

光通信用超小型
アレイ導波路回折格子の研究

平成 17 年度

鈴木 崇 功

あらまし

超高速・大容量光ネットワークシステムの実現に向け、光導波路デバイスの小型化、高機能化が必要となっている。特に、ネットワークの周波数利用効率の向上と大容量化のために、波長分割多重システムに不可欠な波長合分波器の小型化が求められている。

第1章の序論では、光ネットワークシステムにおける光デバイスの役割を述べている。更に、石英平面光回路の特性、構造と応用について詳しく解説し、次世代光ネットワーク用光デバイスについて言及している。本研究の目的が、石英導波路による微小光回路構成法、超小型アレイ導波路回折格子の設計及び製造方法を確立し、平面光回路型分散補償器を実現することであると述べている。

第2章では、微小光回路を実現するために、導波路内に形成されたミラーを利用するV字型曲げ構造を提案している。与えられた石英導波路パラメータに対して光回路を最小化するための設計手法を明らかにしている。従来の曲げ導波路の1/180程度の寸法でV字型曲げ構造が実現されている。ミラーの位置ずれを1 μm 以下、ミラー端面の傾きを1°以下にすることによって、V字型曲げ構造の損失を2 dB以下にすることに成功している。

第3章では、V字型曲げ構造をアレイ導波路に適用したArrowhead型アレイ導波路回折格子を提案した。従来型アレイ導波路回折格子と比較して、1/7程度の大きさに小型化することに成功している。チャンネル数8、チャンネル間隔25 GHz、チップサイズ4.2 mm×22.9 mmのArrowhead型アレイ導波路回折格子を試作し、損失5.24 dB、隣接チャンネルクロストーク-20.9 dBの良好な特性を得ている。

第4章では、Arrowhead構造を多段に接続した超高分解能アレイ導波路回折格子について述べている。多段化することによってチャンネル間隔10 GHz以下の超高分解能アレイ導波路回折格子を実現することに成功している。また、設計値からの劣化の原因である位相誤差を補正するために、樹脂充填による位相誤差補正方法を提案している。

第5章では、Arrowhead型アレイ導波路回折格子に分散補償用導波路内ミラーを集積した平面光回路型分散補償器を提案し、設計方法を確立している。分散値123 ps/nmの固定分散補償器を実現している。40 Gbit/s, NRZ (Non-Return-to-Zero)

および RZ (Return-to-Zero) 光信号に対して分散補償実験を実施し, 高速伝送システムへの適用性を実証している. 分散補償用導波路内ミラー前方に両凹レンズ型深溝を設置した可変分散補償器を提案している. 屈折率 1.405, 1.510 の樹脂を深溝に充填することで, それぞれ分散値 1103 ps/nm, 234 ps/nm の分散補償器を実現している.

第 6 章の結論では, 本研究の成果を総括している.

目次

第1章 序論	1
1.1 はじめに	1
1.2 光通信用光デバイス	3
1.3 石英平面光回路	5
1.3.1 作製プロセス	5
1.3.2 超高屈折率平面光回路	7
1.3.3 アレイ導波路回折格子(AWG)	9
1.4 次世代光ネットワーク用光デバイス	16
1.5 本研究の目的	18
1.6 本論文の構成	19
参考文献	20
第2章 超小型光回路構成技術	26
2.1 はじめに	26
2.2 V字型微小曲げ構造	27
2.2.1 基本構造の提案	27
2.2.2 波動光学による設計	29
2.3 FDTD 及び BPM による設計評価	32
2.4 ミラー作製精度に依存する特性評価	36
2.5 V字型微小曲げ構造の作製・基本特性評価	38
2.6 V字型微小曲げ構造に関する考察	41
2.7 まとめ	45
参考文献	46
第3章 超小型 Arrowhead 型アレイ導波路回折格子	48
3.1 はじめに	48
3.2 Arrowhead 型 AWG の構成・設計	49
3.3 従来型 AWG とのサイズ比較	52
3.4 Arrowhead 型 AWG の作製・評価	56
3.5 Arrowhead 型 AWG に関する考察	60

3.6	まとめ	62
	参考文献	64
第4章	多段 Arrowhead 構造型高分解能アレイ導波路回折格子	66
4.1	はじめに	66
4.2	多段 Arrowhead 構造型 AWG	67
4.2.1	偶数個の Arrowhead 構造を有する AWG	68
4.2.2	奇数個の Arrowhead 構造を有する AWG	71
4.3	従来型 AWG とのサイズ比較	72
4.4	多段 Arrowhead 構造型 AWG の作製・基本特性評価	74
4.5	多段 Arrowhead 構造型 AWG に関する考察	78
4.5.1	損失ばらつきの影響	78
4.5.2	位相誤差の影響	82
4.6	位相誤差補正法	87
4.6.1	従来型位相誤差補正法	87
4.6.2	樹脂充填位相誤差補正法の提案	88
4.7	まとめ	90
	参考文献	92
第5章	アレイ導波路回折格子を利用した分散補償器	95
5.1	はじめに	95
5.2	Arrowhead 型 AWG を利用した固定分散補償器	97
5.2.1	固定分散補償器の構成・設計	97
5.2.2	固定分散補償器の作製	101
5.2.3	固定分散補償器の基本特性評価	103
5.2.4	40 Gbit/s 信号を利用した分散補償実験	106
5.3	Arrowhead 型 AWG を利用した可変分散補償器	109
5.3.1	可変分散補償器の構成・設計	110
5.3.2	可変分散補償器の作製	114
5.3.3	可変分散補償器の特性評価	117
5.4	まとめ	123
	参考文献	124

第 6 章	結論	127
6.1	はじめに	127
6.2	超小型光回路構成技術 (第 2 章)	127
6.3	超小型 Arrowhead 型 AWG (第 3 章)	128
6.4	多段 Arrowhead 構造型高分解能 AWG (第 4 章)	129
6.5	AWG を利用した分散補償器 (第 5 章)	130
6.6	総括	131
謝辞		133
付録		135
A1	V 字型微小曲げ構造の最小曲げ領域長 X_{\min} の導出	135
A2	Arrowhead 構造の設計	136

第 1 章

序 論

1.1 はじめに

日本におけるインターネット利用者数は、2004年に6700万人を突破した[1]。1997年当時は、600万人程度であった利用者数がここ数年で10倍以上に増加した背景には、xDSL(x Digital Subscriber Line)を筆頭とするブロードバンドネットワークの発達が貢献している。ブロードバンドネットワーク利用者数の急激な増大により、インターネットトラフィックは年々増大しており、大容量かつ高速な光通信ネットワークの構築が必要とされている。幹線系では、波長分割多重(WDM: Wavelength Division Multiplexing)システム[2][3]の構築によって大容量な光伝送システムが実現されている(Fig.1.1.1)。WDMシステムは、波長の違う複数の信号を1本の光ファイバ内に多重して伝送するシステムであり、多重度をあげることで、伝送容量が拡大できる[4]。多波長信号をMUX(Optical Multiplexer)で合波し、1本の光ファイバ内を伝送させ、出力端ではDEMUX(Optical Demultiplexer)で各波長を分波する。複数の波長で光ファイバや光増幅器を共有することができるため、伝送コストを低減させることができる。幹線系では周波数利用効率の向上のため、チャンネル間の周波数間隔を狭くした高密度波長分割多重(DWDM: Dense Wavelegnth Division Multiplexing)システムが提案されている。国際電気通信連合・電気通信標準化部門(ITU-T: International Telecommunication Union-Telecommunication standardization)では、DWDMシステムにおけるチャンネル間隔として、12.5 GHz, 25 GHz, 50 GHz, 100 GHzを推奨している(G.694.1)。

Fig.1.1.2に示すような次世代光ネットワークでは、光ノード技術を利用することで光クロスコネクタ(OXC: Optical Cross Connect)及び光 Add-Drop 多重(OADM: Optical Add-Drop Multiplexer)を構築し、幹線系及びメトロ系におけるWDMシステムを実現している。更に今後は、大容量化と伝送システムの低コスト化を目指したシステム作りが求められているため、経済的なWDMシステムのアクセス系

での利用が見込まれている[5]. 実際には, 近年はオフィスまたは一般家庭まで光ファイバを引くサービスである FTTH(Fiber To The Home)[6]の導入によって, 100 Mbit/s の高速アクセスが可能になった. アクセス系の光化が進展していくことで, FTTH サービスの低コスト化が進み, 今後は, FTTH 利用者数が増大していくと予想される.

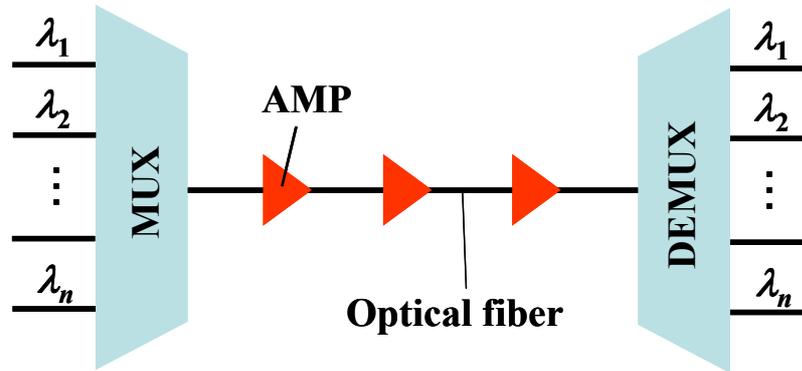


Fig. 1.1.1 Configuration of WDM system. MUX: Optical multiplexer, DEMUX: Optical demultiplexer, AMP: Optical amplifier.

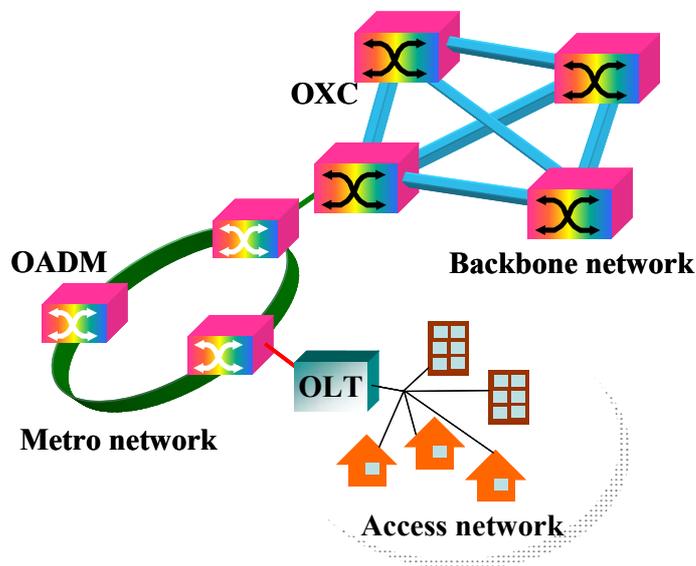


Fig. 1.1.2 Optical cross connect/WDM network. OXC: Optical Cross Connect, OADM: Optical Add-Drop Multiplexer, OLT: Optical Line Terminal.

1.2 光通信用光デバイス

幹線系・メトロ・アクセス系全域に渡って高速かつ大容量な光通信ネットワークを構築するためには、システム開発と共に様々な種類の光通信用光デバイスが必要になる。代表的な光デバイスとして、光源となる波長可変レーザー、光パルス信号を発生させる光変調器、伝送路となる光ファイバ、信号強度を増幅するための光増幅器、複数の波長を合波/分波するための波長合分波器などが挙げられる (Fig.1.2.1)。以下に WDM 伝送システムにおける主要な光デバイス開発の現状を簡単にまとめる。

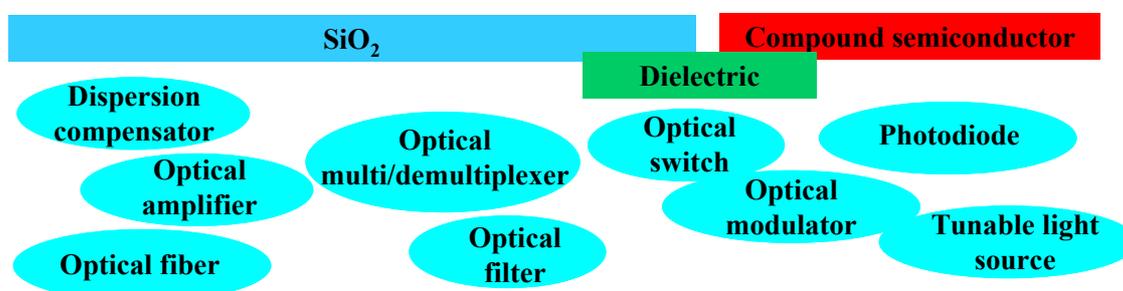


Fig. 1.2.1 Optical devices for optical fiber communications.

光源となる半導体レーザーの研究は古くから行なわれているが、WDM 伝送システムでは波長の高密度多重化に伴い、発振波長を調整できる DFB(Distributed Feedback)レーザーが光源として使われている。DFB レーザーの温度を制御することにより、WDM チャンネルに対応した任意の波長信号が得られる。波長多重信号を生成するために、DFB レーザーと波長合波器を利用した波長選択光源も開発されている[7]。

半導体レーザーを直接変調した場合、キャリアの変動とともに活性層の屈折率が変動するため、変調光に周波数チャープが生じる。そのため、直接変調を高速伝送システムで利用することは難しく、外部変調器として光変調器[8]が必要になる。印加した電界強度に比例した屈折率変化を示す電気光学結晶 LiNbO_3 (LN)を用いた変調器や電界強度に応じて化合物半導体の吸収係数が増加する電界吸収効果を利用した電界吸収型(EA: Electric Absorption)変調器が実用化されている。前者は、安定性に優れているが、駆動電圧が高いこと、チップサイズが大きいこ

とが課題である。後者は、半導体レーザーと同じ材質で作製出来るため、半導体レーザーとの集積が可能である[9]。更に小型・低駆動電圧であることから、今後の利用が期待されている。

幹線系では石英系の光ファイバ[10]が伝送路として使用されている。1.55 μm 波長帯域での損失は、1979年に理論限界とされる 0.2 dB/km まで小さくなった[11]。高速伝送システムでは、光ファイバの波長分散が伝送距離の制限要因であり、分散をコントロールした分散シフトファイバや分散補償ファイバなども開発されている[12][13]。アクセス系では、伝送距離が短いことから、損失よりも利便性が重視される。コア直径が 200 μm ~1000 μm であるマルチモードのプラスチックファイバ[14][15]は、曲げに強く、ファイバ同士の結合が容易であるため、アクセス網及び家庭内 LAN(Local Area Network)での利用が見込まれている。

光増幅器は、経済性を考えた場合、広帯域で平坦な利得特性が必要である。最も広く使われている光増幅器は、石英ファイバ中にエルビウム(Er)を添加したエルビウム添加ファイバ増幅器(EDFA: Erbium Doped Fiber Amplifier)[16]であり、C-band(1530 nm~1565 nm)及び L-band(1565 nm~1625 nm)を増幅波長帯域としている。EDFA とは異なる波長帯域での利用を目指し、Er とは異なる希土類を添加したファイバ増幅器に関する研究も数多く報告されている[17]。ラマン増幅器の利用帯域は広帯域であるが、実用化するためには励起光源となる 1480 nm 帯の高出力 LD(Laser Diode)が必要である[18]。

WDM 伝送システムでは、多波長信号を 1 本の光ファイバに合波し、光ファイバから多波長信号を分波する箇所は少なくとも 1 箇所ずつある。そのため、波長合分波機能を有するデバイスは必要不可欠である。特に、アレイ導波路回折格子(AWG: Arrayed-Waveguide Grating)[19]は、平面光回路(PLC: Planar Lightwave Circuit)として作製可能であるため、低損失、安定性及び大量生産性に優れており、WDM 伝送システムの主要デバイスとしての利用が期待されている。AWG の周波数間隔と WDM 伝送システムの周波数間隔を一致させることで、AWG を波長合分波器として利用することが出来、周波数間隔 100 GHz(0.8 nm)、チャンネル数 64~128 程度が求められている。近年は、400 チャンネルの多チャンネル AWG[20]や、複数の AWG を多段に接続することで 1000 チャンネルの大規模 AWG が実現されている[21]。

1.3 石英平面光回路

石英平面光回路(PLC: Planar Lightwave Circuit)は, シリコンや石英基板上に光ファイバと同じ材料である石英ガラスを積層し, 光が伝搬するための導波路を平面上に作製した導波回路である. 導波回路のパターンを設計することで, バルク型の光学系で実現していた機能を平面光回路上に作製することが可能になった. 一般的な PLC としては, 光結合器, 光スイッチ, 光合分波器(AWG)等のパッシブデバイスが挙げられる. 石英 PLC は光ファイバと同材質で作製しているため, 光ファイバとの結合効率がよく, 低損失かつ機械的安定性, 信頼性に優れたデバイスである.

1.3.1 作製プロセス

一般的な導波路構造と作製プロセスについて簡単に述べる. 作製プロセスは様々な手法が存在するが, 基本的にはガラスの堆積, 回路パターンの露光, エッチングで構成される. 代表的な作製プロセスを Fig.1.3.1 に示す.

- 1) ガラスもしくは石英基板上に屈折率の低い SiO_2 膜を火炎堆積法(FHD: Flame Hydrolysis Deposition)や化学気相蒸着法(CVD: Chemical Vapor Deposition)を利用して堆積させる[22].
- 2) 屈折率の高いコア層は, 不純物をドーピングしたガラス膜を下部クラッド層の上に堆積させることで実現する. TiO_2 , GeO_2 , P_2O_5 をガラスにドーピングすると屈折率が高くなり, B_2O_3 をドーピングすると屈折率が高くなる.
- 3) コア層上部にレジストを塗布し, フォトリソグラフィによりマスクパターンを露光する.
- 4) ポジ型のレジストの場合, 感光された場所が現像によって除去される(ネガ型の場合は逆で, 感光されなかった場所が除去される).
- 5) 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, 回路パターンが形成される.
- 6) 屈折率の低いオーバークラッド層を堆積させることで, 導波回路が完成する.

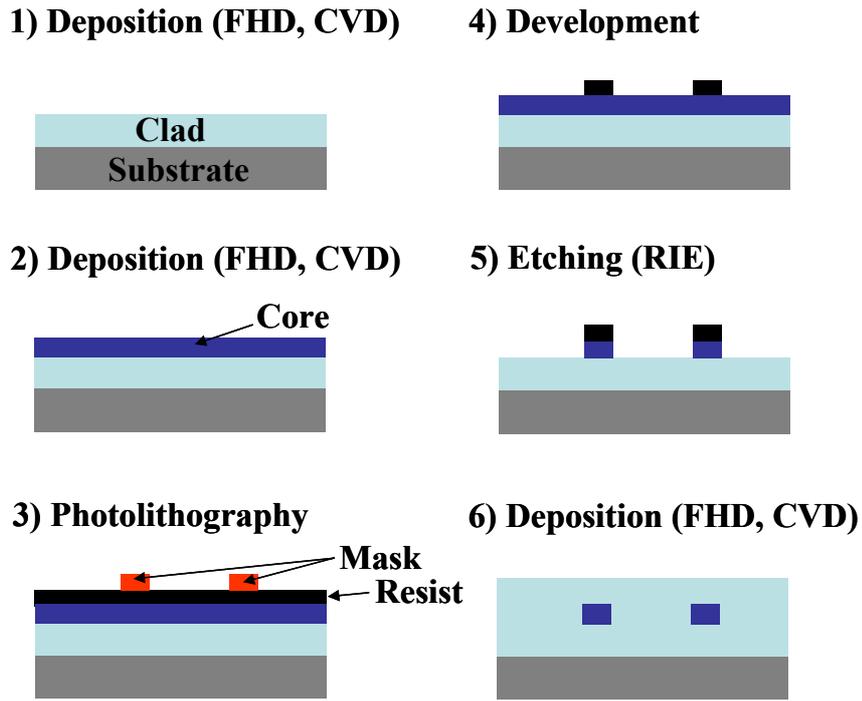


Fig. 1.3.1 Fabrication procedure of the PLC. 1) Low refractive index layer (Clad) is deposited on the substrate by using FHD or CVD, 2) high refractive index layer (Core) is deposited on the substrate by using FHD or CVD, 3) mask pattern for the waveguide is exposed on the resist, 4) resist pattern is developed, 5) the core is etched by RIE, and 6) over clad layer is deposited by using FHD or CVD.

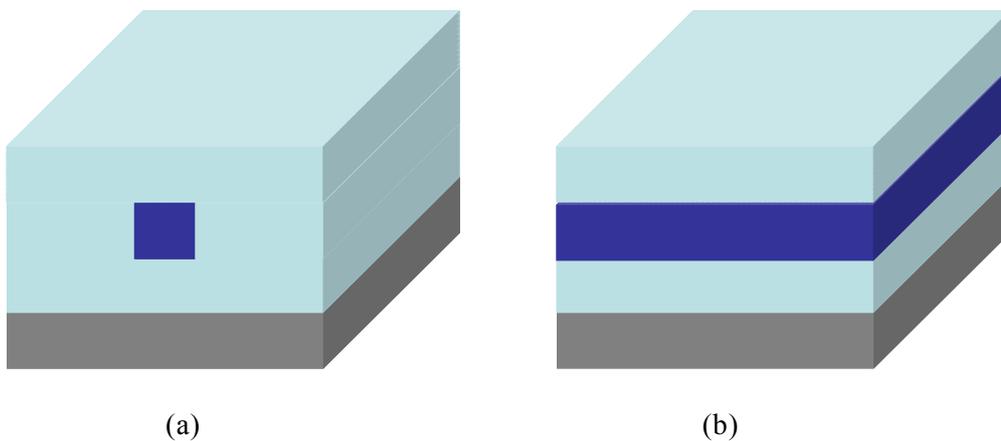


Fig.1.3.2 (a) Rectangular waveguide, (b) slab waveguide.

コア層の断面構造が矩形で、クラッド層に囲まれた構造を矩形導波路と言う (Fig.1.3.2(a)). コア層の屈折率が周りのクラッド層の屈折率より高いため、光は全反射を繰り返して、コア層内に閉じ込められる。コア層の横方向の閉じ込めがない導波路構造をスラブ導波路と言う (Fig.1.3.2(b)). 低損失な光導波回路を実現するためには、コア、クラッド層の屈折率を再現性良く、かつ、正確に制御する必要がある。更に、コア内のパーティクル(作製プロセス内で混入する異物など)をなくすこと、コア端面の表面粗さを低減させることによって低損失化が実現できる。高品質な石英 PLC を実現するためには、均等な堆積技術、正確なエッチング技術が必要である。

1.3.2 超高屈折率平面光回路

導波路のコアとクラッドの比屈折率差(Δ)によって、導波路のコア幅、伝搬損失、曲げ導波路最小曲げ半径及び光ファイバとの結合効率がそれぞれ異なる。Table 1.3.1 に代表的な例を示す[23].

Table 1.3.1 Silica waveguide parameters and its characteristics [23].

	Low- Δ	High- Δ	Superhigh- Δ
Index difference Δ [%]	0.3	0.75	1.5
Core size [mm]	8	6	4.5
Loss [dB/cm]	< 0.01	0.04	0.07
Bending radius [mm]	25	5	2
Coupling loss [dB/point]	<0.1	0.4	2

コアとクラッドの屈折率をそれぞれ n_{core} , n_{clad} で表すと、比屈折率差 Δ は式(1.3.1)で定義される。

$$\Delta[\%] = \frac{n_{core} - n_{clad}}{n_{core}} \times 100 \quad (1.3.1)$$

導波路のコア幅は、シングルモード条件を満たすように設計されており、屈折率差が小さいほど大きくなる。光ファイバの Δ は約 0.3 %であるため、low- Δ (以後、

L- Δ 導波路[24]を伝搬する光のモードフィールド径と光ファイバ内を伝搬する光のモードフィールド径はほぼ一致し、そのため、両者間の結合損失は小さい。更に、L- Δ 導波路はコア層におけるドーパント濃度が低いため、ドーパントによる散乱損失が小さく、屈折率揺らぎも小さいので、伝搬損失は 0.01 dB/cm 以下とほぼ無視できる値である。

一方で、High- Δ (H- Δ)導波路は L- Δ 導波路に比べて、コア幅が小さいことにより、光ファイバとの結合効率が悪く、結合損失は 0.4 dB である。ドーパント濃度が高くなることにより、散乱損失の増大や屈折率の不均一性が生じ、伝搬損失が大きくなる。L- Δ 導波路は光ファイバとの結合損失及び伝搬損失の点で H- Δ 導波路に比べて優位性を示す。しかしながら、石英 PLC の特長の 1 つである集積度に目をむけると、曲げ半径の大きさが課題となる。L- Δ 導波路は閉じ込め効率が悪いことから、曲げ半径を小さくすると曲げ損失が大きくなってしまう。そのため、L- Δ 導波路の最小曲げ半径(曲げ導波路における曲げ損失がほぼ無視できる最小の曲げ半径)は大きく、25 mm である。一般的に導波路の最小曲げ半径は、比屈折率差 Δ に反比例する($\Delta^{-1.6}$)[25]ため、閉じ込め効率が高い H- Δ 導波路の最小曲げ半径は 5 mm であり、L- Δ 導波路の 1/5 に相当する。小型な光導波回路は、様々な機能を回路上に集積することが出来るため、H- Δ 導波路[22]が石英 PLC の主流であった。

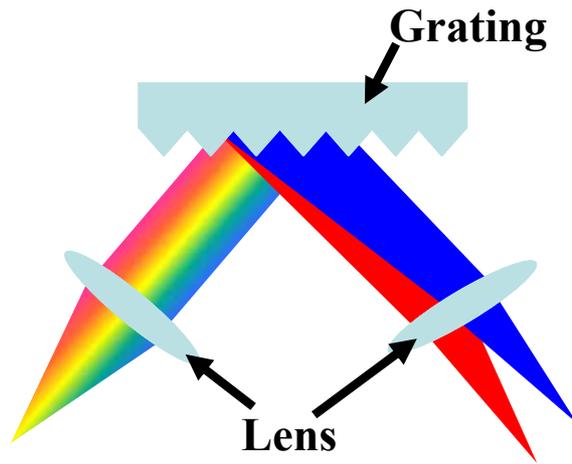
近年、高速アクセスネットワークの実現にむけ、幹線系で利用された WDM 技術をメトロ・アクセス系へ利用した WDM リングネットワークが注目を浴びている[5]。WDM リングネットワークを構成するためには、幹線系と同様に、様々な WDM 用光デバイスが必要であり、デバイスの低コストが強く望まれている。石英 PLC の分野においても、小型な導波回路を作製し、1 枚のウエハ上に効率良くチップを配置することで、チップの低コスト化が進められている。更に、種類の光部品の高密度集積化を実現することで、デバイスの多機能化、高機能化が可能になる。そこで、H- Δ 導波路よりも更に比屈折率差 Δ が高い、Superhigh- Δ (SH- Δ)導波路を利用した PLC が開発された。SH- Δ 導波路は Δ が 1.5 %以上である導波路を意味し、最小曲げ半径が 2 mm 以下であることから、H- Δ よりも更に小型な PLC が作製可能である[26][27]。しかしながら、H- Δ 導波路よりも伝搬損失が大きいこと(0.07 dB/cm)、光ファイバとの結合損失が大きいこと(2 dB)が課題となっている。特に、光ファイバとの結合損失は、H- Δ 導波路に比べて約 5 倍であり、結合損失の低減は必須である。結合損失は光ファイバと導波路間でのモードフィールド径

の違いに起因しているため、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)[28]-[30]が開発された。SSCを回路内に組み込むことで、光ファイバとの結合損失は0.2 dBまで低減した[30]。

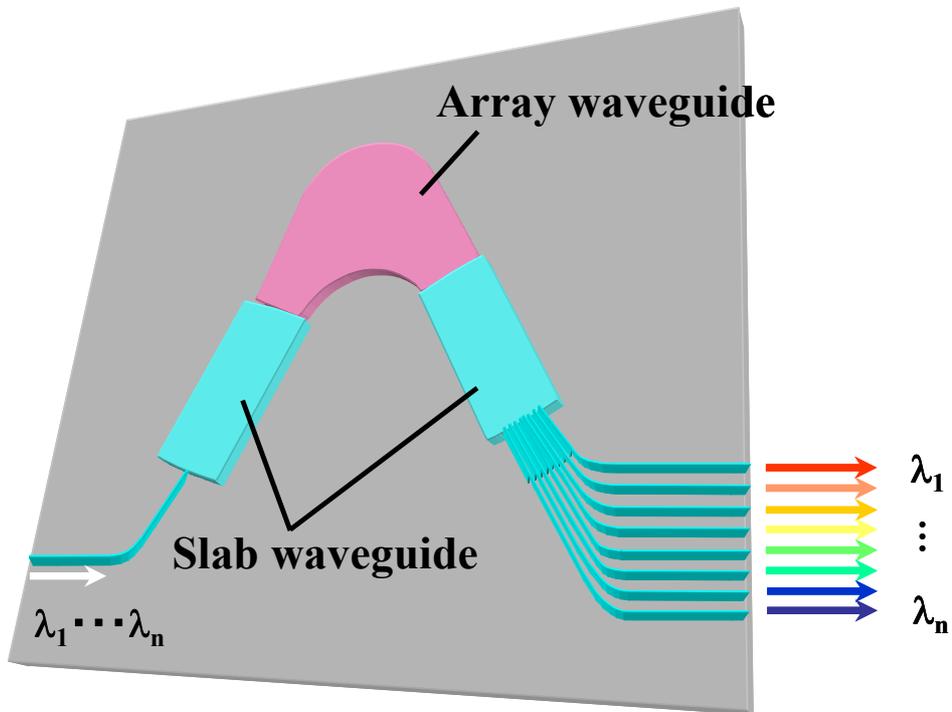
1.3.3 アレイ導波路回折格子(AWG)

WDM技術を利用した伝送システムを構築するために必要不可欠なデバイスとして、アレイ導波路回折格子(AWG)[31]-[33]がある。AWGは複数の波長を光ファイバ内に合波したり、光ファイバから分波する機能を有し、波長合分器として利用される。自由空間上で波長合分波器を形成する場合は、Fig.1.3.3(a)に示すような回折格子とレンズを利用する。光ネットワーク内では、小型かつ安定性に優れたデバイスが必要であるため、空間系の回折格子の利用は、システムを構築する上で不便である。そこで、導波路型の回折格子が求められ、Fig.1.3.3(b)に示すようなAWGが開発された。

AWGは、入出力導波路、2つのスラブ導波路と隣接導波路の長さが一定の長さだけ異なるアレイ導波路によって構成されている。スラブ導波路と入出力導波路及びアレイ導波路の境界は、曲率を持っており、その中心は入出力導波路群の中央にある。アレイ導波路は曲率中心から放射された光が放射状に伝搬するように配置されている。そのため、第1スラブ導波路を伝搬した光は、同位相でアレイ導波路に入射する。これは、スラブ導波路というレンズによって光がコリメートされたことを意味する。アレイ導波路では、各導波路の光路長が一定の長さだけ異なるため、出力端では光路長に応じた位相差が生じている。出力側のスラブ導波路(第2スラブ)に出射された光は、互いに干渉することで出力導波路に結合する。アレイ導波路で生じる位相差は、伝搬する波長毎によって異なるため、アレイ導波路端における波面の傾き(回折角)は波長毎に変化する。第2スラブ導波路内で光は波面の向きに応じて伝搬するため、波長毎に異なる出力導波路に集光する。ここで、第2スラブ導波路は集光用レンズの機能を担っている。WDMのチャンネル間隔とAWGのスペクトル間隔を一致させることにより、1本の光ファイバを伝送してきた波長多重された信号は、各波長の集光点に配置した出力導波路に分波される。AWGは可逆性を有するため、各導波路から入力した波長の異なる信号を1本の光ファイバ内に合波することが可能である。



(a)



(b)

Fig. 1.3.3 (a) Diffraction grating, (b) schematic configuration of an AWG. The AWG consists of input/output waveguides, two convex slab waveguides and array waveguide.

アレイ導波路の導波路間隔を d , 光路長差を ΔL とした場合, アレイ導波路からの出射光が干渉によって互いに強めあうためには, 次式を満たす必要がある.

$$n\Delta L + nd \sin\theta = m\lambda \quad (1.3.2)$$

ここで, θ は回折角, m は回折次数, λ は波長である. 更に AWG を設計する上で

必要なパラメータは次式から求まる.

$$\Delta L = \frac{c}{N_c \nu_{FSR}} \quad (1.3.3)$$

$$m = \frac{n_c \Delta L}{\lambda_0} \quad (1.3.4)$$

$$f = \frac{N_{ch} n_s d D}{\lambda_0} \quad (1.3.5)$$

ここで, c は光速, N_c はアレイでの群屈折率, ν_{FSR} は周波数 FSR (Free Spectral Range), n_c はアレイの実効屈折率, n_s はスラブの実効屈折率, f はスラブ導波路の焦点距離, N_{ch} はチャンネル数, D は入出力導波路間隔である.

AWG の透過スペクトル形状は, 第 2 スラブ導波路入射前のアレイ導波路端における電界振幅分布と各アレイの位相差によって決まる. AWG の特性は透過域の損失, 隣接チャンネルへの光の漏れこみを意味するクロストーク, 3 dB 帯域幅, 偏波依存損失 (PDL: Polarization Dependent Loss), 偏波依存波長シフト (PD λ : Polarization Dependent Wavelength) によって評価される. 特にクロストーク特性は, AWG の性能を見積もる重要な要素である. アレイ導波路を伝搬した光の隣接アレイ導波路との位相シフト量 $\Delta\phi$ は,

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} n_a \Delta L \quad (1.3.6)$$

となる. n_a はアレイ導波路の実効屈折率, ΔL は隣接アレイ導波路との光路長差を示す. アレイ導波路を作製する上で, コア幅の変化, コア/クラッド界面の屈折率揺らぎが生じるため, 各アレイ導波路間の位相シフト量 $\Delta\phi$ が変動する. この位相誤差によって, AWG の透過特性が大きく劣化し, 特にクロストーク特性が悪くなる.

アレイ導波路端の導波路構造が入力側と出力側で同じ場合, 入力導波路での光の電界振幅分布は, 出力導波路で再現される. そのため, 出力導波路での透過スペクトル特性は, 入射側の電界振幅分布に依存している. AWG のクロストーク特性を改善する方法として, 入出力導波路の導波路形状を制御する方法がある [34]. 入出力導波路の形状を工夫することにより, 透過スペクトル形状が制御され, クロストーク特性が改善される. 一般的な AWG における入出力導波路は, スラブ導波路近傍でコア幅が広いテーパ型導波路になっている [35]. テーパー導波路を利用することで, 隣接導波路への光漏れが低減し, 隣接導波路に対するクロストークが小さくなる. 入力導波路からスラブ導波路へ入射する光は, 回折

によって広がるため、テーパ導波路を利用してコア幅を広げることにより、回折角が小さくなり、スラブ導波路のサイズを小さくすることができる。一方、3 dB バンド幅が狭帯域になってしまうため、WDM 伝送システムで使用する際には、AWG の正確な温度制御及び光源での正確な波長制御が必要になる。文献[34]では、広帯域な 3 dB バンド幅と高いクロストーク特性を実現するために、透過スペクトル形状が矩形になるような工夫をしている。透過波長域を平坦にすることで、広帯域な 3 dB バンド幅が得られ、なおかつ高いクロストーク特性を実現している。このようなフラットトップ型の透過スペクトルは、テーパ形状を放物線型にすることで、アレイ導波路出力端での電界振幅分布を Sinc 関数型にすることで実現される。

WDM 伝送システム内で AWG を実用化するためには、更に多くの課題を解決する必要がある。AWG に要求される課題は、1) 温度無依存化、2) 偏波無依存化、3) 低損失化、4) 小型化などが挙げられ、以下に各種課題を解決するための手法について述べる。

1) 温度無依存化

石英導波路の屈折率は、温度の変化に伴って変動する。AWG の透過波長は実効屈折率に依存しているため、温度変化に伴い、透過波長がシフトする。波長シフト量を $\Delta\lambda$ は温度変化 ΔT を用いると、次式で表される。

$$\frac{\Delta\lambda}{\Delta T} = \frac{\lambda}{n} \frac{dn}{dT} + \lambda\alpha \quad (1.3.7)$$

α は熱膨張係数、 n は実効屈折率である。石英ガラスの熱膨張係数は 10^{-7} 程度であるが、熱光学係数(dn/dT)は 10^{-5} 程度と2桁大きいため、式(1.3.7)において熱膨張係数はほぼ無視できる。式(1.3.7)より、一般的な AWG の波長シフト量 $d\lambda/dT$ は、約 0.01 nm/°Cとなる。温度無依存型 AWG を実現するためには、ペルチエ素子などの外部温度制御器を利用してチップ温度を制御する必要がある。しかし、外部温度制御器を利用した場合、AWG モジュールのサイズは大規模化し、数ワットの電力が必要になる。文献[36]-[39]では、外部温度制御器を使用せずに温度無依存型 AWG を開発している。AWG の温度無依存化は、石英導波路と熱光学係数が相反する樹脂を使用することで実現している。

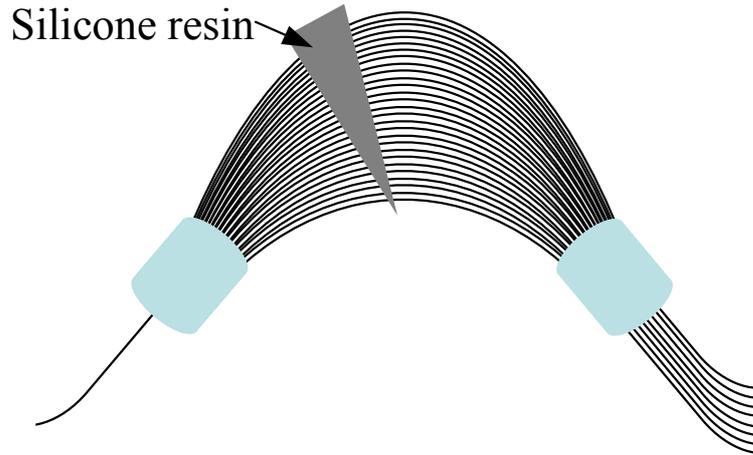


Fig.1.3.4 Schematic configuration of the athermal AWG. The triangular groove filled with silicone resin is inserted in the array waveguide. A thermooptic coefficient of the resin is negative.

文献[36]では、Fig.1.2.3 に示すように AWG のアレイ導波路部に三角形の深溝をエッチングにより作製し、その溝に熱光学係数が $-37 \times 10^{-5} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ であるシリコーン樹脂を注入している。熱変化に伴う石英導波路の光路長の変化をシリコーン部でキャンセルするように溝幅を設計している。そのため、石英導波路とシリコーン部の熱変化に伴う光路長の変化は以下の関係を満たす。

$$\frac{d}{dT}(n_{\text{SiO}_2} \times \Delta L_{\text{SiO}_2}) + \frac{d}{dT}(n_{\text{silicone}} \times \Delta L_{\text{silicone}}) = 0 \quad (1.3.8)$$

ここで、アレイ導波路長を ΔL_{SiO_2} 、シリコーンを注入する溝幅を $\Delta L_{\text{silicone}}$ と定義する。式(1.3.8)より、シリコーン樹脂を注入するために各アレイ導波路内に作製された溝幅は、

$$\Delta L_{\text{silicone}} = \Delta L_{\text{SiO}_2} / 37 \quad (1.3.9)$$

となる。アレイ導波路長 ΔL_{SiO_2} が長い場合、溝幅 ΔL_{SiO_2} も長くなるため、溝部分において回折損失が生じる。文献[39]では、1つの溝を複数の溝に分割することで、溝1つあたりの溝幅を狭くし、溝による過剰損失を低減させている。AWGの特性は、アレイ導波路での光路長揺らぎによって劣化しやすいため、アレイ導波路内に溝を作製する本手法では、正確な溝作製精度が要求される。

文献[37]では、スラブ導波路上に三角形の深溝を設置している。スラブ導波路

内に溝を作製することで、溝幅に対する作製の許容誤差が得られる。更に、スラブ導波路内では光が広がって伝搬しているため、溝による回折損失が小さくなる。

2) 偏波無依存化

石英 PLC では、基板(石英及びシリコン)とクラッド層の熱膨張係数が違うことにより、導波路のコア部に応力が発生する。その結果、偏波モード毎に実効屈折率が異なり、中心波長が偏波モード毎に変化する。文献[40]では複屈折性のあるポリマーの半波長板をアレイ導波路中に組み込み、偏波モード変換を行なうことで AWG の偏波無依存化を実現している。アレイ導波路の中心に長方形の深溝を作製し、複屈折性のあるポリマーの半波長板を集積する。光が半波長板を透過することで、アレイ導波路内での偏波モードが変換される。アレイ導波路前半と後半では、異なる偏波モードで光が伝搬することにより、全ての入射偏波モードに対する AWG の透過波長は一定となる。厚さ 14.5 μm 、屈折率 1.638 及び 1.585 (偏波の向きによって異なる)であるポリマーの半波長板を使って 16 ch, 100 GHz スペクトル間隔の AWG の偏波無依存化が実証されている[40]。半波長板を固定する溝の厚さは 18 μm であるため、溝による回折損失はわずか 0.26 dB であった。

3) 低損失化

AWG の原理的な損失として、アレイ導波路での伝搬損失及びスラブ導波路-アレイ導波路間の遷移損失が挙げられる。前者は石英導波路の伝搬損失に依存する。Table 1.3.1 より、H- Δ 導波路の伝搬損失は 0.04 dB/cm であるため、その影響はほぼ無視できる。そのため、スラブ導波路-アレイ導波路間の遷移損失が AWG の主たる損失となる。遷移損失はスラブ導波路-アレイ導波路の結合部に存在するアレイ導波路間のギャップに起因する。スラブ導波路を伝搬してきた光はアレイ導波路によって離散的に分割される。その際、アレイ導波路間にギャップがあることにより、スラブ導波路とアレイ導波路内のモードフィールドが一致せず、遷移損失が生じる。ギャップは導波路の作製プロセス限界が原因である。文献[41][42]では、遷移損失を低減させるために、垂直方向テーパ導波路構造が提案され、低損失 AWG が実現されている。垂直方向テーパ導波路は、従来までギャップとなっていた領域に組み込まれている。垂直方向テーパ導波路の厚さは、スラブ導波路との接続面ではスラブ導波路と同じ厚さである。スラブ導波路から遠ざかるにつれ、テーパ導波路の厚さは徐々に薄くなっていく。ギャップ領域に漏

れていた光は垂直方向テーパー導波路により、スラブ導波路からアレイ導波路へゆっくりと遷移していくため、遷移損失が低減する。垂直方向テーパー導波路を利用することにより、32 ch, 100 GHz スペクトル間隔の AWG の挿入損失を 2.75 dB から 1.25 dB まで低減させることに成功している。

4) 小型化

AWG の小型化は、SH- Δ 導波路によって実現されている。SH- Δ 導波路の最小曲げ半径は 2 mm 以下であるため、アレイ導波路内の曲げ領域を縮小することが可能である。更に、コア幅が 4.5 μm であるため、アレイ導波路間距離や入出力導波路間距離が小さくなり、スラブ導波路長も H- Δ 導波路より短くなる。

文献[27]では、SH- Δ 導波路を利用して、16 ch, 100 GHz スペクトル間隔の AWG をわずか 13 mm \times 16 mm のサイズで作製している。4 インチウエハ上に約 26 個のチップを集積することができ、これは、H- Δ 導波路の場合の約 4 倍に相当する。SH- Δ の出現により、1 ウエハ上で作製できる AWG チップ数が増加しただけでなく、H- Δ 導波路では作製不可能であった多チャンネル・狭帯域 AWG が作製できるようになった。文献[43]では、256 ch, 25 GHz スペクトル間隔の多チャンネル AWG を 4 インチウエハ上に作製することに成功している。サイズは、7.5 cm \times 5.5 cm であり、4 インチウエハ全体を占有しているが、損失は小さく、2.7 dB \sim 4.7 dB 程度である。更に、文献[44]では、6 インチウエハを利用することで 400 ch, 25 GHz スペクトル間隔の多チャンネル AWG を実現している。本 AWG はアレイ本数が 1000 本以上と大規模であり、スラブ導波路長は 5 cm、チップサイズは 12 cm \times 6 cm である。本 AWG は、低損失であること(3.8 dB \sim 6.4 dB)、EDFA の帯域である C-band から L-band 全域をカバーしていることから、大容量化を目指した WDM システム内での利用が期待されている。

AWG は波長合分波器として利用されているだけでなく、光信号処理用光デバイスとしても幅広く研究されている。従来は、レンズと回折格子を使用した空間光学系(Fig.1.3.5)で実現されていた時空間変換が、AWG の開発により、平面光回路内のできるようになった。AWG の時空間変換機能[45]を利用した各種光信号処理技術が数多く報告されている。AWG は Fig.1.3.5 に示す回折格子とレンズの役割を担っているため、入射光パルスは AWG 出力端で空間的にスペクトル展開される。ここで、各スペクトル成分の位相又は強度を変調し、再び AWG を利用することで光パルスが合成される。

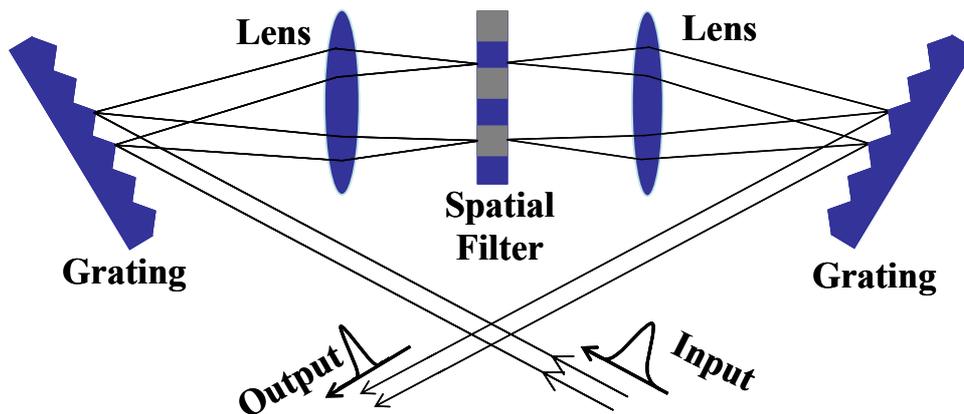


Fig.1.3.5 Optical signal processing setup using time-to-space conversion theory. The setup consists of two gratings, two lenses, and one spatial filter.

