

博士学位論文(工学)

次世代光ネットワークノード構築のための
空間光変調器を用いた高機能光スイッチの研究

平成 25 年度

慶應義塾大学 大学院理工学研究科

反本 啓介

論文要旨

光ネットワークの大容量化への需要に応えるため、波長多重された各信号に対し最適な伝送経路を選択し動的に経路を切り替える ROADM(Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexer)がネットワークノードに導入されている。上記ネットワークを柔軟に再構成するため、ROADM を構成する光ファイバおよび光送受信器は多数の光スイッチを用いて配線される。ROADM の設置スペースや光増幅器の電力削減、および信号品質維持のために、個々の光スイッチ素子の小型化・低損失化・偏光無依存化が求められている。また、周波数利用効率向上のため、異なる変調方式による信号を多重伝送する可変グリッド ROADM が必要であり、その実現のために、光スイッチにはグリッド可変動作が求められる。

第1章の序論では、光ネットワークの動向について述べ、ROADM とグリッド可変 ROADM の必要性を述べる。また、その運用のためには、空間スイッチと WSS(Wavelength Selective Switch)を用いたノード構成が不可欠であることを述べる。本研究では、LCOS(Liquid Crystal on Silicon)または MEMS(Micro Electro Mechanical Systems)を用いた空間スイッチ・WSS を提案し、本研究の目的が、これらの光スイッチ素子に対し、低損失性・小型性・偏光無依存性・グリッド可変動作などの機能を付与するための設計手法の確立であることを述べる。

第2章では、LCOS を用いた空間スイッチを提案し、挿入損失低減のため、LCOS を用いて光学系の収差を高速に補償する方法を提案する。収差を補償するための最適な位相パターンを試行錯誤型アルゴリズムによって算出する。解探索の過程において Zernike 関数のモード間の相関性を応用することにより、従来の手法と比べ約2倍高速に補償が可能となる。

第3章では、AWG(Arrayed Waveguide Grating)と LCOS を用いた WSS を提案し、その設計手法を明らかにする。本 WSS では AWG により波長多重信号をスペクトル展開し、各波長信号に対し LCOS を用いて個別にスイッチングを行い、別の層の AWG に出力する。複数の AWG を高い精度で互いに平行に多層化することで、低損失な WSS が得られる。多層 AWG を作製する手段として、別々の基板上に形成された AWG を貼合わせる手法および、単一基板上に複数の AWG をモノリシックに形成する手法を提案する。両手法を用いて多層 AWG を試作し、層間の平行度がそれぞれ $\pm 0.9 \mu\text{m}$ 以下、 $\pm 0.7 \mu\text{m}$ 以下という良好な性能が得られている。

第4章では、多層 AWG と2台の LCOS を用いた偏光無依存型 WSS を提案する。一方の LCOS がスイッチ動作を行い、他方の LCOS が多層 AWG の位相誤差を直交する偏光成分別に補償する。また、偏波ダイバーシティ光学系を導入し、LCOS の偏光依存性が補償される。試作の結果、PDL(Polarization Dependent Loss)が 1 dB 以下という良好な性能が得られている。

第5章では、多層 AWG と1台の LCOS を用いた小型かつ偏光無依存な WSS を提案する。偏波ダイバーシティ光学系に反射器を導入し折り返し型構成とすることにより、小型となる。また1台の LCOS を用いて、スイッチング動作および多層 AWG の位相誤差補償動作の両方が可能となる。試作の結果、光学系サイズが $100 \times 80 \times 60 \text{mm}^3$ 以下、PDL が 2 dB 以下という良好な性能が得られている。

第6章では、MEMS を用いた WSS を提案する。MEMS ミラー表面に複数のスロット構造を設

けることにより、ミラー間ギャップに由来するスペクトルリップルが補償され、グリッド可変動作が可能となる。ミラーピッチが $50\ \mu\text{m}$ の MEMS ミラーに対し、単位ミラーあたりのスロット数を 2 とし、スロット幅を $2\ \mu\text{m}$ と最適化することで、リップル幅が $0.004\ \text{dB}$ 以下という良好な性能が得られることを明らかにする。

第 7 章では本論文を総括し、結論および今後の展望を述べる。

略語一覧表

本論文に登場する略語一覧を以下に記載する。

	略語	英名	和名
A	AWG	Arrayed Waveguide Grating	アレイ導波路回折格子
	ASE	Amplified Spontaneous Emission	自然放射増幅光
B	BER	Bit Error Rate	符号誤り率
	BERT	Bit Error Rate Tester	符号誤り率テスター
C	BPF	Band Pass Filter	バンドパスフィルタ
	BPM	Beam Propagation Method	ビーム伝搬法
	CD	Colorless and Directionless	カラーレス・ディレクションレス
	CDC	Colorless, Directionless and Contentionless	カラーレス・ディレクションレス・コンテンションレス
	CFBG	Chirped Fiber Bragg Grating	チャープド・ファイバブラッググレーティング
	CMP	Chemical Mechanical Polishing	化学機械研磨
	CVD	Chemical Vapor Deposition	化学気相成長
D	CW	Continuous Wave	無変調連続波
	DCF	Dispersion Compensating Fiber	分散補償ファイバ
	DEMUX	Wavelength-demultiplexer	波長分波器
	DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing	高密度波長分割多重
E	EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier	エルビウム添加ファイバ増幅器
F	FSR	Free Spectral Range	自由スペクトル領域
H	HWP	Half-waveplate	半波長板
L	LCOS	Liquid Crystal on Silicon	エルコス / シリコン基板上液晶素子
	LD	Laser Diode	レーザダイオード
	LO	Local Oscillator	局部発振光
M	MEMS	Micro Electro Mechanical System	メムス / 微小電気機械素子
	MUX	Wavelength Demultiplexer	波長合波器
	MZI	Mach-Zehnder Interferometer	マッハ・ツェンダー干渉計
N	NRZ	Non-return-to-zero	非ゼロ復帰
O	OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	直交周波数分割多重
	OSNR	Optical Signal-to-noise Ratio	光信号対雑音比
	OOK	On-off Keying	オン・オフ変調
P	PBS	Polarization Beam Splitter	偏光分離器
	PDL	Polarization-dependent Loss	偏光依存損失
	PMF	Polarization Maintaining Fiber	偏波保持ファイバ
	PSO	Particle Swarm Optimization	粒子群最適化
	QPSK	Quadrature Phase-shift Keying	四位相偏移変調
R	ROADM	Reconfigurable Optical Add-drop Multiplexer	再構成可能型光挿入分岐多重装置
	Rx	Receiver	受信器
	RZ	Return-to-zero	ゼロ復帰
S	SMF	Single Mode Fiber	シングルモードファイバ
T	TODC	Tunable Optical Dispersion Compensator	可変分散補償器
	Tx	Transmitter	送信器
V	VOA	Variable Optical Attenuator	可変光減衰器
W	WDM	Wavelength-division Multiplexing	波長分割多重
	WINC	Wavelength-insensitive Coupler	波長無依存カプラ
	WSS	Wavelength Selective Switch	波長選択スイッチ

目次

第1章 序論	6
1.1 はじめに	6
1.2 光ネットワークの動向と課題	7
1.3 光スイッチ技術の動向と課題	21
1.4 本研究の目的	33
1.5 本論文の構成	35
参考文献	36
第2章 LCOS を用いた空間スイッチの高速収差補償	40
2.1 はじめに	40
2.2 空間スイッチの構造および動作原理	40
2.3 実験系および収差補償アルゴリズム	46
2.4 従来型 PSO による収差補償と局所解の解析	51
2.5 改良型 PSO による高速収差補償	55
2.6 まとめと今後の展望	58
参考文献	59
第3章 多層 AWG と LCOS を用いた波長選択スイッチ	60
3.1 はじめに	60
3.2 波長選択スイッチの構造と動作原理	60
3.3 多層 AWG の作製	69
3.4 多層 AWG を用いた WSS 動作実証	84
3.5 まとめと今後の展望	90
参考文献	91
第4章 多層 AWG と LCOS を用いた WSS の偏光無依存化と AWG の位相誤差補償	93
4.1 はじめに	93
4.2 偏光無依存型 WSS の構造と動作原理	94
4.3 WSS の光学設計とモジュールのアセンブリ	96
4.4 位相誤差補償実験	101
4.5 まとめと今後の展望	109
参考文献	109
第5章 多層 AWG と LCOS を用いた WSS の小型化	111
5.1 はじめに	111
5.2 折り返し光学系を用いた WSS の構成および動作原理	111
5.3 折り返し光学系を用いた WSS の設計	114
5.4 WSS のアセンブリおよび実証実験	116
5.5 まとめと今後の展望	123
参考文献	124

第6章 MEMS を用いた可変グリッド WSS.....	125
6.1 はじめに	125
6.2 従来の MEMS 型 WSS のスペクトルリップル問題.....	125
6.3 スロット構造を有する MEMS を用いた WSS の構成および動作原理.....	127
6.4 リップル補償のためのスロット構造最適化.....	129
6.5 まとめと今後の展望.....	136
参考文献	137
第7章 結論	138
著者論文目録	142
1 定期刊行誌掲載論文（主論文に関連する原著論文）	142
2 定期刊行誌掲載論文（その他の論文）	142
3 国際会議論文（査読付きの full-length papers）	142
4 その他の国際会議発表.....	142
5 国内会議発表	143
6 その他	143
謝辞	144
付録.....	145
A.1 LCOS の回折損失.....	145
参考文献	147

第1章 序論

1.1 はじめに

今日の社会においてはインターネットの利用者数が爆発的に増加し、また動画情報などの高データレートのコンテンツが頻繁にネットワーク上を行き来する時代となっている。これは光ファイバの発明による大容量伝送路の誕生、送受信機の性能向上による信号のビットレートの増加や、信号多重技術の発達による伝送路1本当たりの容量拡大、信号増幅・信号再生・スイッチングなどを可能とする光デバイスの発明、ネットワーク構築法の改善による伝送効率の向上などの光ネットワーク技術によってもたらされた。図 1-1 に現在の光ネットワークの構成を示す。光ネットワークは①大都市間を結ぶ幹線系ネットワーク、②地域内の基地局間を結ぶメトロ系ネットワーク、③建物やビルと基地局とを結ぶアクセス系ネットワークの3つの階層により構成されている。上位階層にある幹線系・メトロ系ネットワークでは、下位の階層のネットワークであるアクセス系ネットワークからの情報を統合し伝送する方式を採用している。

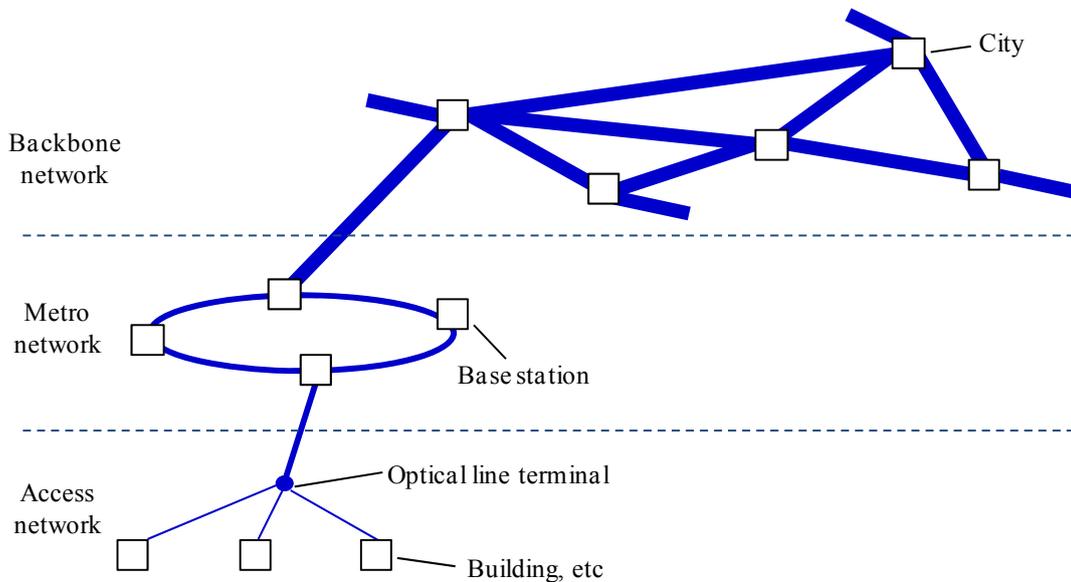


図 1-1 現在のネットワークの構成。

従来はアクセス系ネットワークでは比較的扱う情報量が少なかったため、ネットワークのほとんどが伝送容量の小さい電気ケーブルによって構築されていた。ところが、近年の FTTH (Fiber To The Home) の急速な普及により下位階層であるアクセス系ネットワークでの情報量が増加していることや、遠隔医療・遠隔教育・クラウドコンピューティングなど、高解像度・リアルタイムコンテンツへの需要が高まっていることから、ネットワークの上位階層にあり通信トラフィックの集中する幹線系・メトロ系ネットワークでは、超大容量・柔軟かつ長距離伝送が可能な伝送路とその運用のためのシステムが今後必要とされる。

本章では幹線系・メトロ系ネットワークにおける光ネットワーク技術のこれまでの進展、および今後の動向と課題について述べる。

1.2 光ネットワークの動向と課題

1.2-1 初期の光ネットワーク

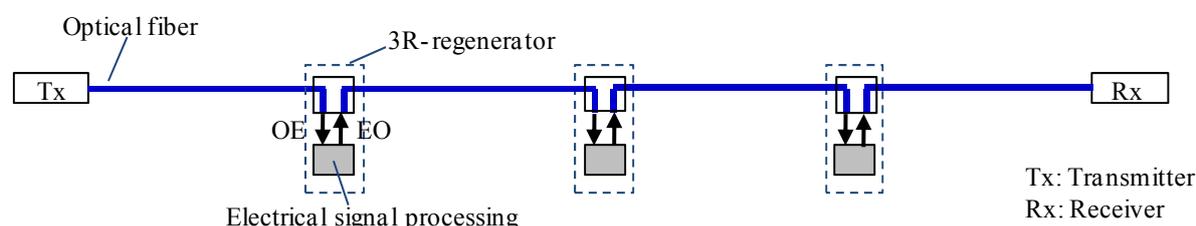


図 1-2 3R 再生中継器を用いた初期のネットワーク。

1) 伝送距離拡大のための技術

光が無線通信で用いられるマイクロ波に対して $10^4 \sim 10^5$ 倍高い周波数を持つことから大容量通信への利用が考えられ、コアの周囲を屈折率の低いクラッドで覆うことにより、全反射を利用してコア内に光を閉じ込めて伝送する光ファイバが発明された。特にコア材料に GeO_2 をドープした石英製の光ファイバは、その高い透明性から長距離伝送への用途が期待された。通信用の光ファイバが登場した 1970 年当初は伝搬損失が 20 dB/km[1]あったが、その後材料中の不純物を取り除くための製法の改良が重ねられ、現在は波長 1550 nm 付近にて 0.2 dB/km の伝搬損失を達成している[2]。この損失値は材料の散乱損失・吸収損失などの原理的な損失の理論限界に近い値であるため、これ以上の低損失化は難しいとされている。そのため長距離の通信を行った際には光信号は必ず減衰する。よって受信器であるフォトダイオードの最低受信感度以上の信号パワーを維持するため、伝搬損失によって減衰した光信号を一定距離ごとに増幅する技術が必要である。また光信号が劣化するもう一つの要因として色分散がある。これはファイバ材料である石英ガラスの屈折率が波長依存性を持つことから、光パルスに含まれる波長成分によって伝搬速度が異なり、パルスの時間幅が広がる現象である。色分散によって時間的に広がったパルスはシンボル間干渉を起し、受信器において符号誤りの原因となるため、分散によって劣化したパルス波形の整形をおこなう技術も必要である。図 1-2 に初期のネットワークの構成を示す。初期の長距離ネットワークでは、光信号の増幅再生のために 3R 再生中継器[3]が用いられた。3R 再生中継器では、等化増幅(Reshaping)・クロックタイミング抽出(Retiming)・識別再生(Regenerating)の操作を光-電気-光(O-E-O)変換を介した高速な電氣的演算処理によって行っていたため、その膨大な設置コストや運用コストがネットワークを拡張するうえでの障壁となっていた。3R 再生機に置き換わる光増幅器としてエルビウム添加光ファイバ増幅器(EDFA: Erbium Doped Fiber Amplifier)[4]が登場した。EDFA は誘導放出を用いて減衰した信号を線形に増幅するデバイスであり、光ファイバの極小損失である波長域の C-バンド(波長: 約 1530~1565 nm)や L-バンド(波長: 約 1565~1625 nm)において高い利得が得られる。増幅に必要な外部操作は励起光の注入のみであり、煩雑な O-E-O 変換や電気演算処理を介する必要が無い。そのため従来のネットワークにおける 3R 再生中継器の大部分が EDFA に置き換えられ、安価にネットワークを構築・運用できるようになった。現在の陸上用の伝送システムでは、EDFA と 3R 再生中継器を併用するシステムが採用されている。分散を補償する技術として、伝送用ファイバとは逆の色分散係数を持つ分散補償ファイバ(DCF: Dispersion

Compensating Fiber)[5]が実用化されている。EDFA と DCF を伝送路内に直列接続することにより、長距離伝送が可能となった。光増幅時において、自然放射増幅 (ASE: Amplified Spontaneous Emission) に伴うノイズ光が必ず発生し、S/N (信号/雑音) 比が悪化する。受信器における S/N 比を維持するため、信号パワーの許容減衰量の下限値が決定される。一方で、1回の光増幅によって増幅させることのできる信号パワーの上限値は、光ファイバの非線形効果によって制限される。非線形効果とは、信号パワーに応じてファイバ材料の屈折率が変化する現象であり、ファイバ内の信号パワーが一定量以上の光強度となることで信号パルスの波形が劣化する現象である[6]。上記理由で決められた上下限値内に信号パワーが収まるよう調整するため、増幅器は約 50~100 km おきに繰り返し設置される。

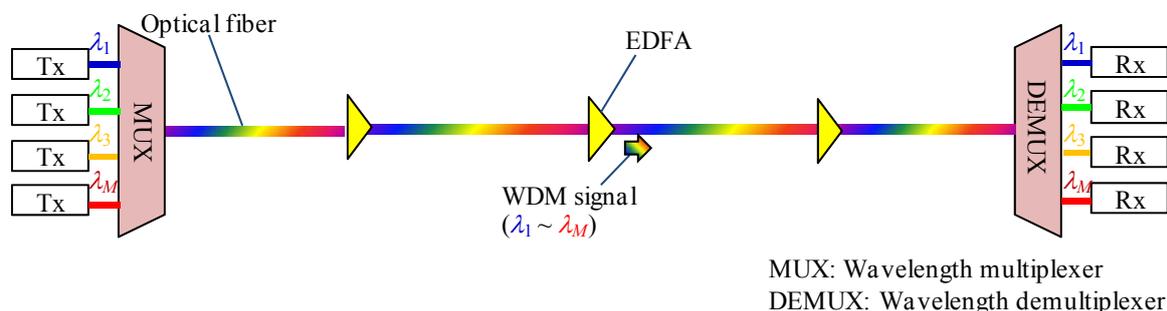


図 1-3 EDFA および WDM 方式を用いたネットワーク。

2) 伝送容量増大のための技術

一方で光ファイバの伝送容量増大のための研究も行われている。その一つが波長分割多重 (WDM: Wavelength Division Multiplexing)方式である。図 1-3 に、WDM を用いたネットワークを示す。特に石英光ファイバの伝搬損失が極小となる波長帯域であり、かつ EDFA で高い増幅効率が得られる C-バンドまたは L-バンドの波長帯を、100 GHz 間隔や 50 GHz 間隔の周波数グリッドで細分化して信号チャンネルを配置する DWDM(Dense Wavelength Division Multiplexing)[7]方式が標準化されている。例えば、C-バンドにおいては、100GHz のチャンネル間隔において、約 40 チャンネルの多重通信が可能である。WDM 信号を用いて通信を行うためには、波長合波器(MUX: Wavelength Multiplexer)と分波器(DEMUX: Wavelength Demultiplexer)が必要である。MUX/DEMUX として代表的なものがアレイ導波路回折格子 (AWG: Arrayed Waveguide Grating) [8, 9]である。図 1-4 に AWG の構造と動作原理を示す。AWG は屈折率の高いコアをより低い屈折率をもつクラッドで覆った導波路によって形成される回折格子である。石英製光ファイバとの接続損失を低減するため、AWG は一般的に石英導波路[10]によって形成される。AWG を DEMUX として用いる場合は、AWG の入力ポートから WDM 信号を入射する。入力 WDM 信号は第 1 スラブ導波路を経て、アレイ導波路を構成する各導波路に分岐出力される。アレイ導波路は隣接導波路間で一定の光路長差が設けられており、信号光が第 2 スラブ導波路に到達した面での等位相面の傾きは波長によって異なる。そのため、2つ目のスラブ導波路において分光され、波長に応じた出力ポートに出力される。AWG を MUX として用いる場合は逆向きに光を入射する。AWG は数 mm ~ 数 cm 角程度の基板上に形成されるため小型であり、リソグラフィ技術により量産可能であるため、現

在の光通信システムで実用化されている。AWG の他、後述する光スプリッタ・カプラなどのネットワーク用基本素子も石英導波路技術によって作られている。

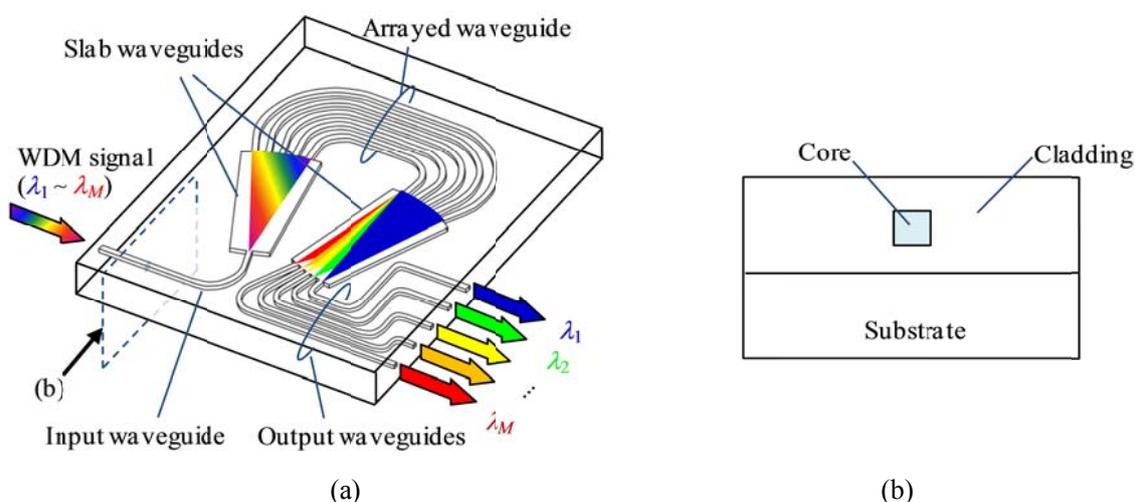


図 1-4 アレイ導波路回折格子: (a) 構造と機能; (b) 導波路の断面構造。

送受信器(Tx、Rx)の性能向上も伝送容量の向上に貢献した。送信機 Tx は一般的に半導体レーザ(LD: Laser Diode)と外部変調器により構成され、無変調連続波(CW: Continuous Wave)発振した半導体レーザの出力光をマッハ・ツェンダー干渉計型の外部変調器[11]を用いて強度変調する。この変調方式は、“0”または“1”の2値で符号化された情報を光パルスの ON-OFF の状態によって伝送する OOK(On-Off Keying)方式と呼ばれる。変調器の材料としては主に LN (LiNO₃) が用いられ、LN の電気光学効果を利用して高速な変調が可能である。MUX の各ポートに接続される LD の発振波長は、MUX のポートの波長に厳密に一致している必要があり、DWDM 規格で定められた波長に設定される。

受信器 Rx は吸収層を InGaAs とする光電変換素子を用いて構成され、Cバンド、Lバンドを含む広い波長帯域にて高い受信感度を有する。OOK 信号の場合、光信号の時間波形がそのままに電気信号に変換されるため、後述する多値変調方式の場合に必要な複雑な復調用の光回路を必要としない。

1.2-2 ROADM を用いた現在のネットワーク

1) ROADM の導入による通信の多地点化

図 1-2、1-3 に示した初期のネットワークは2地点間を結ぶ P2P(Point to Point)[3]と呼ばれる形態であった。これに対し現在のネットワークでは、多地点間を効率的に接続するために ROADM (Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexer)[12]が導入されている。図 1-5 に ROADM を用いたネットワークの機能を示す。

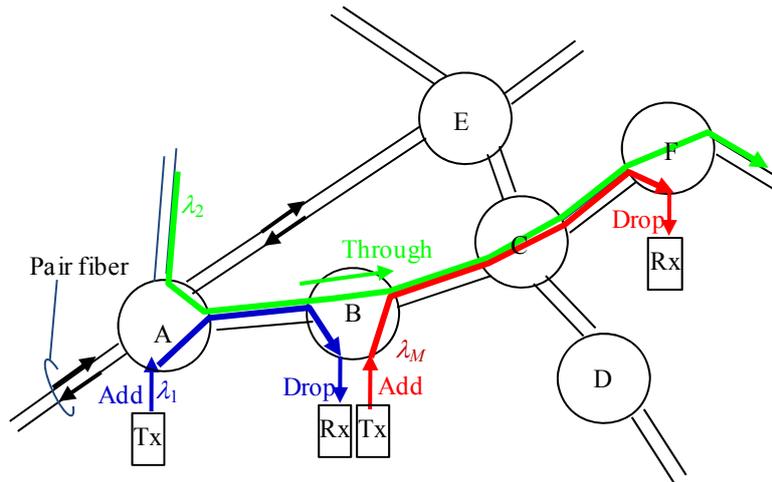


図 1-5 ROADMs を用いたネットワーク。

ここではネットワークの分岐点 A~F はノードとよばれ、ノード間が光ファイバペアを用いて接続されている。伝送路がファイバペアで構成されている理由は、例えば A から B へ、および B から A へといった双方向の通信を可能とするためである。ノード A-F 間は、直接接続されていないが、B と C を経由して通信を行うことができる(波長 λ_2 の信号)。よって全ノードをフルメッシュ接続する場合と比べて、少ない光ファイバを用いて多地点間が接続されるため、ファイバ敷設コストの面で有利であり、実用化されている。上記経路動作では O-E-O 変換は行われず、信号 λ_2 は光のままノードを通過する(Through)。この時、ノード A からは別の波長(λ_1)の信号をネットワークに挿入(Add)して伝送することができ、ノード B において、同信号を分岐(Drop)して受信することもできる。また最適な伝送経路、最適な使用波長はネットワークユーザの位置や時間によって変化するため、動的にネットワークを再構成(Reconfigure)する機能も必要とされる。ネットワークユーザが通信を行う際、まず使用する光パス(ファイバ経路・使用する Tx・Rx)を予約し、一定時間の通信を行う。通信終了後の光パスは予約が解放され、別のユーザが使用可能な状態となる。

上記柔軟なネットワークを実現するため、ROADMs は図 1-6(a)のように構成される。ここでは ROADMs の例として、ノードに接続されるファイバ対が 2 組である 2-degree ROADMs (例: 図 1-5 のノード B) を示している。光増幅器 (EDFA)、光スプリッタ(SP)、MUX/DEMUX 用 AWG、波長選択スイッチ(WSS)を組み合わせることで ROADMs が構成される。WSS は図 1-6(b)に示すような 1 つの入力ポートと複数(N 個)の出力ポートを有する光スイッチであり、入力された WDM 信号に対し、波長別に任意の出力ポートにスイッチングを行う機能を持つ。ROADMs では図 1-6(c)のように、図 1-6(b)での使用法とは逆向きに WSS を使用し、複数のポート(#1 ~ # N)側に光を入射し、各入力ポートを通る WDM 信号から、任意の波長成分を選択的に取り出し 1 つの出力ポート(#C)に合波する。ROADMs の動作の例として、ある信号(波長 λ_2)をネットワークから Drop して受信する場合を、図 1-6(a)を用いて説明する。方路 WEST から入力された WDM 信号(IN-WEST)は光スプリッタにより、信号パワーの一部(ここでは信号パワーの半分)が DEMUX 用 AWG を経由し、各信号波長に対応するポートから Rx に出力される。次に、Tx を用いて、前述の Drop 動作で受

信したものと同一波長 λ_2 で変調された別信号をネットワークに挿入(Add)する動作を考える。波長 λ_2 に対応する Tx で変調された信号は MUX 用 AWG を経て、WSS の複数の入力ポートのうちの 1 つ(ポート#1)に入射する。もうひとつの入力ポート#2 には、方路 WEST 側の光スプリッタから出力された WDM 信号が入射される。ポート#1 に入力された波長 λ_2 の信号は Add され、ポート#2 を通過してきた波長 λ_2 の信号はブロックされる。ポート#1 を通過してきた波長 λ_1 および λ_3 の信号はブロックされずに共通ポートに出力される(Through)。以上の動作により、方路 WEST から EAST に向かう通信が行われる。送受信器群 Tx と Rx はトランスポンダと呼ばれ、1 方路当たり WDM のチャンネル数分(=M 台)必要とされる。図 1-6(a)では、ノード構成の一例として 2-degree ROADM について述べたが、一般に N-degree ROADM とした場合、 $1 \times N$ WSS と $1 \times N$ スプリッタがそれぞれ N 台ずつ必要になる。トランスポンダ Tx・Rx はそれぞれ、NM 台ずつ必要となる。

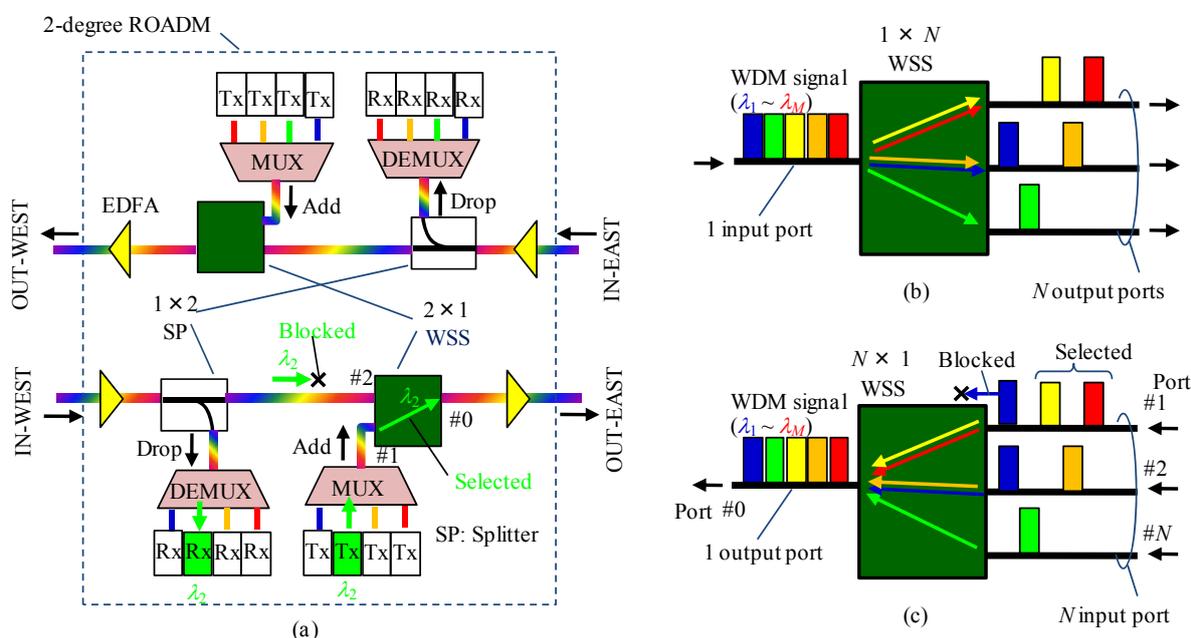


図 1-6 ROADM の構成例: (a) WSS を用いた 2-Degree 従来型 ROADM; (b)(c) WSS の機能。

2) ROADM を用いたネットワークにおける分散補償技術

近年の電気回路の高速化などの技術進歩により Tx・Rx の性能が向上し、1 チャンネルあたり 40 Gbit/s といった高速な光信号の送受信が可能となった。一方で高周波信号はその信号のスペクトルが広帯域となるため伝送路の色分散の影響を強く受けるようになり、従来の低速なネットワークでは問題とならなかった DCF の残留分散によるパルス波形の劣化が顕在化した。ROADM を用いた動的なネットワークでは伝送路の残留分散量が時々刻々と変動するため、分散量の変動に応じて動的にパルス波形を復元するために補償量が任意に設定可能な可変分散補償器(TODC: Tunable Optical Dispersion Compensator)が開発されている。TODC としては、分光器と位相変調器を組み合わせたもの[13, 14]や、チャープド・ファイバブラッググレーティング(CFBG)を温調するもの[15]などが報告されている。

3) 変調方式の改善による周波数利用効率の向上

近年急速に技術が進展し、実用化が期待されているのが多値変調方式である。これは有限な周波数資源の利用効率を向上するための方策である。WDM システムで用いられる波長は、EDFA で増幅可能な帯域(C-バンドまたはL-バンド)に制限され、多重出来るチャンネル数 M は、チャンネルグリッド間隔で決まる。従来の OOK 方式では図 1-7(a)のように光強度のオン・オフによって“0”または“1”の2値(1 ビット)の符号化をおこなっているのに対し、例えば四位相偏移変調(QPSK: Quadrature Phase Shift Keying)方式では図 1-7(b)のように情報のビットとして、搬送波の位相を“ $\pi/4$ ”, “ $3\pi/4$ ”, “ $5\pi/4$ ”, “ $7\pi/4$ ”の4値のシンボルで変調し、各シンボルはそれぞれ“11”, “10”, “01”, “00”のように符号化される。すなわち1シンボルにつき2ビットが符号化されるため、OOK よりも単位周波数あたりの情報量を向上することができる[16]。図 1-8 は 40 Gbit/s で変調された (a)RZ(Return-to-zero)-OOK 方式と(b)RZ-QPSK 方式のスペクトルを比較したものである。同じビットレートで比較した場合 QPSK 方式の方が OOK の場合よりもスペクトルの広がり狭く、これにより従来の 100GHz 間隔の周波数グリッドよりも多重度の高い 50GHz 間隔の周波数グリッドを用いて信号を多重することが可能となった。50GHz 間隔の周波数グリッド C バンドに約 90 チャンネルの多重が可能である。ただし、送信器・受信器の構成は OOK 方式用のものと比べ、複雑な変復調用光回路や高速な電気回路が必要であるためトランスポンダのコストがきわめて増大する[17]。

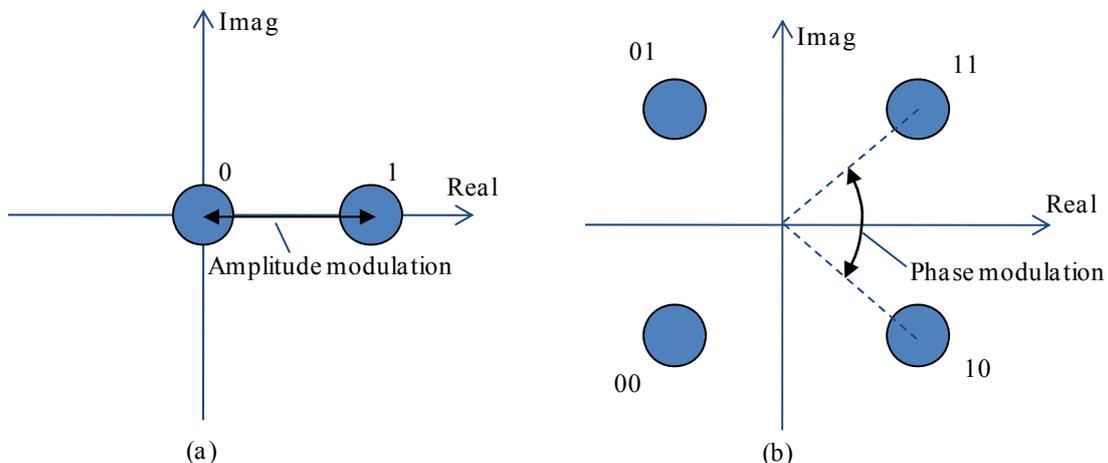


図 1-7 変調方式による信号のダイヤグラムの比較: (a)OOK 方式; (b)QPSK 方式。縦横軸は変調波の複素振幅の実部・虚部を表す。

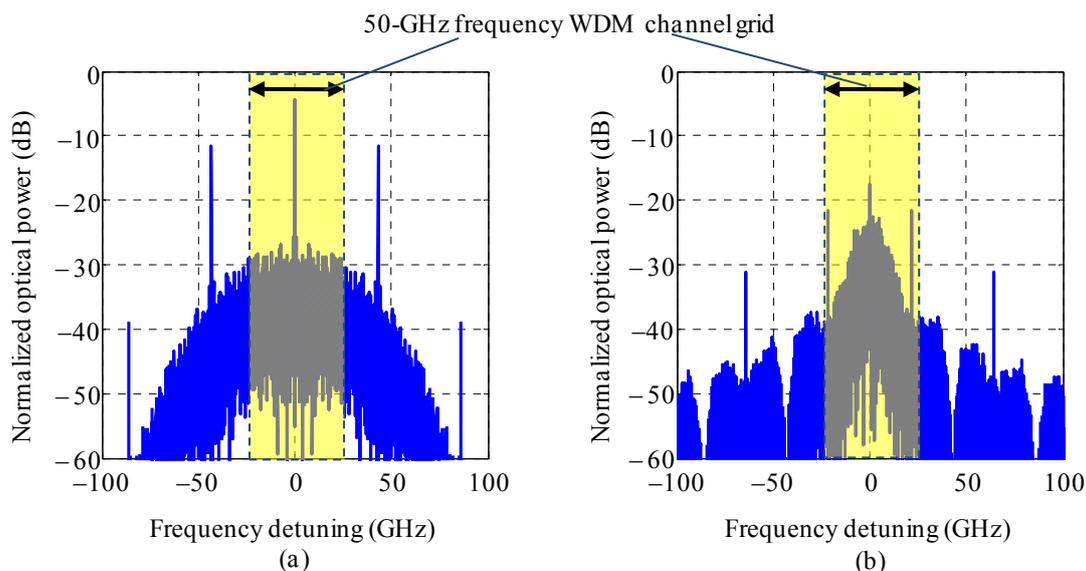


図 1-8 信号のパワースペクトルの比較: (a) 40-Gbit/s RZ-OOK 信号; (b) 40-Gbit/s RZ-QPSK 信号。

4) 従来型 ROADM の問題点

上記従来型の ROADM の第一の問題点として、トランスポンダ(Tx・Rx)のコストが挙げられる。これは多値変調方式などの信号フォーマットの高度化に伴い、変調器や復調器およびそれらを駆動するための高速な電気回路は複雑化し、Tx・Rx 1 台あたりのコストが増加するためである。また、ROADM を構成するためには WDM チャンネル数とノードの方路数の増加に応じて多数の Tx・Rx が必要となるため、大規模なノードでは膨大なコストとなる。ノード内に多数あるすべての Tx・Rx が常時稼働しているわけではなく、全 WDM 信号のうちの一部のチャンネルのみを Add/Drop しているだけなので、休止している Tx・Rx の割合が多く、Tx・Rx モジュールの運用効率がコストに見合っていない点が問題視されるようになった。ノードの大規模化のためには、より効率の良いノード構成法が求められている。

第二の問題点として、MUX/DEMUX 用に AWG を使用しているため、AWG の特定のポートに接続されたレーザは発振できる波長が固定されてしまうことが挙げられる。例えばある Tx が故障した場合、予備の Tx モジュールが故障器と交換されるまでの間はノードではその波長を用いて Add 動作を行うことができない、という障害が生じる。Rx についても同様に、故障時にそのノードで特定の波長光が受信できなくなるといった障害が起こる。

1.2-3 CDC-ROADM を用いた次世代型ネットワーク

1.2-2 項 4) にて述べた従来型 ROADM の問題点を解決するため、新しい ROADM の構成法が提案されている[12, 18, 19]。これは従来の ROADM に対して、

- Colorless (Tx・Rx の発振・受光波長が可変)
- Directionless (Tx・Rx が任意の方路の光ファイバと接続可能)
- Contentionless (同一波長で変調された別信号同士が、同一経路内で衝突しない)

と呼ばれる新しい機能を付与するものである。以下、これらの次世代型 ROADM の機能の詳細を

構成法別に述べる。

1) Colorless ROADM

図 1-9(a)に次世代型 ROADM の一つである Colorless ROADM[12]の構成例を示す。図 1-6(a)に示した従来型 ROADM と Colorless ROADM の違いは、従来は Tx・Rx と接続されていた MUX/DEMUX 用 AWG が、光カップラ(CP)および WSS に置き換わっている点である。また、従来は発振波長・受光波長が固定であった Tx・Rx が、波長可変型の送受信器(λ -Tx・ λ -Rx)となっている点が異なる。波長可変型送信器 λ -Tx には、波長可変レーザが光源として用いられ、任意の波長で発振された単色光を搬送波とし外部変調器を用いて変調することで信号を生成する。可変波長レーザとして、DFB(Distributed Feed-Back)レーザの温度を制御することで共振器長を調整し発振波長を可変とする方式[20]や、SOA(Semiconductor Optical Amplifier)に接続された外部共振器の光路長を制御して発振波長を可変とする方式[21]などが用いられる。Colorless ROADM において Add 動作を行う場合を考える。各 λ -Tx により変調された信号が光カップラ(光スプリッタの入出力ポートを逆向きに使用したもの)によって合波され、WDM 信号となる。Add 用 WDM 信号と Through 用の WDM 信号が WSS によって選択される。Drop 動作では光スプリッタで分岐された WDM 信号が WSS に入射し、任意の波長信号が任意の Rx にスイッチされる。

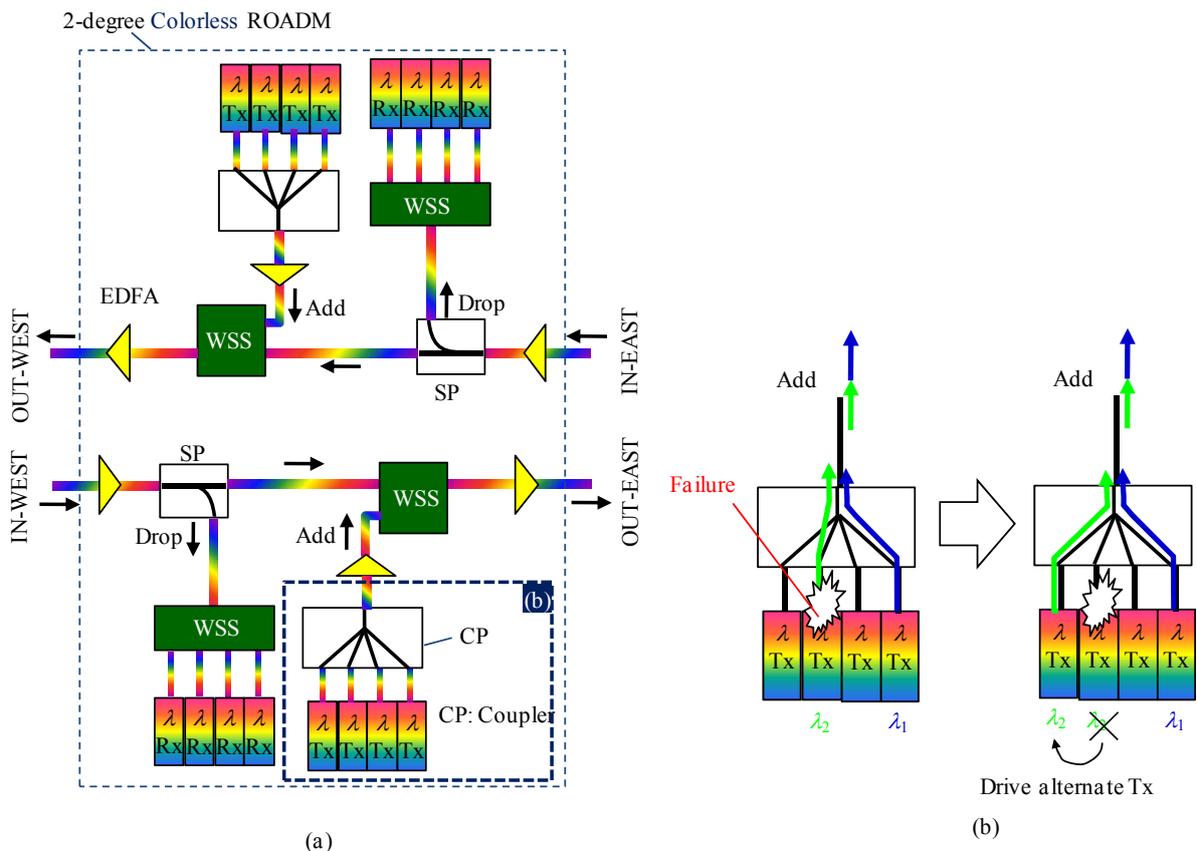


図 1-9 Colorless ROADM の構成と機能: (a) 2-Degree Colorless ROADM の構成; (b) Tx 故障時における予備 Tx の代替駆動による障害復旧動作。

Colorless ROADM の利点として、発振波長固定の制約を受けなくなるため、Tx・Rx の故障時に別の Tx・Rx を代替駆動することができる点が挙げられる。例えば図 1-9(b)のような状況において、ある Tx を用いて波長 λ_2 の信号を Add する際にその Tx が故障してしまった場合、別の Tx の発振波長を λ_2 とし代替駆動することで通信が継続でき、即座に障害から復旧することができる。また発振波長固定の制約を受けなくなるもう一つの恩恵として、従来型の ROADM と比べて休止状態の Tx・Rx の割合が減少するため、Tx、Rx の台数の削減が可能となった点も Colorless ROADM の利点である[12]。

Colorless ROADM 欠点としては、従来型 ROADM と同様に方路毎に Rx・Tx が必要である点である。コストの観点から、特に方路数の多い大規模なノードにおいては、さらなる Rx・Tx の台数削減が可能な ROADM 構成法が望まれている。

2) Colorless and Directionless (CD-) ROADM

前記 Colorless ROADM の問題点を改善するため、Colorless and Directionless (CD-) ROADM[18] が考案されている。図 1-10(a)に CD-ROADM の構成を示す。図 1-9(a)に示した Colorless ROADM との違いは、Add/Drop 用トランスポンダに光カプラおよび WSS が追加された点である。本構成の利点として、前述した Colorless 機能に加え、 n -Tx からは任意の方路に信号を出力し Add する動作が可能となり、任意の方路からの信号を Drop して n -Rx にて受信可能となった点である。例えば Add 動作では、図 1-10(b)のように n -Tx からの信号(波長 λ_2)は光カプラを経由して他の n -Tx からの別波長信号と合波され、光スプリッタによってすべての方路に向けて分岐される。ここで「WSS-2 を用いて λ_2 を選択的にスイッチし、WSS-1 を用いて λ_2 をブロック」とすれば信号 λ_2 は方路 EAST に出力され、逆に「WSS-2 では λ_2 をブロック、WSS-1 では λ_2 をスイッチ」と設定すれば信号 λ_2 は方路 WEST に出力させることができる。このような Directionless と呼ばれる機能によって、方路毎に Tx・Rx を用意する必要がなくなり、従来の Colorless ROADM と比べて Tx・Rx の運用効率の向上と台数削減が可能となる。

CD-ROADM の問題点としては、トランスポンダの予約状況によっては、発振波長数に制約が生じる場合がある点である。例えば図 1-10(b)に示した状況において、ある送信器 n -Tx が既に波長 λ_2 を用いて方路 WEST に向けて Add 動作を行っているとする。この時、別のユーザから新たに「波長 λ_2 を使用して方路 EAST 方向に信号を Add したい」という要求があった場合、仮に別の n -Tx を駆動して波長 λ_2 の信号を発振したとしても、合波用カプラ(CP)において、同一経路内で同じ波長の別信号が干渉してしまうため、このノードでは波長 λ_2 を方路 WEST に Add 動作することができないという制限が生じる。この問題は波長衝突(Contention)[22]と呼ばれる。Drop 動作における n -Rx 側についても同様の問題が生じる。

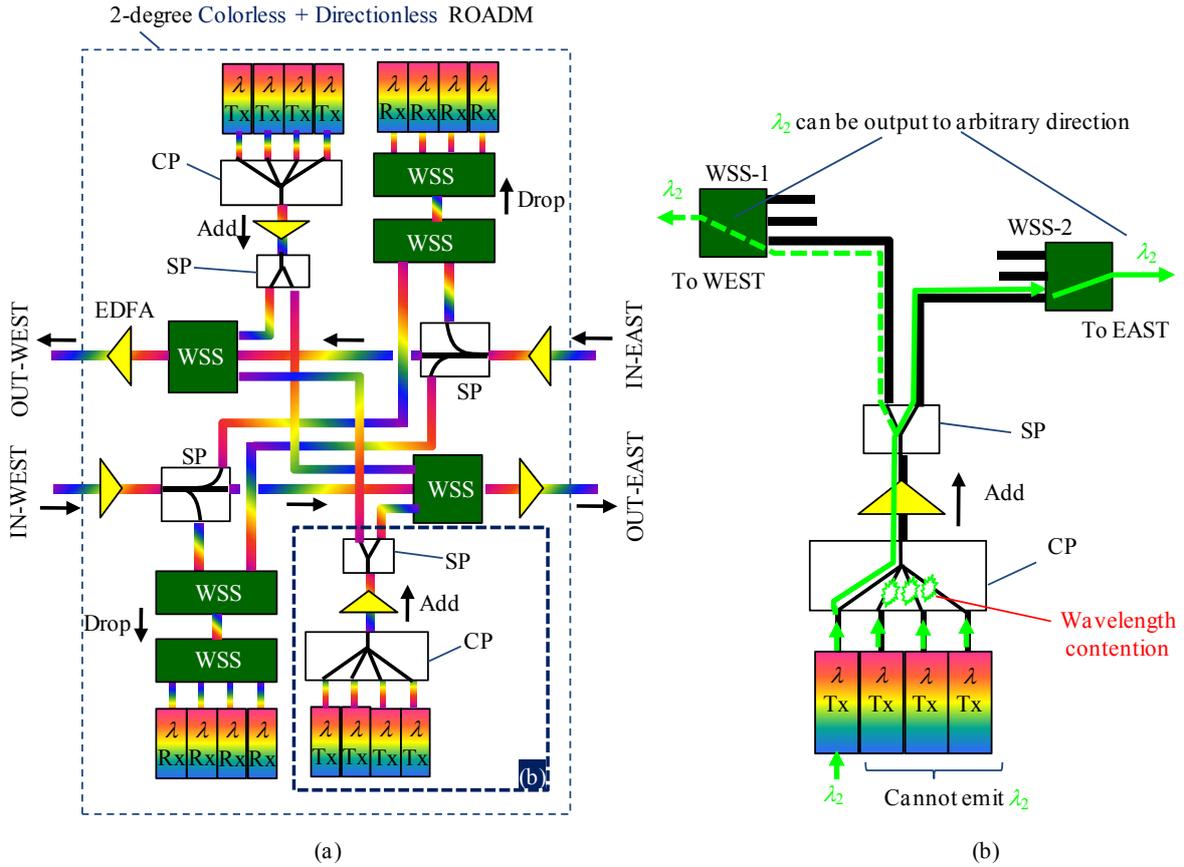


図 1-10 Colorless and Directionless (CD-) ROADMs の構成例(a) 2-Degree CD-ROADM の構成; (b) 波長衝突(Contention)の問題。

3) Colorless, Directionless, and Contentionless (CDC-) ROADMs

前記 CD-ROADM における波長衝突(Contention)の問題点が改善された、より高い柔軟性を有する Colorless Directionless and Contentionless (CDC-) ROADMs [19] が考案されている。図 1-11(a) に CDC-ROADM の構成を示す。トランスポンダ部(λ -Tx・ λ -Rx アレイ)が光スプリッタ・光カップラ・空間スイッチアレイを用いて、各方路の WSS に接続される。図 1-11 (b) に示すトランスポンダ部に用いられている光カップラ・光スプリッタと空間スイッチアレイからなるデバイスはマルチキャストスイッチと呼ばれる。マルチキャストスイッチを構成する $1 \times N$ 空間スイッチは図 1-11(c) に示すように一つの入力ポートおよび複数(N)の出力ポートを持ち、入力ポートと出力ポート間の経路を切り替えるスイッチである。図 1-11(d) のように、逆(分岐ポート)側から入射して $N \times 1$ 空間スイッチとして用いる場合も同様の動作であり、経路が接続されていないポートからの入力光はブロックされる。図 1-11(b) はマルチキャストスイッチを用いた Add 動作を示しており、ここでは 3 チャンネルの信号(波長 = $\{\lambda_1, \lambda_2, \lambda_2\}$) を Add している。マルチキャストスイッチを用いれば、 λ -Tx を用いて λ_1, λ_2 といった任意の波長光を発振可能であり (Colorless)、各信号光を WEST または EAST の任意の方路へ出力可能である (Directionless)。またマルチキャストスイッチの別ポートを使用して、同じ波長を複数の Tx を用いて発振した場合でも(波長 λ_2 の信号)波長衝突が起こらないスイッチングが可能となる (Contentionless)。

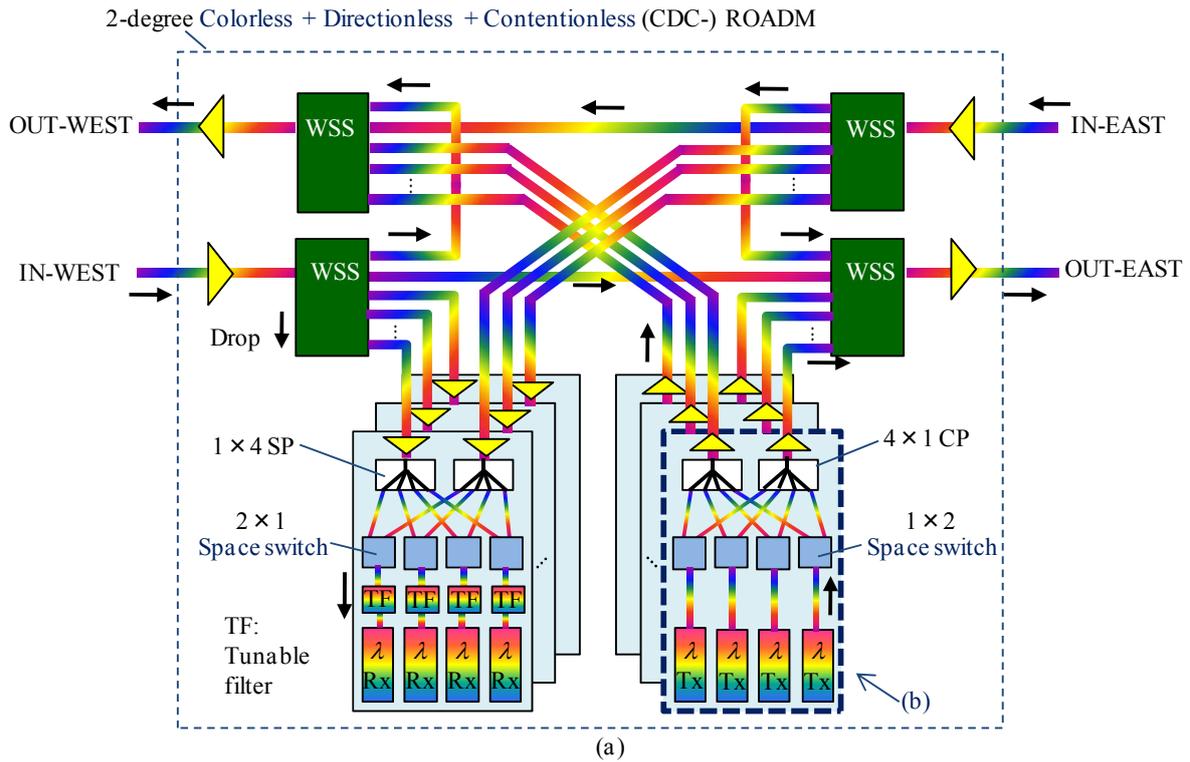


図 1-11 CDC-ROADM の構成例: (a) WSS と空間スイッチを用いた 2-Degree CDC-ROADM; (b) CDC-Add 動作の例; (c)(d) 空間スイッチの機能。

1.2-4 信号監視技術

EDFA による信号増幅率の決定や、TODC による補償量の決定、およびノードを構成する機器の故障の有無の判定を行うために、ノード内の各伝送路を通過する信号のパワーや品質を監視する技術が必要とされている。伝送路からタップコプラを用いて分岐した信号を、干渉計などを経

由して光電変換子に入射し受信電気信号を解析することで、WDM チャンネルごとの信号のパワー [23]、光信号/雑音比(OSNR: Optical Signal to Noise Ratio)[24]、色分散による信号の劣化量[25]などをモニタ出来るデバイスが報告されている。図 1-7 (a)に示したようにノード内の光配線は複雑であり、すべての配線に対して個別のモニタ用デバイスを用意するのはコストの面で実用的ではない。そこで1台のモニタ用デバイスを用いて複数地点の信号品質を監視可能とするため、図 1-12 のように空間スイッチを用いたモニタ方式が提案されている[23]。空間スイッチを用いて、モニタデバイスに接続される監視対象箇所を順次切り替えることで、複数箇所を伝送する信号品質を一定の時間間隔でモニタすることができる。より多地点の信号監視を低コストに実現するためには、空間スイッチが多ポートであることが望ましい。

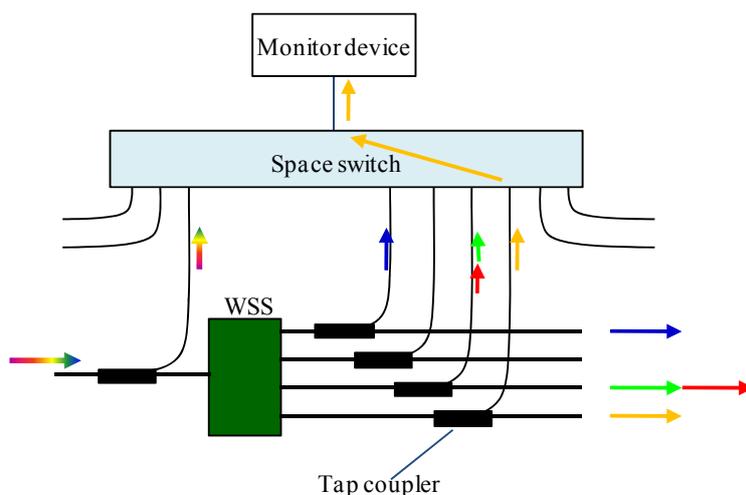


図 1-12 チャンネルモニタと空間スイッチを用いたノード内の信号監視の例。この例では WSS の各入出力ポートを伝送する信号を監視している。

1.2-5 デジタルコヒーレント伝送技術

近年、デジタルコヒーレントと呼ばれる新しい伝送技術[26]が注目されている。デジタルコヒーレント伝送では、受信器 Rx において局部発振光(LO: Local Oscillator)と呼ばれる検波用のレーザが置かれ、信号光と LO との干渉光を受信し、受信波のビートを測定することで上述した QPSK などの信号を高感度に復調する検波方式を採用する。また、受信波形を電氣的演算によって解析することが特徴であり、①わずかなハードウェア改変のみでどのような信号フォーマットでも受信可能であること、②LO の位相ゆらぎ・偏波ゆらぎといったノイズの補償が電氣的演算によって可能であること、③色分散や偏波モード分散といった伝送路による信号劣化の補償も可能であること、といった多数のメリットが得られる。デジタルコヒーレント伝送を実用化するためには高速演算用の電気回路が必要であるため、受信器 Rx のコストと、演算によって消費される電力削減が課題である。

1.2-6 可変グリッド WDM 技術

光ファイバを用いて低損失に光信号を伝送可能な周波数帯域は C-バンドまたは L-バンドと呼ばれる帯域に限られており、ネットワークの伝送容量を拡大するためには上記周波数資源の利用

効率の向上が求められる。周波数利用効率の向上のための手段としては

- ・信号の変調方式の改善
- ・信号の多重方式の改善

の2手法がある。前者の変調方式については、QPSK などの多値変調技術を用いることによって周波数利用効率の改善が可能であることを 1.2-2 項 3) で述べた。

後者の多重方式については、従来の WDM 方式では C-バンドまたは L-バンドを、100 GHz または 50 GHz の標準化によって定められた周波数間隔(固定グリッド)で分割し波長多重を行っていた。図 1-13(a)に従来の固定グリッド WDM 方式を用いた信号多重の例を示す。例えば、Ch. 3 の信号を見ると、40 Gbit/s で変調した信号のスペクトルが周波数グリッドに周波数の無駄を生じることなく收容されている。一方で Ch. 1、Ch. 2 を見ると、10 Gbit/s の信号が多重されており、信号のスペクトルは Ch. 3 の 40 Gbit/s のものよりも周波数の占有幅が狭いため、グリッド内に周波数の空白(使用されていない周波数領域)が生じていることが分かる。このようにビットレートやフォーマットの異なる信号が混在する状況下では、従来の固定グリッド WDM 方式では周波数利用効率が低下してしまう。今後デジタルコヒーレント方式が実用化されれば、どのようなフォーマットの信号でも受信可能であるため、ネットワーク上に複数の異なるフォーマットの信号が混在する状況はますます予想される。

