

第 1 章 序論

1.1 光通信の歴史と現状

インターネットは 1993 年頃から普及し始め[1]、平成 20 年末の日本におけるインターネット利用者は 9091 万人、人口普及率は 75.3%となった。ブロードバンドアクセスの契約数は既存の電気ケーブルを利用した Digital Subscriber Line (DSL)が対前年比 11.7%減と減少傾向にある。一方、各ユーザーまで光ファイバを導入する Fiber To The Home (FTTH)は対前年比 27.3%増の 1442 万契約と急激に増加している。ブロードバンド契約数も純増していることから FTTH がブロードバンド契約増加を牽引していることがわかる。また、ケーブルテレビ回線でネットワークに接続する CATV インターネットの契約数は 408 万契約であった[2]。

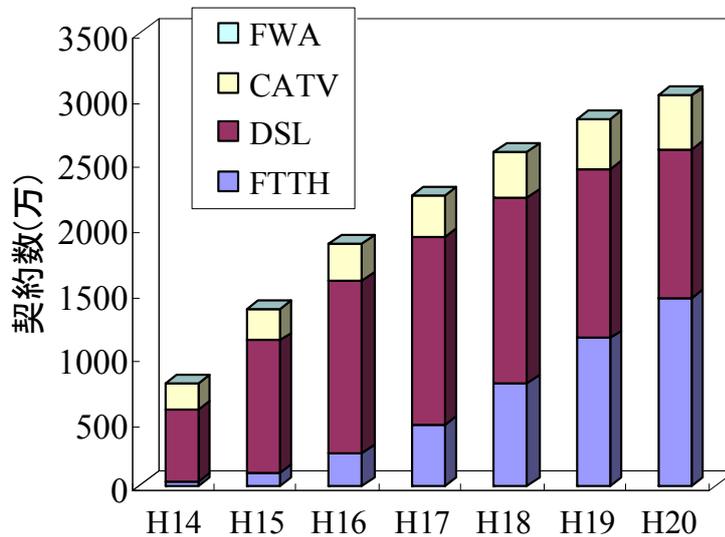


図 1.1-1 ブロードバンド契約数の推移[2]

引き続きインターネットトラフィックは爆発的に増大することが予想され、今後のネットワークの役割はインターネット、IP 電話、映像配信だけでなく大容量かつ低遅延のエンド・エンドパスサービス(ヒュージバンドサービス)の提供も予想される。具体的には超高臨場感遠隔会議システム、遠隔医療支援システム、バーチャル対面販売による e コマース、遠隔教育などが想定される。

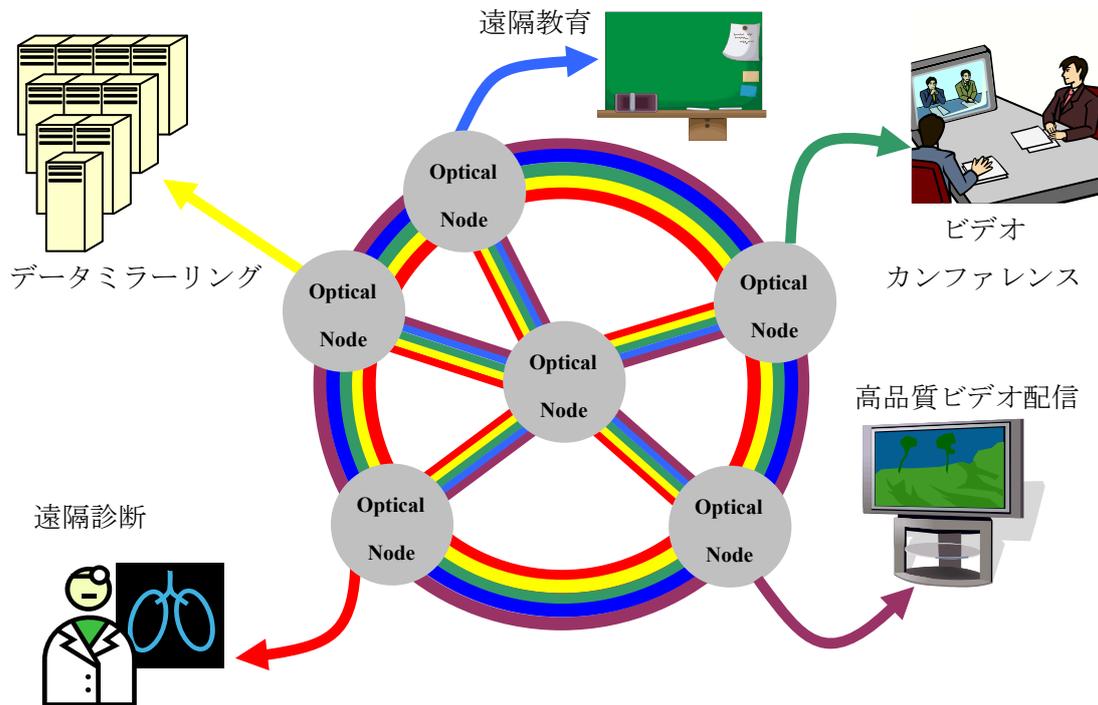


図 1.1-2. ヒュージバンドサービスの提供例

こうした大容量の情報通信は光通信により可能になった。しかし、現在の光通信はネットワークにおいて光-電気-光変換を伴う再生中継を行う必要があり、電子デバイスの応答速度の限界が通信速度のボトルネックとなっている。更なる通信の大容量化には再生中継やノード処理の光化が不可欠である。光通信は光を情報のキャリアとして用いており、その波長は近赤外から可視光の領域($10^{14} \sim 10^{15}$ Hz)である。これは衛星通信で使われているマイクロ波に比べて $10^4 \sim 10^5$ 倍高い周波数である。周波数が高いほど広い周波数帯域で情報を伝送できるので、光による通信は従来の無線電波よりはるかに多くの情報を伝送する能力がある。光通信では発光スペクトルの単色性が極めて高いレーザー光が用いられている。レーザー光は空間をごくわずかな広がりで見進む性質を持っている。しかし、空間伝搬による通信では光の散乱や雨や霧などの障害物の影響を大きく受けるため安定して高性能を発揮することはできない。そこで、伝送媒体として光ファイバが登場した。図 1.1-3 のように屈折率の高い中心部のコアとコアの周囲を屈折率の低いクラッドで構成することで、低損失伝送の可能性を見出すことができた。1970 年に米国のコーニング社が最初の実用的な光ファイバの開発に成功した[3]。その光ファイバの損失は波長 $0.63 \mu\text{m}$ において 20 dB/km と非常に大きな値であった。

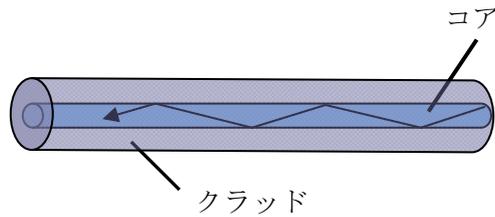


図 1.1-3. 光ファイバの構成

レーザ光をコア内に閉じ込めて伝送させる光ファイバ通信への期待が高まり、1980 年には損失は波長 $1.55 \mu\text{m}$ において石英系ファイバの理論限界である 0.2 dB/km まで低減された。日本では 1985 年に光ファイバ網が構築され、伝送容量はそれまで使用されていた同軸ケーブル方式と同じ 400 Mbps であったが、中継間隔は 30 倍の 30 km となり、システムコストを大きく下げることができた。さらに、同軸ケーブル方式ではマンホールに中継器を設置していたが、光ファイバの導入により電源が完備された中継局舎にのみに装置を設置することで都市間を結ぶことが可能になり、運用コストも大きく下げることが可能となった[4]。

国と国を結ぶような更なる長距離伝送においては信号光強度が受信感度以下になることは避けられず、送受信装置の間に再生中継装置を挿入することが不可欠である。再生中継装置は雑音などで歪んだ伝送信号から情報を読み取り、元の光信号に再生する。しかし、通信経路において多数の再生中継装置を必要とするネットワークはシステムコストの低コスト化の妨げであった。1990 年代、光信号を電気信号に変換することなく増幅出来るエルビウム添加ファイバ増幅器(EDFA: Erbium Doped Fiber Amplifier)が開発された。EDFA を用いた線形中継器は再生中継器よりも安価であり、光ファイバによる通信システムの経済化に大きく貢献し、世界中を結ぶ伝送システムは衛星から海底ケーブルへとシフトした。EDFA は石英ファイバ中にエルビウム(Er)を添加し、信号光の波長帯域とは異なる 980 nm 、又は、 1350 nm の光で励起することで誘導放出を利用して光信号の周波数帯を増幅する。C-band ($1530\text{-}1565 \text{ nm}$)、及び、L-band ($1565\text{-}1625 \text{ nm}$)の波長帯域において高い増幅効率が得られる。EDFA と異なる波長帯域での利得を得るために Er とは異なる希土類を添加した光ファイバを利用する光増幅器の研究[5]、励起光源の波長を変えて様々な波長の光を増幅可能なラマン増幅器を用いた大容量伝送方式の研究が行われている[6]。

光ファイバ伝送における伝送距離の制限要因は、ファイバの伝搬損失のほかに分散が挙げられる。分散はさらに、光ファイバの材料である石英の屈折率の波長依存性による材料分散と導波路構造に起因する構造分散に分けることができる。これらにより光ファイバ中を伝搬する光の群速度は波長によって異なる。そのため、高速・長距離伝送では伝搬速度の相違が光信号の歪みとなる。光通信は光パルスにより 0、1 のデジタル信号を伝送しているため、分散により信号が歪むとパルス幅が広がり、隣のパルスと重なりエラーが生じる、又は、ピーク強度が下がるため 0、1 を正確に判定できないといったエラーが生じる。そのため、光ファイバの伝搬損失が最小となる 1550 nm を零分散波長とした分散シフトファイ

バや通常の光ファイバとは異なる分散特性を持たせた分散補償ファイバなどが開発された [7-8]。

光源となる半導体レーザは 1970 年に AlGaAs 系半導体レーザによる室温での連続発振に成功し、現在では発振波長を調整できる DFB (Distributed Feedback)レーザが光源として使われている。DFB レーザは動作温度を変化させることで発振波長を変えることができるという特徴を有する。1 本の光ファイバに複数の異なる波長を伝送する波長分割多重 (WDM:Wavelength Division Multiplexing)システムでは高密度な光信号の多重化が要求されるため発振波長が 100 GHz 間隔、又は、50 GHz 間隔で異なる光源を数十チャンネル用意する必要がある。そのため、動作温度により発振波長を広帯域で可変できる DFB レーザは WDM システムの光源として重要な役割を果たしている。

光ファイバの低損失化、高効率な光信号増幅器の開発、半導体レーザの開発などの光通信技術の進歩によって幹線系ネットワークでは超大容量光伝送方式を導入されるようになり、アクセス系ネットワークでは既存の電気ケーブルを利用した Asymmetrical Digital Subscriber Line (ADSL)から各ユーザーまで光ファイバを導入する Fiber To The Home (FTTH) へと移り変わっている。光ファイバによるネットワークはメタリックケーブルによる通信と比較して雑音環境などによる伝送速度の制約がなく、より高速なインターネットアクセスの社会的要求に対応することが可能である。インターネットトラフィックが引き続き年率 1.5-2 倍で増加すると 2018 年には光ファイバ当たり 100 Tbit/s-1 Pbit/s 相当の伝送容量が必要とされる [9]。トラフィック増に対応できる超大容量性と生活基盤としての高信頼性を経済的に実現することが課題となる。

現在のフォトニックネットワークの構成を図 1.1-4 に示す。

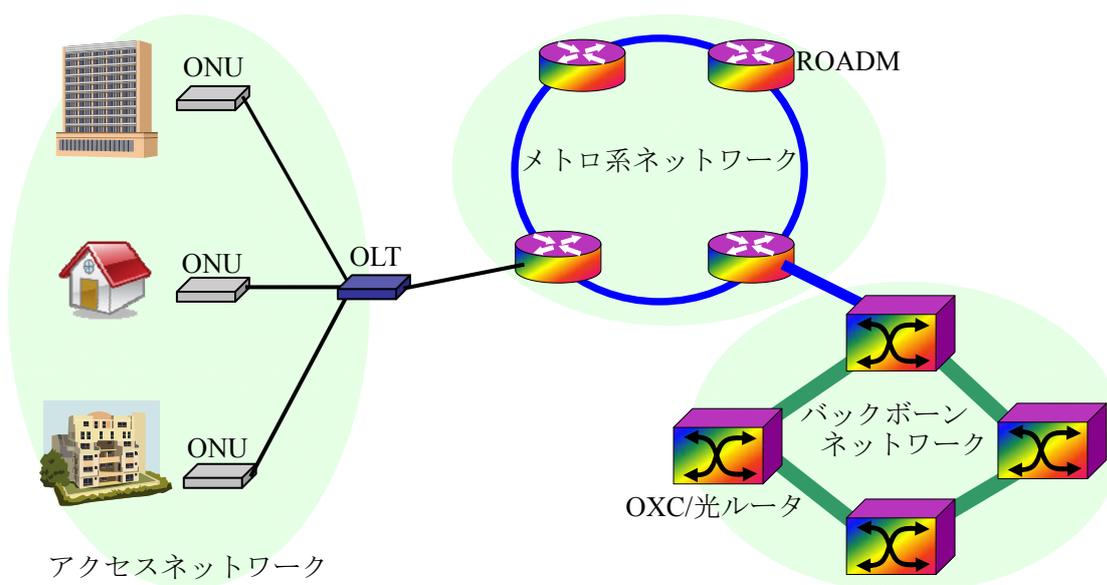


図 1.1-4 実用段階のフォトニックネットワーク

フォトニックネットワークは大きく以下の3つのネットワークで構成されている。

- ①アクセスネットワーク
- ②メトロ系ネットワーク
- ③バックボーンネットワーク

アクセスネットワークは光通信ネットワークのユーザー側の終端に設置され、光信号・電気信号間の変換を行う ONU (Optical Network Unit)とネットワーク終端の通信事業者側に設置される OLT (Optical Line Terminal)で構成されている。メトロ系ネットワークはアクセスネットワーク同士を結び、都市全体をカバーするネットワークである。バックボーンネットワークはアクセスネットワークおよびメトロネットワークにおけるデータ通信容量増大に耐え得る超大容量伝送基盤である。アクセスネットワーク、バックボーンネットワークを総称してトランスポートネットワークとも呼ばれる。次節以降、それぞれのネットワークの現状と動向について述べる。

1.2 アクセスネットワーク動向

1.2-1 アーキテクチャ

光アクセスシステムを構成する中心技術は、光ファイバを伝送路として使用することで中継局間距離を延長・中継局装置の減少を図り、最大 32 分岐の光スプリッタを用いてユーザーへ直接伝送路を引き込む PON (Passive Optical Network)システムである。ネットワークノードとユーザーを 1:1 ではなく 1:N で接続する。ネットワーク側の装置コストを複数ユーザーで分担できる PON システムによりネットワークの低コスト化が可能となり、FTTH の普及が進んだ。FTTH の急速な普及に伴うインターネットトラフィックの増加は著しく、ネットワークの高速化・広帯域化の要求がますます高まることが予想される。代表的な PON システムには STM (Synchronous Transfer Mode)-PON、B (Broadband)-PON、GE (Gigabit Ethernet)-PON の 3 種類があり、現在の FTTH の主流は GE-PON である。GE-PON システムは OLT と ONU を 1 本の光ファイバと最大 32 分岐の光スプリッタでつなぐ構造であり、ピーク速度として 1 Gbit/s の伝送速度を実現している。次世代の PON システムには以下の 3 点が求められる。

- ①既設の光スプリッタを用いた 32 分岐光伝送路を利用できること
- ②既存の GE-PON システムと共存が可能であること
- ③次世代システムへのアップグレードが容易であること

以上より、10 Gbits/s クラスへのアップグレードには大きく分類して図 1.2-1 のように時分割多重方式(TDM:Time Division Multiplexing)と波長分割多重方式(WDM:Wavelength Division Multiplexing)をベースとする 2 通りのアプローチがある。

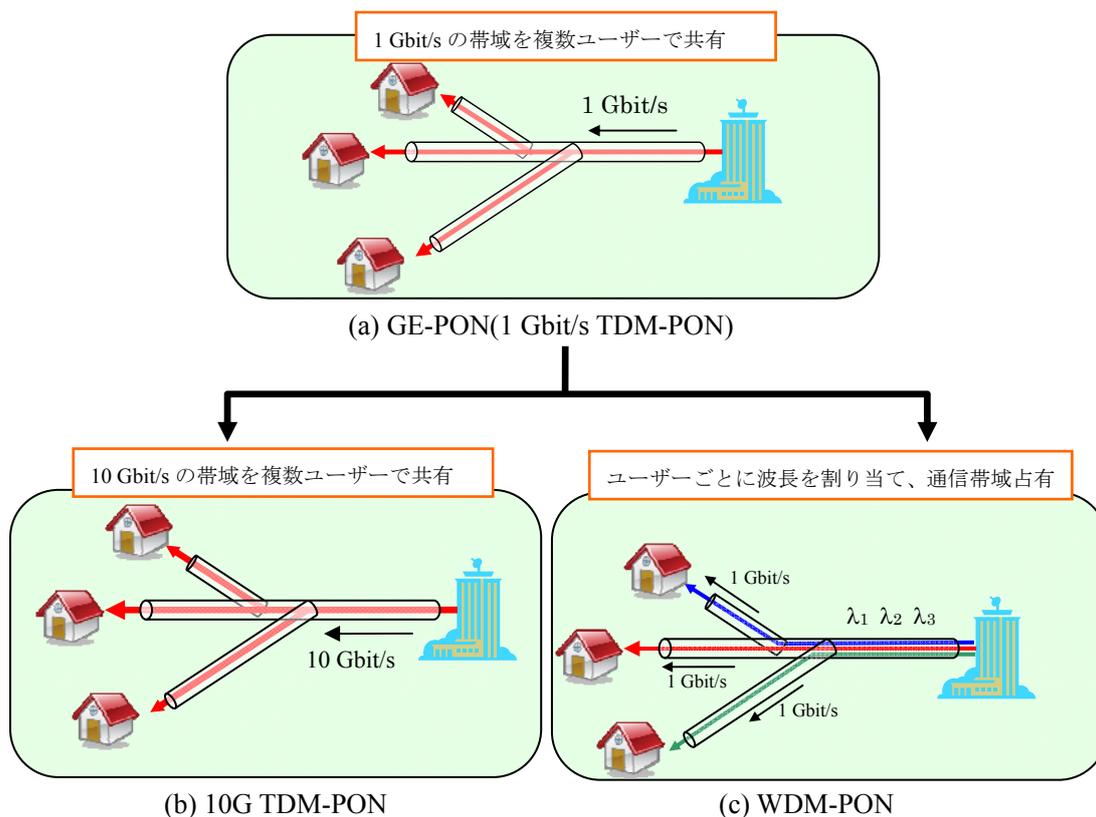


図 1.2-1 10 Gbit/s クラスの PON 実現の方向性

TDM 技術をベースとして従来のアクセスネットワークは大容量化を実現してきた。TDM とは複数チャンネルからのデジタル信号を複数ビットずつ時間をずらして配置し、順番に並べて伝送する方式である。例えば、図 1.2-2 のように 3 チャンネルの信号を 4 bit ずつ配置していくと、チャンネル 1 の信号が 4 bit 続いた後にチャンネル 2 の信号が 4 bit、チャンネル 3 の信号が 4 bit 並び、またチャンネル 1 の信号から順に配置されていく。このように、各チャンネルの信号が決められたビット数ごとに繰り返される。

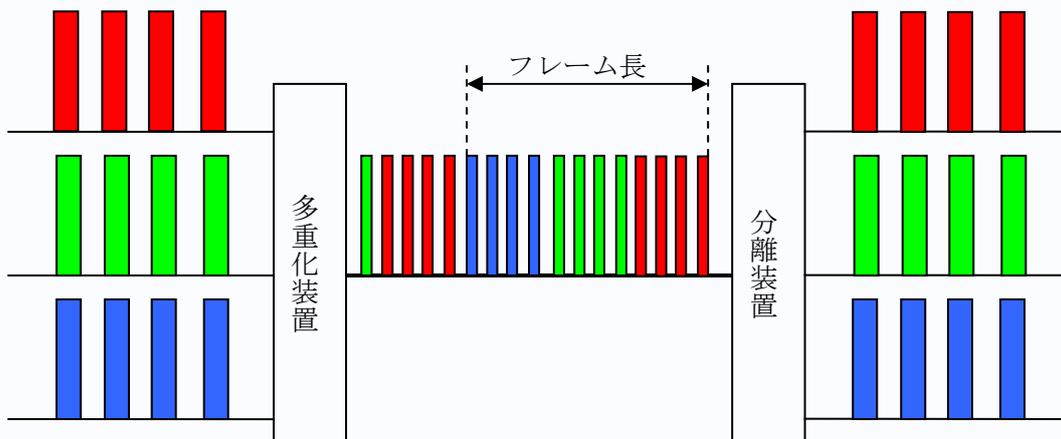


図 1.2-2 TDM 方式概念図

TDM 方式ではチャネル数が 2 倍になると伝送速度も 2 倍になるが、伝送信号のパルス幅は 1/2 にする必要がある。高速な光送受信モジュールとその制御用 LSI の開発により次世代 PON システムの一つとして期待されている。

一方、WDM-PON は 1 本の光ファイバに多数の波長の異なる信号を多重することにより通信容量を増大する WDM 技術をベースとしたネットワークである。TDM 方式のように通信容量増大がデバイスの応答性に制限されず、帯域拡張が容易である。現在の GE-PON システムにおいても信号伝送には上り 1.31 μm 帯、下り 1.49 μm 帯、そして 1.55 μm 帯の映像伝送信号の 3 波多重を行っているが、さらに多重される波長の増加が予想される。課題は経済性にあり、ネットワークに使用される光デバイスなどのコストダウンが要求される。

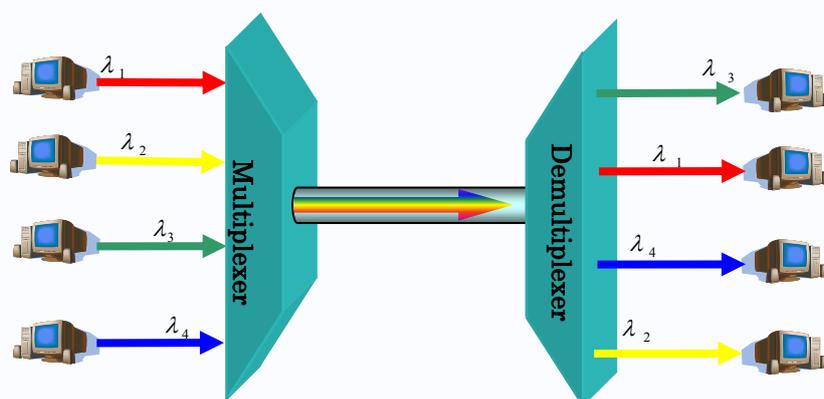


図 1.2-3 WDM 方式概念図

伝送速度が 100 Gbit/s の領域に至る、その次の世代では送受信デバイスの動作速度限界のため、TDM 方式の延長技術では更なる伝送速度の向上を実現することは困難であることが予想される。そのため WDM 方式と TDM 方式の適切なハイブリッド化が必要不可欠である。また、WDM 方式と TDM 方式のハイブリッド化とは別に新たなアーキテクチャを生み出す

ことも重要となる。具体的には、100 波長程度の高密度波長多重(DWDM:Dense WDM)を行い、ユーザー/サービスごとに波長を割り付け、ユーザー側で波長選択をすることで任意のサービスや情報にアクセス可能なシステムの提案がある。また、単純な波長選択ではなくセルラ通信に用いられる CDMA(Code Division Multiple Access)を応用し、ユーザー/サービスの識別に光符号を用いる OCDMA(Optical CDMA)方式の研究も行われている[10]。PLC 技術を用いた OCDMA 用デバイスの例としては波長合分波器を用いて各波長に光信号を分離し、可変遅延回路を用いて各波長に異なった遅延を与える。遅延設定により光信号の拡散を行い、時間・波長両領域での 2 次元符号化を行う。受信側にも送信側と同じデバイスを用い、各波長の総遅延が一致した信号、つまり、符号化パターンが一致した信号だけが受信側で再現される。このような光符号化技術は光信号帯域を有効利用する技術として期待されている。

1.2-2 アクセスネットワーク用デバイス

FTTH の普及により光ケーブルは増加し、今後もなお増加を続けることが予想されるため効率的な維持・運用・管理が必要とされる。特にアクセスネットワークにおいては敷設の際にメタル回線並みの作業の簡易性を実現する光ファイバ技術が求められる。現行のシングルモードファイバ(SMF:Single Mode Fiber)は曲げ半径 15 mm 以下になると急激に曲げ損失が増大する。そのため、敷設や宅内の取り回しでは光ファイバの許容曲率を確保する必要があり、素線収納などでは作業スキルを必要とした。作業性向上のため空孔アシスト型ファイバ(HAF:Holey Assist Fiber)が開発された。図 1.2-4 に示したようにコアの周辺に空孔を設けることで光の閉じ込め効果を高めたファイバである。現行の SMF は屈折率の高いコアの周りをコアよりも僅かに屈折率が低いクラッドで覆うことで光を閉じ込めている。

HAF はコア周辺にクラッドよりも屈折率の低い空孔により等価的にコアとの屈折率差を増大させている。空孔直径の増加と共に曲げ損失は指数関数的に減少し、曲げ半径 5 mm 以下でもほとんど損失が生じない。そのため、曲げ、折り、結びなど負荷がかかった状態でも通信が可能である。SMF との接合損失が若干大きいのが、許容範囲程度である。また、強度・ヒートサイクル特性も SMF と同等である。また、HAF は曲げに強く、側圧特性にも優れていることから従来の光ファイバと比較し、非常に細く、高密度な実装が可能となり、高密度光ケーブルの細径化・軽量化が可能である。

	HAF	SMF
--	-----	-----

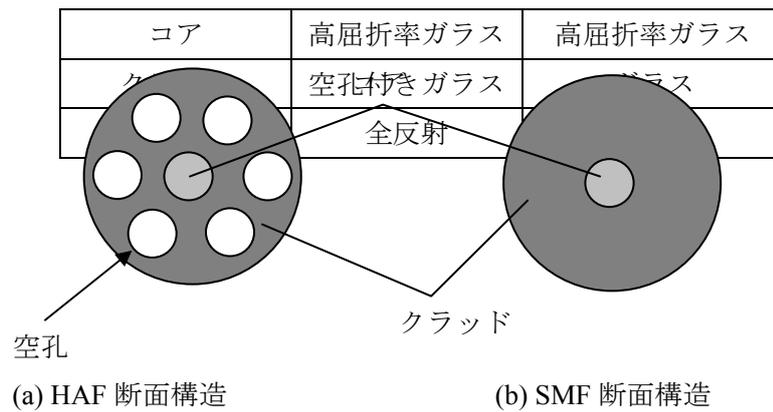


図 1.2-4 HAF と SMF の比較

また、PON システムにおいて重要なデバイスとして光スプリッタが挙げられる。光スプリッタは局外の限定されたスペースに設置されるため、厳しい環境に耐えることができる高い信頼性や小型化が求められる。そのため、現在主流の光スプリッタは基板上に作製された光が伝搬する導波路、PLC(Planar Lightwave Circuit)で構成されている。PLC は極めて安定した性質を持つ石英系ガラスで構成されているため高い信頼性を持ち、SMF と同材料で構成されているため SMF との接続の信頼性も高い。また、PLC はフォトリソグラフィを用いたプレーナプロセスで作製されるため小型化・量産性に優れる。PLC 型光スプリッタは 4 分岐、8 分岐のものが多く用いられ、直列接続することで最大 32 分岐が可能となる。次世代の WDM-PON 用にデバイスとして出力側に波長分離用多層膜フィルタを挿入した光スプリッタの研究開発も進められている[11]。

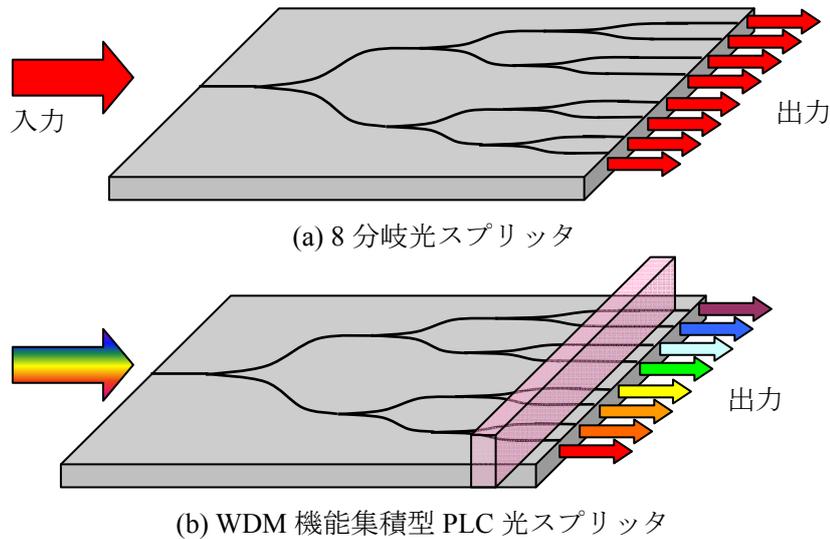


図 1.2-5 PLC を用いた光スプリッタ

1.3 トランスポートネットワークの動向

1.3-1 アーキテクチャ

メトロネットワークはアクセス系トラフィックを収容し、都市内の転送、および、バックボーンネットワークとの間を橋渡しするネットワークである。敷設ファイバの節約、および、冗長性を得るために、図 1.1-4 のようにノードがリング状に配置されたネットワーク構成が用いられる。フォトニックノードでは、図 1.3-1 のように信号の分岐・挿入、信号パスの切り替えなどの機能が必要となる。このような機能を有するフォトニックネットワークのノードを OADM (Optical Add Drop Multiplexer) ノードという。これらは電氣的スイッチによっても実現可能であるが、光-電気-光(O/E/O)変換回路が必要となる。通信容量が増大すると O/E/O 変換回路の消費電力や電気処理における通信速度のボトルネックが問題となる。さらに、中継ノード毎に O/E/O 変換器を必要とするのは低コスト化の妨げにもなる。そこでノードの光信号を O/E/O 変換を介さず、光のまま処理する方式の研究が盛んに行われている。

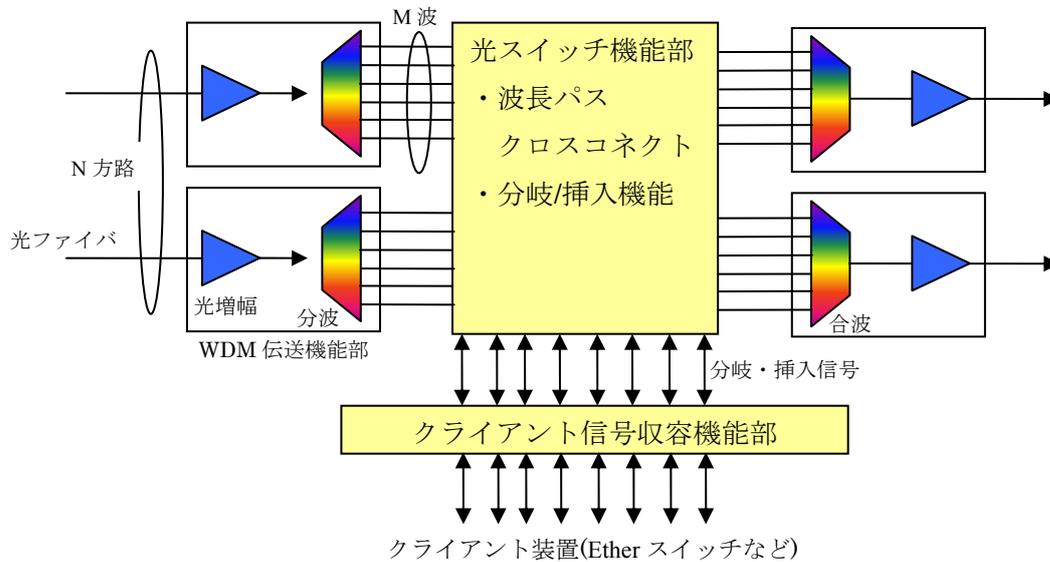


図 1.3-1 フォトニックノードの基本機能構成

表 1.3-1 OADM ノードの種類

種類	POADM	ROADM
構成		
分岐/挿入の遠隔切り替え	不可	可能
波長パスの遠隔切り替え	不可	不可(2 x 2 SW) 可能(クロスコネク SW)

OADM ノードには低価格なパッシブ光回路のみで構成され、決められた波長のみを固定的にアド/ドロップする POADM (Passive OADM)とアド/ドロップかパス/スルーかを遠隔操作を行うために波長ごとの光スイッチを搭載した ROADM (Reconfiguration OADM)ノードがある。現在は柔軟なネットワークの構築が可能な ROADM ノードの研究・開発が盛んに行われている。ROADM ノードは波長合分波器、波長ごとに分岐/挿入を切り替える光スイッチで構成され、ROADM 技術は今後以下の 2 つの方向性が追求される。

- ①通信需要の増加をにらんだ多波長化・チャンネル容量の広帯域化
- ②運用面での高機能化

バックボーンネットワークにも光スイッチを導入することにより省力化可能で高信頼なネットワークを構成することが期待されている[12]。現状のバックボーンネットワークでは40 Gbit/sの光信号を1本の光ファイバに波長多重するDWDMによって大容量伝送を実現している。今後はノード技術の向上により、方路切り替え機能を有する光ノードであるOXC (Optical Cross Connect)を導入し、メッシュ状のネットワークが構築されることが予想される。

また、コアネットワークの伝送技術にはノード技術だけでなく光ファイバ伝送技術や周波数利用効率を高める多値変調方式などに代表されるトランスポート技術の発展が重要となる。次節以降、トランスポートネットワークにおけるノード技術、トランスポート技術の概要と動向をまとめる。

1.3-2 ノード技術の動向

現在のROADMノードの基本構成を図1.3-2に示す。ギガビットイーサなどのクライアント信号はトランスポンダ部に收容され、ROADMとの間に設定された波長パスへ割り当てられた波長の信号光を出力する。トランスポンダ部から出力された光は波長ごとに用意された光スイッチ部の挿入ポートに接続される。ROADM光スイッチ部において光信号は挿入用光スイッチと波長合分波器により、他の挿入光信号・上流ノードからの通過光信号と共に波長多重され、リング伝送路に出力される。数十波の10 Gbit/sまでのクライアント信号を波長多重転送する技術が確立されており、リング長としては数100 km規模のネットワークを構成することが可能である[13]。

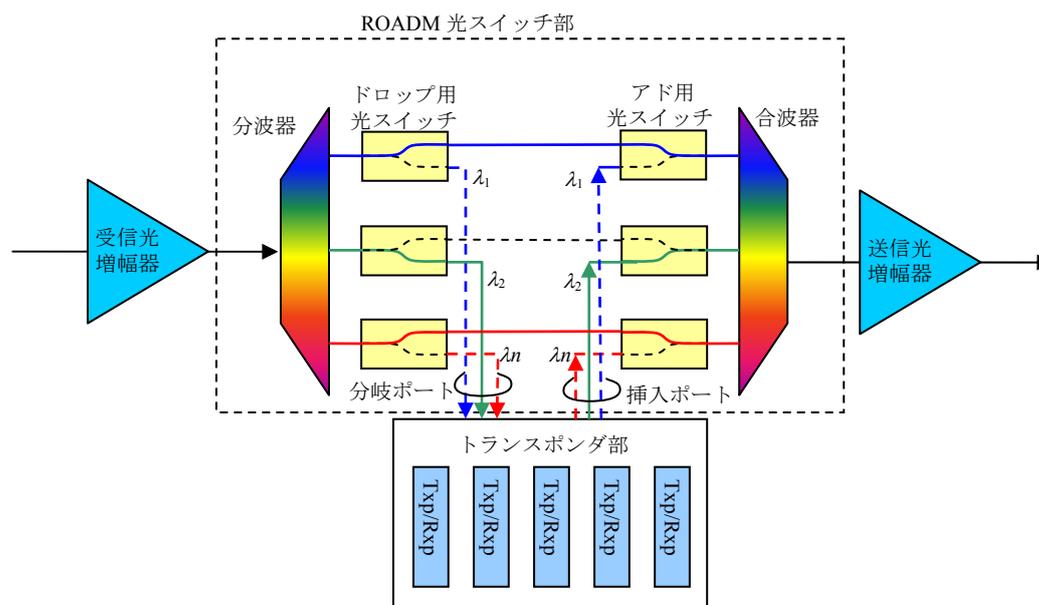


図 1.3-2 ROADMs ノード構成

ROADM 光スイッチ部は波長合分波器とアド・ドロップ用光スイッチで構成されている。光合分波器には AWG (Arrayed Waveguide Grating) が利用され、光スイッチは TO (Thermal-Optic:熱光学)効果を用いた 2 x 2 単位光スイッチをアレイ状に配置して構成されている。

下流ノードへのスルー・分岐・挿入の切り替えは光スイッチ導波路上に配置された薄膜ヒータへの電流制御により行われる。波長合分波器、光スイッチのどちらも PLC 技術によって作製されたデバイスであるため小型・高信頼・低コストな ROADM ノードを実現できる。この光スイッチを遠隔から制御することにより波長パスを迅速に開通設定できるため、ファイバ誤抜去・誤接続などの事故防止に有効である。

さらに近年では、トランスポンダ部は発振波長を選択できる波長可変機能が実装されるようになっている。図 1.3-2 に示した ROADM ノードでは波長ごとに分岐・挿入されるポートが固定されている。そのため、分岐・挿入ポートの割り当て波長を変えるためにはトランスポンダと光スイッチ部の接続を手動で切り替えなければならない。このような ROADM を colored ROADM という。それに対して分岐・挿入ポートと割り当て波長の関係が固定的でない動的波長割当機能を有する ROADM を colorless ROADM という。光スイッチ部とトランスポンダ間に光マトリクススイッチを挿入した colorless ROADM を図 1.3-3 に示す。

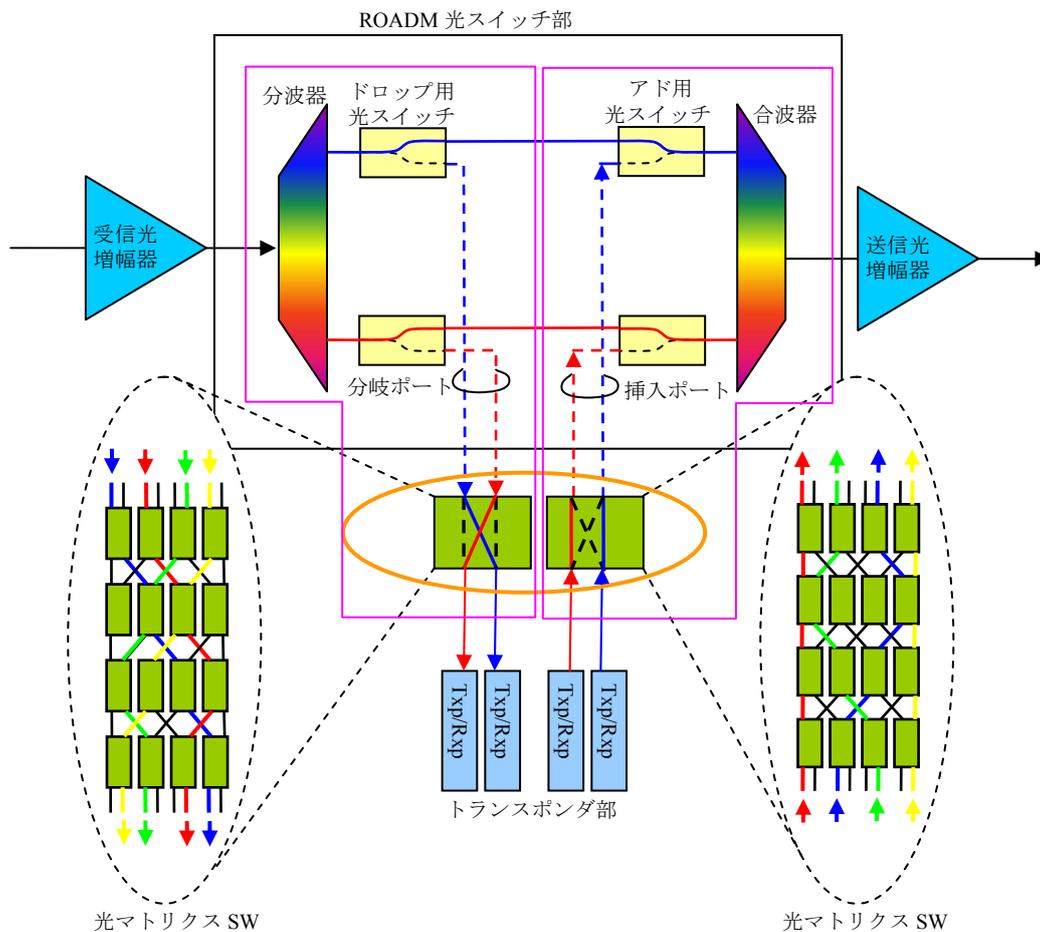


図 1.3-3 colorless ROADM ノード構成

図 1.3-3 に示した以外に同図のピンク色の枠で示した波長割当機能を波長選択スイッチ (WSS:Wavelength Selective Switch)で実現することも可能である。WSS の機能構成を図 1.3-4 に示す。N x 1 WSS とすると、N 個の 1 : M 波長分波器、M 個の N x 1 光スイッチ、1 個の M : 1 波長合波器で構成される。N x 1 光スイッチを切り替えることにより任意の入力ポートに任意の波長を割当、合波・出力が可能となる。入出力を逆にし、分岐部光スイッチとして用いると N 個の任意の出力ポートに任意の波長を出力することが可能となる。

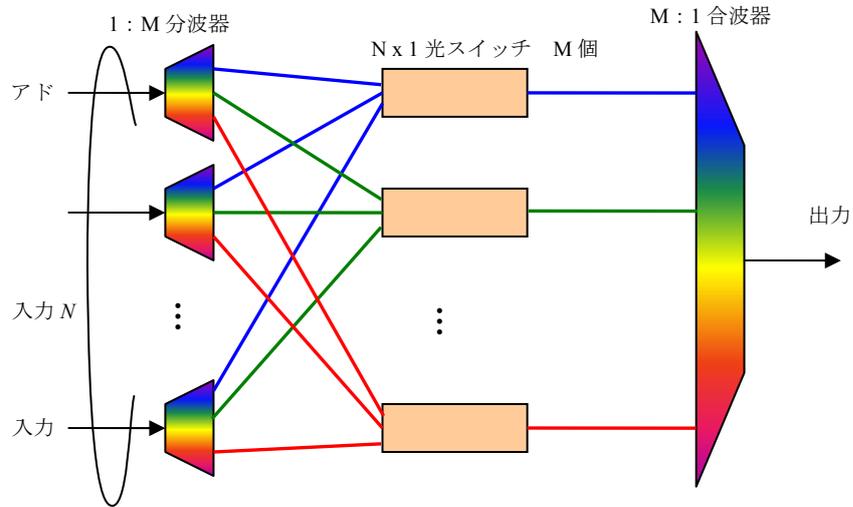


図 1.3-4 Nx1 WSS の機能構成(挿入用)

表 1.3-2 各種 WSS の特徴

開発メーカー		JDSU	NEL	Optium	産総研
構成	波長合分波機能	バルク グレーティング	AWG	バルク 光学系	AWG
	スイッチ機能	MEMS	TO スイッチ	液晶セル	LCOS
損失		○	△	○	○
クロストーク		△	×	○	○
スイッチ速度		○	○	△	△
可動部有無		有	無	無	○
寸法		×	○	×	○
価格		×	×	×	○

表1.3-2に示したようにWSSはWDM機能をAWGで実現するもの、空間回折格子で実現するもの、光スイッチ機能にTOスイッチを用いるもの、液晶を用いるもの、MEMS (Micro Electro Mechanical Systems)型ミラーアレイで実現するものなどがある。特にAWGとLCOS (Liquid Crystal On Silicon)によるWSSは透過特性、信頼性、経済性に優れており、実用化に向けて研究が行われている[14]。Liquid Crystal On Silicon (LCOS)とは図1.3-5に示したようにシリコン基板上に液晶層を搭載した構造になっている。この液晶層は電圧を印加することによって屈折率を変調することができる。この液晶層をセルごとに屈折率変調することによって任意の屈折率分布を形成し、入射光の位相に変調を加えることができる空間変調器としての役割を果たす。

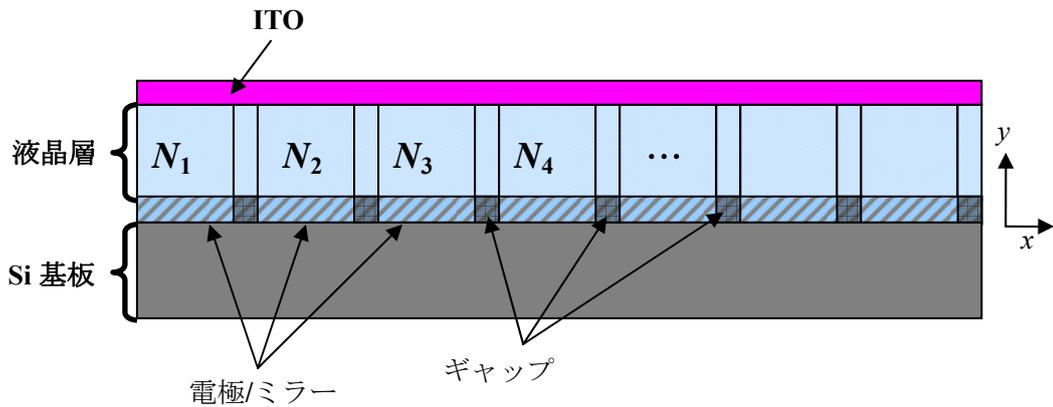


図 1.3-5 LCOS の構造の概要図

液晶層の屈折率を規則的に変調することによって入射光を任意の角度へ反射するswitchモードだけでなく光パワーを分配するmulticastモードといった新規機能を付加することもできる。

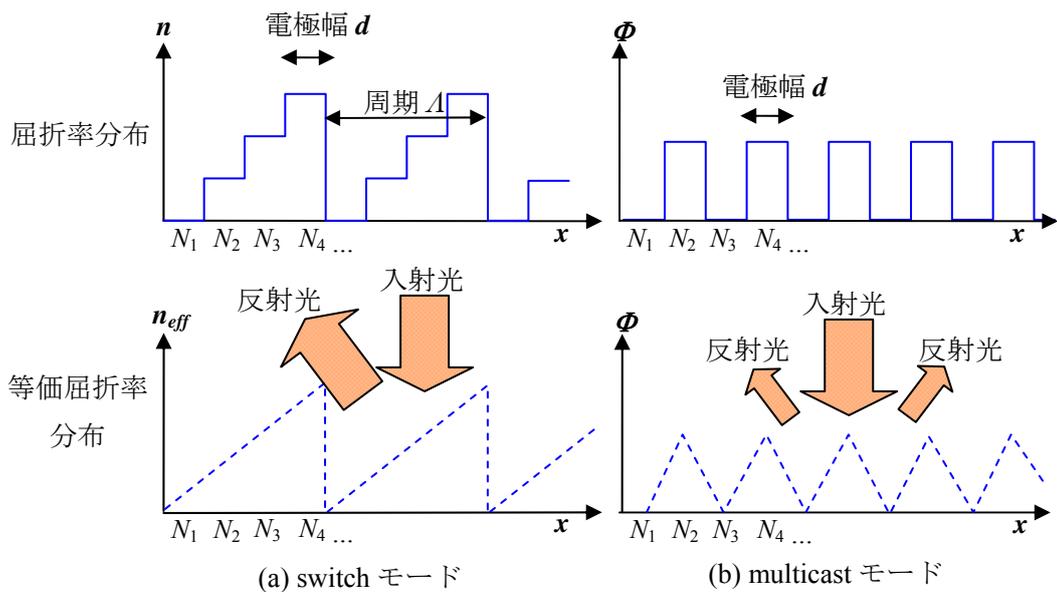
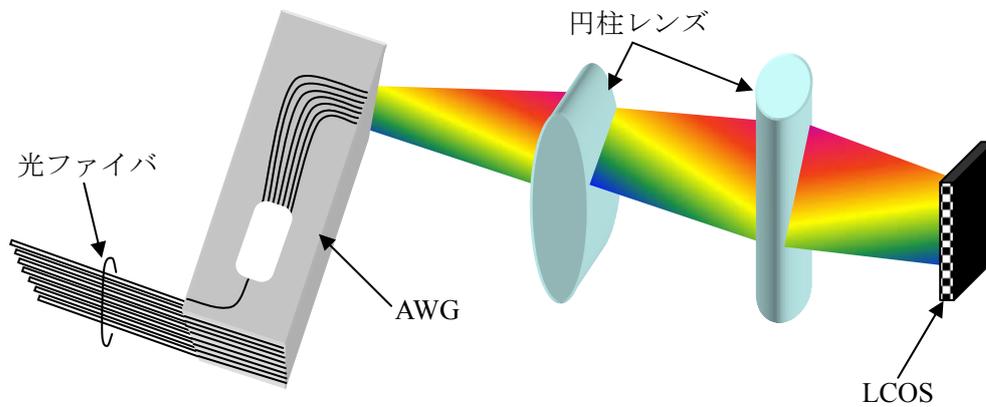


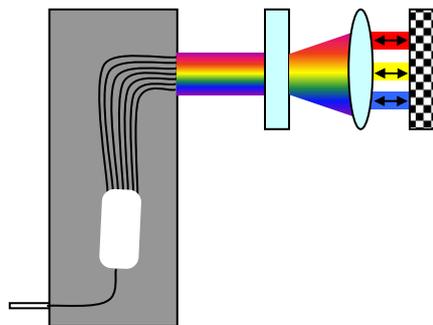
図 1.3-6 LCOS の屈折率分布と反射原理

AWG と LCOS によって構成される WSS の概要図を図 1.3-7 に示す。高さ方向に集積した超小型温度無依存 AWG と 2 枚の円柱レンズ、LCOS を用いた空間変調器で構成される。AWG の一部を別の光回路に変更することで容易に光チャネルモニタ機能といった機能も付加させることができる。

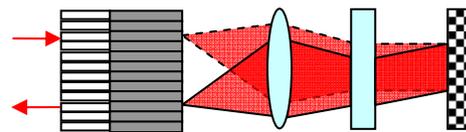
WSS は波長チャネル間隔に対するチャネル透過帯域幅の拡大、光通過損失の低減が可能であり、ROADM の高機能化だけでなく波長チャネルの高速化、高密度化にも貢献することが期待される。



(a) 全体図



(b) 上視図



(c) 側面図

図 1.3-7 AWG と LCOS で構成される WSS の概要図

現在のバックボーンネットワークは複数の WDM リンクシステム間を手動で接続して構成されているが、メトロネットワークのノード同様、光スイッチの導入することにより多方路の波長パス切り替え機能を有する OXC の研究開発が盛んに進められている。メッシュトポロジを構成するノードには 3 方路以上の複数方路からの波長多重信号を波長単位で複数の出力方路に振り分ける機能が必要とされる。この波長クロスコネクタ機能を多ポート全光型スイッチで構成した OXC を図 1.3-8 に示す。

多ポート全光型スイッチには 3D-MEMS ミラーアレイ型光スイッチが適用される[15]。ミラーアレイチップを 2 枚対向させ、それらミラーの傾きを連携して制御することにより入力光ファイバアレイの任意のファイバからの出射ビームを任意の出力ファイバに低損失に結合させることができる。動的な波長割当機能や方路選択機能を実現することができる。

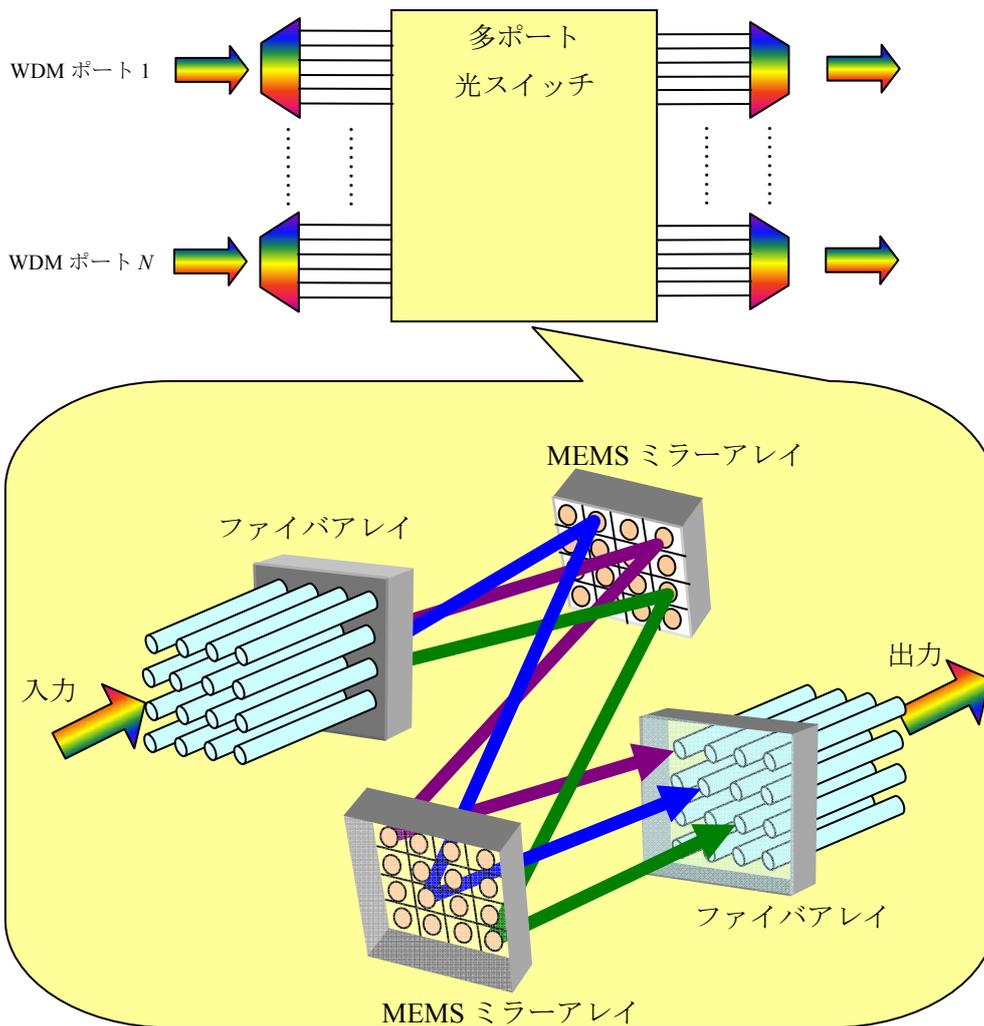


図 1.3-8 OXC の構成と 3D-MEMS 型光スイッチアレイ

1.3-3 トランスポート技術

コアネットワークの伝送技術は大容量化の歴史であり、従来、光ファイバの大容量化は WDM と TDM の組み合わせによって進められてきた。波長当たり 40 Gbit/s を超える伝送レートとファイバ当たり 10 Tbit/s 以上の総伝送容量を確保するためには従来のファイバの限界を打破する新ファイバ技術の開発と占有スペクトル幅の小さい変復調・多重化方式を実現することが必要である。

新ファイバ技術として期待されているのが PCF(フォトニック結晶ファイバ)である。PCF の断面構造を図 1.3-9 に示す。導波部の周辺に数十個の孔が存在し、HAF と類似した断面構造であるが、HAF との相違点は屈折率の高い部分が無いことである。PCF の特長は 3 つあり、1 つはシングルモードで伝送可能な波長領域である。現行の SMF の単一モード領域が 1300-1650 nm に対し、PCF は 500-2000 nm と可視域から赤外領域までの 300 THz に及び、単一モード動作領域を飛躍的に拡大できる。これによりチャンネル間隔を狭くすることなく

多重する波長数を増加することが可能となる。2つ目が分散特性である。孔の大きさや配列を変えることで分散特性を変化させることができ、柔軟な分散制御が可能である。平坦な分散特性が得られるよう設計することも可能であり、分散補償デバイスが不要となる。3つ目の特長が石英ガラスのみで形成されている点である。SMF はコア部分の屈折率をクラッドよりも高くするため Ge などの添加物を加えている。これにより光をコア内に閉じ込めることが可能であるが、一方で伝搬損失の原因にもなる。PCF は単一材料で光ファイバを形成しているため伝搬損失を石英ガラスの極限損失まで低減できる可能性がある。製造技術の進展により PCF の損失は飛躍的に低減し、SMP と同等の損失特性が実現され、今後の更なる低損失化が期待される。

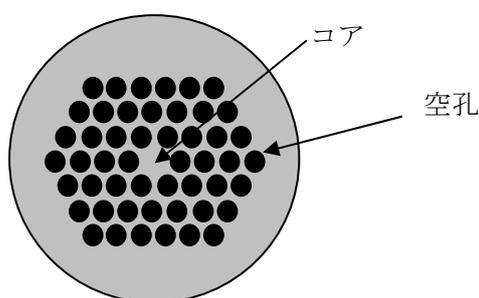


図 1.3-9 PCF の構造

高密度光伝送技術では従来の光強度のオンオフ変調方式ではなく、光ファイバ内の複数の偏波モードを利用した偏波多重伝送方式、光信号の位相・強度で情報を伝送する多値変調方式などの多重化方式や高度な変復調方式が研究されており、波長多重、偏波多重、多値変調技術を組み合わせることで 20 Tbit/s を超える超大容量伝送の報告も行われている[16]。

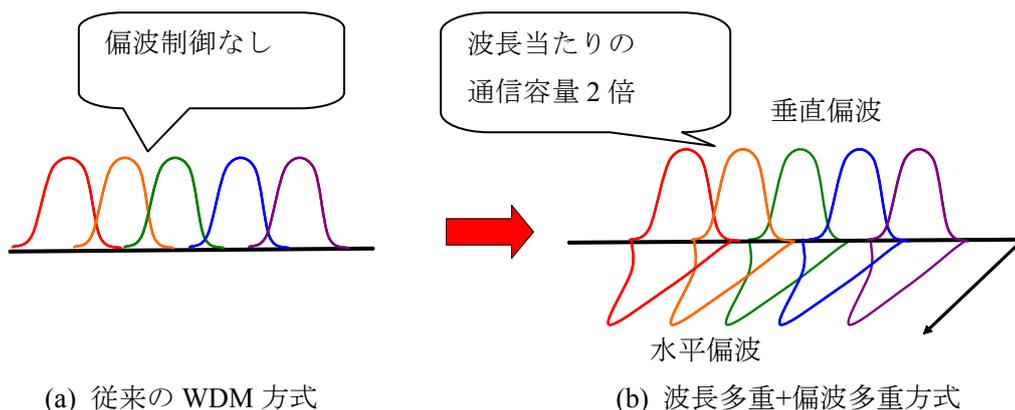


図 1.3-10 偏波多重方式の概念図

従来の光通信システムで長らく採用してきた 2 値の強度変調から、より高感度受信が実現可能な位相変調、さらに帯域圧縮が可能な多値変調方式へと変調方式が高度化している。多値変調方式には変調された 4 つの位相状態に 2 ビットのデータを割り当てる差動 4 相位

相変移変調方式(DQPSK:Differential Quadrature Phase Shift Keying)や搬送波の振幅と位相の両方にデータを割り当てる直交振幅変調方式(QAM:Quadrature Amplitude Modulation)などが主流である。多値変調方式(N 値変調のとき)は1つの光の状態では N ビットの情報を送るため相互位相変調による品質劣化を低減、シンボルレートを $1/N$ に低減できるため偏波モード分散(PMD:Polarization Mode Dispersion)や波長分散による波形歪耐力を向上できる利点がある。また、動作速度がビットレートの $1/N$ の光・電子デバイスを使用できるため低価格なシステムの構築が可能といったメリットがある。

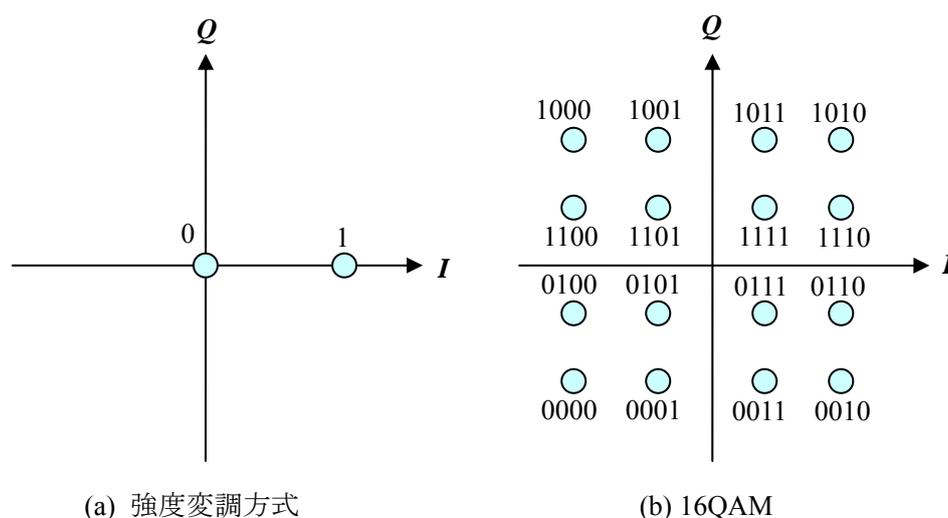


図 1.3-11 信号コンステレーション図

多値変調技術は非常に優れた変調方式であるが、構成がシンプルな強度変調方式に比べると復調器の構成は複雑である。受信方式としては遅延干渉系を用いたインコヒーレント受信(直接検波方式)とコヒーレント受信方式がある。

PLC 技術を用いたインコヒーレント受信器の構成例を図 1.3-12 に示す。1 ビット遅延導波路を有するマッハツェンダ干渉計で構成されている。同様の復調回路はハーフミラーを用いた空間光学系や光ファイバ系でも作製可能であるが、小型かつ集積可能であるため低コストでの量産が可能、光源の波長変動に追従した受信特性を得ることができるといった利点がある。

コヒーレント受信方式は情報伝送に用いる位相状態を容易に多値化することが可能であり、位相・偏波ダイバーシティホモダイン受信器が注目されている[17-18]。ホモダイン受信器に固有の問題である信号光偏波依存性を解決するために位相ダイバーシティホモダイン受信器に偏波ダイバーシティ構成を導入している。今後のトランスポート技術はデジタル信号処理技術と光デバイス技術を駆使し、更なる低シンボルレート化技術が期待される[19]。

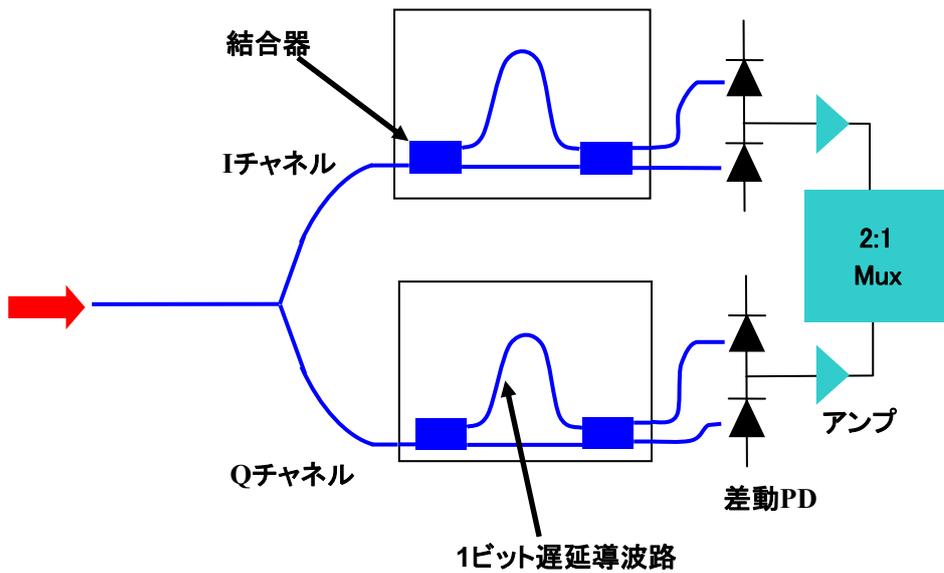


図 1.3-11 インコヒーレント受信器の構成例(PLC 型)

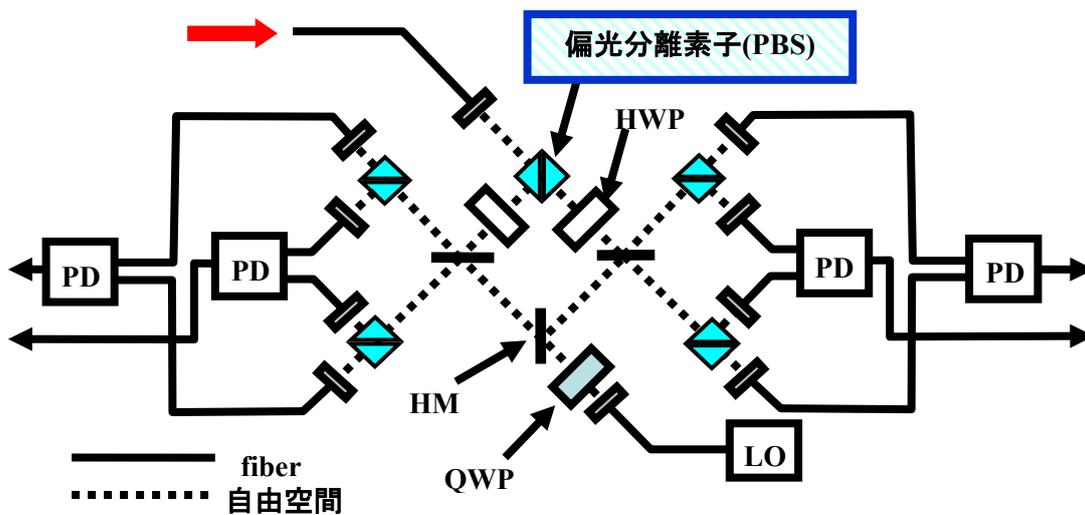


図 1.3-12 位相・偏波ダイバーシティホモダイン光受信器の構成

1.4 フォトニックネットワーク用光デバイス技術

前節までにアクセスネットワーク、トランスポートネットワークそれぞれの技術開発の現状と動向を述べた。フォトニックネットワークの発展に伴い、光デバイスには経済性や多機能化が求められ、今後も更なる技術開発が期待されている。本節では PLC を中心とした光デバイス技術やその作製方法、各種材料による作製される光回路の特徴についてまとめる。

1.4-1 光デバイス集積技術

光ネットワークのデバイス技術は半導体レーザやフォトダイオードなどの光半導体デバイス技術、石英に代表される PLC 技術、InP などを用いた超高速電子デバイス技術を基盤としている。情報伝送量の増大に伴い、デバイス技術の研究開発は個々のデバイスの性能向上から複数のデバイスを集積・実装するモジュール化技術へとシフトしている。トランスポートネットワークでは多値変調技術の導入により変調・復調機能を有するデバイス開発や ROADM ノードを実現するデバイスが求められる。アクセス系ネットワークではより一層の FTTH の普及のために経済性が重要となる。そのため、デバイスの小型化による歩留まり向上やデバイス性能アップ、デバイスプロセスにおける低コスト化技術の開発が求められる。いずれの場合においてもデバイスの集積化技術が重要である。集積化は小型化、低コスト化、高性能化のほかにも、モノリシック集積により部品点数の削減や加工プロセスの削減による高信頼化、低消費電力化などのメリットがある。光集積回路の構成には①機能集積、②素子集積、③電子回路集積の 3 種類がある。機能集積とは発光、受光、変調、合分波などの異なる機能を集積して新たな機能となる構成で、異なるデバイス同士の接合技術が重要となる。素子集積とは同じ機能のデバイスを多数集積することで均一性や再現性良く多数のデバイスを並べる技術が必要となる。電子回路集積とは光デバイスと電子デバイスとの集積を意味する。O/E、E/O 変換部に相当する。

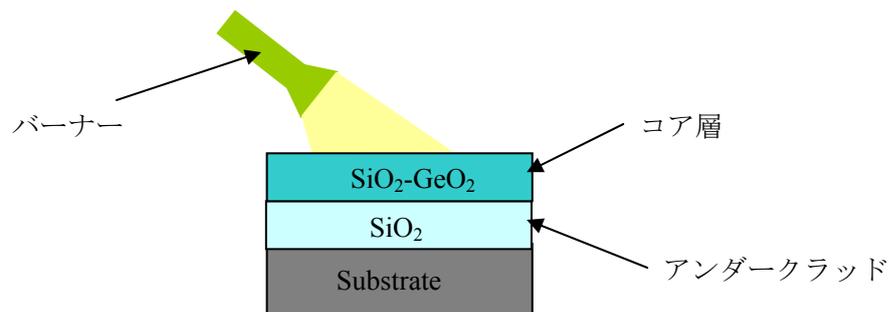
また、デバイスの集積方法によってモノリシック集積とハイブリッド集積に分類される。モノリシック集積とは 1 枚の基板上に同種の材料を用いた異なる機能を持つデバイスを集積する技術である。一方、ハイブリッド集積とは機能ごとに最適な材料で光デバイスを作製し、それらを 1 つの回路に接合する集積技術のことである。例としてリオブ酸リチウム (LiNbO₃:Lithium Niobate) と石英導波路の集積が挙げられる。LiNbO₃ は電気光学効果の大きいため変調器として優れた特性が得られるが、一方で LiNbO₃ 基板は効果で曲率半径を小さくできないためデバイスサイズの小型化が困難である。そのため、変調部のみ LiNbO₃ とし、入出力導波路を石英導波路で構成するハイブリッド集積を行うことで低損失な DQPSK 用変調器の作製に成功している[20]。多値変調用送信・復調器や WSS モジュールなどの高機能光モジュールを低コストに実現する技術として PLC の集積技術は有効であり、今後も研究開発が進むことが予想される。

1.4-2 導波路作製技術

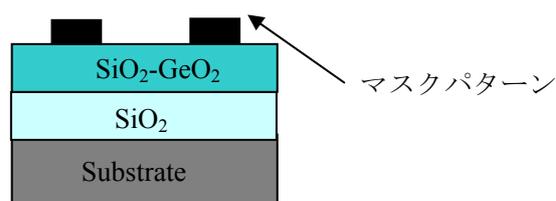
次世代のフォトニックネットワーク用 PLC は、より一層の高機能化、規模の拡大、低コスト化が求められる。そのためには、導波路製造技術の改善と新規技術が必要となる。導波路材料の中でも最も製造技術が発展している石英を用いた、石英 PLC のプロセス技術について紹介する。

石英 PLC は光ファイバの製造技術を発展させ、平面基板上に光導波路を作製している。その製造工程を図 1.4-1 に示す。

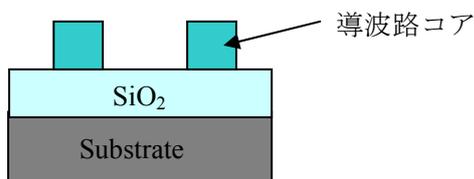
- ①火炎堆積法(FHD:Flame Hydrolysis Deposition)により石英基板、もしくはシリコン(Si)基板上に屈折率の低い SiO_2 を堆積させる。同様にして二酸化ゲルマニウム(GeO_2)をドーピングした屈折率の高い SiO_2 を堆積させコア層を形成する。
- ②フォトリソグラフィによってマスクパターンを露光する。
- ③反応性イオンエッチング(RIE:Reactive Ion Etching)によってコア層がエッチングされ、回路パターンを形成する。
- ④FHD によって屈折率の低いオーバークラッドを堆積することで導波路が完成する。



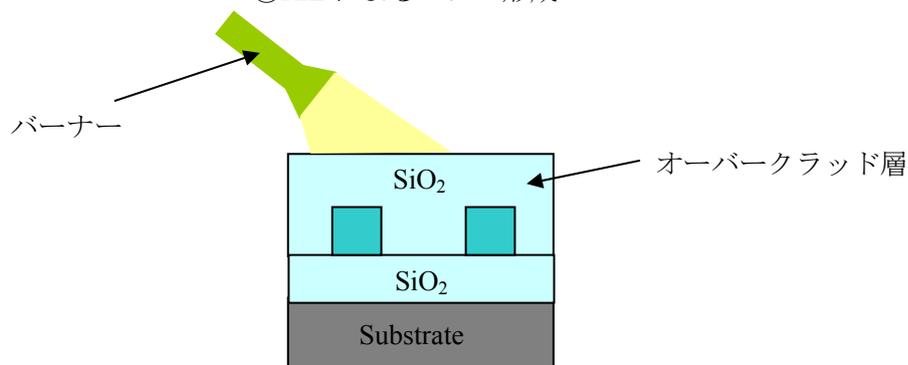
①アンダークラッド・コア層の作製



②マスクパターンの露光



③RIE によるコアの形成



④オーバークラッド層の作製

図 1.4-1 石英 PLC のプロセス

以上の工程により石英 PLC は作製され、作製技術の改良により導波路表面の極微小な凹

凸を減少することで伝搬損失を 0.6 dB/m まで低減することが可能となった[21]。

新たな導波路作製技術としてはレーザー描画導波路作製技術が注目されている。フェムト秒超短光パルスレーザー光をレンズを用いて石英に照射すると集光点付近の屈折率が上昇する。集光点を移動させるとその軌跡に沿って導波路が形成される。従来のプロセスでは平面的な膜から導波路を作製していたため 3 次元的に導波路を作製することは困難であった。レーザー描画技術により任意の方向や形状に導波路を作製することができ、高密度な 3 次元導波路回路が実現できると期待されている。これまでのレーザー描画法は石英 PLC の材料に導波路を形成するための添加物が含まれているため、高強度の光を照射すると損傷が生じやすく低損失な導波路形成が困難であった。しかし、図 1.4-2 のように細長い導波路を重ね描画することにより導波路の低損失化に成功した[22]。レーザー描画法は導波路を自由に形成できる反面、描画に時間がかかるため複雑な光回路の作製には不向きである。そのため、従来の PLC 作製技術と融合することで自由に導波路を追加し、全く異なる機能回路に切り替えるなどの実現が期待されている。

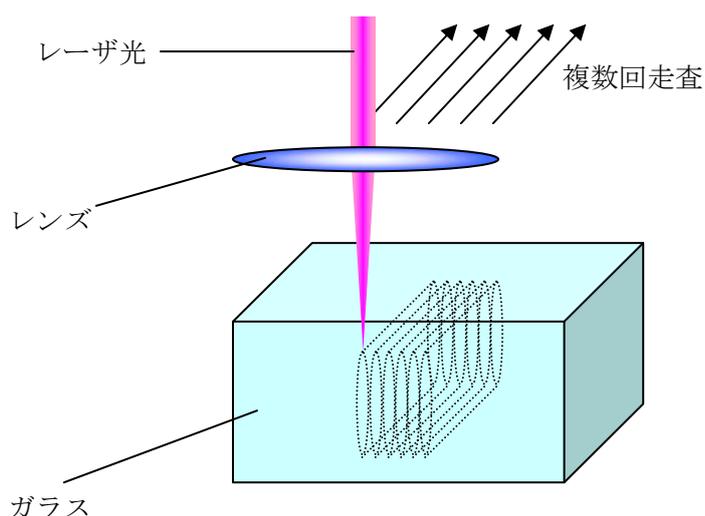


図 1.4-2 レーザ描画法による導波路作製

1.4-3 PLC 用各種材料の特徴

光導波路の作製には今日様々な材料に関して研究が行われている。本節では研究が盛んに行われている、又、実用化されている石英、半導体、シリコン、ポリマ、 LiNbO_3 、ランタンドープジルコン酸チタン酸鉛($\text{PLZT:Pb}_{1-x}\text{La}_x(\text{Zr}_y\text{Ti}_{1-y})_{1-x/4}\text{O}_3$)の特徴とそれらを用いた光回路について紹介する。

1) 石英

石英系光導波路素子は作製技術が非常に進展した材料であり、以下の特徴を持っている。

- ・ 波長・偏波依存性が小さい

- ・ 再現性が良い
- ・ 4 インチのウェハを使用し、大規模な素子を作製できる
- ・ 伝搬損失が低い(0.01- 0.07 dB/cm)
- ・ 光ファイバとの結合損失が低い