AWG の回折次数は、数十～数百と高いことから、光通信で使用される数十ピコ秒のパルス幅への適用が可能である。何故ならば、AWG の周波数分解能の逆数に比例して、光パルスの時間窓が決定されるためである[46].

$$t_{\omega} \cong \frac{mN}{n_a v_c} \quad (1.3.9)$$

ここで、 t_{ω} は時間窓幅、 m は回折次数、 N はアレイ本数、 n_a は導波路の実効屈折率、 v_c は中心周波数である。

実際に AWG の時空間変換機能を利用することで、分散補償[47]-[51]、波形整形 [52]-[55]、SSB 変調 [56][57]、光符号化 (OCDM: Optical Code Division Multiplexing)[58]が実現されている。AWG を利用した研究は幅広く行われており、汎用性が高いデバイスであることが実証されている。

1.4 次世代光ネットワーク用光デバイス

ユビキタス時代の到来により、インターネットを利用したコンテンツ配信、アプリケーション・サービスが普及し始めている。そのため、ネットワーク内のデータトラフィックは増大の一步を辿っており、幹線網の大容量化が求められてい

る。次世代の大容量光ネットワークでは、使用可能帯域の拡大及び周波数利用効率の向上が求められている。更に、ネットワークのスループットを上げるために、ノード機能の光化が必要であり、これらを実現するための新たなブレイクスルーが必要と考えられる。

石英光ファイバの低損失帯域は、 $1.2\ \mu\text{m}$ ～ $1.7\ \mu\text{m}$ 帯近傍であり、全帯域をカバーする光増幅器を開発することで、使用可能帯域の拡大につながる。EDFAの増幅帯域はC-bandとL-bandをカバーしているが、低波長域($1.3\ \mu\text{m}$ 帯やS-band)では利得がないため、利用することができない。希土類添加光増幅器を低波長帯域で利用するためには、ツリウム(Tm)をドープしたTDF(Thulium Doped Fiber Amplifier)の開発などが求められている。更に、ラマン散乱効果を利用した分布ラマン増幅器[59][60]の増幅帯域は、励起光源の波長帯域によって決まるため、広帯域化が可能である。使用可能帯域の拡大に向け、ラマン増幅器は注目を浴びているデバイスの1つである。

使用可能帯域の拡大に伴い、伝送路の波長分散が新たな問題となる。非線形効果の問題を回避するため、全帯域での分散値が零近傍である伝送ファイバの作製や、各波長帯域の分散を一括補償する分散補償器が必要とされる。

一方、周波数利用効率の向上に対しては、狭帯域変調及び狭帯域フィルタの開発が検討されている。狭帯域変調では、無線通信で利用されている多値変調技術を光信号へ応用することや偏波分離が検討されている。また、狭帯域フィルタはチャンネル間隔が狭帯域であるデバイスの開発が求められている。狭帯域フィルタは、低損失であること、透過特性がフラットであることが重要である。

Fig.1.1.2で示すようなOXC及びOADMを利用した次世代光ネットワークを実現するためには、光ノード技術の確立が必要であり、波長変換器、光スイッチ、波長フィルタなどの開発が求められている。アクセス系に適用する光デバイスは、経済性が重視されることから、低コスト化が課題であり、デバイスの小型化、高密度集積化が強く望まれている。石英PLCは、経済性、機械的安定性に優れていることから、アクセス系での利用も見込まれており、特に、AWGは波長合分波器、Add-Drop光フィルタとしての利用が可能であることから重要なデバイスの1つである。

1.5 本研究の目的

石英 PLC は、超高速・高密度伝送システムを構築する上で必要不可欠なデバイスである。特に WDM システムが幹線系からアクセス系に至るまで利用されることを考えると、各ノードでは波長合分波機能を有するデバイス(AWG)が必要となる。メトロ・アクセス系で使用されるデバイスは、低コスト化が必要であり、石英 AWG の低コスト化は今後の課題である。更に、ネットワークの周波数利用効率の向上と大容量化を目指すためには、チャンネル間隔が狭い AWG が必要であり、AWG の小型化が求められている。

近年、コアとクラッドの比屈折率差が大きい SH- Δ 導波路の利用により、小さな PLC が実現可能になった。しかしながら、SH- Δ 導波路はコア部におけるドーパント濃度が高いため、コア屈折率の不均一性やドーパントによる散乱損失により、伝搬損失が大きい。比屈折率差が大きくなることで、シングルモード条件を満たすコア幅が小さくなるため、光ファイバとの結合効率が悪いことも問題である。そのため、SSC 等の付加機能をつけて、光ファイバとの結合損失を低減する必要がある。

そこで、本研究では石英 PLC の小型化を実現するために新規曲げ構造を開発し、小型平面光回路を構成するためのコア技術を確立することを第 1 の目的とする。光ファイバとの結合効率が高い H- Δ 石英導波路を利用した場合でも、微小領域での光曲げが可能となる技術を提案する。一般的な曲げ導波路とのサイズを比較し、その有用性を示すと共に、実用化するためには低損失であること、低波長依存性、低偏波依存性を実証する必要がある。第 2 の目的は、微小曲げ構造を利用することにより、WDM システムのコアデバイスとなる AWG の小型化を実現することにある。周波数利用効率の向上及び伝送容量の拡大を目指す上で、AWG の小型化は必要不可欠である。小型 AWG の設計方法を確立し、一般的な形状の AWG とのサイズの比較を行なうことで、小型 AWG の特長を示す。更に、H- Δ 石英導波路を利用した小型 AWG を作製し、特性を評価することで本デバイスの価値を実証する。第 3 の目的は、高分解能 AWG を実現することである。チャンネル間隔が狭い高分解能 AWG は、第 1 に高密度波長多重システムへの利用が可能である。第 2 に、AWG の時空間変換機能を利用した光デバイスへの適用が可能である。第 4 の目的は、高速伝送システムでの利用を目指した光信号処理用導波回路を実現することにある。波長分散は光ネットワークにおいて伝送距離を制限する要因

の1つであり，伝送速度が高速になる次世代光ネットワークでは，正確な補償技術が必要になる．高分解能 AWG を利用した分散補償技術を開発することにより，高速伝送システムでの動作が可能な平面光回路型分散補償器の実現を目指す．

1.6 本論文の構成

本論文の構成は以下の通りである．

- 第1章 序論
- 第2章 超小型光回路構成技術
- 第3章 超小型 Arrowhead 型アレイ導波路回折格子
- 第4章 多段 Arrowhead 構造型高分解能アレイ導波路回折格子
- 第5章 アレイ導波路回折格子を利用した分散補償器
- 第6章 結論

第2章では，小型な平面光回路を構成するためのコア技術として，導波路内ミラーを利用した V 字型曲げ構造について述べている．本構造は，導波路内に金属ミラーをモノリシック集積した構造であり，基本的な設計法を確立し，理論・実験の両面から本構造の有用性を実証している．

第3章では，第2章で提案した V 字型微小曲げ構造を利用することで，小型な AWG を実現している．V 字型微小曲げ構造をアレイ導波路内に集積した Arrowhead(矢じり)構造を提案し，超小型 Arrowhead 型 AWG と従来型 AWG のサイズを比較することで，Arrowhead 型 AWG の有用性を明らかにする．

第4章では，Arrowhead 構造を多段に接続することで，隣接アレイ導波路の光路長差が長い高分解能 AWG を実現している．透過スペクトル特性を評価することにより，本デバイスの実用化への可能性を探る．更に，設計値からの劣化原因である位相誤差を補正するために，樹脂充填位相誤差補正法を提案している．

第5章では，Arrowhead 型 AWG 内に分散補償用導波路内ミラーをモノリシック集積した平面光回路型分散補償器を提案している．40 Gbit/s 分散補償実験によって本デバイスを実証することで，高速伝送システムへの適用性を実証する．

最後に第6章で本研究の成果をまとめる．

参考文献

- [1] “インターネット白書 2004”, 財団法人インターネット協会.
- [2] H. Ishio, J. Minowa, and K. Nosu, “Review and status of wavelength-division multiplexing technology and its application,” *J. Lightwave Technol.*, Vol. 2, No. 4, pp. 448-463, 1984.
- [3] G. P. Agrawal, “Fiber-optic communication systems,” *Wiley-Interscience*, Chapter 7, 1997.
- [4] 小口喜美夫, “広帯域 DWDM システム,” *Optronics*, No. 5, pp. 118-123, 1999.
- [5] N. Takachio, H. Suzuki, M. Fujiwara, J. Kani, K. Ishikawa, H. Yamada, T. Shibata, and T. Kitoh, “Wide area gigabit access network based on 12.5GHz spaced 256 channel super-dense WDM technologies,” *Electron. Lett.*, Vol. 37, No. 5, pp. 309-311, 2001.
- [6] 柴田宣, “FTTH と PON,” *O plus E*, Vol. 25, No. 2, pp. 205- 211, 2003.
- [7] 吉國裕三, “DWDM 用半導体集積光源,” *レーザー研究*, Vol. 30, No. 1, pp. 5-10, 2002.
- [8] 尾中寛, “超高速光変調デバイス,” *O plus E*, Vol. 24, No. 4, pp. 425- 430, 2002.
- [9] H. Takeuchi, K. Suzuki, K. Sato, M. Yamamoto, Y. Itaya, A. Sano, M. Yoneyama, and T. Otsuji, “NRZ operation at 40 Gb/s of a compact module containing an MQW electroabsorption modulator integrated with a DFB laser,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 9, No. 5, pp. 572-574, 1997.
- [10] C. K. Kao and G. A. Hockham, “Dielectric-fiber surface waveguides for optical frequencies,” *Proc. Inst. Electr. Eng.*, Vol. 133, pp.1151-1158, 1966.
- [11] T. Miya, Y. Terunuma, T. Hosaka and T. Miyosita, “An ultimate low loss single-mode fiber at 1.55 μm ,” *Electron. Lett.*, Vol. 15, pp. 106-108, 1979.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] Y. Koike, T. Ishigure, and E. Hihei, “High-bandwidth graded-index polymer optical fiber,” *J. Lightwave Technol.*, Vol. 13, No. 7, pp. 1475-1486, 1995.
- [15] 小池康博, “プラスチック光ファイバー(POF)の最新動向 GI 型 POF の最新動

-
- 向,” *O plus E*, Vol. 21, No. 6, pp. 641-647, 1999.
- [16] M. Yamada, H. Ono, T. Kanamori, S. Sudo, and Y. Ohishi, “Broadband and gain-flattened amplifier composed of a 1.55- μm -band and a 1.58 μm band Er³⁺-doped fibre amplifier in a parallel configuration,” *Electron. Lett.*, Vol. 33, No. 8, pp. 710-711, 1997.
- [17] S. Aozasa, T. Sakamoto, T. Kanamori, K. Hoshino, and M. Shimizu, “Gain-shifted thulium-doped fibre amplifiers employing novel high concentration doping technique,” *Electron. Lett.*, Vol. 36, No. 5, pp. 418-418, 2000.
- [18] S. Namiki, and Y. Emori, “Ultrabroad-band raman amplifiers pumped and gain-equalized by wavelength-division-multiplexed high-power laser diodes,” *IEEE J. Selected Topics Quantum Electron.*, Vol. 7, No. 1, pp. 3-16, 2001.
- [19] H. Takahashi, S. Suzuki, and I. Nishi, “Wavelength multiplexer based on SiO₂-Ta₂O₅ arrayed-waveguide grating,” *J. Lightwave Technol.*, Vol. 12, No. 6, pp. 989-995, 1994.
- [20] Y. Hida, Y. Hibino, T. Kitoh, Y. Inoue, M. Itoh, T. Shibata, A. Suguta, and A. Himeno, “400-channel 25-GHz spacing arrayed-waveguide grating covering a full range of C-band and L-bands,” in *OFC 2001*, WB2, 2001.
- [21] K. Takada, M. Abe, T. Shibata, M. Ishii, Y. Inoue, H. Yamada, Y. Hibino, and K. Okamoto, “10 GHz-spaced 1010-channel AWG filter achieved by tandem connection of primary and secondary AWGs,” in *ECOC 2000*, PD 3.8, 2000.
- [22] M. Kawachi, “Silica waveguides on silicon and their application to integrated-optic components,” *Opt. Quantum Electron.*, Vol. 22, No. 5 pp. 391-416, 1990.
- [23] K. Okamoto, “Fundamentals of optical waveguides,” *Academic Press*, Chapter 9, 2000.
- [24] N. Takato, K. Jinguji, M. Yasu, H. Toba, and M. Kawachi, “Silica-based single-mode waveguides on silicon and their application to guided-wave optical interferometers,” *J. Lightwave Technol.*, Vol. 6, No. 6, pp. 1003-1010, 1988.
- [25] 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.
- [26] H. Uetsuka, “AWG technologies for dense WDM applications,” *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, Vol. 10, No. 2, pp. 393-402, 2004.

-
- [27] Y. Hibino, "Recent advances in high-density and large-scale AWG multi/demultiplexers with higher index-contrast silica-based PLCs," *IEEE J. Select Topics Quantum Electron.*, Vol. 8, No. 6, pp. 1090-1101, 2002.
- [28] 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.
- [29] 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.
- [30] M. Itoh, T. Saida, Y. Hida, M. Ishii, Y. Inoue, Y. Hibino, and A. Sugita, "Large reduction of single mode-fiber coupling loss in 1.5 % Δ planar lightwave circuits using spot-size converters," *Electron. Lett.*, Vol. 38, No. 2, pp. 72-74, 2002.
- [31] M. K. Smit, "New focusing and dispersive planar component based on an optical phased array," *Electron. Lett.*, Vol. 24, pp. 385-386, 1988.
- [32] H. Takahashi, S. Suzuki, K. Kato and I. Nishi, "Arrayed-waveguide grating for wavelength division multi/demultiplexer with nanometer resolution," *Electron. Lett.*, Vol. 26, pp. 87-88, 1990.
- [33] C. Dragone, "An $N \times N$ optical multiplexer using a planar arrangement of two star couplers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 3, pp. 812-815, 1991.
- [34] K. Okamoto, and H. Yamada, "Arrayed-waveguide grating multiplexer with flat spectral response," *Opt. Lett.*, Vol. 20, No. 1, pp. 43-45, 1995.
- [35] K. Okamoto, H. Okazaki, Y. Ohmori, and K. Kato, "Fabrication of large scale integrated-optic $N \times N$ star couplers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 4, No. 9, pp. 1032-1035, 1992.
- [36] Y. Inoue, A. Kaneko, F. Hanawa, H. Takahashi, K. Hattori, and S. Sumida, "Athermal silica-based arrayed-waveguide grating multiplexer," *Electron. Lett.*, Vol. 33, No. 23, pp. 1945-1947, 1997.
- [37] K. Maru, K. Matsui, H. Ishikawa, Y. Abe, S. Kashimura, S. Himi, and H. Uetsuka, "Super-high- Δ athermal arrayed waveguide grating with resin-filled trenches in slab region," *Electron. Lett.*, Vol. 40, No. 6, pp. 374-375, 2004.
- [38] H. Hirota, M. Itoh, M. Oguma, and Y. Hibino, "Athermal arrayed-waveguide

-
- grating multi/demultiplexers composed of TiO₂-SiO₂ waveguides on Si,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 17, No. 2, pp. 375- 377, 2005.
- [39] S. Kamei, K. Iemura, A. Kaneko, Y. Inoue, T. Shibata, H. Takahashi, and A. Sugita, “1.5 %-Δ athermal arrayed-waveguide grating multi/demultiplexer with very low loss groove design,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vo. 17, No. 3, pp. 588-590, 2005.
- [40] Y. Inoue, Y. Ohmori, M. Kawachi, S. Ando, T. Sawada, and H. Takahashi, “Polarization mode converter with polyimide half waveplate in silica-based planar lightwave circuits,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 6, No. 5, pp. 626-628, 1994.
- [41] J. C. Chen, and C. Dragone, “A proposed design for ultralow-loss waveguide grating routers,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 10, No.3, pp. 379-381, 1998.
- [42] 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.
- [43] Y. Hibino, Y. Hida, A. Kaneko, M. Ishii, Y. Inoue, Y. Hibino, and A. Sugita, T. Saida, A. Himeno, and Y. Ohmori, “Fabrication of silica-on-Si waveguide with higher index difference and its application to 256 channel arrayed-waveguide multi/demultiplexer,” in *OFC 2000*, WH2, 2002.
- [44] Y. Hida, Y. Hibino, T. Kitoh, Y. Inoue, M. Itoh, T. Shibata, A. Sugita, and A. Himeno, “400-channel arrayed-waveguide grating with 25 GHz spacing using 1.5 %-Δ waveguides on 6-inch Si wafer,” *Electron. Lett.*, Vol. 37, No. 9, pp. 576-577, 2001.
- [45] 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. 1890-1891, 1997.
- [46] 津田裕之, “超高速光信号処理用アレイ導波路回折格子,” *電子情報通信学会論文誌*, Vol. J88-C, No. 6, pp. 421-427, 2005.
- [47] C. R. Doerr, L. W. Stulz, S. Chandrasekhar and R. Pafchek, “Colorless tunable dispersion compensator with 400-ps/nm range integrated with tunable noise filter,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, No. 9, pp. 1258-1260, 2003.
- [48] 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.

[49] 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.

[50] 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.

[51] H. Taknouchi, T. Ishii, and T. Goh, “8THz bandwidth dispersion-slope compensator module for multiband 40 Gbit/s WDM transmission systems using an AWG and spatial phase filter,” *Electron. Lett.*, Vol. 37, No. 12, pp. 777-778, 2001.

[52] 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.

[53] K. Takiguchi, K. Okamoto, T. Kominato, H. Takahashi, and T. Shibata, “Flexible pulse waveform generation using silica-waveguide-based spectrum synthesis circuit,” *Electron. Lett.*, Vol. 40, No. 9, pp. 537-538 ,2004.

[54] 和田尚也, 久保田文人, 駒井友紀, 渡辺紘子, 小館香椎子, “強度・位相可変 AWG とそのフォトニックネットワークへの応用,” *電子情報通信学会技術研究報告*, Vol. 103, No. 617 (OPE2003 243-257), pp. 49-54, 2004.

[55] H. Aoki, K. Aizawa, T. Shioda, Y. Tanaka, T. Kurokawa, and H. Tsuda, “Real-time shaping of ultra-short optical pulses using an arrayed-waveguide grating and spatial light modulator,” in *IPRA 2005*, IWA6, 2005.

[56] R. Kasahara, Y. Inoue, M. Ishii, A. Hrano, Y. Miyamoto, H. Takahashi, and Y. Hibino, “Cyclic and rectangular passband optical bandpass filter using AWG pair,” *Electron. Lett.*, Vol. 39, No. 12, pp. 910-911, 2003.

[57] J. Capmany, D. Pastor, P. Munoz, B. Ortega, S. Sales, and A. Martinez, “Multiwavelength optical SSB generation for dispersion mitigation in WDM fiber radio systems using AWG multiplexer,” *Electron. Lett.*, Vol. 38, No. 20, pp. 1194-1196, 2002.

[58] 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.

[59] H. Kidorf, K. Rottwitt, M. Nissov, M. Ma, and E. Rabarijaona, “Pump interactions in a 100-nm bandwidth Raman amplifier,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 11, No. 5, pp. 530-532, 1999.

[60] 内藤崇男, 幸雅洋, “分布ラマン増幅による広帯域・長距離光伝送システム,” *O plus E*, Vol. 7, No. 25, pp. 769-775, 2003

第 2 章

超小型光回路構成技術

2.1 はじめに

H- Δ 石英 PLC の特長は、伝搬損失が小さい、ファイバとの結合効率が高い、及び信頼性・安定性に優れている点である。一方、光の閉じ込め効率が低いため、曲げ導波路の曲げ半径を小さくすることができず、小型化という点では問題を抱えている。小型の石英 PLC の実現は、デバイスの低コストを必要とする次世代光ネットワークにおいて重要な研究課題である。近年、コアとクラッドの比屈折率差を大きくした SH- Δ 石英 PLC[1]-[3]の開発によって小型の PLC 回路が実現されるようになった。しかしながら、SH- Δ 導波路は光ファイバとの整合性が悪く、結合損失は 2 dB である。

光回路を高密度に集積するために、全反射ミラーを使った 90° の曲げ導波路が開発されている[4]-[8]。全反射ミラーの曲げ損失は理論的にはほぼ無視できる[9][10]。実際の曲げ損失も 1 dB/mirror 程度であり、全反射ミラーを利用することで低損失かつ小型の光曲げ構造が実現する。問題点は、ミラーの位置ずれによる損失が大きいことである[11]。更に、臨界角によって光曲げの方向が限定されてしまうため、Fig.2.1.1 に示すような 180° 曲げを実現するためには、 90° 曲げの全反射ミラーを 2 枚使用する必要がある。全反射ミラーを利用した曲げ導波路は、曲げ領域が数十 μm 角程度であるため、回路構成は小型であるが、 180° 曲げを実現するためには全反射ミラーが 2 枚必要であることから損失が大きくなってしまふ。

そこで、本章では

- 1) 鋭角な光曲げを微小領域で実現すること、
- 2) 低損失であること、

を条件とし、小型な平面光回路を実現するためのコア技術を確立することを目的とする。鋭角な光曲げを低損失かつ微小領域で実現させるための構造として、1

一枚の金属ミラーを利用した光路変換導波路を提案する。鋭角な光曲げをミラー一枚で実現するために、平面ミラーではなく2次曲線型ミラーを利用する。2次曲線ミラーの曲率を使うことにより、急峻な光曲げの実現を目指す。

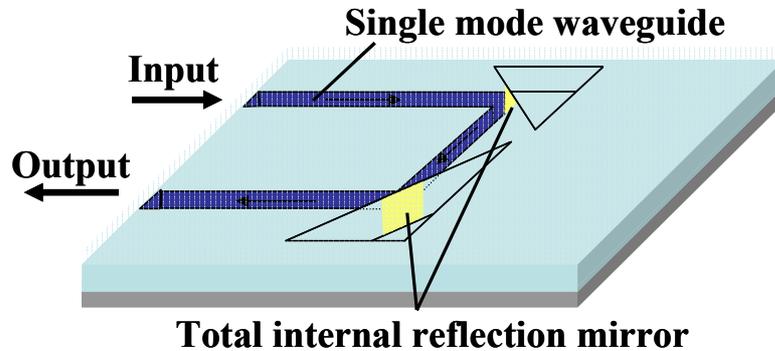


Fig. 2.1.1 Schematic configuration of 180-degrees light path bending waveguide with two total internal reflection mirrors.

2.2 V字型微小曲げ構造

本節では、小型平面光回路を構成するための小型光曲げ導波路を提案し、設計方法について述べる。

2.2.1 基本構造の提案

過剰な損失を伴わずに、微小領域での急峻な光曲げを可能にするためには、新しい機能素子の集積化、新規回路構成の提案などが必要である。そこで、金属ミラーを利用すること、平面ミラーではなく2次曲線型ミラーを利用することを提案する。1枚の金属ミラーによって180°の急峻な光曲げを実現することで、提案する構造の可能性を探る。以下に基本構造を提案し、詳細な設計を行う。

Fig.2.2.1に微小領域での光曲げを実現するためのV字型曲げ構造を示す。V字型とは、光がV字型に伝搬することを意味する。本構造は、シングルモードの曲げ導波路、スラブ導波路、金属の楕円ミラーで構成されており、学術的な特色は、金属の楕円ミラーを利用した点にある。金属ミラーを使用したことで、入射角度

に依存しない光曲げが可能になり，急峻な曲げ構造も実現可能である．ミラー形状を楕円にした理由は，楕円の幾何光学的な特徴にある．楕円は，長軸上に2つの焦点を有する．幾何光学では，楕円の1つの焦点から出た光は楕円面で反射後，必ずもう片方の焦点に集光するという特徴がある．そのため，反射光の焦点上での収差は0に等しく，反射波の結像点が明確である．

V字型微小曲げ構造内での光の振る舞いは，次のようになる．入力光は，曲げ導波路を通り，楕円の焦点でスラブ導波路と結合し，スラブ導波路内に放射される．スラブ導波路内を伝搬した光は，楕円ミラーで反射し，反射光がもう片方の楕円焦点にある出力側の曲げ導波路と結合し出力されることで180°の急峻な光曲げが実現される．

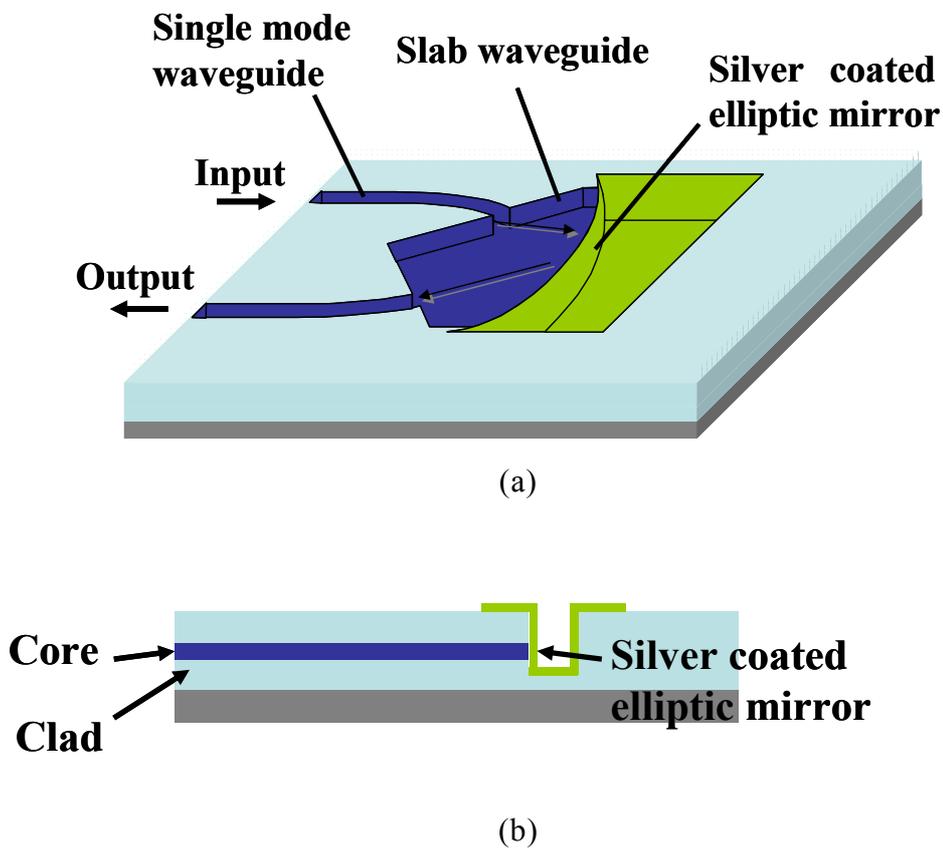


Fig. 2.2.1 (a) Schematic configuration of the V-bend optical waveguide. The V-bend optical waveguide consists of single mode waveguides, a slab waveguide, and a silver coated elliptic mirror. (b) Side view of the V-bend waveguide.

2.2.2 波動光学による設計

V字型微小曲げ構造の基本的な原理は楕円の幾何学的な特長に由来するが、導波路内を光が伝搬すること、楕円ミラーを極力小型にしたいことから幾何光学による設計では精度の点で不十分である。そこで、スラブ導波路内の光伝搬を波動光学に近似し、設計の精度を改善する。曲げ構造の小型化を実現するためには、ミラーサイズを可能な限り小さくする必要がある。Fig.2.2.2に示すようなガウシアンビームの結像系では、ミラーの大小に依存して結像点に変化する[12]。そこで、微小光学における光結像系の検討を行ない、V字型微小曲げ構造を最小化した。

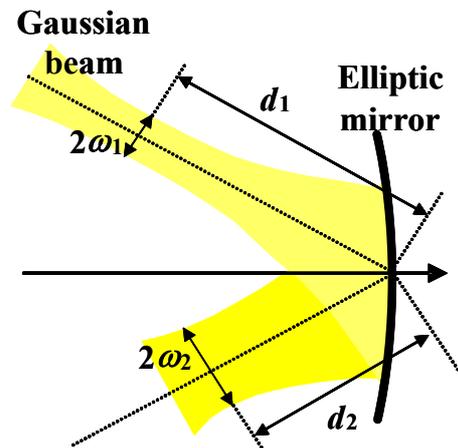


Fig. 2.2.2 Gaussian beam imaging. $\omega_1(\omega_2)$: the waist size of the incident (reflected) beam and $d_1(d_2)$: the distance from the incident (reflected) beam waist to the vertex of the elliptic mirror.

ミラー反射波のビームウエストでのスポットサイズと結像位置は入射波とミラーの焦点距離に依存する。反射波のビームウエストとミラー頂点までの距離(d_2)は、次式で与えられる。

$$d_2 = \frac{\left(\frac{\pi\omega_1^2 n}{\lambda}\right)^2 \frac{1}{f} - d_1 \left(1 - \frac{d_1}{f}\right)}{\left(\frac{\pi\omega_1^2 n}{\lambda}\right)^2 \left(\frac{1}{f}\right)^2 + \left(1 - \frac{d_1}{f}\right)^2} \quad (2.2.1)$$

ここで、 n はスラブ導波路の実効屈折率、 λ は波長、 d_1 は入射波のビームウエストからミラー頂点までの距離、 ω_1 は入射波のビームウエストサイズ、 f は幾何学的なミラー焦点距離である。そして、反射波のビームウエストサイズ(ω_2)は

$$\omega_2 = \frac{\omega_1}{\sqrt{\left(\frac{\pi\omega_1^2 n}{\lambda}\right)^2 \left(\frac{1}{f}\right)^2 + \left(1 - \frac{d_1}{f}\right)^2}} \quad (2.2.2)$$

となる。入射波と反射波の形状が等しくなることを仮定すると($d_1 = d_2$, $\omega_1 = \omega_2$)、式(2.2.1)及び式(2.2.2)から次式が求まる。

$$d_1 = d_2 = f + \delta \quad \left(\delta = \sqrt{f^2 - \left(\frac{\pi\omega^2 n}{\lambda}\right)^2} \right) \quad (2.2.3)$$

ここで、 δ は 0 以上であり、 ω は ω_1 , ω_2 と等しい。 d_1 , d_2 は δ が 0 の時に最小となることが分かる。 f の最小値は $f_{\min} (= \pi\omega^2 n / \lambda)$ であり、 $f = f_{\min}$ の時、 d は次のようになる。

$$d_{1,\min} = d_{2,\min} = f_{\min} = \frac{\pi\omega^2 n}{\lambda} \quad (2.2.4)$$

ミラーサイズ(f_{\min})を最小にし、曲げ導波路とスラブ導波路間の結合効率が最大になるためには、式(2.2.4)を満たす必要がある。ここで、最大結合効率は ω がシングルモード導波路での基本モード幅と等しくなった時に得られる。

Fig.2.2.3 に最適化された V 字型微小曲げ構造を示す。幾何学的には、楕円の頂点から焦点までの距離は、ミラーの焦点距離 f_{\min} を用いると $2f_{\min}$ になるため、長さ f_{\min} のシングルモード導波路が焦点からミラー頂点に向けて接続されている。

V 字型微小曲げ構造の効果を証明するために、従来の曲げ導波路とのサイズ比較を行なった。V 字型曲げ構造での曲げ領域は Fig.2.2.3 の長手方向の長さとして定義し、 X_{\min} と表記する。 R_{\min} は導波路最小曲げ半径、 $2L$ は入出力導波路間距離を意味する。楕円ミラーの短径 A は、Fig.2.2.3 の線(i)と線(iii)間の距離である。楕円の焦点間距離を $2D$ と定義すると、 R_{\min} , L , f_{\min} を用いて D と A が求まる。

$$D = \frac{-4f_{\min}^2 (R_{\min} - L) + 2f_{\min} R_{\min} \sqrt{4f_{\min}^2 - L^2 + 2R_{\min} L}}{4f_{\min}^2 + R_{\min}^2} \quad (2.2.5)$$

$$A = \frac{2f_{\min} (R_{\min} - L + D)}{R_{\min}} \quad (2.2.6)$$

よって、曲げ領域長 X_{\min} は

$$X_{\min} = \sqrt{R_{\min}^2 - (R_{\min} - L + D)^2} + A \quad (2.2.7)$$

となる．付録 A1 に式(2.2.5)，式(2.2.6)の導出法についてまとめる．

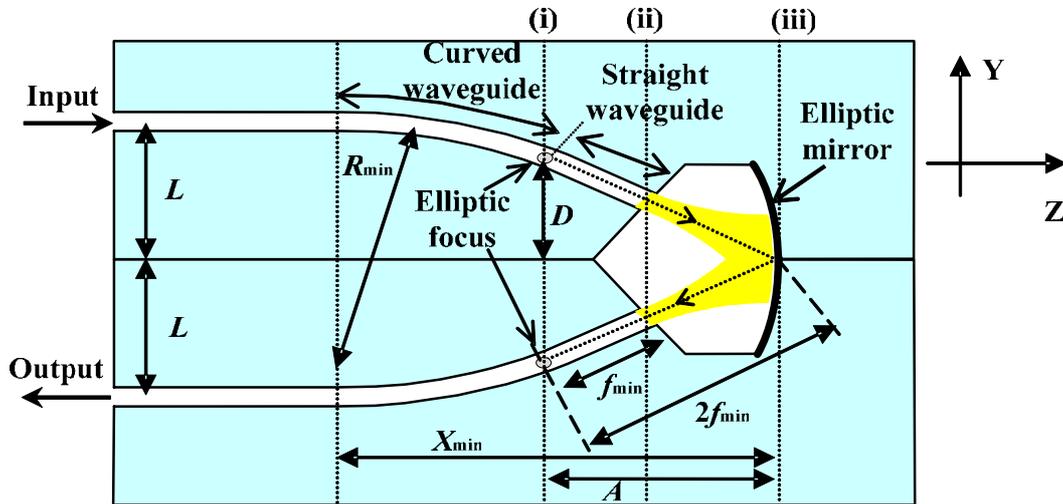


Fig. 2.2.3 Structure of the optimized V-bend optical waveguide. X_{\min} : the minimum length of the bending region, R_{\min} : the minimum radius of curvature, $2L$: the separation length of the input/output waveguide, f_{\min} : the minimum focal length of the mirror, A : the length of the minor axis of the elliptic mirror, D : half separation length between the focal points of the elliptic mirror.

次に式(2.2.7)を利用して，V字型曲げ構造を設計し，従来型曲げ導波路のサイズと比較した．波長 λ ，導波路コア径 $2a$ ，スラブ導波路の実効屈折率 n を $1.55 \mu\text{m}$ ， $6 \mu\text{m}$ ， 1.45 とした時の曲げ領域長 X_{\min} の曲げ半径依存性を計算した．計算結果をFig.2.2.4に示す．太線と点線はそれぞれ $L = 50 \mu\text{m}$ ， $L = 250 \mu\text{m}$ の時の X_{\min} を表す．例えば， R_{\min} が 5mm で， $L = 50 \mu\text{m}$ とすると， X_{\min} はわずか 0.7mm であり，曲げ導波路の約 $1/7$ のサイズである．さらに， $L < R_{\min}$ の条件下で，従来型曲げ導波路を利用して 180° 曲げを実現することは不可能であったが，V字型微小曲げ構造では作製が可能である．

式(2.2.4)より，ミラーの焦点距離はシングルモード導波路内の基本モードフィールド径によって決まり，式(2.2.7)より，V字型微小曲げ構造のサイズは入出力導波路間距離 $2L$ と導波路最小曲げ半径 R_{\min} によって決まることが明らかになった．Fig.2.2.4より，入出力導波路間距離 $2L$ を短くすることで，V字型微小曲げ

構造長 X_{\min} が小さくなることが明らかである．実際に V 字型曲げ構造を設計する上で入出力導波路間距離 $2L$ に最小値が存在する．入出力導波路間距離 $2L$ が小さくなるに伴い，スラブ導波路への入出力点位置が近くなる．この入出力点位置が近接することにより，入射波と反射波が干渉し過剰損失が生じるため，干渉が生じないように 2 点間を離す必要がある．先程と同様に，波長 λ ，導波路コア径 $2a$ ，スラブ導波路の実効屈折率 n をそれぞれ $1.55 \mu\text{m}$ ， $6 \mu\text{m}$ ， 1.45 とした場合， $2L$ の最小値は約 $80 \mu\text{m}$ になり，最小のチップサイズは $80 \mu\text{m} \times 600 \mu\text{m}$ となる．

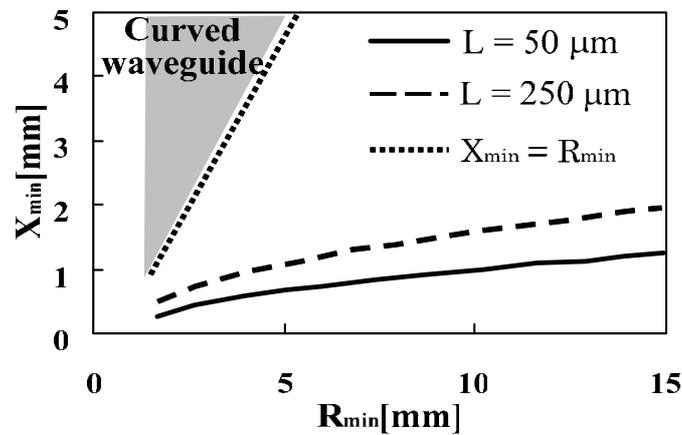


Fig. 2.2.4 Minimum length of the bending region (X_{\min}) as a function of the minimum radius of curvature (R_{\min}). $2L$ is the separation length between the input and the output waveguide.

2.3 FDTD 及び BPM による設計評価

有限差分時間領域法(FDTD: Finite Difference Time Domain) [13][14]を利用して，波動光学によって最小化された V 字型微小曲げ構造を評価した．FDTD 法は，マクスウェルの方程式を差分化し，時間領域で解く方法である．計算領域は空間座標上で微小なセルに分割され，時間ステップ毎に電磁界分布が計算されていく．ビーム伝搬法(BPM: Beam Propagation Method)[15]では取り扱うことが出来ない反射光学系の計算が可能であるため，本デバイスの解析に利用した．楕円ミラーに使用する金属として Au, Ag, Al 等が挙げられるが，それぞれ，近赤外域の光に対して高い反射率(96 %以上)を有する．本シミュレーションでは，実際の作製で

利用する Ag を仮定し、ドルーデ(Drude)モデル[16]を利用して計算に取り込んだ。ドルーデモデルでは、複素誘電率内に導電率が含まれている。ドルーデの反射則によると、光が金属に照射されると金属中に振動電界ができる。この電界をうけて金属内の自由電子が高電位側に動き(電子は負の電荷を持つため)、電気分極が生じる。そのため、金属は外からの光電界を遮断して光が反射する。光の周波数が高周波数になるにつれ、自由電子が電界に遅れずについていくことが難しくなり吸収がおきる。この周波数をプラズマ周波数という。Ag の複素屈折率からドルーデの式を用いてプラズマ周波数、衝突周波数が求まる。波長 $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$ の時の Ag の複素屈折率 $n + ik = 0.469 + 9.32i$ [17]を利用した場合、プラズマ周波数、衝突周波数はそれぞれ $1.14 \times 10^{16} \text{ Hz}$, $1.21 \times 10^{14} \text{ Hz}$ となる。V字型微小曲げ構造の設計パラメータは、実際のデバイスの値を利用する。詳細は 2.5 節内の Table 2.5.1 に示す。Fig.2.3.1 に V字型微小曲げ構造内の TE モードの伝搬シミュレーション結果を示す。

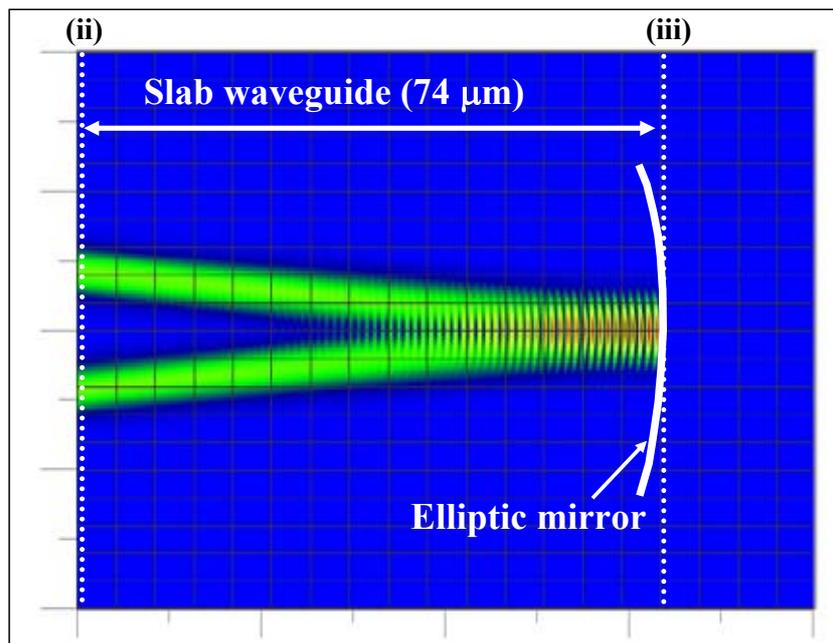


Fig. 2.3.1 Electric field propagation for TE polarization, simulated using the FDTD method. The (ii)-line indicates the coupling position between single mode straight waveguides and a slab waveguide and the (iii)-line indicates the position of the vertex of an elliptic Ag mirror.

スラブ導波路内で、入射波と反射波が楕円短軸を境に対称であることが、視覚的に確認された。より詳しい解析を行なうために、Fig.2.3.2 に各座標での Y 軸方向の断面図を示す。ここで、光伝搬シミュレーションを V 字型曲げ構造全体に渡って行なった場合、膨大な計算時間が必要になってしまうため、反射領域(スラブ導波路)以外では BPM を使用し光伝搬のシミュレーションを行なった。Fig.2.3.2(a)にシングルモード導波路とスラブ導波路間の屈折率分布と強度分布プロファイルを示す。Fig.2.3.2(b)に楕円焦点における屈折率分布と強度分布プロファイルを示す。Fig.2.3.2(a)より、入射波と反射波のモードプロファイルがほぼ等しいことが分かる。Fig.2.3.2(b)では、反射波の強度分布プロファイルがシングルモード内で励起する基本モード(灰色の線)とほぼ重なっていることが分かり、V 字型微小曲げ構造の設計の正当性を確認した。V 字型曲げ構造での損失は、TE, TM の両モードで 0.08 dB であった。

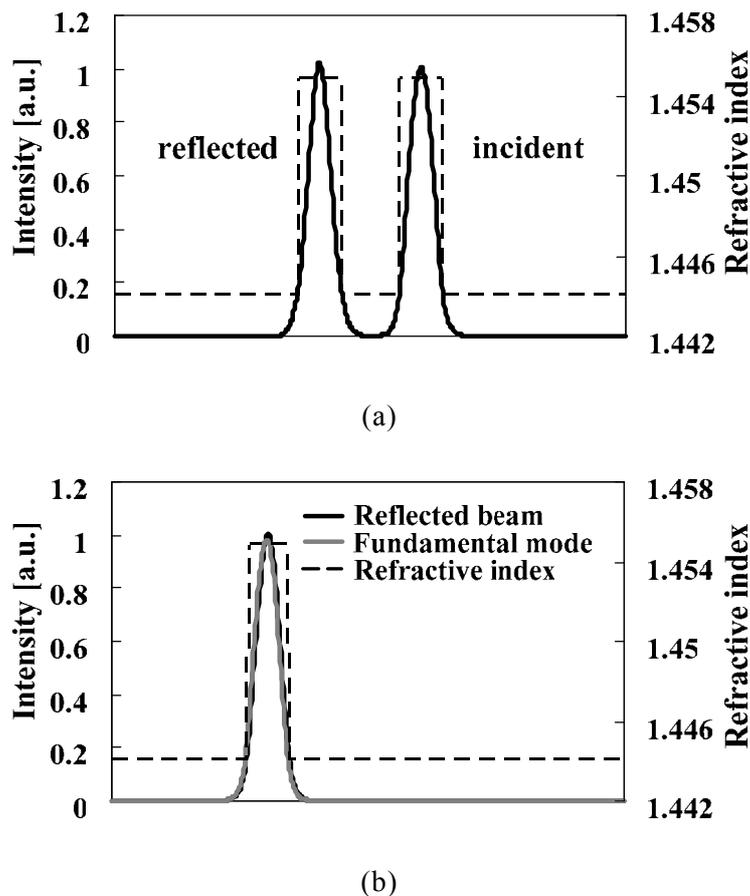


Fig.2.3.2 (a) Intensity profile at the coupling position between the slab waveguide and the straight waveguides, (b) intensity profile at the focal point position of the elliptic mirror simulated using the FDTD-BPM.

