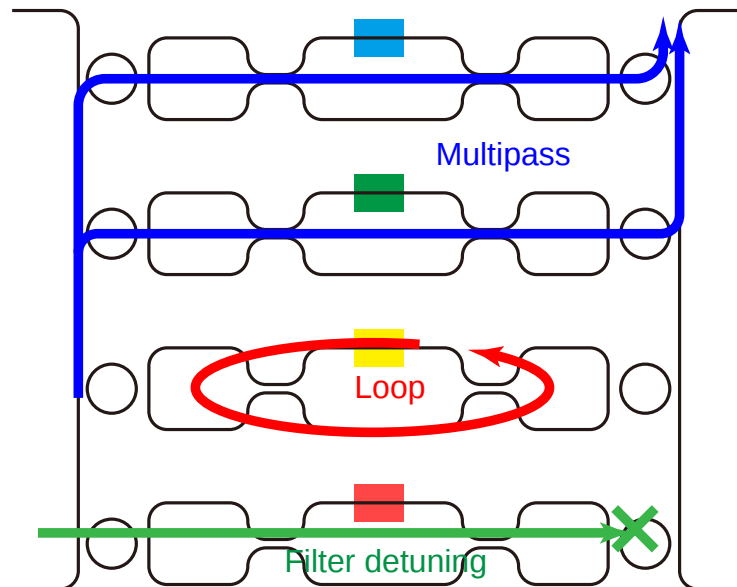


図 3.33 WSS 構造由来の影響

波長の不一致によって発生してしまった可能性があると考え、以下の検討・実験を行った。

MRR 波長分波型 WSS の構造に由来する損失要因として、図 3.33 に示すような幾つかの要因が考えられる。

マルチパスに関しては WSS 自体や、構成要素の MRR の波長特性から、ある波長チャンネルに対する MRR を隣り合う波長チャンネルの光波が通過してしまう強度は中心波長に対して -20 dB 程度以下であるの見積もられる（図 3.32 (b)）ため、あまり大きくないと考えられる。

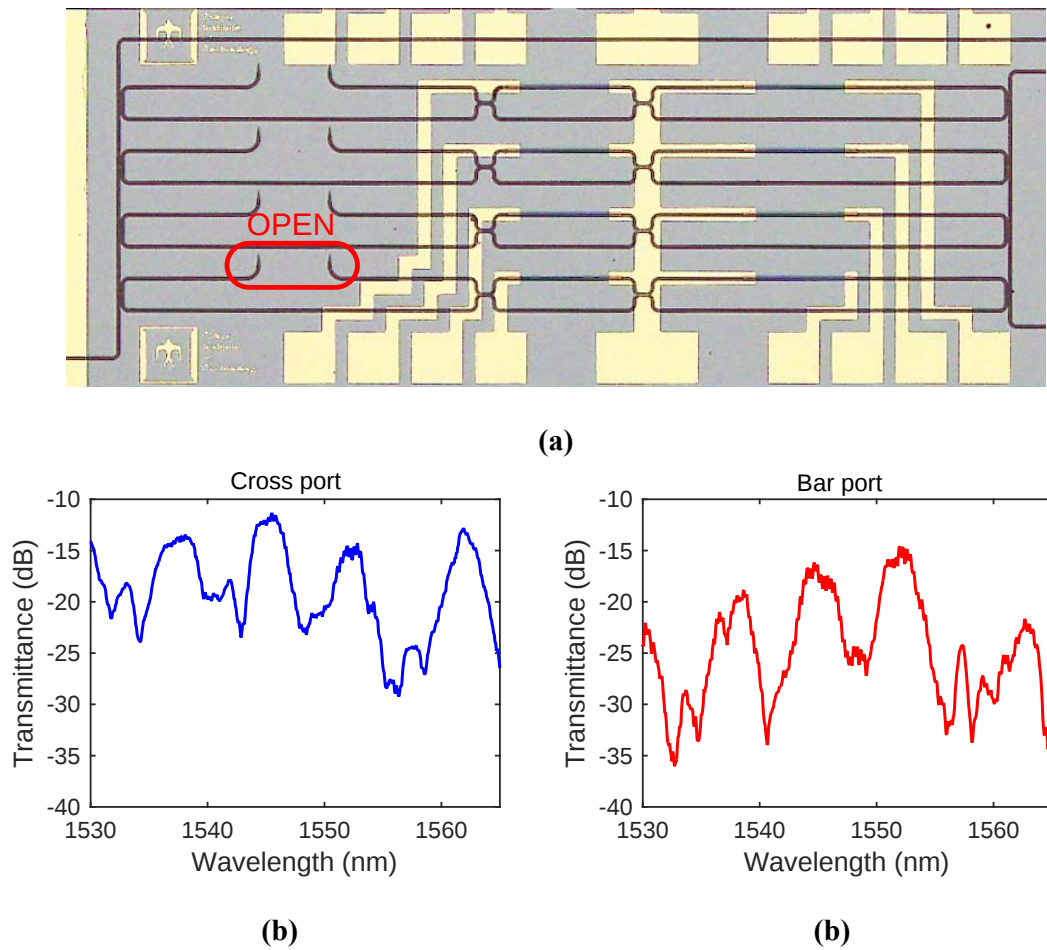


図 3.34 周回部を開放した WSS (a) 顕微鏡写真。写真中赤枠で示したのが周回の解放部 (b) Cross ポートにおける伝達 (c) Bar ポートにおける伝達

また、図 3.34 (a) に示すスイッチ部を開放し、スイッチ部から MRR に結合できなかった光波の残留成分が、周回して干渉することがないように WSS を製作した。開放部は反射が怒らないようにテーパ状の放射器となっている。図 3.34 (b)(c) がその伝達特性の例であるが、損失等スイッチ特性に大きな変化はなく、スイッチ部での周回による WSS 特性への影響はあまり大きくないと考えられる。

このように、周回やマルチパスの影響ではなく、MRR の透過波長の不一致による影響が大きいと考えられる。

すなわち本 WSS では、入出力導波路の間に MZI 型光スイッチを挟んで MRR を縦続に接続した構成となっている。そのため、2 つの MRR の特性を強く受け、2 つの MRR の透過波長が一致しない場合は、光波を遮断する結果となる。このとき、共振波長を λ とする MRR の伝達が $T_{\text{MRR}}(\lambda)$ と書くとする、2 つの MRR を透過する光

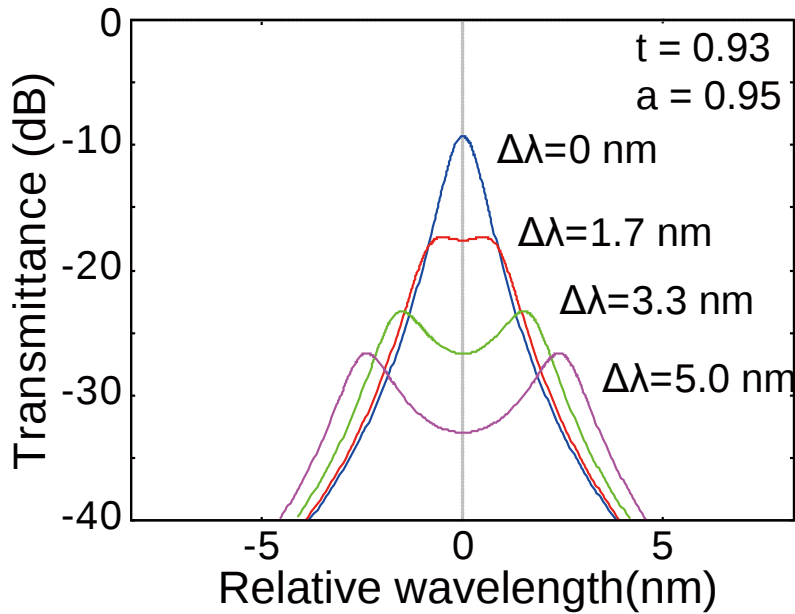


図 3.35 波長不一致の影響

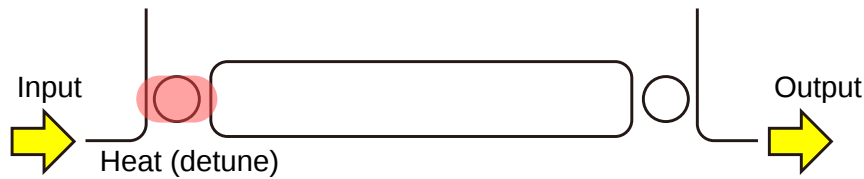


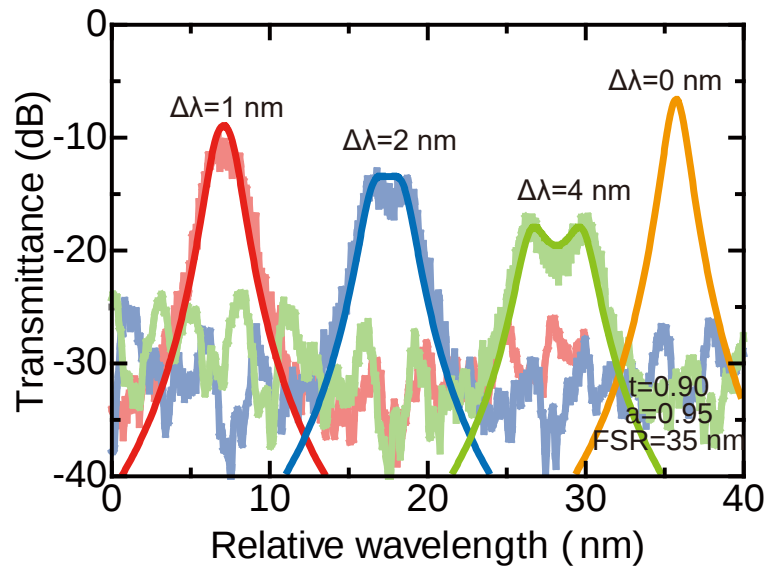
図 3.36 波長不一致の影響の測定モデル

波に対する合計の伝達 T_{Total} は

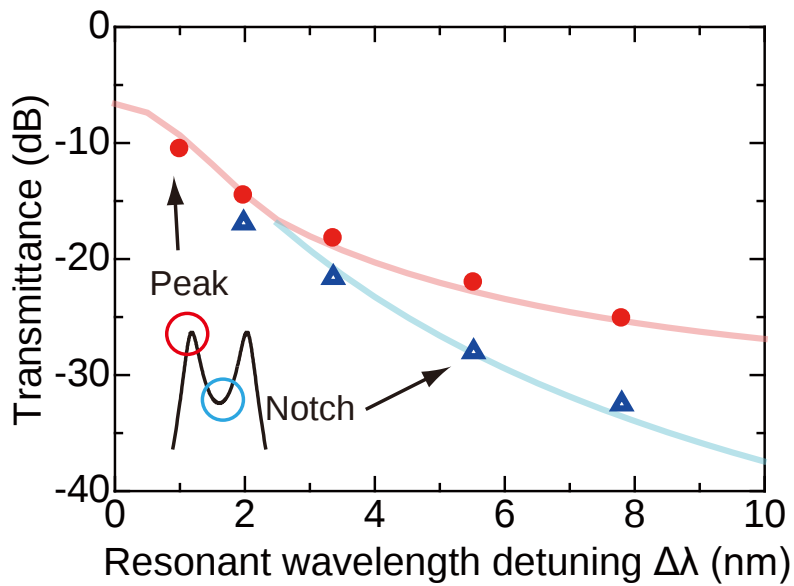
$$T_{\text{Total}} = T_{\text{MRR}}(\lambda_0 + \Delta\lambda/2)T_{\text{MRR}}(\lambda_0 - \Delta\lambda/2) \quad (3.4)$$

と書くことができる。この式に従うならば、図 3.35 で示すようにピークの伝達が減少し 2 つのピークが見えるようになると予想される。

そこで、図 3.36 に示す様な構造を製作し、一方の MRR を加熱することによって共振波長の不一致を意図的に作り出し、その波長特性がどのように変化するか観察した。図 3.37 (a) がその測定結果を示す。図中には、MRR を単純に縦続接続したモデルにおいて、 $t = 0.9$ 、 $a = 0.95$ 、 $\lambda_{\text{FSR}} = 35 \text{ nm}$ と仮定して計算した結果も示す。また、二つの MRR で共振波長が異なる場合に特徴的に表れるデュアルピークと二つのピーク間の伝達のくぼみにおける伝達係数の大きさを図 3.37 (b) にプロットして示す。図中の実線は、図 (b) と同様の条件における計算値である。図 (a)、(b) 共に測定結果と計算結果は良く一致しており、MRR の単純縦続接続モデルで考えること



(a)



(b)

図 3.37 波長不一致の影響の測定 (a) 波長特性 (b) 不一致に対する変化

ができということを示している。このモデルに基づいて考えると、図 (b) に示されたように、ピークの伝達は減少する。

同一基板上に製作された MRR の共振波長の分布を、図 3.38 に示す。MRR は、最大で 10 mm 程度の距離に配置されている。これを見ると、共振波長が大きくばらついていることがわかる。共振波長の標準偏差は、 $\sigma_\lambda = 4.8 \text{ nm}$ であった。正規分布に従うと考えると、図 3.37 (b) から 61 % 程度がデュアルピークを持ち ($0.5 \sigma_\lambda$)、31

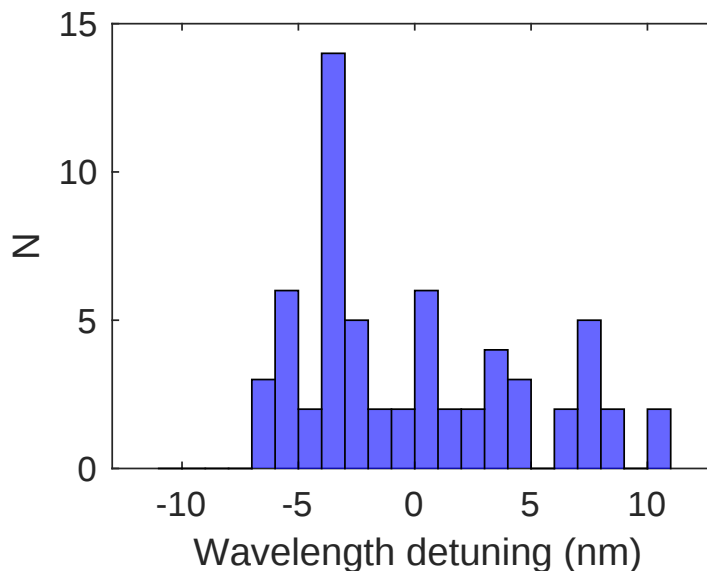


図 3.38 同一基板上の MRR の共振波長の分布。平均値を 0 としている。

% 程度の確率で 20 dB 以上の過剰損失が発生するということになる。これは非常に大きいと言わざるをえなく、実際に使用するデバイスでは避ける必要がある。

3.8 特性改善に向けた検討

スイッチの特性として検討すべきものとして、スイッチング消光比と挿入損失がある。スイッチング消光比は、Cross ポートにおいては最大で 15 dB 以上得られたが、Bar ポートにおいて多くのデバイスで低かった。この原因として、MZI 型光スイッチにおける DC の特性が等分岐でないことがあげられる。本研究で用いた製作プロセスの精度の問題により、製作毎の特性のばらつきが大きいことが主な原因として考えられる。製作精度と再現性の高いプロセスを用いることで改善の余地は十分にあると考えられるが、製作誤差による特性劣化を抑えるための様々な方法も提案されている。

本研究で用いた設計手法も製作誤差による影響を最小化するものであったが、実際には特性のばらつきは大きかった。導波路中心間距離 590 nm という設計値は、導波路間隙幅では 140 nm に対応する。用いた製作プロセスにおいては、この間隙幅の平行導波路は、エッチング不足が起ることがあった。そのような例として、図 3.39 に SEM 写真を示す。この写真では、導波路と導波路の間に、一様ではない模様が存在していることが確認できる。このようなシビアな条件であったため、出来上

がりのデバイスがプロセスごとに安定しないものであったことが原因の一つとして考えられる。

また、導波路同士が非常に近接しているため、その内側と外側においては誤差の影響が異なったことも考えられる。Cong らは、大きな間隙幅を用いることで間隙幅の変化に対する特性劣化が小さく抑えることができ、導波路幅を小さくする手法と組み合わせることで結合器長の長大化を抑えることができる構造を提案している [6]。また、矩形導波路ではなくリブ導波路を用いる構造 [7] や、曲げ導波路を用いて構成する方法 [8] でも、製作許容誤差を大きくすることができるという提案もされている。

また、本研究では、4 チャンネルの WSS を製作したが、全ての波長チャンネルに対して DC の設計は全て同じものを用いている。そのため、DC の波長特性が存在し、全ての波長チャンネルにおいて良好な消光比を得ることは困難となる。全ての波長チャンネルにおいて高いスイッチング消光比を得るためには、それぞれの動作波長に応じた DC を設計するか、動作波長範囲において等分岐する DC を用いる必要がある。