以上のように石英光回路は安定した性能を持つことから光スプリッタ、光合分波器、光結合器、光スイッチなどの受動素子の材料として優れており、一部実用化もされている。

表 1.4-1 にコアとクラッドの比屈折率差 Δ の異なる石英 PLC のコアサイズ、伝搬損失、最小曲げ損失、光ファイバとの結合損失をまとめる[23]。コア層のドーパント濃度を高めることで Δ を 0.3%から 1.5%まで高めることに成功している。導波路の最小曲げ半径は Δ に反比例する($\Delta^{-1.6}$)[24]ため Superhigh(SH)- Δ では 2 mm まで縮小化可能となり、小型な PLC を作製することが可能となった。 Δ を増大するためコア部作製時の Ge などの不純物を加え、コアの屈折率を高めている。ドーパント濃度を高めると散乱損失や屈折率揺らぎの原因となり、伝搬損失が悪化する。しかし、プロセス精度の向上により伝搬損失の増大を僅かに抑えることができた。SH- Δ の大きな欠点は SMF との接合損失の増大である。シングルモード条件を満たすコア形状が小さいため光ファイバのモードフィールド径が大きく異なり、結合損失は High- Δ の 5 倍と大きく増大する。しかし、光導波路内のモードフィールド径を変換するスポットサイズ変換器(SSC:Spot Size Converter)が開発され[25-26]、SSC を用いることで SMF との結合損失は 0.2 dB まで低減した[27]。低伝搬損失、SMF との低い接合損失を維持しながら曲げ半径の縮小化を実現したが、今後は更なる集積化が必要となり、mm オーダーの曲げ半径では小型化のボトルネックとなる。石英 PLC の更なる小型化を目指し、図 1.4-3 のようにコアの両側を空気で強く閉じ込められたハイメサ導波路構造を用いることで水平方向の Δ を 25%まで高め、曲げ半径を 250 μm まで低減できた[21]。

表 1.4-1 Δ の異なる石英導波路の各種パラメータ

	Low- Δ	High- Δ	Superhigh(SH)- Δ
Index difference Δ [%]	0.3	0.75	1.5
Core size [mm]	8 x 8	6 x 6	4 x 4
Loss [dB/cm]	<0.01	0.04	0.07
Bending radius [mm]	25	5	2
Coupling loss [dB/point]	<0.1	0.4	2

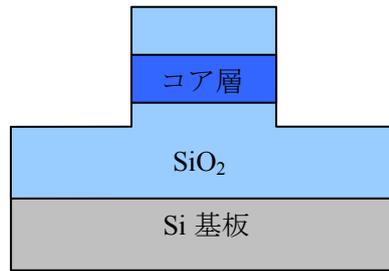


図 1.4-3 ハイメサ導波路の断面構造

また、スイッチングには熱光学効果を用いた光スイッチが実用化されている。可動部分が一切無いため、外部からの振動や衝撃により出力特性が変動せず、簡単な電流駆動回路で安定動作が得られる。また、薄膜ヒータ近傍に断熱溝を形成し、熱の流出を防止することで消費電力の低減を図り、研究レベルでは消費電力は 0.045 W 程度である[28]。しかし、応答速度は数 ms オーダーと低速であることが欠点であり、将来のフォトニックネットワークにおいてアクティブ素子として用いるのは困難であることが予想される。

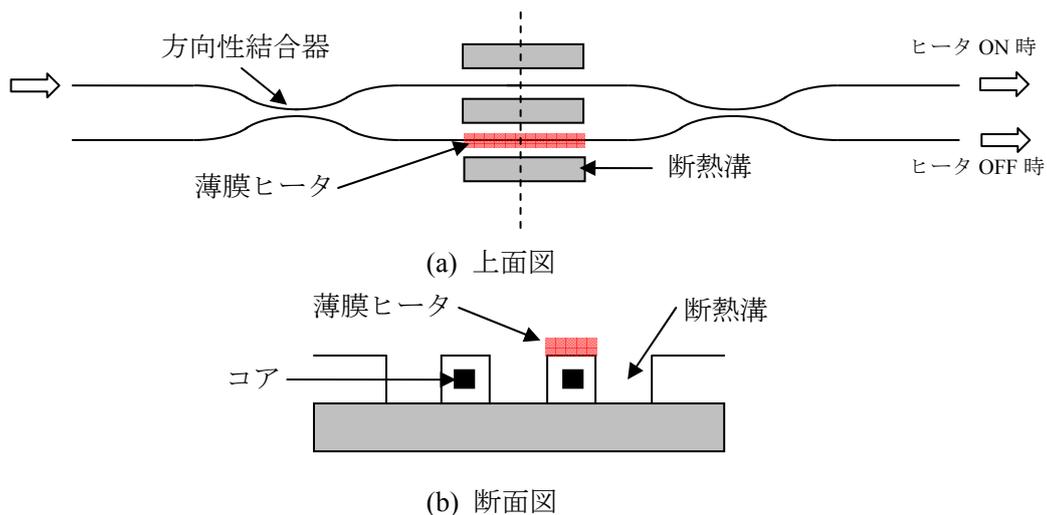


図 1.4-4 熱光学効果を利用した光スイッチ素子

2) 半導体

半導体系光導波路素子は GaAs 系や InP 系材料をベースとしており、次のような利点を持っている[29-30]。

- ・ 導波路の屈折率差が大きく、数百 μm オーダーの曲げ半径を実現でき、集積化可能
- ・ ポッケルス効果、量子シュタルク閉じ込め効果等による ns オーダーの屈折率高速制御が可能であり、屈折率変化が最大 10^{-2} オーダーと非常に大きい
- ・ 発光、受光素子との集積化が可能である

SMF との結合損失が 3.5-4.0 dB と大きいことや原理的に材料の吸収損失が避けられないことから大規模素子には適さず、レーザや受光素子とのモノリシック集積用途に適している

考えられる。具体例としてはレーザモジュールが挙げられる。フォトニックネットワークにおける光源は DFB (Distributed Feed-Back)レーザが一般的であり、送信機は DFB レーザと光に変調信号を加えるための外部変調器モジュールによって構成される。従来は、外部変調器モジュールが送信機を小型化する上で障害となっていた。光変調器を半導体 PLC で作製し、DFB レーザアレイと集積することで可変波長レーザモジュールの小型化に成功している[31]。

3) シリコン

シリコン細線導波路は Si コアと SiO₂ クラッドから構成されており、次のような利点を持つ[32-33]。

- ・ 比屈折率差 Δ が 40%と非常に大きく、数 μm の曲げ半径が可能である
- ・ SOI 基板を用いるため電子回路とのモノリシック集積が可能である
- ・ 熱的・機械的に優れ、高品質ウェハが入手できる

水平方向、垂直方向共に光の閉じ込め効果が非常に大きいため、低 Δ 方向への漏れ損失といった設計制約が存在しない。 Δ が非常に大きいため半導体同様、SMF との結合損失が大きい。また、導波路のラフネスは 1 nm 以下と非常に高度な作製精度が要求される。しかし、SMF との高効率結合を実現する SSC[34-35]や低損失な分岐[36-37]、交差[38]、AWG[39]なども報告されている。更なる低損失化が実現できれば従来の様々な石英 PLC のデバイスサイズを劇的に縮小化することが可能であり、LSI との集積による高機能化、光インタコネクションを利用した LSI の高性能化なども期待される。

4) ポリマ

ポリマ導波路は要求性能によって使用される材料が異なるが、以下の特徴がある。

- ・ 要求性能に応じて幅広い材料設計が可能
- ・ 短波長領域(0.5-1.0 μm)で低損失
- ・ 真空のプロセスを経ない直接露光法による製造が可能
- ・ TO 係数が石英よりも 1 桁以上大きい

材料が安価でプロセスも簡易である。また、光インタコネクションへの応用が可能な短波長領域で低損失なポリマ材料が多いため送受信モジュールでの応用が期待されている。TO 係数が大きいため OXC の低消費電力化、低コスト化などが期待される。課題としては通信帯域での伝搬損失が石英 PLC と比較して 1 桁高い値であることや信頼性の向上が挙げられる。

5) LiNbO₃

LiNbO₃ 導波路は Ti 拡散やプロトン交換法によって LiNbO₃ 基板上に導波路を作製し、その両側をエッチングすることにより作製される(リッジ導波路)[40]。また以下のような特徴を

持つ。

- 大きな電気光学係数(3 pm/V~31 pm/V)を持つ
- ns オーダーの高速変調が可能である
- 1.55 μm 帯で低損失である
- 5 インチウェハの高品質な結晶が得られる

LiNbO₃ 結晶は結晶光学軸の Z 方向に電界印加するとき最も効率良く光変調できるが、入射光に対する屈折率変化の偏波依存性が非常に大きいという特徴がある。この特徴は、積極的に偏波回転を行う場合[41]を除いては好ましくないものである。したがって、偏波制御できる環境に組み込む光スイッチや光変調器用途に適していると考えられる。さらに電極構造が複雑であり、スペースとの兼ね合いから電極長を短くする必要があるという欠点が存在する。これは駆動電圧の上昇につながる。GHz クラスの高速スイッチングを偏波無依存で実現するには 70 V 以上の駆動電圧が必要となる[42]。また、LiNbO₃ 基板は高価であるため低コスト化も課題である。

6) ランタノドープジルコン酸チタン酸鉛(PLZT)

前節で述べたように LiNbO₃ は高速でアクティブな光回路の作製を可能としているが、改善が必要な欠点もある。そこで、LiNbO₃ よりも電気光学係数が大きく作製容易なセラミックスの実現が望まれている。将来 LiNbO₃ の代替材料となる可能性を持つ材料の一つとして、Pb_{1-x}La_x(Zr_yTi_{1-y})_{1-x/4}O₃(PLZT)が存在する。PLZT は次のような利点を持つ。

- 大きな電気光学係数を持つ(612pm/V)
- 波長・偏波依存性が小さい
- 高速スイッチングが可能(~10 ns)
- 組成を選択することにより様々な電気光学特性を示す[43-44]

PLZT は 1970 年に Sandia 研究所で強誘電体セラミックスの研究を行っていた G. H. Haertling らにより開発された。報告された PLZT (8/65/35: x = 8%, y = 65%, 1-y = 35%)の電気光学定数は約 612 pm/V であり、表 1.4-2 に示した各種セラミックスの一次電気光学係数の中でも特に大きい[45]。近年、固相エピタキシャル法が開発されたことにより、良質な PLZT 薄膜が得られるようになった。この技術を利用した、PLZT 導波路の研究開発が進展すると期待される。

PLZT 光導波路を用いて非常に特性の良い光スイッチが報告されている[46]。図 1.4-5 のような方向性結合器を基にした反転 $\Delta\beta$ 型と呼ばれる 2 x 2 スイッチをスイッチエレメントとし、これらをツリー状に接続することで 1 x 16 スイッチを実現している。駆動電圧は 10V と低く、またスイッチの応答速度は 2.4 ns と非常に速い。表 1.4-3 に他の光スイッチとの特性比較の一覧を示すが、PLZT を用いた光スイッチは導波路型光スイッチにおいて消費電力・高速性に優れていることがわかる。

表 1.4-2 各種セラミックスの一次電気光学係数

Material	Electrooptical coefficient [pm/V]
Ba _{0.25} Sr _{0.75} Nb ₂ O ₆	1340
PLZT(8/65/35)	612
BaTiO ₃	108
KD ₂ PO ₄	52
(NH ₄)H ₂ PO ₄ (ADP)	23
LiTaO ₃	22
LiNbO ₃	21
KH ₂ PO ₄ (KDP)	11

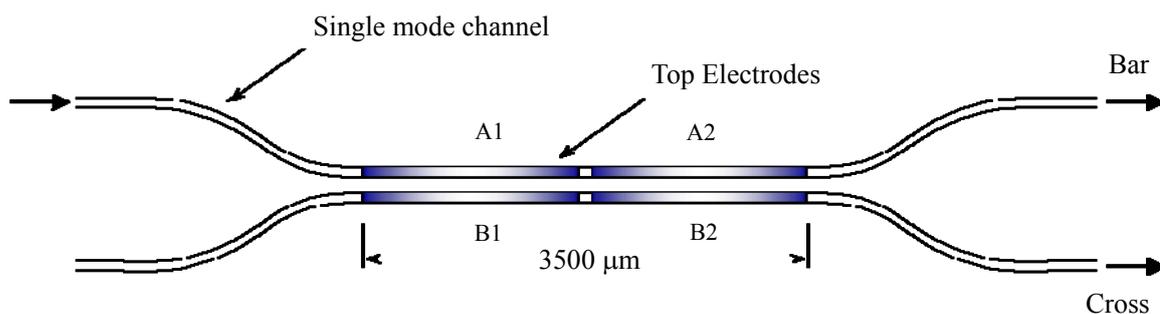


図 1.4-5 スイッチエレメントの構造

表 1.4-3 光スイッチ特性一覧

		規模 (port)	挿入損失	消光比	素子 寸法	スイッチング 速度	消費電力 (単位スイッチ当たり)
空間型	MEMS	80 x 80	5 dB	50 dB	大	ms	◎
	LCOS	NA	NA	NA	大	ms	◎
導波路型	石英	8 x 8	3 dB	40 dB	大	ms	△
	LiNbO ₃	8 x 8	10 dB	30 dB	大	ns	△
	半導体	4 x 4	10 dB	NA	小	ns	○
	PLZT	8 x 8	15 dB	NA	中	ns	○

1.5 研究報告例

本節では、本論文に関連する小型 AWG、偏光分離素子(Polarization Beam Splitter:PBS)、可

変波長フィルタを代表とする ROADM デバイスの研究報告を本研究の関連研究として簡潔に紹介する。

1.5-1 小型 AWG

AWG はこれまで紹介したようにフォトニックネットワークにおいて波長合分波器として必要不可欠なデバイスである。簡潔に AWG の特徴をまとめる。

図 1.5-1 に AWG の概要図を示す。平面光回路の技術を用いており、Si 基板、又は、石英基板上に石英ガラスのクラッド/コア層を堆積し、設計回路に沿ってエッチングした後、オーバークラッド層を堆積させることで作製される。AWG の利点は以下の通りである。

- ・ チャンネル間の損失偏差が小さい
- ・ 多チャンネルを一括分波できる[47]
- ・ チャンネル間隔 1 GHz もの高分解能化[48]が可能

AWG は入力導波路、出力導波路、2 つのスラブ導波路、そして隣接導波路間の導波路長が一定距離 ΔL だけ異なるアレイ導波路から構成される。スラブ導波路は入出力導波路側、アレイ導波路側それぞれの中央を中心とする円弧を持つ凸レンズ形状である。2 つのスラブ導波路のパラメータは同一であると仮定し、入出力導波路間隔を D 、アレイ導波路間隔を d 、スラブの曲率半径を f とする。

入力導波路側中央からある x_1 の距離だけずれた入力導波路からスラブ導波路へ入射した光は基板水平方向に関して自由空間を伝搬し、拡散した光は各アレイ導波路へ入射する。各アレイ導波路を伝搬する光の振幅は、中央のアレイ導波路を対称としたガウシアン分布となる。アレイ導波路を伝搬後、光は出力側スラブ導波路に入射し、出力側端面で干渉する。その結果、出力導波路側中央からある距離 x_2 ずれた出力導波路に集光することになる。各アレイ導波路において生じる相対位相遅延は $\Delta L/\lambda$ で表されるため、焦点の位置は波長に依存する。

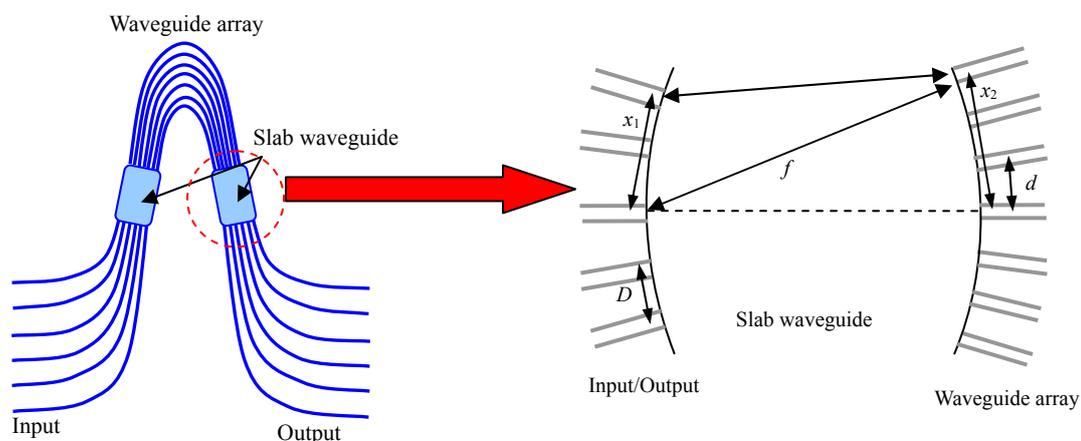


図 1.5-1 アレイ導波路回折格子の概念図

以上の解釈を定量的に考察する。スラブ導波路、アレイ導波路の伝搬定数をそれぞれ β_s 、 β_c とし、 m を回折次数、 ν_0 をAWGの中心周波数とすると、次式が成立する。

$$\beta_s(\nu_0) \frac{x_1 d}{f} - \beta_s(\nu_0) \frac{x_2 d}{f} + \beta_c(\nu_0) \Delta L = 2m\pi \quad (1-1)$$

ここで c を真空中の光速、 λ_0 を中心波長として、 $\beta_c(\nu_0) \Delta L = 2m\pi$ 、つまり

$$\nu_0 = \frac{mc}{n_c \Delta L} \left(\Leftrightarrow \lambda_0 = \frac{n_c \Delta L}{m} \right) \quad (1-2)$$

(1-2)式が ν_0 について成立するためには $x_1 = x_2$ が要求される。これは入力導波路の位置が決定すれば出力導波路の位置が一意に決定されることを示している。次に、出力の線分散を導出するために(1-1)式を周波数 ν に関して微分すると(1-3)式が得られる。

$$\frac{\Delta x_2}{\Delta \nu} = \frac{N_c \Delta L f}{n_s d \nu} \left(N_c = n_c + \frac{\partial n_c}{\partial \nu} \nu \right) \quad (1-3)$$

Δx_2 を入出力導波路間隔 D とするから、(1-3)式は改めてチャンネル間隔を表す以下の式となる。

$$\Delta \nu = \frac{n_s d D \nu}{N_c \Delta L f} \quad (1-4)$$

(1-1)式において回折次数 m と $m+1$ 番目の差をとることによって自由スペクトル領域(Free Spectral Range:FSR) X_{FSR} が求められ、

$$X_{FSR} = x_m - x_{m+1} = \frac{fc}{n_s d \nu} \quad (1-5)$$

となる。また、チャンネル数 N_{ch} は(1-6)式のように導出される[49]。

$$N_{ch} = \frac{X_{FSR}}{D} = \frac{fc}{n_s d D \nu} \quad (1-6)$$

波長合分波器としては他に誘電体多層膜やファイバブラックグレーティング(FBG:Fiber Bragg Grating)がある。誘電体多層膜をもちいた波長合分波器の概念図を図1.5-2に示す。干渉膜として SiO_2 と TiO_2 の多層膜が用いられており、この周期を調整することで特定の波長だけ反射させることが可能となる。誘電体多層膜の長所を以下に示す。

- ・低損失・優れたクロストーク特性
- ・温度依存性が少ない
- ・10 GHz程度の高速信号でも歪みが小さい

誘電体多層膜の短所としては以下の点が挙げられる。

- ・実装コストが高いため多チャンネル化が困難(最大チャンネル数16ch程度[50])

将来の通信ネットワークにおいてチャンネル数が16ch以下に限定されてしまうのは非常に大きなデメリットである。誘電体多層膜はその優れた透過特性から増幅器を用いない数十km範囲の比較的短距離システムでの用途が多い。

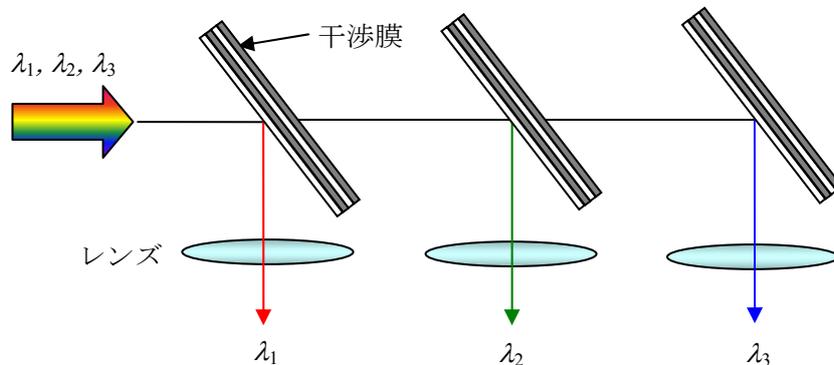


図 1.5-2 誘電体多層膜を用いた波長合分波器

図 1.5-3 に示される FBG は Ge ドープしたコアを有する石英光ファイバに(紫外光を位相格子によって干渉し)照射することにより、屈折率の高低領域を周期的に繰り返す構造である。紫外光強度の高い領域では屈折率が上昇し、ブラッグ条件を満たす波長のみが選択的に反射される。FBG の長所は以下の通りである。

- ・ 矩形に近いスペクトル特性が得られる
- ・ 透過帯域での損失が小さい
- ・ 偏波依存性が小さい
- ・ 温度無依存である

FBG の短所としては以下が挙げられる。

- ・ 多波長の一括分波ができないため、設計波長の異なるグレーティングを多段接続する必要がある
- ・ 損失偏差が大きい
- ・ 部品コストが高い

波長合分波器として利用する際には、サーキュレータを用いるか、ファイバ型のマッハツェンダ干渉計に組み込んで入射光と反射光を分離する必要がある。誘電体多層膜や FBG には以上のような欠点があるため今後のフォトニックネットワークにおいて AWG は有効な波長合分波器として期待されている。

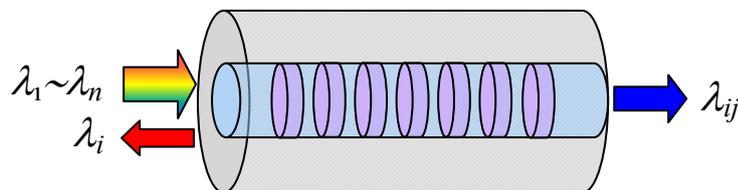


図 1.5-3 FBG の概念図

石英光回路を用いた小型 AWG としては楕円銀ミラーを用いた AWG[51-52]やハイメサ構造を用いた AWG[53]が報告されている。アレイ導波路部に銀ミラーによる反射光学系を採用

することで最小曲げ半径に依存せずにチップサイズを低減することが可能となる。しかし、伝搬損失が 2-3 dB と非常に大きく、作製精度に非常に敏感である、又、偏光依存性を抑制するためにはミラーに対する入射角度を非常に小さくする必要があるといったレイアウトの制限もある。また、ハイメサ構造を用いた AWG はコア層の両側をエッチングし、導波路の横方向を空気で強く閉じ込めた構造になっている。水平方向の Δ を 25%まで高め、最小曲げ半径を 250 μm まで縮小化した。導波路パラメータを調整することにより複屈折を低減し、偏波依存性を抑制した。さらに、アレイ導波路部とスラブ導波路の接続部に垂直方向のテーパ構造[54]を作製することで通常の AWG に匹敵する低損失化も実現した。

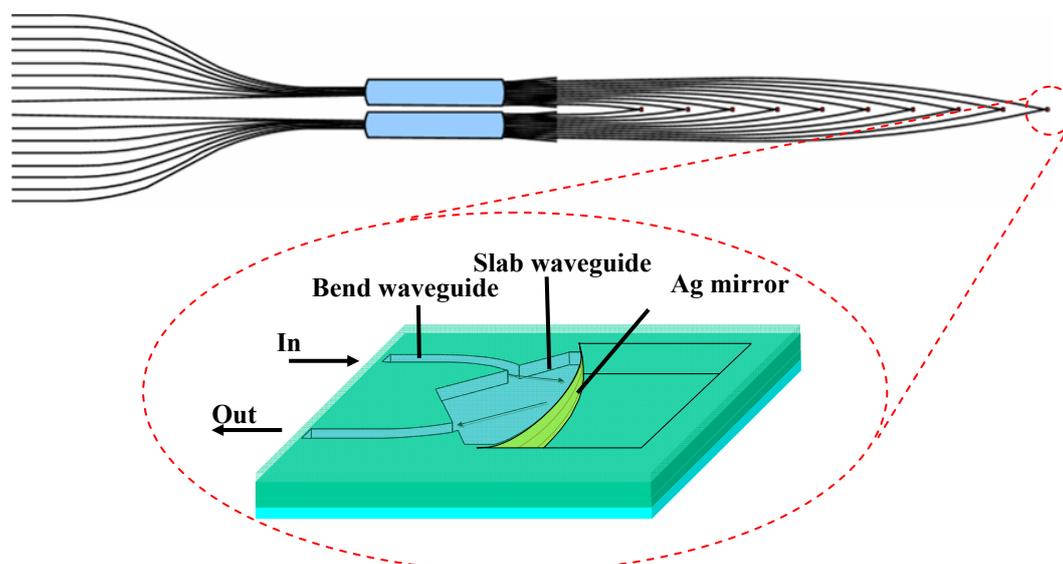


図 1.5-4 銀ミラーを用いた小型 AWG の概要図

石英 PLC 以外では、 Δ が非常に大きい値を持つため小さな曲げ半径が実現できる半導体やシリコンを用いた AWG が報告されている[55-56]。半導体 AWG ではコア断面の形状を調整することにより偏光無依存化を達成し、16 チャンネル、チャンネル間隔 100 GHz、最小曲げ半径 250 μm の AWG の作製に成功している。シリコン細線導波路を用いた AWG は半導体よりも垂直・水平の両方向において Δ が大きいので、16 ch、チャンネル間隔 6 nm、最小曲げ半径 5 μm 、デバイスサイズ 110 x 90 μm^2 の小型化が可能となる。しかし、半導体同様シングルモードファイバとの接合損失が非常に大きくなる。また、シリコン細線導波路を用いた AWG は、 Δ が非常に大きいのでコアの側壁ラフネスが伝搬損失に大きく影響する。そのため、優れた透過特性を有するデバイスの作製は現在のプロセス技術では困難である。

1.5-2 偏光分離素子(PBS: Polarization Beam Splitter)

偏光制御はフォトニックネットワークにおいて重要であり、偏波多重伝送方式や多値変調方式の導入により PBS の役割はより一層重要となる。特に PLC 型 PBS は小型、かつ、集

積化が可能であるため注目されている。

Si 基板を用いる石英 PLC ではコア作製時にコア幅に依存して応力がかかり、結晶構造がわずかに変化する。そのため、コア幅を広げることによりプロセス時にかかる応力が大きくなり、複屈折が大きくなる。この特性を利用して導波路型 PBS が石英材料によって作製された[57]。石英材料の優れた伝搬特性から低損失、高い偏波消光比を有するが、他の材料に比べて複屈折が小さいためデバイスサイズが大きい。他にも石英 PLC を用いたマッハツェンダ型 PBS としてアモルファスシリコンを積層させ、レーザでトリミングすることで複屈折を調整した PBS[58]も報告されているが、やはり大きな複屈折は得られず、デバイスサイズの小型化が困難である。また、マッハツェンダ型 PLC のアーム部に半波長板を挿入にした PBS[41]も報告されており、1551-1571 nm の波長域において-15 dB 以上の偏波消光比が得られている。

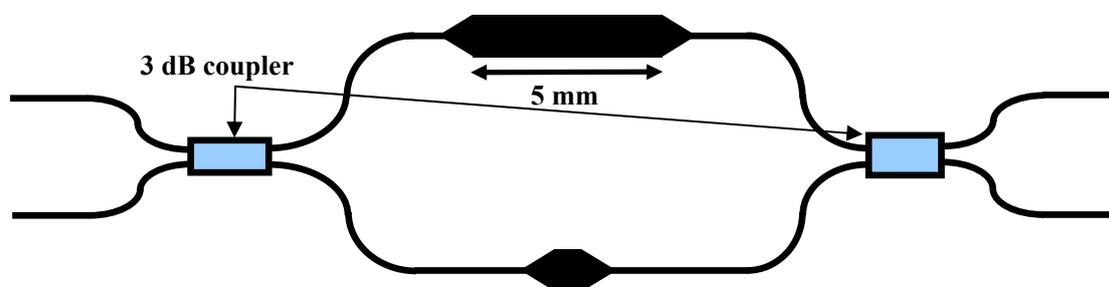


図 1.5-5 応力のコア幅依存性を利用した石英 PLC 型 PBS

また、デバイスサイズの小さい PBS を作製するために複屈折の大きいシリコン導波路を用いた PBS も報告されている[59]。複屈折の値が導波路幅に依存する性質を利用してアームにコア幅の異なる導波路をそれぞれ使用している。アーム長は石英材料と比較して短くなるが、偏波消光比の高い素子の作製が困難である。

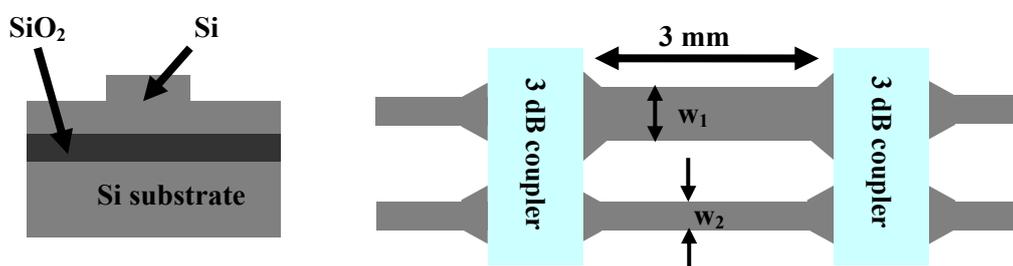


図 1.5-6 シリコン導波路を用いた PBS

その他にはプラズモンを利用した PBS[60]やフォトニック結晶によるブラック反射を利用した PBS が FDTD シミュレーションにより広い波長領域において良好な偏波特性が確認されている[61]。それぞれデバイスサイズは $0.93 \times 4.2 \mu\text{m}^2$ 、 $50 \times 5 \mu\text{m}^2$ と非常に小型である。

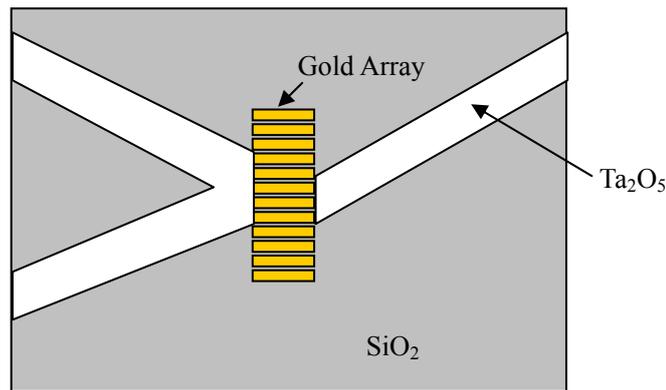


図 1.5-7 プラズモンを利用した PBS

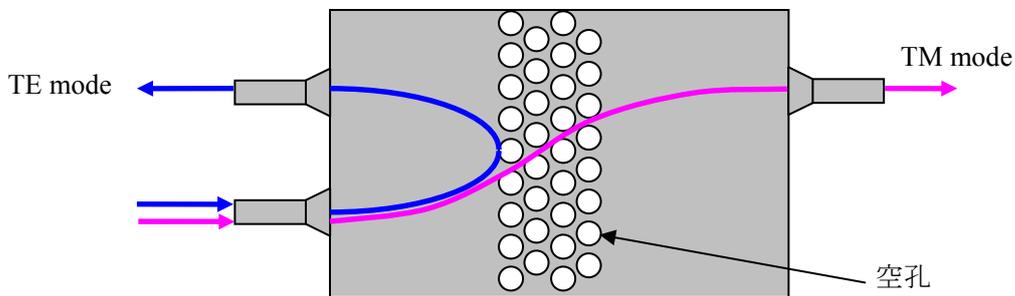


図 1.5-8 フォトニック結晶を利用した PBS

1.5-3 ROADM ノードデバイス

ROADM ノードの基本構成は 2 つの波長合分波器と光スイッチで構成されている。従来の ROADM の研究報告は光スイッチ部に TO 効果を利用した 2×2 スイッチを採用し、導波路近傍に配置された薄膜ヒータへの電流制御によりアド/ドロップの切り替えを行っており、良好な損失特性・消光比が得られている[62-64]。しかし、熱光学効果による制御のためスイッチング速度はミリ秒オーダー単位が限界である。スイッチング速度が低速の場合、ノード処理のバッファ容量を増やす必要が生じ、系の大型化、コスト上昇などの課題が生じる。10-40 Gbit/s の高速伝送システムに対応するためには ns オーダーのスイッチング速度が必要であると考えられる。

また、ROADM ノードはスイッチング機能を AWG に加えた可変波長 AWG でも実現可能である。可変波長 AWG の関連研究としてはシリコン樹脂でチャンネル間隔 100 GHz (0.8 nm)、チャンネル数 16 の AWG[65]が作製された。絶対値の大きな負の熱光学係数を利用して $25^{\circ}\text{C} \sim 80^{\circ}\text{C}$ の温度変化で 10 nm の中心波長シフトが確認されている。しかし、可変波長の原理は熱光学効果であるためこのポリマ AWG の応答速度は 2-60 ms 程度に制限されている。一方、Bellcore の D. A. Smith 氏らにより、音響光学効果を用いた可変波長フィルタ[66]が 1990 年に報告されている。超音波による干渉を利用して導波路上に屈折率のグレーティングを誘起して波長フィルタを実現した。しかし、音響光学効果による素子の応答速度は約 6

μs [67]と報告されており、応答速度の高速化はマイクロ秒オーダーが限界であると考えられる。

1.6 本研究の目的

爆発的に増大する通信トラフィックに対応するため、トランスポートネットワークではROADMノードの採用、偏波多重伝送方式や多値変調方式の採用などにより光回路の多機能化、周波数帯域の高効率化がより一層求められる。更に、アクセスネットワークやメトロネットワークにおいても光デバイスの需要が高まることが予想されるため、光デバイスの低コスト化・大規模化も重要な課題となる。

光回路の多機能化や低コスト化、大規模化にはデバイスサイズの小型化が必要不可欠となる。しかし、現在実用化されている石英PLCは最小曲げ半径が5 mmと大きいため高密度集積が困難であり、歩留まりが悪い。近年、コアのドーパント濃度の高濃度化により $\Delta = 2.5\%$ 以上の石英導波路や半導体導波路、シリコン細線導波路の開発により光回路の小型化が実現可能となった。しかし、コア屈折率の不均一性やドーパント濃度の高濃度化により伝搬損失が増大する課題もある。又、シングルモード条件を満たすコア断面積が小さいためスポットサイズ変換器なしでは光ファイバとの結合効率が悪化する。多チャネル化により必要なスポットサイズ変換器の数量も増大するため、低コスト化のネックとなる。

又、多値伝送方式の光受信器として偏波・位相ダイバーシティホモダイン受信器や遅延干渉計を有するインコヒーレント受信器が注目され、偏光制御素子の小型化やモノリシック集積への要求が高まっている。現状の石英PLC型PBSは広い波長帯域で良好な偏波消光比を得ることはできるが、複屈折が小さいため5 mm以上のアーム長が必要となり、高密度集積化が困難である。波長板を挿入することで位相を制御する研究も行われているが、広い波長帯域で良好な消光比が得られていない。複屈折の大きい半導体導波路を利用し、小型化を実現する手法も報告されているが、最小曲げ半径の縮小化同様、光ファイバとの結合効率の低下等の課題がある。

ネットワークのノード部では光信号パスの方路切り替え機能を有する可変波長AWGや光スイッチ集積型AWGの高速スイッチング化への要求が高まることが予想される。現在、実用化されている石英PLCは低損失、且つ、高い信頼性を有しており、石英PLCを用いた可変波長AWGやスイッチ集積型AWGもすでに報告されている。石英PLCをアクティブ素子として使用するためには熱光学効果の利用が不可欠であるが、スイッチング速度はmsオーダーが限界であり、石英PLCの小型・集積化による機能集積のみでは今後ノードに要求される応答性能を満たさない可能性がある。そのため、石英PLCに代表されるパッシブ素子の小型・集積化・低コスト化だけでなく、アクティブ素子との適材適所のハイブリット化が重要となる。アクティブ素子の代表として電気光学効果を利用した LiNbO_3 導波路が挙げられ、高速応答を実現した報告も盛んに行われている。しかし、 LiNbO_3 導波路は電気光学効果による屈折率変化の偏光依存性が大きいため、偏光無依存性を実現するためには偏

光制御素子の挿入が必要となり、部品数・デバイスサイズが増大する。

現状の光回路が抱える上記の問題・課題に対して、本論文では ATB (Air Trench Bend) 構造や低屈折率材料充填導波路による石英 PLC の小型化や偏波依存性が小さく、且つ、高い電気光学係数を有する PLZT 導波路を用いた高速合分波回路を提案することで高密度集積化を実現することを目的とした。具体的に以下の 4 点について取り組んだ。

第一に、関連研究として報告されているコアの両側に空気溝を作製した ATB 構造を石英 PLC の AWG に適用することで AWG の縮小化を実現する。AWG は WDM においてその需要はますます高まることが予想されており、又、複数の曲げ導波路によって構成されているため曲げ半径の縮小化が有効であると考えられる。曲げ部のみ ATB 構造を用いることで石英導波路の優れた伝搬特性、光ファイバとの高い結合効率を維持しながら小型 AWG を設計・作製する。

第二に、低屈折率材料充填導波路の充填条件の確立とそれを用いた小型 AWG の作製である。ATB を石英光回路に適用することでデバイスサイズの縮小化は可能である。しかし、溝部分に不純物が混入する恐れがあり、安定した透過特性が維持できない可能性がある。そこで、溝部分に低屈折率材料のサイトップTMを充填することで曲げ半径の縮小化と安定した透過特性の両立を目的とした。さらに、DWDM ネットワークでの利用を目指し、高分解能 AWG の小型化に取り組んだ。

第三に、低屈折率材料充填導波路を用いた石英 PLC 型 PBS を設計・作製することである。低屈折率材料充填導波路は石英 PLC に比べ、複屈折が大きいため PBS の小型化が可能である。小型かつ良好な特性を持つ PBS を作製することにより多値伝送方式の光受信器を PLC 技術でモノリシック回路として実現することが可能となる。これにより系の小型化、低損失化、安定動作などが実現できると考えられる。

第四に、PLZT 導波路を用いた高速光合分波回路として可変波長 AWG と光スイッチ集積型 AWG の設計・作製を行う。良好な波長特性を有する PLZT 導波路を用いた AWG[67]が作製されたため、次のステップとして可変波長 AWG や光スイッチを集積した AWG を PLZT 導波路で作製し、ns オーダーの高速変調を実現する。これは PLZT を用いた ROADM チップの実現へ向けて非常に有意義であると考えられる。ROADM チップはネットワークのノードにおいて Add/Drop する波長を自由に選択し、切り替えることができるためネットワークの柔軟性が向上する。そのため、現在の光通信市場において ROADM チップの需要が高まっている。

1.7 本論文の構成

本論文は以下の 7 章によって構成される。

第 1 章では序論として光通信の歴史、現状、そして、今後の動向をアクセスネットワーク、メトロネットワーク、バックボーンネットワークに分類して述べている。更に、それらのネットワークを支える PLC 技術について解説し、次世代ネットワーク用の光合分波器

の研究動向について言及している。最後に、本研究の目的が石英光回路の小型化手法とそれを AWG・PBS に適用した高密度集積回路の設計・作製、又、電気光学効果を有する PLZT 導波路を用いることで高速スイッチング可能な ROADM チップの設計・作製であることを述べている。

第 2 章では、空気溝を用いた微小曲げ構造を石英導波路に適用するためにシミュレーション・測定結果から最適な曲げ半径を決定過程、アレイ導波路部に適用した小型 AWG の設計、作製、測定結果について述べる。

第 3 章では、低屈折率材料充填導波路の作製方法やシミュレーション・測定値から最適な曲げ半径やテーパ角度について述べる。

第 4 章では、低屈折率材料充填導波路をアレイ導波路部に適用した小型 AWG の設計、作製、測定結果について述べる。小型 AWG は ATB を用いた AWG と同様のスペックを持つ 90°曲げ型と DWDM 用デバイスとして高分解能な波長合分波を小さなデバイスサイズで実現可能な Arrowhead 型を提案した。

第 5 章では、低屈折率材料充填導波路の大きな複屈折を利用した導波路型 PBS の原理について説明し、中心波長付近で高い偏波消光比を得ることができる狭帯域型 PBS と広い波長帯域で偏光分離可能な広帯域型 PBS の 2 種類についてそれぞれ設計法・測定結果などについて考察する。

第 6 章では、電気光学効果(付録 A)を有する PLZT 導波路を用いた可変波長フィルタのチャンネルシフトの原理、電極の考察を行い、ROADM チップとして期待される可変波長 AWG と SW 集積型 AWG を設計・製作し、測定結果について考察を行う。

第 7 章で本研究の成果について結論としてまとめる。

参考文献

- [1] 「インターネット白書 2005」、財団法人インターネット協会、2005 年 7 月.
- [2] 「平成 21 年度情報通信白書」、総務省、平成 21 年.
- [3] 村上泰司、「入門光ファイバ通信工学」、コロナ社、2003 年 12 月、pp. 6-9.
- [4] 島田、「シングルモードファイバを使った日本縦貫光伝送システムの完成」、映像情報メディア学会、vol 44, pp1792-1798, 2005 年 12 月.
- [5] S. Aozasa, T. Sakamoto, T. Kanamori, K. Hoshino and M. Simizu, “Gain-shifted thulium-doped fibre amplifiers employing novel high concentration doping technique,” *Electron. Lett.*, vol. 36, no. 5, pp. 418-418, 2000.
- [6] 宮本裕、佐野明秀、増田浩次、吉田英二、「10Tbit/s を越える超大容量フォトニックトランスポート技術」、NTT 技術ジャーナル、2007 年 10 月.
- [7] 大橋正治、「通信用光ファイバーの最新技術動向」、*O plus E*, vol. 23, no. 9, pp. 1061-1066, 2001.
- [8] M. Onishi, Y. Koyano, M. Shigematsu, H. Kanamori, M. Nishimura, “Dispersion compensating fibre with a high figure of merit of 250 ps/nm/dB,” *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 2. pp. 161-163, 1994.
- [9] 神野正彦、木村秀明、日比野善典、上原一浩、久々津直哉、伊藤文彦、松岡伸治、「超高速大容量ネットワークの実現に向けて」、NTT 技術ジャーナル、2008 年 11 月.
- [10] K. Takiguchi and M. Itoh, “Integrated-optic encoder/decoder for time-spreading/wavelength-hopping optical CDMA,” *J. Selected Topics in Quantum Electron.*, vol. 11, Mar./Apr. Issue, 2005.
- [11] Y. Hida, Y. Inoue, F. Hanawa, T. Fukumitsu, Y. Enomoto and N. Takato, “Integrated 1x32 PLC-splitter with 32 WDM couplers for fiberline testing at 1.65 mm,” ECOC’98, pp. 321-322, 1998.
- [12] 日比野善典、坪川信、神野正彦、高田篤、宮本裕、「最新フォトニックネットワーク技術の概要」、NTT 技術ジャーナル、2007 年 10 月.
- [13] 高田篤、高橋哲夫、社家一平、「フォトニックノード技術」、NTT 技術ジャーナル、2007 年 10 月.
- [14] K. Sorimoto, H. Tsuda, H. Ishikawa, T. Hasama, H. Kawashima, K. Kintaka, M. Mori and H. Uetsuka, “Demonstration of Wavelength Selective Switch Using a LCOS and a Stacked Arrayed Waveguide Grating,” ECOC2009, Paper P2.04, 2009.
- [15] T. Yamamoto, J. Yamaguchi, N. Takeuchi, A. Shimizu, E. Higurashi, R. Sawada and Y. Uenishi, “A Three-Dimensional MEMS optical Switching Module Having 100 Input and 100 Output Ports,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, no. 10, pp. 1360-1362, Oct. 2003.
- [16] H. Masuda, A. Sano, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, Y. Hibino, K. Hagimoto, T. Yamada, T. Furuta and H. Fukuyama, “20.4 Tb/s (204 x 111 Gb/s) transmission over 240 km using bandwidth-maximized hybrid Raman / EDFAs,” OFC2007, PDP20, 2007.
- [17] D-S. Ly-Gagnon, K. Katoh and K. Kikuchi, “Unrepeated optical transmission of 20 Gbit/s

- quadrature phase-shift keying signals over 210 km digital signal processing,” *Electron. Lett.*, vol. 41, no. 4, pp. 59-60, 2005.
- [18] S. Tsukamoto, D-S. Ly-Gagnon, K. Katoh and K. Kikuchi, “Coherent demodulation of 40-Gbit/s polarization-multiplexed QPSK signals with 16-GHz spacing after 200-km transmission,” OFC2005, PDP29, March, 2005.
- [19] M. Jinno, Y. Miyamoto and Y. Hibino, “Optical-transport networks in 2015,” *Nature Photonics*, vol. 1, no. 3, pp. 157-160, 2007.
- [20] 山田、石井、坂巻、鈴木、美野、金子、佐野、宮本、「石英系 PLC-LiNbO₃ ハイブリッド集積型高速光変調器及び光スイッチの開発」、信学技法、vol. 107, no. 153, OCS2007-21, pp. 3-8, 2007.
- [21] 神徳正樹、小港俊海、那須悠介、柴田知尋、「次世代 PLC を支える導波路作製技術」、NTT 技術ジャーナル、2005 年 5 月.
- [22] Y. Nasu, M. Kohtoku and Y. Hibino, “Flexible Interconnection in PLC with Femtosecond-laser-written Waveguides,” in Proceeding of OECC 2004, 13E 1-5.
- [23] K. Okamoto, “Fundamentals of optical waveguides,” Academic Press, Chapter 9, 2000.
- [24] D. Marcuse, “Bend loss of slab and fiber modes computed with diffraction theory,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 29, no. 12, pp. 2957-2961, 1993.
- [25] O. Mitomi, K. Kasaya and H. Miyazawa, “Design of a single-mode tapered waveguide for low-loss chip-to-fiber coupling,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 30, no. 8, pp. 1787-1793, 1994.
- [26] M. M. Spuhler, B. J. Offrein, G. Bona, R. Germann, I. Massarek and D. Emi, “A very short planar silica spot-size converter using a nonperiodic segmented waveguide,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 16, no. 9, pp. 1680-1685, 1997.
- [27] M. Itoh, T. Saida, Y. Hida, M. Ishii, Y. Inoue, Y. Hibino and A. Sugitga, “Large reduction of single mode-fiber coupling loss in 1.5% Δ planar lightwave circuits using spot-size converters,” *Electron. Lett.*, vol. 24, pp. 385-386, 1998.
- [28] S. Sohma, T. Goh, H. Okazaki, M. Okuno and A. Sugita, “Low switching power silica-based super high delta thermo-optic switch with heat insulating grooves,” *Electron. Lett.*, vol. 38, no. 3, pp. 127-128, 2002.
- [29] 堀田昌克、田中信介、松島祐一、「半導体を用いたパッシブデバイス」、*Optronics*、vol. 218、no. 2、pp. 159-164, 2000 年.
- [30] H. Nakajima, “Development on Guided-Wave Switch Arrays,” *IEICE Trans. Electron.*, vol. E82-C, no. 2, pp. 297-304, Feb. 1999.
- [31] 石井啓之、笠谷和生、都築健、大橋弘美、「高機能波長可変光源技術」、NTT 技術ジャーナル、2007 年 11 月.
- [32] 山田浩治、土澤泰、渡辺俊文、福田浩、篠島弘幸、板橋聖一、「シリコン細線導波路の作製およびその関連技術」、レーザ研究、vol. 35, no. 9, pp. 550-555, 2007 年 9 月.

- [33] 馬場俊彦、佐々木孝輔、森大祐、「高屈折率差シリコン導波路が実現する光受動デバイス」、レーザ研究、vol. 35、no. 9、pp. 556-560、2007年9月。
- [34] V. R. Almeida, R. P. Panepucchi and M. Lipson, "Nanotaper for compact mode conversion," *Opt. Lett.*, vol. 28, no. 15, pp. 1302-1304, Aug. 2002.
- [35] T. Shoji, T. Tsuchizawa, T. Watanabe, K. Yamada and H. Morita, "Low loss mode size converter from 0.3 mm square Si wire waveguides to singlemode fibers," *Electron. Lett.*, vol. 38, pp. 1669-1670, 2002.
- [36] R. U. Ahmad, F. Pizzuto, G. S. Camarda, R. L. Espinola, H. Rao and R. M. Osgood, "Ultracompact corner-mirrors and T-branches in silicon-on-sisulator," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, no. 1, pp. 65-67, Jan. 2002.
- [37] A. Sakai, T. Fukazawa and T. Baba, "Low loss ultra-small branches in a silicon photonic wire waveguide," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E85-C, no. 4, pp. 1033-1037, April 2002.
- [38] T. Fukazawa, T. Hirano, F. Ohno and T. Baba, "Low loss intersection of Si photonic wire waveguides," *Jpn. J. Appl. Phys. 1, Regul. Pap. Short Notes*, vol. 43, no. 2, pp. 646-647, Feb. 2004.
- [39] T. Fukazawa, F. Ohno and T. Baba, "Very compact arrayed-waveguide-grating demultiplexer using Si photonic wire waveguides," *Jpn. J. Appl. Phys. 2, Lett.*, vol. 43, no. 5B, pp. L673-L675, May 2004.
- [40] 宮崎徳一、「LN 光変調器の開発動向」、*Optronics*、vol. 218、no. 2、pp. 149-153、2000年。
- [41] K. Suzuki, T. Yamada, O. Moriwaki, H. Takahashi, and M. Okuno, "Polarization-insensitive MZI switch composed of an LN phase shifter array and silica-based PLC-integrated polarization beam splitter," presented at Optical Fiber Communication Conference 2008, California, U.S.A., March, 2008, OW17.
- [42] 久保寺憲一、坂根敏夫、「光通信用 LiNbO₃ 変調器」、工業材料、vol. 49、no. 2、pp. 48-52、2000年。
- [43] 一ノ瀬昇、平野眞一、「光機能材料セラミックス」、オーム社、1998年、pp. 48-54.
- [44] 永田邦裕、「電気光学セラミックス」、工業材料、Vol. 35、No. 16、Nov. 1987、pp. 115-121.
- [45] G. H. Haertling and C. E. Land, "Hot-Pressed (Pb,La)(Zr,Ti)O₃ Ferroelectric Ceramics for Electrooptic Applications," *J. Am. Ceram. Soc.* vol. 54, no. 1, Jan. 1971.
- [46] 梨本恵一、田中信行、Mitchell LaBuda、Dwight Ritums、Madhan Raj、Feffrey Dawley、David Kudzuma、Tuan Vo、Jane Fang、「PLZT 薄膜導波路型 1×N 超高速光スイッチングサブシステム」、信学技報、PN2005-102、2006年3月。
- [47] K. Kato, H. Ito and Y. Itaya, "Photonic integrated devices for WDM application," *Integrated Photonics Research and Application 2006, ItuC1*, April 2006.
- [48] 高橋和正、阿部淳、柴田知尋、岡本勝就、「1 GHz チャネル間隔アレイ導波路型回折格子の作製」、電子情報通信学会大会講演論文集、エレクトロニクス 1、vol. 2001、2001年3月、pp. 209.

- [49] K. Okamoto, "Fundamentals of Optical waveguides," Second Edition, Academic Press, 2006, pp. 423-427.
- [50] 檜村誠一、大川正浩、丸浩一、上塚尚登、岡野広明、白田知之、「大容量情報伝送に対応した高密度波長多重用導波路型光合分波器」、日立電線工学技術研究誌、no. 19, 2000年1月.
- [51] T. Suzuki and H. Tsuda, "Ultra small arrowhead arrayed-waveguide grating with V-shaped bend waveguides," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 4, pp. 810-812, 2005.
- [52] T. Suzuki and H. Tsuda, "Compact arrayed-waveguide grating with multiple-arrowhead structures," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 45, no. 7, pp. 5575-5581, July 2006.
- [53] K. Kohtoku, "Low-loss compact silica-based AWG using deep ridge waveguide," the Integrated Photonics Research and Applications 2005, ITuF1, April, 2005.
- [54] A. Sugita, A. Kaneko, K. Okamoto, M. Itoh, A. Himeno and Y. Ohmori, "Very low insertion loss arrayed-waveguide grating with vertically tapered waveguides," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, no. 9, pp. 1180-1182, 2000.
- [55] M. Koutoku, H. Sanjoh, S. Oku, Y. Kadota and Y. Yoshikuni, "Polarization Independent Semiconductor Arrayed Waveguide Gratings Using a Deep-Ridge Waveguide Structure," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E81-C, no. 8, August 1998.
- [56] T. Fukazawa, F. Ohno and T. Baba, "Very compact arrayed-waveguide-grating demultiplexer using Si photonic wire waveguides," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 43, no. 5B, pp. L673-L675, April 2004.
- [57] Y. Hashizume, R. Kasahara, T. Saida, Y. Inoue and M. Okano, "Integrated polarization beam splitter using waveguide birefringence dependence on waveguide core width," *Electron. Lett.*, vol. 25, no. 25, Dec. 2001.
- [58] M. Okuno, A. Sugita, K. Jinguji, and M. Kawachi, "Birefringence control of silica waveguides on Si and its application to a polarization-beam splitter/switch," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 12, no. 4, pp.625-633, April 1994.
- [59] T. K. Liang and H. K. Tsang, "Integrated polarization beam splitter in high index contrast silicon-on-insulator waveguides", *IEEE, Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 2, Feb. 2005.
- [60] Chao-Yi Tai, S. H. Chang and T. C. Chiu, "Design and analysis of an ultra-compact and ultra-wideband polarization beam splitter based on coupled plasmonic waveguide arrays", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 19, no. 19, pp. 1448-1450, 2007.
- [61] Yi Shi, D. Dai and S. He, "Proposal for an ultracompact polarization-beam splitter based on a photonic-crystal-assisted multimode interference coupler," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 19, no. 11, pp. 825-827, 2007.

- [62] K. Okamoto, M. Okuno, A. Himeno and Y. Ohmori, "16-channel optical add/drop multiplexer consisting of arrayed-waveguide gratings and double-gate switches," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 16, pp. 1471-1472, August 1996.
- [63] K. Hattori, M. Fukui, M. Jinno, M. Oguma and K. Oguchi, "PLC-Based Optical Add/Drop Switch with Automatic Level Control," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 17, no. 12, December 1999.
- [64] T. Saida, A. Kaneko, T. Goh, M. Okuno, A. Himeno, K. Tagiguchi and K. Okamoto, "Athermal silica-based optical add/drop multiplexer consisting of arrayed waveguide gratings and double gate thermo-optical switches," *Electron. Lett.*, vol. 36, no. 6, pp. 528-529, March 2000.
- [65] T. Watanabe, Y. Inoue, A. Kaneko, N. Ooba, and T. Kurihara, "Polymeric arrayed-waveguide grating multiplexer with wide tuning range," *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 18, pp. 1547-1548, Aug. 1997.
- [66] D. A. Smith, J. E. Baran, J. J. Johnson, and K. Cheung, "Integrated-optic acoustically-tunable filters for WDM networks," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 8, no. 6, pp. 1151-1159, Aug. 1990.
- [67] M. Yasumoto, T. Suzuki, H. Tsuda, M. Raj, D. Kudzuma, J. Dawley, D. Ritums, Y. Tanaka, and K. Nashimoto, "Fabrication of a (Pb,La)(Zr,Ti)O₃ Thin Film Arrayed Waveguide Grating," *Electron. Lett.*, vol. 43, no. 1, pp. 24-25, Jan. 2007.

第2章 空気溝導波路を用いた小型アレイ導波路回折格子

AWG を利用すれば、多チャンネル化を容易に実現できるため、AWG はフォトニックネットワークにおける波長合分波器として注目されており、今後ますますその役割が重要になることが予想される。次世代のネットワークにおいて AWG には多チャンネル化や波長分解能の高分解能化が求められ、アレイ導波路本数の増大や隣接するアレイ導波路との光路長差の増大等の大規模化が必須となる。AWG は、アレイ導波路部の占有面積の比率が大きい。アレイ導波路部の面積は光導波路の最小曲げ半径に大きく依存し、最小曲げ半径はコアとクラッドの比屈折率差 Δ で決定される[1]。現在、光回路として実用化されている石英 PLC では最小曲げ半径が 2-5 mm である[2]。DWDM システムを実現するためには高分解能な AWG を作製することが不可欠であり、8 ch、チャンネル間隔 12.5 GHz、アレイ導波路本数 30 本の AWG では隣接アレイ導波路との光路長差は約 2 mm、アレイ導波路の最長の導波路と最短の導波路の光路長差は約 58 mm となる。デバイスサイズが数 cm 角オーダーとなるため 4 インチウェハ上に作製できるデバイス数がわずかとなる。また、AWG の時空間変換機能[3]を利用した光信号処理[4-9]を行うためにも高分解能な FSR100 GHz 程度の AWG が必要なる。

AWG の小型化を目的とする様々な研究が行われており、石英 PLC を用いた小型 AWG としては楕円銀ミラーを用いた AWG[10-11]やハイメサ構造を用いた AWG[12]が報告されている。アレイ導波路部に銀ミラーによる反射光学系を採用することで最小曲げ半径に依存せずにチップサイズを低減することが可能となる。しかし、伝搬損失が 2-3 dB と非常に大きく、特性が銀ミラーの作製精度に非常に敏感である。ハイメサ構造を用いた AWG はコア層の両側をエッチングし、導波路の横方向を空気で強く閉じ込めた構造を採用し、水平方向の Δ を 25%まで高め、最小曲げ半径を 250 μm に縮小化した。しかし、アレイ導波路部とスラブ導波路の接続部で Δ の値が大きく異なるため、接合損失低減には接合部に垂直方向のテーパ構造[13]を必要とし、特殊なプロセス技術を要する。 Δ の値が非常に大きいため小さな曲げ半径を実現できる半導体やシリコンを用いた AWG も報告されている[14-15]。半導体 AWG では 16 チャンネル、チャンネル間隔 100 GHz、最小曲げ半径 250 μm の AWG の作製に成功し、シリコン細線導波路を用いた AWG は半導体よりも垂直・水平の両方向において Δ が大きいいため、16 ch、チャンネル間隔 6 nm、最小曲げ半径 5 μm 、デバイスサイズ 110 x 90 μm^2 の小型化に成功した。しかし、いずれの AWG もシングルモードファイバとの接合損失が非常に大きくなるため各ポートの入出力部にスポットモード変換器の挿入が不可欠となる。

そこで本研究ではシングルモードファイバとの高い結合効率を維持しながら導波路の最小曲げ半径を縮小する空気溝微小曲げ構造(ATB: Air Trench Bend) [16]に注目した(図 2.1-1 参照)。ハイメサ構造を用いた AWG[12]と同様にコア層の両側をエッチングし、導波路の横方向を空気で強く閉じ込めた構造を採用し、且つ、従来導波路との接合損失を低減するためにテーパ状に空気溝を挿入している。上記構造を用いて曲げ半径 10.7 μm の光分波器の作

製に成功している[17]。本章では ATB を石英 PLC の AWG に適用することでデバイスサイズの縮小化を実現することを目的とした。

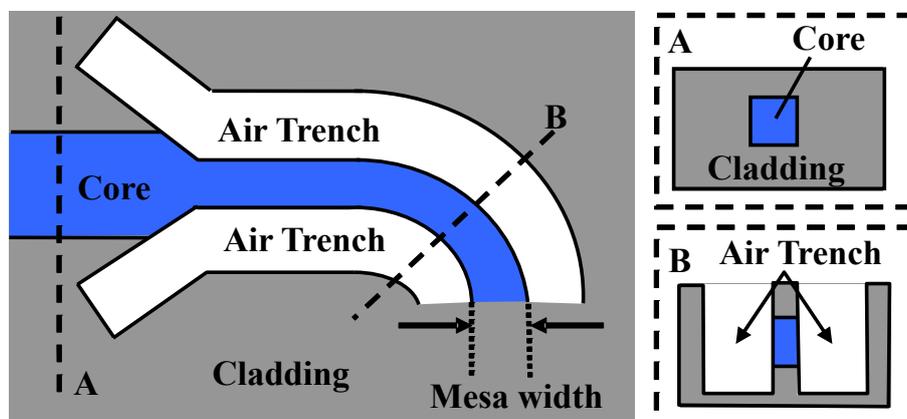


図 2.1-1 空気溝微小曲げ導波路の構造

2.1 ATB 構造を用いた小型 AWG

ATB 構造は光ファイバとの結合効率や低い伝搬損失を維持しながら導波路の最小曲げ半径を劇的に縮小化することができるが、アレイ導波路に適用するために考慮しなければならないのがアレイ導波路間の光路長差である。AWG は隣接するアレイ導波路が ΔL の導波路長差をもつように設計されており、光は導波路長差とアレイ導波路の等価屈折率 n_{array} との積である $n_{array} \cdot \Delta L$ の光路長差を感じ、波長ごとに合分波される。従来の導波路では縦方向と横方向の Δ にほとんど差がないため偏光によって光路長差が変化しない。

ATB 構造の断面図は図 2.1-2 のようにコアの両側に溝を作製し、コアの両側が空気となるため縦方向と横方向の Δ が大きく異なる。図 2.1-3 に ATB 構造と従来導波路の基本モードの等価屈折率、複屈折を示す。メサ幅に大きく依存するが、従来の導波路と比較して複屈折 Δn の値が非常に大きいことがわかる。

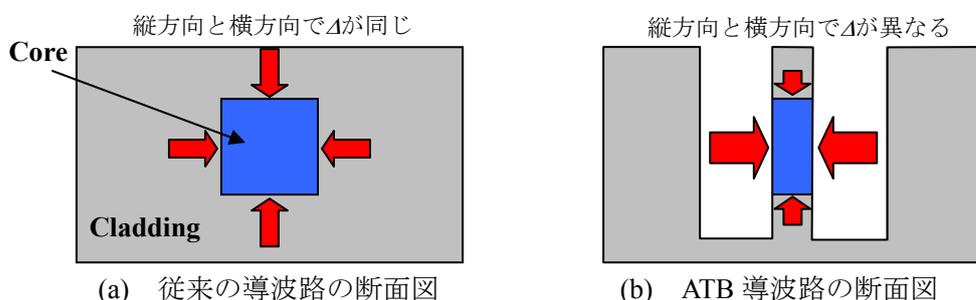
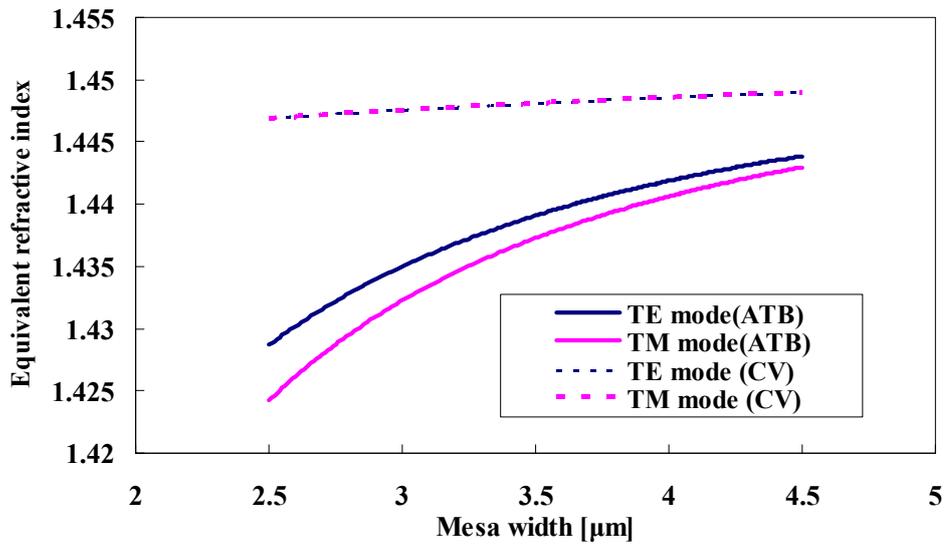
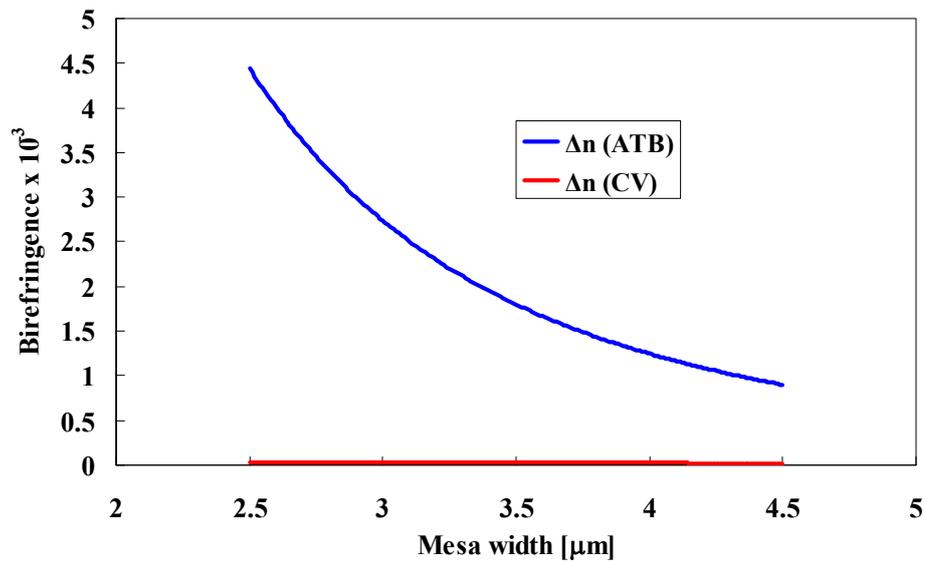


図 2.1-2 従来導波路と ATB 構造の光の閉じ込めの相違



(a) 基本モードの等価屈折率のコア幅依存性



(b) 複屈折のコア幅依存性

図 2.1-3 ATB 構造と従来導波路の基本モード等価屈折率/複屈折のコア幅依存性

AWG の中心波長 λ は次式で表される。

$$\lambda = \frac{n_{array} \Delta L}{m} \quad (2.1-1)$$

ここで m は回折次数である。偏光によって n_{array} が異なると図 2.1-4 のように中心波長 λ が異なる値になってしまう。これを Polarization Dependent Peak Wavelength Difference (PDA λ)という。

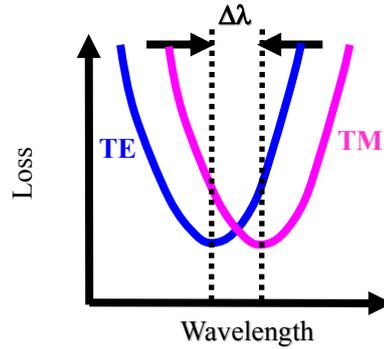


図 2.1-4 PDA $\Delta\lambda$ のイメージ図

図 2.1-5 (a)のようにアレイ導波路部において ATB 構造を用いて隣接する導波路と光路長差を持たせるレイアウトはチップサイズの縮小効果は大きくなる。しかし、その一方、PDA $\Delta\lambda$ が生じて偏光無依存性を達成できない。偏光無依存の特性を得るためには AWG の入力部に偏光分離素子を挿入する必要がある。新たなデバイス挿入によるデバイスサイズの増大、損失の増大などの問題が生じてしまう。

そこで、図 2.1-5 (b)のように ATB 構造をアレイ導波路部分の微小曲げ部分にのみ適用し、全てのアレイ導波路における ATB 構造の長さが等しい構造を用いることにした。この構造を用いることにより i 番目のアレイ導波路と $(i+1)$ 番目のアレイ導波路の光路長はそれぞれ次の 2 式で表される。

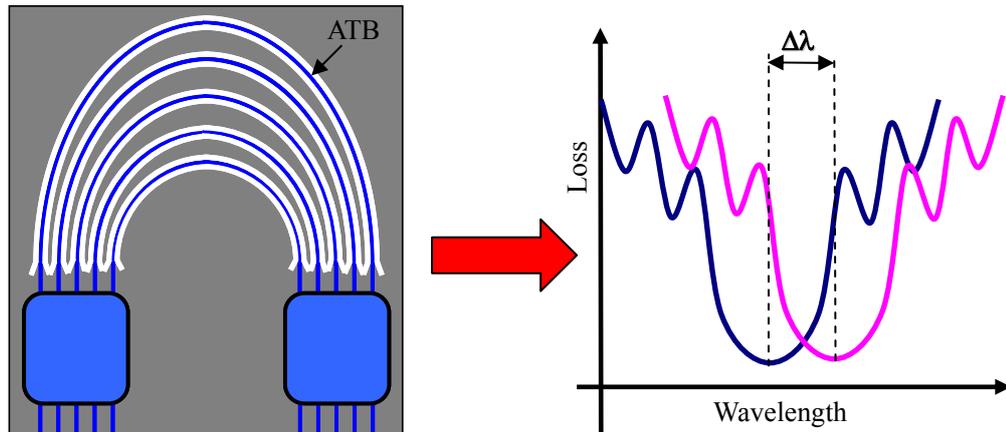
$$i \text{ 番目のアレイ導波路の光路長} : n_{array} (2 \cdot S1[i] + S2[i]) + 2 \cdot n_{ATB} \cdot R_{ATB} \quad (2.1-2)$$

$$(i+1) \text{ 番目のアレイ導波路の光路長} : n_{array} (2 \cdot S1[i+1] + S2[i+1]) + 2 \cdot n_{ATB} \cdot R_{ATB} \quad (2.1-3)$$

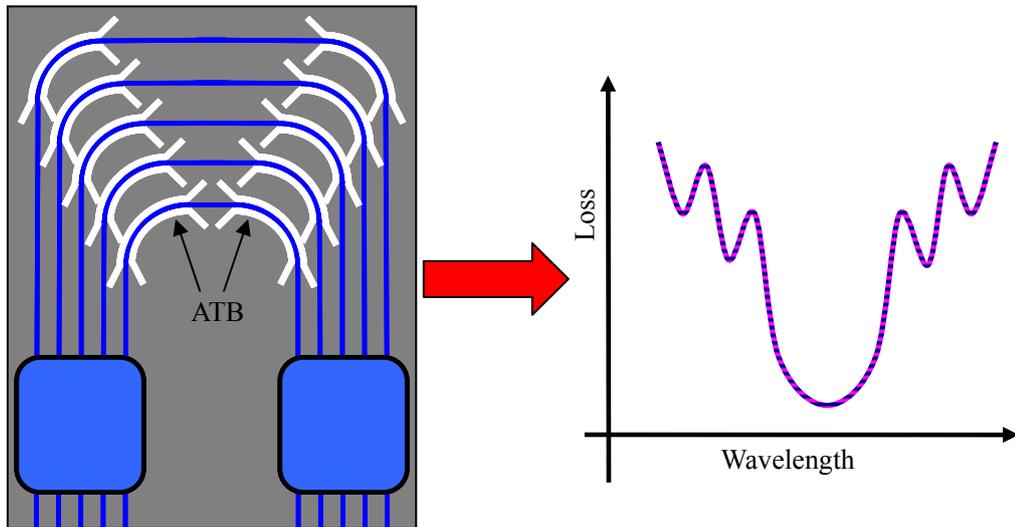
このとき、 R_{ATB} は ATB 構造長、 n_{ATB} は ATB 構造部の等価屈折率、 $S1[i]$ 、 $S2[i]$ は i 番目のアレイ導波路長(図 2.1-6 参照)、 n_{array} は従来導波路の等価屈折率である。よって隣接するアレイ導波路の光路長差は以下のように表される。

$$\begin{aligned} \Delta(nL) &= n_{array} (2 \cdot S1[i+1] + S2[i+1]) + 2 \cdot n_{ATB} L_{ATB} - n_{array} (2 \cdot S1[i] + S2[i]) - 2 \cdot n_{ATB} L_{ATB} \\ &= n_{array} (2 \cdot \Delta S1 + \Delta S2) \end{aligned} \quad (2.1-4)$$

ただし、 $\Delta S1 = S1[i+1] - S1[i]$ 、 $\Delta S2 = S2[i+1] - S2[i] = 2 \cdot W$ である。



(a) ATB 構造を用いて光路長差をつける AWG レイアウトとその透過特性



(b) ATB 構造を微小曲げ部のみに採用する AWG レイアウトとその透過特性

図 2.1-5 ATB 構造のレイアウトと AWG の透過特性の関係

(2.1-4)式より ATB 構造の等価屈折率が光路長差に寄与しないことがわかる。デバイスサイズの小型化、単独チップによる偏光無依存性を両立するレイアウトとして90°曲げ型 AWG を提案した[18-19]。溝の作製方向・位置を揃えることにより作製精度のばらつきを低減している。次節以降、ATB 構造を石英 PLC に適用させるためにシミュレーションや実測を行い、テーパ角度、最小曲げ半径、メサ幅の検討を行い、その結果を AWG の設計に反映させる。

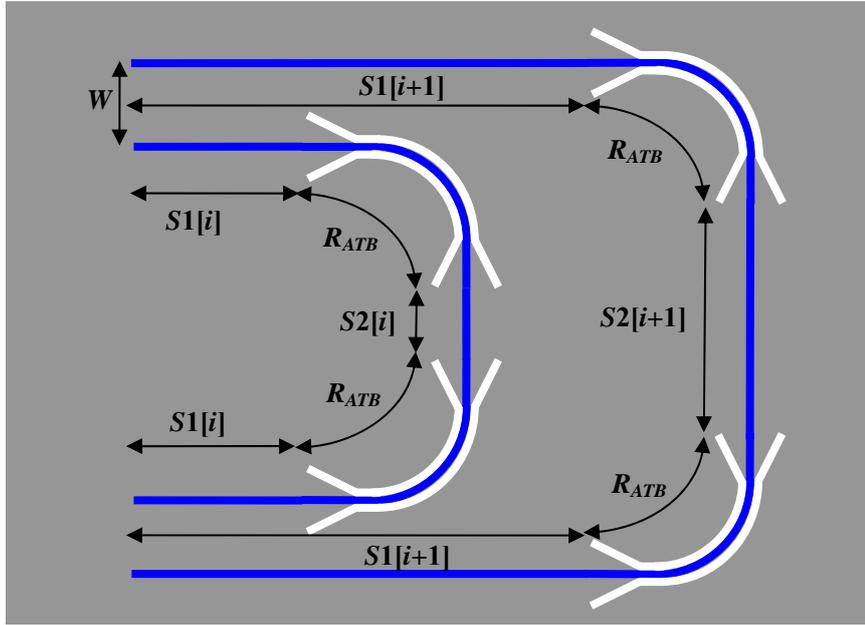


図 2.1-6 90°曲げ型 AWG のアレイ導波路部概要図

2.2 パラメータの最適化

本研究で用いる石英導波路は、コアの屈折率 n_{core} が 1.45485、クラッドの屈折率 n_{clad} が 1.44402 なので、比屈折率差 Δ_{CV} は

$$\Delta_{CV} = \frac{n_{core}^2 - n_{clad}^2}{2 \cdot n_{core}^2} \times 100 = \frac{1.45485^2 - 1.44402^2}{2 \times 1.45485^2} \times 100 \cong 0.75\% \quad (2.2-1)$$

となる。このときの光導波路の最小曲げ半径は 5 mm である。光導波路の最小曲げ半径の定義は 90 度曲げに対する曲げ損失が 0.1 dB となる曲げ半径を意味する。ATB 構造を採用すると横方向の比屈折率差 Δ_{ATB} は次のように算出される。

$$\Delta_{ATB} = \frac{n_{core}^2 - n_{air}^2}{2 \cdot n_{core}^2} \times 100 = \frac{1.45485^2 - 1.0004^2}{2 \times 1.45485^2} \times 100 \cong 26.4\% \quad (2.2-2)$$

上記の屈折率の値を用いて $\Delta = 0.75\%$ の石英導波路に ATB を採用した場合の導波路構造の最適化を行うことにする。本節では溝の挿入角度のテーパー角度、最小曲げ半径を最適化することを試みた。テーパー角度の最適化には 2D FDTD(Finite Difference Time Domain)シミュレーション、最小曲げ半径では 3D BPM(Beam Propagation Method)シミュレーションを用いた。更に曲げ半径については S 字曲げ導波路を作製し、その測定結果からシミュレーションの妥当性を確認した。