FDTD 法によるシミュレーション結果から、V字型微小曲げ構造の偏波依存性が小さいことが分かった。金属ミラーへの斜め入射の場合、ミラー反射により偏波状態毎に偏波面が回転することで、両モード間に位相差が生じる。金属ミラーへの斜め入射による TE, TM モード間の位相差を解析的に求めた。Ag ミラーの屈折率を複素屈折率で表記し、フレネル反射係数を角度の項も含めて導出し、各偏波モード間の位相差を計算した。計算に使用した式を次に示す。

$$r_{TM} = \frac{\tan(\theta_1 - \theta_2)}{\tan(\theta_0 + \theta_2)} = \frac{\tan\left(\theta_0 - \arcsin\left(\frac{n_0}{n_2 + ik_2} \sin \theta_0\right)\right)}{\tan\left(\theta_0 + \arcsin\left(\frac{n_0}{n_2 + ik_2} \sin \theta_0\right)\right)} \quad (2.3.1)$$

$$r_{TE} = -\frac{\sin(\theta_1 - \theta_2)}{\sin(\theta_0 + \theta_2)} = -\frac{\sin\left(\theta_0 - \arcsin\left(\frac{n_0}{n_2 + ik_2} \sin \theta_0\right)\right)}{\sin\left(\theta_0 + \arcsin\left(\frac{n_0}{n_2 + ik_2} \sin \theta_0\right)\right)} \quad (2.3.2)$$

ここで、 r_{TM} と r_{TE} はそれぞれの偏波モードのフレネル振幅反射係数であり、 θ_0 が入射角、 θ_1 が反射角、 θ_2 が透過角である。 n_0 を導波路の屈折率とし、金属ミラーは複素屈折率($n_2 + ik_2$)を利用して表記した。Fig.2.3.3 に入射角に依存する位相差の計算結果を示す。

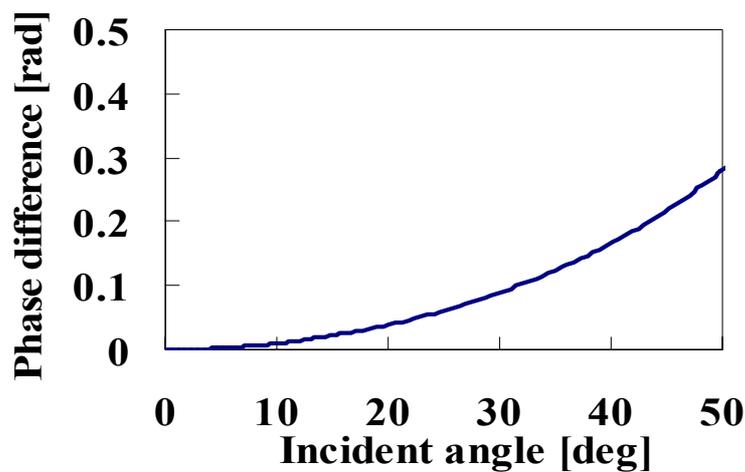


Fig. 2.3.3 Phase difference between TE mode and TM mode caused the oblique incidence to the metal mirror. The abscissa indicates the incident angle.

入射角が大きくなるに伴い，TE，TM モード間の位相差が大きくなることが確認された．しかしながら，V字型曲げ構造で使用する入射角は 10° 前後であり，この領域においては偏波依存性が小さい．この結果は，FDTD 法によるシミュレーション結果と一致することがわかり，本デバイスは金属ミラーを使用しているにも関わらず，偏波依存性が小さいデバイスであると判断できる．

2.4 ミラー作製精度に依存する特性評価

実際の素子では作製誤差による過剰損失が生じる．本節では，V字型微小曲げ構造で想定される過剰損失の要因について記述する．石英導波路は低損失である(伝搬損失 0.05 dB/cm)ため，過剰損失はミラー作製プロセスに起因すると考えられる．そこで，V字型微小曲げ構造の損失原因を以下の4つに分類し，それぞれの影響を考察した．1) ミラーの位置ずれ，2) ミラー面の傾き，3) ミラー表面粗さ，4) 金属の吸収[18]．

ミラーの位置あわせ精度はミラーパターンの露光方式に依存する．Fig.2.2.3に示す構造でZ，Y軸に対するミラーの位置ずれ量を δz ， δy ，反射波と出力導波路での基本モードとの結合効率を $\eta[\delta]$ と定義する．スラブ導波路内を伝搬する入射波と反射波はともにガウシアンビームであると仮定すると，ミラーの位置ずれによって反射波のビームウエスト位置や傾きが変化し，シングルモード導波路との結合効率が低下する．そこで，ミラー位置ずれによる過剰損失は

$$\text{Excess loss [dB]} = -10 \log \frac{\eta[\delta]}{\eta[0]} \quad (2.4.1)$$

となる．式(2.4.1)を利用してミラー位置ずれによる過剰損失を計算した．Fig.2.4.1にシミュレーション結果を示す．太線がZ軸方向，破線がY軸方向へのミラー位置ずれによる過剰損失である．V字型曲げ構造の各種パラメータはFDTDシミュレーションで使用した値と同じであり，以下のシミュレーションも同様とする．Z軸方向の位置ずれによる過剰損失は小さく， $\delta z = \pm 1 \mu\text{m}$ でも0.1 dB以下であった．一方，Y軸方向の位置ずれによる過剰損失は大きく， $\delta y = \pm 1 \mu\text{m}$ で0.8 dBの損失が生じる．

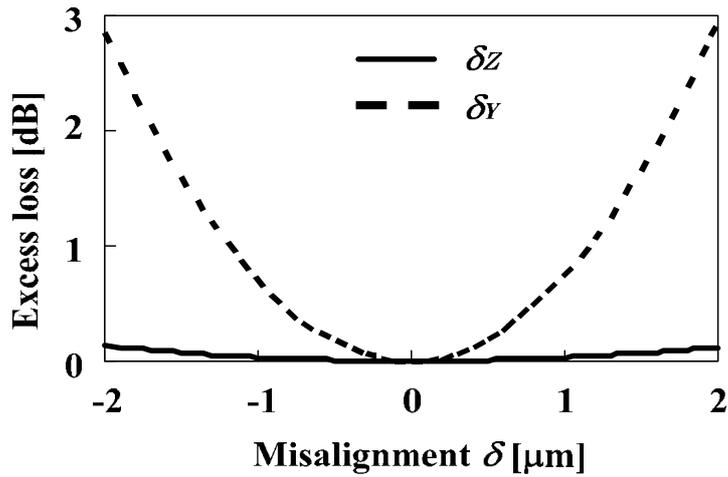


Fig. 2.4.1 Excess loss as a function of the mirror position misalignment. The abscissa indicates the length of the misalignment in the Z and Y directions.

ミラー面の深さ方向に対する垂直度は、ミラー面を作製する際のエッチング精度に依存する。ミラー面の傾きによる過剰損失をガウシアンビーム近似によって評価した。垂直方向からのミラー面の傾きを θ とおくと、垂直方向に傾きを持ったミラーに入射波が照射した場合、反射波は 2θ の傾きに反射する。そのため、入射波と反射波間のミラー面での結合効率が低下し、過剰損失となる。Fig.2.4.2にミラー面の傾きに依存する過剰損失の計算結果を示す。傾き角が大きくなるに伴い、損失が増大している。ミラー面の傾きの影響は大きく、過剰損失を1 dB以内に抑えるためには、傾き角 1.3° 以下でミラーを作製する必要がある。

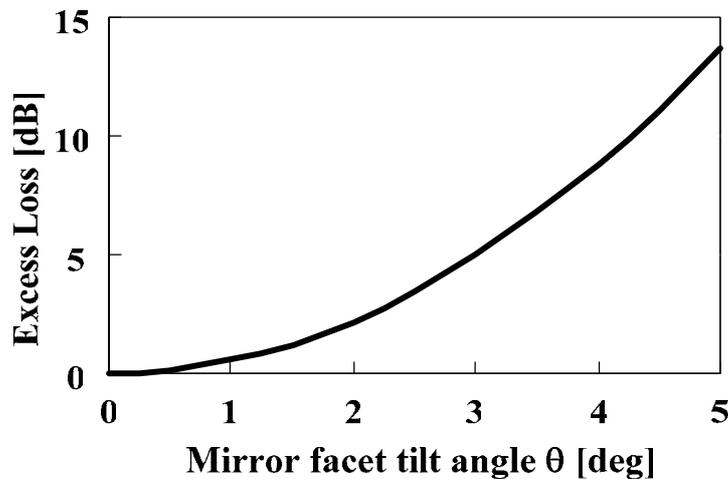


Fig. 2.4.2 Excess loss as a function of the mirror facet tilt angle with respect to the normal direction.

一般的な全反射ミラーの場合、ミラー表面粗さの2乗平均平方根(RMS: Root Mean Square)は 100 nm, RMS [19]であり、過剰損失は 0.1 dB 以下である [20]。一般的に、表面粗さはエッチングマスクの凹凸から生じる。光学的に滑らかであると感ずるのは、表面粗さが波長の 1/10 以下の場合である[18]ため、石英導波路屈折率 1.45、波長 1.55 μm の場合、ミラー表面粗さが 100 nm 以下であると過剰損失は 0.1 dB 以下に抑えることが出来る。よって、前述の2つの損失原因に比べるとその影響は小さいと判断できる。

吸収損失は金属材料の吸収率に依存する。Au, Ag, Al は近赤外光に対して 96 % 以上の高い反射率を有する。そのため、吸収損失は小さく、ほぼ 0.18 dB 以下であると考えられる。

2.5 V字型微小曲げ構造の作製・基本特性評価

V字型微小曲げ構造を比屈折率差 0.75 %の H- Δ 石英導波路を利用して作製した。ミラーには Ag を使用しており、各種パラメータを Table 2.5.1 に示す。本パラメータは、前述までのシミュレーションで使用している。作製したチップの写真を Fig.2.5.1 に示す。

Table 2.5.1 Design parameters of the V-bend silica waveguide.

Δ	Refractive index difference [%]	0.75
$2a$	Core width [μm]	6
$2h$	Core thickness [μm]	6
R_{min}	Minimum radius of curvature [mm]	5
$2L$	Separate length between IN and OUT [μm]	250
f_{min}	Focal length of the mirror [μm]	38.1
X_{min}	Minimum length of the bending region [mm]	1.1

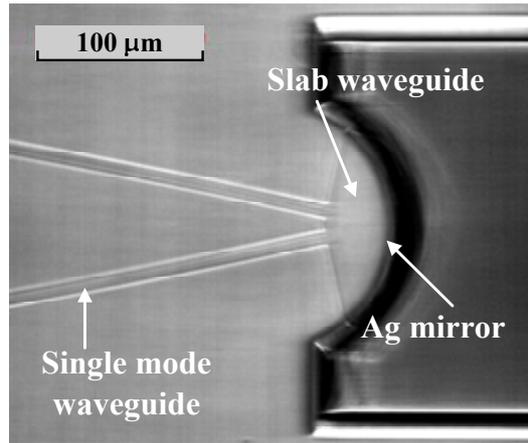


Fig. 2.5.1 Photograph of the V-bend silica waveguide using a silver coated elliptic mirror.

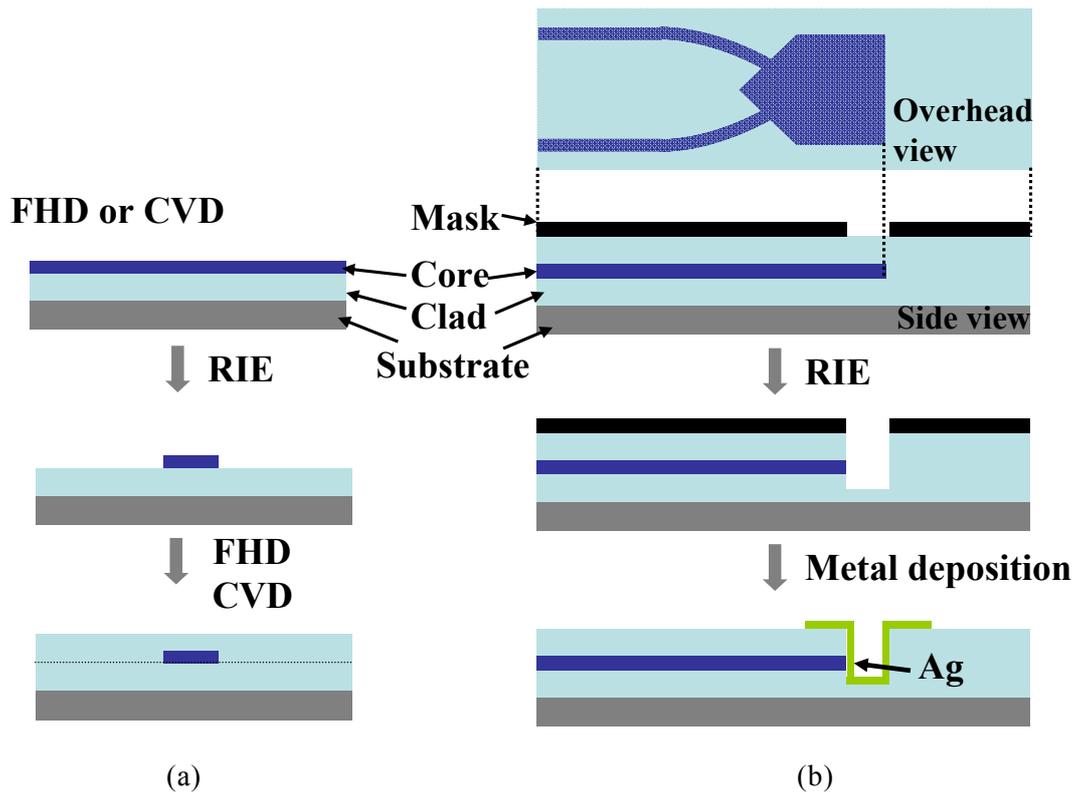


Fig. 2.5.2 Fabrication procedure of the V-bend waveguide. Buried waveguide is manufactured by a process (a). Waveguide metal mirror is manufactured by a process (b).

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り、作製プロセスの流れを Fig.2.5.2 にまとめる。まず始めに、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、その上に、GeO₂ をドーピングした SiO₂ コア層を堆積させる。その後、フォトリソグラフィにより、回路パターンを露光し、反応性イオンエッチング (RIE: Reactive Ion Etching) でエッチングする。最後に、オーバークラッド層を FHD により堆積させ、埋め込み型の導波路が完成する。ミラーの作製は埋め込み型導波路が完成した後に行なわれる。ミラーパターンをフォトリソグラフィにより露光し、RIE により深溝を作製する。ミラーの位置あわせ精度は、露光方式によって異なり、プロジェクションアライナを利用した場合は 2 μm 以下、ステップを利用した場合は 1 μm 以下になる。本試作では、位置あわせ精度が高いステップを利用している。スパッタ、電子ビーム露光、銀鏡反応等を用いて深溝端面に Ag をコーティングし、溝端面をミラーとして利用する。最後に酸化や外的損傷を防ぐためのミラー保護用の樹脂をコーティングする。Ag の厚さは 0.2 μm であり、近赤外域の光に対して高い反射率を得るには十分な厚さである。導波路内ミラーを作製するためには、ミラーパターンの位置あわせを高精度に行なう位置あわせ・露光技術、垂直度の高い溝面を作製するエッチング技術及び垂直端面に Ag をコーティングする技術が必要であり、高い作製技術が要求される。V 字型微小曲げ構造のサイズは、0.25 mm × 1.1 mm である。これは従来型の曲げ導波路 (10 mm × 5 mm) の約 1/180 のサイズである。

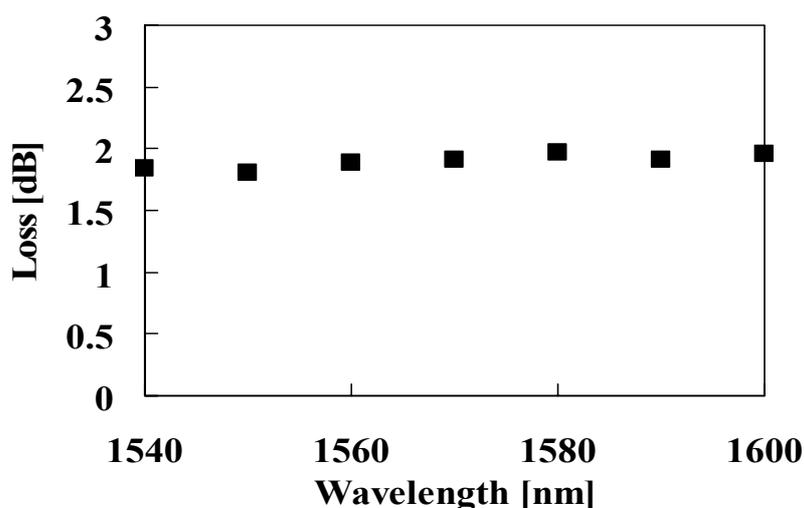


Fig. 2.5.3 Total loss of the V-bend waveguide as a function of the wavelength.

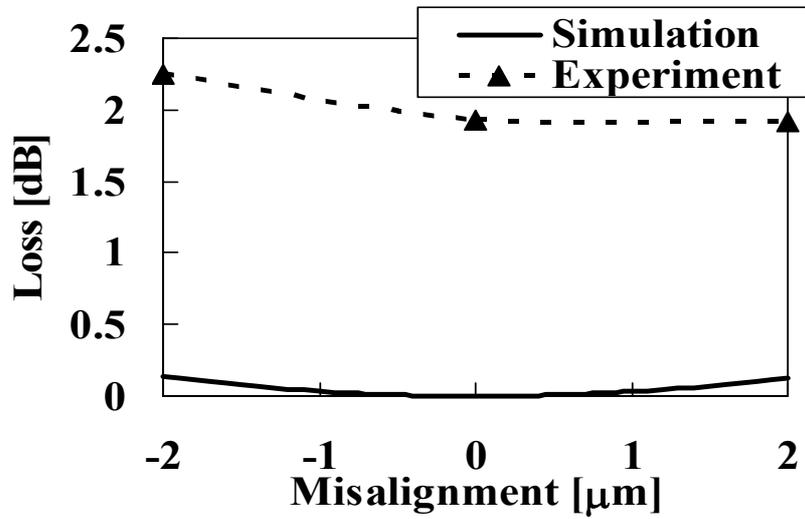
可変波長光源，偏波コントローラー，光パワーメータを利用して，損失特性，波長依存性，偏波依存性を測定した．測定結果を Fig.2.5.3 に示す．全波長に対する平均損失は，1.9 dB である．偏波依存損失(PDL: Polarization Dependent Loss)は 0.01 dB 以下である．また，波長依存損失は，0.1 dB であった．低 PDL 及び低波長依存性により，金属ミラーを利用した導波路内ミラーの有用性が示せた．

2.6 V 字型微小曲げ構造に関する考察

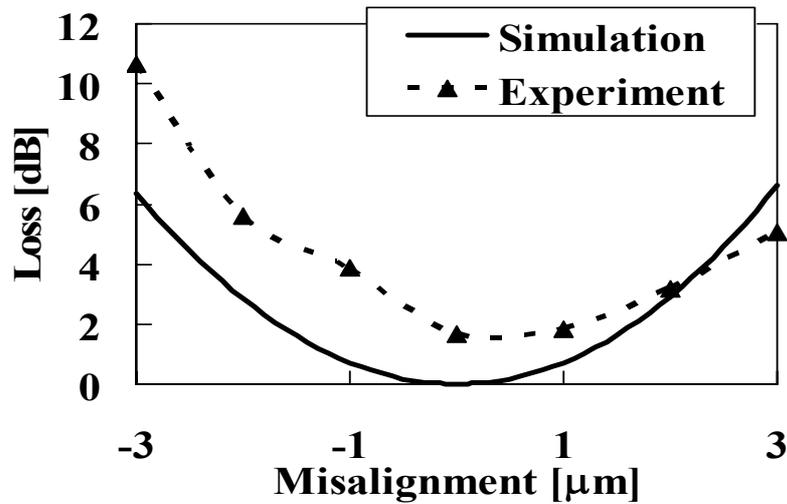
ミラーの位置ずれを測定するため，マスク上で意図的にミラーの位置を Z 軸もしくは Y 軸方向にずらした V 字型微小曲げ構造を作製した．それぞれのチップの損失を評価することで，ミラー位置ずれ量を予想することができる．Fig.2.6.1 にミラーの位置ずれに依存する損失の実験結果とシミュレーション結果を示す．太線がシミュレーション結果，破線でフィッティングしたのが実験結果である．Fig.2.6.1(a)は Z 軸方向の位置ずれに関する結果である．測定損失の最小値が意図的な位置ずれ $\Delta z = 2 \mu\text{m}$ の箇所にあることから，実際の位置ずれは $-2 \mu\text{m}$ であったと想定される．更に，Y 軸方向の位置ずれについては(Fig.2.6.1(b)より)，同様に損失の最小値から約 $-1 \mu\text{m}$ の位置ずれが想定される．今回の試作では，Y 軸方向の位置ずれ量が小さいため，位置ずれによる過剰損失は 0.8 dB 以下であった．

ミラー面の傾きや表面粗さを観察するために走査型電子顕微鏡(SEM: Scanning Electron Microscope)を利用した．Fig.2.6.2 にミラー面を横方向から観察した写真を示す．ミラー面の傾き角は 1° 以内であり，過剰損失はわずか 0.5 dB である．ミラー表面を正面から観察した写真が Fig.2.6.3 になる．サブ波長スケールでは，表面粗さを観察することはできず，ミラー表面は光学的に滑らかである．そのため，表面粗さによる過剰損失はわずか 0.1 dB である．

表面が滑らかな Ag ミラーは，近赤外域の光に対して約 97 %以上の反射率を有する．金属による吸収損失はわずか 0.13 dB である．石英導波路の伝搬損失は 0.5 dB/cm であり，V 字型微小曲げ構造内での伝搬損失は 0.1 dB 程度である．残りの損失(約 0.27 dB)は，測定誤差や FDTD で計算した本質的な損失に起因している．



(a)



(b)

Fig. 2.6.1 Excess loss as a function of (a) the Z direction misalignment, (b) the Y direction misalignment. The bold line indicates simulated result and the black triangle indicates the experimental result.

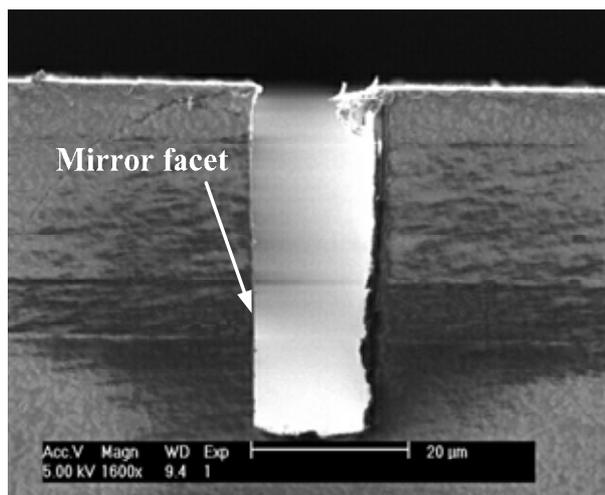


Fig. 2.6.2 SEM photograph of the mirror etched surface. Tilt angle is less than 1 deg.

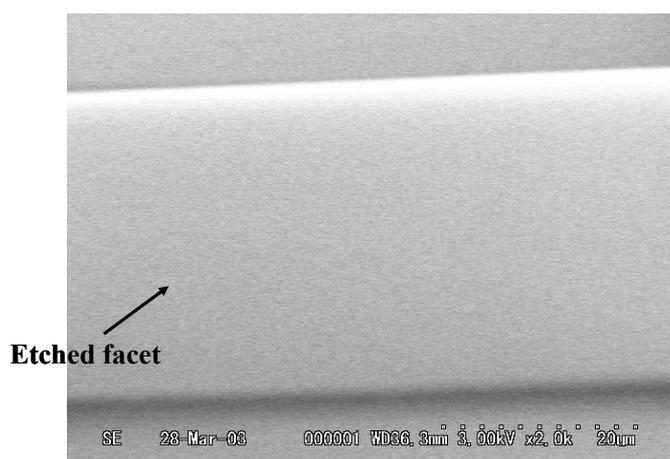


Fig. 2.6.3 SEM photograph of the etched surface.

ミラーにおける損失を考察することにより、V字型微小曲げ構造の損失原因を細かく分類することができ、ミラーの位置ずれ及び傾きによる損失が大きいことが明らかになった。ミラーパターンの位置あわせ精度、ミラー用深溝構造の深さ方向に対するエッチング精度がそれぞれ求められる。ミラー作製精度を向上させることにより、V字型微小曲げ構造の損失を低減させることが可能である。

実際に Fig.2.5.4 で測定したチップとは別のウエハ上に作製した V 字型微小曲げ構造では、作製精度の向上により低損失化(1.1 dB)が実現している。設計パラ

メータは Table 2.5.1 と同じである. V字型曲げ構造による曲げ 1 回あたりの損失を測定することを目的とし, Fig.2.6.4 に示す V字型曲げ構造を複数個使用した曲げ導波路を作製した. 曲げ回数が 1~6 回の曲げ構造の損失特性をそれぞれ評価した. Fig.2.6.5 に測定結果を示す.

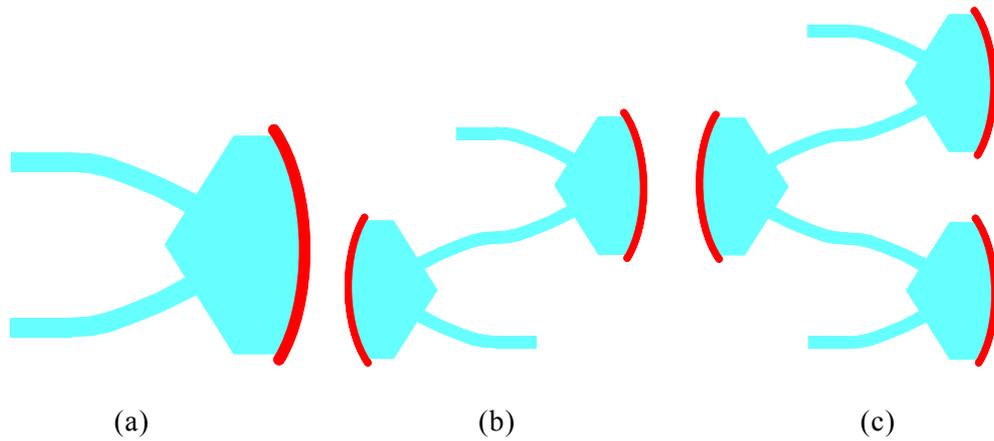


Fig. 2.6.4 Multiple V-bend optical waveguides. (a) Single, (b) double, and (c) triple.

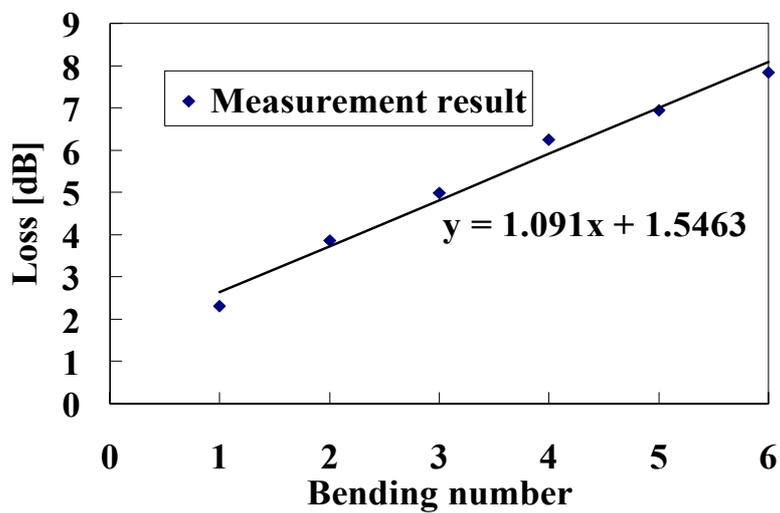


Fig. 2.6.5 Loss characteristics of the multiple V-bend optical waveguides. The parallel axis indicates the bending number. The slope of the approximated line of each point means the insertion loss of a V-bend waveguide.

波長は $1.55\ \mu\text{m}$ に固定し、横軸に曲げ回数、縦軸に損失を示す。曲げ回数が増えるにつれ、損失も増加している。各損失を結んだ近似直線の傾きから V 字型曲げ構造 1 個あたりの曲げ損失が算出できる。Fig.2.6.5 より、近似直線の傾きは約 1.1 であるため、V 字型微小曲げ構造による曲げ損失は 1.1 dB/bend となる。切片 1.55 が測定系の損失を表し、導波路と光ファイバ間の結合損失が大半を占めている。ミラーの作製精度が改善された結果、Fig.2.5.4 で示した V 字型曲げ構造よりも損失が小さくなった。

2.7 まとめ

超小型平面光回路を作製するためのコア技術として、導波路内ミラーを利用した V 字型微小曲げ構造を提案した。光導波回路内の曲げ導波路は、デバイスサイズの小型化を妨げる要因であったが、本構造は、従来の曲げ導波路の数百分の一のサイズであるため、デバイスの小型化が可能である。V 字型微小曲げ構造は、シングルモード導波路、スラブ導波路、金属の楕円ミラーから構成され、ガウス光学を利用して最適化された。FDTD-BPM を利用したシミュレーションでは、曲げ損失 0.1 dB 以内で光曲げが可能であることが証明され、理論的な曲げ損失は小さい。H- Δ 石英導波路で作製した V 字型微小曲げ構造の伝搬損失は 1 dB~2 dB 程度であり、PDL は 0.01 dB であった。損失は、ミラーの作製誤差に起因しており、ミラーの位置ずれ、ミラー面の傾きが主たる原因である。ミラーの位置ずれを $1\ \mu\text{m}$ 以内、ミラー面の傾きを 1° 以内にすることで、過剰損失を 2 dB 以内に抑えることができる。作製精度の向上が本デバイスの特性を向上させるために必要である。曲げ導波路に代わって V 字型微小曲げ構造を利用することにより、超小型平面光回路の開発が可能になると予想される。

参考文献

- [1] S. Suzuki, M. Yanagisawa, Y. Hibino, and K. Oda, "High-density integrated planar lightwave circuits using SiO₂-GeO₂ waveguides with a high refractive index difference," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 12, No. 5, pp. 790-796, 1994.
- [2] Y. Hibino, "Recent advances in high-density and large-scale AWG multi/demultiplexers with higher index-contrast silica-based PLCs," *IEEE J. Select Topics Quantum Electron.*, Vol. 8, No. 6, pp. 1090-1101, 2002.
- [3] H. Uetsuka, "AWG technologies for dense WDM applications," *IEEE J. Select Topics Quantum Electron.*, Vol. 10, No. 2, pp. 393-402, 2004.
- [4] P. Buchmann and H. Kaufmann, "GaAs single-mode rib waveguides with reactive ion-etched totally reflecting corner mirrors," *J. Lightwave Technol.*, Vol. LT-3, No. 4, pp. 785-788, 1985.
- [5] E. Gini, G. Guekos and H. Melchior, "Low loss corner mirrors with 45° deflection angle for integrated optics," *Electron. Lett.*, Vol. 28, No. 5, pp. 499-501, 1992.
- [6] T. Nanba, A. Uehara, T. Doi, T. Nagata, Y. Kuroda, S. Miyazaki, K. Shibahara, S. Yokoyama, A. Iwata and M. Hirose, "High-efficiency micromirrors and branched optical waveguides on Si chips," *Jpn. J. Appl. Phys.*, Vol. 35, No. 2B, pp. 941-945, 1996.
- [7] C. Manolatou, S. G. Johnson, S. Fan, P. R. Villeneuve, H. A. Haus and J. D. Joannopoulos, "High-density integrated Optics," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 17, No. 9, pp. 1682-1691, 1999.
- [8] Y. Chung and N. Dagli, "Experimental and theoretical study of turning mirrors and beam splitters with optimized waveguide structures," *Opt. and Quantum Electron.*, Vol. 27, pp. 395-403, 1995.
- [9] Y. Chung and N. Dagli, "Analysis of integrated optical corner reflectors using a finite-difference beam propagation method," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 3, No.2, pp. 150-152, 1991.
- [10] R. van Roijen, G. L. A. van der Hofstad, M. Groten, J. M. M. van der Heyden, P. J. A. Thijs and B. H. Verbeek, "Fabrication of low-loss integrated optical corner mirrors," *Appl. Opt.*, Vol. 32, No. 18, pp. 3246-3248, 1993.
- [11] H. Han and J. J. Coleman, "Lateral-mode discrimination in ridge waveguides by misaligned total internal reflection mirrors," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 7, No. 7,

pp. 715-717, 1999.

[12] 河野健治, “光デバイスのための光結合系の基礎と応用,” 現代工学社, 1998.

[13] 河野健治, 鬼頭勤, “光導波路解析の基礎,” 現代工学社, 1998.

[14] 宇野亨, “FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析,” コロナ社, 1998.

[15] K. Okamoto, “Fundamentals of optical waveguides,” Chapter 7, *Academic Press*, 2000.

[16] M. A. Ordal, L. L. Long, R. J. Bell, R. R. Bell, R. W. Alexander, Jr., and C. A. Ward, “Optical properties of the metals Al, Co, Cu, Au, Fe, Pb, Ni, Pd, Pt, Ag, Ti, and W in the infrared and far infrared,” *Appl. Opt.*, Vol. 22, No. 7, pp. 1099-1119, 1983.

[17] E. D. Palik, “Handbook of optical constants of solids,” *Academic Press*, 1998.

[18] A. L. Burness, P. H. Loosemore, S. N. Judge, I. D. Henning, S. E. Hicks, G. F. Doughty, M. Asghari and I. White, “Low loss mirrors for InP/InGaAsP waveguides,” *Electron. Lett.*, Vol. 29, No. 6, pp. 520-521, 1993.

[19] P. Buchmann and H. Kaufmann, “GaAs single-mode rib waveguides with reactive ion-etched totally reflecting corner mirrors,” *J. Lightwave Technol.*, Vol. LT-3, No. 4, pp. 785-788, 1985.

[20] R. Orobtcouk, S. Laval, D. Pascal, and A. Koster, “Analysis of integrated optical waveguide mirrors,” *J. Lightwave Technol.*, Vol. 15, No. 5, pp. 815-820, 1997.

第 3 章

超小型 Arrowhead 型アレイ導波路回折格子

3.1 はじめに

AWG[1]-[3]のサイズは、主に、アレイ導波路部のサイズによって決まり、導波路の最小曲げ半径に依存している。導波路の最小曲げ半径はコアとクラッドの比屈折率差(Δ)に依存するため($\Delta^{-1.6}$)、比屈折率差が大きい SH- Δ 導波路の最小曲げ半径は H- Δ 導波路の最小曲げ半径に比べて小さい(Table 1.3.1)。SH- Δ 導波路を利用することで小型な AWG が実現可能であり、数多くの開発が進められている[4]-[6]。文献[5]では、16 ch, 100 GHz スペクトル間隔の AWG を SH- Δ 石英導波路で作製することで、4 インチウエハ上に 26 個の AWG を作製することに成功している。このチップ数は H- Δ 石英導波路で作製した場合の 4 倍程度である。更に文献[6]では、 $\Delta = 2.5\%$ の石英導波路で 16 ch, 100 GHz スペクトル間隔の AWG を実現し、そのサイズは H- Δ 石英導波路で作製した場合の 1/10 であることを実証している。SH- Δ 導波路を利用することで小型な AWG を作製するが可能であるが、光ファイバとの整合性が問題である。

本論文の著者は光ファイバとの整合性が高い H- Δ 導波路でも、急峻な光曲げが可能である V 字型曲げ構造を第 2 章で提案し、その有用性を示した[7]。そのため、V 字型微小曲げ構造は小型平面光回路を実現するためのコア技術として期待されている。V 字型微小曲げ構造を AWG に適用して、AWG の小型化を実現したので本章で記述する。小型 AWG の設計法を確立し、実験的に特性を評価する。更に従来型 AWG とのサイズを比較することで、小型 AWG の有用性を明らかにする。

3.2 Arrowhead 型 AWG の構成・設計

提案する小型 AWG の特長は、アレイ部の各導波路の曲げ部分に V 字型曲げ構造を集積し、アレイ導波路を小型化した点である。Fig.3.2.1 に V 字型微小曲げ導波路を集積した小型 AWG を示す。矢印の形に似ているため、アレイ導波路の形状を Arrowhead 型構造と名付けた。Fig.3.2.1 の挿入図がアレイ部の各導波路内に集積した V 字型曲げ構造であり、各導波路に 1 つずつ集積されている。各導波路の V 字型曲げ構造を同形状にすることにより、設計の統一化、損失の均等化を図った。

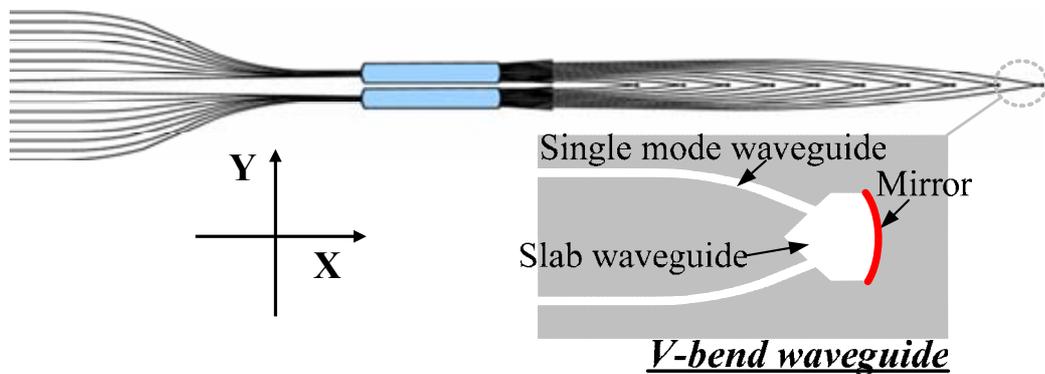


Fig. 3.2.1 Schematic configuration of the compact arrowhead AWG with V-bend optical waveguide. A V-bend optical waveguide, constructed using input/output single mode curved waveguides, a slab waveguide and an elliptic metal mirror, is inserted in each waveguide of the array waveguide.

Fig.3.2.2 に Arrowhead 構造の拡大図を示す。Arrowhead 構造は、直線導波路($S_{1,i}$)、曲げ導波路($R_{1,i}$)及び V 字型微小曲げ構造によって構成されている。添え字 i はアレイ導波路番号($1 \sim n$)である。 D 、 Z はアレイ導波路間距離、V 字型曲げ構造間距離である。アレイ導波路間でのモード干渉をなくすため、 D は一定値以上にする必要がある。更に、V 字型曲げ構造のミラー端と隣接アレイ導波路間の干渉をなくすため、 Z も一定値以上にする必要がある。各アレイ導波路内の V 字型曲げ構造の挿入損失を一定にするため、V 字型曲げ構造のミラー形状を全て同一にした。

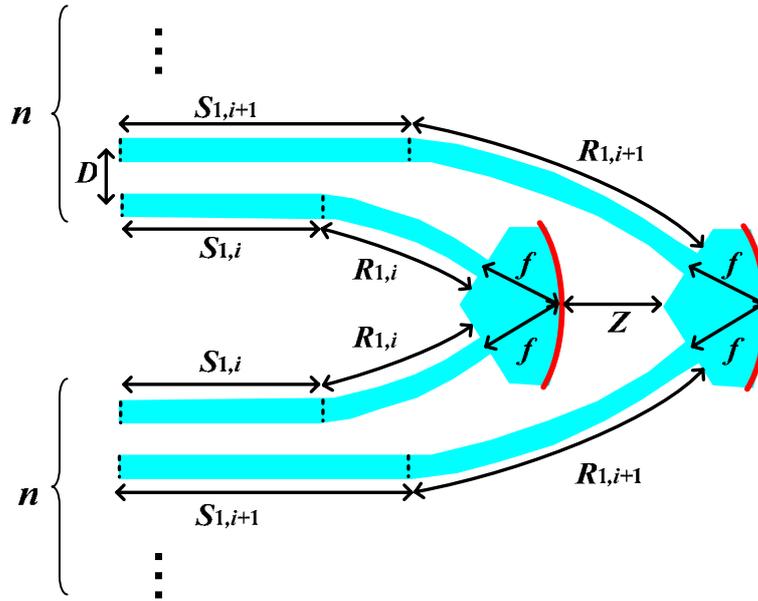


Fig. 3.2.2 Enlarged view of the arrowhead structure for the array waveguide. Subscript 1 denotes the number of arrowheads in the structure, subscript i is the assigned number of the array waveguide ($1 \sim n$), n is the total number of the array waveguide, D is the separation length between neighboring array waveguides and Z is the separation length between neighboring V-bend waveguides. $S_{1,i}$ is the length of the straight waveguide and $R_{1,i}$ is the length of the curved waveguide at the first arrowhead structure.

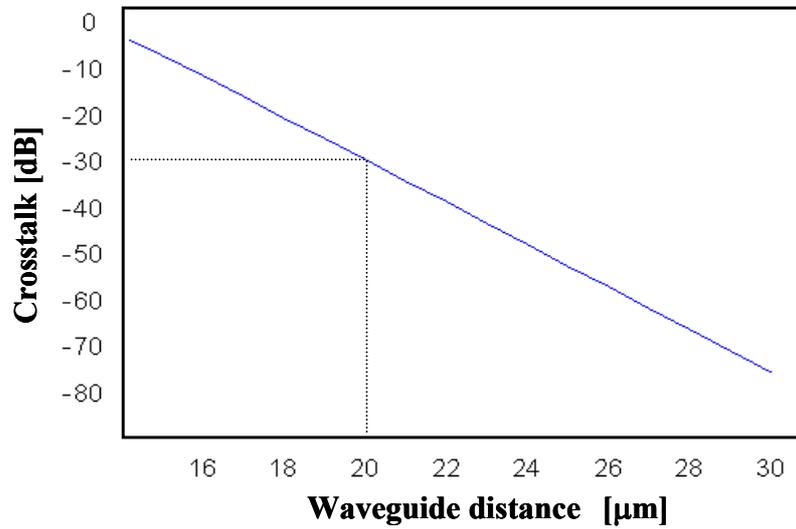
そのため、ミラーへの入射角及びスラブ導波路長 f は全ての V 字型曲げ構造で同一である。Fig.3.2.2 より、アレイ導波路でのアレイ番号 i における光路長 L_i は $2(S_i + R_{1,i} + f)$ となり、上記理由により f は i に依存しない。よってアレイ導波路での光路長差 ΔL は、次式で表せる。

$$\begin{aligned}
 \Delta L &= L_{1,i+1} - L_{1,i} \\
 &= 2(S_{1,i+1} - S_{1,i}) + 2(R_{1,i+1} - R_{1,i}) \\
 &= 2(\Delta S_1 + \Delta R_1)
 \end{aligned} \tag{3.2.1}$$

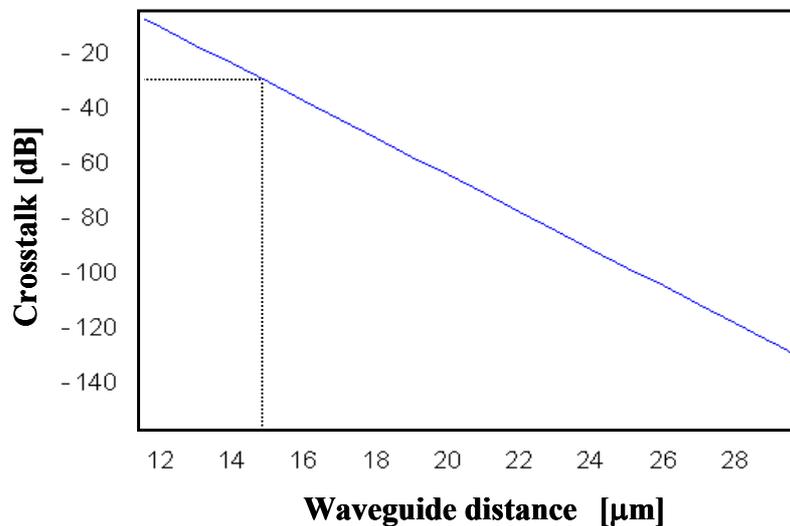
ΔL は、直線導波路での光路長差 ΔS_1 及び曲げ導波路での光路長差 ΔR_1 によって決まる。 ΔR_1 の最小値は D 、 Z の最小値と V 字型曲げ構造の形状によって決まるため、Arrowhead 型 AWG では、 D 、 Z の最小値は重要な設計パラメータである。パラメータ D は導波路の比屈折率差によって決まり、 Z は V 字型曲げ導波路で利用する楕円ミラーの大きさで決定する。

D は並行する 2 つの直線導波路間のモード遷移率から決定した。BPM によって、

隣接する2つの直線導波路間のモード遷移率が計算できる。Fig.3.2.3にシミュレーション結果を示す。直線導波路の長さを10 mmに固定し、導波路間距離を変数とした。光は片側の導波路にのみ入射し、直線導波路終端における隣接導波路へのモード遷移率(クロストークとして計算)を求めた。



(a)



(b)

Fig. 3.2.3 Mode coupling efficiency between the neighboring waveguides. The length of the waveguide is 10 mm. (a) H- Δ waveguide with 6 μm core width, (b) SH- Δ waveguide with 4.5 μm core width.