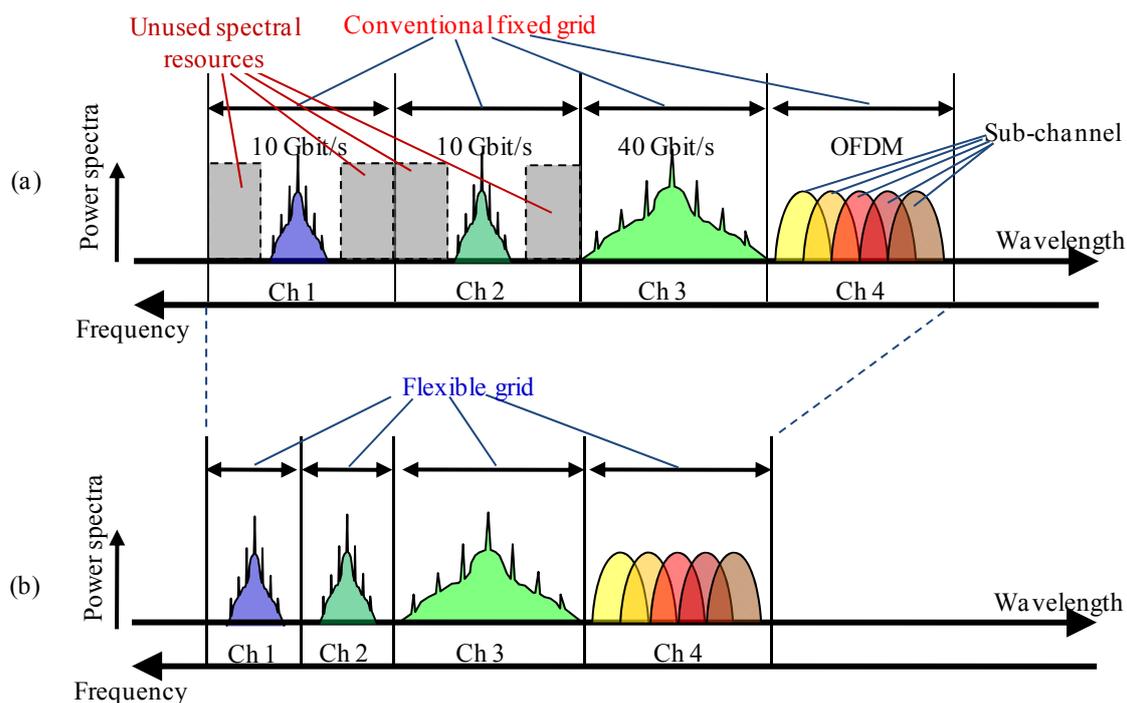


図 1-13 WDM 信号のパワースペクトル比較: (a) 従来の固定グリッド WDM 方式 (b) 次世代型可変グリッド WDM 方式。

上記周波数利用効率の問題を改善するために従来の固定グリッド WDM 方式を廃止し、図 1-13(b)のようにグリッド間隔をチャンネルに応じて動的に設定する、可変グリッド WDM 方式が導入されようとしている[27-29]。可変グリッド WDM 方式では、10 Gbit/s など比較的低位ビットレートのチャンネル(Ch. 1、Ch. 2)に対してはグリッド幅を狭く設定し、40 Gbit/s など高位ビットレートの

チャンネル(Ch. 3)に対してはグリッド幅を広く設定することで、従来の固定グリッド WDM 方式よりも周波数利用効率を高めている。可変グリッド WDM 方式を用いるもうひとつの利点として、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)などの複数のサブチャンネルを周波数上で高密度に多重した信号群を伝送する際に、多重されるサブチャンネルの数に合わせて WDM チャンネルのグリッド幅を調整することができる点である。上記用途を考慮し、50 GHz, 62.5 GHz, 75 GHz, ... のように、12.5 GHz 程度の有限な粒度で WDM チャンネルのグリッド幅が可変となるような可変グリッド WDM 方式が標準化されようとしている[29]。

1.2-7 次世代型 ROADM の課題と光スイッチに要求される性能

1.2-3 項で述べたように、次世代のネットワークでは伝送フォーマットの高度化に伴いトランスポンダ Tx・Rx のコストが極めて高価となるため、Colorless や、Colorless and Directionless (CD-)、Colorless, Directionless, and Contentionless (CDC-)と呼ばれる ROADM の構成をとり、Tx・Rx と伝送ファイバとの間を光スイッチ(空間スイッチ・WSS)を用いて動的に配線することで、Tx・Rx の台数削減を行っている。上記次世代型の ROADM の中でも特に、最も高度な柔軟性を備える CDC-ROADM では、膨大な数の光スイッチが必要とされる点が課題である。例えば、大都市等の通信トラフィックが集中する地点に設置される規模である 8-degree CDC-ROADM の構成を考えた場合、1×8 ポートの空間スイッチが 384 台、1×20 ポートの WSS が 32 台必要であると試算されている[19]。さらに信号監視用のモニタデバイスを多数の観測対称のファイバと動的に接続するため、多ポートな空間スイッチが必要であることを述べた。そのため、設置スペースや光アンプの電力削減、信号品質維持の観点から、光スイッチ(空間スイッチ・WSS)は、小型、低損失、偏光無依存、といった高機能性を有する必要がある。さらに、1.2-6 項で述べたように周波数利用効率の向上を可能とする可変グリッド WDM 方式を CDC-ROADM を用いたネットワークで運用するためには、WSS は図 1-14 に示すような可変グリッド機能を有する必要がある。すなわち WSS で任意の波長光を選択しスイッチングする際に、各信号に対する透過帯域幅を 12.5 GHz の粒度で可変とする機能が必要とされる。

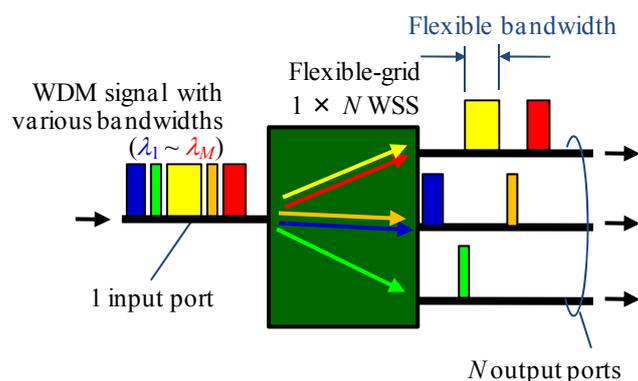


図 1-14 WSS に必要とされる可変グリッド機能。

また、ROADM を用いた通信方式として、①いったん信号経路を予約した後は、ユーザの通信が終了するまで比較的長時間光スイッチの状態が保持される「パススイッチ」と呼ばれる方式や、

②時分割多重された信号に対し、パススイッチよりも高い頻度で経路切り替えを行う「バーストスイッチ」と呼ばれる用途が考えられている[30]。前者の用途の場合、光スイッチには0.5 s以下のスイッチング速度、後者の場合には1 ms以下の高速なスイッチング速度が要求される。

1.3 光スイッチ技術の動向と課題

1.3-1 従来の空間スイッチ技術

既存の空間スイッチ技術として、導波路型[31]・MEMS(Micro-Electromechanical system)ミラーを用いたもの[32-34]・LCOS(Liquid Crystal on Silicon)[35]を用いたものが代表的である。以下に空間スイッチの構成別に特長と欠点を述べる。

1) 導波路型空間スイッチ

導波路型空間スイッチ[31]が報告されており、その中で代表的なものが、図 1-15(a)に示すツリー型構成のスイッチである。図 1-15(b)に示すマッハ・ツェンダー干渉計(MZI: Mach Zehnder Interferometer)型の1×2空間スイッチを単位スイッチとし、これを1-15(a)のように多段接続することで、多ポート(1×N)の空間スイッチが得られる。MZI型単位スイッチは一般に入出力導波路、2台の3-dBカプラ、位相シフタから構成され、以下のように動作する: ①入力ポートに入射された信号光は3-dBカプラによって分岐され、カプラ後段の上下アームに等しい光パワーで導波される; ②分岐された信号光のうちの片方の位相遅延量($\Delta\phi$)を、位相シフタを用いて調整する; ③2経路に分岐した信号光は出力側の3-dBカプラに入射し干渉することで、2つの出力ポート#1、#2のうちのどちらかにスイッチングされる; ④出力されるポートは干渉条件によって決定され、 $\Delta\phi = 0$ のときは出力導波路#1に、 $\Delta\phi = \pi \text{ rad}$ のときは出力導波路#2にスイッチングされる。

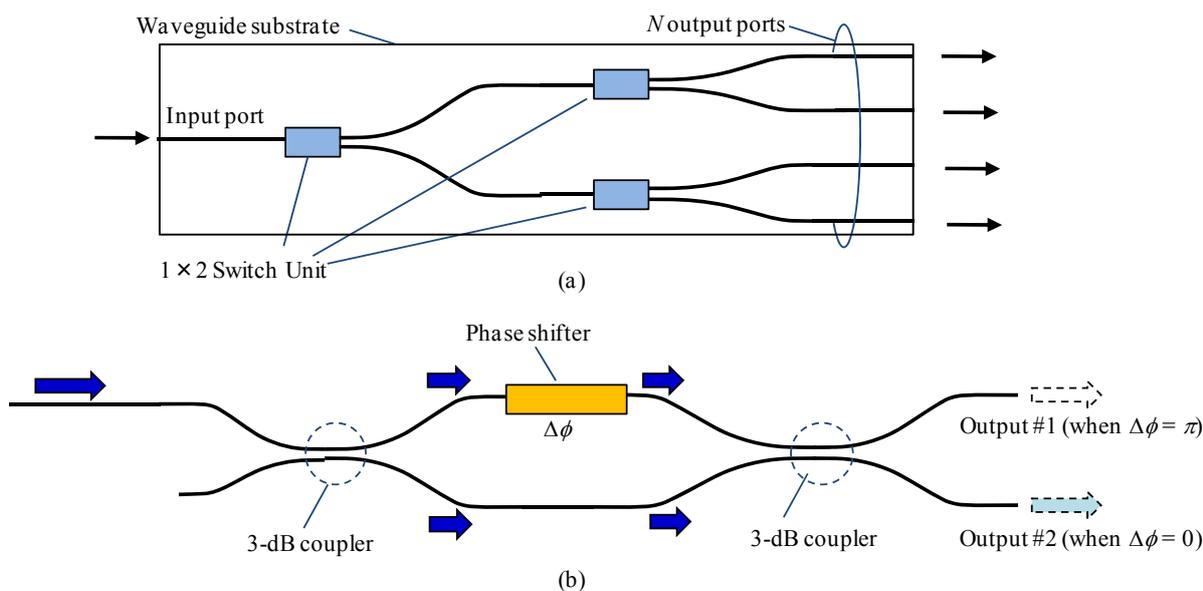


図 1-15 導波路型空間スイッチ: (a) 1×2 単位スイッチの多段接続により構成した空間スイッチ (b) 単位スイッチの構成および動作原理。

導波路型空間スイッチの利点は、素子の厚さが 1 mm 程度の平面形状をしているため、小型なモジュールが得られることと、リソグラフィ技術を用いて量産が可能であること、熱光学効果[31]などを用いて位相シフトを実現しているためスイッチング速度が $\mu\text{s}\sim\text{ms}$ オーダーと高速であることである。一方で欠点としては、3-dB カプラの作製トレランスの厳しさに由来する歩留まりの悪さと、消光比（クロストーク）の波長依存性が挙げられる。代表的な方向性結合を利用した 3-dB カプラは低損失である一方で、非常に近接した導波路からなっており、作製誤差による僅か 1 ミクロン程度の導波路間距離の変化や応力などによる屈折率変化が分岐比に大きく影響し、消光比（クロストーク）を悪化することが知られている。また特定の波長で消光比が最適となるように設計されていても、別の波長では MZI の干渉条件が異なるため消光比が悪く、WDM 通信に必要な C-バンドまたは L-バンドの全チャネルについて良好に動作しない。WINC (Wavelength-In-sensitive Coupler)[36] と呼ばれる複雑な構成の MZI を採用することで波長依存性の改善が期待されるが、必要な光分岐用カプラの数が増えるため、作製トレランスの改善が課題である。

2) MEMS 型空間スイッチ

図 1-16(a)に示すようなファイバアレイ・レンズ・MEMS ミラーを用いた空間スイッチ[32-34]が報告されている。ファイバアレイのうちの 1 本を入力ポートとし、ファイバから自由空間中に放射された信号光はレンズを通過することによって MEMS ミラー上に結像される。MEMS ミラー[37, 38]は機械式の空間光変調器であり、図 1-16(b)に示すように静電引力を利用してミラー面を機械的に傾ける方式を採用しているものが一般的である。ミラーの傾き角を調整することで反射光を偏向し、再度レンズを通過させることで反射光を任意の出力用ファイバにスイッチングすることができる。

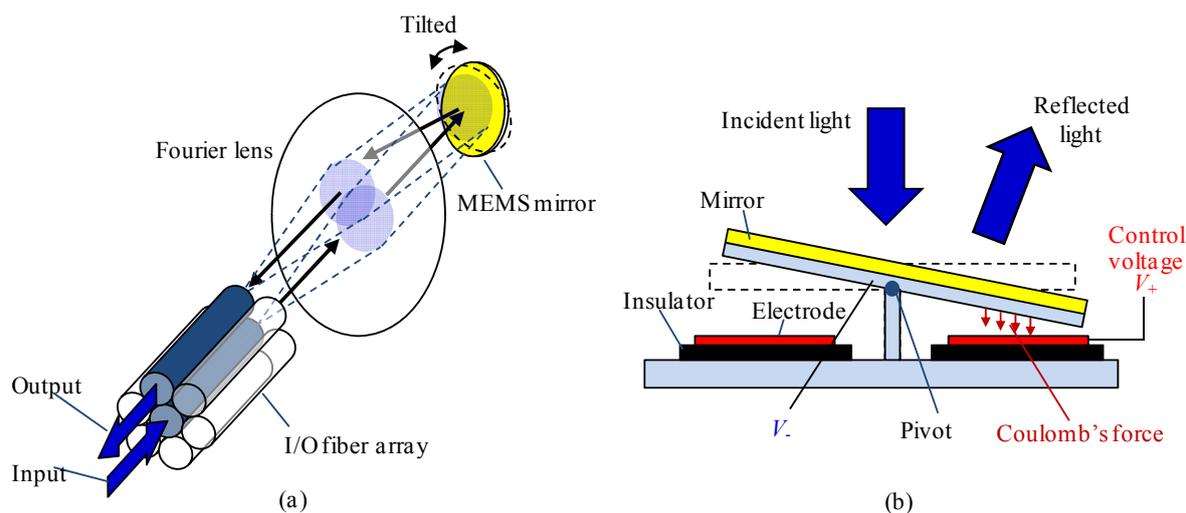


図 1-16 MEMS 型空間スイッチ: (a) MEMS 型空間スイッチの構成と動作原理; (b) MEMS ミラーの構造および動作原理。

MEMS 型の空間スイッチの利点としては、ファイバアレイを二次元的に配列することで多ポート化が容易であることや、導波路型空間スイッチで用いられていたような干渉計回路を使用していないため良好なクロストーク性能が得られる点、またスイッチング速度が数 $100 \mu\text{s}$ ~ 数 ms と高速である点である。欠点としてはレンズの収差による挿入損失の増大である。レンズが収差を有している場合、MEMS ミラーからの反射光を出力光ファイバ端面上にレンズで集光する際に、集光像がボケでしまい結合損失が発生する。収差の小さな非球面レンズを用いれば損失の低減は可能である。しかしながら、収差量はレンズの形状だけでなく、製造偏差による MEMS ミラー面の平坦性のばらつきや、素子の配置誤差によっても変化し精密な光軸調整が必要となるため、歩留まり・量産性が悪いという問題がある。

3) LCOS 型空間スイッチ

図 1-17(a)に示すような LCOS・レンズ・ファイバアレイを用いた空間スイッチ[35]が報告されている。

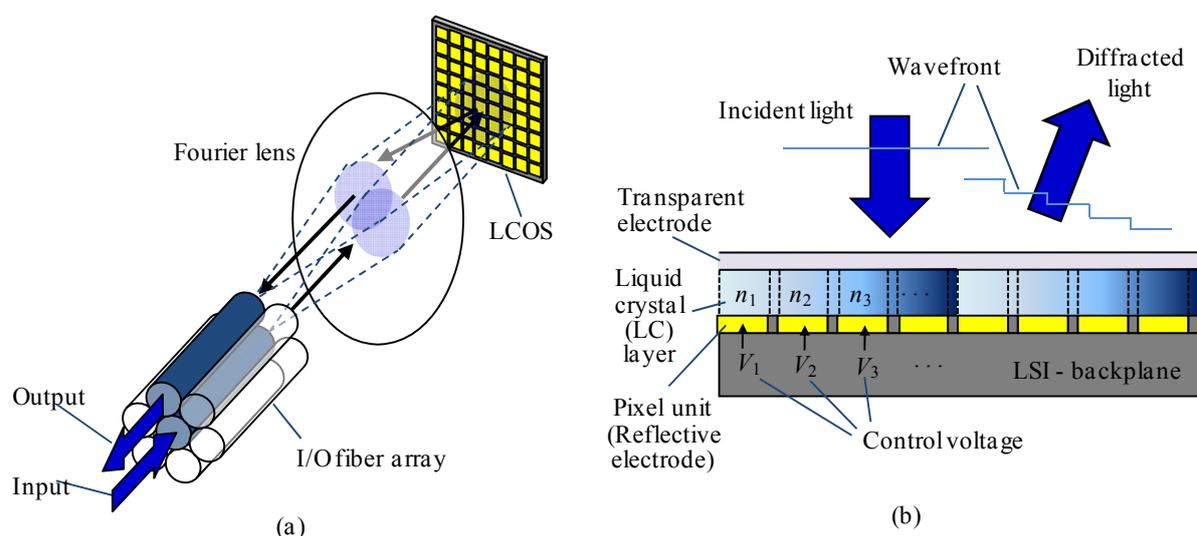


図 1-17 LCOS 型空間スイッチ: (a) LCOS 型空間スイッチの構成と動作原理 (b) LCOS の構造および動作原理。

LCOS は液晶を用いた空間光変調器であり MEMS ミラーと同様に反射光の角度を制御する機能を有する[39]。LCOS 型の空間スイッチの構造や動作は図 1-16(a)に示した MEMS 型空間スイッチと同一であるが、位相変調器におけるビーム偏向の原理が MEMS とは異なっている。図 1-17(b)に一般的な LCOS の断面図とビーム偏向動作を示す。LCOS は一般的に反射型電極層・液晶層・透過型電極層から構成される。LCOS に入射した光は液晶層を通過し、反射電極層で反射することで自由空間中に出射される。入力光の等位相面は、液晶層を通過することで液晶層の屈折率に応じた遅延を受ける。液晶層の屈折率は電圧によって変化し、ピクセル状に細分化された反射電極の電圧値を個別に設定することで、反射波の等位相面を空間的に変調すること、すなわち位相変調が可能である。例えば、図 1-17(b)のように等位相面が線形に傾くように各反射電極に与える電圧値を設定すれば、光線を傾けることができる。

LCOS を用いた空間スイッチの利点としては、MEMS 型と同様に多ポート・低クロストーク性能が得られることに加えて、レンズの収差の補償が可能であり[33]、安価な球面レンズを用いて低損失な空間スイッチが得られる点である。レンズの収差によって歪んだ等位相面を補償するような位相パターンを LCOS 上に印加することで像ボケを起こすことなく反射光を出力ファイバ端面上に集光させることができる。

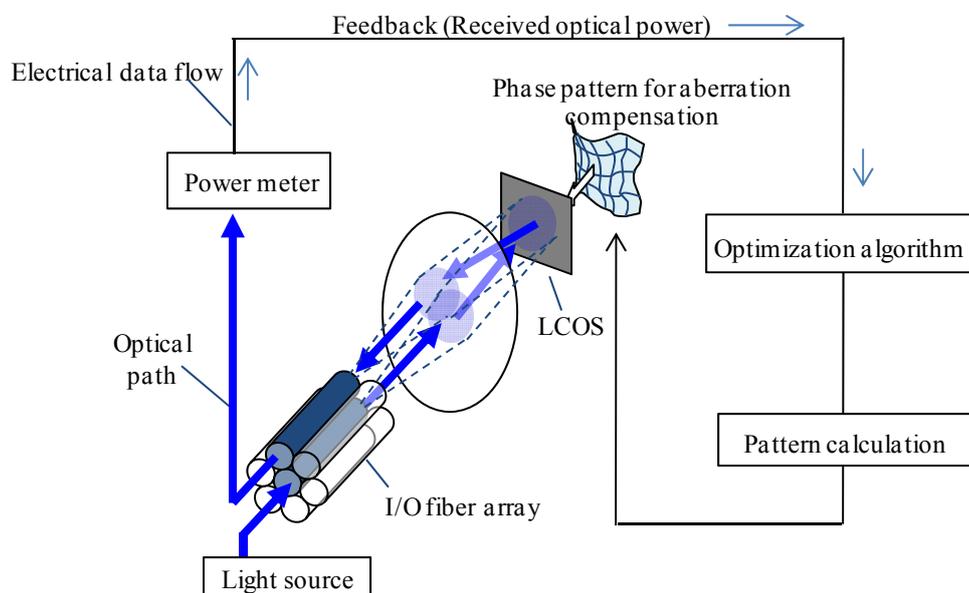


図 1-18 最適化アルゴリズムを利用した空間スイッチにおけるレンズの収差の同定・補償法。

ただし、収差を補償するためには、あらかじめ補償量が分かっている必要がある。収差量を同定するための手法のひとつとして、干渉計測法[40]やシャック・ハルトマン法[41]など、波面センサを用いて LCOS 近傍での波面の歪みを直接測定する手法がある。しかしながら、レンズと LCOS の間にセンサを挿入するための十分なスペースが必要であるため短焦点レンズを用いた小型なスイッチの場合には適用できないという問題がある。またカリブレーション手順の煩雑性からも実用的ではない。収差を同定するためのもうひとつの手法として、図 1-18 に示すような試行錯誤型の最適化アルゴリズムに従って LCOS に与えるべきパタンの最適解を求める手法[42]がある。上記手法ではまず空間スイッチ光学系を組立てた後に入力光をスイッチングし、出力パワーが最大となるまで、①LCOS 上の位相パターン生成、②スイッチング、③受光パワー測定、④測定値のフィードバック、という手順を繰り返す手法である。本手法は波面センサを必要としないため、カリブレーションが簡便である一方で、最適化に必要な変数量が過大であることから、最適化の過程で誤って局所解に収束してしまうことが頻繁に発生し、カリブレーションに膨大な時間を要するという問題があった。特に LCOS は他のスイッチング素子である導波路型 MZI スイッチや MEMS と比べてスイッチング速度が遅い(数 10 ms~数 100 ms)ため、カリブレーションのための数千回のスイッチングを伴う反復測定はコストの面から実用的ではない。以上のように、実用的な収差の同定・補償法が確立されていないことが LCOS 型の空間スイッチの有する課題である。

LCOS 型空間スイッチのもうひとつの欠点として、LCOS が偏光依存性を有しており、これを補償するための構成が必要となり光学系が大型化してしまう点が挙げられる。LCOS が偏光依存

性を有する原因は、位相変調の原理として、印加電圧に応じて液晶分子が回転する現象を利用しているためである。図 1-19(a)に LCOS における液晶分子回転の様子を示す。液晶分子は異方性結晶とみなすことができ、液晶分子が回転することで異方性結晶を透過する光の位相遅延量が変化する。電圧を印加した時に液晶分子が回転する方向は、液晶分子の初期配列で決定されており、入力光のうち液晶分子の配列と同じ方向に電界が振動する偏光成分のみが、分子回転による位相変化の影響を受ける。図 1-19(a)においては y -偏光の光波成分は液晶分子が“倒れている”状態と液晶分子が“起きている”状態とでは受ける位相遅延量が異なるが、一方でこれと直交する偏光成分 (x -偏光)は液晶分子の回転角によらず、常に一定量の位相遅延を受ける。すなわち LCOS を通過する光波成分のうち、片方の偏光成分に対してしか位相変調を与えることができない。空間スイッチに入射する光の偏光状態は温度や振動といった伝送路の周囲環境に応じて時々刻々と変化するため、空間スイッチは偏光無依存に動作する必要がある。上記 LCOS の偏光依存性を補償するため、一般に LCOS を用いた光デバイスには図 1-19(b)に示すような偏波ダイバーシティ光学系が用いられる。ここでは入力光を偏光分離素子(PBS)で偏光成分別に分離し、分離したうちの片方の偏光成分(x -偏光)の光波の偏光方向を半波長板を通過させることで 90° 回転させ、LCOS が変調可能な偏光成分(y -偏光)に変換した後に LCOS に入射しており、空間スイッチは偏光無依存動作する。上記偏波ダイバーシティ光学系を採用する必要があるため、LCOS 型の空間スイッチは MEMS 型と比較してやや大型化するのが欠点である。

LCOS の偏光依存性を補償するためのもう一つの手段として、図 1-19(c)に示すような偏光無依存型の LCOS が提案されている[43]。液晶層と反射型電極の間に $1/4$ 波長板が挿入されており、液晶層を往復通過する過程で入射 x -偏光は y -偏光に変換され、一方で入射 y -偏光は x -偏光に変換され出力される。そのため、 x , y どちらの偏光状態の入力光に対しても同等の位相遅延が与えられ、LCOS が偏光無依存動作する。現段階では開発途中であるが、今後実用的な偏光無依存型 LCOS が開発されれば、従来の LCOS を用いた空間スイッチに必要であった偏波ダイバーシティ光学系が不要となり、小型な空間スイッチが得られる可能性がある。

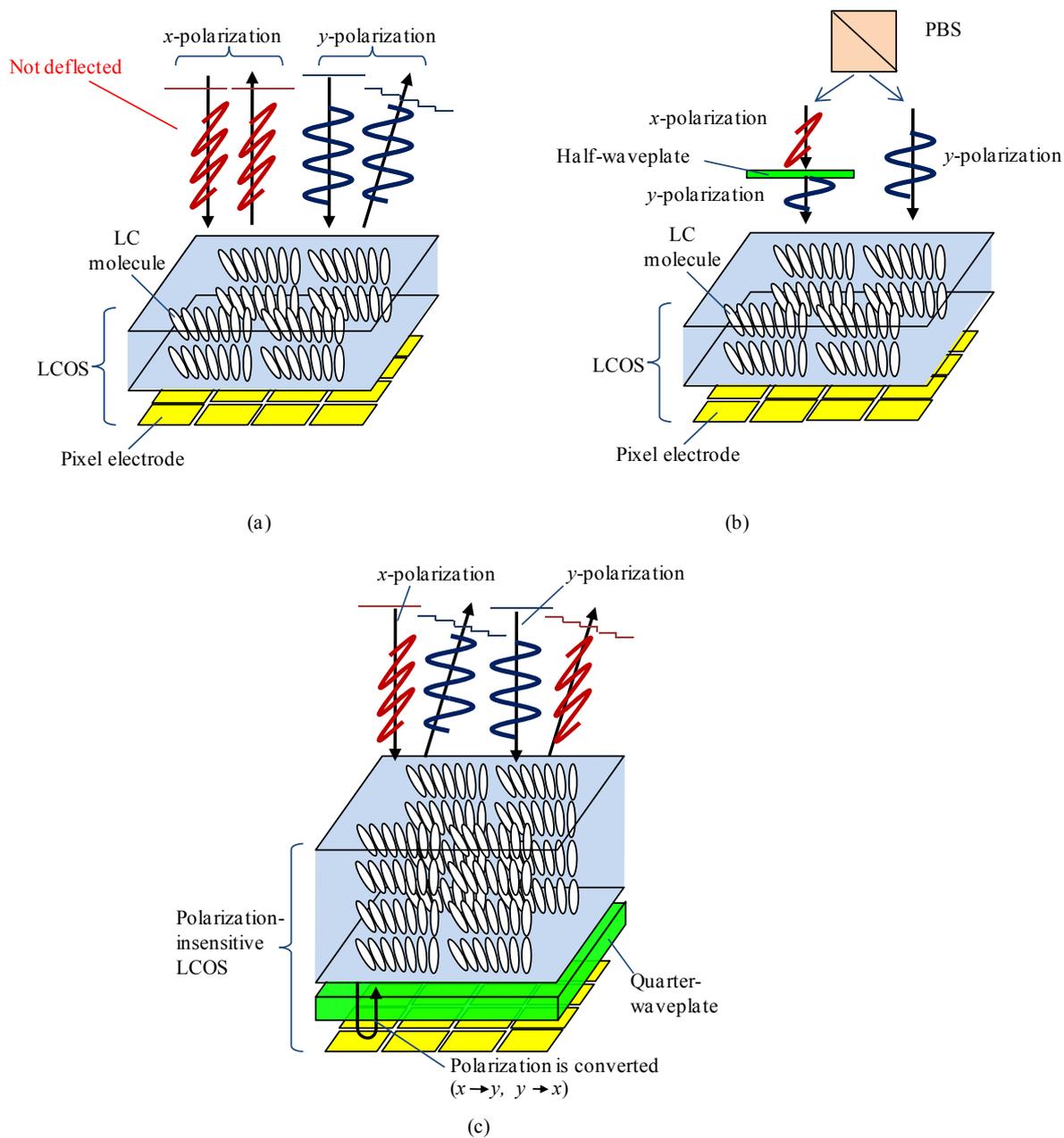


図 1-19 LCOS の偏光依存性: (a) 一般的な偏光依存型 LCOS (b) 偏波ダイバーシティ光学系による LCOS の偏光依存性の補償 (c) 1/4 波長板を用いた偏光無依存型 LCOS。

表 1-1 に本項で述べた既存の空間スイッチ技術の特徴を構成別にまとめる。

表 1-1 空間スイッチの構成法による性能比較。

構成	導波路型(MZI)	MEMS	LCOS
利点	<ul style="list-style-type: none"> ・小型 ・量産可能 	<ul style="list-style-type: none"> ・多ポート化が容易 ・偏波ダイバーシティ光学系が不要 	<ul style="list-style-type: none"> ・多ポート化が容易 ・低損失（収差補償が可能）
欠点	<ul style="list-style-type: none"> ・小規模 ・歩留まりが悪い ・動作波長帯域が狭い 	<ul style="list-style-type: none"> ・レンズの収差による損失 	<ul style="list-style-type: none"> ・偏波ダイバーシティ光学系が必要（偏光無依存型 LCOS により改善の可能性あり） ・収差の補償量を同定するための実用的な技術が無い。

1.3-2 従来の波長選択スイッチ技術

図 1-20 に波長選択スイッチ(WSS)の機能ブロック図を示す。WSS は一般に、波長合分波器(MUX/DEMUX)とスイッチングエンジンを組み合わせて構成されており、DEMUX で入力 WDM 信号を分光、スイッチングエンジンにて波長チャンネル毎に独立してスイッチング、スイッチングされた信号を MUX で合波し出力する、という動作をする。

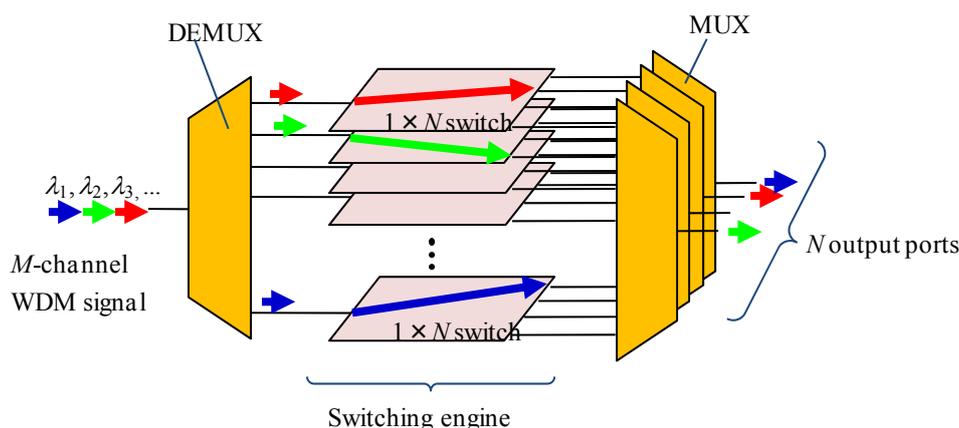


図 1-20 WSS の機能ブロック図。

従来の WSS の報告例では、MUX/DEMUX として①アレイ導波路回折格子(AWG)[44-47]、または②バルク回折格子[48-51]が主に用いられており、スイッチングエンジンとしては、③導波路型 MZI スイッチ[44-47]、④MEMS ミラーアレイ[48-50]、または⑤LCOS[51]を用いたものが代表的である。本項では上記素子①～⑤を組み合わせる構成された従来の WSS について述べ、それぞれの性能を比較する。

1) 導波路型波長選択スイッチ

図 1-21(a)に従来報告されている導波路型の WSS[44-47]の構成を示す。導波路型 WSS では、MUX/DEMUX として $N+1$ 台の AWG と、スイッチングエンジンとして、 M 台の $1 \times N$ 空間スイッチからなる。ここで N は WSS のポート数であり、 M は WDM チャンネルの数である。WSS に入力

された WDM 信号は入力用 AWG を通過することでチャンネル毎に分光され、各波長成分は空間スイッチへと導波される。分光された各波長成分に対し、 $1 \times N$ 空間スイッチを用いてスイッチングを行う。スイッチングされた信号光は交差導波路群を抜け、出力用 AWG によって合波される。

導波路型 WSS の利点としては、導波路型空間スイッチと同様に小型・量産が可能であることである。その一方で欠点として、波長チャンネル数やポート数が小規模になってしまう点が挙げられる。これは、チャンネル数やポート数が増大するにつれ、スイッチアレイ部分の導波路の交差数が増大し、通過段数に応じて損失量やクロストーク量が重畳されるため、致命的な損失が生じる。波長カプラを用いたレイアウトによって交差導波路の本数を削減する導波路型 WSS の構成法 [45, 46] が報告されているが、波長カプラは導波路型干渉計を使用しており、レイアウトのために膨大な面積を要するため、ウェハサイズの制限から、 1×2 程度の小規模の WSS しか得られていない。

可変グリッド機能を有する導波路型 WSS [46, 47] も報告されているが、オーバーサンプリング AWG と呼ばれるチャンネル数の極めて大きな AWG を用いる必要があり、交差導波路数が爆発的に増加するため、損失・クロストーク・ウェハサイズ等の制限から実用的な性能の導波路型可変グリッド WSS は得られていない。

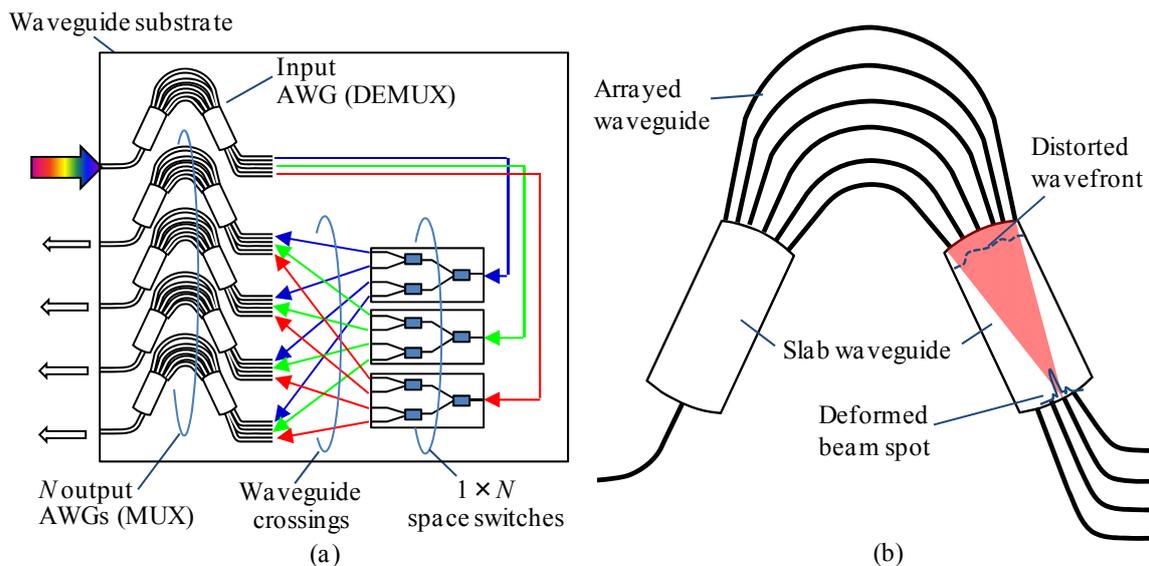


図 1-21 導波路型 WSS の構造と位相誤差問題: (a)導波路型 WSS の構造; (b)AWG が位相誤差を有していた場合の分光動作。

また、AWG の位相誤差 [52] による損失増加の問題がある。位相誤差とは AWG のアレイ導波路の光路長が設計値からずれることで、図 1-21(b) に示すように第 2 スラブ導波路に到達した光波の等位相面が歪曲する現象であり、結果として分光面での像が歪み出力導波路への結合損失が生じる。位相誤差は導波路の作製プロセスにおける屈折率やコア形状の空間的なばらつきによって必ず生じる。また導波路製造時の熱膨張・熱収縮に起因する内部応力によって複屈折が生じた場合にも位相誤差が生じ、この場合位相誤差量は偏光成分別に異なる。前者については紫外線を照射することで導波路材料である石英の屈折率が恒久的に変化する現象を利用し、位相誤差を補償す

る技術[53]が確立されている。後者については導波路コアの縦横比を扁平とすることで構造複屈折を意図的に発生させ、応力複屈折を打ち消すようなコア形状とすることで、偏光無依存な分光特性の AWG が一定の歩留まりで得られている[54]。

2) MEMS ミラーとバルク回折格子を用いた波長選択スイッチ

図 1-22 に示すような、スイッチングエンジンとして MEMS ミラーアレイを用いた WSS が報告されている[48-50]。ここでは、MUX/DEMUX としてバルク回折格子が用いられている。光ファイバからの出射光はバルク回折格子によって分光され、MEMS ミラーアレイ上にスペクトル展開される。MEMS ミラーアレイを構成する単位ミラーを個別に傾けることによって、別の出力用光ファイバにスイッチングすることができる。

MEMS ミラーアレイとバルク回折格子を用いた WSS の利点としては、高速なスイッチング (1 ms 以下) が可能であるためバーストスイッチングなどへの応用が期待される点や、MEMS ミラーの反射率の偏光依存性が小さいことから、偏波ダイバーシティ光学系が不要であり、比較的簡素な光学系で WSS が構成可能である点である。ただし、高分解能型バルク回折格子などの偏光依存性の大きな特殊なバルク回折格子を用い場合には、偏波ダイバーシティ光学系を採用している例もある[50]。

MEMS ミラーを用いた WSS の欠点のひとつとしては、MUX/DEMUX を構成するために多数のバルク光学素子を用いているため、光軸調整が難しく組立コストが増大する点である。十分な波長分解能やポート数を得るためには、MEMS 上の単色光のスポットサイズを楕円型に整形する必要があり[55]、上記整形のためにマイクロレンズアレイやアナモルフィックプリズムなどの多数のバルク部品が必要となる。特にマイクロレンズアレイと入出力ファイバとの光軸調整は WSS の損失変化に対して敏感であるため、低損失化のためには精密な調整を要する。

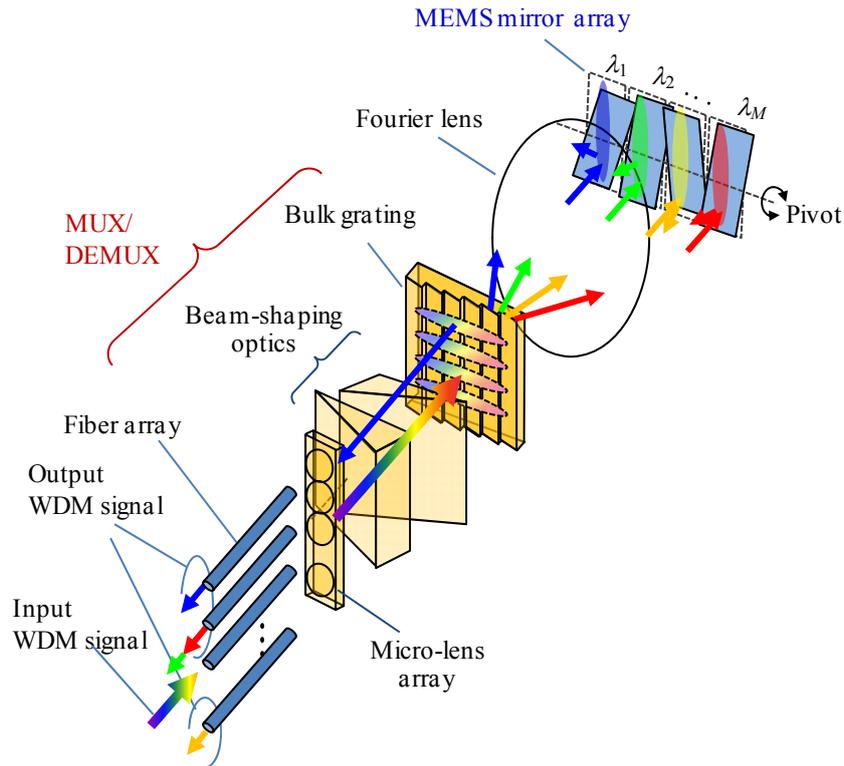


図 1-22 MEMS ミラーとバルク回折格子を用いた WSS の構成

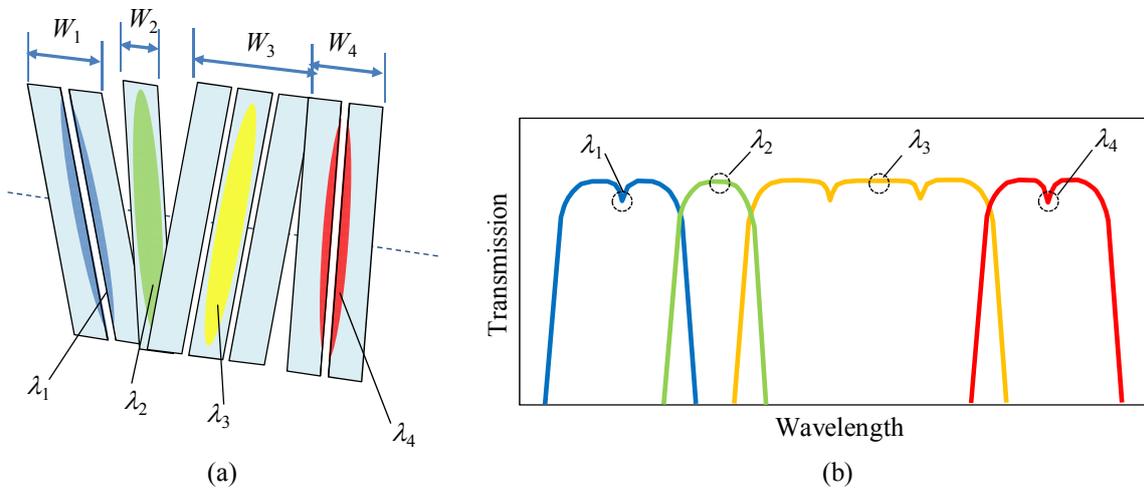


図 1-23 MEMS ミラーを用いた可変グリッド WSS 動作: (a) MEMS ミラーのスイッチ状態; (b) MEMS 型 WSS の透過スペクトル。

MEMS ミラーを用いた WSS のもうひとつの欠点として、可変グリッド機能を付与するのが困難であるという点が挙げられる。MEMS ミラーを用いて、図 1-23(a)のように連続する複数の単位ミラーを同じ角度で傾け、その枚数を制御すればチャンネルに割り当てられるグリッド間隔を離散的に調整することができる。ところが、MEMS ミラーの中央に当たる波長成分(λ_2, λ_3)と、MEMS ミラーの境界部(ミラーギャップ)に当たる波長成分(λ_1, λ_4)とは反射時の損失量が異なるため、

図 1-23(b)のように、大きなスペクトルリップルが生じる。リップル量はミラーギャップの幅に比例して大きくなるが、MEMS ミラーの製造プロセス上の加工限界によってギャップ幅を無限に小さくすることができず(～数 μm)、MEMS ミラーを用いた実用的な性能の可変グリッド型 WSS は得られていない。

3) LCOS とバルク回折格子を用いた波長選択スイッチ

図 1-24 に示すような LCOS とバルク回折格子を用いた WSS が報告されている[51]。動作原理は図 1-22 の MEMS 型と同様であり、スイッチングエンジンが LCOS に置き換わっている。LCOS-バルク回折格子型の WSS の利点として、ピクセルギャップの幅が MEMS ミラーの幅と比べて小さい(～1 μm 以下)ので、図 1-25 に示すようにスペクトルリップルが極めて小さく、可変グリッド動作が容易に得られる点である。

一般的な LCOS は偏光依存性を有するため、図 1-19(b)に示した偏波ダイバーシティ光学系を採用する必要があり、構成が複雑化するが、図 1-19(c)に示した偏光無依存型 LCOS が実用化されれば、偏波ダイバーシティが不要となる可能性がある。その他の欠点としては、多数のバルク部品を用いているため、構成が複雑である点や、レンズアレイを用いているため、組立時の光軸調整が困難である点である。

スイッチング速度に関しては、10～500 ms 程度と、MEMS 型に比べるとやや低速であるが、パススイッチングへの用途を考えると十分な速度を有している。

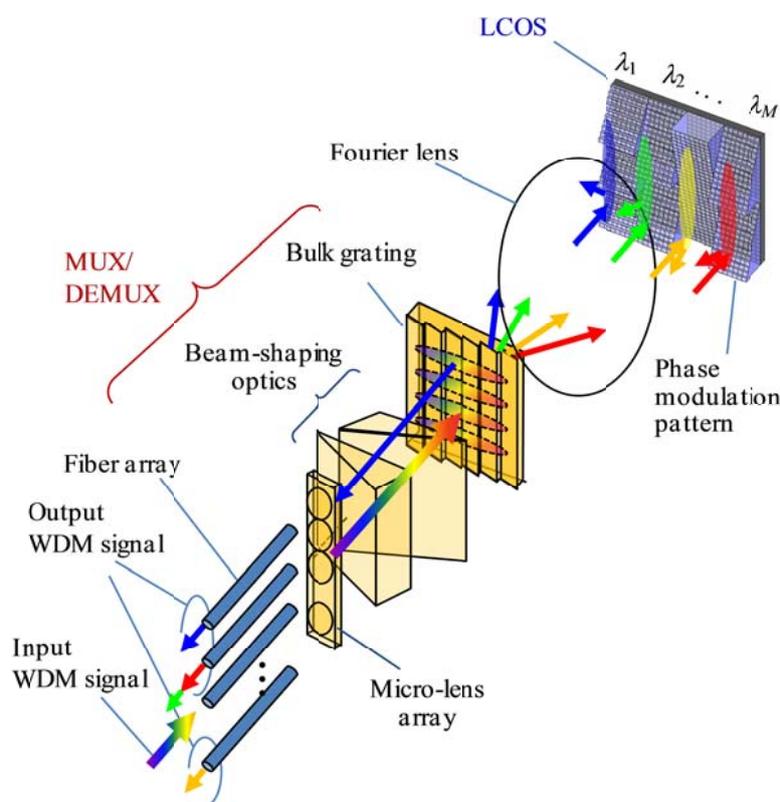


図 1-24 LCOS 型 WSS の構造と動作原理:バルク回折格子と LCOS を用いた WSS。

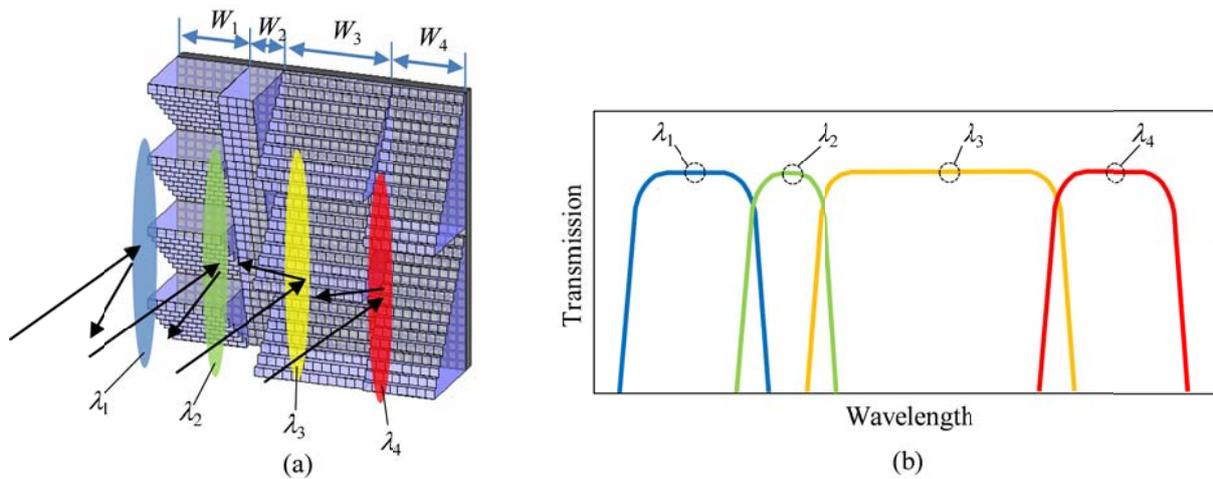


図 1-25 LCOS を用いた可変グリッド WSS 動作: (a) LCOS のスイッチ状態; (b) LCOS 型 WSS の透過スペクトル。

表 1-2 に本項で述べた従来の WSS の性能をまとめる。

表 1-2 従来の WSS の構成法による性能比較。

スイッチングエンジン	導波路型(MZI)	MEMS	LCOS
MUX/DEMUX	AWG	バルク回折格子	バルク回折格子
規模 (ポート数、チャンネル数)	× 小規模	◎ 大規模	◎ 大規模
サイズ	◎ 超小型	△ 中型	△ 中型
損失	× (交差導波路)	○	○
偏波ダイバーシティ光学系	◎ 不要	◎ 不要	△ 必要 (偏光無依存型 LCOS の場合、◎不要)
可変グリッド動作	× 困難 (レイアウト制限)	× 困難 (スペクトルリップル)	◎ 容易
スイッチング速度	◎ ~ms	◎ 0.5~1 ms	○ 10~500 ms

性能評価: ◎: 良好、○: やや良好、△: やや不良、×: 不良

1.4 本研究の目的

本章ではここまで、柔軟性の高い次世代型光ネットワークを構成するためには、多数の空間スイッチと波長選択スイッチ(WSS)の2種類の光スイッチを用いてノードを構成する必要があり、既存の光スイッチには上記伝送システムの要件を満たす実用的な性能が得られていないことが課題であることを述べた。

そこで本研究では、空間スイッチ・波長選択スイッチに対し小型・低損失・偏光無依存・可変グリッドなどの高機能性を付与し、実用的なネットワーク用の光スイッチを実現するための設計手法の確立を目的とし、具体的には表 1-3, 1-4 に示した課題解決に取り組む。

表 1-3 空間スイッチの従来技術と本研究の位置付け。

導波路型	△ 小規模				
自由空間型 ◎ 大規模	MEMS型	△ 収差補償不可 ⇒ 高価な非球面レンズが必要			
	LCOS型	◎ 収差補償可 ⇒ 安価な球面レンズで構成可 従来の収差同定法 <table style="margin-left: 20px; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="padding-right: 10px;">A シャック・ハルトマン法</td> <td rowspan="2" style="font-size: 2em; vertical-align: middle;">}</td> <td rowspan="2" style="padding-left: 10px;">測定煩雑 (高コスト)</td> </tr> <tr> <td>B 干渉計測法</td> </tr> </table> C アルゴリズムに従って補償パターンを最適化 ⇒ カリブレーション長時間化(局所解トラップ 変数量過大) ⇒ 高速化を検討(第2章) ... 本研究での取り組み	A シャック・ハルトマン法	}	測定煩雑 (高コスト)
A シャック・ハルトマン法	}	測定煩雑 (高コスト)			
B 干渉計測法					

第一に従来の空間スイッチの課題として、表 1-3 に示すように、LCOS 型空間スイッチでは LCOS を用いてレンズの収差の補償が可能であるため、低損失な性能が得られる可能性があるにも関わらず、補償量を同定するための手法が確立されていないことが実用化の妨げとなっている。本研究では収差補償のためのカリブレーション手段として最適化アルゴリズムに従って自動的に補償用の位相パターンを算出する手法を用い、さらに収差関数の数学的性質を利用しアルゴリズムに反映することを新規に提案し、最適化変数量を削減することでカリブレーション時間を大幅に短縮する手法について検討する。

表 1-4 WSS の従来技術と本研究の位置付け。

導波路型	△ 小規模	
自由空間型 ◎ 大規模	LCOS型 × 構成複雑 <div style="border: 1px solid black; padding: 2px; margin: 2px;">バルク回折格子</div> <div style="border: 1px solid black; padding: 2px; margin: 2px;">ビーム整形光学系</div> <div style="border: 1px solid black; padding: 2px; margin: 2px;">偏波ダイバーシティ光学系</div> ◎ 可変グリッド動作容易 用途: パススイッチ(10~500 ms)	本研究での取り組み <div style="border: 1px solid black; padding: 5px; margin: 5px;">導波路型の分光素子 多層AWGを導入。 構成簡素化・小型化 を検討。(第3章、4章、5章)</div>
	MEMS型 ○ 構成やや簡素 (偏波ダイバーシティ不要) × 可変グリッド動作困難 (スペクトルリップル) 用途: バーストスイッチ(0.5~1 ms)	<div style="border: 1px solid black; padding: 5px; margin: 5px;">スロット構造を有する MEMSミラーを導入。 スペクトルリップル抑圧を 検討。(第6章)</div>

第二に従来の LCOS を用いた WSS では、表 1-4 に示すように可変グリッド機能が容易に得られる一方で、構成が複雑であり、モジュールの大型化や光軸調整が困難であることが問題点として挙げられる。これは MUX/DEMUX 光学系が多数のバルク素子からなっているためである。本研究ではバルク回折格子を用いた MUX/DEMUX と同等の機能を有する多層 AWG を用いた簡素な構成の LCOS 型 WSS を提案し、まず WSS を小型化・低損失化するために適した多層 AWG の作製手法の確立を検討する。次に LCOS を用いて多層 AWG の位相誤差を外部補償可能な WSS の構成法を検討する。また、上記位相誤差補償が可能な WSS が偏光無依存かつ小型に実現できる光学系の構成法を検討する。

第三に MEMS 型 WSS の課題として、大規模なポート数を有しかつ高速なスイッチングが可能であるためバーストスイッチングへの用途が期待され、さらに偏波ダイバーシティが不要であるため簡素かつ小型にモジュールを構成できる可能性があるといった利点があるにも関わらず、ミラーギャップでの回折損失に起因するスペクトルリップルが障壁となり、可変グリッド動作が可能な WSS が得られていない点が挙げられる。本研究では MEMS 型 WSS に可変グリッド機能を付与するために、スペクトルリップルを低減できる可能性のあるスロット構造を有する MEMS ミラーを用いた WSS を提案し、実用的な通信システムの要件を満たすために必要なミラー構造の設計条件を明らかにし、構造の最適化を行う。

1.5 本論文の構成

本論文の構成は以下のようにになっている。

- ・ 第1章: 序論
- ・ 第2章: LCOS を用いた空間スイッチの高速な収差補償
- ・ 第3章: LCOS と多層 AWG を用いた WSS
- ・ 第4章: LCOS と多層 AWG を用いた WSS の偏光無依存化と AWG の位相誤差補償
- ・ 第5章: LCOS と多層 AWG を用いた WSS の小型化
- ・ 第6章: MEMS ミラーを用いた可変グリッド型 WSS
- ・ 第7章: 結論

また、表 1-5 に章ごとの課題とその解決方策、および各章のつながりを示した。

第2章では、LCOS を用いた空間スイッチを提案し、挿入損失低減のため、LCOS を用いて光学系の収差を高速に補償する方法を提案する。収差を補償するための最適な位相パターンを試行錯誤型アルゴリズムによって算出する。解探索の過程において Zernike 関数のモード間の相関性を応用することにより、従来の手法と比べ約2倍高速に補償が可能となることを述べる。

第3章では、多層 AWG と LCOS を用いた WSS を提案し、その設計手法を明らかにする。本 WSS では AWG により波長多重信号をスペクトル展開し、各波長信号に対し LCOS を用いて個別にスイッチングを行い、別の層の AWG に出力する。複数の AWG を高い精度で互いに平行に多層化することで、低損失な WSS が得られる。多層 AWG を作製する手段として、別々の基板上に形成された AWG を貼合わせる手法および、単一基板上に複数の AWG をモノリシックに形成する手法を提案する。両手法を用いて多層 AWG を試作し、層間の平行度がそれぞれ $\pm 0.9 \mu\text{m}$ 以下、 $\pm 0.7 \mu\text{m}$ 以下という良好な性能が得られることを述べる。

第4章では、多層 AWG と2台の LCOS を用いた偏光無依存型 WSS を提案する。一方の LCOS がスイッチ動作を行い、他方の LCOS が多層 AWG の位相誤差を直交する偏光成分別に補償する。また、偏波ダイバーシティ光学系を導入し、LCOS の偏光依存性が補償される。試作の結果、PDL(Polarization Dependent Loss)が1 dB 以下という良好な性能が得られることを述べる。

第5章では、多層 AWG と1台の LCOS を用いた小型かつ偏光無依存な WSS を提案する。偏波ダイバーシティ光学系に反射器を導入し折り返し型構成とすることにより、モジュールが小型となる。また1台の LCOS を用いて、スイッチング動作および多層 AWG の位相誤差補償動作の両方が可能となる。試作の結果、光学系サイズが $100 \times 80 \times 60 \text{mm}^3$ 以下、PDL が2 dB 以下という良好な性能が得られることを述べる。

第6章では、MEMS を用いた WSS を提案する。MEMS ミラー表面に複数のスロット構造を設けることにより、ミラー間ギャップに由来するスペクトルリップルが補償され、グリッド可変動作が可能となる。ミラーピッチが $50 \mu\text{m}$ の MEMS ミラーに対し、単位ミラーあたりのスロット数を2とし、スロット幅を $2 \mu\text{m}$ と最適化することで、リップル幅が0.004 dB 以下という良好な性能が得られることを明らかにする。

第7章では本論文を総括し、結論および今後の展望を述べる。

表 1-5 本論文の章構成。

課題	解決策	章のつながり
第1章	-	
第2章	LCOSとファイバレイを用いた空間スイッチの収差補償の高速化を実現する。	<p>収差補償の高速化</p> <ul style="list-style-type: none"> Zernike 多項式 PSO アルゴリズム
第3章	部品点数の少ない簡素な構成のLCOS型WSSを実現する。	<p>多層AWGの導入による構成簡素化</p> <ul style="list-style-type: none"> 多層AWGの作製法確立 <ul style="list-style-type: none"> スタッキング方式 モリシック方式
第4章	LCOS-AWG型のWSSの多層AWGの位相誤差に起因する損失やPDLを低減する。	<p>AWGの位相誤差の問題</p> <ul style="list-style-type: none"> 多層AWGの位相誤差を補償。 <ul style="list-style-type: none"> 2台のLCOS Legendre 多項式 PSO アルゴリズム
第5章	多層AWGの位相誤差補償が可能な機能を維持したうえで、WSSを小型化する。	<p>モジュールサイズの問題</p> <ul style="list-style-type: none"> 1台のLCOSを用いてWSSを構成。位相誤差を補償。 <ul style="list-style-type: none"> 1台のLCOS Legendre 多項式 PSO アルゴリズム
第6章	MEMS型WSSに可変グリッド機能を付与する。	<p>スロット付きMEMSミラー導入によるスペクトルリップル低減化</p>
第7章	-	<p>今後の展望</p> <ul style="list-style-type: none"> モリシック多層導波路+空間スイッチ (第2章 + 3章の技術の組み合わせ) 多層AWG+MEMSミラーを用いたWSS (第3章 + 6章の技術の組み合わせ) など

参考文献

- [1] F. P. Kapron, D. B. Keck, and R. D. Maurer, "Radiation Loss in Glass Optical Waveguide," *Appl. Phys. Lett.*, Vol.17, No. 10, pp.423-425, Nov. (1970).
- [2] H. Yokota, H. Kanomori, Y. Ishiguro, G. Tanaka, S. Tanaka, H. Takada, M. Watanabe, S. Suzuki, K. Yano, M. Hoshikawa, H. Shinba, "Ultra Low-Loss Pure Silica Core Single-Mode Fiber and Transmission Experiment," *Proc. OFC*, PD3, (1986).
- [3] M. D. Feuer, D. C. Kilper, and S. L. Woodward, "ROADMs and their system applications," in *Optical Fiber Telecommunications V B*, Chap. 8, pp. 293-343, Academic Press, MA, USA (2008).
- [4] M. Yamada, A. Mori, K. Kobayashi, H. Ono, T. Kanamori, K. Oikawa, Y. Nishida, Y. Ohishi, "Gain-flattened Tellurite-based EDFA with a Flat Amplification Bandwidth of 76 nm," *Proc. OFC*, PD1, (1997).
- [5] 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).
- [6] A. Yariv, “光エレクトロニクス 展開編 原書 5 版”, 第 8 章, pp. 389-444, 丸善株式会社 (2000).
- [7] I. P. Kaminow, “A Wideband All-Optical WDM Network,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 14, pp. 780-799, (1996).
- [8] 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, Sep. (2000).
- [9] K. Maru, Y. Abe, M. Ito, H. Ishikawa, S. Himi, H. Uetsuka, and T. Mizumoto, “2.5%- Δ Silica-Based Athermal Arrayed Waveguide Grating Employing Spot-Size Converters Based on Segmented Core,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 17, No. 11, pp. 2325-2327, Nov. (2005).
- [10] C. R. Doerr, and K. Okamoto, “Advances in Silica Planar Lightwave Circuits,” *J. Lightwave Technol.*, Vol. 24, No. 12, pp. 4763-4789, Dec. (2006).
- [11] K. Noguchi, O. Mitomi, H. Miyazawa, and S. Seki, “A Broadband Ti:LiNbO₃ Optical Modulators with a Ridge Structure,” *J. Lightwave Technol.*, Vol. 13, pp. 1164-1168, (1995).
- [12] J. Homa, and K. Bala, “ROADM Architecture and Their Enabling WSS Technology,” *IEEE Commun. Magazine*, pp. 150-154, Vol. 46, No. 7, Jun. (2008).
- [13] Y. Ikuma, and H. Tsuda, “AWG-Based Tunable Optical Dispersion Compensator With Multiple Lens Structure,” *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 27, No. 22, pp. 5202-5207 Nov. 15, (2009).
- [14] S. Sohma, K. Mori, T. Takahashi, K. Suzuki, N. Ooba, “40 λ WDM Channel-by-channel and Flexible Dispersion Compensation at 40 Gb/s Using Multi-channel Tunable Optical Dispersion Compensator,” *Proc. ECOC '09*, Paper 3.3.1, Sep. (2009).
- [15] J. Kwon, S. Kim, S. Roh, and B. Lee, “Tunable Dispersion Slope Compensator Using a Chirped Fiber Bragg Grating Tuned by a Fan-Shaped Thin Metallic Heat Channel” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 18, No. 1, Jan. (2006).
- [16] A. H. Gnauck, and P. J. Winzer, “Optical phase-shift-keyed transmission,” *J. Lightwave Technol.*, Vol. 23, No. 1, pp. 115-130, Jan. (2005).
- [17] Y. Sakamaki, Y. Nasu, T. Hashimoto, L. Hattori, Y. Inoue, H. Takahashi, “Silica Waveguide DQPSK Demodulator With Wide Operation Range Enhanced by Using Stress Release Grooves,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol.21, no.13, pp.938,940, Jul. (2009).
- [18] P. Roorda, and B. Collings, “Evolution to Colorless and Directionless ROADM Architectures,” *Proc. OFC/NFOEC 2008*, NWE2, Feb. (2008).
- [19] Y. Li, L. Gao, G. Shen, and L. Peng, “Impact of ROADM Colorless, Directionless, and Contentionless (CDC) Features on Optical Network Performance,” *J. Opt. Commun. Netw.*, Vol. 4, No. 11, pp. B58-B67, Nov. (2012).
- [20] K. Tsuzuki, Y. Shibata, N. Kikuchi, M. Ishikawa, T. Yasui, H. Ishii, and H. Yasaka, “Full C-Band Tunable DFB Laser Array Copackaged With InP Mach-Zehnder Modulator for DWDM Optical Communication Systems,” *IEEE J. Selected Topics in Quantum Electron.*, Vol. 15, No 3, May (2009).
- [21] S. Sudo, K. Mizutani, T. Okamoto, K. Tsuruoka, K. Sato, K. Kudo, “Demonstration of C- and L-band External Cavity Wavelength Tunable Laser Utilizing a Wideband SOA with Coupled Quantum Well Active Layer,” *Proc. ECOC 2007*, pp.1-2, Sep. (2007).
- [22] S. L. Woodward, M. D. Feuer, P. Palacharla, X. Wang, I. Kim, and D. Bihon, “Intra-node Contention in a Dynamic, Colorless, Non-directional ROADM,” *Proc. OFC/NFOEC 2010*, PDPC8, Mar. (2010).
- [23] T. Ohyama, T. Goh, S. Sohma, S. Kamei, Y. Doi, I. Ogawa, T. Shibata, M. Ishii, and A. Kaneko “Compact AWG-based Optical Channel Monitor (OCM) for Multi-degree ROADM,” *Proc. LEOS Annual 2007*, TuC1, Oct. (2007).