2.2-1 テーパー角度

本節では空気溝構造のテーパー角度に関する最適化を FDTD シミュレーションを用いて行なった。FDTD シミュレーションには R soft 社製 FDTD シミュレーションソフト Fullwave

を用いた。FDTD 法とは電磁場解析手法の一つで、マクスウェル方程式を直接、空間領域・時間領域での差分方程式に展開して逐次計算し、電場・磁場を決定する。

ATB では従来導波路との接合損失を低減するために溝をテーパ状に挿入しているが、溝の挿入角度によってフレネル損失の値は変動する。そのため、テーパ角度の最適化が必要となる。FDTD 法は反射光学も考慮して計算することが可能であるためテーパ角度のシミュレーションに適していると考えられる。

シミュレーションに用いた導波路の概要図を図 2.2-1 に示す。この直線導波路は従来の入出力導波路と直線距離 $50\ \mu\text{m}$ の ATB 構造を有する導波路で構成されている。溝挿入時のコアと溝の中心間距離を $15\ \mu\text{m}$ とした。従来導波路でのモードフィールド径が $7.4\ \mu\text{m}$ であるため、溝挿入時のコアと溝の中心間距離の値は充分大きいと考えられる。入射波長は $1550\ \text{nm}$ 、計算ステップは $0.05\ \mu\text{m}$ とした。メサ幅は $3.5\ \mu\text{m}$ 、 $4.5\ \mu\text{m}$ について、テーパ角度は $1\text{-}5^\circ$ についてシミュレーションを行なった。メサ幅はプロセス上、作製可能な値を選択した。光強度モニターは入力側と出力側 2 箇所に配置し、反射光強度と過剰損失を算出した。シミュレーション結果を図 2.2-2 に示す。

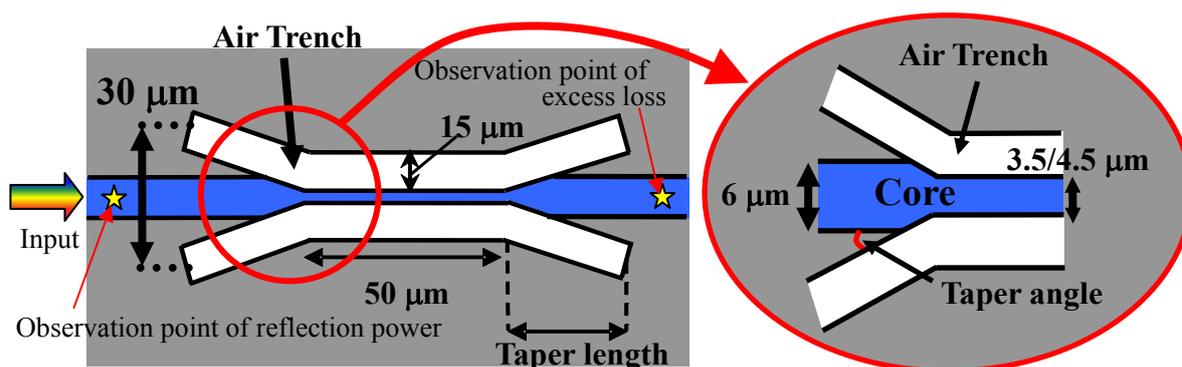
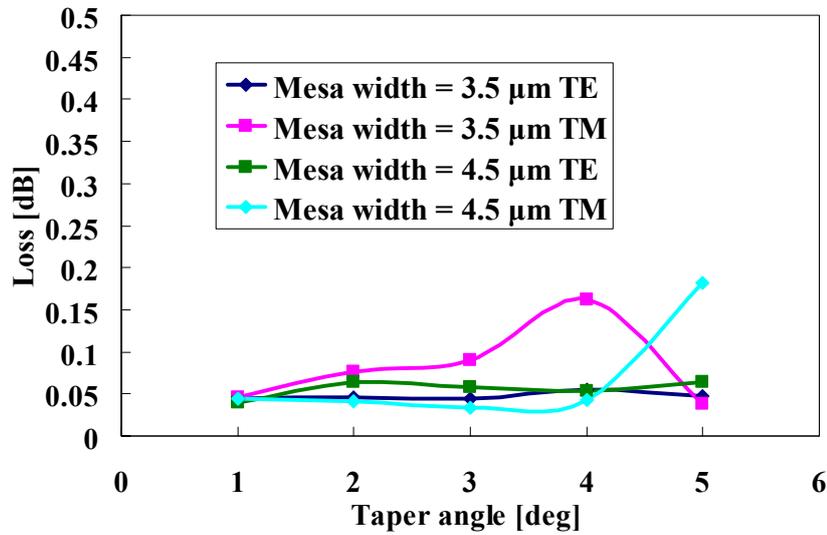
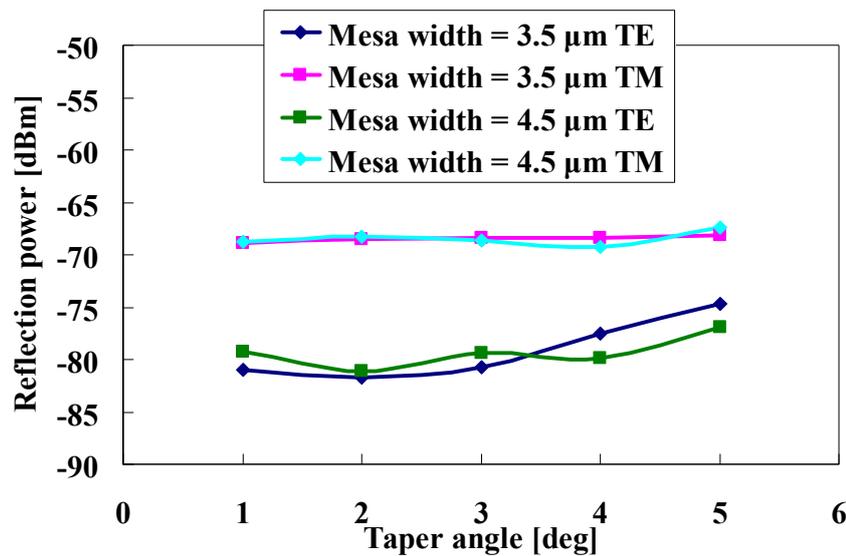


図 2.2-1 テーパー角度最適化シミュレーションに用いた直線導波路モデル



(a) 過剰損失のテーパー角度依存性



(b) 反射光パワーのテーパー角度依存性

図 2.2-2 ATB 構造適用による過剰損失・反射光パワーのシミュレーション結果

テーパー角度が大きくなるに従い、 Δ が従来導波路 - ATB 構造間で急激に変化するため反射損失が増大し、過剰損失が増大するという結果が予想される。しかし、図 2.2-2 (a)よりテーパー角度が大きくなるほど過剰損失が増大する傾向は多少見られるものの相関が弱い結果となった。これは伝搬損失による影響が考えられる。2.2-2 節にて詳細は述べるが、メサ幅 3.5 μm の ATB の伝搬損失は TE モードでは 0.64 dB/cm となる。テーパー角度が小さくなり、伝搬距離が伸びるとテーパー導波路による過剰損失は接合損失よりも伝搬損失が支配的となる。テーパー角度が 1 度と 5 度ではテーパー長は約 263 μm 異なり、伝搬損失は 0.017 dB 増大する。テーパー角度を小さくすることで接合部での反射損失は低減するが、テーパ

一長が長くなり伝搬損失が大きくなるため接合損失と伝搬損失を合わせた過剰損失としては増大したのではないかと考えられる。図 2.2-2 (b)よりテーパー角度が大きいほど接合部での反射の影響が大きくなることが確認できる。このことから過剰損失とテーパー角度の相関が弱い原因が伝搬損失の影響であることが考えられる。デバイスサイズを小型にするためにはテーパー角度を大きくすべきだが、メサ幅や偏光の依存性が大きくなる。メサ幅の作製誤差のトレランスも考慮し、本研究ではメサ幅・偏光に依存せず、低損失であることからテーパー角度を1度とした。

2.2-2 最小曲げ半径

次に、低屈折率材料充填導波路の最小曲げ半径の評価を行なった。曲げ半径は光回路の縮小化・集積化に大きな影響を与える重要なパラメータである。曲げ半径についてもテーパー角度同様にシミュレーションを用いて最小曲げ半径を導出し、その結果を基に導波路の試作・評価を行った。

曲げ半径のシミュレーションには 3D BPM シミュレーションを用いた。BPM シミュレーションには R soft 社製 Beam Prop をシミュレーションソフトとして使用した。BPM とは光の伝搬方向に沿って微小区間に分けられた解析空間ごとに電磁界を近似的に計算する手法である。曲げ損失に関するシミュレーションでは反射光はほぼ存在しないので BPM シミュレーションによって精度の高い結果が得られる。

また、シミュレーションには等価直線導波路近似(付録 C 参照)を用いた。等価直線導波路近似とは、曲げ部分を次式で表される屈折率分布を持つ直線導波路と見なす手法である[20]。

$$n \left(1 + \frac{x}{R} \right) \quad (2.2-3)$$

ここで、 n はコアやクラッドの屈折率、 x は光軸方向垂直成分に関する導波路中心からの距離、 R は曲げ半径である。

曲げ導波路による過剰損失を算出するために図 2.2-3 に示したように従来導波路からテーパー導波路に伝搬させ、励起モードを求めた。曲げ角度は 90° を想定して BPM シミュレーションを行なった。曲げ半径は $100\text{-}500 \mu\text{m}$ 、メサ幅は $3.5\text{-}4.5 \mu\text{m}$ についてシミュレーションを行い、その結果を図 2.2-4 に示す。入力光は波長 1550 nm 、TE モードとし、計算ステップは $0.1 \mu\text{m}$ とした。

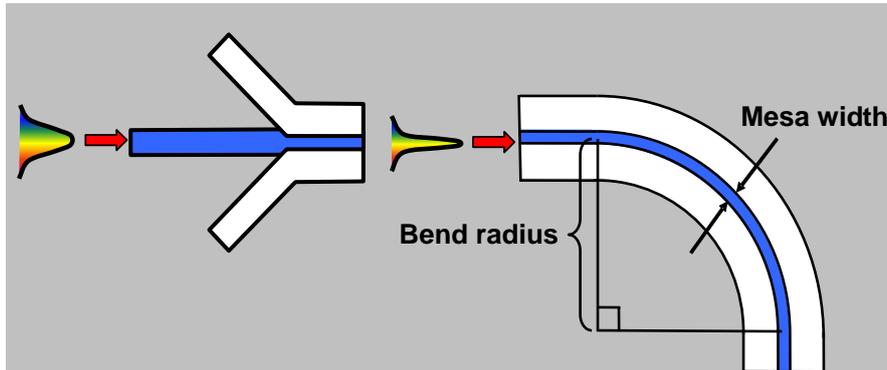


図 2.2-3 曲げ損失シミュレーションに用いた 90°曲げ導波路モデル

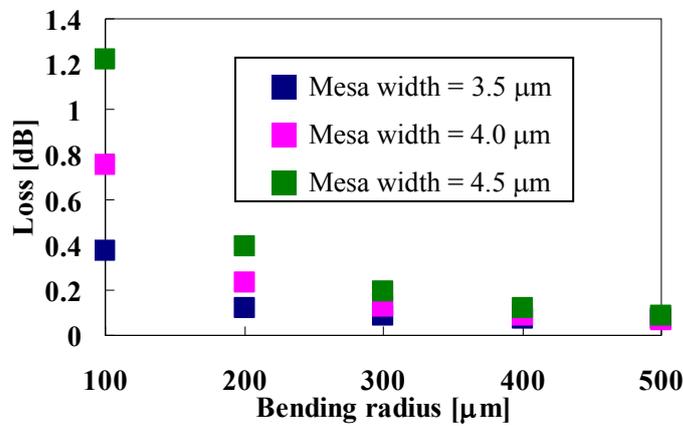


図 2.2-4 ATB 構造の 90°曲げによる過剰損失の曲げ半径依存性シミュレーション結果

図 2.2-4 よりメサ幅が細いほど曲げによる過剰損失が小さいことがわかる。これはメサ幅がシングルモード条件に近づくためであると考えられる。高次モードはシングルモードと比較して光の閉じ込めが弱いため曲げ損失が大きくなる。ATB 構造導波路ではメサ幅 0.74 μm 以下のときにシングルモード条件が成立する。そのため、よりシングルモード条件に近いメサ幅になるほど曲げ損失が低減すると考えられる。

本来ならばメサ幅 3.5-4.5 μm はマルチモードが励起される。マルチモードの励起は AWG の位相誤差となり、クロストークなどの AWG の特性を劣化させる。しかし、図 2.2-5 に示すように 90°曲げのシミュレーションではマルチモードの発生を確認できなかった。これは ATB 構造導波路のテーパ導波路によりマルチモードの発生が抑圧されているためだと考えられる。

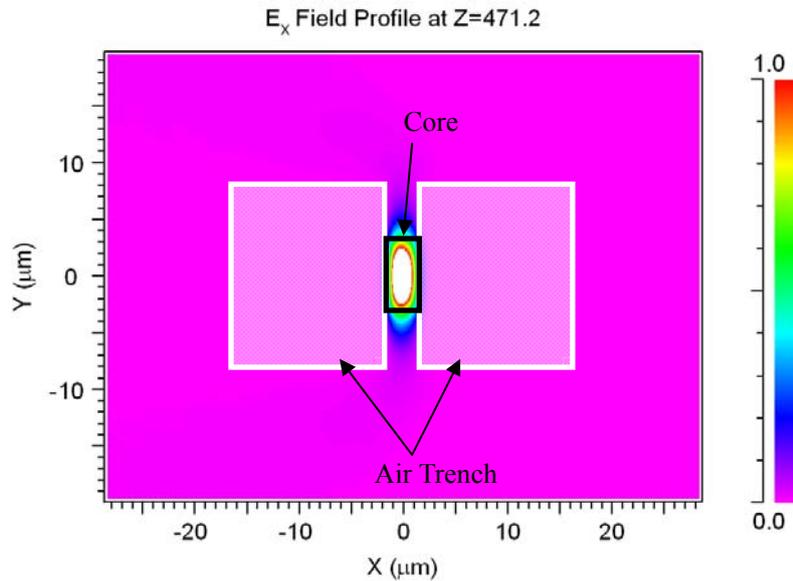


図 2.2-5 ATB 構造導波路の 90°曲げ伝搬後の TE モード断面
(メサ幅 3.5 μm、曲げ半径 300 μm)

曲げ半径の推奨値は 90°曲げに対して過剰損失が 0.1 dB である[21]。メサ幅を 3.5 μm より小さくすることによりさらに曲げ損失を低減することが可能である。しかし、細いメサ幅は図 2.2-6 のようにプロセス段階でコアが破損する可能性が高くなる。

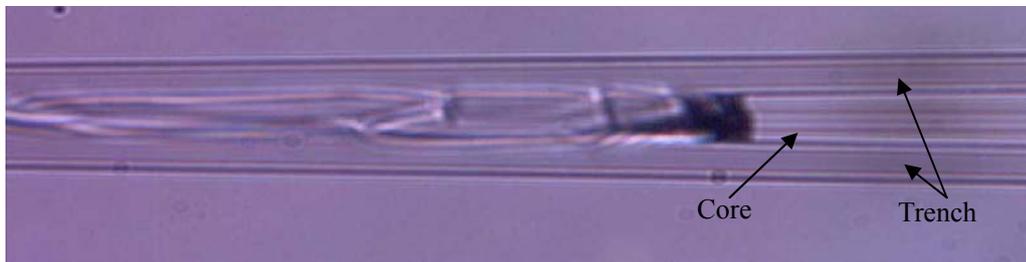
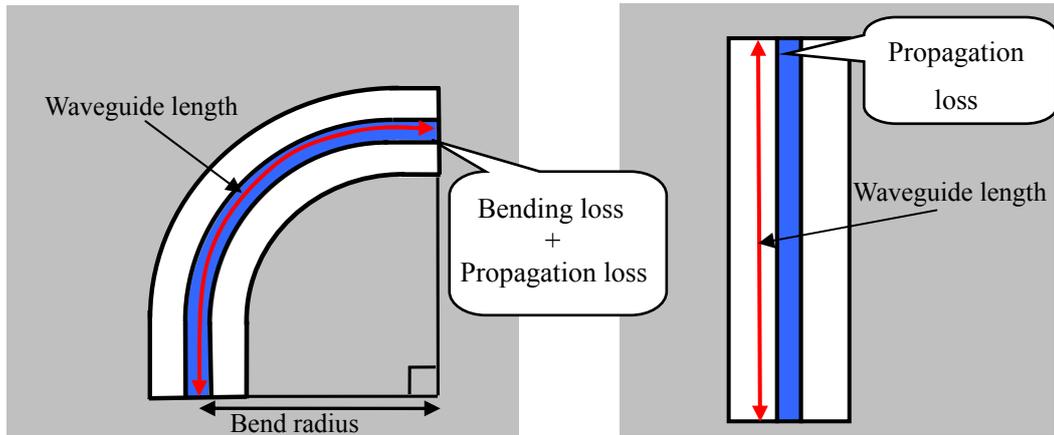


図 2.2-6 プロセス段階でコアが破損した ATB 構造の拡大写真

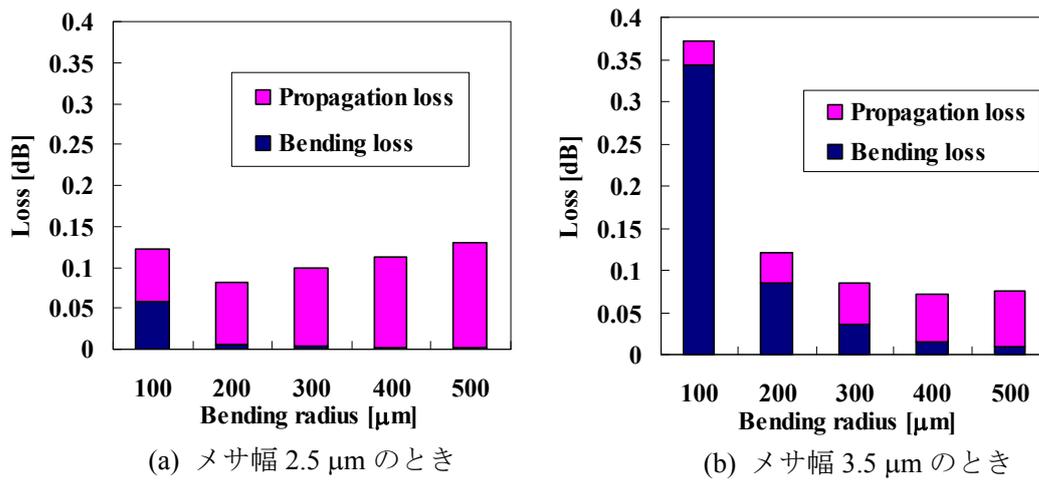
また、細いメサ幅は伝搬損失の増大を引き起こす。図 2.2-4 のシミュレーション結果には ATB 構造導波路の伝搬損失も含まれている。90°曲げ導波路の過剰損失を曲げ損失と伝搬損失に分けて議論するために図 2.2-7 のように 90°曲げ導波路と等長の直線 ATB 構造に光を伝搬させ、ATB 構造の伝搬損失の算出を行った。メサ幅 2.5 μm、3.5 μm における 90°曲げ導波路のシミュレーションの過剰損失内訳を図 2.2-8 に示す。

曲げ半径が 100-200 μm と小さいときは過剰損失に占める曲げ損失の割合が大きい。そのためメサ幅が細い 2.5 μm が低損失となる。しかし、曲げ半径が大きくなると、過剰損失に占める曲げ損失の割合は小さくなる一方、伝搬距離は長くなるため伝搬損失が過剰損失の主要因となる。そのため、曲げ半径が 400-500 μm になるとメサ幅が広い 3.5 μm のほうが過剰損失が小さいという結果が得られる。



(a) 90°曲げ構造 (b) 90°曲げ構造と等長の直線導波路

図 2.2-7 ATB 導波路形状と過剰損失の内訳



(a) メサ幅 2.5 μm のとき

(b) メサ幅 3.5 μm のとき

図 2.2-8 90°曲げ導波路伝搬シミュレーション時の損失内訳の曲げ半径/メサ幅依存性

以上、溝作製プロセスの限界、伝搬損失増大の観点からメサ幅を 3.5 μm とした。このとき、曲げ半径 300 μm において 90°曲げ導波路の損失の値が約 0.1 dB であることから本研究における ATB 構造の最小曲げ半径を 300 μm とした。また、このときの偏光依存損失 (Polarization Dependent Loss : PDL) を図 2.2-9 に示す。メサ幅 3.5 μm、曲げ半径 300 μm における PDL が 0.01 dB 以下であったため偏光による透過強度の差はほとんどない。図 2.2-9 より曲げ半径 100-400 μm において TE モードの損失が低い。これは TE モードの閉じ込めが TM モードに比べ強いためである。しかし、曲げ半径 500 μm のときに損失の大小が逆転する。これはモードの伝搬損失の差が原因である。曲げ角度 90°、曲げ半径が 100-500 μm と等長の直線導波路を伝搬させ、図 2.2-10 のようにプロットし、最小自乗法を用いた近似直線の傾きを伝搬損失として算出した。メサ幅 3.5 μm における TE モード、TM モードの伝搬損失はそれぞれ 0.63 dB/cm、0.53 dB/cm であった。TE モードと TM モードはモードフィー

ルド径の形状が異なり、TE モードは TM モードに比べ、横方向のモードフィールド径が大きい。そのため TE モードは同じメサ幅に対して TM モードより伝搬損失が大きくなる。曲げ半径が大きくなり、伝搬距離が長くなると過剰損失に占める伝搬損失の割合が大きくなり、図 2.2-9 のような結果が得られたと考えられる。

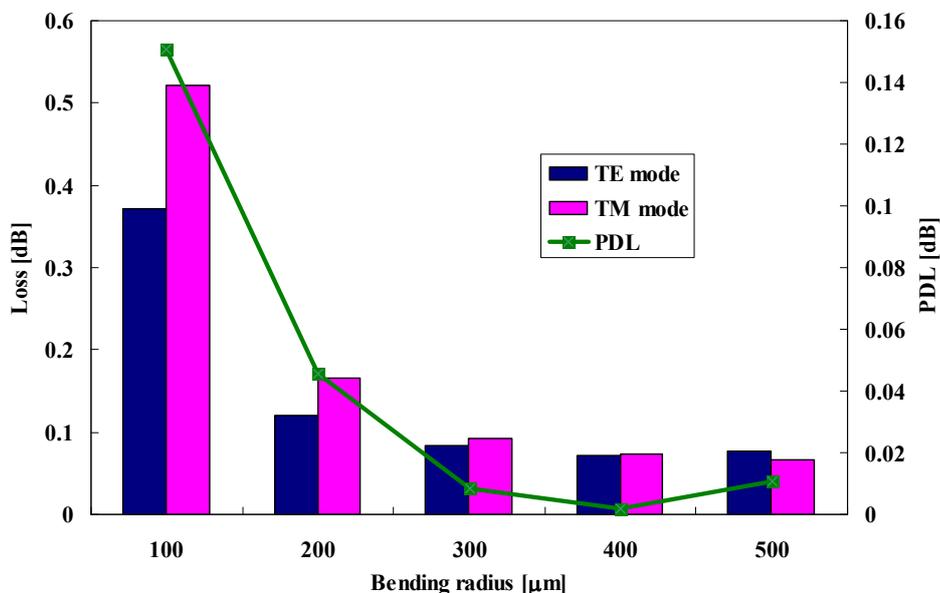


図 2.2-9 ATB 構造の PDL シミュレーション結果の曲げ半径依存性(メサ幅 3.5 μm)

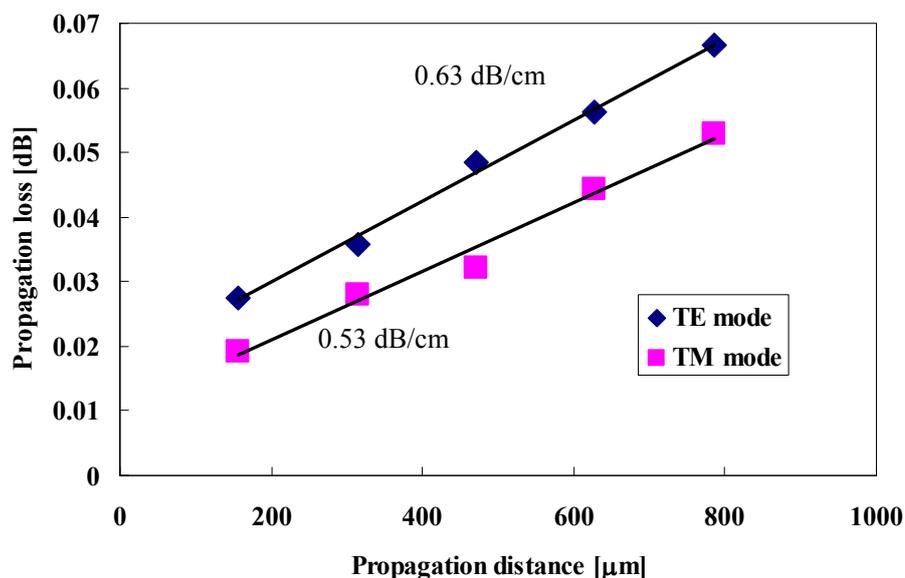


図 2.2-10 ATB 構造の伝搬損失シミュレーション結果(メサ幅 3.5 μm@TE/TM モード)

実測による曲げ損失の評価を行なうため、図 2.2-11 のような多段の S 字曲げ導波路を作製した。ATB 作製のプロセスを図 2.2-12 に示す。火炎堆積法(FHD: Flame Hydrolysis

Deposition)でクラッド層を石英基板上に堆積させ、GeO₂をドープしたコア層を堆積させる(図 2.2-12 (a))。その後、フォトリソグラフィにより回路パターンを露光(図 2.2-12 (b))し、反応性イオンエッチング(RIE: Reactive Ion Etching)でコアを作製する(図 2.2-12 (c))。オーバークラッド層をFHDにより堆積させ、埋め込み型導波路が完成する(図 2.2-12 (d))。導波路の作製プロセスは一般的なPLCの作製プロセスと同様である。溝の作製はパターンをフォトリソグラフィにより露光(図 2.2-12 (e))し、RIEによって深溝を作製する(図 2.2-12 (f))。溝の位置合わせ精度は露光方式によって異なり、プロジェクションアライナでは2 μm以下、ステッパでは1 μm以下である。本試作では位置合わせ精度の高いステッパを利用している。デバイスの作製には日立電線(株)に協力頂いた。

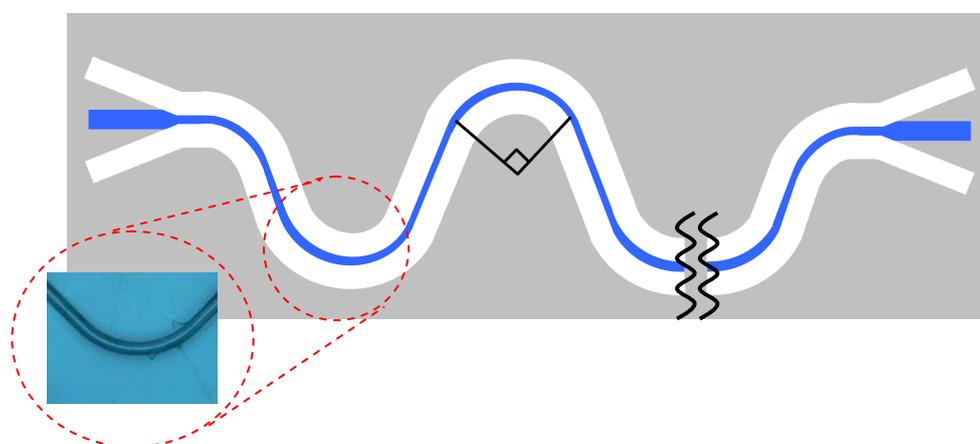


図 2.2-11 曲げ損失測定用多段 S 字曲げ ATB 構造導波路の概要図

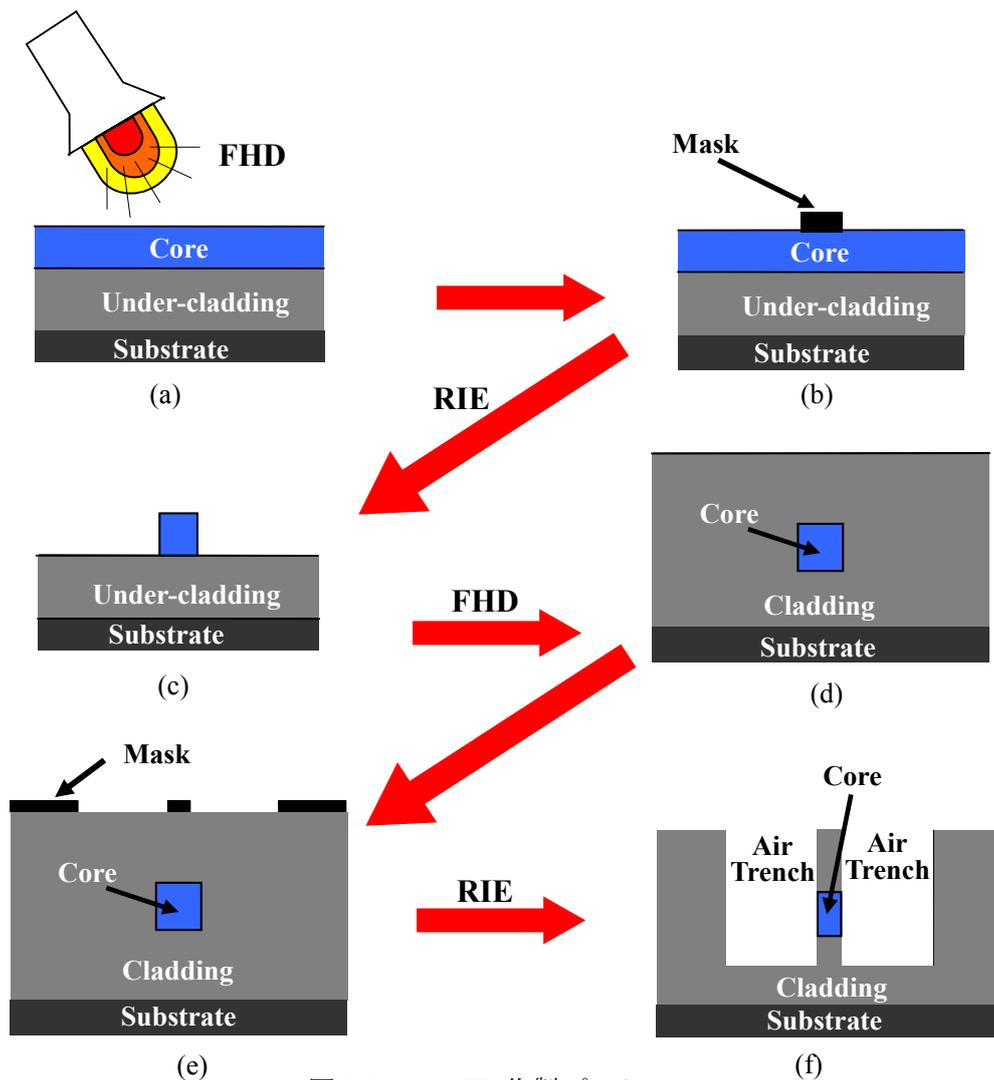


図 2.2-12 ATB 作製プロセス

多段 S 字曲げ導波路の曲げ半径、曲げ角度はそれぞれ $300\ \mu\text{m}$ 、 90° とした。メサ幅の影響を確認するためメサ幅は $3.5\ \mu\text{m}$ と $4.5\ \mu\text{m}$ の 2 種類について作製した。 90° 曲げ 1 回あたりの曲げ損失は非常に小さいことが予想されるため 90° 曲げが 10 回、20 回、30 回の S 字曲げ導波路を作製し、測定時のアライメントの精度による実測値の信頼性低下を防いだ。

測定系を図 2.2-13 に示す。可変波長光源は ADVANTEST 社製 Q8155(可変波長帯域 $1525\text{--}1630\ \text{nm}$)、偏波コントローラーは応用光電研究室の MPCA-1550、パワーメーターは ADVANTEST 社製 Q8221 を用いた。可変波長光源から出力された光(波長 $1550\ \text{nm}$ 、出力強度 $1\ \text{mW}$ 、線幅 $100\ \text{kHz}$)を偏波コントローラーによって偏光を調整し、デバイスに光を入射した。光ファイバアレイとデバイスの入出力導波路の位置合わせは実体顕微鏡で観察しながら測定用導波路台を用いて手動で行った。入力波長は $1.55\ \mu\text{m}$ とした。

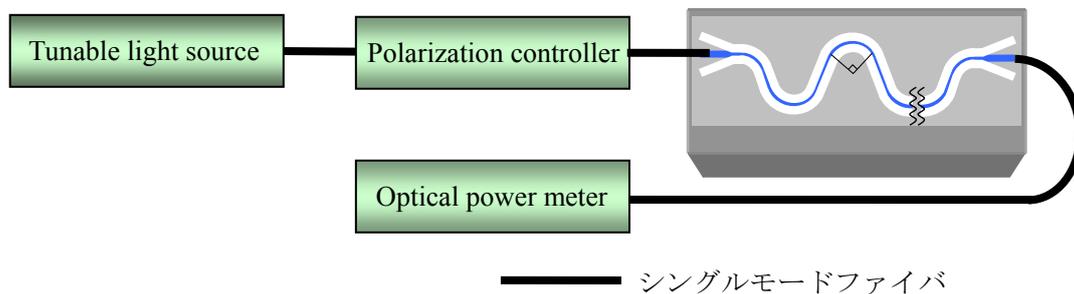


図 2.2-13 デバイス透過特性の測定系

測定結果は図 2.2-14 に示す。また、BPM との曲げ損失の値の比較を表 2.2-1 にまとめた。曲げ損失の実測値について最小自乗法を用いて 1 次線形の近似直線を求め、その傾きを 90° 曲げ 1 回あたりの曲げ損失とした。

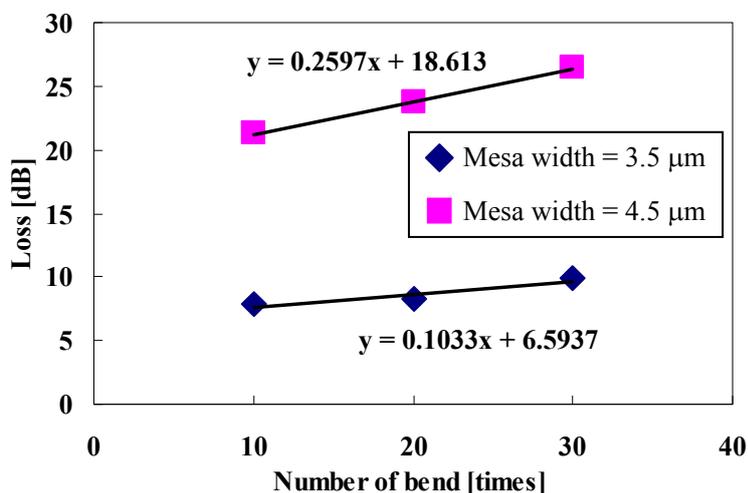


図 2.2-14 曲げ損失測定用多段 S 字曲げ導波路の過剰損失測定結果

表 2.2-1 曲げ半径 300 μm における曲げ損失と BPM シミュレーションと実測値の比較

Mesa width	Measured value	BPM simulation
3.5 μm	0.10 dB	0.08 dB
4.5 μm	0.26 dB	0.19 dB

メサ幅 4.5 μm の実測値の曲げ損失が BPM よりもわずかに大きいですが、シミュレーション結果と測定結果はよく一致しており、メサ幅が細くなるほど曲げ損失が低くなることも確認できる。測定結果より ATB 構造における最小曲げ半径 300 μm は現実的な値であると考えられる。

2.3 ATB 構造を用いた小型 AWG の作製・評価

石英 PLC に ATB 構造を適用させるために 2.1 節ではアレイ導波路部のレイアウト、2.2 節で導波路パラメータの最適化を行った。本節では 8 ch、100 GHz チャンネル間隔の AWG を設計・作製し、デバイスサイズとその損失特性について言及する。

2.3-1 AWG 設計仕様

ATB 構造を用いた AWG の概要図・チップ写真を図 2.3-1、設計仕様を表 2.3-1 に示す。8 チャンネル、チャンネル間隔 100 GHz、FSR800 GHz、アレイ導波路本数は 22 本である。溝の作製方向・位置を揃えることにより作製精度のばらつきを低減している。

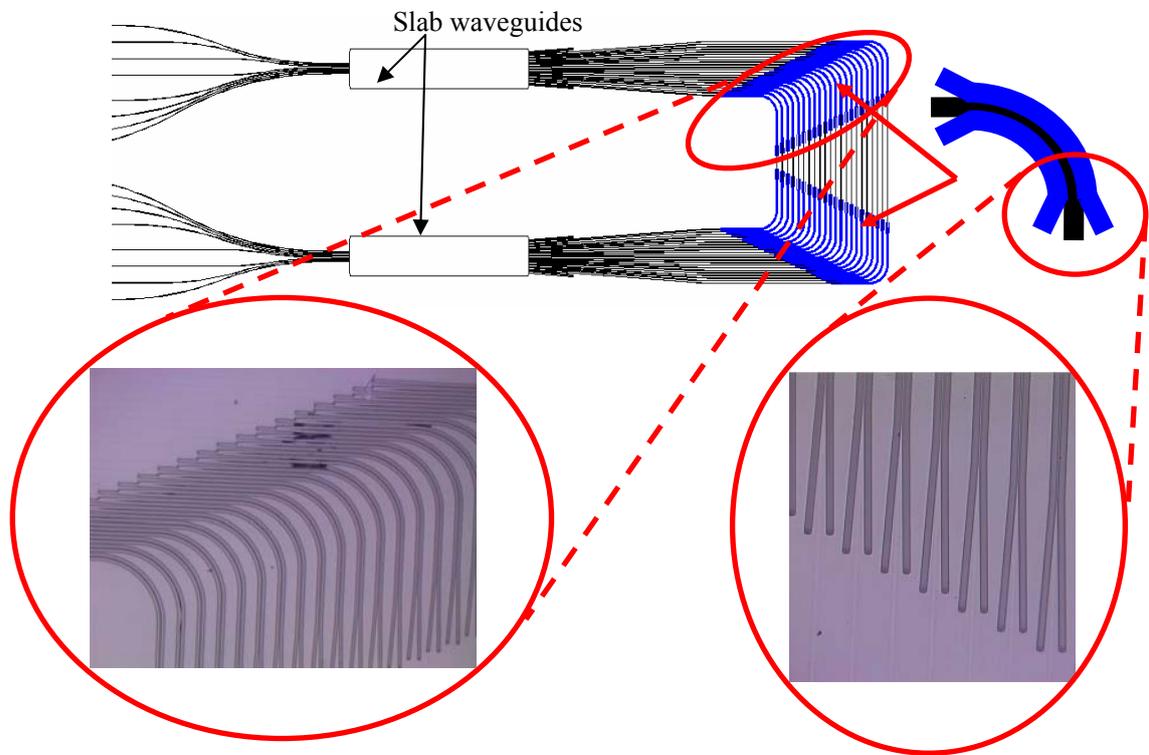


図 2.3-1 ATB 構造を用いた小型 AWG の概要図と ATB 構造部分の拡大写真

ATB 構造をアレイ導波路に採用し、最小曲げ半径を 5 mm から 300 μm まで縮小したことにより図 2.3-2 に示したように同じアレイ導波路本数・チャンネル数・チャンネル間隔の従来の AWG と比較してスラブ・アレイ導波路部分のチップ面積を約 1/4 に縮小することに成功した[18-19]。

表 2.3-1 ATB 構造を用いた小型 AWG の設計仕様

Parameter	Value
Number of channels	8
Channel spacing	100 GHz
FSR	800 GHz
Number of arrayed-waveguides	22
Path length difference	254.228 μm
Diffraction order	237
Length of slab waveguide	2988.34 μm
Center wavelength	1555.11 nm
Taper angle	1 degree
Minimum bending radius	300 μm
Mesa width	3.5 μm

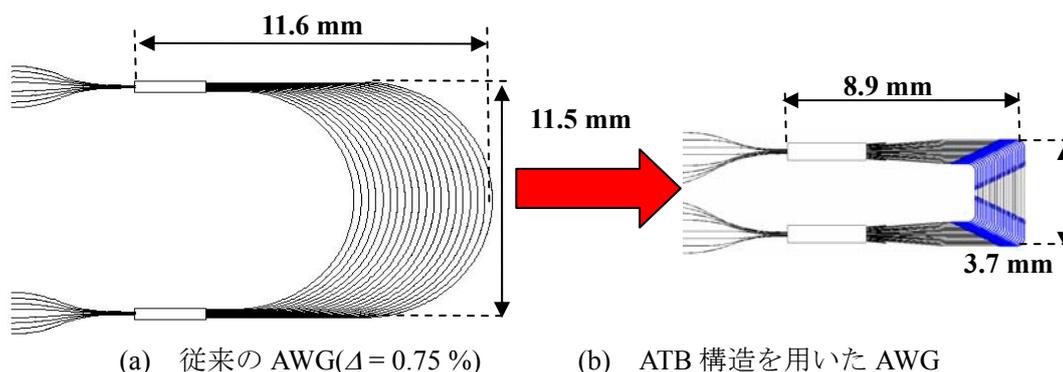


図 2.3-2 ATB 構造 AWG と従来の AWG とのデバイスサイズの比較

2.3-2 ATB 構造を用いた小型 AWG の透過特性

デバイス特性の測定系は図 2.3-3 に示したように 2.2 節の多段 S 字曲げ導波路と同じ測定系を用いた。AWG の測定では入力側導波路を中心ポートである port 4 に固定し、出力側は全ポートについてそれぞれ出力側ファイバアレイとデバイスの出力ポートの位置合わせ・測定を繰り返し、全ポートの波長特性を得た。測定波長間隔は 0.05 nm、入力光強度は 1 mW である。

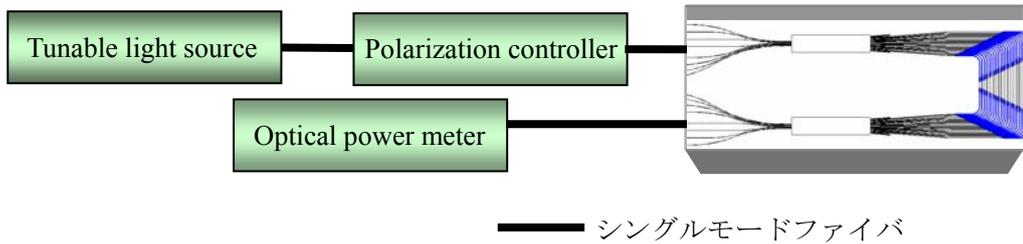


図 2.3-3 デバイス透過特性の測定系

AWG の透過特性は図 2.3-4 のように挿入損失、クロストーク特性、PDL などによって評価される。さらにクロストーク特性には隣接ポートへの光の漏れを示す隣接チャネルクロストークと出力ポート以外への光の漏れを示す背景クロストーク特性がある。ATB 構造を用いた小型 AWG の透過特性の測定結果を図 2.3-5 に示す。

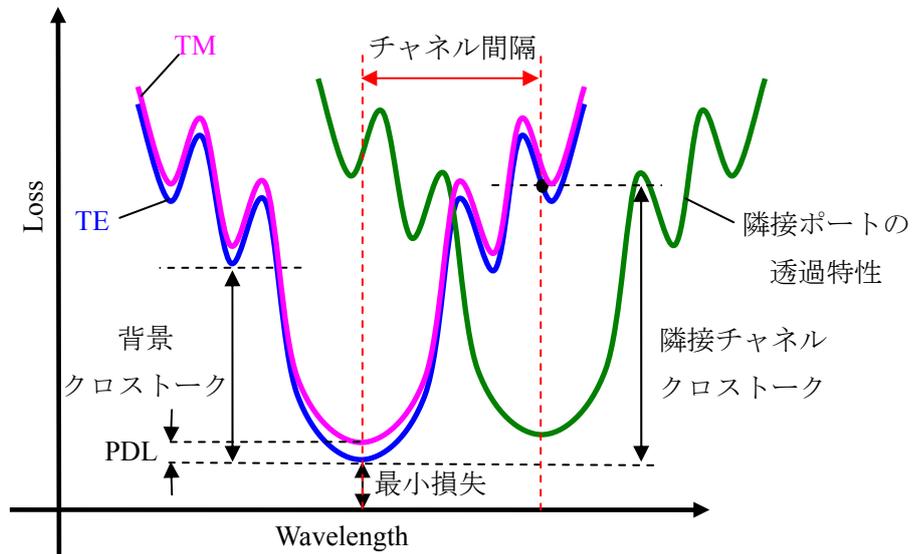


図 2.3-4 AWG の特性評価項目

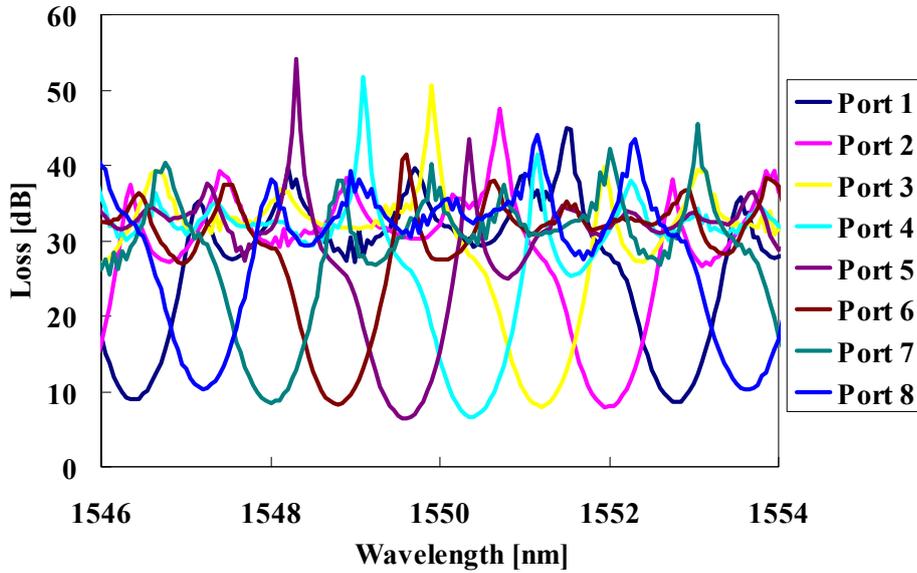


図 2.3-5 ATB 構造を用いた小型 AWG の透過特性の波長依存性

最小損失は 5.7 dB、隣接チャンネルクロストークは -20.1 dB であった。損失にはシングルモードファイバとの接合損失 0.5 dB/facet x 2 を含んでいる。PDA λ は 0.05 nm、PDL は 0.07 dB であった。ただし、偏光特性に関しては偏波スクランブラーが故障していた可能性もあり、正確な特性であるかは判断しかねる。

理論的な最小損失は従来導波路と ATB 構造との接合損失が 0.045 dB/junction、90°曲げ損失が 0.1 dB、スラブ-アレイ導波路間損失が 0.75 dB/slab、シングルモードファイバとの接合損失が 0.5 dB/facet であるから

$$2 \times 0.045 \text{ dB/junction} + 2 \times 0.1 \text{ dB/bend} + 2 \times 0.75 \text{ dB/slab} + 2 \times 0.5 \text{ dB/facet} = 2.79 \text{ dB}$$

となる。最小損失の測定値は理論値の約 2 倍の損失となっているが、この原因としては測定時の入出力ファイバアレイと測定デバイスの入出力導波路の位置合わせのずれによる損失増大、アレイ導波路部の位相誤差、ATB 構造部が一部破損したことによる放射損失の増大が挙げられる。特に ATB 構造部の破損は放射損失増大だけでなく位相誤差の増大も引き起こすため理論値よりも最小損失が悪化したと考えられる。

AWG の透過波形のシミュレーション結果と比較して位相誤差が AWG の特性に与える影響を考察する。シミュレーションではスラブ導波路での光伝搬をガウシアンビーム、アレイ導波路での光伝搬を波動光学を用いて算出した。出力部での強度スペクトル $P(\lambda)$ は

$$P(\lambda) = \left(\sum_{i=1}^N A_i \exp\left[j\left(\frac{2\pi}{\lambda} n_a L_i + \phi_{error}\right)\right] \right) \cdot \left(\sum_{i=1}^N A_i \exp\left[j\left(\frac{2\pi}{\lambda} n_a L_i + \phi_{error}\right)\right] \right)^* \quad (2.3-1)$$

と表される。ただし、 N をアレイ本数、 i をアレイ番号、 A_i を i 番目のアレイ導波路の電界振幅、 λ を入力波長、 n_a をアレイ導波路の等価屈折率、 L_i を i 番目のアレイ導波路長、 ϕ_{error} をアレイ導波路における位相誤差とする。入力導波路端からスラブ導波路内を伝搬する光をガウシアンビーム近似することで各アレイ導波路の電界振幅を離散的に算出し、それを

初期値 $A_{i,0}$ とする。 A_i は初期値 $A_{i,0}$ に ATB 構造による曲げ損失 $0.1 \text{ dB} \times 2$ 箇所、従来導波路 - ATB 構造間の接合損失 0.1×2 箇所、スラブ - アレイ導波路間の遷移損失 0.75 dB/slab 、導波路 - シングルモードファイバとの接合損失 0.5 dB/facet を原理的な損失 α として加えることで求められる。

$$A_i = A_{i,0} \cdot 10^{-\frac{\alpha_i}{10}} \quad (2.3-2)$$

また、 L_i は隣接するアレイ導波路長と一定の光路長差 ΔL を持つので以下の式で表される。

$$L_i = (i-1)\Delta L \quad (2.3-3)$$

シミュレーションでは(2.3-1)-(2.3-3)式を用いて AWG の透過スペクトルを計算した。強度スペクトルと損失は以下の式で表される。

$$\text{Loss}(\lambda) = -10 \log_{10} P(\lambda) \quad (2.3-4)$$

波長 λ の値を変化させることで AWG の波長特性をシミュレーションした。作製した AWG の最大位相誤差を推定する手段として作製した AWG の最小損失を比較する方法とクロストークを比較する方法がある。作製 AWG の最小損失は測定時のファイバアレイとチップの位置合わせのずれによる影響を大きく受けるため、本研究ではシミュレーションによる算出値と作製デバイスのクロストーク特性を比較することで作製 AWG の最大位相誤差の推定を行った。また、各アレイの位相誤差の確率密度は図 2.3-6 のように標準偏差 σ 、 $\pm 3\sigma$ の範囲で正規分布に従うと仮定した。 $\pm 3\sigma$ の範囲で全体の約 99.7% を占めるため、 $\pm 3\sigma = \pm$ (最大位相誤差)とした。正規分布に従うランダム関数によって位相誤差を各アレイ導波路に割り当て、AWG の最小損失とサブピークからクロストークを算出した。この計算を 1000 回繰り返し、その平均値をクロストークとした。クロストーク特性の最大位相誤差依存性を図 2.3-7 に示す。

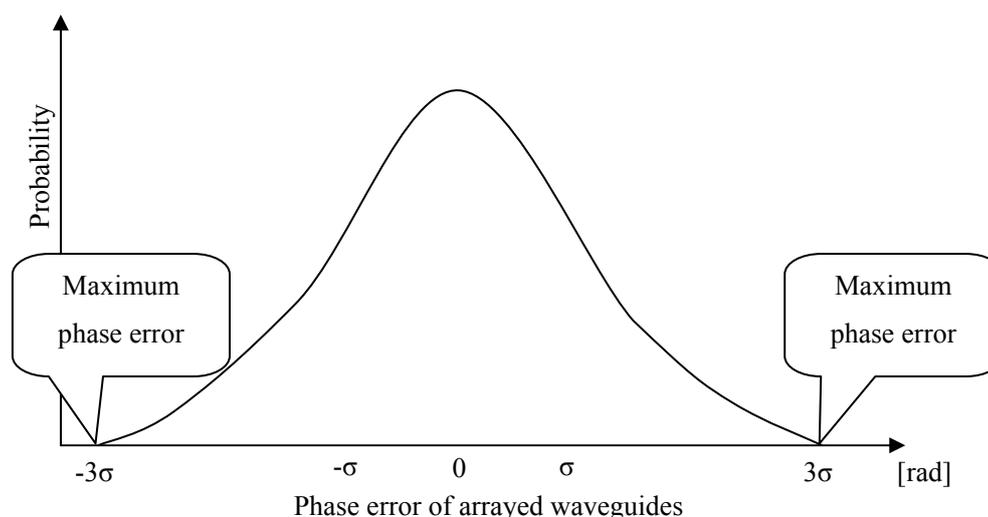


図 2.3-6 シミュレーションで用いた AWG の位相誤差の確率密度分布

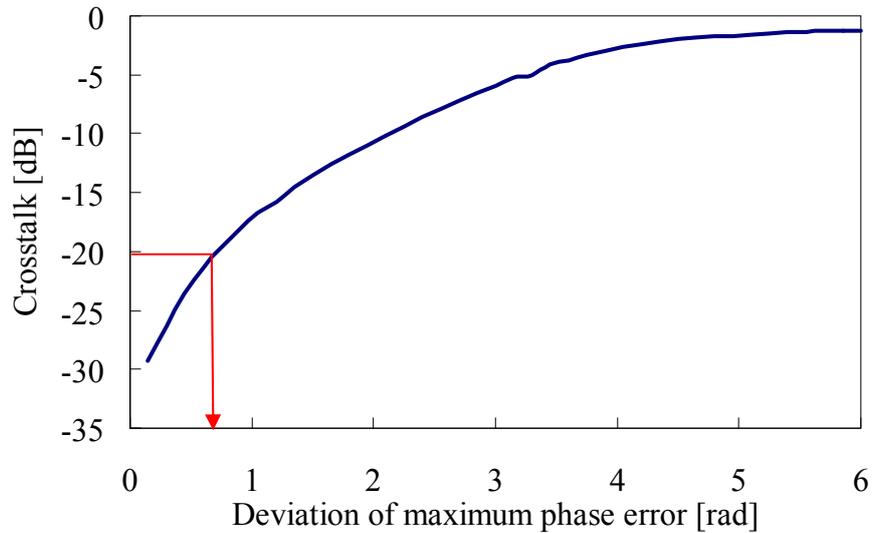


図 2.3-7 AWG のクロストーク特性のアレイ導波路における位相誤差依存性

最大位相シフト量が増加することでクロストークが悪化していることが確認できる。これは出力ポートに結合するはずの光が位相誤差により結合位置がずれてクロストークとなるためである。AWG の最小損失の理論値と測定値の差が位相誤差によるものと仮定すると作製した AWG の位相誤差の最大値は 0.75 rad に相当する。位相誤差の原因としては①従来導波路のコア幅・コア高さの不均一による屈折率の揺らぎ、②ATB 構造部での溝幅の不均一による屈折率の揺らぎが挙げられる。本研究での溝の作製誤差はプロセス上最大 $\pm 0.2 \mu\text{m}$ 程度であり、図 2.1-3 より基本モードの等価屈折率は設計値から最大 1.44×10^{-3} ずれることになる。AWG のアレイ導波路における ATB の長さは 90° 曲げ 2 箇所 $942 \mu\text{m}$ であるため溝作製部位全てに最大作製誤差が生じると位相誤差は $\pm 5.49 \text{ rad}$ に相当する。AWG のクロストーク特性から推測される最大位相誤差は $\pm 0.75 \text{ rad}$ 程度である。以上より、AWG の溝の作製ばらつきは $\pm 0.2 \mu\text{m}$ 以内であることが予想される。ただし、溝作製部位全てが同じ作製ばらつきをもたず、局所的に作製誤差が存在する場合も考えられるため、クロストーク特性から溝の作製誤差の値を精度高く推定することは難しい。

図 2.3-8 に位相誤差のない理想的な AWG の波長特性と $\pm 0.75 \text{ rad}$ の最大位相誤差が存在する場合の AWG の波長特性の比較を示す。位相誤差によって背景クロストークが約 15 dB が劣化していることが分かる。更なる低損失、クロストーク特性の向上を狙うには様々な AWG の位相誤差補正法[22-24]も提案されているが、従来導波路のコア作製精度や溝作製部の精度向上も非常に重要となる。

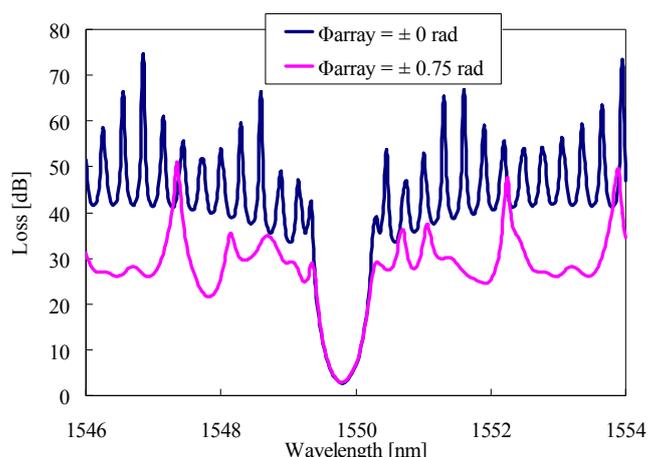


図 2.3-8 位相誤差のない AWG と最大位相誤差 ± 0.75 rad の AWG の波長特性のシミュレーション結果の比較

2-4 2 章まとめ

本章ではシングルモードファイバとの接合損失が低く、伝搬特性に優れた石英導波路に ATB 構造を採用することで曲げ半径を従来の 2 mm から $300\text{ }\mu\text{m}$ に縮小できることをシミュレーション・実測により確認した。また、曲げ半径の縮小化がデバイスサイズの縮小化に大きく寄与する AWG に ATB 構造を適用した。AWG は WDM 方式において波長合分波器として必要不可欠なデバイスであり、今後、多重する波長数が増えればさらにデバイスサイズの巨大化が進む。デバイスサイズの巨大化はコストアップだけでなく AWG の位相誤差の原因となり、クロストーク特性の劣化を引き起こす。そのため、超大容量フォトニックネットワークの構築に AWG の小型化は重要なテーマである。ATB 構造を AWG のアレイ導波路部すべてに適用するのではなく、微小曲げ部にのみ適用することで偏波無依存性とデバイスサイズの小型化を両立した。デバイスサイズはスラブ導波路・アレイ導波路部で $8.9 \times 3.7\text{ mm}^2$ に縮小化した。これは従来の 8 チャンネル、チャンネル間隔 100 GHz 、FSR 800 GHz 、アレイ本数 22 本の AWG の約 $1/4$ のデバイスサイズに相当する。

最小損失 5.6 dB 、隣接チャンネルクロストーク -20.1 dB の特性が得られた。実用化されている AWG と比較し、特性は劣っているが、デバイス特性の測定環境や AWG のアレイ本数、一部のアレイ導波路が破損していたこと等を考慮すれば充分良好な性能である。クロストーク特性より本研究で作製した AWG の最大位相誤差は 0.75 rad 未満であることから ATB 構造を採用したことによる特性劣化の影響は少ないと予想される。更なる溝の作製精度の向上により、メサ幅の細線化による曲げ半径縮小化・位相誤差低減によるクロストーク特性の向上が期待できる。また、長期間安定した特性を維持するために埃・汚れなどによる溝部分の劣化を防ぐためのパッケージング技術も要求される。

参考文献

- [1] D. Marcuse, "Bend loss of slab and fiber modes computed with diffraction theory," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 29, no. 12, pp. 2957-2961, 1993.
- [2] K. Okamoto, "Fundamentals of optical waveguides," Academic Press, Chapter 9, 2000.
- [3] T. Kurokawa, H. Tsuda, K. Okamoto, K. Naganuma, H. Takenouchi, Y. Inoue and M. Ishii, "Time-space-conversion optical signal processing using arrayed-waveguide grating," *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 22, pp. 1890-1892, 1997.
- [4] T. Suzuki, K. Masuda, H. Tsuda, R. Inohara, H. Takahashi, H. Ishikawa, Y. Abe, S. Kashimura and H. Uetsuka, "Dispersion compensation experiment of 40 Gbit/s NRZ signal using arrayed-waveguide grating dispersion compensator," in ECOC 2005, Th1.5.1, 2005.
- [5] C. R. Doerr, D. M. Marom, M. A. Cappusso, E. Y. Chen, A. Wong-Foy, L. T. Gomez and S. Chandrasekhar, "40-Gb/s colorless tunable dispersion compensator with 1000-ps/nm tuning range employing a planar lightwave circuit and a deformable mirror," in OFC 2005, PDP5, 2005.
- [6] H. Tsuda, T. Ishii, K. Naganuma, H. Takenouchi, K. Okamoto, Y. Inoue and T. Kurokawa, "Second- and third- order dispersion compensator using a high-resolution arrayed-waveguide grating," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 11, no. 5, pp. 569-571, 1999.
- [7] H. Tsuda, H. Takenouchi, A. Hirano, T. Kurokawa and K. Okamoto, "Performance analysis of a dispersion compensator using arrayed-waveguide gratings," *J. Lightwave Technol.*, vol. 18, no. 8, pp. 1139-1147, 2000.
- [8] K. Mandai, T. Suzuki, H. Tsuda, K. Aizawa and T. Kurokawa, "Whole C-band, repetition rate tunable optical pulse generation using a high-resolution arrayed-waveguide grating and an optical comb generator," in OFC 2005, OTuD4, 2005.
- [9] H. Tsuda, H. Takenouchi, T. Ishii, K. Okamoto, T. Goh, K. Sato, A. Hirano, T. Kurokawa and C. Amano, "Spectral encoding and decoding of 10 Gbit/s femtosecond pulses using high resolution arrayed-waveguide grating," *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 14, pp. 1186-1188, 1999.
- [10] T. Suzuki and H. Tsuda, "Ultra small arrowhead arrayed-waveguide grating with V-shaped bend waveguides," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 4, pp. 810-812, 2005.
- [11] T. Suzuki and H. Tsuda, "Compact arrayed-waveguide grating with multiple-arrowhead structures," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 45, no. 7, pp. 5575-5581, July 2006.
- [12] K. Kohtoku, "Low-loss compact silica-based AWG using deep ridge waveguide," the Integrated Photonics Research and Applications 2005, ITuF1, April, 2005.
- [13] A. Sugita, A. Kaneko, K. Okamoto, M. Itoh, A. Himeno and Y. Ohmori, "Very low insertion loss arrayed-waveguide grating with vertically tapered waveguides," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, no. 9, pp. 1180-1182, 2000.

- [14] M. Koutoku, H. Sanjoh, S. Oku, Y. Kadota and Y. Yoshikuni, "Polarization Independent Semiconductor Arrayed Waveguide Gratings Using a Deep-Ridge Waveguide Structure," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E81-C, no. 8, August 1998.
- [15] T. Fukazawa, F. Ohno and T. Baba, "Very compact arrayed-waveguide-grating demultiplexer using Si photonic wire waveguides," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 43, no. 5B, pp. L673-L675, April 2004.
- [16] M. Popovic, K. Wada, S. Akiyama, H. A. Haus, and J. Michel, "Air Trenches for sharp silica waveguide bends," *J. Lightwave Technol.*, vol. 20, no. 9, pp. 1762-1771, Sept. 2002.
- [17] S. Akiyama, M. Popovic, P. T. Rakich, K. Wada, J. Michel, H. A. Haus, E. P. Ippen, and L. C. Kimerling, "Air Trenches bends and splitters for dense optical integration in low index contrast," *J. Lightwave Technol.*, vol. 23, no. 7, pp. 2271-2277, Jul. 2005.
- [18] Tom Y. Fan, J. Ito, T. Suzuki and H. Tsuda, "Compact arrayed-waveguide grating using air trench and high mesa structure", IPRA2006, IMB3, April 2006.
- [19] J. Ito, Tom Yen-Ting Fan, Takanori Suzuki, and Hiroyuki Tsuda, "Compact silica arrayed-waveguide grating using high-mesa small-bend waveguides", *IEICE Trans. Electron.*, vol. E91-C, no. 1, p.110-112, 2008.
- [20] 左貝潤一、「導波光学」、共立出版、pp. 205-209、2004年2月
- [21] K. Okamoto, "Fundamentals of Optical waveguides," Second Edition, Academic Press, 2006, pp. 418-419.
- [22] K. Takada, T. Tanaka, M. Abe, T. Yanagisawa, M. Ishii and K. Okamoto, "Beam-adjustment-free crosstalk reduction in 10 GHz-spaced arrayed-waveguide grating via photosensitivity under UV laser irradiation through metal mask," *Electron. Lett.*, vol.36, no.1, pp. 60-61, 2000.
- [23] H. Yamada, K. Takada, Y. Inoue, Y. Hibino, and M. Horiguchi, "10 GHz-spaced arrayed-waveguide grating multiplexer with phase-error-compensating thin-film heaters," *Electron. Lett.*, vol. 31, no. 5, pp. 360-361, 1995.
- [24] H. Yamada, K. Takada, Y. Inoue, Y. Ohmori, and S. Mitachi, "Statically-phase-compensated 10 GHz-spaced arrayed-waveguide grating," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 17, pp. 1580-1582, 1996.