損失要因としては、MRR 自体の挿入損失とその共振波長の不一致が挙げられる。

MRR 自体の損失は共振器長が極めて短いため曲率半径を小さくせざるを得ないために曲げ損が大きいことに加え、結合器長を取れないために結合を強くできないことによるもので、単一の MRR を用いる限り本質的に取り除くことはできない。一方、側壁荒れの影響を抑えるなどのプロセスの改善によって低減を図ることができ、 $R=1.5\ \mu\text{m}$ と極小半径の MRR も報告されている [9]。また、多段 MRR を用いれば、バーニヤ効果により必要な FSR を確保しつつ共振器長を拡大することができる。さらに、透過帯域をフラットにすることにより、共振波長の不一致の影響も抑えるこ

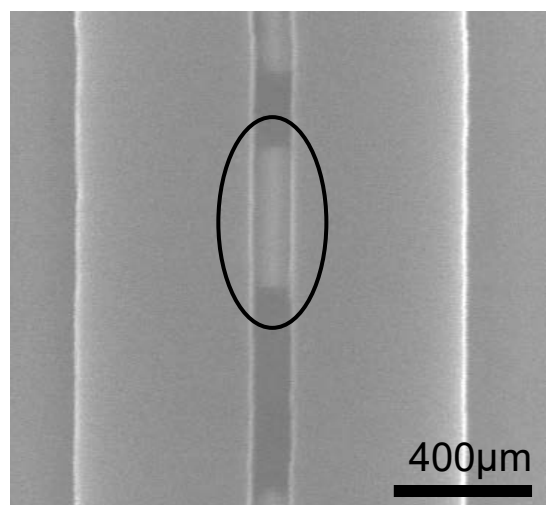


図 3.39 方向性結合器におけるエッチング不足

とができる。

合波及び分波用の2つのMRRの共振波長の不一致が大きな損失につながることを示した。シリコンMRRにおいて、製作誤差の影響を製作段階でなくすことは現状の技術では困難であるため、MRRの製作後に特性を評価してトリミング技術によって共振波長を合わせこむという手法がよく用いられる[10]。一般的な方法は、熱によるトリミングである[11–13]。簡便な方法であるのでよく用いられるが、動作時に電力を消費し続けるため、多数のMRRに対してこの手法を適用すると、その消費電力や発熱が問題となる。また、多素子を集積することを考えると、外部発熱の影響もある。負の屈折率温度依存性を持つポリマーをクラッドとしたスロット導波路を用いて、UV光照射によるトリミングを行う方法も提案されている[14, 15]。また、製作プロセスの改善によって製作誤差を抑制する研究もなされており[16]、将来的にはトリミングの必要性が小さくなることも期待できる。大規模集積回路においては、温度の不均一性などもあるため、完全にトリミングを不要とすることは難しいと考えられる。

本研究では、本章で検討したWSSに対する改善案として、多段のMRRを用いることによって共振器長を長くし、曲げ半径の緩和によって損失低減を図るとともに、透過帯域の平坦化を行う方法が適していると考ええる。また、トリミングの必要性を最小化するために、一箇所のMRRでのみ波長選択を行う新たなWSS構造を、第4章にて検討する。

3.9 まとめ

第3章では、シリコン導波路でHitlessなWSSを実現するために、MRRで合分波を行いMZI型光スイッチで経路選択を行う構造を提案し、その設計・製作・特性評価を行った。実際に製作したデバイスでは、 $1500 \times 400 \mu\text{m}^2$ の範囲内に、1550 nm帯に4つの波長チャンネルを有し、スイッチング消光比として最大15 dBをもつ波長選択スイッチング動作を実現できた。

しかし、挿入損失が10dB以上と大きく、また特性のばらつきが大きかったことから、その要因について検討した。その結果、MRRの挿入損失と合波用及び分波用MRRの共振波長の不一致が、挿入損失の主要な要因であることを明らかにした。この問題に対して、MRRの多段化による改善を提案するとともに、新たなWSS構造を第4章にて検討することを述べた。

参考文献

- [1] Joris Van Campenhout, William M. J. Green, Solomon Assefa, and Yurii A. Vlasov, “Low-power, 2×2 silicon electro-optic switch with 110-nm bandwidth for broadband reconfigurable optical networks,” *Optics Express*, vol. 17, no. 26, pp. 24020-24029, 2009. ([doi: 10.1364/OE.17.024020](https://doi.org/10.1364/OE.17.024020))
- [2] Wim Bogaerts, Peter DeHeyn, Thomas Van Vaerenbergh, Katrien DeVos, Shankar KumarSelvaraja, Tom Claes, Pieter Dumon, Peter Bienstman, Dries VanThourhout, and Roel Baets, “Silicon microring resonators,” *Laser and Photonics Reviews*, vol. 6, no. 1, pp. 41-73, 2012. ([doi: 10.1002/lpor.201100017](https://doi.org/10.1002/lpor.201100017))
- [3] Nourhan Eid, Hasitha Jayatilleka, Michael Caverley, Sudip Shekhar. Lukas Chrostowski, and Nicolas A. F. Jaeger, “Wide FSR silicon-on-insulator microring resonator with bent couplers,” 2015 IEEE 12th International Conference on Group IV Photonics, Vancouver, Canada, pp. 96-97, 2015. ([doi: 10.1109/Group4.2015.7305966](https://doi.org/10.1109/Group4.2015.7305966))
- [4] Chunbo Zhang, and Khalil Najafi, “Fabrication of thick silicon dioxide layers for thermal isolation,” *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 14, no. 6, pp. 769-774, 2004. ([doi: 0.1088/0960-1317/14/6/002](https://doi.org/0.1088/0960-1317/14/6/002))
- [5] Fang-Lin Chao, “Trench atructure improvement of thermo-optic waveguides,” *International Journal of Applied Science and Engineering*, vol. 5, no.1, pp. 1-5, 2007.
- [6] G. W. Cong, K. Suzuki, S. H. Kim, K. Tanizawa, S. Namiki, and H. Kawashima, “Robust design of 3-dB directional coupler with weak gap sensitivity for silicon wire waveguide,” 2014 Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, San Francisco, USA, Th2A.58, 2014, ([doi: 10.1364/OFC.2014.Th2A.58](https://doi.org/10.1364/OFC.2014.Th2A.58))
- [7] Han Yun, Wei Shi, Yun Wang, Lukas Chrostowski, and Nicolas A. F. Jaeger, “2×2 adiabatic 3-dB coupler on silicon-on-insulator rib waveguides,” *Proceedings of SPIE*, vol. 8915, 89150V, 2013. ([doi: 10.1117/12.2037968](https://doi.org/10.1117/12.2037968))
- [8] Hisayasu Morino, Takeo Maruyama, and Koichi Iiyama, “Reduction of wavelength dependence of coupling characteristics using Si optical waveguide curved directional coupler,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 12, pp. 2188-2192, 2014. ([doi: 10.1109/JLT.2014.2321660](https://doi.org/10.1109/JLT.2014.2321660))

-
- [9] Qianfan Xu, David Fattal, and Raymond G. Beausoleil, “Silicon microring resonators with 1.5- μm radius,” *Optics Express*, vol. 16, no. 6, pp. 4309-4315, 2008. (doi: [10.1364/OE.16.004309](https://doi.org/10.1364/OE.16.004309))
- [10] Christopher Nitta, Matthew Farrens, and Venkatesh Akella, “Addressing system-level trimming issues in on-chip nanophotonic networks,” 2011 IEEE 17th International Symposium on High Performance Computer Architecture, San Antonio, USA, pp. 122-131, 2011. (doi: [10.1109/HPCA.2011.5749722](https://doi.org/10.1109/HPCA.2011.5749722))
- [11] Han-Yong Ng, Michael R. Wang, Daqun Li, Xuan Wang, Jose Martinez, Roberto R. Panepucci, and Kachesh Pathak, “4 $\times$ 4 wavelength-reconfigurable photonic switch based on thermally tuned silicon microring resonators,” *Optical Engineering*, vol. 47, no. 4, 044601, 2008. (doi: [10.1117/1.2909662](https://doi.org/10.1117/1.2909662))
- [12] F. Gan, T. Barwicz, M. A. Popović, M. S. Dahlem, C. W. Holzwarth, P. T. Rakich, H. I. Smith, E. P. Ippen, and F. X. Kärtner, “Maximizing the thermo-optic tuning range of silicon photonic structures,” 2007 Photonics in Switching, San Francisco, USA, pp. 67-68, 2007. (doi: [10.1109/PS.2007.4300747](https://doi.org/10.1109/PS.2007.4300747))
- [13] Po Dong, Wei Qian, Hong Liang, Roshanak Shafiiha, Dazeng Feng, Guoliang Li, John E. Cunningham, Ashok V. Krishnamoorthy, and Mehdi Asghari, “Thermally tunable silicon racetrack resonators with ultralow tuning power,” *Optics Express*, vol. 18, no. 19, pp. 20298-20304, 2010. (doi: [10.1364/OE.18.020298](https://doi.org/10.1364/OE.18.020298))
- [14] Linjie Zhou, Katsunari Okamoto, and S. J. B. Yoo, “Athermalizing and trimming of slotted silicon microring resonators with UV-sensitive PMMA upper-cladding,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 17, pp. 1175-1177, 2009. (doi: [10.1109/LPT.2009.2023522](https://doi.org/10.1109/LPT.2009.2023522))
- [15] Yuki Atsumi, Manabu Oda, Joonhyun Kang, Nobuhiko Nishiyama, and Shigehisa AraI, “Athermal wavelength filters toward optical interconnection to LSIs,” *IEICE Transactions on Electronics*, vol. 95-C, no. 2, pp. 229-236, 2012. (doi: [10.1587/transele.E95.C.229](https://doi.org/10.1587/transele.E95.C.229))
- [16] Ashok V. Krishnamoorthy, Xuezhe Zheng, Guoliang Li, Jin Yao, Thierry Pinguet, Attila Mekis, Hiren Thacker, Ivan Shubin, Ying Luo, Kannan Raj, and John E. Cunningham, “Exploiting CMOS manufacturing to reduce tuning requirements for res-

onant optical devices,” IEEE Photonics Journal, vol. 3, no. 3, pp. 567-579, 2011.
([doi: 10.1109/JPHOT.2011.2140367](https://doi.org/10.1109/JPHOT.2011.2140367))

第4章

波長選択移相型

波長選択スイッチ

4.1 はじめに

第3章では、MRRにより波長分波した後MZIで経路を切り替えるWSSを提案し、その特性について議論した。このWSSの大きな問題として、出力される光波は、分波と合波のために必ず2つのMRRを透過するので、それら2つのMRRの共振波長が不一致の場合、WSSの挿入損失をもたらすという点であることを指摘した。MRRの共振波長は、製作後のトリミングにより調整することが可能ではあるが、第4章では、これに対する1つの対策として、波長毎に分波してから経路選択するのではなく、MZI中に特定の波長のみに対して移相を与える波長選択移相器を使用する新たな構造を提案し、この構造のWSSについてその特性を議論する。

4.2 波長選択移相器

本章で提案するWSSの構造は、波長選択移相器(Wavelength-Selective Phase Shifter: WSPS)をMZI中に挿入するものである。WSPSは、MZIにおいて特定の波長にのみ干渉導波路間に位相差を与える構造であり、これによって特定の波長のみに対し

てスイッチングを行うことができる。

動作の概念図を、図 4.3 に示す。MZI の干渉導波路間に渡って WSPS が存在する（同図 (a)）。ここで、特定の波長の光波に対してのみ適当な位相差を与えることによって、その波長チャンネルのみをスイッチングすることができる（同図 (b)）。波長チャンネルによって合分波する構造では、分波-経路選択-合波という順で処理を行うため、回路としての素子配置も一般にはその順になり、分波と合波を行う素子間の距離は離れがちになってしまう。一般に、製作誤差による特性ばらつきはチップ内での距離が長いほど大きくなるため、合波と分波が離れている構造は、製作誤差の影響を受けやすい構造であると考えられる。ここで示す WSPS による WSS は、結合器-WSPS (λ_1) - WSPS (λ_2) -...-結合器という構造となり、ある波長に対する処理を一箇所にまとめることができる。これにより、回路内での配置も近接させることが容易となる。このように、WSPS を用いた WSS は、素子特性の面内ばらつきという観点では、製作誤差に強い構造である。

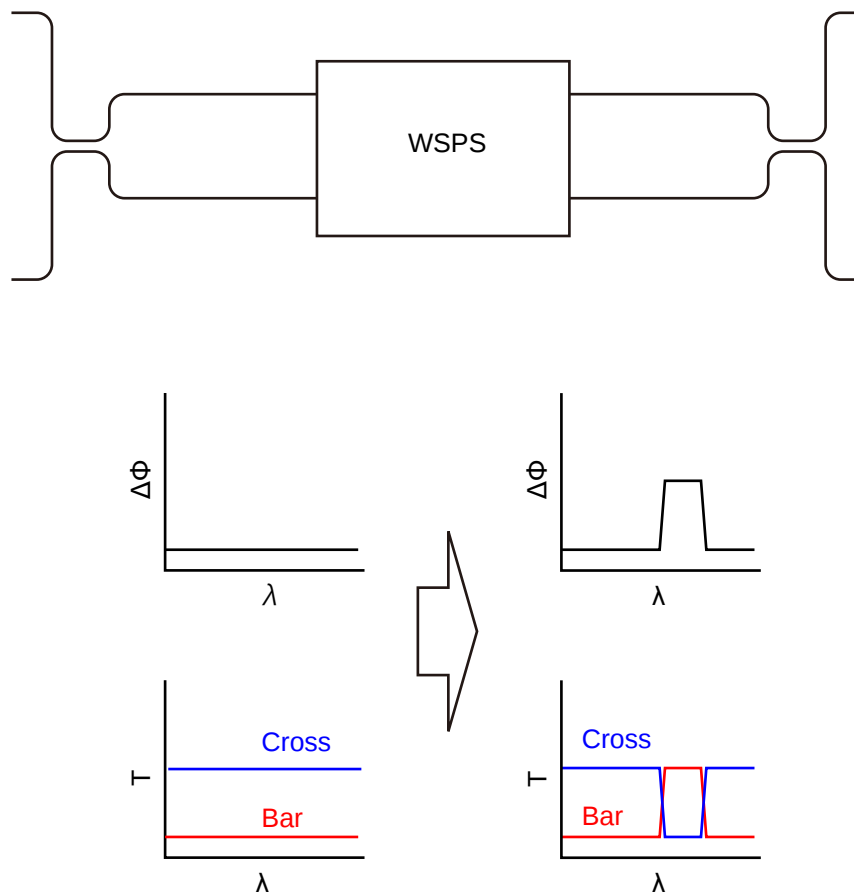
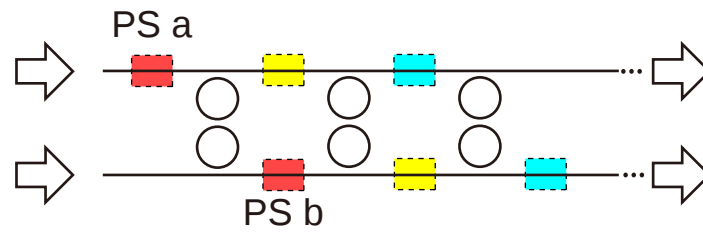
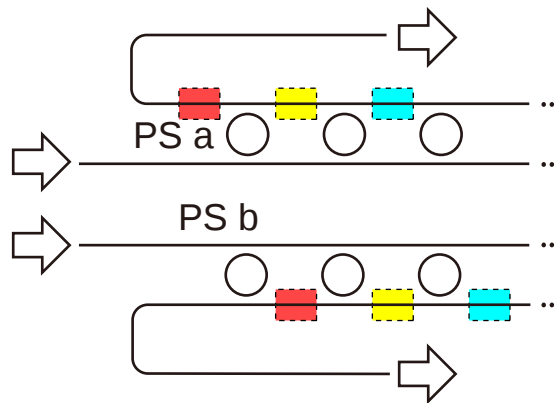


図 4.1 WSPS による WSS



(a)



(b)

図 4.2 WSPS 構造 (a) 構造 I (b) 構造 II

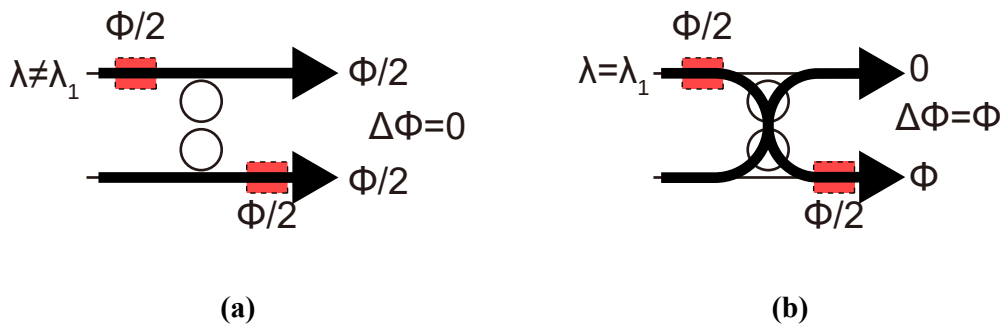


図 4.3 WSPS の動作原理 (構造 I)