Fig.3.2.3(a)は、比屈折率差 Δ が 0.75 %の H- Δ 導波路を仮定した時の計算結果である。クロストークが-30 dB 以下を許容とすると、導波路間距離 D は 20 μm が最小になる。一方、Fig.3.2.3(b)は Δ が 1.5 %の SH- Δ 導波路を仮定した場合である。この場合は、 D は 15 μm まで近づけることが出来る。SH- Δ の方が導波路間距離 D を小さくすることが出来る理由は、SH- Δ 導波路の方がシングルモード条件を満たすコア幅が小さいためである。

式(3.2.1)で $\Delta S = 0$ とした場合、 $\Delta L = 2\Delta R_1$ となり、この値が Arrowhead 構造で得られる光路長差の最小値である。 ΔR_1 は隣接導波路間距離 D に依存して決まるため、例えば、H- Δ の導波路で AWG を設計した場合、 $D > 20 \mu\text{m}$ 、 $Z > 150 \mu\text{m}$ より $\Delta R_1 > 250 \mu\text{m}$ となり、Arrowhead 構造を利用して FSR = 400 GHz 以上の AWG を設計する事は不可能である。一方、チップサイズが許すのであれば、 ΔL が長い高分解能 AWG を構成する事が出来る。ここまでは、Arrowhead 構造の基本構成について記述した。チップの詳細な設計については付録 A2 にまとめる。

3.3 従来型 AWG とのサイズ比較

Arrowhead 構造を利用した AWG の最大の特徴は、従来の曲げ導波路を使用した AWG よりサイズが小さいことである。そこで 3.3 節では、従来型 AWG とのサイズ比較を幾つかの条件において行ない、Arrowhead 構造の有用性を示す。Arrowhead 型 AWG(Fig.3.3.1(b))と従来型 AWG のサイズ比較を容易にするため、従来型 AWG の構成は、入出力導波路が同一面になるようにする(Fig.3.3.1(a))。AWG のチップサイズは、スラブ導波路とアレイ導波路のサイズの総和として定義する。これは、入出力導波路の形状は AWG の使用用途によって異なるため、入出力導波路を含めたサイズを比較することに意味がないと判断したからである。AWG のクロストーク特性に大きな影響を与えるアレイ導波路の本数にも基準を設けた。スラブ導波路を伝搬した入射光の振幅値がピーク振幅の 1/100 になるビーム径までをアレイ導波路内に入射させるようにアレイの本数を決定した。この時の隣接チャネルとのクロストークは約-60 dB である。ここで、隣接クロストークは隣接チャネルの中心までの光漏れの大きさのことを意味し、Fig.3.3.2 のように定義される。

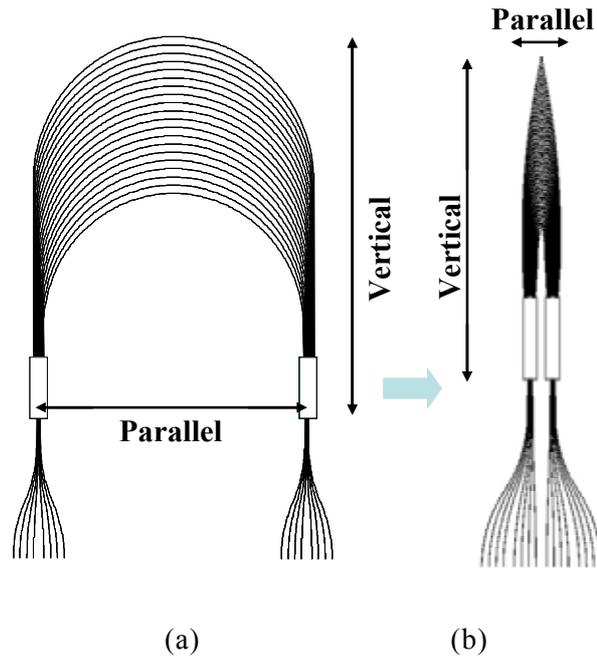


Fig. 3.3.1 Size comparison between (a) conventional AWG and (b) arrowhead AWG.

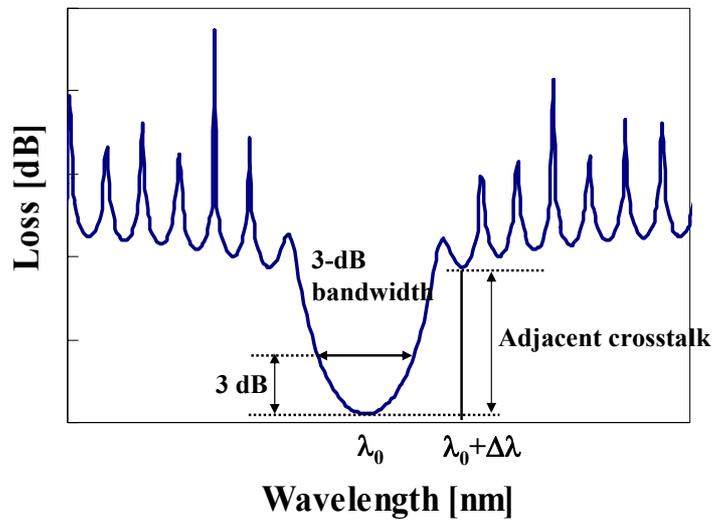
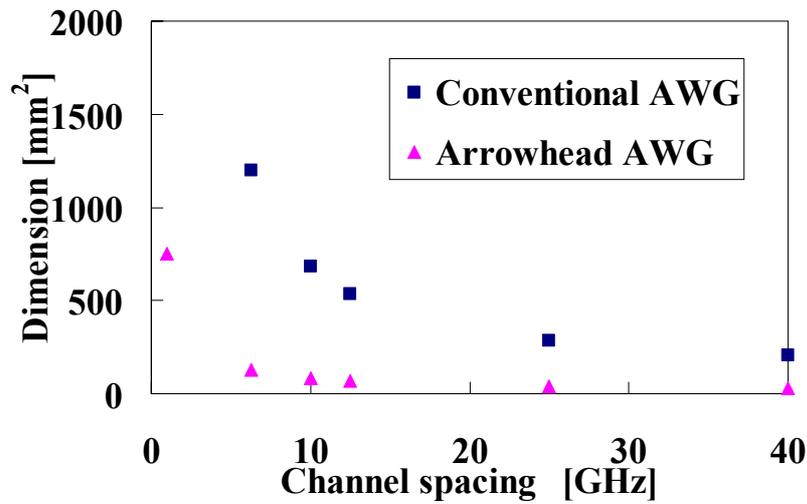


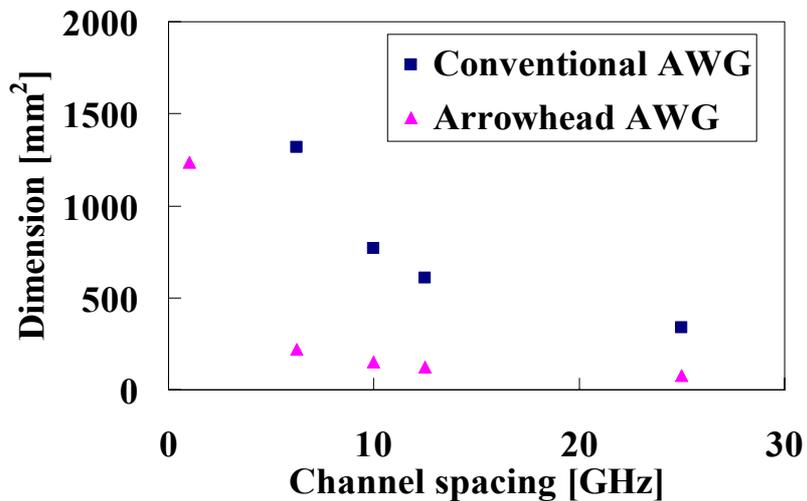
Fig. 3.3.2 Definition of the adjacent crosstalk and 3-dB bandwidth.

8 ch, 16 ch の場合のアレイ本数をそれぞれ 30 本, 60 本とした. 8 ch 及び 16 ch の AWG を H- Δ (0.75 %) 導波路の条件下で設計した場合のチップサイズを Fig.3.3.3(a), (b) にそれぞれまとめる. 横軸をスペクトル間隔, 縦軸をチップサイズとする. 3.2 節で記述したとおり, Arrowhead 型 AWG には FSR の制約がある. そのため 8 ch AWG の場合, スペクトル間隔を 50 GHz 以上にすることは出来ない.

更に, 16 ch AWG の場合はスペクトル間隔を 25 GHz 以上にすることは出来ない. Arrowhead 型 AWG が作製可能な範囲で従来型 AWG と Arrowhead 型 AWG を比較すると, Arrowhead 型 AWG は従来型 AWG に比べて小さく, チャンネル間隔が狭帯域である時の縮小率が極めて高いことが分かる. 8 ch AWG において Arrowhead 型と従来型のサイズ比は, 縮小率がもっとも低い 40 GHz スペクトル間隔の場合で 1 : 6.7 である. 16 ch AWG の場合は, 縮小率が低いのは 25GHz スペクトル間隔であるが, この場合でもサイズ比は 1 : 4.5 である.



(a)



(b)

Fig. 3.3.3 Size comparison between the conventional AWG and the arrowhead AWG. Both AWGs are designed in H- Δ (0.75 %) waveguides. (a)8 ch, (b)16 ch

次に Arrowhead 型 AWG は $H-\Delta$ ($= 0.75\%$) で設計し, 従来型 AWG は $SH-\Delta$ ($= 1.5\%$) で設計した場合の両 AWG 間のサイズを比較する. $SH-\Delta$ での最小曲げ半径は 2 mm であり, $H-\Delta$ の最小曲げ半径 ($= 5\text{ mm}$) より小さいことを考慮すると, 従来型 AWG のサイズは Fig.3.3.3 の時よりも小さくなる. 8 ch の AWG を両条件のもとに設計し, それぞれのチップサイズをまとめた. 計算結果を Fig.3.3.4 に示す. 比屈折率差の条件が違うにもかかわらず, Arrowhead 型 AWG のサイズがどの条件においても小さいことが確認できる. Fig.3.3.3 の時と同様にチャンネル間隔が狭帯域になるにつれ, Arrowhead 型の縮小率が極めて高くなる. チャンネル間隔が 40 GHz の場合においても, サイズ比は $1 : 2.97$ である. これらの比較から, 光ファイバとの結合効率が低い $SH-\Delta$ 導波路を使用することなく, 光ファイバとの結合効率が低い $H-\Delta$ 導波路で Arrowhead 構造を使用することで小型 AWG が実現できることが証明された.

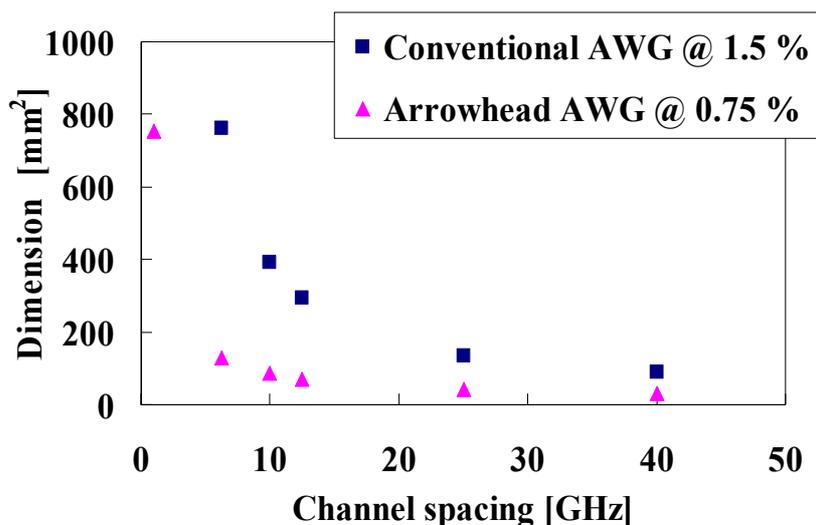


Fig. 3.3.4 Size comparison between the conventional AWG and the arrowhead AWG. The conventional AWG is designed in $SH-\Delta$ (1.5%) waveguide. On the other hand, the arrowhead AWG is designed in $H-\Delta$ (0.75%) waveguide.

導波路型デバイスの特長の1つとして量産化が挙げられる. チップ1個あたりのサイズが小型に成れば成るほど, 1ウエハ上に作製可能なチップ数が増えるため, コンパクトな Arrowhead 型 AWG の需要価値は高い. 実際に 8 ch , 10GHz スペクトル間隔の AWG を4インチウエハ上に作製する場合を想定する. Fig.3.3.5 (a) は, 従来型 AWG を作製した場合である. 4インチウエハから取得できるチップ

数はわずかに 7 個である。一方, Arrowhead 型 AWG を使用した場合, 取得できるチップ数は 23 個にも及ぶ(Fig.3.3.5 (b)). Arrowhead 型 AWG は従来型 AWG に比べて 1 枚のウエハ上に作製できるチップ数が多いため, 対費用効果が高く, 低コスト化に役立つデバイスである。

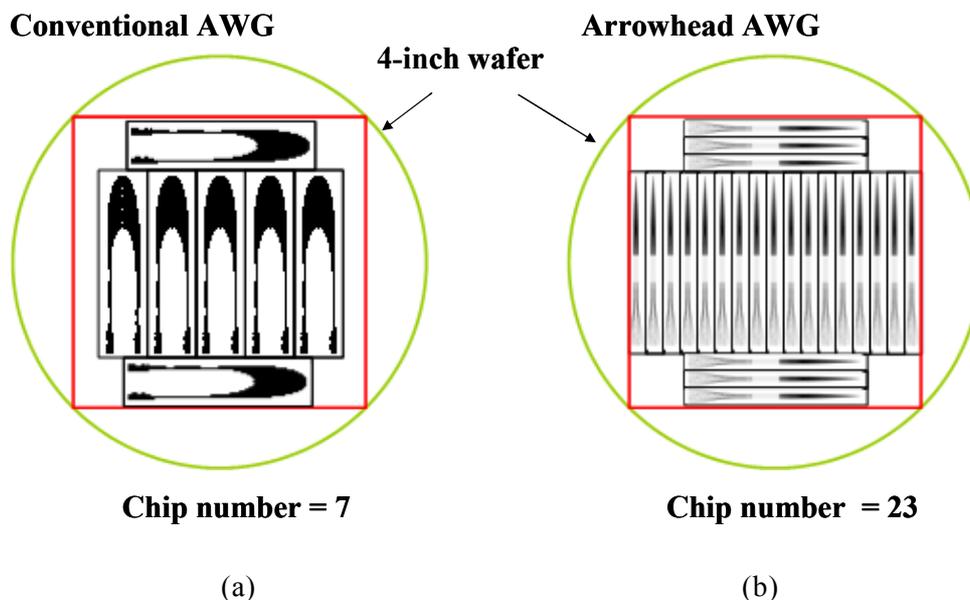


Fig. 3.3.5 Chip number of the 8 ch, 10 GHz-spacing AWG layout on the 4-inch wafer is assumed. (a) conventional AWG, (b) arrowhead AWG.

3.4 Arrowhead 型 AWG の作製・評価

H- Δ ($= 0.75\%$)の石英導波路を使用し, Arrowhead 型 AWG を作製した。導波路のコア径は $6\ \mu\text{m} \times 6\ \mu\text{m}$, 最小曲げ半径は $5\ \text{mm}$ である。FSR の制限は $400\ \text{GHz}$ 以内であるため, 上限に近い 8 ch, $40\ \text{GHz}$ スペクトル間隔の AWG と WDM 伝送システムでの利用を考えた 8 ch, $25\ \text{GHz}$ スペクトル間隔の AWG を 1 つずつ作製した。FSR は, それぞれ $320\ \text{GHz}$, $200\ \text{GHz}$ である。各 AWG の設計パラメータを Table 3.4.1 にまとめる。本 AWG で使用した V 字型曲げ構造は, 焦点距離 $38.1\ \mu\text{m}$ の楕円ミラー(長径 $76.3\ \mu\text{m}$, 短径 $74.6\ \mu\text{m}$)を集積している。ミラーへの入射角は 12° であるため, Fig. 2.2.7 より, 偏波依存性は小さく, TE, TM モード間の位相差は $0.014\ \text{rad}$ 以下である。両 AWG のマスク図を Fig. 3.4.1 に示す。

Table 3.4.1 Design parameters of 8 ch, 40 GHz-spacing Arrowhead AWG and 8 ch, 25 GHz-spacing Arrowhead AWG.

Channel spacing [GHz]	40	25
Channel number	8	8
Free spectral range [GHz]	320	200
Free spatial range [μm]	160	160
Path length difference between neighboring waveguide [μm]	636.01	1017.62
Diffraction order	594	951
Center wavelength [nm]	1552.26	1551.28
Array number	22	22
Length of the slab waveguide [μm]	2993.83	2995.72
Pitch of the array waveguide [μm]	20	20

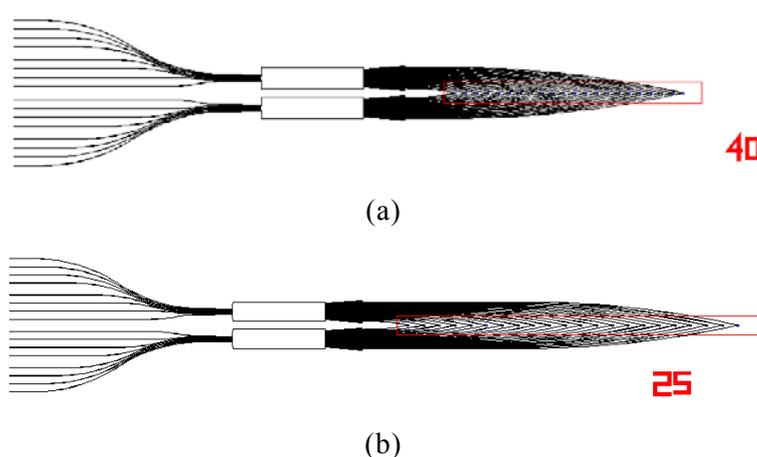
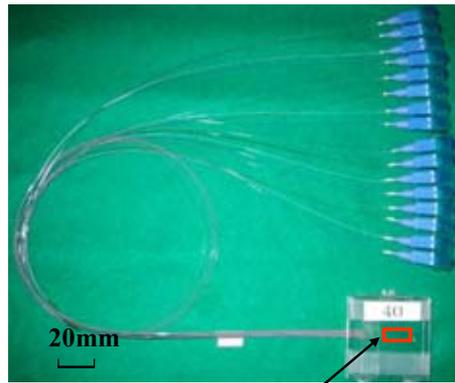


Fig. 3.4.1 Mask pattern. (a) 8 ch, 40 GHz-spacing arrowhead AWG, (b) 8 ch, 25 GHz-spacing arrowhead AWG.

石英 AWG 及びアレイ部の V 字型曲げ構造の作製方法は、2.5 節で示した V 字型曲げ構造の作製プロセスと同様である。作製した AWG チップと 16 芯の光ファイバアレイ(アレイ導波路間隔 255 μm)を接着し、AWG モジュールを作製した。写真を Fig.3.4.2 に示す。それぞれのチップサイズ(入出力導波路を含む)は、4.2 mm \times 18.9 mm 及び 4.2 mm \times 22.9 mm であり、非常に小さい。



8-ch, 40-GHz AWG

Fig. 3.4.2 Photograph of the 8 ch, 40 GHz-spacing arrowhead AWG module.

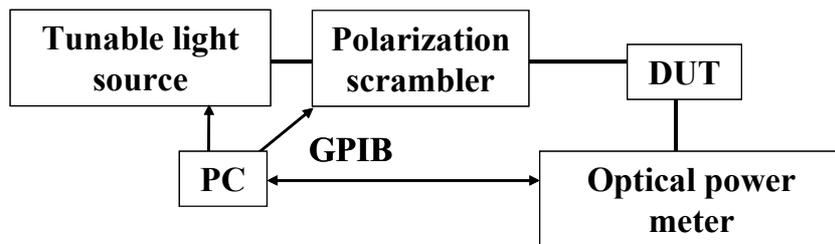


Fig. 3.4.3 Experimental setup.

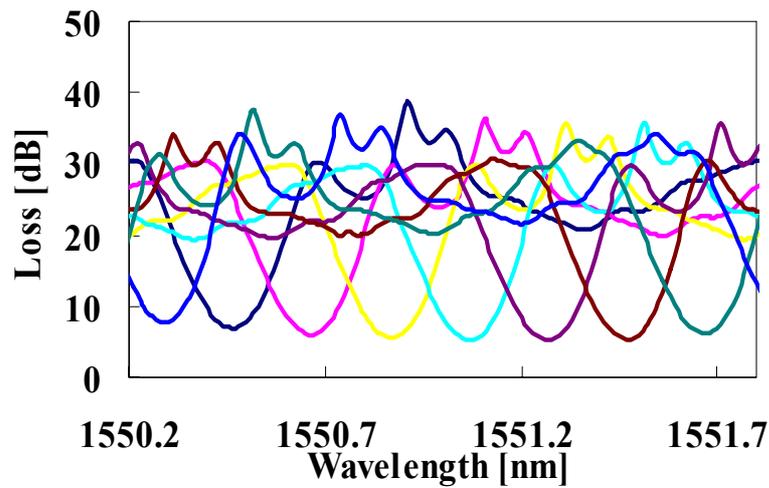
AWG の特性を評価するために、Fig.3.4.3 の実験系を構築し利用した。可変波長光源の波長を掃引させ波長依存性を評価し、偏波スクランブラーを一定時間回転させることで偏波依存性を評価した。全測定機器は GPIB ケーブルを介して Labview によって制御されている。Fig.3.4.4 に各 AWG の透過スペクトル特性を示す。入力導波路 8 個をポート 1~8, 出力導波路 8 個をポート 9~16 とおいた場合に、ポート 5 から CW(Continuous Wave)光を入射し、出力側の全ポート(ポート 9~16)で出射光を検出した。40 GHz スペクトル間隔, 25 GHz スペクトル間隔 Arrowhead 型 AWG の挿入損失の最大値, 最小値, クロストーク, 及び 3 dB バンド幅は以下のとおりである。

(a) 7.16 dB, 4.98 dB, -20.7 dB, 22.5 GHz,

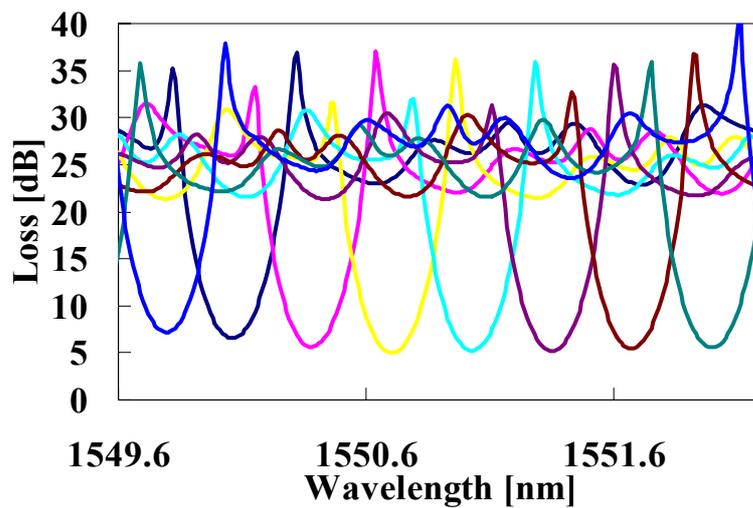
(b) 7.5 dB, 5.24 dB, -20.9 dB, 17.5 GHz.

損失の最小値は中心チャネル(4 or 5)で得られ, 最大値は周辺チャネル(1 or 8)で得

られており，その差は約 2.5 dB である．従来型 AWG に比べて損失が大きい理由は，V 字型曲げ構造の挿入損失が影響している．損失は光ファイバとの結合損失 1 dB (0.5 dB/point \times 2)，スラブ導波路とアレイ導波路の遷移損失 1.5 dB (0.75 dB/slab \times 2)，V 字型曲げ構造の挿入損失に分類できる．V 字型曲げ構造の性能が第 2 章と同じであると仮定した場合，V 字型曲げ導波路の挿入損失は 2.0 dB/bend であり，V 字型曲げ構造の挿入損失の低減が低損失化への課題である．



(a)



(b)

Fig. 3.4.4 Spectral characteristics of the arrowhead AWGs, (a)8 ch, 40 GHz-spacing, (b)8 ch, 25 GHz-spacing

3.5 Arrowhead 型 AWG に関する考察

本節では、3.4 節で得られた実験結果とシミュレーション結果を比較することで、Arrowhead 型 AWG の特性を評価する。AWG の透過スペクトルはスラブ導波路内での光伝搬をガウシアンビームで計算し、アレイ導波路での光伝搬は位相シフトと過剰損失を加え、波動光学的に求めた。そのため、出力部での強度スペクトル $I(\lambda)$ は式(3.5.1)で求まる[8].

$$I(\lambda) = \left| \sum_{i=1}^N A_i \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} n_c L_i \right] \right|^2 \quad (3.5.1)$$

ここで、 i をアレイ番号、 N をアレイ本数、 n_c はアレイ導波路内の実効屈折率、 A_i は各アレイ導波路内の電界振幅、 L_i は各アレイ導波路内での伝搬距離を意味する。 A_i は、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、各アレイでの振幅が離散的に求まり、初期値 $A_{i,0}$ が決定する。Arrowhead 型 AWG は、アレイ導波路内に V 字型曲げ構造が組み込まれているため、V 字型曲げ構造の挿入損失 α_i [dB] を加えると、アレイ導波路出力端での電界振幅 A_i は

$$A_i = A_{i,0} \times 10^{-\frac{\alpha_i}{20}} \quad (3.5.2)$$

となる。その他に原理的な損失として、アレイ導波路の長さに依存する伝搬損失、スラブ-アレイ導波路間の遷移損失を加えることもできる。

一方、 L_i は Arrowhead 構造内の各導波路間の伝搬距離の相対的な差として定義すればよく、次式で表すことができる。

$$L_i = (i-1)\Delta L \quad (3.5.3)$$

そこで、式(3.5.1)-(3.5.3)を利用して、AWG の透過スペクトルを計算した。式(3.5.1)は強度スペクトルを意味しているため、厳密には

$$\text{Loss}(\lambda) = -10 \log_{10} I(\lambda) \quad (3.5.4)$$

を利用して損失特性を計算した。作製した Arrowhead 型 AWG と同じパラメータをシミュレーションに使用した(Table 3.4.1 参照)。更に、石英導波路の伝搬損失 0.05 dB/cm、スラブ導波路-アレイ導波路間の遷移損失 0.75 dB/slab、V 字型曲げ構造の挿入損失 2 dB/bend を仮定した。AWG のアレイ導波路内で生じる位相誤差 [9]は、クロストーク特性の劣化原因であるが、本シミュレーションでは無視した。

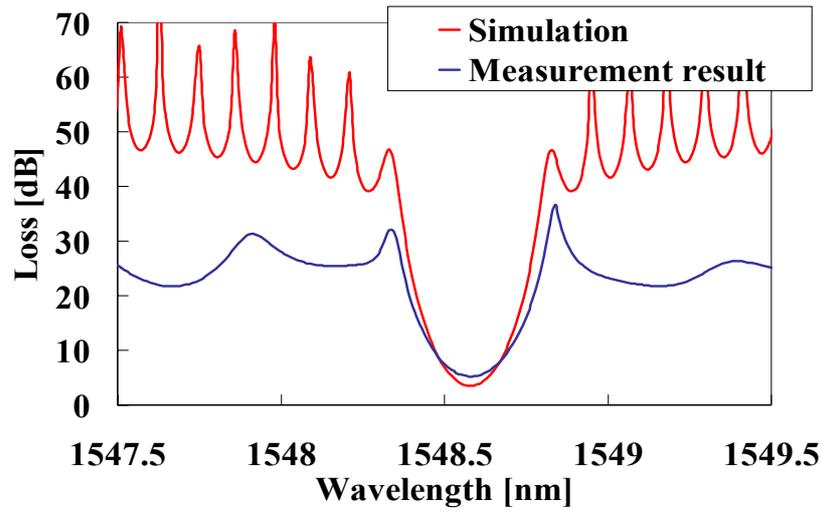


Fig. 3.5.1 Spectral characteristics of the 8 ch, 40 GHz-spacing arrowhead AWG. The red line is the simulation result and the blue line is the measurement result.

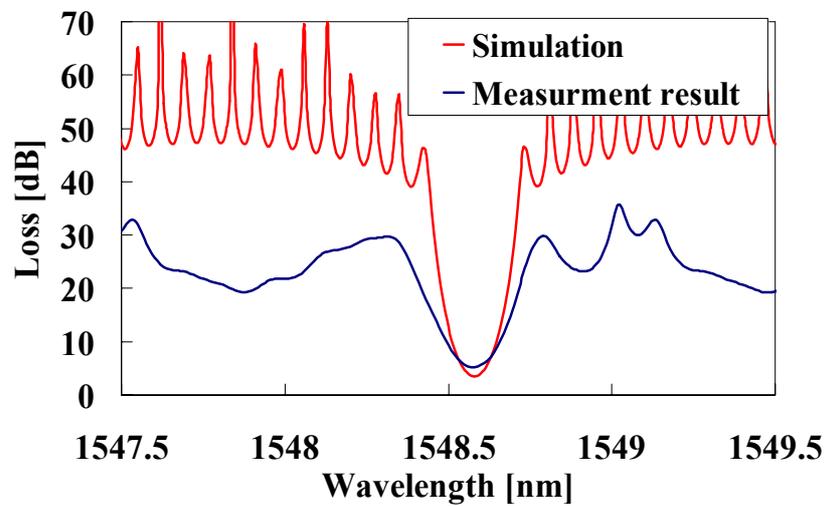


Fig. 3.5.2 Spectral characteristics of the 8 ch, 25 GHz-spacing arrowhead AWG. The red line is the simulation result and the blue line is the measurement result.

Fig.3.5.1 に 8 ch, 40 GHz スペクトル間隔の Arrowhead 型 AWG の透過スペクトル特性を示す. Fig.3.5.2 には, 8 ch, 25 GHz スペクトル間隔の Arrowhead 型 AWG の透過スペクトル特性を示す. 赤線がシミュレーション結果, 青線が実験結果で

ある。損失の最小値の差は、測定時のファイバと導波路間の結合損失である。結合損失には、モードフィールド径の違いによる損失と導波路とファイバの位置あわせのずれによる損失が含まれている。シミュレーション結果と実験結果間での大きな違いは、実験結果のバックグラウンドレベルが低くなっている点にある。そのため、隣接クロストークはシミュレーションでは、約-37 dB であるのに対し、実験では約-20 dB まで大きくなっている。これは、アレイ導波路内での屈折率揺らぎに起因する位相誤差が生じていることを意味し、高性能化を実現するためには、従来型の AWG と同様に位相誤差補正[10]-[12]を行う必要がある。更に、3 dB バンド幅が設計よりも広がっていることもクロストーク特性の劣化原因である。アレイ導波路端、入出力導波路端のテーパ導波路幅の作製誤差が起因していると予想される。これらの問題は、作製精度の高性能化によって解決できる。

3.6 まとめ

本章では、楕円型導波路内ミラーを利用した V 字型微小曲げ導波路を AWG のアレイ導波路内に組み込むことで、超小型な Arrowhead 型 AWG を実現した。本デバイスは小型であるため、1 ウエハ上に作製可能なチップ数が従来型に比べ多くなり、チップの低コスト化が見込まれる。従来型とのサイズ縮小率は、スペクトル間隔が狭帯域である高分解能 AWG で高く、8 ch, 10 GHz スペクトル間隔の AWG の場合、Arrowhead 型 AWG のサイズは従来型の 1/8 である。小型な AWG を光ファイバとの整合性が高い H- Δ 石英導波路で実現可能であることも特長のひとつである。

1) 8 ch, 40 GHz スペクトル間隔の Arrowhead 型 AWG, 2) 8 ch, 25 GHz スペクトル間隔の Arrowhead 型 AWG を H- Δ 石英導波路で作製した。それぞれのチップサイズ、挿入損失、クロストーク、3dB バンド幅は以下の通りである。

1) 4.2 mm \times 18.9 mm, 4.98 dB, -20.7 dB, 22.5 GHz,

2) 4.2 mm \times 22.9 mm, 5.24 dB, -20.9 dB, 17.5 GHz

V 字型微小曲げ構造の挿入損失が AWG の損失の大半を占めている。V 字型曲げ構造の過剰損失はミラー作製精度の向上によって解決する事ができる。透過スペクトルのシミュレーション結果と実験結果を比較すると、測定した透過スペクトルのバックグラウンドレベルが低いため、クロストーク特性の劣化につながって

いる．クロストーク特性の劣化はアレイ導波路内での位相誤差に起因していると予想される．Arrowhead型 AWG は，50 GHz 以下のスペクトル間隔で作製が可能であることから，DWDM 用デバイスとしてメトロ及び幹線系での利用が期待できる．

参考文献

- [1] M. K. Smit, "New focusing and dispersive planar component based on an optical phased array," *Electron. Lett.*, Vol. 24, No. 7, pp. 385-386, 1988.
- [2] H. Takahashi, S. Suzuki, K. Kato and I. Nishi, "Arrayed-waveguide grating for wavelength division multi/demultiplexer with nanometer resolution," *Electron. Lett.*, Vol. 26, No. 2, pp. 87-88, 1990.
- [3] C. Dragone, "An $N \times N$ optical multiplexer using a planar arrangement of two star couplers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 3, No. 9, pp. 812-815, 1991.
- [4] S. Suzuki, M. Yanagisawa, Y. Hibino, and K. Oda, "High-density integrated planar lightwave circuits using $\text{SiO}_2\text{-GeO}_2$ waveguides with a high refractive index difference," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 12, No. 5, pp. 790-796, 1994.
- [5] Y. Hibino, "Recent advances in high-density and large-scale AWG multi/demultiplexers with higher index-contrast silica-based PLCs," *IEEE J. Select Topics Quantum Electron.*, Vol. 8, No. 6, pp. 1090-1101, 2002.
- [6] H. Uetsuka, "AWG technologies for dense WDM applications," *IEEE J. Select Topics Quantum Electron.*, Vol. 10, No. 2, pp. 393-402, 2004.
- [7] T. Suzuki, Y. Shibata, and H. Tsuda, "Small V-bend silica waveguide using an elliptic mirror for miniaturization of planar lightwave circuits," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 23, No. 2, pp. 902-908, 2005.
- [8] C. D. Lee, W. Chen, Q. Wang, Y-J. Chen, W. T. Beard, D. Stone, R. F. Smith, R. Mincher, and I. R. Stewart, "The role of photomask resolution on the performance of arrayed-waveguide grating devices," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 19, No. 11, pp. 1726-1733, 2001.
- [9] K. Takada, Y. Inoue, H. Yamada, and M. Horiguchi, "Measurement of phase error distributions in silica-based arrayed-waveguide grating multiplexers by using Fourier transform spectroscopy," *Electron. Lett.*, Vol. 30, No. 20, pp. 1671-1672, 1994.
- [10] 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.
- [11] 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.

[12] 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 4 章

多段 Arrowhead 構造型

高分解能アレイ導波路回折格子

4.1 はじめに

スペクトル間隔が 10 GHz 以下の超高分解能 AWG[1]-[3]は、周波数利用効率の向上による伝送容量の拡大を目指した DWDM システムを実現するために必要なデバイスである。また、AWG の時空間変換機能[4]を使った光信号処理[5]-[17]を行うためには、FSR が 100 GHz 程度の AWG が必要である。高分解能な AWG、即ち、狭いスペクトル間隔を有する AWG は、隣接アレイ導波路の光路長差 ΔL が長いため、小型化が難しく、1 ウエハ上に作製できるチップ数は少ない。更に、チップサイズが大きいことにより、屈折率ゆらぎによる位相誤差が問題となり、高分解能な AWG を作製することが難しい。

文献[2]では、SH- Δ 導波路を使用して 5 GHz スペクトル間隔の AWG を実現しているが、第 1 章でも示した通り、SH- Δ 導波路は光ファイバとの結合効率が悪いいため、SSC 等の付加機能が必要となる。なお、4200 チャンネルの多チャンネル化は 1 THz スペクトル間隔の AWG と 5 GHz スペクトル間隔の AWG を直列に接続することで実現している。

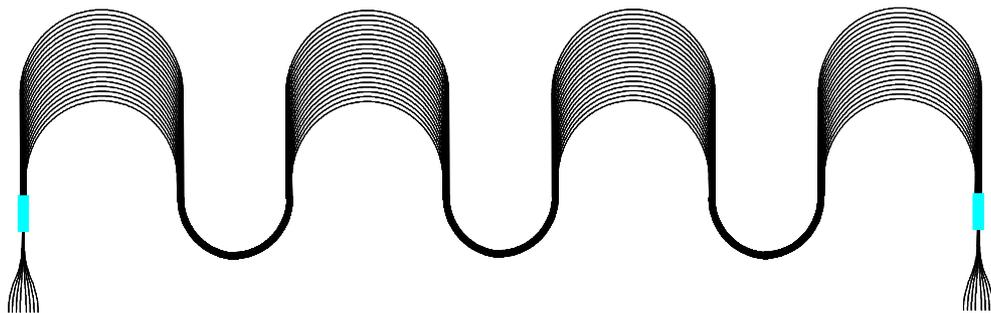


Fig. 4.1.1 Schematic configuration of the 16 ch, 1 GHz-spacing AWG [3].

一方, 文献[3]では1 GHzスペクトル間隔の超高分解能 AWG を, SH- Δ 導波路で, 作製している. Fig.4.1.1 に示すようにアレイ導波路を複数回曲げてアレイ導波路の光路長を長くすることで, 超高分解能な AWG を実現している. 従来のシンプルな構造では実現することが不可能であった AWG を, 材料と設計の両方を工夫することで実現させた. しかしながら, SH- Δ 導波路を使用した場合でも4インチウエハ上に作製できるチップ数はわずかに1つである.

本章では, 小型な高分解能な AWG を実現すること及びその特性を高性能化することを目的とする. Arrowhead 構造は小型であるため, 光路長が長い設計条件においてもチップサイズがコンパクトである. Arrowhead 構造は, 入出力端面が平行であるため, 文献[3]で示すような多段構造(Fig.4.1.1)も簡単に設計できる. そこで, 超高分解能 AWG の実現を目指し, Arrowhead 構造を多段に接続した AWG について検討した. Arrowhead 構造の段数を偶数個と奇数個に分類することで, それぞれの AWG の特長を明確にする.

4.2 多段 Arrowhead 構造型 AWG

スペクトル間隔が 10 GHz 以下の高分解能な AWG を設計した場合の隣接導波路間の光路長差 ΔL , アレイ導波路本数, アレイ導波路の最長の導波路長と最短の導波路長の光路長差を計算した. 計算結果を Table 4.2.1 にまとめる.

Table 4.2.1 Parameters of the high-resolution AWGs.

Channel number	Channel spacing [GHz]	Path length difference ΔL [mm]	Array number	(Longest length – Shortest length) [mm]
8	1	25.4	30	762.7
	6.25	4.1		122
	10	2.54		76.27
16	1	12.7	60	762.6
	6.25	2.0		122
	10	1.27		76.26

ここで、チャンネル数を 8, 16, スペクトル間隔を 1, 6.25, 10 GHz とし、H- Δ 石英導波路を仮定した。光路長差 ΔL は、各 AWG とも mm オーダーであり、アレイ導波路内での導波路長の最長と最短の差は、約 76 mm~760 mm となる。スラブ導波路や入出力導波路も含めると、高分解能 AWG のサイズは数 cm 角~数十 cm 角となるため、4 インチウエハ内に作製することは困難である。作製できた場合でも、1 チップで 1 ウエハ全体を占有してしまう。Arrowhead 構造を多段に接続した AWG は、微小領域で長い光路長を得られるため、高分解能 AWG を小型に作製できると期待される。Arrowhead 構造を多段に接続することで、長い光路長差の AWG を作製することができる。以下に多段 Arrowhead 構造型 AWG を提案する。

4.2.1 偶数個の Arrowhead 構造を有する AWG

Arrowhead 構造を偶数個利用する多段 Arrowhead 構造型 AWG を本節で提案する。偶数個とは、Arrowhead 構造の数が 2,4,6, \dots , $2M$ のどれかであることを意味する。デバイスサイズの小型化を考慮しながら、偶数個の多段 Arrowhead 構造型 AWG を設計する。

Arrowhead 構造を偶数個多段接続した AWG の最も基本的な構造は、2 段 Arrowhead 構造である。Fig.4.2.1 に基本構造[18]を示す。本構造は第 3 章で提案した Arrowhead 構造を反転させ、1 個目の Arrowhead 構造と接続することで実現した。段数が 4,6, \dots , $2M$ の場合は、この基本構造を更に多段接続すればよい。

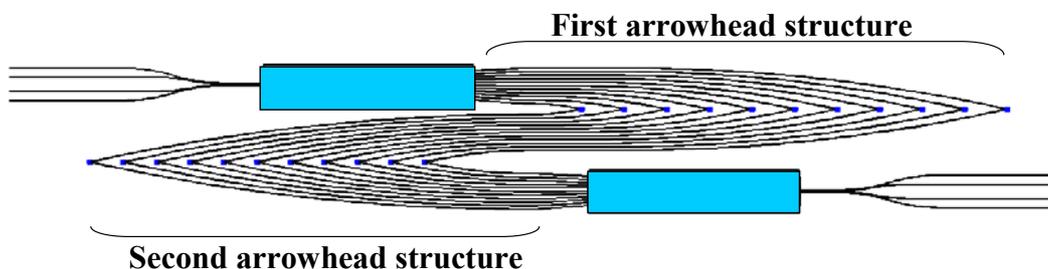


Fig. 4.2.1 Schematic configuration of the AWG with a double arrowhead structure.

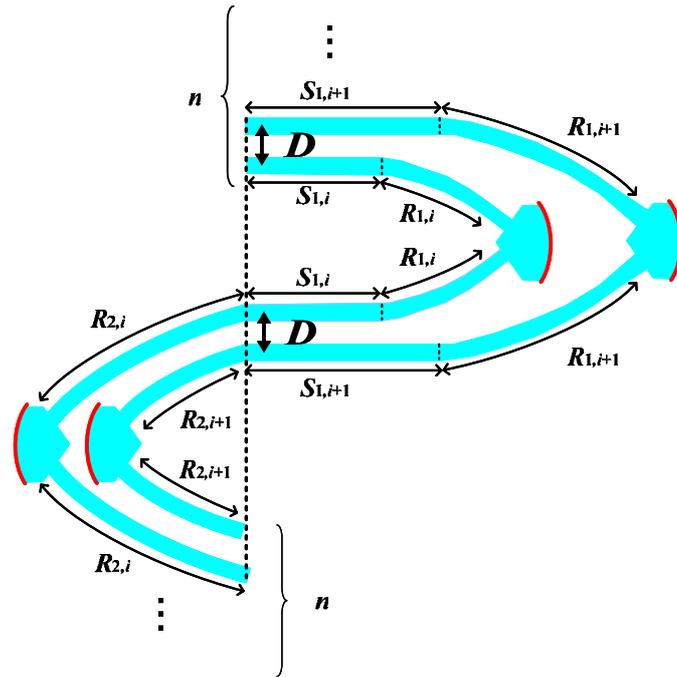


Fig. 4.2.2 Enlarged view of the array waveguide region of the AWG with a double arrowhead structure.