第3章 低屈折率材料充填導波路

前章では石英導波路に ATB 構造を適用することで AWG の小型化に成功した。しかし、ATB は溝部分に汚れや不純物が混入することで特性が劣化する可能性がある。通信ネットワークにおいて保守・運用の観点からも長期間安定した特性を維持することは重要である。ATB 構造の曲げ半径縮小効果を維持しながら溝部分の不純物混入を防ぐために、本研究では図3.1-1に示したように空気溝に屈折率の低い樹脂を埋め込むことで ATB の課題を解決することを提案した。溝部分が空気ではなく化学的に非常に安定した樹脂で充填することにより異物や汚れによるデバイス特性劣化を防ぐことが可能となる。ATB 構造と同様に従来導波路よりも Δ の値が非常に大きいため従来導波路との接合損失低減のため溝をテーパ形状に挿入する[1-3]。低屈折率材料充填導波路を開発するために、本章では低屈折率材料の石英溝への充填条件の確立を行い、多層膜近似可能な多段溝構造を有する直線導波路の透過特性から低屈折率材料の光学特性を確認した。また、導波路構造のパラメータをシミュレーションによって最適化し、実際に導波路を作製・評価を行ない、低屈折率材料充填導波路の有用性を明確にする。

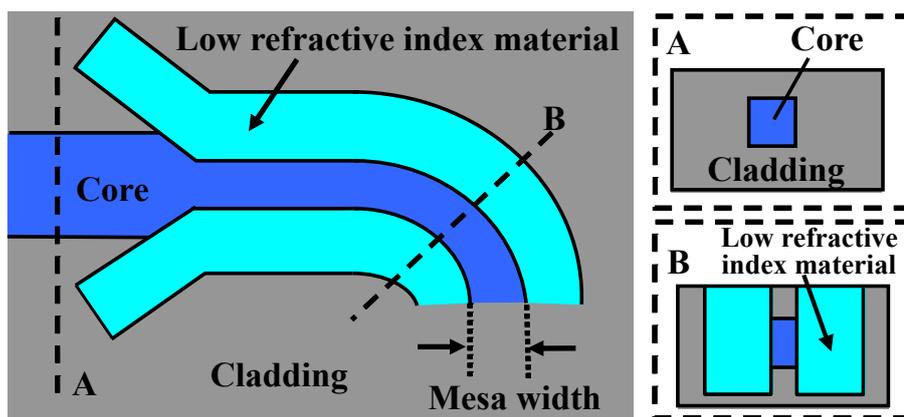


図 3.3-1 低屈折率材料充填導波路の構造

3.1 低屈折率材料と硬化条件

屈折率は物質に固有な値であり、一般的な材料において石英以下の低屈折率の材料はなかなか存在しない。SiO₂ や MgF₂ といった金属酸化物に代表される無機材料が低屈折率材料として使用されている[4]。これらの材料の膜形成には真空蒸着やスパッタリング等のドライプロセスが用いられる。しかし、ドライプロセスは大規模な設備を要するため非常に高コストである。一方、スピコートやディップコートなどのウェットプロセスは経済性に優れ、製膜サイズに幅広く対応できる。ウェットプロセスが可能な低屈折率材料としてとしてエポキシ樹脂がある。しかし、エポキシ樹脂は材料としての寿命が数年と短く、特性劣化が起こる。光導波路に石英材料が用いられる利点の一つとして材料としての安定性が挙げられる。そのため、エポキシ樹脂では石英の安定した材料特性を最大限に生かすことが

難しい。さらに、低屈折率材料充填導波路に用いられる材料には広い波長領域において高い光透過率を持つことと、物質としての高い安定性が求められる。そこで、本研究では上記の要件を満たす低屈折率材料としてサイトップ™ (旭硝子株式会社製) を用いた。サイトップ™ は既存のフッ素樹脂と結晶構造がまったく異なり、アモルファス構造である。その屈折率は、1.3335@1.55 μm と低屈折率であり、紫外光 200 nm から近赤外光 2000 nm の光線透過率が 95%/cm 以上と透明性が極めて高い。また、従来のフッ素樹脂の耐熱性、耐薬品性、撥水撥油性などの特性を併せ持つ素材であり、石英の安定性・高信頼性の利点を生かすことができる樹脂である。サイトップ™ の屈折率は 1.3335 であるため、サイトップ™ 充填構造導波路の横方向のΔの値は以下のように算出される。

$$\Delta_{Cytop} = \frac{n_{core}^2 - n_{cytop}^2}{2 \cdot n_{core}^2} \times 100 = \frac{1.46618^2 - 1.3335^2}{2 \times 1.46618^2} \times 100 \cong 8.64\% \quad (3.1-1)$$

本節では ATB 構造で用いた Δ = 0.75% の石英 PLC ではなく、コアの屈折率 n_{core} が 1.46618、クラッドの屈折率 n_{clad} が 1.44402、Δ = 1.5% の石英 PLC にサイトップ™ 充填構造を適用した場合を想定した。(3.1-1)式よりサイトップ™ 充填構造はΔを 1.5% から 8.64% まで高めることができる。ATB 構造に比べ、光の閉じ込め効果は劣るものの導波路の曲げ半径縮小効果は充分大きいことが予想される。

サイトップ™ のコーティング方法とその特長を表 3.1-1 にまとめた。

表 3.1-1 サイトップ™ の各種コーティング方法とその特長

	コーティング方法		
	スピコート	ディップコート (浸漬引き上げ)	ポットイング(滴下)
サイトップ™ の膜厚	30 μm 以下	1 μm 以下	1-20 μm
基板の形状	平板、円板など 水平部のみ	形状問わず 特に垂直部に適す	形状問わず 特に垂直部に適す
膜厚コントロール方法	溶液濃度 回転数	溶液濃度 引き上げ速度	濃度、ノズル形状など (膜厚は水平部 > 垂直部)
膜厚コントロール性	極めて正確	自動引き上げ機が あれば極めて正確	あまり正確ではないが、 条件出しは可能

本研究では、コーティングの簡易性の面からポットイングによる充填方法を採用した。充填には図 3.1-2 のように実体顕微鏡で充填部分を観察しながらマニピュレーターを用いて行なった。マニピュレーターには光ファイバのように先端が細いものを取り付け、目標部位の横から流し込むように樹脂を充填した。これは充填時に樹脂内部に気泡が混入するのを防ぐためである。サイトップ™ は熱硬化型樹脂であるため、充填時に気泡が混入すると加熱時に気泡が膨張し、所望の光学特性が得られなくなる。

サイトップ™ の加熱条件を図 3.1-3、サイトップ™ 充填導波路構造の作製プロセスを図

3.1-4 にそれぞれ示す。従来導波路の作製後に溝作製位置以外をフォトマスクによって被い、反応イオンエッチング(RIE)によって深溝を作製する。深溝作製までは2章で紹介した ATB と同一のプロセスである。溝作製後に、サイトップ™を充填・加熱することにより樹脂が硬化し、低屈折率充填導波路が完成する。本研究においては溝の作製までを日立電線(株)に協力頂いた。

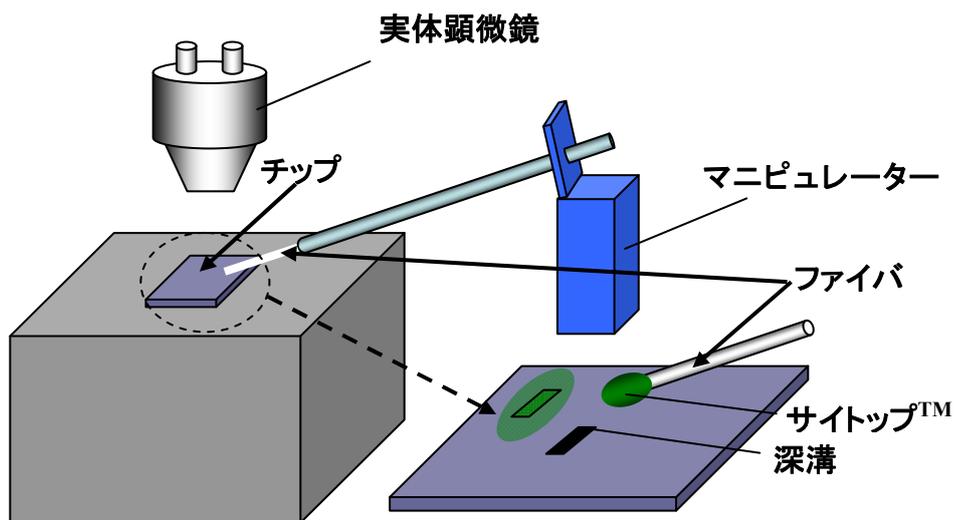


図 3.1-2 マニピュレーターを用いた樹脂充填方法

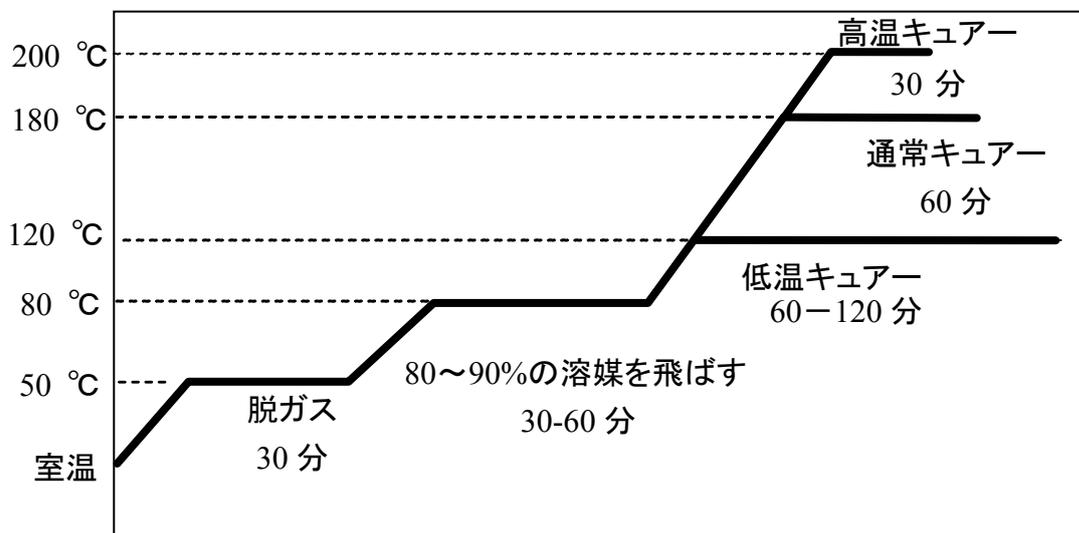


図 3.1-3 サイトップ™硬化プロセス

図 3.1-3 の硬化プロセスに従って加熱・硬化した溝内部のサイトップ™を図 3.1-5 に示す。

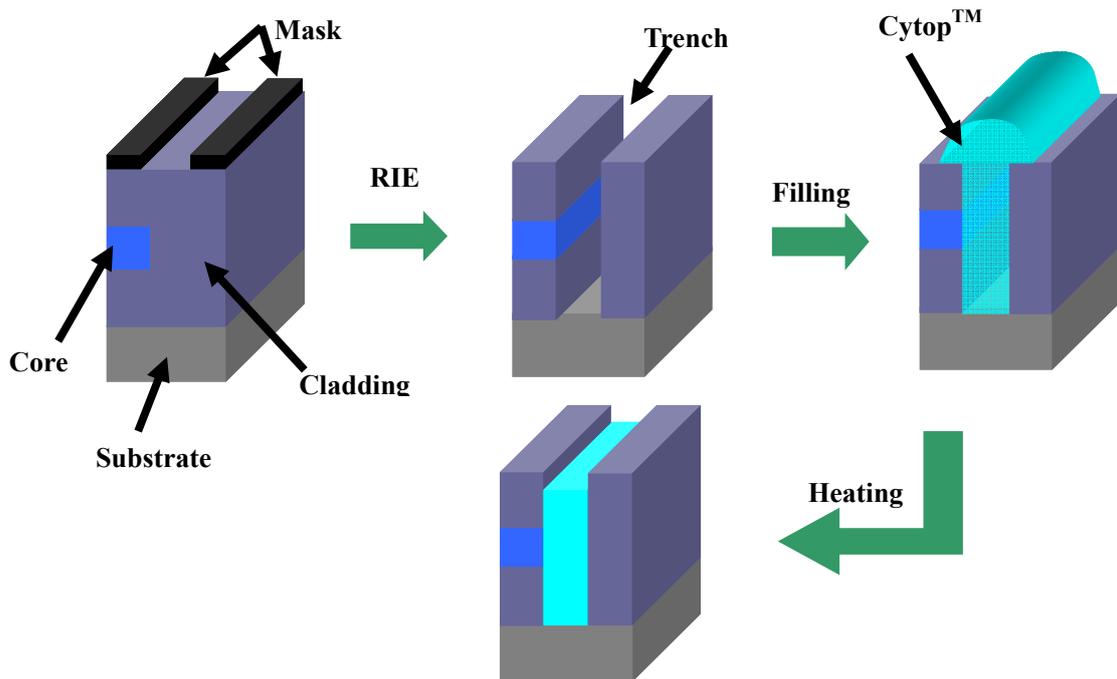


図 3.1-4 低屈折率材料充填導波路の作製プロセス

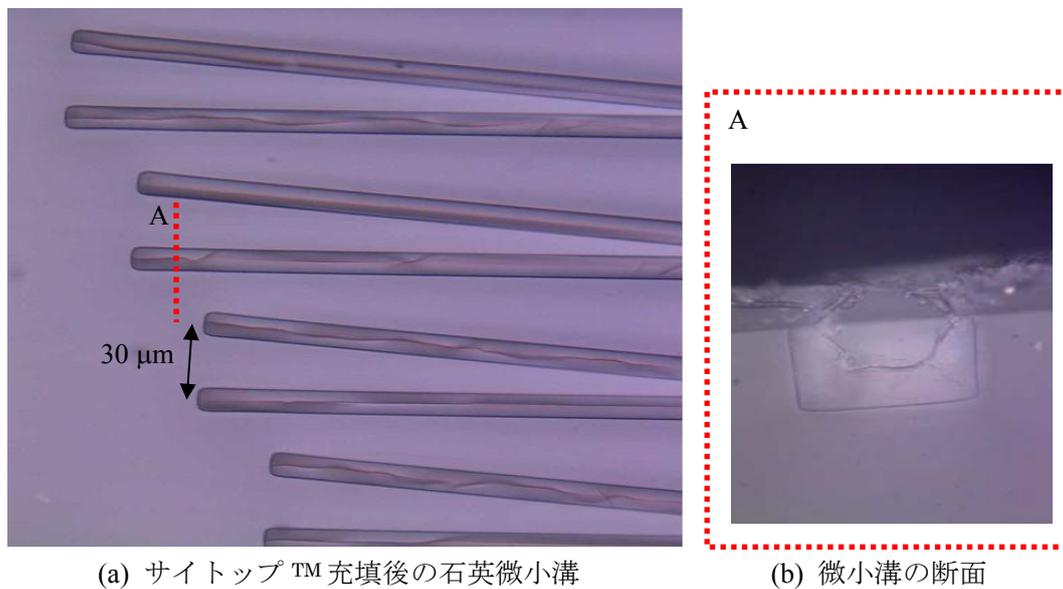


図 3.1-5 従来の加熱条件で硬化したときの溝内部の拡大写真

断面図から溝内部にクラックが生じていることがわかる。溝内部にクラックが生じることにより溝内部の屈折率が不均一になる。これを導波路に適用すると、導波モードの等価屈折率に影響を与え、位相誤差を引き起こす可能性がある。位相誤差の増大が透過特性に悪影響を与えるデバイスもあるため致命的な欠点になりうる。

様々な充填条件や硬化時の加熱条件を検討した結果、クラック発生の原因は石英とサイ

トップTMの線膨張係数の違いによるものであることがわかった。石英の線膨張係数が $5.4 \times 10^{-7} \text{ K}^{-1}$ であるのに対し、サイトップTMの線膨張係数は $7.4 \times 10^{-5} \text{ K}^{-1}$ と石英に比べて非常に大きい。低屈折率材料充填導波路においてサイトップTMは石英で作製された微小な溝に充填されるため、加熱後の冷却時に線膨張係数の違いから応力が溝内部に集中し、クラックが生じていた。石英との線膨張係数の影響を低減するためには低温で加熱し、その後、ゆっくり冷却する必要がある。本研究で用いた樹脂硬化用オーブンには加熱・冷却スピードを調整することができない。そのため、冷却時に多段の温度ステップを設けることにより図 3.1-6 のように冷却スピードを調整し、低温キュア後 10 時間以上かけて室温まで冷却することが可能になった。

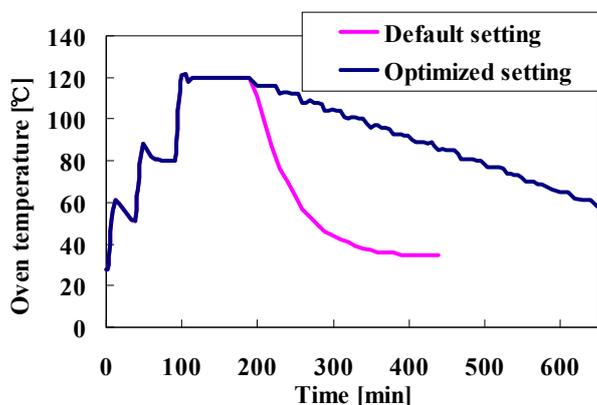
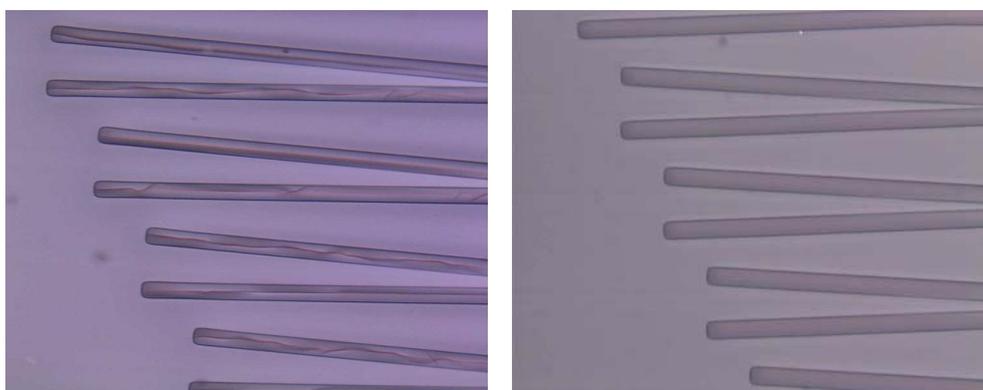


図 3.1-6 温度降下時間調整前後のオーブン内温度冷却時間の比較

図 3.1-7 はキュア後の冷却条件の改善による樹脂硬化状態の違いを示している。低温キュア後 12 時間かけて 25 °C まで徐々に冷却することで溝内部のクラックを抑制することに成功した。以上より、本研究ではサイトップTMをマニピュレーターにより充填し、50 °C で 30 分、80 °C で 60 分、120 °C で 120 分加熱(低温キュア)後、12 時間かけて 25 °C まで冷却することとした。



(a) 自然冷却時の溝

(b) 冷却条件改善後の溝

図 3.1-7 冷却条件改善前後の溝内部の比較写真

3.2 石英微小溝構造充填後の低屈折率材料の光学評価

前節では金属顕微鏡を用いて溝内部にクラックが生じることなくサイトップTMが充填されていることを確認した。本節では多段の溝構造を有する導波路に樹脂を充填し、その透過特性を測定する。多段溝構造を薄膜多層に近似し、反射光の波長から溝内部の屈折率を算出し、所望の屈折率を得られているかを確認した。

はじめに多層膜近似について言及する。周期溝構造の透過率を求めるために、多層膜近似による行列法という手法を用いた[5]。図 3.2-1 のように周期構造へ入射した光は、各層内で多重反射を繰り返す。この周期構造の特性を算出する際、各層に対するマクスウェル方程式を求める。方程式の解は、それぞれの行列が各単層を表す 2×2 行列の積として表現される。これにより多層膜全体の透過率を求めることができる。

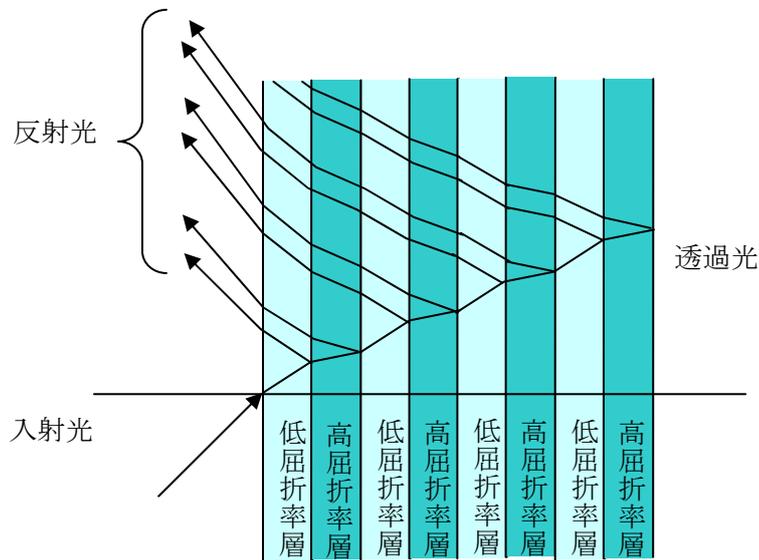


図 3.2-1 周期構造を有する多層膜の概要図

3.2-1 行列法

図 3.2-2 に示すような単層膜に平行光が入射する場合について考える。

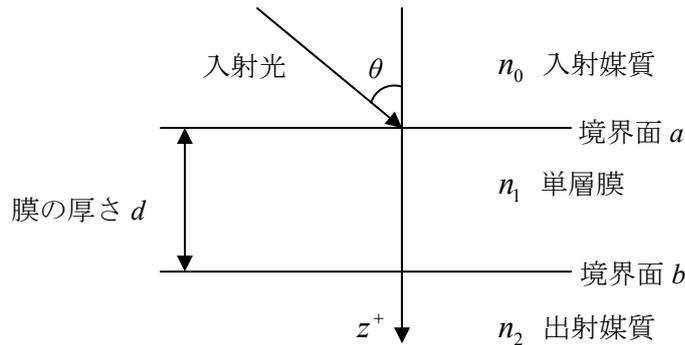


図 3.2-2 単層膜における光の挙動

入射方向への波を+の記号、反対方向を-で表す。膜と出射媒質とで挟まれた境界面を記号 b で表し、場の接線成分を考える。出射媒質中には一方向へ進む波はなく、膜内の波は正方向への波ともう一つの負方向への波の和となる。この境界面において、電界 E と磁界 B の接線成分 E_b 、 H_b は

$$\begin{aligned} E_b &= E_{1b}^+ + E_{1b}^- \\ H_b &= \eta_1 E_{1b}^+ - \eta_1 E_{1b}^- \end{aligned} \quad (3.2-1)$$

となる。ここで η_1 はこの単層膜の光学アドミタンスを示し、以下の 2 式で表される。

$$\eta_1 = \begin{cases} n_1 y / \cos \theta_1 & (TM \text{モード}) \\ n_1 y \cos \theta_1 & (TE \text{モード}) \end{cases} \quad (3.2-2)$$

y は真空中のアドミタンスであり、 θ_1 は膜内での入射・反射角度を示す。上式を変形すると

$$\begin{aligned} E_{1b}^+ &= \frac{1}{2}(H_b / \eta_1 + E_b) \\ E_{1b}^- &= \frac{1}{2}(-H_b / \eta_1 + E_b) \\ H_{1b}^+ &= \frac{1}{2}(H_b + \eta_1 E_b) \\ H_{1b}^- &= \frac{1}{2}(H_b - \eta_1 E_b) \end{aligned} \quad (3.2-3)$$

となる。境界面 a での場合は、 z 座標が 0 から $-d$ にずれると考えると波の位相を変えることにより得ることが出来る。この位相のずれを δ とすると

$$\begin{aligned}
E_{1a}^+ &= \frac{1}{2}(H_b / \eta_1 + E_b) e^{i\delta} \\
E_{1a}^- &= \frac{1}{2}(-H_b / \eta_1 + E_b) e^{-i\delta} \\
H_{1a}^+ &= \frac{1}{2}(H_b + \eta_1 E_b) e^{i\delta} \\
H_{1a}^- &= \frac{1}{2}(H_b - \eta_1 E_b) e^{-i\delta}
\end{aligned} \tag{3.2-4}$$

と表すことができる。ここで位相のずれ δ は $\frac{2\pi n_1 d \cos \theta_1}{\lambda}$ である。よって境界面 a での電界磁界の接線成分 E_a, H_a は

$$\begin{aligned}
E_a &= E_{1a}^+ + E_{1a}^- = E_b \cos \delta + H_b \frac{i \sin \delta}{\eta_1} \\
H_a &= H_{1a}^+ + H_{1a}^- = E_b i \eta_1 \sin \delta + H_b \cos \delta
\end{aligned} \tag{3.2-5}$$

これを行列を用いた表記法で表すと

$$\begin{bmatrix} E_a \\ H_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \frac{i \sin \delta}{\eta_1} \\ i \eta_1 \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_b \\ H_b \end{bmatrix} \tag{3.2-6}$$

となる。右辺の 2×2 行列は膜の特性行列として知られている。この膜系の入力光学アドミタンスを $Y = H_a / E_a$ と定義すると、アドミタンス η_0 の入射媒質と、アドミタンス Y の媒質との間の単純な境界面での反射率が、この膜系の反射率となる。よって反射率 R は

$$R = \left(\frac{\eta_0 - Y}{\eta_0 + Y} \right) \left(\frac{\eta_0 - Y}{\eta_0 + Y} \right)^* \tag{3.2-7}$$

である。また(3.2-6)式は Y を用いて

$$E_a \begin{bmatrix} 1 \\ Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \frac{i \sin \delta}{\eta_1} \\ i \eta_1 \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} E_b \tag{3.2-8}$$

となり、さらにこの式を変形し、

$$\begin{bmatrix} B \\ C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \frac{i \sin \delta}{\eta_1} \\ i \eta_1 \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} \tag{3.2-9}$$

と表す。 $\begin{bmatrix} B \\ C \end{bmatrix}$ は膜系の特性行列と定義される。ここで $Y = \frac{C}{B}$ である。

次に、図 3.2-3 のような 2 層の膜の入射光の挙動について考える。

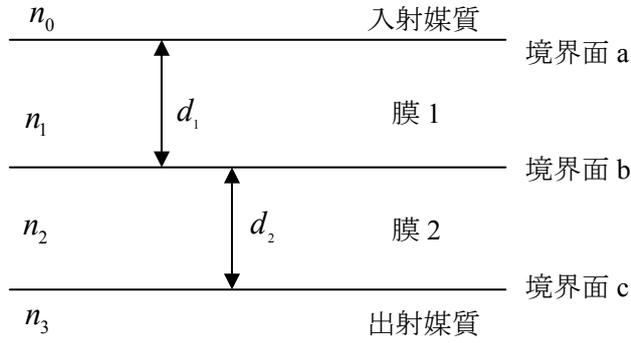


図 3.2-3 2層膜における入射光の挙動

単層膜の場合と同様に考えると、各境界面における電界、磁界の接線方向成分は以下の2式で表される。

$$\begin{bmatrix} E_a \\ H_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta_1 & \frac{i \sin \delta_1}{\eta_1} \\ i\eta_1 \sin \delta_1 & \cos \delta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_b \\ H_b \end{bmatrix} \quad (3.2-10)$$

$$\begin{bmatrix} E_b \\ H_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta_2 & \frac{i \sin \delta_2}{\eta_2} \\ i\eta_2 \sin \delta_2 & \cos \delta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_c \\ H_c \end{bmatrix} \quad (3.2-11)$$

2式をまとめると次式となる。

$$\begin{bmatrix} E_a \\ H_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta_1 & \frac{i \sin \delta_1}{\eta_1} \\ i\eta_1 \sin \delta_1 & \cos \delta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta_2 & \frac{i \sin \delta_2}{\eta_2} \\ i\eta_2 \sin \delta_2 & \cos \delta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_c \\ H_c \end{bmatrix} \quad (3.2-12)$$

この2層膜系の特性行列は

$$\begin{bmatrix} B \\ C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta_1 & \frac{i \sin \delta_1}{\eta_1} \\ i\eta_1 \sin \delta_1 & \cos \delta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta_2 & \frac{i \sin \delta_2}{\eta_2} \\ i\eta_2 \sin \delta_2 & \cos \delta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \eta_3 \end{bmatrix} \quad (3.2-13)$$

である。すなわち、各膜の特性行列を膜の順番通り掛け合わせたものが、多層膜全体の特性行列となっている。全 q 層からなる多層膜形の特性行列は

$$\begin{bmatrix} B \\ C \end{bmatrix} = \left(\prod_{r=1}^q \begin{bmatrix} \cos \delta_r & \frac{i \sin \delta_r}{\eta_r} \\ i\eta_r \sin \delta_r & \cos \delta_r \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} 1 \\ \eta_m \end{bmatrix} \quad (3.2-14)$$

と表すことが出来る。ただし、 d_r は第 r 層の膜厚、 $\delta_r = \frac{2\pi n_r d_r \cos \theta_r}{\lambda}$ は第 r 層での位相

のずれ、 $\eta_r = \frac{n_r y / \cos \theta_r (TM \text{モード})}{n_r y \cos \theta_r (TE \text{モード})}$ は第 r 層での光学アドミタンス、

$\eta_m = \frac{n_m y / \cos \theta_m (TM \text{モード})}{n_m y \cos \theta_m (TE \text{モード})}$ は出射媒質での光学アドミタンスである。

また、入射媒質から第 1 層への入射角度 θ_0 より

$$n_0 \sin \theta_0 = n_r \sin \theta_r = n_m \sin \theta_m \quad (3.2-15)$$

というスネルの法則から θ_r, θ_m を求めることが出来る。

以上より、多層膜における反射率 R は、特性行列の値 B, C を用いて

$$R = \left(\frac{\eta_0 B - C}{\eta_0 B + C} \right) \left(\frac{\eta_0 B - C}{\eta_0 B + C} \right)^* \quad (3.2-16)$$

となる。透過率 T は単純に

$$T = 1 - R \quad (3.2-17)$$

となる。なお行列法から算出される透過率は、境界面のラフネスや傾きなどによる散乱損失等は含んでいない。

3.2-2 樹脂の屈折率の算出

3.2-1 節で導出した多層膜近似による行列法を用いて反射波長を算出し、石英微小溝にサイトップTMを充填した多段溝構造を有する導波路の透過特性を比較することでサイトップTMの屈折率を確認した。

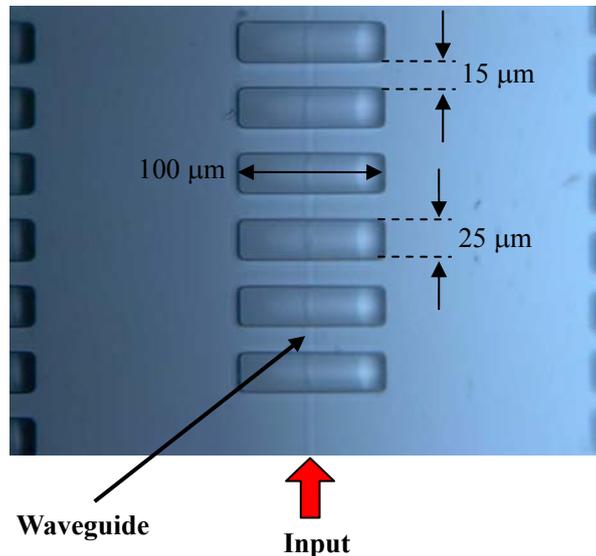


図 3.2-4 屈折率算出に用いた多段溝構造を有する直線導波路

透過率を求めるために用いたチップを図 3.2-4 に示す。溝面積は $25 \times 100 \mu\text{m}^2$ 、溝の中心間距離は $40 \mu\text{m}$ であり、溝段数は 20 段である。つまり、膜厚 $25 \mu\text{m}$ の低屈折率層と膜厚 $15 \mu\text{m}$ の高屈折率層の多層膜と近似できる。溝は ATB 構造と同様に RIE プロセスによって作

製されている。反射波長はコアの屈折率、溝内部の屈折率、溝幅、溝間隔によって変化する。コアの屈折率は既知の値であるが溝幅は設計値と実際の作製値が異なる可能性が高い。設計値からの溝幅のずれ Δd は最大 $\pm 0.2 \mu\text{m}$ 程度とされている。溝幅のずれは溝間隔にも影響を与えるため反射波長の算出において重要なパラメータとなる。本研究では設計値からの溝幅のずれを算出するために溝内部が空気の状態での測定を行い、透過率の波長依存性を求めた。空気の屈折率は既知であるため多層膜近似シミュレーションを行い、シミュレーション結果と測定結果の反射波長を比較することで溝幅のずれ Δd を推定した。その後、サイトップTMを溝に埋め込み、再び透過特性の波長依存性を測定し、損失の反射波長から溝内部に埋め込まれたサイトップTMの屈折率を求めた。なお、本研究では溝を局所的に作製しているため溝の作製誤差は20段すべての溝においてばらつきなく一律であると仮定した。

3.2-3 深溝周期構造を有する直線導波路の透過特性

2章の多段S字曲げ導波路やAWGの測定系と同様に可変波長光源(ADVANTEST社製Q8155、可変波長帯域1525-1630 nm)、偏波コントローラ(応用光電研究室、MPCA-1550)、パワーメータは(ADVANTEST社製Q8221)で構成されている。可変波長光源から出力された光(波長1525-1630 nm、出力強度1 mW、線幅100 kHz)を偏波コントローラによって偏光を調整し、デバイスに光を入射させた。実体顕微鏡で観察しながら測定用導波路台を用いて手で光ファイバレイとデバイスの入出力導波路の位置合わせを行った。測定波長間隔は0.05 nmとした。

溝が空気の状態の深溝周期構造を有する直線導波路の測定結果と多層膜近似を用いた透過特性のシミュレーションを図3.2-5に示した。

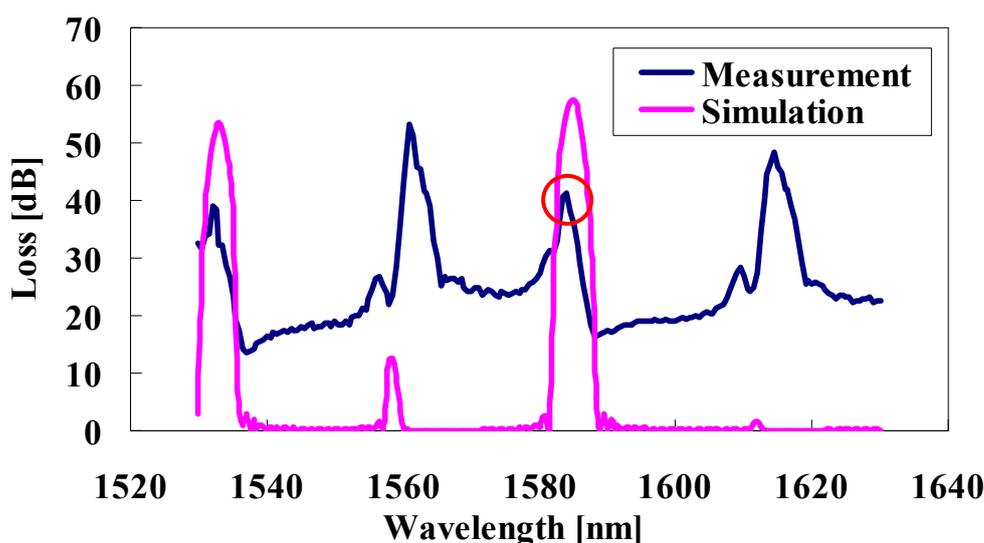


図 3.2-5. 空気溝状態での周期深溝構造を有する直線導波路の波長特性

シミュレーションでは溝の作製誤差は考慮していない。測定結果がシミュレーションと

比較して損失レベルが大きいですが、これは深溝部分の放射損失が原因の1つである。図 3.2-6 のように溝部分を伝搬する際はクラッドによる光の閉じ込めがないため自由伝搬となり、溝通過前後で光のスポットサイズが異なり、結合損失が生じる[6]。今回は溝幅 $25\ \mu\text{m}$ 、導波路から出射する光のスポットサイズは $3.6\ \mu\text{m}$ なので溝1段通過することによる結合損失は $0.44\ \text{dB}$ である。しかし、光は周期溝構造部分で多重反射を繰り返すため多段溝による結合損失の算出は難しい。その他に考えられる損失増加の原因としては導波路と溝の境界面のラフネスによる散乱損失、測定時のアライメントなどが考えられる。

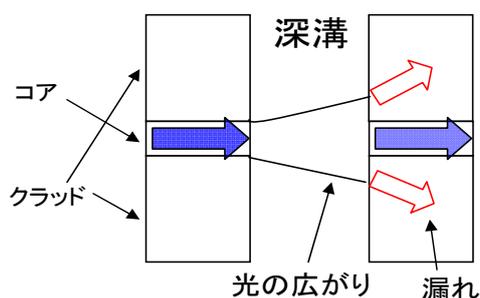


図 3.2-6 深溝構造による結合損失の概要図

測定結果では $1525\text{-}1630\ \text{nm}$ の波長帯域において4つの反射波長が観測された。しかし、反射波長は周期的に観測できなかった。この原因は溝が空気状態であるため埃や異物などの混入により不安定な挙動を示した、又は、溝の多段構造による多重反射の影響などが考えられる。

溝の最大作製誤差は $\pm 0.2\ \mu\text{m}$ と小さいため、測定値とシミュレーションで反射波長のずれはわずかであることが予想される。そこで、本節では $1580\ \text{nm}$ 付近で観測されたピーク波長を基に溝の作製誤差を推定する。測定結果では $1584\ \text{nm}$ が反射波長となっている。設計値からどの程度ずれると $1584\ \text{nm}$ が反射波長となるかを図 3.2-7 に示す。図 3.2-7 より深溝構造の溝作製誤差が $0.01\ \mu\text{m}$ であると推定される。

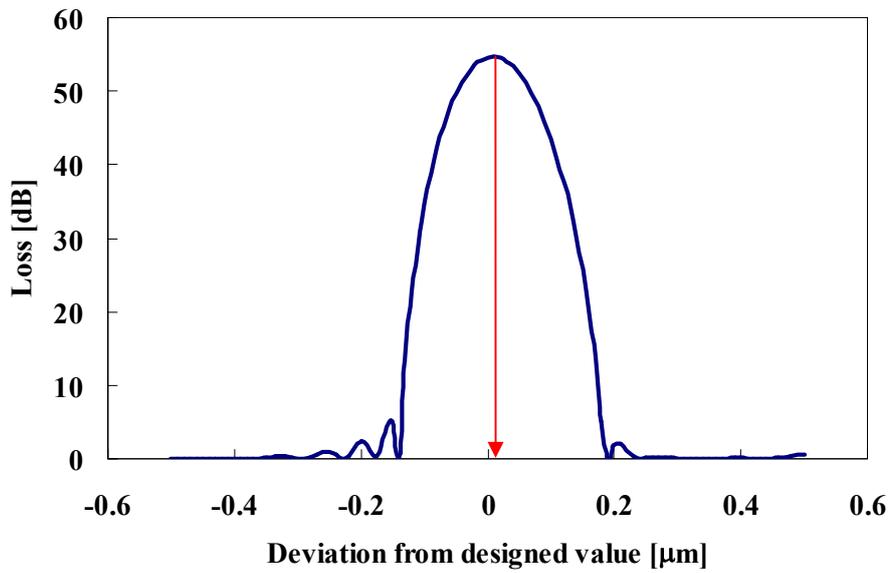


図 3.2-7 透過特性の溝作製誤差依存性シミュレーション結果(@1584 nm)

次に上記の深溝にサイトップTMを充填し、その波長特性を図 3.2-8 に示した。図 3.2-8 には比較のため溝作製誤差 $\Delta d = 0.01 \mu\text{m}$ 、溝内部の屈折率 n が 1.3335 のときの損失特性シミュレーション結果も示した。

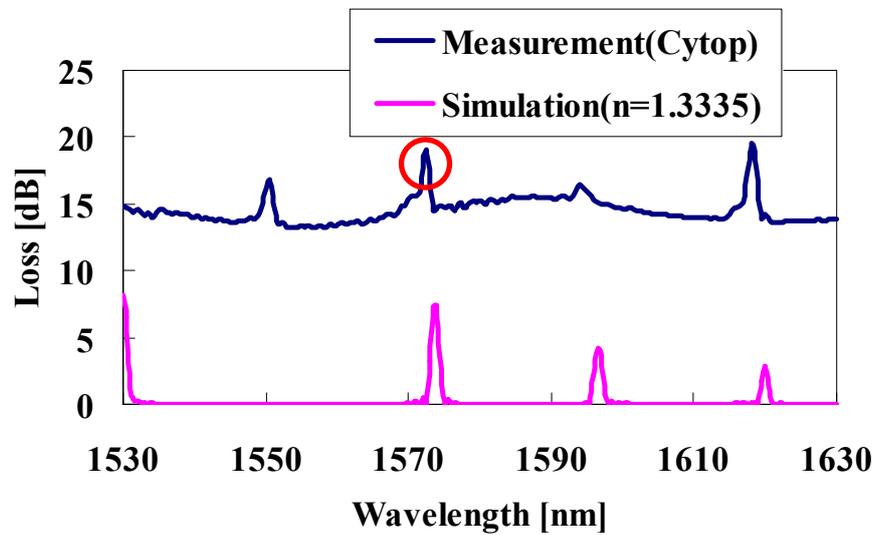


図 3.2-8 サイトップTM充填後の波長特性の測定結果とシミュレーションの比較



図 3.2-9 サイトップ™ 充填後の溝の拡大写真

測定結果の損失レベルがシミュレーションと比較し、15 dB 程度高いのは空気溝の場合と同様、シミュレーションでは多重反射の影響、測定時のアライメント、シングルモードファイバとの結合損失を考慮していないためである。

反射波長が周期的に現れているが、シミュレーションと比較して短波長側に 1.5-2.5 nm ずれている。これは溝内部の屈折率が $n = 1.3335$ と異なるためであると考えられる。測定結果、シミュレーションともに 1570 nm 付近が反射波長となっている。そのため 1570 nm 付近の波長特性から溝内部の屈折率の推定を行った。シミュレーションの結果を図 3.2-10 に示す。シミュレーション結果から溝内部に充填されたサイトップ™の屈折率は 1.3318 と考えられる。本来、サイトップ™の屈折率はバルク状態では 1.3335@1550 nm である。屈折率の推定値が 1.3335 と一致しなかった理由としては本研究で用いた手法の推定精度が挙げられる。測定結果において反射波長の周期間隔は 1 nm の揺らぎがあり、反射波長が 1 nm ずれると算出される屈折率の値は小数第 3 位以下の精度を保障することができない。また、溝作製箇所が集中しているため溝の作製誤差は 20 段すべてにおいて一様であると仮定したが、厳密には作製誤差にばらつきがあることも考えられる。以上よりサイトップ™の屈折率の推定値が 1.3335 と一致しなかったと考えられる。しかし、本章の目的は低屈折率材料を充填することにより光の閉じ込めを高め、曲げ半径を縮小することである。そのため、屈折率が充分小さいことのみ確かめる必要があり、厳密な屈折率の特定は必要としない。よって、本節の屈折率推定法から石英の微小溝にサイトップ™を充填し、使用することは有用であると断言できる。

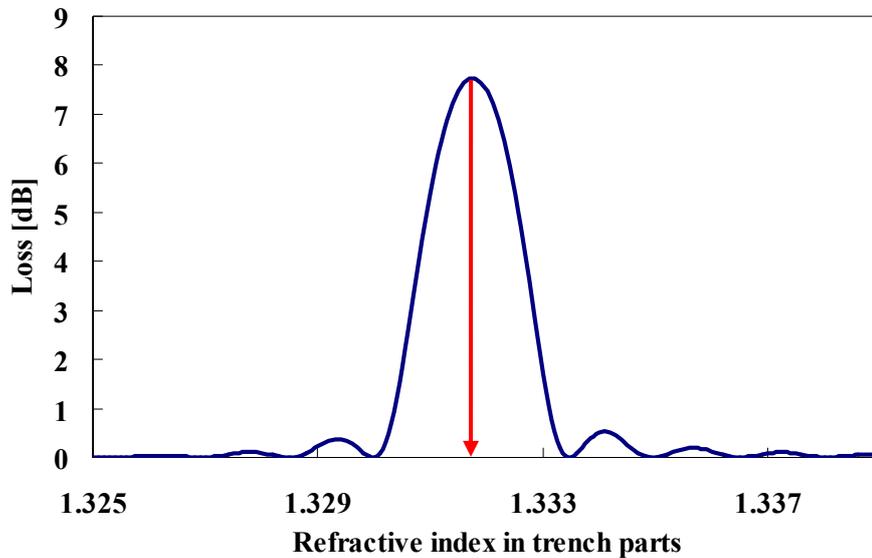


図 3.2-10 透過損失の溝内部屈折率依存性シミュレーション結果(@1570 nm)

3.3 パラメータ最適化

本節では 2.2 節同様、サイトップTM 充填導波路構造のテーパー角度、曲げ半径のシミュレーションを行い、パラメータの最適化を行った。また、実際にデバイスを作製・損失特性の測定を行い、シミュレーション結果との比較・考察を行った。

3.3-1 テーパー角度

本節では低屈折率材料充填導波路のテーパー角度に関する最適化を ATB 構造と同様に FDTD シミュレーションを用いて行った。更に、シミュレーション結果を基に実際に導波路を作製し、実測値との比較も行なった。

シミュレーションに用いた直線導波路は ATB 構造と同様(図 3.3-1)である。ただし、低屈折率材料充填導波路は $\Delta = 1.5\%$ の石英導波路を用いて作製するため、コアと溝の中心間距離を $11\ \mu\text{m}$ 、メサ幅を $1.5/2.5\ \mu\text{m}$ 、従来導波路のコア幅を $4.3\ \mu\text{m}$ 、低屈折率材料充填導波路の直線長を $50\ \mu\text{m}$ 、溝幅 $8.4\ \mu\text{m}$ とした。ATB 同様、メサ幅はプロセス上作製可能な値とした。入力波長は $1550\ \text{nm}$ 、計算ステップは $0.05\ \mu\text{m}$ とし、テーパー角度は $1\text{-}5^\circ$ についてシミュレーションを行なった。シミュレーションには R soft 社製 Fullwave を用いた。シミュレーション結果を図 3.3-2 に示す。光強度モニターは入力側と出力側 2 箇所配置し、反射光強度と過剰損失を算出した。

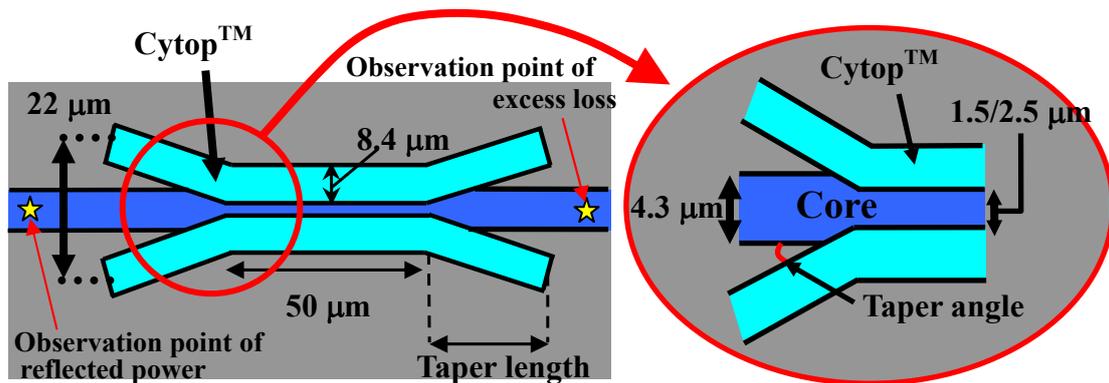
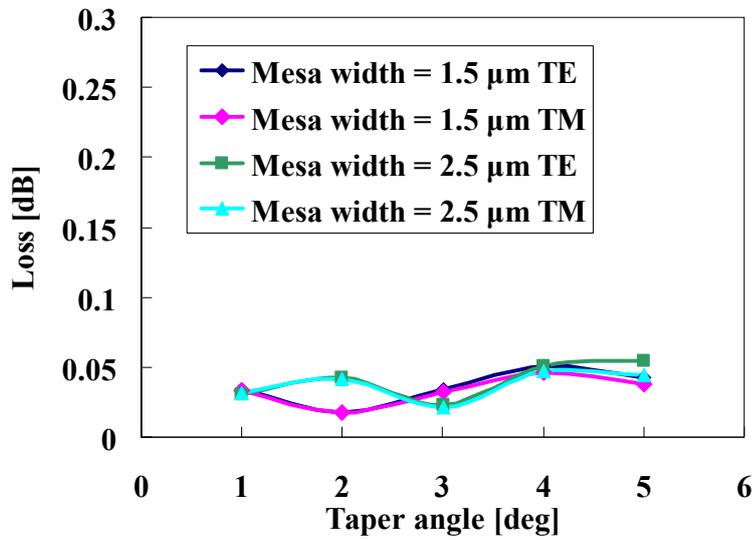
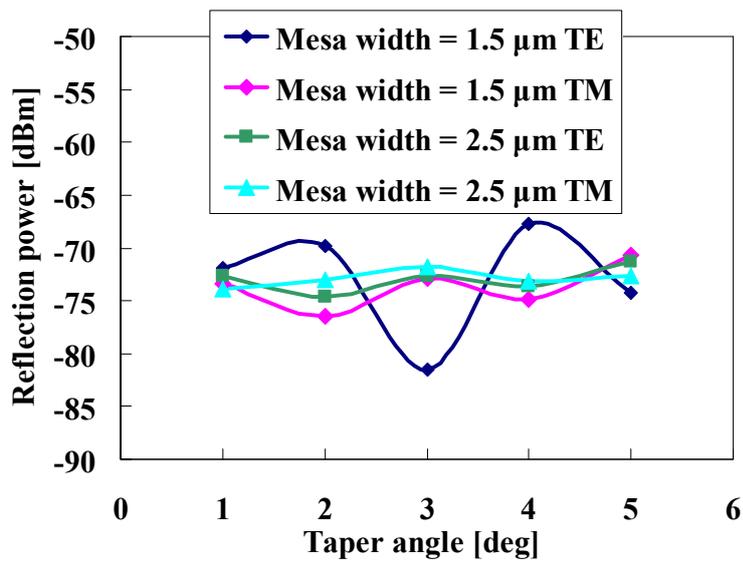


図 3.3-1 テーパー角度のシミュレーションに用いた直線導波路

テーパー角度が小さいほど過剰損失が小さくなることが予想された。しかし、ATB 同様、テーパー角度が小さいときは伝搬損失が支配的になるため、テーパー角度が大きくなるに従い、過剰損失が増大するという明確な相関をシミュレーション結果から見出すことは難しい。ATB 構造と比較して従来導波路との Δ の差が小さいため過剰損失が最大でも 0.05 dB 程度と ATB 構造よりも損失が小さいことが確認できる。又、反射光強度も図 3.3-2 (b)より -70 dB 以下であり、ほとんど存在しないことが確認できる。メサ幅・偏光に依存性せず、最も過剰損失が低いことから低屈折率材料充填導波路の最適なテーパー角度は 3 度とした。テーパー角度 1 度もほぼ同程度の損失レベルであるが、テーパー導波路長を低減するためにテーパー角度を 3 度とした。



(a) 過剰損失のテーパー角度依存性



(b) 反射光パワーのテーパー角度依存性

図 3.3-2 過剰損失/反射光パワーのテーパー角度依存性シミュレーション結果

このシミュレーション結果を基に実際に導波路を作製し、実測によって接合損失を評価することを試みた。作製したチップの概要図とその拡大写真を図 3.3-3 に示した。

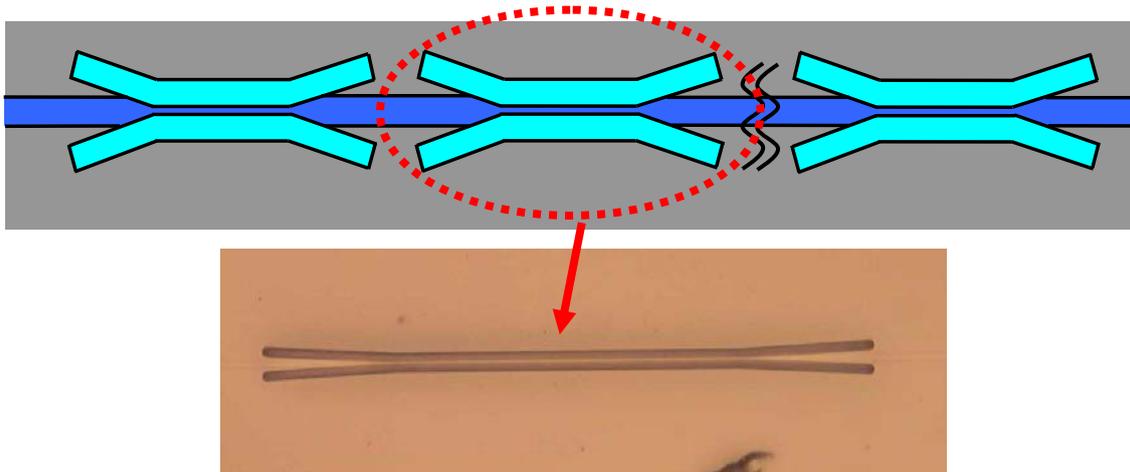


図 3.3-3 接合損失評価用導波路の概要図と溝部拡大写真

シミュレーション結果よりテーパ導波路 1 つあたりの接合損失は非常に小さいことが予想される。1 段のテーパ導波路の測定では、測定時に非常に高いアライメント精度が要求され、正確な測定結果が得られない可能性がある。そのため、図 3.3-3 に示したようにテーパ導波路を多段に接続し、段数の異なるものと比較することでテーパ導波路 1 つあたりの接合損失を導出することを試みた。本研究ではテーパ導波路の段数が 1 段、3 段、5 段、7 段のものを作製し、損失を比較した。測定結果を図 3.4-4 に示す。測定系は 2 章や 3.2 節の多段 S 字曲げ導波路と同一である。入力波長は 1550 nm、メサ幅は 2.5 μm とした。

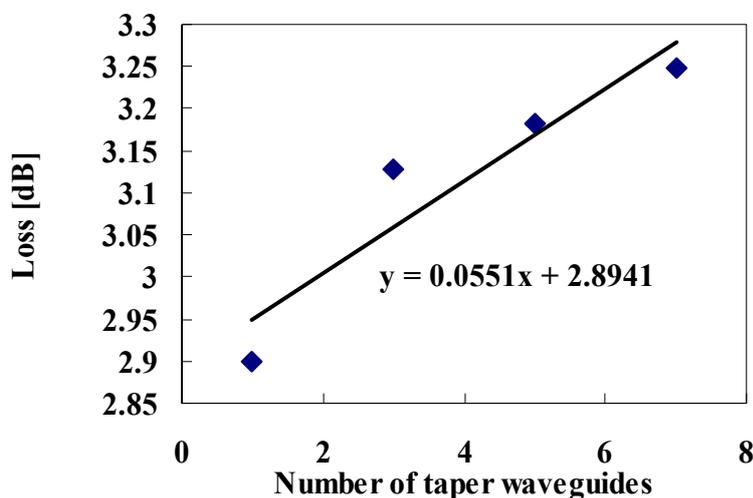


図 3.3-4 多段テーパ導波路の透過損失測定結果

最小自乗法を用いて近似直線を算出し、その傾きをテーパ導波路 1 つあたりの接合損失とした。実測値では 0.055 dB という結果が得られた。FDTD シミュレーションでは接合損失がテーパ角度 3°、メサ幅が 2.5 μm のとき約 0.085 dB であった。シミュレーション結果との差は存在するもののテーパ角度 3°で接合損失を充分低減できたことが確認できた。シミュレーション結果との差が生じた原因としてはテーパ導波路の段数不足が挙げられ

る。テーパ導波路の段数の増加に伴い、損失が増大することは確認できたが、近似直線からのばらつきがやや大きい。損失のばらつきの原因の一つとして深溝とコアの位置関係のずれも考えられるが、導波路毎の溝の作製ばらつきや位置ずれのばらつきの影響を出来る限り低減するために溝の作製部位を集中させている。本研究では1、3、5、7段と2段ずつテーパ導波路を加えたものを設計したが、テーパ導波路1段あたりの接合損失が小さいため高い測定精度が要求される。より正確に接合損失を算出するためにはさらにテーパ導波路を多段にしたデバイスの評価をする必要がある。

3.3-2 最小曲げ半径

次に、低屈折率材料充填導波路の最小曲げ半径の評価を行なった。最小曲げ半径の評価もATB構造と同様にBPMシミュレーションで等価直線導波路近似を用いた[7]。

曲げ損失の算出には図3.3-5に示した90°曲げ導波路を想定して3D BPMシミュレーションを行なった。2章同様、シミュレーションソフトはR soft社製Beam Propを使用した。入力波長は1550 nm、計算ステップは0.1 μmとし、曲げ半径は100-500 μm、メサ幅は1.5-2.5 μmについてシミュレーションを行い、その結果を図3.3-6に示す。

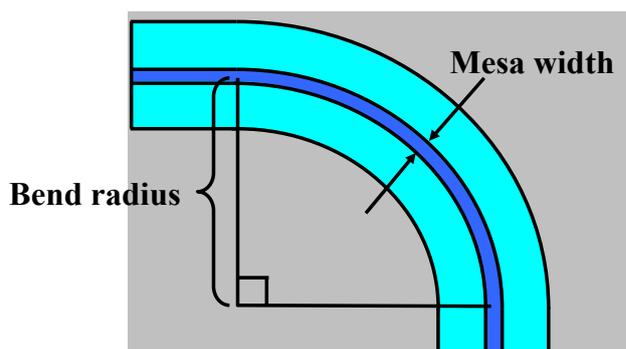


図 3.3-5 曲げ損失シミュレーションに用いた90°曲げ導波路

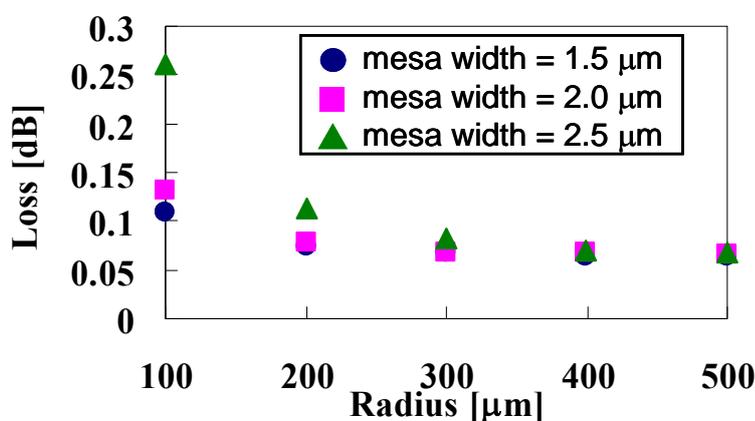
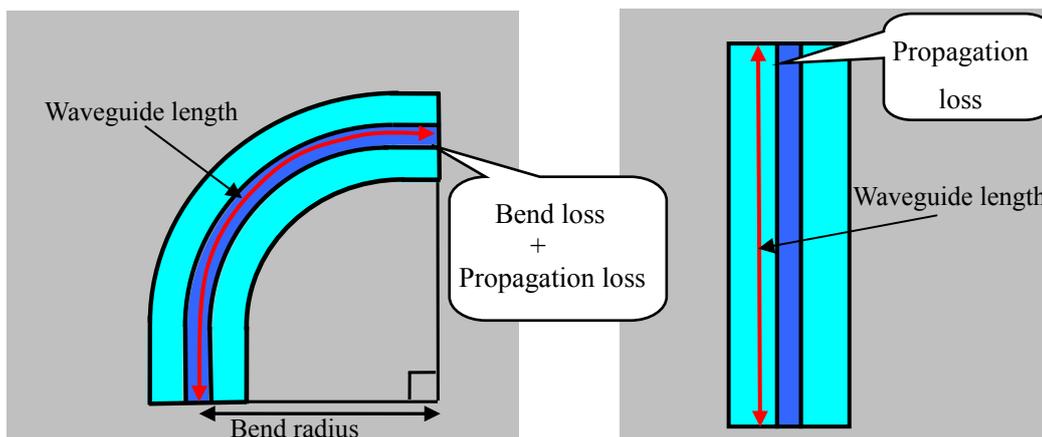


図 3.3-6 90°曲げ導波路の過剰損失の曲げ半径依存性シミュレーション結果(TEモード)

曲げ半径が100 μmのときに顕著に現れているが、メサ幅が細いほど損失が小さいことが

わかる。これは低屈折率材料充填導波路のシングルモード条件[8]がメサ幅 $1.5 \mu\text{m}$ 以下のときに成立するためだと考えられる。ただし、ATB 構造のときと同様に曲げ半径が増大すると細いメサ幅ほど低損失という関係が崩れる。図 3.3-6 のシミュレーションより算出された過剰損失を曲げ損失と伝搬損失に分離するために図 3.3-7 に示した導波路についてシミュレーションを行い、その結果を図 3.3-8 に示す。

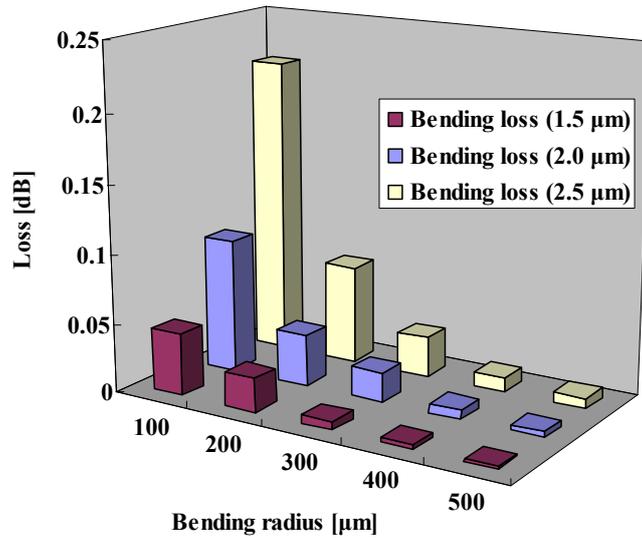


(a) 90°曲げ構造

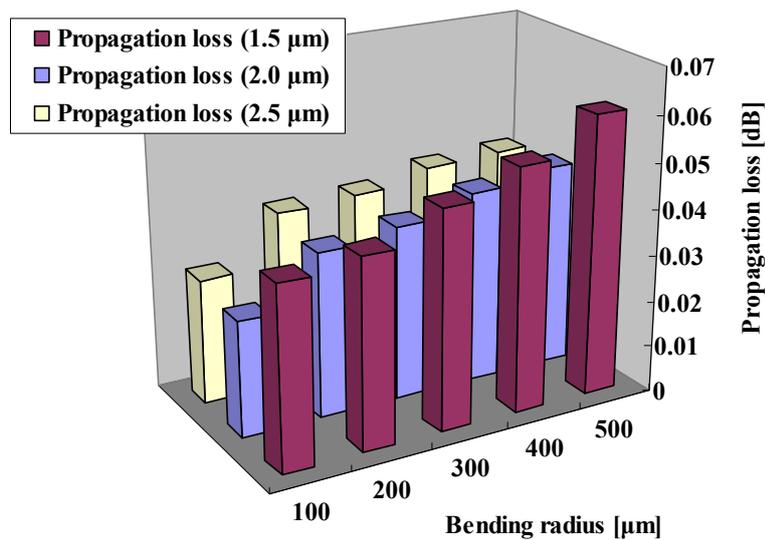
(b) 90°曲げ構造と等長の直線導波路

図 3.3-7 サイトップ™ 充填導波路形状と過剰損失の内訳

ATB 構造同様メサ幅が細くなるとシングルモード条件に近づくため曲げ損失が小さくなる。しかし、伝搬損失が増大するため導波路長が長くなると過剰損失に占める伝搬損失の割合が大きくなることが確認できた。



(a) 90°曲げ導波路の曲げ損失の曲げ半径依存性(メサ幅 1.5-2.5 μm)



(b) 90°曲げ導波路の伝搬損失の曲げ半径依存性(メサ幅 1.5-2.5 μm)

図 3.3-8 90°曲げ損失・伝搬損失の曲げ半径依存性シミュレーション結果

メサ幅によって多少の差異はあるが、

- ①曲げ半径 200 μm のときすべてのメサ幅について過剰損失が約 0.1 dB である
- ②曲げ半径 100 μm では急激に過剰損失が増加する

以上の2点から低屈折率充填導波路の最小曲げ半径は 200 μm が最適であると考えられる。曲げ半径 200 μm のときの各メサ幅における PDL を図 3.3-9 に示す。メサ幅によってばらつきはあるが、PDL は 0.0025 dB 以下と曲げ損失と比較して非常に小さい値であった。

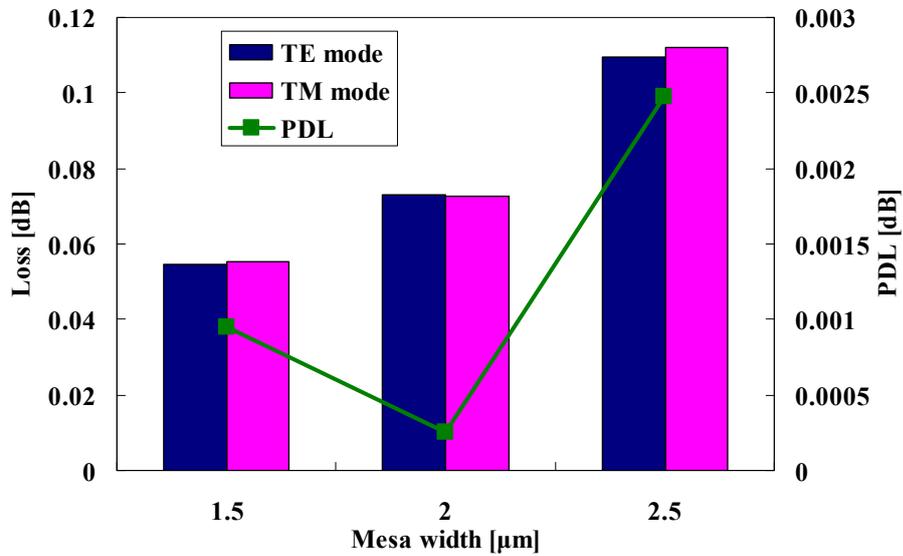


図 3.3-9 90°曲げによる過剰損失と PDL のメサ幅依存性シミュレーション結果 (曲げ半径 200 μm)

メサ幅 2.5 μm、曲げ半径 200 μm、曲げ角度 90°を伝搬後のモード断面を図 3.3-10 に示す。理論上、シングルモード条件はメサ幅 1.5 μm 以下で成立するが、図 3.3-10 のようにメサ幅 2.5 μm においても高次モードが励起されていないことが確認できる。ATB 構造同様、溝のテーパ構造が高次モードの励起を抑制していると考えられる。

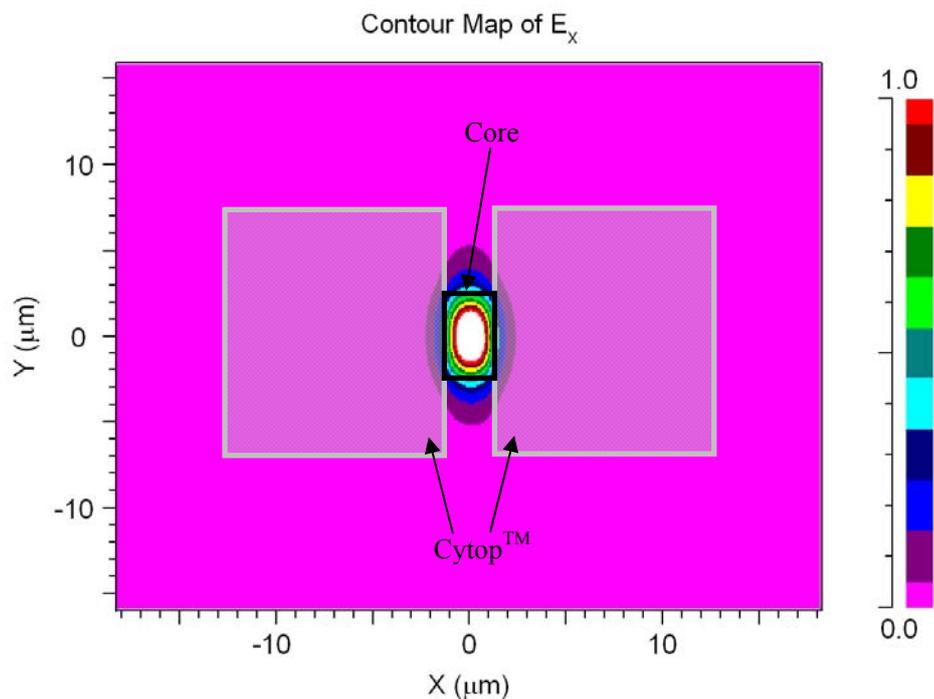


図 3.3-10 Cytop™ 充填導波路の 90°曲げ後のモード断面図 (曲げ半径 200 μm、メサ幅 2.5 μm、TE モード)

BPM シミュレーションを用いて曲げ損失を算出した結果を基に曲げ損失算出用デバイスを作製した。作製したデバイスを図 3.3-11 に示す。曲げ半径、曲げ角度はそれぞれ $200\ \mu\text{m}$ 、 90° の多段 S 字曲げ導波路を作製した。メサ幅は $1.5\ \mu\text{m}$ 、 $2.0\ \mu\text{m}$ 、 $2.5\ \mu\text{m}$ の 3 種類をそれぞれ作製した。接合損失同様に 90° 曲げ 1 回あたりの曲げ損失も非常に小さいことが予想されるため 90° 曲げが 10 回、20 回、30 回の S 字曲げ導波路を作製し、アライメント精度による測定値の信頼性低下を防いだ。入力波長は $1550\ \text{nm}$ 、入力光強度は $1\ \text{mW}$ とした。測定系は 3.3-1 節のテーパ導波路と同一である。測定結果は図 3.3-12 に示す。

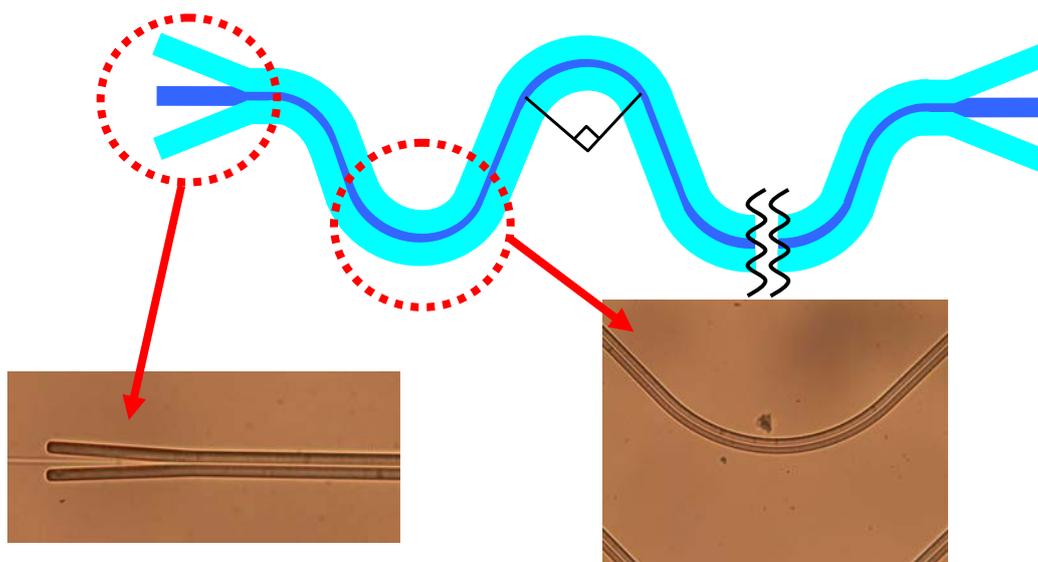


図 3.3-11 曲げ損失測定用多段 S 字曲げ導波路概要図と溝部拡大写真

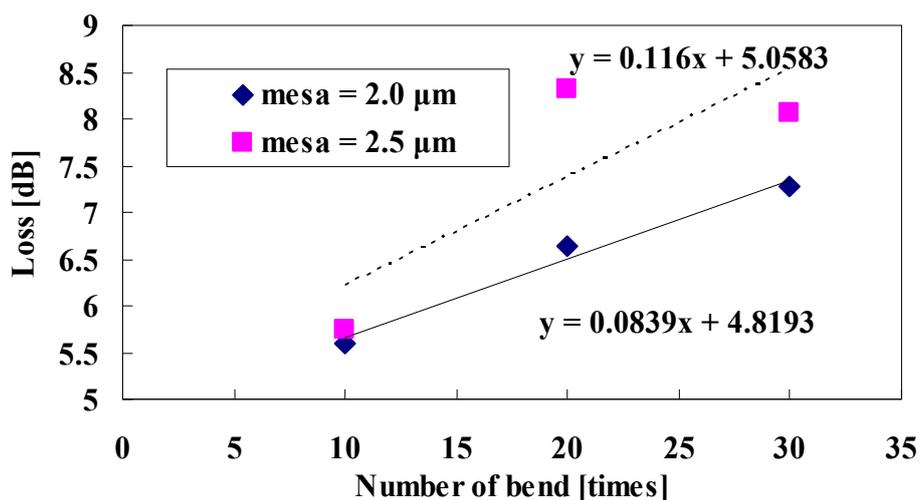


図 3.3-12 多段 S 字曲げ導波路の過剰損失測定結果

曲げ損失についても最小自乗法を用いて 1 次線形の近似直線を求め、その傾きを 90° 曲げ 1 回あたりの曲げ損失とした。メサ幅が $1.5\ \mu\text{m}$ の多段 S 字曲げ導波路は非常に溝の距離が

長いため導波路が破損しており測定することができなかった。

BPM シミュレーションと測定結果から算出した 90°曲げ 1 回あたりの曲げ損失を表 3.3-1 にまとめた。シミュレーション結果と測定結果はよく一致しており、メサ幅が細くなるほど曲げ損失が低くなることも確認できる。これより最小曲げ半径 200 μm は現実的な値であると考えられる。

表 3.3-1 BPM シミュレーションと測定結果から算出した曲げ損失の比較

Mesa width	Measured value	BPM simulation
1.5 μm	-	0.074 dB
2.0 μm	0.084 dB	0.077 dB
2.5 μm	0.12 dB	0.11 dB

3.4 3章まとめ

本章では ATB 構造の欠点であった空気溝の不安定性を補うため低屈折率樹脂を充填することを提案した。低屈折率材料として使用したサイトップTM は石英材料との線膨張係数が大きく異なるが、加熱後、徐々に冷却することでクラックが生じることなく充填できることを確認できた。ATB 構造同様に低屈折率材料充填構造のテーパ角度と曲げ損失、メサ幅についてシミュレーションを行い、評価用デバイスを作製し、その性能を確認した。ATB の欠点を改善しながら、従来の石英導波路の曲げ半径の 1/10 に相当する 200 μm においても損失が 0.1 dB であることを確認できた。石英導波路の欠点であった曲げ半径を縮小化することが可能になったことでシングルモードファイバとの高い結合効率・低伝搬損失を維持しながら光回路の集積化が可能となる。デバイスサイズの小型化は複数の光回路から構成される高機能デバイスのモノリシック集積や光デバイスの低コスト化へとつながるため、低屈折率材料充填構造導波路は大容量光ネットワークの構築に必要な技術の一つであると考えられる。

参考文献

- [1] M. Popovic, K. Wada, S. Akiyama, H. A. Haus, and J. Michel, "Air Trenches for sharp silica waveguide bends," *J. Lightwave Technol.*, vol. 20, no. 9, pp. 1762-1771, Sept. 2002.
- [2] S. Akiyama, M. Popovic, P. T. Rakich, K. Wada, J. Michel, H. A. Haus, E. P. Ippen, and L. C. Kimerling, "Air Trenches bends and splitters for dense optical integration in low index contrast," *J. Lightwave Technol.*, vol. 23, no. 7, pp. 2271-2277, Jul. 2005.
- [3] Tom Y. Fan, J. Ito, T. Suzuki and H. Tsuda, "Compact arrayed-waveguide grating using air trench and high mesa structure", IPRA2006, IMB3, April 2006.
- [4] 福崎僚三、辻本光、岸上泰久、「光学デバイス用低屈折率材料」、松下電工技報、vol. 54, no. 4, pp. 62-68.
- [5] H. A. Macleod、小倉繁太郎、「光学薄膜」、日刊工業新聞社.
- [6] 河野健治、「光結合系の基礎」、現代工学社.
- [7] 左貝潤一、「導波光学」、共立出版、2004年2月 pp. 205-209.
- [8] K. Okamoto, "Fundamentals of Optical waveguides," Second Edition, Academic Press, 2006, pp. 418-419.