- [24] T. Mizuno, T. Goh, T. Ohyama, Y. Hashizume, and A. Kaneko, "Integrated in-band OSNR Monitor based on Planar Lightwave Circuit," Proc. ECOC 2009, Paper 7.2.5, (2009).
- [25] Trevor Anderson, Dan Beaman, Jonathan C. Li, Oliver Jerphagnon, Esther Le Rouzic, Frederic Neddham, Suzanne Salaün, "Demonstration of Simultaneous OSNR and CD Monitoring using Asynchronous Delay Tap Sampling on an 800 km WDM Test Bed," Proc ECOC 2009, Paper 9.3.4. Sep. (2009).
- [26] D. Ly-Gagnon, S. Tsukamoto, K. Katoh, and K. Kikuchi, "Coherent Detection of Optical Quadrature Phase-Shift Keying Signals with Carrier Phase Estimation," J. Lightwave Technol., Vol. 24, No. 1, pp. 12-21, (2006).
- [27] P. J. Winzer, R-J Essiambre, "Advanced Modulation Formats for High-Capacity Optical Transport Networks," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 24, No. 12, pp. 4711-4728, Dec. (2006).
- [28] B. Kozicki, H. Takara, T. Yoshimatsu, K. Yonenaga, M. Jinno, "Filtering Characteristics of Highly-Spectrum Efficient Spectrum-Sliced Elastic Optical Path (SLICE) Network," *Proc. OFC/NFOEC2009*, JWA43, Mar. (2009).
- [29] S. Poole, S. Frisken, M. Roelens, and C. Cameron, "Bandwidth-flexible ROADMs as Network Elements," *Proc. OFC/NFOEC2011*, OTuE1, Mar. (2011).
- [30] S. J. B. Yoo "Optical Packet and Burst Switching Technologies for the Future Photonic Internet," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 24, No. 12, pp. 4468-4492, Jan. (2006).
- [31] T. Watanabe, T. Goh, M. Okuno, S. Sohma, T. Shibata, M. Itoh, M. Kobayashi, M. Ishii, A. Sugita Y. Hibino, "Silica-based PLC 1×128 thermo-optic switch," *Proceedings of the 27th European Conference on Optical Communication*, Tu.L.1.2, Sep. (2001).
- [32] M. C. Wu, O. Solgaard, and J. E. Ford, "Optical MEMS for Lightwave Communication," *J. Lightwave Technol.* Vol. 24, No. 12, pp. 4433-4454, Dec. (2006).
- [33] Yves-Alain Peter, Frédéric Gonté, Hans Peter Herzig, and René Dändliker, "Micro-optical Fiber Switch for a Large Number of Interconnects Using a Deformable Mirror," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 14, No. 3, pp. 301-303, Mar. (2002).
- [34] D. Sinefeld, and D. M. Marom, "Insertion Loss and Crosstalk Analysis of a Fiber Switch Based on a Pixelized Phase Modulator," *J. Lightwave Tehcnol.*, Vol. 29, No. 1, Jan. (2011).
- [35] W. A. Crossland, I. G. Manolis, M. M. Redmond, K. L. Tan, T. D. Wilkinson, H. H. Chu, J. Croucher, V.A. Handerek, M. J. Holmes, T. Parker, I. G. Bonas, B. Robertson, S. T. Warr, R. Franklin, C. Stace, H. J. White, R. A. Wolley, and G. Henshall, "Beam Steering Optical Switches Using LCOS: The 'ROSES' Demonstrator," *Proc. IEE Seminar on Microdisplay and Smart Pixel Technologies*, MA4.3, Mar. (2000).
- [36] K. Jinguji, N. Takato, A. Sugita, and M. Kawachi, "Mach-Zehnder Interferometer Type Optical Waveguide Coupler with Wavelength-flattened Coupling Ratio," *Electronics Letters*, Vol.26, No.17, pp.1326-1327, Aug. (1990).
- [37] M. Yano, F. Yamagishi, and T. Tsuda, "Optical MEMS for Photonic Switching —Compact and Stable Optical Cross Connect Switches for Simple, Fast, and Flexible Wavelength Applications in Recent Photonic Networks," *IEEE J. Select. Topics in Quantum Electron.*, Vol. 11, No. 2, pp. 383-394, Mar. (2005).
- [38] O. Tsuboi, Y. Mizuno, N. Kouma, H. Soneda, H. Okuda, S. Ueda, I. Sawaki, and F. Yamagishi, "A Rotational Comb-driven Micromirror with a Large Deflection Angle and Low Drive Voltage," *Proc. 15th IEEE Int. Conf. MEMS*, pp. 532-535, Jan. (2002).
- [39] T. Inoue, H. Tanaka, N. Fukuchi, M. Takumi, N. Matsumoto, T. Hara, N. Yoshida, Y. Igasaki, and Y. Kobayashi, "LCOS Spatial Light Modulator Controlled by 12-bit Signals for Optical Phase-only Modulation," *Proc. SPIE*, Vol. 6487, 64870Y, Feb. (2007).
- [40] J. H. Bruning, D. R. Herriott, J. E. Gallagher, D. P. Rosenfeld, A. D. White, and D. J. Brangaccio, "Digital Wavefront Measuring Interferometer for Testing Optical Surfaces and Lenses," *Applied Optics*, Vol. 13, pp. 2693-2703, May (1974).

- [41] D. R. Neal, D. J. Armstrong, W. T. Turner, "Wavefront sensors for control and processing monitoring in optics manufacture," *Proceedings of SPIE*, Vol. 2993, pp. 211-220, Mar. (1997).
- [42] F. Gonté, A. Courteville, and R. Dändliker, "Optimization of Single-mode Fiber Coupling Efficiency with an Adaptive Membrane Mirror," *Optical engineering*, Vol. 41, No. 5, pp. 1073-1076, May (2002).
- [43] J. R. Moore, N. Collings, W. A. Crossland, A. B. Davey, M. Evans, A. M. Jeziorska, M. Komarcevic, R. J. Parker, T. D. Wilkinson, H. Xu, "The Silicon Backplane Design for an LCOS Polarization-Insensitive Phase Hologram SLM," *Photonics Technology Letters, IEEE*, Vol. 20, No. 1, pp. 60, 62, Jan. (2008).
- [44] C. R. Doerr, L. W. Stulz, D. S. Levy, L. Gomez, M. Cappuzzo, J. Bailey, R. Long, A. Wong-Foy, E. Laskowski, E. Chen, S. Patel, and T. Murphy, "Eight-Wavelength Add-Drop Filter with True Reconfigurability," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 15, No. 1, pp. 138-140, Jan. (2003).
- [45] Y. Ikuma, T. Mizuno, H. Takahashi, and H. Tsuda, "Integrated 40- λ 1 \times 2 Wavelength Selective Switch Without Waveguide Crossings," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 25, No. 6, pp. 531-534 (2013).
- [46] Y. Ikuma, T. Mizuno, H. Takahashi, T. Ikeda, and H. Tsuda, "Low-Loss Integrated 1 \times 2 Gridless Wavelength Selective Switch with a Small Number of Waveguide Crossings," *Proc. ECOC 2009*, Tu.3.E.5, Sep. (2012).
- [47] C. R. Doerr, L. L. Buhl, L. Chen, and N. Dupuis, "Monolithic Flexible-Grid 1 \times 2 Wavelength-Selective Switch in Silicon Photonics," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 30, No. 4, pp. 473-478, Feb. (2012).
- [48] Y. Ishii, K. Hadama, J. Yamaguchi, Y. Kawajiri, E. Hashimoto, T. Matsuura, F. Shimokawa, "MEMS-based 1 \times 43 Wavelength-Selective Switch with Flat Passband," *Proc. ECOC 2009*, PD1.9, Sep. (2009).
- [49] S. Li, Z. Wan, J. Xu, S. Zhong, and Y. Wu, "Wavelength-Selective Switch Based on a Polarization-Independent Transmission Grating and a High Fill-Factor Micromirror Array," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 23, No. 17, Sep. (2011).
- [50] D. M. Marom, D. T. Neilson, D. S. Greywall, C.-S. Pai, N. R. Basavanthally, V. A. Aksyuk, D. O. López, F. Pardo, M. E. Simon, Y. Low, P. Kolodner, and C. A. Bolle, "Wavelength-Selective 1 \times K Switches Using Free-Space Optics and MEMS Micromirrors: Theory, Design, and Implementation," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 23, No. 4, Apr. (2005).
- [51] G. Baxter, S. Frisken, D. Abakoumov, H. Zhou, I. Clarke, A. Bartos, and S. Poole, "Highly Programmable Wavelength Selective Switch Based on Liquid Crystal on Silicon Switching Elements," *Proc. OFC/NFOEC 2006*, OTuF2, Mar. (2006).
- [52] T. Goh, S. Suzuki, and A. Sugita, "Estimation of Waveguide Phase Error in Silica-based Waveguides," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 15, No. 11, pp. 2107-2113, Nov. (1997).
- [53] 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, Jan. (2000).
- [54] F. Zhong, F. Parhami, Z. Zhou, J. Bornstein, "A Novel Waveguide Structure for Polarization Insensitive AWGs," *Proc. Optical Fiber Communications Conference, 2003 (OFC 2003)*, Vol. 2, pp. 703-705, Mar. (2003).
- [55] P. Wall, P. Colbourne, C. Reimer, and S. McLaughlin, "WSS Switching Engine Technologies," *Proc. OFC/NFOEC 2008*, OWC1, Feb. (2008).

第2章 LCOS を用いた空間スイッチの高速収差補償

2.1 はじめに

序論にて、次世代型の CDC-ROADM を用いて柔軟な光ネットワークを構築するためには、ノード内の光ファイバと送受信器や信号監視用のモニタデバイスとの間を、多数の空間スイッチを用いて配線する必要があることを述べた。よって空間スイッチは、設置スペース・コスト・光アンプの電力低減・ノードの方路数拡大の観点から、小型・安価・低損失かつ多ポートを有することが不可欠である。ファイバアレイ・レンズ・LCOS を用いた空間スイッチ[1]は、入出力ファイバアレイを2次的に配列することができ、多ポート化が容易であるうえに、レンズの収差によって歪んだ波面の補償を LCOS によって行うことが可能であるため、安価な球面単レンズを用いて低損失な光スイッチが構成可能である点において優れている。しかし収差の補償を行うためにはあらかじめ補償量が分かっている必要がある。従来の直接測定技術である干渉計測法[2]やシャック・ハルトマン法[3]は光学系のサイズ制限や測定の手間から有効ではない。また別の従来技術である最適化アルゴリズムに従って挿入損失を最小化するような位相パターンを求める手法[4]では、解探索の過程において変数量が過大であることから局所解にトラップされてしまうことが頻繁にあり、大局解を見つけ出すためには膨大な時間を要するという問題があった。

本章では、最適な補償位相パターンを Zernike 多項式[5]で展開し、各 Zernike モード係数を粒子群最適化(PSO: particle swarm optimization)[6]により求める手法について述べ、局所解においては Zernike 係数の低次モード係数と高次モード係数との間に線形な相関があることを統計的解析によって明らかにする。さらに、上記係数間の相関を考慮して、最適化に必要な変数量を削減した改良型 PSO アルゴリズム[7]を新たに提案し、これを用いることで従来型アルゴリズムと比べ、大幅なカリブレーション時間の短縮が可能であることを実証する。

2.2 空間スイッチの構造および動作原理

2.2-1 空間スイッチの構造

図 2-1(a)に LCOS を用いた空間スイッチの構造を示し、図 2-1(b)は空間スイッチの x - z 断面における動作を表している。本空間スイッチは、レンズ、LCOS、ファイバアレイから構成される。レンズ焦点距離を F とおいたとき、レンズの主点から F 離れた面をレンズのフーリエ面と呼ぶ。ファイバアレイの端面および LCOS が、レンズの各フーリエ面に置かれる。ファイバアレイのうちの1本のファイバを入力ポートとして用い、その他のファイバを出力ポートとして用いる。本空間スイッチは、定性的には以下のように動作する: 1) 入力ファイバから自由空間に放射された信号光は自由空間中を拡散しながら伝搬し、レンズによって平行化(コリメート)され、LCOS 上に投影される; 2) LCOS 上に投影された信号光は、LCOS の液晶層を通過することによって位相変調が付与され、反射光の等位相面が任意の角度で傾けられる; 3) 任意の角度で反射した信号光は、再びレンズを通過することで、ファイバアレイ端面上の任意の位置に集光され、出力光ファイバに結合する。

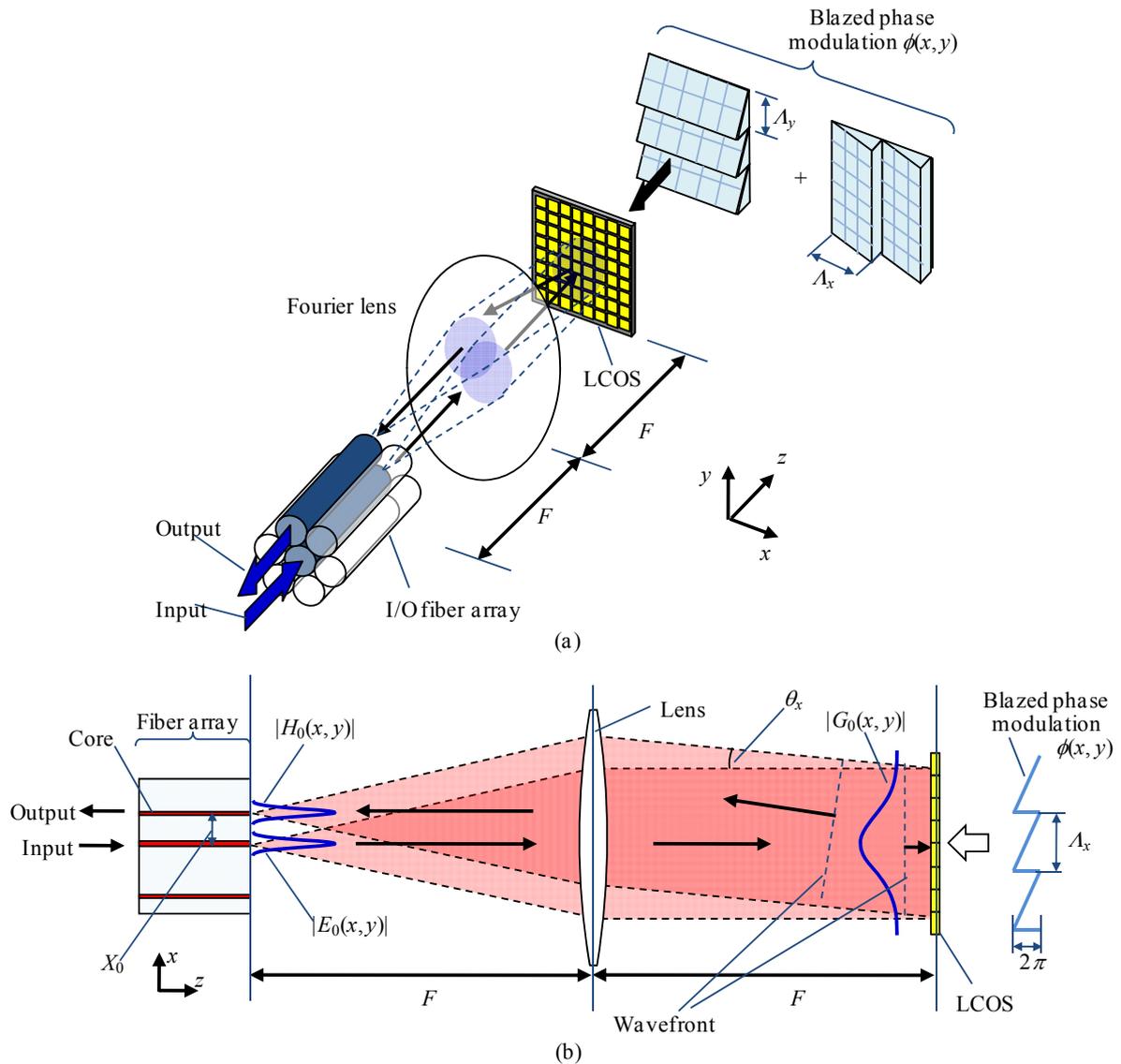


図 2-1 LCOS とファイバアレイを用いた空間スイッチの構造と動作原理: (a) 空間スイッチの斜視図; (b) x - z 断面におけるスイッチング動作(上視図)。

2.2-2 空間スイッチの動作原理 (理想薄肉レンズの場合)

本項では、空間スイッチ光学系における光波の振る舞いを詳細に述べる。

一般的なシングルモードファイバ(SMF)を用いたファイバアレイでは、その端面における入力光の光振幅分布 $E_0(x, y)$ は、ガウシアン関数で近似することができ、下記式で表される。

$$E_0(x, y) = \exp \left[-4 \left(\frac{x}{\omega} \right)^2 - 4 \left(\frac{y}{\omega} \right)^2 \right] \quad (2-1)$$

ここで ω は入力振幅分布のスポットサイズ(光エネルギー $|E_0(x, y)|^2$ の値が、最大値に対し $1/e^2$ まで落ちる距離の全幅)である。一般的な SMF の場合、 $\omega = 10 \mu\text{m}$ 程度である。レンズが理想的(無収差)な薄肉レンズであった場合、レンズはフーリエ変換器として機能し[8]、ファイバ端面の像のフーリエ変換像が LCOS 表面に投影される。LCOS 上の像 $G_0(x, y)$ は下記式で表される。

$$G_0(x, y) \propto \text{FT}\{E_0(x, y)\} \\ = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-4\left(\frac{X}{\omega}\right)^2 - 4\left(\frac{Y}{\omega}\right)^2\right] \exp\left\{j\left(2\pi\frac{x}{F\lambda}X + 2\pi\frac{y}{F\lambda}Y\right)\right\} dXdY \quad (2-2)$$

ここで、演算子“FT”は二次元フーリエ変換を表す。 λ は信号光の波長であり、空間スイッチをCバンドで使用する場合には $\lambda \sim 1550 \text{ nm}$ と近似して良い。ここでは簡単のため、入力光ファイバのコアの中心がレンズの光軸上 $(x, y) = (0, 0)$ にあり、出射光が z 軸に対して平行に伝搬していると仮定している。(2-1)式のように入力光の振幅分布 $E_0(x, y)$ がガウシアン関数であるため、フーリエ変換の性質よりLCOS上の像 G_0 も次式のようにガウシアン関数となる。

$$G_0(x, y) = K \exp\left[-4\left(\frac{x}{\Omega}\right)^2 - 4\left(\frac{y}{\Omega}\right)^2\right], \quad (2-3)$$

$$\Omega = \frac{4F\lambda}{\pi\omega} \quad (2-4)$$

ここで、 Ω はLCOS上のコリメート像のスポットサイズを表す。 K は定数項である。(2-4)式のように、入力光のスポットサイズ ω とLCOS上の像のスポットサイズ Ω は反比例する。入力信号光を特定の出力ファイバへスイッチングを行うためにはLCOSを反射する光の等位相面を傾け、ビームの反射角を制御する必要がある。 $G_0(x, y)$ に対し、LCOSにて位相変調を与えることでビームの偏向を行う。信号光がLCOSから反射した直後の、LCOS近傍における反射波の複素振幅 $R_0(x, y)$ は、

$$R_0(x, y) = G_0(x, y) \exp\{j\phi(x, y)\} \quad (2-5)$$

と表される。 $\phi(x, y)$ はLCOSで与える位相変調パターンを表す。ここで $\phi(x, y)$ として

$$\phi(x, y) = \alpha x + \beta y \quad (2-6)$$

(α, β は定数)

のようにLCOSを用いて x や y に対して線形な関数を用いることで波面を任意の方向に傾けることができる。ここで(2-5)に代入する位相変調パターン $\phi(x, y)$ について、三角関数の性質

$$\exp\{j\phi(x, y)\} = \exp\{j[\phi(x, y) + 2l\pi]\}, \quad (2-7)$$

(l は任意の整数)

を利用すると、 $\phi(x, y)$ を(2-6)式に代わり以下の式で置き換えても同じ $R_0(x, y)$ の値が得られることが分かる。

$$\phi(x, y) = \text{mod}[\alpha x + \beta y]_{2\pi}. \quad (2-8)$$

ここで関数 $\text{mod}[P]_Q$ は剰余演算を表しており、 P を Q で除算した際の余りを返す関数である。(2-8)式で表されるLCOSの位相パターン $\phi(x, y)$ は、図2-1(a)(b)に描かれているように、位相遅延量が $0 \sim 2\pi \text{ rad}$ の範囲で折り返されるような、鋸波(ブレード)状の位相パターンとなる。通常、LCOSにて設定可能な位相量の範囲は制御回路の最大出力電圧値で制限されており、 $0 \leq \phi(x, y) \leq 2\pi \text{ rad}$ となつて

いるため、任意の位相パターンを表現するためにこのような変調上限値での折り返し処理を行う。以後、LCOSに与えるパターン $\phi(x, y)$ について毎回 $\text{mod}[\phi(x, y)]_{2\pi}$ と表記するのは煩雑なので、演算子“mod”の表記を省略することとする。(2-8)式よりブレイズパタンの周期 Λ_x, Λ_y は、

$$\Lambda_x = 2\pi/\alpha, \quad (2-9)$$

$$\Lambda_y = 2\pi/\beta \quad (2-10)$$

と表される。周期的なブレイズ状パターンによって位相変調された光波の x および y 方向における回折角 θ_x, θ_y は、光波の回折理論により、

$$\theta_x = \sin^{-1}(\lambda/\Lambda_x), \quad (2-11)$$

$$\theta_y = \sin^{-1}(\lambda/\Lambda_y) \quad (2-12)$$

と表される。LCOSを反射した信号光は再びレンズを通過し、フーリエ変換され、ファイバ端面上に結像する。反射光の複素振幅分布はフーリエ変換の可逆性から、

$$\begin{aligned} H_0(x, y) &\propto \text{FT}\{R_0(x, y)\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-4\left(\frac{X}{\Omega}\right)^2 - 4\left(\frac{Y}{\Omega}\right)^2\right] \exp\{j\phi(X, Y)\} \exp\left\{j\left(2\pi\frac{x}{F\lambda}X + 2\pi\frac{y}{F\lambda}Y\right)\right\} dXdY \end{aligned} \quad (2-13)$$

と表される。(2-13)に(2-8)を代入すると、

$$\begin{aligned} H_0(x, y) &= \exp\left[-4\left\{\frac{(x - F\lambda/\Lambda_x)}{\omega}\right\}^2 - 4\left\{\frac{(y - F\lambda/\Lambda_y)}{\omega}\right\}^2\right] \\ &= E_0(x - F\lambda/\Lambda_x, y - F\lambda/\Lambda_y) \end{aligned} \quad (2-14)$$

が導かれる。(2-14)式は、ガウシアン状の入力光振幅 $E_0(x, y)$ を、 x, y 方向に対してそれぞれ距離 $F\lambda/\Lambda_x, F\lambda/\Lambda_y$ だけ平行移動させたプロファイルを表している。したがって信号光を $(x, y) = (x_0, y_0)$ 離れた位置にある出力ファイバへスイッチングするためには、ブレイズ状の位相変調パターン $\phi(x, y)$ の x, y 各方向におけるブレイズ周期を、

$$\Lambda_x = F\lambda/x_0, \quad (2-15)$$

$$\Lambda_y = F\lambda/y_0 \quad (2-16)$$

とすればよいことが分かる。出力ファイバへの結合効率 η は、反射光のプロファイル $H_0(x, y)$ と出力ファイバの導波モードのプロファイル $E_0(x - x_0, y - y_0)$ の重なり積分を実行することで計算される[9]。 η を得るための重なり積分は下記式によって表される。

$$\eta = \frac{\left| \iint H_0(x, y) E_0^*(x - x_0, y - y_0) dx dy \right|^2}{\iint |E_0(x, y)|^2 dx dy \iint |E_0(x - x_0, y - y_0)|^2 dx dy} \quad (2-17)$$

(2-17)式に、(2-14)(2-15)(2-16)式を代入することで $\eta = 1$ が成立し、無損失にスイッチングされることが確認できる。

2.2-3 レンズの収差による損失発生メカニズム

前記 2.2-2 項における理想的な薄肉近似モデルでは光波の振る舞いが無損失なスイッチング動作($\eta = 1$)として記述されているが、実際の空間スイッチでは挿入損失が生じる($\eta < 1$)。空間スイ

ツチの主な損失要因は、レンズの収差による損失である。

図 2-2(a)は、収差を有するレンズを用いて空間スイッチを構成した場合の光波の振る舞いを定性的に示したものである。ここでは本来反射型である光学系を、反射面である LCOS 面で展開し、透過型の系として表記している。空間スイッチが低損失であるためにはコリメート光 $G_0(x, y)$ の位相項 $\phi_{in}(x, y)$ は平面状となっていることが望ましいが、実際のレンズを通過した場合には図 2-2(a) のように収差によって歪みを生じる。特に安価に量産可能な球面レンズを用いた場合には歪みの度合いは大きい。ここで(2-8)式のようなブレイズ状の位相変調を与えた場合、信号光は波面の歪みを有したまま偏向し、LCOS を反射した光はレンズを通過することで再びレンズの収差による波面歪曲を受けるため、出力ファイバ上の集光像 $H_0(x, y)$ の形状は大きく歪み、出力ファイバへの結合損失が生じる。

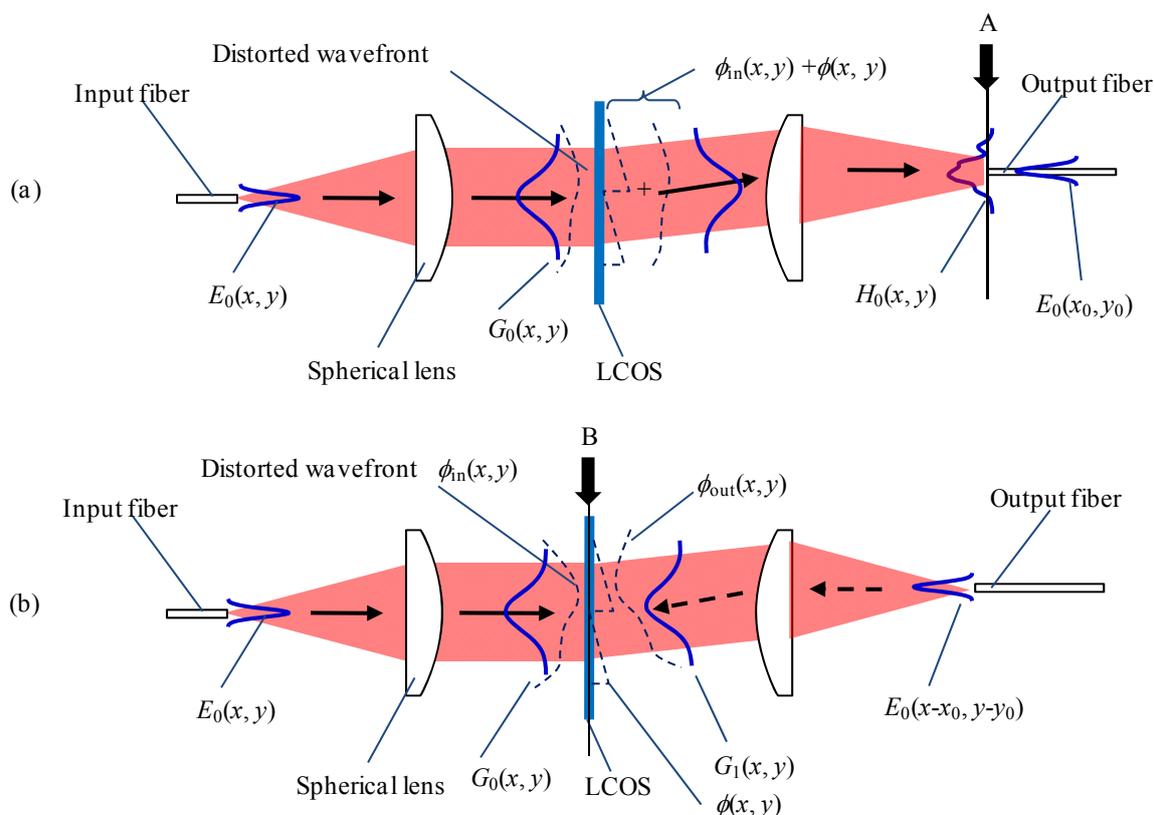


図 2-2 収差を含むレンズで構成された空間スイッチ: (a)光伝搬の様子; (b) 収差による損失の計算モデル。

スイッチングされた信号光と出力ファイバの導波モード間の結合効率は、両モードの振幅分布の重なり積分で表される。また、上記重なり積分は光学系内のどの面で行っても同じ計算結果が得られる[9]。例えば、図 2-2(a)の A 面において $H_0(x, y)$ と $E_0(x-x_0, y-y_0)$ の重なり積分を実行しても良いし、あるいは、図 2-2(b)のように出力ファイバ端面を出発点とし、出力モード $E_0(x-x_0, y-y_0)$ を光学系内に逆伝搬させた光波 $G_1(x, y)$ を考え、LCOS 面 B において、入力モード $G_0(x, y)$ と出力モード $G_1(x, y)$ の重なり積分を実行しても良い。後者の場合、結合効率 η は、

$$\eta = \frac{\left| \iint G_0(x, y) G_1^*(x, y) \exp\{-j\phi(x, y)\} dx dy \right|^2}{\iint |G_0(x, y)|^2 dx dy \iint |G_1(x, y)|^2 dx dy} \quad (2-18)$$

と表される。ここで、 $G_0(x, y)$ 、 $G_1(x, y)$ の振幅項がガウシアン関数で近似できるとすると、結合効率 η は、

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{\left| \iint A_0^2(x, y) \exp[j\{\phi_{in}(x, y) + \phi_{out}(x, y) - \phi(x, y)\}] dx dy \right|^2}{\iint |A_0(x, y)|^2 dx dy \iint |A_0(x, y)|^2 dx dy} \\ &= \left| \frac{8}{\pi\Omega^2} \iint A_0^2(x, y) \exp[j\{\phi_{in}(x, y) + \phi_{out}(x, y) - \phi(x, y)\}] dx dy \right|^2, \end{aligned} \quad (2-19)$$

$$A_0(x, y) = \exp\left[-4\left(\frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{\Omega}\right)^2\right]$$

と書き直すことができる。ここで、 $\phi_{in}(x, y)$ 、 $\phi_{out}(x, y)$ はそれぞれ $G_0(x, y)$ 、 $G_1(x, y)$ の位相項であり、 $A_0(x, y)$ は、ガウシアン近似した振幅項(= $|G_0(x, y)| = |G_1(x, y)|$)である。(2-19)式を見ると、 $\phi(x, y)$ として、(2-8)式のブレイズ状パターンではなく

$$\phi(x, y) = \{\phi_{in}(x, y) + \phi_{out}(x, y)\} \quad (2-20)$$

となるような位相パターンを LCOS に印加した時に、 η が最大化、すなわち収差による損失が最小化されることがわかる。空間スイッチの光学系では、 $\phi_{in}(x, y)$ や、 $\phi_{out}(x, y)$ は光学系のミスアライメント、さらには LCOS のカバーガラスや液晶層の厚みの不均一性などによっても変動する値であるため、最適な補償用位相パターン $\phi(x, y)$ は未知である。2.3 節～2.5 節では $\phi(x, y)$ を同定し、収差を高速に補償する手法を提案する。また大きな収差を有する $F = 30 \text{ mm}$ の球面単レンズを用いた空間スイッチについての収差の同定・補償実験を行い、提案手法の有用性を実証する。

2.3 実験系および収差補償アルゴリズム

2.3-1 Zernike 係数列の最適化による位相パターンの同定

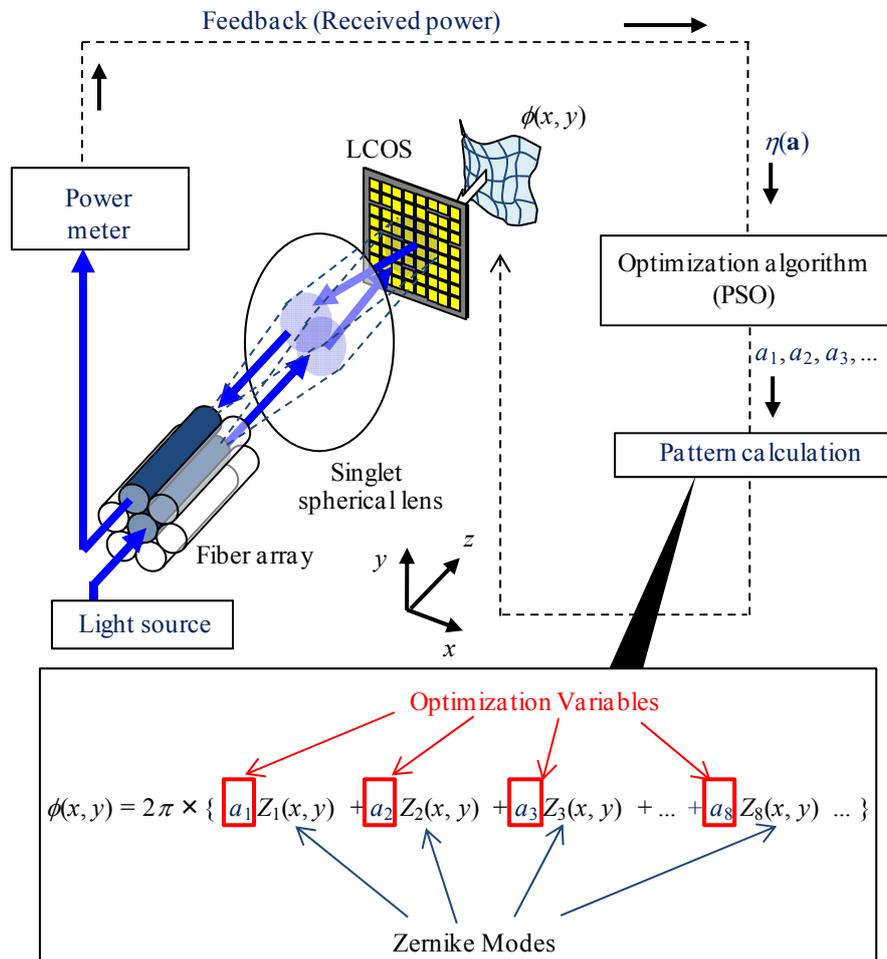


図 2-3 LCOS を用いて空間スイッチにおける収差を同定するための光学系。求めたい位相パターン $\phi(x, y)$ が Zernike 多項式で展開され、挿入損失を最小化する Zernike 係数の組み合わせが試行錯誤型の最適化アルゴリズムに従って求められる。

本研究では図 2-3 に示した手法で収差補償のための最適な位相パターン $\phi(x, y)$ を求める。まず、ファイバアレイ、レンズ、LCOS を用いて空間スイッチを組立て、入力ポートを光源に接続し無変調連続(CW: Continuous Wave)光を入射した。出力ファイバはパワーメータに接続されており、受光パワー η が測定される。最適な補償用位相パターン $\phi(x, y)$ を得るためにまず $\phi(x, y)$ を図 2-4 に示す Zernike 多項式[5]で展開し、各モードの係数 ($\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_{n_{\max}}]$) を最適化アルゴリズムに基づく試行錯誤型の繰り返し計算で得ることを試みた。 $\phi(x, y)$ は Zernike 多項式を用いて下記(2-21)式のように展開される。

$$\phi_r(r, \theta) = 2\pi \sum_{n=1}^{n_{\max}} a_n Z_n(r, \theta),$$

$$\left(\begin{array}{ll} Z_1(r, \theta) = r \cos \theta, & Z_2(r, \theta) = r \sin \theta, \\ Z_3(r, \theta) = 2r^2 - 1, & Z_4(r, \theta) = r^2 \cos(2\theta), \\ Z_5(r, \theta) = r^2 \sin(2\theta), & Z_6(r, \theta) = (3r^3 - 2r) \cos \theta, \\ Z_7(r, \theta) = (3r^3 - 2r) \sin \theta, & Z_8(r, \theta) = (6r^4 - 6r^2) + 1, \\ \dots & \dots \end{array} \right) \quad (2-21)$$

ここで $\phi(r, \theta)$ は $\phi(x, y)$ を曲座標で表記したものであり、 r および θ はそれぞれ LCOS 面での曲座標における動径と偏角を表している。本実験では $r = (x^2 + y^2)^{1/2} / 0.875\Omega$ と規格化した。すなわち、

$$\phi(x, y) = \phi_r \left\{ \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{0.875\Omega}, \tan^{-1} \left(\frac{y}{x} \right) \right\} \quad (2-22)$$

となる。

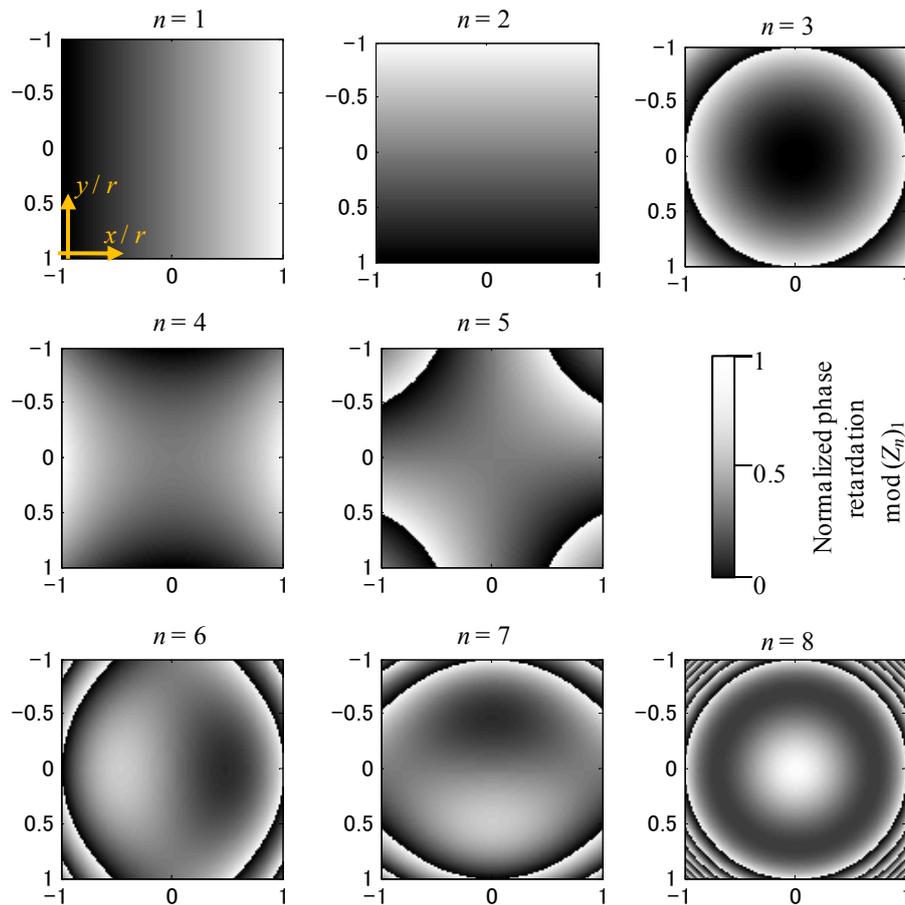


図 2-4 Zernike 多項式の各モード。ここでは、 $n = 1, 2, 3 \dots, 8$ の 8 つのモードを図示している。

2.3-2 粒子群最適化(PSO)アルゴリズム

本研究では最適化アルゴリズムとして、粒子群最適化(PSO: Particle Swarm Optimization)法[6]を用いた。PSO法は、動物の群れが個体間で情報交換をしながら餌位置を探索する行動パターンを模倣した最適化アルゴリズムであり、多変数最適化問題の解探索手段として広く用いられる手法である。

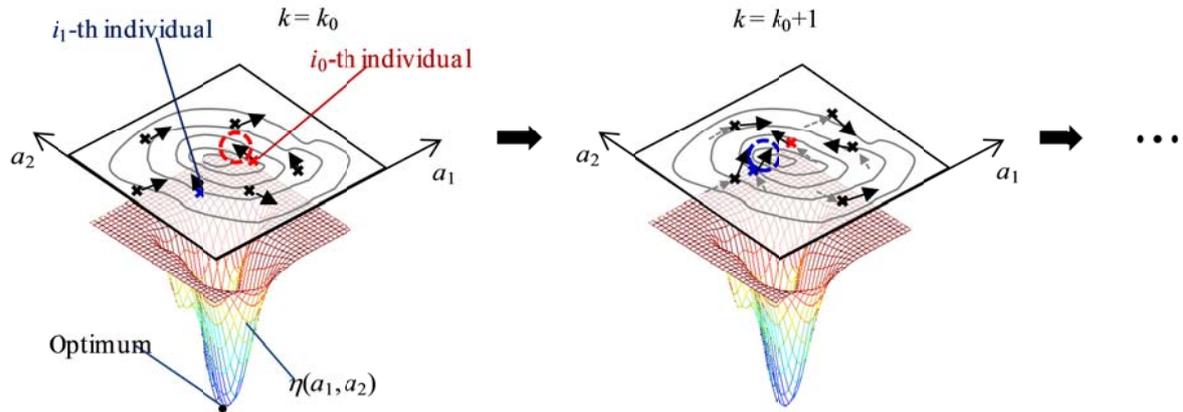


図 2-5 PSO アルゴリズムにおける最適値問題の解探索法の模式図。ここでは例として、2変数関数 $\eta(a_1, a_2)$ の最適値を求める場合を示している。

図 2-5 は PSO アルゴリズムによる最適化問題の解探索方法を定性的に示したものである。ここでは 2 変数の最適化問題について示しており、変数ベクトル空間内 (a_1, a_2) にランダムにばらまかれた複数の個体(Individual)が、ベクトル空間内を繰り返しの移動しながら、最適解に近づいていく。初期状態(図 2-5(左): $k = k_0$)では、個体グループの中の i_0 番目の個体が最も最適解に近い位置にある。この時個体 i_0 は自分の位置 (a_1, a_2) を記憶し、また最良値を示した位置情報はグループ全体で共有される。次に、各個体はベクトル空間内移動を行い自身の位置を更新する。この移動操作を世代交代と呼ぶ。移動時に各個体は、グループ全体の中での最良位置(Group Best)と、自分が過去に探し当てた最良の位置(Personal Best)の中間の位置を目指すよう、移動ベクトルを計算する。移動後、すなわち世代交代後の状態(図 2-5(右): $k = k_0 + 1$)を見ると、今度は i_1 番目の個体がグループの中で最良値を探し当てている。すなわち Group Best や Personal Best となる位置情報が更新され、それに基づき新しい世代交代が行われる。以上の操作を繰り返すことでグループ全体が最適解に徐々に近づいていく。

本実験では収差補償のための最適な Zernike 係数列を得るためのアルゴリズムとして PSO を用い、具体的には図 2-6 に示したフローチャートに従い最適化がおこなわれる。

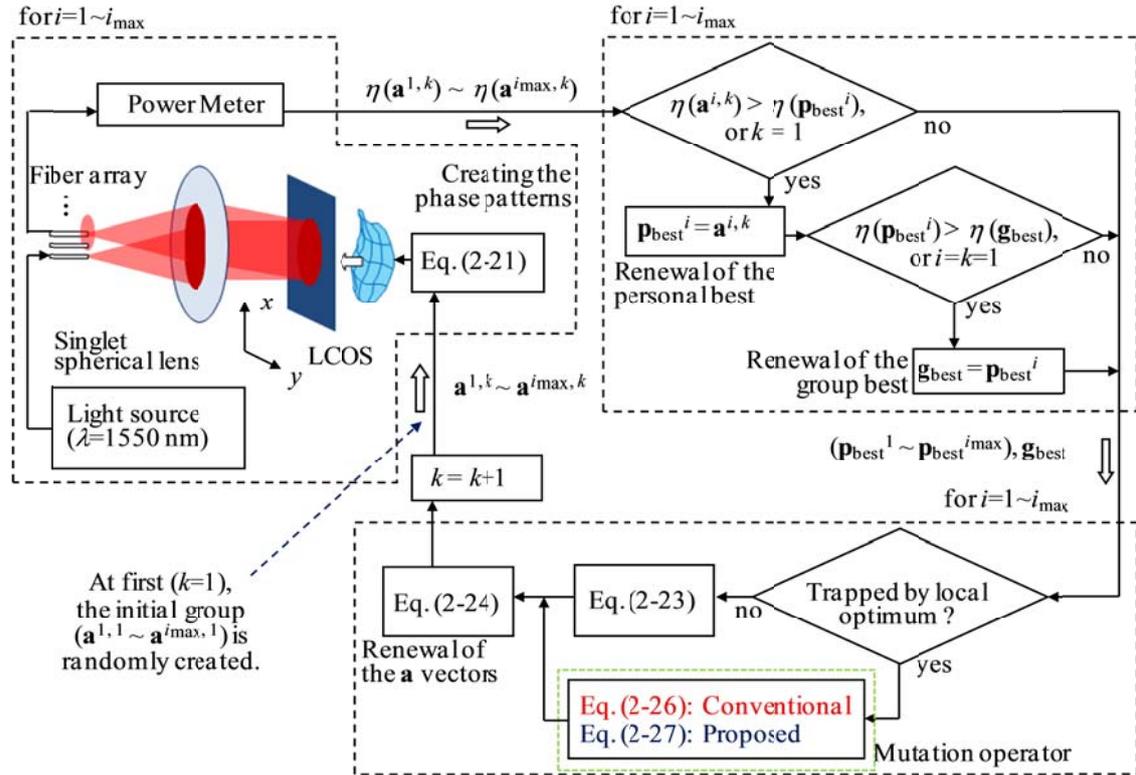


図 2-6 収差補償用 PSO アルゴリズムのフローチャート。

まず最初に($k=1$)、任意の個体数($i=1 \sim i_{\max}$)で構成される初期グループを、変数ベクトル空間内のランダムな位置 $\mathbf{a}^{i,1}$ に生成する。探索グループ内の各個体の位置 $\mathbf{a}^{i,1}$ はベクトル量であり、Zernike 係数列($[a_1^{i,1}, a_2^{i,1}, \dots, a_8^{i,1}]$)を意味する。 $\mathbf{a}^{i,k}$ ベクトルを(2-21), (2-22)式に代入することで、位相パターン $\phi(x, y)$ が計算され、LCOS に投影される。LCOS を反射した出力光は出力ファイバに結合し、パワーメータでの出力光強度測定により、結合効率 $\eta(\mathbf{a}^{i,k})$ が得られる。得られた $\eta(\mathbf{a}^{i,k})$ の値は計算機にフィードバックされ、下記漸化式(2-23)~(2-25)式に従って各個体の位置が更新されることで、各個体は変数ベクトル座標系内を移動しながら、結合効率が最大となる Zernike 係数列が探索される。

$$\mathbf{v}^{i,k+1} = c_0 \mathbf{v}^{i,k} + c_1 \gamma_1(i, k) (\mathbf{p}_{\text{best}}^i - \mathbf{a}^{i,k}) + c_2 \gamma_2(i, k) (\mathbf{g}_{\text{best}} - \mathbf{a}^{i,k}), \quad (2-23)$$

$$\mathbf{a}^{i,k+1} = \mathbf{a}^{i,k} + \mathbf{v}^{i,k+1}, \quad (2-24)$$

$$\mathbf{v}^{i,1} = \mathbf{0}. \quad (2-25)$$

ここで c_0, c_1, c_2 は非負の重み付け定数、 $\gamma_1(i, k), \gamma_2(i, k)$ は乱数(0~1 の範囲の値をとり、計算毎・個体毎に更新される値)である。ベクトル量 $\mathbf{a}^{i,k}$ は、 k 回目の計算における、探索グループ内の i 番目の個体が有する Zernike 係数列をあらわす。 $\mathbf{p}_{\text{best}}^i$ は、 i 番目の個体が過去の探索の中で、最大の結合効率を示した時の \mathbf{a} ベクトルである(Personal Best)。 \mathbf{g}_{best} は探索グループ全体の中で、最大の Personal Best を示した時の \mathbf{a} ベクトルである (Group Best)。以上のアルゴリズムに加え PSO

には通常、突然変異オペレータ[10]が導入される。これは大局解への収束が局所解にトラップされることにより阻害される問題を緩和するために一般的に用いられる。突然変異オペレータは下記(2-26)式で表され、結合効率値の推移が飽和したと判定された場合に、(2-23)式の代わりに用いる。

$$v_n^{i,k+1} = \gamma(i,k,n) \quad (n=1,2,3, \dots) \quad (2-26)$$

ここで v_n は \mathbf{v} ベクトルの n 番目の要素を表し、 $\gamma(i,k,n)$ は任意の重み付け量をもつ乱数であり、重み付け量が大きいほど、各個体は局所解周辺のより広い範囲に拡散され、再探索を行う。上記アルゴリズムに従い計算を繰り返すことで、結合効率 η は最適化される。すなわち、レンズによって生じた収差が同定・補償される。

2.3-3 実験系の構成

図 2-7 に LCOS を用いた空間スイッチの光学系の写真を示す。今回、焦点距離 $F = 30$ mm、曲率 15.5 mm、中心厚 6 mm、硝材 N-BK7 (屈折率 = 1.5003) の平凸球面タイプの単レンズを用いた。LCOS は画素ピッチ 15 μm 、画素数 512 \times 512 ピクセルのものを用いた。ファイバアレイを構成する各ファイバはシングルモードであり、そのピッチは 250 μm であり、端面でのスポットサイズ ω は 10 μm であった。光源は波長 1550 nm の偏光状態が調整された CW 光を出力しており、光源からの出力を入力ファイバに接続した。LCOS 上でのコリメート光のプロファイルは概ねガウシアン形状をしており、そのスポットサイズ Ω は約 6 mm であった。入力ファイバから 1 ポート隣のファイバを出力ファイバとし、スイッチングを行った。収差補償を行わない場合、すなわち $\phi(x,y)$ として(2-8)式に示したブレードパターンを用いた場合の過剰損失は 2.7 dB であった。ここで、過剰損失とは、付録 A.1 に示した LCOS の回折損失(2.4 dB)や、ファイバの損失(1.0 dB)、レンズなど素子の吸収・散乱・フレネル損失(0.4 dB)といった、実測により既知である損失量を除いた量であり、収差による損失を意味する。

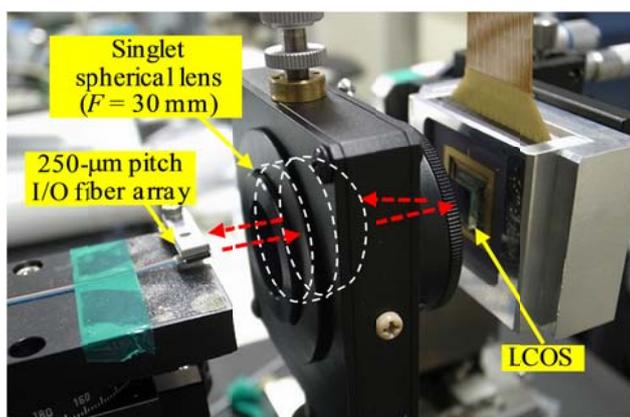


図 2-7 LCOS を用いた収差補償実験系の写真。

2.4 従来型 PSO による収差補償と局所解の解析

2.4-1 従来の PSO を用いた収差補償

図 2-7 の実験系を模した解析モデルと、前述した従来型 PSO アルゴリズムを用いて収差補償シミュレーションを行った。本シミュレーションでは仮定の収差量として光線追跡法[11]を用いて計算した $\phi_{in}(x, y)$, $\phi_{out}(x, y)$ を収差として使用し、(2-19)式に代入することで、図 2-6 のパワーメータからの仮想出力 $\eta(\mathbf{a}^{i, k})$ が計算される。

ここではまず、 $\phi(x, y)$ の展開に必要な Zernike モードの数 n_{max} を決定する必要がある。 n_{max} が大きいほど、より複雑な形状の収差を補償出来るが、一方で最適化変数が増加し、同定に要する時間が増加する。図 2-8 はファイバの座標 $(x_0, y_0) = (0, 0)$ とし、モード数 n_{max} をパラメータに、レンズの収差を補償した際の残留収差による損失を計算したものである。本光学系においては 3 次と 8 次のモードが損失に対して支配的であり、8 次モードまで用いて展開すれば残留損失が約 0.1 dB と、無視できる程度まで低減出来ていることがわかる。よって、展開に必要な Zernike モード数を $n_{max} = 8$ と決定した。

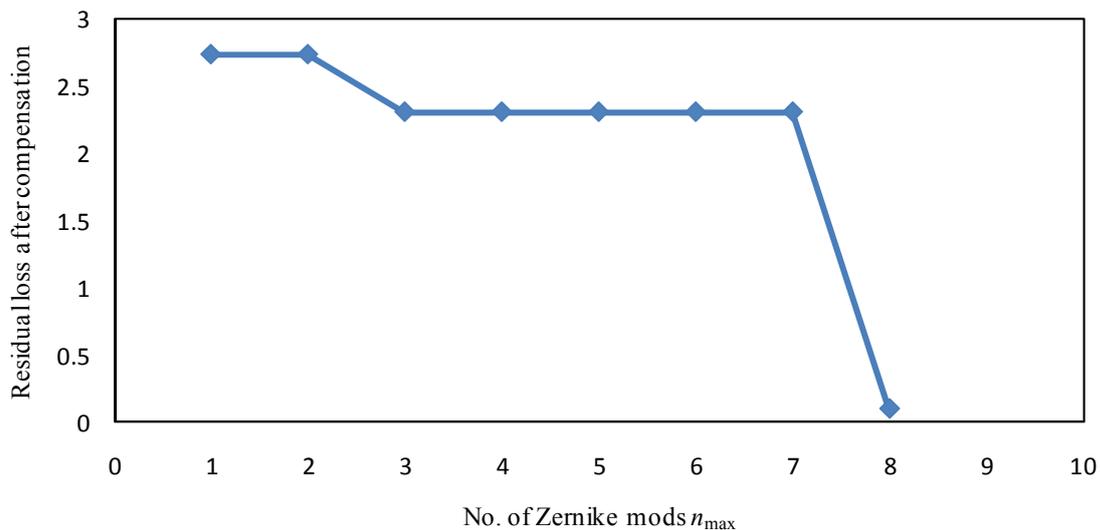


図 2-8 補償パタン展開に用いる Zernike モード数と残留損失の関係。

次に突然変異オペレータを用いず、一般的な PSO アルゴリズムである(2-23)~(2-25)式のみを用いて最適化を行った。個体数 $i_{max} = 20$ とし、重み付け定数を、 $c_0=0.8$, $c_1=0.3$, $c_2=0.7$ としている。図 2-9 にその最適化結果の例を示す。横軸に世代交代の回数 k 、縦軸が出力ファイバへの光結合効率 η を示しており、全個体が示した $\eta(\mathbf{a}^{i, k})$ の値の推移が重ねてプロットされている。推移曲線の包絡線が探索グループ内での最良値(group best value)を表す。世代交代数 $k = 120$ 付近にて局所解(損失=約 2 dB を与える位相パタン)に収束してしまい、大局解(損失=0 dB を与えるパタン)への収束に失敗していることが確認できる。

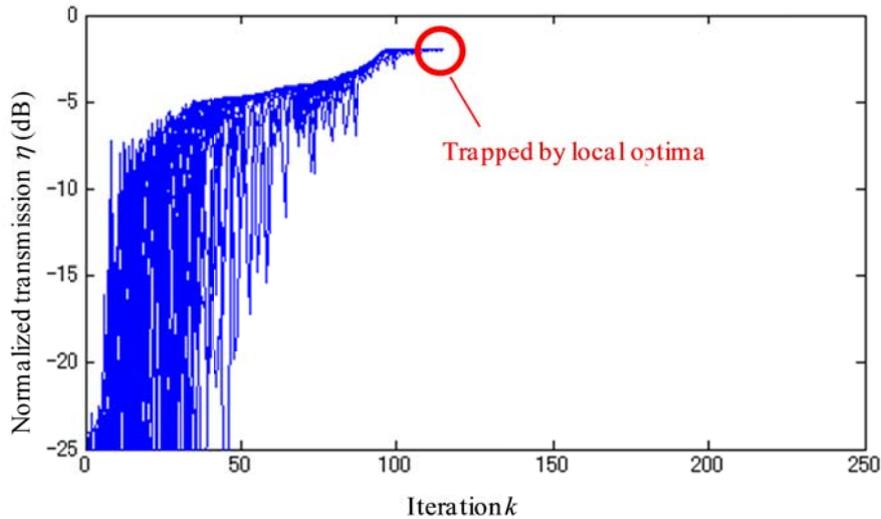


図 2-9 従来の PSO アルゴリズム(2-23)~(2-25)式を用いて、レンズの収差補償用位相パターンを最適化したシミュレーション結果の例。ここでは $n_{\max} = 8$ 、 $i_{\max} = 20$ としている。

続いて従来の PSO よりも局所解にトラップされることへの耐性があるとされている、一般的な突然変異オペレータを導入した PSO を用いて同様の収差補償シミュレーションを行った。上記条件での最適化結果の例を図 2-10 に示す。この例では $k = 90$ 付近で最初の局所解にトラップされているが、その直後に、(2-26)式に従って各個体が局所解の周辺にて探索範囲を拡散しランダムな探索を行うことで局所解からの脱出を試みている。ところが突然変異オペレータを用いたにもかかわらず、ある局所解を脱出した直後にも頻繁に別の局所解にトラップされてしまい、大局解への収束には膨大な測定時間を要することが確認できる。これは本最適化問題の含む変数の総数 ($n_{\max} = 8$) が過大であることが原因であると考えられる。

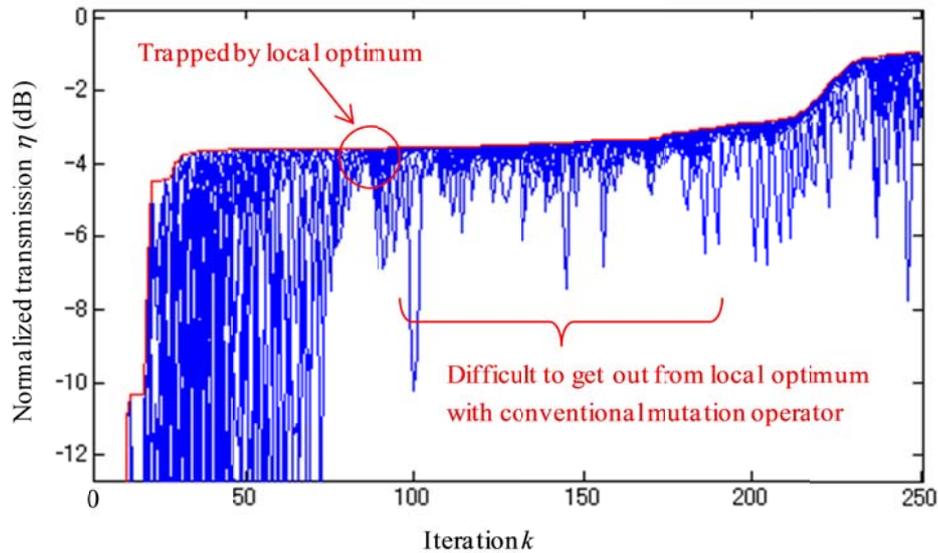


図 2-10 従来の PSO アルゴリズムに対し、一般的な突然変異オペレータ(2-26)式を導入し、局所解からの脱出を試みた場合のシミュレーション結果の例。ここでは $n_{\max} = 8$ 、 $i_{\max} = 20$ としている。