実際の WSPS の構造として、図 4.2 に示す構造を提案する。いずれの構造でも、MZI の双方のアームに移相器 (Phase Shifter: PS) が配置され、PS に対応して MRR が配置されている。MRR で共振する光波は PS によって位相差を受け、それ以外の波長の光波は位相差を受けない構造となっており、これによって波長選択的な経路制御を実現する。

具体的な動作原理を図 4.3 に示す。MRR に結合しない波長では、光波は両アーム

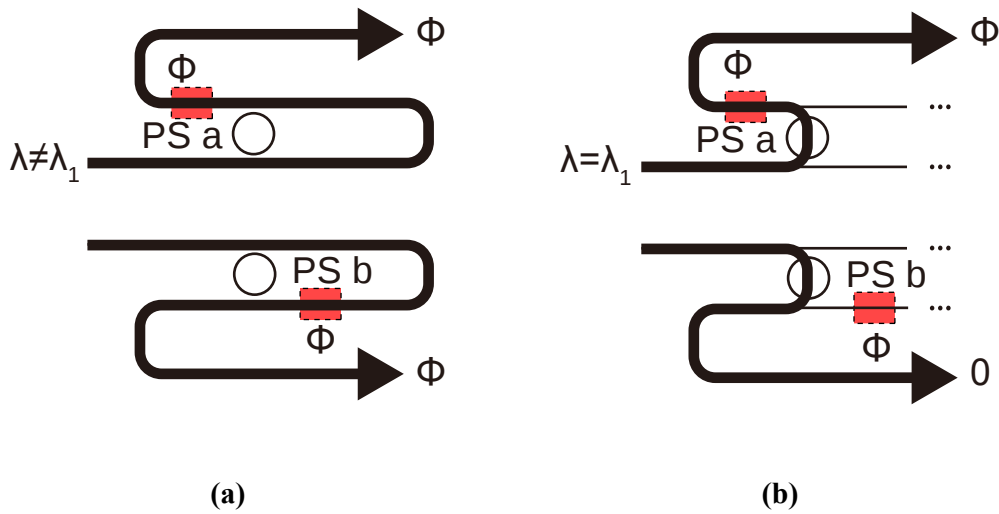


図 4.4 WSPS の動作原理（構造 II）

ムにおいて一つずつ PS を通るためアーム間で移相が釣り合い、位相差は 0 となる。一方、MRR に結合する光波は、片方の経路だけ PS を通り、他方は PS を通らない。このため、この MRR で結合する波長の光波は、PS a 及び PS b による位相差を受ける。このようにして、特定の波長にのみ位相差を与える WSPS として働く。

図 4.2 (a) に示した構造 I では、上下のアーム間に配置された MRR に結合する特定の波長のみ反対側のアームに遷移する。このとき、上側のアームから下側のアームに遷移する経路の光波は対角に配置された二つの PS を通過するが、下側のアームから上側のアームに遷移する経路の光波は PS を通過しない（図 4.3 (a)）。これによって、二つの経路間に PS 2 つ分の位相差が与えられる。MRR で結合しない光波は、そのままそれぞれのアームに配置された PS を 1 回ずつ通過するため、位相差を受けない（図 4.3 (b)）。

この構造は 2 段（もしくは偶数個の）の MRR を用いる必要があるが、非常に近接した場所に MRR を配置するため、製作誤差による MRR 間のばらつきや、動作時の温度分布による MRR 特性の変化などによる共振波長の不一致は起きにくい構造となっている。また、MRR による波長フィルタは動作時には固定の波長しか通すことがないように動作し、位相差を与える部分とは独立であるため、Hitless に動作する。しかし、MZI を構成する 2 本のアーム間で光パワーの授受を行う構造であるため、理想的に全パワーが透過する場合は通常の MZI と同様に動作するが、残留パワーが存在する場合は所望の経路を通った光波と残留光波が干渉し、スイッチとしての消光特性を劣化させる可能性がある。これについては後で詳しく議論する。

図 4.2 (b) に示した構造 II の WSS は、図 4.4 に示すように MRR を透過する光波

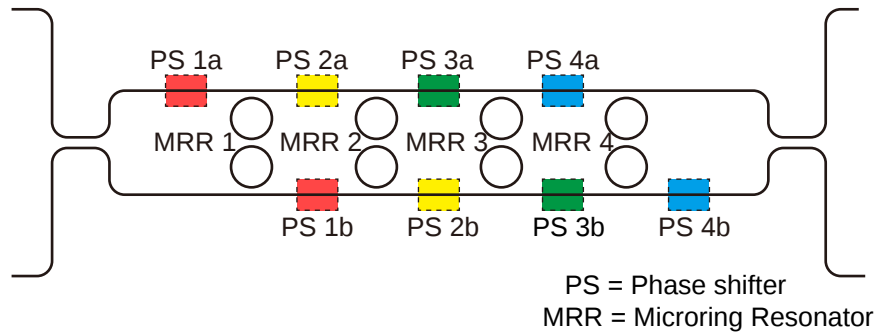


図 4.5 WSPS 型 WSS

は一方のアームのみの PS を通過するが、それ以外の光波については MRR を透過しないため、アームに配置された全ての PS を通るため、いずれのアームを通る経路でも移相は等しくなり位相差が発生しない。すなわち、MRR で選択された波長のみが PS 1 つ分の位相差を受ける。

この構造 II は、アーム上に PS を配置する必要から、構造 I と比較すると同じ波長に対応する MRR を離れた位置に配置する必要があるが、合分波型の WSS に比べれば 1 つの波長に対する WSPS を近傍に配置することが容易なので、製作誤差に強い設計が可能である。また、干渉計のアーム間で光パワーの授受があるわけではないため、どの MRR にも結合しなかった光は放射して干渉に関与することがないように構成すれば、選択された波長の光波については全て MRR を透過した光波であると考えられ、そのパワーも等しくなるため、MZI そのままの消光特性が得られると期待される。ただし、MRR に結合する光波を考えると、片方は PS を通るが他方は PS を通らないため、構造 I と比較すると 2 倍の PS が必要となる。

図 4.3、図 4.4 では 1 波長チャネルに対する構造のみを示してあり、図 4.2 に示したようにそれを波長チャネル数分だけ接続することによって、波長チャネル数を増やすことができる。

これらの WSPS は、上記のような特徴がある。特に、製作誤差に対して強いと考えられる構造 I のものについて検討する。

4.3 構造特性の検討

図 4.5 に示す WSS 構造 I について検討する。この WSS 構造は、中央に WSPS が

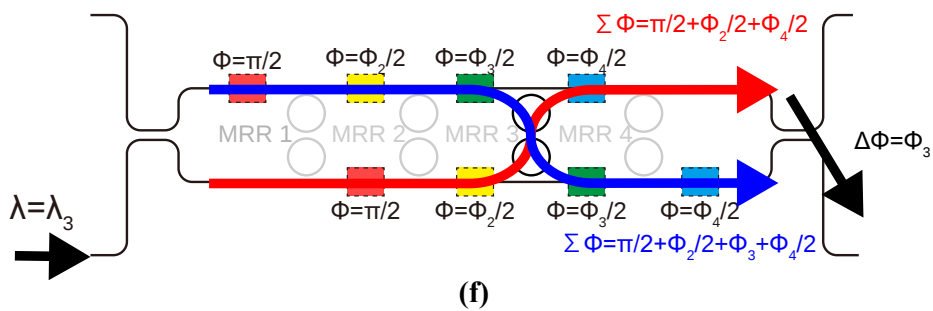
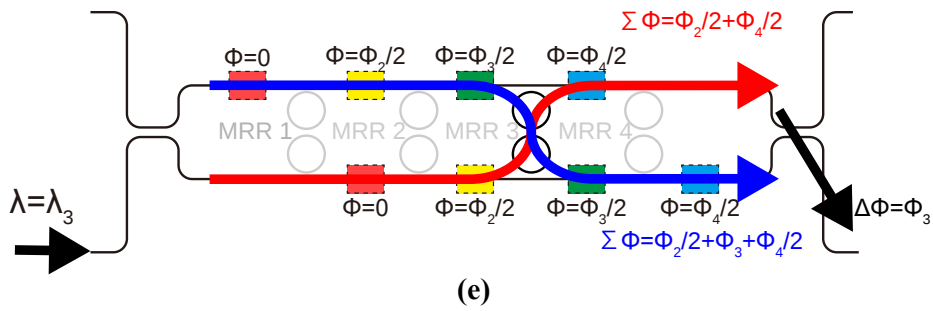
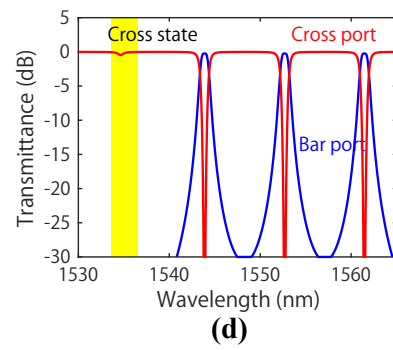
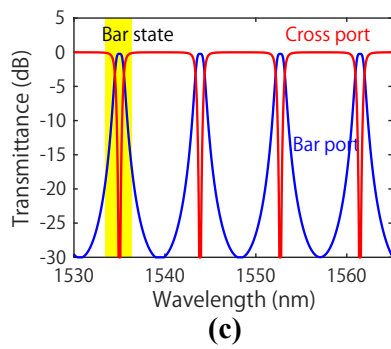
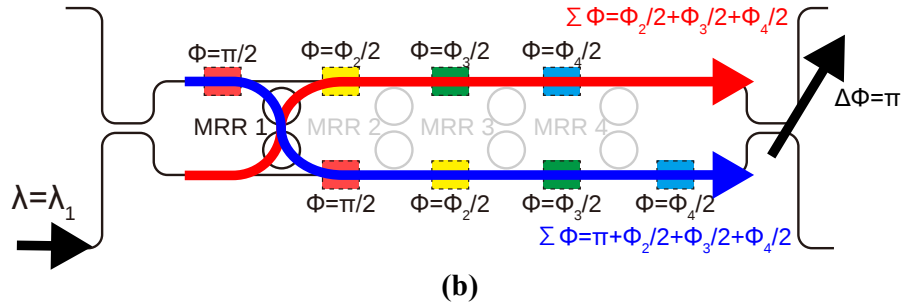
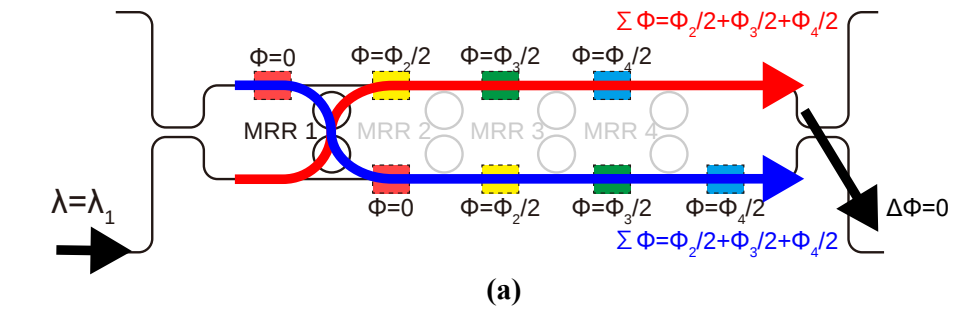


図 4.6 WSPS 型 WSS の動作原理 (a)-(c) Bar 状態 (d)-(f) Cross 状態

並んでおり、それ含む MZI からなる。

WSPS の動作は先に説明したとおりだが、 $\lambda = \lambda_1$ の光波に対する WSPS の移相が 0 から π に変化する際の $\lambda = \lambda_1$ の光波と、それとは波長が異なるチャネルの光波として $\lambda = \lambda_3$ を考えた場合の WSS 動作について、図 4.6 に示す。

まず、WSPS による移相が 0 である場合、 $\lambda = \lambda_1$ の光波はそれぞれのアーム間の位相差がなく、Bar ポートに出力される（アームの上下が入れ替わるため単純な MZI とは逆になる）（図 4.6）。それ以外の波長チャネル（ex. $\lambda = \lambda_3$ ）については、その波長チャネルに関する移相だけを受け、その他の移相は打ち消し合う（図 4.6 (b)）。この時、全ての波長チャネルで位相差を与えないと、図 4.6 (c) のような伝達波長特性となる。

また、 $\lambda = \lambda_1$ の WSPS による移相が π であるとき（2 つある PS のそれぞれが $\pi/2$ の位相変化を与える）は、 $\lambda = \lambda_1$ の光波はアーム間で合計 π の位相差を受けるため Cross ポートに出射される（図 4.6 (e)）。一方、 λ_1 以外の波長チャネルについては、合計の位相差が変化しないので Bar ポートから出力される（図 4.6 (f)）。この時の波長特性が（図 4.6 (d)）である。また、どの MRR を透過することがなかった光波は常に位相差が存在しないため、Cross から出力される。

4.4 特性解析

この構造においては、先に述べた通り、図 4.7 (a) に示すような MRR に結合しきれなかった光波（I）や、設定された MRR 以外の MRR を透過してしまう光波の成分がメインの経路を通過する光波（II）と干渉してしまう可能性がある。同図 (b) にそれぞれの影響に関わる MRR の特性を波長特性の図で示した。I は共振時に透過しきれず Through ポートから出力される光波であり、II は隣の波長チャネルの MRR により遮断しきれない光波を示しており、共振波長から波長チャネル間隔分離れた波長での漏洩成分である。これらの比が大きければ干渉において主成分に対して与える影響が小さくなる。ここで I 段の MRR のものであるが第 3 章で示した I 段 MRR の特性を、再度図 4.8 に示す。この図から、明らかに I による寄与のほうが II に比べて大きいため、マルチパスの影響が出やすいと考えられる。そのためここでは、共振状態における Through ポートへの残留成分（I）の影響について議論する。まず、WSS の特性に影響を与えるパラメータとして、図 4.7 (b) に示した I に相当する共