Arrowhead 型 AWG は入出力導波路が同一端面に存在したが、偶数段 Arrowhead 構造の AWG では、入出力導波路が同一端面に存在しない。また、1 個目の Arrowhead 構造で最も光路長が短い導波路は、2 個目の Arrowhead 構造では最も光路長が長い導波路になっている。その逆のことも言える。1 個目の Arrowhead 構造で最も光路長が長い導波路は、2 個目の Arrowhead 構造では最も光路長が短い導波路である。2 個目の Arrowhead 構造は、1 個目の Arrowhead 構造で得られた光路長差を打ち消す働きがある。両方の Arrowhead 構造を同じ構成にすると、アレイ導波路内で光路長差を設けることができないため、以下に示すような設計法を確立した。

アレイ導波路部の占有面積を出来る限り小さくすること、光路長差を出来る限り長くとることを目的とし、偶数段 Arrowhead 構造型 AWG の設計を行なった。Fig.4.2.2 に Arrowhead 構造を 2 段利用したアレイ導波路の拡大図を示す。添え字 i はアレイ導波路番号、 n はアレイ導波路本数、 S は直線導波路、 R は曲げ導波路を意味する。 R の添え字、1, 2 は Arrowhead 構造の段数を意味する。Arrowhead 構造内の曲げ導波路での光路長差を ΔR_1 及び ΔR_2 とすると、この 2 つの値はアレイ導波路間距離 D によって決まる。2 つの Arrowhead 構造はお互いに接続されているため、両 Arrowhead 構造のアレイ導波路間距離 D は等しく、 $\Delta R_1 = \Delta R_2$ の関

係が成り立つ。しかし、1 個目の Arrowhead 構造で最も光路長が長い導波路の光路長は 2 個目の Arrowhead 構造で最も短くなるため、正確には

$$\Delta R_1 = -\Delta R_2 \quad (4.2.1)$$

の関係が成り立つ。アレイ導波路番号に対する曲げ半径の関係も曲げ導波路 1 と 2 では逆転しており、次式が成り立つ。

$$R_{2,i} = R_{1,n-i+1} \quad (4.2.2)$$

Arrowhead 構造で得られる光路長差は式(3.2.1)より、曲げ導波路領域と直線導波路領域に分類できる。しかしながら、1 個目の Arrowhead 構造内の曲げ導波路で得られる光路長差 ΔR_1 が 2 個目の Arrowhead 構造内の曲げ導波路で相殺されるため、曲げ領域での光路長差 ΔR は 0 になる。

小型なアレイ導波路領域で長い光路長差を実現するためには、2 個目の Arrowhead 構造での負の光路長差を出来る限り短くする必要がある。そこで、Fig.4.2.2 に示す構造では、2 個目の Arrowhead 構造には直線導波路 $S_{2,i}$ が設置されていない。即ち 2 段 Arrowhead 構造型アレイ導波路で得られる光路長差 ΔL は

$$\Delta L = 2(S_{1,i+1} + R_{1,i+1}) + 2R_{2,i+1} - \{2(S_{1,i} + R_{1,i}) + 2R_{2,i}\} \quad (4.2.3)$$

となり、式(4.2.2)を代入すると次式のようにになる。

$$\begin{aligned} \Delta L &= 2(S_{1,i+1} + R_{1,i+1}) + 2R_{1,n-i} - \{2(S_{1,i} + R_{1,i}) + 2R_{1,n-i+1}\} \\ &= 2(S_{1,i+1} - S_{1,i}) + 2\Delta R_1 - 2\Delta R_1 \\ &= 2\Delta S \end{aligned} \quad (4.2.4)$$

2 個目の Arrowhead 構造の直線導波路を削除する事で、1 個目の Arrowhead 構造の直線導波路で得られる光路長差のみが残る。偶数個の多段 Arrowhead 構造の曲げ回数を $2M$ と定義すると、得られる光路長差 ΔL は式(4.2.5)のようにになる。

$$\Delta L = 2M \times \Delta S \quad (4.2.5)$$

ただし、奇数番目の Arrowhead 構造の直線導波路で得られる光路長差は全て ΔS と統一した。 ΔS を長くし、曲げの段数を増やすことによって光路長の長い高分解能な AWG が実現可能である。

更に、式(4.2.5)で得られた ΔL は、Arrowhead 型 AWG の FSR を制限していた ΔR_1 の制約を受けないため(式(3.2.1)参照)、直線導波路の長さ $S_{1,i}$ を制御することにより、任意の光路長差の AWG が作製可能である。スペクトル間隔が広帯域である AWG は光路長差 ΔL が短い、偶数段 Arrowhead 構造を使うことで実現可能となった。

4.2.2 奇数個の Arrowhead 構造を有する AWG

Arrowhead 構造を奇数個利用する多段 Arrowhead 型 AWG を本節で提案する。4.2.1 節で提案した多段 Arrowhead 構造型 AWG の曲げ回数は偶数であったのに対し、本節で提案する曲げ回数は奇数である(3,5,⋯, 2M-1)。ここでも、デバイスサイズの小型化を考慮しながら、長い光路長差が得られることを設計のポイントとする。奇数個の多段 Arrowhead 構造の基本形は 3 段になる。Fig.4.2.3 に Arrowhead 構造を 3 段利用した AWG の基本構造を示す。2 段 Arrowhead 構造に Arrowhead 構造を 1 個付加することで 3 段 Arrowhead 構造型 AWG を実現した。入出力導波路は、同一端面に存在している。

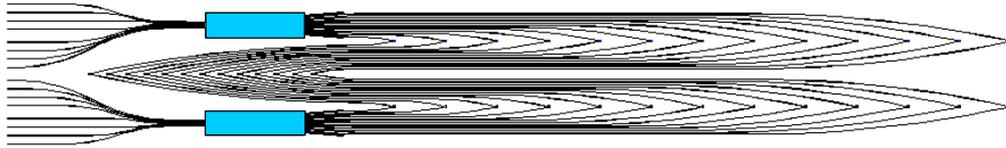


Fig. 4.2.3 Schematic configuration of the AWG with a triple arrowhead structure.

Arrowhead 構造の基本構造は、3.2 節と同様とし、2 段 Arrowhead 構造で得られた光路長差 ΔL (式(4.2.4))をもとに設計を行なう。3 段 Arrowhead 構造型 AWG は、2 段 Arrowhead 構造に Arrowhead 構造を 1 つ付加した構成である。そのため、2 段 Arrowhead 構造で得られた光路長差(式(4.2.4))に、Arrowhead 構造の光路長差(式(3.2.1))を加えた値が 3 段 Arrowhead 構造での光路長差 ΔL となり、式(4.2.4)と式(3.2.1)の和になる。

$$\Delta L = 2\Delta S + 2(\Delta R_1 + \Delta S) \quad (4.2.6)$$

更に曲げ段数を $2M-1$ ($M = 2, 3, 4, \dots$) と定義すると、任意の M における光路長差 ΔL は、

$$\Delta L = 2M \times \Delta S + 2\Delta R_1 \quad (4.2.7)$$

と求まる。 $M = 2$ の時が 3 段 Arrowhead 構造型 AWG を意味し、式(4.2.6)に一致する。偶数段と同様に、曲げ回数の増加に伴い、直線導波路での光路長差 $2M \times \Delta S$ が増加する。一方、曲げ導波路による光路長差は、偶数番目の曲げ導波路によってキャンセルされる。そのため、曲げ回数が増えても、Arrowhead 構造 1 つ分に相当する $2\Delta R_1$ だけが光路長差として加味される。

4.3 従来型 AWG とのサイズ比較

本節では, 4.2 節で提案した多段 Arrowhead 構造型 AWG を実際の導波路パラメータにもとづいて設計し, 従来型 AWG 及び Arrowhead 型 AWG のチップサイズを比較する. AWG のサイズは, 第 3 章と同様にスラブ導波路とアレイ導波路の面積の和と定義し, 更に, アレイ導波路の本数は隣接チャンネルクロストークが -60 dB となるように設定した.

Fig.4.3.1 は H- Δ 導波路において 8 ch, AWG を従来型, Arrowhead 型, 2 段 Arrowhead 構造型, 3 段 Arrowhead 構造型で設計した時のサイズを示す. 横軸をスペクトル間隔とし, 縦軸がチップサイズを示す. スペクトル間隔の範囲は 1 GHz ~ 200 GHz である. Arrowhead 構造を使用した AWG (段数: 1,2,3) はいずれも従来型 AWG よりもサイズが小さい. 特に, スペクトル間隔が狭帯域の時に縮小率が大きくなっている.

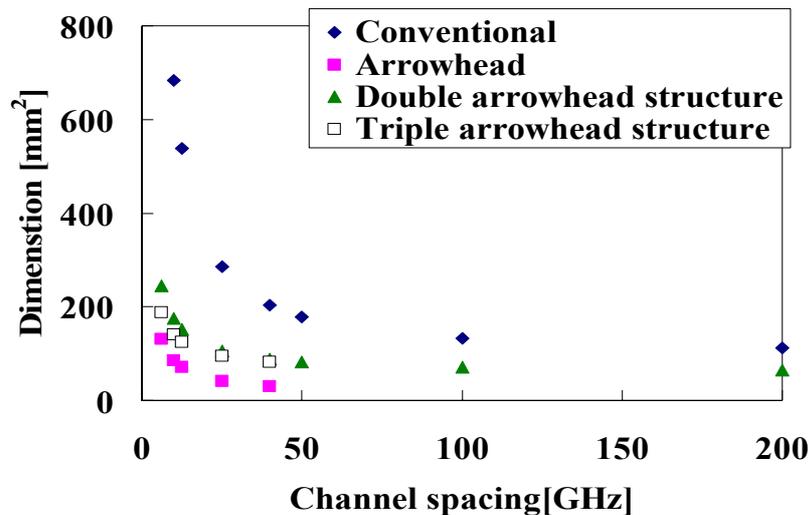


Fig. 4.3.1 Size comparison between conventional AWGs and AWGs with multiple-arrowhead structure. The channel number of each AWG is 8.

例えば, 10 GHz スペクトル間隔の場合, 各 Arrowhead 構造型 AWG のサイズは従来型の 1/8, 1/3.9, 1/4.8 のサイズである. 奇数段 Arrowhead 構造型 AWG は, Arrowhead 構造内の曲げ導波路での光路長差 ΔR_1 の最小値によって作製可能なス

ペクトル間隔が決定する．一方で，2 段 Arrowhead 構造型 AWG は， ΔR_1 の制約がなく任意のスペクトル間隔で設計する事が出来る．そのため，2 段 Arrowhead 構造型 AWG はスペクトル間隔が 50 GHz 以上でも作製可能である．広帯域なスペクトル間隔を有する AWG を作製する場合でも，2 段 Arrowhead 構造型 AWG のサイズは従来型よりも小さく，WDM チャンネル間隔(100 GHz)での設計が可能であることから，現行の WDM 通信用デバイスとしても利用できる．

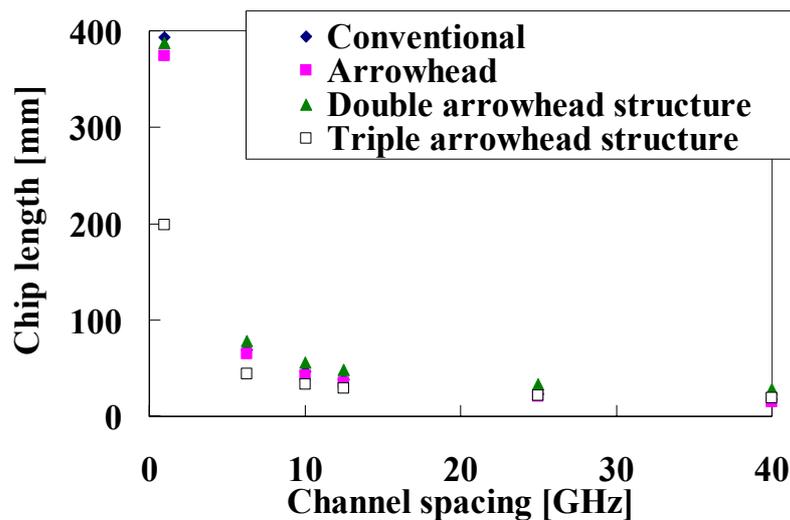


Fig. 4.3.2 Chip length along X-axis of both conventional AWGs and AWGs with multiple-arrowhead structure is compared. The channel number of each AWG is 8.

Arrowhead 構造を利用した AWG をお互いに比較すると，Arrowhead 型 AWG のサイズが一番小さい．それは，Arrowhead 型 AWG の Y 軸方向の幅(Fig.3.2.1 参照)が一番小さいからである．Arrowhead 構造を多段にすると X 軸方向(長手方向)の長さが短くなる一方で，Y 軸方向の幅が広がる．Fig.4.3.2 に各 AWG の長手方向の長さとのスペクトル間隔の関係を示す．スペクトル間隔が 10GHz 以下の狭帯域な領域では，3 段 Arrowhead 構造型 AWG の長さが一番短く，帯域が狭くなるにつれ，多段構造の効果が顕著に現れる．

そこで，Fig.4.3.3 には奇数段 Arrowhead 構造型 AWG の長手方向の長さを比較した．段数は 3，5，7 である．段数が増えるに従い長手方向の長さが短くなっており，特にスペクトル間隔が狭帯域である領域では，縮小率が高い．多段 Arrowhead 構造型 AWG は小型であるため，スペクトル間隔が狭帯域である高分

解能な AWG を作製する上で有効な構造である。本 AWG は、長手方向のサイズが短く、チップの縦横比が小さくなるため、ウエハ上に回路を効率良く配置することが出来る。

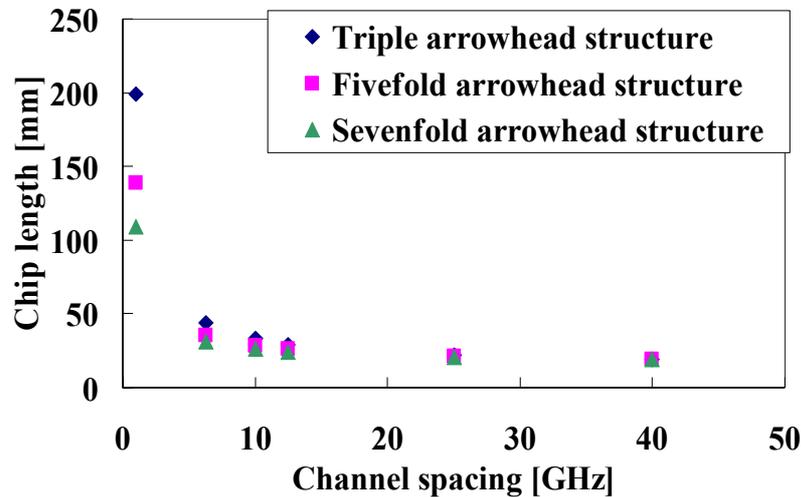


Fig. 4.3.3 Chip lengths along X-axis of the AWGs with a triple, fifth, seventh arrowhead structure is calculated. The channel number of each AWG is 8.

4.4 多段 Arrowhead 構造型 AWG の作製・基本特性評価

H- Δ 石英導波路を使用して、2 段 Arrowhead 構造型 AWG 及び 3 段 Arrowhead 構造型 AWG を作製した。2 段 Arrowhead 構造は、広帯域なスペクトル間隔での作製が可能であるため、16 ch, 100 GHz AWG (FSR: 1600 GHz) を作製した。一方、3 段 Arrowhead 構造は、8 ch, 10 GHz (FSR: 80 GHz) 及び 6.25 GHz (FSR: 50 GHz) の高分解能な AWG を作製した。それぞれの AWG の設計パラメータを Table 4.4.1 に示す。16 ch AWG は、チャンネル数が多いため 8 ch AWG よりもスラブ導波路長が長く、アレイ本数も多い。なお、本デバイスの作製プロセスは、Arrowhead 型 AWG と同様である(第 2, 3 章参照)。Fig.4.4.1 にそれぞれのマスク図を示す。

Table 4.4.1 Design parameters of the AWGs with multiple-arrowhead structure.

Channel spacing [GHz]	100	10	6.25
Channel number	16	8	8
Free spectral range [GHz]	1600	80	50
Free spatial range [μm]	320	160	160
Path length difference [μm]	127.114	2542.28	4067.65
Grating order	118	2377	3804
Center wavelength [nm]	1561.7	1550.53	1550.21
Array number	50	26	22
Length of slab waveguide [μm]	5951.45	2997.16	2997.79
Pitch of the array waveguide [μm]	20	20	20
Chip dimension [mm^2]	8.2×30	4.2×31.6	4.2×34.7

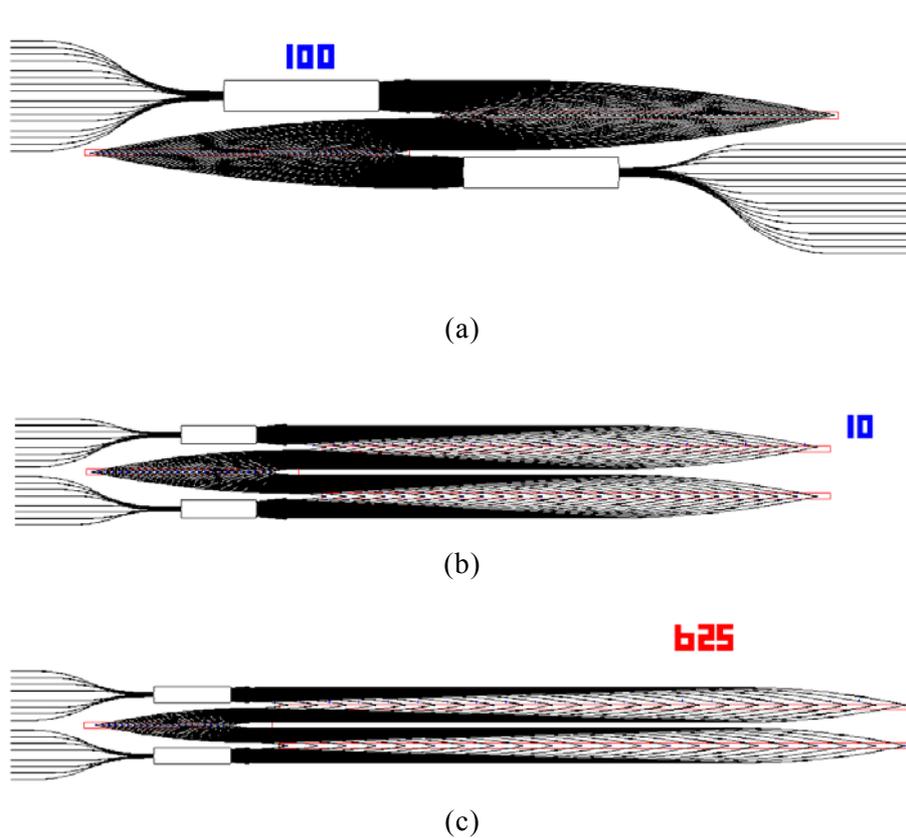


Fig. 4.4.1 Mask pattern of the AWGs with multiple-arrowhead structure.

(a) 16 ch, 100 GHz-spacing AWG with a double arrowhead structure.

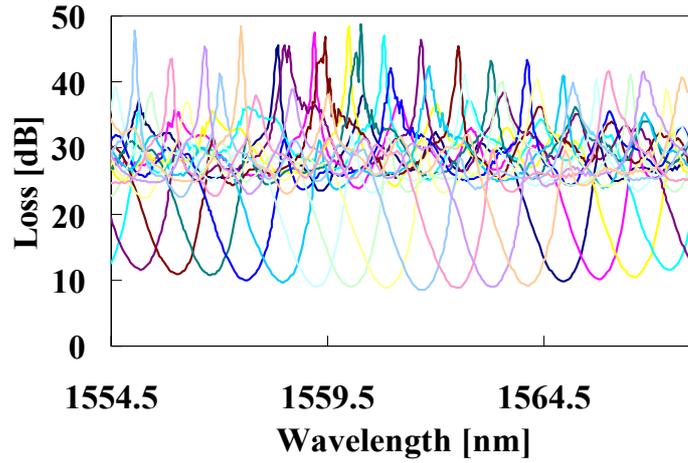
(b) 8 ch, 10 GHz-spacing AWG with a triple arrowhead structure.

(c) 8 ch, 6.25 GHz-spacing AWG with a triple arrowhead structure.

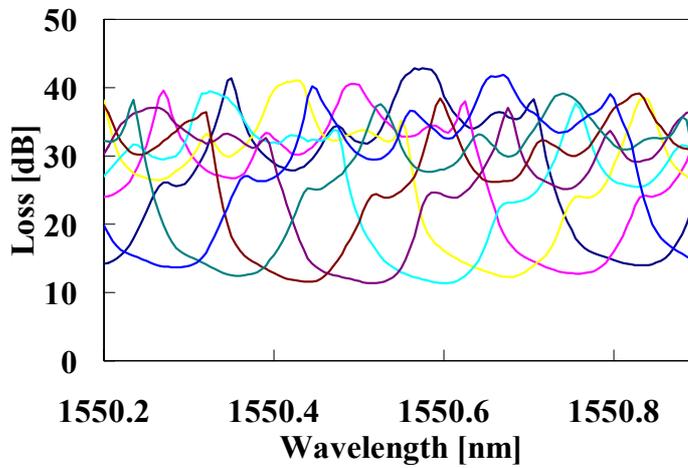
チップサイズは各 AWG とともに小さく、6.25 GHz の高分解能 AWG のサイズは、入出力導波路を含めた場合でもわずか 4.2 mm×34.7 mm であった。Fig.3.4.3 に示す測定系を利用し、各 AWG の特性を評価した。

Fig.4.4.2 に透過スペクトル特性を示す。2 段 Arrowhead 構造型 AWG(16 ch, 100 GHz)の損失、クロストーク、3 dB バンド幅、PDL は、8.3 dB, -15.8 dB, 87.5 GHz, 0.1 dB であった。一方、3 段 Arrowhead 構造で作製した①8 ch, 10 GHz スペクトル間隔 AWG と②8 ch, 6.25 GHz スペクトル間隔 AWG の損失、クロストーク、3 dB バンド幅、PDL は①11.15 dB, -7.85 dB, 12.5 GHz, 0.1 dB, ②13.4 dB, -7.8 dB, 6.5 GHz, 0.1 dB であった。

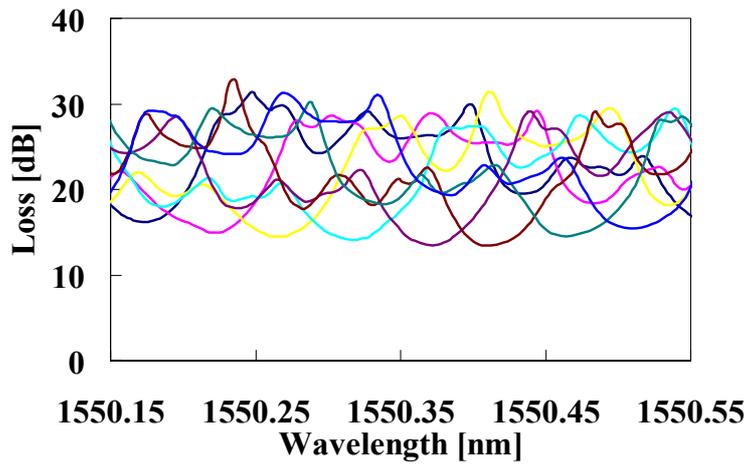
挿入損失は曲げ段数に応じて増加している。なぜなら、Arrowhead 構造を利用した AWG の損失の大半が V 字型微小曲げ構造の挿入損失に起因しているからである。更に、10 GHz スペクトル間隔 AWG と 6.25 GHz スペクトル間隔 AWG を比較すると、6.25 GHz スペクトル間隔 AWG の損失が大きい。この差は、V 字型曲げ構造の性能誤差とアレイ導波路長の違いに依存している。クロストーク特性も曲げ段数の増加に応じて、劣化していることが分かる。クロストーク特性の劣化は、バックグラウンドレベルが下降することによって生じる。曲げ段数の増加により、アレイ導波路内での光路長が長くなるため、屈折率揺らぎによる位相誤差が生じ、透過スペクトルのバックグラウンドレベルが下降している。更に、その他の原因として、ミラー位置ずれによる位相ゆらぎや、V 字型微小曲げ構造の損失ばらつきが考えられる。前者は、V 字型微小曲げ構造内でのミラー反射点が導波路毎にずれていることを意味し、反射点のずれにより位相誤差が生じる。後者は、V 字型微小曲げ構造の損失がばらついている問題を意味する。第 2 スラブ導波路入射端での包絡線強度分布が各アレイ導波路内の強度ばらつきにより、理想的なガウス型からずれることで、出力端での透過波形が乱れ、結果的に、クロストーク特性が劣化すると考えられる。3 段 Arrowhead 構造型 AWG のクロストーク特性が悪い原因は、透過スペクトルの非対称性にも依存している。損失ばらつき、位相誤差の影響については、4.5 節で解析する。一方、PDL は各 AWG とともに 0.1 dB と小さい。本デバイスは、石英基板を使用しているため、偏波依存性が小さい。なお、顕微鏡によって各 AWG の導波路内ミラーを観察したところ、破損箇所は見当たらなかった。



(a)



(b)



(c)

Fig. 4.4.2 Spectral characteristics of the AWGs with multiple-arrowhead structure.

(a) 16 ch, 100 GHz-spacing AWG with a double arrowhead structure.

(b) 8 ch, 10 GHz-spacing AWG with a triple arrowhead structure.

(c) 8 ch, 6.25 GHz-spacing AWG with a triple arrowhead structure.

4.5 多段 Arrowhead 構造型 AWG に関する考察

多段 Arrowhead 構造型 AWG の特性評価をした結果、損失特性とクロストーク特性がともに Arrowhead 構造の段数の増加に応じて劣化していた。特性劣化の原因は、V 字型曲げ構造の損失ばらつき及びアレイ導波路内の位相誤差と考えられる。そこで、本節では損失ばらつき、位相誤差の透過スペクトル特性への影響について考察する。

4.5.1 損失ばらつきの影響

V 字型曲げ構造の挿入損失はミラー作製精度に依存しており、1 dB~2 dB であった(第 2 章より)。多段 Arrowhead 構造型 AWG には、段数に応じた数の V 字型微小曲げ構造が各アレイ導波路に挿入されているため、ミラーの作製精度の均一性が要求される。例えば、8 ch, 6.25 GHz の 3 段 Arrowhead 構造型 AWG の場合、1 つの Arrowhead 構造内に 22 個の V 字型曲げ構造が組み込まれている。そのため、3 段合計で 66 個の V 字型曲げ構造が集積されている。各 V 字型曲げ構造の性能にばらつきがある場合、V 字型微小曲げ構造における過剰損失がばらつくため、アレイ導波路出力端での強度分布が乱れる。ばらつきは曲げ段数や Arrowhead 構造内のアレイ本数に依存し、数が多いほどアレイ導波路を伝搬した後の電界強度分布は理想的なガウス分布がずれてしまう。アレイ導波路端での強度分布が、透過スペクトルの形状を決定する要因の 1 つであるため、強度分布の乱れが透過スペクトル特性の劣化原因となる。

そこで、式(3.5.1)に各アレイ導波路の損失ばらつきの項を加え、多段 Arrowhead 構造型 AWG の透過スペクトルを計算した。計算に使用した AWG は、段数が 1, 2, 3 段のもので、実際に作製した AWG と同条件である。

- 1) Arrowhead 型 : 8 ch, 25 GHz スペクトル間隔
- 2) 2 段 Arrowhead 構造型 : 16 ch, 100 GHz スペクトル間隔
- 3) 3 段 Arrowhead 構造型 : 8 ch, 6.25 GHz スペクトル間隔

V 字型曲げ構造は第 2 章の試作と同性能であると仮定し、挿入損失を平均 2 dB/bend とした。損失ばらつきの影響のみを考察するため、位相誤差はないものとする。損失ばらつきは、1 つの V 字型曲げ構造で最大 ± 0.5 dB となるように仮定し、各 AWG の透過スペクトルを計算した。

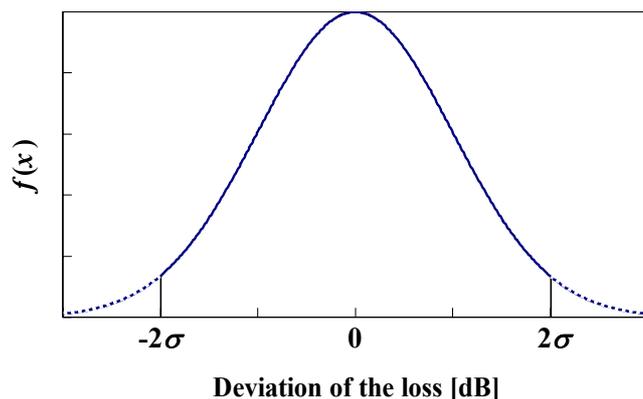


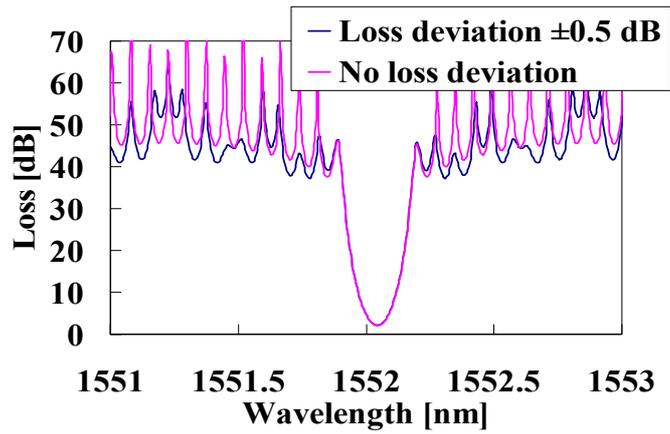
Fig. 4.5.1 Transition probability of the loss fluctuation. This probability follows the normal distribution function.

また、各 V 字型曲げ構造の損失ばらつきの確率密度は、標準偏差 σ の正規分布に $\pm 2\sigma$ の範囲で従い、 2σ 以上ばらつく確率は 0 とした。 $\pm 2\sigma$ の範囲では、全体の約 95 % が含まれていることになる。損失ばらつきの確率密度分布は次式のとおりである。

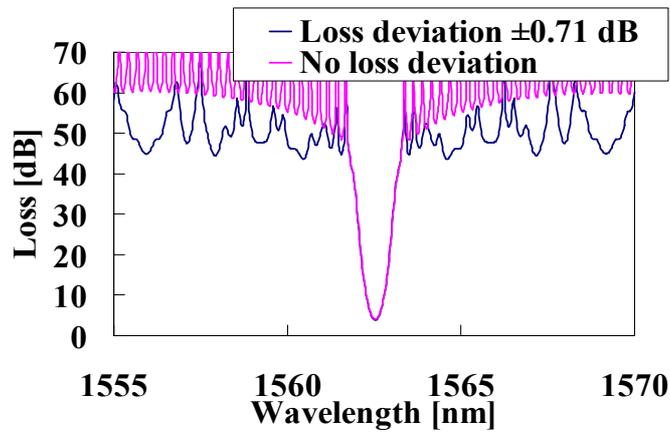
$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (-2\sigma \leq x \leq 2\sigma) \quad (4.5.1)$$

$$f(x) = 0 \quad (x < -2\sigma, x > 2\sigma)$$

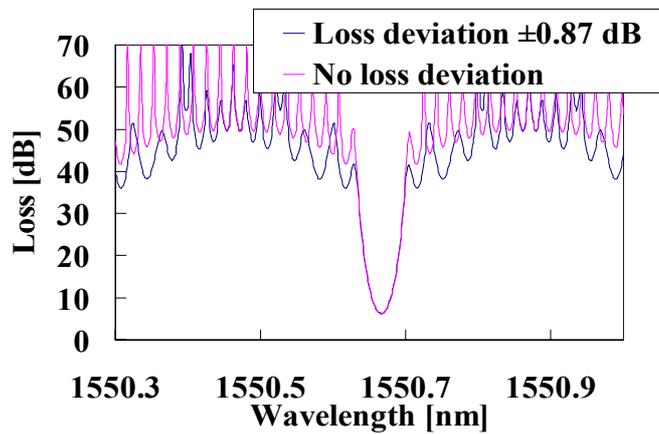
Fig.4.5.1 に損失ばらつきの分布を図示する。各アレイ導波路内の V 字型曲げ構造の損失ばらつきは、式(4.5.1)に基づいて決まると仮定し、各 AWG の透過スペクトルを計算した。 Fig.4.5.2 に計算結果を示す。損失ばらつきがない場合、1 回の曲げに対する損失ばらつきの最大可変範囲 ($\pm 2\sigma$) = ± 0.5 dB の場合の透過スペクトルを計算した。 Fig.4.5.2(a), (b), (c) はそれぞれ Arrowhead 型、2 段 Arrowhead 構造、3 段 Arrowhead 構造に対応しており、損失ばらつきの最大可変範囲は Arrowhead 構造の段数に応じて変動し、(a) ± 0.5 dB, (b) ± 0.71 dB, (c) ± 0.87 dB となる。(a) の Arrowhead 型 AWG の場合、損失ばらつきがない時とばらつきがある時の差は小さく、バックグラウンドレベルも高い状態を維持している。一方、損失ばらつきが大きい(b)や(c)の場合は、バックグラウンドレベルが低くなり、クロストーク特性が劣化していることが分かる。ただし、いずれの場合もピーク透過率に変化はなかった。次に、損失ばらつきの大きさとクロストーク特性の関係を明らかにするために、各損失ばらつきの大きさに依存するクロストーク値を計算した。



(a)



(b)



(c)

Fig. 4.5.2 Spectral characteristics with the loss fluctuation in the array waveguide.(a) Arrowhead AWG, (b) AWG with a double arrowhead structure, (c) AWG with a triple arrowhead structure.

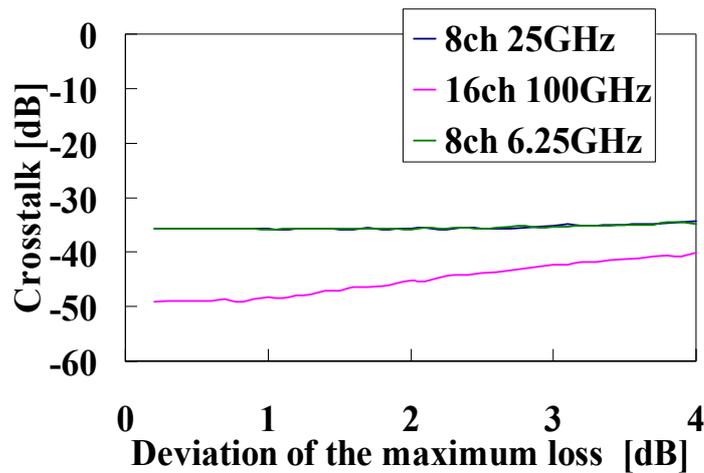


Fig. 4.5.3 Crosstalk as a function of the deviation of the maximum loss in the array waveguide. The probability of the loss fluctuation level in the array waveguide is based on the normal distribution function. The blue line indicates an 8 ch and 25 GHz-spacing AWG, the red line indicates a 16 ch and 100 GHz-spacing AWG and the green line indicates an 8 ch and 6.25 GHz-spacing AWG.

損失ばらつきの最大値を決定し、損失ばらつきの値はその範囲内で正規分布に従った確率密度で決まる。1つの最大損失ばらつきの値に対する計算の試行回数を1000とし、その平均値をクロストーク値とする。計算は中心波長に対してのみ行った。AWGの設計条件を上記試作と同じにした場合の計算結果を Fig.4.5.3 に示す。横軸が損失ばらつきの最大値(4σ)、縦軸がその時のクロストークの平均値になる。損失ばらつきが大きくなるに伴い、クロストーク特性が劣化していることが確認され、この傾向は Fig.4.5.2 の結果と一致している。しかしながら、損失ばらつきに依存するクロストーク値の変動はそれほど大きくないため、損失ばらつきがクロストーク特性の劣化を引き起こす主たる原因とは考えにくい。Fig.4.5.3 で、8 ch AWG と 16 ch AWG のクロストーク値が異なるのは、それぞれのアレイ本数が異なるためである。8ch AWG 及び 16 ch AWG のアレイ本数はそれぞれ 22 本、50 本であり、クロストークレベルの初期設定値は-36 dB、-49 dB である。なお、この設定値は 4.4 節の試作に基づいている。

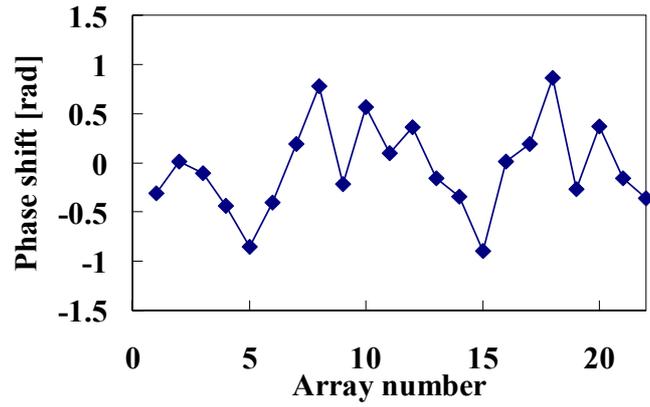
4.5.2 位相誤差の影響

本節では位相誤差の影響を考察する。AWG の位相誤差は、アレイ導波路内の屈折率ゆらぎによって生じる。コア幅の揺らぎ、コア厚さの揺らぎ、不純物ドーパント濃度の不均一性などにより、アレイ導波路内では導波路の屈折率が揺らいでいる。更に、Arrowhead 構造を利用した場合、上記の屈折率不均一性による位相誤差以外に、V 字型微小曲げ構造内でのミラー反射点のずれによる位相誤差が生じる。ミラー反射点のずれは、ミラー用深溝の溝幅のずれによって生じる。ミラー用深溝は、エッチング面の傾きにより、溝幅に作製誤差が生じる。現在のところ、溝幅の作製誤差は $\pm 0.2 \mu\text{m}$ 程度である。そのため、ミラー反射点の位置ずれは、 $\pm 0.1 \mu\text{m}$ に相当する。そこで、ミラー1 個あたりの最大位相シフトを

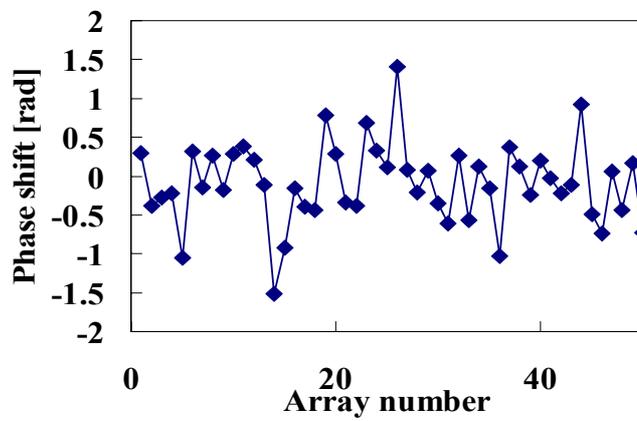
$$\Delta\phi_{\max} = 2 \times \frac{2\pi n}{\lambda} \times (\pm 0.1) \quad (4.5.2)$$

と定義した。

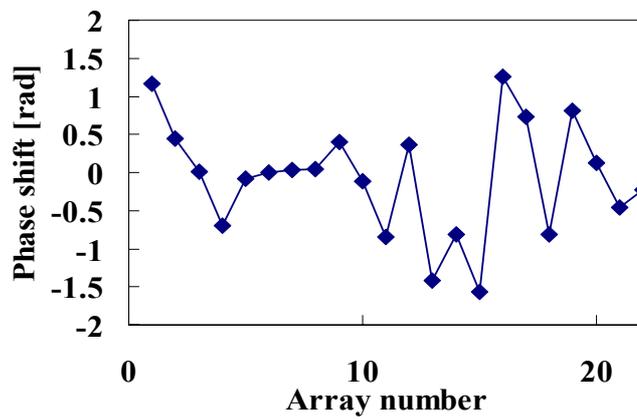
式(3.4.1)に式(4.2.5)の位相揺らぎの項を加えて位相誤差によるスペクトル透過特性への影響を考察した。損失ばらつきのシミュレーションと同様に、Arrowhead 型, 2 段 Arrowhead 構造型, 3 段 Arrowhead 構造型をそれぞれ使用した。2 段, 3 段と Arrowhead 構造の段数が増加するに依りて、最大位相シフト量も増加する。各アレイの位相シフト量の確率密度は標準偏差 σ の正規分布に $\pm 2\sigma$ の範囲で従うと仮定し、 2σ 以上ばらつく確率は0とした。位相シフト量の最大可変範囲を $\pm 2\sigma$ とする。位相シフトによる位相誤差がある場合とない場合をそれぞれ比較するため、アレイ導波路における位相シフト量を Fig.4.5.4 のように与える。Fig.4.5.4 (a), (b), (c)はそれぞれ Arrowhead 型, 2 段 Arrowhead 構造型, 3 段 Arrowhead 構造型に対応している。この位相シフトをもとに透過スペクトルを計算した。Fig.4.5.5 に各 AWG の透過スペクトルを示す。位相誤差が生じることにより、バックグラウンドレベルが下降しており、理想的な透過スペクトルと比較するとクロストーク特性が劣化していることが分かる。クロストーク特性の劣化は、最大位相シフト量の大きさに依存している。(c)の場合、3 段 Arrowhead 構造により約 $\pm 2.04 \text{ rad}$ の位相ずれが生じている。更に、ピーク透過域での過剰損失が確認された。これはバックグラウンドレベルが下降するに伴い、ピーク透過域の透過率が減少していることを意味する。



(a)

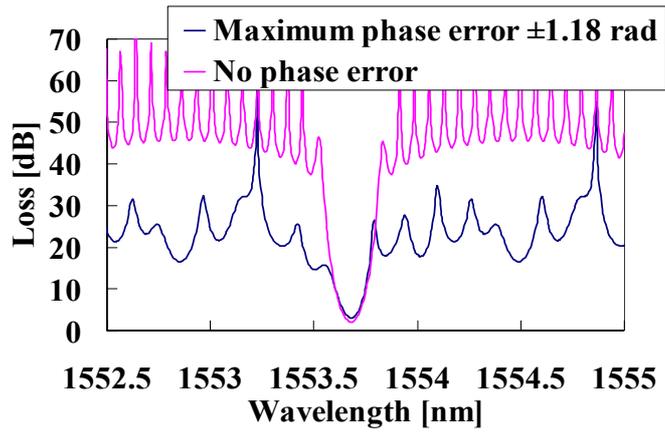


(b)

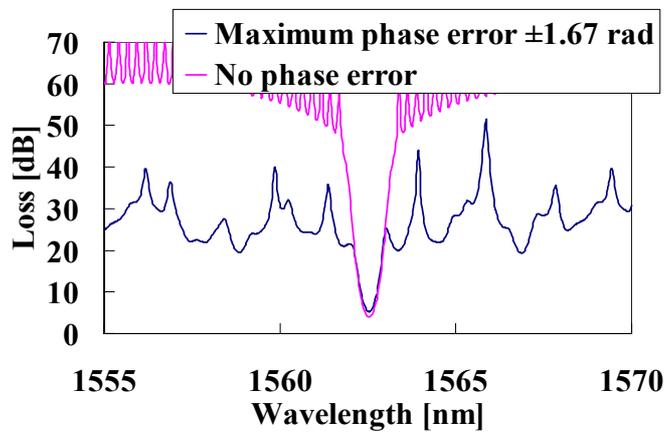


(c)

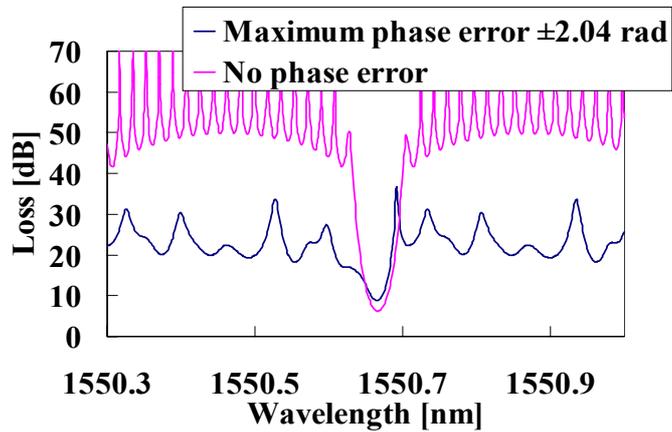
Fig. 4.5.4 Phase shift distribution in the array waveguide of each AWG. (a) Arrowhead AWG, (b) AWG with a double arrowhead structure, (c) AWG with a triple arrowhead structure.



(a)



(b)



(c)

Fig. 4.5.5 Spectral characteristics with the phase error in the array waveguide. (a) Arrowhead AWG, (b) AWG with a double arrowhead structure, (c) AWG with a triple arrowhead structure.

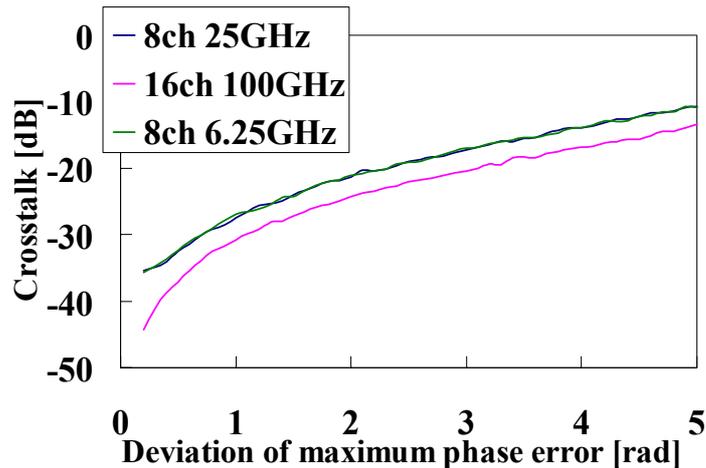


Fig. 4.5.6 Crosstalk as a function of the deviation of the maximum phase error in the array waveguide. The probability of the phase error level in the array waveguide is based on a normal distribution function. The blue line indicates the 8-ch and 25 GHz-spacing AWG, the red line indicates the 16-ch and 100 GHz-spacing AWG and the green line indicates the 8-ch and 6.25 GHz-spacing AWG.

位相誤差により，中心波長のシフトも確認された．位相誤差による透過スペクトル特性の劣化は著しく，Fig.4.5.2の損失ばらつきの影響と比較すると，位相誤差がクロストーク特性の劣化の主たる原因であると判断できる．

次に，位相誤差に対して，クロストーク特性がどの程度劣化しているかを定量的に確認するため，位相シフト量に依存するクロストーク特性を計算した．ここで，最大位相シフト量を変数とし，1つの最大位相シフト量に対する計算試行回数1000の平均値をクロストーク値として算出した．計算結果をFig.4.5.6に示す．横軸の最大位相シフト量は 4σ に相当する．8 ch, AWGと16 ch, AWGの初期クロストーク値が異なる理由は，アレイ本数の違いに依存している．Arrowhead型AWG, 2段Arrowhead構造型AWG, 3段Arrowhead構造型AWGのクロストークの理論値は，位相誤差がないと仮定した場合-36 dB, -49 dB, -36 dBとなる．位相シフト量が大きくなるに伴い，クロストーク特性が劣化していることが確認された．損失ばらつきに依存するクロストーク値の変動(Fig.4.5.3)と比較すると，位相誤差によるクロストーク値の変動が大きく，位相誤差はクロストーク特性の劣化を引き起こす主たる原因として考えられる．

Fig.4.5.6の計算結果では位相誤差によってピーク透過域の透過率が減少してい

た．ピーク透過域の過剰損失と最大位相シフト量の関係を計算したので，Fig.4.5.7にまとめる．計算結果からも最大位相シフト量の増加に伴い，過剰損失が増大していることが分かる．これは，バックグラウンドレベルが下降することにより，ピーク透過パワーが減衰していることに起因する．

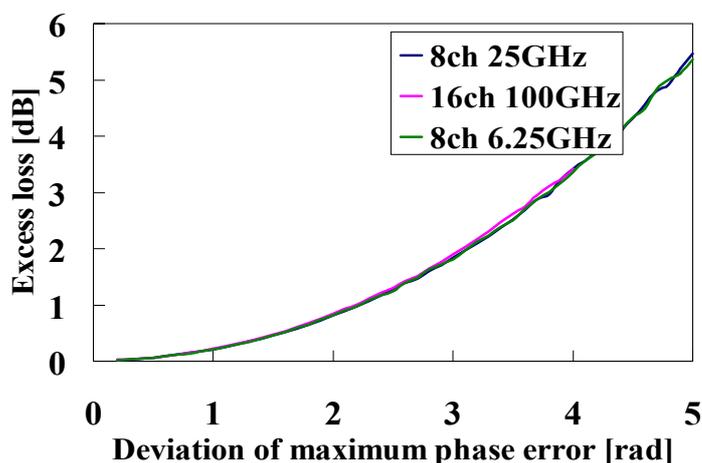


Fig. 4.5.7 Excess loss at the center of each channel as a function of the deviation of the maximum phase error. The blue line indicates the 8-ch and 25 GHz-spacing AWG, the red line indicates the 16-ch and 100 GHz-spacing AWG and the green line indicates the 8-ch and 6.25 GHz-spacing AWG.