第4章 低屈折率材料充填導波路を用いた

小型アレイ導波路回折格子

本章では前章で提案した低屈折率材料充填導波路のコアとクラッドの比屈折率差 Δ が高いことを利用して、AWGの小型化を行う。AWGはWDM通信方式において波長合分波器としての役割を果たしている。チャンネル数が増大しても低損失で合分波が可能であり、今後更なる多チャンネル化、高分解能化が進むと考えられる[1]。また、分散補償などの光信号処理技術[2-7]においてもAWGの高分解能化のニーズが高い。2章で記述したようにチャンネル数の増大、高分解能化に伴い、必要となるアレイ本数・光路長差は増大し、デバイスサイズが大きくなる。デバイスサイズの増大は1ウェハで作製できるチップ数を制限し、低コスト化の妨げとなる。また、デバイスサイズの増大により基板材料の屈折率のばらつきや導波路形状の不均一性の影響が大きくなり、特性が悪化する恐れがある[8]。そのため、光ファイバとの高い結合効率を維持しながら曲げ半径の縮小でき、かつ、溝への不純物の混入を防ぎ、安定した特性を維持できる低屈折率材料充填導波路はAWGのデバイスサイズ縮小化や特性向上に有効であると考えられる。

本章では低屈折率材料充填導波路を用いて90°曲げ型とArrowhead型の2種類のAWGを設計、作製、評価を行なった。90°曲げ型AWGはチャンネル間隔100GHzと現在のフォトニックネットワークで一般的な分解能を有する。微小曲げ構造の曲げ角度を90°にし、低屈折率材料充填導波路長をなるべく短くすることで溝の作製誤差の影響を最低限に抑え、デバイスサイズの小型化と低損失化の両立を図った。また、メサ幅だけが異なる同スペックの90°曲げ型AWG作製し、メサ幅がAWGの特性に与える影響を検討した。一方、Arrowhead型AWGは微小曲げ角度を90°より大きい角度にすることでより少ない曲げ回数でアレイ導波路を構成できるという利点がある。さらに、隣接するアレイ導波路との光路長差が長くなる構造になっているため高分解能なAWGの小型化に有効である。本研究ではDWDMでの使用を狙い、チャンネル間隔12.5GHzと90°曲げ型AWGの8倍の分解能をもつAWGの作製にArrowhead型を採用し、低屈折率材料充填導波路の有用性を示す。

4-1 90°曲げ型 AWG

本節ではAWGのアレイ導波路部に90°微小曲げ部を2箇所設けた90°曲げ型AWGの設計について言及し、8ch、100GHzスペクトル間隔、FSR 800GHz、メサ幅1.5-2.5 μm のAWGを作製した。測定結果からメサ幅がAWG特性に与える影響などを考察した。

4.1-1 90°曲げ型 AWG の設計

2章のATB構造を用いたAWG同様、低屈折率材料充填導波路をアレイ導波路に適用するために考慮しなければならないのが光路長差である。AWGは隣接するアレイ導波路同士が

アレイ導波路の等価屈折率 n_{array} と導波路長差 ΔL の積で算出される光路長差をもつように設計されている。低屈折率材料充填導波路の TE、TM モードの等価屈折率と複屈折を図 4.1-1、図 4.1-2 にそれぞれ示す。ATB 構造同様、低屈折率材料充填導波路も縦方向と横方向の比屈折率差 Δ が大きく異なるため複屈折 Δn の値が非常に大きい。

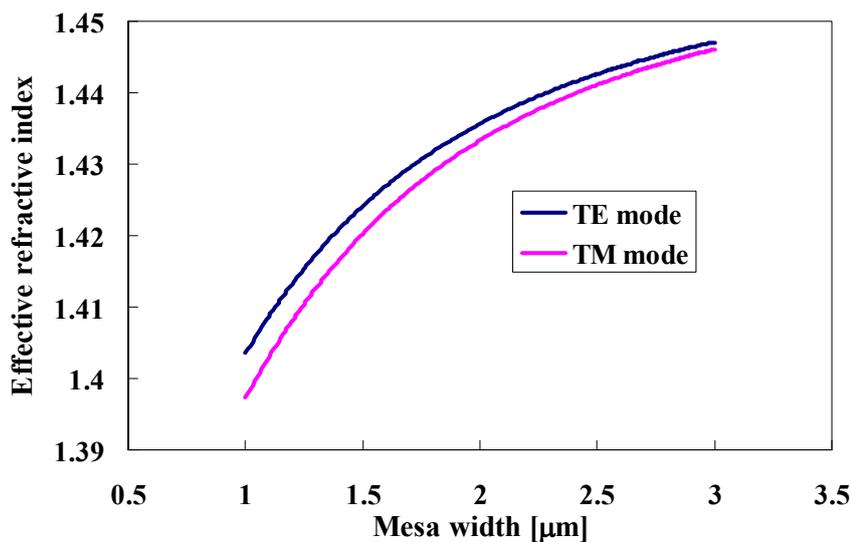


図 4.1-1 低屈折率材料充填導波路の等価屈折率のメサ幅依存性

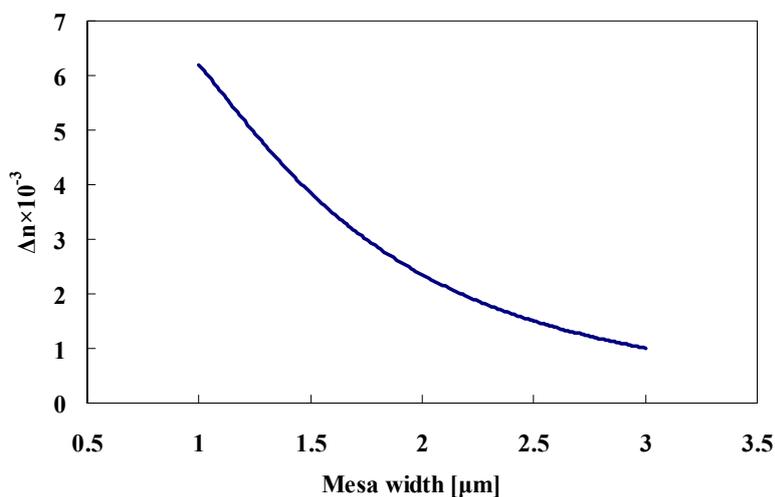


図 4.1-2 低屈折率材料充填導波路の複屈折のメサ幅依存性

そのため $PD\Delta\lambda$ を抑制するためには各アレイ導波路における低屈折率樹脂充填導波路の長さを等長にする必要がある。ATB を用いた AWG 同様、低屈折率材料充填導波路をアレイ導波路部分の微小曲げ部分にのみ適用し、全てのアレイ導波路における低屈折率材料充填

導波路長が等しい構造を用いることにした(図 4.1-3)。

以下の式より低屈折率材料充填導波路が AWG の光路長差に影響しないことがわかる。

$$i \text{ 番目のアレイ導波路の光路長} : n_{array} (2 \cdot S1[i] + S2[i]) + 2 \cdot n_{cytop} \cdot R_{cytop} \quad (4.1-1)$$

$$(i+1) \text{ 番目のアレイ導波路の光路長} : n_{array} (2 \cdot S1[i+1] + S2[i+1]) + 2 \cdot n_{cytop} \cdot R_{cytop} \quad (4.1-2)$$

$$\begin{aligned} \Delta(nL) &= n_{array} (2 \cdot S1[i+1] + S2[i+1]) + 2 \cdot n_{cytop} R_{cytop} - n_{array} (2 \cdot S1[i] + S2[i]) - 2 \cdot n_{cytop} R_{cytop} \\ &= n_{array} (2 \cdot \Delta S1 + \Delta S2) \end{aligned} \quad (4.1-3)$$

R_{cytop} は低屈折率材料充填導波路長、 n_{cytop} は低屈折率材料充填導波路の等価屈折率、 S_i は i 番目のアレイ導波路長、 n_{array} は従来導波路の等価屈折率、 $\Delta S1 = S1[i+1] - S1[i]$ 、 $\Delta S2 = S2[i+1] - S2[i] = 2 \cdot W$ である。

90°曲げ型 AWG の概要図と低屈折率材料充填導波路部の写真を図 4.1-4、設計仕様を表 4.1-1 に示す。溝の作製方向・位置を揃えることにより作製精度のばらつきを低減している。

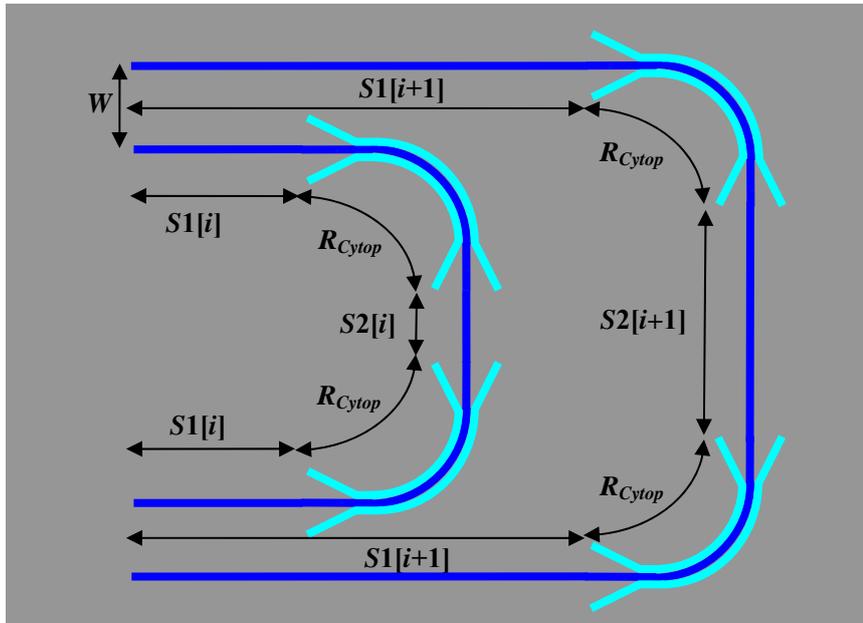


図 4.1-3 90°曲げ型 AWG のアレイ導波路部概要図

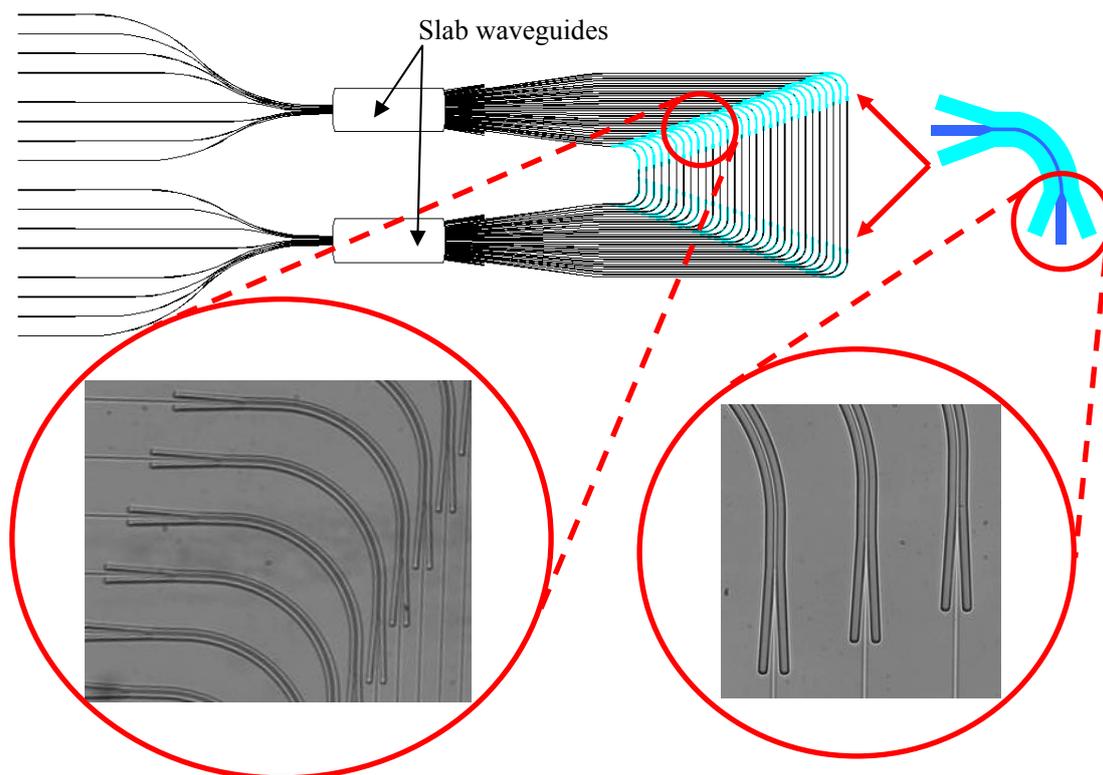


図 4.1-4 90°曲げ型 AWG の概要図と低屈折率材料充填導波路部分の拡大写真

表 4.1-1 90°曲げ型 AWG の設計仕様

Parameter	Value
Number of channels	8
Channel spacing	100 GHz
FSR	800 GHz
Number of arrayed-waveguides	30
Path length difference	252.7 μm
Diffraction order	237
Length of slab waveguide	1475.69 μm
Center wavelength	1552.45 nm
Taper angle	3 degrees
Minimum bending radius	200 μm
Mesa width	1.5-2.5 μm

メサ幅が AWG の特性に与える影響を考慮するためにメサ幅が 1.5 μm 、2.0 μm 、2.5 μm の低屈折率材料充填導波路を適用した 90°曲げ型 AWG をそれぞれ作製した。

低屈折率材料充填導波路を用いて最小曲げ半径を 200 μm まで縮小したことにより同じアレイ導波路本数・チャンネル数・チャンネル間隔の従来の AWG と比較してスラブ・アレイ導波

路部分のチップ面積を約 1/2 に縮小することに成功した。

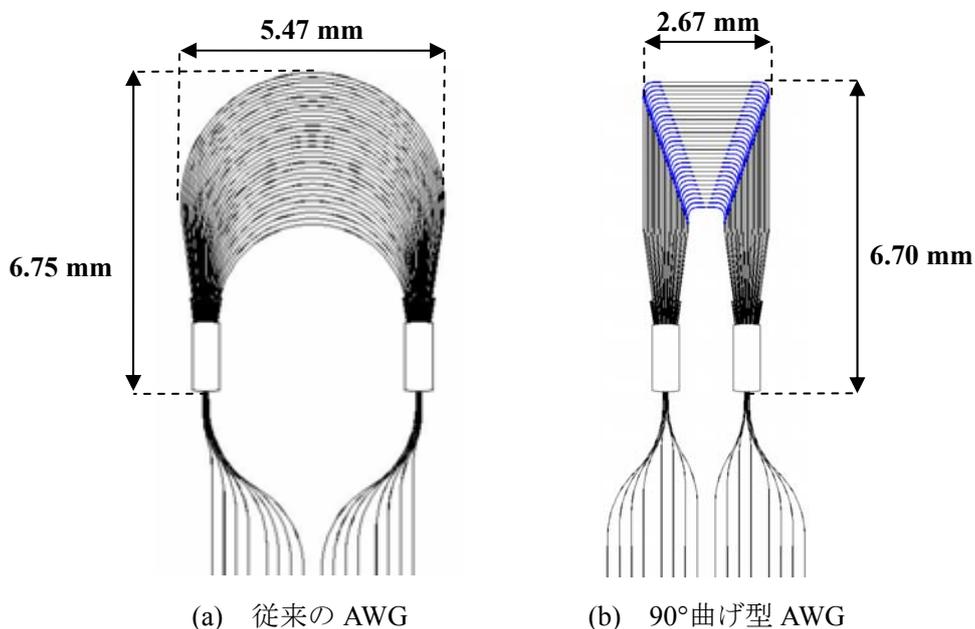


図 4.1-5 従来の AWG と低屈折率材料充填導波路を用いた AWG のデバイスサイズの比較

4.1-2 90°曲げ型 AWG の透過特性

測定系は 2-3 章同様、可変波長光源(ADVANTEST 社製 Q8155、可変波長範囲 1525-1630 nm)、偏波コントローラー(応用光電研究室 MPCA-1550)、パワーメーター(ADVANTEST 社製 Q8221)を用いた。可変波長光源から出力された光(波長 1550 nm、出力強度 1 mW、線幅 100 kHz)を偏波コントローラーによって偏光を調整し、デバイスに光を入射した。光ファイバアレイとデバイスの入出力導波路の位置合わせは実体顕微鏡で観察しながら測定用導波路台を用いて手動で行った。90°曲げ型 AWG の 2.5 FSR 分の波長特性を波長間隔 0.05 nm で測定した。メサ幅が 1.5 μm 、2.0 μm 、2.5 μm の AWG の透過特性を図 4.1-6-4.1-8 に示す。最小損失はそれぞれ 4.86 dB、6.07 dB、4.47 dB であった。損失にはシングルモードファイバとの接合損失 1.8 dB を含んでいる。隣接チャネルクロストークは -23.96 dB、-21.1 dB、-26.3 dB であった。PDL は 0.04 dB、0.33 dB、0.25 dB であった。波長間隔 0.05 nm での測定では PDA λ は観測されなかった。

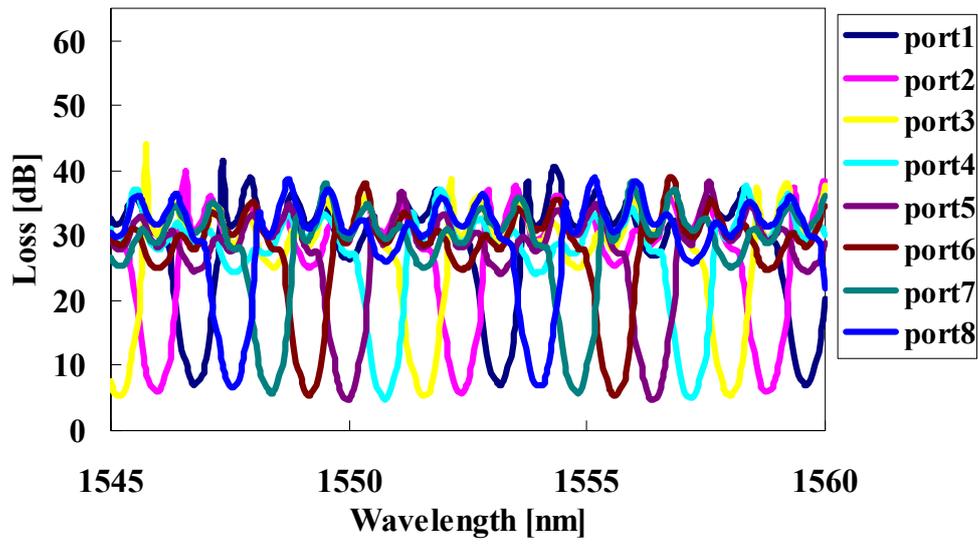


図 4.1-6 90°曲げ型 AWG の波長特性(メサ幅 1.5 μm)

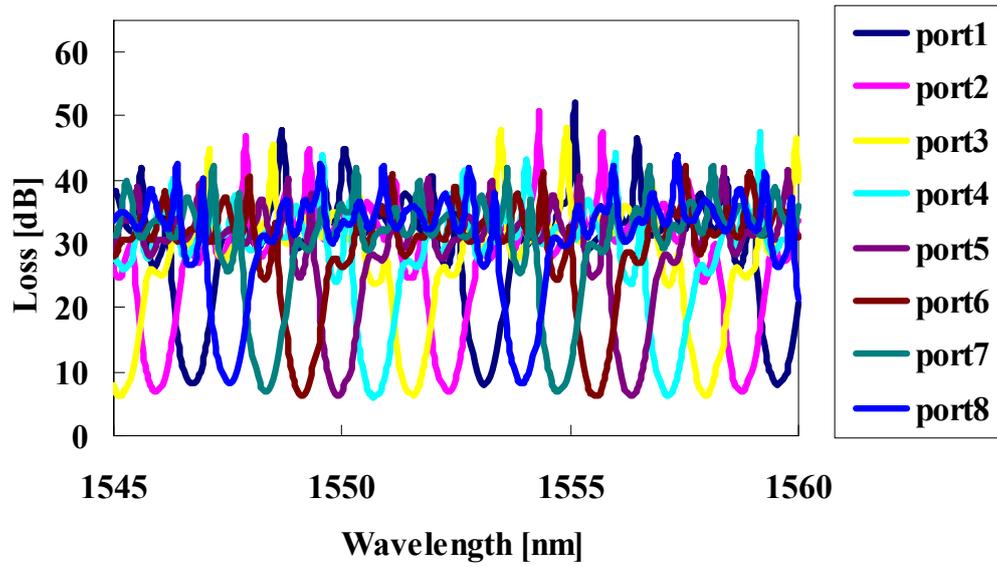


図 4.1-7 90°曲げ型 AWG の波長特性(メサ幅 2.0 μm)

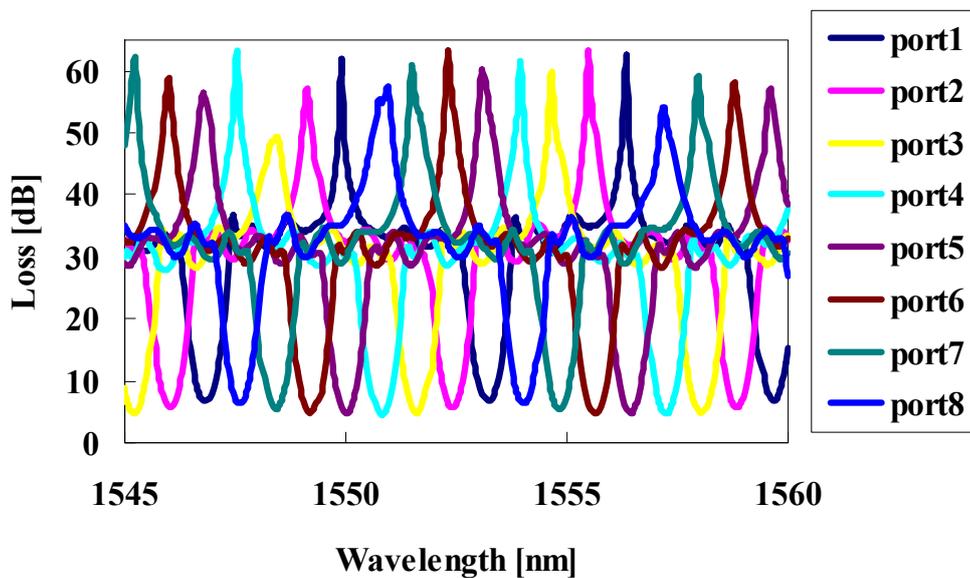


図 4.1-8 90°曲げ型 AWG の波長特性(メサ幅 2.5 μm)

メサ幅の AWG 特性に与える影響を比較するためにそれぞれの AWG の中心ポートからの波長特性を図 4.1-9 に示した。

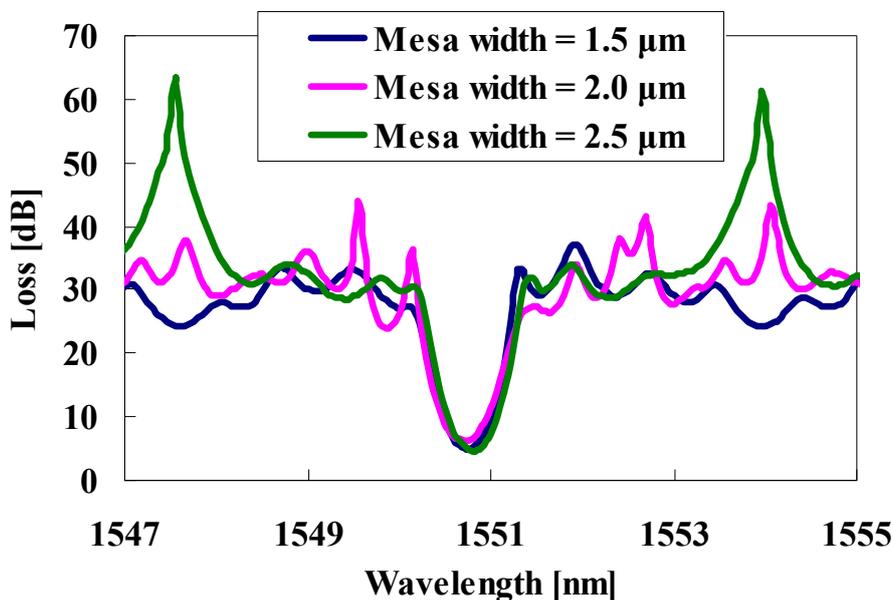


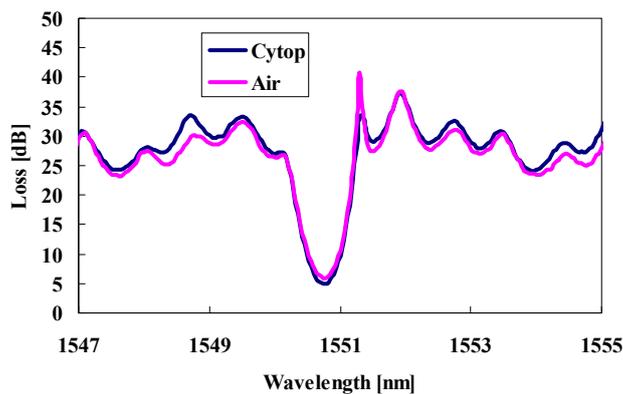
図 4.1-9 中心ポートの波長特性の比較(メサ幅 1.5、2.0、2.5 μm)

メサ幅以外のパラメータはどの AWG も同一である。そのため理論的には曲げ損失が最も小さいメサ幅 1.5 μm の AWG の損失が最小になると考えられた。しかし、実際にはメサ幅が最も広い 2.5 μm の AWG が最小損失であった。これは溝の作製誤差による影響ではないかと考えられる。各アレイ導波路において作製された溝に作製ばらつきがあると低屈折率材料充填導波路部での等価屈折率が変化する。すると、各アレイ導波路において低屈折率

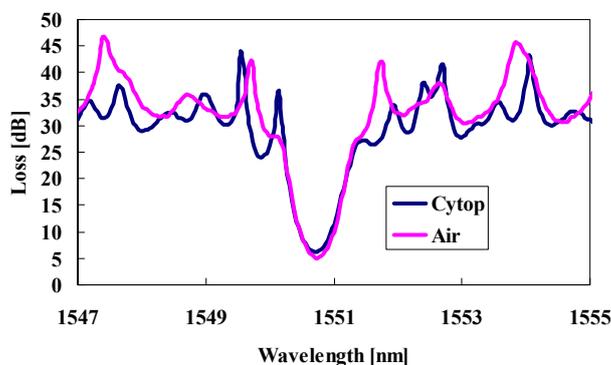
材料充填導波路を等長に設計しても等価屈折率にばらつきがあるため ΔL が低屈折率材料充填導波路の影響を受けてしまう。これが位相誤差となり、AWGの特性に影響を与えるのではないかと考えられる。溝構造を有するAWGの場合、位相誤差には以下の2つの原因が挙げられる。

- ①従来導波路のコア幅、コア高さの揺らぎによるもの
- ②溝の作製誤差によるもの

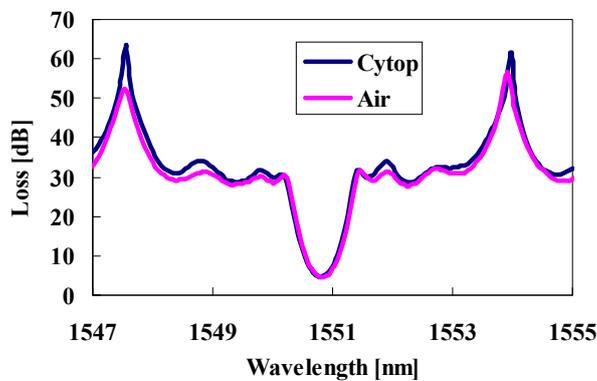
本研究で作製したAWGが溝作製ばらつきによる位相誤差の影響を受けているかを確認するため、各メサ幅のサイトップ充填前後のAWGの損失特性を図4.1-10、表4.1-2に示す。



(a) メサ幅 1.5 μm のとき



(b) メサ幅 2.0 μm のとき



(c) メサ幅 2.5 μm のとき

図 4.1-10 サイトップTM充填前後のAWGの波長特性の比較

表 4.1-2 サイトップ™ 充填前後の 90°曲げ型 AWG の損失特性

Mesa width	1.5 μm		2.0 μm		2.5 μm	
	Air	Cytop	Air	Cytop	Air	Cytop
Minimum loss	5.90 dB	4.91 dB	5.00 dB	6.07 dB	4.48 dB	4.47 dB
Background crosstalk	-17.4 dB	-19.5 dB	-26.7 dB	-18.0 dB	-23.5 dB	-24.1 dB

メサ幅 1.5 μm、2.5 μm のとき最小損失・背景クロストークともにサイトップ™ 充填後のほうが優れていることがわかる。溝内部が空気の場合、 Δ の値が非常に大きいため溝の作製ばらつきによる導波路の等価屈折率の変化量が大きい。しかし、サイトップ™ を充填することにより Δ の値が小さくなるため溝の作製ばらつきが同じ状態ならば ATB に比べ、等価屈折率の変化量は小さくなる。そのため、溝の作製ばらつきによる位相誤差の値が低減し、最小損失、クロストーク特性が向上したと考えられる。以上から本研究で作製した AWG には溝の作製ばらつきによって位相誤差が生じていることが確認できた。メサ幅 2.0 μm についてはサイトップ™ 充填前の特性が優れているが、充填前後で透過スペクトル形状が大きく変化しているため、何らかの原因で深溝内部にうまくサイトップ™ を充填出来なかったのではないかと考えられる。

次に、メサ幅作製誤差の影響と等価屈折率の関係について考察する。TE モードにおいてメサ幅 1.5 μm、2.5 μm の等価屈折率はそれぞれ 1.424132、1.442613 である。仮に 0.1 μm のメサ幅作製誤差が存在したときメサ幅設計値 1.5 μm では 2.842×10^{-3} 、メサ幅設計値 2.5 μm では 1.047×10^{-3} の等価屈折率の変化が生じる。このように作製誤差が等価屈折率に与える影響はメサ幅が細いほど大きくなる。図 4.1-9 よりメサ幅が広くなるにつれて背景クロストークが向上していることがわかる。よって、溝の作製ばらつきによる特性劣化の影響を低減するためにはメサ幅が広いほうがよいと考えられる。

90°曲げ型 AWG において生じる主な損失の要因は、アレイ-スラブ間の結合損失、従来導波路と低屈折率材料充填導波路との接合損失、低屈折率材料充填導波路の微小曲げ部分における曲げ損失、ファイバとの接合損失が挙げられる。シミュレーション、実測値による検討からアレイ-スラブ間の結合損失は 0.75 dB/slab x 2、従来導波路と低屈折率材料充填導波路との接合損失は 0.085 dB/facet x 2、低屈折率材料充填導波路の微小曲げ部分における曲げ損失は 0.1 dB x 2、ファイバとの接合損失は 0.9 dB/facet x 2 であるため、90°曲げ型 AWG の理論上の損失値は

$$0.75 \text{ dB/slab} \times 2 + 0.085 \text{ dB} \times 2 + 0.1 \text{ dB} \times 2 + 0.9 \text{ dB} \times 2 = 3.67 \text{ dB} \quad (4-1-4)$$

となる。メサ幅(a) 1.5 μm、(b) 2.0 μm、(c) 2.5 μm のときの実際の AWG の損失はそれぞれ(a) 4.91 dB、(b) 6.07 dB、(c) 4.47 dB である。AWG の理論上の損失値と測定値が異なっている原因としては測定時のファイバアレイとの位置合わせ精度に依存する損失増大や AWG の位相誤差による影響が考えられる。AWG の位相誤差の影響を考察するために 2 章同様、作

製 AWG のクロストーク特性から最大位相誤差の推定を行った。シミュレーションでは位相誤差の分布が最大位相シフト量 $= \pm 3\sigma$ の正規分布に従うと仮定した。最大位相誤差を変数とし、正規分布に従うランダム関数を用いて各アレイ導波路に位相誤差を付与した際の AWG のクロストーク特性を図 4.1-10 に示す。計算結果は 1000 回算出した値の平均値とした。図 4.1-10 より本研究で作製した AWG の最大位相誤差はそれぞれ(a) 0.9 rad、(b) 1.05 rad、(c) 0.45 rad に相当する。これらの位相誤差の値が AWG の特性に与える影響をシミュレーションし、その結果を図 4.1-11 に示す。なお、本シミュレーションでは伝搬損失は考慮していない。

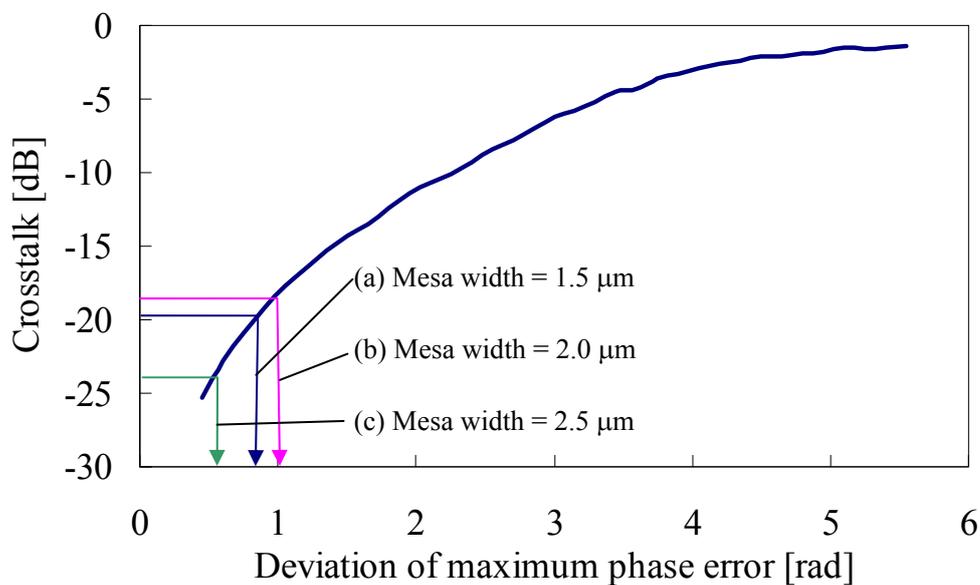


図 4.1-10 90°曲げ型 AWG のクロストークの位相誤差依存性シミュレーション結果

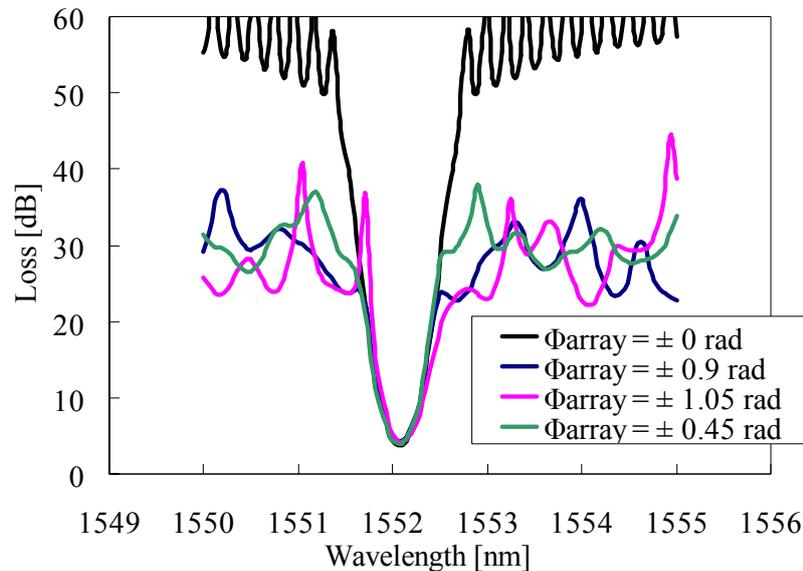


図 4.1-11 位相誤差による AWG の波長特性劣化のシミュレーション結果

図 4.1-11 より位相誤差は最小損失の増大以上にクロストーク特性の劣化に大きく影響することが確認できる。本研究では位相誤差と最小損失の関係からメサ幅が最も広い $2.5\ \mu\text{m}$ の位相誤差が最小であり、損失・クロストーク特性が最も優れていた。理論的にはシングルモード条件を満足するメサ幅 $1.5\ \mu\text{m}$ の AWG が曲げ損失が最小であるためもっとも良好な特性が得られる。しかし、実際には溝の作製ばらつきが生じ、AWG の位相誤差となる。同じ作製誤差 $0.1\ \mu\text{m}$ でもメサ幅が細いほど設計値からの等価屈折率の変化が大きくなり、位相誤差がより大きくなる。メサ幅による曲げ損失の差よりも位相誤差による透過特性の劣化の影響が大きいため低屈折率材料充填導波路のメサ幅は $2.5\ \mu\text{m}$ が最適だと考えられる。また、メサ幅(a) $1.5\ \mu\text{m}$ 、(c) $2.5\ \mu\text{m}$ の場合はサイトップTM 充填により ATB 構造に比べ、最小損失・クロストーク特性が向上している。最小損失は測定時の入出力ファイバとデバイスの位置合わせの影響を受けるため単純に断言できないが、クロストーク特性は明らかに改善されている。クロストーク特性は図 4.1-11 からわかるように AWG の位相誤差の影響を大きく受ける。サイトップTM を充填することにより横方向の Δ が小さくなり、同じ作製誤差でも等価屈折率の設計値からのずれが小さくなる。ATB 構造と比較して、溝の作製誤差のばらつきの影響を低減できることも AWG に低屈折率材料充填導波路を適用するメリットの一つであると考えられる。

4.2 Arrowhead 型 AWG

前節において広いメサ幅で低屈折率材料充填導波路を設計することがアレイ導波路の位相誤差低減に効果的であることを確認できた。本節では微小曲げ部の曲げ角度をより大きくし多段 Arrowhead 構造を採用することでスペクトル間隔 $12.5\ \text{GHz}$ の高分解能 AWG のデ

バイスサイズの小型化を狙った。本節では 8 ch、スペクトル間隔 12.5 GHz、FSR 100 GHz、微小曲げ角度 $120^\circ \cdot 150^\circ$ のトリプル Arrowhead 型 AWG の設計仕様、損失特性について言及する。

4.2-1 Arrowhead 型 AWG の設計

低屈折率材料充填導波路は最小曲げ半径が $200 \mu\text{m}$ と従来の導波路の約 $1/10$ の曲げ半径を実現できるため、柔軟なレイアウトを実現できる。曲げ角度を 90° より大きくすることで導波路の集積度をさらに高めることができる。そこで曲げ角度を $120^\circ \cdot 150^\circ$ まで大きくした Arrowhead 型 AWG を作製した[9]。Arrowhead 型 AWG の概要図を図 4.2-1 に示す。Arrowhead 構造を多段に用いることでさらにチップサイズの縮小化が可能[10]であるため本研究では 3 段の Arrowhead 構造を採用した。

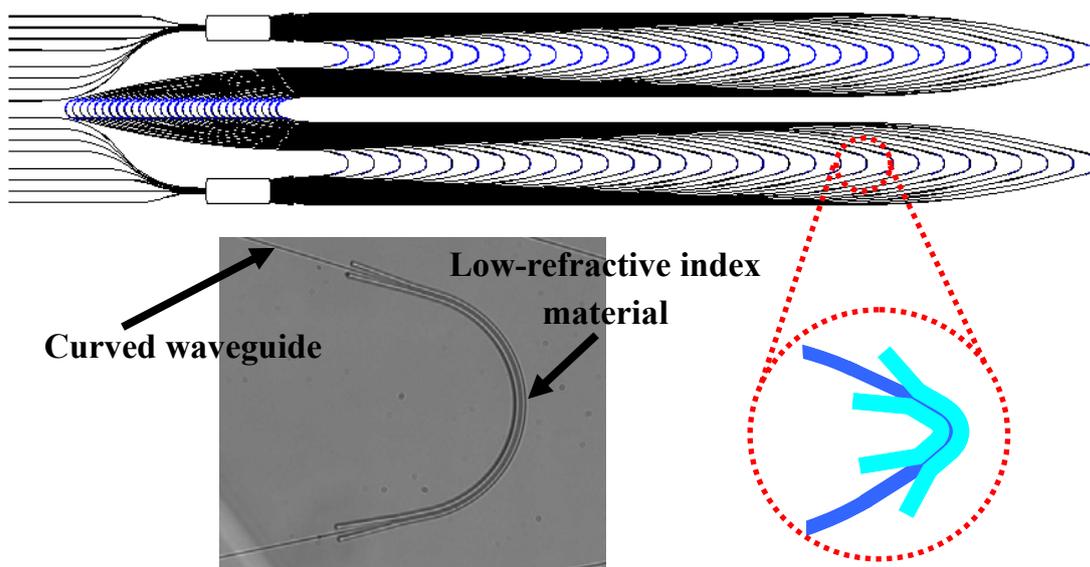


図 4.2-1 Arrowhead 型 AWG の概要図と微小曲げ部分の拡大写真

90° 曲げ型 AWG と同様に低屈折率充填導波路長は各アレイ導波路において等長でなければならぬ。Arrowhead 型 AWG のアレイ導波路部を図 4.2-2 に示したようにレイアウトすると、 $(i+1)$ 番目と i 番目のアレイ導波路の光路長差 ΔL は以下の式で表される。

$$\begin{aligned} \Delta L &= 3(S[i+1] - S[i]) + 4(R1[i+1] - R1[i]) + 2(R2[i+1] - R2[i]) \\ &= 3\Delta S + 4\Delta R1 + 2\Delta R2 \end{aligned} \quad (4.2-1)$$

(4.2-1) 式を満たすように i 番目の直線導波路 $S[i]$ 、曲げ半径 $R1[i]$ 、 $R2[i]$ を決定する。

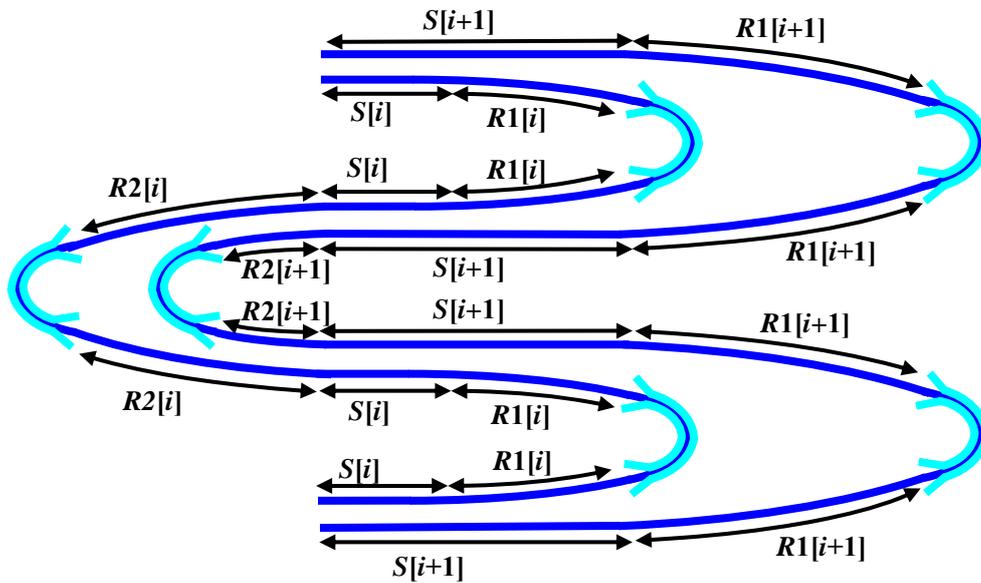


図 4.2-2 トリプル Arrowhead 型 AWG のアレイ部の概要図

トリプル Arrowhead 型 AWG の設計仕様を表 4.2-1 に示す。前節で述べたように溝の作製誤差の影響をできる限り低減するためにメサ幅は $2.5 \mu\text{m}$ とした。また、微小曲げ部の曲げ角度の影響を調査するために曲げ角度が 120° 、 150° の 2 種類のトリプル Arrowhead 型 AWG を作製した。トリプル Arrowhead 構造を用いることにより同じアレイ導波路本数・チャンネル数・チャンネル間隔の従来の AWG と比較してスラブ・アレイ導波路部分のチップ面積を約 $1/4$ に縮小することに成功した。

表 4.2-1 トリプル Arrowhead 型 AWG の設計仕様

Parameter	Value
Number of channels	8
Channel spacing	12.5 GHz
FSR	100 GHz
Number of arrayed-waveguides	30
Path length difference	2021.56 μm
Diffraction order	1899
Length of slab waveguide	1478.03 μm
Center wavelength	1550 nm
Taper angle	3 degrees
Bending angle	120/150 degrees
Minimum bending radius	200 μm
Mesa width	2.5 μm

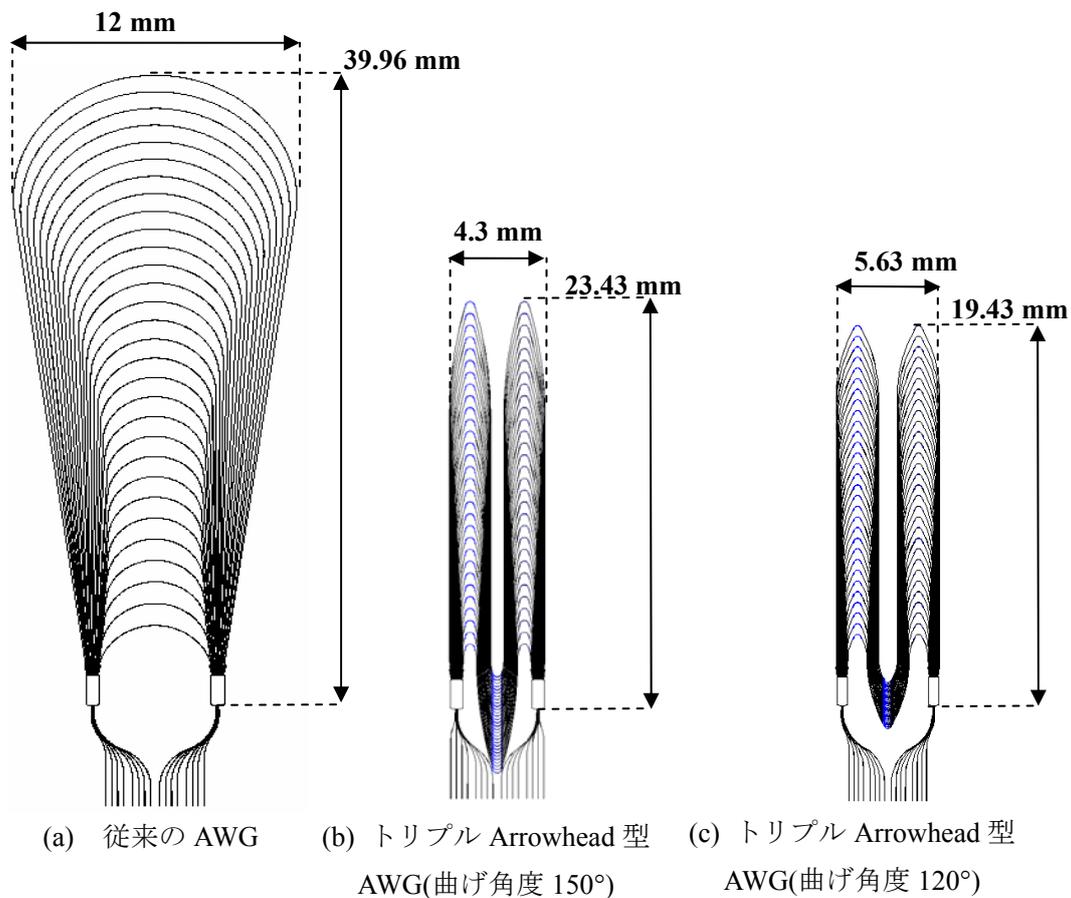


図 4.2-3 従来の AWG とトリプル Arrowhead 型 AWG のデバイスサイズの比較

4.2-2 トリプル Arrowhead 型 AWG の透過特性

まず、曲げ角度の影響を検討するためにサイトップ™ 充填前の ATB の状態での透過特性を比較した。測定には 90° 曲げ型 AWG と同様の測定系を用いた。可変波長光源(ADVANTEST 社製 Q8155)を用いてトリプル Arrowhead 型 AWG の 2 FSR の波長特性を 0.005 nm 間隔で測定した。Arrowhead 型 AWG は 90° 曲げ型 AWG と比較して高分解能であるため細かい波長間隔で測定を行った。曲げ角度 150° のトリプル Arrowhead 型 AWG、曲げ角度 120° のトリプル Arrowhead 型 AWG の波長特性をそれぞれ図 4.2-4、図 4.2-5 に示し、表 4.2-2 に測定結果をまとめた。

表 4.2-2 樹脂充填前のトリプル Arrowhead 型 AWG の透過特性の微小曲げ角度依存性

Bending radius	150°	120°
Minimum loss	6.2 dB	9.2 dB
Adjacent crosstalk	-16.0 dB	-14.2 dB
Background crosstalk	-8.1 dB	-3.7 dB
Trench length/bend	523 μm	419 μm

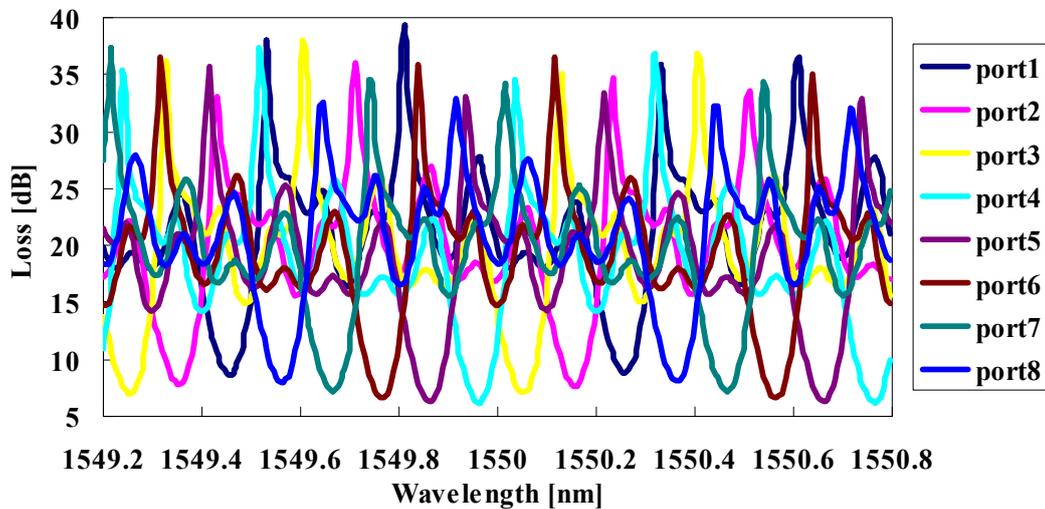


図 4.2-4 トリプル Arrowhead 型 AWG(空気溝、曲げ角度 150°)の波長特性

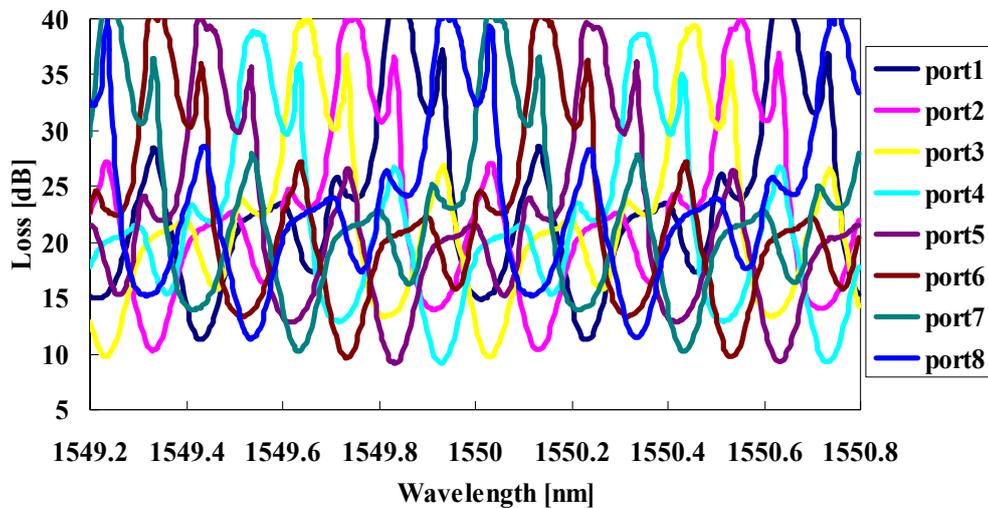


図 4.2-5 トリプル Arrowhead 型 AWG(空気溝、曲げ角度 120°)の波長特性

曲げ角度 120°の AWG のほうが溝の長さが短いため溝の作製ばらつきの影響が小さく、良好な特性を得られるのではないかと推測していた。しかし、曲げ角度 150°のトリプル Arrowhead 型 AWG が最小損失、クロストーク特性ともに優れた結果が得られた。曲げ角度を小さくすることによる AWG 特性向上の効果は見られなかった。位相誤差の主要因が従来導波路に起因するものなのか、又は、溝作製ばらつきに起因するのかをサイトップTM 充填前後の特性を比較することで考察を行った。トリプル Arrowhead 型 AWG の位相誤差の主要因が溝作製ばらつきに起因するものであればサイトップTM を充填することで Δ の値が小さ

くなるので AWG の特性が改善されることが予想される。

曲げ角度 150°のトリプル Arrowhead 型 AWG にサイトップ™を充填し、特性測定を行った結果を図 4.2-6 に示す。最小損失は 8.25 dB、PDL は 0.27 dB、隣接チャネルクロストークは -15.7 dB、背景クロストークは -8.1 dB であった。また、 $PD\Delta\lambda$ は 3.1 GHz であった。サイトップ™充填前後のトリプル Arrowhead 型 AWG の中心ポートの特性を図 4.2-7、表 4.2-3 にまとめた。

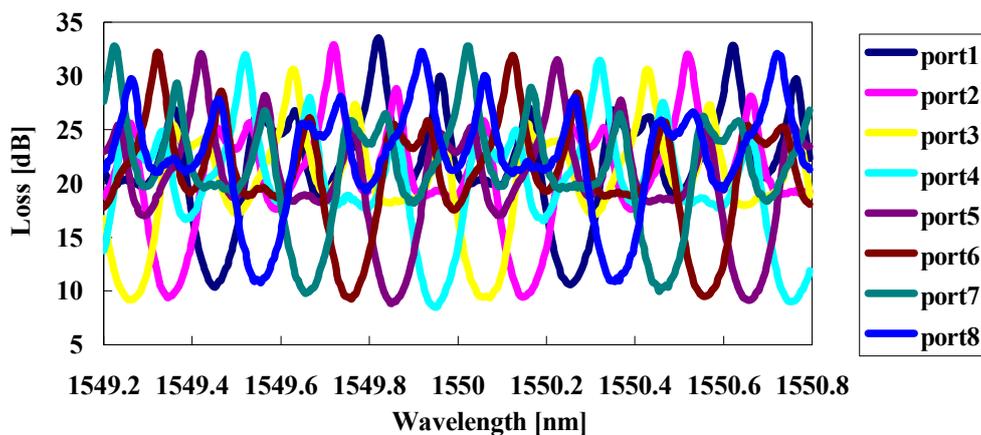


図 4.2-6 トリプル Arrowhead 型 AWG(曲げ角度 150°)の波長特性

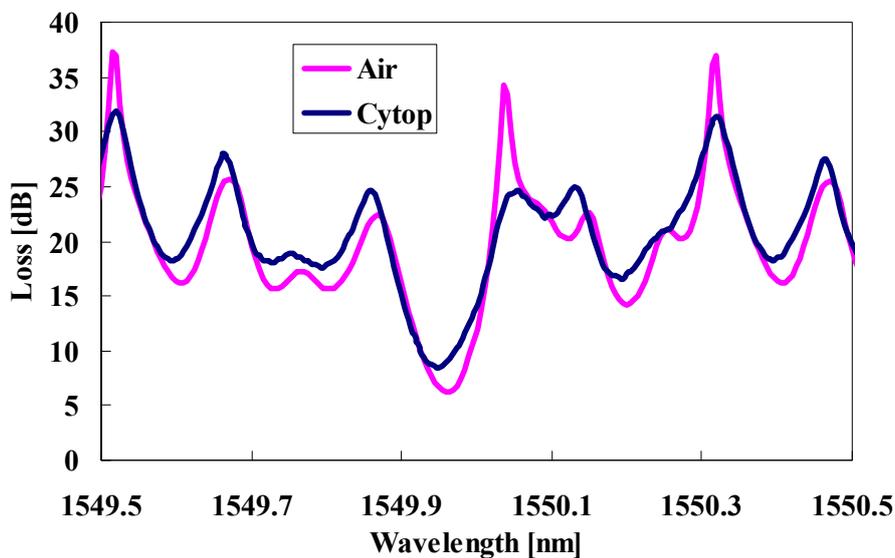


図 4.2-7 樹脂充填前後のトリプル Arrowhead 型 AWG の波長特性比較(TE モード)

表 4.2-3 樹脂充填前後の Arrowhead 型 AWG 透過特性の比較

	ATB	Cytop™
Minimum loss	6.2 dB	8.25 dB
Adjacent crosstalk	-16.0 dB	-15.7 dB
Background crosstalk	-8.1 dB	-8.1 dB
PDL	0.6 dB	0.27 dB

図 4.2-7、表 4.2-3 よりクロストーク特性がサイトップ™ 充填前後でほとんど変化が見られない。このことからトリプル Arrowhead 型 AWG は従来導波路のコア幅・コア高さの不均一による位相誤差が支配的であると予想される。

低屈折率材料充填導波路によってデバイスサイズを縮小することに成功したが、トリプル Arrowhead 型 AWG は 12.5 GHz チャンネル間隔と高分解能の AWG であるため 90° 曲げ型 AWG と比較してチップ面積は非常に大きい。AWG の高分解能化には隣接アレイ導波路間でより長い光路長差が必要とされる。トリプル Arrowhead 型 AWG が必要とする隣接アレイ導波路間の光路長差は 90° 曲げ型 AWG の 8 倍の約 2 mm に達する。コア幅や高さが均一の導波路を長距離作製することは難しく、導波路パラメータの揺らぎが等価屈折率の設計値とのずれを生んでしまう。これが AWG の位相誤差となり、AWG の損失・クロストーク特性を劣化させてしまう。比較のため光符号化回路として設計された AWG[11]を図 4.2-8 に示す。12 ch、FSR 200 GHz、チャンネル間隔 12.5 GHz の AWG で最小曲げ半径 2000 μm の従来の構造を用いて作製した。

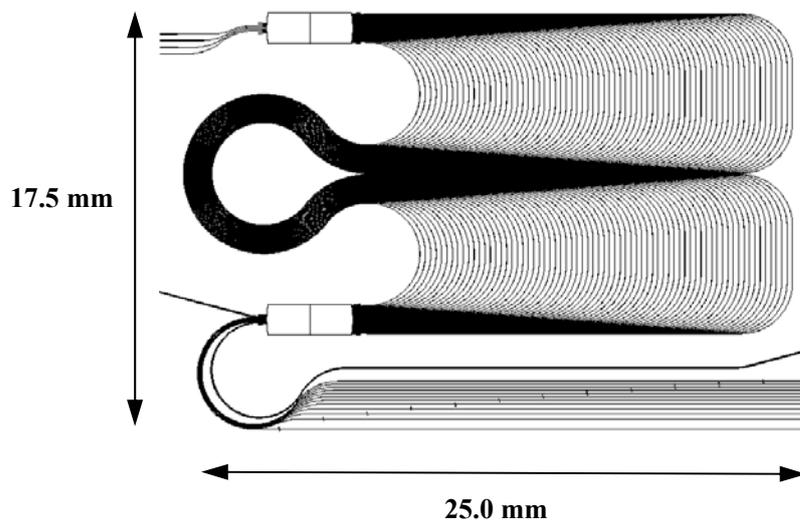


図 4.2-8 チャンネル間隔 12.5 GHz の従来型 AWG のマスク図(光符号化用)

アレイ本数やチャンネル数はトリプル Arrowhead 型 AWG と異なるが、隣接アレイ導波路間の光路長を決定するパラメータであるチャンネル間隔は等しい。この従来型 AWG の 2 チップと

トリプル Arrowhead 型 AWG の波長特性を図 4.2-9 において比較した。従来型 B チップは良好なクロストーク特性を示しているが、従来型 A チップでは B チップと同じウェハ上に作製された同一仕様の AWG であるにもかかわらず出力波長を確認できないほどクロストーク特性が悪い。通常のプロセスにおいても良好な特性を有するチャンネル間隔 12.5 GHz の高分解能 AWG を作製するのは困難であることからトリプル Arrowhead 型 AWG においても従来の導波路のコア幅などの揺らぎが位相誤差となって特性が悪化してしまうことが考えられる。しかし、溝の作製ばらつきによる位相誤差がまったくないとは言い切れないため特性の改善には高い作製精度で導波路・溝を作製することが必要である。

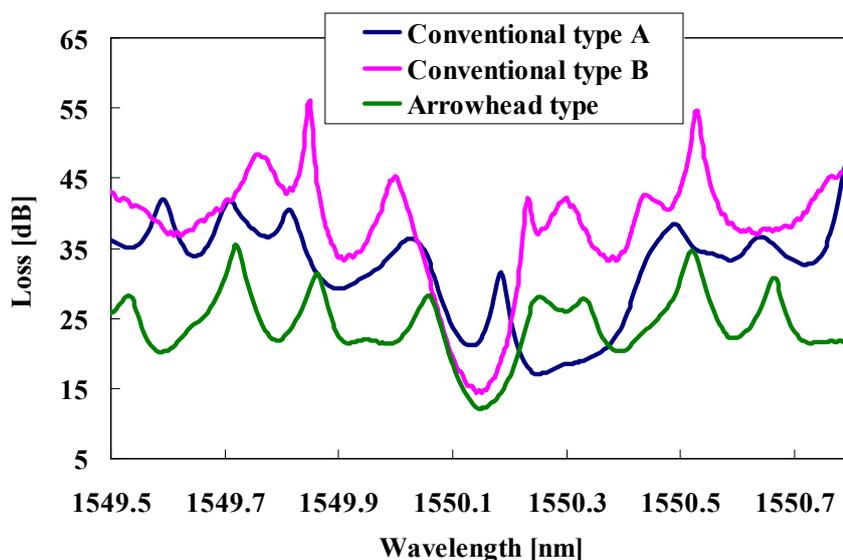


図 4.2-9 従来型 AWG と Arrowhead 型 AWG の波長特性の比較

次に最小損失について考察を行う。ATB 構造へサイトップTMを充填することにより、最小損失は約 2 dB 増大した。サイトップTM充填導波路は ATB よりも光の閉じ込めが弱いことにより、曲げ角度が大きくなることに伴い、曲げ損失レベルに ATB との差が生じることが予想される。しかし、曲げ角度を考慮してもサイトップTM充填前後で損失レベルの差は非常に大きい。クロストークレベルに差がないことから測定時のアライメント精度に問題があることが予想される。PDL が減少したのは ATB 構造と比較してサイトップTM充填導波路は Δ の値が小さいためだと考えられる。

トリプル Arrowhead 型 AWG の損失の内訳は 90°曲げ型 AWG 同様、アレイ-スラブ間結合損失 0.75 dB/slab x 2、従来導波路と低屈折率材料充填導波路との接合損失 0.085 dB/facet x 3、シングルモードファイバとの接合損失 0.9 dB/facet x 2 である。曲げ損失は 90°曲げ当たり 0.1 dB であるため曲げ角度と損失が比例関係にあると仮定すると曲げ角度 150°では曲げ損失は約 0.17 dB となるためトリプル Arrowhead 型 AWG 損失の理論値は

$$0.75 \text{ dB/slab} \times 2 + 0.085 \text{ dB} \times 3 + 0.17 \text{ dB} \times 3 + 0.9 \text{ dB} \times 2 = 4.065 \text{ dB} \quad (4.2-2)$$

となる。測定値が 8.25 dB であることからトリプル Arrowhead 型 AWG の損失は理論値より

もかなり大きいことがわかる。曲げ損失と曲げ角度が比例関係にあると仮定したため、AWG 損失の理論値の精度が高くない可能性もある。しかし、曲げ損失を考慮しても過剰損失が非常に大きい。この原因として考えられるのが、前述したようにコア幅、コアの高さの不均一性や石英基板自体の屈折率不均一性による位相誤差である。AWG のクロストーク特性からトリプル Arrowhead 型 AWG の位相誤差の推定を行った。90°曲げ型 AWG 同様、位相誤差が最大位相誤差 $= \pm 3\sigma$ で正規分布していると仮定した。Arrowhead 型 AWG における位相誤差とクロストークの関係を図 4.2-10 に示す。計算結果は 2 章や本章前節 90°曲げ型 AWG と同様の方法で算出した。図 4.2-10 より本研究で作製した AWG の最大位相誤差は 1.35 rad に相当すると考えられる。また、AWG の最大位相誤差が 1.35 rad のとき、AWG の波長特性に与える影響をシミュレーションし、結果を図 4.2-11 に示す。比較として位相誤差がない場合の AWG の波長特性も算出した。本シミュレーションでは伝搬損失は考慮していない。90°曲げ型 AWG 同様、位相誤差によってクロストーク特性は悪化しており、Arrowhead 型 AWG の場合、約 25 dB 悪化している。溝の作製誤差の低減やコア幅/高さを均一に作製することができれば大幅に特性が改善されることが期待される。

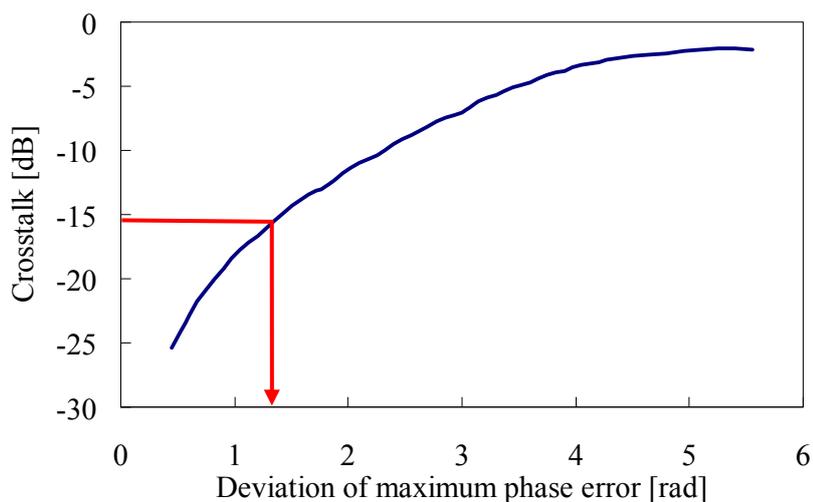


図 4.2-10 Arrowhead 型 AWG のクロストークの位相誤差依存性シミュレーション結果

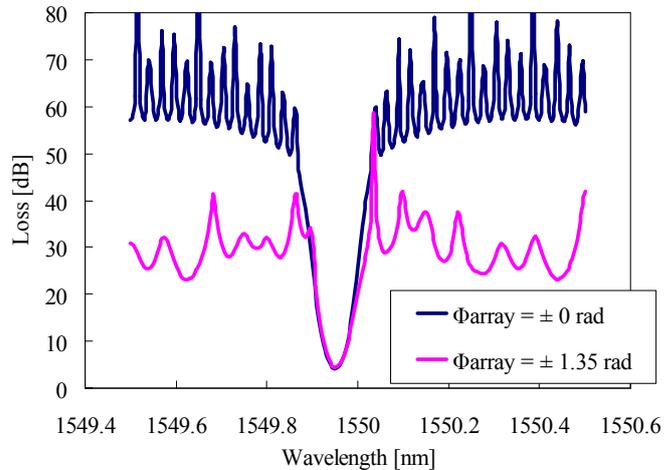


図 4.2-11 Arrowhead 型 AWG の波長特性のシミュレーション結果比較

最後に Arrowhead 型 AWG の $PD_{\Delta\lambda}$ について考察する。Arrowhead 型 AWG の中心ポートにおける TE モード、TM モードそれぞれの波長特性を図 4.2-12 に示す。 $PD_{\Delta\lambda}$ を抑制するためにすべてのアレイ導波路において低屈折率材料充填導波路を等長に設計しているにもかかわらず、中心波長が偏光によって異なる測定結果が得られた。この原因として従来導波路の複屈折が挙げられる。従来の導波路は複屈折がほぼ無視できるように設計されている。しかし、実際にはプロセス過程でコア部分に応力がかかり、材料の結晶構造を僅かながら変化させてしまう。そのため、実際の導波路では僅かながら複屈折が生じてしまう。本研究で用いたプロセスでは 10^{-5} - 10^{-6} オーダーの複屈折が存在する。Arrowhead 型 AWG の隣接アレイ導波路間の光路長差は約 2 mm にも及ぶためこの僅かな複屈折の影響も無視できなくなる。

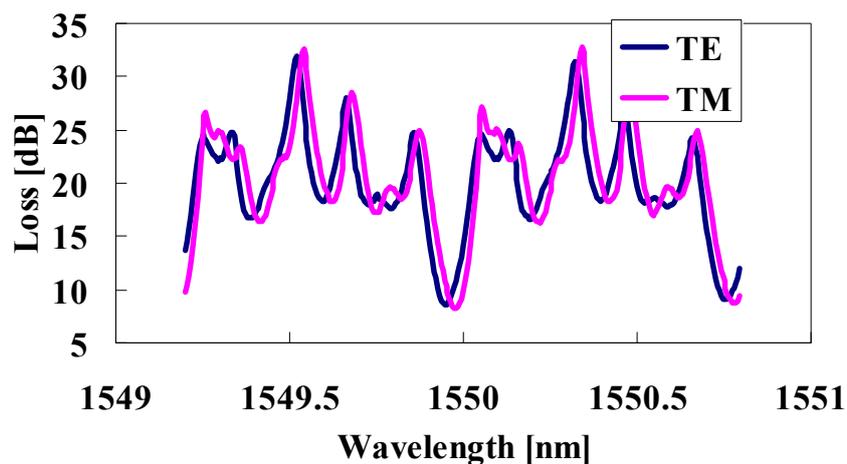


図 4.2-12 Arrowhead 型 AWG の波長特性の偏光依存性

$PD_{\Delta\lambda}$ は以下の式で表される。

$$\Delta\lambda = \frac{(n_{TE} - n_{TM})\Delta L}{m} = \frac{\Delta n\Delta L}{m} \quad (4.2-2)$$

Arrowhead 型 AWG の PD $\Delta\lambda$ は 3.125 GHz であり、波長換算すると $\Delta\lambda = 0.025$ nm となる。 $\Delta L = 2021.56$ mm、 $m = 1899$ を(4-2-2)式に代入すると $\Delta n = 2.35 \times 10^{-5}$ となる。これはプロセスによって生じる複屈折の値の範囲内である。90°曲げ型 AWG においても狭い波長間隔で測定すると図 4.2-13 のように僅かながら PD $\Delta\lambda$ が観測された。同様に $\Delta\lambda$ から複屈折を算出すると $\Delta n = 1.41 \times 10^{-5}$ となった。このことから高分解能 AWG において PD $\Delta\lambda$ が観測された原因は従来導波路のプロセス時に生じる複屈折によるものが主たるものではないかと考えられる。

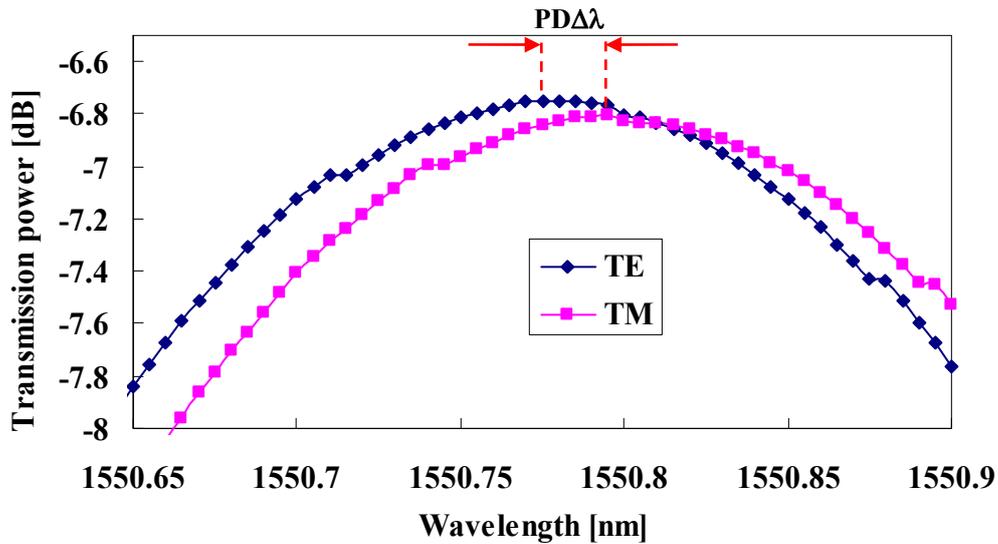


図 4.2-13 90°曲げ型 AWG で観測された PD $\Delta\lambda$

4.3 4 章まとめ

本章では 3 章で最適化を行ったサイトップTM 充填導波路構造を AWG に適用し、8 ch、100 GHz チャンネル間隔の 90°曲げ型 AWG と 8 ch、12.5 GHz チャンネル間隔のトリプル Arrowhead 型 AWG を作製し、評価を行った。90°曲げ型・Arrowhead 型 AWG の設計仕様・損失特性を表 4.3-1 に示す。従来の AWG のチップ面積をそれぞれ 1/2、1/4 にまで縮小化することに成功した。90°曲げ型 AWG についてはシミュレーション結果に近い低損失、かつ、高いクロストーク特性が得られた。しかし、Arrowhead 型 AWG は 90°曲げ型よりも透過特性が劣っていた。これは高分解能化に伴うアレイ導波路の長距離化によるものであると考えられる。サイトップTM 充填導波路構造を有する高分解能 AWG の特性向上には溝の作製精度の向上だけでなく従来導波路の作製精度向上や位相誤差の補正が不可欠である。

表. 4.3-1 90°曲げ型 AWG、Arrowhead 型 AWG の設計仕様・損失特性まとめ

AWG 種類	90°曲げ型	Arrowhead 型
Parameter	Value	
Number of channels	8	8
Channel spacing	100 GHz	12.5 GHz
FSR	800 GHz	100 GHz
Number of arrayed-waveguides	30	30
Path length difference	252.7 μm	2021.56 μm
Diffraction order	237	1899
Length of slab waveguide	1475.69 μm	1478.03 μm
Center wavelength	1552.45 nm	1550 nm
Taper angle	3 degrees	3 degrees
Bending angle	90 degrees	150 degrees
Minimum bending radius	200 μm	200 μm
Mesa width	2.5 μm	2.5 μm
Minimum loss	4.47 dB	8.25 dB
Adjacent channel crosstalk	-26.3 dB	-15.7 dB
PDL	0.25 dB	0.27 dB

参考文献

- [1] K. Kato, H. Ito, and Y. Itaya, "Photonic integrated devices for WDM application," IPRA2006, ItuC1, April 2006.
- [2] T. Suzuki, K. Masuda, H. Tsuda, R. Inohara, H. Takahashi, H. Ishikawa, Y. Abe, S. Kashimura and H. Uetsuka, "Dispersion compensation experiment of 40 Gbit/s NRZ signal using arrayed-waveguide grating dispersion compensator," in ECOC 2005, Th1.5.1, 2005.
- [3] C. R. Doerr, D. M. Marom, M. A. Cappusso, E. Y. Chen, A. Wong-Foy, L. T. Gomez and S. Chandrasekhar, "40-Gb/s colorless tunable dispersion compensator with 1000-ps/nm tuning range employing a planar lightwave circuit and a deformable mirror," in OFC 2005, PDP5, 2005.
- [4] H. Tsuda, T. Ishii, K. Naganuma, H. Takenouchi, K. Okamoto, Y. Inoue and T. Kurokawa, "Second- and third- order dispersion compensator using a high-resolution arrayed-waveguide grating," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 11, no. 5, pp. 569-571, 1999.
- [5] H. Tsuda, H. Takenouchi, A. Hirano, T. Kurokawa and K. Okamoto, "Performance analysis of a dispersion compensator using arrayed-waveguide gratings," *J. Lightwave Technol.*, vol. 18, no. 8, pp. 1139-1147, 2000.
- [6] K. Mandai, T. Suzuki, H. Tsuda, K. Aizawa and T. Kurokawa, "Whole C-band, repetition rate tunable optical pulse generation using a high-resolution arrayed-waveguide grating and an optical comb generator," in OFC 2005, OTuD4, 2005.
- [7] H. Tsuda, H. Takenouchi, T. Ishii, K. Okamoto, T. Goh, K. Sato, A. Hirano, T. Kurokawa and C. Amano, "Spectral encoding and decoding of 10 Gbit/s femtosecond pulses using high resolution arrayed-waveguide grating," *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 14, pp. 1186-1188, 1999.
- [8] 櫻村誠一、大川正浩、丸浩一、上塚尚登、岡野広明、白田知之、「大容量情報伝送に対応した高密度波長多重用導波路型光合分波器」、日立電線工学技術研究誌、no. 19, 2000年1月。
- [9] T. Suzuki and H. Tsuda, "Ultrasmall arrowhead arrayed waveguide grating with V-shaped bend waveguides," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 4, pp. 810 - 812, April 2005.
- [10] T. Suzuki and H. Tsuda, "Compact arrayed-waveguide grating with multiple-arrowhead structures," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 45, no. 7, pp. 5575-5581, July 2006.
- [11] D. Miyamoto and H. Tsuda, "Spectral phase encoder using an arrayed-waveguide grating with phase-adjustable structures," PS2006, O.16.2, Oct. 2006.