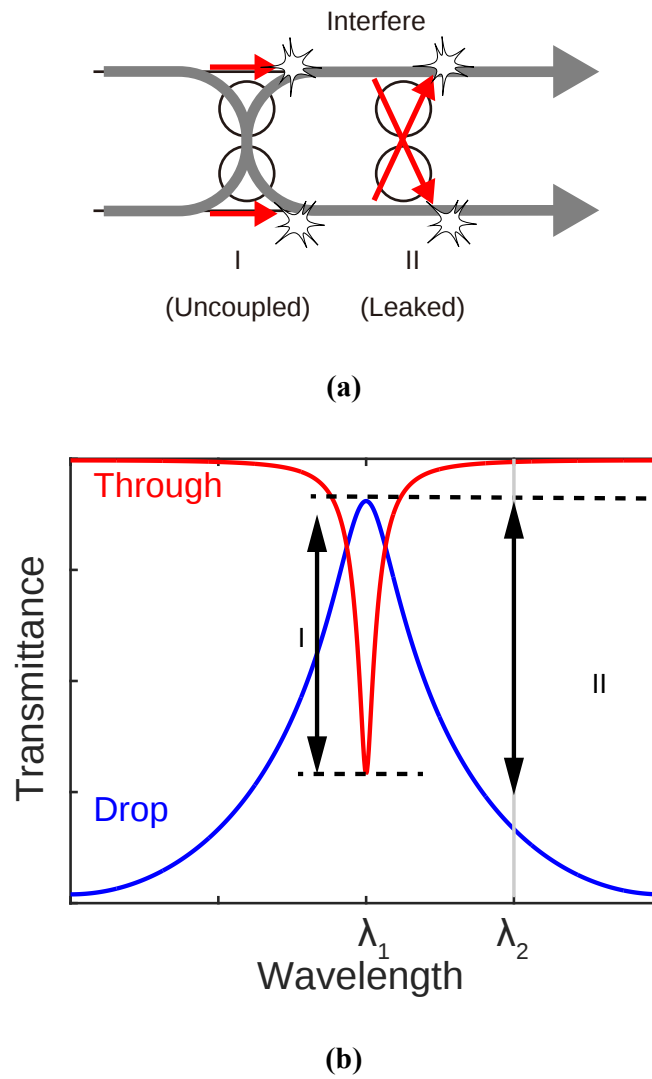


図 4.7 マルチパス (a) 発生箇所 (b) 関係する特性

振時 Through/Drop 伝達比

$$R = \frac{T_{\text{Drop}}}{T_{\text{Through}}} \Big|_{\beta L=0} \quad (4.1)$$

と式 (2.78) で示した DC の等分岐特性からの偏差

$$\Delta = 2(\kappa^2 - 0.5) \quad (4.2)$$

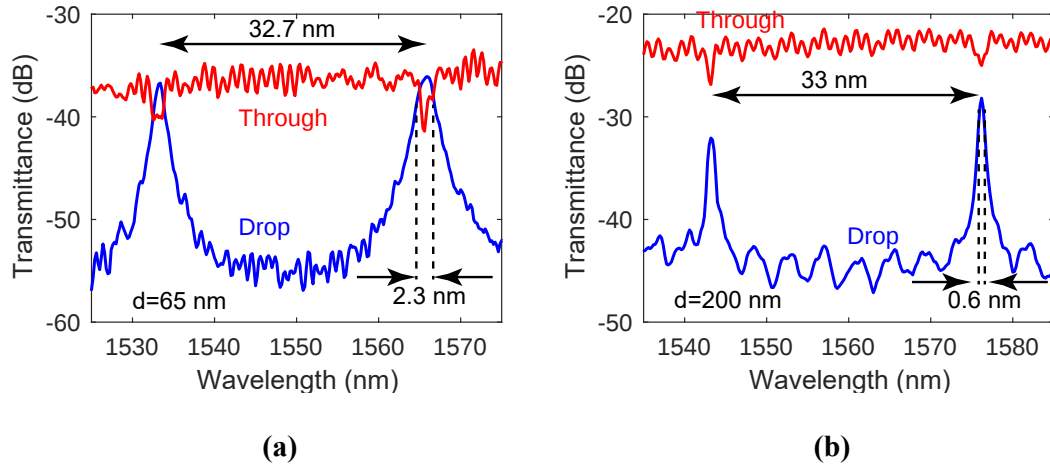


図 4.8 MRR の波長特性の測定結果

を考える。 $R = r \exp j\psi$ とおくと、偏角 ψ は式 (2.100)、(2.101) より次の式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 \psi &= \angle[T_{\text{Drop}}] - \angle[T_{\text{Through}}] \\
 &= \angle \left[\frac{j \exp(-\alpha L) (1 - t_1^2) \sqrt{1 - t_2^2}}{t_1 \exp(-2\alpha L) - (1 + t_1^2)t_2 \exp(-\alpha L) + t_1} \right] \\
 &= \begin{cases} +\pi/2 & \text{at } t_2 < t_0 \\ -\pi/2 & \text{at } t_2 > t_0 \end{cases} \quad (4.3)
 \end{aligned}$$

ただし

$$au_0 = \frac{\exp(-\alpha L) + \exp(\alpha L)}{au_1 + au_1^{-1}} \quad (4.4)$$

である。したがって、

$$R = \pm jr \quad (4.5)$$

となる。 $t_2 = t_0$ の近傍では、MRR の Drop ポート伝達係数が平坦になる条件であるので、その条件を用いると、式 (4.5) の符号はどちらも取りうる。そのため、デバイスの要求特性を考える際には、双方の符号を考えて厳しい方の条件を考慮する必要がある。

WSS の解析は他の MRR によるマルチパスの影響は考えないので、図 4.9 (a) に示す 1 波長チャンネルのモデルで考えることができる。この時の光波の伝達を、図 4.9 (b) に示す。

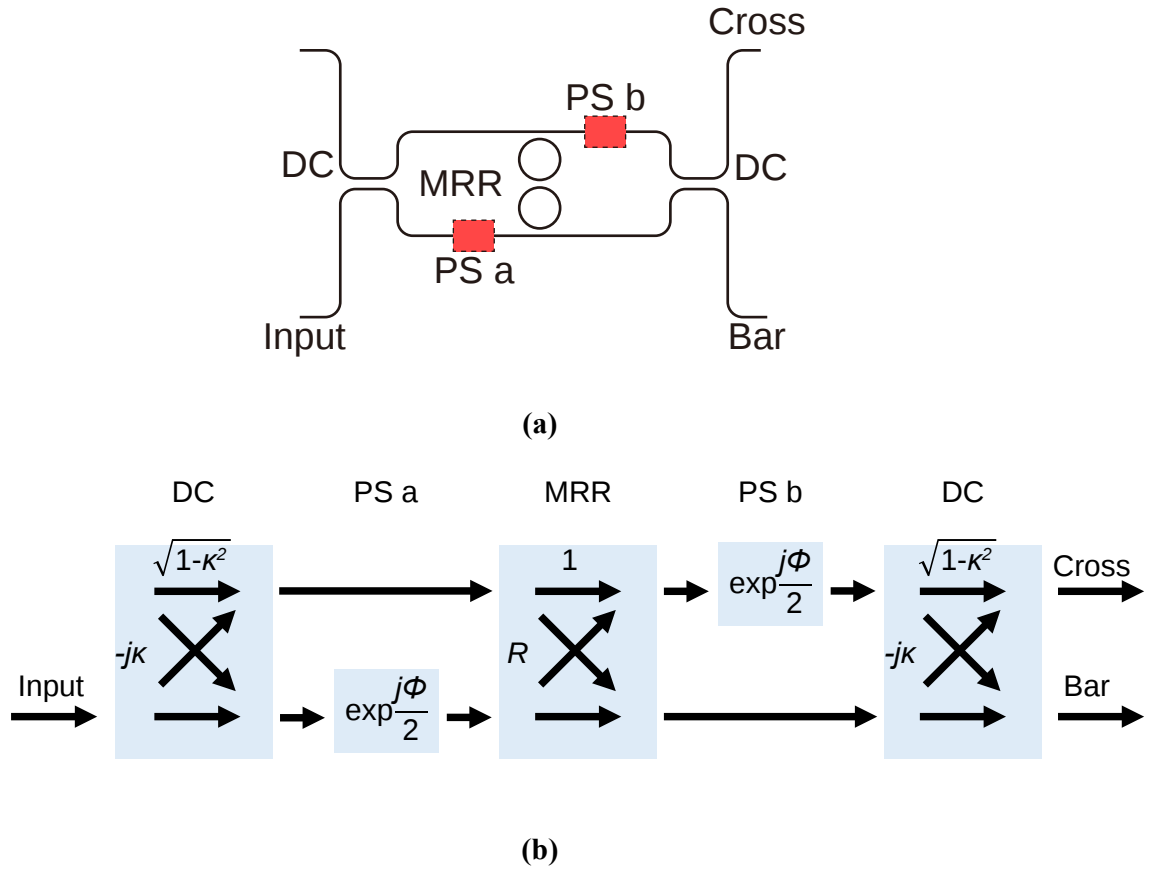


図 4.9 計算モデル (a) 回路形状 (b) 伝達係数

この時、WSS 全体の伝達行列は、次に記す各光学要素の伝達行列

$$T_{DC} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{1-\Delta}{2}} & -j\sqrt{\frac{1+\Delta}{2}} \\ -j\sqrt{\frac{1+\Delta}{2}} & \sqrt{\frac{1-\Delta}{2}} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$T_{MRR} = \frac{1}{\sqrt{1+r^2}} \begin{bmatrix} 1 & \pm jr \\ \pm jr & 1 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$T_{PSa} = \begin{bmatrix} \exp j\frac{\phi}{2} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$T_{PSb} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \exp j\frac{\phi}{2} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

を用いて、次の式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} T_{\text{Bar}} \\ T_{\text{Cross}} \end{bmatrix} = T_{\text{DC}} T_{\text{PSb}} T_{\text{MRR}} T_{\text{PSa}} T_{\text{DC}} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

ここで、MRR の損失は単に定数倍として全体の伝達係数にかかるので無視している。この時、パワー伝達係数は

$$|T_{\text{Bar}}|^2 = \frac{1}{1+r^2} \left[\frac{r^2}{2} (1 + \cos \phi) (1 - \Delta^2) \mp 2r\Delta\sqrt{1-\Delta^2} \cos \frac{\phi}{2} + \Delta^2 \right] \quad (4.11)$$

$$|T_{\text{Cross}}|^2 = \frac{1}{1+r^2} \left\{ \frac{r^2}{2} [1 + \Delta^2 - (1 - \Delta^2) \cos \phi] \pm 2r\Delta\sqrt{1-\Delta^2} \cos \frac{\phi}{2} + (1 - \Delta^2) \right\} \quad (4.12)$$

で、表される。ここでスイッチングに関わる ϕ について $\cos \phi$ と $\cos \phi/2$ の項が存在するが、

$$\frac{r^2(1-\Delta^2)}{2} \gg 2r\Delta\sqrt{1-\Delta^2} \quad (4.13)$$

すなわち

$$r \gg \frac{4\Delta}{\sqrt{1-\Delta^2}} \quad (4.14)$$

であると考え、 $\cos \phi$ の変化が支配的であると考えることができ、 $\phi = 0, \pi$ でスイッチングする。

$\phi = 0$ のとき、Bar ポートにおいて出力は極大となり

$$|T_{\text{Bar}}|_{\phi=0}^2 = \frac{a^2}{1+r^2} \left(r\sqrt{1-\Delta^2} \mp \Delta \right)^2 \quad (4.15)$$

$$|T_{\text{Cross}}|_{\phi=0}^2 = \frac{a^2}{1+r^2} \left(r\Delta \pm \sqrt{1-\Delta^2} \right)^2 \quad (4.16)$$

と表される。また $\phi = \pi$ のとき Cross ポートにおいて出力は極大となり

$$|T_{\text{Bar}}|_{\phi=\pi}^2 = \frac{a^2}{1+r^2} \Delta^2 \quad (4.17)$$

$$|T_{\text{Cross}}|_{\phi=\pi}^2 = \frac{a^2}{1+r^2} [r^2 + (1 - \Delta^2)] \quad (4.18)$$

となる。復号は R の符号に対応するが、式 (4.15) (4.16) は Δ の符号の反転によって復号が反転する。要求トレランスという観点から考えると、 Δ は絶対値で考えるべきであり、いずれの符号においても要求を満たす条件を考える必要がある。そのため、以下の議論では、数値的に処理するために $R = +jr$ として表示するが、最終的には両符号で考える。

式(4.16)と(4.17)が、それぞれ Corss ポートと Bar ポートにおいて出力が最小となる時のパワー伝達係数を与える。Bar ポートでは、 Δ もしくは r が理想的な状態 ($\Delta = 0$ or $r \rightarrow \infty$) であれば $|T_{\text{Bar}}|_{\phi=\pi}^2 = 0$ となり、完全に消光する。一方、Cross ポートにおいては、 Δ 及び r のいずれもが理想的な状態であるときのみ完全に消光することがわかる。これより、Bar ポートは消光されやすく、Cross ポートが消光されにくいと言える。これは、途中に配置された MRR で上下のアームを切り替えるため逆になっているが、通常の MZI でも同様の特徴がある。

4.4.1 挿入損失

式(4.18)と(4.15)は、それぞれ Corss ポートと Bar ポートにおいて出力が最大となるスイッチ状態でのパワー伝達係数を与える。この伝達係数が1に満たない分が挿入損失となる。この挿入損失を、図4.10示した。Cross ポート、Bar ポートにおいて、WSS による透過時の過剰損失は殆どないことがわかる。

4.4.2 スイッチング比

透過状態におけるパワー伝達係数と遮断状態におけるパワー伝達係数の比をスイッチング比とよび、次式で与えられる。

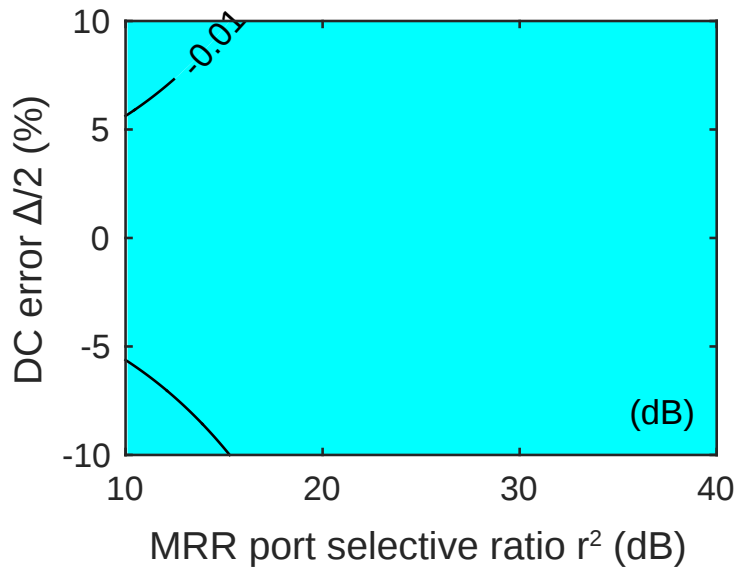
$$S_{\text{Bar}} = \frac{|T_{\text{Bar}}|_{\phi=0}^2}{|T_{\text{Bar}}|_{\phi=\pi}^2} = \frac{(r\sqrt{1-\Delta^2} \mp \Delta)^2}{\Delta^2} \quad (4.19)$$

$$S_{\text{Cross}} = \frac{|T_{\text{Cross}}|_{\phi=\pi}^2}{|T_{\text{Cross}}|_{\phi=0}^2} = \frac{r^2 + (1 - \Delta^2)}{(r\Delta \pm \sqrt{1 - \Delta^2})^2} \quad (4.20)$$

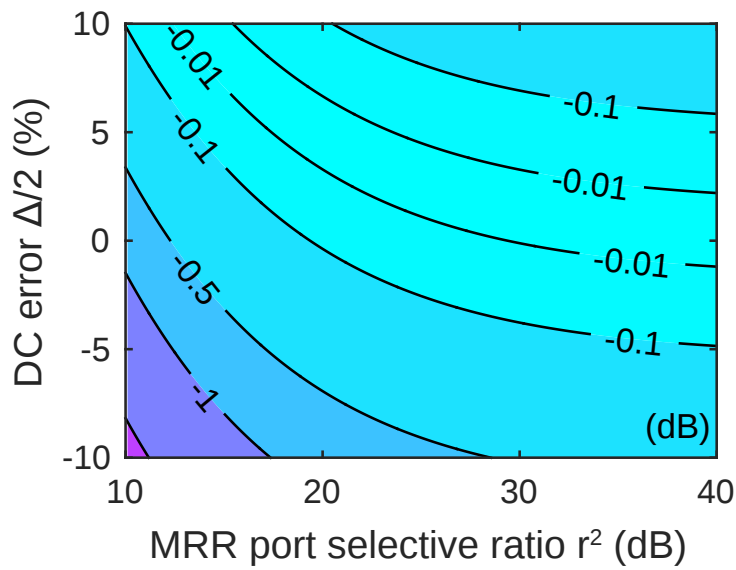
スイッチング比は、スイッチにおけるクロストークを表す。

DC における等分岐比からの差分 $\Delta/2$ と MRR のポート選択比 r を変化させてスイッチング比を計算した結果を、図4.11に示す。要求特性の1つの目安として $S > 20$ dB を考えると、Bar ポートにおいては図示した $r^2 > 10$ dB、 $|\Delta|/2 < 10\%$ の範囲内で、常に $S > 20$ dB が満たされており容易に達成できることがわかる。既に述べたように、Bar では消光が達成しやすいということと、両ポートにおいて透過状態のパワー伝達係数はあまり大きく変化しないため、消光しやすいということが高いスイッチング比となって表れている。

一方、Cross ポートにおいては、図中に黄色線で示すように、 $S > 20$ dB の条件は Bar ポートに比べて容易ではない。ここで、 r が大きく $|\Delta|$ が小さい条件で高いスイッ



(a)

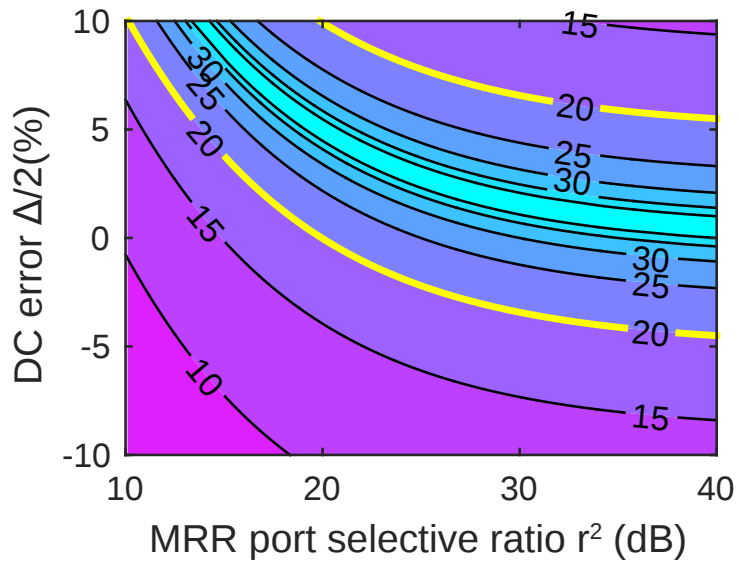


(b)