2.4-2 局所解の Zernike 係数の統計解析

ここで統計解析により、局所解にトラップされた場合の Zernike 係数列 \mathbf{a} には規則性があることを発見した。局所解においては低次モードの係数と高次モードの係数との間に線形な相関関係がみられた。図 2-11(a), (c), (e)に収差補償シミュレーションにおいて、局所解での Zernike 係数を示す。ここでは異なる局所解を計 32 サンプル測定しており、局所解での \mathbf{a} ベクトルを成分別 (a_1, a_6) , (a_2, a_7) , (a_3, a_8) にプロットしている。いずれの場合も、データ点は直線関数上に並んでいることから局所解においては低次 Zernike モードと高次 Zernike モードの間に線形な相関があることが確認できる。また実験においてもシミュレーションの場合と同様の局所解特性を示した。16 サンプル分の実験値の統計を図 2-11(b), (d), (f)に示している。シミュレーション値と実験値を比較すると、データ点の近似直線の勾配は良く一致しており、実験値における勾配 da_6/da_1 , da_7/da_2 , da_8/da_3 はそれぞれ 0.566, 0.565, 0.368 であった。さらにシミュレーション結果を見ると、大局解が上記近似直線上に存在していることが分かる。また、別の初期条件にてシミュレーションをおこなった結果、データの近似直線の切片はファイバやレンズの初期位置ミスアライメントによって毎回異なるが、近似直線の傾きはほぼ同じ値が得られることが分かった。これらの結果は、低次モード(Z_1, Z_2 , and Z_3)および高次モード(Z_6, Z_7 , and Z_8)の位相パタンの、座標中心付近の類似性に起因するものであると考えられる。

図 2-11(b), (d), (f)において近似直線上にあるサンプル A~I の Zernike 係数について、各低次モード・高次モードペアの合成パターン($a_1Z_1 + a_6Z_6$), ($a_2Z_2 + a_7Z_7$), ($a_3Z_3 + a_8Z_8$) を計算し、図 2-12(a), (b), (c), にそれぞれ示した。各合成パターンはいずれの局所解においても、座標中心付近 (赤い波線で示した円の内部) では形状が酷似していることが分かる。コリメート光のエネルギーは座標中心付近に集中しているため、エネルギーの少ない外周部の位相パタンの変化に対しては、結合効率

の値は敏感に変動しない。従来型 PSO アルゴリズムでは、過去の探索点での η の値と現在 η の値を比較し、より高い η が存在する方向に向かって変数ベクトル空間内を移動するが、直線上では局所解と大局解とで η の値の差がほとんどないため、個体の移動スピードが著しく低下しているものと考えられる。

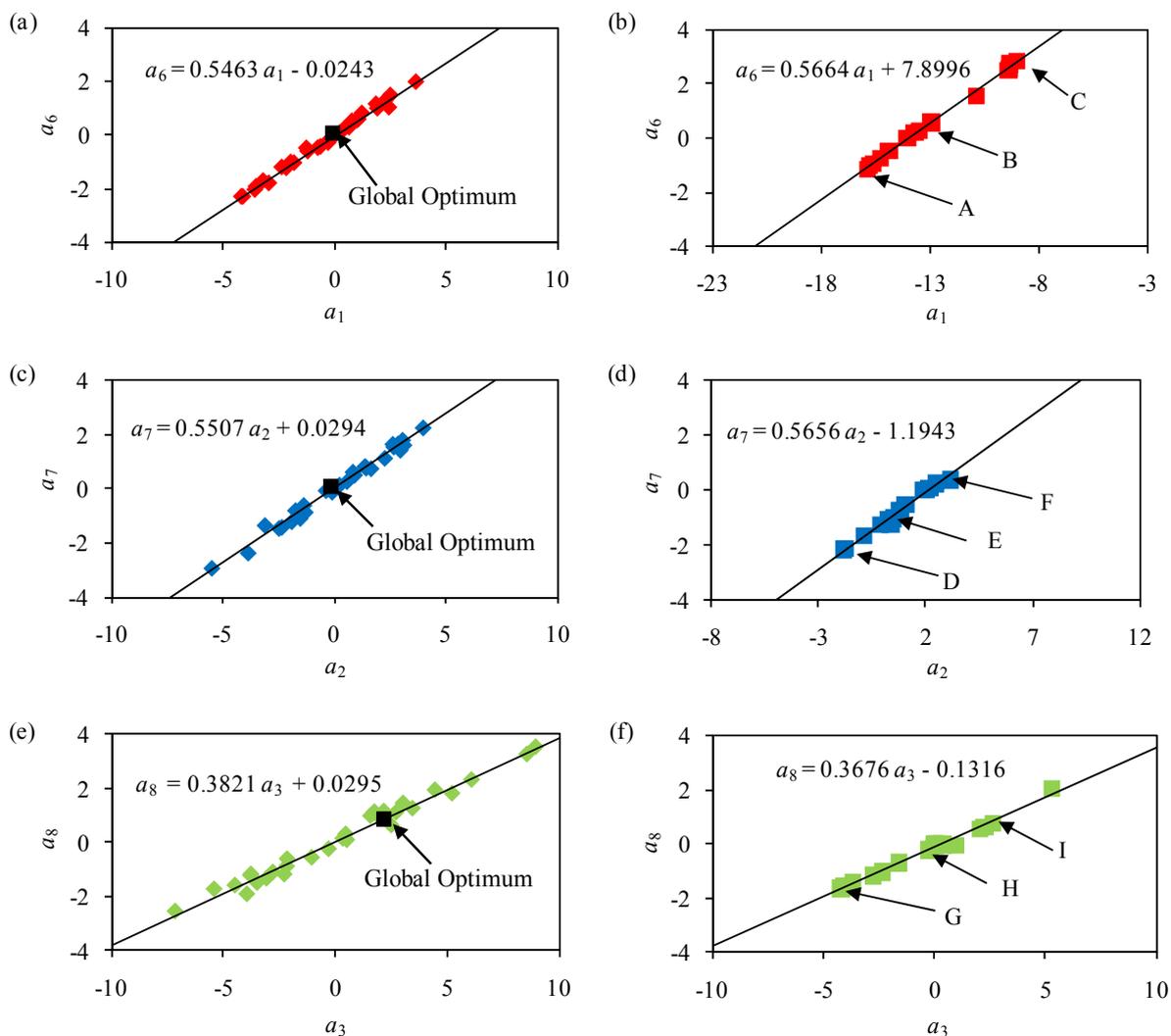


図 2-11 局所解における Zernike 係数の統計。(a)(c)(e) シミュレーション結果(32 サンプルを統計); (b)(d)(f) 実験値(16 サンプルを統計)。(a)(b) a_1 と a_6 の相関; (c)(d) a_2 と a_7 の相関; (e)(f) a_3 と a_8 の相関。

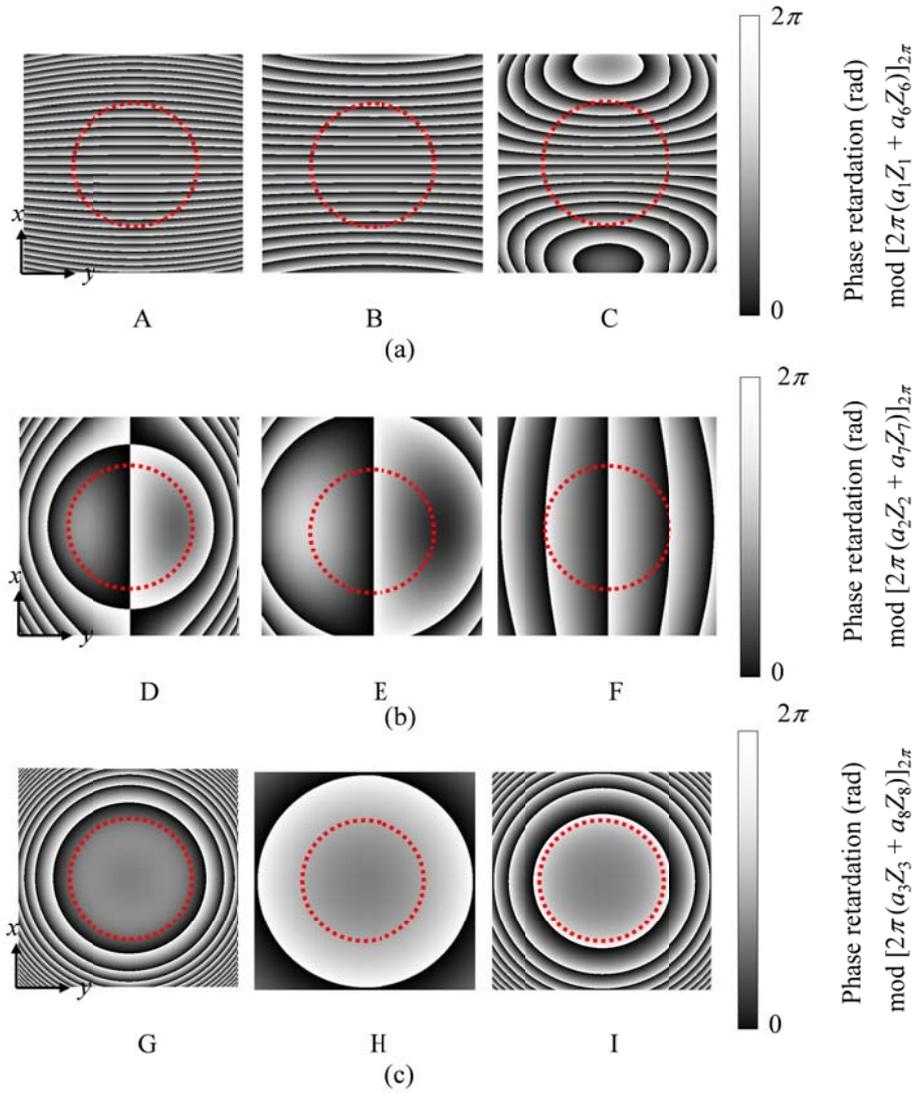


図 2-12 各局所解での合成 Zernike モードの例: (a) サンプル A, B, C における合成モード; (b) サンプル D, E, F における合成モード; (g) サンプル G, H, I における合成モード。

2.5 改良型 PSO による高速収差補償

図 2-11(a), (c), (e)に示したシミュレーション結果から、実際の実験系においても、局所解と同様に大局解の Zernike 係数列も図 2-11(b), (d), (f)に示した近似直線上にあると仮定した。従来の突然変異オペレータでは図 2-13(a)のようにベクトル空間内においてランダムな方向に解探索を行っていたが、これを改良し図 2-13(b)のように解探索の範囲を図 2-11 で見られた線形な領域に限定することが効率的であると考えた。そこで新しい突然変異オペレータとしてこれまでの(2-26)式に代わって、下記(2-27)式を導入した。

$$\begin{aligned}
 v_n^{i,k+1} &= \gamma(i, k, n) \quad (n = 1, 2, 3, 4, 5), \\
 v_n^{i,k+1} &= \frac{da_n}{da_{n-5}} v_{n-5}^{i,k+1} \quad (n = 6, 7, 8).
 \end{aligned}
 \tag{2-27}$$

上記操作により、アルゴリズムのフローは定性的には下記ようになる: 1) 従来の PSO を用いて局所解にトラップされるまで探索を続ける; 2) 個体の位置と Group Best を示した位置との間のノルム($\mathbf{a}^{i,k} - \mathbf{g}_{\text{best}}$)が 0 に漸近した場合、局所解にトラップされたと判断され、改良型突然変異オペレータが発動する。突然変異オペレータが発動時には(2-27)式により各探索個体のもつ \mathbf{a} ベクトルの高次モード($n=6, 7, 8$)の係数が、低次モード($n=1, 2, 3$)の係数により一意に決定される。すなわち、本最適化問題が含む変数の総数 n_{max} が 8 から 5 に削減されることを意味し、大局解への高速収束が期待される。

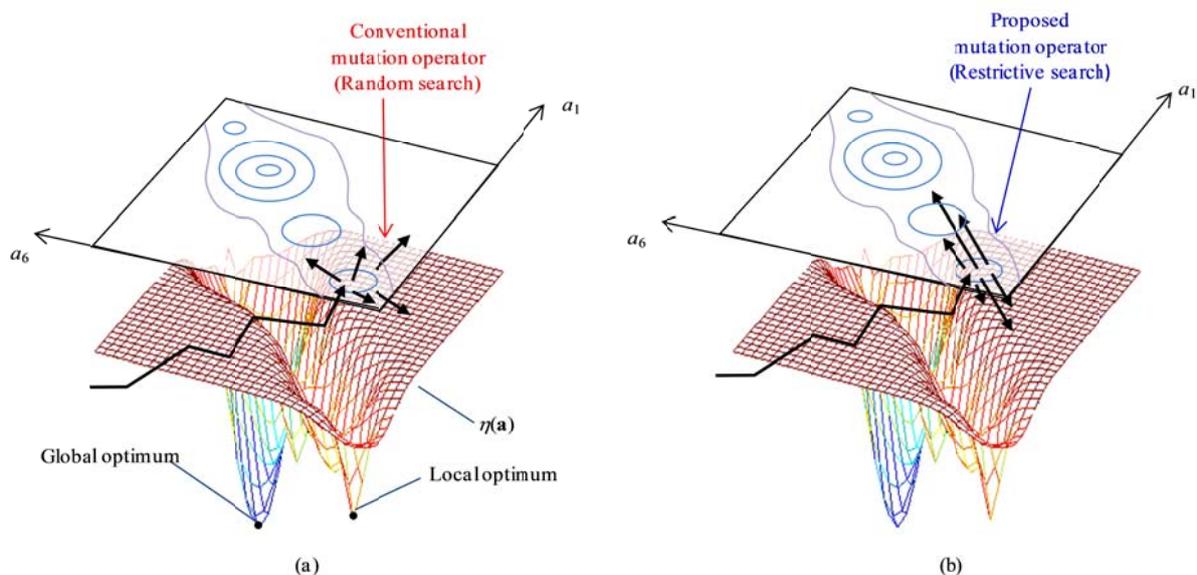


図 2-13 PSO による解探索モデルの比較: (a) 従来型 PSO; (b) 改良型 PSO。

図 2-14 に実装した改良型 PSO アルゴリズムを用いて実験的に収差補償を行った際の出力光パワーの推移曲線の一例を示す。ここでは、同じ初期条件下で実行した 2 種の PSO アルゴリズムでの結果を比較している。ひとつは従来の突然変異オペレータ(2-26)式を導入したもの(赤線)であり、他方が提案する突然変異オペレータ(2-27)式を導入したもの(青線)である。本実験では、 $n_{\text{max}} = 8$ 、探索グループ内の個体数 $i_{\text{max}} = 20$ として最適化を実行している。なお、図 2-14 の縦軸の値は、理論上の大局解での出力値が 0 dB となるように、損失量が既知である下記の損失を除き、 η の値を規格化している。パワー規格化のために除いた損失は ①LCOS の回折損失(付録 A.1 参照)、②その他の損失(フレネル損失・ファイバ接続損失・開口によるケラレ損失) であり、事前にこれらを実測した結果、合計 3.8 dB であった。

図 2-14 を見ると両アルゴリズムは繰り返し回数 $i = 48$ 付近にて、最初の局所解に到達している。その後の各推移曲線が振動しているのは、突然変異オペレータの働きによるものである。結果から明らかなように、従来型 PSO では第 1 の局所解を脱出しても再び別の局所解にトラップされるため 200 回以上の繰り返し計算を実行しても大局解に到達しないのに対し、提案する改良型 PSO はわずか 100 回程度の繰り返し計算により、大局解に収束している。理論値と比べた場合の収束時の過剰損失はわずか 0.117 dB であり、これは球面単レンズの収差がほぼ完璧に補償されたことを意味する。また、収差補償を行わなかった場合の 2.7 dB と比べ、大幅に損失を低減することに

成功した。

本実験結果と同様に改良型 PSO の高速な収束動作は、シミュレーションによってもよく再現された。図 2-15 に個体数 i_{\max} を変数とし、世代交代回数 250 回以内に、損失が 1 dB 以下の解に収束する確率を統計的シミュレーションにより計算している。ここでは、各確率データは 25 サンプルの統計から算出した。いかなる個体数の条件においても改良型 PSO は従来型 PSO よりも 2 倍以上高速に収差が同定・補償できることを示している。これは Zernike 関数の性質を利用した突然変異オペレータを導入したことで変数削減が行われ、解探索範囲を限定した効果が正しく現れていることを意味する。

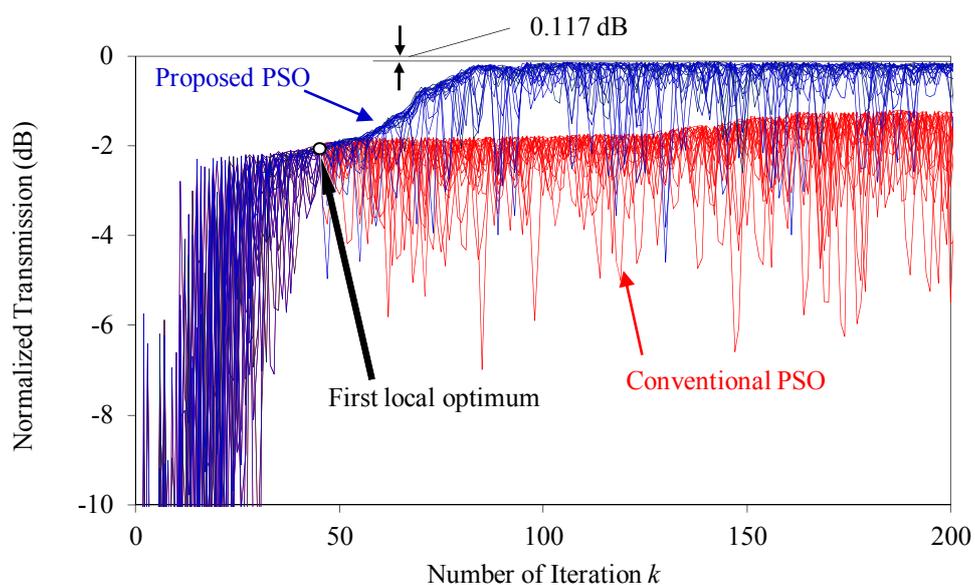


図 2-14 改良型 PSO および従来型 PSO での収差補償実験結果の比較。各推移曲線の包絡線は Group best value の推移を示す。

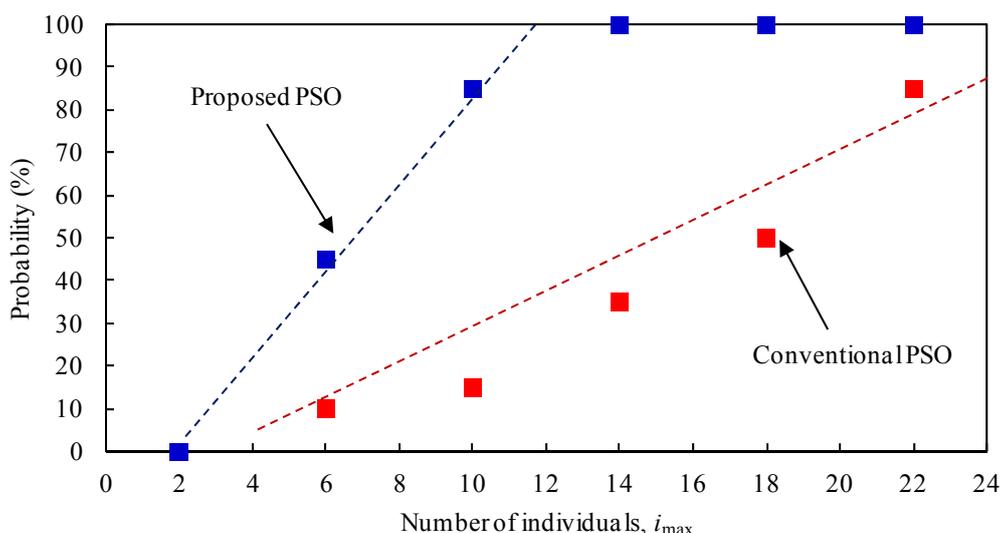


図 2-15 アルゴリズムの違いによる収束速度の比較。ここではシミュレーション結果を用いて比較している。世代交代回数 250 回以内に大局解と比した過剰損失が 1 dB 以下の解に収束する確率を統計的に計算している。各データは 25 サンプルの統計から算出した。

2.6 まとめと今後の展望

LCOS とファイバアレイを用いた空間スイッチを提案し、その光学系の収差を高速に補償する新しいアルゴリズムを提案し、安価な球面単レンズについて収差の補償を実験的におこなった。本手法では収差を補償するための位相パターンが Zernike 多項式で展開され、最適な Zernike 係数の組み合わせが PSO 法により導かれる。まず統計的解析により、局所解において低次モード係数と高次モード係数の間に線形な相関があることを明らかにした。続いて上記相関性質を利用し、解探索方向を限定した新規な突然変異オペレータを PSO に導入することで、変数削減が行われ、従来型 PSO に比べ 2 倍以上高速に大局解へと収束することを明らかにした。本手法は次世代の柔軟なネットワークの構築に必要とされる光スイッチの低損失化・低コスト化に有効な技術である。

本研究では最適化アルゴリズムの一種である PSO 法を用いてレンズの収差を補償するパターンを求めた。PSO の他にも Simulated Annealing 法[14]や Simplex 法[15]など多数の汎用最適化アルゴリズムが開発されており、突然変異オペレータを導入できるアルゴリズムであれば本研究の提案する手法が適用できる可能性がある。よってベースとなるアルゴリズムの種類を検討することにより、より高速な空間スイッチのカリブレーションが実現される可能性がある。よってこれを今後の検討課題とする。また、本研究ではある特定の出力ファイバへのスイッチングについてのみ収差の同定・補償の実証を行ったが、実用上はすべての出力ポートについて、収差の同定を行う必要がある。1×数百ポート規模の空間スイッチの場合には膨大な時間を要することが予想される。これに対し、例えば「5 ポートおきに同定を行い、間の測定していない出力ポートについては係数補間により Zernike 係数列の同定する」などの手法を用いることでカリブレーション時間

の短縮の可能性がある。そのため、これも今後の検討課題とする。

参考文献

- [1] W. A. Crossland, I. G. Manolis, M. M. Redmond, K. L. Tan, T. D. Wilkinson, H. H. Chu, J. Croucher, V.A. Handerek, M. J. Holmes, T. Parker, I. G. Bonas, B. Robertson, S. T. Warr, R. Franklin, C. Stace, H. J. White, R. A. Wolley, and G. Henshall, “Beam Steering Optical Switches Using LCOS: The ‘ROSES’ Demonstrator,” *Proc. IEE Seminar on Microdisplay and Smart Pixel Technologies*, MA4.3, Mar. (2000).
- [2] J. H. Bruning, D. R. Herriott, J. E. Gallagher, D. P. Rosenfeld, A. D. White, and D. J. Brangaccio, “Digital Wavefront Measuring Interferometer for Testing Optical Surfaces and Lenses,” *Applied Optics*, Vol. 13, pp. 2693-2703, May (1974).
- [3] D. R. Neal, D. J. Armstrong, W. T. Turner, “Wavefront sensors for control and processing monitoring in optics manufacture,” *Proceedings of SPIE*, Vol. 2993, pp. 211-220, Mar. (1997).
- [4] F. Gonte, A. Courteville, and R. Dändliker, “Optimization of single-mode fiber coupling efficiency with an adaptive membrane mirror,” *Optical engineering*, Vol. 41, No. 5, pp. 1073-1076, May (2002).
- [5] M. Born and E. Wolf, “The diffraction theory of aberrations,” in *Principles of Optics Sixth Edition*, pp. 459-490, Pergamon Press, Oxford, (1980).
- [6] J. Kennedy and R. C. Eberhart, “Particle Swarm Optimization,” *Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks*, Piscataway, NJ, USA, pp.1942-1948, (1995).
- [7] K. Sorimoto, K. Kintaka, H. Kawashima, M. Mori, T. Hasama, H. Ishikawa, H. Tsuda, and H. Uetsuka, “Fast Aberration-Correcting Algorithm for an SLM-based Optical Switch,” *IEICE Electronics Express*, Vol. 7, No. 23, pp. 1728-1734, Dec. (2010).
- [8] 谷田貝豊彦、「光とフーリエ変換」第6章、朝倉書店、(1992).
- [9] 河野健治、「光デバイスのための光結合系の基礎と応用」第3章、現代工学社、(1991).
- [10] N. Li, Y-Q. Qin, D-B. Sun, and T. Zou, “Particle swarm optimization with mutation operator,” *Proceedings of International Conference on Machine Learning and Cybernetics 2004*, Vol. 4, pp. 2251- 2256, Aug. (2004).
- [11] 吉田正太郎、「光学機器大全」1章、pp. 23-72、誠文堂新光社、(2000).
- [12] D. Sinefeld and D. M. Marom, “Insertion Loss and Crosstalk Analysis of a Fiber Switch Based on a Pixelized Phase Modulator,” *J. Lightwave Technol.*, Vol. 29, No. 1, Jan. (2011).
- [13] U. Efron, B. Apter, and E. B.-Treidel, “Fringing-field Effect in Liquid-crystal Beam-steering Devices: an Approximate Analytical Model,” *J. Opt. Soc. Am. A*, Vol. 21, No. 10, pp. 1996-2008, Oct. (2004).
- [14] D. Bertsimas and J. Tsitsiklis “Simulated annealing,” *Statistical Science*, Vol. 8, No. 1, pp. 10-15, (1993).
- [15] J. A. Nelder and R. Mead, “A Simplex Method for Function Minimization,” *The Computer Journal*, Vol. 7, No. 4, pp. 308-313, (1965).

第3章 多層 AWG と LCOS を用いた波長選択スイッチ

3.1 はじめに

序論では大容量かつ柔軟な情報伝送を可能とする次世代型の ROADM を用いたネットワークを構築するためには、2種類の光スイッチの導入が不可欠であることを述べた。ひとつは第2章で検討した空間スイッチであり、もうひとつが波長選択スイッチ(WSS)である。また、WSS は低損失・小型かつ多ポートを有する必要があるが、WSS には信号のスペクトル幅に合わせて透過帯域を任意に設定できる可変グリッド機能[1]が必要であることも述べた。従来のバルク回折格子を用いた WSS[2-5]では所望の波長分解能を得るために多数のバルク光学部品を必要とし、モジュールのサイズが増大することが問題となっていた。

本論文の第3～5章では、多層アレイ導波路回折格子 AWG・レンズ・および LCOS からなる WSS[6-12]を提案する。本 WSS では多層 AWG が波長合成分波器として機能し、分光された各波長成分に対して LCOS を用いて別の導波路層へとスイッチングを行う。AWG の小型性と LCOS の高い空間分解能を利用することで、小型かつ可変グリッド機能を有する WSS が期待される。

本章ではまず、WSS の構造と動作原理について述べ、多層 AWG・LCOS・レンズの設計パラメータと WSS の性能との因果関係を明らかにする。また、WSS のポート数は多層 AWG に含まれる導波路層数で決定し、低損失に WSS を構成するためには多層 AWG の導波路層間の平行度精度の厳密な制御が必要であることを述べる。次に低損失・多ポートな WSS を得るための多層 AWG の作製手法として、① 樹脂によって導波路基板を貼り合わせる手法[6-8]、② 単一基板上に多層 AWG をモノリシック集積する手法[9, 12]、の二つの手法を提案し、WSS 用の多層 AWG の作製手法を確立することを目的とする。多層 AWG と LCOS から成る WSS の偏光無依存化および小型化といった高機能化については、第4章・5章にて検討を行う。

3.2 波長選択スイッチの構造と動作原理

図 3-1(a)に本研究の提案する WSS の構造を示す。多層 AWG の端面と LCOS がレンズの両フーリエ面に置かれている。本 WSS は定性的には以下のように動作する: 1) 入力導波路層 (多層 AWG のうちの1つの導波路層) に入力された WDM 信号は AWG を通過し、出射端面での回折によって波長に応じた出射角で自由空間中に放射される; 2) AWG を出射した信号光はレンズによってフーリエ変換されることで LCOS 上に投影され、波長に応じて x -方向に異なる位置に結像する; 3) 分光された各波長成分に対し LCOS を用いてブレード状の位相変調を与え、別々の角度で等位相面を傾け y 方向に偏向することで、反射光を任意の導波路層にスイッチングすることが出来る; 4) 出力用導波路層にスイッチングされた光信号は、AWG を通過することで波長合波され、WDM 信号となって出力ポートへ導波される。

図 3-1(b)(c)はそれぞれ WSS の y - z 断面動作と x - z 断面動作を示しており、それぞれがスイッチング動作・波長合波動作に対応している。3.2-1 項および 3.2-2 項では、本 WSS の y - z , x - z それぞれの方向における詳細な設計および動作原理を述べる。

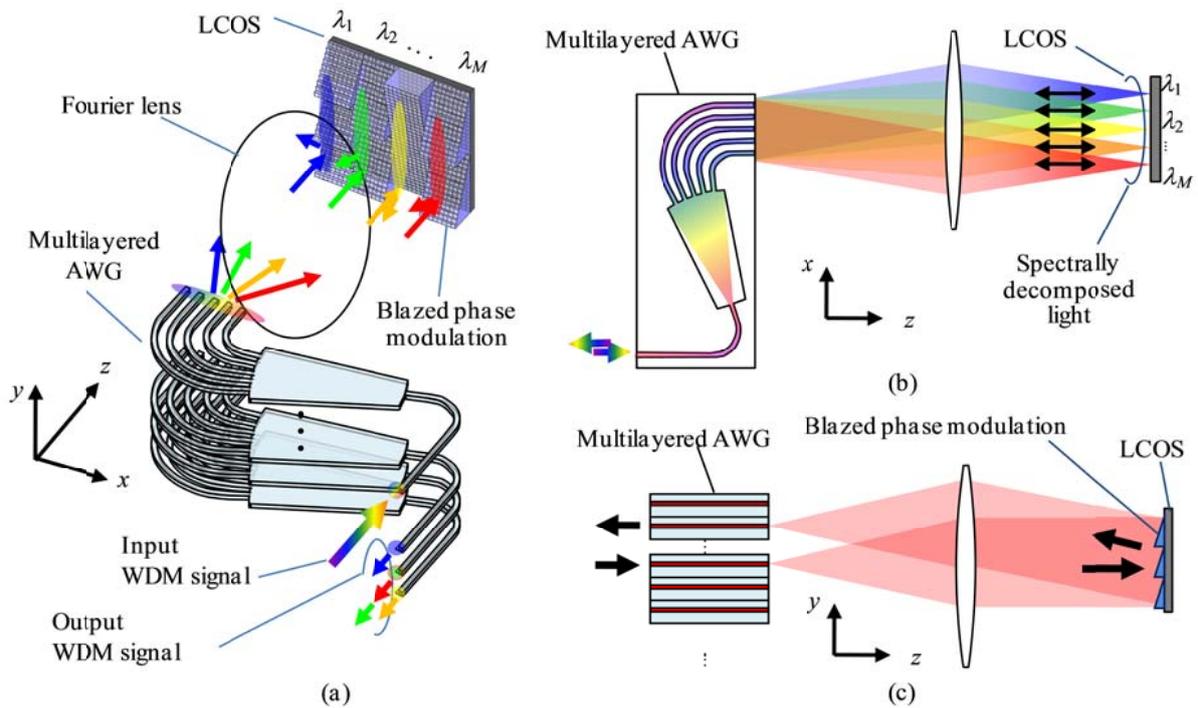


図 3-1 LCOS と AWG を用いた WSS の構造と動作原理: (a) 斜視図; (b) 波長合分波動作 (x - z 断面); (c) スイッチング動作 (y - z 断面)。

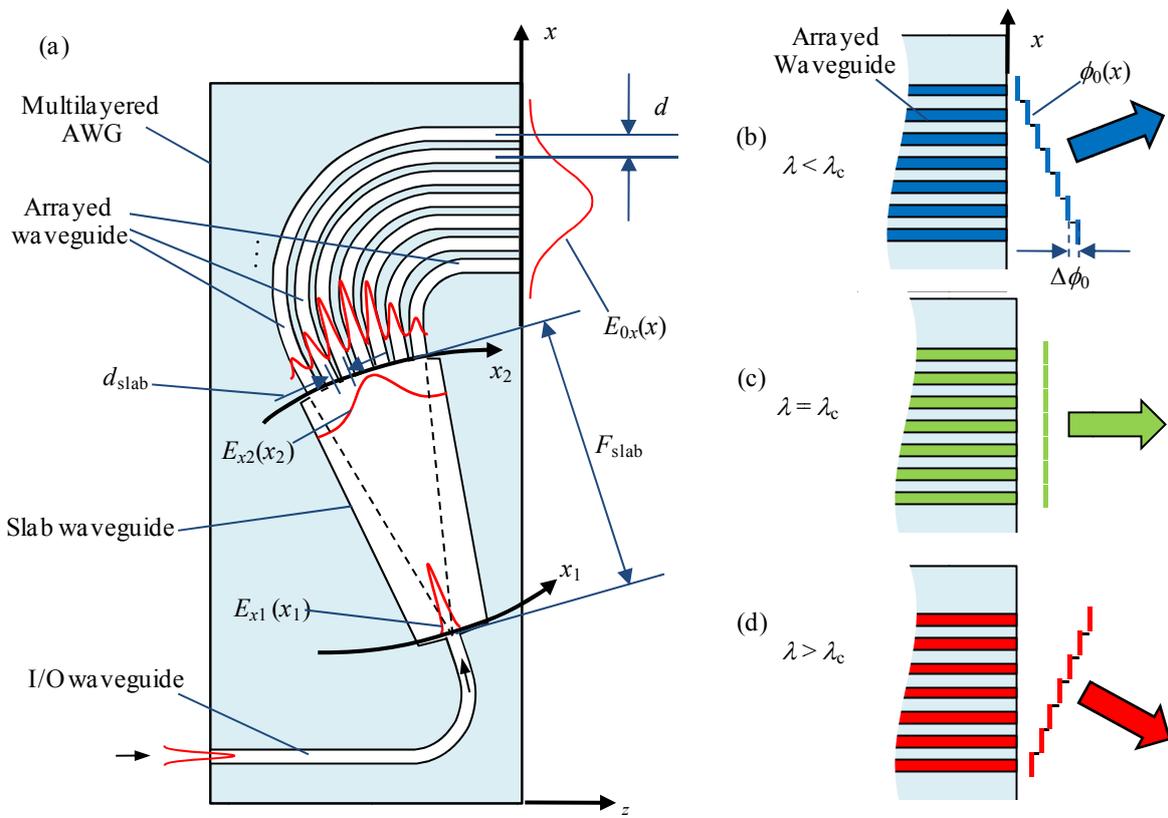


図 3-2 AWG の構造と動作原理 (a) AWG の構造と内部での振幅分布; (b)(c)(d) AWG 出射端面における分光動作: (b) 短波長信号の動作; (c) 中心波長信号の動作; (d) 長波長信号の動作。

3.2-1 性能目標

本章では、表 3-1 に示す性能を得ることを目標とし、WSS の設計を行う。これらの目標値は、4-degree 規模の ROADM を構成する際に、伝送信号の S/N 比の維持や、不要光の混入による信号劣化や情報漏洩の危険回避するための伝送システムの要件に基づいている[13, 14]。

表 3-1 WSS の性能目標。

挿入損失	< 6.0 dB
ポート数	1 × 10
隣接チャネルクロストーク	< -40 dB

3.2-2 x-z 方向の設計 (波長合分波動作)

1) AWG の動作原理

まず、AWG 内部での光伝搬を考える。図 3-2(a)は WSS に用いる多層 AWG のうちの 1 層の AWG の構造を示している。本 AWG は入力導波路、スラブ導波路、アレイ導波路から構成されている。入出力導波路には光ファイバが接続されており、WDM 信号光が入力される。入出力導波路は単一モード導波路となっており、入力光はスラブ導波路への入射点(x_1 面)まで導光される。 x_1 面での光複素振幅 $E_{x1}(x_1)$ はガウシアン関数で近似することができ[13]、そのスポットサイズ ω_{x1} は x_1 面での入力導波路の幅によって決定される。AWG が石英導波路によって形成されていた場合、 ω_{x1} は $\sim 10 \mu\text{m}$ 程度となる。 x_1 面での複素振幅 $E_{x1}(x_1)$ は以下のように表される。

$$E_{x1}(x_1) = \exp\left[-4\left(\frac{x_1}{\omega_{x1}}\right)^2\right] \quad (3-1)$$

スラブ導波路はその導波路幅がスポットサイズ ω_{x1} に対し十分広い導波路であり入力面(x_1 軸)と出力面(x_2 軸)は曲率半径がスラブ長 F_{slab} と等しい円弧形状となっている。この時 x_1 軸上の像 $E_{x1}(x_1)$ と x_2 軸上の像 $E_{x2}(x_2)$ はフーリエ変換の関係にあり[14]、 $E_{x2}(x_2)$ は以下のように求められる。

$$\begin{aligned} E_{x2}(x_2) &\propto \int_{-\infty}^{\infty} E_{x1}(x_1) \exp\left(j2\pi \frac{n_{\text{slab}} x_2}{F_{\text{slab}} \lambda} x_1\right) dx_1 \\ &= K_x \exp\left[-4\left(\frac{x_2}{\omega_{x2}}\right)^2\right], \\ \omega_{x2} &= \frac{4F_{\text{slab}} \lambda}{\pi \omega_{x1} n_{\text{slab}}}. \end{aligned} \quad (3-2)$$

ここで n_{slab} はスラブ導波路の実効屈折率であり、 K_x は定数である。(3-2)式は $E_{x2}(x_2)$ がガウシアン関数であり、そのスポットサイズ ω_{x2} が $E_{x1}(x_1)$ のスポットサイズ ω_{x1} とは反比例することを意味している。 x_2 面において入力信号光は同位相で各アレイ導波路に入射される。各アレイに導波されるビームの強度は、近似的には関数 E_{x2} をアレイの配置間隔 d_{slab} で離散化したものと扱うことができ、アレイ導波路出射端面(x 軸)まで強度は保存される。よって導波路端面での複素振幅分布の

振幅項 $A_{0x}(x)$ は、

$$A_{0x}(x) \propto \exp\left[-4\left(\frac{x}{\omega_{0x}}\right)^2\right], \quad (3-3)$$

$$\omega_{0x} = \frac{d_{\text{array}}}{d_{\text{slab}}} \omega_{x2}$$

と表すことができる。ここで d_{array} は出射端面でのアレイ導波路のピッチである。(3-2), (3-3)式より導波路端面におけるビームのスポットサイズ ω_{0x} はスラブ長 F_{slab} を調整することで任意に設計できることが示されている。アレイ導波路は、隣接する導波路間に一定の導波路長差 ΔL を設けた遅延線群であり、

$$n_{\text{array}} \Delta L = m \lambda_c \quad (3-4)$$

と設計される。ここで、 n_{array} はアレイ導波路の実効屈折率、整数 m は AWG の回折次数である。 λ_c は AWG の中心波長と呼ばれ、遅延線群を通過後の出射端面での位相がすべてのアレイについて同位相となる波長と定義される。アレイ導波路の出射端面において、隣接するアレイ導波路を経由してきた光波間の位相差 $\Delta\phi_0(\lambda)$ は、

$$\Delta\phi_0(\lambda) = \text{mod}\left(n_{\text{array}} \Delta L \frac{2\pi}{\lambda}\right)_{2\pi}$$

$$\cong m(\lambda - \lambda_c) \frac{2\pi}{\lambda_c} \quad (3-5)$$

となり、等位相面の形状は図 3-2(b)(c)(d) のようになる。中心波長信号 ($\lambda = \lambda_c$) では $\Delta\phi_0 = 0$ より等位相面が端面と平行となっており、自由空間に出射後の光波は z 軸に対して平行に伝搬する。一方で中心波長とは波長の異なる信号では、 $|\Delta\phi_0| > 0$ より端面での等位相面が傾いており、自由空間中を z 軸に対して $\theta_x(\lambda)$ 傾いて伝搬する。導波路端面での等位相面は厳密には図 3-2(b)(d) のように階段型の関数を取るが、中心波長近傍の波長 ($\lambda \sim \lambda_c$) では直線関数としてみなすことができ、

$$\phi_0(x) = \frac{m(\lambda - \lambda_c)}{d_{\text{array}}} \frac{2\pi}{\lambda_c} x \quad (3-6)$$

と近似することができる。ここで、入力波長を $\lambda \pm \lambda_c/m$ として(3-5)式を計算すると、

$$\Delta\phi_0(\lambda) = \Delta\phi_0(\lambda \pm \lambda_c/m) \quad (3-7)$$

となる。これは入力波長を掃引した際に、波長周期 λ_c/m の間隔で、端面において繰り返し同じ等位相面が形成されることを意味する。上記波長周期 λ_c/m は FSR(Free Spectral Range) と呼ばれる。WSS を C バンド ($\lambda = 1530 \sim 1565 \text{ nm}$, $\lambda_c = 1547.5 \text{ nm}$) の信号光に対して動作するよう設計することを考えると、AWG によって C バンド内のすべての WDM チャネルを分光しなければならない、異なるチャネルが同じ角度で分光出射されることはあってはならない。そのため、FSR の値は WDM 信号の波長帯域幅 $\Delta\lambda_{\text{Range}} (\sim 35 \text{ nm})$ よりも大きく設計しなければならない。よって、

$$m < \lambda_c / \Delta\lambda_{\text{Range}} \quad (3-8)$$

が設計条件となる。C バンド ($\Delta\lambda_{\text{Range}} \cong 35 \text{ nm}$) での用途を考えると、(3-5)式より $m < 44$ とする必要がある。(3-3), (3-6)式より、出射端面部での複素振幅 $E_{0x}(x, \lambda)$ は、

$$\begin{aligned}
 E_{0x}(x, \lambda) &= A_{0x}(x) \exp[j\phi_0(x)] \\
 &= \exp\left[-4\left(\frac{x}{\omega_{0x}}\right)^2\right] \exp\left[j\frac{m(\lambda - \lambda_c)}{d_{\text{array}}} \frac{2\pi}{\lambda_c} x\right]
 \end{aligned}
 \tag{3-9}$$

と表される。各波長光の自由空間への出射角 $\theta_x(\lambda)$ は、(3-9)式の $E_{0x}(x, \lambda)$ の位相項 $\phi_0(x, \lambda)$ の傾きから、

$$\theta_x(\lambda) = \sin^{-1}\left\{\frac{m}{d_{\text{array}}}(\lambda - \lambda_c)\right\}
 \tag{3-10}$$

と求められる。

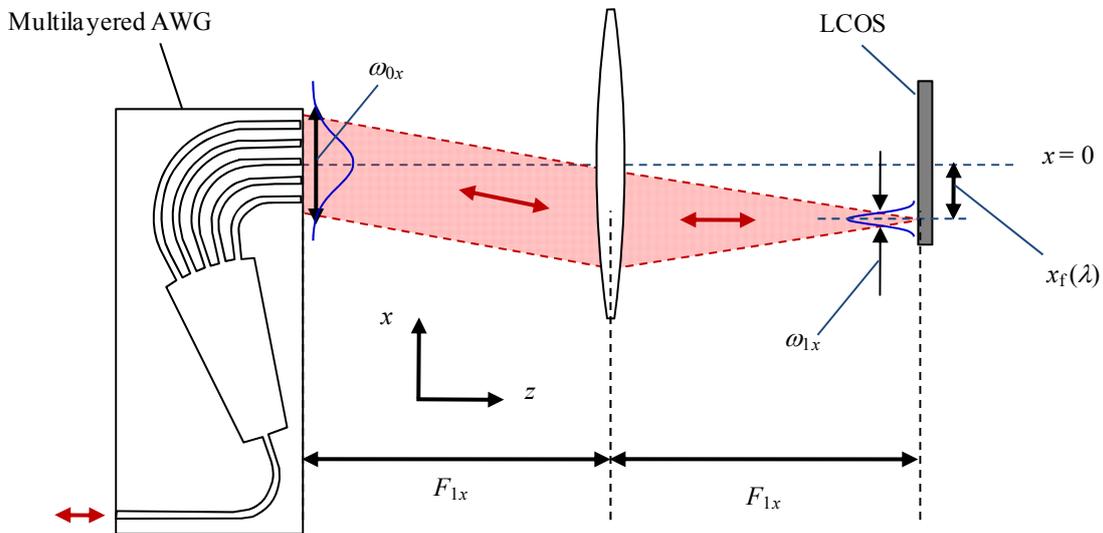


図 3-3 AWG を出射した光の WSS 光学系内の伝搬の様子。

2) AWG 出射後の光伝搬

続いて AWG 端面より自由空間に出射後の光波の振る舞いを考える。第 2 章にて述べた gaussian ビームに対する薄肉レンズの応答((2-1)~(2-16)式)では、

① 入力面のスポットサイズ ω と出力面のスポットサイズ Ω とは反比例し、レンズの焦点距離 F とすると、 $\Omega = 4F\lambda/(\pi\omega)$ と表される。

② 入力波が角度 θ でレンズに入射する場合、出力波の結像位置は、 $F \sin\theta$ ($\sim F\theta$)となる。

という 2 つの性質がフーリエ変換の式から導かれていた。これらの性質を用いると、(3-9), (3-10) 式より LCOS 上に結像する単色光のスポットサイズ ω_{Cx} は、

$$\omega_{Cx} = \frac{4F_1x\lambda}{\pi\omega_{0x}}
 \tag{3-11}$$

と表され、LCOS 上の単色光の結像位置 $x_f(\lambda)$ は、

$$x_f(\lambda) = \frac{m}{d_{\text{array}}} F_{1x}(\lambda - \lambda_c) \quad (3-12)$$

と表される。ここで F_{1x} はフーリエ変換レンズの x 方向の焦点距離である。フーリエ変換レンズを複数のシリンダカルレンズを組み合わせた合成レンズとすることにより、 x, y 各方向について異なる焦点距離となるよう設計することができる。以上により LCOS 面上での光の複素振幅が求められた。ここで LCOS 上ではスイッチングを行うために y 方向にビーム偏向されるが、上記スイッチング動作は x - z 断面内での光路には影響せず、集光像は LCOS を反射し、再び AWG(別の導波路層)に入射することで波長合波され、導波路に接続されたファイバに出力される。

3) WSS の透過スペクトルの計算

WSS のスペクトルの形状は、信号品質維持の観点から第 1 章の図 1.25(b)に示したように矩形である必要があり、かつ可変グリッド動作を行うため WSS の透過帯域幅が 12.5 GHz 程度の精細な周波数粒度で調整できる必要がある。上記スペクトルの矩形度やグリッド幅の調整粒度は WSS の x 方向の設計に依存する。

図 3-4(a)は LCOS 上の位相パタンの例を表しており、グリッド幅 σ が割り当てられた WDM チャネルの信号を選択的にスイッチングしている状態が描かれている。 $W_{\text{ch}}(\sigma)$ は着目している出力ポートに対して光線を偏向しているブレード状位相パタンの幅である。 $W_{\text{ch}}(\sigma)$ および単色光の x 方向のスポットサイズ ω_{Cx} を用いて、WSS の透過スペクトルを計算することができる[15]。 $W_{\text{ch}}(\sigma)$ は入力光の周波数を σ 増減させた時の LCOS 上でのビームの移動量に相当する。(3-12)式を用いれば、 $W_{\text{ch}}(\sigma)$ は以下のように表される。

$$\begin{aligned} W_{\text{ch}}(\sigma) &\cong x_f \{ \lambda + (\sigma/c)\lambda^2/2 \} - x_f \{ \lambda - (\sigma/c)\lambda^2/2 \} \\ &\cong (m/d_{\text{array}}) F_{1x} (\sigma/c)\lambda_c^2. \end{aligned} \quad (3-13)$$

ここで c は真空中での光速を表す。また、(3-11)式にある単色光のスポットサイズ ω_{Cx} は以下のように書き換えられる。

$$\omega_{Cx} = \frac{4 F_{1x} \lambda}{\pi \omega_{0x}} = \frac{4 F_{1x} \lambda_c}{\pi (B N_{\text{array}} d_{\text{array}})}. \quad (3-14)$$

ここで N_{array} は AWG(導波路層 1 層あたり)に含まれるアレイ導波路の本数である。 B は重み付け係数であり、 $B N_{\text{array}} d_{\text{array}}$ ($=\omega_{0x}$) が AWG 端面での x 方向のスポットサイズ表している。ここで隣接チャネルの位相パターンにて設定されている偏向角が、着目しているチャネルの偏向角に対して十分に異なっている場合には、WSS の透過スペクトルを x 方向の振幅プロファイル $A(x, \lambda)$ を用いて計算することができる[15]。 $A_c(x, \lambda)$ は(3-11), (3-12)式を用いて以下のように表され、

$$A_c(x, \lambda) = \exp \left[-4 \left\{ \frac{x - x_f(\lambda)}{\omega_{Cx}} \right\}^2 \right], \quad (3-15)$$

WSS のスペクトル応答 $S(\lambda, \sigma)$ は以下のように計算される。

$$S(\lambda, \sigma) \cong \frac{\left| \int_{-W_{ch}(\sigma)/2}^{W_{ch}(\sigma)/2} A_c^2(x, \lambda) dx \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} A_c^2(x, \lambda) dx \int_{-\infty}^{\infty} A_c^2(x, \lambda) dx} \quad (3-16)$$

$$\cong \left[\frac{1}{2} \operatorname{erf} \left\{ \sqrt{8} \frac{W_{ch}(\sigma)}{\omega_{Cx}} \left(\frac{1}{2} - \frac{\lambda - \lambda_c}{(\sigma/c)\lambda_c^2} \right) \right\} + \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left\{ \sqrt{8} \frac{W_{ch}(\sigma)}{\omega_{Cx}} \left(\frac{1}{2} + \frac{\lambda - \lambda_c}{(\sigma/c)\lambda_c^2} \right) \right\} \right]^2.$$

(3-16)式は、ある WDM チャンネルの帯域幅 σ が割り当てられた時の WSS のスペクトルの形状が、パラメータ $W_{ch}(\sigma)/\omega_{Cx}$ のみに依存することを意味している。図 3-4(b)に $\sigma=100$ GHz と設定した時の WSS の透過スペクトルの計算例を示す。また、スペクトルの矩形度を定量的に評価する指数である 3-dB 透過帯域幅を求め、図 3-4(c)に示している。

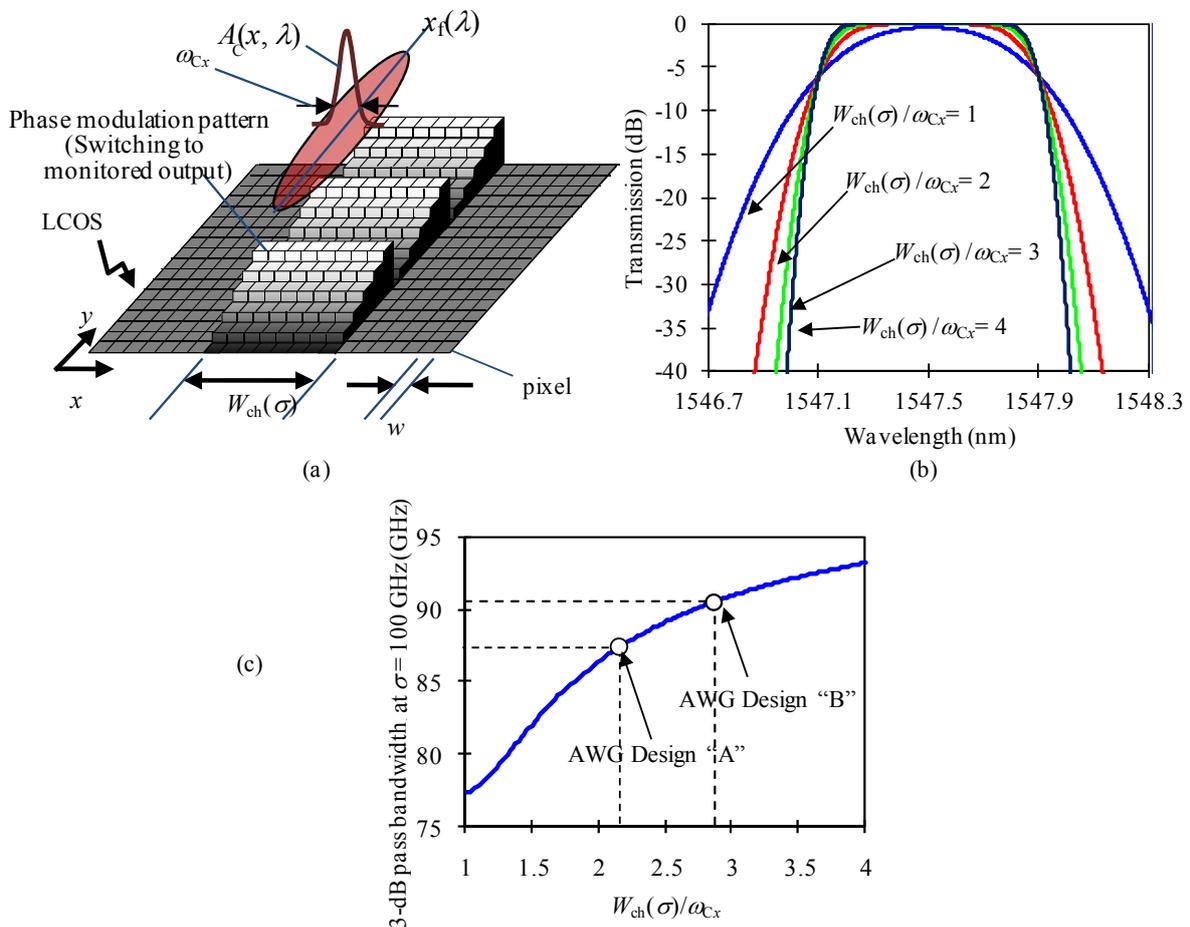


図 3-4 WSS の透過スペクトルの計算: (a) 計算モデル; (b) チャンネルグリッド幅 $\sigma=100$ GHz とした場合のスペクトルの計算例; (c) $\sigma=100$ GHz と設定時のスペクトルの 3-dB 透過帯域幅の計算値。

パラメータ $W_{ch}(\sigma)/\omega_{Cx}$ の値を大きくしていくと、理想的な矩形のスペクトルが得られることが分り、特に $W_{ch}(\sigma)/\omega_{Cx} \geq 2$ において、良好な性能が得られている。(3-13), (3-14)式より、 $W_{ch}(\sigma)/\omega_{Cx}$ は以下のように書き換えられる。

$$\frac{W_{\text{ch}}(\sigma)}{\omega_{\text{Cx}}} = \frac{\pi B \lambda \sigma}{4c} m N_{\text{array}} . \quad (3-17)$$

(3-17)式を見ると、スペクトル形状を決定するパラメータ $W_{\text{ch}}(\sigma)/\omega_{\text{Cx}}$ は、アレイ本数 N_{array} と回折次数 m の積に依存することがわかる。また m の上限値は(3-8)式により決まっていることから、スペクトルの矩形度は、アレイ本数 N_{array} のみによって決定され、 N_{array} が大きいほど理想的な矩形なスペクトルが得られることが分かる。例えば、① $N_{\text{array}} = 146, m = 59, B = 0.616$ (AWG Design “A”)とすれば、 $W_{\text{ch}}(\sigma)/\omega_{\text{Cx}} = 2.15$ となり、3dB バンド幅は 87.6 GHz と計算される。また、② $N_{\text{array}} = 358, m = 27, B = 0.745$ (AWG Design “B”)とすれば、 $W_{\text{ch}}(\sigma)/\omega_{\text{Cx}} = 2.92$ となり、3dB バンド幅は 90.5 GHz と計算され、両設計共に実用的な矩形型の WSS のスペクトルを得ることができる。(これら2種の設計の AWG については3.3節において実際に試作を行う。) また図 3-4(b)を見ると、前記両設計は共に、信号波長が 0.8 nm(周波数領域では 100 GHz)離れた隣接チャンネルの信号(波長 1546.7 nm, 1548.3 nm)に対して、表 3-1 に示した目標値である -40 dB 以下の十分良好なクロストーク性能が得られていることも確認できる。

可変グリッド動作時におけるグリッド幅 σ の調整粒度 $\Delta\nu$ は、LCOS の x 方向のピクセルサイズ w によって決まる。ブレード状の位相パタンの幅 W_{ch} が w (1 ピクセル) 増えるごとに、チャンネルのグリッド幅 σ が $\Delta\nu$ で増加する。(3-12)式を用いると、 w と $\Delta\nu$ は以下のように関係づけられる。

$$w \cong (m/d_{\text{array}}) F_{1x} (\Delta\nu/c) \lambda_c^2 . \quad (3-18)$$

(3-18)式より、ピクセルサイズ w が決まっていた場合、12.5 GHz といった所望の調整粒度 $\Delta\nu$ を得るためには、アレイピッチ d_{array} やレンズの焦点距離 F_{1x} を調整すればよいことが分かる。

3.2-3 y - z 方向の設計 (スイッチング動作)

図 3-5 に y - z 断面における WSS の構造およびスイッチング動作の例を示す。光ファイバから入力導波路層(多層 AWG のうちの 1 層)に入射された信号光は、導波路厚さ方向(x 方向)に閉じ込められたまま AWG 内を伝搬し、導波路の出射端面まで導光される。一般的な石英導波路の場合、導波路端面の導波路厚さ方向のビーム形状はガウシアン関数で近似することができる[13]。AWG の端面と LCOS 面はレンズのフーリエ面に置かれているため、AWG 端面の像のフーリエ変換像が LCOS 上に結像される。

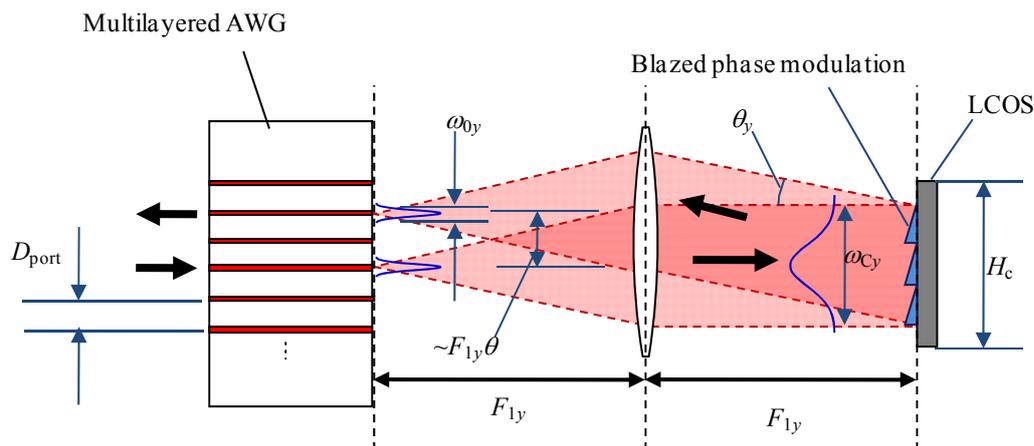


図 3-5 y - z 断面における WSS の構造およびスイッチング動作の例。

フーリエ変換の性質により、LCOS 上に結像するコリメート光のスポットサイズ ω_{Cy} は、

$$\omega_{Cy} = \frac{4F_{1y}\lambda}{\pi\omega_{0y}} \cong \frac{4F_{1y}\lambda_c}{\pi\omega_{0y}} \quad (3-19)$$

と表される。ここで F_{1y} はレンズの y 方向の焦点距離であり、 ω_{0y} は AWG 端面での y 方向のスポットサイズである。LCOS 開口によるケラレ損失を低減するため、LCOS 上ビームの高さは、LCOS の有効面の高さ H_C を大きく超えてはならない。よって

$$A\omega_{Cy} = H_C \quad (3-20)$$

となる。ここで A はケラレ損失の量を決定する重み付けパラメータである。例えば LCOS でのケラレ損失を 0.5 dB 以下に抑制するためには、 $A > 0.96$ と設定する必要がある。コリメート光に対して LCOS を用いてブレード状の位相変調を与えることで、回折角 θ_y にて光線を偏向することができる。この時、反射光の AWG 端面における結像位置は $F_{1y}\sin\theta_y$ ($\sim F_{1y}\theta_y$) であり、 θ_y の調整によって任意の位置に結像される。ここで LCOS の回折角を大きく設定すると、回折損失が増加することが知られている(文献[16, 17]、および付録 A.1 参照)。そのため、回折損失が許容量を超えないようにするためには、

$$|\theta_y| < \theta_{\max} \quad (3-21)$$

のように使用できる回折角が制限される。限られた回折角でビームが AWG 端面上を移動できる範囲の中に含まれている導波路層の数によって、WSS のポート数が決定する。WSS のポート数 N_{port} は下記のように表される。

$$N_{\text{port}} = \text{floor} \left[\frac{2F_{1y}\theta_{\max}}{D_{\text{port}}} \right] \quad (3-22)$$

ここで関数 “floor” は切り捨て演算を表している。(3-19)–(3-22)式を用いて、 N_{port} は以下のように書き換えられる。

$$N_{\text{port}} = \text{floor} \left[\frac{\pi H_C \theta_{\max}}{2A\lambda_c} \frac{\omega_{0y}}{D_{\text{port}}} \right] \quad (3-23)$$