第5章 低屈折率材料充填導波路を用いた導波路型偏光分離素子

次世代のフォトニックネットワークにおいて偏波分割多重伝送や多値伝送技術は周波数利用効率を高める手法として期待されている。そのため、偏光を制御する偏光分離素子(Polarization Beam Splitter:PBS)は必要不可欠なデバイスである。特に、多値伝送技術における受信器はコヒーレント・インコヒーレント受信方式共に偏波ダイバーシティ構成を採用している[1-3]。PBSは空間光学系や光ファイバ系でも作製可能であるが、導波路を用いて構成することも出来る。導波路型PBSは、集積化による安定動作や系の大規模化を容易に実現できること、コスト削減にも有効であることから、実用化が望まれている。光ファイバとの結合効率に優れた石英PLCでは、プロセス時に生じるSi基板の応力による複屈折を利用したPBS[4]やアモルファスシリコンを積層させ、複屈折を高めたPBS[5]が報告されている。後者では、レーザートリミングにより複屈折を調整することができる。石英PLCは優れた伝搬特性から低損失かつ高い偏波消光比を得られるが、その反面、他の導波路材料と比較して複屈折が小さいため複屈折を付与するためのアーム長が5 mm以上と長くなる。PBSのアーム部に半波長板を挿入したPBS[6]も報告されているが、偏波消光比はやや劣る。アーム長を低減するために複屈折の大きいSOI(Silicon-on-insulator)導波路を用いたPBS[7]ではアーム長3 mmと小型化に成功したが、石英PLCほどの高い偏波消光比は得られず、モード変換器なしでは光ファイバとの結合損失が非常に大きい。更なる小型化を目指し、表面プラズモンを利用したPBS[8]やフォトニック結晶によるブラック反射を利用したPBS[9]が提案され、デバイスサイズはそれぞれ $0.93 \times 4.2 \mu\text{m}^2$ 、 $50 \times 5 \mu\text{m}^2$ と超小型、かつ、FDTDシミュレーションにより広い波長帯域において-20 dB以上の消光比が確認されている。しかし、プロセスが複雑かつ高い精度が要求されるため作製デバイスにて同様の特性を得ることが課題と考えられる。また、光ファイバとの接合損失増大も大きな課題である。

本章では伝搬損失に優れ、光ファイバとの接合効率の高い石英PLCに高い複屈折を有する低屈折率材料充填導波路をアーム部に適用することで石英PLCの良好な偏波消光比を維持しながらPBSの小型化を実現する。中心波長付近で高い偏波消光比が得られる狭帯域型PBSと1525-1630 nmの広い波長帯域で比較的高い偏波消光比が得られる広帯域型PBSの設計について述べる。それぞれ中心波長にて-30 dB以上、1525-1630 nmの波長帯域において-20 dB以上の消光比を目標に設計を行い、シミュレーションや作製デバイスの測定結果から特性やデバイスサイズを評価し、その有用性を明確にする。

5.1 偏光分離素子の原理

本研究で提案するPBSは2つのマルチモード干渉導波路(Multi Mode Interference:MMI)を3 dBカプラーとして用いたMZI(Mach-Zehnder Interferometer)型で構成されている。3 dBカプラーには方向性結合器もあるが、MMIは作製誤差に強く、広い波長帯域において一定の分

岐比が得られる[10]ことから本研究では MMI を 3 dB カプラーとして用いた。

MZI構造を用いた2x2スイッチの基本動作について述べる[11]。

port 1 から入力された光の強度を I_0 、振幅を A_0 とすると、最初の MMI カプラーによって Arm 1 と Arm 2 に 1 : 1 の強度をもつ光 A_1 、 B_1 に分岐される。

$$\begin{cases} A_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} A_0 \\ B_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} A_0 \exp(-\frac{\pi}{2}i) \end{cases} \quad (5.1-1)$$

MMI 間のアーム長を L とすると 2 つ目の MMI カプラーに入る前の光は次式で表される。

$$\begin{cases} A'_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} A_0 \exp(-i\phi) \\ B'_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} A_0 \exp\left\{-i\left(\phi + \frac{\pi}{2}\right)\right\} \end{cases} \quad (5.1-2)$$

ただし $\phi = \frac{2\pi nL}{\lambda}$ 、 n は導波路の屈折率である。再び MMI カプラーによって干渉し、port 3

に出力される光は A_2 、port 4 に出力される光は B_2 で表される。

$$\begin{aligned} A_2 &= \frac{\sqrt{2}}{2} A'_1 + \frac{\sqrt{2}}{2} B'_1 \exp\left(-i\frac{\pi}{2}\right) \\ &= \frac{1}{2} A_0 \exp(-i\phi) + \frac{1}{2} A_0 \exp\left\{-i\left(\phi + \pi\right)\right\} \end{aligned} \quad (5.1-3)$$

$$\begin{aligned} B_2 &= \frac{\sqrt{2}}{2} A'_1 \exp\left(-i\frac{\pi}{2}\right) + \frac{\sqrt{2}}{2} B'_1 \\ &= \frac{1}{2} A_0 \exp\left\{-i\left(\phi + \frac{\pi}{2}\right)\right\} + \frac{1}{2} A_0 \exp\left\{-i\left(\phi + \frac{\pi}{2}\right)\right\} \\ &= A_0 \exp\left\{-i\left(\phi + \frac{\pi}{2}\right)\right\} \end{aligned} \quad (5.1-4)$$

これより光強度 I_{bar} 、 I_{cross} はそれぞれ以下の 2 式となる。

$$I_{bar} = A_2 A_2^* = \frac{1}{2} A_0^2 + \frac{1}{2} A_0^2 \cos \pi = 0 \quad (5.1-5)$$

$$I_{cross} = B_2 B_2^* = A_0^2 = I_0 \quad (5.1-6)$$

このように両アーム間で位相差が生じないとき光はすべてクロス方向に出力される。port 2 から光が入力されても同様にクロス方向である port 3 から出力される。この状態をクロス状態という。

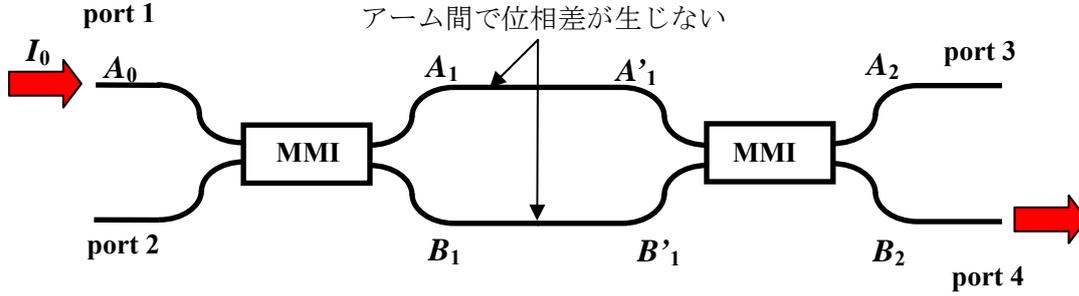


図 5.1-1 MZI 構造の概要図(クロス状態)

しかし、アームの長さや屈折率を変化させることによりアーム間の位相差が π となるようにすると 2 つ目の MMI に入る前の光は以下のように表される。

$$\begin{cases} A'_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} A_0 \exp(-i\phi_1) \\ B'_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} A_0 \exp\left\{-i\left(\phi_2 + \frac{\pi}{2}\right)\right\} \end{cases} \quad (5.1-7)$$

ただし、 $\phi_2 = \phi_1 \pm \pi$ である。(5.1-3)・(5.1-4)式と同様に port 3 に出力される光の振幅 A_2 、port 4 に出力される光の振幅 B_2 は

$$\begin{aligned} A_2 &= \frac{\sqrt{2}}{2} A'_1 + \frac{\sqrt{2}}{2} B'_1 \exp\left(-i\frac{\pi}{2}\right) \\ &= \frac{1}{2} A_0 \exp(-i\phi_1) + \frac{1}{2} A_0 \exp\left\{-i\left(\phi_2 + \pi\right)\right\} \end{aligned} \quad (5.1-8)$$

$$\begin{aligned} B_2 &= \frac{\sqrt{2}}{2} A'_1 \exp\left(-i\frac{\pi}{2}\right) + \frac{\sqrt{2}}{2} B'_1 \\ &= \frac{1}{2} A_0 \exp\left\{-i\left(\phi_1 + \frac{\pi}{2}\right)\right\} + \frac{1}{2} A_0 \exp\left\{-i\left(\phi_2 + \frac{\pi}{2}\right)\right\} \end{aligned} \quad (5.1-9)$$

となる。よって、アーム間で位相差が π 生じるときの光強度 I_{bar} 、 I_{cross} はそれぞれ以下の 2 式となる。

$$I_{bar} = A_2 A_2^* = \frac{1}{2} A_0^2 + \frac{1}{2} A_0^2 \cos(\phi_1 - \phi_2 - \pi) = A_0^2 = I_0 \quad (5.1-10)$$

$$I_{cross} = B_2 B_2^* = \frac{1}{2} A_0^2 + \frac{1}{2} A_0^2 \cos(\phi_1 - \phi_2) = 0 \quad (5.1-11)$$

つまり、アーム間の位相差が π のとき、光はすべてバー方向に出力される。この状態をバー状態という。

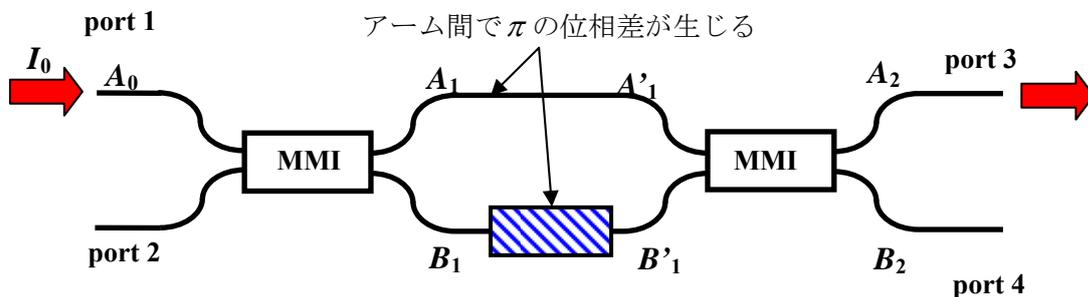


図 5.1-2 MZI 構造の概要図(バー状態)

本研究で提案した PBS ではこの MZI 型 2×2 スイッチの特性を利用している。低屈折率材料充填導波路は複屈折が大きいいため偏光によって光学距離が大きく異なる。つまり、物理構造が同一のものでも偏光によってアーム間の位相差が異なり、出力ポートを切り替えることが可能になる。

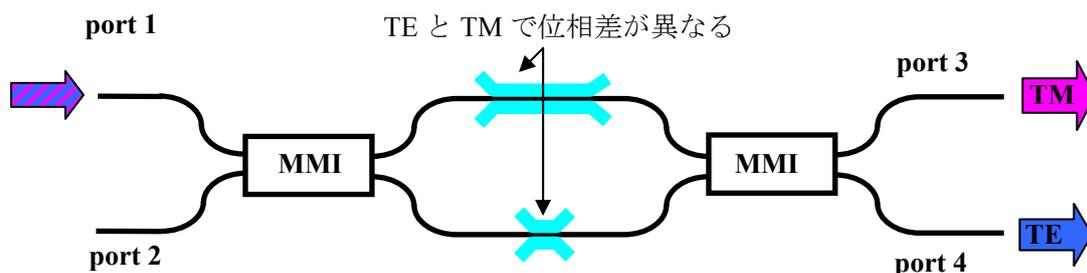


図 5.1-3 低屈折率材料充填導波路を用いた PBS の概要図

5.2 狭帯域型 PBS

5.2-1 狭帯域型 PBS の設計

狭帯域型 PBS の概要図を図 5.2-1 に示す。アームは溝の直線距離が Δ_{trench} だけ異なる低屈折率材料充填導波路と従来導波路で構成されている。低屈折率材料充填導波路は従来導波路との接合損失を低減するためテーパ状に溝を作製しているが、接合部分ではフレネル反射が存在する。アーム間で光強度が異なると消光比が劣化する。アーム間での光強度を等しくするため両側のアームに溝を作製した。

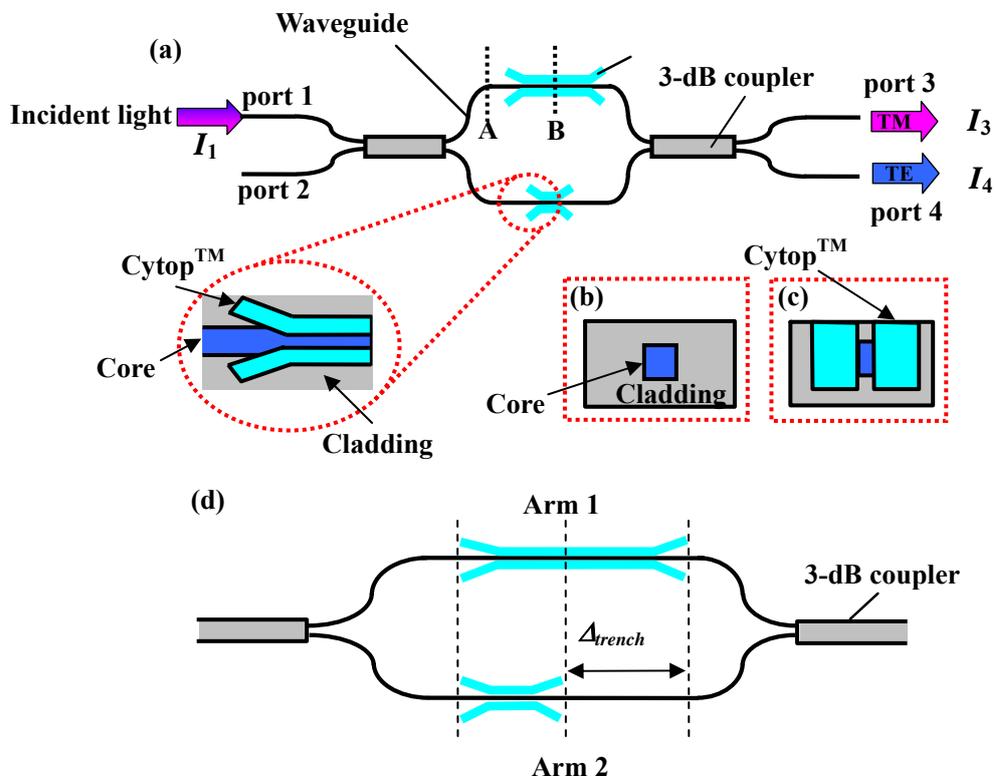


図 5.2-1 (a) 狭帯域型 PBS の概要図 (b) A 部での導波路断面 (c) B 部での導波路断面
(d) アーム部の拡大図

入力を port 1 としたとき port 3、port 4 の透過率はそれぞれ以下の 2 式で表される[4]。

$$\frac{I_3}{I_1} = \sin^2 \left(\frac{\pi \Delta(nL)}{\lambda} \right) \quad (5.2-1)$$

$$\frac{I_4}{I_1} = \cos^2 \left(\frac{\pi \Delta(nL)}{\lambda} \right) \quad (5.2-2)$$

ただし、 I_1 は入力光のパワー、 I_3 、 I_4 はそれぞれ port 3、port 4 における出力光のパワー、 ΔnL はアーム間の光路長差である。アーム間の光路長差は TE モードと TM モードで異なり、それぞれ以下の 2 式を満たす。

$$\Delta(nL)_{TE} = m\lambda \quad (5.2-3)$$

$$\Delta(nL)_{TM} = \left(n + \frac{1}{2} \right) \lambda \quad (5.2-4)$$

m 、 n は整数である。上記の 2 式を満たすことで TE モードはクロス方向へ、TM モードはバ

一方向へ出力される。低屈折率材料充填導波路長を調整することで偏光の出力ポートを制御することは可能である。しかし、低屈折率材料充填導波路は TE モードと比べて TM モードのほうが従来導波路との等価屈折率の差が大きいためアーム間の位相差が大きくなる。デバイスサイズをできる限り小さくするために TE モードはクロス方向、TM モードはバー方向へ出力されるよう設計した。

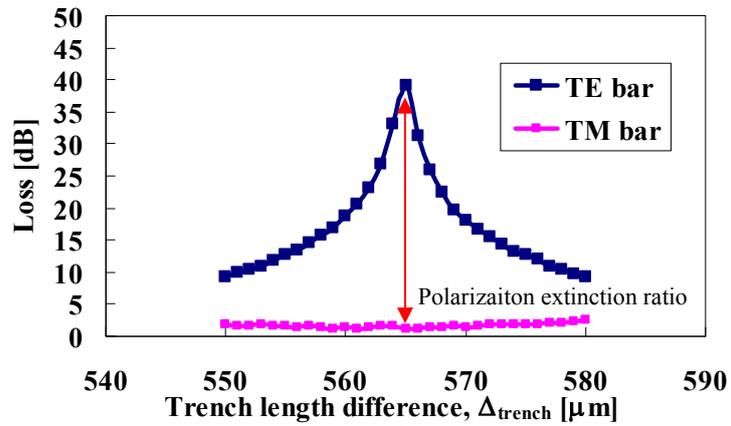
充填導波路 Arm 1、Arm 2 における従来導波路長をそれぞれ L_1 、 L_2 、その等価屈折率を n_1 とし、低屈折率材料充填導波路の等価屈折率を n_2 とすると $\Delta(nL)_{TE}$ 、 $\Delta(nL)_{TM}$ は以下の 2 式で表される。

$$\Delta(nL)_{TE} = n_1(TE)L_2 - \{n_1(TE)L_1 + n_2(TE)\Delta_{trench}\} \quad (5.2-5)$$

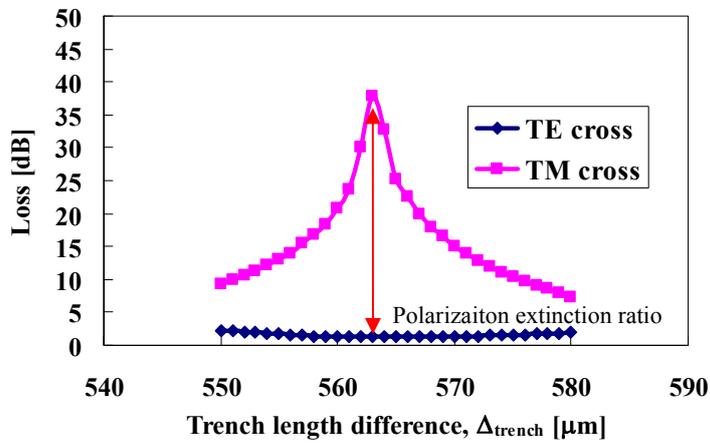
$$\Delta(nL)_{TM} = n_1(TM)L_2 - \{n_1(TM)L_1 + n_2(TM)\Delta_{trench}\} = \left(n + \frac{1}{2}\right)\lambda \quad (5.2-6)$$

ただし、狭帯域型 PBS は両アームの物理長を等長に設計しているため $L_1 + \Delta_{trench} = L_2$ である。(5.2-3)-(5.2-6) 式を同時に満たす Δ_{trench} を導出する。最適な Δ_{trench} の値の導出には 2D BPM シミュレーションを用い、バー・クロス方向ともに高い偏波消光比を得られるパラメータを最適解とした。シミュレーションには 2-3 章同様 R soft 社製の BPM シミュレーションソフト Beam Prop を用いた。図 5.1-2 に示したようにメサ幅が細かいほど複屈折が大きくなるため偏光分離に必要な Δ_{trench} が短くなり、デバイスサイズの小型化が可能になる。しかし、細かいメサ幅になるほど作製が困難になり、高い作製精度が要求される。そのため、メサ幅は前章の小型 AWG の作製において最も特性のよい結果が得られた $2.5 \mu\text{m}$ とした。入力波長は 1550 nm 、計算ステップは $0.1 \mu\text{m}$ とした。図 5.2-2 に透過特性の Δ_{trench} 依存性のシミュレーション結果を示す。バー方向、クロス方向の偏波消光比が最大となる Δ_{trench} の値はそれぞれ $565 \mu\text{m}$ 、 $563 \mu\text{m}$ であったため、両ポート共に偏波消光比が高くなるよう最適な $\Delta_{trench} = 564 \mu\text{m}$ とした。又、このときの偏波消光比は図 5.2-2 に示したように同一ポートにおける TE モードと TM モードの出力比と定義する。

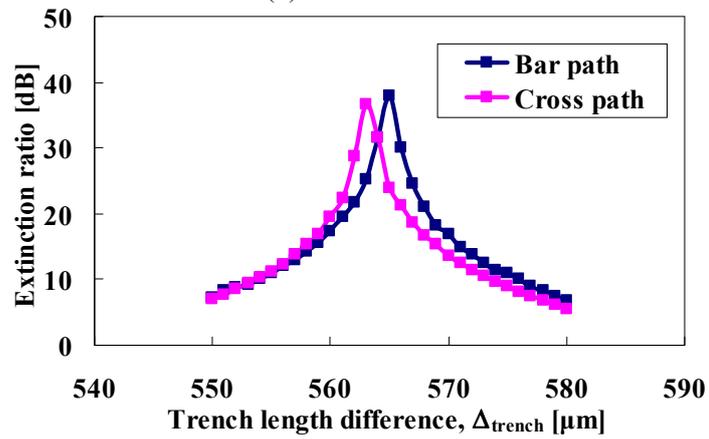
メサ幅 $2.5 \mu\text{m}$ 、 $\Delta_{trench} = 564 \mu\text{m}$ における BPM シミュレーションによる TE モード・TM モードの伝搬の様子を図 5.2-3 に示す。また、波長特性を図 5.2-4 とした。



(a) バー方向



(b) クロス方向



(c) 偏波消光比

図 5.2-2 狭帯域型 PBS の透過特性の Δ_{trench} 依存性シミュレーション結果

(a) バー方向 (b) クロス方向 (c) 偏波消光比

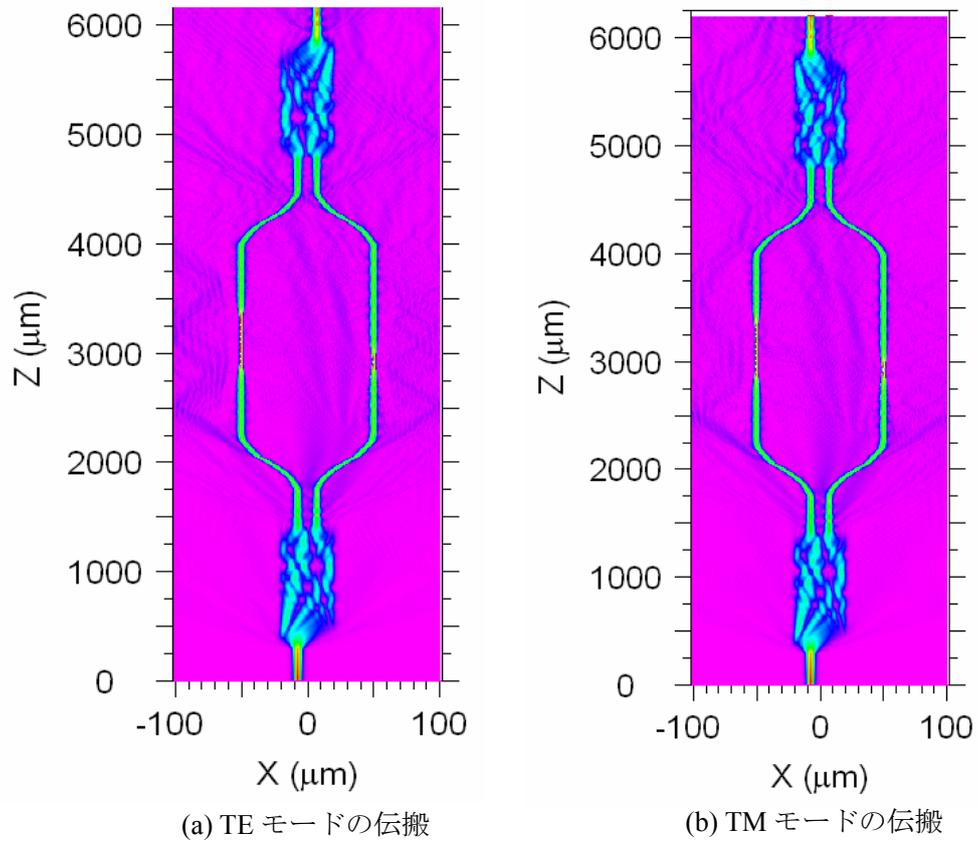
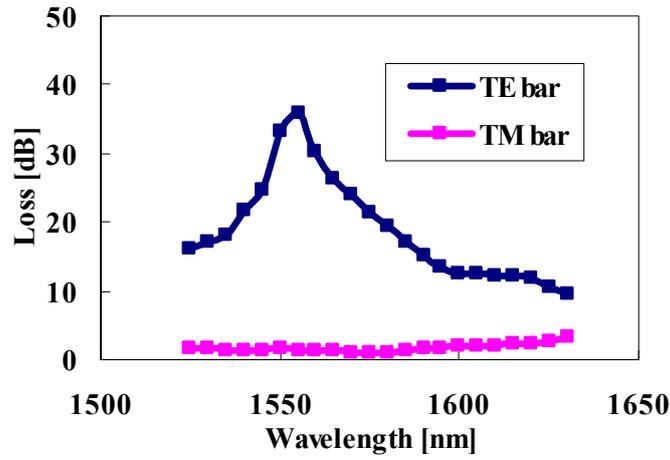
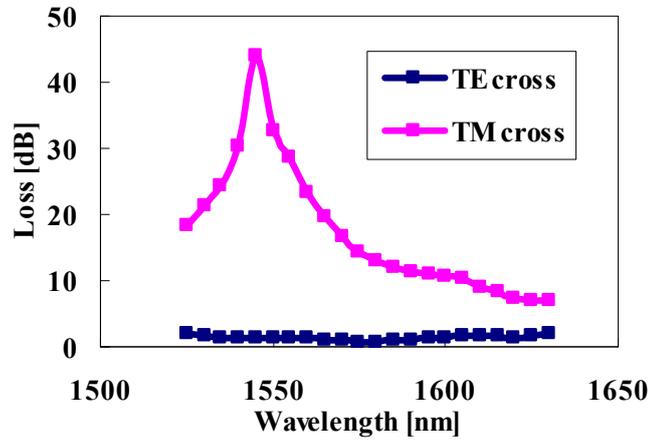


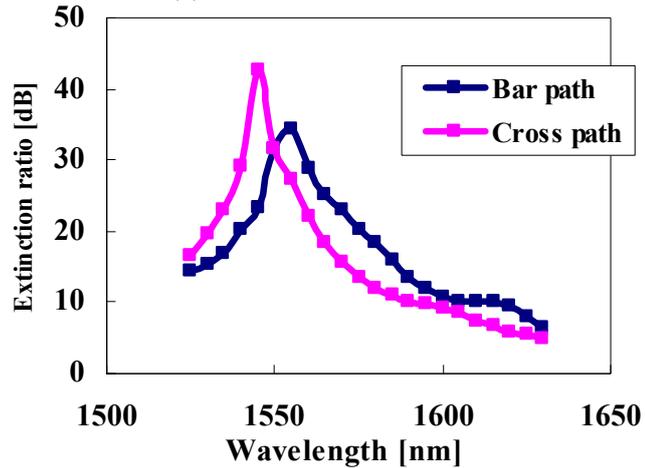
図 5.2-3 狭帯域型 PBS の BPM シミュレーションによる
光伝搬の様子($\lambda = 1550 \text{ nm}$)



(a) バー方向の損失特性



(b) クロス方向の損失特性



(c) 偏波消光比

図 5.2-4 狭帯域型 PBS の波長特性の BPM シミュレーション結果

(a) バー方向 (b) クロス方向 (c) 偏波消光比

1525-1630 nm の波長帯域において損失は 3.2 dB 以下、最大偏波消光比はバー方向にて -34.5

dB @1555 nm、クロス方向にて-42.7 dB@1545 nm であった。-10 dB 偏波消光比帯域幅は 65 nm であった。中心波長 1550 nm 付近で高い偏波消光比を得られることが確認できた。

5.2-2 狭帯域型 PBS の透過特性

2D BPM シミュレーションによって Δ_{trench} を最適化し、作製したデバイスのマスク図と各部の拡大写真を図 5.2-5 に示す。チップサイズは $0.2 \times 9.5 \text{ mm}^2$ である。溝の作製誤差によってメサ幅が設計値 $2.5 \mu\text{m}$ からずれることを想定し、 Δ_{trench} が 479-657 μm の値を持つ PBS の試作を行った。

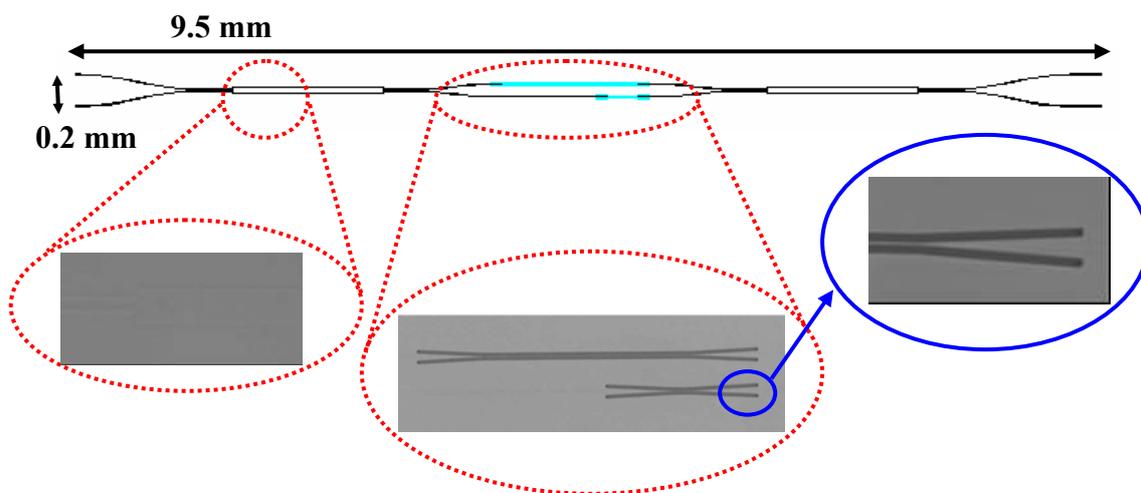


図 5.2-5 作製した狭帯域型 PBS のマスク図とその拡大写真

PBS の測定系を図 5.2-6 に示す。2・3・4 章の測定系と同様に可変波長光源(ADVANTEST 社製 Q8155、可変波長帯域 1525-1630 nm)、偏波コントローラー(応用光電研究室、MPCA-1550)、パワーメーター (ADVANTEST 社製 Q8221)で構成されている。可変波長光源から出力された光(波長 1525-1630 nm、出力強度 1 mW、線幅 100 kHz)を偏波コントローラーによって偏光を調整し、デバイスに光を入射させた。実体顕微鏡で観察しながら測定用導波路台を用いて手で光ファイバレイとデバイスの入出力導波路の位置合わせを行った。

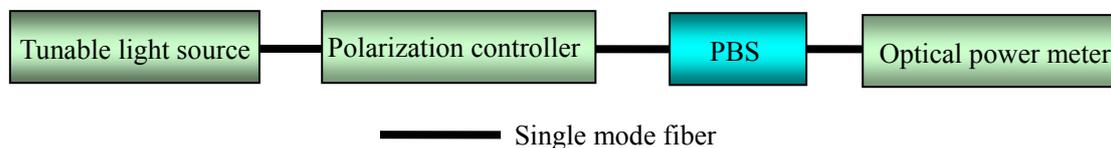
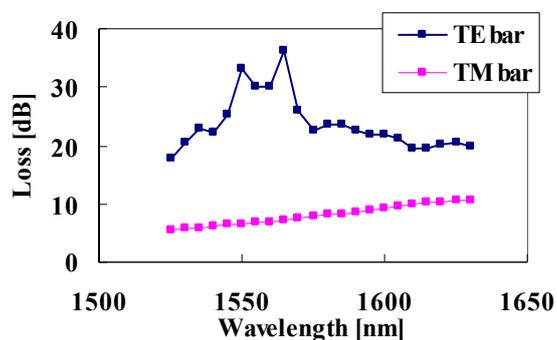


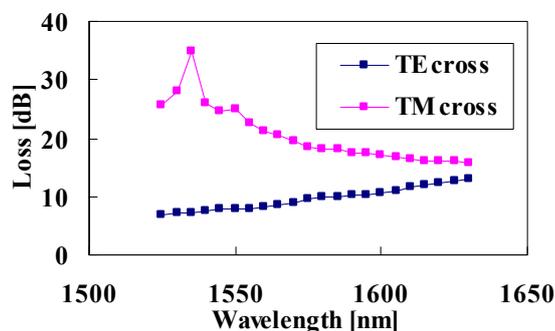
図 5.2-6 PBS の測定系の構成

様々な Δ_{trench} を持つチップに関して測定したところ $\Delta_{trench} = 535 \mu\text{m}$ の PBS がバー方向・クロス方向ともに高い消光比が得られることが確認できた。その透過特性を図 5.2-7 に示す。-10 dB 偏波消光比帯域幅は 45 nm、その波長帯域における最小損失は 9 dB 以下であった。最大偏波消光比はバー方向で-28.9 dB@1565 nm、クロス方向で-27.5 dB@1535 nm であった。

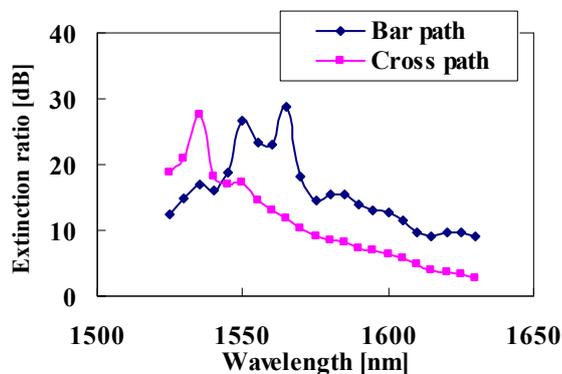
損失にはシングルモードファイバとの接合損失 1.8 dB が含まれている。



(a) バー方向の損失特性



(b) クロス方向の損失特性



(c) 偏波消光比

図 5.2-7 狭帯域型 PBS の波長特性測定結果

5.2-3 狭帯域型 PBS のメサ幅作製誤差の影響

BPM シミュレーションでは最適な Δ_{trench} の値が $564 \mu\text{m}$ であったが、測定結果では $\Delta_{trench} = 535 \mu\text{m}$ のときに最も良好な透過特性が得られた。最適な Δ_{trench} の値が異なった原因としてはいくつかの要因が挙げられる。1つは溝幅の作製誤差である。図 5.2-8 に $\Delta_{trench} = 564 \mu\text{m}$ においてメサ幅が設計値からずれたときの偏波消光比を示す。設計値から $\pm 0.02 \mu\text{m}$ 以上ずれると -10 dB 以上の偏波消光比を得ることができない。シミュレーション結果から低屈折率樹脂充填導波路を用いた PBS の透過特性は溝の作製誤差に大きく影響することがわかる。そのため、バー方向・クロス方向ともに高い消光比で偏光を分離するためには溝の作製に

において高い精度が要求される。溝作製時に基板に応力がかかり、そのストレスによって複屈折が生じ、 Δ_{trench} の値が設計値と異なったことも可能性の一つとしては考えられる。しかし、本研究に用いた導波路は Si 基板ではなく石英基板のため応力による複屈折は非常に小さいと考えられる。

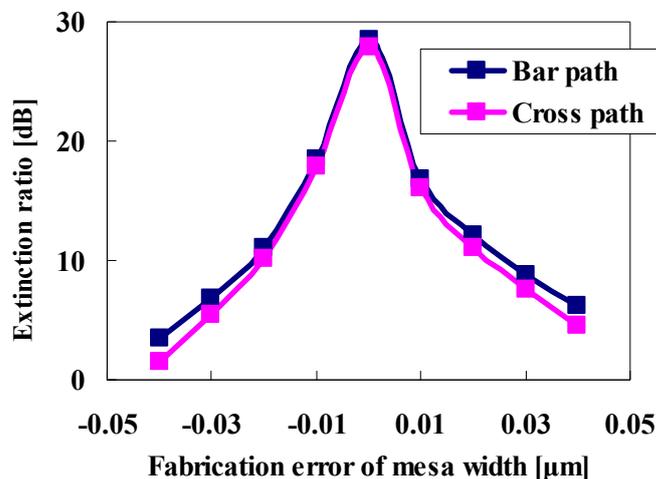


図 5.2-8 偏波消光比のメサ幅作製誤差依存性シミュレーション結果

Δ_{trench} の相違がメサ幅の作製誤差によるものと仮定した際の作製誤差の値を BPM シミュレーションで推定した。シミュレーションでは入射波長を 1550 nm、 Δ_{trench} を測定にて最も良好な特性を得られた 535 μm とし、メサ幅を変化させ、偏波消光比を確認した。結果を図 5.2-9 に示す。メサ幅が 2.33 μm 、2.44 μm 、2.56 μm 、2.7 μm のときにバー方向、クロス方向共に高い消光比が得られている。しかし、メサ幅 2.5 μm において最適な Δ_{trench} が 564 μm であった。又、測定結果の図 5.2-7 からクロス方向よりバー方向の消光比が優れており、その消光比は -17 dB 以上であった。以上を満たすことから作製したデバイスのメサ幅は 2.44 μm 程度であると予想される。

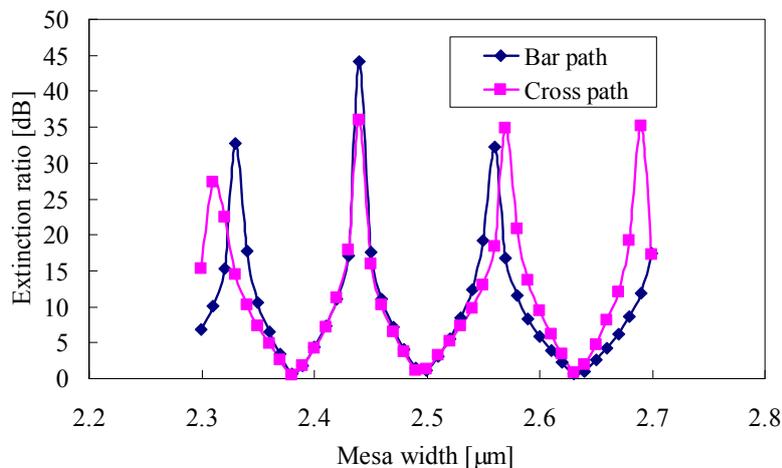


図 5.2-9 $\Delta_{trench} = 535 \mu\text{m}$ における消光比のメサ幅依存性@1550 nm

2つめは溝の垂直度の問題である。設計におけるシミュレーションでは垂直な溝が作製されることを仮定して 2D BPM シミュレーションを行なった。しかし、デバイスを切断し、断面観察を行った結果、実際の溝は図 5.2-10 に示したようにコアに対して垂直に作製されていない。低屈折率材料充填導波路のコアの形状は等価屈折率に影響を与えるためシミュレーションと実際の測定における最適な Δ_{trench} が異なると考えられる。

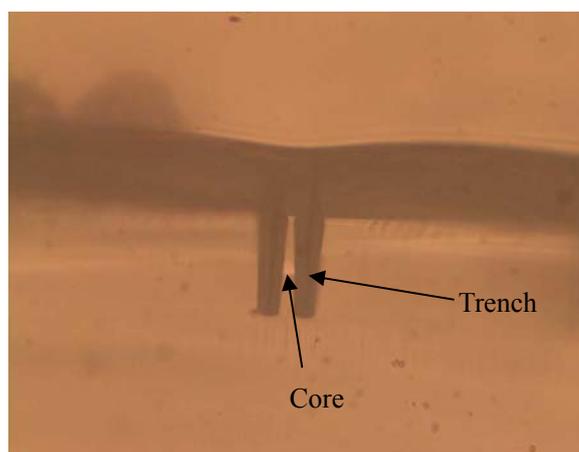


図 5.2-10 低屈折率材料充填導波路の断面写真

また、溝内部に充填されたときの低屈折率材料の等価屈折率の影響も無視することはできない。低屈折率材料の屈折率が溝内部に充填された場合、バルクと全く同一の屈折率であるとは断言できない。溝内部が想定していた屈折率の値と異なるとき、PBS の透過特性にどのような影響を与えるかを BPM シミュレーションによって確認した。 $\Delta_{trench} = 564 \mu\text{m}$ 、中心波長 1550 nm とした。透過特性の結果を図 5.2-11 に示した。本研究で低屈折率材料として用いたサイトップTMはバルク状態では屈折率が 1.3335@1550 nm である。石英の微小溝に充填された場合でも 1.33 前後の低い屈折率の値であることは 3 章で確認されているが、小数第 3 位の屈折率精度を保証することはできない。図 5.2-11 よりサイトップTMの屈折率が理論値から ± 0.002 ずれると、両ポート共に消光比が 10 dB 以上悪化する。

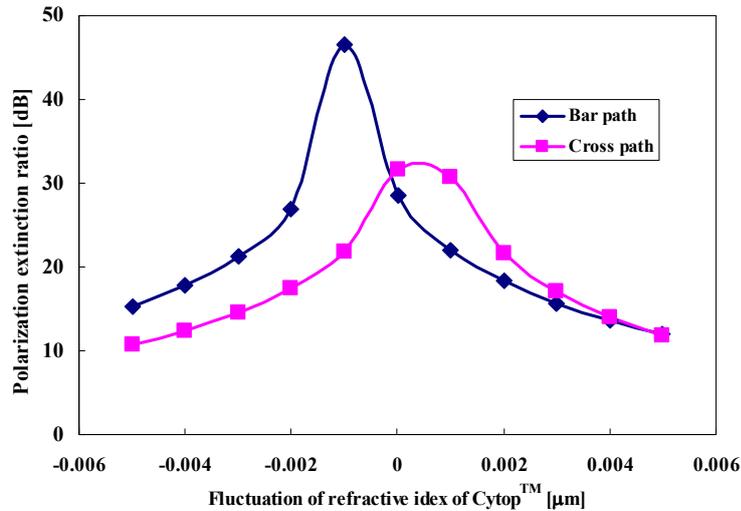


図 5.2-11 狭帯域型 PBS の消光比の溝内部の屈折率依存性シミュレーション結果

以上のような要因が複合的に作用することによってシミュレーションと測定結果で最適な Δn_{trench} の値が異なったのではないかと考えられる。現段階ではどの要因が測定結果に大きな影響を与えたのかを断定することは難しく、更なる解析を行うことは今後の課題である。

サイトップ™ 充填導波路がデバイス特性に与える影響を考察するためにレファレンスとしてアーム部分に溝を作製していない通常の MZI 型光導波路を狭帯域型 PBS と同じウェハ上に作製した。このレファレンス MZI 型導波路はアーム間での位相差が 0 rad であるため光は必ずクロス方向に出力される。レファレンス用 MZI デバイスの最小損失は PBS と同じ波長帯域 1525-1630 nm において 9.8 dB であった。レファレンス用 MZI はアーム部に溝を作製していないため狭帯域型 PBS と比較して損失が低いことが予想された。しかし、僅かではあるがレファレンス用デバイスの損失のほうが大きかった。これは測定時のデバイスと入出力ファイバアレイとの位置ずれによる損失増加が主な原因であると考えられる。本研究で作製したデバイスはシングルモードファイバと接合されていないため測定時にデバイスの入出力導波路と入出力ファイバアレイの位置合わせが必要となる。わずかな光軸ずれが損失増加につながり、過去の測定結果から位置ずれによる損失増大の平均値は約 0.8 dB である。そのため、レファレンス用デバイスが狭帯域型 PBS よりも損失が高かったのは測定誤差の範囲内であることが考えられる。また、最小損失値がレファレンス用デバイスと狭帯域型 PBS とでほとんど変わらないことから低屈折率材料充填導波路を挿入することによる挿入損失の増大は非常に僅かであることが予想される。

5.2-4 狭帯域型 PBS の分岐比の影響

次に低屈折率樹脂充填導波路の伝搬損失が消光比に与える影響について考察を行う。PBS の入力光は理想的には 1 つ目の 3 dB カプラーで 1:1 に分岐され、2 つ目の 3 dB カプラーで入力されたすべての光が結合・出力される。しかし、本研究で提案した PBS は従来導

波路と低屈折率材料充填導波路の 2 種類の導波路から構成され、アーム間の低屈折率材料充填導波路長差 Δ_{trench} が存在する。従来導波路よりもサイトップTM充填導波路の伝搬損失が大きいため、両アーム間の光強度比が 1:1 にはならず、2 つ目の 3 dB コプラーですべての光が結合されず、消光比が悪化する(図 5.2-12 参照)。

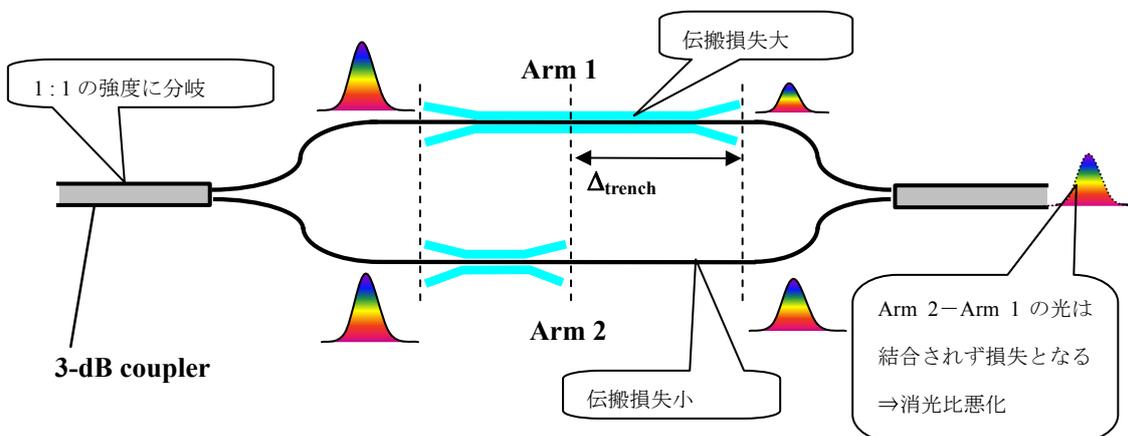


図 5.2-12 アーム間の光強度不均一による消光比悪化の原理

測定結果からサイトップTM充填導波路の伝搬損失を見積もることが難しいため、メサ幅 2.5 μm のときのサイトップTM充填導波路と従来導波路のそれぞれについて 3D BPM シミュレーションを行い、伝搬損失を算出した。シミュレーションには 2D 同様、R soft 社製 Beam Prop を用いた。シミュレーション精度の影響を低減するため伝搬距離 1000-5000 μm について損失を算出し、最小自乗法により近似直線を算出し、その傾きを伝搬損失とした。伝搬損失はそれぞれサイトップTM充填導波路が 5.23×10^{-2} dB/cm、従来導波路が 2.76×10^{-5} dB/cm だった。狭帯域型 PBS は $\Delta_{trench} = 535 \mu\text{m}$ なので Arm 1 の Arm 2 に対する過剰損失は以下のように表される。

$$\left(5.23 \times 10^{-2} [\text{dB/cm}] - 2.76 \times 10^{-5} [\text{dB/cm}]\right) \times 0.0535 [\text{cm}] = 2.8 \times 10^{-3} [\text{dB}] \quad (5.2-7)$$

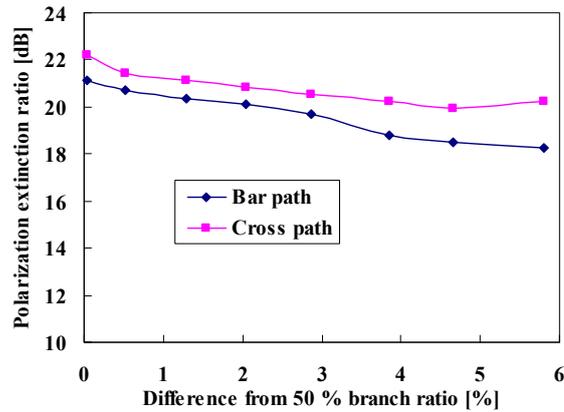
3 dB コプラーの分岐比が 1:1 とすると理論的な狭帯域型 PBS の消光比は

$$10 \log_{10} \left\{ \frac{\left(\frac{1 - 10^{-\frac{2.8 \times 10^{-3} \text{dB}}{10}}}{1 - 10^{-\frac{2.8 \times 10^{-3} \text{dB}}{10}}} \right)}{2 \times 10^{-\frac{2.8 \times 10^{-3} \text{dB}}{10}}} \right\} = -34.9 \text{dB} \quad (5.2-8)$$

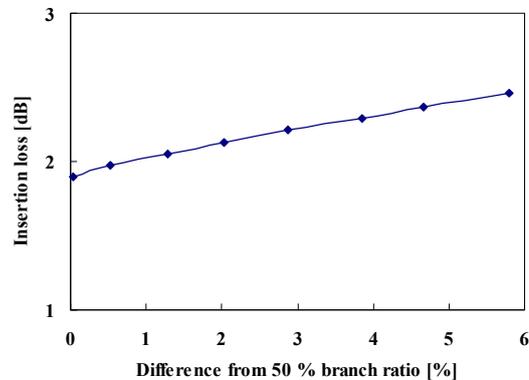
となる。測定結果の最大偏波消光比が -28.9 dB であるため低屈折率材料充填導波路の伝搬損失による消光比悪化の影響は僅かであると考えられる。

次に 3 dB コプラーの分岐比の影響について考察する。狭帯域型 PBS の 3 dB コプラーには作製誤差に対してトレランスの大きい MMI を採用した。PBS には 2 つの MMI が含まれ

ており、入力側 MMI と出力側 MMI が異なる分岐比を持つ可能性も充分ある。2つの MMI のばらつきを想定することは非常に複雑なため、本節では出力側 MMI の分岐比がばらついたときの影響を考える。分岐比はバー方向とクロス方向の出力の合計を 100%とし、総出力に対するバー方向、又は、クロス方向の出力の割合とした。そのため、カプラーによる放射損失の影響は無視している。MMI の分岐比はマルチモード伝搬部の導波路幅の影響を大きく受け、実際のデバイスにおいても作製ばらつきが発生しやすい。シミュレーションでは MMI の幅を変化させることで分岐比を変化させた。シミュレーション結果を図 5.2-13 に示す。分岐比が理想的な 1:1 からずれると消光比も悪化することが分かる。これは前述したアーム間の光強度の不均一による消光比の劣化と同様に、光の一部が出力側 MMI にて干渉しないためである。挿入損失が分岐比のずれに比例して増加したことも MMI にて干渉しなかった光が放射損失になったためだと考えられる。5%程度の分岐比のずれでは大幅に消光比・挿入損失が悪化するとは言いえない。ただし、本シミュレーションは入力側 MMI の分岐比は理想的であるとの仮定である。入力側・出力側の MMI とともに同じ分岐比のずれを有した場合の PBS への影響は後節の広帯域型 PBS にて述べるが、入力側 MMI の分岐比も異なる可能性は大いにあり、透過特性に与える影響が僅かとは言いえない。又、出力側 MMI と分岐比が同一とも断言できないため、これ以上詳細に MMI の分岐比の影響を議論することは難しい。



(a) 消光比の MMI 分岐比依存性



(b) 挿入損失の MMI 分岐比依存性

図 5.2-13 狭帯域型 PBS の消光比・挿入損失の MMI 分岐比依存性

5.3 広帯域型 PBS

5.3-1 広帯域型 PBS の設計

前節において低屈折率材料充填導波路を用いた PBS の作製に成功し、中心波長においては高い消光比が得られた。しかし、消光比が得られる波長帯域が狭いため、本節では波長特性を改善した広帯域型 PBS について述べる。

従来の波長特性改善法は(5.2-3)式、(5.2-4)式において $m, n = 0$ を満たすように設計する方法である。 $m, n \neq 0$ のとき、(5.2-3)・(5.2-4)式の左辺は波長に依存しない定数である。一方、右辺は波長に応じて値が変化する。狭帯域型 PBS はアーム間での物理長を等長に設計しているため、 $m, n \neq 0$ となる。そのため、設計波長では(5.2-3)・(5.2-4)式を満たすが、入力波長が設計波長の値からずれると(5.2-3)・(5.2-4)式を満たさなくなり、消光比が悪化する。狭帯域型 PBS ではアーム間の物理長が等しいため $m, n = 0$ のとき(5.2-3)・(5.2-4)式を満たす Δ_{trench} は存在しない。そのため図 5.3-1 に示すように光学距離が短いアームに ΔL の物理遅延を加え、非対称なアームにする必要がある。このとき、以下の 2 式を満たす Δ_{trench} 、 ΔL を算出する。

$$\Delta(nL)_{TE} = n_1(TE)(\Delta_{trench} - \Delta L) - n_2(TE)\Delta_{trench} = 0 \quad (5.3-1)$$

$$\Delta(nL)_{TM} = n_1(TM)(\Delta_{trench} - \Delta L) - n_2(TM)\Delta_{trench} = \frac{\lambda}{2} \quad (5.3-2)$$

ただし、 $L_2 - (L_1 + \Delta_{trench}) = \Delta L$ である。この2式を満たす Δ_{trench} 、 ΔL はそれぞれ $807 \mu\text{m}$ 、 $6.21 \mu\text{m}$ と算出され、この値を用いて BPM シミュレーションを用いて波長特性を確認した。

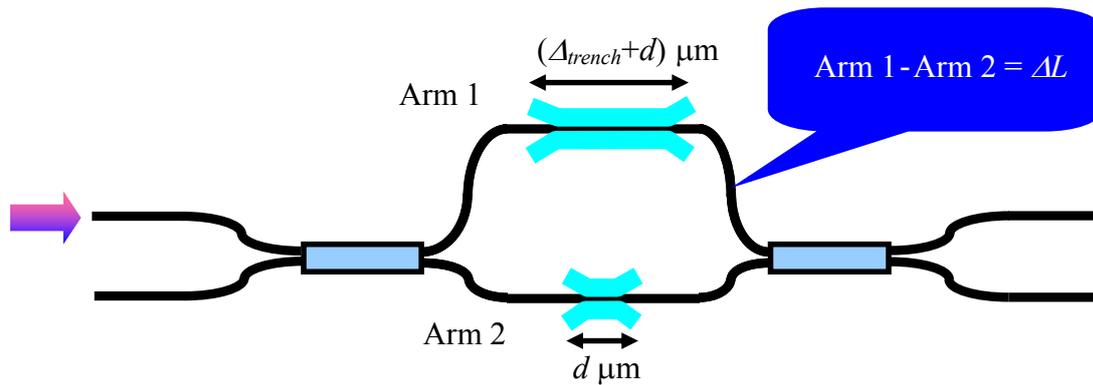


図 5.3-1 $m, n = 0$ としたときの PBS の概要図

BPM による波長特性のシミュレーション結果を図 5.3-2 に示す。 $m, n = 0$ を満たすようにパラメータを最適化したが、狭帯域型 PBS と同様に中心波長付近では高い消光比を得られているが、広い波長帯域では消光比が得られず、従来の方法では波長特性は改善されなかった。

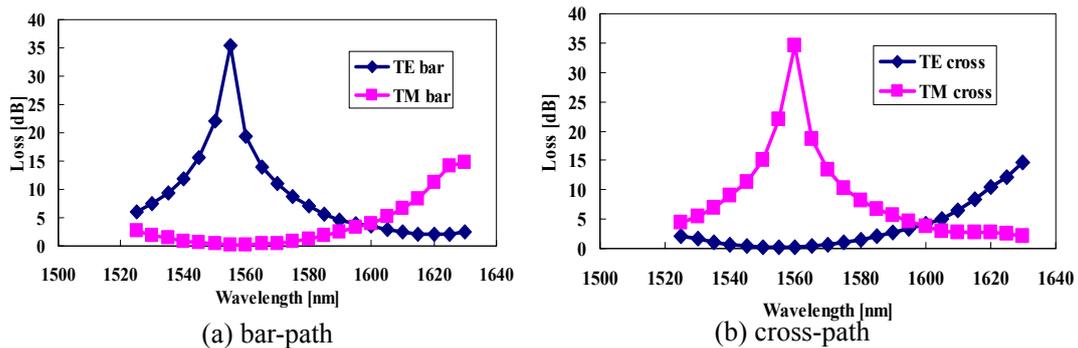


図 5.3-2 $m, n = 0$ としたときの PBS の波長特性シミュレーション結果

片側のアームに物理遅延を加え、 $m, n = 0$ にしても PBS の波長依存性が改善されなかったのは低屈折率材料充填導波路の等価屈折率が波長依存性を持つためであった。従来の石英導波路と低屈折率材料充填導波路の TE・TM モードの等価屈折率を波長ごとに算出した結果を図 5.3-3 に示す。

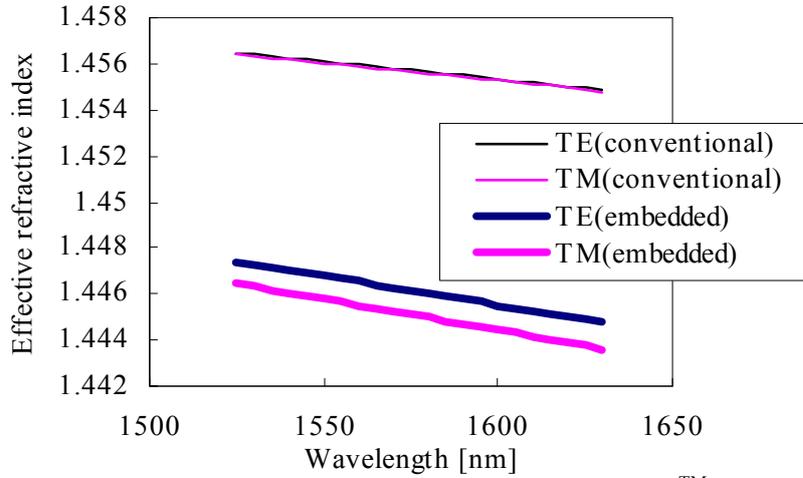


図 5.3-3 等価屈折率の波長依存性(従来導波路とサイトップTM充填導波路)

石英の材料分散のため従来導波路にも等価屈折率の波長依存性は存在し、その値は TE モード・TM モード共に $1.53 \times 10^{-2}/\mu\text{m}$ である。従来導波路はコアとクラッドの比屈折率差 Δ が小さいため等価屈折率の波長依存性が小さい。一方、サイトップTM充填導波路の等価屈折率の波長依存性は TE モードが $2.55 \times 10^{-2}/\mu\text{m}$ 、TM モードが $2.70 \times 10^{-2}/\mu\text{m}$ である。サイトップTM充填導波路は Δ が大きいため波長に対する等価屈折率の変化が石英導波路の約2倍と非常に大きい。グラフから等価屈折率が波長に対して次式のように 1 次線形であると仮定する。

$$n(\lambda) = k - a(\lambda - \lambda_{center}) = k - a\Delta\lambda \quad (5.3-3)$$

ただし、 k は中心波長における等価屈折率である。 a は波長に対する等価屈折率の変化の傾きを表し、図 5.3-3 のグラフから最小自乗法を用いて求める。等価屈折率の波長依存性を考慮すると TE モード・TM モードの光路長差 $\Delta(nL)_{TE}$ 、 $\Delta(nL)_{TM}$ はそれぞれ以下の 2 式で表される。

$$n_{TE1}(\lambda)(\Delta_{trench} + \Delta L) - n_{TE2}(\lambda)\Delta_{trench} = m\lambda \quad (5.3-4)$$

$$n_{TM1}(\lambda)(\Delta_{trench} + \Delta L) - n_{TM2}(\lambda)\Delta_{trench} = \left(n + \frac{1}{2}\right)\lambda \quad (5.3-5)$$

ただし、 n_{TE1} 、 n_{TE2} は従来導波路、低屈折率材料充填導波路の等価屈折率である。

まず、TE モードについて考える。任意の波長 λ_1 、 λ_2 ($\lambda_1 > \lambda_2$) について(5.3-4)式に(5.3-3)式を代入する。

$$\{k_{TE1} - a_{TE1}(\lambda_1 - \lambda_{center})\}(\Delta_{trench} + \Delta L) - \{k_{TE2} - a_{TE2}(\lambda_1 - \lambda_{center})\}\Delta_{trench} = m\lambda_1 \quad (5.3-4')$$

$$\{k_{TE1} - a_{TE1}(\lambda_2 - \lambda_{center})\}(\Delta_{trench} + \Delta L) - \{k_{TE2} - a_{TE2}(\lambda_2 - \lambda_{center})\}\Delta_{trench} = m\lambda_2 \quad (5.3-4'')$$

k_{TE1} 、 k_{TE2} は従来導波路、低屈折率材料充填導波路の中心波長における TE モードの等価屈

折率である。また、 a_{TE1} 、 a_{TE2} はそれぞれ従来導波路、低屈折率材料充填導波路の波長に対する TE モードの等価屈折率の変化の傾きを表している。

(5.3-4')式-(5.3-4'')式は

$$\left\{-a_{TE1}(\Delta_{trench} + \Delta L) + a_{TE2}\Delta_{trench}\right\}(\lambda_1 - \lambda_2) = m(\lambda_1 - \lambda_2)$$

$$\Delta_{trench} = \frac{m + a_{TE1}\Delta L}{a_{TE2} - a_{TE1}} \quad (5.3-6)$$

となる。TM モードについても同様に導出すると Δ_{trench} は

$$\Delta_{trench} = \frac{n + a_{TE1}\Delta L}{a_{TE2} - a_{TE1}} \quad (5.3-7)$$

となる。ただし、 a_{TM1} 、 a_{TM2} はそれぞれ従来導波路、低屈折率材料充填導波路の波長に対する TM モードの等価屈折率の変化の傾きである。 m 、 n が整数となり、(5.3-4)-(5.3-7)式を満たす Δ_{trench} 、 ΔL を選ぶことによって波長無依存の偏波消光比が得られる。しかし、 a_{TE1} 、 a_{TE2} 、 a_{TM1} 、 a_{TM2} はメサ幅を変えることによって値を変えることはできるが、それぞれを独立自由に選ぶことができない。そのため、実際には m 、 n になるべく整数に近い値を取るように Δ_{trench} 、 ΔL を選ぶ。最大消光比を多少犠牲にすることによって広い波長帯域において比較的高い消光比を得ることができる。

メサ幅が $2.5 \mu\text{m}$ のとき(5.3-4)・(5.3-5)式を満たすように ΔL を決定し、2D BPM シミュレーションを行い、 Δ_{trench} の値の最適化を行った結果を図 5.3-4 に示す。

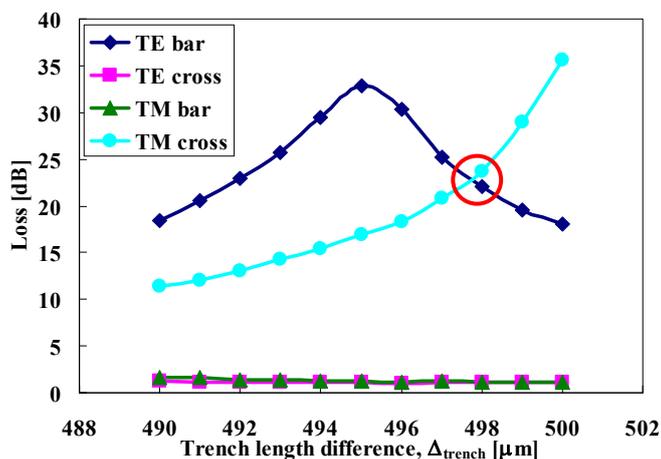


図 5.3-4 広帯域型 PBS の損失特性の Δ_{trench} 依存性(メサ幅 $2.5 \mu\text{m}$ 、入力波長 1550 nm)

広帯域型 PBS は等価屈折率の波長依存性を偏光ごとに独立自由に選択できないため(5.3-4)・(5.3-5)式を満たす整数 m 、 n を選択することは難しい。そのため、クロス方向とバー方向で最大偏波消光比が得られる Δ_{trench} の値が異なる。クロス・バーの両方向において高い偏波消光比を得られるためメサ幅 $2.5 \mu\text{m}$ では $\Delta_{trench} = 498 \mu\text{m}$ を最適なパラメータとした。

このときの $1525\text{-}1630 \text{ nm}$ における波長特性のシミュレーションを 2D BPM を用いて行っ

た。結果を図 5.3-5 に示す。広い波長帯域において高い偏波消光比が得られているのがわかる。同様にメサ幅 3.0-4.0 μm について BPM シミュレーションを行い、その結果を図 5.3-6 から図 5.3-8 に示す。BPM シミュレーションには狭帯域型 PBS 同様、R soft 社製 Beam Prop を用いた。

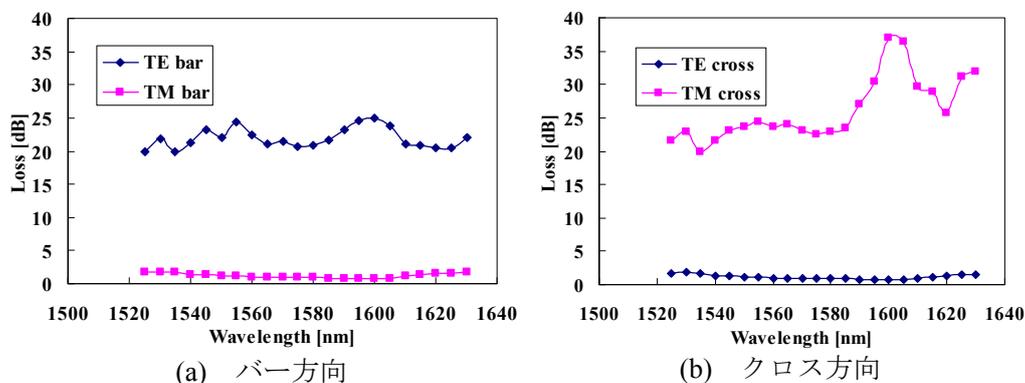


図 5.3-5 広帯域型 PBS の波長特性シミュレーション結果(メサ幅 2.5 μm)

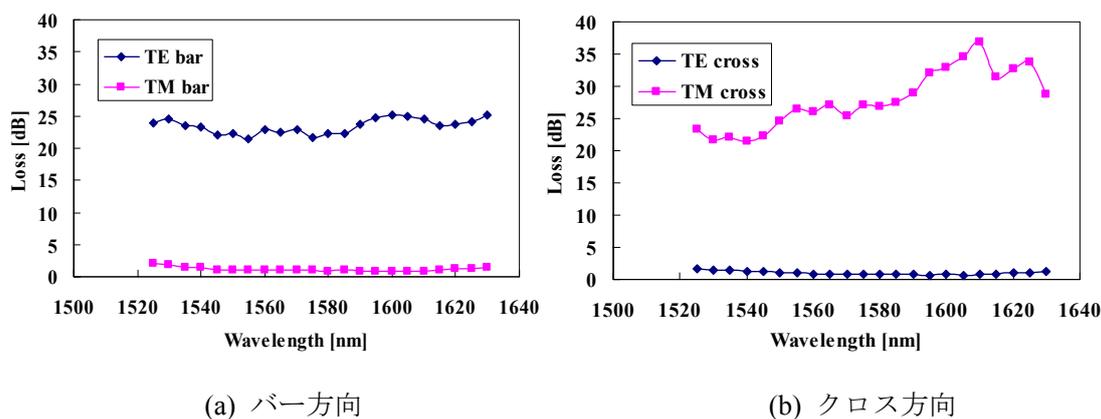


図 5.3-6 広帯域型 PBS の波長特性シミュレーション結果(メサ幅 3.0 μm)

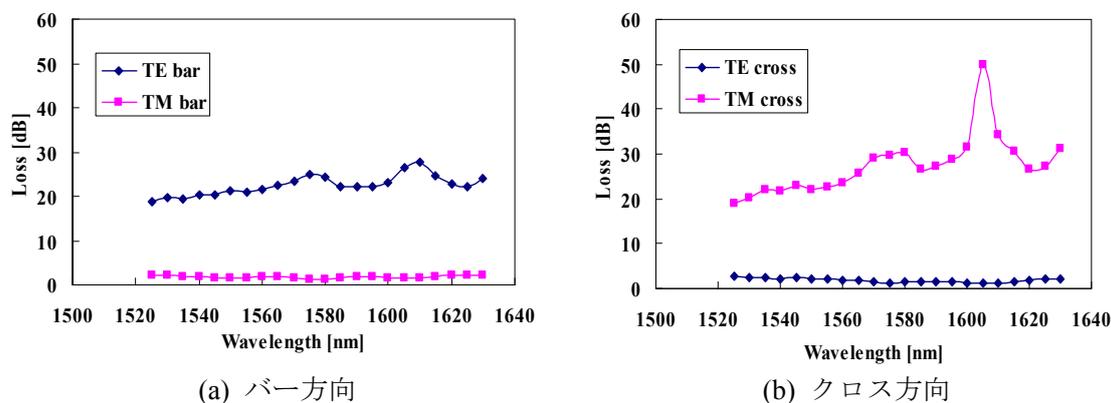
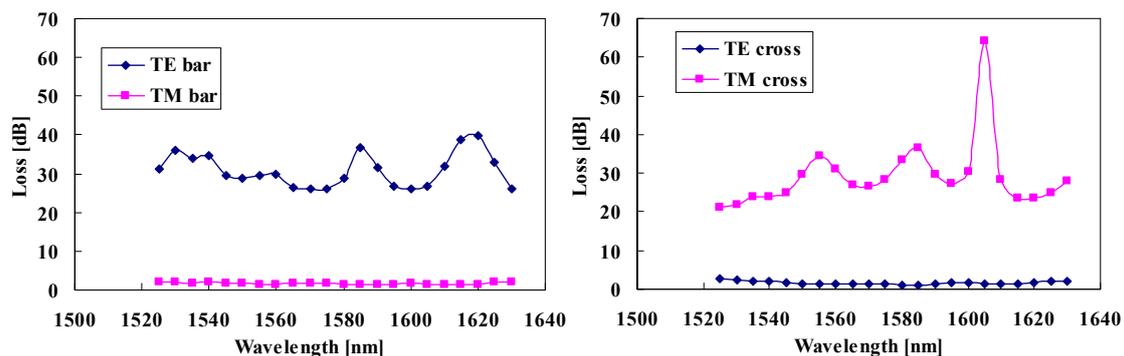


図 5.3-7 広帯域型 PBS の波長特性シミュレーション結果(メサ幅 3.5 μm)



(a) バー方向 (b) クロス方向
 図 5.3-8 広帯域型 PBS の波長特性シミュレーション結果(メサ幅 4.0 μm)

BPM シミュレーションの結果を表 5.3-1 にまとめる。平均偏波消光比とは 1525-1630 nm での偏波消光比の値を平均したものを意味する。メサ幅が細いほど複屈折は大きくなるので Δ_{trench} は小さくなる。しかし、サイトップTM 充填導波路の等価屈折率の波長依存性が大きくなり、広い波長帯域で高い消光比が維持できなくなる。表 5.3-1 よりメサ幅が広がるほど長い Δ_{trench} が必要となるが、偏波消光比・平均偏波消光比が改善されることがわかる。

本研究では PBS の目標性能として偏波消光比-20 dB とし、メサ幅 3.0 μm のときに偏波消光比・平均偏波消光比共に-20 dB 以上を満足しているためメサ幅を 3.0 μm とした。

表 5.3-1 広帯域型 PBS の透過特性のメサ幅依存性

Mesa width	2.5 μm	3.0 μm	3.5 μm	4.0 μm
Δ_{trench}	498 μm	764 μm	1145 μm	1704 μm
Insertion loss	1.84 dB	2.14 dB	2.74 dB	2.76 dB
Polarization extinction ratio	-18.0 dB	-20.1 dB	-16.2 dB	-18.4 dB
Average polarization extinction ratio	-22.9 dB	-24.6 dB	-23.2 dB	-28.4 dB

5.3-2 広帯域型 PBS の透過特性

本研究で提案した低屈折率材料充填導波路を用いた PBS はわずかな溝の作製誤差で最適な Δ_{trench} の値が大きく変わる。そのため、メサ幅 3 μm のときに最適な Δ_{trench} である 764 μm を中心に 550-1060 μm について 10 μm ごとに Δ_{trench} の値を変化させた PBS を作製した。両アーム間の物理長差 $\Delta L = 3.61 \mu\text{m}$ 、 m, n の値は約 9 となるよう設計した。また、3 dB カプラーとして MMI、方向性結合器を用いたものをそれぞれ作製した。透過特性の測定には狭帯域型 PBS と同様、図 5.2-6 の測定系を用いた。作製したデバイスの拡大写真を図 5.3-8 に示す。

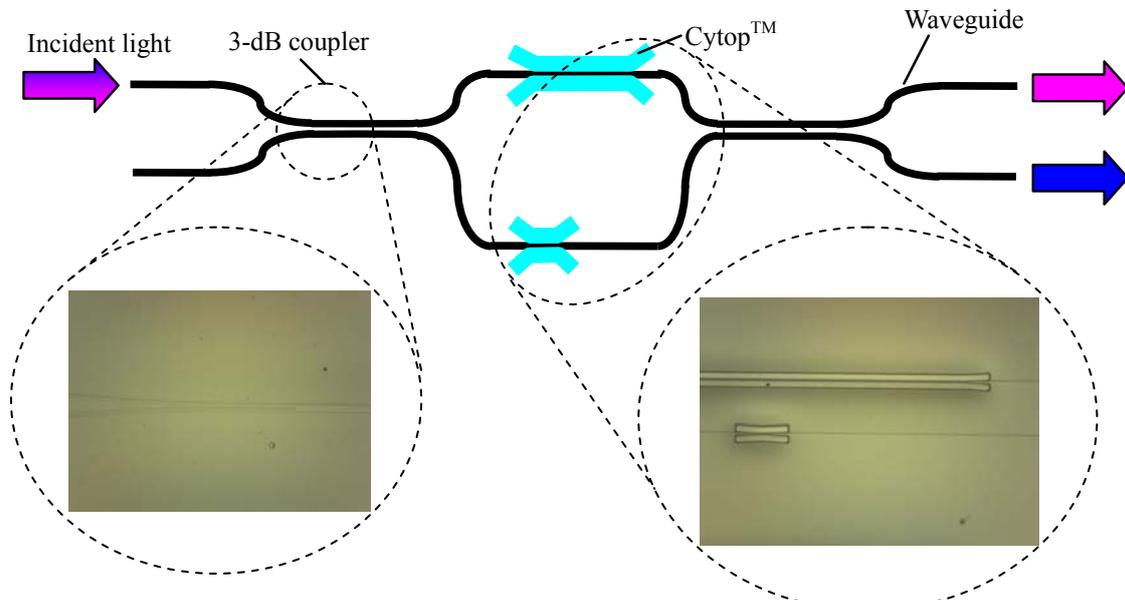


図 5.3-8 広帯域型 PBS の拡大写真(溝部、3 dB カプラー部)

最も優れた透過特性を得られた広帯域型 PBS の透過特性を図 5.3-9 に示す。また、比較のため狭帯域型 PBS の偏波消光比と比較した結果を図 5.3-9 に示す。 $\Delta_{trench} = 1060 \mu\text{m}$ 、挿入損失 $\leq 4.4 \text{ dB}$ 、最大偏波消光比はバー方向が -22.8 dB@1605 nm 、クロス方向が -20.0 dB@1535 nm 、 -10 dB 偏波消光比幅は 105 nm であった。また、良好な特性を得られたのは 3 dB カプラーに方向性結合器を用いた PBS であった。挿入損失にはシングルモードファイバとの接合損失 1.8 dB を含んでいる。図 5.3-10 から明らかなように狭帯域型 PBS と比較して最大偏波消光比が劣るものの、広い波長帯域において消光比の変化が少ないことがわかる。最大偏波消光比を多少犠牲にし、広い波長帯域を実現するという広帯域型 PBS の設計意図が反映されている。

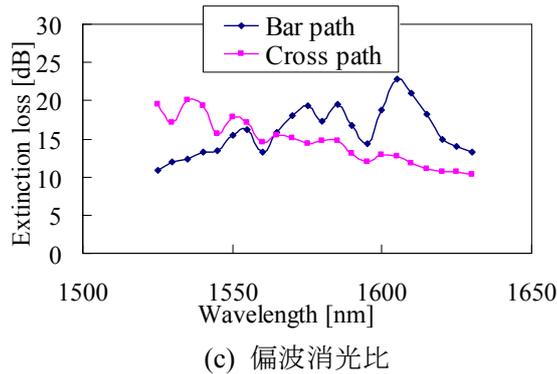
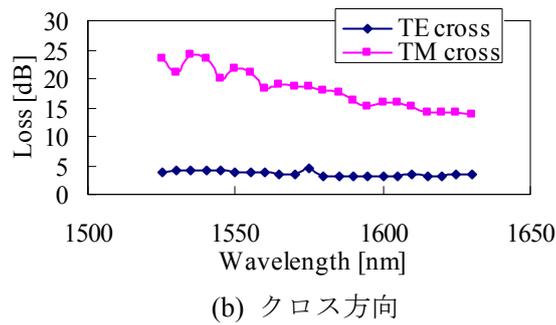
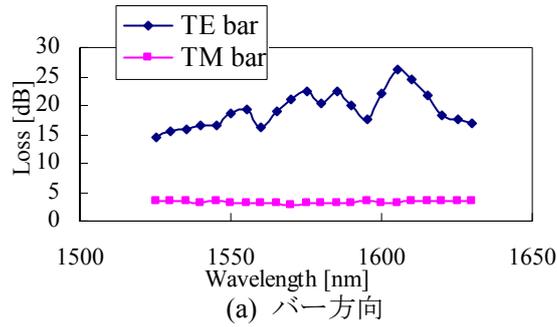


図 5.3-9 広帯域型 PBS の波長特性測定結果

(メサ幅 $3.0 \mu\text{m}$ 、 $\Delta_{\text{rench}} = 1060 \mu\text{m}$ 、3dB カプラーに方向性結合器使用)

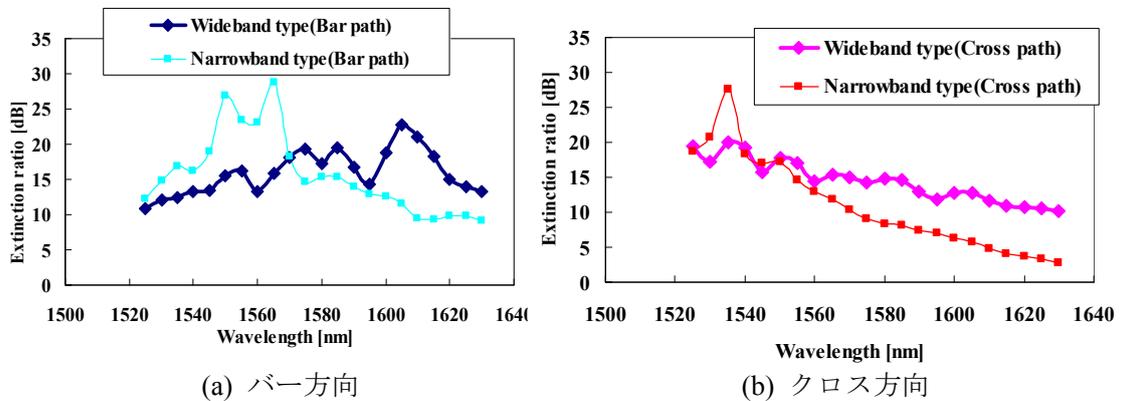
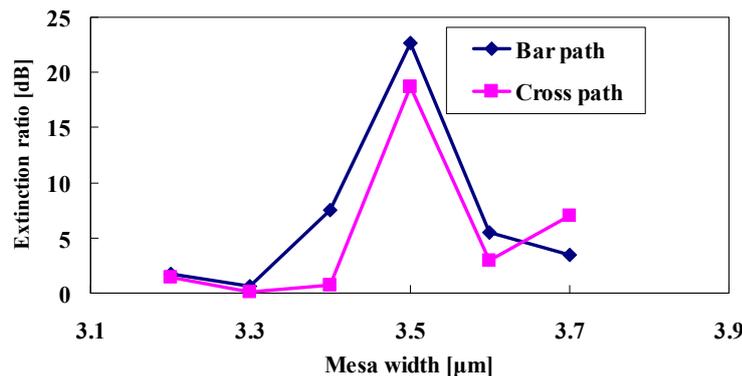


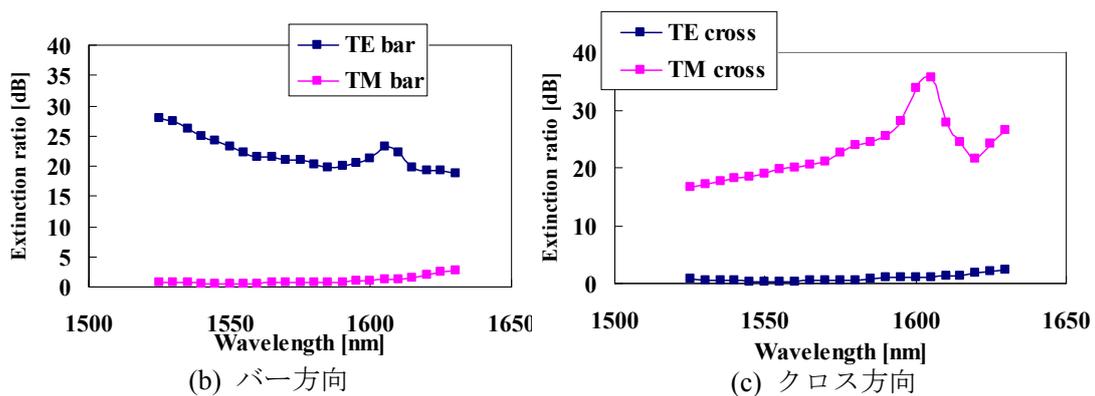
図 5.3-10 広帯域型 PBS と狭帯域型 PBS の消光比の波長依存性の比較

5.3-3 広帯域型 PBS のメサ幅作製誤差

Δ_{trench} の値がシミュレーションよりも $290 \mu\text{m}$ 長い理由について考察する。狭帯域型 PBS 同様、①メサ幅の作製誤差、②溝の垂直度、③サイトップTMの屈折率揺らぎなどが挙げられる。しかし、本研究の PBS はメサ幅の作製に高い精度が要求されるため①が支配的であると考えられる。②・③の影響を無視し、シミュレーションと作製デバイスでの Δ_{trench} の値の不一致がメサ幅の作製誤差によるものと仮定した場合、BPM シミュレーションを用いて作製した PBS のメサ幅の推定を行った。シミュレーションでは Δ_{trench} の値を作製デバイスで最も良好な特性を得られた $1060 \mu\text{m}$ に固定し、入力波長 1550 nm における偏波消光比のメサ幅依存性を図 5.3-11 (a) に示した。メサ幅が $3.5 \mu\text{m}$ のときにバー・クロス方向共に高い偏波消光比が得られることがわかる。メサ幅が $3.5 \mu\text{m}$ のときの PBS の透過特性シミュレーション結果を図 5.3-11 (b)・(c) に示した。 $1525\text{-}1630 \text{ nm}$ の広い波長帯域において -15.8 dB 以上の消光比が得られることが確認でき、作製した PBS の特性レベルに近いことがわかる。以上から本研究で作製した PBS のメサ幅は設計値から $0.5 \mu\text{m}$ 程度大きいと予想される。



(a) $\Delta_{trench} = 1060 \mu\text{m}$ 、入力波長 1550 nm のときの消光比のメサ幅依存性



(メサ幅 $3.5 \mu\text{m}$ 、 $\Delta_{trench} = 1060 \mu\text{m}$)

(メサ幅 $3.5 \mu\text{m}$ 、 $\Delta_{trench} = 1060 \mu\text{m}$)

図 5.3-11 メサ幅 $3.5 \mu\text{m}$ 、 $\Delta_{trench} = 1060 \mu\text{m}$ のときの透過特性シミュレーション結果

また、広帯域型 PBS は狭帯域型 PBS と異なり、Si 基板の石英導波路を用いているため狭帯域型 PBS に比べ、溝作製時の応力によって生じる複屈折は大きいと考えられる。本研究

において溝作製時の応力によって生じる複屈折がどの程度なのかデータがないため、影響がまったく無いとは断定できない。しかし、サイトップTM 充填導波路による複屈折の値は 10^{-3} オーダーなのに対し、応力によって生じる複屈折のオーダーは[3]より 10^{-4} 程度であると予想される。そのため、溝作製による複屈折の変化がPBSに与える影響は大きくないと考えられる。

5.3-4 広帯域型 PBS の分岐比の影響

溝の有無による挿入損失の差を考察するためにMZI、3 dB カプラーの分岐比がPBSの消光比に与える影響を考察するために方向性結合器(DC: Directional coupler)をPBSと同じウェハ内にそれぞれ作製し、その透過特性を図5.3-12に示す。