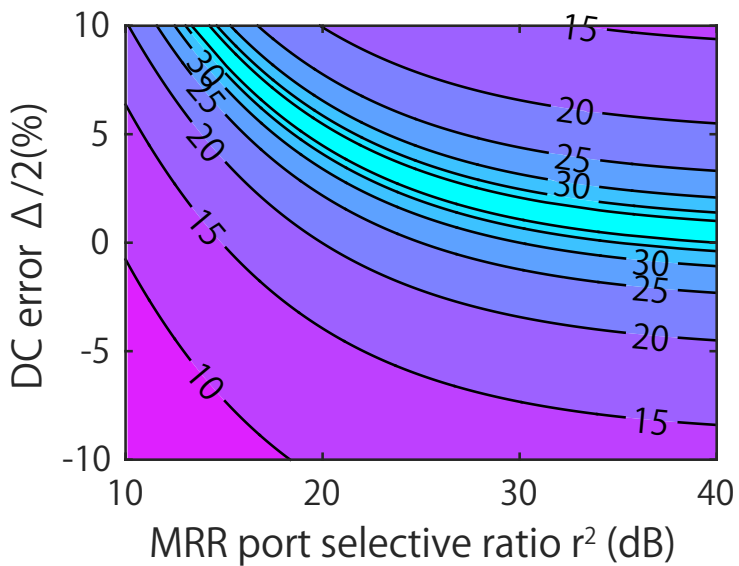
図 4.10 透過状態における WSS の伝達 (a)Cross ポート (b)Bar ポート

チング比が得られことは物理的に容易に理解できるが、 r 及び Δ が理想的な特性から離れた状態、例えば $\Delta/2 = 8\%$ 、 $r^2 = 15\text{dB}$ においても高いスイッチング比が達成可能である。これは、DC の分岐比アンバランスが MRR を透過しない成分によって、ちょうど打ち消されるためであると考えられる。式 (4.16) より、 $|T_{\text{Cross}}|_{\phi=0}^2 = 0$ となる条件として、

$$\Delta = \pm \frac{1}{\sqrt{r^2 + 1}} \quad (4.21)$$



(a)



(b)

図 4.11 WSS スイッチング比 (a)Cross ポート (b)Bar ポート

が得られる。復号は R の符号と同じである。この効果を用いることにより、製作トレランスが大きく、MRR の特性もあまり要求されない設計が可能であるかもしれない。しかし、先に議論したように、フラットフィルタを用いようとするこの符号は容易に反転してしまい、特性が著しく劣化する（図 4.10 と 図 4.11 において上下鏡像反転に相当する）ため、この領域を用いることは適当ではない。そこで、ここでは DC、MRR に対する条件を、理想的な特性に近い範囲に絞って考える。条件と

して様々な組み合わせが考えられるが、実現可能であると考えられる条件として

$$r^2 > 22 \text{ dB}$$

$$\left| \frac{\Delta}{2} \right| < 1\%$$

を考える。この条件を満たす範囲内で、Cross ポート、Bar ポートいずれにおいても $S > 20 \text{ dB}$ が実現できる。

4.4.3 要求特性

前節において、DC の分岐比誤差と MRR の共振時のポート選択特性について、スイッチング比 $S > 20 \text{ dB}$ となる条件を議論した。この節においては、この条件の実現可能性について考える。

まず、DC の分岐比 50 % からの誤差として課せられる条件 $\Delta/2 < 1\%$ については、結合長を調整することにより実現可能であるが、問題となるのは製作誤差と波長依存性による分岐比の変化である。製作誤差については、第 3 章で議論したので、ここでは波長依存性について議論する。WSPS 型 WSS では、すべての波長において 1 つの DC が $\Delta/2 < 1\%$ の分岐比で動作する必要がある。要求される帯域は WDM で使用する帯域幅によるが、様々な広帯域化手法が提案されている [1]。

例えば、異なる導波路幅など非対称の結合導波路を用いることにより波長に対して平坦なピーク分岐比を所望の値に設計する方法 [2]、複数の導波路幅や経路長差を用いて干渉計として波長特性を打ち消す方法 [3, 4]、多モード干渉計 (Multi-Mode Interferometer: MMI) を用いる方法 [5] などの様々な手法が提案されている。特に Lu らは、シリコン導波路上で実際に 1550nm 帯において分岐比偏差 $\pm 5\%$ を 50 nm 幅の帯域で実現しており、測定ノイズの影響を除けば、より分岐比偏差は小さいと考えられる。

また、MRR の共振時のポート選択特性については、MRR の FSR を維持したまま損失を低減し、共振時において消光を強くすることは困難であるが、狭帯域のものであれば共振時のポート選択比が 20~25dB 程度の MRR は多く報告されている (ex. Xiao[6]: ~22dB, Dehlem[7]: 20, Eid[8]: ~20 dB)。また、第 efchap:design 章で述べた設計例のように製作誤差を抑えて製作することができれば、広帯域で消光比が大きいものも実現可能であると考えられる。

4.5 要素素子の設計

MRR 及び DC は 3.5 節において設計を行った。本節では、特性の改善と要求特性の違いがあるため、再度、設計を検討する。

4.5.1 広帯域方向性結合器

まず、DC は動作帯域全体で等分岐である必要がある。第3章で議論した MRR 分岐型の WSS において、MZI は選択した波長の信号しか扱わないため、その波長で DC は等分岐であればよかった。一方、WSPS 型の WSS では、1 つの DC が動作帯域全体で等分岐特性を持つことが要求される。そこで本研究では、前述の幾つかの手法のうち、非対称導波路を用いる手法で波長帯域の拡大を図った。これは、2.4 節で議論したモード結合理論で、位相整合していない場合に、最大結合率が 100 % より小さくなる現象を利用したもので、最大のパワー結合率は式 (2.61) から次式で与えられる。

$$\kappa_{\max}^2 = \frac{\chi^2}{\chi^2 + \Delta^2} \quad (4.22)$$

ここで、実際に 図 4.12 に示す断面構造の導波路を試作して設計を行った。その結果を 図 4.13 に示す。 $W_1 = 460 \text{ nm}$ 、 $W_2 = 470 \text{ nm}$ で $d = 250 \text{ nm}$ のとき、最大の結合率が約 0.5 となり、結合器長 $L = 37.5 \mu\text{m}$ において 図 4.13 (b) に示すような広帯域な分岐特性が得られた。目標とする誤差 1% 未満には収まっていないが、40 nm の波長範囲において 5 % 未満の誤差という方向性結合器が設計できた。前述の要求特性 $|\Delta|/2 < 1\%$ を満たしておらず、一層の特性改善が必要であるが、以下の製作においてはこの設計を用いた。

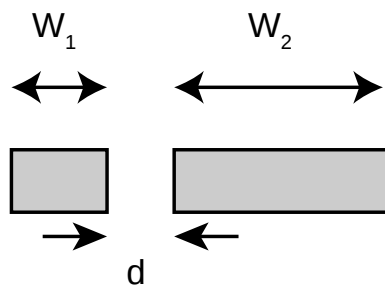
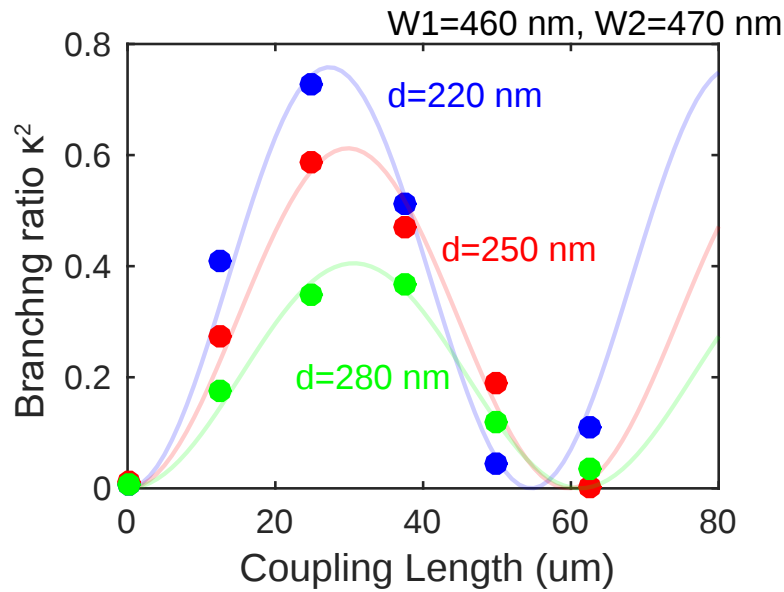
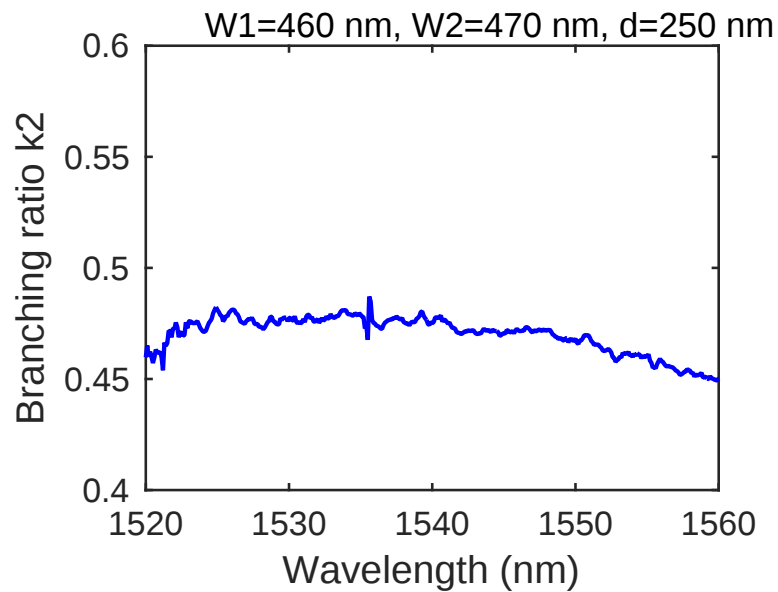


図 4.12 非対称 DC



(a)



(b)

図 4.13 非対称 DC の分岐特性 (a) 結合長依存性 (b) 波長依存性

4.5.2 2 段リング共振器

WSPS 型の WSS は 2 段 MRR が必要となる。第 3 章の議論の通り損失低減とフィルタ特性のフラットトップかのために FSR については、後でバーニヤ効果を用いて拡大を目指すこととして、共振器長を拡大して結合を強くした MRR を作製した。FSR を 10 nm、透過帯域幅を 1 nm になるように設計した。

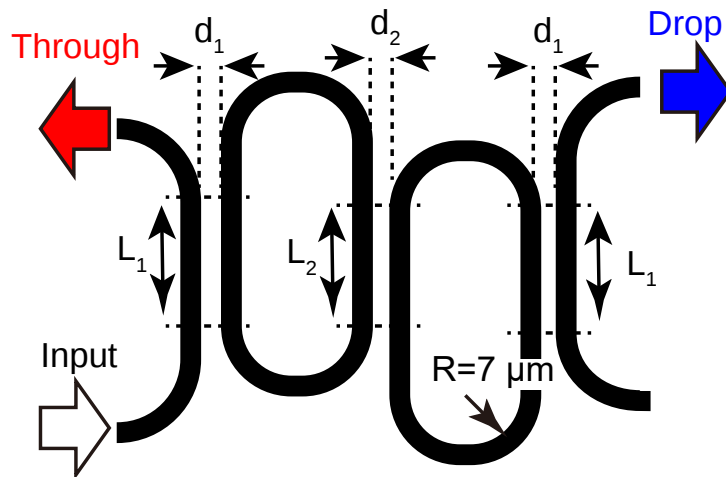


図 4.14 2 段 MRR の設計パラメータ

図 4.14 に構造を示す。まず、FSR の要求から共振器長（周回長）が $60\mu\text{m}$ と定まる。曲げ半径は、損失が十分小さくなるように $7\mu\text{m}$ とした。またリングの形状、導波路間隔を保ったまま並行部分の長さを調節することにより、特性の変化が正弦的になり設計しやすくなる。

結合器の間隔を $d_1 = 100\text{ nm}$ 、 $d_2 = 150\text{ nm}$ として試作を行い、 $L_1 = 7\mu\text{m}$ 、 $L_2 = 7\mu\text{m}$ の構造で良好なフラット特性かつ低損失な MRR が実現できた。図 4.15 に測定で得られた波長特性を示す。FSR は設計通り 10 nm 、透過帯域幅は 1 dB 帯域で 1.6 nm である。同図の伝達は参照導波路を基準としたものであるため、参照導波路自体の製作・測定誤差の影響により 0 dB を超えている箇所があるが、Drop ポート伝達の最大値は Through ポートの伝達とほぼ同じレベルであり、測定では MRR の損失が評価できないくらい小さいものであった。以下の製作にはこの設計を用いた。

ただし、共振時の Drop-Through ポート選択比は 6 dB と低く、改善する必要がある。測定から見積もられたリングの周回損失は 1 dB/round ($a=0.8$) 程度と、第3章で議論した小半径の MRR よりも損失が大きい。これは、第3章で議論した DC と同様に、近接した導波路の形成が設計通りに形成できなかったなどの理由が考えられる。一般に MRR は多段化によって自由度の高い設計が可能であるが、今回のように損失が大きい場合には設計が大きく制限されてしまう。そのため、MRR の周回損失を抑えることがポート選択比を大きくするために重要であるので、一層の検討が必要である。従来の小半径の MRR の方が損失が小さいということは、導波路間距離を大きくしつつ、直線導波路部分を長くするか曲がり形状の結合器とすることで、結合を保ちながら半径を小さくして損失の低減が図れるのではないかと考えられる。

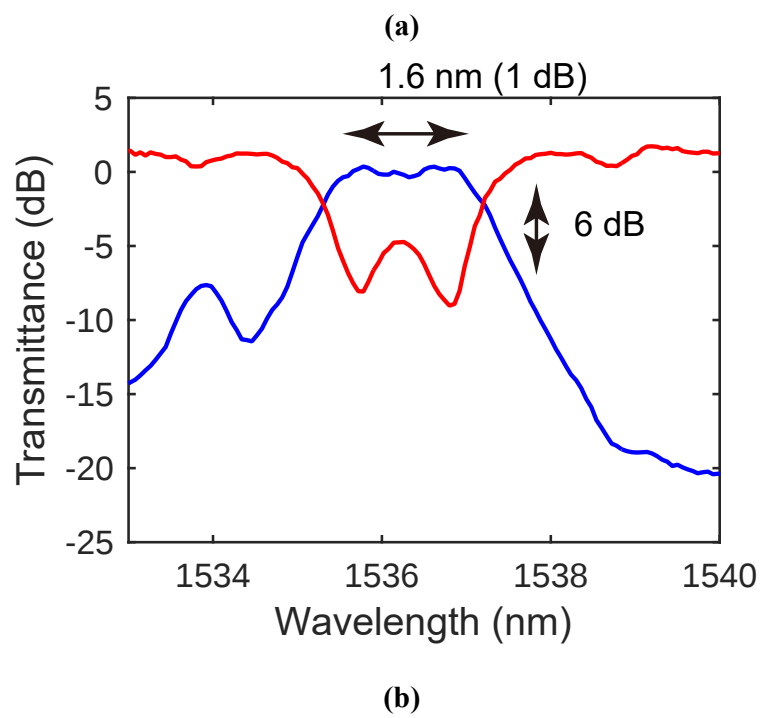
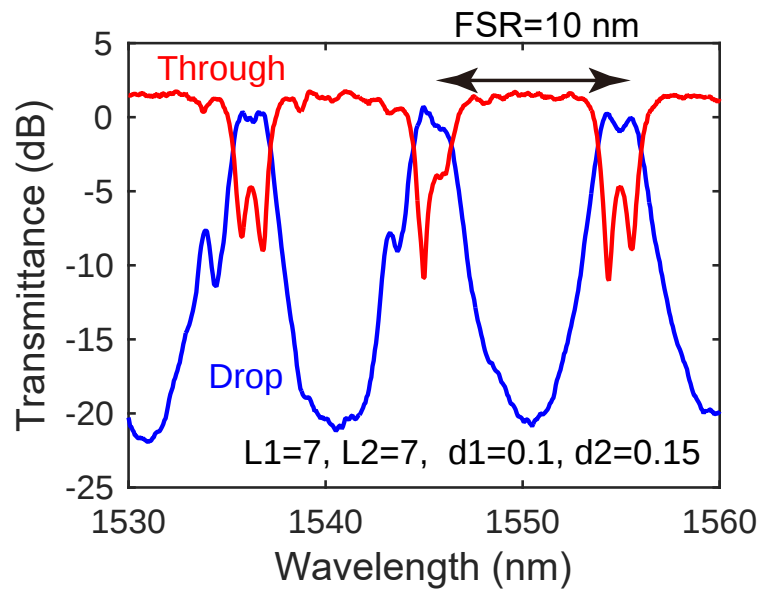