Fig.4.5.6 及び Fig.4.5.7 から作製した AWG の最大位相誤差量を見積もることを考える． Fig.4.5.6 では，最大位相シフト量が増大するに伴い，算出したクロストークの値は計算毎にそれぞれ大きな変位があった．そのため，本シミュレーションでは，計算サンプル数を増やすこと(本計算では 1000 回)によって計算結果を収束させている．一方で，位相シフト量に依存する過剰損失は，計算結果の変位が少ないため，計算サンプル数が少なくても結果が収束した．実験結果から得られたクロストーク値は性能の指標を示すことはできるが，最大位相シフト量を予測するために使用することは出来ないと思われる．一方，過剰損失の場合は少ないサンプル数で結果が収束するため，実験値の信頼性が高く，実験値と計算値を比較することで作製した AWG の最大位相シフト量が導出可能であると判断した．

各 AWG の損失は，(a) 5.2 dB，(b) 8.3 dB，(c) 13.4 dB である．AWG の本質的

な損失を V 字型曲げ構造の挿入損失 2 dB/bend, スラブ導波路とアレイ導波路間の遷移損失 0.75 dB/slab, 光ファイバと導波路の結合損失 0.5 dB/point とすると, 各 AWG の損失の理論値は, (a) 4.5 dB, (b) 6.5 dB, (c) 8.5 dB である. 理論値と実験値の差 (a) 0.7 dB, (b) 1.8 dB, (c) 4.9 dB を過剰損失と仮定すると, Fig.4.5.7 より, 各 AWG の最大位相シフト量(4σ)は(a) 1.9 rad, (b) 3 rad, (c) 4.8 rad と想定できる. Arrowhead 構造の段数に応じて, 位相シフト量が増大していることが確認され, ミラー反射点数の増加, アレイ導波路長の増加が大きな原因と考えられる.

4.6 位相誤差補正法

AWG の位相誤差はクロストーク特性及び損失特性が劣化する原因である. 位相誤差は, 導波路内の屈折率不均一性に起因しており, チャンネル間隔が狭帯域である高分解能な AWG の場合, 光路長差 ΔL は数 mm に及ぶため, μm オーダーで光路長を制御するのは難しい. そのため, 高分解能な AWG では位相誤差が生じやすく, 特性が劣化しやすい. Arrowhead 型 AWG の場合, アレイ導波路内の光路長を従来型に比べて短くすることに成功したが, V 字型曲げ構造でのミラー反射点のシフトにより, クロストーク特性が悪くなっている. そこで, 高性能化を目指す上では位相誤差の補正が必要である. 本節では, Arrowhead 構造内に作製した深溝に樹脂充填を行う新規位相誤差補正法を提案する.

4.6.1 従来型位相誤差補正法

文献[19]はアレイ導波路の各導波路に a-Si フィルムを蒸着し, 光弾性効果によって位相誤差を補正している. a-Si フィルムは幅 95 mm, 長さ 6 mm, 厚さ 7 mm であり, スパッタなどを用いて蒸着する. 低コヒーレンス干渉法[20][21]を用いて位相誤差を測定した後に, Ar イオンレーザーを照射することで a-Si を局所的に取り除く. 導波路上に残った a-Si フィルムの大きさに依存して, アレイ部では複屈折性が生じ, 屈折率が変調される. この手法では, 位相誤差測定によって位相シフト量をモニタリングしながらレーザー照射量を決定する必要がある. そのため, アレイ本数が多い場合には, 位相誤差補正に膨大な時間がかかってしまう.

そこで, 文献[22]では紫外線照射による屈折率調整法を提案している. 位相誤

差データを取得した後に、金属マスクをアレイ導波路上に作製する。金属マスクにはアレイ導波路毎に長さの異なる窓枠がついている。マスク上から紫外線を照射することで、枠内の導波路の屈折率が変調される。窓枠の大きさは、位相誤差測定結果から算出し、紫外線の照射時間によって屈折率変調量が決まる。1回の紫外線照射で位相誤差が補正されるため、アレイ本数が多いAWGでも補正が可能である。しかし、位相誤差量をモニタリングしながら紫外線照射時間を決定する必要があるため、位相誤差補正と位相誤差測定を同時に行う必要がある。

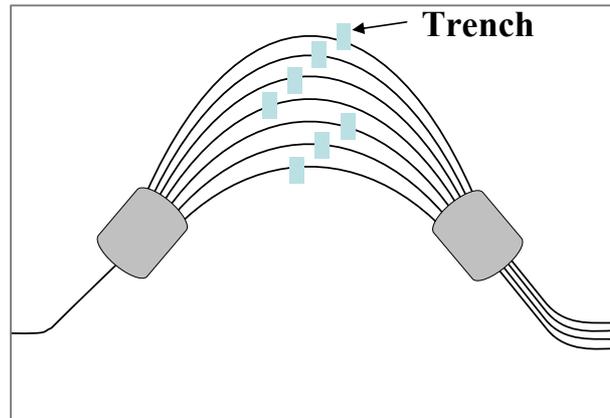
4.6.2 樹脂充填位相誤差補正法の提案

位相誤差測定の代表的な方法である低コヒーレンス干渉法では、Mach-Zehnder (MZ)干渉計と低コヒーレンス光源を利用している。MZ干渉計にAWGを挿入し、AWGの光路長差 ΔL よりも可干渉距離が短い低コヒーレンス光を干渉計に入射させる。干渉距離を調整するための遅延線を制御することにより、各アレイ導波路に対応した干渉波形を順次観察することが出来る。本測定法は干渉計を利用していることから、測定系が複雑であり、光路長を合わせるのも難しい。そのため、位相誤差測定を行いながら位相トリミングを行う上記手法[19][22]は、実験系が複雑なことで、精密な測定精度が必要であることが問題である。

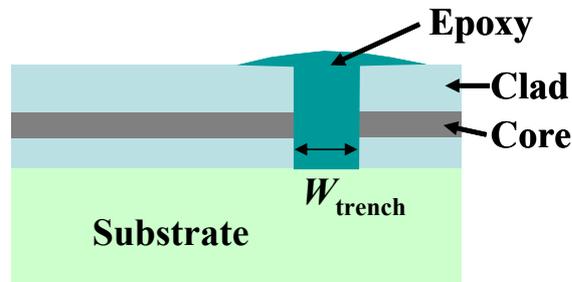
そこで、新規位相誤差補正法として樹脂充填による位相誤差補正法を提案する。本手法は、Fig.4.6.1に示すように各アレイ導波路に数十 μm の溝を作製し、任意屈折率の樹脂を充填することで、位相誤差を補正する方法である。アレイ毎に充填する樹脂の屈折率が異なるため、複数の樹脂が必要になるが、位相誤差をリアルタイムに観測しながら補正を行う必要がない。Arrowhead構造のAWGでは、ミラーを作製する過程でRIEにより深溝を作製しており、同プロセスでアレイ導波路に溝を作製することができる。溝幅 W_{trench} は、樹脂の最大屈折率 n_{max} と最小屈折率 n_{min} の差で求まる。

$$W_{\text{trench}} = \frac{\lambda}{(n_{\text{max}} - n_{\text{min}})} \quad (4.6.1)$$

式(4.6.1)は、溝1段で最大 2π の位相差を与えることを想定している。式(4.6.1)において $n_{\text{max}} = 1.57$ 、 $n_{\text{min}} = 1.453$ 、 $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$ とした場合、 $W_{\text{trench}} \doteq 13.2 \mu\text{m}$ となる。溝幅が十 μm 程度であれば、溝による過剰損失は0.2 dB以下(Fig.5.3.3(b)参照)であり、損失の影響はほぼ無視できる。



(a)



(b)

Fig. 4.6.1 (a) AWG with waveguide trenches in each array waveguide, (b) phase error compensation by filling epoxy into the trench.

現在の作製プロセスにおける溝幅の作製誤差(ΔW)は $\pm 0.2 \mu\text{m}$, 樹脂屈折率の誤差(Δn)は ± 0.001 である. 溝幅の誤差及び屈折率の誤差により, 樹脂充填法による位相誤差補正の精度に誤差が生じる. 本手法による位相補正の誤差 $\Delta\phi$ は,

$$\begin{aligned}
 \Delta\phi &= \phi_{\text{real}} - \phi_{\text{ideal}} \\
 &= \frac{2\pi}{\lambda} (n_{\text{resin}} + \Delta n)(W_{\text{trench}} + \Delta W) - \frac{2\pi}{\lambda} n_{\text{resin}} W_{\text{trench}} \\
 &= \frac{2\pi}{\lambda} (n_{\text{resin}} \Delta W + \Delta n W_{\text{trench}} + \Delta n \Delta W)
 \end{aligned} \tag{4.6.2}$$

で求まる. 上記例の場合, 溝幅の作製誤差 ΔW の影響が大きく, 式(4.6.2)より最大 $\pm 1.26 \text{ rad}$ 程度の補正誤差が生じる. レーザー照射による従来の補正法の補正

誤差は約 0.17 rad ($\approx 10^\circ$) 以下であるため、提案する手法は補正精度の面では劣っている。しかしながら、予め溝幅の作製誤差を測定することが可能であれば、樹脂屈折率を調整することにより補正誤差を低減させることが出来る。

4.7 まとめ

本章では、Arrowhead 構造を多段接続した高分解能 Arrowhead 構造型 AWG を提案し、DWDM に利用可能なスペクトル間隔が 10 GHz 以下の AWG を実現した。高分解能 AWG は、分散補償、波形整形、SSB 変調や OCDM などを実現するための光信号処理用デバイスとしての利用が見込める。多段 Arrowhead 構造型 AWG の構成を偶数段と奇数段に分けて提案することで、各構成の特長を明らかにした。偶数個の Arrowhead 構造を利用した AWG は、設計上の制約が少ないため、スペクトル間隔が広帯域である (100 GHz 以上) AWG を実現することができる。広帯域な AWG は幹線系での利用が見込まれている超高速伝送システム (伝送速度 40 Gbit/s , スペクトル間隔 100 GHz) での利用が可能である。一方、奇数個の Arrowhead 構造を利用した AWG は、スペクトル間隔が狭い (10 GHz 以下) AWG を作製することができ、サイズは従来型の約 $1/4.8$ である。

2 段 Arrowhead 構造を利用して、① 16 ch , 100 GHz スペクトル間隔の AWG を作製した。また、3 段 Arrowhead 構造を利用して、② 8 ch , 10 GHz スペクトル間隔、③ 8 ch , 6.25 GHz スペクトル間隔の AWG を作製した。各チップのサイズは、 $8.2 \text{ mm} \times 30 \text{ mm}$, $4.2 \text{ mm} \times 31.6 \text{ mm}$, $4.2 \text{ mm} \times 34.7 \text{ mm}$ であり、小型であることが分かる。それぞれの AWG の損失、クロストーク、 3 dB バンド幅及び PDL は以下の通りである。

- ① 8.3 dB , -15.8 dB , 87.5 GHz , 0.1 dB ,
- ② 11.15 dB , -7.85 dB , 12.5 GHz , 0.1 dB ,
- ③ 13.4 dB , -7.8 dB , 6.5 GHz , 0.1 dB

損失の大きさは、曲げ回数及び導波路長に依存している。更に、クロストーク特性も曲げ回数に応じて劣化していることが分かる。PDL が小さいのは、石英基板を利用しているためであり、良好な結果が得られている。

Arrowhead 構造を利用した AWG では、V 字型曲げ構造の損失ばらつきやミラー反射点による位相シフトが存在する。シミュレーションによって損失ばらつき

及び位相シフトの透過スペクトル特性への影響を確認した。クロストーク特性が劣化する原因は、アレイ導波路内の位相誤差であることが確認された。

位相誤差の補正は、高分解能 AWG の高性能化を目指す上で重要な課題であるため、樹脂充填による位相誤差補正法を新たに提案した。アレイ導波路に深溝を作製し、任意屈折率の樹脂を充填させることで位相誤差を補正する。位相補正時に位相シフト量をリアルタイムに観察する必要がないため、システムが簡易である。

参考文献

- [1] H. Takahashi, I. Nishi, and Y. Hibino, "10 GHz spacing optical frequency division multiplexer based on arrayed-waveguide grating," *Electron. Lett.*, Vol. 28, No. 4, pp. 380-382, 1992.
- [2] K. Takada, M. Abe, T. Shibata, and K. Okamoto, "5 GHz-spaced 4200-channel two-stage tandem demultiplexer for ultra-multi-wavelength light source using supercontinuum generation," *Electron. Lett.*, Vol. 38, No. 12, pp. 572-573, 2002.
- [3] K. Takada, M. Abe, T. Shibata, K. Okamoto, "1-GHz-spaced 16-channel arrayed-waveguide grating for a wavelength reference standard in DWDM network systems," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 20, No. 5, pp.850-853, 2002.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] C. R. Doerr, L. W. Stulz, S. Chandrasekhar and R. Pafchek, "Colorless tunable dispersion compensator with 400-ps/nm range integrated with tunable noise filter," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, No. 9, pp. 1258-1260, 2003.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.

-
- [10] H. Taknouchi, T. Ishii, and T. Goh, "8 THz bandwidth dispersion-slope compensator module for multiband 40 Gbit/s WDM transmission systems using an AWG and spatial phase filter," *Electron. Lett.*, Vol. 37, No. 12, pp. 777-778, 2001.
- [11] 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.
- [12] K. Takiguchi, K. Okamoto, T. Kominato, H. Takahashi, and T. Shibata, "Flexible pulse waveform generation using silica-waveguide-based spectrum synthesis circuit," *Electron. Lett.*, Vol. 40, No. 9, pp. 537-538, 2004.
- [13] 和田尚也, 久保田文人, 駒井友紀, 渡辺紘子, 小館香椎子, "強度・位相可変 AWG とそのフォトニックネットワークへの応用," *電子情報通信学会技術研究報告*, Vol. 103, No. 617 (OPE2003 243-257), pp. 49-54, 2004.
- [14] H. Aoki, K. Aizawa, T. Shioda, Y. Tanaka, T. Kurokawa, and H. Tsuda, "Real-time shaping of ultra-short optical pulses using an arrayed-waveguide grating and spatial light modulator," in *IPRA 2005*, IWA6, 2005.
- [15] R. Kasahara, Y. Inoue, M. Ishii, A. Hrano, Y. Miyamoto, H. Takahashi, and Y. Hibino, "Cyclic and rectangular passband optical bandpass filter using AWG pair," *Electron. Lett.*, Vol. 39, No. 12, pp. 910-911, 2003.
- [16] J. Capmany, D. Pastor, P. Munoz, B. Ortega, S. Sales, and A. Martinez, "Multiwavelength optical SSB generation for dispersion mitigation in WDM fiber radio systems using AWG multiplexer," *Electron. Lett.*, Vol. 38, No. 20, pp. 1194-1196, 2002.
- [17] 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.
- [18] T. Suzuki and H. Tsuda, "16ch, 100GHz-spacing compact arrayed-waveguide grating using a double bending structure in each array waveguide," in *CLEO-PR 2005*, CTuK3-3, 2005.
- [19] 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.

-
- [20] K. Takada, Y. Inoue, H. Yamada, and M. Horiguchi, "Measurement of phase error distributions in silica-based arrayed-waveguide grating multiplexers by using Fourier transform spectroscopy," *Electron. Lett.*, Vol. 30, No. 20, pp. 1671-1672, 1994.
- [21] K. Takada, H. Yamada, and Y. Inoue, "Optical low coherence method for characterizing silica-based arrayed-waveguide grating multiplexers," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, No. 7, pp. 1677-1689, 1996.
- [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.

第 5 章

アレイ導波路回折格子を利用した分散補償器

5.1 はじめに

40 Gbit/s の高速波長多重システム(WDM: Wavelength Division Multiplexing)では、光ファイバ伝送によって生じる分散の補償が必要である。光ファイバによる分散は、導波路構造に起因する構造分散及び材料の屈折率の波長依存性に起因する材料分散に分類され、この 2 つを総称して群速度分散[1]という。光ファイバ内を伝搬する光信号は変調によりスペクトルが広がり、ファイバ内の屈折率の波長依存性により群速度が波長毎に変化する。群速度分散は群速度の波長依存性が原因であり、長距離・高速伝送システムでは、Fig.5.1.1 に示すように受信端でパルス幅が広がり、波形が歪む。この波形歪みにより、隣接するビット間の符号間干渉が起こり、符号誤り率(BER: Bit Error Rate)が増加する。伝送システムの性能を保証し、BER 特性を維持するためには、分散補償器が必要である。

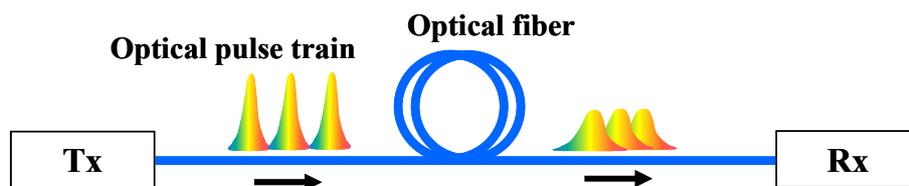


Fig. 5.1.1 Broadened pulse after propagation of the optical fiber.

一般的な分散補償器として、分散補償ファイバ(DCF: Dispersion Compensating Fiber)[2]がある。DCF は屈折率分布を調整することにより導波路分散を制御し、分散値を伝送ファイバの逆分散にしている。これは、シングルモードファイバ(SMF: Single Mode Fiber)の零分散値波長をシフトさせた分散シフトファイバと同じ原理に基づいている。その他には、チャープファイバブラッググレーティング

(CFBG: Chirped Fiber Bragg Grating)[3]を利用した分散補償器が提案されている[4]. FBG はファイバのコアの屈折率を周期的に変化させた回折格子構造であり、一般的には、周期長と屈折率に依存するブラッグ波長のみが反射する. FBG の周期をファイバ長手方向にチャープさせることで、波長毎に反射点が変わり、分散補償器として動作する.

DCF 及び FBG は分散値を大きく設定することができるため、高分散値の補償が可能である. しかし、現在の 10 Gbit/s~40 Gbit/s の高速伝送システムでは、波長分散許容値が伝送速度の 2 乗に反比例して厳しくなるため、精密な分散制御が必要であること、分散値は伝送路の外的環境(温度)によりばらつくことから、DCF を使った精密な分散制御は難しい. DCF を使って精密な分散補償を行うためには、伝送システム環境に応じた種類の DCF が必要になり、システムコストが高くなる. そこで、WDM 伝送システムの低コスト化を目指す上で、C-band(1530 nm~1565 nm)での分散を一括補償できるデバイスが求められている. 分散値が可変であること、小型で安価であること、波長帯域が広帯域であることが重要な要素であり、これらの要求を満たすデバイスとして PLC 型分散補償器[5]-[14]やバルク型分散補償器[15]-[18]が開発されている. PLC は設計の自由度が高いことから、様々な種類の分散補償器が開発されている. 代表的なものとしてラティス型[5][6]、リング共振器型[7][8]、AWG 型[9]-[14]など挙げられる.

ラティス型は、非対称 Mach-Zehnder(MZ)干渉計を多段に接続した分散補償器である. 中心周波数 f_0 より高い周波数成分 f_H と低い周波数成分 f_L が干渉計のアームの長い方、短い方を選択的に伝搬することにより、チップ内での伝搬距離に差が生じ、分散が補償される. 片側のアームにヒーターを設置することで、位相調整が可能である. 位相調整により、経路の選択率(結合係数に依存)が変動し、分散値を可変的に制御することができる.

リング共振器型の動作原理は、ラティス型とほぼ同じである. リング共振器を伝搬方向に多段接続し、位相と結合率によって経路が選択され、分散が補償される. リング内に位相シフターを設けることで、分散値を可変的に制御することができる.

ラティス型、リング共振器型は周波数周期性があるため、周期と WDM 信号のチャンネル間隔を一致させることにより、WDM 信号を一括補償することができる. 更に、温度変化を加えることで可変分散補償器としても動作する. しかし、可変分散補償器として動作させる場合、各干渉計内の位相シフターの特性を個別に調

整する必要があるため、動作制御が複雑である。更に、多段接続をしているため、回路サイズが大きい。回路構成を小型にするためには、比屈折率差が大きい導波路を利用する必要がある。

一方、AWG 型分散補償器は、AWG の時空間変換機能を利用した構造である。2 つの AWG と位相制御用機能素子(レンズ[9], MEMS[10], 空間位相フィルタ[12]-[14]など)を利用することで AWG 型分散補償器が実現されている。2 つの AWG の間に各種機能素子を挿入し、1 個目の AWG で空間分波されたスペクトル成分の位相項を機能素子で制御し、2 個目の AWG で信号を合波する。機能素子を制御することにより、分散可変量を制御できることや使用する AWG は 2 つだけであり、多段にする必要がないことが前述した素子(ラティス型、リング共振器型)との違いになる。分散制御が簡単であり、チップサイズもラティス型及びリング共振器型より小型である。取り扱えるパルスの時間窓幅は、周波数分解能の逆数に比例しているため(式(1.3.9)), 10 Gbit/s~40 Gbit/s 伝送システムにおけるパルス幅(25 ps~100 ps)を取り扱うためには、高分解能な AWG が必要になる。

5.2 Arrowhead 型 AWG を利用した固定分散補償器

AWG を使用した分散補償器は、多波長の信号を一括して補償でき、更に、他の PLC 型分散補償器よりも小型である。PLC 分散補償器の利用を幹線系及びメトロ系で考えた場合、デバイスの低コスト化は必要であり、より小型なデバイスが求められる。そこで、本節では Arrowhead 型 AWG を利用した小型分散補償器を提案する。

5.2.1 固定分散補償器の構成・設計

AWG を使用した分散補償器[9]-[14]は、AWG の時空間変換機能[19][20]を利用している。AWG 内に入射した光パルスは、第 2 スラブ導波路の終端でスペクトル成分毎に分波され、ここで、各スペクトル成分の位相を変調し、再び AWG を利用することで分散が補償された短パルスが合成される。AWG 型分散補償器は高分解能 AWG を 2 つ利用するため、デバイスサイズが大きく、小型化が課題の 1 つである。更に、高性能化を実現するためには、両 AWG の性能を等しくする

必要がある。そこで、これらの問題を解決するために、小型な Arrowhead 型 AWG を分散補償器に利用することを考案した。

提案する分散補償器を Fig.5.2.1 に示す。本デバイスは、Arrowhead 型 AWG の第 2 スラブ導波路内に分散補償用ミラーを集積した固定分散補償器である。挿入図(b)は分散補償用ミラーを示す。Arrowhead 型 AWG の採用と、分散補償用導波路内ミラーを利用した反射光学系の提案により、デバイスサイズを従来型より飛躍的に小さくすることが出来る。反射光学系の提案により、使用する AWG の個数が 1 つになり、従来型の構成で重要な課題であった AWG の性能を一致させるという手間が省けた。更に Arrowhead 型 AWG の採用により、高分解能な AWG が小型なデバイスサイズで実現可能になり、高分散値の分散補償器の開発が見込めるようになった。

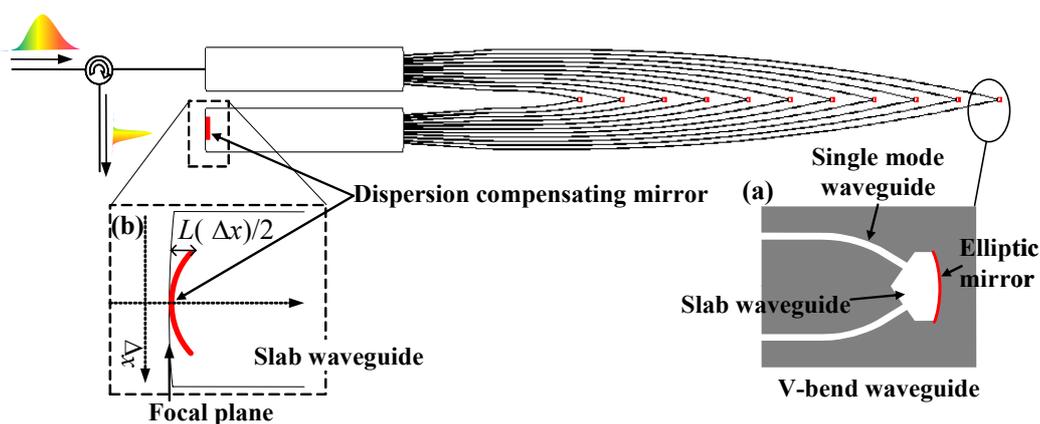


Fig. 5.2.1 PLC type dispersion compensator using arrowhead AWG. (a)Enlarged view of the v-bend optical waveguide integrated in each waveguide array, (b) enlarged view of the second order dispersion compensating mirror near the focal plane in the second slab waveguide.

分散補償の基本原理は、従来型と同じであるが、デバイス内での光伝搬の様子を簡単に解説する。伝送路の分散によって広がった光パルスは、AWG を透過後、第 2 スラブ導波路端でスペクトル毎に分波される。分波された光は集積された分散補償用ミラーで反射する。ここで、ミラー反射点はスペクトル毎に異なるため、スペクトルの位相成分は、反射位置に応じて変調される。反射波が再び AWG 内を伝搬することで、光パルスが合波され、光サーキュレーターを利用することで

補償された光パルスを検出することができる。分散補償用ミラーの形状が、補償する分散値に対応し、AWGの分解能が帯域を含めた性能を決める。以下にミラー形状の導出法をまとめる。

分散補償用ミラーで変調される各スペクトル成分の光路長を $L(\Delta\omega)$ とおく。ミラー反射点とスペクトル集光点の差が変調される光路長となり、伝送ファイバでの2次分散による位相ひずみを補償するように位相シフト量 $\phi(\Delta\omega)$ を設計する。光ファイバ内での2次分散 $i\beta_2 z \Delta\omega^2/2$ [1] とすると、ミラーで与えるべき位相シフト量は、以下の通りである。

$$i\phi(\Delta\omega) = i \frac{2\pi n_s L(\Delta\omega)}{\lambda} = -\frac{i}{2} \beta_2 z \Delta\omega^2 \quad (5.2.1)$$

ここで、 $\Delta\omega$ は中心周波数からの周波数変位、 β_2 は群速度分散(GVD: Group Velocity Dispersion)、 z は伝送ファイバでの伝搬距離、 n_s はスラブ導波路の実効屈折率、 λ は波長を意味する。ここで、スペクトル間隔と波長間隔の関係($\Delta\omega = 2\pi\Delta\nu$)及び分散パラメータ(D)と β_2 の関係($D = -2\pi c\beta_2/\lambda^2$)を式(5.2.1)に適用すると、GVDを補償するための光路長 $L(\Delta\omega)$ は式(5.2.2)のように求まる。

$$L(\Delta\nu) = \frac{\lambda\beta_2 z}{4\pi n_s} \Delta\omega^2 = \frac{\lambda^3 D z}{8\pi^2 c n_s} \Delta\omega^2 = \frac{\lambda^3 D z}{2c n_s} \Delta\nu^2 \quad (5.2.2)$$

ここで、 c は光速である。AWGの第2スラブ導波路端では、スペクトルと集光位置は相関関係にあり、集光点はスペクトル成分毎に異なる。そのため、中心周波数から $\Delta\nu$ だけ離れたスペクトル成分の集光位置は、スラブ端の中心位置からのずれ(Δx)を用いて表すことができる。

$$\Delta\nu = \Delta x \frac{\nu_{FSR}}{X_{FSR}} \quad (5.2.3)$$

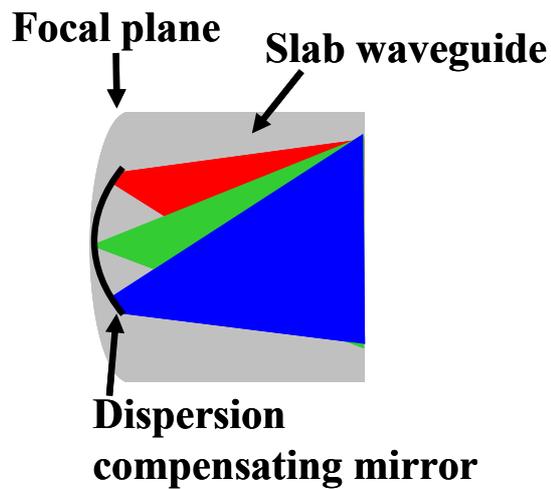
X_{FSR} は空間的なFSR、 ν_{FSR} はスペクトルのFSRを意味する。式(5.2.3)を式(5.2.2)に代入すると、光路長 $L(\Delta\omega)$ は位置座標の関数として書き換えられる。

$$L(\Delta x) = \frac{\lambda^3 D z \nu_{FSR}^2}{2c n_s X_{FSR}^2} \Delta x^2 \quad (5.2.4)$$

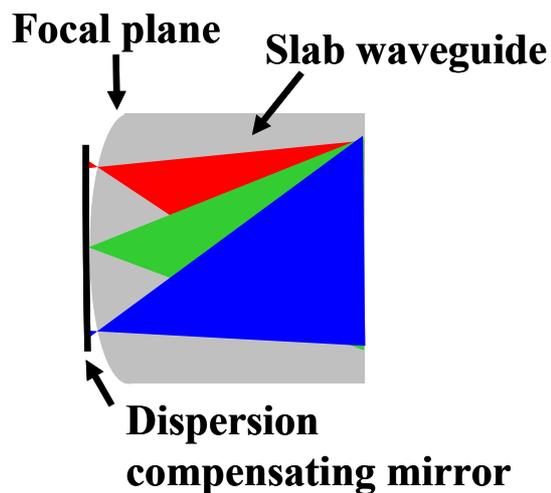
分散補償用ミラーの形状は、式(5.2.4)を満たすように設計され、2次曲線型である。本分散補償器は反射光学系を利用しているため、ミラー形状は式(5.2.4)で求めた $L(\Delta x)$ の半分の $L(\Delta x)/2$ になる。X軸方向に対するミラー幅は、空間的なFSR幅(X_{FSR})に一致させることが好ましい。ミラー幅が X_{FSR} より大きい場合、隣接次数の回折光がミラーに反射し、迷光としてAWG内を再伝搬し、分散補償器の性

能が劣化する。

次に分散値と分散補償用ミラーの形状についてまとめる。式(5.2.4)から、各スペクトル成分のスラブ端への集光点とミラーでの反射点の距離が重要なパラメータであることが分かった。そのため、ミラー反射位置を変えることによって分散値を正及び負にすることができる。ミラー反射点がスペクトル集光面を基準にして、アレイ導波路側にある場合、分散値は正になる(Fig.5.2.2 (a))。一方、反射点が出力導波路側にある場合、分散値は負になる(Fig.5.2.2 (b))。



(a)



(b)

Fig. 5.2.2 (a) Reflection point at the mirror is placed before the focal plane, (b) reflection point at the mirror is placed behind the focal plane.

5.2.2 固定分散補償器の作製

5.2.1 節の設計方法をもとに分散補償器を作製し，その特性を評価した．比屈折率差 0.75 % の H- Δ 石英導波路で本デバイスを作製した．8 ch, 12.5 GHz スペクトル間隔の Arrowhead 型 AWG を使用し，FSR を WDM のグリッド間隔と一致させることで，全チャンネルの一括補償を実現した．Table 5.2.1 に分散補償器の設計パラメータを示す．

Table 5.2.1 Design parameters of the dispersion compensator.

λ_0	Center wavelength [nm]	1550.47
ΔL	Path length difference [μm]	2035.23
m	Diffraction order	1903
ν_{FSR}	Free spectral range [GHz]	100
X_{FSR}	Free spatial range [μm]	160
-----	Length of a slab waveguide [μm]	2997.29
Dz	Dispersion parameter [ps/nm]	100
-----	Dimension [mm^2]	1.6×27

本試作においては，分散値が 100 ps/nm となる分散補償用ミラーを第 2 スラブ導波路内に設計した．Arrowhead 型 AWG の出力導波路間隔は 20 μm ，チャンネル数は 8 ch であるため，空間的な FSR(X_{FSR})は 160 μm となり，Fig.5.2.1 に示す X 軸方向のミラーサイズを X_{FSR} と一致させた．隣接次数の回折光がスラブ導波路端面で反射しないように，隣接次数光が集光する各点に出力用導波路を設けた (Fig.5.2.3)．分散補償器の作製プロセスは，Arrowhead 型 AWG と同様である．AWG のサイズは，1.6 mm \times 27 mm であり，従来型の AWG に比べて 1/7.6 程度である．作製したデバイスのマスク図と写真を Fig.5.2.4 に示す．Arrowhead 構造内の V 字型曲げ構造及び第 2 スラブ導波路内の分散補償用ミラーともに見た目上の問題は無い．

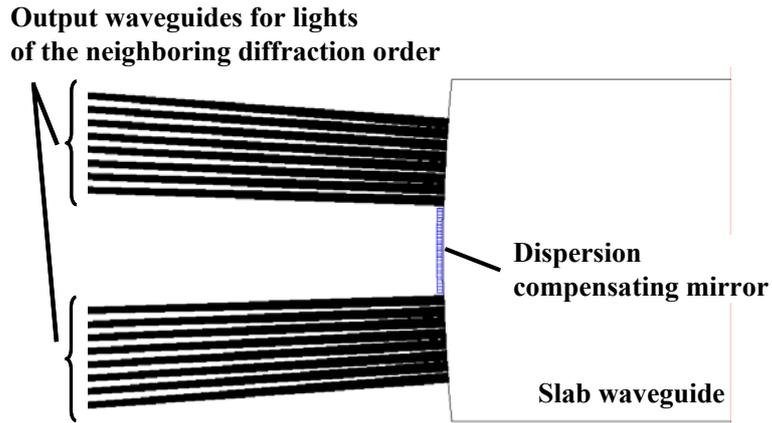


Fig. 5.2.3 Enlarged view of the dispersion compensating mirror of the dispersion compensator. Output waveguides for lights of the neighboring diffraction order are set near the dispersion compensating mirror.

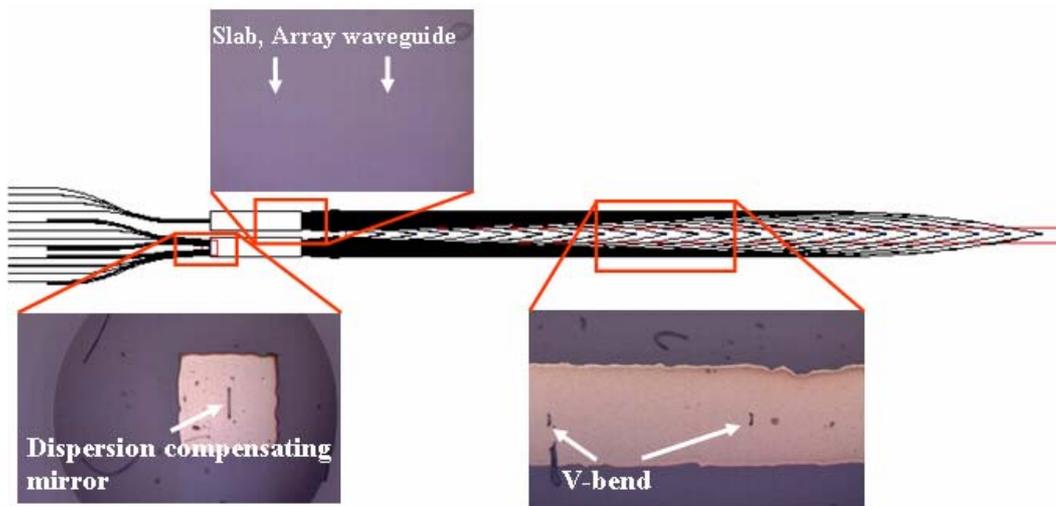


Fig. 5.2.4 Mask pattern and photographs of the dispersion compensator using the arrowhead AWG. Photographs indicate the place at the slab waveguide and the array waveguide, the enlarged view of the metal mirror of the V-bend waveguide in the array waveguide, and the dispersion compensating mirror in the second slab waveguide, respectively.

5.2.3 固定分散補償器の基本特性評価

本節では，分散補償器の特性を評価する．始めに本デバイスの群遅延特性及び損失特性を評価した．群遅延特性の評価方法は，一般的に位相シフト法[21][22]や光パルス法[23]が使用されている．

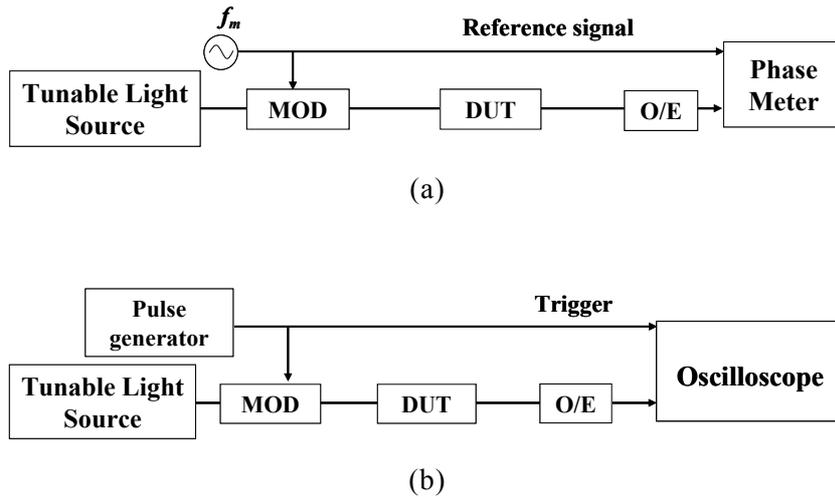


Fig. 5.2.5 Measurement method of the dispersion parameter. (a) Phase shift method, (b) pulse method.

位相シフト法の基本構成を Fig.5.2.5(a)に示す．可変波長光源からの CW (Continuous Wave)光を周波数 f_m で強度変調し，被測定デバイス(DUT : Device Under Test)に入射させる．DUT からの出力光と変調信号(基準光)の相対位相差 $\Delta\phi$ を測定することで，相対遅延時間 $\Delta\tau$ が求まる．相対遅延時間の導出法は下記のとおりである．

$$\Delta\tau = \frac{\Delta\phi}{2\pi f_m} \quad (5.2.5)$$

可変波長光源の波長を掃引させることで相対群遅延時間の対波長特性を評価できる．波長分散(D)は，相対群遅延時間の値を波長 λ で微分することで求まる．

$$D = \frac{\partial\Delta\tau}{\partial\lambda} \quad (5.2.6)$$

位相シフト法は，ITU-T G.650 において波長分散特性の基準試験法として勧告されており，最も一般的な測定法である．測定精度を向上させるためには，変調周

波数(f_m)を高くする必要がある。 f_m を高くする事で時間分解能を高くすることが出来るためである。しかしながら、位相の周期性により $0\sim 2\pi$ 間の位相差しか検出することが出来ず、位相差が 2π 以下になるように f_m を設定する必要がある。すなわち、 f_m を高くするためには、掃引する波長間隔を短くする必要があり、波長分解能によって測定精度が決定される。

ITU-T G.650 で位相シフト法の代替試験法として勧告されているのが、パルス法である。パルス法は時間領域での測定法である。一般的な構成を Fig.5.2.5(b) に示す。可変波長光源とパルスジェネレータを使用し、測定波長毎に光パルスが発生させる。光パルスを直接 DUT 内に入射させ、出力波をサンプリングオシロスコープなどで波形モニタリングする。トリガ信号との群遅延時間を測定することにより、波長間の相対遅延時間 $\Delta\tau$ が検出できる。波長分散 D の導出方法は、位相シフト法と同様であり、式(5.2.6)で求まる。高精度な測定を行うためには、高速な光パルス(短パルス)発生が必要になる。更に、受信側でも短パルスを検出するための高速な応答が可能な受光素子が必要であり、受光素子の時間分解能によって測定精度が決まる。

実験では、位相シフト法を用いて特性を評価した。測定系の概要を Fig.5.2.6 に示す。DUT は反射光学系を利用したデバイスであるため、サーキュレーターを利用して出力光を検出している。更に光パワーメータで光強度を測定することで、デバイスの損失特性も同時に測定することが出来る。測定結果を Fig.5.2.7 に示す。黒線は群遅延特性、赤線は損失特性を表している。分散値、損失、PDL、3 dB バンド幅はそれぞれ 123 ps/nm, 7.5 dB, 0.1 dB, 70 GHz であった。

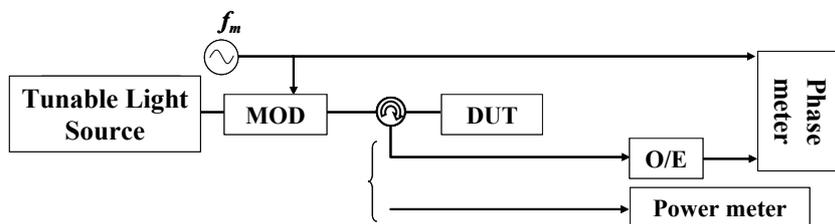


Fig. 5.2.6 Experimental setup to measure the dispersion parameter and the loss characteristics. The phase shift method is used. An optical circulator is utilized in order to detect the output light from the DUT.

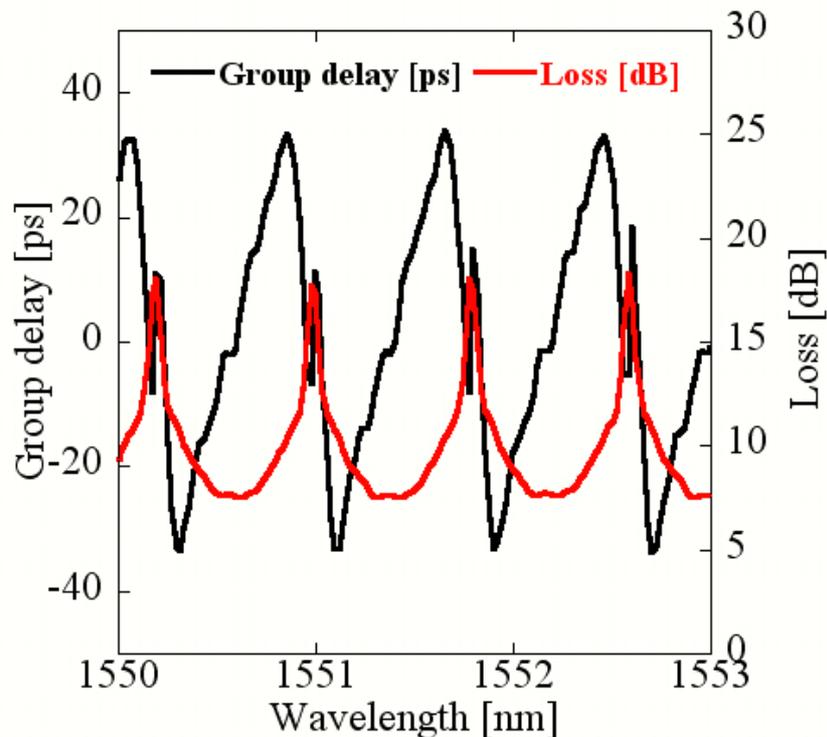


Fig. 5.2.7 Characteristics of the dispersion compensator. The black and the red lines indicate the group delay and the insertion loss, respectively.