(3-23)式を見ると、WSS に使用する LCOS の性能(反射面の高さ H_C と、最大回折角 θ_{\max})が決まっていた場合、WSS のポート数は AWG の設計パラメータ $\omega_{0y}/D_{\text{port}}$ のみに依存することが分かる。図 3-6 は(3-23)式を用いて WSS のポート数の計算した例を示している。ここでは $\omega_{0y}/D_{\text{port}}$ を変数とし、 $A = 0.96$, $\theta_{\max} = 1^\circ$, $H_C = 12 \text{ mm}$ として計算している。この場合、 $\omega_{0y}/D_{\text{port}} > 0.452$ とすれば、 1×10 ポート以上の実用的なポート数を有する WSS が得られることがわかる。

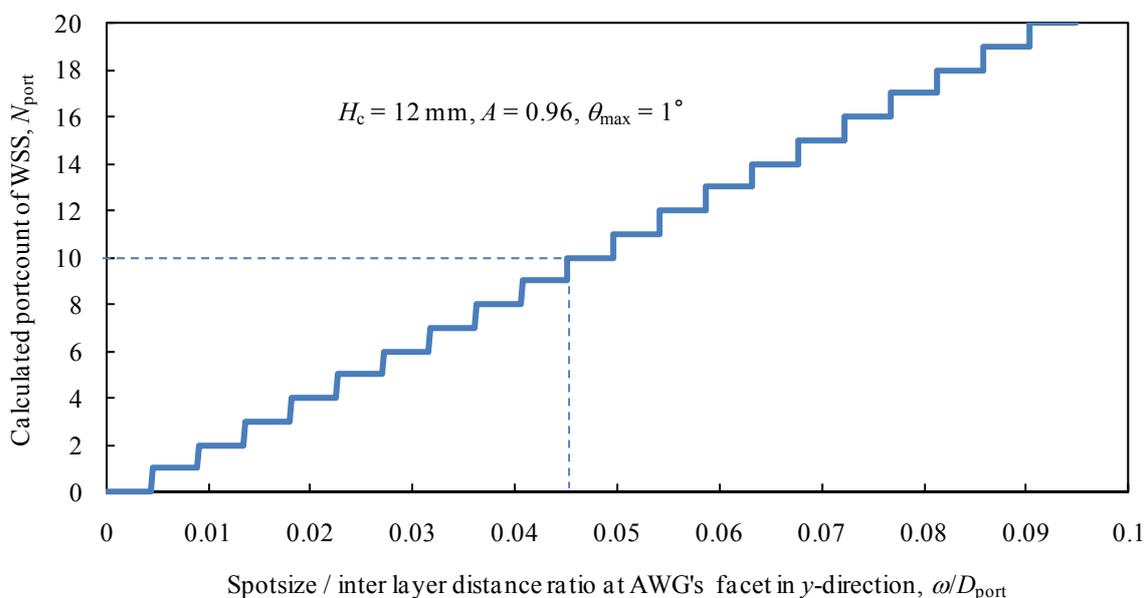


図 3-6 WSS のポート数の計算例。ここでは $\omega_{0y}/D_{\text{port}}$ を変数とし、 $A = 0.96$, $\theta_{\max} = 1^\circ$, $H_C = 12 \text{ mm}$ として計算している。

3.3 多層 AWG の作製

図 3-6 の計算例にて示したように、WSS を多ポートに構成するためには AWG の設計パラメータ $\omega_{0y}/D_{\text{port}}$ を大きくする必要がある。そのためには、図 3-7 に示す 2 種類の WSS の設計方法が考えられる。ひとつは(a)レンズアレイを用いて AWG 端面のスポットサイズ ω_{0y} を拡大する方法であり、もうひとつは(b)多層 AWG の導波路層間距離 D_{port} を小さくする方法である。

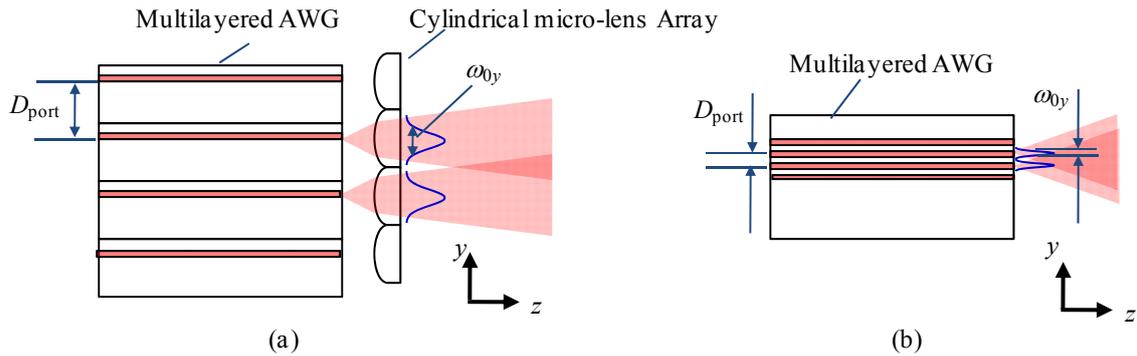


図 3-7 多ポートな WSS を得るための多層 AWG の構成: (a) レンズアレイを用いてスポットサイズ ω_{0y} を拡大する方法; (b) 導波路層間距離 D_{port} を小さくする方法。

本節では上記 2 種類の構成の WSS に対応する多層 AWG の作製手段として、

①複数の導波路基板を貼り合わせる手法 (以下、「スタッキング方式」)

②単一基板上に多層 AWG をモノリシック形成する手法 (以下、「モノリシック方式」)

の 2 手法を提案する。図 3-8 に各手法にて作製する多層 AWG の概念図を示す。

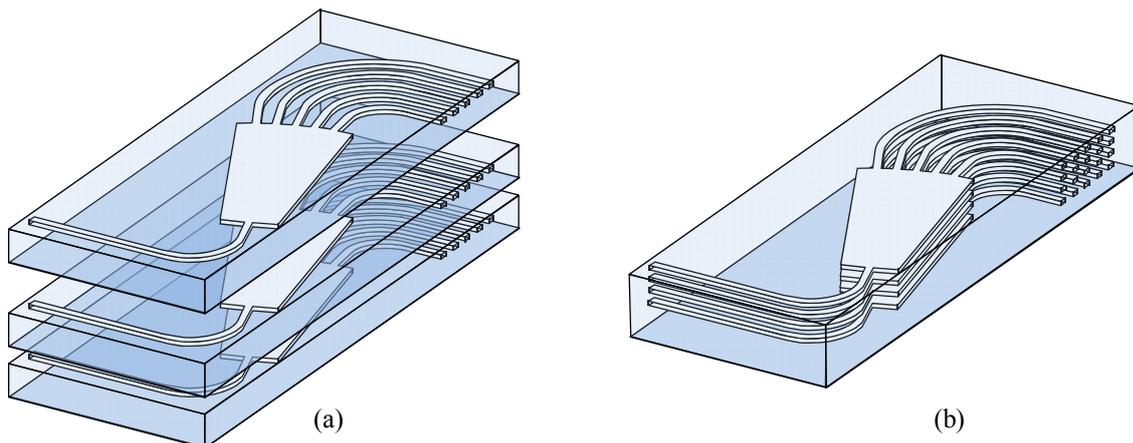


図 3-8 2 種類の作製法によって得られる多層 AWG の概念図: (a) スタッキング方式; (b) モノリシック方式。

(a)スタッキング方式は一般的な導波路作製技術を用いて複数の AWG を個別の導波路基板上に作製した後、各 AWG を積み重ね接着剤を用いて貼り合わせることで多層 AWG を得る手法である。本手法では導波路層間距離は導波路基板の厚さに相当するため、 $D_{\text{port}} = 500 \sim 1000 \mu\text{m}$ の多層 AWG が得られる。一方で(b)モノリシック方式は、一般的な導波路作製法を用いて単層の AWG を作製した後、AWG のオーバークラッド上面に別の層の AWG を形成し、上記工程を繰り返すことで高密度に多層 AWG を集積する手法である。本手法では導波路層間距離は、AWG のオーバークラッド層の厚さによって決定し、オーバークラッド層の厚さは CVD(Chemical Vapor Deposition)を用いて極めて高精度に制御が可能であるため、 $D_{\text{port}} = 20 \sim 30 \mu\text{m}$ の多層 AWG が得られる。

3.3-1 項ではスタッキング方式について作製方法・実証結果などを詳細に述べ、3.3-2 項にてモノリシック方式について、詳細を述べる。

3.3-1 基板貼合わせ(スタッキング方式)による多層 AWG の作製

1) 作製方法

本項ではスタッキング方式における多層 AWG の作製手順を詳細に述べる。多層 AWG の試作のため、図 3-9(a)(b)に示す導波路貼り合わせ装置を導入した。本装置は中央部のマイクロアクチュエータとその両側に置かれた顕微鏡カメラから構成され、マイクロアクチュエータに接続された AWG の位置を調整しながら導波路端面の平行度(各導波路コア間距離)を随時モニタすることができる構成となっている。具体的な作製手順は以下のとおりである: ①一般的な導波路作製技術を用いて別々の基板の上に単層 AWG を作製する; ②AWG のクラッド上面を機械的に研磨し、貼り合わせ面の平坦化および導波路基板厚の調整を行う; ③6 軸方向(Δx , Δy , Δz , $\Delta \theta_x$, $\Delta \theta_y$, $\Delta \theta_z$)に微動可能なマイクロアクチュエータに 2 枚の AWG を接続し、UV 硬化樹脂を両 AWG の間に注入する; ④樹脂を硬化させる前に両 AWG の相対位置を所望の平行度が得られるまで調整する; ⑤両 AWG の位置が確定したところで UV 光を照射し 2 層の AWG を接着固定する; ⑥得られた 2 層 AWG の上に別の AWG を同様の手法で貼り合わせ、同手順を繰り返すことで多層 AWG が得られる。

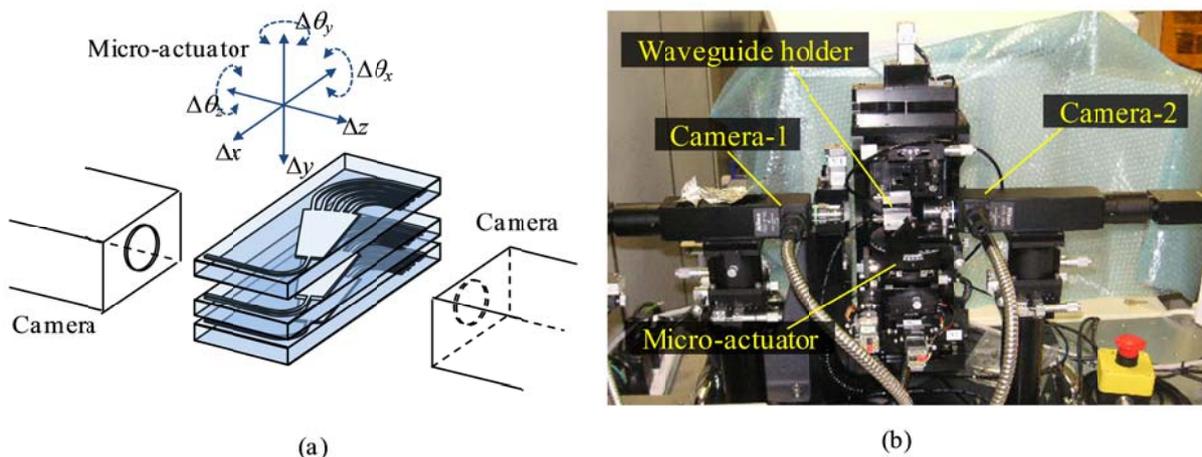


図 3-9 導波路貼り合わせ装置: (a) 動作概念図; (b) 装置の外観写真。

2) 作製トレランスの計算

今回、表 3-2 に示す設計値の AWG を用いてスタッキング方式による多層化を行うことを検討した。本 AWG (Design “A”)は、WSS を構成した場合に図 3-4(c)に示したスペクトル特性が得られるよう設計されている。その事前検討として、まず多層 AWG のミスアライメントに対する損失トレランスの計算を行う。AWG を多層化する際、各導波路層は平行かつ上面視した時に同一の位置に配置されることが望ましいが、多層 AWG の作製時のミスアライメントによる損失の増加が懸念される。ここではミスアライメント量と損失量の関係をビーム結合理論に基づく解析計算により明らかにし、目標とする損失性能を達成するために必要な作製精度を求める。

表 3-2 WSS 用 AWG (Design “A”) の設計パラメータ。

パラメータ	設計値
アレイ本数 N_{array}	146
回折次数 m	59
アレイピッチ d_{array}	12
クラッド(石英)の屈折率	1.444
導波路比屈折率差	1.5 %
コア高さ	4.3 μm
導波路端面での y 方向スポットサイズ ω_y (レンズアレイによるスポット拡大実施前)	5 μm
導波路端面での x 方向スポットサイズ ω_x	1080 μm

図 3-10(a)に多層 AWG のトレランス計算のためのモデルを示す。入力ポート用 AWG と出力ポート用 AWG の相対位置が、位置・角度について 6 軸の自由度でミスアライメントが生じた場合の WSS の過剰損失を計算した。本計算では AWG 端面での電界分布を 2 次元ガウシアン関数で近似し、各入力モードと出力モードの重なり積分を実行することで結合効率が計算され、ミスアライメントによる過剰損失を計算することが可能である。計算の際、下記条件を適用した: ①入力 AWG・スポットサイズ拡大用レンズアレイ・フーリエ変換レンズ・LCOS は理想の位置に固定されている; ②出力 AWG の位置のみ 6 軸の自由度でミスアライメントが発生する。

図 3-10(b)(c)にトレランスの計算結果を示す。(b)が位置のミスアライメント($\Delta x, \Delta y, \Delta z$)に対するトレランス曲線を表しており、(c)が角度のミスアライメント($\Delta \theta_x, \Delta \theta_y, \Delta \theta_z$)に対するトレランス曲線を表している。まず位置のトレランス(b)を見ると、損失の要因として最も支配的なのは Δy 、すなわち導波路基板厚さ方向のミスアライメントであることが分かる。これはレンズアレイのピッチと導波路層のピッチ D_{port} とを高い精度で一致させなければならないことを意味しており、過剰損失を 1dB 以下に抑えるためには約 1.2 μm の位置合わせ精度が必要とされる。その他の方向($\Delta x, \Delta z$)については、10 μm 程度の誤差があったとしても損失にほとんど影響していないことが分かる。(c)の角度トレランスについては $\Delta \theta_y, \Delta \theta_z$ の順に精度の要求値が厳しくなることがわかる。WSS の過剰損失を 1 dB 以下に抑えようとする、 $\Delta \theta_y$ については 0.024° 、 $\Delta \theta_z$ については 0.27° が角度誤差の許容量となる。

表 3-3 に本研究が導入したスタッキング方式の作製プロセスにおける多層 AWG の位置と角度の調整精度を示す。上述したトレランスの計算結果と比較すると十分な位置・角度調整精度を有しているといえる。

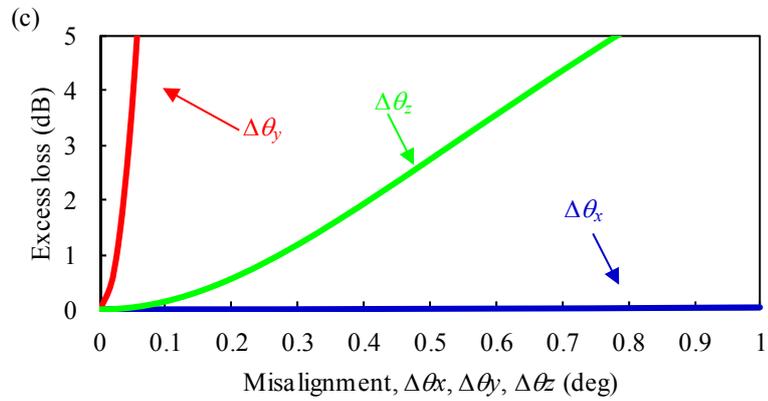
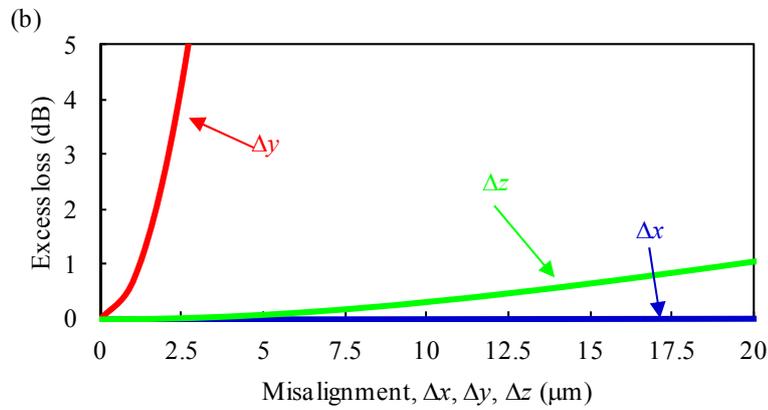
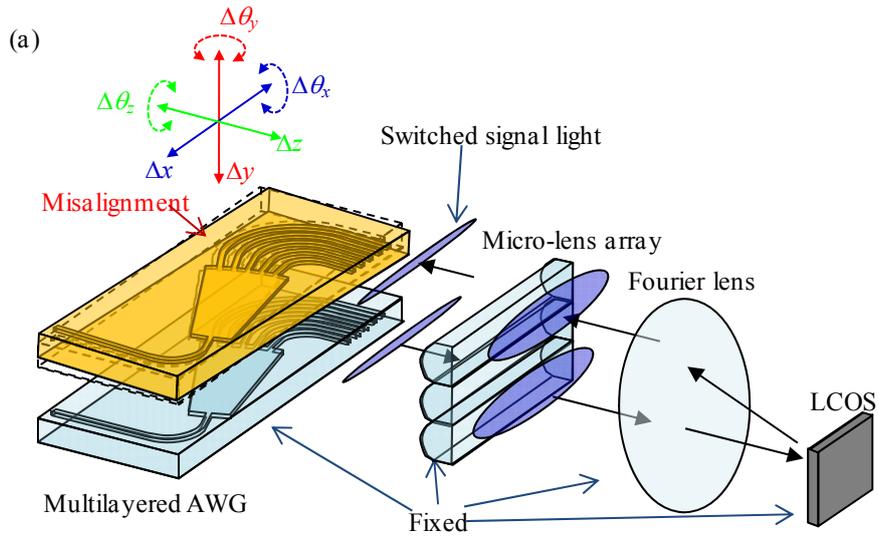


図 3-10 スタッキング方式における AWG のトレランス計算: (a) 計算モデル; (b)位置に対するトレランスの計算結果; (c) 角度に対するトレランスの計算結果。

表 3-3 スタッキング方式における作製プロセスの精度。

貼り合わせ装置のアクチュエータ	$\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 調整 … 0.1 μm
微動量分解能	$\Delta\theta_x, \Delta\theta_y, \Delta\theta_z$ 調整… 0.01°
貼り合わせ装置のカメラ空間分解能	0.1~0.2 μm
導波路裏面研磨速度	2 $\mu\text{m} / \text{min}$

3) 多層 AWG の作製結果

表 3-2 に示した設計値の AWG と、3.3-1 項 1) にて述べたスタッキング方式による作製プロセスを用いて実際に多層 AWG を試作した。図 3-11 に作製された 2 層 AWG の端面写真を示す。すべての導波路コアについてコア間距離を測定した結果、貼り合わせ精度は $1002 \pm 0.9 \mu\text{m}$ の精度で作製されていることが確認できた。事前のトレランス検討から Δy , $\Delta\theta_1$, $\Delta\theta_2$ の 3 つの誤差については、その精度要求値が特に厳しいことが判明している。本作製結果について、これら作製精度に関する目標値を達成できているかの定量的に評価を行う。まず Δy についてであるが、レンズアレイのピッチと整合させるため、 $D_{\text{port}} = 1000 \mu\text{m}$ を目標としていたが、目標値に対して $\Delta y = 2 \mu\text{m}$ の誤差が発生した。この値は過剰損失を 1 dB 以下とするための許容値 $1.2 \mu\text{m}$ をやや上回っており、図 3-10(b) の値を比較すると、本 AWG を用いて WSS を構成した場合には約 2.8 dB 程度の過剰損失が見込まれる。研磨器による導波路クラッド面の研磨時間の厳密な管理と、接着材に厚みの均一化のためのフィラーを混入する等の対策をとることで、今後 Δy についての位置精度が改善されると考えられる。次に $\Delta\theta_2$ の評価であるが、 $\Delta\theta_2$ によるコア間距離の偏差は全導波路コアにわたって $\pm 0.9 \mu\text{m}$ であった。この値は角度のずれ量 $\Delta\theta_2$ に換算すれば 0.06° 以下の精度が達成されていることを意味し、許容値である 0.27° を大きく下回っていた。WSS を構成した場合には $\Delta\theta_2$ に起因する過剰損失はほとんど生じないと考えられる。

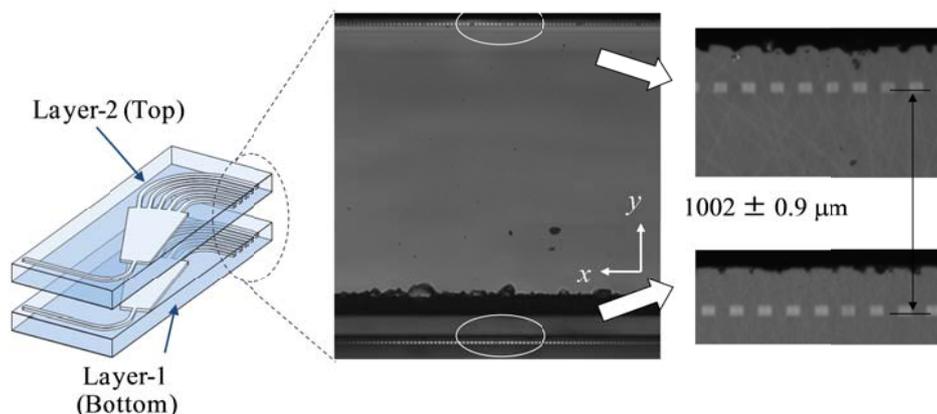


図 3-11 スタッキング方式によって作製された 2 層 AWG の端面写真

最後に、 $\Delta\theta_1$ についての作製精度を評価するために、図 3-12(a)の系を用いて AWG のスペクトルの測定を行った。スペクトルのピーク波長から、角度誤差 $\Delta\theta_1$ を推定することが可能である。まず、多層 AWG の各入出力導波路にファイバアレイを接続し、アレイ導波路の出射端面には平面ミラーを密着させる。2 層 AWG のうちの片方の AWG を可変波長光源・偏光コントローラに接続し、AWG にレーザ光を入力し、波長掃引を行う。AWG に入射された光はアレイ導波路端に置かれたミラーによって反射され、入力ポートに向かって逆行する。サーキュレータを經由して反射光のパワーを測定することで、AWG の反射スペクトルが測定される。AWG 端面での等位相面がミラー面とちょうど平行になる波長がスペクトルのピーク波長であり、導波路端面がミラーに対して傾いていた場合はピーク波長がシフトする。両導波路層についてスペクトルを測定し、ピーク波長の差を測定することで、角度誤差 $\Delta\theta_1$ を推定することができる。図 3-12(b)に試作した多層

AWG の反射スペクトルを示す。両 AWG 間でのピーク波長差は $\Delta\lambda_{\text{peak}} = 0.02 \text{ nm}$ であった。AWG における波長と導波路端面での出射角の関係式((3-10)式)から、

$$\Delta\theta_y = \sin^{-1}\{ (m / d_{\text{array}}) \Delta\lambda_{\text{peak}}\} \quad (3-18)$$

が成立し、ピーク波長差から角度誤差 $\Delta\theta_y$ が計算される。(3-24)式を用いてスペクトルから推定された $\Delta\theta_y$ は僅か 0.006° であり、許容値 0.024° に対して極めて高い精度で作製されていたことが分かった。よって本多層 AWG を用いて WSS を構成した場合、 $\Delta\theta_y$ のずれによる過剰損失はほとんど生じないことが予想される。

また、図 3-12(a)の系を用いて測定した反射スペクトルの形状から AWG の位相誤差量を定性的に見積もることもできる。図 3-12(b)のスペクトルを見るとわずかなパワーであるがサイドピークが発生しているのが確認できる。上記サイドピークは、アレイ導波路の位相誤差によって等位相面が歪み、反射光がスラブ導波路入力面に集光された際のビーム形状が変形したことによって発生していると考えられる(図 1-21(b)参照)。理想的な位相誤差の無い AWG であった場合、反射光のスラブ入力面におけるビーム形状はガウシアン形状となり、スペクトルは図 3-12(b)の点線で示したような単峰型のスペクトルとなる。本多層 AWG のサイドピークのパワーはメインのピークパワーと比べて -15 dB 以下に減衰されているため、WSS を構成した場合に位相誤差による過剰損失はほとんど発生しないと予想される。また、偏波コントローラを用いて入力偏光状態を調整しながらスペクトルを測定した場合にも得られたスペクトルの形状にほとんど変化が無かったことから、応力複屈折などに起因した偏光依存の位相誤差がほとんど発生していないことが確認できた。

以上の結果をまとめると、試作した多層 AWG を評価した結果トレランス計算から求めた要求精度をほぼ達成できていることから、本研究の提案するスタッキング方式は、WSS 用の多層 AWG を得るための手法として有効であるといえる。 Δy の調整、すなわち導波路層間距離とレンズアレイのピッチとを整合させることが今後取り組むべき課題である。

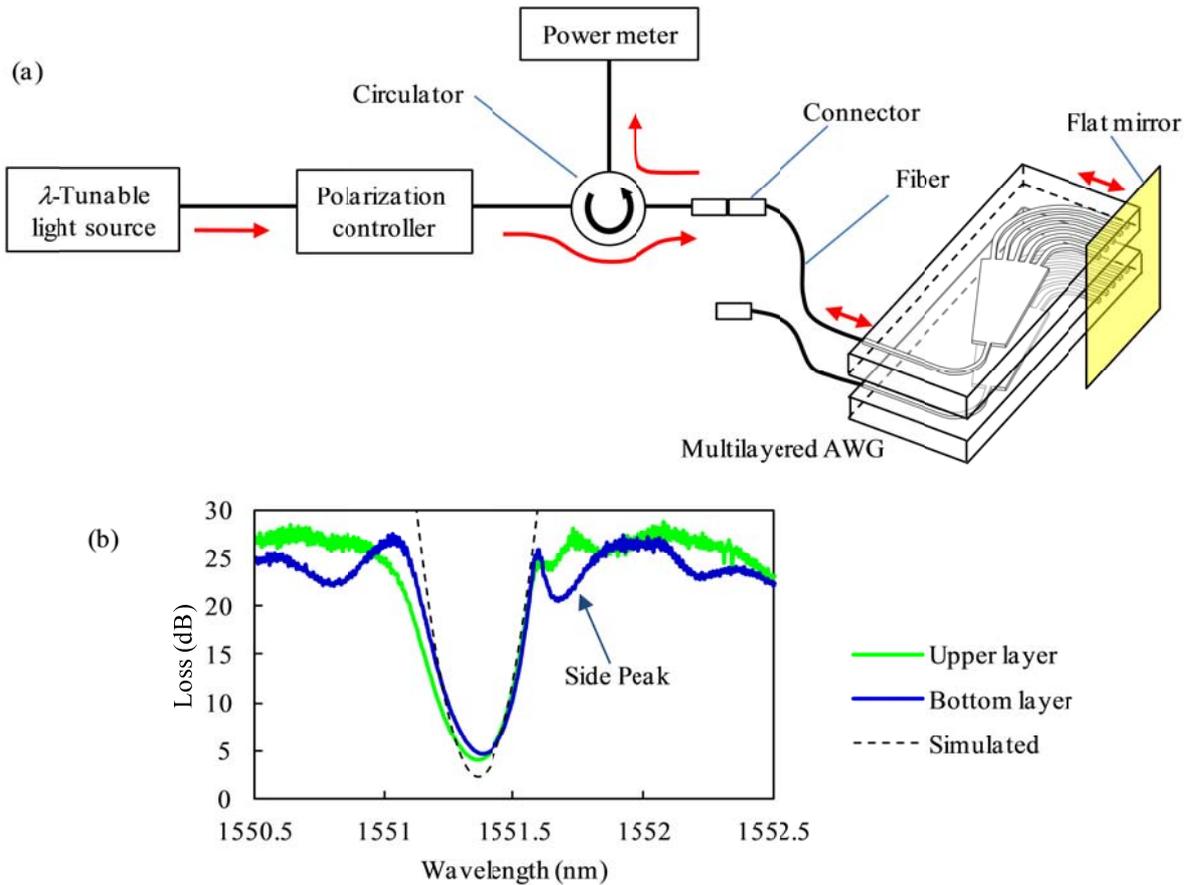


図 3-12 多層 AWG の反射スペクトルの測定による作製誤差の評価: (a)系の構成; (b)反射スペクトルの測定結果。スペクトルを解析することで角度ずれ量 $\Delta\theta$, と位相誤差量が推定される。

3.3-2 モノリシック多層 AWG の作製方法

1) 作製方法

ここでは本研究の提案する第二の多層 AWG の作製手法である、モノリシック方式について述べる。モノリシック方式では、WSS のポート数を増加するために、単一の導波路基板上に多層 AWG を $20\sim 30\mu\text{m}$ の積層間隔で高密度に形成することが目的である。図 3-13 はモノリシック手法における多層 AWG の製造工程を示している。製造手順は以下の通りである: (i) まず導波路基板上にコア膜を堆積し、RIE (Reactive Ion Etching)を用いて導波路コアのパターンニングを行う; (ii) CVD (Chemical Vapor Deposition) を用いてオーバークラッドを導波路コア上に堆積した後、アニールを行いガラス構造の安定化を行う; (iii) CMP (Chemical Mechanical Polishing) を用いてオーバークラッド上部の平坦化を行う; (iv) 平坦化されたオーバークラッド上に 2 層目の導波路層のコア膜を堆積し、パターンニングを行う。その際、下層導波路に形成されたマーカを目印に、上層導波路形成用のフォトマスクの位置合わせを行う; (v) 第 2 層目のコアをオーバークラッドで覆い、アニールを行う; (vi) 上記工程 (iii)~(v)を繰り返すことで、より層数の多い多層 AWG が得られる。

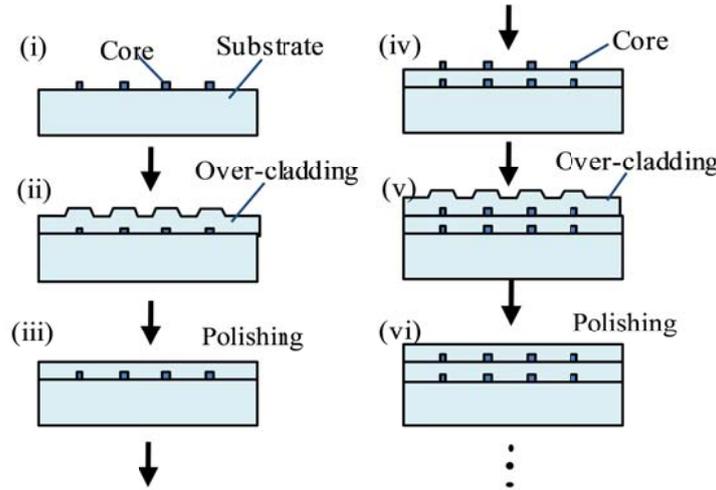


図 3-13 モノリシック方式を用いた多層 AWG の製造工程。

2) 導波路層間の方向性結合の影響の検討

表 3-4 に示す設計値の AWG を用いて、モノリシック多層 AWG を作製することを検討する。本 AWG (Design “B”) は、WSS を構成した場合に図 3-4(c) に示したスペクトル特性が得られるよう設計されている。この時、隣接する導波路層の AWG が非常に近接して形成されるため、図 3-14(a) に示すような、方向性結合による信号のクロストークが発生することが懸念される。そのため事前検討として、三次元ビーム伝搬法(BPM: Beam Propagation Method)[18] による光波解析を行い、導波路層間距離 D_{port} と方向性結合によるクロストーク量の関係を明らかにする。図 3-14(a) は解析に用いた計算モデルを示している。ここでは 3 層の平行な導波路を考え、中央の導波路層に入射した信号パワー P_0 に対する、隣接導波路層への漏れ量 P_1 ($= P_2$) をクロストーク量と定義し、評価している。コアの断面形状は幅 $3.3 \mu\text{m}$ × 高さ $3.3 \mu\text{m}$ の正方形であり、入力光のプロファイルをスポットサイズ $4 \mu\text{m}$ のガウシアン型として、伝搬長に対するクロストーク量の変化を計算した。図 3-14(b) に計算結果を示す。 $D_{\text{port}} \geq 14 \mu\text{m}$ の条件を満たしていれば、信号が多層 AWG を 30 mm 伝搬した後も信号のクロストーク量が十分 (-40 dB 以下) に抑えられていることが確認された。

表 3-4 WSS 用 AWG (Design “B”) の設計パラメータ。

パラメータ	設計値
回折次数 m	27
アレイピッチ d_{array}	$15 \mu\text{m}$
導波路端面での x 方向のスポットサイズ, ω_{0x}	$4000 \mu\text{m}$
導波路端面での y 方向のスポットサイズ, ω_{0y}	$4 \mu\text{m}$
クラッド(石英)の屈折率	1.444
導波路の比屈折率差	2.5 %
コア高さ	$3.3 \mu\text{m}$
アレイ本数, N_{array}	358

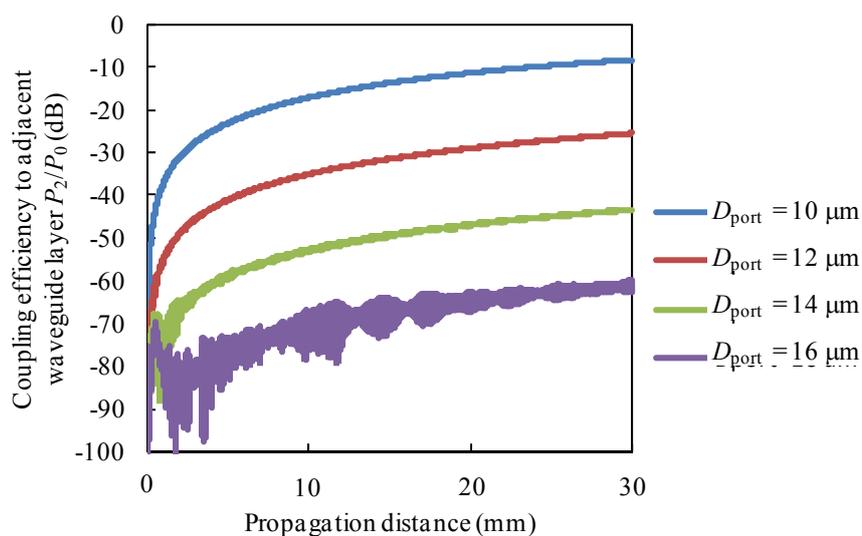
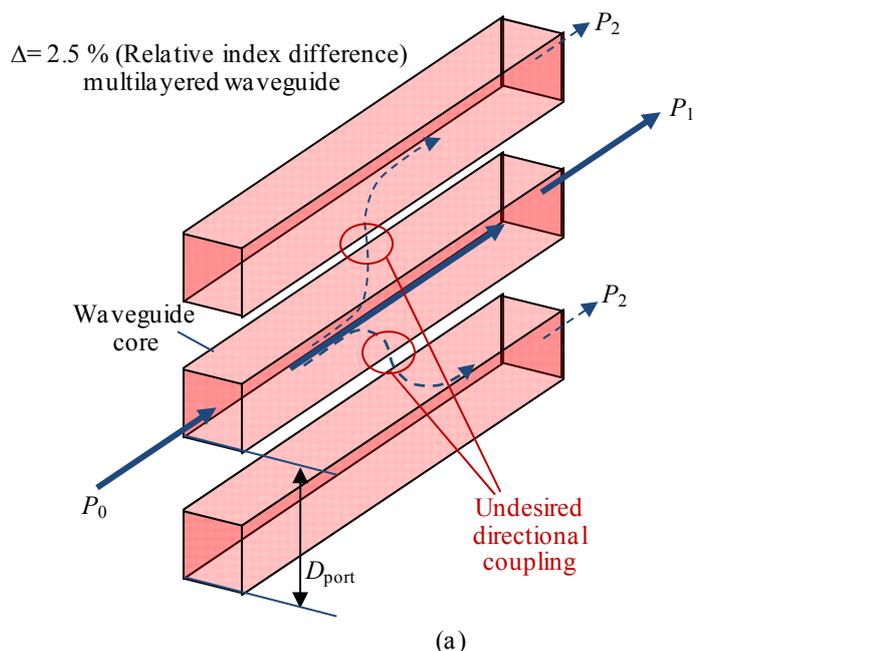


図 3-14 モノリシック多層導波路における、導波路層間の光結合のシミュレーションによるクロストークの計算: (a) シミュレーションモデル; (b) シミュレーション結果。ここで $D_{port}=16 \mu\text{m}$ の結果について振動が見られるのは、ガウシアン型の入力プロファイルが導波路の固有モードと一致しないことによって発生した僅かな迷光と、方向性結合によって隣接導波路に分岐した微弱な光波との干渉の結果である。

3) モノリシック多層 AWG の作製結果

モノリシック方式にて実際に多層 AWG を作製し、評価を行った。今回、 $D_{port}=25 \mu\text{m}$ を設計目標とし、導波路層数が 2~4 の複数の多層 AWG を作製した。図 3-15 に試作した多層 AWG の端面写真を示す。(a)は 2 層の導波路の作製例であり、(b)は 4 層 AWG の作製例である。作製結果につ

いて、スタッキング方式の場合と同様に作製精度 Δy , $\Delta\theta_1$, $\Delta\theta_2$ と位相誤差の評価を行う。まず Δy 、すなわち導波路厚さ方向のミスアライメントについてであるが、図 3-15(a)(b)を比較すると測定された D_{port} は $23.7\sim 26.4\ \mu\text{m}$ の範囲で、素子間でばらついていることが分かる。しかし、本モノリシック AWG では図 3-7(b)のようにレンズアレイを用いない WSS の構成が可能なので、スタッキング方式にて問題となっていたようなレンズアレイとの厳密なピッチ調整が不要である。すなわち、導波路層間隔の誤差 Δy が生じていたとしても、ずれ量に対応する量のビーム位置のシフトを LCOS を用いて与えてやればよく、上記補償動作によって無損失にスイッチングが可能である。次に $\Delta\theta_2$ の評価であるが、コア間距離の偏差を全導波路にわたって測定したところ、図 3-15(a)の例ではコア間距離が $26.4\pm 0.3\ \mu\text{m}$ 、図 3-15(b)の例では $23.7\pm 0.7\ \mu\text{m}$ であった。これらの結果を角度ずれ $\Delta\theta_2$ に換算すると、それぞれ $\Delta\theta_2 = 0.006^\circ$, 0.015° となり、スタッキング方式の場合と比べて一桁高い精度で $\Delta\theta_2$ の制御ができていたことが分かった。これはスタッキング方式においてはクラッド上面の平坦化処理の際に機械的な研磨機を使用していたのに対し、モノリシック方式ではより精度の高い研磨が可能な CMP 装置を用いたためであると考えられる。CMP では機械的研磨に加えて化学成分による表面反応を併用するためこのような高い平面精度が得られる。

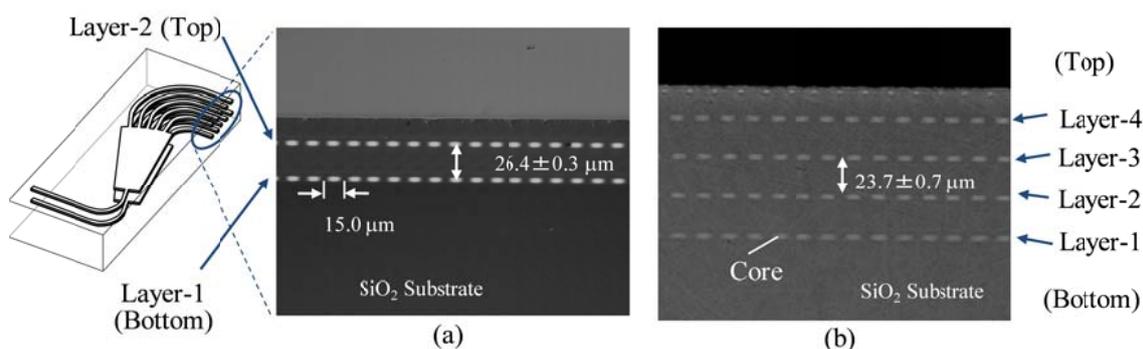


図 3-15 モノリシック方式による多層 AWG の作成例: (a) 2 層 AWG の端面写真; (b) 4 層 AWG の端面写真。

最後に図 3-12(a)と同様の系において、多層 AWG の反射スペクトルを評価することで、 $\Delta\theta_1$ および AWG の位相誤差の評価を行う。図 3-16 に 2 層モノリシック AWG のスペクトル、図 3-17 に 3 層モノリシック AWG のスペクトル、図 3-18 に 4 層モノリシック AWG のスペクトルの測定結果をそれぞれ示す。まず図 3-16 の 2 層モノリシック AWG の作製結果をみると、①上下の導波路層間でのスペクトルピーク波長のずれ、②スペクトル形状の歪み、が観測された。これらはそれぞれ、①大きな角度ミスアライメント量 $\Delta\theta_2$ 、②大きな位相誤差量が試作した AWG に含まれていることを意味する。①の角度のミスアライメントは、モノリシック方式にて導波路の多層化を行う際、下層の導波路によって形成されたマスク合わせ用のマーカを目印に、上層の導波路用のフォトマスクの位置を調整するが、この際の位置合わせ誤差によるものであると考えられる。(3-18)式を用いることでスペクトルピーク波長から計算される角度誤差は $\Delta\theta_2 = 0.06^\circ$ であり、角度誤差による過剰損失として 70 dB もの大きな損失が見込まれるため、本 AWG を WSS に適用することはできない。現在の技術によってマスクの合わせ精度を 0.01° 以下にコントロールするのは極め

て難しい。よってこれを外部補償する方法を検討する必要がある。また、②の位相誤差が発生している件についても大きな問題である。図 3-16(a)(b)を比較するとスペクトル形状が異なっていることから明らかなように、位相誤差量は導波路層によってランダムに発生しているのが確認できる。また、図 3-17, 3-18 に示した 3 層や 4 層 AWG の試作結果を見れば明らかなように、AWG の導波路層数が増加するにつれて位相誤差によるスペクトル歪み量が増大しているのが分かる。従来の単層の AWG の場合には紫外線照射によって石英導波路の屈折率が恒久的に変化する現象を利用し、位相誤差のトリミングが可能であったが[19]、本モノリシック多層導波路においては、隣接する別の導波路層が近傍に存在しているため、特定の導波路層に対して紫外線トリミングを実施する際、他の導波路層も併せて紫外線の照射の影響を受けてしまうため、導波路層別にトリミングを行うのは極めて困難である。

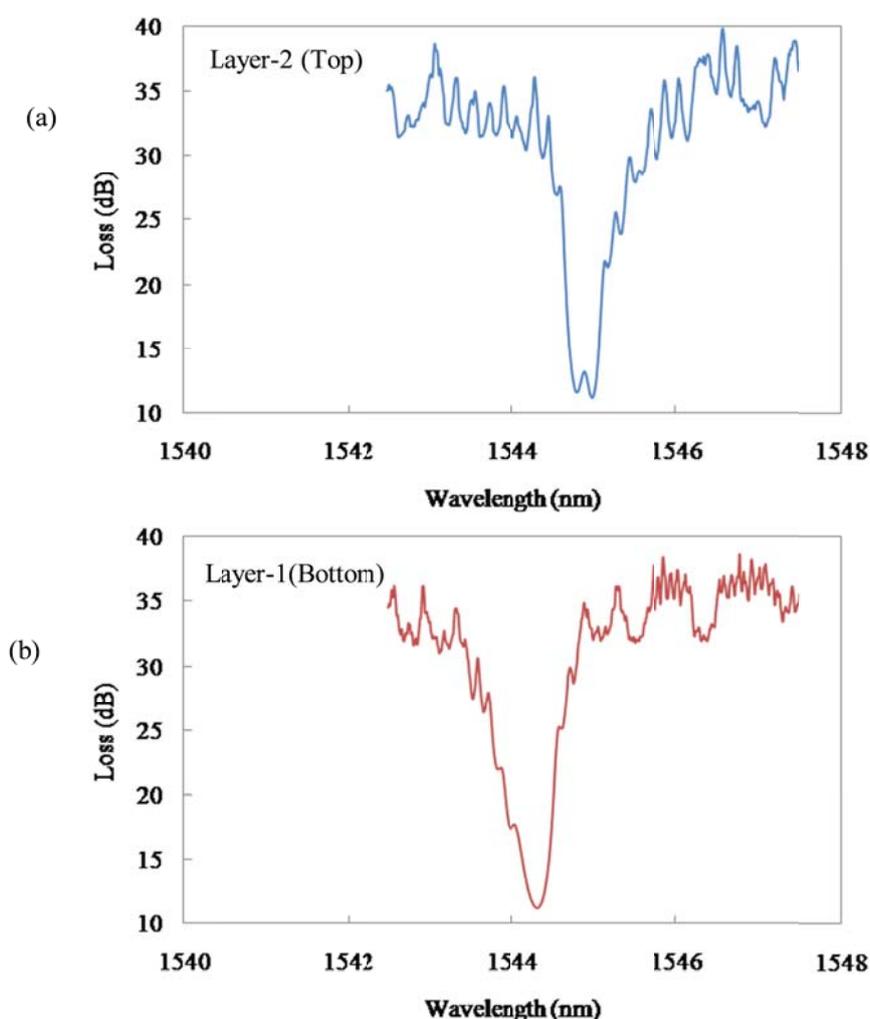


図 3-16 試作した 2 層モノリシック AWG の反射スペクトルの例。(a) Layer-2(オーバークラッド側) ; (b) Layer-1(基板側)。

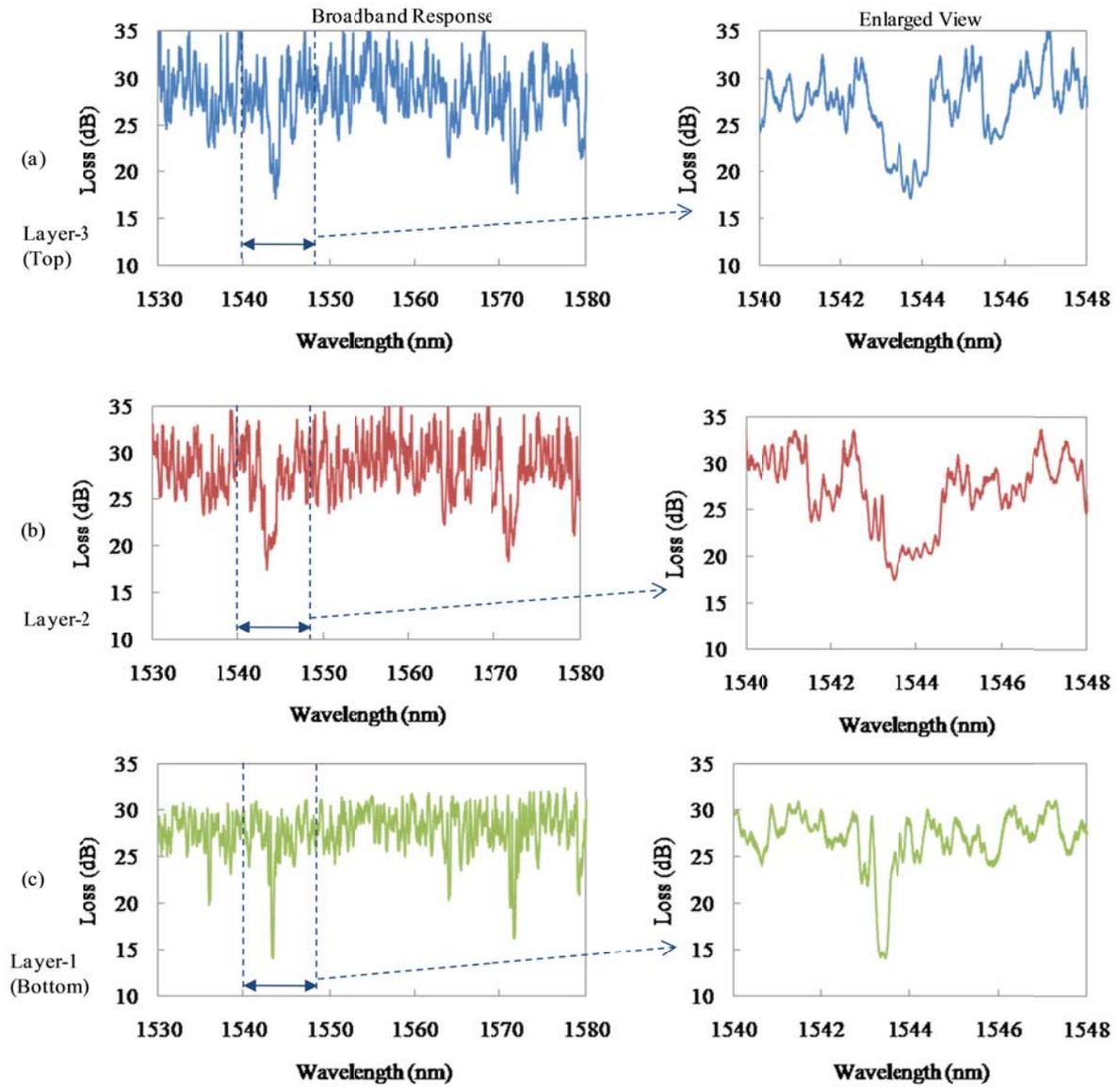


図 3-17 試作した 3 層モノリシック AWG の反射スペクトルの例。(a) Layer-3(オーバークラッド側) ; (b) Layer-2; (c) Layer-1(基板側)。

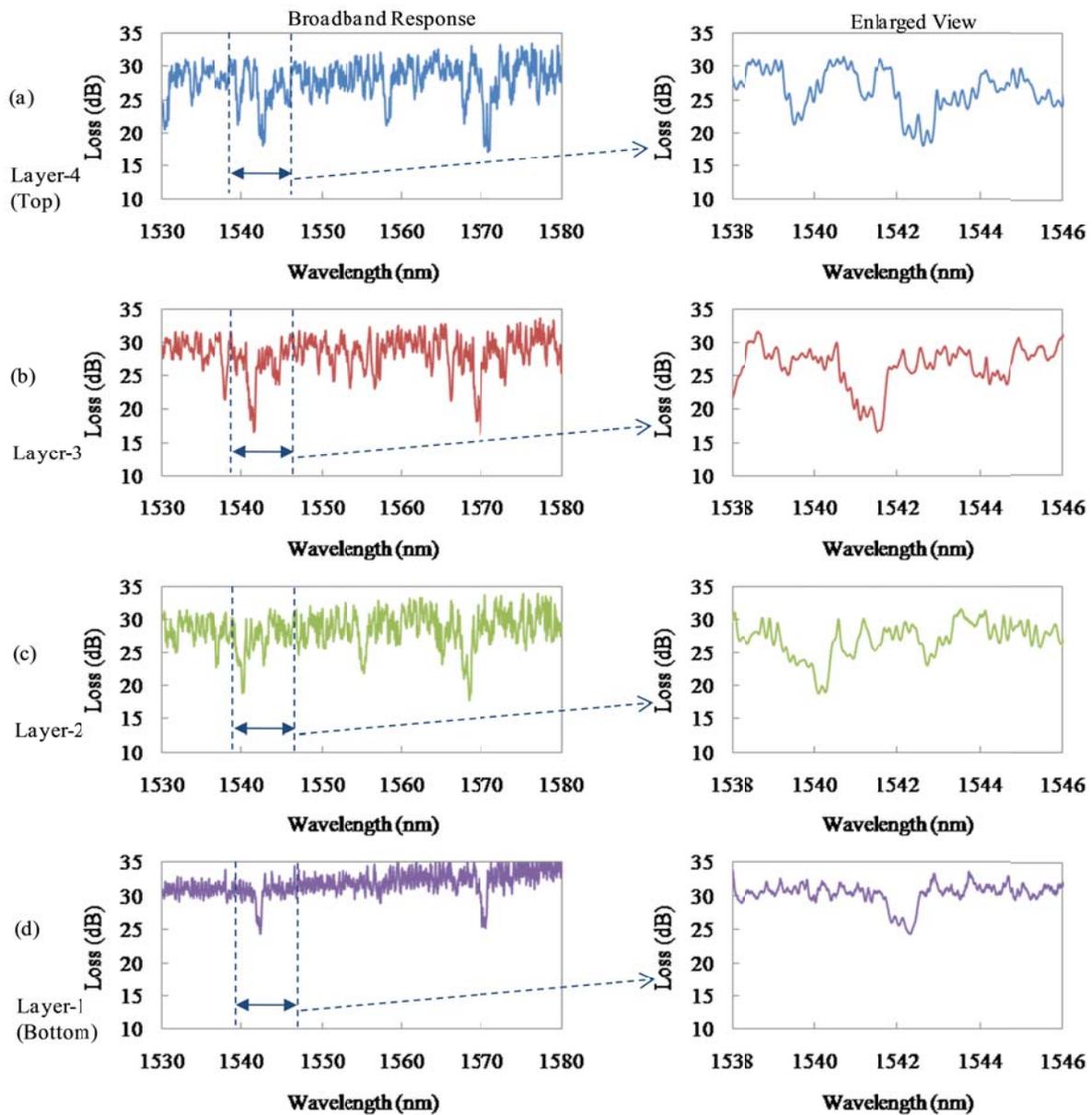


図 3-18 試作した 4 層モノリシック AWG の反射スペクトルの例。(a) Layer-4(オーバークラッド側)；(b) Layer-3；(c) Layer-2；(d) Layer-1(基板側)。

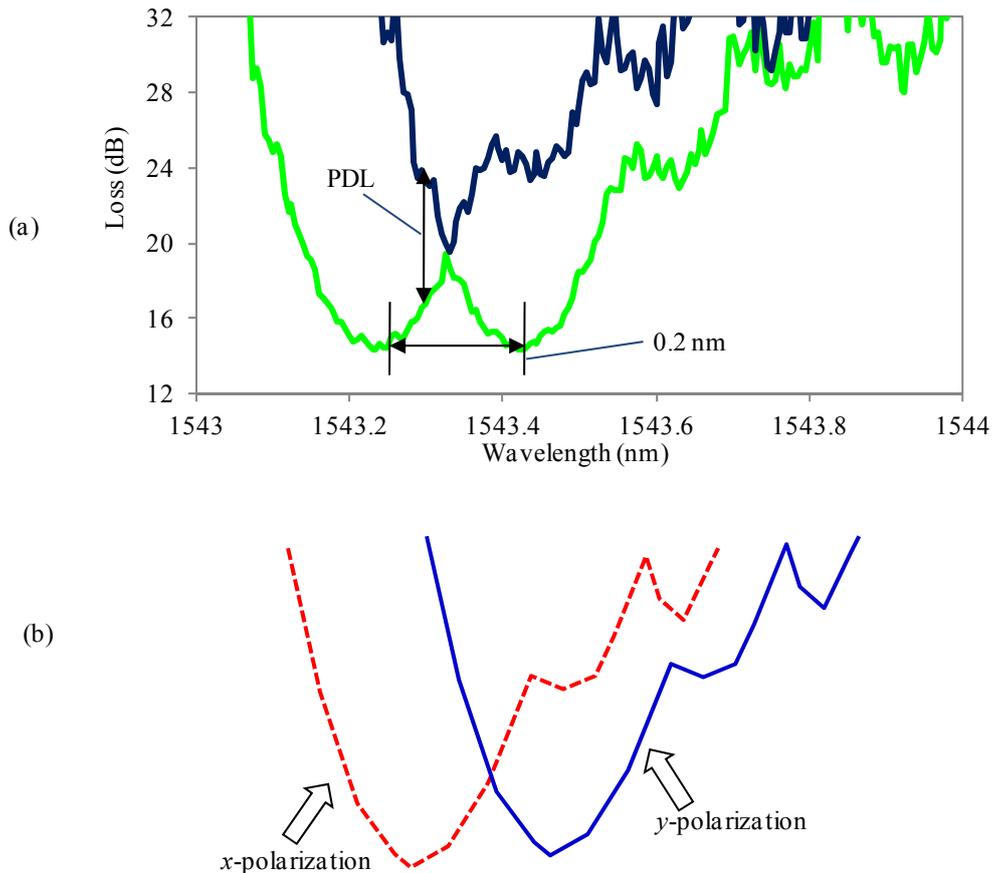


図 3-19 入力光の偏光状態を掃引して測定したモノリシック 2 層 AWG の反射スペクトル: (a) 実測結果。緑の曲線は偏光掃引時の最低損失値。紫の曲線は偏光掃引時の最大損失値をそれぞれ示す。上記大きな偏光依存性は、(b)に示す偏波モードごとのスペクトルの足し合わせから生じている。

また、図 3-19(a)に 2 層 AWG (図 3-16 のものとは別のサンプル)について、入力光の偏光状態を掃引しながら反射スペクトルを測定した結果を示す。緑の曲線は偏光掃引時の最低損失値、紫の曲線は偏光掃引時の最大損失値をそれぞれ示している。波長によって、大きな偏光依存損失(PDL)が生じているのが分かる。上記偏光依存性は図 3-19(b)に示すように偏波モードごとにスペクトルのピーク波長が異なっており、両モードのスペクトルの足し合わせから PDL が生じているとみなすことができる。これは、位相誤差量が偏波モード別に異なっていることを意味し、モノリシック多層 AWG の内部応力による複屈折に由来するものと考えられる。これは位相誤差を記述する(3-5)式の中の屈折率 n_{array} の値が、偏光状態によって異なるとすれば説明できる。よってモノリシック AWG を WSS に適用するためには、導波路層別・偏光モード別に値の異なる位相誤差についても、外部補償を行う方法も検討する必要がある。AWG の角度のミスアライメント、位相誤差の補償法については第 4 章と 5 章にて検討する。

3.4 多層 AWG を用いた WSS 動作実証

3.3 節にて提案した2手法を用いて試作した多層 AWG のうち、より損失の低かったスタッキング方式にて作製された AWG(Design “A”)を用いて WSS を組み立て、スイッチング実験を行った。図 3-20(a)に WSS 実験系の写真、(b)に AWG のマスク図を示す。AWG の端面から LCOS 表面までの距離は 170 mm であり、2層 AWG の寸法は $16 \times 42.5 \times 2 \text{ mm}^3$ であった。今回用いた AWG は、導波路素子としてはやや大型である(4 インチウエハ上に7つの単層 AWG しか作製できない)が、従来の WSS で用いられているようなバルク回折格子を用いた分光光学系と比べると十分に小型であるといえる。今後は導波路の比屈折率差を上げることで光閉じ込め効果が増し、より小さな曲げ半径でアレイ導波路をレイアウトできるため、AWG の小型化が見込まれる。本実験に用いた光学系の詳細を図 3-21 に示す。ここではレンズなどの構成に加え、光線追跡によって計算された光線の軌跡が描かれている。図 3-21(a)(c)(d)がスイッチング動作(y-z)断面動作を表し、図 3-21(b)(e)(f)が波長合成分波動作を表している。実験に用いたフーリエレンズは凹凸のシリンダリカルレンズ等を組み合わせた合成レンズであり、x 方向、y 方向に異なる焦点距離を有するよう設計されている。x、および y 方向で焦点距離を非対称に設計した理由は、LCOS に合わせて所望のスポットサイズが得られるよう、最適化したためである。また、収差が最小化されるよう、レンズの配置や構造が最適化されている。合成レンズの x、y 方向それぞれにおける焦点距離は $F_{1x} = 66.5 \text{ mm}$, $F_{1y} = 148.8 \text{ mm}$ であった。LCOS として、有効面の高さ $H_c = 12 \text{ mm}$, ピクセルサイズ $6 \times 6 \mu\text{m}^2$ のものを用いた。本 LCOS は回折角 $\theta_{\text{max}} \approx 1^\circ$ 程度のビーム偏向性能を有している。