図 4.15 2 段 MRR の特性

4.6 1チャネル波長選択移相型波長選択スイッチの試作

以上の設計をもとに、1チャネルのWSSを初期検討として製作した。製作したWSSの顕微鏡写真を図4.16に示す。デバイスのサイズは全体で $1500 \times 450 \text{ mm}^2$ である。これについては特別に小さいとは言えないが、PSの長さやアーム間の距離などに大きな余裕を持った構成であるためであり、小型化の余地は大きい。また、上下のアームに2つずつCrヒーターを設置してあるが、以下の測定においては、図中にPS a、PS bと示した左下と右上のPSを使用した。また、2つのPSは電流源で制御し、ヒーターへの印加電圧を測定して印可電力を求めている。このWSSにおいて、印加電力を0 mW (off: 赤) から21 mW (on: 青) に変化させた場合の、Crossポート及びBarポートにおけるパワー伝達係数を、図4.17に示す。図4.17 (a)のCrossポートの特性を見ると、30 nmの帯域に3つの波長でパワー伝達係数のピークが観測される。これはMRRの透過帯域である。いずれのピークも、ヒーターに電力を印加することによって、ピークの中央の凹んでいる部分で6 dB、最大で16 dBのパワー伝達係数変化をもつスイッチングが得られた。一方、Barポートにおいては、凹んでいる部分で3 dB、大きいところで9 dBのパワー伝達係数変化が得られた（図4.17 (b)）。

特定の波長において、印可電力に対するパワー伝達係数の変化を測定した結果を、図4.18に示す。図4.18 (a)は、大きく変化している波長1545 nmにおける結果である。一方、図4.18 (b)は波長1550 nmにおける測定結果であり、変化が小さい。

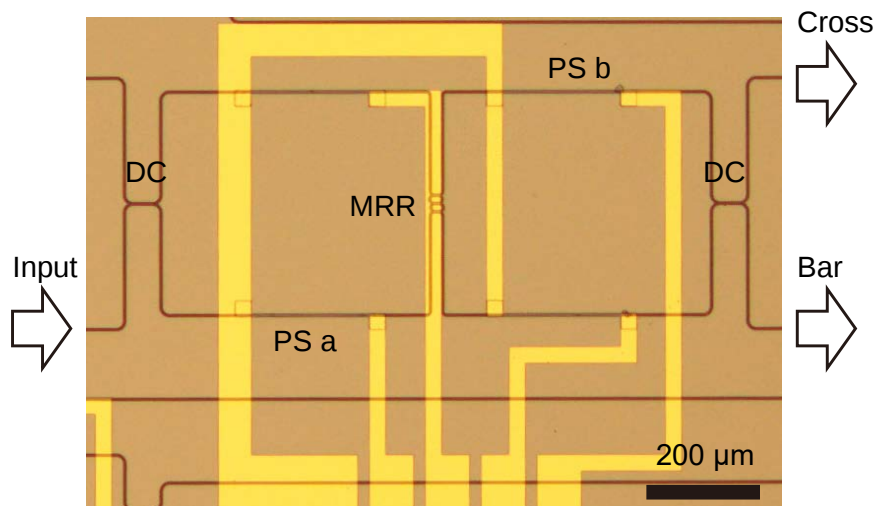
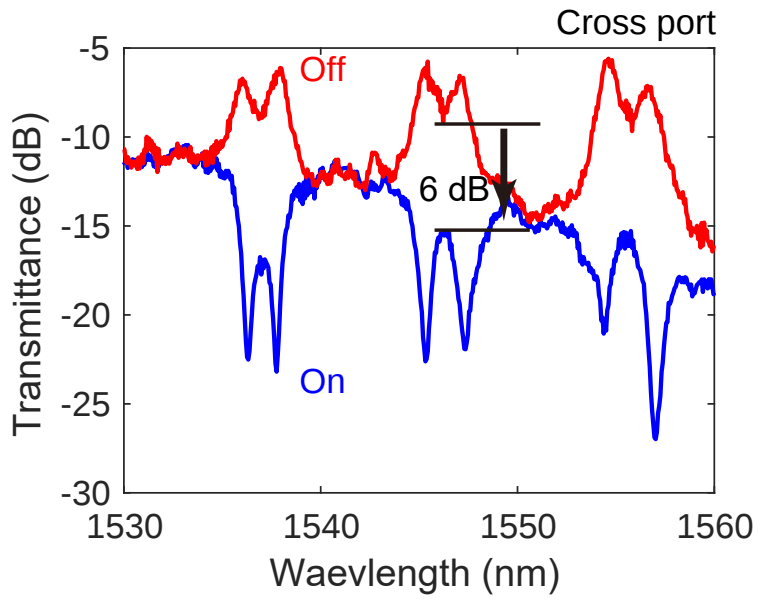
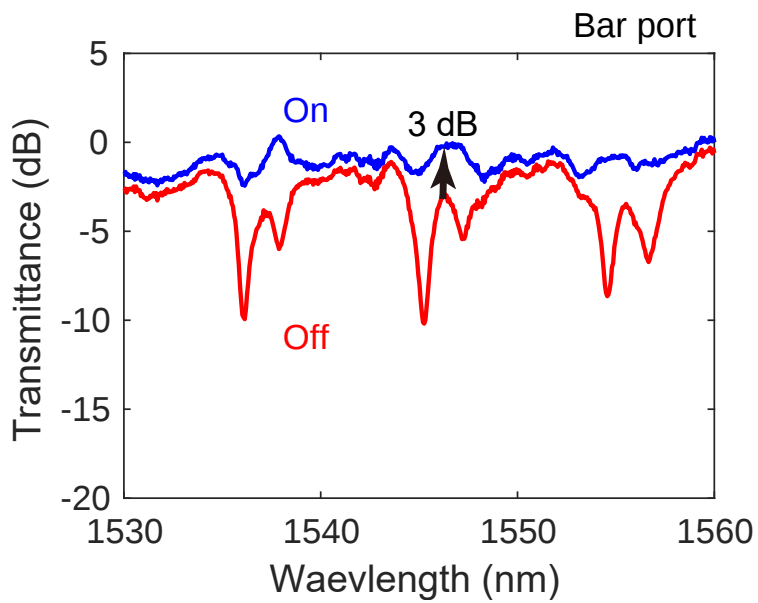


図4.16 製作したWSPS型WSS



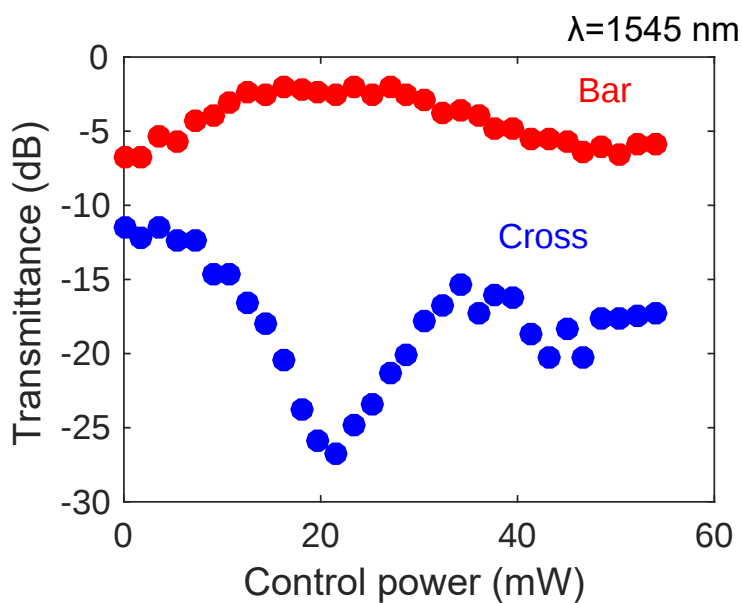
(a)



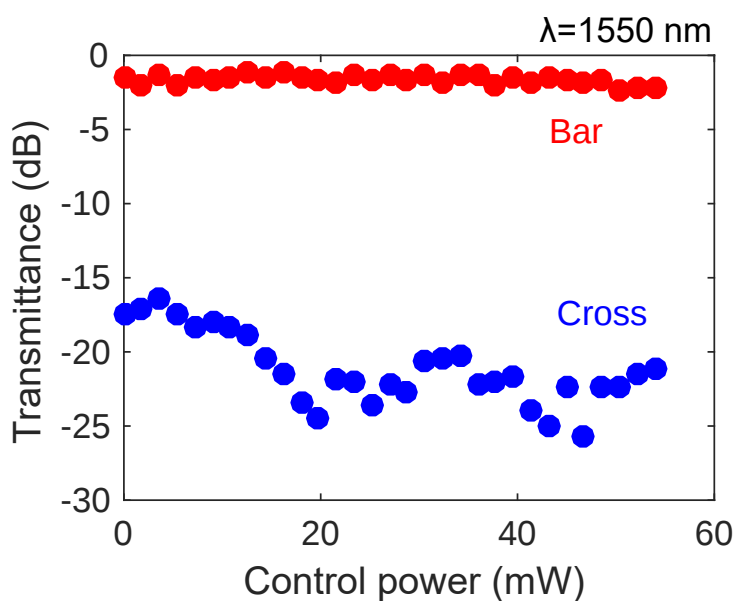
(b)

図 4.17 WSPS 型 WSS の動作（波長特性） (a)Cross ポート (b)Bar ポート

図 4.18 (a) から、Cross ポートと Bar ポートにおいて相補的に伝達係数が変化するスイッチング特性が観察できる。一方、波長 1550 nm においては Cross ポートが 5 dB 程度変化しているが、波長 1545 nm の結果と比較すると、極めて変化が小さい。これは動作原理通り選択波長以外に対する Hitless 性を確認できたことを示している。



(a)



(b)

図 4.18 WSPS 型 WSS の電力特性 (a) WSPS の対象波長 (1545 nm) (b) WSPS の対象でない波長 (1550 nm)

4.7 結果に対する検討

まず、WSPS 型の WSS を製作する第一のモチベーションであった製作誤差による MRR の特性偏差が小さく、その結果として挿入損失の増大が低減できるという点について考える。多数のデバイスを作製してその分布を評価したわけではないが、Bar

ポートのスイッチ On 時では挿入損失が極めて小さく、Cross ポートにおいても挿入損失は 5 dB 程度であった。このことから、第 3 章の波長分波型 WSS では達成できなかった損失低減の効果が確認されたといえる。挿入損失は、構造由来のものだけでなく、MRR の損失低減を行った効果も含んでいるが、特に Bar ポートにおいてほぼ無損失という特性は、WSS 構造を変更した効果が見られたものであると考えられる。

また、今回の制御対象波長チャネルの通過スペクトル形状はフラットではなく、デュアルピークが見られる。これは、二つの MRR 間の結合が強すぎるためであり、今後の設計課題となる。

今回の試作において、スペクトル特性が図 4.6 に示した特性と異なり、ヒーター電力が Off の時、選択波長において Bar ポートの伝達係数が小さく、Cross ポートの伝達係数が大きくなっている。図 4.19 に、設計値と測定値を並べて示す。また、設計によれば、Bar ポートの方が Cross ポートより高い消光比を容易に得ることができると予想されたが、実際には Cross ポートの方で高い消光比が観測された。これらの原因としては、設計に用いた理想的なモデルでは、MZI 中に PS でのみアーム間の位相差が与えられるとしていたが、実際のデバイスでは導波路製作時における位相誤差が存在するために PS 以外でアーム間の位相差が発生していることが考えられる。また、MZI を形成する 2 つの DC が同一の分岐特性を有することを設計モデルでは仮定していたが、実際に製作したデバイスでは 2 つの DC が異なる分岐特性をもつことも原因として考えられる。

これらの原因によって、測定結果が説明できることを、次の修正モデルでスイッ

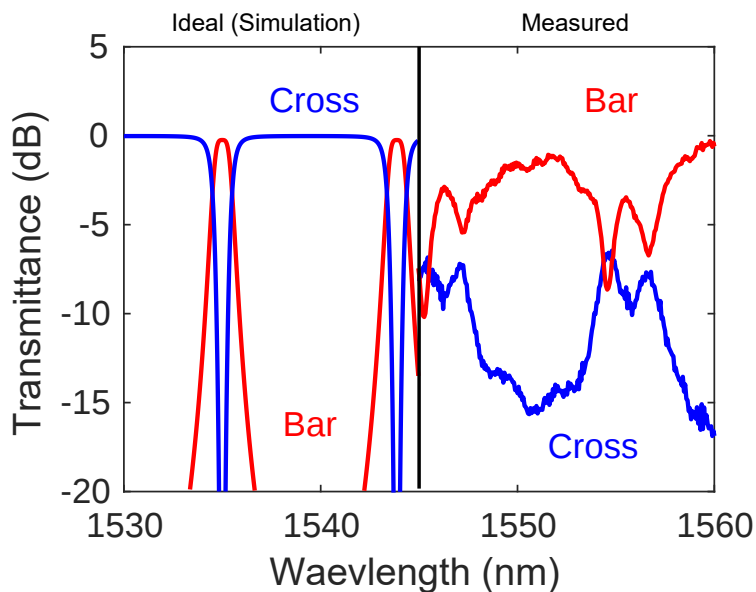


図 4.19 理論計算と測定結果の比較

チング特性を計算して示す。修正モデルでは、これまでのモデルに加えて、図4.20のようにヒーターによるPSとは別に位相誤差 θ を与え、分岐比誤差 Δ が二つのDCで異なるというモデルである。

まず、位相誤差に関して考える。位相誤差の和 $\theta_1 + \theta_2$ は、MRRを透過しない光波が感じる位相誤差であり選択波長チャンネル以外の波長におけるWSSのポート出力を決めている。一方、位相誤差の差 $\theta_1 - \theta_2$ は、MRRを透過する選択波長チャンネルの光波が感じる位相差であり、WSSの初期位相となる。位相誤差がない場合と比較すると、BarポートとCrossポートの出力が入れ替わることも起こり得る。

一般的に、MZIは二つの結合器の特性が等しい場合、Crossポート出力は必ず消光され、Barポートに完全に入力パワーが透過してBarにおける過剰損失は小さくなる。しかし、二つの結合器の特性が異なる場合はその限りではなく、Crossポートにおいて消光比が劣化し、Barポートにおいて過剰損失が発生する。本研究で製作したWSSにおいては、MRRに結合する波長の成分については途中で上下のアームが入れ替わるため出力端のCrossポートとBarポートが逆になっているが、同様に考えることができる。

修正したモデルにおいて、位相誤差や二つのDCにおける分岐比偏差を適当に変化させて伝達係数の波長特性を計算し、測定値と比較した結果を図4.21に示す。変数が多く、複雑な系であるため、厳密なフィッティングを行ったわけではないが、最初のモデルでは表現できなかった特徴を表現できている。また、概ね、測定結果も説明することができる。