ここで、分散値は群遅延時間の波長微分により求めた(式(5.2.6)). 導波路内ミラーによる反射が3回(Arrowhead 構造内で2回と分散補償用ミラーで1回)あるにも係わらず、最小損失はわずか7.5 dBであり、一般的なPLC型分散補償器の損失(4 dB~6 dB)と比べても遜色がない。PDLが小さいのは、石英基板を利用しているためである。

損失の主な要因は、導波路内ミラーでの損失である。その他にはスラブ導波路とアレイ導波路間の遷移損失と導波路と光ファイバとの結合損失に分類される。測定した分散値(123 ps/nm)が設計値(100 ps/nm)と異なる原因は、作製プロセスにおける分散補償用ミラーの位置ずれが原因であると予想される。この導波路内ミラーの形状の変化は、更に群遅延時間や損失特性で見られるリップルの原因ではないかと予想される。群遅延時間のリップルを計算してみたところ、3 dBバンド幅における群遅延時間のリップルの最大値は約5.8 psであった。

5.2.4 40 Gbit/s 信号を利用した分散補償実験

分散補償器としての動作を確認するために、40 Gbit/s 信号による伝送実験を行った。DWDM と高速伝送システムを利用した大容量光通信では、波長多重の高密度化と共に伝送速度の向上が必要であり、現在は 10 Gbit/s から 40 Gbit/s へと伝送速度が上がっている。作製した分散補償器の利用帯域幅が他の PLC 型分散補償器に比べて広く、70 GHz であるため、40 Gbit/s 伝送に対してもある程度の帯域を有していると予想される。そこで、40 Gbit/s、非ゼロ復帰(NRZ: Non-Return-to-Zero)及びゼロ復帰(RZ: Return-to-Zero)信号を利用した伝送実験を行い、本デバイスの特性を評価した。試験信号として系列長 $2^{23}-1$ の擬似ランダム信号(PRBS: Pseudo Random Bit Stream)を使用した。実験系を Fig.5.2.8 に示す。

伝送実験では、アイパターン及び BER を評価する。受信部での時間波形は、0,1 の擬似ランダム信号を伝送した場合のビット列を表示しており、ある観測点における波形を時間単位で区切り、重ね合わせた波形がアイパターンである。0,1 判別に誤りがなく波形歪みがない信号が伝送された場合、アイ(目)のようなパターンが表れることからアイパターンと呼ばれている。アイが大きく開いている状態は符号誤りが少ない状態であるのに対し、アイが潰れている場合は、波形歪みによって符号間干渉が起こり、0,1 判別で誤りが存在する状態である。BER は、伝送された総ビット数に対するビット誤りの数として定義される。そのため、 $BER = 10^{-9}$ は、1 Gbit のデータ量を伝送した時に誤りが 1 回生じることを意味する。

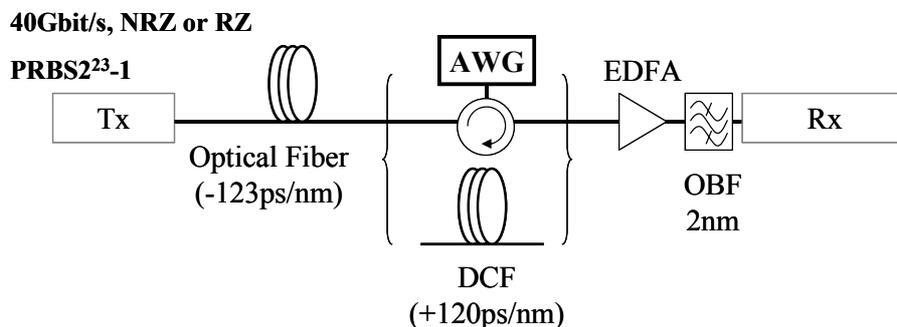


Fig. 5.2.8 Experimental setup for the dispersion compensation experiments. The 40 Gbit/s, NRZ (or RZ), PRBS $2^{23}-1$ signals are utilized.

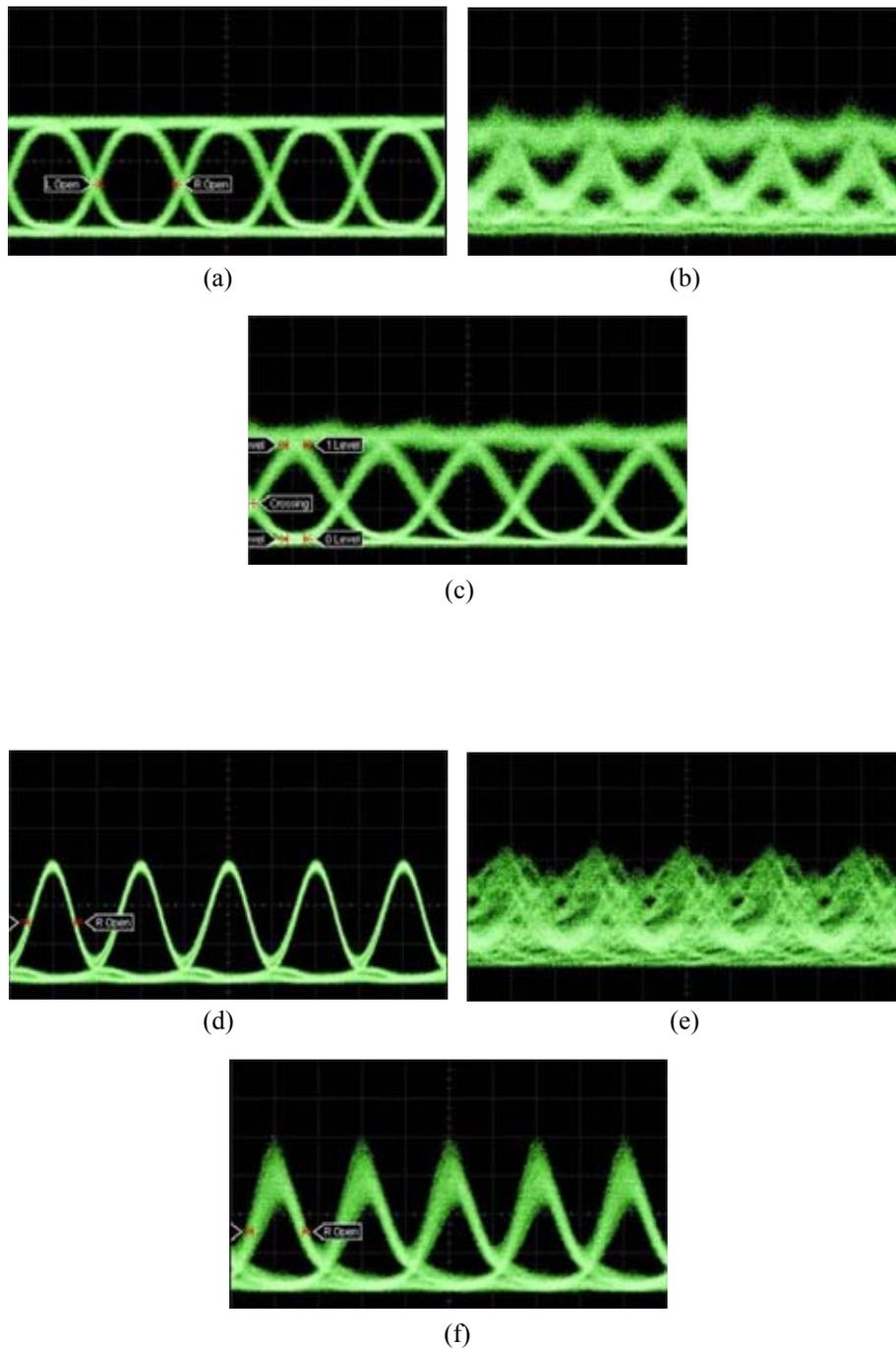
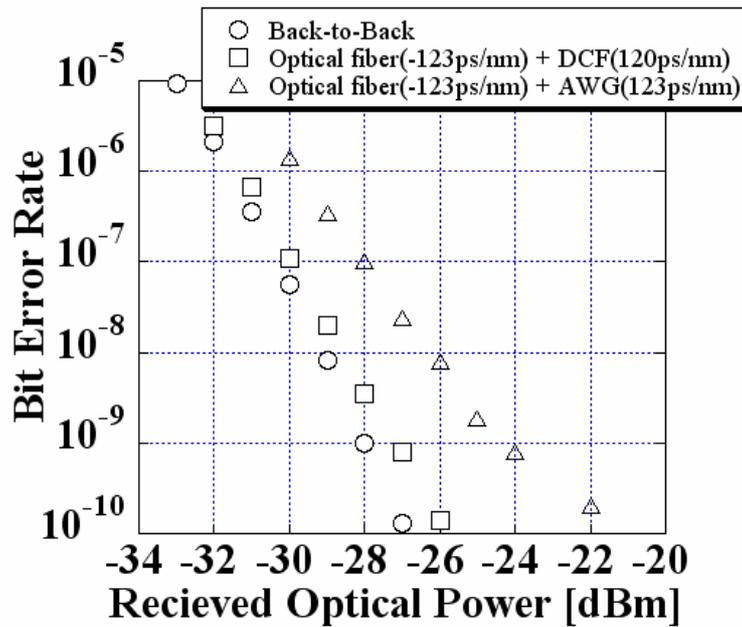
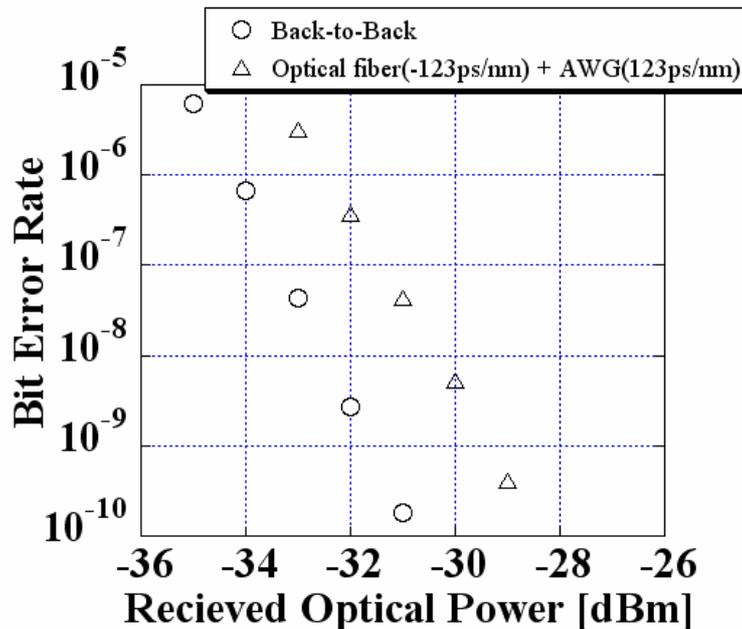


Fig. 5.2.9 Measured eye diagrams for 40 Gbit/s, NRZ signals. (a) Back-to-back, (b) after the optical fiber with a dispersion of -123 ps/nm and (c) after the optical fiber with a dispersion of -123 ps/nm and the dispersion compensating AWG. Measured eye diagrams for 40 Gbit/s, RZ signals. (d) Back-to-back, (e) after the optical fiber with a dispersion of -123 ps/nm and (f) after the optical fiber with a dispersion of -123 ps/nm and the dispersion compensating AWG.



(a)



(b)

Fig. 5.2.10 (a) Measured BER for 40 Gbit/s, NRZ signals. ○: back-to-back, □: after the optical fiber with a dispersion of -123 ps/nm and the dispersion compensating fiber with a dispersion of 120 ps/nm, △: after the optical fiber with a dispersion of -123 ps/nm and the dispersion compensating AWG with a dispersion of 123 ps/nm, (b) Measured BER for 40 Gbit/s, RZ signals. ○: back-to-back, △: after the optical fiber with a dispersion of -123 ps/nm and the dispersion compensating AWG with a dispersion of 123 ps/nm.

AWG 型補償器の分散値が 123 ps/nm であるため、分散補償器の前に光ファイバを挿入し、光ファイバ伝搬後の分散値が -123 ps/nm になるように調整した。更に、他の分散補償器との比較を行なうため、一般的な分散補償器として分散値が 120 ps/nm である DCF を比較対象とした。アイパターンはサンプリングオシロスコープを使用し、BER は誤り符号測定器を使って評価した。NRZ 信号に対するアイパターンを Fig.5.2.9 (a)~(c)に、RZ 信号に対するアイパターンを Fig.5.2.9 (d)~(f)に示す。40 Gbit/s 信号を利用しているため、パルス幅は約 25 ps である。(a)、(d)は Back-to-back の波形であり、アイは綺麗に開いている。一方、(b)、(e)は分散値が -123 ps/nm となる光ファイバを伝送した後のアイパターンであり、分散によりパルス幅が広がり、アイが潰れている様子が分かる。(b)、(e)の波形を AWG 型分散補償器に入射させ、分散補償器から出力波形が(c)、(f)になる。Back-to-back の波形と違いはあるものの、アイが回復し、分散が補償されていることが確認できた。

次に BER 特性の評価結果を Fig.5.2.10 に示す。○は back-to-back, □は分散値 -123 ps/nm の光ファイバ伝搬後に分散値 120 ps/nm の DCF で補償した場合、△は分散値 -123 ps/nm の光ファイバ伝搬後に分散値 123 ps/nm の AWG 型分散補償器で補償した場合のデータである。NRZ 信号において、BER 10^{-9} でのパワーペナルティが DCF の場合は約 1 dB であるのに対し、AWG 型分散補償器の場合は、約 4 dB であった。一方で、RZ 信号においても BER 10^{-9} でパワーペナルティが約 3 dB であった。ペナルティの主たる原因は 3 dB バンド幅内での損失リップル、遅延時間リップル及び帯域不足が原因であると予想される。

5.3 Arrowhead 型 AWG を利用した可変分散補償器

PLC 型分散補償器の特長は、小型、低損失である点だけではなく、分散値を可変的に制御できる点にもある。光ファイバの分散値は外的環境(温度)によりばらつくため、それに応じて分散補償器の分散値の調整が必要である。2005 年に米国の Lucent Technologies から発表された PLC と MEMS を融合した分散補償器[10]は、 ± 500 ps/nm の高可変分散量を実現している。分散値の可変化は、PLC 型分散補償器を実用化させるためには重要な要素である。しかしながら、PLC 型分散補償器の使用用途を考えると、ファイバ伝送によって生じる分散を全て補償する

ような高分散値に設定する必要はない．分散可変範囲は補償帯域とトレードオフの関係にあるため，分散可変範囲の増大は，補償帯域の狭帯域化につながる．近年報告された PLC 型可変分散補償デバイスの補償帯域と分散可変範囲の関係を Fig.5.3.1 に示す[24].

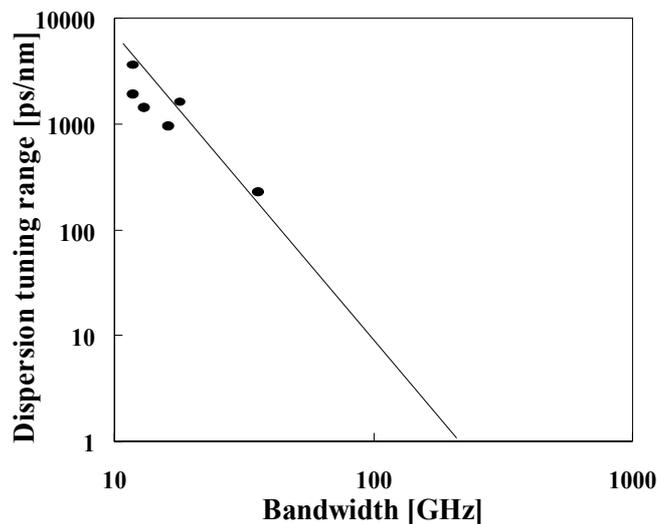


Fig. 5.3.1 Relationship between the bandwidth of tunable dispersion compensator and the dispersion tuning range [24].

Fig.5.3.1 より，分散値の増加に応じて，補償帯域が狭帯域になっていることが分かる．伝送速度が高速になると，広い補償帯域が必要になる．そこで，PLC 型可変分散補償器を実用化するためには，DCF 等の分散補償器と組み合わせて使用する必要がある．DCF によって分散の大半を補償し，伝送路の外的変化によって任意に変化する残留分散を PLC 型分散補償器で補償する融合システムである．本システムでは，分散値の大きさではなく可変的に分散値を制御できるかが重要になる．そこで，本節では Arrowhead 型 AWG を利用した可変分散補償器について議論し，作製したデバイスについて記述する．

5.3.1 可変分散補償器の構成・設計

5.2 節で提案した固定分散補償器に動的な機能を追加することで，分散値の可変化を実現する．石英 PLC の場合，熱光学効果を利用することで，動的な機能を付随することができる．温度制御の一般的な方法は，電気ヒーターの付加であり，

導波路の温度を局所的に制御することで、温度が上昇/下降した領域の屈折率は、増加/減少する。そこで、温度可変によって分散値を制御する方法によって、AWG型可変分散補償器を設計する。しかしながら、ヒーターを設置するプロセスと導波路内ミラーを作製するプロセスは共存することが出来ないため、文献[25][26]と同様に、樹脂を利用した方法を取り入れ、チップ全体を過熱する事で可変化を実現する。

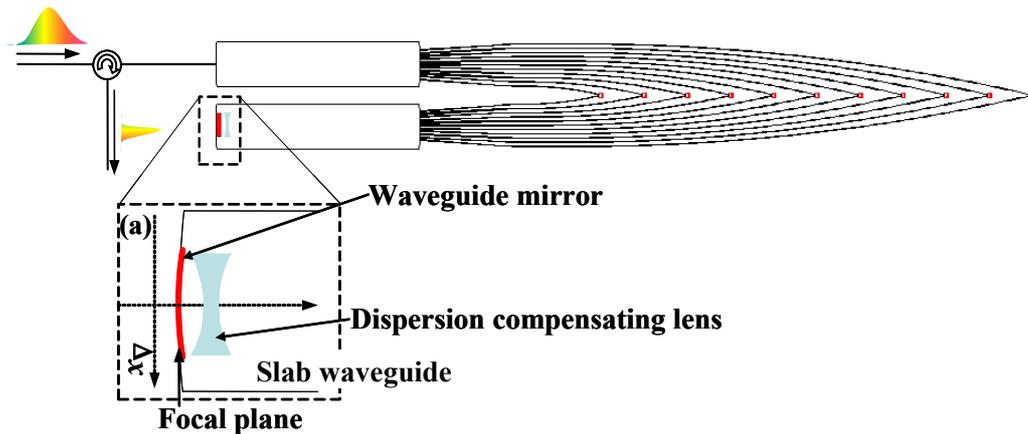


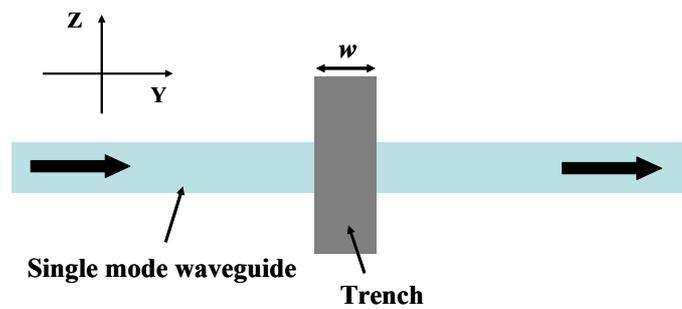
Fig. 5.3.2 Schematic configuration of the PLC type tunable dispersion compensator with the arrowhead AWG. (a) Enlarged view of the reflection mirror in the edge of the second slab waveguide and the dispersion compensating concave lens in front of the mirror.

Arrowhead型AWGを利用した可変分散補償器の基本構造をFig.5.3.2に示す。Arrowhead型AWGと第2スラブ導波路端の導波路内ミラーの構成は固定分散補償器と同様である。本構造には更に導波路内ミラー前方に分散補償用レンズが集積されている。レンズは、導波路内ミラー作製プロセスと同様に、レンズ型の深溝をエッチングにより作製し、溝内に任意屈折率の樹脂を注入することで実現する。ここでは、両凹型のレンズ構造をスラブ導波路内に組み込み、AWG全体を熱制御することでレンズの屈折率が変動し、分散値が変化する。分散補償の基本原理は、5.2節の固定分散補償器とほぼ同様である。AWGによって分波された各スペクトル成分の位相項は、分散補償用導波路内レンズで制御される。レンズ内を伝搬する光の経路が隣接チャネルへ集光する光と異なることによって光路長が調整される。そのため、レンズは位相シフターとして動作している。導波路内ミラーをスペクトル集光点と同一円弧状に設置することで、ミラーによる分散は

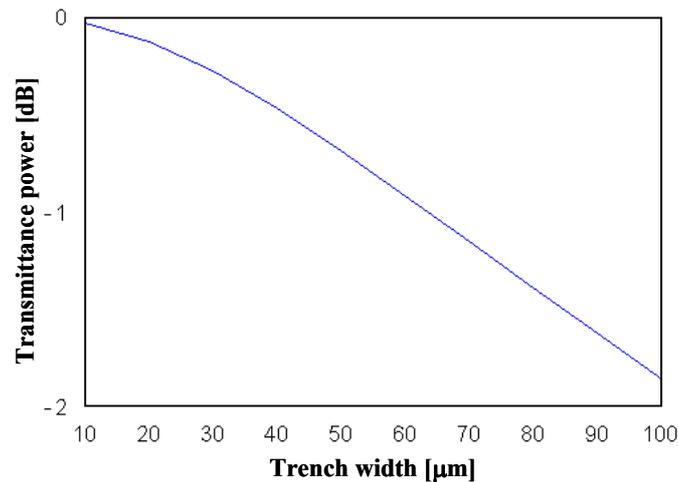
0 になる。レンズを透過した光がミラーで反射し、再び AWG を伝搬することで、合波される。レンズは出来る限り集光点に近い位置に配置する必要がある。レンズとスラブ導波路の実効屈折率が等しい場合の分散値は 0 となる。レンズの設計方法について以下にまとめる。

1) レンズ形状と損失

始めに、レンズによって生じる過剰損失について検討した。溝レンズを設置する場合、スラブ導波路から溝に光が入射する時に回折によって損失が生じる。この損失は溝幅に依存しているため、溝幅に依存する回折損失を計算した。溝による回折損失は、導波路の厚さ方向で生じるため、厚さ方向におけるモード伝搬を 2 次元のシングルモード導波路によって解析している。



(a)



(b)

Fig. 5.3.3 (a) Single mode waveguide with a trench, (b) transmittance power in single mode waveguide with a trench as a function of trench width.

Fig.5.3.3(a)は、直線のシングルモード導波路内に深溝を作製した回路パターンである。溝内に導波路と同じ屈折率の樹脂を注入する。そのため、溝に光が入射すると、Z軸方向(深さ方向に対応)にのみ回折が生じ、導波路と再結合しない光が損失となる。H-Δ石英導波路を仮定し、溝幅 w を変化させたときの損失を計算した。計算結果を Fig.5.3.3(b)に示す。溝幅が大きくなるにつれ、透過強度が減衰している。スラブ導波路内に両凸型レンズを設置した場合、溝幅 w は光強度が強いスラブ導波路の中心を通る軸付近($\Delta x = 0$)で最大となるため、損失の影響が大きい。一方で、両凹型レンズを設置した場合は、中心軸上で溝幅 w が最小となるため、損失の影響が小さい。そこで、分散補償用レンズの形状を両凹型にした。

2) 基本構造

Fig.5.3.4に両凹型のレンズ系を示す。レンズがスペクトル集光面近くに位置し、アレイ導波路長が空間 FSR より十分長いことを仮定すると、レンズ近傍では、各光線の伝搬方向は Y 軸に平行であると仮定できる。波長毎に集光点が異なるため、レンズを通る経路も異なる。

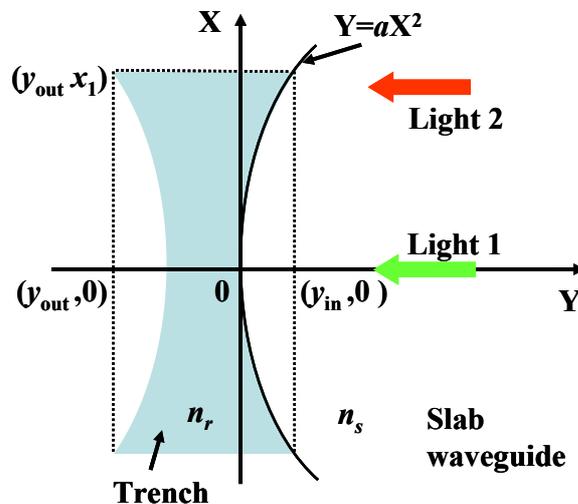


Fig. 5.3.4 Enlarged view of the lens structure.

そのため、中心波長(光線 1)はレンズの中央($X = 0$ 軸上)を伝搬するのに対して、中心波長からずれた波長(光線 2)はレンズの端($X = x_1$ 軸上)を伝搬する。凹レンズの曲率を 2 次曲線 $Y = aX^2$ で表記した場合、 $Y > 0$ における光線 1 と光線 2 の光路長差は、

$$L_{lens}(x_1) = ax_1^2 \times n_r - ax_1^2 \times n_s \quad (5.3.1)$$

となる．ここで， n_r は溝内の樹脂屈折率， n_s はスラブ導波路の屈折率である． $y_{out} < Y < y_{in}$ の領域での光路長差は式(5.3.1)の2倍になり，この光路長差が式(5.2.4)を満たすことで，レンズ形状が求まる．

$$2L_{lens}(x_1) = 2ax_1^2(n_r - n_s) = \frac{\lambda^3 Dz v_{FSR}^2}{2cn_s X_{FSR}^2} x_1^2$$

$$a = \frac{\lambda^3 Dz v_{FSR}^2}{2cn_s X_{FSR}^2} \times \frac{1}{2(n_r - n_s)} \times \frac{1}{2} \quad (5.3.2)$$

ここで，ミラー反射光学系を利用していることから，式(5.3.2)の3項目で1/2倍している． a はレンズの曲率を示すため，式(5.3.2)よりレンズ形状が定まる．レンズの屈折率 n_r が n_s より小さい場合に，正の分散値となり，大きい場合は負の分散値が得られる．

3) 最適化

分散可変範囲を大きくするためには，樹脂と石英導波路の屈折率差を大きくすること，レンズの曲率を大きくすることのどちらかが必要である．前者の場合，室温状態でも分散値を持つことになり，分散値にバイアスが乗った状態で，温度可変により分散値が変動する．室温での分散値を0とするためには，樹脂屈折率とスラブ導波路の屈折率を等しくする必要がある．

レンズの曲率を変化させることで，分散可変範囲を大きくする場合，レンズ端でのレンズ幅が大きくなり，レンズ端を通る光に対する損失が大きくなる．そのため，損失を低減させるために，レンズの細分化が必要である．レンズ幅の最大値と最小値を決め，その条件を満たす範囲内でレンズの段数を決める．レンズ段数を M とした場合，式(5.3.2)よりレンズの曲率は，

$$a = \frac{\lambda^3 Dz v_{FSR}^2}{2cn_s X_{FSR}^2} \times \frac{1}{2(n_r - n_s)} \times \frac{1}{2M} \quad (5.3.3)$$

となる．

5.3.2 可変分散補償器の作製

固定分散補償器と同様に H- Δ 石英導波路で作製した Arrowhead 型 AWG を利用して可変分散補償器を作製した．8 ch, 12.5 GHz スペクトル間隔 AWG を利用し，FSR(100GHz)と WDM のグリッド間隔を一致させている．Table 5.3.1 に分散補償

器の設計パラメータを示す. AWG のパラメータは, Table 5.2.1 と同じであるため, ここには分散値と樹脂屈折率のみを示す. 本試作において温度可変により分散値が変動するかどうか, 樹脂と石英導波路の屈折率差を大きくした時に高分散値が得られるかどうかを確認する.

樹脂の屈折率がスラブ導波路の実効屈折率と等しく, 温度を 40 °C 変化させた時に分散値が 100 ps/nm となることを条件にレンズ群を設計した. レンズ用の溝幅の最小値は作製限界により, 約 10 μm である. 一方, 最大溝幅は約 88 μm である. Fig.5.3.3 (b) より, 溝における損失は約 1.6 dB となる. 溝での過剰損失を低減させるため, 溝を多段に分割した. 溝段数を増やすことにより, 溝 1 個当りの損失が低減する. しかしながら, 段数が増えるに伴い, レンズ群のサイズが大きくなるため, 本試作ではレンズ群のサイズと損失を考慮し, 溝段数を 3 段とすることで, 過剰損失を 1 dB 以内に抑えた.

溝内にはポリマー樹脂を充填する. ポリマー樹脂の熱光学係数は 10^{-4} オーダーであり, 石英に比べて 1 桁以上大きい. 導波路に利用されているポリマー材料として, PMMA(ポリメチルメタクリレート), 紫外線硬化型エポキシ, シリコン等が挙げられる. ポリマー導波路は, 熱光学係数が大きいため, 熱光学効果を利用した光スイッチ等を実現するために利用されている. しかし, 炭素-水素結合における分子振動吸収が大きいため, 伝搬損失が石英導波路に比べて大きい[27]. 本導波路では, 溝幅が数十 μm の溝にポリマー樹脂を利用するため, 吸収損失の影響は小さく, ほぼ無視できる. 本試作では, 溝内への樹脂充填後の硬化が容易である紫外線硬化型のエポキシ樹脂を利用する. エポキシ樹脂は光導波路とファイバを結合するための接着剤として利用されているものと同様であるため, 熱及び湿気による粘着力の低下が少なく高耐久性を有する. 本論文で示す熱光学係数は次式のように定義する.

$$n(T) = n_0 + n_0 \frac{dn}{dt} \Delta T \quad (5.3.4)$$

ここで, n_0 は室温での屈折率, ΔT は温度変化量である. 熱光学係数(dn/dt)が -1.3×10^{-4} 及び -1.8×10^{-4} である 2 種類の樹脂を利用する.

Table 5.3.1 のチップ①は, 温度変化 ± 40 °C で可変分散値が ∓ 100 ps/nm となる. 樹脂の屈折率 $n_r = 1.453$, 熱光学係数 -1.3×10^{-4} であり, 導波路内ミラーによる分散は 0 である.

Table 5.3.1 Design parameters of the tunable dispersion compensator.

Chip number	①	②	③
Refractive index of the resin	1.453	1.405	1.51
Thermo-optics efficiency [1/K]	-1.3×10^{-4}	-1.8×10^{-4}	-1.3×10^{-4}
Tuning heat range [K]	± 40	± 40	± 40
Mirror structure	Circle	Quadratic curve	Quadratic curve
Dispersion parameter of the mirror [ps/nm]	0	694	694
Dispersion parameter of the lens @ room temperature [ps/nm]	0	694	-848
Total dispersion parameter @ room temperature [ps/nm]	0	1388	-154
Tuning dispersion range [ps/nm]	-100~100	1240 ~ 1537	-270 ~ -39

レンズ群を使った分散補償器に、固定分散補償器で利用した分散補償用ミラーを組み合わせることで、高分散値の分散補償器を実現することができる。Table 5.3.1 のチップ②は固定分散補償器の 2 次曲線ミラーを反射用ミラーとして利用した可変分散補償器である。屈折率が $n_r = 1.405$ のミラー保護用樹脂を利用することで、1000 ps/nm 以上の分散値を実現した。レンズ群による分散値(694 ps/nm)と 2 次曲線型ミラーによる分散値(694 ps/nm)は等しく、室温での分散値は 1388 ps/nm となる。なお、ミラー保護用樹脂の熱光学係数は -1.8×10^{-4} である。チップ③では、チップ②と同じチップに分散補償用ミラーの分散値を打ち消す屈折率の樹脂を入れることで、室温での分散値が 0 近傍になるようにした。

レンズの X 軸方向の幅は空間的な FSR(X_{FSR})160 μm と一致させ、隣接次数の回折光がスラブ導波路端面で反射しないように、隣接次数光が集光する各点に出力用導波路を設けている。AWG のサイズは、1.6 mm \times 27 mm である。作製したデバイスのマスク図と写真を Fig.5.3.5 に示す。反射用ミラーと分散補償用レンズの距離が近接しているため、ミラー保護用樹脂を塗布する際に樹脂がレンズ群に漏れる可能性がある。そのため、ミラー後方に溜池を作製し、樹脂漏れを防いでいる。

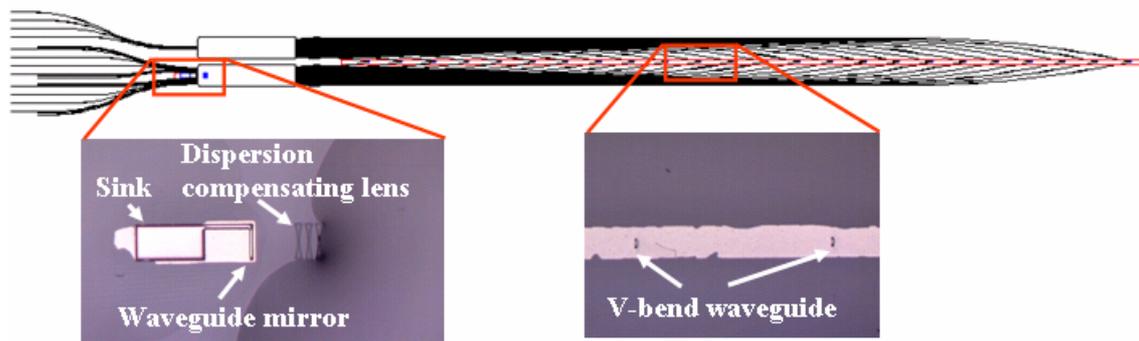


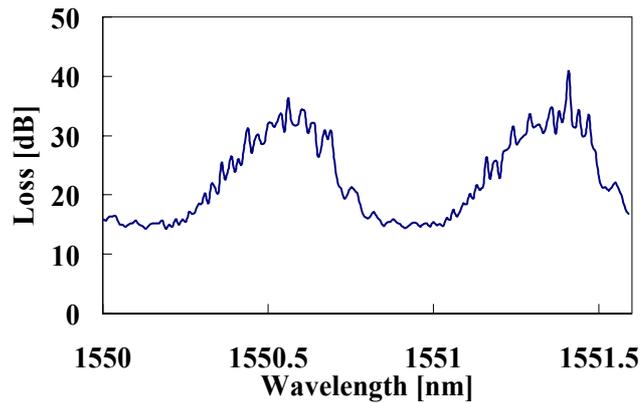
Fig. 5.3.5 Mask pattern and photograph of the tunable dispersion compensator using arrowhead AWG and waveguide integrated lens. Photographs indicate the enlarged view of the metal mirror of the V-bend waveguide in the array waveguide, the dispersion compensating lenses, and waveguide mirror in the second slab waveguide, respectively.

5.3.3 可変分散補償器の特性評価

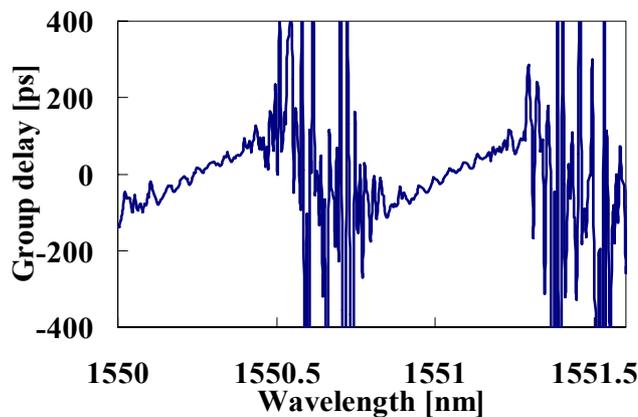
作製した可変分散補償器の特性を評価した。測定には Fig.5.2.6 の測定系を利用し、温度変化はチップを恒温層に入れて評価した。樹脂注入を行う際に設計時とは異なる樹脂をチップ①のレンズ群に注入してしまったため、ここでチップの理論値を訂正する。設計の理論値を再計算し、実験結果と共に示す。

1) チップ①

Table 5.3.1 のチップ①には $n_r = 1.453$ の樹脂を注入予定であったが、誤ってミラー保護用の樹脂($n_r = 1.405$)を注入している。Fig.5.3.6 にミラー保護用の樹脂を入れた場合の実験結果を示す。損失特性からは、損失の絶対値が大きいこと、リップルがあることが分かる。最小損失 14.28 dB, 3 dB バンド幅 37.5 GHz であった。損失が大きいことから、Arrowhead 型 AWG の伝搬特性が悪いと予想される。ミラー保護用樹脂($n_r = 1.405$)をレンズ群に注入したため、分散値の理論値は 694 ps/nm である。群遅延時間から計算した分散値の実験値は 480 ps/nm であった。透過帯域外でのノイズが大きいこと、群遅延時間リップルがあることが分かる。



(a)

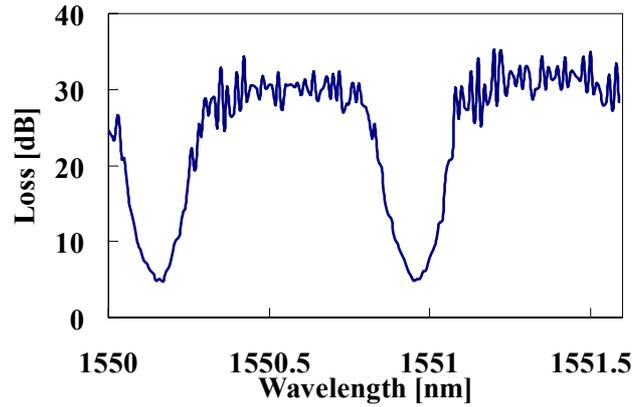


(b)

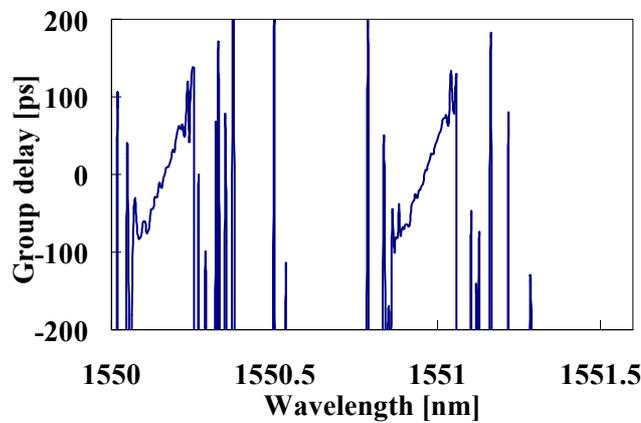
Fig. 5.3.6 Characteristics of the dispersion compensator, at chip ①. (a) Insertion loss, (b) group delay.

2) チップ②

Fig.5.3.7 は、Table 5.3.1 のチップ②の測定結果である。最小損失 4.75 dB は、PLC 型分散補償器の標準的な損失レベルに達している。分散値が大きいため、3 dB バンド幅は 11.35 GHz と狭帯域である。レンズ群にはミラー保護用樹脂が入っており、レンズによる初期分散値は 694 ps/nm である。更に、本分散補償器ではミラー形状を 2 次曲線型にしており、ミラーによる初期分散 694 ps/nm が加わる。分散値の理論値は 1388 ps/nm となる。群遅延時間から導出した分散値の実験値は 1103.3 ps/nm であった。高分散値を有する分散補償器を作製することに成功し、分散値が大きいいことにより、補償帯域が狭帯域になることが実証された。



(a)



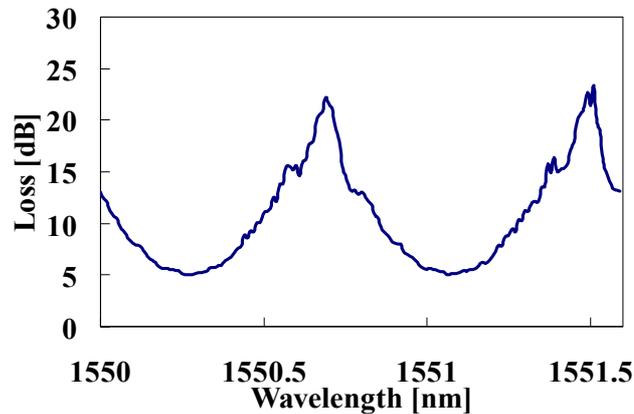
(b)

Fig. 5.3.7 Characteristics of the dispersion compensator at chip ②. (a) Insertion loss, (b) group delay.

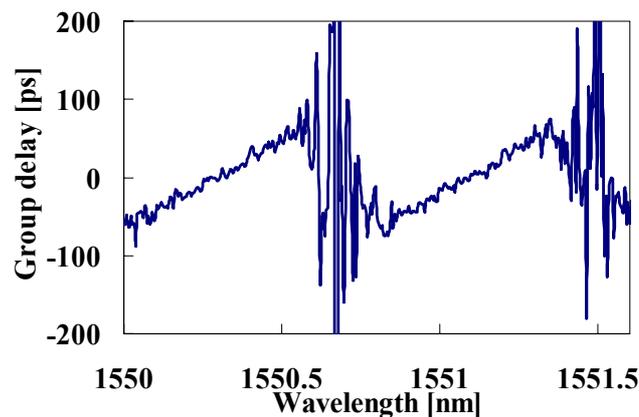
3) チップ③

Fig.5.3.8 は, Table 5.3.1 のチップ③である. 最小損失 5.01 dB, 3 dB バンド幅 41.25 GHz であった. 損失は小さく, 3 dB 帯域での損失リップルも小さい. レンズには, $n_r = 1.51$ のエポキシを注入している. エポキシは, ミラー保護樹脂と組成が異なり, 熱光学係数は, -1.3×10^{-4} である. 分散値の理論値は -154 ps/nm であり, 負の分散値で設計した. しかしながら, Fig.5.3.8 (b)に示すように実験値の分散値は 234 ps/nm であり, 正の分散値が得られた. エポキシを溝内に注入したことにより, 第 1 の原因として, エポキシの屈折率変動が考えられる. 理論的には, 234 ps/nm の分散値を得るためには, 屈折率 1.4835 の樹脂が必要である. そのた

め、本実験結果から、樹脂の屈折率は溝内へ閉じ込められたことによって、理論値よりも低屈折率になると推測される。しかし、一般的には、幅が狭い溝に樹脂が注入されると樹脂内の分子間距離が短くなることで屈折率が高くなると予想される。溝内にエポキシを充填した時の正確な屈折率評価をする必要があり、今後の課題である。



(a)



(b)

Fig. 5.3.8 Characteristics of the dispersion compensator at chip ③. (a) Insertion loss, (b) group delay.

試作した3種類のチップの特性を Table 5.3.2 にまとめる。それぞれを比較すると、チップ②、③の損失は 5 dB 程度であることから、低損失化は実現されている。レンズ群に充填する樹脂の屈折率を変えることにより、分散値を制御することが可能であり、実験的に実証された。また、分散値が最大であるチップ②の帯域は狭帯域であり、分散値が最小であるチップ③の帯域は広帯域であることから、分散値と帯域がトレードオフの関係にあることが証明された。

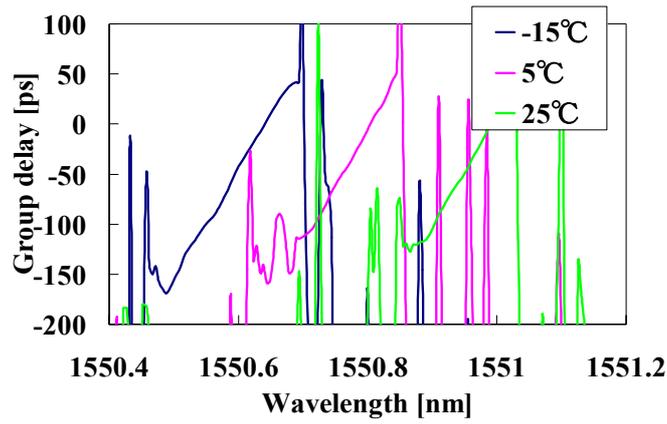
Table 5.3.2 Experimental results of the tunable dispersion compensators.

Chip number	①	②	③
Refractive index of the resin	1.405	1.405	1.51
Insertion loss [dB]	14.28	4.75	5.01
3-dB bandwidth [GHz]	37.25	11.35	41.25
Theoretical dispersion parameter [ps/nm]	694	1388	-154
Experimental dispersion parameter [ps/nm]	480	1103	234

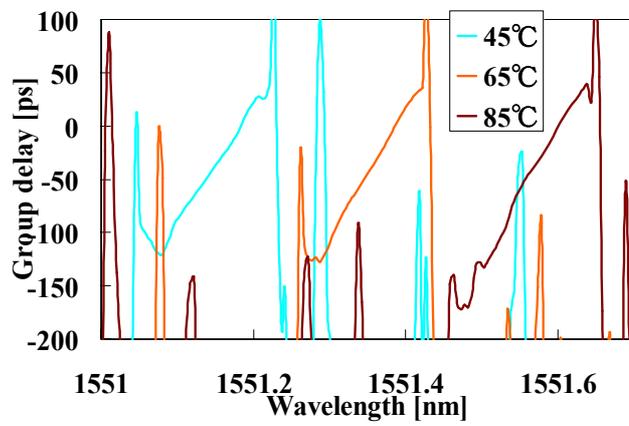
次に、チップ②の温度特性について評価する。チップ②を選択した理由は、損失特性、群遅延時間特性ともにリップルが少なく、分散値の実験値が設計値に近いからである。Fig.5.2.6の実験系において、チップ②を恒温層に入れ、層内の温度を-15, 5, 25, 45, 65, 85 °Cと20 °C刻みで上昇させることで、群遅延特性の温度特性を評価した。群遅延時間の測定結果を Fig.5.3.9 に示す。

本 AWG は温度無依存化を行っていないため、温度可変により波長がシフトしていることが分かる。波長シフトは20 °C毎に約0.2 nm であるため、理論値(0.01 nm/°C)と概ね一致している。分散値は、群遅延時間特性の波長微分であるため、最小二乗法を用いて近似直線を導出し、近似直線の傾きから分散値を求めた。各温度における分散値の理論値と実験値を Fig.5.3.10 にまとめる。分散値の理論値は、温度変化に線形比例しているが、実験値にはばらつきがある。45 °Cから85 °Cまでの温度変化では、分散値が+200 ps/nm 増えており、理論値(≒+150 ps/nm)に近い値を示している。一方で、低温領域では、分散値の変動は見られず、ほぼ一定の値を示している。

温度変化による分散値の変化量が小さい理由、理論値と一致しない理由は、現在のところ明らかになっていない。室温における分散値が設計値に近い値を示していることから、レンズ群の設計間違いは考えにくい。これらの原因を明確にするためには、溝内での屈折率評価と同様に、温度可変による屈折率変化量の評価が今後必要となる。



(a)



(b)

Fig. 5.3.9 Group delay characteristics. (a) Temperature is -15, 5, and 25 °C, (b) 45, 65, and 85 °C.

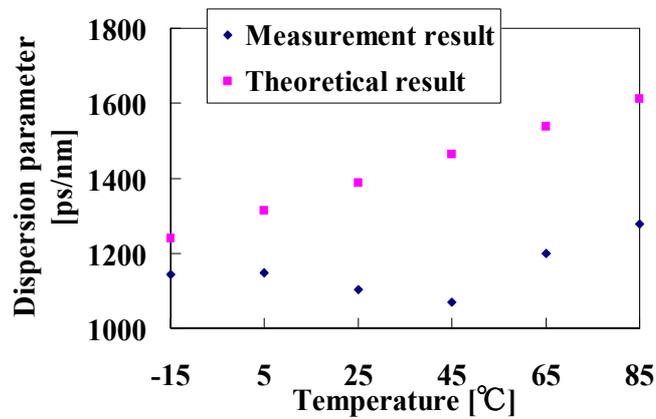


Fig. 5.3.10 Dispersion parameter of the tunable dispersion compensator as a function of the chip temperature.