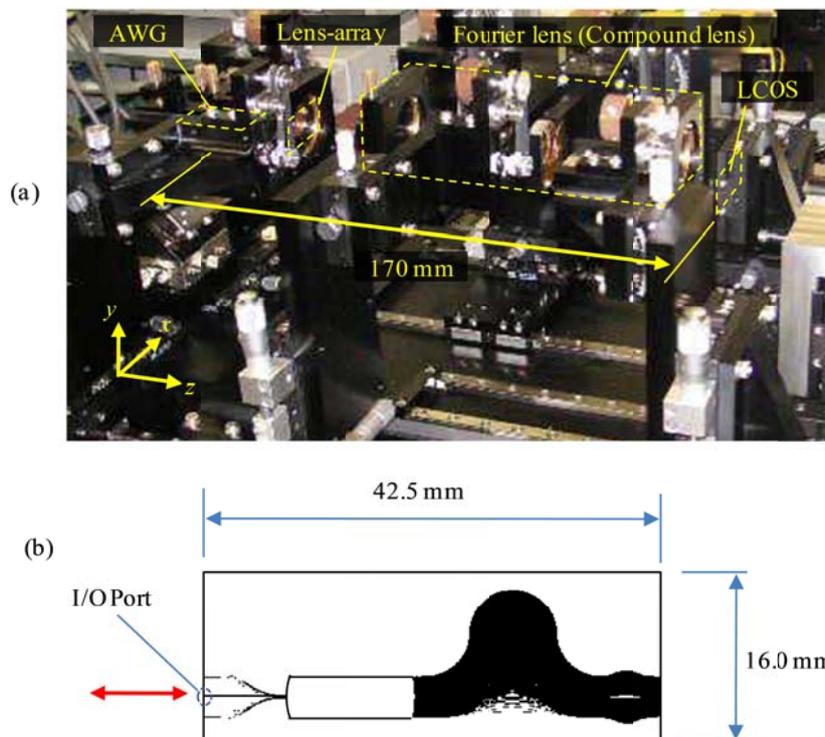


図 3-20 スタッキング方式で作製された多層 AWG を用いて構成した WSS の実験系; (a)実験系の写真; (b) 実験に用いた AWG のマスク図。

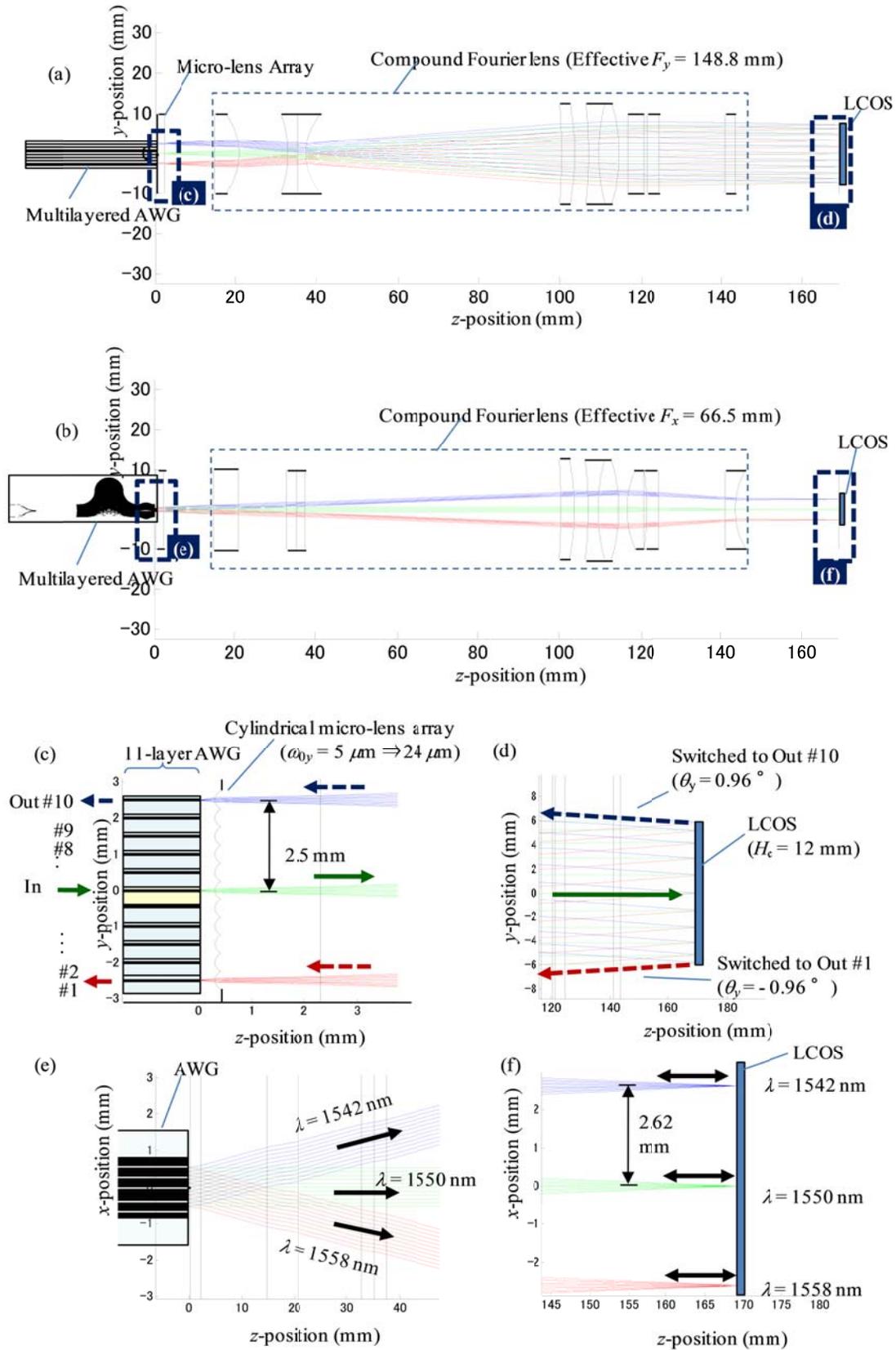


図 3-21 WSS 実験用のレンズ設計: (a) スイッチング動作 (全体図) (b) 分光動作(全体図)
 (c) スイッチ方向動作(AWG 端面近傍を拡大); (d) スイッチング方向動作 (LCOS 近傍を拡大) (e) 分光動作(AWG 端面近傍を拡大) (f) 分光動作(LCOS 端面近傍を拡大)。

また、 y 方向のスポットサイズを ω_{0y} を $5\mu\text{m}$ から $24\mu\text{m}$ に拡大するため、シリンダリカル・マイクロレンズアレイが導入されている。これは図3-6の計算結果から明らかなようにWSSのポート数はスポットサイズ ω_{0y} に依存しており、十分なポート数を得るための手法である。マイクロレンズアレイのピッチは $500\mu\text{m}$ であった。今回、多層AWGは $1000\mu\text{m}$ の基板を用いて作製されたため、 $D_{\text{port}} \approx 1000\mu\text{m}$ であったが、 $500\mu\text{m}$ 厚の基板を用いて多層AWGを構成し $D_{\text{port}} = 500\mu\text{m}$ とすれば、 1×10 のポート数を有するWSSが期待される。光線追跡による計算結果(図3-20(c))を見れば10の出力ポートに正しくスイッチングできることが示されている。波長合分波動作についても、各波長光が正しくLCOS上に集光されていることが示されている(図3-20(f))。

つづいてWSSに光を入射し、スイッチング実験を行った。図3-22に実験のブロック図を示す。2層AWGのうちの一つの導波路層である入力ポート(AWG-1)を光源・偏光コントローラに接続し、もう一方の導波路層の出力ポート(AWG-2)をパワーメータに接続した。スイッチングを行いたい波長光に対してのみブレイズ型の位相変調を与え、消光したい波長光に対しては位相変調を与えていない。なお、本実験用に試作したWSSには偏波ダイバーシティ光学系が採用されていないため、本WSSは大きなPDLを示す。今回は、偏波コントローラと偏波面保持ファイバ(PMF: Polarization Maintaining Fiber)を用いて、入力光の偏光状態を、WSSの挿入損失が最も小さくなる偏向状態に調整し、固定した状態で実験を行った。偏波ダイバーシティを用いたWSSの偏光無依存化の検討は第4章で行う。

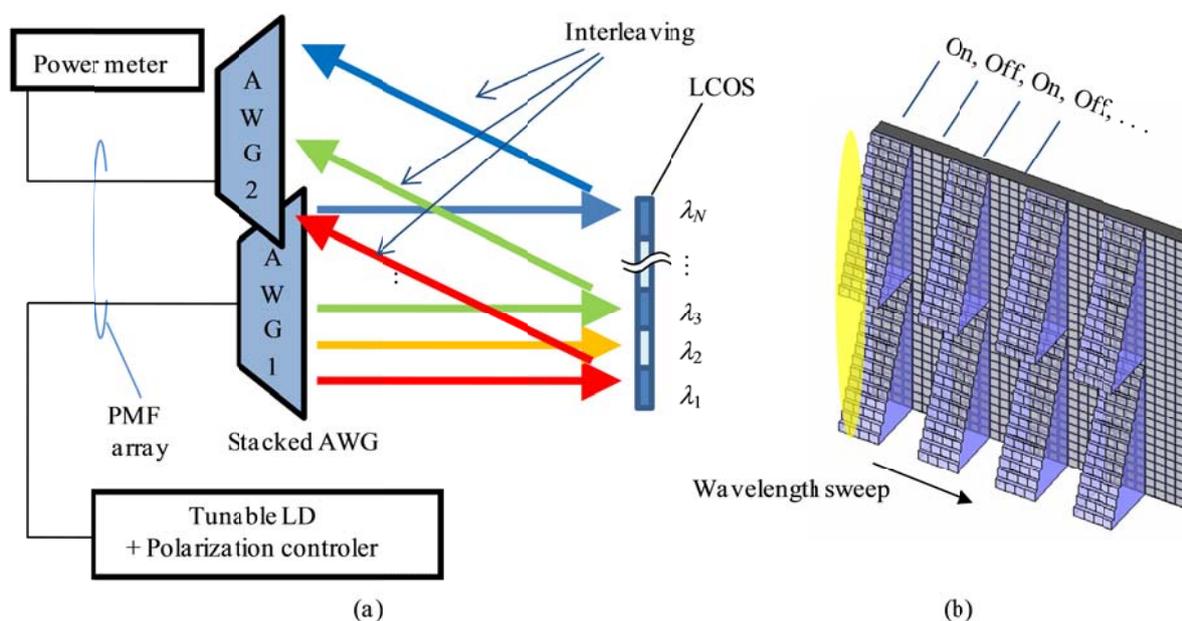


図3-22 WSSによるインターリーブスイッチング実験系の構成図。(a) 実験のブロックチャート。インターリーブ動作では(b)に示すような「偶数チャンネルのみスイッチング」、または「奇数チャンネルのみスイッチング」のいずれかの状態を与えるパターンをLCOSにて生成し、波長を掃引することで透過スペクトルの測定を行う。

図 3-23(a)に、WSS をインターリーブ動作させた際の WSS の透過スペクトルの例を示す。インターリーブ動作とは、隣接するチャンネル毎に”ON” ”OFF” が交互に繰り返される状態を言い、図 3-22(a)の緑線は偶数チャンネルのみを選択的にスイッチングした状態、逆に青線は奇数チャンネルのみを選択的にスイッチした状態での透過スペクトルを示す。チャンネル中心での消光比を波長間クロストークと定義すると、全チャンネルでの波長間クロストークの最悪値は-31 dB であり、Off 状態の時には不要な信号が正しくブロックされていることを示している。クロストーク目標値である-40 dB には僅かに届かなかったが、クロストーク悪化の原因の一つとしてマイクロレンズアレイの作製誤差が考えられる。マイクロレンズアレイは図 3-23(c)のように凸型の単位レンズを連続にならべたものであるが、単位レンズの境界部分の加工が不十分であった場合には、境界部が硝材で埋まり、凹レンズとして働く。そのため、別のポートにスイッチングされた光線の一部が凹レンズ部分を通過することによって散乱し、散乱光が出力 AWG に結合したものと考えられる。また図 3-23(b)に波長 1547.2 nm 付近のチャンネルのスペクトルを拡大表示している。同図においては(3-16)式を用いて $\sigma = 200\text{GHz}$ とした時の WSS スペクトルの計算値を重ねてプロットしている。スペクトルの矩形度は理論値に近い値が得られており、AWG の位相誤差による WSS のスペクトル形状の変形量も十分に小さいことが確認できる。

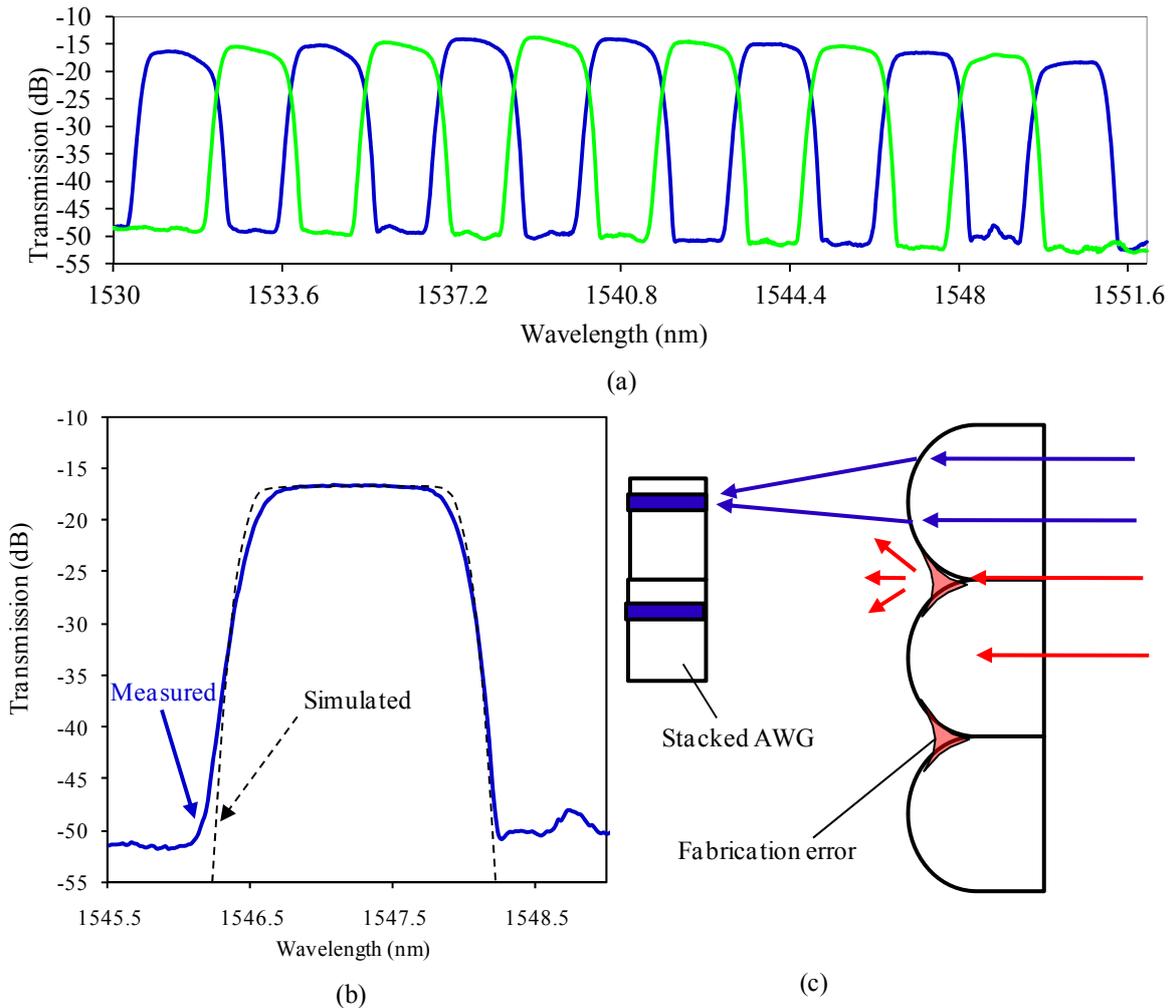


図 3-23 試作した WSS のスペクトル応答; (a) 200-GHz グリッドのインターリーブ動作時の透過スペクトル(13 チャンネル分)。緑線が偶数チャンネルのみを選択的にスイッチングした状態を示しており、青線は奇数チャンネルのみを選択的にスイッチングした状態を示す; (b) 波長 1547.2 nm 付近のチャンネルの応答の拡大図。(c)クロストーク劣化の要因として考えられるレンズアレイの作製誤差による光散乱。

一方で、挿入損失は約 15dB とやや不十分な結果となっている。推定される損失の内訳は以下の通りである:

① ファイバ接続損失(3.0 dB)

今回の石英導波路は導波路の比屈折率差が高く設定されており、入力導波路の導波モード(スポットサイズ約 $5 \times 10 \mu\text{m}^2$)と接続した光ファイバの(スポットサイズ約 $10 \times 10 \mu\text{m}^2$)による損失である。本損失は入力導波路形状の最適化によりスポットサイズ変換器[20]を導入するか、あるいは接続ファイバを細径ファイバに変更するなどの既存の技術を用いれば十分に低減可能である。さらに接続するファイバアレイのピッチが $1000 \mu\text{m}$ であったのに対し、接続する AWG の導波路のピッチが $1002 \mu\text{m}$ であるため、上記 $2 \mu\text{m}$ のミスアライメントを考慮すると、3.0 dB のファイバ接続損失があることが予想される。

②AWGのスラブ/アレイ境界および、アレイ/自由空間境界部における回折損失(4.0dB)

図 3-24 に AWG の回折損失の発生メカニズムを示している。(3-3)式では AWG の出射端面にて滑らかなガウシアン状のビームが得られるような近似を用いたが、実際には図 3-24 に示すような離散的な関数となり、厳密解に相当する部分が回折損失となって現れる。WSS においてスイッチングに使われる m 次回折光のほか、 $m \pm 1$ 次といった不要光が多数励起され、これらが損失となる。上記回折損失は、スラブ/アレイ境界(A)および、アレイ/自由空間境界部(B)の 2箇所発生し、さらに往路と帰路の両方で発生するため、計 4 回の回折損失が発生する。今回用いた AWG における回折損失はシミュレーションにより約 4.0 dB であると推定される。回折損失の発生部 A, B において、導波路形状の最適化による断熱的モード変換構造[21]を用いることで損失の低減が可能である。本多層 AWG にも適用可能であるか検討することを今後の課題とする。

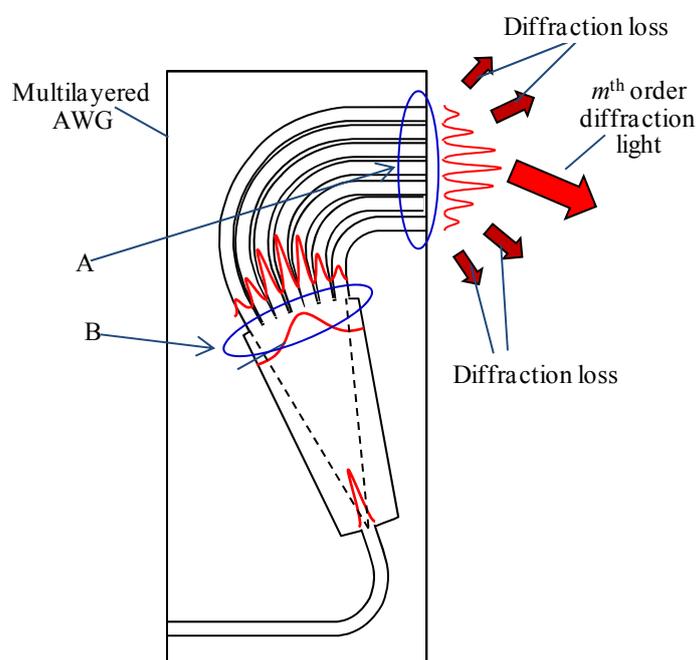


図 3-24 AWG の回折損失の発生メカニズム。

③多層 AWG の貼り合わせ時のミスアライメントによる損失(2.8 dB)

3.3-1 項 3) で述べたように、スタッキング時のミスアライメントにより、AWG のピッチとマイクロレンズアレイのピッチに不一致が生じ、2.8 dB の過剰損失が推定される。多層 AWG の製造法の見直しにより改善可能である。

④LCOS の回折損失(3.0 dB)

LCOS を用いてビーム偏向を行う際、付録 A.1 に記したメカニズムによる損失が生じる。今回用いた LCOS では回折損失は約 3.0 dB であった。付録 A.1 にあるような高反射型 LCOS が現在入手可能であるため、これを利用すれば WSS の低損失化が見込まれる。

⑤その他の損失 (収差・レンズミスアライメント・フレネル反射・吸収散乱による損失) (2.2 dB)

本実験系には AWG 端面でのスポットサイズの調整のため、シリンダリカルレンズアレイを用いたが、そのアライメントが難しく、損失に影響したと考えられる。モノリシック AWG を用

いれば、レンズアレイの不要な WSS が得られることを本章では述べている。

3.5 まとめと今後の展望

第3章を総括する。本章ではまず、多層 AWG と LCOS を用いた WSS を提案し、WSS の構造と動作原理について述べた。ガウシアンビームの性質と光波結合理論を用いて、光学系内の光波の振る舞いを記述することで、多層 AWG・LCOS・レンズの設計パラメータと WSS の性能との因果関係を明らかにした。また、WSS のポート数は多層 AWG に含まれる導波路層数で決定し、低損失に WSS を構成するためには多層 AWG の導波路層間の平行度精度の厳密な制御が必要であることを明らかにした。次に低損失・多ポートな WSS を得るための多層 AWG の作製手法として、① 樹脂によって導波路基板を貼り合わせる手法(スタッキング方式)、② 単一基板上に多層 AWG をモノリシック集積する手法(モノリシック方式)、の二つの作製手法を提案し、両手法を用いて WSS 用の多層 AWG の試作を行った。

①のスタッキング方式では試作の結果、基板平行度 $\pm 0.9 \mu\text{m}$ 以内という極めて良好な作製精度の多層 AWG が得られることが実証された。スタッキング方式により作製された多層 AWG はシリンドリカルレンズアレイと併用することで 1×10 規模の多ポートな WSS が得られることが示されている。マイクロレンズと多層 AWG とのピッチの不整合による過剰損失の問題や、WSS を組み立てる際のレンズアレイとの位置調整の難しさを解決することが今後の課題である。

②のモノリシック方式では、試作の結果、2層～4層の AWG の作製に成功している。また、AWG の積層平行度は $\pm 0.3 \mu\text{m}$ 以内であり、スタッキング方式を用いた場合よりもさらに高精度な多層 AWG を得ることに成功している。モノリシック多層 AWG は複数の導波路層が非常に近接して配置されているため小型、多ポートかつレンズアレイが不要な WSS が得られる可能性がある。しかしながら、プロセス偏差による分光特性のピーク波長ずれや大きな位相誤差が問題となっており、これらを解決する手法を検討することが今後の課題である。

スタッキング方式を用いて作製された多層 AWG を用いて WSS を構成し、動作確認実験を行った。200-GHz グリッドのインターリーブスイッチングを行った結果、クロストークが -31 dB 以下という良好なスペクトル性能が得られている。クロストークの性能目標である -40 dB には僅かに届かなかったが、レンズアレイの加工精度を向上することで、今後性能向上が期待される。また、挿入損失が約 15 dB とやや大きかったが、今後 AWG の構造改善を行えば低減される可能性があることが分かっている。

本章における検討によって、多層 AWG と LCOS を用いた簡素な構成の WSS が実現できる可能性が示された。ただし本 WSS の問題として、ひとつは偏光無依存化がなされていないことが挙げられる。また、位相誤差による損失・分光特性の劣化がボトルネックとなり、実用的なモノリシック多層 AWG が得られていないことが挙げられる。位相誤差の問題さえ解決されればモノリシック AWG を用いて WSS を構成することができ、レンズアレイが不要となるため、スタッキング方式の場合と比べ、小型な WSS が得られる可能性がある。第4章～5章では、偏光無依存動作し、かつ多層 AWG の位相誤差を補償可能な WSS の構成法を検討する。

参考文献

- [1] S. Poole, S. Frisken, M. Roelens, and C. Cameron, "Bandwidth-flexible ROADMs as Network Elements," *Proc. OFC/NFOEC2011*, OTuE1, Mar. (2011).
- [2] Y. Ishii, K. Hadama, J. Yamaguchi, Y. Kawajiri, E. Hashimoto, T. Matsuura, F. Shimokawa, "MEMS-based 1x43 Wavelength-Selective Switch with Flat Passband", *Proc. ECOC 2009*, PD1.9, Sep. (2009).
- [3] S. Li, Z. Wan, J. Xu, S. Zhong, and Y. Wu, "Wavelength-Selective Switch Based on a Polarization-Independent Transmission Grating and a High Fill-Factor Micromirror Array," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 23, No. 17, Sep. (2011).
- [4] D. M. Marom, D. T. Neilson, D. S. Greywall, C.-S. Pai, N. R. Basavanthally, V. A. Aksyuk, D. O. López, F. Pardo, M. E. Simon, Y. Low, P. Kolodner, and C. A. Bolle, "Wavelength-Selective 1 x K Switches Using Free-Space Optics and MEMS Micromirrors: Theory, Design, and Implementation," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 23, No. 4, Apr. (2005).
- [5] G. Baxter, S. Frisken, D. Abakoumov, H. Zhou, I. Clarke, A. Bartos, and S. Poole, "Highly Programmable Wavelength Selective Switch Based on Liquid Crystal on Silicon Switching Elements," *Proc. OFC/NFOEC 2006*, OTuF2, Mar. (2006).
- [6] K. Sorimoto, H. Tsuda, H. Ishikawa, T. Hasama, H. Kawashima, K. Kintaka, M. Mori, and H. Uetsuka, "A Compact High-Port-Count Wavelength Selective Switch Using LCOSs and a Multi-Stacked AWG," *Proc. Annual Meeting of the IEEE LEOS 2008*, TuCC2, Nov. (2008).
- [7] K. Sorimoto, H. Tsuda, H. Ishikawa, T. Hasama, H. Kawashima, K. Kintaka, M. Mori, and H. Uetsuka, "Design of a Wavelength Selective Switch Using an LCOS and a Multi-stacked AWG Fabricated on Wedge-shaped Substrates," *International Topical Meeting on Information Photonics (IP) 2008*, 3-p4, Awaji (JAPAN), Nov. 19 (2008).
- [8] K. Sorimoto, H. Tsuda, H. Ishikawa, T. Hasama, H. Kawashima, K. Kintaka, M. Mori, and H. Uetsuka, "Demonstration of a Wavelength Selective Switch Using an LCOS and a Stacked Arrayed Waveguide Grating," *Proc. ECOC 2009*, P2.04, Sep. (2009).
- [9] K. Sorimoto, H. Tsuda, H. Ishikawa, T. Hasama, H. Kawashima, K. Kintaka, M. Mori, and H. Uetsuka, "Polarization Insensitive Wavelength Selective Switch Using LCOSs and Monolithically Integrated Multi-layered AWG," *Proc. OECC2010*, 6E2-4, Jul. (2010).
- [10] K. Sorimoto, K. Kintaka, H. Kawashima, M. Mori, T. Hasama, H. Ishikawa, H. Tsuda, and H. Uetsuka, "Phase Error Compensation for Multilayered AWG in LCOS-based WSS," *IEICE Electron. Express*, Vol. 8, No. 24, pp. 2054-2060, Dec. (2011).
- [11] K. Sorimoto, K. Kintaka, H. Kawashima, M. Mori, T. Hasama, H. Ishikawa, H. Tsuda, and H. Uetsuka, "1x6 Multicasting Operation in an LCOS-and-AWG-based Wavelength Selective Switch," *1st International Symposium on Access Spaces (IEEE-ISAS)*, GS3-B-3, Yokohama (Japan), Jun. 18 (2011).
- [12] K. Sorimoto, K. Tanizawa, H. Uetsuka, H. Kawashima, M. Mori, T. Hasama, H. Ishikawa, and H. Tsuda, "Compact and Phase-Error-Robust Multilayered AWG-based Wavelength Selective Switch Driven by a Single LCOS," *Optics Express*, Vol. 21, No. 14, pp. 17131-17149, Jul. (2013).
- [13] 岡本 勝就, "光導波路の基礎", コロナ社, 第1章, 第2章 (1992)
- [14] K.Okamoto, "Fundamentals of Optical Waveguides," Academic Press, Chap.9, (2000).
- [15] P. Wall, P. Colbourne, C. Reimer, and S. McLaughlin, "WSS Switching Engine Technologies," *Proc. OFC/NFOEC 2008*, OWC1, Feb. (2008).
- [16] D. Sinefeld, and D. M. Marom, "Insertion Loss and Crosstalk Analysis of a Fiber Switch Based on a Pixelized Phase Modulator," *J. Lightwave Tehcnol.*, Vol. 29, No. 1, Jan. (2011).
- [17] U. Efron, B. Apter, and E. B.-Treidel, "Fringing-field Effect in Liquid-crystal Beam-steering Devices: an Approximate Analytical Model," *J. Opt. Soc. Am. A*, Vol. 21, No. 10, pp. 1996-2008, Oct. (2004).

- [18] 岡本 勝就, “光導波路の基礎”, コロナ社, 第 7 章, (1992).
- [19] 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, Jan. (2000).
- [20] N. Kitano, H. Komano, H. Ishikawa, K. Maru, K. Tanaka, S. Kashimura, and H. Mimura, "Spot size converter with vertically tapered waveguide core fabricated by sputter etching," *Jpn. J. Appl. Phys.*, Vol. 47, No. 6, pp. 5278-5280, Jun. (2008).
- [21] A.Sugita, A.Kaneko, K.Okamoto, M.Itoh, A.Himeno, Y.Ohmori, “Very low insertion loss arrayed-waveguide grating with vertically tapered waveguides,” *Photonics Technology Letters, IEEE* , vol.12, no.9, pp.1180,1182, Sep. (2000).
- [22] J. Homa and K. Bala, “ROADM Architecture and Their Enabling WSS Technology,” *IEEE Communications Magazine*, Vol. 46, No. 7, pp.150-154, Jun. (2008).
- [23] M. D. Feuer, D. C. Kilper, and S. L. Woodward, “ROADMs and their system applications,” in *Optical Fiber Telecommunications V B*, Chap. 8, pp. 293-343, Academic Press, MA, USA (2008).

第4章 多層 AWG と LCOS を用いた WSS の偏光無依存化と AWG の位相誤差補償

4.1 はじめに

第3章では、多層 AWG と LCOS を用いた WSS を提案し、従来のバルク回折格子を用いた WSS[1-4]と比べて小型に WSS を構成できることを示した。またスタッキング方式[5]とモノリシック方式[6, 7]の2つの手法を用いて多層 AWG を作製する方法を提案した。特に後者のモノリシック方式を用いた場合には小型で多ポートかつレンズアレイが不要な WSS が得られる可能性を示した。しかしながら、

- ① LCOS は大きな偏光依存性を有するため WSS を構成した際に大きな PDL が発生すること
- ②モノリシック多層 AWG は導波路層ごとにランダムな量の位相誤差を有するため、WSS を構成した際に大きな損失が発生し、歩留まりが悪化すること
- ③また上記位相誤差の量は AWG を伝搬する光波の偏光状態にも依存しており、PDL の増加が懸念されること

の3点の問題についての解決法は未検討であった。

上記問題を解決するため、本章では多層 AWG と2台の LCOS を用いた新しい WSS の構成法[6, 8]を提案する。本 WSS では偏光ビームスプリッタ(PBS)と半波長板(HWP)から成る偏波ダイバーシティ光学系を導入することで、LCOS の偏光依存性を補償することができる。2台の LCOS のうちの1つの LCOS は、ポート間のスイッチングに利用される。もう1台の LCOS を用いて AWG のリレー像に対して位相変調を行い、導波路層別・偏波モード別に位相誤差を補償する。本章ではまず、WSS の構造と光波の振る舞いを、幾何光学およびガウシアンビーム伝搬側に基づいて記述し、WSS が偏光無依存かつ位相誤差補償が可能な構造となるための設計条件を明らかにする。次に実際に WSS 組み立て、位相誤差の大きかったモノリシック AWG について位相誤差の補償を実証する。また位相誤差の補償を実施した WSS を用いてスイッチング実験を行い、偏光無依存に動作することを明らかにする。

4.2 偏光無依存型 WSS の構造と動作原理

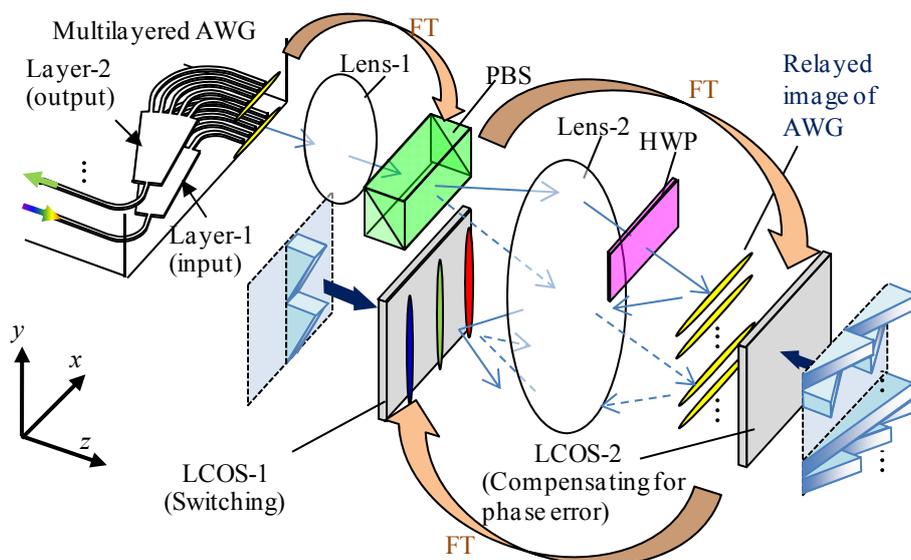


図 4.1 多層 AWG と 2 台の LCOS を用いた偏光無依存型 WSS の構成。

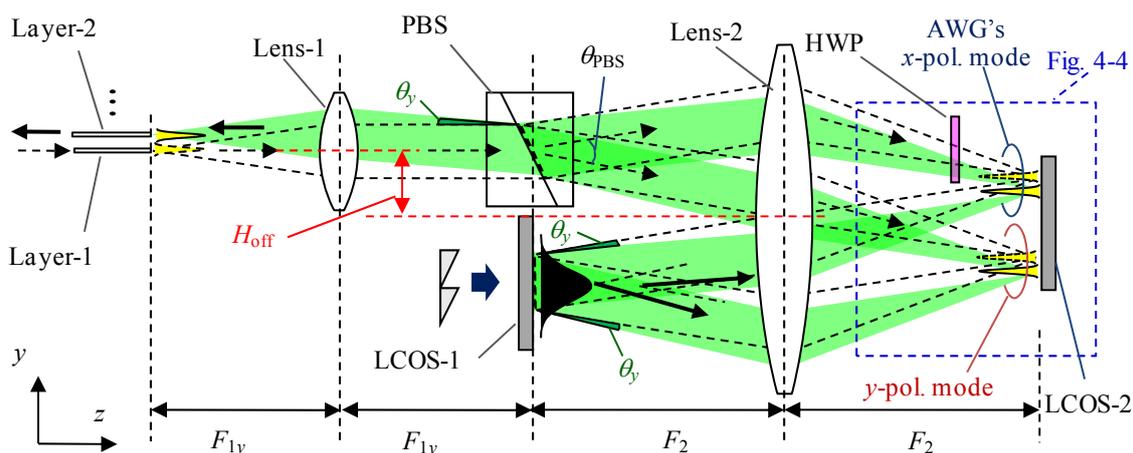


図 4.2 偏光無依存型 WSS におけるスイッチング動作 (y - z 断面図)。

4.2.1 光学系の構成とスイッチングの動作原理

図 4-1 に本章の提案する WSS の構成を示す。本 WSS は、多層 AWG、2 台の LCOS、2 枚のレンズ(レンズ-1、レンズ-2)、半波長板(HWP)、ウォラストンタイプの偏光ビームスプリッタ(PBS)、2 枚のレンズ(レンズ-1、レンズ-2)から構成される。図 4-2 に示す WSS の y - z 断面図を用いてスイッチングの動作を説明する。入力 AWG (Layer-1)の端面を出発した信号光は 2 段のリレーレンズを通過し、LCOS-2 上に投影される。ここでの像は AWG 端面を 2 回フーリエ変換した像、すなわち AWG 端面と等価なリレー像となっており、2 枚のレンズ間に置かれたウォラストンプリズムによって偏光状態に応じた 2 つの像として分離されている。片方の像は半波長板を通過することで、偏光状態が 90 度回転され、LCOS によって変調可能な偏光状態に変換される。LCOS-2 を反射した像は第 2 レンズを再び通過することでフーリエ変換され、ウォラストンプリズムの下段に置かれた LCOS-1 に結像する。レンズ-1 とレンズ-2 の光軸を y 方向に H_{off} の距離だけオフセット

することで、LCOS-1 と PBS とを干渉することなく配置できる。ここで信号光が AWG-1 を出発してから LCOS-1 に到達するまでに 3 回のフーリエ変換が実行されている。3 回のフーリエ変換は 1 回のフーリエ変換と等価であるため、LCOS-1 上には AWG 端面のフーリエ変換像、すなわち分光像が形成される。スペクトル展開された各波長成分に対し、LCOS-1 を用いてチャンネル別にブレイズ状の位相変調を与え、反射光は角度 θ_i ($|\theta_i| \leq \theta_{\max}$) にて偏向される。LCOS-1 を反射した光線はレンズ-2 を通過することで LCOS-2 面上の、入力時とはオフセットされた位置に集光する。LCOS-2 面では、出力導波路の導波モードに対応する像がリレーレンズ(レンズ-1、レンズ-2)によって投影されている。LCOS-1 にて偏向したビームはこれら投影されたリレー像のいずれかに結合する。この時、入力 x -偏波モードは出力導波路の y 偏波モードと結合し、反対に入力 y -偏波モードは出力導波路の x -偏波モードと結合する。LCOS-2 を反射した光は PBS にて偏光合波され、図 4-2 における緑色で示された軌跡を通り、所望の導波路層の出力 AWG に結合する。本光学系は、すべての LCOS に結像する像の偏光方向が、常に同一の偏光方向に統一されるダイバーシティ構成となっているため、本 WSS は偏光無依存に動作する。

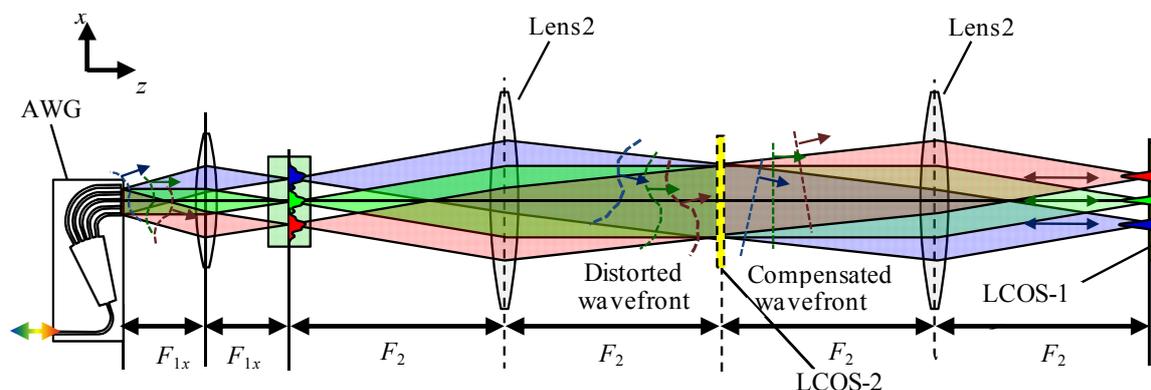


図 4-3 WSS の x - z 断面動作、位相誤差補償動作時における光波の振る舞いが描かれている。赤緑青で色分けされた領域は異なる波長の光路を示す。

4.2-2 位相誤差の問題と補償の原理

本章の提案する WSS の x - z 断面構造を図 4-3 に示す。ここで LCOS-2 の上には、AWG の端面の像を 2 回フーリエ変換した像、すなわち AWG 端面と等価なリレー像が形成されている。上記リレー像は導波路層に対応した複数のビームから構成されており、図 4-1、4-2 に示すように各ビームは y 方向に空間分離されている。これらのビームの等位相面は、図 4-3 に示すように AWG の位相誤差によって x 方向に沿って歪んでいる。上記等位相面の歪みは LCOS-1 上での像を変形させ、WSS の挿入損失やクロストーク特性の悪化の要因となる。多層 AWG の位相誤差の量は導波路層ごとにランダムであるため、WSS を高い歩留まりにて得るためにはこれらの位相誤差は導波路層別に補償される必要がある。LCOS-2 を用いてリレー像の波面を個別に補償することで、全導波路層について補償が可能となる。さらにリレー像の各ビームは、図 4-1、4-2 に示すように偏波モードによっても空間的に分離されている。そのため、LCOS-2 を用いて偏波モード別に位

相誤差が補償可能である。本手法は多層 AWG が大きな複屈折に起因する偏光に依存した位相誤差を有していた場合に有効な手法である。

多層 AWG の位相誤差を補償するためには、あらかじめ補償量が分かっている必要がある。後述する第 4-4 節では WSS 光学系を組み立てた状態で多層 AWG の位相誤差を同定・補償する手法を提案する。LCOS-2 上の補償用位相パタンが Legendre 多項式で展開され、挿入損失を最小化する最適な Legendre 係数の組み合わせが試行錯誤型アルゴリズムに従って自動的に求められる。本手法では波面センサ等の外部機器を用いた煩雑な測定作業が不要なので非常に簡便である。上記位相誤差の同定・補償方法についての詳細は 4.4-1, 4.4-2 項で述べる。

4.3 WSS の光学設計とモジュールのアセンブリ

4.3-1 WSS の光学設計

実用的な性能を得るため、PDL 目標値を 0.5 dB 以下として設計を行う。第 3 章で述べた WSS の構成では、LCOS の回折損失を抑圧するために LCOS 最大回折角 θ_{\max} が制限され、小さな角度でしかビーム偏向できないことから離れた位置にある出力ポートへスイッチングすることができず、WSS のポート数が制限されていた。本章が提案する偏光無依存型の WSS 構成についても同様であり、WSS はポート数に対する制約を受ける。レンズ-1 の y 方向焦点距離を F_{1y} とし、LCOS-1 の反射面の高さを H_c とおくと、WSS のポート数に関する条件式(3-23)式がそのまま本章の WSS 構造にも適用できる。(3-23)式を再掲すると、

$$N_{\text{port}} = \text{floor} \left[\frac{\pi H_C \theta_{\max}}{2A\lambda_c} \frac{\omega_y}{D_{\text{port}}} \right] \quad (4-1)$$

となる。上記回折角制限によるポート数の条件式に加え、本 WSS を設計する際の条件として PDL に関する条件式が y 方向の設計条件に追加される。

WSS を偏光無依存に動作させるためには、HWP と PBS からなる偏波ダイバーシティ光学系が適切に設計・配置されている必要がある。図 4-4 に WSS 光学系の HWP の近傍での光線伝搬の様子を示す。PDL の最悪値は、複数ある多層 AWG の導波路層のうちの最上層および最下層に向かう光路(光路 I, II, III)にて生じる。PDL を低減するためには、光路-I は HWP を通過し、他の光路 (II, III)は HWP を通過してはならない。そのため定性的には、PDL を全光路で最小化するためには HWP のエッジ部分の y 座標を光路 I と II の中線に位置すれば良く、光路 I と II の交点となる位置に z 座標を合わせるのが良いことが分かる。PDL の値は図 4-5(a)に示すように HWP が置かれている面の上で入力モードと出力モードとの間の重なり積分を実行することで計算可能である。ここではビームのテールが HWP からはみ出し、偏光が回転をしなかった部分は結合しない成分として扱われる。上記入出力モードの形状 $E_{\text{HWP}}(y)$ はガウシアンビーム伝搬則、および幾何光学による結果から算出することができる。

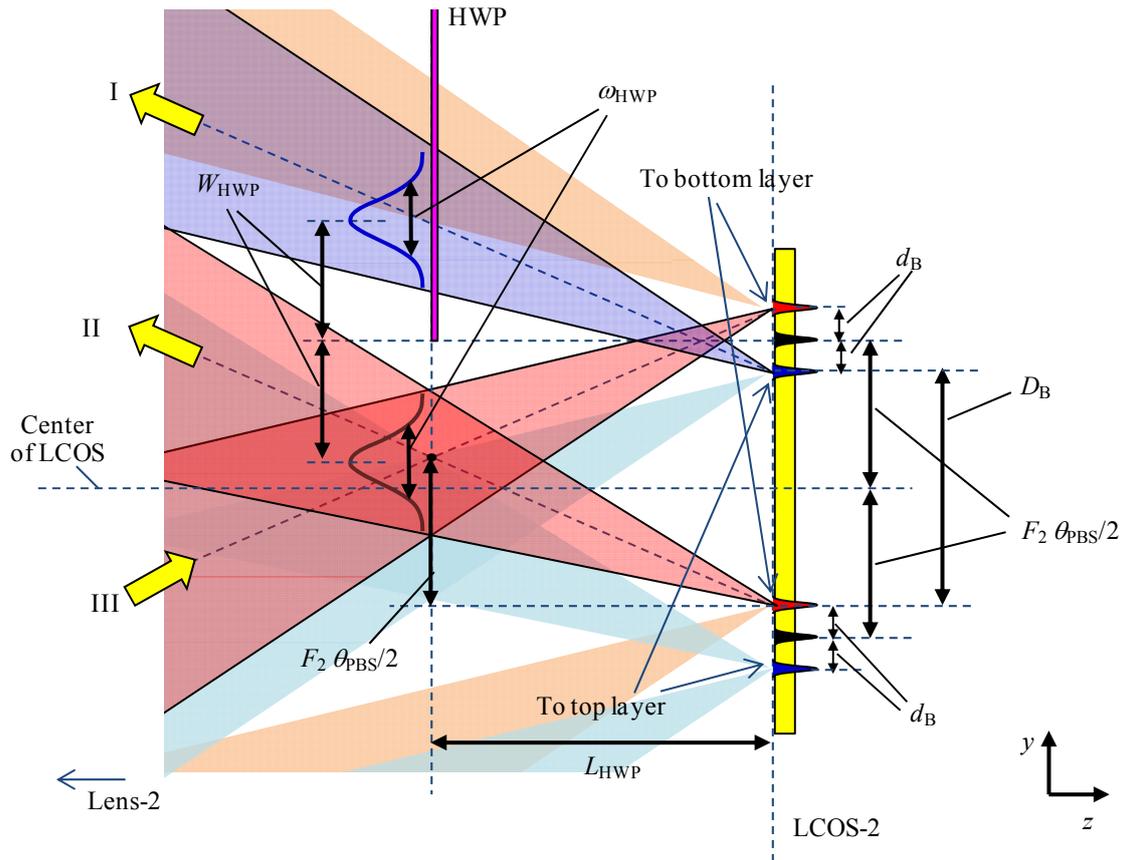


図 4-4 WSS を偏光無依存とするための偏波ダイバーシティ光学系の設計条件。

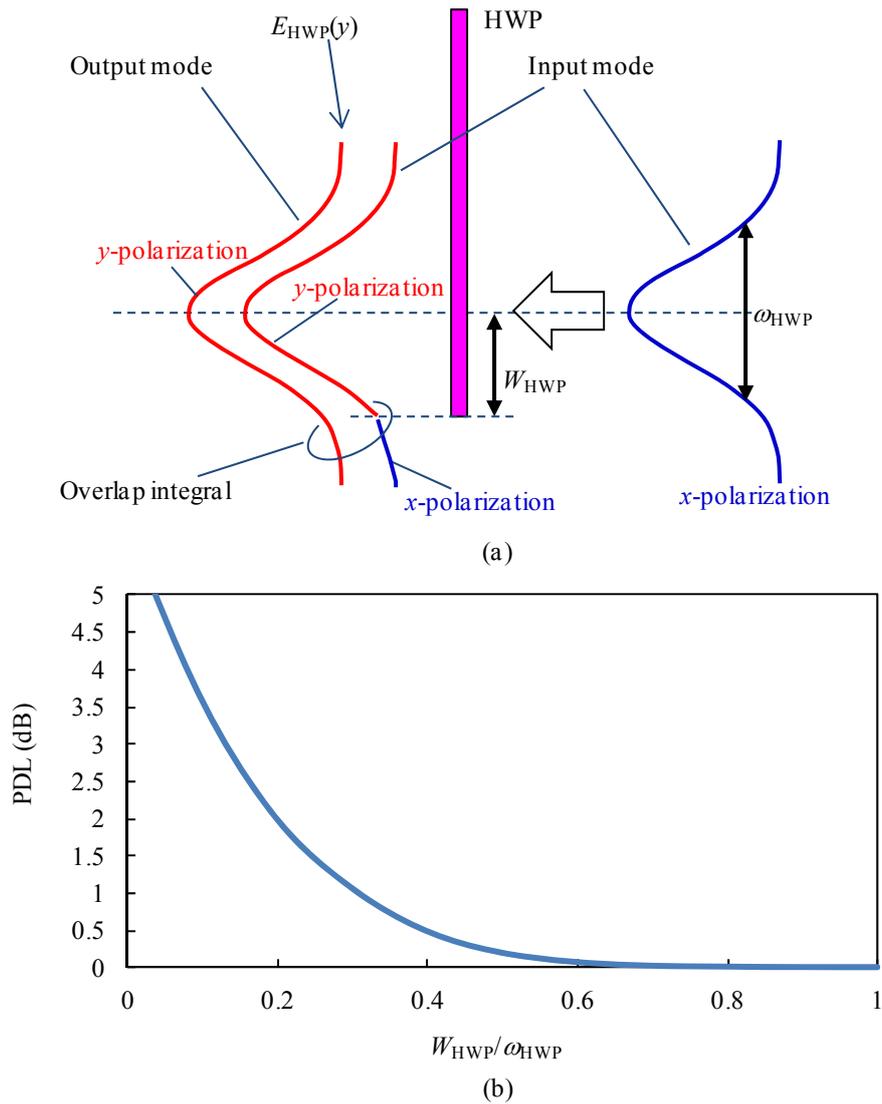


図 4-5 HWP 通過時の損失計算: (a) 計算モデル; (b) PDL の計算結果。

モードの重なり積分を用いて PDL は下記のように計算され、

$$\eta_{\text{HWP}} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{W_{\text{HWP}}} E_{\text{HWP}}(y) E_{\text{HWP}}(y) dy \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |E_{\text{HWP}}(y)|^2 dy \int_{-\infty}^{\infty} |E_{\text{HWP}}(y)|^2 dy},$$

$$E_{\text{HWP}}(y) = \exp \left[-4 \left(\frac{y}{\omega_{\text{HWP}}} \right)^2 \right], \quad (4-2)$$

$$(\text{PDL})[\text{dB}] = -10 \log_{10}(\eta_{\text{HWP}})$$

と与えられる。ここで $E_{\text{HWP}}(y)$ は HWP 上での光路 I (または II) の光線の振幅分布であり、 ω_{HWP} はそのスポットサイズである。HWP 上での像 $E_{\text{HWP}}(y)$ のスポットサイズ ω_{HWP} は、ガウシアンビーム伝搬則により計算され、

$$\omega_{\text{HWP}} = \frac{4L_{\text{HWP}}\lambda}{\pi(F_{1y}/F_2)\omega_{0y}} \quad (4-3)$$

となる。ここで L_{HWP} は半波長板の z 方向の最適な挿入位置を表す。HWP の z, y 各方向に対する挿入位置を表すパラメータ $L_{\text{HWP}}, W_{\text{HWP}}$ は幾何光学による作図により下記のように求められる。

$$L_{\text{HWP}} = \frac{F_2^2 \theta_{\text{HWP}}}{2H_{\text{off}}}, \quad (4-4)$$

$$W_{\text{HWP}} = \frac{H_{\text{off}} L_{\text{HWP}}}{F_2} - d_{\text{B}}, \quad (4-5)$$

$$d_{\text{B}} = \frac{F_{1y}}{F_2} \left(\frac{N_{\text{port}} - 1}{2} \right) D_{\text{port}}. \quad (4-6)$$

ここで d_{B} は LCOS-2 の上での入力ポートのリレー像と最も離れた出力ポートのリレー像との距離を表す。また、LCOS-2 上での光路 I と光路 II のスポットが干渉してはならないという条件も加わる。

$$D_{\text{B}} = F_2 \theta_{\text{PBS}} - 2d_{\text{B}} > \frac{F_{1y}}{F_2} \omega_{0y}. \quad (4-7)$$

ここで D_{B} は LCOS-2 における経路 I の集光像と経路 II の集光像との間の距離である。(4-2)式より PDL を計算した結果を図 4-5(b)に示す。計算結果によると、PDL を目標値である 0.5 dB 以下にするためには $W_{\text{HWP}}/\omega_{\text{HWP}} > 0.4$ とすれば良く、所望の $W_{\text{HWP}}, \omega_{\text{HWP}}$ の値を得るために(4-3)~(4-7)式を用いて、PBS の分離角や HWP の挿入位置など偏波ダイバーシティ光学系の設計の最適化を行う。

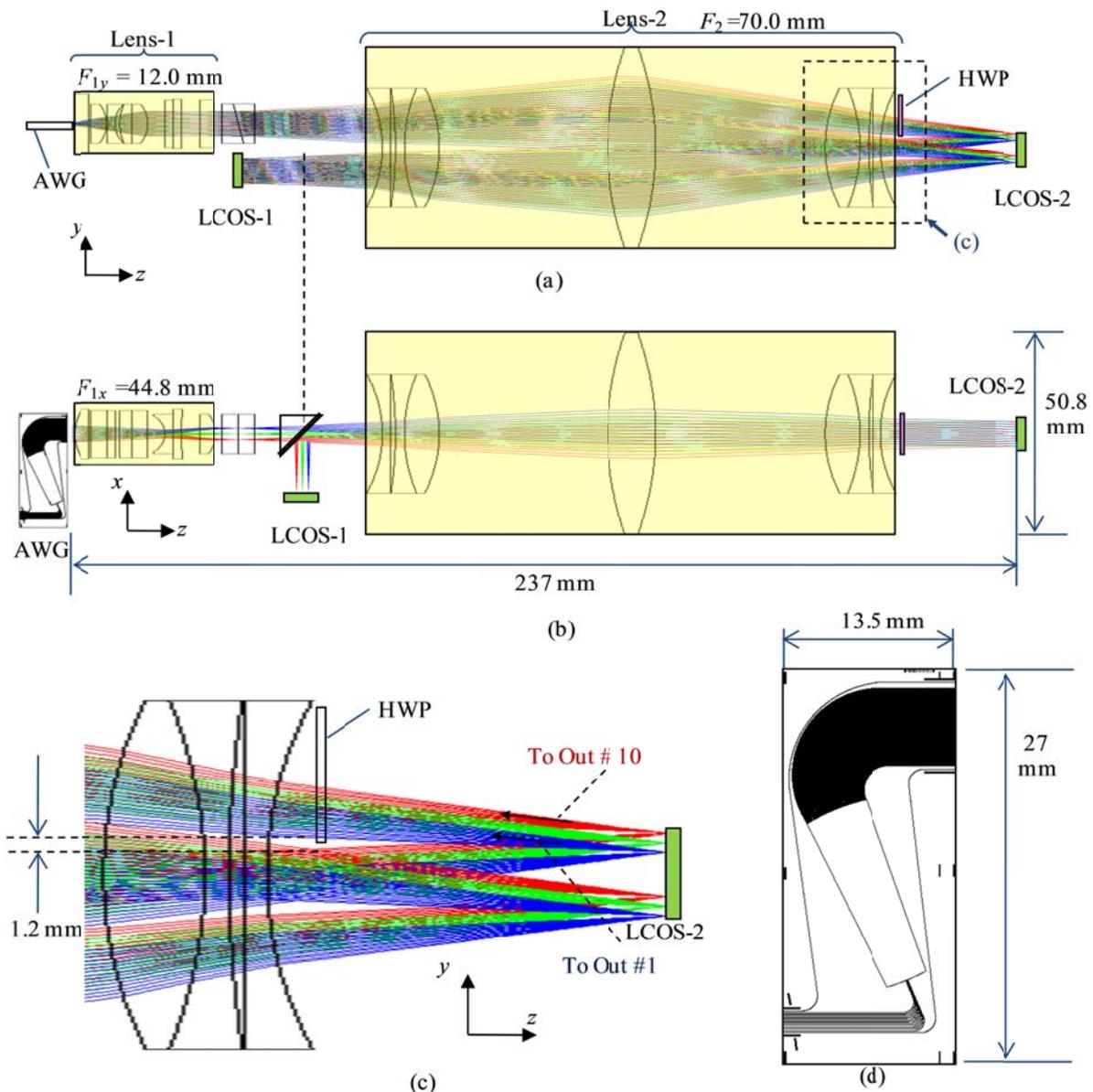


図 4-6 偏波無依存 WSS 光学系における光線追跡解析結果: (a) y - z 断面におけるスイッチング動作; (b) x - z 断面における波長合分波動作; (c) HWP 近傍の拡大図(y - z 断面); (d) WSS に用いたモノリシック多層 AWG のマスク図 (AWG の設計値は表 3-4 に記載)。

4.3-2 WSS モジュールのアセンブリ

図 4-6 に PDL が最小となるよう(4-1)~(4-7)式を用いて構造を最適化した WSS 光学系の光線追跡結果を示す。図 4-6(a)が y - z 断面におけるスイッチング動作、図 4-6(b)が x - z 断面における波長合分波動作をそれぞれ示している。図 4-6(c)は y - z 断面動作の HWP 近傍の拡大図である。本設計では、ピクセルサイズ $15\ \mu\text{m} \times 15\ \mu\text{m}$ 、ピクセル数 512×512 を有する LCOS ($\theta_{\text{max}} = 0.7^\circ$) を 2 台用いており、 $25\ \mu\text{m}$ の導波路層間隔の 11 層モノリシック AWG を用いれば、 1×10 ポートのスイッチングが可能となることを示している。図 4-6(c)をみると HWP が正しく挿入されており、PDL 性能を決定するパラメータは $W_{\text{HWP}} = 1.4\ \text{mm}$ $\omega_{\text{HWP}} = 2.5\ \text{mm}$ と設計されている。これらの値と(4-2)式から計算される PDL の最悪値

は約 0.1 dB 程度と、十分に抑圧できていることがわかる。図 4-6(d)に AWG チップの上面図(マスク図)を示す。作製された AWG チップの面積は $27 \times 13.5 \text{ mm}^2$ であった。

3 章にて述べた手法で作製した 2 層のモノリシック AWG と、本節で最適化した偏波ダイバーシティ光学系を用いて WSS 構成し、モジュールを試作した。図 4-7 に WSS モジュールの外観写真を示す。本モジュール試作器ではサイズが $365 \text{ mm} \times 90 \text{ mm} \times 110 \text{ mm}$ とやや大きくなっているが、実際に光が通っている部分の容積は図 4-6(a)(b)に示した通り $237 \text{ mm} \times 15 \text{ mm} \times 40 \text{ mm}$ 程度である。今後、レンズ開口の大きさや形状が専用設計されたレンズを用いればさらにモジュールを小さく構成できる可能性がある。

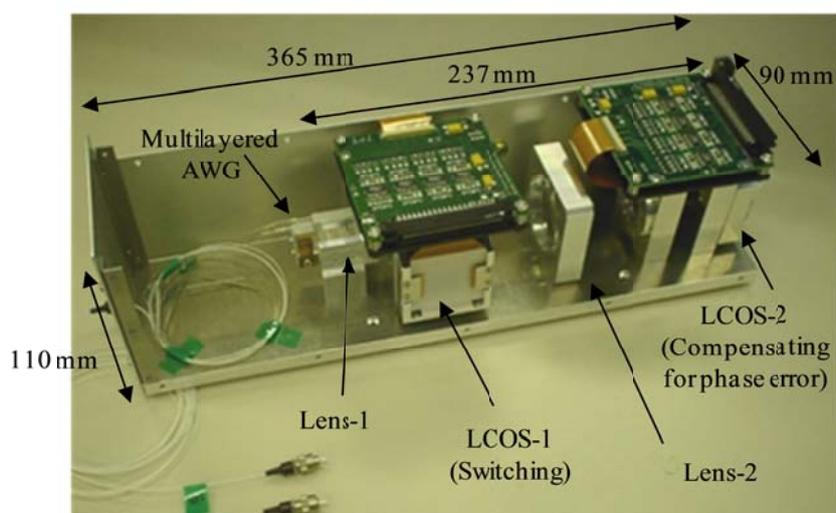


図 4-7 試作した WSS モジュールの外観写真。

4.4 位相誤差補償実験

第 3 章にてモノリシック方式を用いて WSS 用の多層 AWG を作製した際に、以下のような AWG の位相誤差による問題が生じていた。①マスク合わせの際のミスアライメントや屈折率の偏差などによりアレイ導波路の光路長が変化し、出射光の等位相面の傾きが本来意図した傾きからずれてしまう(図 4-8(b)(c))。② 屈折率の偏差量がチップ内でランダムな分布を有することなどにより、端面での等位相面が歪んだ形状となる(図 4-8(d))。③応力複屈折等が原因で、等位相面の形状が AWG の偏波モードによって異なる(図 4-8(e))。位相誤差をアレイの並び l ($l = 1 \sim N_{\text{array}}$) の関数と置いたときに、①は位相誤差のうち、 l に対して線形な成分に起因しており、②は非線形な成分に起因する。上記位相誤差による等位相面の傾きや変形は、WSS を構成した際に LCOS-1 上での x 方向の集光位置の不一致、集光像プロファイルの変形をそれぞれ招き、WSS の損失性能を大きく悪化させる。さらに位相誤差の値は、AWG の偏波モードによって異なるため、PDL の要因となる。よってこれらの補償が必要である。

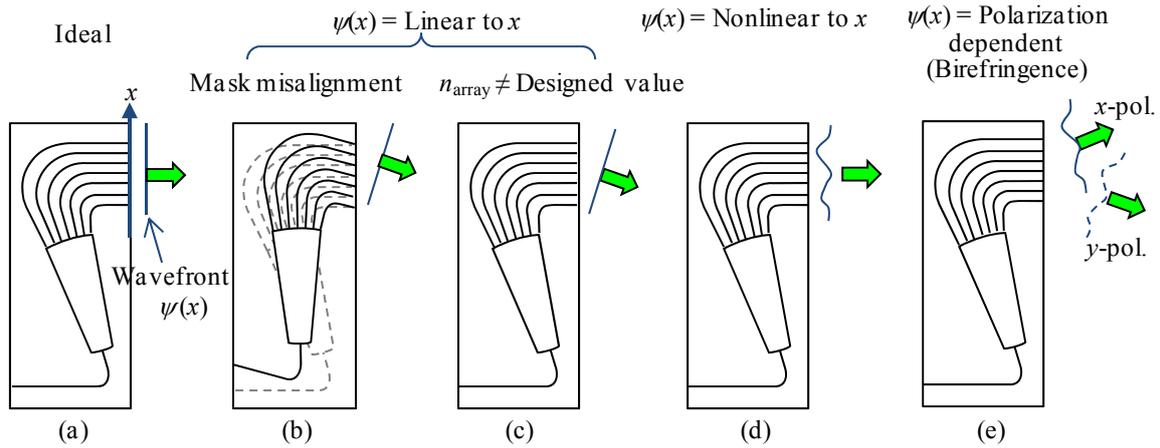


図 4-8 WSS用モノリシック多層 AWG の位相誤差により等位相面が傾き、変形する様子。(a) 位相誤差の無い理想的な AWG の応答; (b) AWG 製造時のマスクのミスアライメントによる等位相面の傾き; (c) 屈折率偏差等に起因する等位相面の傾き; (d) 屈折率偏差量が空間的にばらつくこと等に起因する等位相面の変形; (e) 応力複屈折等に起因する等位相面形状の偏光依存性。