位相誤差は、制御対象の選択波長チャンネル及びその他の波長に対して初期位相を与えるものであるが、PSへの制御信号を適切に設定すればスイッチ動作自体には影

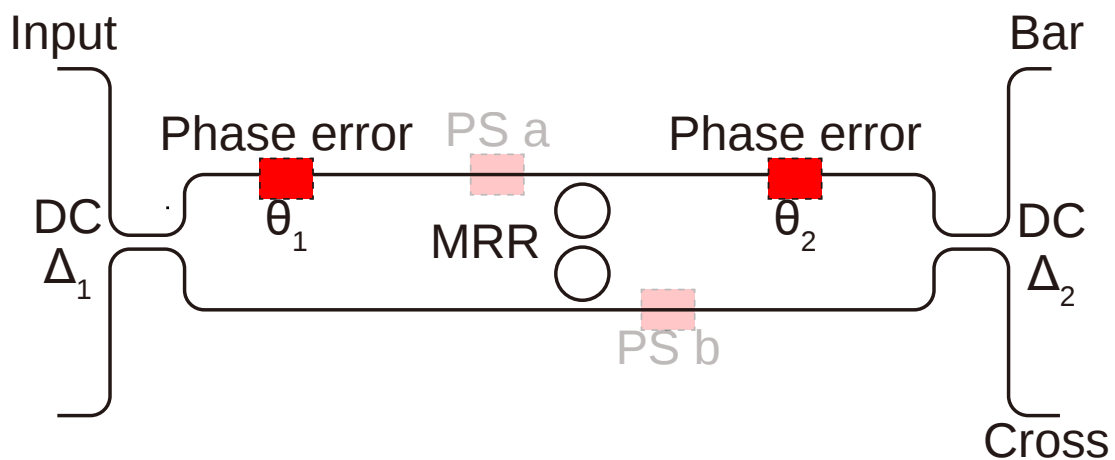
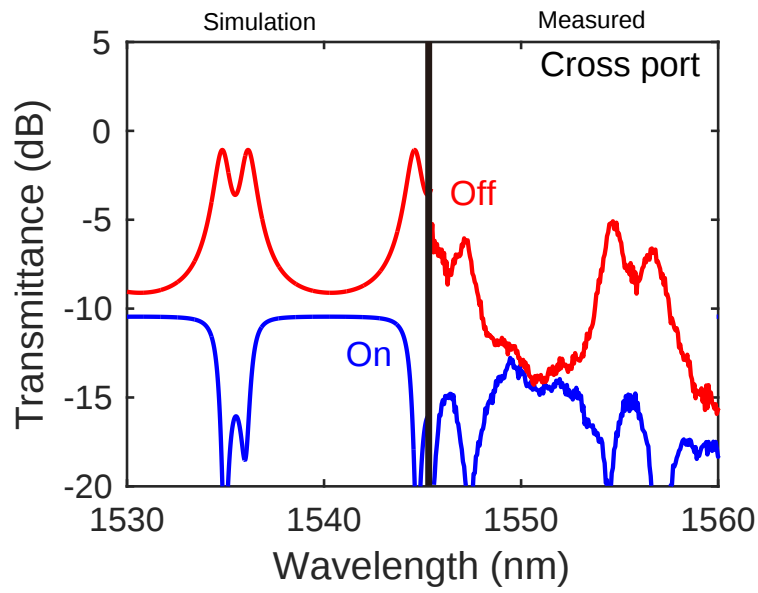
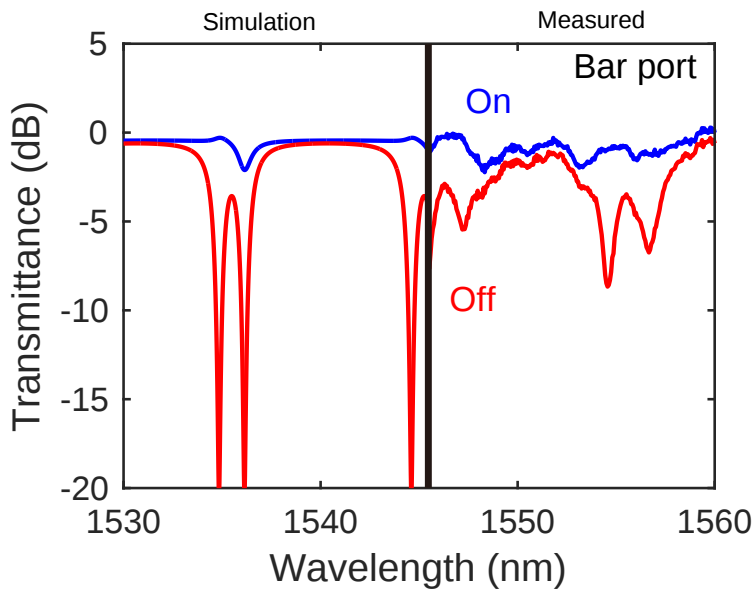


図4.20 位相誤差及びDCの特性ばらつきを考慮したモデル



(a)



(b)

図 4.21 修正したモデルと測定結果。 $\Delta_1 = -0.4, \Delta_2 = 0.2, \theta_1 = \pi, \theta_2 = 0$ と仮定

響しない。分岐比の偏差 Δ が二つの DC で異なることについては、詳細な検討が必要である。 Δ が小さい範囲であれば、二つの DC で分岐比が異なっても大きな影響はなく、Bar の特性が Cross の特性と同じくらい劣化するという程度のものであると考えられる。

4.8 まとめ

第4章では、第3章で提案し製作・検討を行った MRR 波長分波型 WSS において、波長フィルタの製作誤差の影響が大きいという問題点に対する一つの解決法を提案し、検討を行った。すなわち、1つの波長に対する選択スイッチング処理を、一箇所の波長フィルタで行う WSPS 型の WSS 構造を提案し、単一チャネルの WSS を製作して初期的な動作実証を行った。本研究で製作した WSPS 型 WSS は、FSR=10 nm の中に1チャネルの選択波長を配置し、Cross ポートにおいて 6 dB、Bar ポートにおいて 3 dB のスイッチング比が得られた。波長分波型で問題となっていた挿入損失については、Bar ポートにおいて測定誤差の範囲内で無損失、Cross ポートについては 5～6 dB と、波長分波型 WSS に比べて大きく改善した。

製作した WSS では、MRR 及び DC の特性が設計値から変化し、WSS として良い特性は得られなかった。しかし、従来型では困難であった製作誤差の影響を抑えて初期的な原理検証としては成功したと考えられる。今後の課題として、本章で述べた方法などを用いて、必要な要求性能をもつ DC および MRR を製作し、WSS の実現を目指すことが重要である。

参考文献

- [1] K. Kishioka, “A design method to achieve wide wavelength-flattened responses in the directional coupler-type optical power splitters,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 19, no. 11, pp. 1705-1715, 2001. ([doi: 10.1109/50.964071](https://doi.org/10.1109/50.964071))
- [2] Akihiro Takagi, Kaname Jinguji, and Masao Kawachi, “Wavelength characteristics of (2×2) optical channel-type directional couplers with symmetric or nonsymmetric coupling structures,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 10, no. 6, pp. 735-746, 1992. ([doi: 10.1109/50.143072](https://doi.org/10.1109/50.143072))
- [3] Zeqin Lu, Han Yun, Yun Wang, Zhitian Chen, Fan Zhang, Nicolas A. F. Jaeger, and Lukas Chrostowski, “Broadband silicon photonic directional coupler using asymmetric-waveguide based phase control,” *Optics Express*, vol. 23, no. 3, pp. 3795-3808, 2015. ([doi: 10.1364/OE.23.003795](https://doi.org/10.1364/OE.23.003795))
- [4] Hisayasu Morino, Takeo Maruyama, and Koichi Iiyama, “Reduction of wavelength dependence of coupling characteristics using Si optical waveguide curved directional coupler,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 12, pp. 2188-2192, 2014. ([doi: 10.1109/JLT.2014.2321660](https://doi.org/10.1109/JLT.2014.2321660))
- [5] Martin T. Hill, X. J. M. Leijtens, G. D. Khoe, and M. K. Smit, “Optimizing imbalance and loss in 2×2 3-dB multimode interference couplers via access waveguide width,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 10, pp. 2305-2313, 2003. ([doi: 10.1109/jlt.2003.818164](https://doi.org/10.1109/jlt.2003.818164))
- [6] Shijun Xiao, Maroof H. Khan, Hao Shen, and Minghao Qi, “Compact silicon microring resonators with ultra-low propagation loss in the C band,” *Optics Express*, vol. 15, no. 22, pp. 14467-14475, 2007. ([doi: 10.1364/OE.15.014467](https://doi.org/10.1364/OE.15.014467))
- [7] Marcus S. Dahlem, Charles W. Holzwarth, Anatol Khilo, Franz X. Kärtner, Henry I. Smith, and Erich P. Ippen, “Reconfigurable multi-channel second-order silicon microring-resonator filterbanks for on-chip WDM systems,” *Optics Express*, vol. 19, no. 1, pp. 306-316, 2011. ([doi: 10.1364/OE.19.000306](https://doi.org/10.1364/OE.19.000306))
- [8] Nourhan Eid, Hasitha Jayatilleka, Michael Caverley, Sudip Shekhar, Lukas Chrostowski, and Nicolas A. F. Jaeger, “Wide FSR silicon-on-insulator microring resonator

with bent couplers,” 2015 IEEE 12th International Conference on Group IV Photonics, Bancouver, Canada, pp. 96-97, 2015. ([doi: 10.1109/Group4.2015.7305966](https://doi.org/10.1109/Group4.2015.7305966))

第5章

結論

本論文では、発展する光集積回路技術のさらなる高密度伝送に向けた素子としてシリコンフォトニクスによる集積型の波長選択スイッチ（Wavelength Selective Switch: WSS）を提案した。

第2章においては、議論に必要な理論を展開した後に、集積型の WSS の適用先としてオンチップやチップ間といった極短距離における通信の WDM を用いた光ネットワークを検討し、これまで示されている様々な技術を念頭に適用可能性を論じた。

特に Hitless 性と素子サイズという観点において、マイクロリング共振器（Micro Ring Resonator: MRR）波長分波型 WSS と波長選択移相（Wavelength Selective Phase Shift: WSPS）型 WSS の二つの新規構造を提案し、その動作を実証し、さらに今後の課題を明らかにした。

本研究によって得られた主要な成果について、以下にまとめる。

5.1 リング共振器波長分波型波長選択スイッチ

MRR 波長分波型 WSS は、波長合分波フィルタとして MRR、経路選択スイッチとして MZI 型光スイッチを用いることで、これまで提案されてきたアレイ導波路格子（Arrayed Waveguide Grating: AWG）を用いた WSS よりも小型であり、MRR のみを用いる波長選択透過型 WSS と比較して容易に Hitless 性を実現できるという特徴をもつ。

本研究では、MRR 波長分波型 WSS を構成する要素素子の設計を行った。 $1500 \times 450 \mu\text{m}^2$ の範囲内に、波長 1550 nm 近傍の 32 nm の波長帯域を使用し、4 波長チャネルを有する WSS を実際に製作し、その動作を実証した。その結果として、Cross ポート及び Bar ポートにおいて最大 14 dB の波長選択スイッチング消光比が得られた。

この WSS の解決すべき課題として、熱クロストークと 10 dB 以上の大きな挿入損失を指摘し、挿入損失の原因として MRR の挿入損失と分波用及び合波用の MRR 共振波長の不一致の影響があることを明らかにした。特に MRR 共振波長の不一致の影響は、波長分波型 WSS や WDM システム一般に起こりうる課題であり、フィルタの帯域が狭いほど顕著になる。この課題を解決する方法として、トリミング技術が利用可能であることを指摘し、トリミングをできるだけ用いずに解決する WSS の構造として、WSPS 型 WSS を提案した。

5.2 波長選択移相型波長選択スイッチ

WSPS 型 WSS は、MRR を使用して特定の選択波長の光波に対してのみ移相を与える WSPS を MZI 中に挿入することにより動作する。波長分波型 WSS と異なり、一箇所に選択波長に対する処理を集中させることができるため、製作誤差の影響を受けにくいことが特徴である。特に、本研究で中心的に議論し、製作を行った構造は、単一の多段 MRR を用いており、それぞれの共振器を近接して配置できるため製作誤差や動作時の温度分布の影響を受けにくいと考えられる。したがって、トリミングの利用を最小限にとどめることができる。

この構造の WSS について、要素素子の理想的な特性からの偏差が WSS 動作にもたらす影響について解析を行った。その結果、MZI を構成する DC の分岐比 50 % からの偏差が 1 % 未満かつ、MRR のポート選択比 22 dB 以上であれば、20 dB 以上のスイッチング比を実現できることを示した。

初期的な動作実証を行う基本構成として、 $1100 \times 400 \mu\text{m}^2$ の範囲内に 1 波長チャネルのみをスイッチングする WSS を製作し、Cross ポート及び Bar ポートにおいて、それぞれ 6 dB、3 dB のスイッチング消光比が得られた。また挿入損失は、Cross ポートで 5 dB、Bar ポートではほぼ無損失という MRR 波長分波型では得られなかった低損失な WSS を実現することができた。この結果から、MRR の製作誤差の影響を抑えることで挿入損失改善がなされたと考えられる。

一方、要素素子の特性が理想的な特性から離れていたため、off 状態の波長特性、

通過帯域におけるパワー伝達係数の平坦性などにおいて設計値と異なった結果となり、一層の特性改善が必要である。

これらは共に HItless であり、AWG 等を用いたものと比較して小さくできる。それぞれの比較をまとめると以下ようになる。

MRR 分波型 WSS は、通過する移相器が1チャンネル分で良く電気光学 PS のように損失がある場合は違いが大きい。また、スイッチング消光比が DC によってのみ定まるため、消光比を大きくしやすい。

WSPS 型 WSS は、波長フィルタの特性に関して、近接して配置できるため製作誤差の影響が低減でき、十分近接して配置できればトリミングの必要数を減らす事ができる。

また、本研究での動作実証では熱光学 PS を用いたため WSPS 型における製作誤差の影響の低減による低損失化が可能であった。しかし、より高速・低消費電力のスイッチングが必要となり、電気光学 PS を用いる場合、MRR 分波型と比較して、WSPS 型においては波長チャンネル数倍の損失を受ける。このため、電気光学 PS を用いる際は MRR 分波型の方が適していると考えられる。

5.3 目標性能に対する実現度

表 5.1 に第2章で検討した、WDM を用いた光 NoC のオンチップ利用に対する目標特性と、本研究で得られたデバイスの性能を示した。面積等、本研究においては最適化していなかった点もあり、目標に満たない値も多いが、各章で議論したように様々な方式が提案されており、改善は従順可能でありと考えられ、これは今後の課題として検討する必要がある。

これらのように、本論文で動作実証したデバイスは未だ多くの改善の余地を残すものではある。しかし、本研究で提案した WSS の新規構造及びその動作実証により得られた知見は、今後の集積型 WDM ネットワークに利用可能な WSS の実現に向けて、1つの大きなステップとなると考えている。

表 5.1 WSS の目標特性

赤字は本研究と同様の設計で実現可能であると考えられる特性。

	目標	MRR 分波型	WSPS 型
面積	光学素子全体で < ~10 mm ² < ~0.6 mm ² /ch	0.16 mm ² /ch (26%) → 0.035 mm ² /ch	0.44 mm ² /ch (76%) → 0.03 mm ² /ch
消費電力	6 mW/ch	~30 mW/ch	
スイッチング時間	数十 μ s	13 μ s	
チャンネル数	16	4 → 8	1 → 4
チャンネル間隔	4.4 nm	8 nm	—
チャンネル帯域幅	1.6 nm	0.9 nm (1 dB)	1.6 nm (1 dB 幅)
フィルタ遮断特性 (中心から 3.6 nm)	< -20 dB	~-13 dB	~-15 dB
ポート間出力比	> 20 dB	3dB	6 dB
スイッチング比	> 20 dB	3~15 dB	3~15 dB

謝辞

本研究は様々な方々の助け無しには、成し得ることはできなませんでした。このような狭いスペースに書きつくすことはできませんが、ここに深く感謝致します。

インターネット公開にあたり削除

インターネット公開にあたり削除

著者の関連発表・論文等

論文

- [1] Kengo Miura, Yuya Shoji, and Tetsuya Mizumoto, “Silicon on-chip wavelength-selective switch composed of Mach-Zehnder-interferometer-based switches and microring resonators,” Japanese Journal of Applied Physics, vol. 55, no. 6, 068001, 2016.
([doi: 10.7567/jjap.55.068001](https://doi.org/10.7567/jjap.55.068001))
- [2] Kengo Miura, Yuya Shoji, and Tetsuya Mizumoto, “Mach-Zehnder wavelength selective switch embedded with microring resonators,” Japanese Journal of Applied Physics, vol. 56, no. 2, 022201, Jan 11, 2017. ([doi: 10.7567/jjap.56.022201](https://doi.org/10.7567/jjap.56.022201))
- [3] Y. Shoji, K. Miura, and T. Mizumoto, “Optical nonreciprocal devices based on magneto-optical phase shift in silicon photonics,” Journal of Optics, vol. 18, no. 1, 013001, 2015.
([doi: 10.1088/2040-8978/18/1/013001](https://doi.org/10.1088/2040-8978/18/1/013001))
- [4] Eiichi Ishida, Kengo Miura, Yuya Shoji, Tetsuya Mizumoto, Nobuhiko Nishiyama, and Shigehisa Arai, “Magneto-optical switch with amorphous silicon waveguides on magneto-optical garnet,” Japanese Journal of Applied Physics, vol. 55, no. 8, 088002, 2016. ([doi: 10.7567/jjap.55.088002](https://doi.org/10.7567/jjap.55.088002))
- [5] Eiichi Ishida, Kengo Miura, Yuya Shoji, Hideki Yokoi, Tetsuya Mizumoto, Nobuhiko Nishiyama, and Shigehisa Arai, “Amorphous-Si waveguide on a garnet magneto-optical isolator with a TE mode nonreciprocal phase shift,” Optics Express, vol. 25, no. 1, pp. 452, 2017. ([doi: 10.1364/oe.25.000452](https://doi.org/10.1364/oe.25.000452))

国際会議

- [1] Kengo Miura, Yuya Shoji, Tetsuya Mizumoto, “Proposal of wavelength-selective switch for on-chip WDM network,” International Symposium on Photonics and Electronics Convergence 2011, Tokyo, Japan, P-12, 2011.
- [2] K. Miura, Y. Shoji, and T. Mizumoto, “Silicon waveguide wavelength-selective switch for on-chip WDM communications,” IEEE Photonics Conference 2012, Burlingame, USA, WZ3, 2012.
- [3] Kengo Miura, Yuya Shoji, Tetsuya Mizumoto. “Demonstration of 2x2 4-channel silicon wavelength-selective switch,” International Symposium on Photonics and Electronics Convergence, Tokyo, Japan, P-9, 2012.
- [4] Kengo Miura, Yuya Shoji, and Tetsuya Mizumoto, “A wavelength-selective switch based on microring resonators and Mach-Zehnder interferometer switches,” The 18th Microoptics Conference, Tokyo, Japan, J4, 2013.
- [5] K. Miura, T. Hirasawa, J. Kang, Y. Shoji, Y. Okada, H. Yokoi, N. Nishiyama, S. Arai, and T. Mizumoto, “Optical isolator with amorphous silicon waveguide core on magneto-optical garnet,” IEEE 11th International Conference on Group IV Photonics, Paris, France, ThB4, 2014.
- [6] K. Miura, T. Hirasawa, J. Kang, Y. Shoji, Y. Okada, H. Yokoi, N. Nishiyama, S. Arai, T. Mizumoto, “Amorphous silicon waveguide optical isolator on Ce:YIG substrate,” The 4th International Symposium on Photonics and Electronics Convergence, Tokyo, Japan, P-48, 2014.
- [7] K. Miura, Y. Shoji, and T. Mizumoto, “Silicon waveguide Optical Wavelength-Selective Switch Based on Mach-Zehnder interferometer thermo-optic switches and microring resonators,” International Nano-Optoelectronics Workshop, Tokyo, Japan, ThP25, 2015.
- [8] K. Miura, Y. Shoji, T. Mizumoto. “Proposal of wavelength-selective switch structure with a Mach-Zehnder interferometer incorporating microring resonators,” The 5th International Symposium on Photonics and Electronics Convergence, Tokyo, Japan, P-59, 2015.