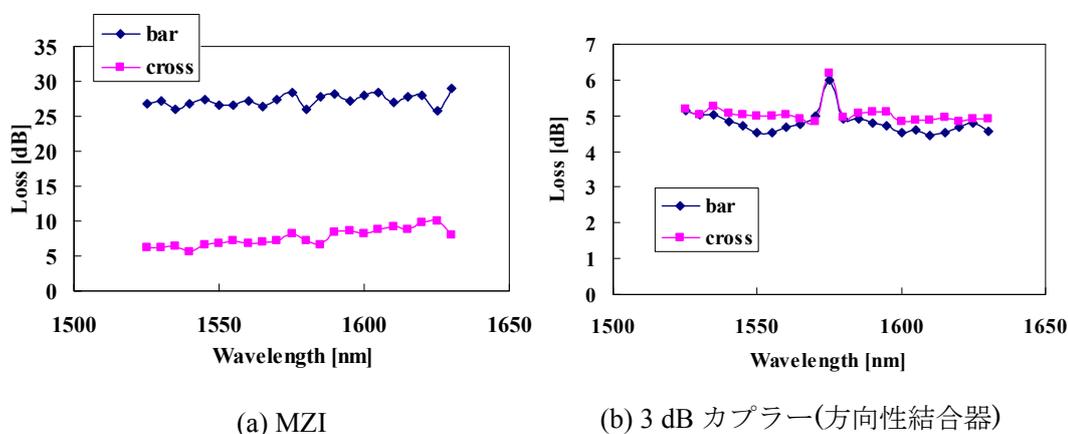


図 5.3-12 PBS と同じウェハ内に作製した MZI と 3 dB カプラーの波長特性測定結果 (TE モード)

PBS の挿入損失が 4.4 dB であるのに対し、溝が作製されていないため低損失だと予想されていた MZI の挿入損失は 10.0 dB であった。測定時のファイバアレイとデバイスのアライメント精度による測定誤差を考慮しても損失差が非常に大きいことがわかる。損失差が非常に大きいことから同一ウェハ内においても 3 dB カプラーに作製ばらつきが存在し、それが損失差となったことが予想される。測定結果からサイトップTM 充填導波路の伝搬損失を算出することは精度に問題があるため、5.2 節のように 3D BPM シミュレーションを用いて従来導波路とサイトップTM 充填導波路の伝搬損失を算出した。伝搬損失はそれぞれサイトップTM 充填導波路が 8.76×10^{-2} dB/cm、従来導波路が 3.45×10^{-5} dB/cm だった。5.2 節と伝搬損失の値が異なるのは導波路パラメータが狭帯域型と広帯域型で異なるためである。測定結果が最も良好であった Δ_{trench} が 1060 μm であるためサイトップTM 充填導波路による過剰損失は 9.29×10^{-3} dB となる。そのため、3 dB カプラーの分岐比が理想的に 1:1 だとすると理論上-29.7 dB の最大偏波消光比が得られることになる。以上より、サイトップTM 充填導波路の伝搬損失による消光比悪化の影響は僅かであると考えられる。

次に 3 dB カプラーとして用いた方向性結合器の分岐比が PBS の消光比に与える影響について考察する。図 5.3-12 (b)より作製したデバイスの分岐比が理想的な 50%からどの程度差があるかを図 5.3-13 に示す。分岐比の定義は 5.2-4 節同様、バー方向とクロス方向の出力の合計を 100%とし、総出力に対するバー方向、又は、クロス方向の出力の割合とした。そのため、カプラーによる放射損失の影響は無視している。

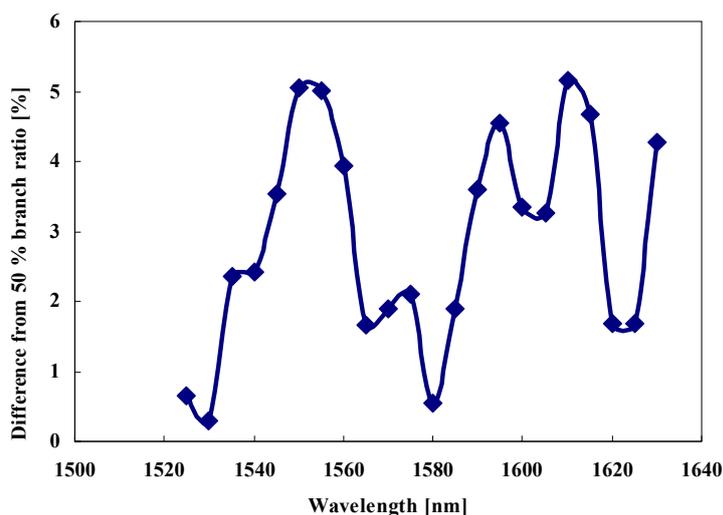


図 5.3-13 作製した方向性結合器の分岐比の波長依存性(TE モード)

測定波長によってバー方向・クロス方向の分岐比にばらつきがある。測定結果より理想的な分岐比からのずれの最大値は約 5%であった。この値を作製した 3 dB カプラーの分岐比のずれとする。3 dB カプラーの分岐比が 50%から 5%ずれたときの PBS の消光比のシミュレーション結果を図 5.3-14 に示す。狭帯域型 PBS と同様に入力側の 3 dB カプラーは理想的な分岐比を持つと仮定した。シミュレーション結果より 3 dB カプラーの分岐比のずれによる消光比の悪化の影響はないことがわかる。本研究のデバイスにおいて 3 dB カプラーの分岐比のずれは PBS の消光比悪化にほとんど寄与していないことが予想される。しかし、実際の作製デバイスでは 2 つの 3 dB カプラーの分岐比が同一とは限らない。2 つの 3 dB カプラーの分岐比のばらつきも消光比に悪影響を与える[4]。本試作においては 2 つの 3 dB カプラーの分岐比の違いを推定することは困難である。そのため、2 つの 3 dB カプラーの分岐比の違いを低減することが PBS の消光比改善にどの程度影響を有するかは断言できないが、更に PBS の消光比が向上する可能性は充分ある。

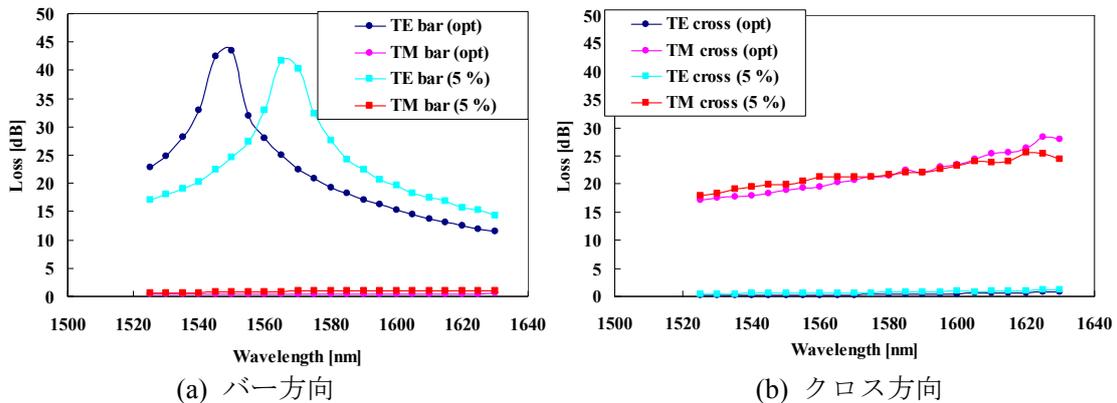


図 5.3-14 出力側 3 dB カプラー(方向性結合器)の分岐比が理想的な場合と 5%ずれたときの PBS の波長特性のシミュレーション結果

また、3 dB カプラーに MMI を用いた PBS で良好な特性が得られなかったのは MMI の場合、分岐比のばらつきが挿入損失増大に影響するためだと考えられる。図 5.3-14 に示したシミュレーションと同様に、MMI の分岐比が理想的な場合と分岐比のずれが 5%のときの PBS の透過特性のシミュレーションを図 5.3-15 に示す。波長によってばらつきはあるものの、理想的な分岐比のときと比較して PBS の挿入損失が約 3 dB 悪化している。3 dB カプラーに方向性結合器を用いた場合は、デバイスに入力された光はバー方向/クロス方向のどちらかにほぼ出力される。しかし、MMI を用いた場合はバー方向/クロス方向のどちらにも出力されず、放射損失となる光の割合が増加する。そのため、MMI を用いた PBS では挿入損失が増大し、それが消光比の悪化につながったと考えられる。

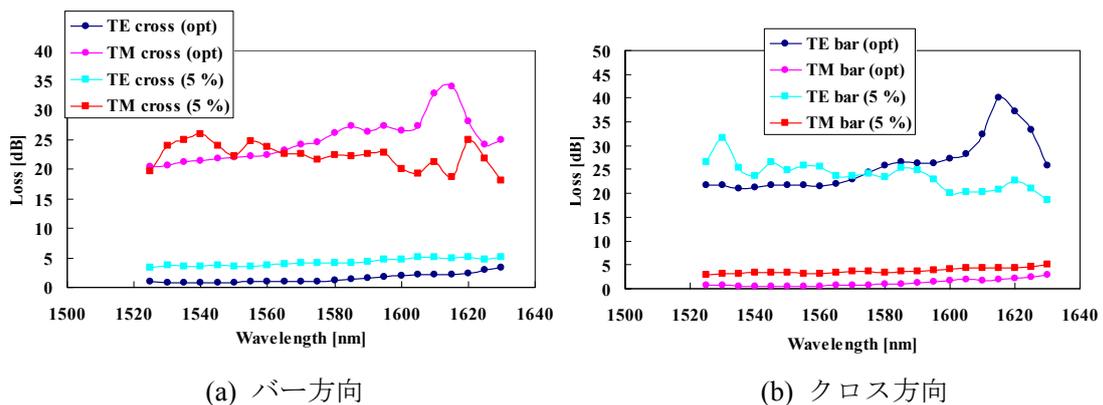


図 5.3-15 出力側 3 dB カプラー(MMI)の分岐比が理想的な場合と 5%ずれたときの PBS の波長特性のシミュレーション結果

5.4 5 章まとめ

本章では導波路型 PBS として複屈折が非常に大きい低屈折率材料充填導波路を用いた 2

種類の PBS ; 狭帯域型 PBS、広帯域型 PBS を提案・作製した。設計仕様・損失特性を表 5.4-1 にまとめた。狭帯域型 PBS は中心波長付近で高い偏波消光比を得ることができ、アーム間の溝の直線距離の差 Δ_{trench} が $535 \mu\text{m}$ において偏波消光比の -10 dB 帯域幅は 45 nm、挿入損失は < 9.0 dB、最大偏波消光比はバー方向で -28.9 dB@1565 nm、クロス方向で -27.5 dB@1535 nm であった。広帯域型 PBS は低屈折率材料充填導波路の等価屈折率の波長依存性を考慮して Δ_{trench} 、アーム間の導波路長差 ΔL を決定することで最大偏波消光比を犠牲し、消光比が得られる帯域を広げた。 $\Delta_{trench} = 1060 \mu\text{m}$ において偏波消光比の -10 dB 帯域幅は 105 nm、挿入損失は < 4.4 dB、最大偏波消光比はバー方向が -22.8 dB@1605 nm、クロス方向が -20.0 dB@1535 nm であった。2 つのタイプの PBS が偏光を分離するために必要なアーム長はテーパ長を含めて 1.5 mm 以下であり、従来の石英導波路型 PBS と比較して約 1/3 程度、SOI 導波路を用いた PBS の約 1/2 のサイズ縮小化に成功した。本章で提案した PBS の透過特性は溝の作製精度に大きく影響しており、シミュレーションと測定結果で最適な Δ_{trench} の値が異なった。そのため、シミュレーションと比較して消光比が劣化した。将来的に他の回路との集積化を実現するためには設計したパラメータで良好な特性を得られることが必須条件である。今後の課題として溝の作製精度の向上や位相誤差補正樹脂充填用溝を有する作製トレランスを持ったデバイス構造の提案などが挙げられる。上記、課題をクリアすることで -20 dB 以上の消光比を維持しながらデバイスサイズの小型化実現が期待できる。

表 5.4-1 低屈折率材料充填導波路を用いた PBS の設計仕様・損失特性まとめ

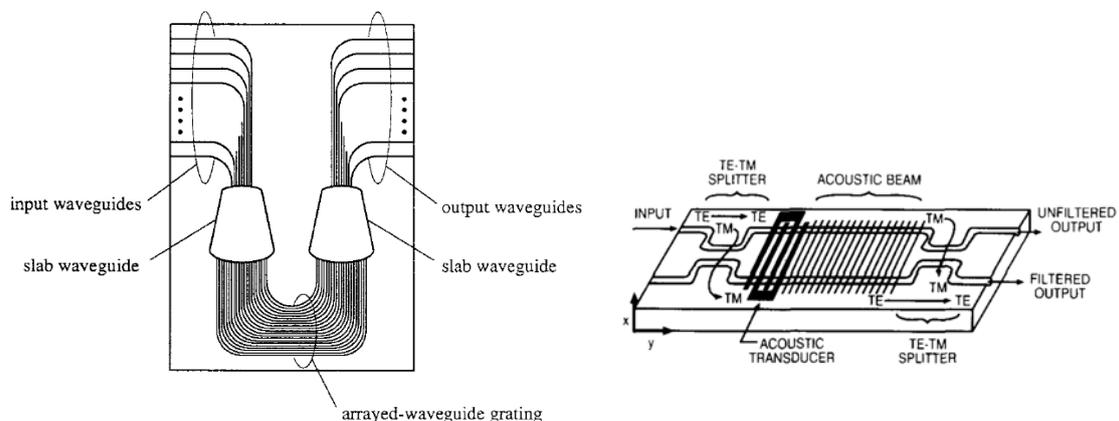
Parameter	Narrowband type PBS	Broadband type PBS
Mesa width	2.5 μm	3.0 μm
Δ	1.5 %	1.0 %
Length of Δ_{trench}	535 μm	1060 μm
3 dB coupler	MMI	DC
-10 dB extinction ratio bandwidth	45 nm	105 nm
Insertion loss	< 9.0 dB	< 4.4 dB
Maximum polarization extinction	-28.9 dB	-22.8 dB

参考文献

- [1] D-S. Ly-Gagnon, K. Katoh and K. Kikuchi, "Unrepeated optical transmission of 20 Gbit/s quadrature phase-shift keying signals over 210 km digital signal processing," *Electron. Lett.*, vol. 41, no. 4, pp. 59-60, 2005.
- [2] S. Tsukamoto, D-S. Ly-Gagnon, K. Katoh and K. Kikuchi, "Coherent demodulation of 40-Gbit/s polarization-multiplexed QPSK signals with 16-GHz spacing after 200-km transmission," OFC2005, PDP29, March, 2005.
- [3] 高橋浩、山田貴、小熊学、「PLC 技術を用いた DQPSK 用変調器と復調器」、NTT 技術ジャーナル」、2007 年 11 月。
- [4] Y. Hashizume, R. Kasahara, T. Saida, Y. Inoue and M. Okano, "Integrated polarization beam splitter using waveguide birefringence dependence on waveguide core width," *Electron. Lett.*, vol. 25, no. 25, Dec. 2001.
- [5] M. Okuno, A. Sugita, K. Jinguji, and M. Kawachi, "Birefringence control of silica waveguides on Si and its application to a polarization-beam splitter/switch," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 12, no. 4, pp.625-633, April 1994.
- [6] K. Suzuki, T. Yamada, O. Moriwaki, H. Takahashi, and M. Okuno, "Polarization-insensitive MZI switch composed of an LN phase shifter array and silica-based PLC-integrated polarization beam splitter," OFC 2008, OW17, March, 2008.
- [7] T. K. Liang and H. K. Tsang, "Integrated polarization beam splitter in high index contrast silicon-on-insulator waveguides," *IEEE, Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 2, Feb. 2005.
- [8] Chao-Yi Tai, S. H. Chang and T. C. Chiu, "Design and analysis of an ultra-compact and ultra-wideband polarization beam splitter based on coupled plasmonic waveguide arrays", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 19, no. 19, pp. 1448-1450, 2007.
- [9] Yi Shi, D. Dai and S. He, "Proposal for an ultracompact polarization-beam splitter based on a photonic-crystal-assisted multimode interference coupler," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 19, no. 11, pp. 825-827, 2007.
- [10] K. Okamoto, "Fundamentals of Optical waveguides," Second Edition, Academic Press, 2006, pp. 46-55.
- [11] K. Okamoto, "Fundamentals of Optical waveguides," Second Edition, Academic Press, 2006, pp. 195-196.

第6章 PLZT 導波路を用いた高速合分波回路

波長パスごとに Add/Drop を自由に切り替え可能な Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexer (ROADM) デバイスを利用すれば、柔軟なネットワーク構築が可能となるため長距離・アクセスネットワークのノードに適用することが期待されている。ROADM デバイスの構成は従来の AWG の波長合分波機能に可変波長機能を付与した可変波長 AWG、及び、AWG に光スイッチアレイを集積した光スイッチ集積 AWG が存在する。可変波長 AWG としては図 6.1-1 (a) に示したようにアレイ導波路部にシリコン樹脂の熱光学効果を利用した研究報告例[1]があるが、スイッチング速度が ms オーダーとなる。可変波長フィルタとして音響光学効果を利用したデバイス[2-3]もスイッチング速度は μs オーダーが限界である(図 6.1-1 (b))。また、光スイッチアレイと AWG を集積した ROADM デバイスとしては、光スイッチアレイに熱光学効果型光スイッチ[4]を利用したデバイスの報告があるが、可変波長 AWG 同様、スイッチング速度が ms オーダーに制限される。現在の 10-40 Gbit/s の高速伝送システムに対応するためには熱光学効果や音響光学効果によるスイッチングは非常に低速であり、ノード処理のバッファ容量を増やす必要が生じ、系の大型化、コスト上昇などの課題がある。そのため、高速スイッチングを実現するために、電気光学係数の大きい LiNbO_3 導波路を利用した光スイッチが提案されている[5]。ns オーダーの高速スイッチングが可能であるが、偏光依存性が大きいという欠点がある。



(a) 熱光学効果を利用した可変波長 AWG

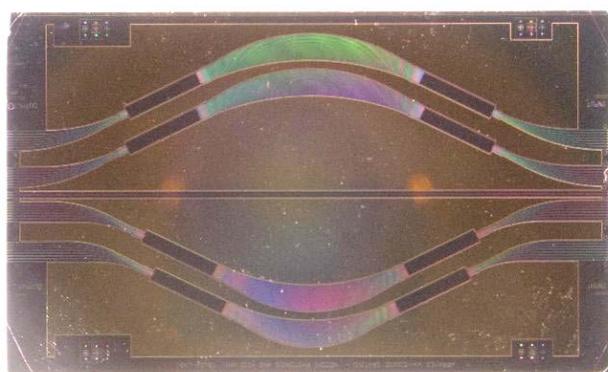
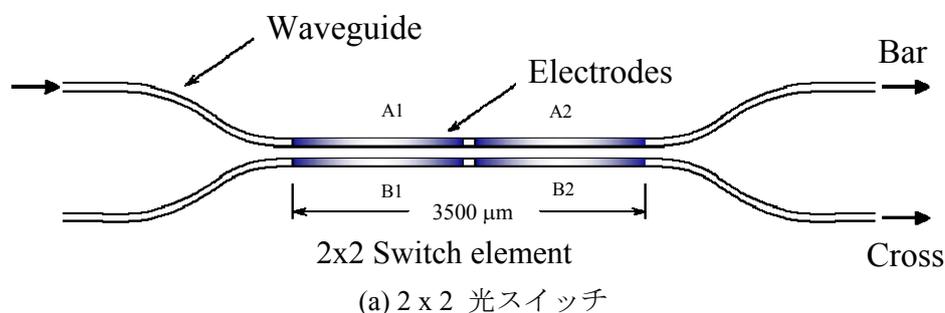
(b) 音響光学効果を利用した可変波長フィルタ

図 6.1-1 従来の可変波長フィルタ

本章では上記の課題を解決するために電気光学係数が大きく、偏光依存性も比較的小さい PLZT 導波路の特長を生かした ROADM デバイスを提案する。PLZT をスイッチング素子として採用するメリットとして以下の点が挙げられる。

- ① ns オーダーの高速スイッチングが可能
- ② 大きい屈折率変化($\Delta n = 3 \times 10^{-5} [V^{-1}]$)
- ③ 比較的低い伝搬損失(1.5 dB/cm)
- ④ 波長・偏波依存性が小さい

PLZT 導波路を用いた光回路としては図 6.1-2 のような光スイッチ素子[6]や AWG[7]がすでに作製され、良好な特性が報告されている。特に、光スイッチはスイッチング速度 2.4 ns の高速スイッチングに成功している。本章では ROADM チップとして(i) アレイ導波路部に電極構造を設けて出力ポートを変える可変波長 AWG と(ii) AWG に電極構造を有する 2 x 2 の方向結合器を集積したスイッチ集積型 AWG へ発展させ、PLZT 導波路を用いた高速光合分波回路の有益性を明らかにする。



(b) 8-ch、チャンネル間隔 500 GHz の AWG

図 6.1-2 PLZT 導波路を用いた光回路の研究例

6.1 可変波長 AWG の設計

本節では可変波長 AWG の透過波長スペクトル制御の原理、PLZT の導波路構造、AWG の設計仕様、作製デバイスの特性について言及する。

6.1-1 透過波長スペクトル制御の原理

AWG に入射した光は入力側スラブ導波路で拡散し、アレイ導波路に入射する。隣接するアレイ導波路に入射した光は、一定の光路長差を受け、出力側スラブ導波路端に集光する。

このとき、光路長差によって受ける位相差は波長毎に異なるため、集光点も波長毎に異なる。本章で述べる可変波長 AWG は、電気光学効果の大きい PLZT を光導波路に用いて、電界印加によりアレイ導波路の屈折率を変化させて、各アレイ導波路を伝搬する光の位相差を制御する。

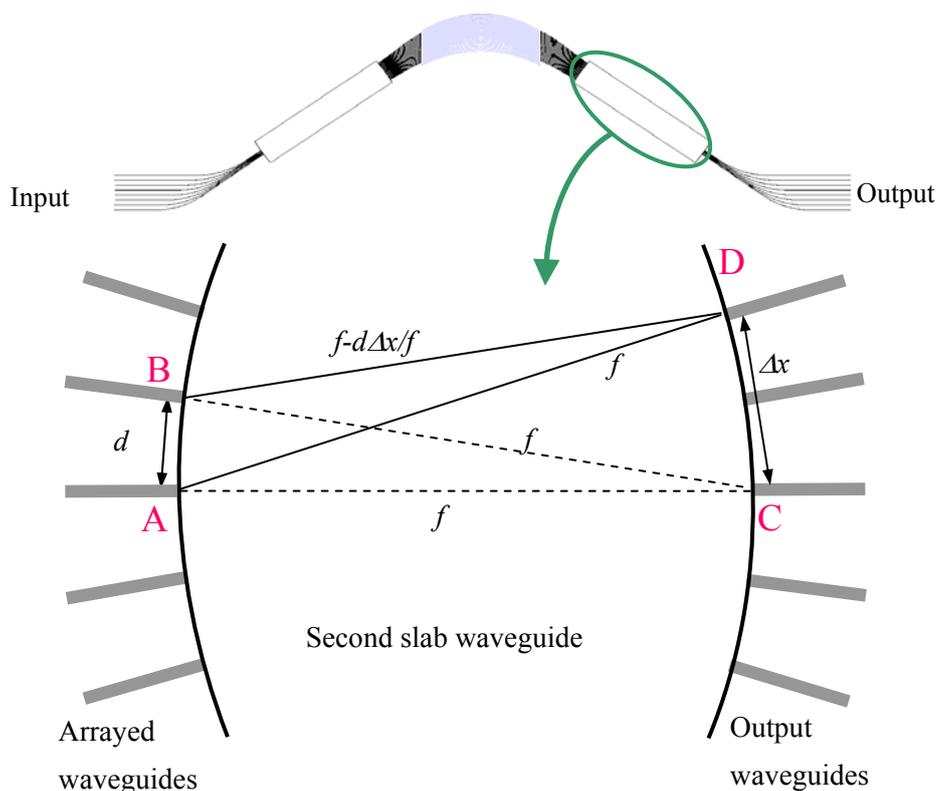


図 6.1-3 出力側スラブ導波路の概念図

透過スペクトルシフトの原理を図 6.1-3 に示す。電極部に制御電圧が印加されていない場合には、AWG の設計中心波長 λ_0 の光は点 C に集光する。一方、制御電圧が印加された場合には隣接アレイ導波路間に付加的な光路長差が生じ、集光点が点 D にシフトすると仮定する。A-D と B-D の物理的距離がそれぞれ $f, f-d\Delta x/f$ であることを考慮に入れると[8]、集光点の移動距離 Δx に関して次式が成立する。

$$\frac{2\pi n_s}{\lambda_0} \frac{d\Delta x(V)}{f} = \frac{2\pi\Delta L(V)}{\lambda_0} \quad (6-1)$$

ここで n_s はスラブ導波路の等価屈折率、 d は隣接アレイ導波路間隔、 $\Delta L(V)$ は隣接アレイ導波路間の電気光学効果による付加的な光路長差、 V は印加電圧である。(6-1)式を整理して、集光点の移動距離は

$$\Delta x(V) = \frac{\Delta L(V) f}{n_s d} \quad (6-2)$$

と表される。ここで不確定な変数は、付加的な光路長差 $\Delta L(V)$ である。 $\Delta L(V)$ を得るには電極長を一定にして制御電圧をアレイ導波路毎に独立に変化させる方法と、電極長をアレイ導

波路番号に対して線形に変化させる方法の 2 通りが考えられる。詳細は次節で述べることにする。前者を用いて説明することになると、 $\Delta L(V)$ は以下のように表される。

$$\Delta L(V) = \Delta n(V) L_{elec} \quad (6-3)$$

ただし $\Delta n(V)$ は隣接アレイ導波路間の屈折率変化、 L_{elec} は電極長である。(6-3)式を(6-2)式に代入すると、集光点の移動距離が再び導出される。

$$\Delta x(V) = \frac{\Delta n(V) L_{elec} f}{n_s d} \quad (6-2)'$$

全チャネルシフトさせるための電圧を(6-2)'式から明らかにする。全チャネルシフトということは集光点の移動距離が自由スペクトル領域と等しいということであり、これを(1-5)式に示した波長に関する形式に書き直すと

$$X_{FSR} = \frac{\lambda_0 f}{n_s d} \quad (6-4)$$

となる。全チャネルシフトに要求される電圧は、(6-2)'式と(6-4)を比較することで以下のように判明する。

$$\Delta n(V) L_{elec} = \lambda_0 \quad (6-5)$$

6.1-2 導波路構造、各種パラメータ

前節にて可変波長 AWG の透過スペクトルシフトの原理について言及した。本節では BPM シミュレーション結果から AWG の設計に必要な PLZT 導波路の各種パラメータを決定する。6.5 節の SW 集積型 AWG も本節の結果から同一の導波路構造を採用している。

(a) コア幅と最小曲げ半径

可変波長 AWG の導波路として採用した PLZT 導波路の断面図を図 6.1-4 に示す。PLZT 導波路は基板、バッファ層、導波路層、オーバークラッド層の 4 層で構成されている。コア部の導波路層がクラッド部と比較して厚くなっているリッジ導波路である。基板には半導体(Nb ドープ SrTiO₃: NST)を用いており、モード伝搬時に吸収損失の影響を無視できない。そこで、厚さ約 2.7 μm のバッファ層を挿入することで吸収損失を 0.1 dB/cm 以下に抑制している。コア部の上端からバッファ層の下端までは約 5 μm であり、コア上部に堆積した電極(上部電極)と基板(下部電極)に電圧を印加することで、電気光学効果を利用し、屈折率変調を行う。

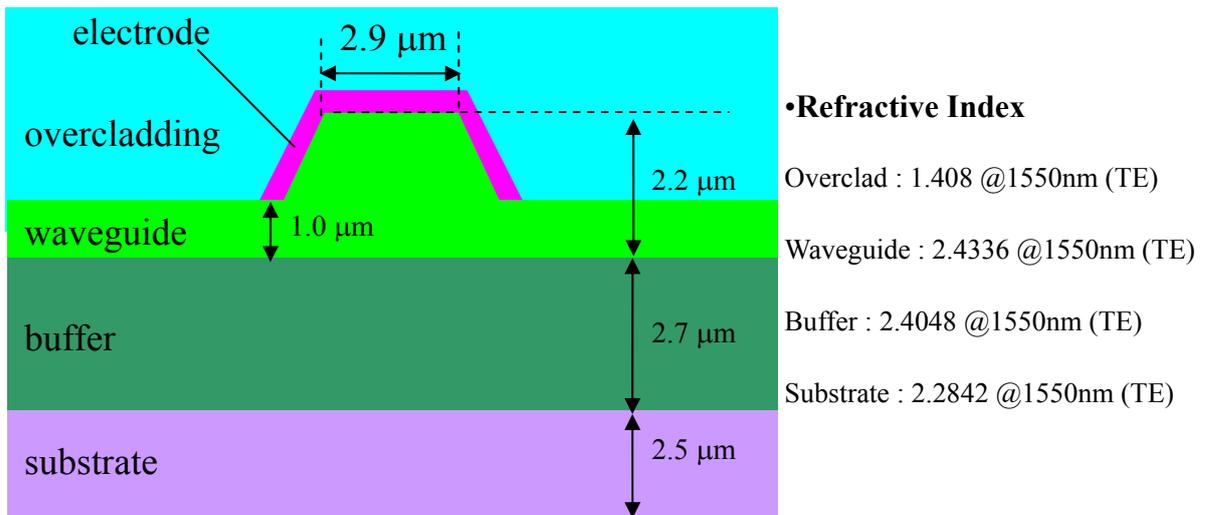


図 6.1-4 PLZT 導波路の断面図

本研究で採用した PLZT 導波路の比屈折率差 Δ は TE モードでは 0.73%、TM モードでは 0.65%であり、導波路幅は高次モードが発生せず、且つ、作製実績のある $2.9 \mu\text{m}$ とした[7]。また、最小曲げ半径は 5 mm とした。2 章の ATB、3 章の低屈折率材料充填導波路同様に等価直線導波路近似を用いて曲げ損失が 0.1 dB 以下であることも確認した(図 6.1-5)。理論的には更に曲げ半径を縮小することも可能であるが、導波路伝搬時の散乱損失の影響も考慮し、マージンを持たせた。

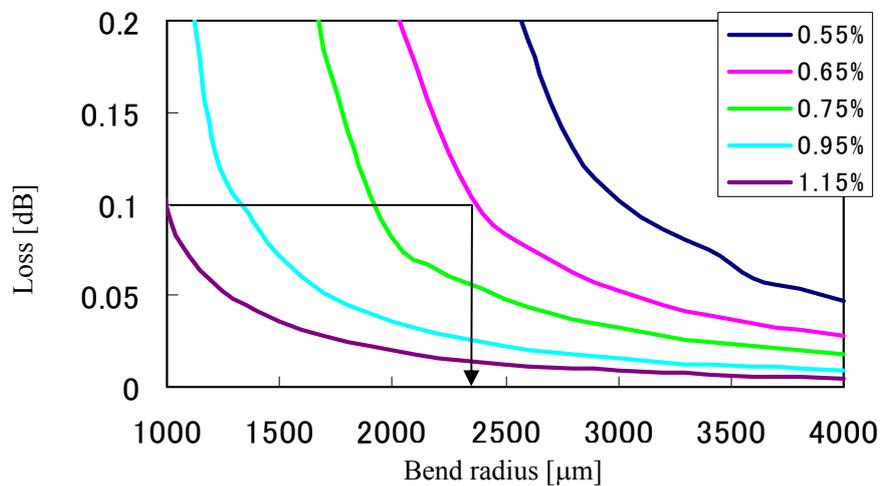


図 6.1-5 曲げ損失と比屈折率差 Δ の関係

(b) 導波路間隔の最適化

次に、隣接する導波路間隔の最適化を行った。デバイスサイズを小型化するためには隣接する導波路間距離を短くする必要がある。しかし、隣接アレイ導波路の距離が非常に短いとモード結合が発生し、各アレイ導波路の終端部において他のアレイ導波路の光(つまり

位相差の異なる光)が混合されてしまう。この現象は AWG のクロストーク劣化を引き起こすため、最小導波路間隔を決定することは AWG 設計に不可欠である。最適化には図 6.1-6 のように伝搬距離 20000 μm の平行導波路を用いた。伝搬距離 20000 μm は一般的なアレイ導波路の設計する上で十分な長さである。モード結合 -50 dB 以下を基準に導波路間距離を 16 μm とした。

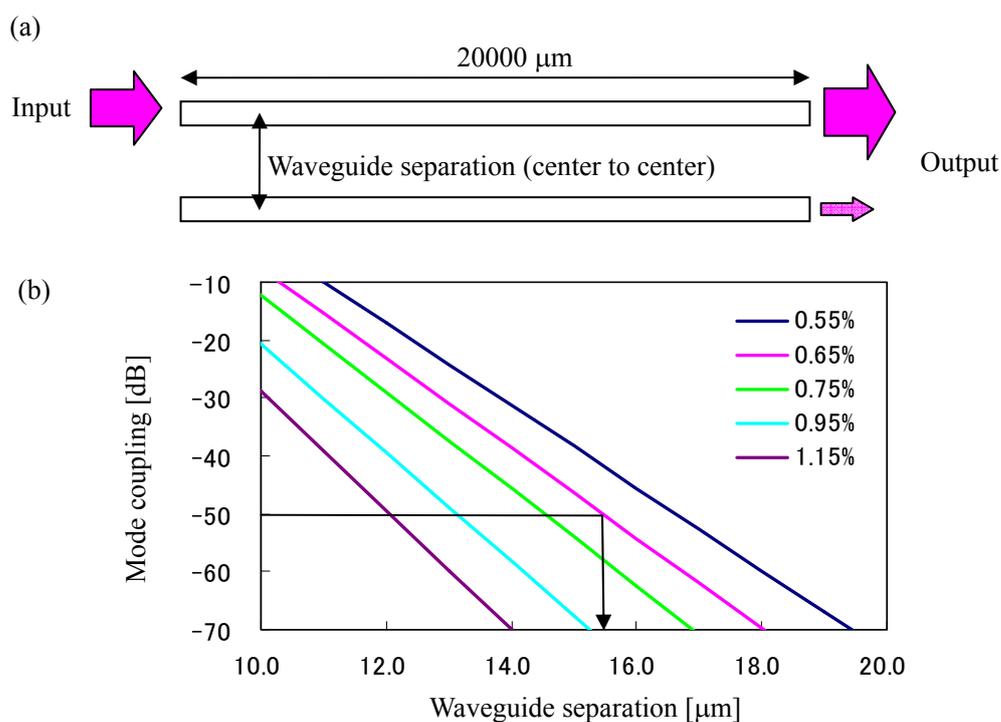


図 6.1-6 導波路間隔の最適化シミュレーション
(a) シミュレーションモデル (b) シミュレーション結果

(c) テーパー角度の最適化

AWG の入出力導波路とスラブ導波路の接続部、アレイ導波路とスラブ導波路の接続部は導波路構造が大きく変わるため、モードフィールド径の不整合による損失が生じる。損失を低減するために接合部にはテーパー導波路が配置され、モードフィールド径の変換を行う。テーパー角度が大きい程、テーパー導波路の寸法を低減できる。一方、テーパー導波路での損失やモード形状の劣化を防ぐためには小さなテーパー角度が望ましい。最適なテーパー角度を得るために図 6.1-7 (a) のようなテーパー導波路を仮定してシミュレーションを行った。シミュレーション結果を図 6.1-7 (b) に示す。シミュレーションには導波路の伝搬損失 1.5 dB/cm を考慮した。テーパー角が小さい場合には伝搬距離が長くなるため伝搬損失が支配的となる。また、テーパー角が大きい場合には高次モードの励起による損失が支配的となる。本研究では損失が最小となる 0.5° を最適なテーパー角度とした。

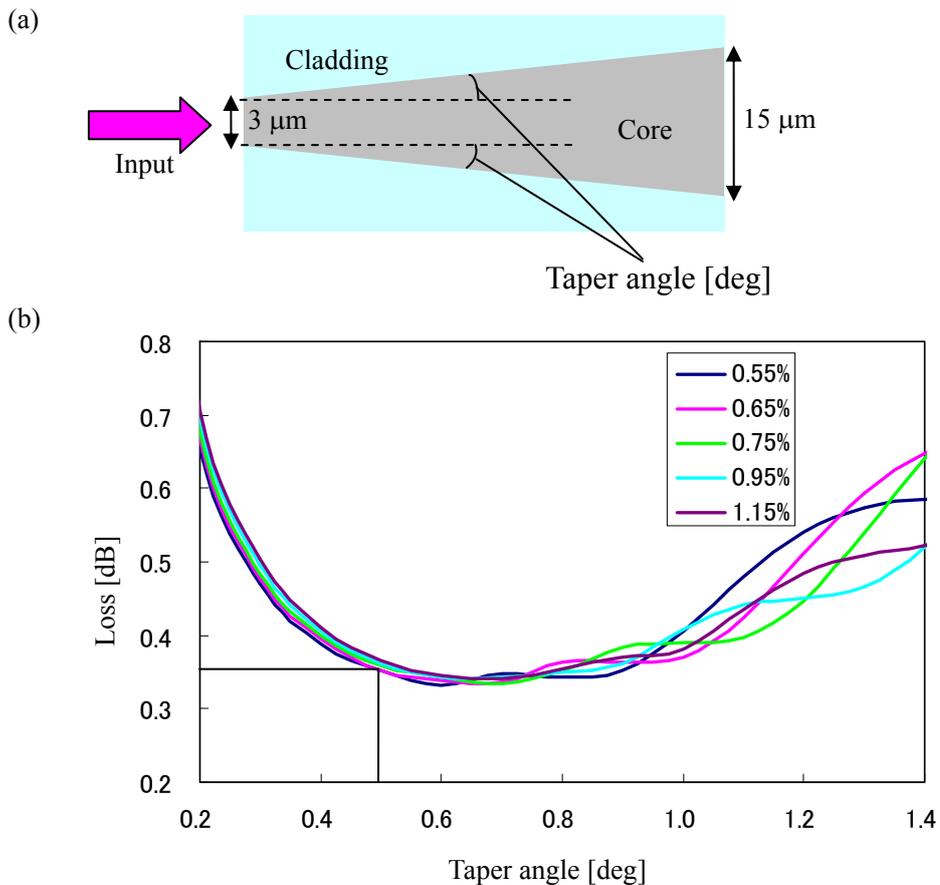


図 6.1-7 テーパー角度の最適化シミュレーション
 (a) シミュレーションモデル (b) シミュレーション結果

(d) テーパー導波路間隔の最適化

本節 6.1-2 (c)で述べたように AWG の入出力導波路とスラブ導波路の接続部、アレイ導波路とスラブ導波路の接続部には損失低減のためにテーパー導波路が用いられる。隣接導波路間の中心間距離は変わらず、導波路幅が広がるため、モード結合が生じやすいと考えられる。想定しないモード結合は位相誤差となり、AWG の特性に致命的な影響を与える。そのため、図 6.1-8 (a)のようなモデルを想定してテーパー導波路でのモード結合をシミュレーションした。スラブ導波路長を約 4000 μm とし、隣接テーパー導波路間の角度も考慮に入れている。テーパー導波路の中心間隔とモード結合の関係を図 6.1-8 (b)に示した。モード結合 -50 dB 以下を基準とすると、 $\Delta = 0.65\%$ におけるテーパー導波路の最適な導波路間中心距離は 16 μm とした。また、プロセスの制約上、図 6.1-8 (a)のように隣接する導波路間距離は 2 μm 必要となる。そのため、テーパー導波路幅は 14 μm とした。

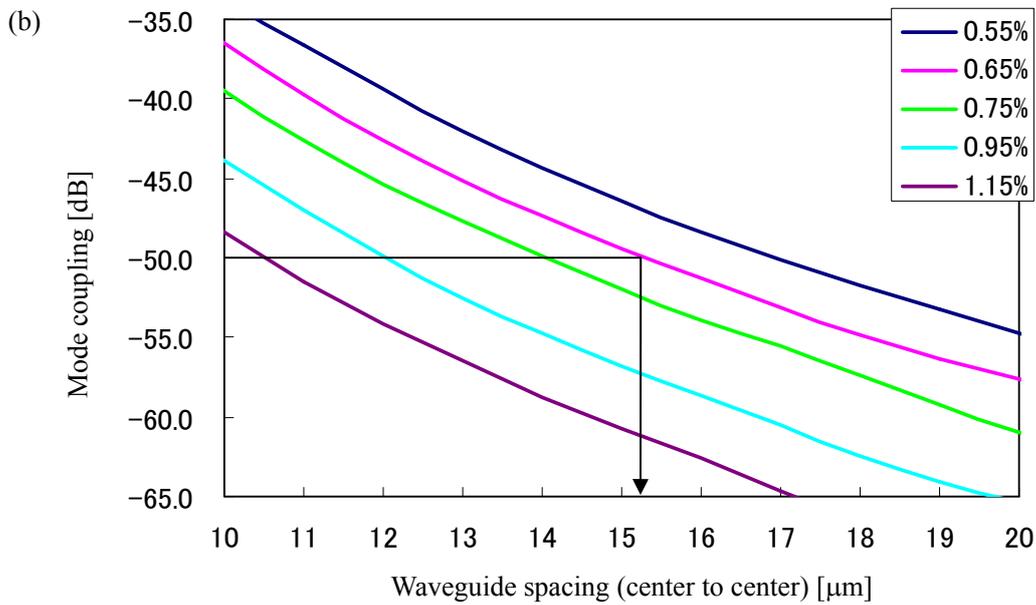
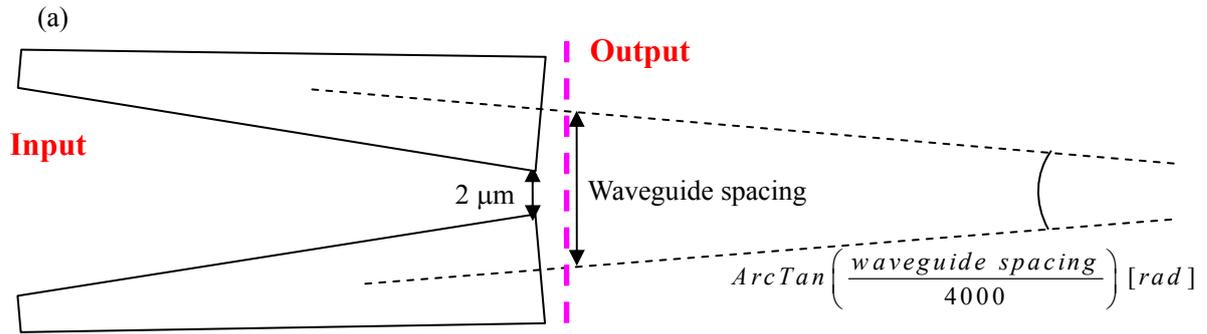


図 6.1-8 導波路間隔の最適化シミュレーション
 (a) シミュレーションモデル (b) シミュレーション結果

6.1-3 電極構造

本節では全チャンネルシフトに必要な電極長を算出することを試みる。例として、アレイ導波路 30 本の AWG において、各アレイ導波路に一定長の電極を配置したとき、印加電圧 10 V で 4 チャンネルシフトを達成するための電極長について考察する。このとき、必要とされる最大位相差は 30π である。5、6、7 チャンネルシフトについては 3、2、1 チャンネルシフトの位相差の符号を逆にすることで達成することができるため 4 チャンネルシフトが達成できれば全チャンネルシフトが可能となる。電気光学係数を r_{33} とすると、電気光学効果による屈折率変化 Δn は以下の式で表される[9]。

$$\Delta n = \frac{1}{2} n_o^3 r_{33} \frac{V}{d} \quad (6-6)$$

ここで n_o は PLZT の屈折率、 V は印加電圧、 d は導波路膜厚である。(6-6)式から位相差 $\Delta\phi$

を表す式を導くと次式となる。

$$\Delta\phi = \frac{2\pi L\Delta n}{\lambda_0} = \frac{\pi L n_o^3 r_{33} E_z}{\lambda_0} \quad (6-7)$$

ここで L は電極長である。(6-7)式に $\Delta\phi = \pi$ を代入して L について整理すると

$$L = \frac{30\lambda_0}{n_o^3 r_{33} E_z} \quad (6-8)$$

となる。PLZT 導波路に用いられる材料の電気光学係数 $r = 25 \text{ pm/V}$ 、屈折率 $n_o = 2.42$ 、印加電圧 $V = 10\text{V}$ 、導波路膜厚 $d = 5 \text{ }\mu\text{m}$ として(6-8)式を計算すると、必要とされる電極長は $66000 \text{ }\mu\text{m}$ であった。すべてのアレイ導波路に長さ約 7 cm 程度の電極が必要となり、このような AWG はチップ面積や伝搬損失が非常に大きくなるため、特性が悪化し、実現は困難である。

そこで、絶対位相差ではなく隣接するアレイ導波路の相対的な位相差を制御することにより電極長を縮小した。透過スペクトルシフトを行う際に重要なのはアレイ導波路間の相対的な位相差であり、絶対位相差ではない。位相差 2π は位相差 0 、つまり電圧無印加の状態と等価である。したがって位相 $0 \sim 2\pi$ の範囲内で電圧調整を行っても何ら問題は生じないのである。これは空間光学系で用いられてきたフレネルレンズ[10]の原理と同じである。例えば4チャンネルシフトの場合、絶対位相差($\pi, 2\pi, 3\pi, \dots, 30\pi$)と相対位相差($\pi, 0, \pi, 0, \dots$)は等価であり、どちらの場合も4チャンネル分のスペクトルシフトは生じる。同様に2チャンネルシフトでは($\pi/2, \pi, 3\pi/2, 0, \pi/2, \pi, \dots$)となり、1チャンネルシフトでは($\pi/4, \pi/2, 3\pi/4, \pi, 5\pi/4, 3\pi/2, 7\pi/4, 0, \pi/4, \pi/2, \dots$)となる(図 6.1-9)。このように、アレイ導波路間の相対的な位相差を制御することにより必要とされる電極長は約 $2200 \text{ }\mu\text{m}$ に低減される。本 AWG では駆動電圧 10 V 以下で十分に4チャンネルシフトが起こるように電極長を $3000 \text{ }\mu\text{m}$ とした。

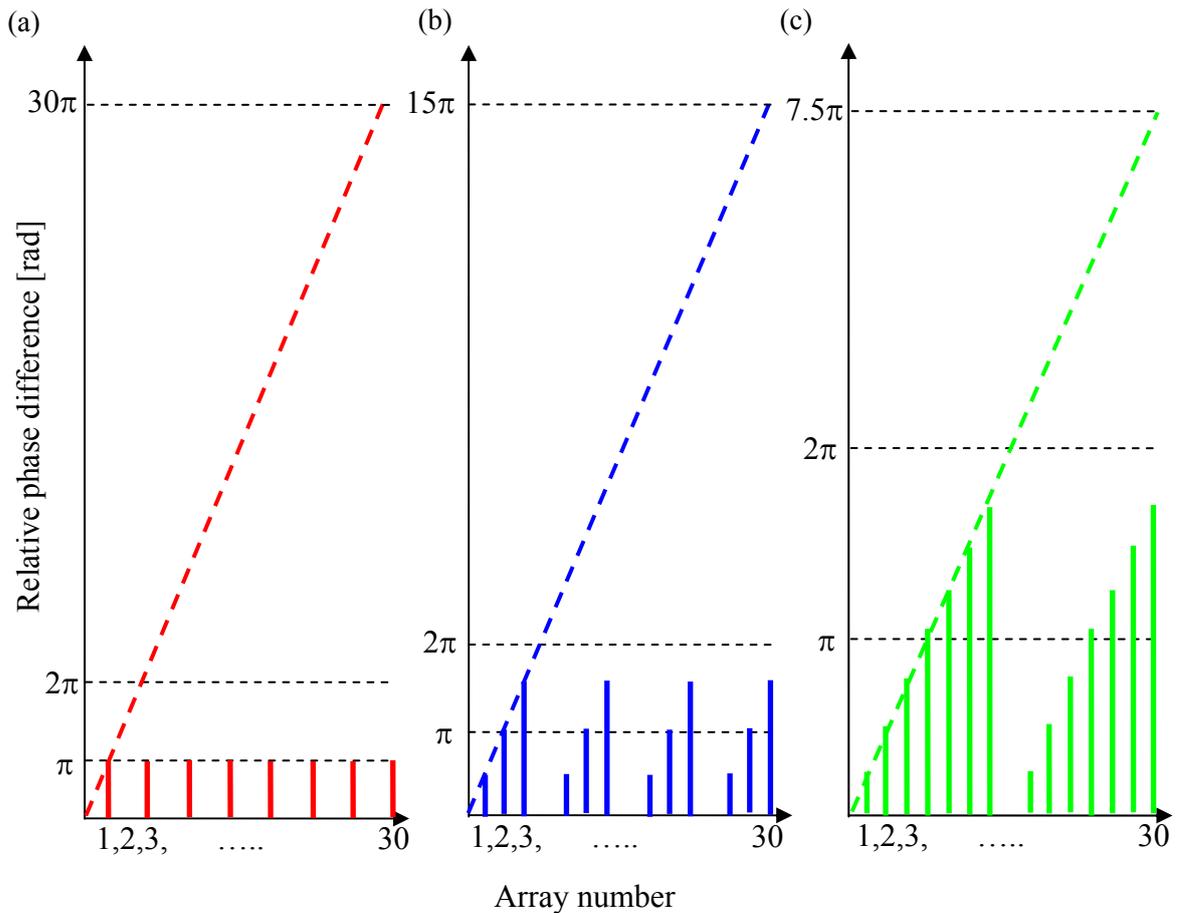
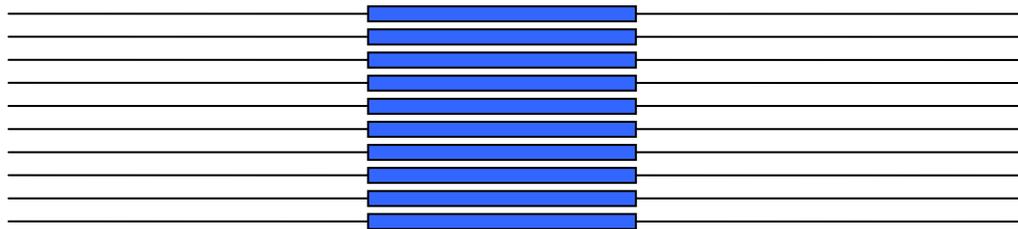


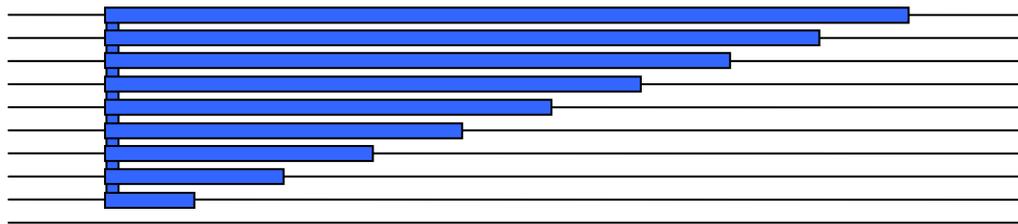
図 6.1-9 隣接アレイ導波路との位相差の概念図

(a) 4 チャンネルシフト時 (b) 2 チャンネルシフト時 (c) 1 チャンネルシフト時

また、電極の配置方法は図 6.1-10 (a)のように各アレイ導波路上に一定の電極を配置し、位相差は電圧の調整により行うものと図 6.1-10 (b)のように電極長変化が一定で全ての電極を短絡した方式が考えられる。図 6.1-10 (b)の電極配置では印加電圧が単一であり駆動系の簡素化が可能であることや、電圧に比例して透過スペクトルシフトが連続的に起こるという特徴がある。しかし、図 6.1-10 (a)と比較して電極長低減が困難であるため採用を見送った。



(a) 一定の電極長を各アレイ導波路に配置する方法



(b) 線形に電極長を変化させる方法

図 6.1-10 電極配置の例

次に電極の特性について考察する。電極の抵抗、RC 時定数、容量は応答速度に反映されるためこれらの見積もりは重要である。各アレイ導波路上に配置される幅 $4\ \mu\text{m}$ 、長さ $3000\ \mu\text{m}$ の電極について RC 時定数、抵抗の見積もりを行う。

各電極は上部電極と下部電極(基板)によって構成されるコンデンサとみなすことができ、容量の見積りが可能である。PLZT の比誘電率 ϵ_{PLZT} を 2000 とすると、容量 C_{elec} は次式のよ

$$\begin{aligned}
 C_{elec} &= \frac{\epsilon_{PLZT} \epsilon_0 L W}{d_{PLZT}} \\
 &= \frac{2000 \cdot 8.85 \times 10^{-12} \cdot 3000 \times 10^{-6} \cdot 4 \times 10^{-6}}{4.9 \times 10^{-6}} \\
 &= 43.3 [\text{pF}]
 \end{aligned}
 \tag{6-9}$$

ここで L は電極長、 W は電極幅、 d_{PLZT} は導波路膜厚である。

一方、電極部分には外部からのコンタクト用電路(トレース)およびパッドが必要となり、図 6.1-11 のように構成される。石英の比誘電率 ϵ_{silica} が 3.8 であることを考慮に入れると、これらの領域は PLZT 層と石英層のコンデンサを直列したものとみなすことができる。トレース部の面積は $10 \times 8000\ \mu\text{m}^2$ 、パッドの面積は $200 \times 200\ \mu\text{m}^2$ 、石英層の厚さ d_{silica} が $2\ \mu\text{m}$ と

して計算すると、トレースおよびパッドの容量 C_{trace} は以下のように求められる。

$$\begin{aligned}
C_{trace} &= \frac{\varepsilon_{PLZT} \varepsilon_0 S}{d_{PLZT}} \cdot \frac{\varepsilon_{silica} \varepsilon_0 S}{d_{silica}} \left/ \left(\frac{\varepsilon_{PLZT} \varepsilon_0 S}{d_{PLZT}} + \frac{\varepsilon_{silica} \varepsilon_0 S}{d_{silica}} \right) \right. \\
&= \frac{2000 \cdot 8.85 \times 10^{-12} \cdot 120000 \times 10^{-12}}{4.9 \times 10^{-6}} \cdot \frac{3.8 \cdot 8.85 \times 10^{-12} \cdot 120000 \times 10^{-12}}{2 \times 10^{-6}} \\
&= \left(\frac{2000 \cdot 8.85 \times 10^{-12} \cdot 120000 \times 10^{-12}}{4.9 \times 10^{-6}} + \frac{3.8 \cdot 8.85 \times 10^{-12} \cdot 120000 \times 10^{-12}}{2 \times 10^{-6}} \right) \quad (6-10) \\
&= 2.0 [\text{pF}]
\end{aligned}$$

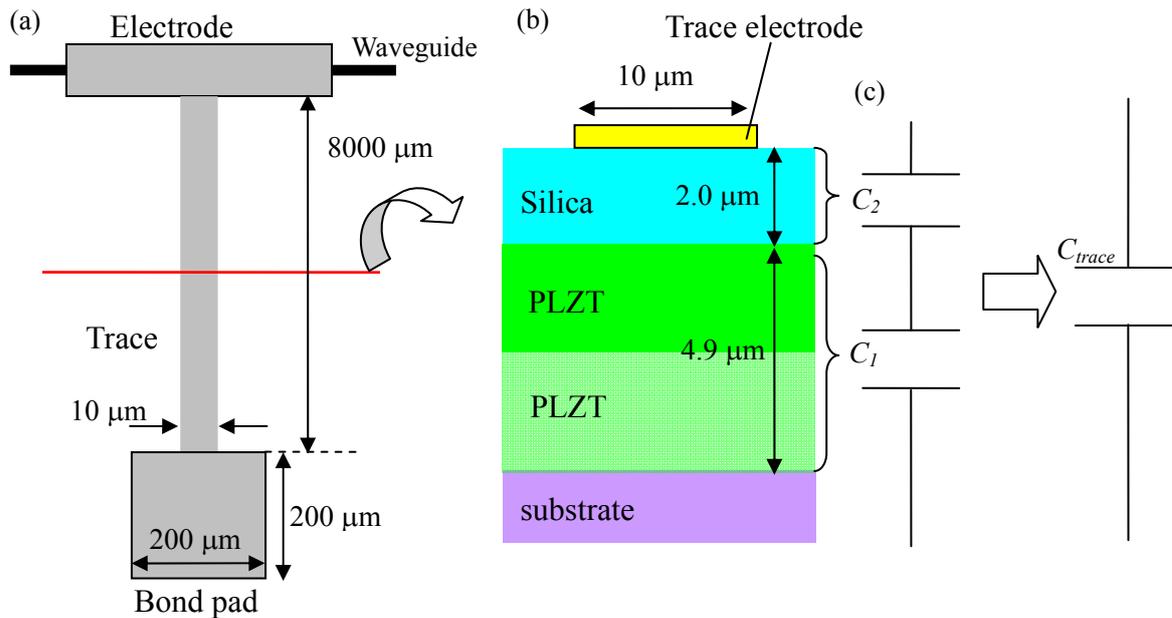


図 6.1-11 トレースとパッドのコンデンサ

(a) 基板垂直方向上面からの電極図 (b) 基板断面図 (c) 等価回路

(6-9)式、(6-10)式から、 C_{elec} と比較して C_{trace} が非常に小さいことがわかる。これは石英の比誘電率が非常に小さいことにより石英層の容量が小さく、コンデンサの合成容量が引き下げられるからである。したがってトレースとパッドによる電極全体の容量への寄与は小さい。電極1箇所におけるコンデンサの容量はアレイ上の電極のコンデンサ成分 C_{PLZT} とトレース・パッドのコンデンサ成分 C_{trace} の並列回路となるので45.3 pFである。可変波長AWGを駆動する際に各電極に50 Ωの抵抗が接続されると仮定すると、RC時定数は約2.3 nsとなる。この値から電極の特性としては高速応答が可能であると考えられ、高速変調はドライバ等の駆動系の性能に委ねられるといえる。

次に電極部の抵抗について考察する。電極は図6.1-12にあるようにAuとITOの2層を用いているが、電極の中心部と両端の間には僅かながら抵抗 R_{elec} が存在すると考えられる。この抵抗がPLZTの基板垂直方向に対する抵抗 R_{PLZT} よりも大きい場合には R_{elec} における電圧降下が無視できず、屈折率変化の不均一を生じてしまう。そこで R_{elec} 、 R_{PLZT} を見積もった。

Au の抵抗率 ρ_{Au} を $2.35 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$ 、電極幅を $1.6 \mu\text{m}$ 、電極厚さを $0.3 \mu\text{m}$ 、中心から端までの電極長を $1500 \mu\text{m}$ とすると Au の抵抗 R_{Au} は

$$R_{Au} = \rho_{Au} \cdot \frac{l_{elec}}{S_{Au}} = 2.35 \times 10^{-8} \cdot \frac{1500 \times 10^{-6}}{1.6 \times 10^{-6} \times 0.3 \times 10^{-6}} = 73 \Omega \quad (6-11)$$

となる。同様に ITO の抵抗率 ρ_{ITO} を $1.20 \times 10^{-2} \Omega\text{m}$ 、電極幅を $4.0 \mu\text{m}$ 、電極厚さを $0.9 \mu\text{m}$ 、中心から端までの電極長を $1500 \mu\text{m}$ とすると ITO の抵抗 R_{ITO} は

$$R_{ITO} = \rho_{ITO} \cdot \frac{l_{elec}}{S_{ITO}} = 1.20 \times 10^{-2} \cdot \frac{1500 \times 10^{-6}}{4 \times 10^{-6} \times 0.9 \times 10^{-6}} = 0.05 \Omega \quad (6-12)$$

となる。Au と ITO は図 6.1-12 (b) のように堆積しているため、電極全体の抵抗は Au の抵抗と ITO の抵抗の並列接続と見なせる。その結果、 $R_{elec} = 0.05 \Omega$ が得られる。また、PLZT の抵抗率を $10^{10} \Omega\text{m}$ 、チップサイズを $23 \times 8 \text{ mm}^2$ 、PLZT 層の厚さ d_{PLZT} を $4.9 \mu\text{m}$ とすると、PLZT 層全体の抵抗 R_{PLZT} は

$$R_{PLZT} = \rho_{PLZT} \cdot \frac{d_{PLZT}}{S_{PLZT}} = 1.0 \times 10^{10} \cdot \frac{4.9 \times 10^{-6}}{23 \times 8 \times 10^{-6}} = 2.72 \times 10^8 \Omega \quad (6-12)$$

となる。図 6.1-12 (c) のように 3 分割で考えると、PLZT の抵抗は抵抗値 $3R_{PLZT}$ の 3 つの抵抗が並列接続されていると等価であると考えられる。以上から $R_{PLZT} \gg R_{elec}$ が成立するため、電極の抵抗による電圧降下は無視し得るほど小さいことがわかる。

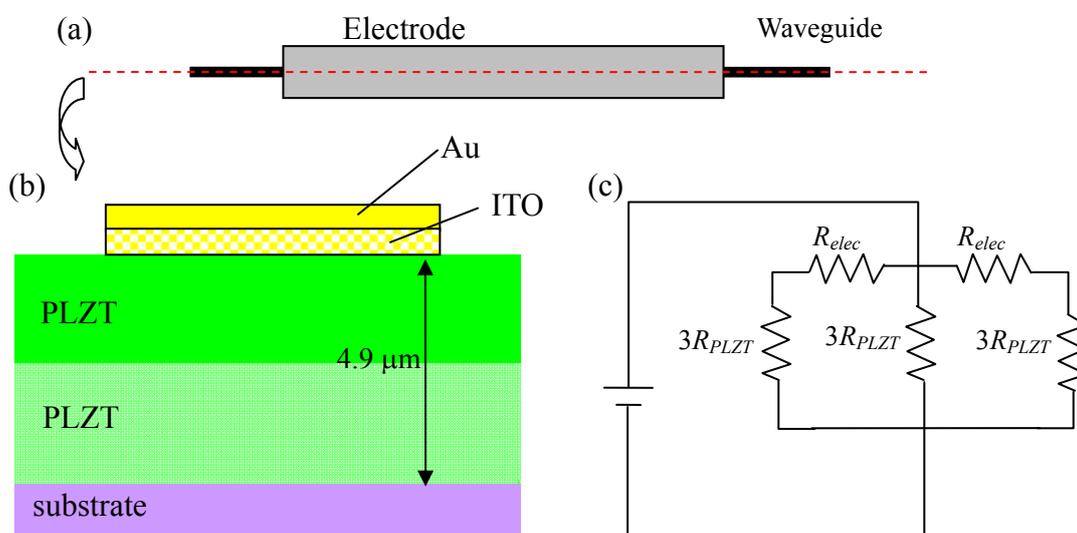


図 6.1-12 電極の抵抗 (a) 基板垂直方向上面からの電極図 (b) 電極長手方向の断面図 (c) 等価回路

以上より、チップの等価回路は図 6.1-13 のように電極の抵抗が PLZT の抵抗と比較して充分小さいため PLZT の抵抗と電極とトレース/パッドの合成コンデンサの並列回路となる。デバイス全体で見るとアレイ導波路数が 30 本なので図 6.1-13 の回路が並列接続された回路となる。

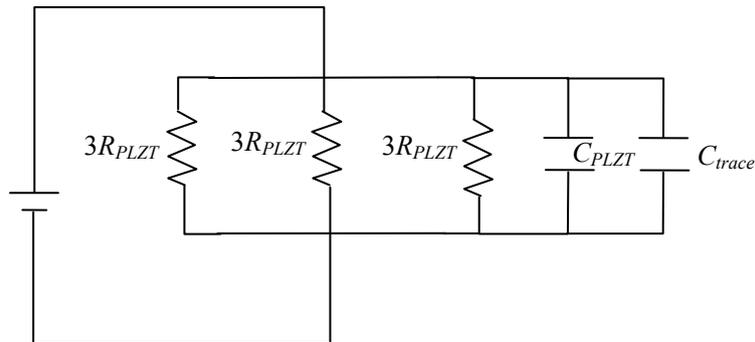


図 6.1-13 電極の等価回路図

6.1-4 設計パラメータ

可変波長 AWG にはチャンネル数 8、チャンネル間隔 500 GHz の AWG を用いた。設計パラメータを表 6.1-1 に示す。比屈折率差は TE モードに対して 0.73%、TM モードに対して 0.65% である。6.1-2 節で最適化設計を行い、最小曲げ半径 5 mm、テーパ導波路幅 14 μm 、導波路幅 2.9 μm とした。可変波長 AWG の CAD 図を図 6.1-14 に示す。

表 6.1-1 可変波長 AWG の設計パラメータ

Parameter	Value
Effective relative index difference	0.65%
Center wavelength, λ_0	1558.0 nm
Channel spacing	500 GHz
Number of channels	8
Width of waveguides	2.9 μm
Diffraction order, m	48
Path difference, ΔL	31.0 μm
Number of arrayed waveguides	30
Length of the slab waveguide	3590 μm
Minimum bending radius	5 mm
Length of an electrode	3 mm

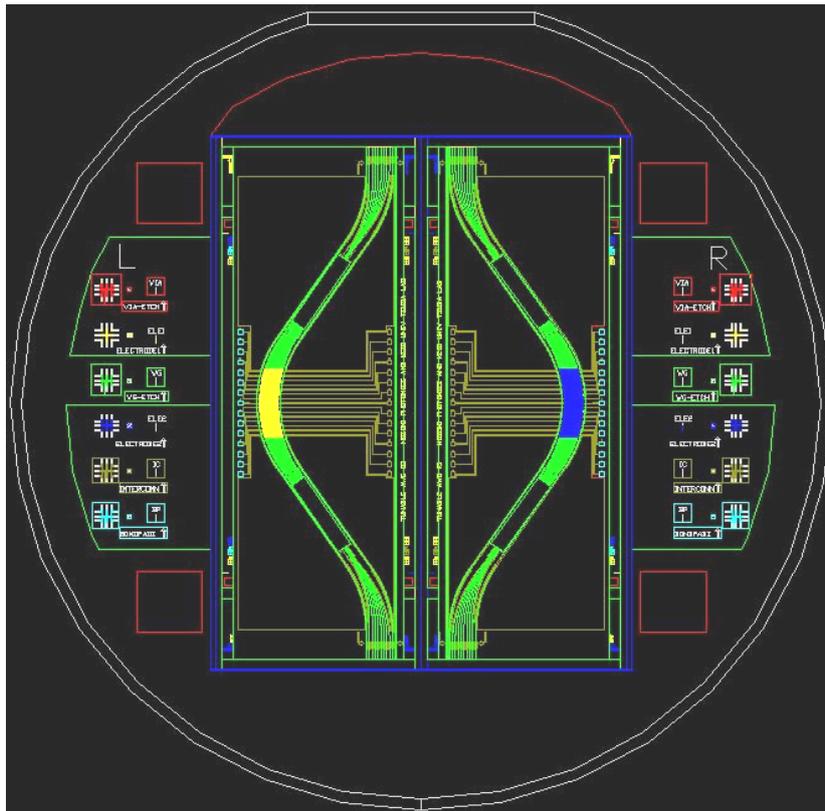


図 6.1-14 可変波長 AWG の CAD 図

作製したチップの全体像写真を図 6.1-15 (a)に、アレイ導波路とスラブ導波路の拡大写真を図 6.1-15 (b)に、電極部の拡大写真を図 6.1-15 (c)に示す。各電極に対して独立に電圧印加するためにトレース電極とボンドパッドを 30 組使用しており、ワイヤボンディングにより PCB 基板上と結線されている。

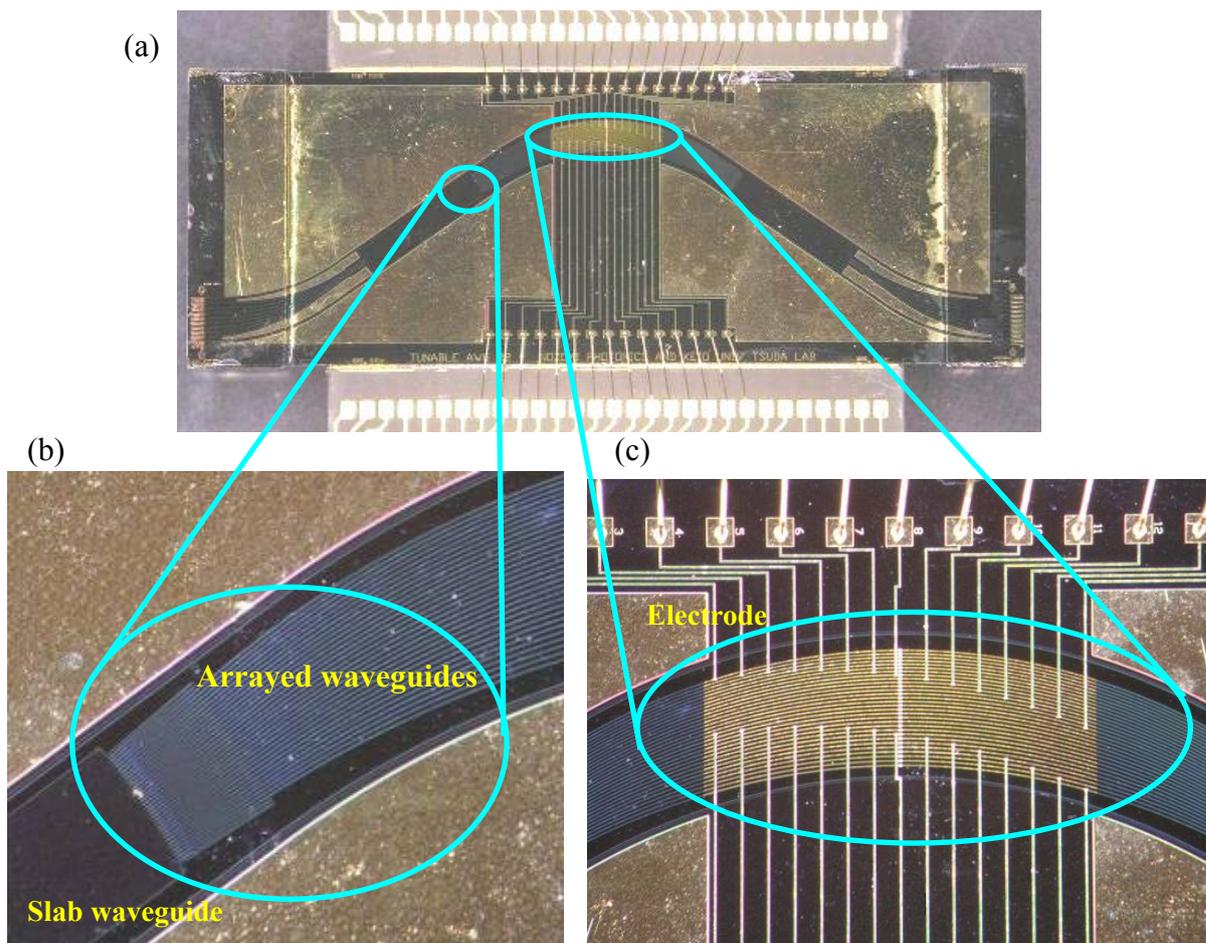


図 6.1-15 チップ写真 (a) 全体像 (b) アレイ導波路とスラブ導波路 (c) 電極

6.2 可変波長 AWG の静特性

図 6.2-1 に可変波長 AWG の受動特性を示す。測定系は本論文の 2-5 章で用いた構成・機器と同一で、可変波長光源、偏波コントローラー、ファイバデバイス調芯用導波路台、パワーメーターで構成されている。可変波長光源の入力は 1 mW とし、分解能 0.2 nm で 1525 nm から 1590 nm までの波長特性を測定した。測定結果を図 6.2-1 に示す。挿入損失 17.0 dB、隣接チャンネル間クロストーク -18.5 dB であった。損失にはシングルモードファイバとの接合損失 10 dB を含んでいない。

可変波長 AWG の偏波依存特性を図 6.2-2 に示す。中心波長付近の PDL は最大で約 5.8 dB と大きく、TM モード全体に亘って損失の周期的振動が観測されている。測定波長全体で一定周期(1.6 nm)の振動であることから、何らかの干渉が疑われる。さらに、AWG チップ内に組み込んだ直線導波路や曲げ導波路ではこのような振動は観測されなかったことから、チップ内の干渉が考えられる。屈折率 n 、長さ l の共振器を考えた時の波長 λ 付近での縦モード間隔 $\Delta\lambda$ は以下の式で表される[11]。

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda^2}{2nl} \quad (6-12)$$

測定結果より $\Delta\lambda = 1.6 \text{ nm}$ であるため、 $\lambda = 1550 \text{ nm}$ 、 $n = 2.4$ として計算すると、 $l = 310 \text{ }\mu\text{m}$ と算出される。AWG チップ内に $300 \text{ }\mu\text{m}$ 程度の擬似的共振器が形成されている可能性がある。しかしながら、以上の議論では TM モードにのみ振動が現れたことを説明できない。今後、この現象の解明が課題である。

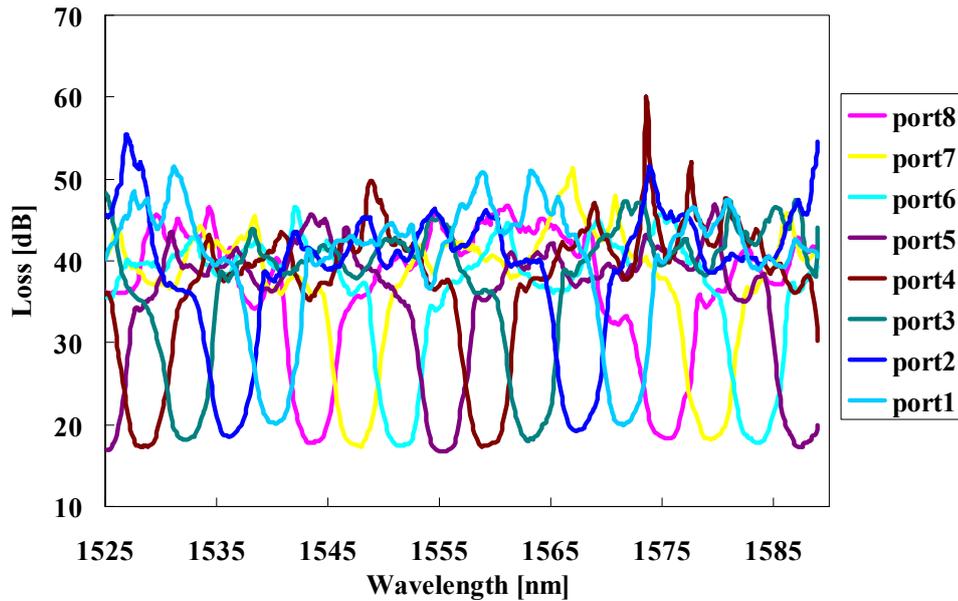


図 6.2-1 可変波長 AWG の波長特性(電圧無印加時)

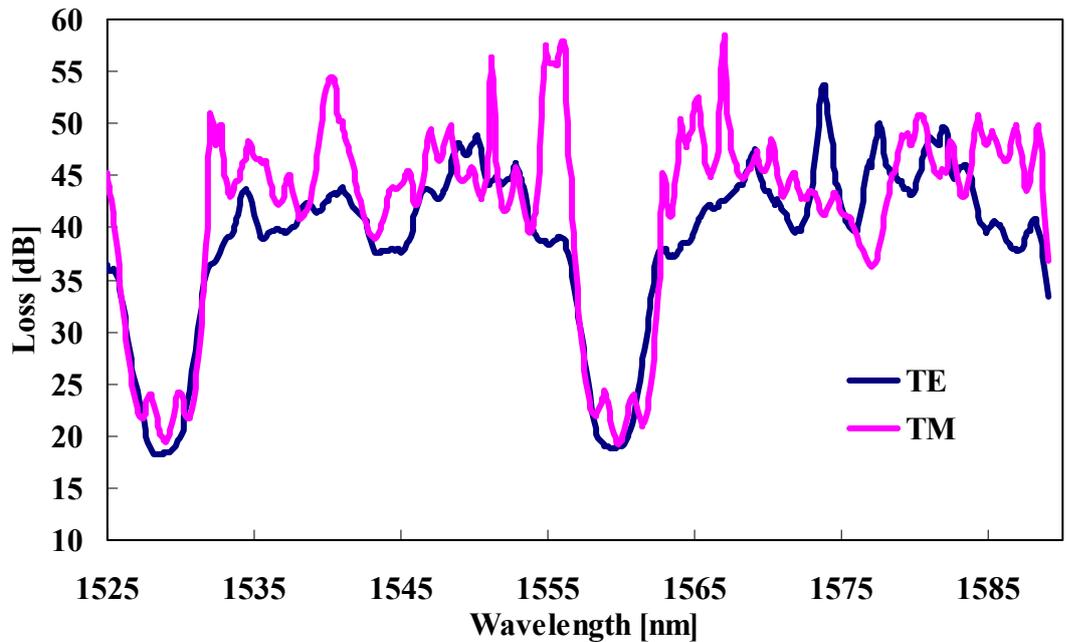


図 6.2-2 可変波長 AWG の波長特性の偏波依存性

6.3 可変波長 AWG の定電圧特性

6.3-1 可変波長 AWG の駆動電圧

可変波長 AWG に定電圧を印加し、中心波長(1558 nm)の 4 チャンネルシフトを試みた。30 本あるアレイ導波路にそれぞれ[0、 π 、0、 π 、 \dots 、 π]と位相差を付加することを目標として、[0、V、0、V、 \dots 、V]と電圧 V を定電圧源で印加した。測定系は図 6.3-1 に示す。光ファイバで接続されている可変波長光源からパワーメーターまでの構成・機器は前節の静特性の測定と同一である。30 ch の出力を持ち、最大印加可能電圧が 30 V の電圧源を可変波長 AWG のアレイ導波路部の電極に印加した。印加電圧 V を 15 V、19 V、22 V と変化させた時の波長特性を図 6.3-2 に示す。印加電圧が高くなるにつれて中心波長の損失が増加し、逆に 16 nm 離れた波長の損失が減少している様子が見られる。4 チャンネル分(16 nm)の透過スペクトルシフトが達成されたことが確認できる。しかし、理論上隣接するアレイ導波路との相対位相差 π つけるには印加電圧 10 V 以下で十分達成できるように設計したにもかかわらず、実際にチャンネルシフトに要した電圧が 22 V と倍以上であった。