5.4 まとめ

本章では、Arrowhead 型 AWG と分散補償用導波路内ミラーを利用した小型な固定分散補償器を提案した。AWG の時空間変換機能と反射光学系を利用することで、1つの AWG で分散補償器を構成することが出来る。更に Arrowhead 型 AWG は小型であり、スペクトル間隔が狭いことから、FSR を WDM 伝送システムの各チャンネル間隔に一致させた分散補償器が作製可能である。このような AWG は WDM 信号の各チャンネルの波長分散を一括補償することができるため、利便性が高い。波長分散を補償するための分散補償用導波路内ミラーの形状は、2次曲線型であり、その設計法を確立した。8 ch, 12.5 GHz スペクトル間隔の Arrowhead 型 AWG 内に分散値 100 ps/nm となる分散補償用ミラーを組み込んだ固定分散補償器を作製した。分散値, 損失, PDL, 3 dB バンド幅はそれぞれ 123 ps/nm, 7.5 dB, 0.1 dB, 70 GHz であった。損失の原因は、導波路内ミラーの挿入損失に起因する。更に 40 Gbit/s の高速な信号を利用して、分散補償実験を行った。40 Gbit/s の NRZ 及び RZ 信号(PRBS 2²³-1)を利用して、アイパターン及び BER 特性を評価した。分散値が-123 ps/nm となる光ファイバを伝搬した信号を分散補償器に入射した所、アイは綺麗に開いており、分散が補償されていることを確認した。更に、BER10⁻⁹におけるパワーペナルティは、4 dB(NRZ 信号)及び 3 dB(RZ 信号)であった。パワーペナルティの原因は、群遅延時間、損失特性のリップル及び帯域不足に起因すると予想される。

固定分散補償用 AWG 内に両凹レンズ群を作製し、熱光学効果を利用した可変分散補償器を提案し、作製した。両凹レンズは、スペクトル集光面に配置される導波路内ミラーの前方に設置され、各スペクトル成分の光路長を変調する位相シフターの役割をする。レンズの形状を最適化し、レンズを利用した分散補償器の設計方法を確立した。8 ch, 12.5 GHz スペクトル間隔の Arrowhead 型 AWG 内に幅約 36 μm の 3 段レンズ群を設計し、可変分散補償器を作製した。スペクトル集光面のミラー形状を円弧状にした場合、ミラーで与えられる分散は 0 分散となる。2次曲線型ミラーを用いた場合はミラーとレンズの両機能によって分散を与えることが出来る。本構造の分散補償器では、レンズ部に入れる樹脂の屈折率を調整することで、分散値を制御することが可能である。試作により、分散値 234 ps/nm ~ 1103 ps/nm までの分散補償器が作製可能であることが実証された。

参考文献

- [1] G. P. Agrawal, "Fiber-optic communication systems," *Wiley-Interscience*, Chapter 2, 1997.
- [2] 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.
- [3] K. O. Hill and G. Meltz, "Fiber bragg grating technology fundamentals and overview," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 15, No. 8, pp. 1263-1276, 1997.
- [4] K. O. Hill, "Aperiodic distributed-parameter waveguides for integrated optics," *Appl. Opt.*, Vol. 13, No. 8, pp. 1853-1856, 1974.
- [5] K. Takiguchi, K. Okamoto, Y. Inoue, M. Ishii and K. Moriwaki, "Planar lightwave circuit dispersion equalizer module with polarization insensitive properties," *Electron. Lett.*, Vol. 31, No. 1, pp. 57-58, 1995.
- [6] K. Takiguchi, K. Okamoto and K. Moriwaki, "Planar lightwave circuit dispersion equalizer," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, No. 9, pp. 2003-2011, 1996.
- [7] C. K. Madsen, S. Chandraeskar, E. J. Laskowski, K. Bogart, M. A. Cappuzzo, A. Paunescu, L. W. Stulz, and L. T. Gomez, "Compact integrated tunable chromatic dispersion compensator with a 4000 ps/nm tuning range," in *OFC 2001*, PD9-1~3, 2001.
- [8] C. K. Madsen, G. Lenz, A. J. Bruce, M. A. Cappuzzo, L. T. Gomez and R. E. Scotti, "Integrated all-pass filters for tunable dispersion and dispersion slope compensation," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 11, No. 12, pp. 1623-1625, 1999.
- [9] C. R. Doerr, L. W. Stulz, S. Chandrasekhar, and R. Pafchek, "Colorless tunable dispersion compensator with 400-ps/nm range integrated with a tunable noise filter," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, No. 9, pp. 1258-1260, 2003.
- [10] C. R. Doerr, D. M. Marom, M. A. Cappuzzo, 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.
- [11] 奈良一孝, 川島洋志, "PLC 型分散補償器," *電子情報通信学会技術研究報告*, Vol. 103, No. 617 (OPE 2003), pp. 243-257, 2004.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] H. Taknouchi, T. Ishii, and T. Goh, "8THz bandwidth dispersion-slope compensator module for multiband 40 Gbit/s WDM transmission systems using an AWG and spatial phase filter," *Electron. Lett.*, Vol. 37, No. 12, pp. 777-778, 2001.
- [15] M. Shirasaki, "Chromatic-dispersion compensator using virtually imaged phased array," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 9, No. 12, pp. 1598-1600, 1997.
- [16] 久保田嘉伸, "3次元自由曲面ミラーを用いたVIPA型可変分散補償器," *Oplus E*, Vol. 27, No. 5, pp. 519-525, 2005.
- [17] Y. Yamauchi, H. Furukawa, Y. Kubota, "Variable Dispersion Compensator using a VIPA with an Extended Bandwidth," in *ECOC 2005*, Th1.5.3, 2005.
- [18] T. Sano, T. Iwashima, M. Katayama, T. Kanie, M. Harumoto, M. Shigehara, H. Suganuma, and M. Nishimura, "Novel multichannel tunable chromatic dispersion compensator based on MEMS and diffraction grating," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, No. 8, pp. 1109-1110, 2003.
- [19] 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. 1890-1891, 1997.
- [20] 津田裕之, "超高速光信号処理用アレー導波路回折格子," *電子情報通信学会論文誌*, Vol. J88-C, No. 6, pp. 421-427, 2005.
- [21] Y. Horiuchi, Y. Namihara, and H. Wakabayashi, "Chromatic dispersion measurement in 1.55 mm narrow-band region using a tunable external-cavity laser," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 1, No. 12, pp. 458-460, 1989.
- [22] 堀内幸夫, "光ファイバ及び光伝送システムの波長分散測定法," *Optronics*, No. 6, pp. 124-130, 2000.
- [23] L. G. Cohen and C. Lin, "Pulse delay measurements in the zero material dispersion wavelength region for optical fibers," *Appl. Opt.*, Vol. 16, No. 12, pp. 3136-3139, 1977.

-
- [24] 多久島裕一, “高速光ファイバ伝送における適応分散等化技術,” *レーザー研究*, Vol. 33, No. 2, pp. 89-93, 2005.
- [25] Y. Inoue, A. Kaneko, F. Hanawa, H. Takahashi, K. Hattori, and S. Sumida, “Athermal silica-based arrayed-waveguide grating multiplexer,” *Electron. Lett.*, Vol. 33, No. 23, pp. 1945-1947, 1997.
- [26] K. Maru, K. Matsui, H. Ishikawa, Y. Abe, S. Kashimura, S. Himi, and H. Uetsuka, “Super-high- Δ athermal arrayed waveguide grating with resin-filled trenches in slab region,” *Electron. Lett.*, Vol. 40, No. 6, pp. 374-375, 2004.
- [27] 大庭直樹, 豊田誠治, 栗原隆, “ポリマ導波路を用いた小型低電力デジタル光スイッチの開発,” *NTT R&D*, Vol. 49, No. 10, pp. 598-602, 2000.

第 6 章

結 論

6.1 はじめに

WDM 伝送技術を利用した超高速・大容量光伝送システムでは、波長合分波機能を有する AWG が必要である。WDM システムでの周波数利用効率を向上させるためには、周波数間隔が狭い AWG が必要となり、デバイスの小型化が求められている。本研究では、超高速光伝送システムで利用される光導波路デバイスの小型化を実現するための小型光回路構成技術を開発し、波長合分波機能を有する AWG の小型化を実現した。小型 AWG を多段接続することで、チャンネル間隔が狭い高分解能 AWG を実現し、AWG の時空間変換機能を利用した平面光回路型分散補償器を開発した。

以下に本研究の主要な成果をまとめる。

6.2 超小型光回路構成技術（第 2 章）

本章では、小さな石英 PLC を実現するためのコア技術として、V 字型微小曲げ構造を提案し、設計法の確立及び特性の評価を行った。

- (1) V 型微小曲げ構造は、入出力導波路、スラブ導波路及び金属の楕円ミラーによって構成される。V 字型曲げ構造の最小化は、波動光学を利用して行った。楕円焦点距離 f は、シングルモード内でのモードフィールド径 ω を利用して設計することが可能であり、入出力端から楕円頂点までの距離 d と一致する。

$$d = f = \frac{\pi\omega^2 n}{\lambda}$$

- (2) FDTD 及び BPM を利用して、設計評価を行った。金属ミラーをドルーデモデルによって定義することで、FDTD 法による V 字型微小曲げ構造内での伝搬シミュレーションが実現した。H- Δ 石英導波路で設計した V 字型微小曲げ構造の挿入損失は、0.08 dB であった。
- (3) ミラー作製誤差に起因する過剰損失について検討した。ミラーの位置ずれ及びミラー面の傾きに対する作製許容誤差は小さく、過剰損失を 1 dB 以下にするためには、位置ずれ 1 μm 以下、傾き角 1.3° 以内に抑える必要がある。ミラー表面粗さによる散乱損失及び金属ミラーによる吸収損失は小さく、約 0.1 dB である。
- (4) H- Δ 石英導波路で V 字型微小曲げ構造を作製し、その特性を評価した。導波路内ミラーは、埋め込み型の石英導波路を作製後、ミラー用の深溝をエッチングし、端面に銀を蒸着することで完成する。チップサイズは、0.25 mm \times 1.1 mm であり、従来の曲げ導波路の約 1/180 のサイズである。挿入損失, PDL, 波長依存損失は 1.9 dB, 0.01 dB, 0.1 dB であり、ミラーの位置ずれ、ミラー面の傾き角を 1 mm 以下、1° 以内にすることにより、低損失化が実現した。現在までに作製された V 字型微小曲げ構造の損失の最小値は、1.1 dB である。

6.3 超小型 Arrowhead 型 AWG (第 3 章)

本章では、V 字型微小曲げ構造をアレイ導波路内に集積した超小型 Arrowhead 型 AWG を提案し、サイズの観点から本デバイスの有用性を示した。

- (1) アレイ導波路の各導波路内に V 字型微小曲げ構造をモノリシック集積した超小型 Arrowhead 構造を提案し、設計方法を確立した。V 字型微小曲げ構造の形状を統一することで、設計法の簡素化と性能の向上を図った。Arrowhead 構造は、長さの異なる直線導波路と曲げ半径の異なる曲げ導波路によって光路長差を設けている。
- (2) Arrowhead 型 AWG の FSR は、曲げ導波路領域で得られる光路長差の最小値によって制限される。最小の光路長差 ΔL_{\min} は

$$\Delta L_{\min} = 2\Delta R_1 = \frac{2D}{1-\cos\theta_3}$$

と求まる．アレイ導波路間距離 D は比屈折率差 Δ に依存し，曲げ導波路の中心角 θ_3 は，V字型微小曲げ構造への入射角を意味する． $D = 20 \mu\text{m}$ ， $\theta_3 = 12^\circ$ の H- Δ 導波路の場合，FSR=400 GHz 以上の AWG を作製することは出来ない．

(3) 従来型 AWG と Arrowhead 型 AWG のサイズを比較することで，Arrowhead 型 AWG の有用性を示した．Arrowhead 型 AWG のサイズは従来型 AWG より小さく，8 ch, 40 GHz スペクトル間隔におけるサイズ比は 1:6.7 である．縮小比は，スペクトル間隔に反比例している．

(4) ①8 ch, 40 GHz スペクトル間隔，②8 ch, 25 GHz スペクトル間隔の Arrowhead 型 AWG を H- Δ 導波路で作製した．チップサイズ，損失，隣接クロストーク，3 dB バンド幅は以下の通りである．

① 4.2 mm × 18.9 mm, 4.98 dB, -20.7 dB, 22.5 GHz,

② 4.2 mm × 22.9 mm, 5.24 dB, -20.9 dB, 17.5 GHz

損失，クロストークともに良好な結果が得られた．石英基板を使用したことにより，PDL は 0.1 dB と小さい値が得られた．

6.4 多段 Arrowhead 構造型高分解能 AWG (第 4 章)

本章では，超高分解能 AWG の作製を目的とし，小型 Arrowhead 構造を多段接続することで，超高分解能 AWG を実現した．高分解能 AWG の設計方法を確立し，特性を評価した．実験結果から，Arrowhead 構造内での光伝搬状態をシミュレートし，Arrowhead 構造について深く解析した．

(1) Arrowhead 構造を多段接続した AWG を提案し，偶数段及び奇数段構造に分類した上で，基本設計方法を確立した．設計の観点から，偶数段及び奇数段 AWG の特長を明らかにした．偶数段 Arrowhead 構造には設計上の制約がないことから，光路長差が短い広帯域 FSR の AWG が設計可能である．一方で，奇数段 Arrowhead 構造は小型でありながら，長い光路長を稼ぐことが可能であるため，狭帯域 FSR の高分解能 AWG が設計可能である．

(2) 従来型 AWG とのサイズ比較を行った．8 ch, 10 GHz スペクトル間隔の AWG

を設計した場合、従来型とのサイズ比は、2 段 Arrowhead 構造型 AWG、3 段 Arrowhead 構造型 AWG でそれぞれ、1:3.9、1:4.8 であり、従来型 AWG より小型であることが実証された。

- (3) 2 段 Arrowhead 構造を利用して①16 ch, 100 GHz スペクトル間隔の AWG を作製し、3 段 Arrowhead 構造を利用して②8 ch, 10 GHz スペクトル間隔、③6.25 GHz スペクトル間隔の AWG を作製した。各チップのサイズ、損失、クロストーク、3 dB バンド幅、PDL は、以下の通りである。

① 8.2 mm×30 mm, 8.3 dB, -15.8 dB, 87.5 GHz, 0.1 dB,

② 4.2 mm×31.6 mm, 11.15 dB, -7.85 dB, 12.5 GHz, 0.1 dB,

③ 4.2 mm×34.7 mm, 13.4 dB, -7.8 dB, 6.5 GHz, 0.1 dB

- (4) 損失及びクロストークは、Arrowhead 構造の段数及びアレイ導波路の光路長に依存している。Arrowhead 構造の利用により、V 字型微小曲げ構造の損失ばらつき、ミラー反射点ゆらぎによる位相シフトが生じ、クロストーク特性が設計値から劣化していることが分かった。損失ばらつきの影響は小さく、クロストーク特性の劣化原因は、主にアレイ導波路内の位相誤差によって生じる。高性能化を目指すためには、位相誤差補正が必要である。

- (5) アレイ導波路の各導波路に作製した深溝に樹脂充填を行う位相誤差補正法を提案した。本手法は、幅数十 μm の溝に任意屈折率の樹脂を注入するだけで位相誤差が補正できるため、位相誤差測定と位相誤差補正を同時に行う必要がない。製造コストが安価で、溝による過剰損失もほぼ無視できる。

6.5 AWG を利用した分散補償器 (第 5 章)

本章では、高分解能 Arrowhead 型 AWG と分散補償用導波路内ミラーをモノリシック集積することで、平面光回路型分散補償器を実現した。固定分散補償器、可変分散補償器の設計方法をそれぞれ確立し、分散値特性を評価した。40 Gbit/s 高速伝送信号を利用した分散補償実験を行い、本デバイスの有用性を実証した。

- (1) Arrowhead 型 AWG の第 2 スラブ導波路内でのスペクトル集光面近傍に分散補償用導波路内ミラーを組み込むことで、AWG の時空間変換機能を利用した分散補償器を実現した。Arrowhead 型 AWG の実用、及び反射光学系の提案に

より、超小型分散補償器が実現した。動作原理は、以下の通りである。AWGに入射したパルスは、第2スラブ導波路内で空間分離され、波長に応じて集光点が変わる。分散補償用ミラーによってスペクトルの位相成分が変調され、再びAWGを伝搬することで、短パルスが合波する。

- (2) 光ファイバ伝送によって生じる2次分散を補償する導波路内ミラーの設計方法を確立した。分散補償用ミラーは2次曲線型であり、曲率により分散値が変動する。8 ch, 12.5 GHz スペクトル間隔の Arrowhead 型 AWG (FSR=100 GHz)内に分散値 100 ps/nm の分散補償用ミラーが集積された分散補償器を作製した。分散値, 挿入損失, PDL, 3 dB バンド幅は, それぞれ 123 ps/nm, 7.5 dB, 0.1 dB, 70 GHz であった
- (3) 伝送速度 40 Gbit/s の NRZ 及び RZ 信号を利用した分散補償実験を行った。信号列は PRBS²³-1 を使用し, アイパターン及び BER を評価した。分散値-123 ps/nm となる光ファイバを伝搬した信号を分散補償器に入射した結果, アイは綺麗に開いていた。更に BER 10⁻⁹におけるパワーペナルティは, 4 dB, 3 dB であった。パワーペナルティの原因は, 損失特性のリップル, 遅延時間リップルであると予想される。
- (4) 固定分散補償器で提案した分散補償用導波路内ミラー前方に深溝構造を利用したレンズを設置することで, 熱変動による可変分散補償器を提案した。スペクトル分光された光がレンズを透過する際に, スペクトル毎に伝搬距離が変動し, スペクトル間で位相差が生じる。本レンズは位相シフターとして機能し, レンズ形状を損失の観点から最適化した。
- (5) 8 ch, 12.5 GHz スペクトル間隔の Arrowhead 型 AWG 内に3段のレンズ型深溝構造を作製し, 石英導波路と屈折率が異なる樹脂を入れることで, 234 ps/nm, 480 ps/nm, 1103 ps/nm の分散値を有する分散補償器を実現することに成功した。

6.6 総括

本研究では、小型光回路構成技術を利用した超小型 AWG に関する研究を行なった。次世代光通信ネットワークにおいて、周波数利用効率の向上及び大容量化が求められている。これらの要求を満たすために、本研究では、デバイスの小型

化を目指したデバイス開発を行なった。本研究で実現した主なデバイスを以下に示す。

- 1) 平面光回路内に金属の楕円ミラーを集積する新規構造を提案し、小型光回路を構成するためのコア技術となる V 字型微小曲げ構造を確立した。
- 2) V 字型微小曲げ構造を利用することで、本研究のコアデバイスとなる超小型 Arrowhead 型 AWG を実現した。
- 3) Arrowhead 構造を多段接続することで、スペクトル間隔が 10 GHz 以下の超高分解能 AWG を実現した。
- 4) Arrowhead 型 AWG と分散補償用導波路内ミラーを利用した平面光回路型分散補償器を実現した。

V 字型微小曲げ構造は、従来までの曲げ導波路では成しえなかった微小領域での急峻な光曲げを実現しただけでなく、金属の 2 次曲線型導波路内ミラーの利用価値を証明した。

Arrowhead 型 AWG は、従来型 AWG よりも小型であるため、分解能が高い AWG が作製可能である。2005 年 12 月現在、Arrowhead 型 AWG は、他研究機関には存在せず、慶應義塾大学津田研究室のオリジナルデバイスであり、独創性が高いと思われる。試作を繰り返す度に、導波路内ミラーの作製精度が向上しており、損失の低減に伴い、本デバイスの価値が更に高まると予想される。

多段 Arrowhead 構造型高分解能 AWG は、高性能化に対する課題は残っているものの、DWDM システムへの適用、高速伝送システムにおける光信号処理への適用が可能であるため、将来的な利用価値は高い。

Arrowhead 型分散補償器の基本設計法を確立したが、実用化を目指す上では、設計値と実験値の誤差を低減する必要がある。今後は、詳細な設計法の確立、作製精度の向上が求められる。しかし、40 Gbit/s 高速伝送信号による分散補償実験により、今後の光通信ネットワークの高速化に対応したデバイスであることが実証されたため、本デバイスの未来は比較的明るいと思われる。

今後は、Arrowhead 型 AWG がその特長を活かし、光通信システムへの利用を目指した光デバイス開発及びシステム実験に利用されることを期待する。

謝辞

本研究は、平成 17 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 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 助教授の御指導のもとに行われたものである。

本研究を行うにあたり多大なる御指導、御鞭撻を賜りました慶應義塾大学理工学部助教授 津田 裕之 博士に心から深く感謝の意を表します。津田 裕之 博士には、理工学部 4 年時から計 5 年に渡り、研究者としての物事のとらえ方を教えて頂きました。更に、国内外問わず数多くの対外発表の場を提供して頂いたことで多大なる経験を積むことができました。

本論文に対して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小原 實 教授、同 齋木 敏治 助教授、同 松本 佳宣 助教授に心から深く感謝申し上げます。小原 實 教授には、博士課程進学を検討している際に御相談にのって頂き、有益な御言葉を頂いたことは今でも感謝しております。博士課程進学後も本大学 21 世紀 COE 情報電子電気分野において、御指導頂き、心から感謝致します。

本研究のデバイスを作製して頂いた日立電線株式会社の石川 弘 博士、阿部由紀雄 博士、樫村 誠一 博士、上塚 尚登 博士に深く感謝申し上げます。石川 弘 博士には、マスク作製からデバイスの特性評価にわたって御協力して頂き、細やかな御助言を頂いたことを感謝致します。石川 弘 博士の御協力なしには本研究を円滑に進めることが出来なかったと思う次第です。

分散伝送実験に御協力頂き、有益な御助言をして頂いた株式会社 KDDI 研究所の高橋 英憲 博士、猪原 涼 博士に感謝の意を表します。

博士課程在学中にインターンシップとして私を快く受け入れて頂いた株式会社のぞみフォトニクス of 梨本 恵一 博士に深く感謝致します。ベンチャー企業に身を置くことで、最先端の技術を肌で感じる事ができ、貴重な経験を積むことができました。インターンシップ期間中には、公私に渡ってお世話して頂いたことも重ねて御礼申し上げます。

慶應義塾大学理工学部電子工学科津田研究室の同輩、後輩達には公私にわたって細やかな配慮をして頂き、研究生活を支えてくれたことに深く御礼申し上げます。2003 年 10 月から本大学 21 世紀 COE 情報電子電気分野の RA として、研究

生活を送りましたが，COE RA の先輩，同輩，後輩の皆様には日々の生活から御支援して頂き誠に感謝しております．本 COE を通じて絆の深い人脈を形成できたことは，私の財産となりました．

最後に，本論文をまとめるのに際し，献身的な援助，協力をしてくれた家族に敬意と感謝の意を表します．

鈴木 崇功

付録

A1 V字型微小曲げ構造の最小曲げ領域長 X_{\min} の導出

Fig.A1.1 に V 字型微小曲げ構造の入射側導波路の模式図を示す.

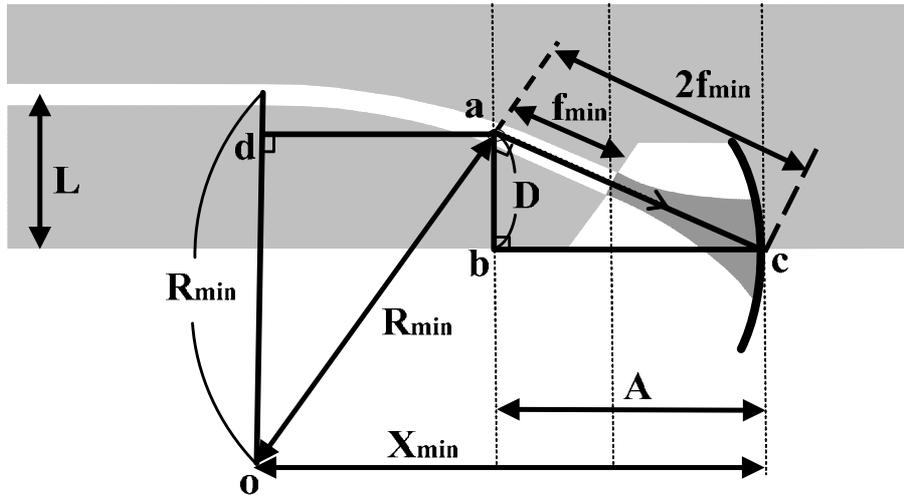


Fig. A1.1 Pattern diagram of the incident V-bend waveguide.

ここで, 直線 ac は, 点 a において中心 o , 半径 R_{\min} の円の接線であるため, $\triangle abc$ と $\triangle ado$ は相似である. D と A はそれぞれ次式で表すことができる.

$$D = \sqrt{4f_{\min}^2 - A^2} \quad (\text{A1.1})$$

$$A = \frac{2f_{\min}(R_{\min} - L + D)}{R_{\min}} \quad (\text{A1.2})$$

ここで, 式(A1.2)は式(2.2.6)と同じである. この連立方程式を D について解くと,

$$D^2(R_{\min}^2 + 4f_{\min}^2) + 8f_{\min}^2(R_{\min} - L)D + 4f_{\min}^2L(L - 2R_{\min}) = 0 \quad (\text{A1.3})$$

となり, 解の公式を使って式(A1.3)を解くと, D は式(A1.4)で表すことができる.

$$D = \frac{-4f_{\min}^2(R_{\min} - L) \pm 2f_{\min}R_{\min}\sqrt{4f_{\min}^2 - L^2 + 2R_{\min}L}}{4f_{\min}^2 + R_{\min}^2} \quad (\text{A1.4})$$

D は正であるため、 $\sqrt{\quad}$ の符号は+となり、式(2.2.5)と一致する。式(A1.2)と式(A1.4)から、 D と A は R_{\min} , L , f_{\min} の関数となり、V字型微小曲げ構造の曲げ領域長 X_{\min} が求まる。

A2 Arrowhead 構造の設計

Fig.3.2.2 では一様な形状のV字型微小曲げ構造を利用するため、直線導波路 $S_{1,i}$ はそれぞれ並行である。一方、従来のAWGでは、アレイ導波路とスラブ導波路の境界面は、入力側の中心を円中心とした円弧上にあり、アレイ導波路は放射状に伸びている。この状態で、V字型微小曲げ構造を使用するとミラー面への光の入射角がそれぞれ異なるため、同一形状のV字型微小曲げ構造を利用することが出来なくなる。異なる形状のV字型曲げ構造をアレイ導波路内に集積すると各アレイ導波路内での曲げ損失が不均一になり、AWGの性能の劣化につながる。そこで、第1に放射状に並んでいるアレイ導波路を並行にするための構造を設ける。Fig.A2.1にスラブ導波路側のアレイ導波路端の拡大図を示す。

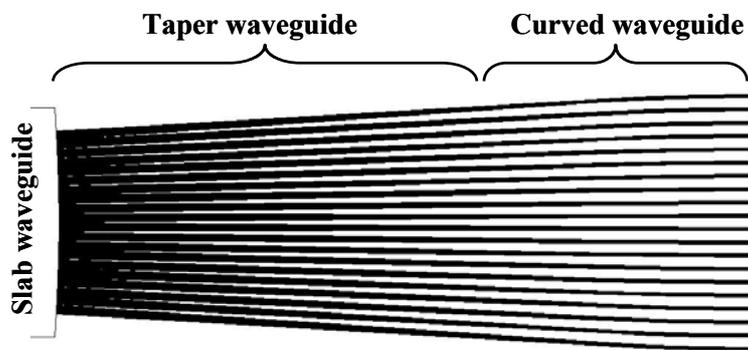


Fig. A2.1 Enlarged view of the array waveguide near slab waveguide region. This structure, constructed by taper waveguides and curved waveguides, enable to connect the slab waveguide to the arrowhead structure.

スラブ-アレイ導波路間での遷移損失を低減させるために、スラブとの結合部におけるアレイ導波路幅はアレイ導波路間隔とほぼ等しくなる。スラブ導波路との結合部では、テーパ導波路を使用するため、シングルモード導波路になる箇所から放射状に並んでいる導波路アレイを曲げ導波路によって並行にする。

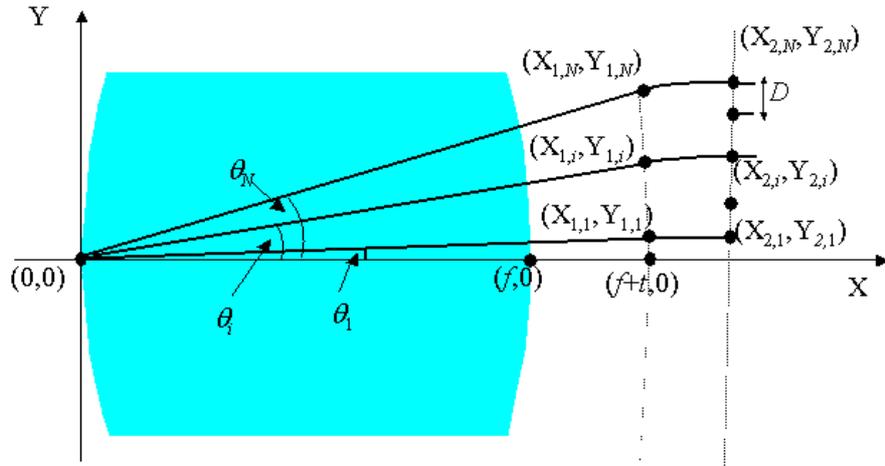


Fig. A2.2 Pattern diagram between a slab waveguide and array waveguide region.

Fig.A2.2 にスラブ導波路とアレイ導波路端の模式図を示す. スラブ導波路長を f , テーパー導波路長を t , 広がり角を θ_i とおく. 更に, 各アレイ導波路のテーパー導波路終端の座標を $(X_{1,i}, Y_{1,i})$, 曲げ導波路終端の座標を $(X_{2,i}, Y_{2,i})$, 曲げ導波路の曲げ半径 R_i とする. ここで, アレイ導波路の本数が偶数の場合 ($2N$) と奇数の場合 ($2N+1$) に場合分けして設計を行なう.

1) 偶数の場合 ($n = 2N$)

Y 座標が正の領域には N 本のアレイ導波路が存在する. 各アレイ導波路の広がり角 θ_i は,

$$\theta_i = \left(i - \frac{1}{2} \right) \Delta\theta \quad (\text{A2.1})$$

となる. i は i 本目のアレイ導波路を示し ($i = 1, 2, \dots, N$), $\Delta\theta$ は各アレイ導波路間の広がり角の差であり, 次式で定義する.

$$\Delta\theta = \frac{2}{2N-1} \theta \quad (\text{A2.2})$$

以上より, 各アレイ導波路のテーパー導波路終端の $(X_{1,i}, Y_{1,i})$ は,

$$\begin{aligned} X_{1,i} &= (f+t) \cos \theta_i \\ Y_{1,i} &= (f+t) \sin \theta_i \end{aligned} \quad (\text{A2.3})$$

となる.

次に, 各アレイ導波路を並行にするための曲げ導波路を設計する. 異なる曲げ

半径の曲げ導波路を使用し，変換領域を可能な限り小さくするため， N 番目のアレイ導波路の曲げ半径を最小にする($R_N = R_{\min}$)．始めに， $R_N = R_{\min}$ を利用して，点($X_{1,N}$, $Y_{1,N}$)から伸びた曲げ導波路の接線が X 軸と平行になる点を導出し，その点を曲げ導波路終端($X_{2,N}$, $Y_{2,N}$)とする．

$$\begin{aligned} X_{2,N} &= X_{1,N} + R_{\min} \sin \theta_N \\ Y_{2,N} &= Y_{1,N} + R_{\min} (1 - \cos \theta_N) \end{aligned} \quad (\text{A2.4})$$

Arrowhead 構造と接続するために，各アレイ導波路の間隔が均一であることを条件とすると，アレイ導波路間隔 D は

$$D = \frac{2}{2N-1} Y_{2,N} \quad (\text{A2.5})$$

と表せる．これにより，各アレイ導波路の点 $Y_{2,i}$ がそれぞれ求まる．一方， $X_{2,i}$ は各アレイ導波路の曲げ半径 R_i によって決まる．曲げ導波路の始点(テーパ導波路の終端)と終点の Y 座標がそれぞれ求まっているため， R_i は

$$R_i = \frac{Y_{2,i} - Y_{1,i}}{1 - \cos \theta_i} \quad (\text{A2.6})$$

と表せる．よって， $X_{2,i}$, $Y_{2,i}$ はそれぞれ

$$\begin{aligned} X_{2,i} &= X_{1,i} + R_i \sin \theta_i \\ Y_{2,i} &= D \left(i - \frac{1}{2} \right) \end{aligned} \quad (\text{A2.7})$$

となる．各アレイ導波路は一樣な間隔 D で X 軸に平行になった．しかしながら， $X_{2,i}$ の値がそれぞれ異なるため($X_{2,1} > X_{2,2} > \dots > X_{2,N}$)，アレイ導波路端の X 座標を全て $X_{2,1}$ まで延長させる．スラブ導波路は $Y = 0$ の X 軸上で上下対称であるため， Y 座標が負の領域のアレイ導波路は，これらのアレイ導波路を反転させる事で出来上がる．

2) 奇数の場合 ($n = 2N+1$)

Y 座標が正の領域では， N 本のアレイ導波路が存在する． $Y = 0$ の X 軸上にアレイ導波路が存在するため， $i = 0, 1, \dots, N$ と仮定する．偶数の時との違いは，アレイ導波路の広がり角 θ_i ，曲げ導波路終端座標 $Y_{2,i}$ とアレイ導波路間隔 D の表記方法にあり，次の通りである．

$$\theta_i = i\Delta \quad (\text{A2.8})$$

$$D = \frac{Y_{2,N}}{N} \quad (\text{A2.9})$$

$$Y_{2,i} = iD \quad (\text{A2.10})$$

ここで、 $\Delta\theta$ は θ/N である。その他のパラメータの定義は偶数の時と同様であり、導出方法も同じである。このようにして、放射状に並んでいたアレイ導波路を並行にすることで、Fig.3.2.2 に示した Arrowhead 構造と接続する事が可能になった。

次に、Arrowhead 構造の設計手順を詳細に述べる。Arrowhead 構造入力端では全てのアレイの X 座標は等しい($X_{2,i} = X_{2,N}$)。一方、Y 座標の間隔はどの点においても D ずつ離れている。ここで、全ての V 字型曲げ構造が等しいことを条件とすると、それぞれの Arrowhead 構造入力端($X_{2,N}, Y_{2,i}$)から V 字型微小曲げ構造への入射角が等しくなる必要がある。そこで、この条件を満たすために、各曲げ導波路の曲げ半径 $R_{1,i}$ を最適化する。Fig.A2.3 にアレイ導波路端($X_{2,N}, Y_{2,i}$)から V 字型曲げ構造入射端($X_{3,i}, Y_{3,i}$)の模式図を示す。

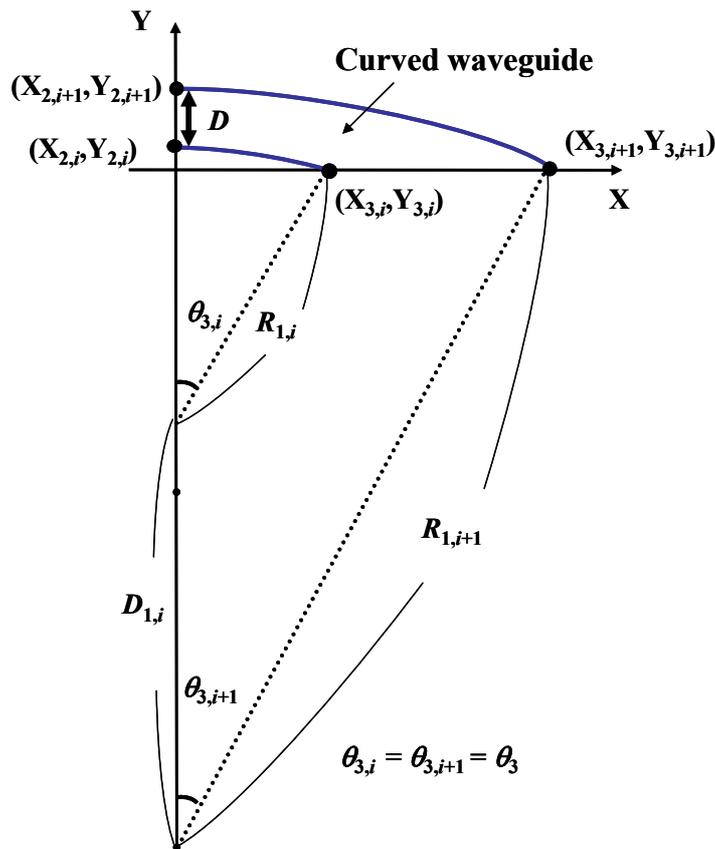


Fig. A2.3 Pattern diagram of the incidence region of the arrowhead waveguide. The blue line is the curved waveguide connected to the V-bend waveguide.

2 点間を結ぶ曲げ導波路の曲げ半径を $R_{1,i}$ とし, $R_{1,i} = R_{\min}$ とする. 更に, 各 V 字型曲げ構造が等しくなるためには, 中心角 $\theta_{3,i}$ は i に依存せず全て等しい値となる. これは, 点 $(X_{3,i}, Y_{3,i})$ における接線の傾きは全て等しいこと, $Y_{2,i}$ もすべて等しいことを意味する. そのため, 中心角 $\theta_{3,i}$ は V 字型微小曲げ導波路への入射角を意味する. 以上の条件より

$$R_{1,i} \cos \theta_3 = R_{1,i+1} \cos \theta_3 - (R_{1,i+1} - R_{1,i} - D) \quad (\text{A2.11})$$

が得られる. 本式より, $R_{1,i+1}$ は

$$R_{1,i+1} = R_{1,i} + \frac{D}{1 - \cos \theta_3} \quad (\text{A2.12})$$

となる. $R_{1,1} = R_{\min}$ が初期条件として与えられるため, 各曲げ導波路の曲げ半径が順々に求まる. Arrowhead 構造の曲げ領域で得られる光路長差 ΔR_1 は式(A2.12)より, 次のように求まる.

$$\Delta R_1 = \frac{D\theta_3}{1 - \cos \theta_3} \quad (\text{A2.13})$$

本式より, ΔR_1 が隣接導波路間距離 D に依存することが証明され, ΔR_1 の最小値は D の最小値によって決定することが分かる. なお, Fig.A2.3 において, V 字型曲げ構造間距離 Z は $X_{3,i+1} - X_{3,i}$ である. Arrowhead 型 AWG の FSR が ΔR_1 によって制限されている理由は, 隣接導波路間距離 D が有限の値を持っていることであり, 式(A2.13)によって証明された. 一方, AWG の光路長差 ΔL の半値 $\Delta L/2$ が ΔR_1 以上である場合は, Fig.3.2.2 に示している直線導波路 $S_{1,i}$ を設けることによって光路長差を長くすることができ, 与えられる光路長差 ΔL は式(3.1.1)で表記される.

著者論文目録

1. 原著論文

1.1 本研究に関連する論文

1. T. Suzuki, Y. Shibata, and H. Tsuda, "Small V-bend silica waveguide using an elliptic mirror for miniaturization of planar lightwave circuits," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 23, No. 2, pp. 902-908, 2005.
2. 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.
3. T. Suzuki, K. Masuda, H. Ishikawa, Y. Abe, S. Kashimura, H. Uetsuka and H. Tsuda, "Planar lightwave circuit dispersion compensator using a compact arrowhead arrayed-waveguide grating," *IEICE Electron. Express*, Vol. 2, No. 23, pp. 572-577, 2005.
4. T. Suzuki, K. Masuda, H. Ishikawa, Y. Abe, S. Kashimura, H. Uetsuka and H. Tsuda, "Dispersion compensator using a compact arrayed-waveguide grating with a dispersion-adjusting structure," *IEICE Electron. Express*, 2006 (accepted for publication).

1.2 その他の論文

1. Y. Shibata, T. Suzuki, and H. Tsuda, "Design and evaluation of an N:N optical coupler using an integrated waveguide mirror," *Opt. Review*, Vol. 11, No. 3, pp. 182- 187, 2004.
2. K. Mandai, D. Miyamoto, T. Suzuki, H. Tsuda, K. Aizawa, and T. Kurokawa, "Repetition rate and center wavelength-tunable optical pulse generation using an optical comb generator and a high resolution arrayed-waveguide grating," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2006 (accepted for publication).

2. 国際会議

1. T. Suzuki, K. Masuda, H. Tsuda, R. Inohara, H. Takahashi, H. Ishikawa, Y. Abe, S. Kashimura, and H. Uetsuka, "Dispersion Compensation Experiments of 40 Gbit/s NRZ Signal Using Arrayed-Waveguide Grating Based Dispersion Compensator," in *European Conference on Optical Communication 2005*, Glasgow, Th1.5.1, 2005/09.
2. T. Suzuki, H. Tsuda, "16ch, 100 GHz-spacing compact arrayed-waveguide grating using a double bending structure," in *Pacific Rim Conference on Lasers and Electro-Optics 2005*, Tokyo, Ctuk3-3, 2005/07.
3. T. Suzuki, K. Masuda and H. Tsuda, "Dispersion compensator using arrowhead arrayed-waveguide grating," in *Integrated Photonic Research and Applications 2005*, San Diego, IMB3, 2005/04.
4. T. Suzuki, K. Masuda, A. Tate, and H. Tsuda, "25-GHz spacing, 8-ch compact arrowhead arrayed waveguide grating using v-bend waveguides," in *Photonics West 2005*, San Jose, 5728-49, 2005/01.
5. T. Suzuki, K. Mandai, H. Tsuda, T. Kurokawa, and T. Kawanishi, "Optical pulse generation by controlling the sidebands of the phase modulated light," in *9th OptoElectronics and Communications Conference*, Yokohama, 16A1-1, 2004/07.
6. T. Suzuki, Y. Shibata, K. Masuda, and H. Tsuda, "Compact arrowhead arrayed waveguide grating using v-bend optical waveguides," in *Integrated Photonic Research 2004*, San Francisco, IFH2, 2004/07.
7. T. Suzuki, Y. Shibata and H. Tsuda, "Study on small optical silica-waveguide using an elliptic mirror utilized for various planar lightwave circuits," in *9th Microoptics Conf.*, Tokyo, H20, 2003/10.
8. T. Suzuki, Y. Shibata and H. Tsuda, "Design and the fabrication of small v-bend optical waveguide using an elliptic mirror," in *11th European Conference on Integrated Optics*, Prague, Thpo 17, 2003/04.
9. T. Suzuki, Y. Shibata and H. Tsuda, "Low loss design of small v-bend optical waveguide using an elliptic mirror," in *3rd International Conference on Optics-photonics Design & Fabrication*, Tokyo, P18, 2002/10.
10. T. Suzuki, Y. Shibata and H. Tsuda, "Small v-bend optical waveguide using an

elliptic mirror for miniaturizing planar lightwave circuits,” in *Integrated Photonic Research 2002*, Vancouver, IFG4, 2002/07.

3. 国内学会

1. 鈴木崇功, 増田健一, 津田裕之, 猪原涼, 高橋英憲, 石川弘, 阿部由紀雄, 樫村誠一, 上塚尚登, “アローヘッド型アレイ導波路回折格子を利用した分散補償器”, *電子情報通信学会ソサイエティ大会 2005*, C-3-104, 2005/09.
2. 鈴木崇功, 津田裕之, “超高分解能アローヘッド型アレイ導波路回折格子”, *電子情報通信学会全国大会*, C-3-18, 2005/03.
3. 鈴木崇功, 津田裕之, “V字型微小曲げ構造を利用した小型アレイ導波路回折格子”, *PN研究会*, PN2004-58, 2004/10.
4. 鈴木崇功, 萬代浩平, 津田裕之, 黒川隆志, 川西哲也, “位相変調光のスペクトル制御による短パルス発生”, *春季応用物理学会*, 31a-ZV-11, 2004/03.
5. 鈴木崇功, 石田万里子, 柴田泰, 津田裕之, “導波路内ミラーを利用した微小曲げ導波路の設計と試作”, *LQE研究会*, LQE2003-178, 2004/01.
6. 鈴木崇功, 柴田泰, 津田裕之, “楕円ミラーを利用した光路変換石英導波路の基本特性”, *電子情報通信学会ソサイエティ大会*, C-3-88, 2003/09.
7. 鈴木崇功, 柴田泰, 津田裕之, “楕円ミラーを使った最小光路変換導波路”, *光エレクトロニクス研究会 (OPE)*, OPE2002-140, 2003/01.
8. 鈴木崇功, 柴田泰, 津田裕之, “楕円ミラーを使った光路変換導波路の低損失設計”, *電子情報通信学会ソサイエティ大会*, C-3-70, 2002/09.
9. 鈴木崇功, 柴田泰, 津田裕之, “光路変換導波路ミラーの設計”, *電子情報通信学会全国大会*, C-3-111, 2002/03.

4. その他

特許

1. 津田裕之, 鈴木崇功, 「導波路型光機能素子」 平成 15 年 4 月 15 日 特願 2003-110862
(特許査定 3661036 号)
2. 鈴木崇功, 津田裕之, 「アレイ導波路回折格子」 平成 16 年 2 月 19 日 特願 2004-043702