4.4-1 歪波面の線形項（結像位置の不一致）の補償

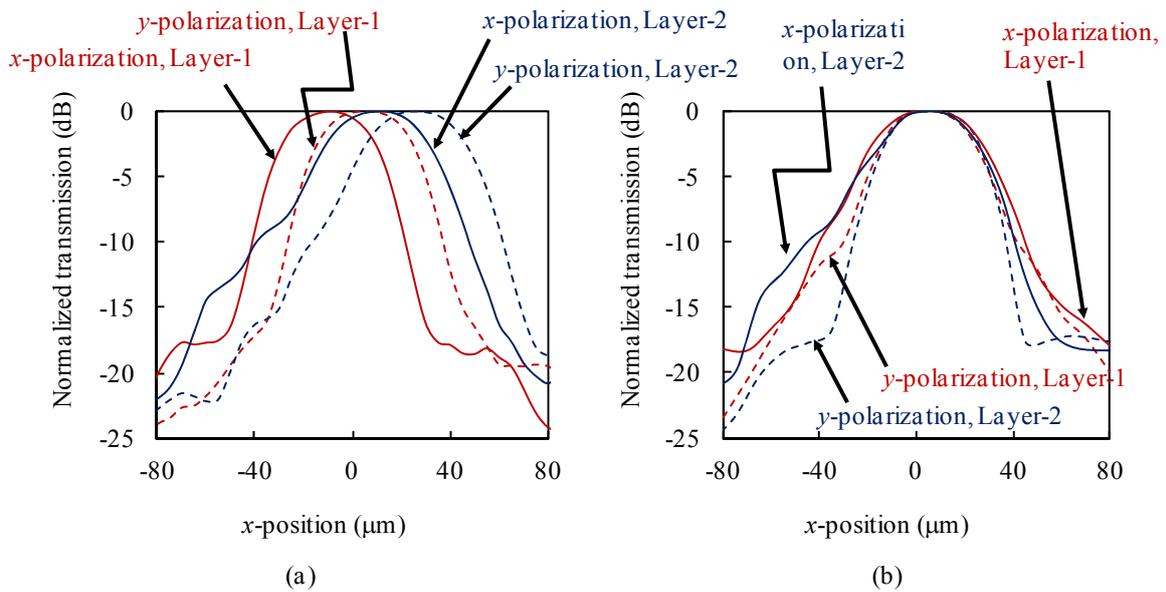


図 4-9 LCOS-2 における単色光の集光像の x 方向のビームプロファイル: (a) LCOS-2 によって補償を行わない場合。(b) 位相誤差による歪波面のうちの線形項を補償した場合。本プロファイルはピンホールディテクタを x 方向にスキャンする方式によって測定された。

2層のモノリシック多層 AWG を用いて構成された、図 4-7 に示す WSS において、AWG の位相誤差の補償を行う。本実験ではピクセル数 512×512 ピクセルサイズ $15 \mu\text{m} \times 15 \mu\text{m}$ の同じ仕様の LCOS を 2 台用いた。表 3-4 に示した設計値の AWG を用いたが、WSS を構成した際に、100 GHz のチャンネルグリッドのスイッチング動作において矩形なスペクトル形状が得られるよう設

計されている。図4-9はピンホールディテクタをx方向にスキャンすることで測定したLCOS-1 上での単色光の形成する像ビームプロファイルである。測定の際、入力波長は 1550 nm に固定し、偏光コントローラを経由して多層 AWG の両導波路層(Layer-1, Layer-2)に入射した。LCOS-2 に何も位相変調を与えない時、図 4-9(a)に示すように各モードのピーク位置は、入力導波路層や偏波モードによって-10 μm から +25 μm の範囲でばらついているのが確認できる。上記結果は、本 AWG サンプルの位相誤差のうち、アレイ導波路のならば l に対して線形な成分が支配的であることを表し、その量が導波路層・偏波モード別に異なっていることを意味する。集光位置がスポットサイズと同程度かそれ以上離れているため、この状態でスイッチングを行ったとしても大きな挿入損失が生じることが予想される。ここで LCOS-2 を駆動し、LCOS-2 上に投影されている AWG の4つのモードのリレー像(Layer-1, Layer-2, x 偏光, y 偏光)に対してブレード状の位相変調を与えることでこれら集光位置の不一致を補償した。図 4-9(b)に LCOS-2 を用いて、位相誤差による歪波面のうちの線形項を補償した後のビームプロファイルを示す。すべてのモードについて集光像のピーク位置を一致させることに成功している。この状態でスイッチングを行った場合、ある程度のパワーで光結合することが予想される。各プロファイルの裾部分の歪みは、AWG の位相誤差のうちアレイの並びに対して線形な成分をのぞいた残留位相誤差が原因である。

4.4-2 歪波面の非線形項（プロファイル変形）の補償

1) 補償用パターン同定のためのアルゴリズム

上述した多層 AWG の残留位相誤差を補償するため、LCOS-2 に与える補償パターンを同定する必要がある。図 4-10 は本章の提案する多層 AWG の位相誤差を補償するための実験系を示している。WSS の入力ポート(Layer-1)が偏光コントローラを経由して可変波長レーザ光源に接続されており、WSS の出力ポート(Layer-2)がパワーメータに接続されている。レーザを用いて波長 1550 nm の CW 光を出力し WSS に入力した。LCOS-1 の反射面の一部の領域をブレード状に位相変調し、反射光が出力 AWG にスイッチングされるようブレードパターンを最適化した。LCOS-1 でのスイッチング用のブレードパタンの幅 W_{ch} は $W_{\text{ch}} = 2w$ (2 ピクセル)に設定され、その幅はターゲットとする単色光の x 方向のスポットサイズ ω_{cx} に概ね等しい。LCOS-2 面には 4 本のビームが投影されており、2つの導波路層と 2つの偏波モードに対応している。これら 4つのビームは LCOS によって独立に異なった位相パターン $\phi_{\text{layer, pol}}(x)$ で変調される。ここで、 $\phi(x)$ の最初の添え字 'layer' は AWG の導波路層を表しており(1 または 2)、二番目の添え字 'pol' は AWG の伝搬モードの偏光方向(x または y)を意味している。入力光のうち x-偏光成分がスイッチングされる際の受光パワーは $\phi_{1,x}(x)$ と $\phi_{2,y}(x)$ の調整によって最大化され、一方で入力 y 偏光の出力パワーは $\phi_{1,y}(x)$ と $\phi_{2,x}(x)$ の調整によって最大化される。LCOS-2 における各位相パターン $\phi_{\text{layer, pol}}(x)$ は Legendre 多項式で展開され、透過損失を最小化する最適な Legendre 係数の組み合わせが、PSO ベースの試行錯誤型アルゴリズム(2-23)~(2-26)式に従って求められる。

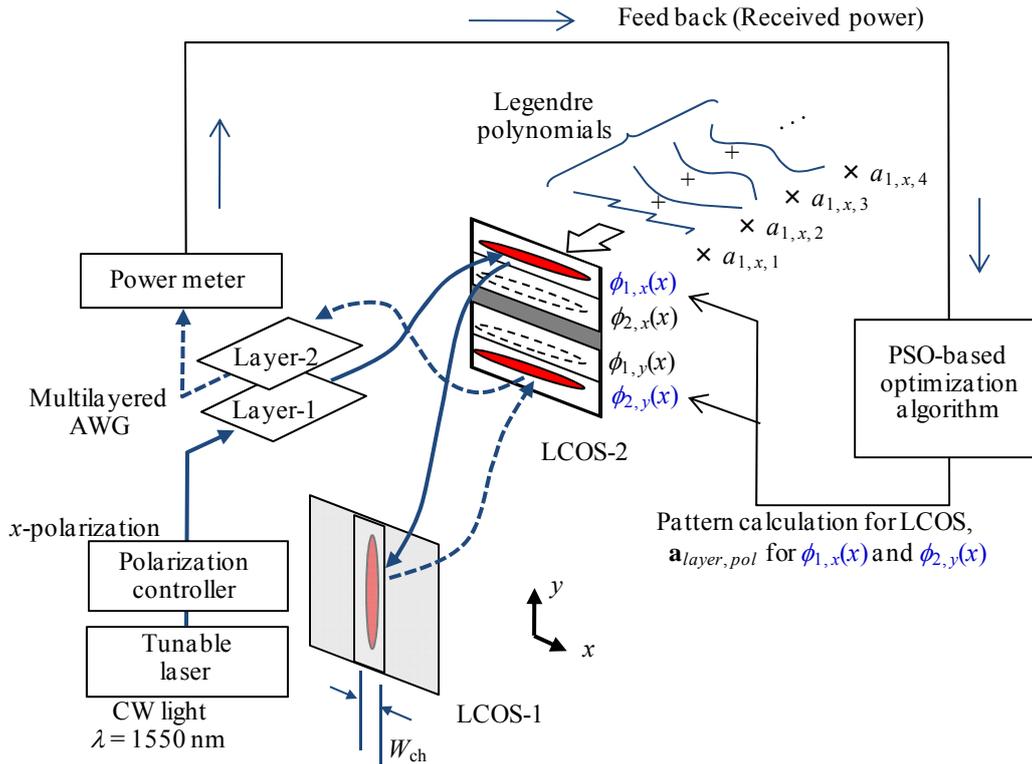


図 4-10 2 台の LCOS から構成される WSS を用いた、多層 AWG の位相誤差を補償するための実験系。ここでは入力 x -偏光に対するカリブレーション法が描かれている。スイッチングされた光パワーが最大となるよう $\phi_{1,x}$ と $\phi_{2,y}$ が PSO アルゴリズムによって最適化される。入力 y -偏光についてカリブレーションする時は、偏光コントローラの設定を変え y -偏光を出力し $\phi_{2,x}$ と $\phi_{1,y}$ について同様に最適化を行う。

$\phi_{layer,pol}(x)$ は Legendre 多項式を用いて下記のように表される。

$$\phi_{layer,pol}(x) = 2\pi \sum_{n=1}^{n_{max}} a_{layer,pol,n} L_n(x),$$

$$\left(\begin{array}{ll} L_1(x) = x/R, & L_2(x) = \frac{1}{2} \{3(x/R)^2 - 1\}, \\ L_3(x) = \frac{1}{2} \{5(x/R)^3 - 3x/R\}, & L_4(x) = \frac{1}{8} \{35(x/R)^4 - 30(x/R)^2 + 3\}, \\ \dots & \dots \end{array} \right) \quad (4-8)$$

ここで R は LCOS の有効面の半幅である ($R=450\mu\text{m}$)。 $\mathbf{L}(=L_1, L_2, L_3, \dots, L_{n_{max}})$ は Legendre 関数列であり、 $\mathbf{a}_{layer,pol}(=a_{layer,pol,1}, a_{layer,pol,2}, \dots, a_{layer,pol,n_{max}})$ は最適化変数である Legendre 係数列である。 Legendre 多項式の各モードは図 4-11 に示すような形状をしている。最適化のためにより多くのモードを用いるほど (n_{max} を大きくするほど)、LCOS-2 においてより自由度の高い形状の位相変調が可能となり、正確な位相誤差の補償が可能となる。本実験においては $n_{max}=4$ と設定した。最初に入力 x 偏光について最適化を行った。偏光コントローラを用いて入力光の偏光状態を x -偏光に設定し、固定した。出力パワーが最大となるよう $\phi_{1,x}(x)$ と $\phi_{2,y}(x)$ についての最適な $\mathbf{a}_{layer,pol}$ を

PSO 法によって求めた。次に、入力偏光状態を y 偏光と設定し、同様の手法で $\phi_{1,y}(x)$ と $\phi_{2,x}(x)$ について $\mathbf{a}_{layer, pol}$ を最適化を行った。最適化の過程で、収差によって歪み、 x 方向に広がっていた LCOS-1 面での導波モードの単色光プロファイルが、徐々に幅 W_{ch} のブレード状の位相パターンの中に集まっていく。

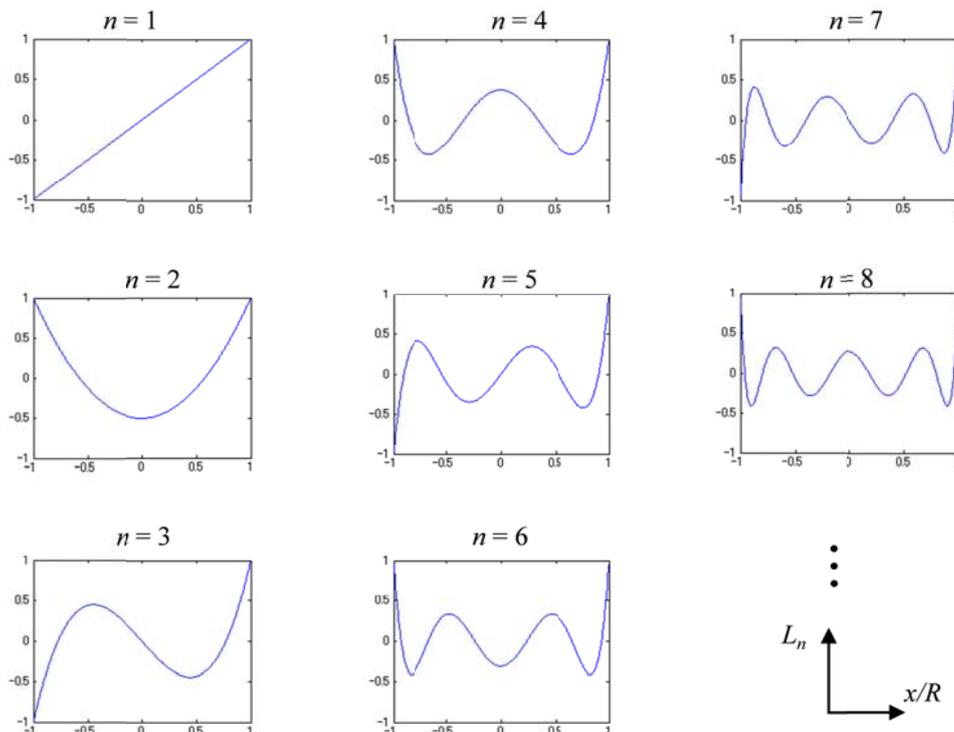


図 4-11 Legendre 多項式の各モード L_n の形状。ここでは $n=1, 2, 3, \dots, 8$ のモードを図示している。

2) 位相誤差補償実験結果

図 4-12 に WSS の透過スペクトルの測定例を示す。ここでは 100 GHz のチャンネルグリッドで波長 1550 nm 付近のチャンネルの信号光が LCOS-1 によって選択的にスイッチングされている。(a) LCOS-2 に位相変調を与えない場合では、WSS は約 10 dB の大きな PDL を示している。これは前述したように導波路層や偏光モードによって位相誤差量が異なるためである。これに対し、位相誤差による等位相面歪みのうち、 x 軸に対して線形な成分のみの補償を行った際のスペクトルを図 4-12(b)に示す。これは最低次の Legendre モード $L_1(x)$ の係数のみを最適化したことを意味する ($n_{max} = 1$)。補償によりスイッチングされたチャンネルのうち、スペクトルの中心の波長については PDL が極小化されていることが分かる。しかしながら、図 4-9(b) に示すようなビームプロファイルの非対称な歪みが原因となり、図 4-12(b)のスペクトルの両テール部分には PDL が残留していることが確認される。これらの結果(図 4-12(a)(b))に対して、位相誤差による等位相面の歪みのうち x 軸に対する線形項と非線形項の両方を補償した場合、図 4-12(c)に示すように PDL はスペクトル全体にわたって補償されていることが分かる。PDL が最小化されたことに加えて、挿入損失やスペクトルの矩形度も改善されていることが分かる。これらの結果から LCOS-1 上のビームが LCOS-2 の位相変調によって、導波路層別、偏波モード別に正しく整形されたことを意味している。

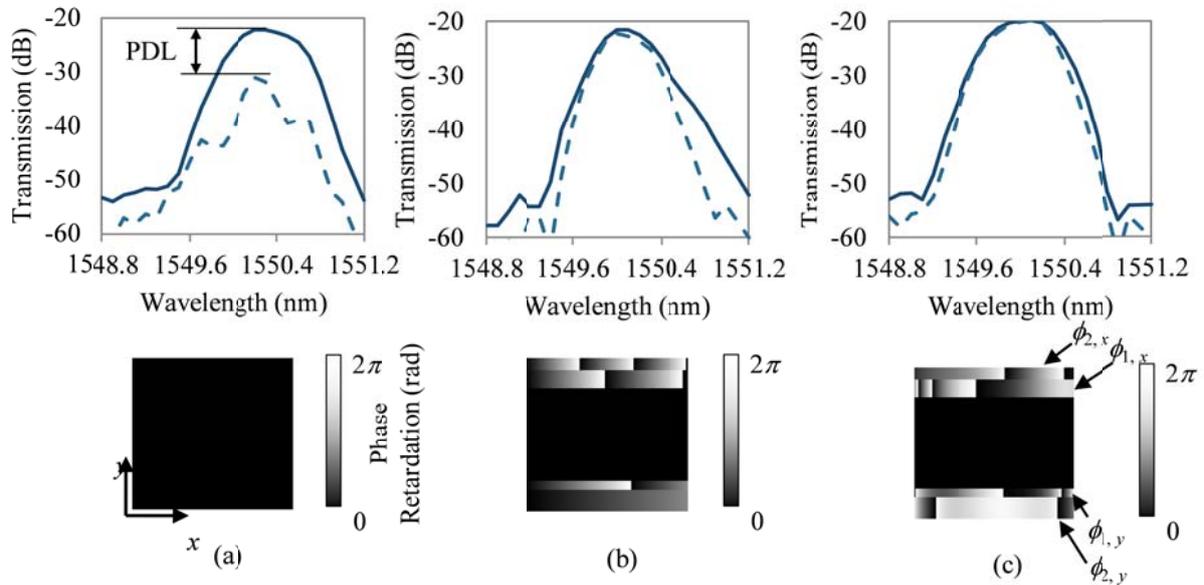


図 4-12 チャンネルグリッド幅 $\sigma = 100$ GHz として $\lambda = 1550$ nm 付近のチャンネルのみをスイッチングをした際の WSS の実測スペクトル(上段)と、スイッチング時における LCOS-2 での位相変調パターン(下段)。(a) 位相誤差補償を行わない場合; (b) 歪波面の線形項のみを補償した場合 ($n_{\max} = 1$); (c) 歪波面の線形項と非線形項の両方を補償した場合($n_{\max} = 4$)。

3) スイッチング実験(インターリーブ特性)

続いて位相誤差が補償された WSS を用いてスイッチング実験を行った。LCOS での位相パタンの状態を、1 チャンネル毎に ON, OFF 状態が交互に繰り返されるインターリーブ用のパターンとし、入力光の波長と偏光状態を掃引することでクロストーク・スペクトルの矩形度・挿入損失評価を行った。図 4-13(a)にチャンネルグリッド 100 GHz とした場合のスペクトル、および図 4-13(b)にチャンネルグリッドを 200 GHz とした場合のスペクトルを示す。ここでは青線が偶数チャンネルのみを選択的にスイッチングした状態を示しており、黒線は奇数チャンネルのみを選択的にスイッチングした状態を示す。実線と破線のパワー差は PDL を表している。両スペクトルともに C-バンドの中心付近の WDM チャンネルにおいて PDL が 0.5 dB 以下という実用的な偏光無依存性能が得られている。一部のチャンネルについては PDL が目標値である 0.5 dB を超過しているが、光学系の収差や光学系のミスアライメントによるものであると考えられ、光学系を改善すれば、十分に低減できると考えられる。また、図 4-13 の実験結果ではチャンネルグリッド幅を 100 GHz から 200 GHz に変化させてもスペクトルリップルを生じることなく、帯域幅を可変できていることから、次世代型 WSS に必要とされる可変グリッド動作が実証されている。

図 4-13(b) の 200 GHz グリッドでの実験結果ではクロストーク量が -30 dB 以下という良好な性能が得られている。一方で(a)の 100 GHz グリッド動作においてはスペクトルの矩形度が理論値(赤線)に対して悪化しており、クロストーク量も $-18 \sim -25$ dB とやや不十分である。これは図

4-14に示すようなレンズの収差によるものであると考えられる。図4-14(a)はLCOS-1面でのビームプロファイルを赤外ビジコンを用いて撮像したものである。プロファイルを観察すると、図4-14(b)に示すようなビームの反りや裾部分での像ボケ・変形が確認される。ビーム中央部の形状についてはLCOS-2による補償動作によって整形が可能であるが、裾の歪みやビームの反りといった収差は補償できない。これは本WSSに用いたレンズシステムのうち、特にy-z方向の設計が、収差の大きな軸外し光線(ビームの位置・進行角がともにレンズの光軸から逸脱した光線)を利用した光学配置となっていることに起因すると考えられる。今回試作したWSSモジュールにおけるレンズシステムは、市販の球面レンズの組み合わせによって構成されているが、今後は低収差となるよう専用設計された非球面レンズを導入することで、LCOS-1に集光する単色光の像歪みが解消され、クロストーク性能が向上することが期待される。

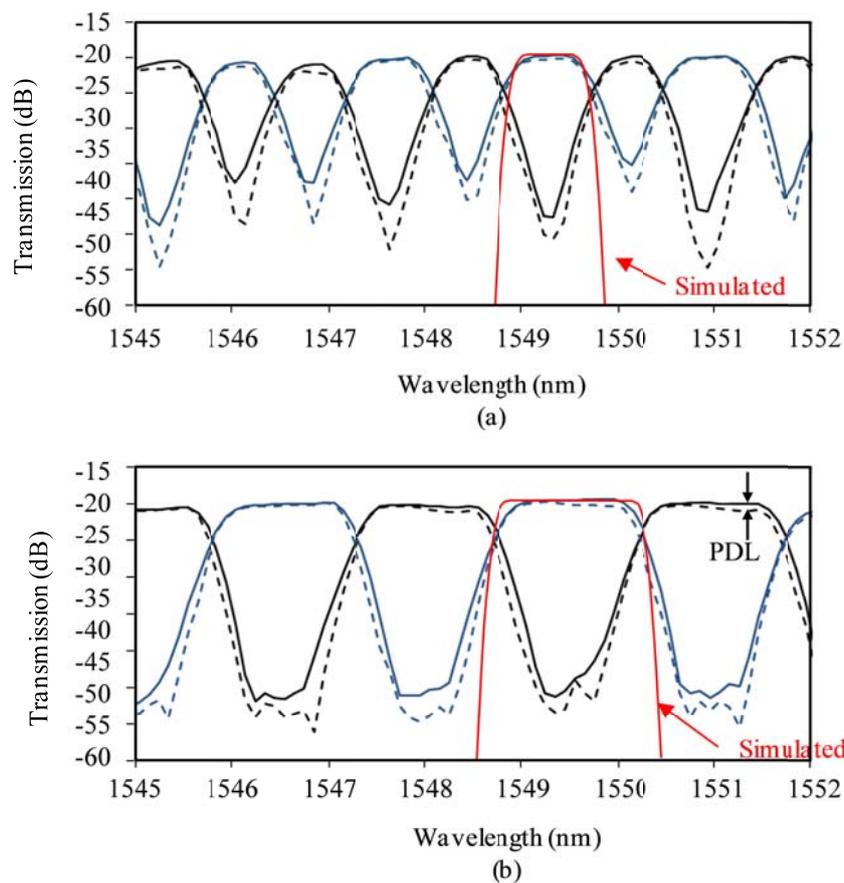


図 4-13 インターリーブ動作時の透過スペクトルの測定例: (a) 200-GHz グリッド動作; (b) 100-GHz グリッド動作。青線が偶数チャンネルのみを選択的にスイッチングした状態を示しており、黒線は奇数チャンネルのみを選択的にスイッチングした状態を示す。実線と破線のパワー差は PDL を表す。

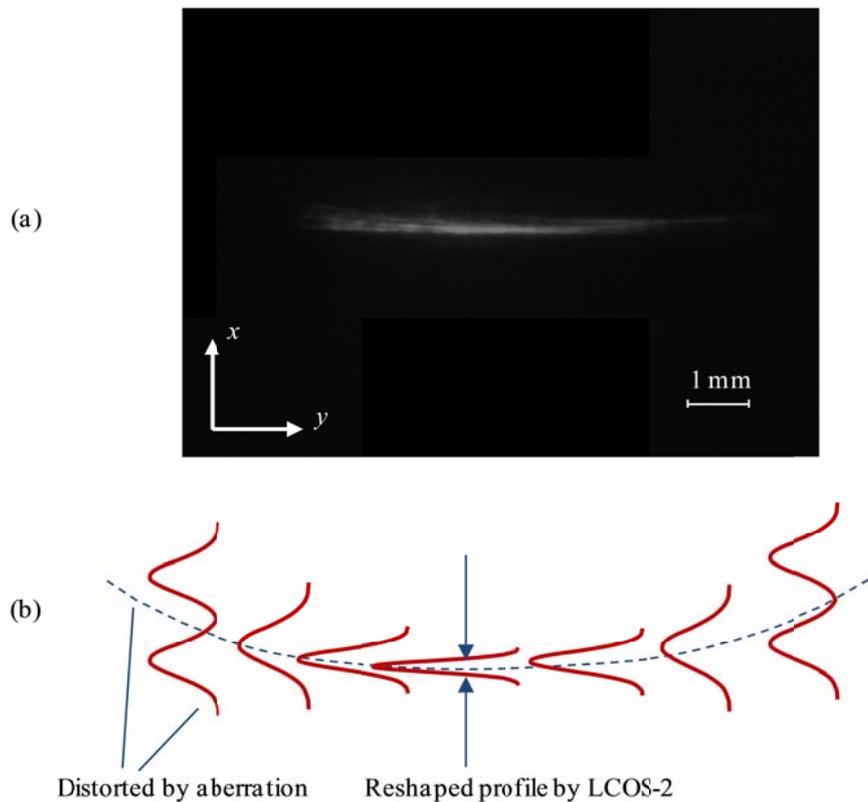


図 4-14 赤外ビジコンによる LCOS-1 上でのビームプロファイル撮像結果。(a) $\lambda = 1550\text{nm}$ の単色光のビームプロファイル。収差によって像が歪んでいるのが確認でき、(b)に示すようなビームの反り、裾部分での像ボケや変形などの収差が発生している。

本章にて今回試作した WSS の約 20 dB の挿入損失の内訳は下記の通りである。

① LCOS の損失(4.3 dB)

本 WSS においては信号光が LCOS を 3 回反射する光学配置となっているため、WSS の挿入損失を低減するためには LCOS1 回あたりの反射率を低減することが必要である。付録 A.1 に記したような液晶層内部に誘電体多層膜ミラーを挿入した高反射タイプの LCOS を導入することで今後、十分に低減することが可能である。

② AWG の損失(4.0 dB)

3-4 節で述べたようなスラブ導波路/アレイ導波路境界やアレイ導波路/自由空間境界部での回折損失が発生している。上記導波路境界部に断熱的モード変換構造[9]を導入することにより回折損失の低減が可能である。

③ 光ファイバの接続損失(1.5 dB)

2.5%という高い比屈折率差で形成された導波路との接続損失を低減するため、今回は導波路と同程度である $4\ \mu\text{m}$ のスポットサイズを有する細径ファイバを用いた。スポットサイズの差異による損失は無視できる程度であるが、ミスマライメントにより 1.5 dB の過剰損失が発生してしまった。入出力導波路側にスポットサイズ変換器[10]を設けてスポットサイズを拡大し、通常のシングルモードファイバにて接続を行うことでミスマライメントに対するトレランスが緩和される。

④ 光学系の収差・ミスアライメント・吸収散乱などによる損失(10.2 dB)

図 4-14 にて述べたように、収差の大きなレンズシステムとなっていることから、光学系に置いて大きな損失が生じてしまった。今後低収差な非球面レンズなどを導入すれば低減が可能である。

4.5 まとめと今後の展望

第 4 章を総括する。本章では多層 AWG と 2 台の LCOS を用いた偏光無依存型 WSS を提案・実証した。2 台の LCOS のうちの 1 台はスイッチングエンジンとして機能し、AWG によって分光された各波長光を任意の角度で反射し、ポート間のスイッチングを行う。もう一台の LCOS リレー光学系によって結像された AWG 端面と等価な像に対して位相変調を行うことで、AWG の位相誤差によって歪んだ等位相面を導波路層別、偏光成分別に補償されるため、低損失なスイッチングが可能となる。また、偏波ダイバーシティ光学系を導入したことによって LCOS の偏光依存性が補償される構成となっている。AWG の位相誤差が補償可能な構造となったことで、プロセス偏差によって AWG にランダムな位相誤差が発生したとしても低損失な WSS が高い歩留まりで得られる。そのためこれまで位相誤差が大きく実用化が難しかったモノリシック多層 AWG を用いて WSS を構成することが可能となった。モノリシック多層 AWG を用いることで従来の WSS の構成では必要とされていたマイクロレンズアレイが不要となり、小型・多ポートかつ組み立てが容易な WSS モジュールを構成することができる。実証実験では 2 層のモノリシック多層 AWG を用いて位相誤差の補償を行いクロストーク -30 dB 以下、PDL 1 dB 以下という良好な性能が得られている。また多層 AWG の導波路層数を増加することで、今後 1×10 程度のポートを有する大規模な WSS が実現できることが光線追跡による光波シミュレーションによって明らかになっている。

上記 WSS の性能向上に関する様々なメリットが得られる一方で、比較的高価な光デバイスである LCOS を 2 台用いていることと、補償光学系を導入したことによりモジュールサイズが増大する点が、本章で述べた WSS の解決すべき課題である。上記サイズ・コストに関する課題の解決法については第 5 章にて検討を行う。

参考文献

- [1] Y. Ishii, K. Hadama, J. Yamaguchi, Y. Kawajiri, E. Hashimoto, T. Matsuura, F. Shimokawa, “MEMS-based 1×3 Wavelength-Selective Switch with Flat Passband”, *Proc. ECOC 2009*, PD1.9, Sep. (2009).
- [2] S. Li, Z. Wan, J. Xu, S. Zhong, and Y. Wu, “Wavelength-Selective Switch Based on a Polarization-Independent Transmission Grating and a High Fill-Factor Micromirror Array,” *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 23, No. 17, Sep. (2011).
- [3] D. M. Marom, D. T. Neilson, D. S. Greywall, C.-S. Pai, N. R. Basavanthally, V. A. Aksyuk, D. O. López, F. Pardo, M. E. Simon, Y. Low, P. Kolodner, and C. A. Bolle, “Wavelength-Selective $1 \times K$ Switches Using Free-Space Optics and MEMS Micromirrors: Theory, Design, and Implementation,” *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 23, No. 4, Apr. (2005).
- [4] G. Baxter, S. Frisken, D. Abakoumov, H. Zhou, I. Clarke, A. Bartos, and S. Poole, “Highly

- Programmable Wavelength Selective Switch Based on Liquid Crystal on Silicon Switching Elements,” *Proc. OFC/NFOEC 2006*, OTuF2, Mar. (2006).
- [5] K. Sorimoto, H. Tsuda, H. Ishikawa, T. Hasama, H. Kawashima, K. Kintaka, M. Mori, and H. Uetsuka, “Demonstration of a Wavelength Selective Switch Using an LCOS and a Stacked Arrayed Waveguide Grating,” *Proc. ECOC 2009*, P2.04, Sep. (2009).
- [6] K. Sorimoto, H. Tsuda, H. Ishikawa, T. Hasama, H. Kawashima, K. Kintaka, M. Mori, and H. Uetsuka, “Polarization Insensitive Wavelength Selective Switch Using LCOSs and Monolithically Integrated Multi-layered AWG,” *Proc. OECC 2010*, 6E2-4, Jul. (2010).
- [7] K. Sorimoto, K. Tanizawa, H. Uetsuka, H. Kawashima, M. Mori, T. Hasama, H. Ishikawa, and H. Tsuda, “Compact and Phase-Error-Robust Multilayered AWG-based Wavelength Selective Switch Driven by a Single LCOS,” *Optics Express*, Vol. 21, No. 14, pp. 17131-17149, Jul. (2013).
- [8] K. Sorimoto, K. Kintaka, H. Kawashima, M. Mori, T. Hasama, H. Ishikawa, H. Tsuda, and H. Uetsuka, “Phase Error Compensation for Multilayered AWG in LCOS-based WSS,” *IEICE Electron. Express*, Vol. 8, No. 24, pp. 2054-2060, Dec. (2011).
- [9] A. Sugita, A. Kaneko, K. Okamoto, M. Itoh, A. Himeno, Y. Ohmori, “Very Low Insertion Loss Arrayed-waveguide Grating with Vertically Tapered Waveguides,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, Vol.12, No.9, pp.1180-1182, Sep. (2000).
- [10] N. Kitano, H. Komano, H. Ishikawa, K. Maru, K. Tanaka, S. Kashimura, and H. Mimura, “Spot size converter with vertically tapered waveguide core fabricated by sputter etching,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, Vol. 47, No. 6, pp. 5278-5280, Jun. (2008).

第5章 多層 AWG と LCOS を用いた WSS の小型化

5.1 はじめに

第3章では、LCOS とモノリシック多層 AWG を用いたレンズアレイが不要な WSS の構成法[1] を提案し、さらに第4章にて偏光無依存かつ多層 AWG の位相誤差を補償可能な WSS の構成[1, 2] 法を実証した。上記偏光無依存型 WSS は、2 台の LCOS によって制御され、1 台はポート間光信号のスイッチング、もう一台は位相誤差を補償するために用いられた。多層 AWG の位相誤差が導波路層別、また偏波モード間別に補償されるため、多層 AWG の作製プロセスに大きな偏差があったとしても低損失な WSS が高い歩留まりで得られるというメリットがあった。しかしながら上記 WSS では、比較的高価な LCOS デバイスを 2 台必要とするため、コストおよびモジュールサイズの増加が問題であった。本章では、WSS に折り返し光学系を新たに導入することで、小型かつ 1 台の LCOS を用いて偏光無依存なスイッチングと位相誤差補償動作が可能な WSS を提案する[3]。本章ではまず上記 WSS の構造と動作原理をガウシアンビーム伝搬則と幾何光学理論を用いて記述し、設計パラメータと WSS の性能との因果関係を明らかにする。また、 1×10 の入出力ポート数が得られるよう最適設計した WSS を実際に組立て、モノリシック多層 AWG の位相誤差補償動作を実証する。

5.2 折り返し光学系を用いた WSS の構成および動作原理

5.2-1 WSS 構造と動作原理

図 5-1 に LCOS を用いた偏光無依存かつ多層 AWG の位相誤差補償が可能な WSS の構成を示しており、(a)は第4章にて述べた 2 台の LCOS を用いた構成法、(b)は本章の提案する 1 台の LCOS を用いた構成法ある。両構成の違いおよび動作原理について述べる。

1) 2 台の LCOS を用いた WSS の構成法 (第4章で述べた構成)

第4章で述べた 2 台の LCOS を用いた WSS では多層 AWG 端面の像を 3 回フーリエ変換した面(C 面)に分光像が形成され、C 面に置かれた LCOS(LCOS-1)を駆動することでポート間スイッチングが可能であった。また多層 AWG 端面の像を 2 回フーリエ変換した面(B 面)にもう 1 台の LCOS (LCOS-2) が置かれており、LCOS-2 を用いて AWG 端面と等価なリレー像に対して等位相面の歪みを導波路層別、偏波モード別に補償することで位相誤差による損失や PDL が低減されることを述べた。ここで上記 2 台の LCOS を用いた WSS 光学系の対称性に着目すれば、反射器を用いて光学系を折り返すことが可能であり、同様の高性能を維持したまま光学系を小型化することが可能である。

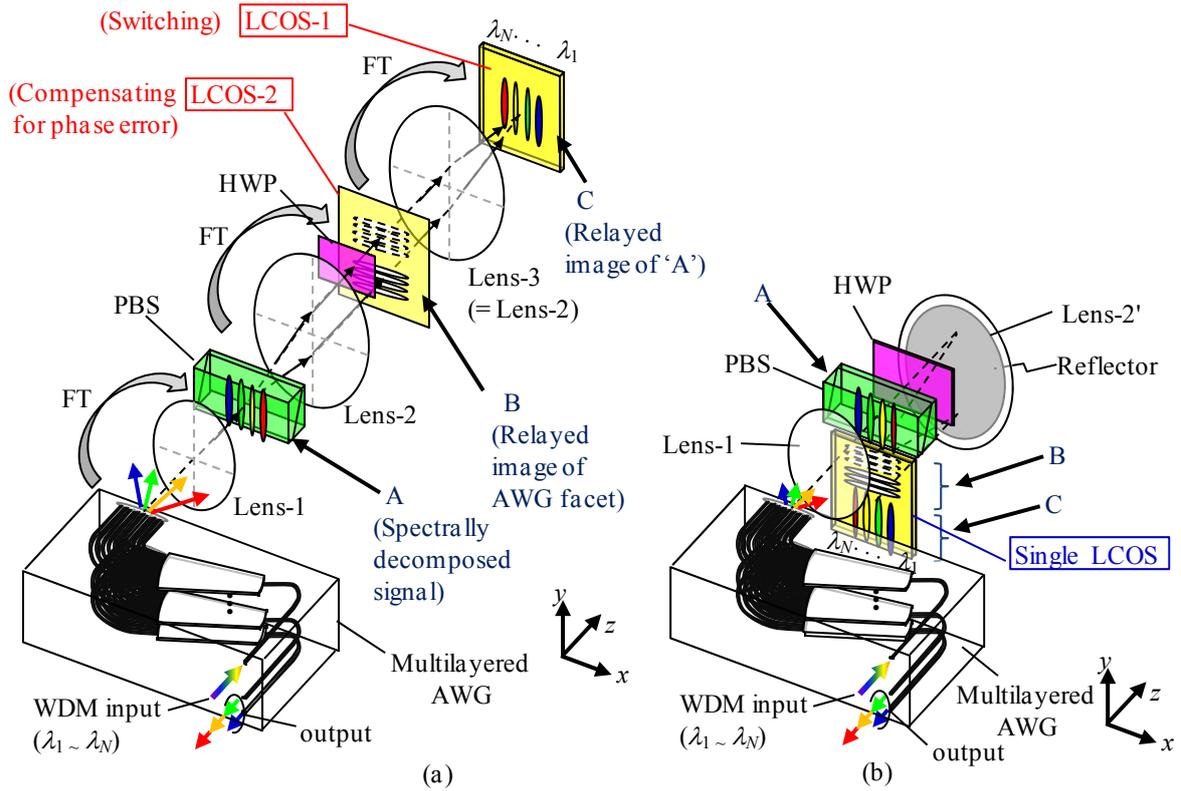


図 5-1 偏光無依存かつ AWG の位相誤差補償が可能な WSS の構成: (a) 第 4 章で提案した 2 台の LCOS を用いた構成法; (b) 本章の提案する 1 台の LCOS を用いた構成法。

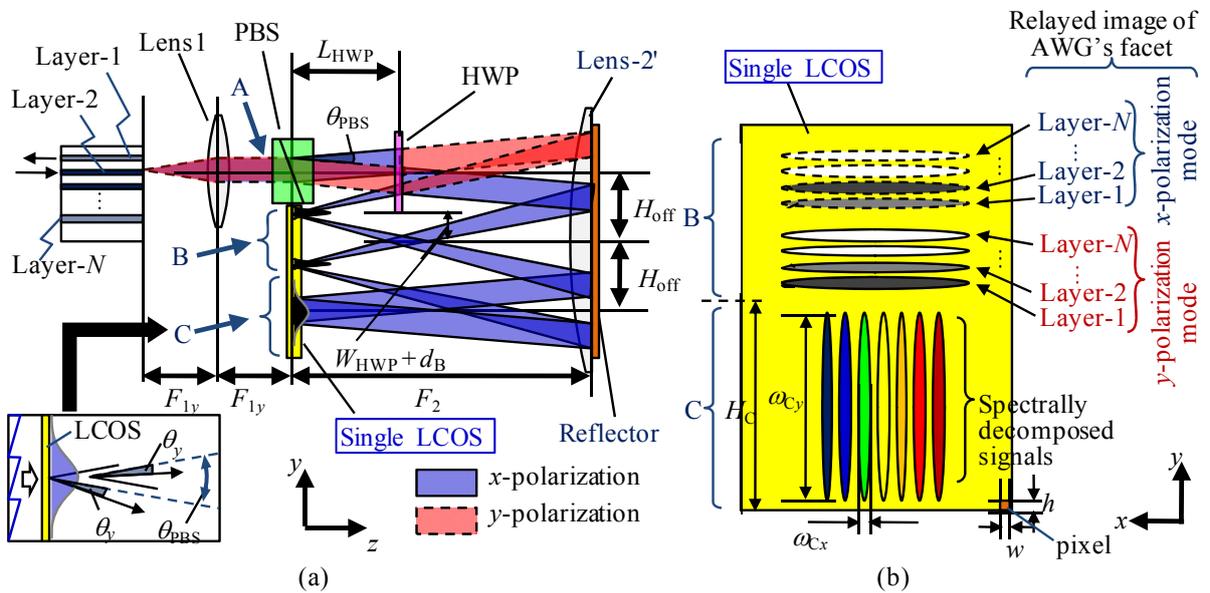


図 5-2 折り返し光学系を導入した 1 台の LCOS で制御される WSS の構造と動作原理: (a) y - z 断面動作。 (b) LCOS 面の x - y 図とビームの配列。

2) 1 台の LCOS を用いた小型な WSS の構成法 (本章の提案する構成)

図 5-1(a)の光学系をまず B 面で 1 度折り返し、その後反射器を用いてレンズ 2 の中心面にてもう一度折り返すと、図 5-1(b)のような光学配置が得られる。光学系を折り返すことで、B 面と C 面を同一平面とすることができ、ここに 1 台の LCOS が置かれる。

図 5-1(b)に示した折り返し型 WSS の y - z 断面動作を図 5-2(a)に、また x - y 断面で見た LCOS 上でのビームの配列を図 5-2(b)に示す。LCOS の反射面のうち上側の領域が B 面に対応し、位相誤差補償動作を行う。また、LCOS 反射面のうち下側の領域が C 面に割り当てられ、ポート間のスイッチング動作を行う。図 5-2 (a)に示すように AWG を出射した光が A 面から C 面に至るまでの結像の過程にて、AWG の x -偏波モードは HWP を 2 回通過し、 y -偏波モードは HWP を 1 回通過する。そのため、LCOS 上のすべての光波の偏光状態は x 偏光に統一される。すなわち、本 WSS は偏光無依存に動作する。レンズ-1 とレンズ-2' の光軸は長さ H_{off} にて y 方向にオフセットされており、オフセット長を適切に設定することで、面-A, -B, -C を y -方向に正しく分離する必要がある。具体的には、(4-1)~(4-7)式にて述べた y 方向の設計条件に加え、

$$H_{\text{off}} \geq \frac{A\omega_{Cy}}{2} + \frac{D_B}{2} + d_B + \frac{F_2}{F_{1y}} \frac{D_{\text{port}}}{2} \quad (5-1)$$

$$= \frac{H_C}{2} + \frac{D_B}{2} + d_B + \frac{F_2}{F_{1y}} \frac{D_{\text{port}}}{2}$$

という条件が新たに加わる。 ω_{Cy} は C 面での単色光の y 方向のスポットサイズであり、 A は(3-20)式で述べた開口ケラレ損失を決定する重み付け係数である。 F_2 はレンズ 2' と LCOS との z 方向の距離であり、レンズ 2' の焦点距離は $2F_2$ である。 H_C は LCOS の反射面のうちの C 面に割り当てられた領域の高さである。 y - z 断面についてのその他の光波の振る舞いや設計条件などは第 4 章で述べた 2 台の LCOS を用いた WSS の場合と同一である。

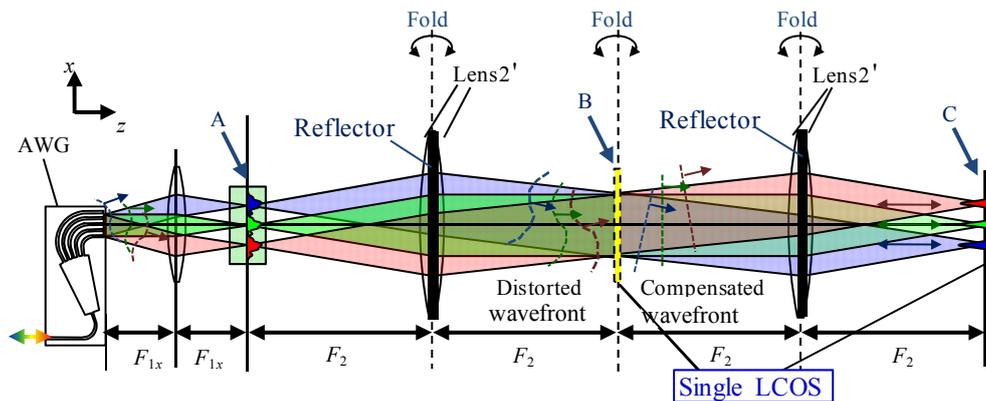


図 5-3 WSS の x - z 断面動作。位相誤差補償動作時における光波の振る舞いが描かれている。赤緑青で色分けされた領域は異なる波長光の伝搬の様子を示す。

また図 5-3 に本章の提案する WSS の x - z 断面の構造および位相誤差補償動作時における光波の振る舞いを示す。図 4-3 と比較して明らかなように反射器が導入され光路が折り返された点以外には光波の振る舞いに変化はなく、4.2-2 項で述べた 2 台の LCOS を用いた構成の場合と同様の手法で位相誤差の補償が可能となる。

5.3 折り返し光学系を用いた WSS の設計

WSS の y - z 方向の設計条件である(4-1)~(4-7), (5-1)式、および x - z 方向の設計条件である(3-8), (3-16)~(3-18)式を用いて、折り返し WSS の設計を行う。また設計目標として、①第3章にて作製したモノリシック AWG を使用し、レンズアレイを用いずに 1×10 のポート数を得ること、② PDL が 0.5 dB 以下であること、③ 100 GHz グリッド幅のチャンネルに対して矩形なスペクトル(3 dB 透過帯域幅 > 90 GHz)が得られること、④ 12.5 GHz の周波数粒度で WDM チャンネルのグリッド幅を調整できること、⑤ C バンド全体で動作することを満たしつつ、⑥既存の WSS のサイズの典型値であるモジュール総長 200 mm を下回るように構造を最適化した。

図 5-4 は最適化された WSS 光学系に対し、光線追跡法による解析を行った例を示している。本シミュレーションでは $\omega_{0y}=4.0 \mu\text{m}$, $D_{\text{port}}=26.4 \mu\text{m}$, $N_{\text{port}}=10$, $H_c=5.7 \text{ mm}$ として解析を行っており、全スイッチング状態、両偏波モードについての光線の軌跡を重ね描きしている。

図 5-4(a)(b)に示すように、AWG の全 22 通りのモード (1 入力 \times 10 出力ポートと、 x -偏波と y -偏波モード) が B 面、および C 面に正しく結像しているのが確認できる。PBS と HWP の配置は (H_{off} , θ_{PBS} , W_{HWP} , L) WSS の PDL が最小となるよう最適化されている。PDL の最悪値は 11 層ある導波路層のうちの最上層および最下層に向かう光路にて生じる(光路 I, II, III, IV)。PDL を低減するためには、光路 I は HWP を通過し、他の光路(光路 II, III, IV)は HWP を通過しないのが良い。PDL の値は HWP が置かれている面の上で入力モードと出力モードとの間の重なり積分を実行することで計算可能であることは 4.3-1 項で述べた。上記入出力モードの形状は光線追跡の結果から算出した。図 5-4 の設計の WSS 光学系の場合、最悪 PDL は 0.34 dB であり、目標性能を満たしている。設計により最適化された LCOS の y 方向の高さは 14.4 mm ($8 \mu\text{m} \times 1800$ ピクセル)であり、B 面および C 面での光線が開口によるケラレ損失によって減衰しないために十分な大きさとなっている。

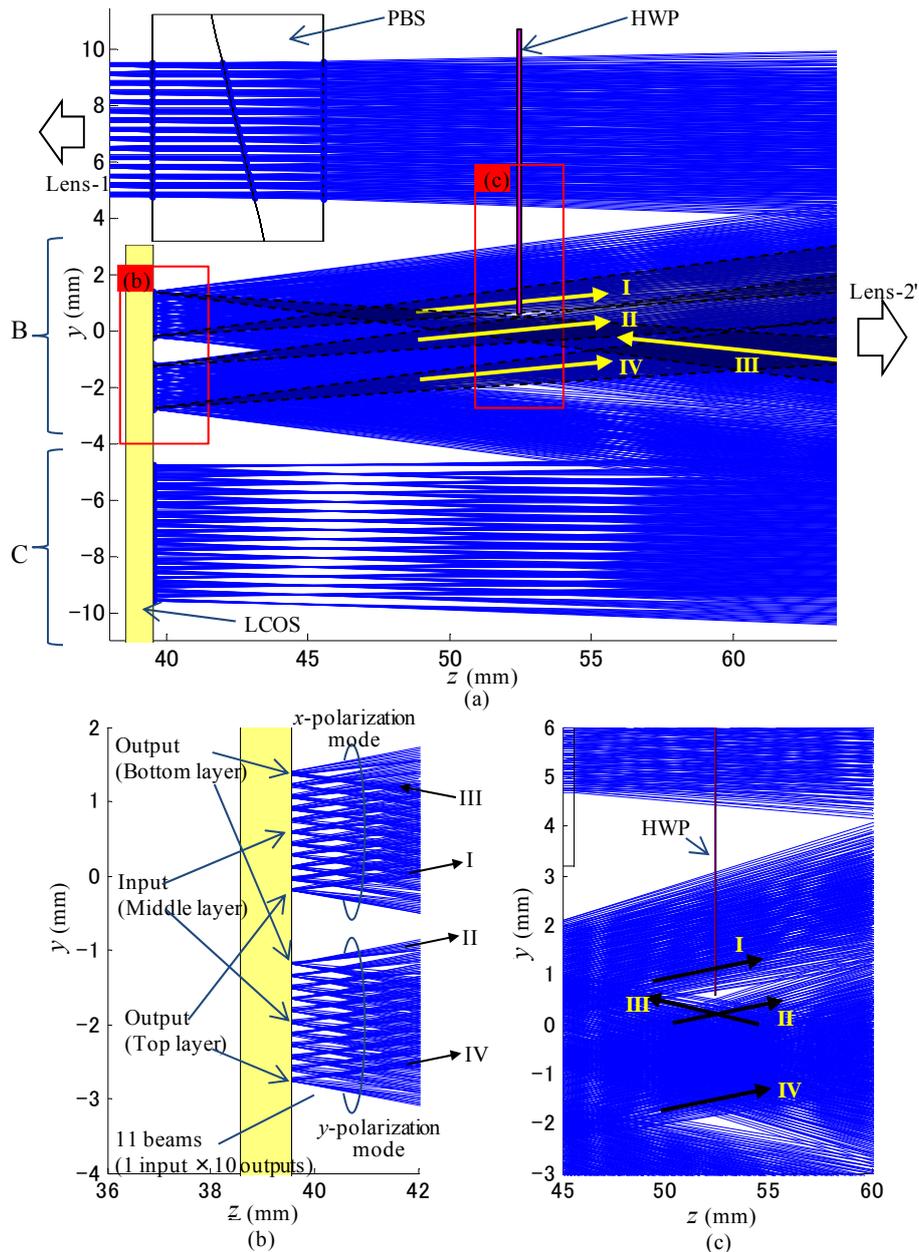


図 5-4. 1×10 WSS 光学系における光線追跡による解析結果の拡大図: (a) Lens-1 と Lens-2' の間の光路の拡大図; (b) LCOS B 面近傍の拡大図; (c) HWP 近傍の拡大図。図中の青い線は光エネルギーが各経路でのピークパワーに対して 0.278 倍以上となる領域を示している。全スイッチング状態、両偏波モードについての軌跡を重ね描きしている。

LCOS の反射面の x 方向の幅は、開口ケラレによる損失を低減するため、B 面でのスポットサイズに対して大きくなければならない。また LCOS は、C 面上に分光される C-バンドに含まれる信号をすべてカバーしていなければならない。LCOS の幅が 7.2 mm ($8 \mu\text{m} \times 900 \text{ pixels}$)であればこれら要件を十分に満たしているため、これを最適な LCOS の寸法とした。表 5-1 に本節で最適化した WSS の設計パラメータをまとめる。

表 5-1 折り返し WSS に用いた LCOS と AWG の設計パラメータ。

コンポーネント	パラメータ	値
LCOS	ピクセルサイズ	8 μm (w) \times 8 μm (h)
	有効画素数	900 (x) \times 1800 (y)
AWG	回折次数, m	27
	アレイピッチ, d_{array}	15 μm
	端面での y 方向のスポットサイズ, ω_{0y}	4 μm
	導波路層間の距離, D_{port}	26.4 μm
	1 層あたりのアレイ本数, N_{array}	358

5.4 WSS のアセンブリおよび実証実験

5.4.1 WSS に用いるモノリシック多層 AWG の評価

第 3 章にて作成した多層 AWG と構造が最適化されたレンズシステムを用いて WSS を組み立てる。その事前検討として試作した多層 AWG の評価を行った。図 5-5 に本 WSS に用いるモノリシック AWG の反射スペクトルを示す。これを解析することで、AWG の位相誤差量を大雑把に見積もることができる。図 3-12(a)と同様の系にて、AWG の I/O ポートにファイバを接続し、アレイ導波路の端面にミラーを貼りつけ、入力波長と偏光状態を掃引することで、サーキュレータを経由して AWG の反射スペクトルを測定した。

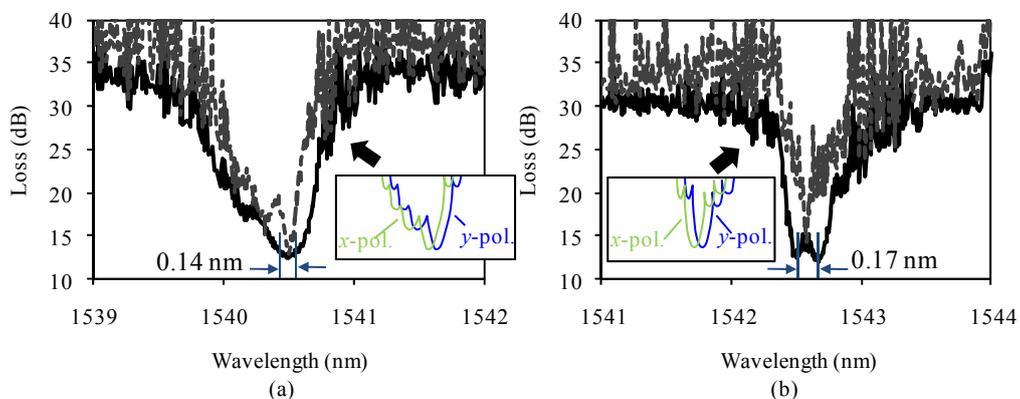


図 5-5 試作した 2 層 AWG の反射スペクトルの測定結果(a)基板側 AWG (Layer-1); (b) オーバークラッド側 AWG (Layer-2). 実線と破線の差は PDL を表す。

図 5-5 (a)が基板側の AWG (Layer-1)のスペクトルを示しており、(b)がオーバークラッド側 AWG (Layer-2). 実線と破線の差は PDL を表す。(a)(b)どちらのスペクトルも大きな PDL を示している。上記 PDL は偏波モードに対応した 2 つのスペクトルの重ね合わせによって説明される。挿入図にあるようにひとつが AWG の x 偏波モードのスペクトルであり、他方が y 偏波モードのものである。偏波モードごとにスペクトルのピーク波長が異なっているのが確認できる。さらに導波路層ごとにもピーク波長が異なっていることも確認できる。さらに各スペクトルは大きく歪ん

であり、不要なサイドローブを生じている。これらの結果は作製された AWG が大きな PDL を有しており、さらに位相誤差量が偏波モード別、導波路層別にランダムであることを示している。上記位相誤差は C 面でのプロフィールを変形し、損失とクロストークが悪化する原因となる。そのため、低損失化・歩留まり向上のためにはこれら位相誤差を補償する必要があることが分かる。

5.4-2 WSS のアセンブリ

試作した 2 層のモノリシック AWG を用いて 1×1 WSS を組み立てた。図 5-6 に WSS の実験系の写真を示す。光学系部分のサイズは、80 mm (幅) × 100 mm (奥行き) × 60 mm (高さ) であり、第 4 章で述べた 2 台の LCOS から構成される等価な機能を有する WSS 構成と比べて約 40% のサイズ縮小に成功している。これにより本 WSS の構成を用いることにより小型化が達成できることが示された。このサイズは既存の WSS (MEMS-バルク回折格子型) のモジュール長が 190 mm ~ 200 mm [4, 5] であることを考慮すると十分に小さい。

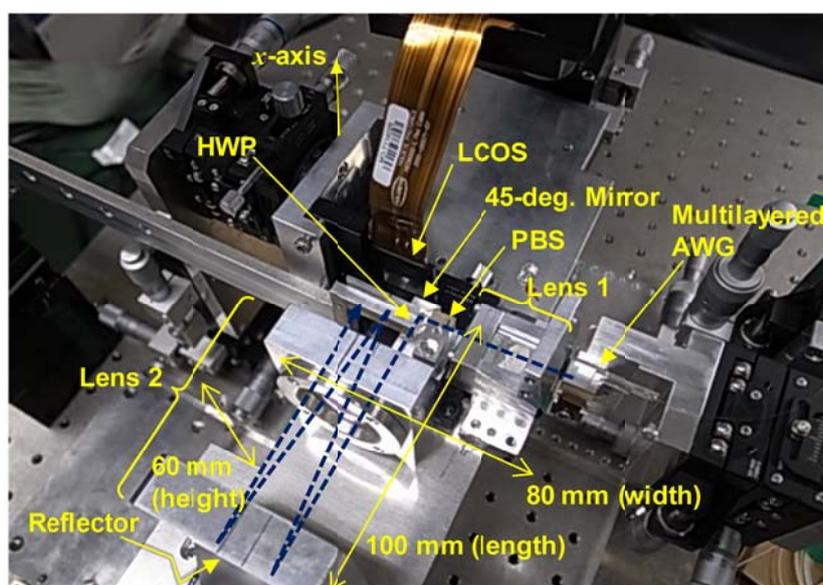


図 5-6 試作した WSS の実験系写真。青線は PBS の偏光分離動作を無視した場合の光路を示している。

5.4-3 多層 AWG の位相誤差補償

前項にて組み立てた WSS を用いて、位相誤差の補償を行った。補償の原理や方法は、第 4 章で述べた LCOS を 2 台使用する構成の WSS の場合と同様であるが、スイッチング面と位相誤差補償面が同一 LCOS となっている点のみが異なる。ここでは本章の提案する WSS を用いても位相誤差が正しく補償できることを実証する。

図 5-7 は多層 AWG の位相誤差を補償するための実験系を示している。WSS の入力ポート (Layer-1) が偏光コントローラを経由して波長可変レーザ光源と AWG に接続されており、WSS の出力ポート (Layer-2) がパワーメータに接続されている。以下、4-3-2 項で述べたものと同様の手法

にて、B面の位相変調パターン $\phi_{layer, pol}(x)$ をLegendre多項式で展開し、各モード係数の組み合わせをPSOベースの試行錯誤型アルゴリズム[2, 6]によって最適化した。

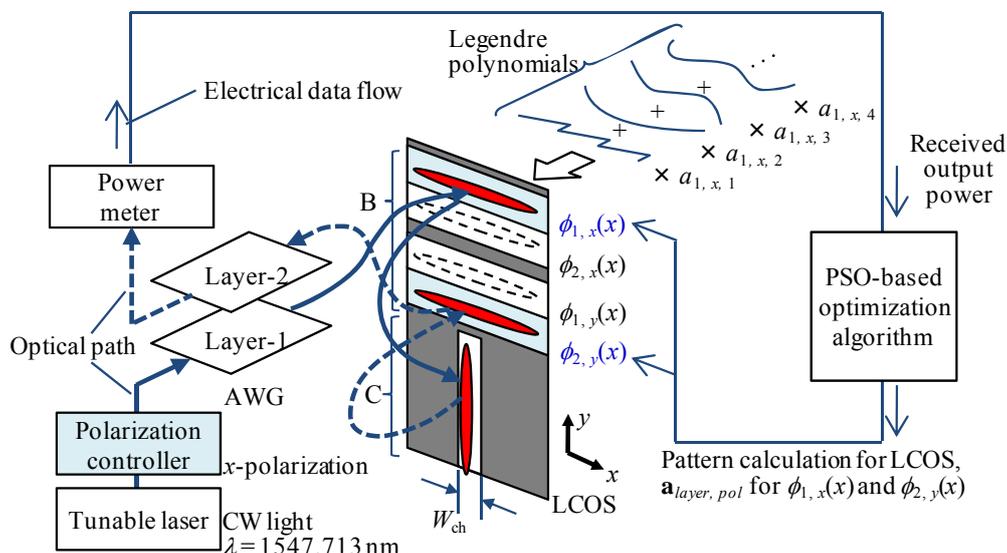


図 5-7 1 台の LCOS を用いた WSS を用いた、多層 AWG の位相誤差を補償するための実験系。ここでは入力 x-偏光に対するカリブレーション法が描かれている。スイッチングされた光パワーが最大となるよう $\phi_{1,x}$ と $\phi_{2,y}$ が PSO-アルゴリズムによって最適化される。入力 y-偏向についてカリブレーションする時は、 $\phi_{2,x}$ と $\phi_{1,y}$ が同様に最適化される。