- [9] Kengo Miura, Yuya Shoji, and Tetsuya Mizumoto, “Mach-Zehnder wavelength- selective switch with wavelength-selective phase shifters,” the 21st Microoptics Conference, Berkeley, USA, 13C-11, Oct. 13, 2016.
- [10] Y. Shoji, K. Miura, Y. Okada, H. Yokoi, and T. Mizumoto, “Design of polarization- independent optical isolator with amorphous silicon waveguide, “ IEEE 11th International Conference on Group IV Photonics, Paris, France, ThP14, Aug. 28, 2014.
- [11] E. Ishida, K. Miura, Y. Shoji, H. Yokoi, T. Mizumoto. Design of Amorphous Silicon Waveguide for Polarization-Independent Optical Isolator, The 4th International Symposium on Photonics and Electronics Convergence, Tokyo, Japan, P-31, 2014.
- [12] Eiichi Ishida, Kengo Miura, Yuya Shoji, Tetsuya Mizumoto, Nobuhiko Nishiyama, and Shigehisa Arai, “Demonstration of magneto-optical switch with amorphous silicon waveguides on magneto-optic garnet,” The 20th Microoptics Conference, Fukuoka, Japan, pp. 54-55, D5, 2015.
- [13] A. Ribeiro, K. Miura, T. Spuesens, W. Bogaerts, “On-chip differential phase monitoring with balanced photodiodes,” 13th International Conference on Group IV Photonics, Shanghai, China, ThP1, 2016.
- [14] K. Sekine, K. Miura, Y. Shoji, T. Mizumoto. “Silicon-waveguide multi-wavelength modulator applying Michelson interferometer structure,” The 6th International Symposium on Photonics and Electronics Convergence, Tokyo, Japan, P-54, 2016.
- [15] Kaito Sekine, Kengo Miura, Yuya Shoji, Tetsuya Mizumoto, “Silicon-waveguide multi-wavelength modulator based on Michelson interferometer,” The 21st Microoptics Conference, Berkeley, USA, 13B-2, 2016.
- [16] A. Ribeiro, K. Miura, T. Spuesens, W. Bogaerts. “Phase shift control with active feedback,” 21st Annual Symposium of the IEEE Photonics Benelux Chapter, Ghent, Belgium, P-44, 2016.
- [17] Eiichi Ishida, Kengo Miura, Yuya Shoji, Hideki Yokoi, Tetsuya Mizumoto, Nobuhiko Nishiyama, and Shigehisa Arai, “TE mode operation of nonreciprocal phase shift optical isolator with amorphous silicon waveguide,” to be presented at 2017 Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, Los Angeles, USA, Th3.E, 2017.

国内口頭発表

研究会

- [1] 三浦謙悟, 庄司雄哉, 水本哲弥, “リング共振器とマッハツェンダー干渉計によるシリコン導波路波長選択スイッチの構造検討,” 電子情報通信学会 OPE 研究会, 神戸市産業振興センター, 2016.
- [2] 石田瑛一, 三浦謙悟, 平澤崇佳, 姜 峻炫, 庄司雄哉, 岡田幸大, 横井秀樹, 西山伸彦, 荒井滋久, 水本哲弥, “a-Si/Ce:YIG 導波路型光アイソレータの実証と偏波無依存化の検討,” 電子情報通信学会 OPE 研究会, 大阪大学, 2015.
- [3] 関根海斗, 三浦謙悟, 庄司雄哉, 水本哲弥, “シリコン導波路多波長変調器に向けたマイケルソン干渉スイッチの評価,” 電子情報通信学会 OPE 研究会, 伊勢市観光文化会館, 2017.

全国大会

- [1] 三浦謙悟, 庄司雄哉, 水本哲弥, “オンチップ光ネットワーク用シリコン導波路型波長選択スイッチ,” 2012 年第 73 回応用物理学会秋季学術講演会, 愛媛大学, 20a-A8-6, 2012.
- [2] 三浦謙悟, 庄司雄哉, 水本哲弥, “オンチップ光ネットワーク用シリコン導波路型波長選択スイッチの損失改善に向けた検討,” 2013 年第 74 回応用物理学会秋季学術講演会, 同志社大学, 20a-A8-6, 2013.
- [3] 三浦謙悟, 平澤崇佳, 姜 峻炫, 庄司雄哉, 岡田 幸大, 横井秀樹, 西山伸彦, 荒井滋久, 水本哲弥, “磁気光学結晶上 a-Si:H 導波路光アイソレータ,” 2014 年第 75 回応用物理学会秋季学術講演会, 北海道大学, 18a-A18-7, 2014.
- [4] 三浦謙悟, 庄司雄哉, 水本哲弥, “マッハツェンダー干渉計内リング共振器構造による導波路型波長選択スイッチの特性解析,” 2016 年春季第 63 回応用物理学会関係連合講演会, 20a-S621-5, 2016.
- [5] 石田瑛一, 庄司雄哉, 三浦謙悟, 横井秀樹, 水本哲弥, “a-Si 導波路を用いた偏波無依存型光アイソレータの設計,” 2014 年第 75 回応用物理学会秋季学術講演会, 北海道大学, 18a-A18-8, 2014.

- [6] 石田瑛一, 三浦謙悟, 庄司雄哉, 水本哲弥, 西山伸彦, 荒井滋久, “磁気光学効果を用いた a-Si:H/Ce:YIG 導波路型光スイッチの実証,” 2015 年電子情報通信学会エレクトロニクスソサイエティ大会, 東北大学, C-3-19, 2015.
- [7] 関根海斗, 三浦謙悟, 庄司雄哉, 水本哲弥, “マイケルソン干渉計型シリコン導波路多波長変調器の初期検討,” 2016 年第 77 回応用物理学会秋季学術講演会, 朱鷺メッセ新潟コンベンションセンター, 15p-B8-2, 2016.

国内ポスター発表

- [1] 三浦謙悟, 庄司雄哉, 水本哲弥, “オンチップ WDM 通信用波長選択スイッチの提案,” 電子情報通信学会 第 16 回シリコンフォトニクス研究会, 2011.
- [2] 三浦謙悟, 庄司雄哉, 水本哲弥, “オンチップ光ネットワーク用シリコン波長選択スイッチ,” 電子情報通信学会 OPE 研究会, 2012.
- [3] 三浦謙悟, 庄司雄哉, 水本哲弥, “オンチップ光ネットワーク用シリコン波長選択スイッチの動作実証,” 電子情報通信学会光通信システムシンポジウム, 2013.
- [4] 三浦謙悟, “シリコン導波路光機能素子 ～波長選択スイッチ～,” 先端フォトニクスシンポジウム, 2014.

付録A

散乱行列について

$-(E - S'_{11}S_{22})$ が正則でない場合 –

“($E - S'_{11}S_{22}$) が正則ではない $\Leftrightarrow S'_{11}S_{22}$ が固有値 1 を持つ” である。この時固有値 1 に対する固有ベクトルを $\mathbf{a}_{e1}$ とすると、

$$S'_{11}S_{22}\mathbf{a}_{e1} = \mathbf{a}_{e1} \quad (\text{A.1})$$

となる。 $S'_{11}S_{22}$ は 2 つの回路要素間での往復を表すので往復でベクトルが一切変化しないということは、エネルギーの変化がないことを示す。エネルギー保存を考えると、エネルギー供給がない限り外部へのエネルギー散逸は存在しないので、 $\mathbf{a}_{e1}$ の伝搬は外部と影響し合わない。外部からの入力に対しては $\mathbf{a}_{e1}$ 成分は変化しないため、 $\mathbf{a}_{e1}$ と直交する基底のみで 2 つの素子間の内部状態を表しても、最終的に得られる出力は変化しない。

$\mathbf{a}_{e1}$ 以外の正規化された固有ベクトルを $\mathbf{a}_{ei}$ 、対応する固有値を λ_i とする。

$$\mathbf{a}_2 = \sum_{i \neq 1} c_i \mathbf{a}_{ei} \quad (\text{A.2})$$

とすると、式 (2.53) と $\mathbf{a}_{ei}$ の内積を取ると

$$\begin{aligned}
 \mathbf{a}_{ei} \cdot [(E - S'_{11}S_{22})a_2] &= \mathbf{a}_{ei} \cdot [S'_{11}S_{21}a_1 + S'_{12}a'_2] \\
 \mathbf{a}_{ei} \cdot \left[\sum_{j \neq 1} c_j (1 - \lambda_j) \mathbf{a}_{ej} \right] &= \mathbf{a}_{ei} \cdot [S'_{11}S_{21}a_1 + S'_{12}a'_2] \\
 c_i (1 - \lambda_i) &= \mathbf{a}_{ei} \cdot [S'_{11}S_{21}a_1 + S'_{12}a'_2] \\
 c_i &= \frac{\mathbf{a}_{ei}^T S'_{11} S_{21}}{1 - \lambda_i} a_1 + \frac{\mathbf{a}_{ei}^T S'_{12}}{1 - \lambda_i} a'_2
 \end{aligned} \tag{A.3}$$

となり、これを (2.53) に代入すると、

$$\begin{aligned}
 a_2 &= \sum_{i \neq 1} \mathbf{a}_{ei} \left(\frac{\mathbf{a}_{ei}^T S'_{11} S_{21}}{1 - \lambda_i} a_1 + \frac{\mathbf{a}_{ei}^T S'_{12}}{1 - \lambda_i} a'_2 \right) \\
 a_2 &= \sum_{i \neq 1} \left(\frac{\mathbf{a}_{ei} \mathbf{a}_{ei}^T S'_{11} S_{21}}{1 - \lambda_i} \right) a_1 + \left(\sum_{i \neq 1} \frac{\mathbf{a}_{ei} \mathbf{a}_{ei}^T S'_{12}}{1 - \lambda_i} \right) a'_2
 \end{aligned} \tag{A.4}$$

となり、結局 a_2 は a_1 と a'_2 の線形結合で表現できる。

付録B

導波路形成プロセス

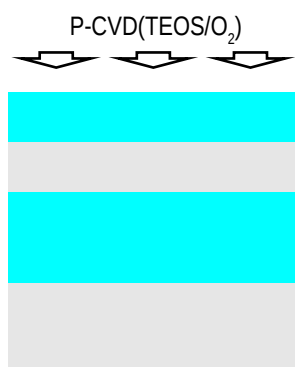


初期基板として BOX 層 $3\mu\text{m}$ 、上部 Si 層 220 nm の SOI 基盤を用いた。

洗浄

アセトン		
ホットプレート	$80\text{ }^{\circ}\text{C}$	5 min
超音波洗浄	25 kHz	10 s
	48 kHz	10 s
	100 kHz	10 s
		$\times 10\text{ (5 min)}$

※ 温度は基盤を入れたビーカーを載せたホットプレートの設定値であり、液温ではない

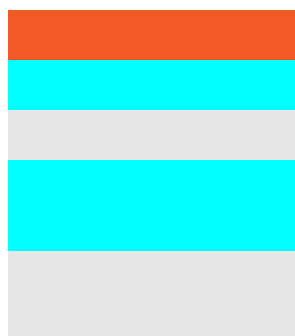


マスク用 SiO_2 堆積

(1) P-CVD

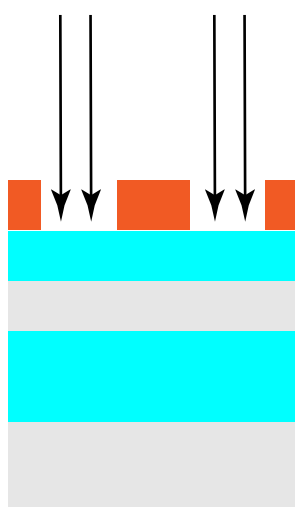
ガス流量	TEOS	5 sccm
	O_2	300 sccm
基板温度		$300\text{ }^{\circ}\text{C}$
ガス圧		120 Pa
RF 電力		250 W
堆積時間		4 min 程度
膜厚		200 nm

EB によりパターン形成



(1) レジスト ZEP-520A 塗布

スピコート	300 rpm	3 s
	1000 rpm	120 s
プリベーク	180 °C	15 min

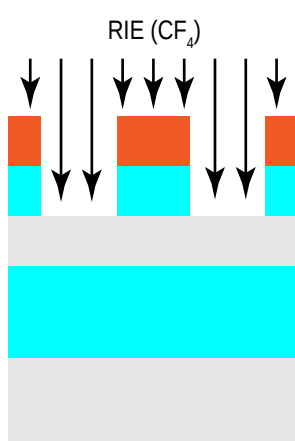


(2) 電子ビーム露光

加速電圧	50 kV
ビーム電流	100 pA
露光量	130 $\mu\text{C}/\text{cm}^2$

(3) 現像

現像液 (ZED-N50)	60 s
リンス (IPA)	20 s
パターンとして導波路幅 450 nm に対して CAD 上では 500 nm のものを用いて、サイドクラッド幅として 2.5 μm とした。	



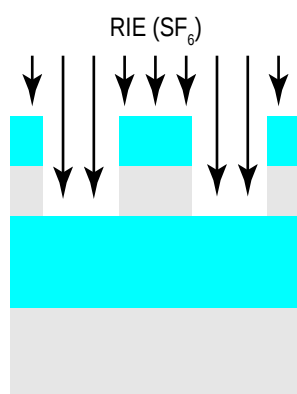
レジストマスクを SiO_2 に転写

(1) RIE (CF_4)

ガス流量	CF_4	20 sccm
ガス圧		3×10^{-3} Torr
RF 電力		10 W
反応時間		24 min

(2) レジスト除去 (O_2 アッシング)

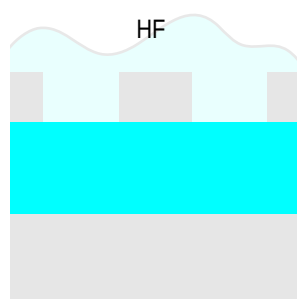
ガス流量	O_2	20 sccm
ガス圧		5.0×10^{-2} Torr
RF 電力		20 W
反応時間		3 min



Si 導波路形成

(1) RIE (SF₆)

ガス	CF ₄	20 sccm
ガス圧		2×10 ⁻³ Torr
RF 電力		20 W
反応時間		5 min



マスク除去

(1) レジスト除去

剥離液 (Z-DMAC)	80 °C	5 min
アセトン	80 °C	5 min
IPA		20 s

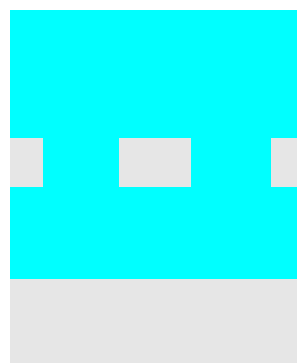
※ 温度は基盤を入れたビーカーを載せたホットプレートの設定値であり、液温ではない

(2) マスク SiO₂ 除去

HF (50 wt%)	: H ₂ O	2 min 程度
1	: 19 (vol.)	
H ₂ O		10 s

表面が撥水性になるまで行う。

オーバークラッド堆積



(1) P-CVD

ガス流量	TEOS	5 sccm
	O ₂	300 sccm
基板温度		300 °C
ガス圧		120 Pa
RF 電力		250 W
堆積時間		40 min
膜厚		2000 nm 程度