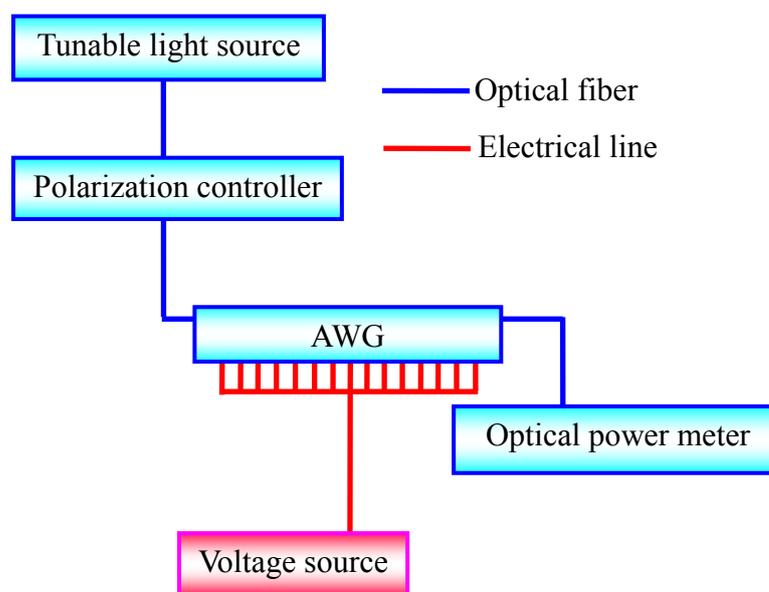


図 6.3-1 測定系概要図

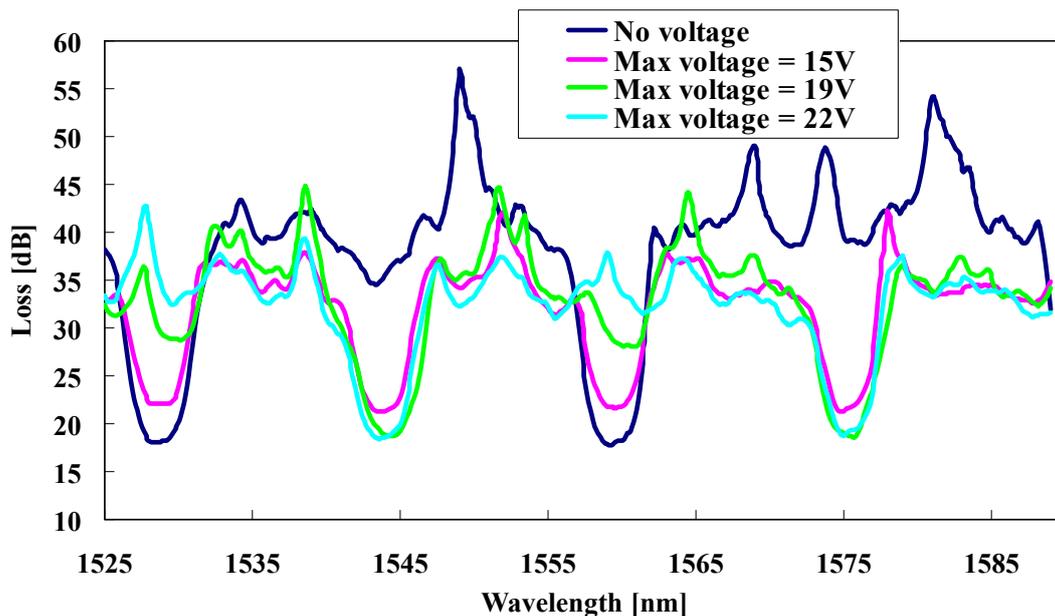


図 6.3-2 可変波長 AWG の波長特性(定電圧印加時)

6.3-2 駆動電圧増大に関する考察

前節で述べたように設計値では駆動電圧 10 V に対して実際には波長シフトには倍以上の 22 V の駆動電圧を必要とした。文献[6]にて報告された PLZT の光スイッチとの相違点として 2 点挙げられ、それが駆動電圧増大の原因として考えられる。

まず一つは、作製プロセスの変更が考えられる。上部電極には ITO と Au を用いているが、伝搬光の吸収損失が避けられない。そこで本研究では、吸収損失低減を目的として上部電極と PLZT リッジ部の間に厚さ 0.3 μm 程度の石英バッファ層を挿入した。PLZT と石英の誘電率は大きく異なるため、印加した電圧の一部が石英層に掛かってしまうと考えられる。石英層の影響を見積もるため、電界シミュレーションを行った。シミュレーション結果を図 6.3-3 に示す。シミュレーション領域として、基板から 3.8 μm の高さ(y 方向)で導波路断面の中心に対して水平方向(x 方向)に 5 μm の範囲とし、電圧 10 V を印加した。基板から 3.8 μm の高さは伝搬モードの中心位置である。石英バッファ層以外は誘電率 2000 の PLZT とした。シミュレーション結果より石英層を挿入することにより電位が低下していることが分かる。導波路に印加される電界強度低下の結果、伝搬モード全体が受ける屈折率変化が鈍化することが予想される。しかし、石英層の挿入前後で電位の変化がそれほど大きくないため石英層の挿入だけが駆動電圧増大の原因とは考えにくい。

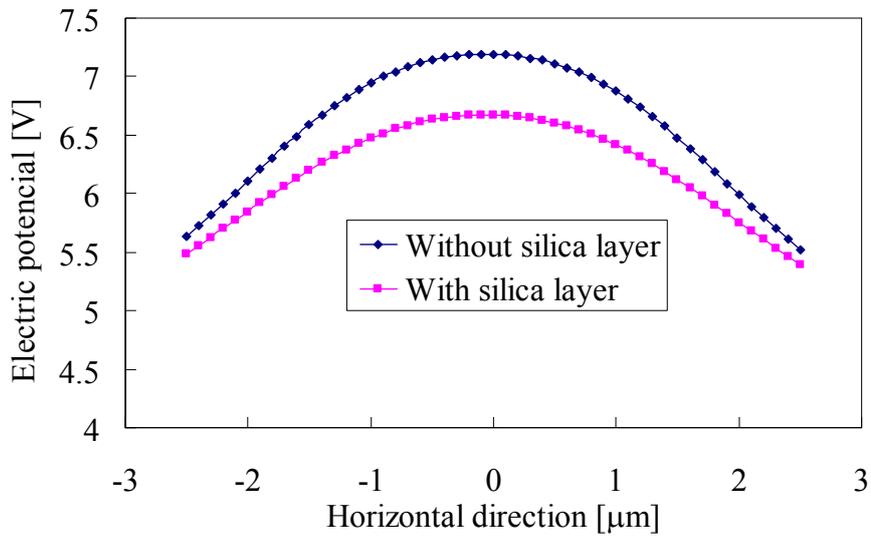


図 6.3-3 石英層挿入前後の電位分布のシミュレーション結果($x=0 \mu\text{m}$ 、 $y=3.8 \mu\text{m}$)

次に不良の原因として考えられるのは曲げ導波路上に作製された電極である。過去に報告された PLZT 導波路を用いた光スイッチ[6]は直線導波路上に電極が作製されている。しかし、本研究で作製した可変波長 AWG は曲げ導波路上に電極が作製されている。電極形状の違いによる特性への影響を考察するために可変波長 AWG のチップ上に図 6.3-4 に示すような 2 種類のマッハツェンダ型干渉導波路を作製した。

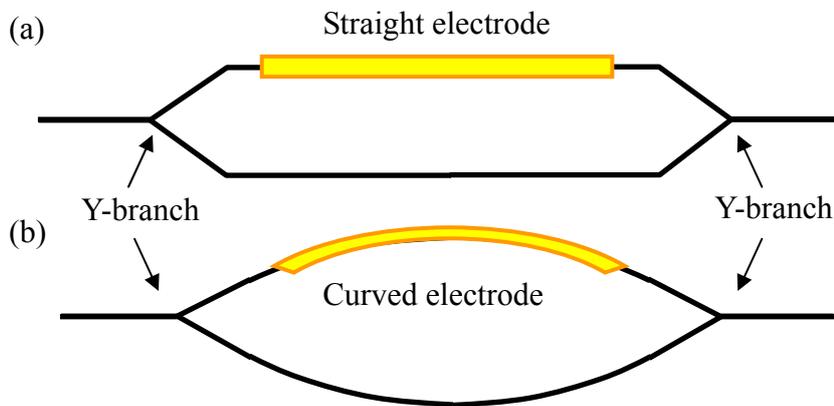


図 6.3-4 マッハツェンダ型干渉導波路の概要図 (a) 直線型 (b) 曲げ型

電極長は可変波長 AWG 同様 $3000 \mu\text{m}$ である。マッハツェンダ型干渉導波路はアーム間の位相差によって出力強度が異なる。そのため、印加電圧に応じて出力強度が変化する。この 2 種類のマッハツェンダ型干渉導波路の半波長電圧を比較することによって電極形状の違いによる影響を確かめることができる。マッハツェンダ型干渉導波路の印加電圧と損失の関係を図 6.3-5 に示す。

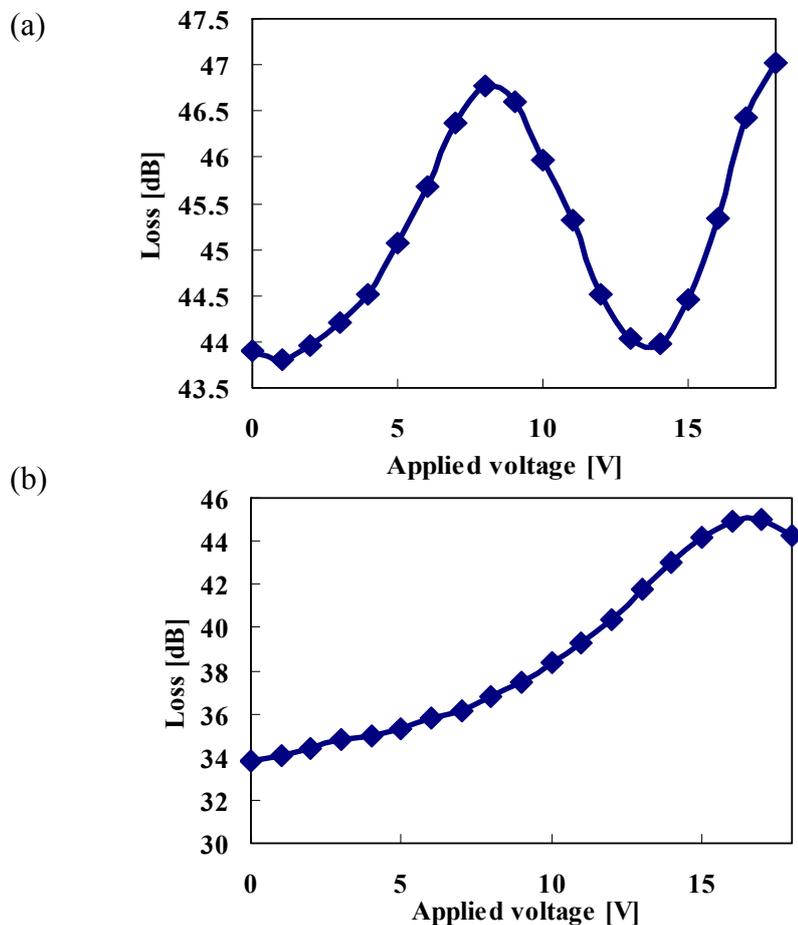
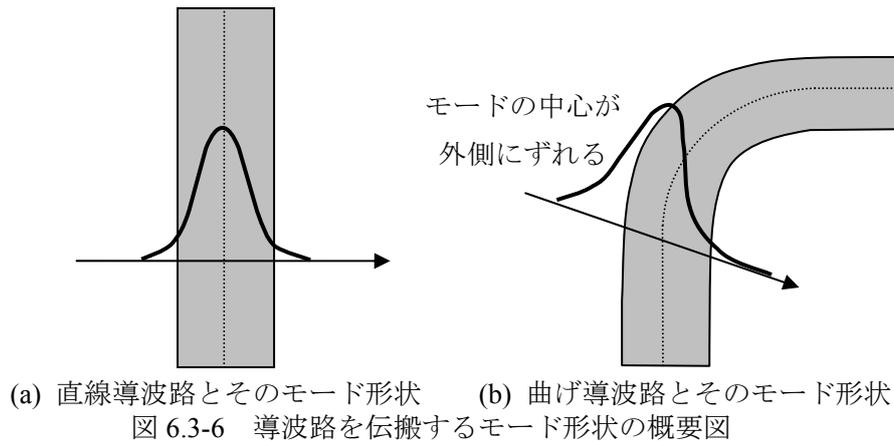


図 6.3-5 マッシュェンダ型干渉導波路の損失の印加電圧依存性

(a) 直線型 (b) 曲げ型

直線電極型のマッシュェンダ型干渉導波路ではほぼ理論どおり約 8 V の印加電圧でアーム間の位相差 π が得られたにもかかわらず、曲率を有する電極形状では半波長電圧が約 17 V であった。このことから電極形状が可変波長 AWG のスイッチング電圧の増大を引き起こしたと考えられる。導波路内を伝搬するモードの形状は図 6.3-6 に示すように導波路の状態によって異なる。曲げ導波路ではモードの中心が導波路の中心よりも外側にずれる。本研究で作製した電極は導波路と同一の幅であるため、モードの一部が電気光学効果による屈折率変化の影響を受けなかったことが考えられる。低電圧での駆動を実現するためには電極幅・電極長を増加させることや、アレイ導波路部のレイアウトを変え、直線導波路部分に電極を作製することが必要であると考えられる。ただし、曲げ構造によるモードの中心のずれは $0.5 \mu\text{m}$ 以下と小さいためスイッチ電圧増加の原因が曲げ構造のみとは考えにくい。上記の 2 点のほかに、電極の位置ずれや導波路断面の非対称といった作製誤差も電圧増加の要因として考えられる。



6.4 可変波長 AWG の動特性

スイッチ応答を測定するために図 6.4-1 (a)の実験系を用いて実験を行った。電圧駆動系は Agilent Technology 社製 8112A 50MHz パルス発生器(立ち上がり速度 5 ns)、CERNEX 社製電圧増幅器(モデル No. CBPH1U53537E、周波数帯域 1-500 MHz、ゲイン 35 dB)、そして直流電圧源から構成されており、これらは同軸ケーブルで結線されている。同軸ケーブルと各アレイ導波路を繋ぐ分岐線は約 15 cm と短く、寄生容量やインダクタンスを最小限に抑制した。可変波長光源、偏波コントローラー、導波路台は 6.3 節と同一の機器を用いた。O/E コンバーターはアンリツ社製 MP9653A(帯域 1.33 μm /1.55 μm)、デジタルオシロスコープは TEKTRONIX 社製 DPO4034(周波数帯域幅 350 MHz、最高サンプルレート 2.5 GS/s)を用いた。[0, V, 0, V, ..., V]と 2 値の変調電圧を各アレイ導波路に印加するべきであるが、本測定において使用したパルス発生器は正負の電圧を発生する。したがって、直流電圧でバイアスを付加して正電圧のみを素子に印加した。測定波長は 1558 nm に固定した。

本測定では各電極を並列に一括駆動するため、AWG は容量 44.5 pF のコンデンサを 15 個、 $2.72 \times 10^8 \Omega$ の抵抗を 15 個並列接続した回路と等価となる。つまり、容量 668 pF (= 44.5 pF x 15)のコンデンサと抵抗値 $1.81 \times 10^7 \Omega$ (= $2.72 \times 10^8 \Omega \div 15$)の抵抗の並列回路と見なされる。AWG のインピーダンスの周波数依存性を図 6.4-2 に示す。AWG 素子の容量が大きいため、数百 MHz 以上の高周波に対するインピーダンスが非常に小さくなり、回路が短絡することが懸念される。短絡を防止するため、図 6.4-1 (b)のように抵抗を配置した。この場合、電源電圧を E とすると AWG に印加される電圧は $3/5 \times E$ となる。AWG 素子の抵抗が無視されているのは $R_{PLZT} \gg 30 \Omega$ の関係が成立するためである。AWG の抵抗 R_{PLZT} はデバイスと並列接続した 30Ω と比較して非常に大きいため、合成抵抗はほぼ 30Ω と近似できる。以上より、デバイス全体の等価回路は図 6.4-1 (b)となる。

周期 150 ns、電源電圧 $\pm 6.9 \text{ V}$ 、バイアス電圧 15 V の電圧変調を電極に加えたときの入力波長 1543 nm、1559 nm においてオシロスコープで観測された波形を図 6.4-3 に示す。立ち上がり時間・立ち下がり時間ともに約 15 ns、消光比は約 11.0 dB であった。このときの RC 時

定数は

$$C \cdot \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 8.0 [ns] \quad (6-13)$$

と見積もられる。測定値は理論値よりもわずかに大きい。パルス発生器の性能や同軸ケーブルと各アレイ導波路を繋ぐ分岐線の寄生容量・インダクタンスを考慮すれば十分な応答速度であると考えられる。更なる高速化を目指すためには同軸ケーブルの距離を低減し、分岐線の寄生容量・インダクタンスを低減する。又は、トレース・パッド下の石英層を厚くし、電極の寄生容量を低減させることが課題となる。電圧増幅器の性能上、各アレイ導波路における電位差は約 14 V 程度であったが、より大きな電位差を与えることで消光比は改善されることが考えられる。

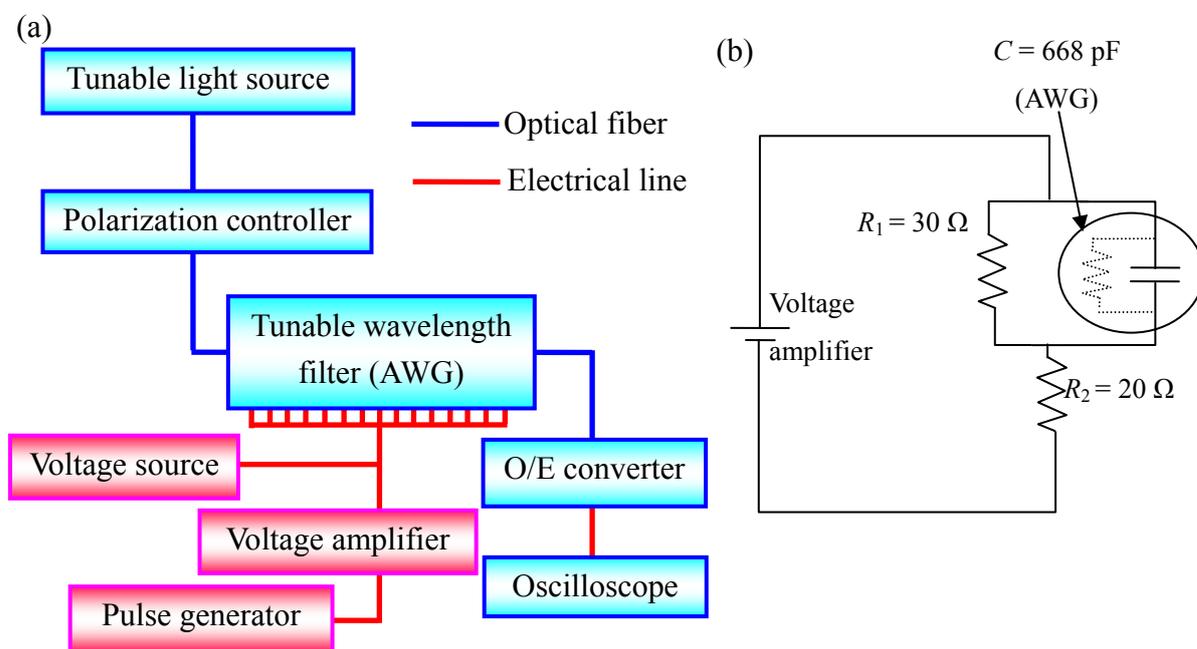


図 6.4-1 測定系 (a) ブロック図 (b) 抵抗配線図

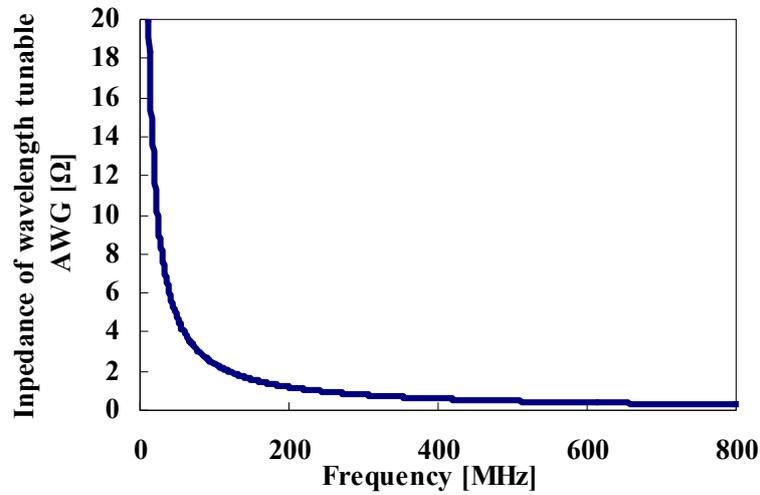


図 6.4-2 可変波長 AWG のインピーダンスの周波数特性

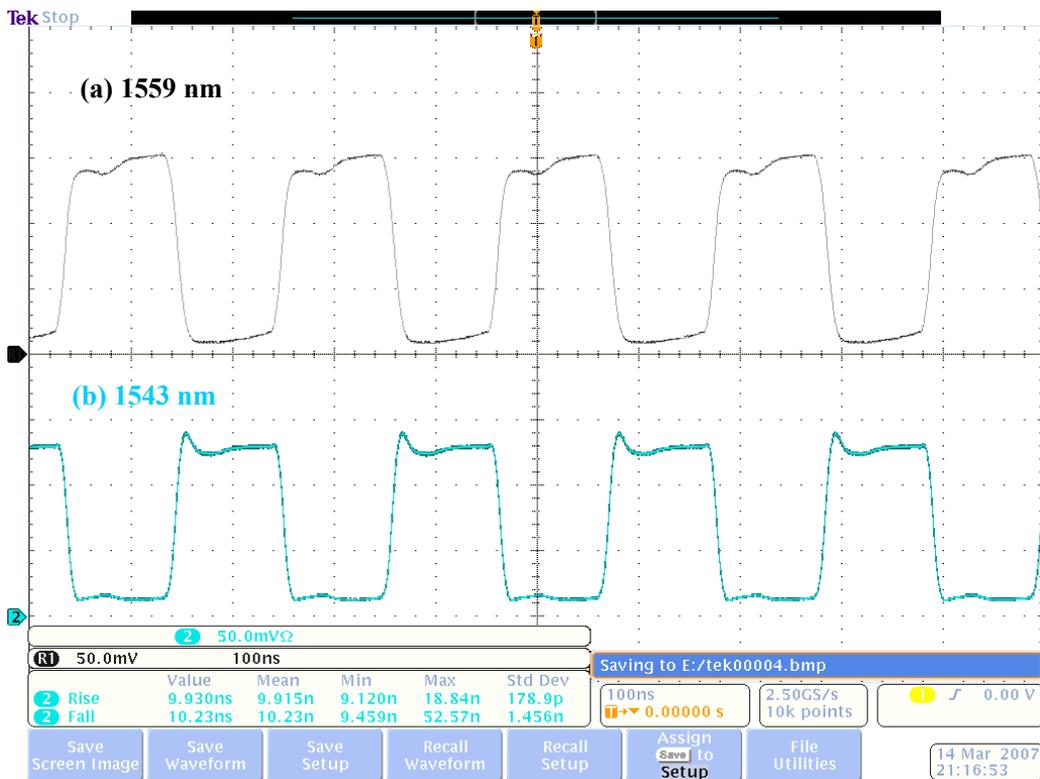


図 6.4-3 オシロスコープ波形 (a) 入力波長 1559 nm (b) 入力波長 1543 nm

6.5 SW 集積型 AWG

ROADM チップとして代表的な構造が 2 つ AWG の間に 2×2 の光スイッチを集積化した光回路である。前節の可変波長 AWG は全チャネルにおいて出力ポートがシフトするため Add/Drop する波長の選択性が乏しい。しかし、2 つの AWG と 2×2 光スイッチで構成され

る ROADM チップはまず入力側 AWG にて波長毎に分波する。各出力ポートに集積化された 2×2 光スイッチの印加電圧をスイッチ毎に調整し、Add/Drop する波長を選択し、出力側の AWG にて再度合波する。以上より、全チャンネルにおいて自由に Add/Drop する波長を選択することが可能となるためより柔軟性の高いネットワークの構築ができる。PLZT 導波路を用いた ROADM チップを作製するに当たり高速スイッチング可能な 2×2 方向性結合器[6]、8-ch、500 GHz チャンネル間隔の AWG の作製[7]にそれぞれ成功している。本節では次のステップとして電気光学効果を用いた 2×2 方向性結合器を集積した AWG について述べる。

6.5-1 設計パラメータ

SW 集積型 AWG の概要図、チップ写真をそれぞれ図 6.5-1、図 6.5-2 に示す。また、チップの設計仕様を表 6.5-1 にまとめる。本節で作製したデバイスは 8-ch、500 GHz チャンネル間隔の AWG と 8-ch の 2×2 スイッチアレイで構成されている。前節の可変波長 AWG とは異なり、AWG のアレイ導波路部分には電極を作製せず、 2×2 スイッチに電極を作製し、出力ポートの切り替えを行う。

AWG によって波長ごとに分離された光はスイッチアレイを伝搬する。印加電圧を各スイッチで調整することで Add/Drop する波長を選択することができる。本研究で作製した SW 集積型 AWG は AWG で分波された光をそれぞれのスイッチで高速に制御できることを確認するため入力ポートの片側だけが AWG の出力ポートと接続された構造になっている。

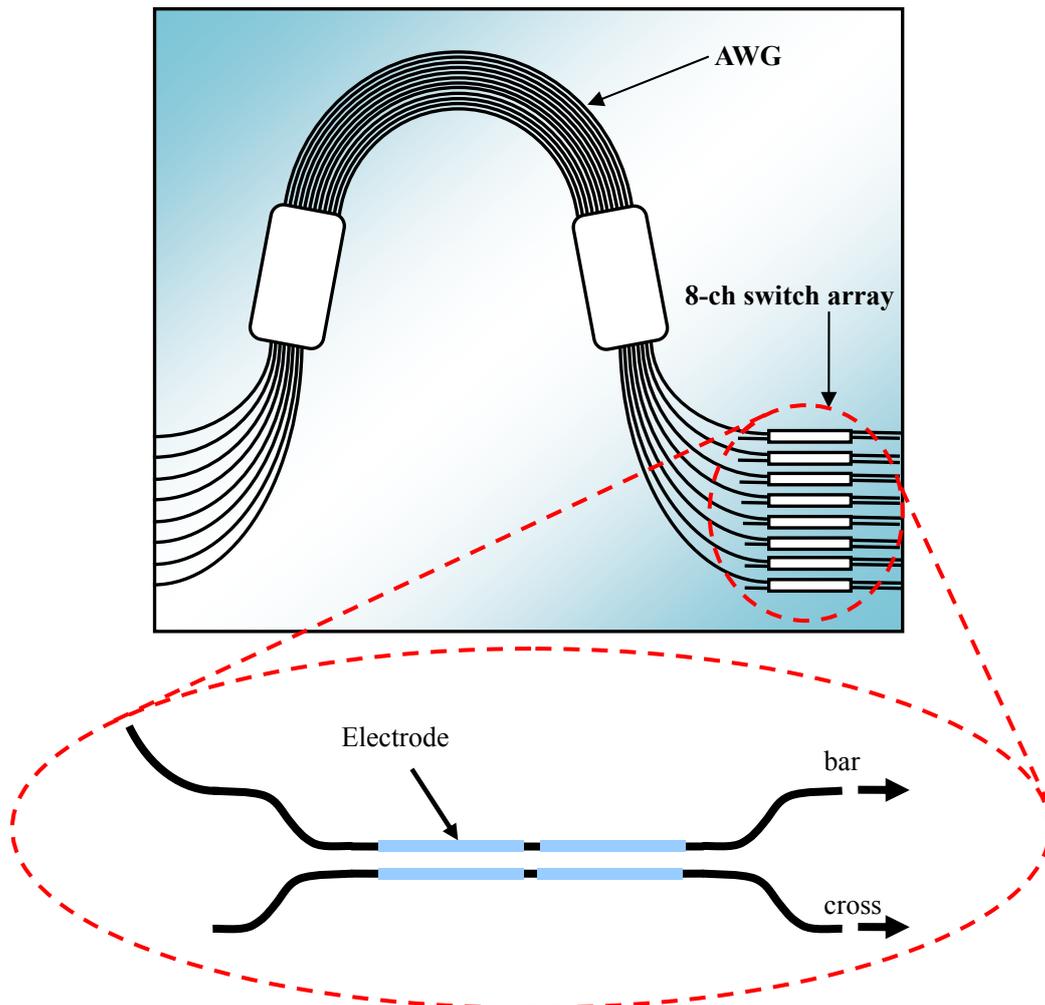


図 6.5-1 SW 集積型 AWG の概要図

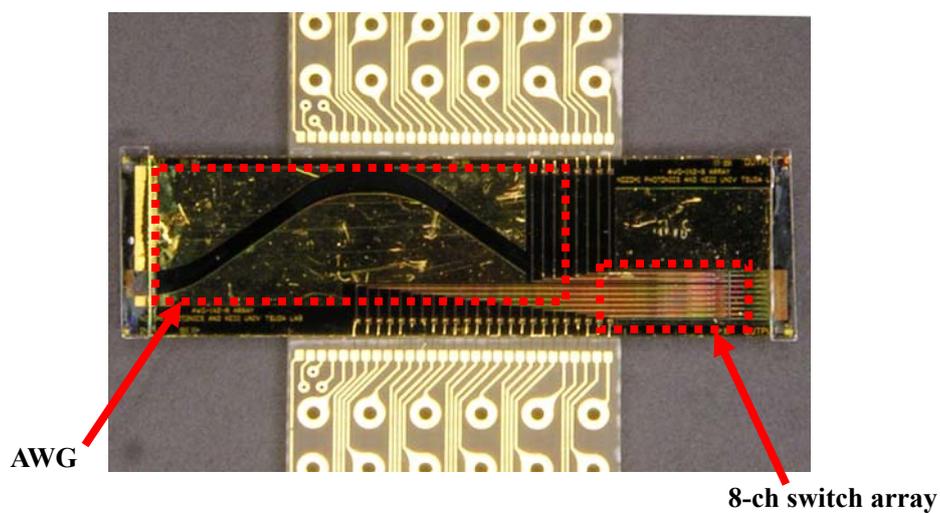


図 6.5-2 SW 集積型 AWG のチップ写真

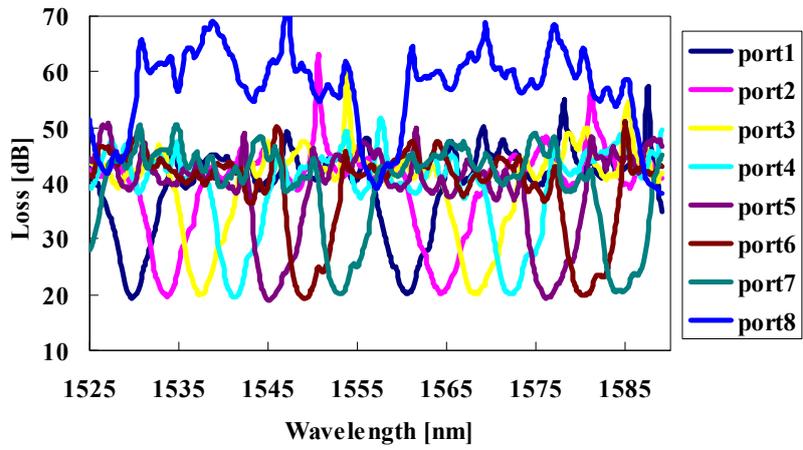
表 6.5-1 SW 集積型 AWG の設計仕様

Parameter	Value
Core width	3.0 μm
Effective relative index difference, Δ	0.65%
Center wavelength, λ_0	1550.0 nm
Channel spacing	500 GHz
Number of channels	8
Diffraction order, m	48
Path difference, ΔL	30.8 μm
Number of arrayed waveguides	30
Length of the slab waveguide	3643 μm
Minimum bending radius	5 mm
Length of electrode	3920 μm

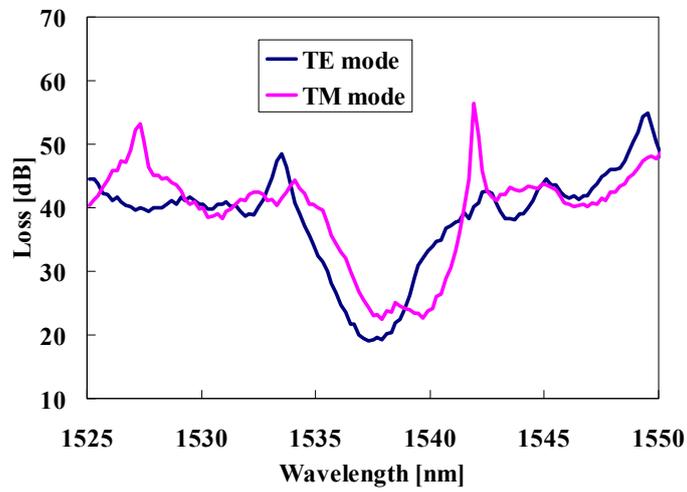
6.6 SW 集積型 AWG の静特性

AWG の特性を評価するためにスイッチの電極に電圧を印加しない状態での透過特性を測定した。測定系は 6.2 節と同一である。測定結果を図 6.6-1 に示す。最小損失は 19 dB、隣接チャンネルクロストークは -19.7 dB、PDL は 3.5 dB であった。可変波長 AWG 同様、損失はシングルモードファイバとの接合損失 10 dB は含まれていない。可変波長 AWG と比較して損失レベルがやや高い。これは 2 x 2 スイッチを集積したためだと考えられる。

また、port 8 は他のポートに比べ、特性が劣っていた。port 8 の導波路の拡大写真を図 6.6-2 に示す。導波路上に異物を確認することができる。これより作製時の導波路欠損によって良好な損失特性を得られなかったと考えられる。



(a) 全チャネルの波長特性



(b) 波長特性の偏光依存性(port 3)

図 6.6-1 SW 集積型 AWG の波長特性(電圧無印加時)

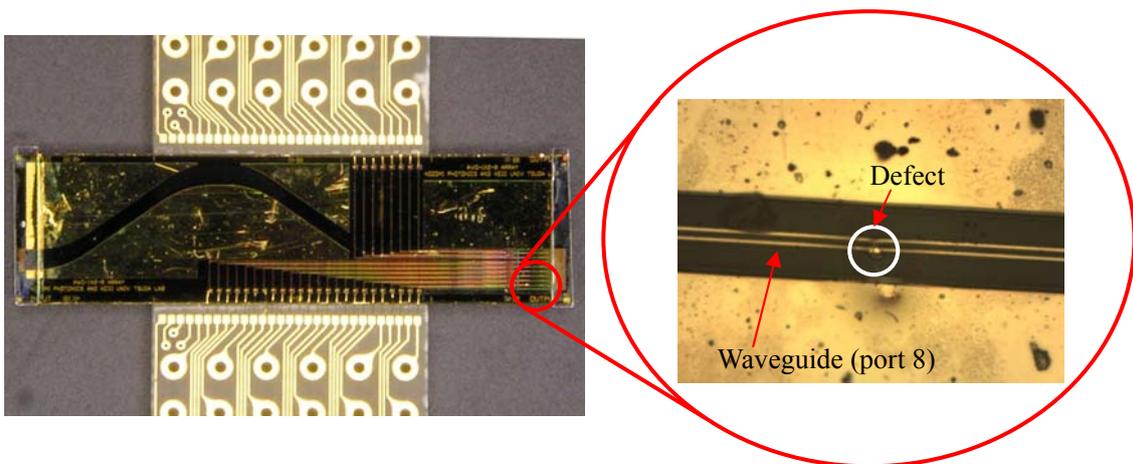


図 6.6-2 port 8 の拡大写真

6.7 SW 集積型 AWG の定電圧特性

8-ch スイッチアレイに一定電圧を印加し、スイッチング電圧と消光比の確認を行った。測定系は 6.3 節と同一である。約 10 V の電圧印加でスイッチングを確認できるようにスイッチを作製したが、実際には良好な消光比を得るためには 30 V の電圧印加を必要とした。また、同一のスイッチアレイにおいてもスイッチによって性能差が非常に大きく、30 V 以下ではスイッチングを確認できない回路も存在した。図 6.7-1 にもっとも良好な消光比を得られた port 3 の波長特性を示す。電圧を印加することによって出力ポートがクロス方向からバー方向にスイッチングすることが確認できた。電圧印加前後のクロス方向、バー方向の消光比はそれぞれ-12.6 dB、-9.9 dB であった。

スイッチングに設計値よりも非常に大きな電圧印加を必要とした原因としては電極構造などの何らかの作製ミスが考えられる。スイッチアレイによって特性が非常にばらついたことからデバイスの作製ミスの可能性は低くないと考えられる。

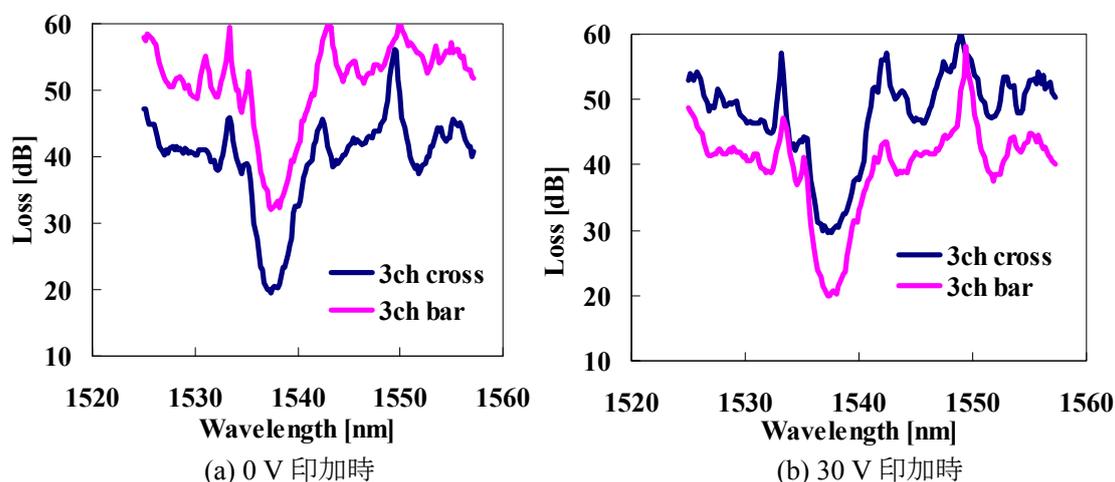


図 6.7-1 SW 集積型 AWG の port 3 の波長特性

6.8 SW 集積型 AWG の動特性

次にスイッチの特性を評価するためにスイッチ部分に一定周期で電圧を印加し、出力ポートが切り替わるかを確認した。測定系は 6.4 節の可変波長 AWG の動特性測定同様、図 6.4-1 (a) に示した測定系を用いた。測定ポートは定電圧特性において最も良好なスイッチング特性を得られた port 3 とした。[0、V、0、V、0、V、・・・] と 2 値の変調電圧を直流電圧源、電圧増幅器を用いて 19.2 V をスイッチに印加した。パルス周期、パルス幅はそれぞれ 200 ns、100 ns とした。測定波長は port 3 の中心波長付近の 1536.9 nm とした。オシロスコープによって観測された波形を図 6.8-1 に示す。

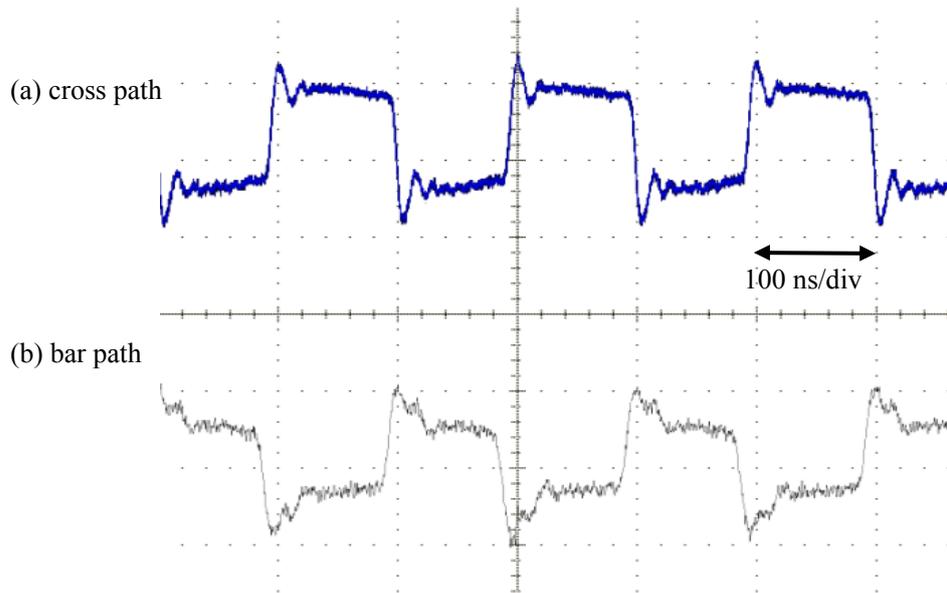


図 6.8-1 port 3 のオシロスコープ波形 (a) cross-path (b) bar-path

スイッチング速度は立ち上がり、立下り共に 15 ns と可変波長 AWG 同様、高速スイッチングを確認できた。オシロスコープの波形から消光比は-4.75 dB であった。6.7 節の定電圧特性ではクロス・バー方向ともに-9.9 dB 以上の消光比が得られていた。十分な消光比が得られなかったのは印加電圧が原因である。前節からスイッチングに必要な印加電圧は 30 V 以上であったが、本節で用いた実験系は電圧増幅器の性能上、最大印加電圧は 19.2 V である。印加電圧が 19.2 V のときの port 3 の出力特性を図 6.8-2 に示す。印加電圧 19.2 V ではスイッチングは確認できたが、消光比が低いことがわかる。そのためスイッチング電圧を設計値どおりに低減することができればより高い消光比でのスイッチングを確認できると考えられる。

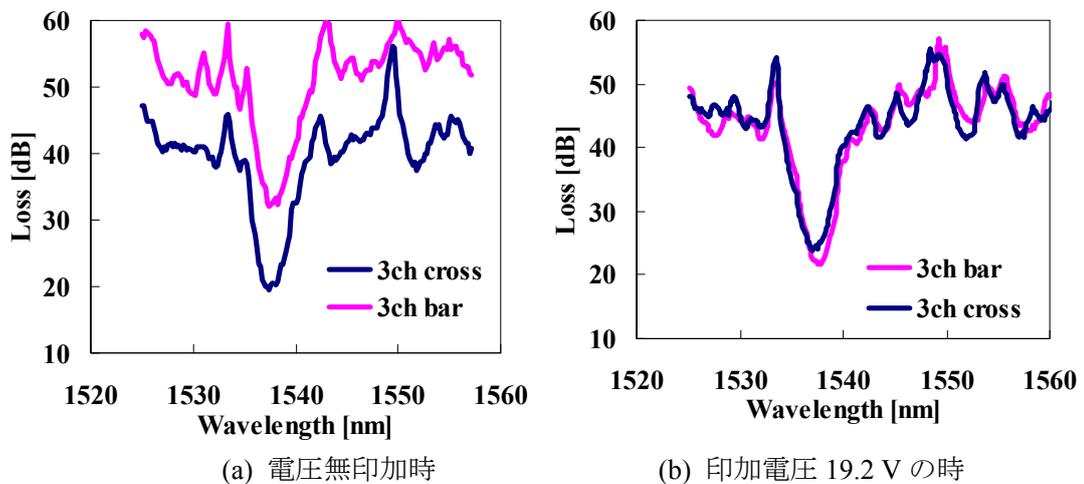


図 6.8-2 SW 集積型 AWG の電圧印加による波長特性の変化(port 3)

6.9 6章まとめ

本研究では ROADM チップとして電気光学効果を有する PLZT 導波路を用いた可変波長 AWG、SW 集積型 AWG の作製を行った。両デバイスの設計仕様、測定結果を表 6.9-1 にまとめた。受動特性は両デバイスとも挿入損失、隣接チャネルクロストークレベルで良好な特性を得られた。スイッチング速度も 15 ns と非常に高速なスイッチングを確認できた。しかし、スイッチング電圧の設計値が 10 V に対して実際にスイッチングが確認できた印加電圧はそれぞれ 22 V、30 V と設計値の数倍の値であった。また、偏光依存性も大きいという結果が得られた。

表 6.9-1 可変波長 AWG と SW 集積型 AWG の設計仕様・特性のまとめ

Parameter	Wavelength tunable AWG	AWG integrated with switches
Core width	2.9 μm	3.0 μm
Effective relative index difference, Δ	0.65 %	0.65 %
Channel spacing	500 GHz	500 GHz
Number of channels	8	8
Minimum bending radius	5 mm	5 mm
Length of electrode	3000 μm	3920 μm
Insertion loss	17 dB	19 dB
Adjacent channel crosstalk	-18.5 dB	-19.7 dB
PDL	5.8 dB	3.5 dB
Switching speed	15 ns	15 ns
Applied voltage	22 V	30 V

今後の課題としては主に

- ①スイッチング電圧の低減
- ②偏波依存性の改善

の2点が挙げられる。スイッチング電圧上昇については 6.3 節で述べたように原因の一つとして曲げ部に電極配置を行ったことによって伝搬モードに十分な屈折率変化を得られなかったことが考えられる。しかし、直線部に電極配置を行った SW 集積型 AWG においてもスイッチング電圧の上昇が確認できた。チップを切断するなどして導波路形状の非対称性・電極配置ずれの有無などを検証し、原因を追及する必要がある。

偏波依存性については導波路形状パラメータの見直しによる比屈折率差 Δ の上昇、複屈折の低減で PDL は改善すると考えられる。

上記2点を解決するとともに SW 集積型 AWG の次のステップとして更に AWG を集積した PLZT 導波路を用いた ROADM チップの作製・評価が今後の展望として挙げられる。

参考文献

- [1] T. Watanabe, N. Ooba, S. Hayashida, T. Kurihama, and S. Imamura, "Polymeric optical waveguide circuits formed using silicone resin," *J. Lightwave Technol.*, vol. 16, no. 6, pp. 1049-1055, Jun. 1998.
- [2] D. A. Smith, J. E. Baran, J. J. Johnson, and K. Cheung, "Integrated-optic acoustically-tunable filters for WDM networks," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 8, no. 6, pp. 1151-1159, Aug. 1990.
- [3] M. Misono, H. Henmi, T. Hosoi, and M. Fujiwara, "High-speed wavelength switching and stabilization of an acoustooptic tunable filter for WDM network in broadcasting stations," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 8, no. 4, pp. 572-574, Apr. 1996.
- [4] S. Sohma, T. Goh, H. Okazaki, M. Okuno and A. Sugita, "Low switching power silica-based super high delta thermo-optic switch with heat insulating grooves," *Electron. Lett.*, vol. 38, no. 3, pp. 127-128, 2002.
- [5] K. Suzuki, T. Yamada, O. Moriwaki, H. Takahashi, and M. Okuno, "Polarization-insensitive MZI switch composed of an LN phase shifter array and silica-based PLC-integrated polarization beam splitter," presented at Optical Fiber Communication Conference 2008, California, U.S.A., March, 2008, OW17.
- [6] K. Nashimoto, "Epitaxial PLZT waveguide technologies for integrated photonics," *Proc. of SPIE*, 5728(2005), pp. 34-43.
- [7] M. Yasumoto, T. Suzuki, H. Tsuda, M. Raj, D. Kudzuma, J. Dawley, D. Ritums, Y. Tanaka, and K. Nashimoto, "Fabrication of a (Pb,La)(Zr,Ti)O₃ Thin Film Arrayed Waveguide Grating," *Electron. Lett.*, vol. 43, no. 1, pp. 24-25, Jan. 2007.
- [8] C. Dragone, "Efficient N×N star couplers using Fourier optics," *J. Lightwave Technol.*, vol. 7, no. 3, pp. 479-489, Mar. 1989.
- [9] 久保寺憲一、坂根敏夫、「光通信用 LiNbO₃ 変調器」、工業材料、vol. 49、no. 2、2000 年、pp. 48-52.
- [10] M. Hakamata and H. Tsuda, "Diffractive optical elements using the sub-wavelength scale pillar array structure," *SPIE*, vol. 5360, 2005, pp. 411-418.
- [11] Amnon Yariv, 「光エレクトロニクス (基礎編)」、丸善、2004 年 10 月、pp. 133-136.

7章 結論

本研究では、次世代フォトニックネットワークでのニーズを見据え、光合分波回路の高密度集積化に関する研究を行った。本研究で実現した主なデバイスを以下に示す。

- 1) ATB構造をAWGの各アレイ導波路の微小曲げ部分に等長に設けることで偏光依存性のない小型AWGを実現した。
- 2) ATB構造の溝部分に低屈折率材料であるサイトップTMを充填することを提案し、充填条件の確立、最小曲げ半径200 μm の微小曲げ構造を実現した。
- 3) サイトップTM充填導波路をAWGのアレイ導波路に利用し、スペクトル間隔100 GHz、スペクトル間隔12.5 GHzのAWGの小型化を実現した。
- 4) サイトップTM充填導波路を利用した小型導波路型PBSを実現した。
- 5) AWGをPLZT導波路で作製することにより高速可変波長機能を追加した。また、光スイッチを集積したAWGを作製し、高速合分波デバイスを実現した。

ATB構造を用いたAWGでは $\Delta = 0.75\%$ において従来の曲げ半径5 mmから300 μm の縮小化に成功し、石英PLCにおいても曲げ半径縮小効果の有用性を確認した。更にアレイ導波路のレイアウトを工夫することで偏光依存性の課題を解決した。本研究において初めてATB構造をAWGに適用することを提案し、AWG小型化の有効な手法の一つであることを証明した。8-ch、チャンネル間隔100 GHz、アレイ本数22本のAWGにおいて従来の約1/4のサイズ縮小化に成功した。これにより4インチウェハで作製できる同スペックのチップ数が32チップから85チップになり、AWGの低コスト化が期待できる。

サイトップTM充填導波路はATB構造の欠点を解決し、曲げ半径を $\Delta = 1.5\%$ において従来の2 mmから200 μm に縮小化し、ATB構造と比較して遜色のない曲げ半径縮小効果を証明した。サイトップTM充填導波路は慶應義塾大学津田研究室独自の導波路構造である。石英との熱膨張係数の相違の影響を低減するために、加熱・硬化後に徐々に冷却することで石英微小溝への充填方法を確立することに成功した。また、サイトップTM充填導波路の曲げ角度を大きくすることで多段Arrowhead型構造を採用し、8-ch、チャンネル間隔12.5 GHzの高分解能AWGの小型化を実現した。従来の同スペックのAWGと比較し、約1/4の小型化に成功した。多段Arrowhead型AWGにより、4インチウェハに作製できるチップ数は10チップから42チップとなり、AWGの低コスト化に与える影響は大きいと考えられる。実用化に向けては高性能化の課題が残っているが、90°曲げ型AWGにおいて良好な特性が得られたことから導波路プロセスの向上により特性改善されることが予想される。高分解能AWGはDWDMにおける波長合分波器や高速伝送システムにおける光信号処理への適用等のニーズが高いため、将来性のあるデバイスであると考えられる。

また、サイトップTM充填導波路を利用した小型PBSの設計方法を確立した。本研究で提案したPBSは複屈折の小さい石英PLCにおいて局所的に複屈折を高める構造を採用しており、

PBSとして独創性の高いデバイスである。中心波長付近で30 dB以上の高い偏波消光比を目標とした狭帯域型と1525-1630 nmの波長帯域において20 dB以上の消光比を目標とした広帯域型の2種類のPBSを作製した。狭帯域型PBSではバー・クロス方向共に最大偏波消光比27.5 dB以上の消光比を実現し、広帯域型PBSでは1525-1630 nmの波長帯域において10 dB以上の消光比を実現した。実用化を目指すためには溝の作製誤差の低減による消光比の向上が求められる。しかし、偏光分離に必要な導波路長をテーパ導波路を含めて1.5 mm程度に縮小できることを実証したため、多値変調伝送技術の受信器の石英PLCによるモノリシック集積化の可能性を見出した。多値変調伝送技術は使用周波数帯域の効率化が必要な次世代フォトニックネットワークにおいて必要不可欠な技術であるため、本研究で提案したPBSの利用価値は高いと考えられる。また、光ファイバとの結合効率の高いため、多値伝送用受信回路だけでなくフォトニックネットワークにおいて広く利用されることが期待される。

PLZT導波路を用いたAWGによって構成される高速合分波回路は慶應義塾大学津田研究室が世界で初めて作製に成功し、15 nsの高速応答を確認した。可変波長フィルタとしては世界最速のスイッチング速度を達成した。従来のスイッチング速度がms、又は、 μ sオーダーであったため、ノード部のバッファ容量の低減効果は非常に大きい。低損失化やクロストーク特性の向上、駆動電圧の低減などの高性能化の課題はあるものの、今後のフォトニックネットワークの高速伝送に対応したデバイスであることが実証されたため、本デバイスの研究価値は非常に高い。将来のフォトニックネットワークにおけるROADMデバイスとして本研究にて作製されたデバイスが広く普及されることが期待される。

今後は、低屈折率材料充填導波路を用いた小型AWG・PBS、PLZT導波路を用いた高速合分波回路、いずれのデバイスにおいても次世代の光通信システムへの利用を目指した他の光回路との集積化、及び、システム実験に利用されることが期待される。

著者研究業績一覧

公刊論文

- [A] **J. Ito***, T. Y. Fan, T. Suzuki and H. Tsuda, “Compact silica arrayed-waveguide grating with small bend radius utilizing trenches filled with low-refractive index material,” IEICE Electron. Express, Vol. 3, No. 23, pp. 499-503, (2006).
- [B] **J. Ito***, Tom Yen-Ting Fan, T. Suzuki and H. Tsuda, “Compact Silica Arrayed-Waveguide Grating Using High-Mesa Small-Bend Waveguides,” IEICE Trans. Electron., Vol. E91-C, No. 1, pp.110-112, (2008).
- [C] **J. Ito*** and H. Tsuda, “Small Bend Structures Using Trenches Filled With Low-Refractive Index Material for Miniaturizing Silica Planar Lightwave Circuits,” IEEE J. Lightwave Technol., Vol. 27, Issue 6, pp. 786-790, (2009).
- [D] **J. Ito***, M. Yasumoto, K. Nashimoto, and H. Tsuda, “High-Speed Photonic Functional Circuits Using Electrically Controllable PLZT Waveguides,” IEICE Trans. Electron., Vol. E92-C, No. 5, pp. 713-718, (2009).
- [E] **J. Ito*** and H. Tsuda, “Novel Silica-Based Waveguide-Type Polarization Beam Splitters Using Trenches Filled With Low-Refractive Index Material,” IEEE J. Lightwave Technol., Vol. 27, No. 24, pp. 5668-5674, (2009).

国際会議発表

- [F] **J. Ito***, T. Suzuki, T. Y. Fan, A. Tate and H. Tsuda, “Proposal of silica waveguide buried with a low-refractive index material for compact planar lightwave circuits,” CPT 2006, PDP3, Tokyo, Japan (Jan. 2006). (Poster)
- [G] **J. Ito***, T. Fan, T. Suzuki, A. Tate, and H. Tsuda, “Compact arrayed-waveguide grating using low-refractive index material filled trenches,” OECC 2006, 5B2-2, Kaohsiung, Taiwan (July 2006). (Oral)
- [H] **J. Ito*** and H. Tsuda, “A compact arrayed-waveguide grating with a locally enhanced optical confinement structure using trenches filled with low-refractive index materials,” ECIO 2007, Th6A, Copenhagen, Denmark (April 2007). (Oral)
- [I] **J. Ito***, Y. Ikuma, K. Iwamoto and H. Tsuda, “Compact polarization beam splitter using trenches filled with low-refractive index material,” APLS 2008, 01Ga4, Nagoya, Japan (Jan. 2008). (Oral)
- [J] **J. Ito***, K. Iwamoto* and H. Tsuda, “Design of a waveguide type polarization beam splitter using trenches filled with low-refractive index material,” ECIO 2008, FrD3, Eindhoven, Netherlands (June 2008). (Oral)

国内会議

[K] 伊藤二郎、鈴木崇功、楯敦次、トムファン、津田裕之、「低屈折率材料埋め込みによる石英微小曲げ導波路」、電子情報通信学会総合大会、東京、C-3-44、2006年3月.

[L] 伊藤二郎、鈴木崇功、楯敦次、トムファン、津田裕之、「低屈折率材料を用いた微小曲げ構造を有する小型アレイ導波路回折格子の作製」、電子情報通信学会LQE研究会、千歳、MD2006-31、2006年8月.

[M] 伊藤二郎、津田裕之、「低屈折率材料埋め込み溝構造による高分解能アレイ導波路回折格子の小型化」、電子情報通信学会LQE研究会、金沢、LQE2007-14、2007年5月.

[N] 伊藤二郎、津田裕之、「低屈折率材料充填溝構造を用いた高分解能アレイ導波路回折格子の作製」、電子情報通信学会ソサイエティ大会、鳥取、C-3-64、2007年9月.

特許

[O] 津田裕之、伊藤二郎、「偏波制御光回路」、平成19年4月25日 特願 2007-116256.

受賞

[P] OECC2006 Student Paper Award 受賞

[Q] 2007年度慶應義塾大学大学院理工学研究科総合デザイン工学専攻優秀研究活動賞受賞

謝辞

本研究は慶應義塾大学大学院 理工学研究科 総合デザイン工学専攻 スマートデバイス・システム工学専修 津田研究室において津田裕之 教授の御指導のもとに行われたものである。津田裕之 博士には理工学部4年時から5年半に渡り、多大なる御指導、御鞭撻を賜りましたことを深く感謝しております。国内外の数多くの対外発表の場を提供して頂いたことや博士課程では社会人ドクターとして仕事と研究の両立を出来るよう、最大限のサポートをして頂いたことに心から感謝申し上げます。

本論文執筆にあたり、多くの有益な御指導、御助言を頂いた慶應義塾大学 理工学部 齋木敏治 教授、同 神成文彦 教授、同 松本佳宣 教授に深く感謝致します。また、慶應義塾大学 理工学部 津田研究室の先輩である鈴木崇功博士、安本光浩氏、後輩の伊熊雄一郎氏、田中大輝氏には熱心に研究に御協力頂き、研究生活を支えて頂いたことに深く御礼申し上げます。

本論文第6章に関連し、インターンシップとして私を快く受け入れて頂いた梨本恵一 博士、Madhan Raj博士、田中信行博士に深く感謝申し上げます。最先端の技術を肌を感じることができ、貴重な経験を積むことが出来ました。初めての海外での生活で不安な中、インターンシップ期間中公私に渡り、お世話頂いた事にも重ねて御礼申し上げます。そして、本論文執筆に際し、献身的な援助、協力をしてくれた家族に心より感謝致します。

付録

A. 電気光学効果

電気光学効果とは印加した電界の強さにより結晶の屈折率が変化する現象である[1]。

光学結晶の屈折率は図A-1に示すように結晶の軸方向によって異なり、次式で示される。これを屈折率楕円体という。

$$\frac{x^2}{n_1^2} + \frac{y^2}{n_2^2} + \frac{z^2}{n_3^2} = 1 \quad (\text{A-1})$$

ここで x 、 y 、 z は楕円体の主軸、 n_1 、 n_2 、 n_3 は各主軸方向の屈折率である。図A-1の x_1 、 x_2 、 x_3 のように直交座標系を任意に選択した場合には、(A-1)式は次式のように変形される。

$$\frac{x_1^2}{n_{11}^2} + \frac{x_2^2}{n_{22}^2} + \frac{x_3^2}{n_{33}^2} + \frac{x_1 x_2}{n_{12}^2} + \frac{x_2 x_3}{n_{23}^2} + \frac{x_3 x_1}{n_{31}^2} = 1 \quad (\text{A-2})$$

または、

$$\sum_{i,j}^3 \frac{x_i x_j}{n_{ij}^2} = 1 \quad (\text{A-3})$$

このような光学結晶に電界を印加すると屈折率楕円体は次式に変化する。

$$\sum_{i,j}^3 \left(\frac{x_i x_j}{n_{ij}^2} + \Delta \frac{x_i x_j}{n_{ij}^2} \right) = 1 \quad (\text{A-4})$$

左辺第2項は電界の印加により生じた屈折率変化であり、次式で表される。

$$\Delta \frac{1}{n_{ij}^2} = \sum r_{ijk} E_k + \frac{1}{2} \sum \sum R_{ijkl} E_k E_l \quad (\text{A-5})$$

E_k 、 E_l は印加電界の方向を表している。(A-5)式の右辺第1項は一次電気光学効果、第2項は二次電気光学効果であり、 r_{ijk} を一次電気光学係数、 R_{ijkl} を二次電気光学係数と呼ぶ。表式の簡素化のため、 ij の値を m 、 kl の値を n とし、11→1、22→2、33→3、23および32→4、31および13→5、12および21→6として r_{mk} 、 R_{mn} のように行列で表現する。

(A-4)式と(A-5)式で高次の項を無視した形式が一次電気光学効果であり、次式となる。

$$\begin{aligned} & \left(\frac{1}{n_1^2} + \sum_k^3 r_{1k} E_k \right) x^2 + \left(\frac{1}{n_2^2} + \sum_k^3 r_{2k} E_k \right) y^2 + \left(\frac{1}{n_3^2} + \sum_k^3 r_{3k} E_k \right) z^2 \\ & + 2yz \sum_k^3 r_{4k} E_k + 2zx \sum_k^3 r_{5k} E_k + 2xy \sum_k^3 r_{6k} E_k = 1 \end{aligned} \quad (\text{A-6})$$

例としてBaTiO₃を考える。一次電気光学係数は次式で示される。

$$r_{mk} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & r_{13} \\ 0 & 0 & r_{13} \\ 0 & 0 & r_{33} \\ 0 & r_{51} & 0 \\ r_{51} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{A-7})$$

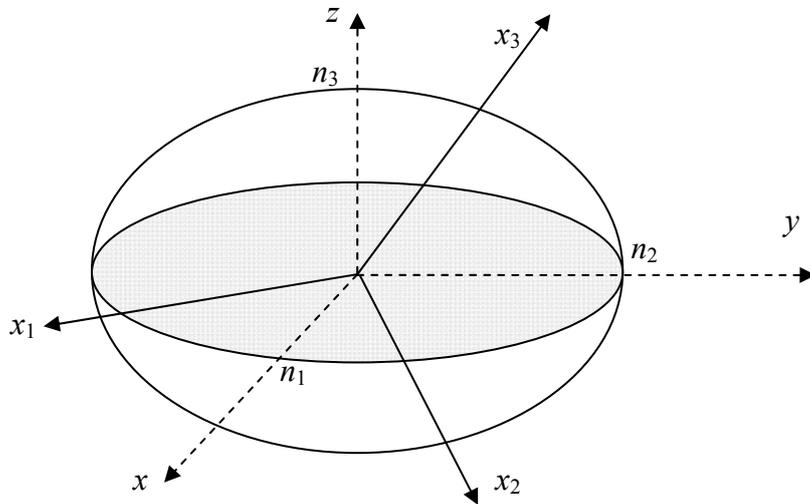
結晶の第3軸を座標系の z 軸に合わせて電界を z 軸に印加する。そして光軸を x 方向とすると、(A-6)式は次式となる。

$$\left(\frac{1}{n_1^2} + r_{13} E_3 \right) (x^2 + y^2) + \left(\frac{1}{n_3^2} + r_{33} E_3 \right) z^2 = 1 \quad (\text{A-8})$$

$\Delta n_i \ll n_i$ の近似を用いると y 軸および z 軸の屈折率変化(それぞれ Δn_1 、 Δn_3 とする)は

$$\Delta n_1 = -\frac{n_1^3 r_{13} E_3}{2}, \quad \Delta n_3 = -\frac{n_3^3 r_{33} E_3}{2} \quad (\text{A-9})$$

と表される。 BaTiO_3 は(A-9)式のように結晶構造上複屈折が生じることが避けられないが、PLZT材料では組成比の調整により $r_{13} = r_{33}$ とすることが可能であると考えられる。



図A-1 屈折率楕円体

B. 等価屈折率

光は導波路伝搬時に完全にコア部に閉じ込められているわけではなく、一部はクラッド部を伝搬している。そのため、光は以下の式で表される屈折率 n_{eff} を持つ物質中を伝搬することと等価であると考えられる。

$$n_2 < n_{eff} < n_1 \quad (\text{B-1})$$

このときの n_{eff} を等価屈折率と呼ぶ。ただし、 n_1 はコアの屈折率と n_2 はクラッドの屈折率である。以下に本研究において用いた等価屈折率の代表的な算出方法である等価屈折率法についてまとめる[2]。

図B-1のようなリブ型導波路を例にとって等価屈折率の算出を行なう。3次元導波路において光の伝搬方向をz軸、屈折率分布を $n(x, y)$ で表す。このとき、光電界の時空間に対する変動因子を

$$\exp[i(\omega t - \beta z)] \quad (\text{B-2})$$

とすると、波動方程式は次式となる。

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial y^2} + \left\{ [n(x, y)k_0]^2 - \beta^2 \right\} \psi = 0 \quad (\text{B-3})$$

ここで、 β は3次元導波路の伝搬定数、 $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ は真空中の波数、 λ_0 は真空中の波長である。(B-3)式の解を変数分離形で求めるため

$$\psi = f(x)g(y) \quad (\text{B-4})$$

とおく。(B-4)式を(B-3)式に代入し、整理すると以下の式を得る。

$$\frac{1}{f(x)} \frac{d^2 f(x)}{dx^2} + \frac{1}{g(y)} \frac{d^2 g(y)}{dy^2} + \left\{ [n(x, y)k_0]^2 - \beta^2 \right\} = 0 \quad (\text{B-5})$$

第3項は厳密には x と y の関数であるが、 y 方向の構造変化が緩やかな場合を想定しているので全体としては x 座標に強く依存している。よって粗い近似のもとでは x 座標のみの関数である第1項と結び付けて考える。よって第1・3項と第2・4項よりそれぞれ(B-6)式、(B-7)式が導出される。

$$\frac{1}{f(x)} \frac{d^2 f(x)}{dx^2} + [n(x, y)k_0]^2 = \beta_e^2(y) \quad (\text{B-6})$$

$$\frac{1}{g(y)} \frac{d^2 g(y)}{dy^2} - \beta^2 = -\beta_e^2(y) \quad (\text{B-7})$$

ただし

$$\beta_e^2(y) \equiv [n_{eff}(y)k_0]^2 \quad (B-8)$$

とする。(B-6)・(B-7) 式を整理すると

$$\frac{d^2 f(x)}{dx^2} + \left\{ [n(x,y)k_0]^2 - \beta_e^2(y) \right\} f(x) = 0 \quad (B-9)$$

$$\frac{d^2 g(y)}{dy^2} + \left\{ [n_{eff}(y)k_0]^2 - \beta^2 \right\} g(y) = 0 \quad (B-10)$$

となる。このとき

$$\beta_e(y) \equiv n_{eff}(y)k_0 \quad (B-11)$$

とする。

(B-9)式において $y=y_i$ に固定するとx方向1次元スラブ導波路に対するは導方程式をみなせ、 $\beta_e(y_i) = n_{eff}(y_i)k_0$ がこの導波路における伝搬定数になる。(B-10)式については、(B-9)式から得られた等価屈折率 $n_{eff}(y_i)$ を持つy方向のスラブ導波路における波動方程式と考えることができ、リブ型導波路に対する等価導波路の伝搬定数 β 、等価屈折率 n_{eff} を求めることができる。

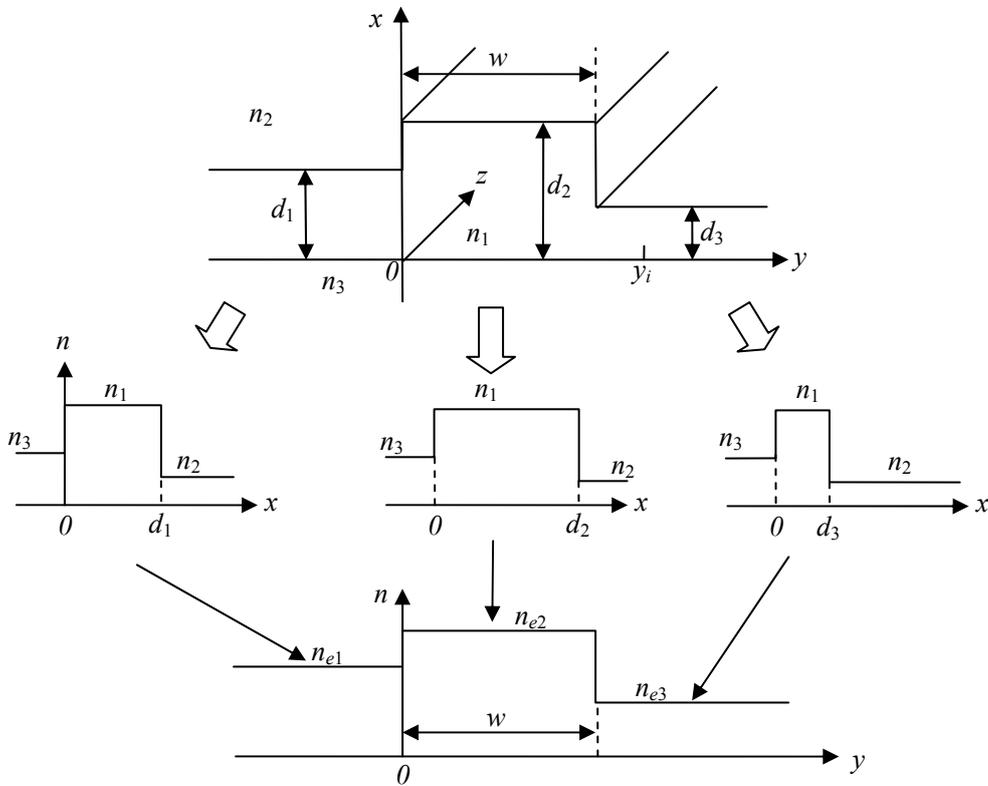


図 B-1 等価屈折率法における非対称スラブ導波路への分解方法(リブ型)

C. 等価直線導波路近似

本節では等価直線導波路近似に用いられる屈折率分布の導出[3]を行う。

図 C-1 に示すようなコア幅 d 、曲げ半径 R 、その曲率中心が O である曲げ導波路を考える。伝搬方向を z 軸、 z 軸に垂直な面内に x 軸を取り、コア中心を $x = 0$ とする。この導波路の直線路での屈折率分布が x 座標にのみ依存するとし、 $n_N(x)$ で表す。

等価直線導波路近似とはこのような曲げ導波路を形状は直線であるが、曲げに依存した屈折率分布 $n_{eq}(x, R)$ を持つ導波路に置換する近似である。

曲げ導波路において光が放射されない範囲では光は曲げ中心 O を起点とした波面で伝搬していると考えられる。Fermat の原理によれば波面間では波面に垂直などの部分をとっても光路長が等しくなることがわかっている。この原理を適用すると曲げ導波路の断面間をコア中心上の長さに等しい等価直線路に置換できる。つまり、曲げ導波路と等価直線路の導波路長・屈折率はコア中心上では等しい。

曲げ導波路においてコア中心から x だけ離れた弧 AB の導波路長は $(R+x)\varphi$ 、屈折率が $n_N(x)$ であるからその光路長は $n_N(x) \cdot (R+x)\varphi$ となる。この部分を等価直線導波路で考えると $A'B'$ の導波路長が $R\varphi$ 、屈折率が $n_{eq}(x, R)$ であり、曲げ導波路と等価直線導波路の光路長差は等しいと仮定しているので次式が成立する。

$$n_N(x)(R+x) = n_{eq}(x, R)R \quad (C-1)$$

したがって、光が放射されない範囲内 ($R \gg x$) では曲げでの等価屈折率は

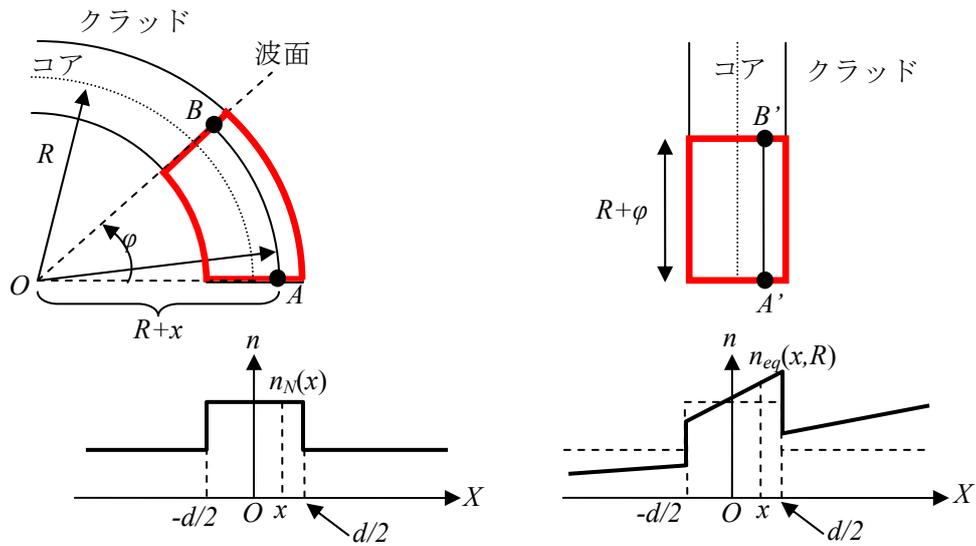
$$n_{eq}(x, R) = n_N(x) \left(1 + \frac{x}{R} \right) \quad (C-2)$$

と表される。曲げにより新たに生じた屈折率成分を $n_p(x, R)$ とすると等価屈折率は

$$n_{eq}(x, R) = n_N(x) + n_p(x, R) \quad (C-3)$$

$$n_p(x, R) = (x/R)n_N(x) \quad (C-4)$$

とも表される。(C-4)式より等価直線の屈折率はコア中心からの距離 x と曲げ半径 R の比に比例して変化する。



(a) 曲げ導波路と屈折率分布

(b) 等価直線導波路と等価屈折率分布

図 C-1 曲げ導波路に対する等価直線導波路近似

参考文献

- [1] 一ノ瀬昇、平野眞一、「光機能材料セラミクス」、オーム社、1988年、pp. 31-39.
- [2] 岡本勝就、「光導波路の基礎」、コロナ社、2001年9月、pp.72-77.
- [3] 左貝潤一、「導波光学」、共立出版、2004年2月、pp.205-209.