5.4.4 WSS の透過スペクトルの評価

図 5-8(a), (b)に WSS の透過スペクトルの測定例を示す。ここでは 200 GHz のチャンネル間隔で信号をインターリーブするパターンが LCOS に付与されている。図 5-8(a)は AWG の位相誤差補償を行っていない場合のスペクトル (B 面にて位相変調を行わない場合)を示しており、図 5-8(b)は位相誤差補償を行った場合(B 面にて最適な位相変調を行った場合)のスペクトルを示している。各スペクトルにおいて、青線が奇数チャンネルのみスイッチングし、偶数チャンネルをブロックした場合のスペクトルを示しており、緑線は逆に偶数チャンネルのみスイッチングし、奇数チャンネルをブロックした場合のスペクトルを示している。実線と破線の差が PDL を表す。位相誤差補償前後を比較するとスペクトル性能が大きく改善されていることが確認できる。位相誤差補償によって、挿入損失は約 40.0 dB から 29.0 dB にまで低減され、PDL の最悪値は 3.2 dB から 1.5 dB にまで低減された。これらの結果は LCOS 上の C 面にて歪んでいた単色光のビームプロファイルが、B 面での位相変調動作によって導波路層別、偏光モード別に正しく整形されたことを示している。ここで、補償前後の OFF 状態のチャンネルのパワーを比較すると、補償前の方が低くなっているが、この理由は以下のように考えられる: 1) 位相誤差を補償する前は、各 AWG に対応する LCOS 上の x 方向のビームプロファイルは図 5-8(c)に示すように、導波路層によって異なる量の位相誤差により像歪み・ピーク位置ずれを起こしている; 2) WSS の透過スペクトルは ON 状態となっている LCOS の領域 (図中の黄色部分。スイッチング用のブレードパターンが印加されている領域)にお

いて、各プロファイルが重なり積分 (≒図中の灰色部分の面積)によって求められる。各プロファイルは波長掃引に応じて、結像位置が移動する; 3) 位相誤差補償前は、図 5-8(c)のように各プロファイルのピーク位置がずれているため、重なり積分の演算結果も小さな値となる(ON 時も OFF 時も透過パワーが弱い); 4) 位相誤差補償後は、補償により各プロファイルのピーク位置が一致するため、図 5-8(d)のように重なり積分の演算結果が大きな値となる; 5) この時、補償しきれていない残留位相誤差があった場合、不要なサイドピークが発生し、OFF 時のパワーが大きくなる原因となる。今回、位相誤差補償用パタンの展開に用いた Legendre モードの数を $n_{\max}=4$ としていたが、今後 n_{\max} の値をより大きくすることで、残留位相誤差を低減することが期待される。

次に位相誤差が補償された同 WSS を用いて可変グリッド動作の実証を行った。図 5-9 に可変グリッド動作時の WSS のスペクトルを示す。ここでは σ を 100 GHz から 200 GHz まで変化させている。 W_{ch} の設定量を 2 ピクセルずつ増やすことで、スペクトルリップルを生じることなく、透過帯域幅を 25 GHz のステップで制御出来ているのが確認された。 $\sigma=100$ GHz と設定した時の 3-dB 透過帯域幅は 80.8 GHz であり、設計値である 90.5 GHz (図 3-4(c)参照)と比べると僅かに狭帯域であった。

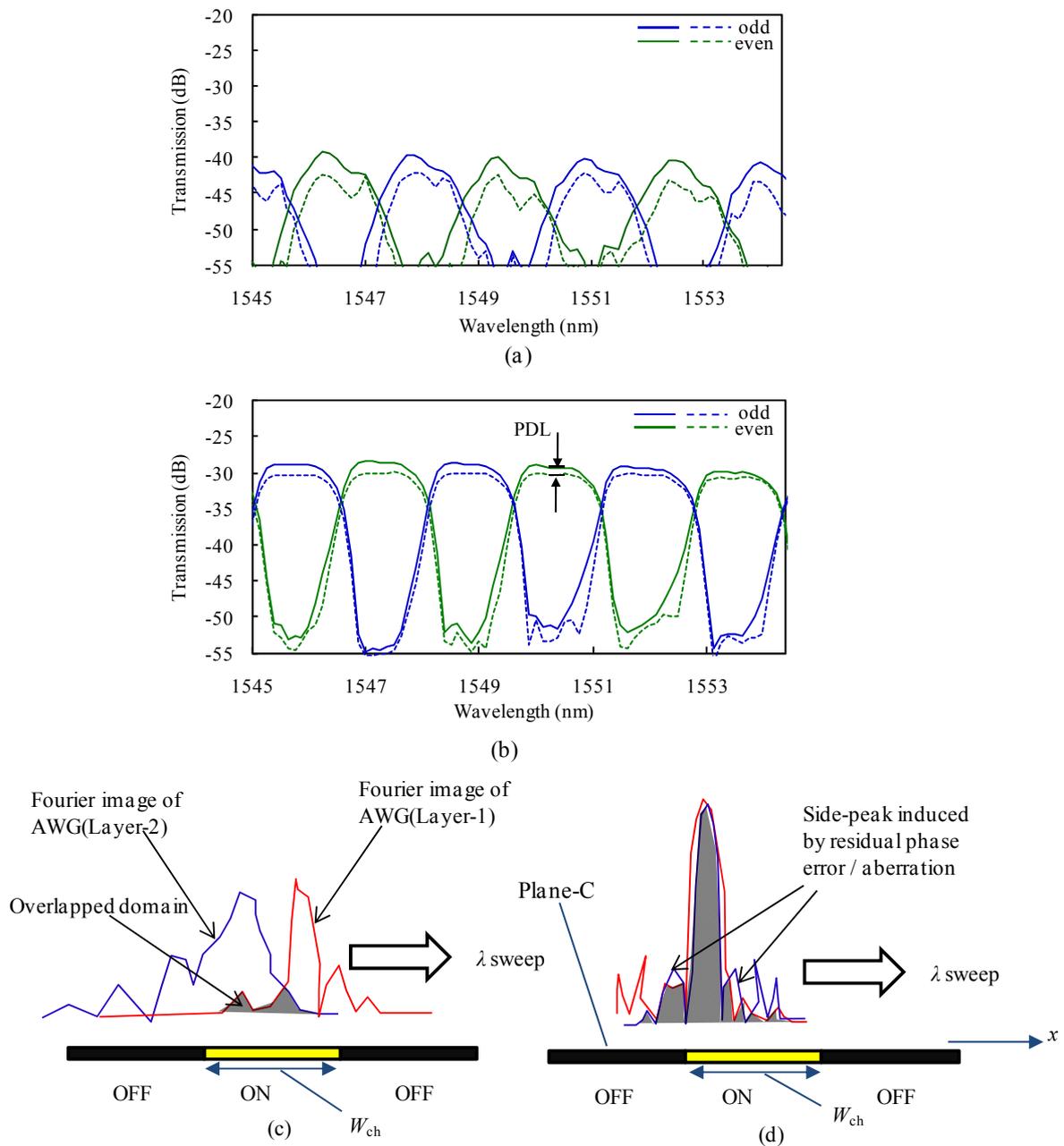


図 5-8 200 GHz のチャンネル間隔にてインターリーブ動作時の WSS の周波数応答: (a) 位相誤差補償実施前; (b) 位相誤差補償実施後。青線が奇数チャンネルのみスイッチングし、偶数チャンネルをブロックした場合を示しており、緑線は偶数チャンネルのみスイッチングし、奇数チャンネルをブロックした場合を示している。実線と破線の差が PDL を表す。クロストーク原因の考察: (c) 位相誤差補償前の LCOS 上の x -方向ビームプロファイル; (d) 位相誤差補償後の LCOS 上の x -方向ビームプロファイル。

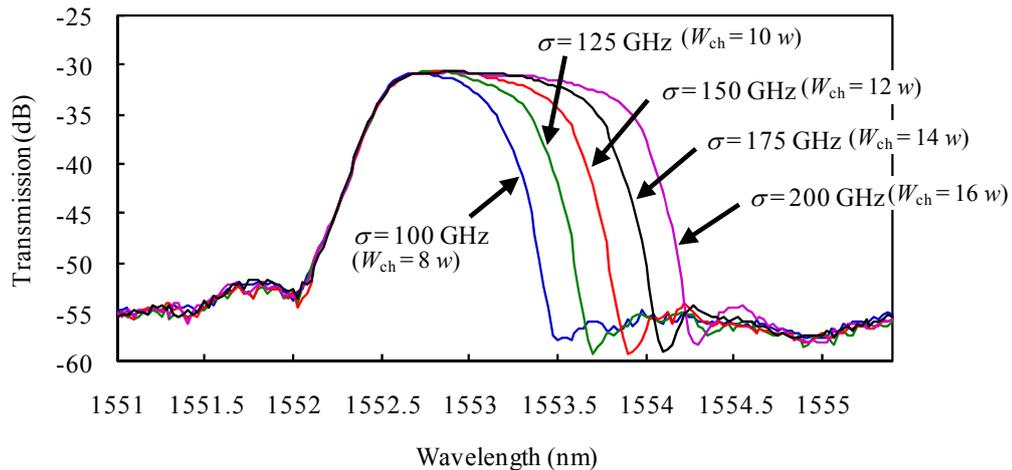


図 5-9 可変グリッド動作時における WSS のスペクトルの例。ここでは 1 チャネルに割り当てる帯域幅 σ を 100 GHz から 200 GHz まで、25 GHz ステップで可変とした場合の実測結果を示している。

スペクトルの狭帯域化と残留 PDL (< 1.5 dB)は、主に光学系のミスアライメントが原因であると考えられる。挿入損失は約 29.0 dB であり、内訳は表 5-2 に示す通りである。AWG の損失が 8.1 dB、LCOS の損失が 8.3 dB、自由空間光学系の損失が 4.7 dB ミスアライメントに起因する損失が 7.9 dB となっている。上記狭帯域化、PDL、損失等については、第 4 章の実験時の損失考察でも述べたように、光軸調整の改善、低収差なレンズシステム、より低損失な AWG の設計(スポットサイズ変換器[7]と断熱モード変換構造[8])、より高反射率な LCOS などを導入により今後改善が可能である。

表 5-2 WSS の損失内訳。

Items		Loss (dB)
AWG	回折損失、ファイバ接続損失、導波路伝搬損失	8.1
LCOS	回折損失	8.3
Free space optics	吸収散乱、フレネル損	4.7
Others	開口ケラレ、収差、ミスアライメント損失	7.9
Total		29.0

5.4-5 高速信号伝送実験

5.3-3 項にて位相誤差補償を行った後の WSS に 40 Gbit/s で変調された信号を伝送し、透過後の信号品質の評価を行った。伝送後の信号の時間波形(アイパタン)および符号誤り率(BER: Bit Error Rate)を測定することで、チャネルグリッド幅を 100 GHz と設定した時の WSS の透過スペクトルが信号に与える劣化の度合いを評価する。図 5-10 に信号伝送実験の系を示す。実験系は送信器、1×1WSS、受信器から構成されており、WSS の入力ポートが送信器、出力ポートが受信器に

それぞれ接続されている。送信器は波長可変レーザ・MZI型EO変調器から構成されており、これらを駆動することで変調信号を生成した。信号のフォーマットは40 Gbit/sのNRZ-OOK(Non-Return-to-Zero On-off Keying)とした。キャリア周波数は193.7 THz($\lambda = 1547.715$ nm)に設定した。送信器から発せられた信号はWSSに入射する。この時WSSによってスイッチングを行うチャンネルの透過帯域は100GHzに設定され、その中心波長はキャリアと同じく193.7 THzに設定された。WSSの入力ポートから出力ポートへとスイッチングされた信号は受信器へと入射する。受信器は可変光減衰器(VOA: Variable Optical Attenuator)、EDFA光増幅器、バンドパスフィルタ(BPF: Band Pass Filter)、フォトダイオード(PD)、およびBERテスター(BERT: Bit Error Rate Tester)から構成されており、VOAの減衰量と、EDFAの増幅率を調整することで、受信機での光S/N比(OSNR: Optical Signal-to-noise Ratio)を調整することができる。入力信号は $2^{31}-1$ 列の擬似ランダム符号列からなり、BERテスターではあらかじめわかっている符号列と、PDで受信された信号から復調した符号列とを比較することで、BERが計算される。

受信器でのOSNRを変数とし、受信信号のBERの評価を行った。BPFは余分なASE(Amplified Spontaneous Emission)雑音を取り除くのに使われている。BPFはフラットトップ型のスペクトル形状を有しており、その3-dB透過帯域幅は938.6 GHzであった。このBPFの帯域幅は、WSSでスイッチングを行っているチャンネル帯域幅よりも十分に広く、WSSのフィルタ特性を正しく測定するのに問題ない幅であった。各装置間は短尺のファイバで接続されており、その総長は30 m以下であった。すなわち群速度分散(色分散により信号のパルス幅が広がる現象)の影響はわずかであり、無視してよい。

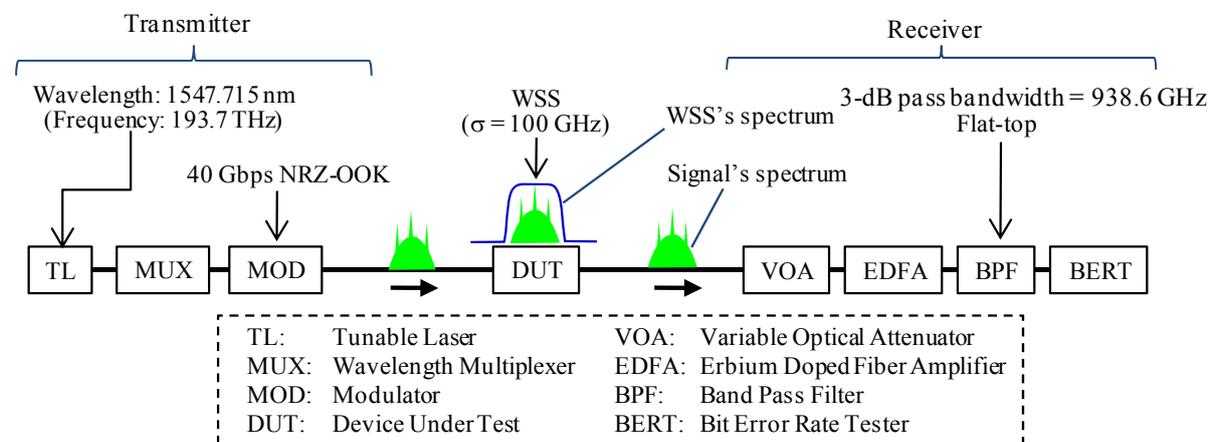


図 5-10 WSS を用いた信号伝送実験の系。

図 5-11(a) に WSS に 40 Gbit/s の信号を透過させた際の、受信器での BER 特性を示す。ここでは下記 2 条件での結果が比較されている。(i)バック・トゥ・バック接続 (WSS を経由せずに、送信器と受信器を直接接続した場合の結果); (ii) WSS を経由したもの。両 BER 曲線は、OSNR ペナルティをほとんど生じることなく互いに一致している。OSNR が 23.4 dB 信号のアイパターンを図 5-11(b)に示す。(i)(ii)両測定条件下において信号は良く消光しており、“0” または “1” の情報が高いコントラストで判別可能である。やや波形が変形しているが、その影響はわずかであり、

BER 特性には OSNR ペナルティを与えていない。上記結果は、グリッド幅 100 GHz と設定した時の WSS のスペクトル形状が、40 Gbps で変調された信号を劣化させることなく透過するのに十分平坦であることを意味している。

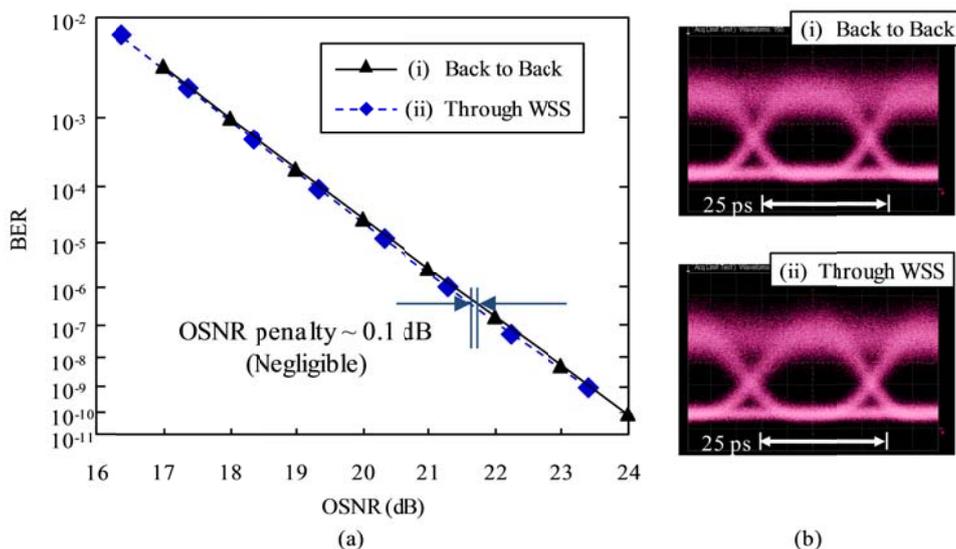


図 5-11 $\sigma=100$ GHz と設定した WSS に 40 Gbit/s の信号を経由した際の、受信器での信号品質の評価。(a) 受信器での OSNR に対する BER 特性 (b) OSNR = 23.4 dB での信号のアイパターン。ここでは下記 2 条件で測定したものを比較している: (i) バック・トゥ・バック接続; (ii) WSS を経由したもの。

5.5 まとめと今後の展望

第 5 章を総括する。本章では多層 AWG と LCOS を用いた WSS を小型化するための構成法を提案・実証した。本 WSS では波長合分波器として多層 AWG が用いられ、LCOS がポート間スイッチングのためのエンジンとして用いられている。LCOS は、多層 AWG の位相誤差を外部補償するためにも用いられており、補償動作によって歩留まりの向上が可能となる。

上記スイッチング動作と位相誤差補償動作の 2 つを行うための方策として第 4 章で提案した WSS の構成法では 2 台の LCOS を必要としており、モジュールのコストとサイズの面で不利であった。本問題を解決するため、本章では WSS 光学系に反射器を用いた折り返し構成を導入することにより、スイッチング動作と位相誤差補償動作の両方を 1 台の LCOS で行っている。試作した WSS 光学系のサイズは $80\text{ mm} \times 100\text{ mm} \times 60\text{ mm}$ であり、第 4 章で述べた LCOS を 2 台必要とする構成と比べて約 40 % のサイズ縮小を達成している。実際に WSS を試作し、多層 AWG の位相誤差の補償実験を行ったところ、導波路層別・偏波モード別に補償することで、挿入損失が 40.0 dB から 29.0 dB にまで低減され、位相誤差が正しく補償されることを明らかにした。また位相誤差が補償された WSS は、隣接チャネルクロストークが -21.0 dB、PDL が 1.5 dB 以下という良好なスペクトルを示しており、40-Gbps の NRZ-OOK 信号を WSS を経由させた場合に信号の

劣化を生じることなく伝送できることを、受信信号の BER 測定とアイパタンの評価から明らかにした。

今回試作した WSS に用いたモノリシック多層 AWG は、導波路層数が 2 層であったため、1×1 ポートの WSS の実証となったが、第 3 章で述べた多層導波路の製造工程を繰り返すことで、より層数の多いモノリシック AWG が今後得られれば、1×10 ポート以上の実用的な WSS が得られることを 5.3 節の計算結果が示している。上記、多ポート、低コスト、小型、高歩留まりな WSS は、次世代型の ROADM を構成するのに非常に有効であると考えられる。

参考文献

- [1] K. Sorimoto, H. Tsuda, H. Ishikawa, T. Hasama, H. Kawashima, K. Kintaka, M. Mori, and H. Uetsuka, "Polarization Insensitive Wavelength Selective Switch Using LCOSs and Monolithically Integrated Multi-layered AWG," *Proc. OECC2010*, 6E2-4, Jul. (2010).
- [2] K. Sorimoto, K. Kintaka, H. Kawashima, M. Mori, T. Hasama, H. Ishikawa, H. Tsuda, and H. Uetsuka, "Phase Error Compensation for Multilayered AWG in LCOS-based WSS," *IEICE Electron. Express*, Vol. 8, No. 24, pp. 2054-2060, Dec. (2011).
- [3] K. Sorimoto, K. Tanizawa, H. Uetsuka, H. Kawashima, M. Mori, T. Hasama, H. Ishikawa, and H. Tsuda, "Compact and Phase-Error-Robust Multilayered AWG-based Wavelength Selective Switch Driven by a Single LCOS," *Optics Express*, Vol. 21, No. 14, pp. 17131-17149, Jul. (2013).
- [4] D. M. Marom, D. T. Neilson, D. S. Greywall, C.-S. Pai, N. R. Basavanthally, V. A. Aksyuk, D. O. López, F. Pardo, M. E. Simon, Y. Low, P. Kolodner, and C. A. Bolle, "Wavelength-Selective 1 x K Switches Using Free-Space Optics and MEMS Micromirrors: Theory, Design, and Implementation," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 23, No. 4, Apr. (2005).
- [5] Y. Ishii, K. Hadama, J. Yamaguchi, Y. Kawajiri, E. Hashimoto, T. Matsuura, F. Shimokawa, "MEMS-based 1x43 Wavelength-Selective Switch with Flat Passband", *Proc. ECOC 2009*, PD1.9, Sep. (2009).
- [6] K. Sorimoto, K. Kintaka, H. Kawashima, M. Mori, T. Hasama, H. Ishikawa, H. Tsuda, and H. Uetsuka, "Fast Aberration-Correcting Algorithm for an SLM-based Optical Switch," *IEICE Electronics Express*, Vol. 7, No. 23, pp. 1728-1734, Dec. 10 (2010).
- [7] N. Kitano, H. Komano, H. Ishikawa, K. Maru, K. Tanaka, S. Kashimura, and H. Mimura, "Spot size converter with vertically tapered waveguide core fabricated by sputter etching," *Jpn. J. Appl. Phys.*, Vol. 47, No. 6, pp. 5278-5280, Jun. (2008).
- [8] A. Sugita, A. Kaneko, K. Okamoto, M. Itoh, A. Himeno, Y. Ohmori, "Very low insertion loss arrayed-waveguide grating with vertically tapered waveguides," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol.12, no.9, pp.1180,1182, Sep. (2000).

第6章 MEMS を用いた可変グリッド WSS

6.1 はじめに

序論で述べたように、次世代型ネットワーク構築のためのキーデバイスである WSS は、一般に波長合分波器(MUX/DEMUX)およびスイッチングエンジンから構成されており、DEMUX で分光した光に対してスイッチングエンジンを用いて波長別にスイッチングを行う。スイッチングエンジンとして代表的なものが、LCOS[1]と、MEMS ミラー[2-4]である。

LCOS はその空間分解能の高さから細かな精度でスイッチングする信号の波長信号を選択することができ、可変グリッド動作[5]に有利であった。しかしながら LCOS は大きな波長依存性を有することから、WSS を構成する際に偏波ダイバーシティ光学系を採用する必要性が生じ、従来の LCOS 型の WSS は大型化する傾向にあった。そのため、第3～5章では多層 AWG を用いた簡素な構成の WSS を提案し、LCOS 特有の柔軟な波面補償機能を用いて AWG の位相誤差を補償することで高機能な WSS を実現した。しかしながら、LCOS はそのスイッチング速度が低速であることから、パススイッチには十分適用可能である一方で、バーストスイッチング等の高速な経路切り替えを必要とする用途には適用できない。現状の技術では、WSS の大規模化が可能でありかつ高速なスイッチングを可能とするスイッチングは MEMS ミラーだけである。そのため本研究では、LCOS 型と MEMS 型の WSS の両方の検討が必要であると考え、本章では MEMS 型 WSS の高機能化を検討する。

従来の MEMS 技術では、可変グリッド動作時におけるミラー間のギャップに由来するスペクトルリップルが原因となり、MEMS ミラーを用いた実用的な性能の可変グリッド型 WSS は得られていなかった。本章ではスロット構造を有する MEMS ミラーを用いた WSS の構成法[6]を提案し、スペクトルリップルの低減のため、スロット構造の最適化を行う。

6.2 従来の MEMS 型 WSS のスペクトルリップル問題

次世代のネットワークでは、WDM 信号は多数のノードを経由し目的地まで伝送される。その経路においては多数の WSS が直列に接続されるため、個々の WSS の透過スペクトルの形状がラウンドトップ状(図 6-1(b))であったり、リップル(図 6-1(c))を有していた場合、WSS を通過する信号は狭帯域化や歪曲化といった望ましくないフィルタリング効果を受ける。伝送路内に接続された WSS の台数に比例して上記フィルタリングの効果は重畳されるため、長距離伝送においては受信器における信号品質が大きく劣化してしまう[7, 8]。このような信号品質の劣化を防ぐため、WSS のスペクトルは図 6-1(a)に示すようなフラットトップ型であることが望まれる。

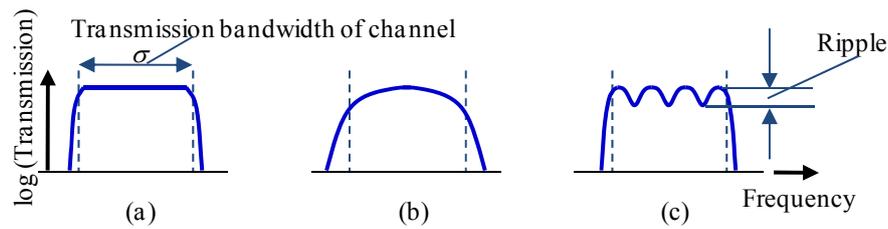


図 6-1 典型的な WSS スペクトル形状の例: (a) 理想的なフラットトップ型スペクトル; (b) ラウンドトップ型スペクトル; (c) リップルを有するスペクトル。

WSS に要求されるもう一つの性能として、WDM 信号の各チャンネルの帯域幅に合わせて透過帯域を動的に変化できる可変グリッド動作機能[5]が挙げられる。1.2-6 項にて述べたように、可変グリッド動作機能を備えた WSS を用いてネットワークを構成した場合、異なる帯域を有する信号を波長多重して伝送することで、周波数利用効率の大幅な向上が可能となる。

上記スペクトルのフラットネスや可変グリッド機能といった運用システムからの要件に加えて、組立コストの観点から WSS は少ない部品点数で構成されることが望ましい。

WSS は主に、スイッチエンジンと波長合分波器から構成される。通常、前者には回折格子・AWG が用いられ、後者には LCOS または MEMS ミラーが用いられる。入力 WDM が波長分波器によって分光され、スイッチエンジン上にスペクトル展開される。

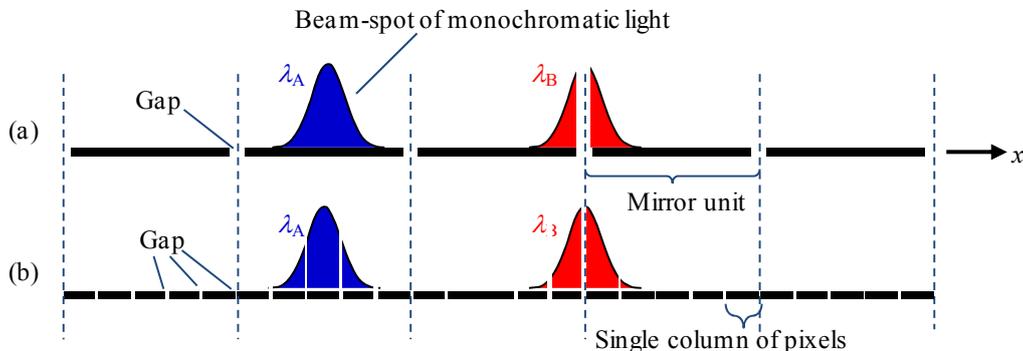


図 6-2 WSS のスイッチングエンジンの構造比較: (a)従来の MEMS ミラー; (b) LCOS。

一般的な MEMS 型 WSS では、図 6-2(a)に示すように、ミラー幅およびミラー間ギャップの幅が単色光のスポットサイズに対して同程度となる。このサイズ制限は MEMS ミラーを作製する際の加工限界から生じる。結果として、MEMS ミラーを用いて WSS を構成した際、スペクトル展開された信号成分のうち、ミラー間のギャップに差ししかかった成分は回折損失により反射時に大きく光パワーが減衰し(λ_B)、一方でミラーの中心に結像する成分は減衰を受けることなく高い反射率でスイッチングされる(λ_A)。そのため、可変グリッド動作のために隣接する複数のミラーを同じ角度で傾けた際、上記信号成分によるパワー差がスペクトルリップルとなる。

上記に対し LCOS 型の WSS では、図 6-2(b)に示すようにピクセルサイズとピクセル間ギャップ幅を単色光のスポットサイズに比べて十分小さく形成可能であるため、波長に対応したビームの

結像位置が変化した場合にも、反射率の変化がほとんどない。すなわち、スペクトルリップルがほとんど生じない。

上記ミラー間ギャップに起因するリップル問題が阻害要因となり、従来の MEMS を用いた可変グリッド型の WSS は実現されていなかった。MEMS 型 WSS のミラー間ギャップに由来するスペクトルリップルを低減するためのアイデアが Cohen らによって 2012 年に提案されている[9]。このアイデアでは、『MEMS ミラーの表面にスロット状の無反射領域を設け、スロット構造に差し掛かる光信号成分の意図的に減衰させることで、ギャップ部／非ギャップ部での反射率差が補償され、ミラー全体の反射率が均一化される』としている。しかしながら、スペクトルの矩形度・許容リップルの量・可変グリッド動作時のグリッド可変粒度といった性能に関する通信システムの要件を満たすための最適なスロット構造は明らかになっていない。そこで本章では、実用的なシステム要件にもとづき、ミラー構造の最適化を行う。

6.3 スロット構造を有する MEMS を用いた WSS の構成および動作原理

図 6-3(a)に一般的な MEMS ミラーを用いた WSS の構成を示す。MEMS ミラーアレイと回折格子がレンズのフーリエ面に置かれている。I/O ファイバアレイのうちの 1 本に入力された WDM 信号は、回折格子を通過することによって MEMS ミラー上にスペクトル展開される。すなわち、 x 方向の単色項光の結像位置 $x_f(\lambda)$ は信号光の波長 λ に依存する。ここで MEMS ミラーを選択的に傾けることによって、任意の波長成分を任意の出力ポートにスイッチングすることができる。また同じ出力ポートに光線を偏向する隣接ミラーの枚数を調整することで、チャンネルのグリッド幅 σ を、有限な粒度 $\Delta\nu$ で変化させることができる。従来の MEMS ミラーを用いて上記可変グリッド動作を行う際、ミラーギャップに当たる波長成分(λ_B)と、ミラー中央に当たる波長成分(λ_A)との間の反射率の差が図 6-4(a)に示すようなスペクトルリップルとなって現れていた。

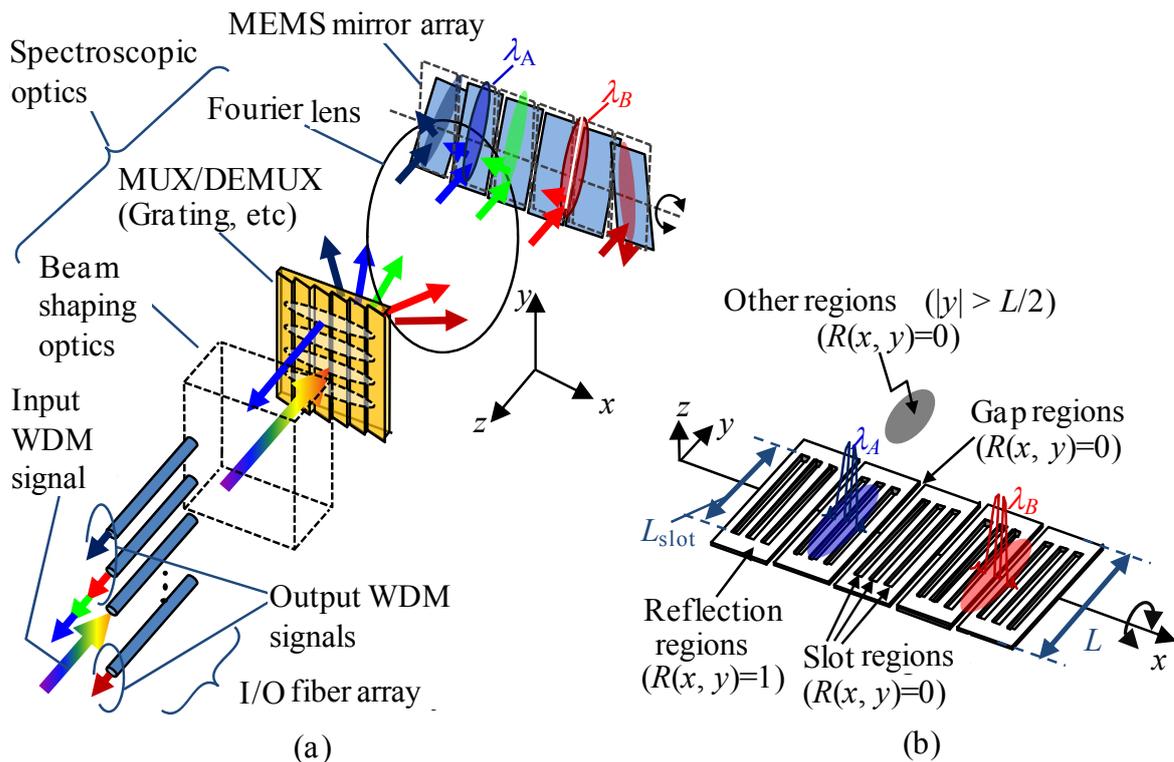


図 6-3 MEMS ミラー型 WSS: (a) 回折格子を用いた典型的な WSS の構成法; (b) スロット構造を有する MEMS ミラーアレイ。

本章の提案する WSS では、図 6-3(b)に示すようなスロット構造を有する MEMS ミラーアレイを導入する。 N 本のスロット状の無反射領域が MEMS アレイを構成する各ミラーの表面にエッチングによって形成されている。これらスロット領域は意図的にミラー上のビームプロファイルを変形し、反射率を減衰させる機能を果たす。スロット構造の導入により、ギャップ領域とスロット領域での回折損失の量が x 方向のビーム結像位置によらず、ほぼ一定値となる。すなわちスペクトルリップルが抑圧される。ここで、すべてのスロット幅は、図 6-4(b)に示すようにミラー間ギャップ幅と等しい幅で作製されることが望ましく、またすべてのスロットの配置間隔 (ギャップとスロットとの間隔も含む) は等しく配列されることが望ましい。その理由は、仮に図 6-4(c)に示すようにギャップ、スロットの幅や間隔を不均等とした場合には、反射領域の空間密度が一様でなくなってしまう、結果として余計にリップルを生じてしまうためである。

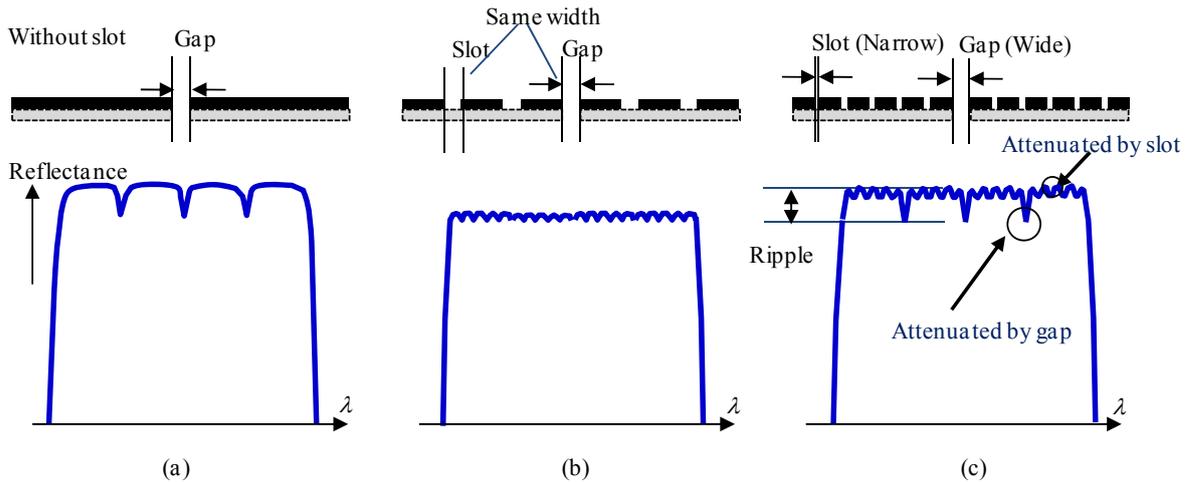


図 6-4 ギャップ・スロット構造によるスペクトルリップルへの影響: (a) 従来の MEMS ミラー (スロット構造なし); (b) ギャップ幅とスロット幅が等しく設計されていた場合; (c) ギャップ幅とスロット幅が不均等に設計されていた場合。

6.4 リップル補償のためのスロット構造最適化

6.4-1 シミュレーションモデル

ここではスロット構造がスペクトルリップルに与える影響を計算するためのシミュレーションモデルについて述べる。

回折格子およびレンズに対し薄肉近似を適用すると、 x 方向のビーム結像位置 $x_f(\lambda)$ は、

$$x_f(\lambda) = (m/d)F(\lambda - \lambda_{\text{center}}) \quad (6-1)$$

と表すことができる。ここで m は回折格子の回折次数、 d は回折格子の刻線間隔である。 F はフーリエレンズの焦点距離を表す。 λ_{center} は回折格子の中心波長である。 j 番目の単位ミラーにおけるミラー間ピッチ W_j は、入力光の周波数を $\Delta\nu$ 変化させた時のビーム移動量に相当する。 W_j は、

$$W_j = (m/d)F \frac{\Delta\nu}{c} \lambda_j^2 \quad (6-2)$$

となる。ここで c は真空中での光速であり、 λ_j は j 番目の単位ミラーの中央に結像される光の波長である。WSS が C-バンド帯 ($\lambda_j = 1529.9 \text{ nm} \sim 1565.1 \text{ nm} \cong \lambda_{\text{center}}$) での用途に設計される場合、 W_j はつぎのように近似される。

$$W_j \cong W = (m/d)F \frac{\Delta\nu}{c} \lambda_{\text{center}}^2 \quad (6-3)$$

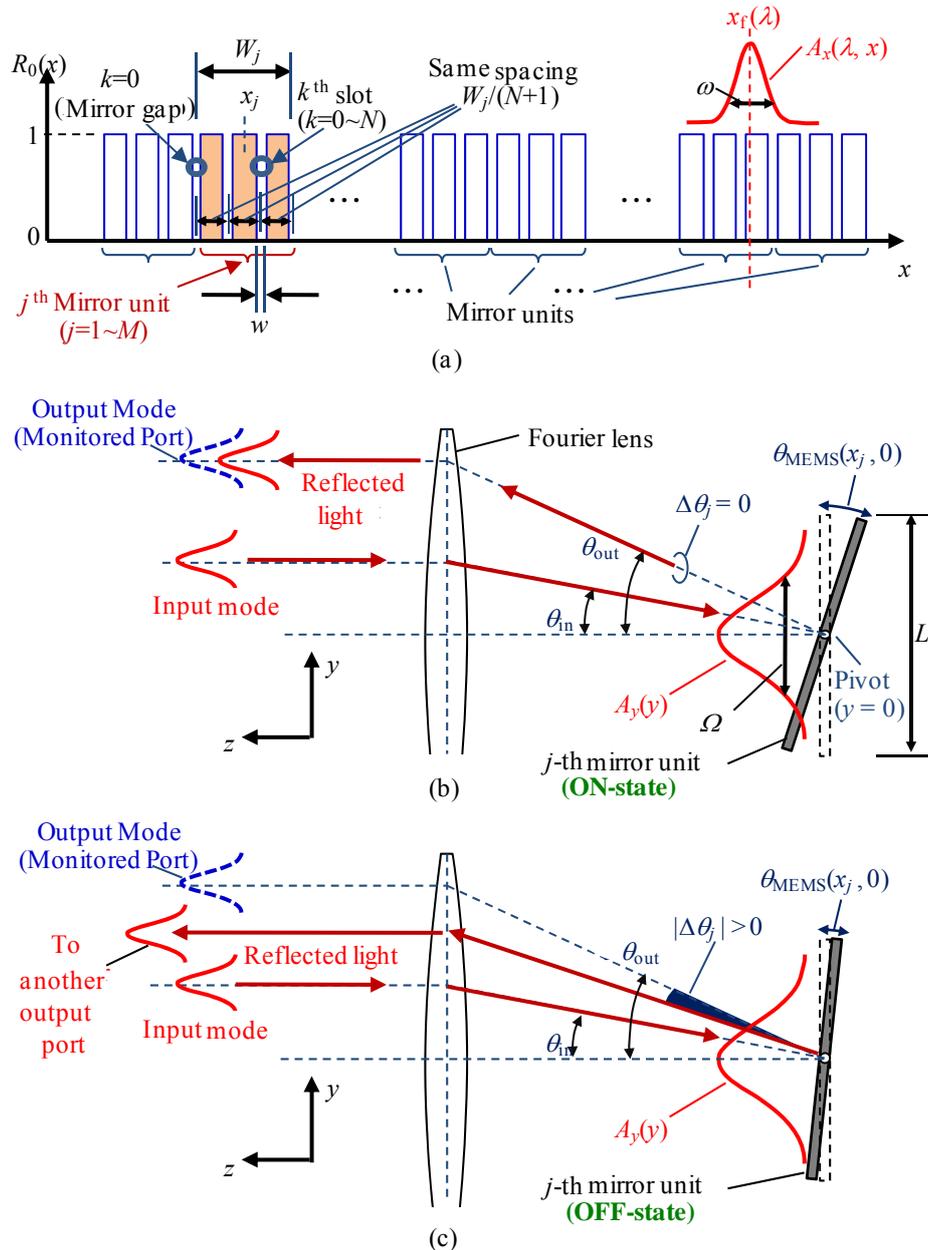


図 6-5 MEMS ミラーの構造および MEMS 近傍での光波の振る舞い: (a) スロット構造を有する MEMS ミラーの反射率プロファイル $R_0(x)$ と、単色光の x 方向の振幅プロファイル $A_x(x, \lambda)$; (b)(c) y - z 断面における MEMS ミラーの構造と、MEMS 上での y 方向の光振幅 $A_y(y)$: (b) 出力ポートにスイッチングされた状態 (ON 状態); (c) 別の出力ポートにスイッチングされた状態(OFF 状態)。

WSS スペクトル $S(\lambda)$ を、入力ポートからある 1 出力ポートへの光パワー透過率と定義する。 $S(\lambda)$ は、MEMS ミラー表面において、入力ファイバモードと出力ファイバとの重なり積分を実行することによって計算できる[7]。分光光学系(MUX/DEMUX)においては損失が生じず、また MEMS ミラー上での単色光のプロファイルがガウシアン状であり、ビームの中心がミラーのピボット ($y=0$)上にあると近似すると、各入出力モードおよび $S(\lambda)$ はつぎのように表される。

$$S(\lambda) = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E_{\text{in}}(x, y, \lambda) E_{\text{out}}(x, y, \lambda) \sqrt{R(x, y)} \exp\{-i(2\pi/\lambda) \sin[2\theta_{\text{MEMS}}(x)] y\} dx dy \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |E_{\text{in}}|^2 dx dy \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |E_{\text{out}}|^2 dx dy}, \quad (6-4)$$

$$E_{\text{in}}(x, y, \lambda) = A_x(x, \lambda) A_y(y) \exp\{i(2\pi/\lambda) \sin \theta_{\text{in}} y\}, \quad (6-5)$$

$$E_{\text{out}}(x, y, \lambda) = A_x(x, \lambda) A_y(y) \exp\{i(2\pi/\lambda) \sin \theta_{\text{out}} y\}, \quad (6-6)$$

$$A_x(x, \lambda) = \exp\left[-(x - x_f(\lambda))^2 / (\omega/2)^2\right], \quad (6-7)$$

$$A_y(y) = \exp\left[-y^2 / (\Omega/2)^2\right]. \quad (6-8)$$

$\theta_{\text{MEMS}}(x)$ は各位置におけるミラーの傾きを表している。 $E_{\text{in}}(x, y, \lambda)$ および $E_{\text{out}}(x, y, \lambda)$ は、それぞれ入力ファイバと、着目している出力ファイバの導波モードに対応する MEMS ミラー上の像の複素振幅プロファイルを表している。複素振幅 $E_{\text{in}}(x, y, \lambda)$ および $E_{\text{out}}(x, y, \lambda)$ の振幅項は同形状をしており、共に 2次元ガウシアン状のプロファイルを有している。 $A_x(x, \lambda)$ および $A_y(y)$ は上記共通の振幅項の、 x -方向プロファイルと y -方向プロファイルをそれぞれ表している。 ω および Ω は、MEMS 上に形成される像の x -および y -方向スポットサイズをそれぞれ表している。 ω と Ω は図 6-3(a)にあるようなビーム整形光学系を用いることで、独立して設計が可能であり、 x 方向と y 方向とで非対称な形状にできる。 θ_{in} および θ_{out} は、それぞれ MEMS ミラー表面を基準として、入力ポートおよび出力ポートへ向かう光路の進行角を表す(図 6-5(b) (c)参照)。 $R(x, y)$ は MEMS アレイ上の強度反射率の分布を表している。 $y=0$ 上での $R(x, y)$ の一次元の反射率プロファイル ($R(x, 0) \equiv R_0(x)$) を図 6-5(a)に示す。簡単のため、MEMS アレイの反射領域(スロットやギャップ以外の領域)の強度反射率を 100% とし、ギャップ・スロット領域の強度反射率を 0 とした。MEMS デバイスのうち、ミラーアレイ以外の外周部分 ($|y| > L/2$) も無反射 ($R(x, y) = 0$) として扱った(図 6-3(b)参照)。MEMS 開口によるケラレ損失を低減するため、 y -方向のミラー長 L は、スポットサイズ Ω に対して十分に長く設定されるのが良い。

ここで、(6-4)~(6-6)式の正弦関数に対し小角近似を適用すると ($\{\theta_{\text{in}}, \theta_{\text{out}}, \theta_{\text{MEMS}}\} \cong 0$)、 $S(\lambda)$ はつぎのように書き換えられる。

$$S(\lambda) \cong \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} A_x^2(x, \lambda) A_y^2(y) \sqrt{R(x, y)} \exp[i(2\pi/\lambda) \{\theta_{\text{in}} + \theta_{\text{out}} - 2\theta_{\text{MEMS}}(x, y)\} y] dx dy \right|^2}{\left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} A_x^2(x, \lambda) A_y^2(y) dx dy \right\}^2}. \quad (6-9)$$

ここで(6-9)式に対し、以下の2つのさらなる近似を適用する: ①スロットの y -方向の長さ L_{slot} がミラー長 L と同程度に長く、スポットサイズ Ω よりも十分に長い場合 ($L \sim L_{\text{slot}} \gg \Omega$)、反射率 ρ

ロファイル $R(x, y)$ は y -方向について一様なものとして扱ってよい ($R(x, y) \sim R_0(x)$)。② 1枚の単位ミラーのみに着目すると ($x_j - W/2 \leq x \leq x_j + W/2$, かつ $-L/2 \leq y \leq L/2$ の領域)、 $\theta_{\text{MEMS}}(x, y)$ は x や y に依存せず、定数となる ($\theta_{\text{MEMS}}(x, y) = \theta_{\text{MEMS}}(x_j)$)。ここで、 x_j は j 番目の単位ミラーの中央位置である (図 6-5(a) 参照)。以上の近似を用いることで (6-9) 式は下記のように変形される。

$$S(\lambda) \cong \frac{\left| \sum_{j=1}^M \left\{ \int_{x_j - W/2}^{x_j + W/2} E_x^2(x, \lambda) \sqrt{R_0(x)} dx \int_{-L/2}^{L/2} E_y^2(y) \exp\{i(2\pi/\lambda)\Delta\theta_j y\} dy \right\} \right|^2}{\left(\sqrt{\frac{\pi}{8}} \omega \right)^2 \left(\sqrt{\frac{\pi}{8}} \Omega \right)^2}, \quad (6-10)$$

$$\Delta\theta_j = \theta_{\text{in}} + \theta_{\text{out}} - 2\theta_{\text{MEMS}}(x_j). \quad (6-11)$$

ここで、 M は MEMS アレイを構成する単位ミラーの総数である。 $\Delta\theta_j$ は図 6-5(b)(c) に示すように、 j 番目の MEMS ミラーを反射した光の進路と、MEMS からモニタしているポートへと向かう光線の進路との間の角度差である。(6-10) 式において、前半の積分の実行結果は実数となる。これは、 $E_x(x, \lambda)$ 、 $R(x)$ の両方が実数関数であるためである。後半の積分項もまた、実数となる。この性質は、下記被積分関数の対称性により得られている：被積分関数の振幅項 $E_y^2(y)$ が偶関数となっており、位相項 $(2\pi/\lambda)\Delta\theta_j y$ が奇関数であるため、対称な区間 ($y = -L/2 \sim L/2$) で積分を実行すると、積分値の虚数項の正負が相殺され 0 となるためである。よって、(6-10) 式の分子にある絶対値記号は外しても良い。これにより、 $S(\lambda)$ は以下のように書き換えられる。

$$S(\lambda) \cong \left[\sum_{j=1}^M \left\{ Q_j \int_{x_j - W/2}^{x_j + W/2} E_x^2(x, \lambda) \sqrt{R_0(x)} dx \right\} \right]^2 / \left(\sqrt{\frac{\pi}{8}} \omega \right)^2, \quad (6-12)$$

$$Q_j = \int_0^{L/2} 2E_y^2(y) \cos\{(2\pi/\lambda)\Delta\theta_j y\} dy / \left(\sqrt{\frac{\pi}{8}} \Omega \right), \quad (6-13)$$

$$\begin{cases} Q_j \cong 1 & (\Delta\theta_j = 0), \\ 1 > Q_j > 0 & (|\Delta\theta_j| > 0), \\ Q_j \cong 0 & (|\Delta\theta_j| \gg \frac{4\lambda}{\pi\Omega}). \end{cases} \quad (6-14)$$

ここで、 Q_j は実数の重み付け係数であり、 j 番目の単位ミラーの傾きの状態を表すパラメータである：すなわち Q_j は、ミラーが ON 状態 (単位ミラーからの反射光がモニタしている出力ポートにスイッチングされている ($\Delta\theta_j = 0$)) であるか、あるいは OFF 状態 (反射光が別の出力ポートにスイッチングされている ($|\Delta\theta_j| > 0$)) を表す (図 6-5(b)(c) 参照)。各出力ポートが十分に隣接するポートと空間的に分離されている場合 ($|\Delta\theta_j| \gg 4\lambda/(\pi\Omega)$)、OFF 状態のミラーからの迷光がモニタ出力へ結合する量は無視してよい [7]。その場合 (6-14) 式より、 Q_j は ON 状態の単位ミラーについては $Q_j = 1$ となり、OFF 状態の単位ミラーについては $Q_j \cong 0$ と近似可能である。上記ポート間の

空間分離度 $4\lambda(\pi\Omega)^{-1}$ では、変数となっているパラメータが y 方向のスポットサイズ Ω のみであり、 x 方向の設計とは関係なく独立して調整できる。そのため、 Q_j に上記近似を用いることで、(6-12) 式より、 $S(\lambda)$ の計算は x 方向のみに関する 1 次元問題として扱うことができる。

ここまで述べてきた多数のパラメータのうち、WSS のスペクトル $S(\lambda)$ を決定するパラメータは ω/W , w/W , and N の 3 変数のみであることがわかる。これら 3 つのパラメータが独立変数である理由と、スポットサイズ・スロット幅を W で規格化して議論してよい理由は下記による: ① $\Delta\nu$ と λ_{center} の要求値が与えられれば、(6-1)(6-3) 式より分光された単色光の結像位置のミラーに対する相対位置 $x_f(\lambda)/W$ は、他の設計に影響されない; ② ミラー構造 $R_0(x)$ とビームプロファイル $E_s(x)$ が等しい相似比でスケールした場合、同じ $S(\lambda)$ の値が計算される (例えば、 $\{\omega, w, W, N\} = \{10 \mu\text{m}, 1 \mu\text{m}, 50 \mu\text{m}, 2\}$ とした WSS の設計と、 $\{\omega, w, W, N\} = \{20 \mu\text{m}, 2 \mu\text{m}, 100 \mu\text{m}, 2\}$ とした別の設計では、同じスペクトル特性が得られる)。上記 2 つの理由から、 ω/W , w/W , and N の 3 変数を最適化すれば良い。

6.4-2 通信システムから求められる WSS の性能

スロット構造を有する MEMS ミラーを実用的な WSS に応用することを考え、表 6-1 に示すような性能目標を定めた。WSS のスペクトル波形の矩形度は、 $\sigma = 50 \text{ GHz}$ と設定した場合の 20-dB 透過帯域幅によって評価している。表 1 に示した値の 20-dB 透過帯域幅の値は、約 30~32 台の WSS の伝送路内に直列接続される 2000 km 級の長距離伝送の際に、高い信号品質にて信号の受信を行うために必要とされる値である [7, 8]。これに加えて、文献[5]では、『可変グリッド動作時の周波数粒度として、 $\Delta\nu = 12.5 \text{ GHz}$ が最適である』としている。上記粒度の値は、可変グリッドを導入することによる運用システムの複雑化と周波数利用効率の向上がトレードオフの関係にあることを考慮して選ばれている。

表 6-1 WSS 1 台あたりの性能目標。

Parameters	許容値	文献
スペクトルリップルの量	< 0.017 dB	[8]
スペクトルの矩形度 ($\sigma = 50 \text{ GHz}$ で動作時の 20-dB 透過帯域)	< 56.5 GHz	[7]
可変グリッド動作時のグリッド幅可変粒度, $\Delta\nu$	12.5 GHz	[5]

6.4-3 ミラー構造の最適化

1) スペクトルの計算例

表 6-1 に示した通信システムの要件を考慮した性能目標を満たすため、スロットおよびギャップの構造の最適化を行う。図 6-6 は WSS を可変グリッド動作させた場合のスペクトルの計算例を示している。ここでは、WSS のチャンネルの透過帯域幅 σ が 50 to 75 GHz の範囲で、12.5 GHz の周波数粒度で変動している。中心波長 λ_{center} は 1547.3 nm と設定されている。スロットおよびギャップの幅 w , は $0.1W$ に固定している。図 6-6(a) は、単色光のスポットサイズがミラー幅に対して比較的大きい場合 ($\omega = 0.8W$) を示している。スロット構造を有していない従来の MEMS ミラー

($N=0$)を用いた場合、リップルの振動幅は約 1.75 dB であり、性能目標としている 0.017 dB を大きく上回っていることから、従来の MEMS ミラーは実用的な可変グリッド WSS の用途には適していないことが分かる。一方で、単位ミラー当たりのスロット数 N を増やしていくに従い、数 dB の僅かな損失ペナルティと引き換えにリップル量が劇的に低減しているのが分かる。

一方で図 6-6(b)では、(a)での条件よりもスポットサイズがやや狭い ($\omega=0.4W$) 場合のスペクトルの計算結果を示している。スポットサイズが小さくなったことで波長分解能が上がり、スペクトル矩形度の指標である 20-dB 帯域幅が図 6-6(a)のものに比べて良好な結果を示している。しかしその反面、リップル量は増加している。これはリップル量と 20-dB 透過帯域幅とがトレードオフの関係にあり、これらの値がパラメータ ω/W に依存することを示している。

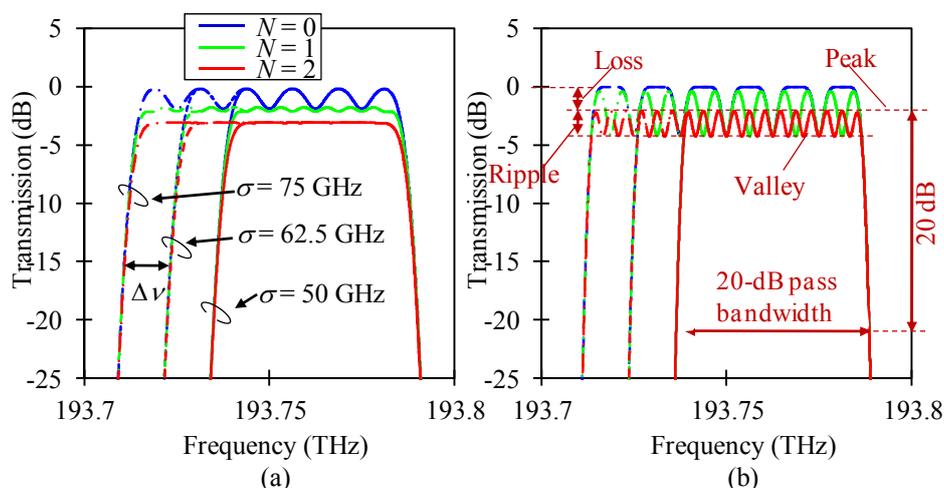


図 6-6 可変グリッド動作時($\sigma=50\sim75$ GHz、 $\Delta\nu=12.5$ GHz)の MEMS 型 WSS の透過スペクトルの計算例。(a) 単色光のスポットサイズが比較的大きい場合 ($\omega=0.8W$). (b) 単色光のスポットサイズが比較的小さい場合 ($\omega=0.4W$). (a)(b)いずれの計算例においても、ギャップ・スロット幅 w は $0.1W$ に固定している。

2) スポットサイズの最適化

まず最適な ω/W の値を決定するために、20-dB 透過帯域幅の ω/W に対する依存性を評価した。図 6-7 に σ を 50 GHz と設定した時の 20-dB 透過帯域幅 を ω/W を変数としてプロットしている。図 6-7 では、様々な構造の MEMS ミラー($N=0\sim3$ 、 $w=0\sim0.2W$) についての計算結果を重ねてプロットしている。上記計算結果では、すべての曲線が近接してプロットされていることから、20-dB 透過帯域幅は MEMS ミラーの構造(スロットの幅や数)には大きく影響されず、変数 ω/W のみによって決定されることを示している。図 6-7 の計算結果と、表 6-1 にて示した目標の 20-dB 帯域幅が 56.5 GHz であることを考慮すると、MEMS 上での単色光のスポットサイズは $\omega < 0.8W$ を満たしている必要がある。しかし、 ω を小さくするほど、図 6-6(b)に見られるようにリップル量が増加することが分かっている。上記 2 条件を考慮し、最適なスポットサイズを、 $\omega=0.8W$ と決定した。

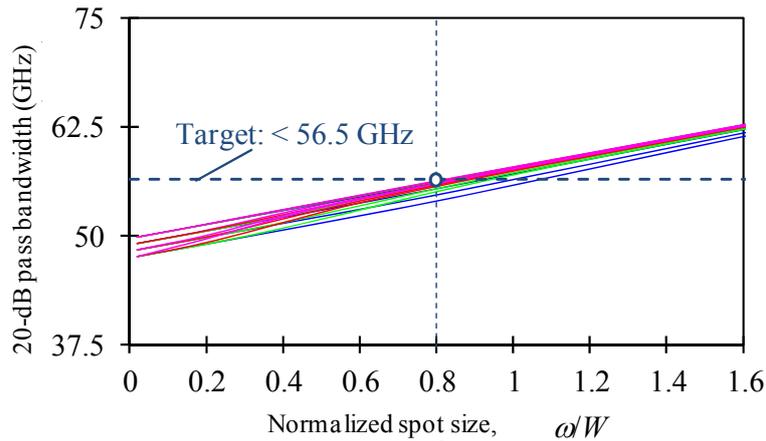


図 6-7 $\sigma = 50\text{ GHz}$ と設定した場合の WSS の 20-dB 透過帯域幅の計算例。複数の異なる構造のミラー ($N = \{0, 1, 2, 3\}$ 、 $w/W = \{0, 0.05, 0.1, 0.15, 0.2\}$) について計算結果が重ねてプロットされている。

3) ギャップ・スロット幅とスロット数の最適化

次に、最適なミラー構造を示すパラメータである w/W と N を決定するために、リップルと挿入損失特性の評価を行った。図 6-8(a) はリップル量の、スロット幅 w とスロット数 N に対する依存性を示している。ここでスポットサイズ ω は、上記 6.4-3 項 2) にて求めた最適な値である $0.8W$ に固定している。スロット数 N を増加し、スロット・ギャップ幅 w を狭くすることで、リップル量が大幅に減少していることがわかる。作製することのできる最小のスロット幅は MEMS の製造プロセス上の制約から有限となる。上記を考慮すると、 $N=0$ または $N=1$ といったミラー構造では、作製不可能であるほど極めて幅の狭いスロットが必要であることが図 6-8(a) の計算結果から読み取れるため実用的ではない。そのため、比較的作製しやすいスロット幅の解がある $N \geq 2$ が実用的な条件であると考え。例えば、 $N=2$ のスロット構造を有する MEMS ミラーを用いて WSS を構成した場合、スロット幅を $w/W < 0.15$ となるよう設計すれば、目標としているリップル量である 0.017 dB 以下を達成することができる。図 6-8(b) は WSS の挿入損失性能を w/W と N の関数として示したものである。ここで、WSS の挿入損失は、図 6-6(b) にあるような $\sigma = 50\text{ GHz}$ と設定してスイッチングを行った際のスペクトルのパワー最大値として定義している。図 6-8(b) より挿入損失を低減するためには、可能な限りスロットの数を少なくし、スロットやギャップの幅を狭くするのが良いことがわかる。現実的に構成可能な MEMS 構造や WSS モジュールのサイズを考慮すると、 $w = 0.04W$ 、かつ $N=2$ の設計が最適である。例えばミラーピッチ $W = 50\text{ }\mu\text{m}$ 、スロット数 $N=2$ 、スロット幅 $w = 2\text{ }\mu\text{m}$ として MEMS ミラーを用いれば、従来のスロット構造を有していない MEMS ミラー ($N=0$) を用いて WSS を構成した場合と比べてわずか 1.05 dB の損失ペナルティしか発生しない。上記スロット MEMS を用いた WSS において、単色光のスポットサイズを $\omega = 40\text{ }\mu\text{m}$ とし、フーリエレンズの焦点距離を $F = 200\text{ mm}$ とし、 $m/d = 2.5\text{ }\mu\text{m}^{-1}$ の回折格子を用いれば、スペクトルリップルは 0.004 dB となり、無視出来る程度に小さい。本章における MEMS 構造の最適化結果により、これまではスペクトルリップルが原因となり実現が困難であるとされていた MEMS を用いた可変グリッド WSS の実現可能性が示された。

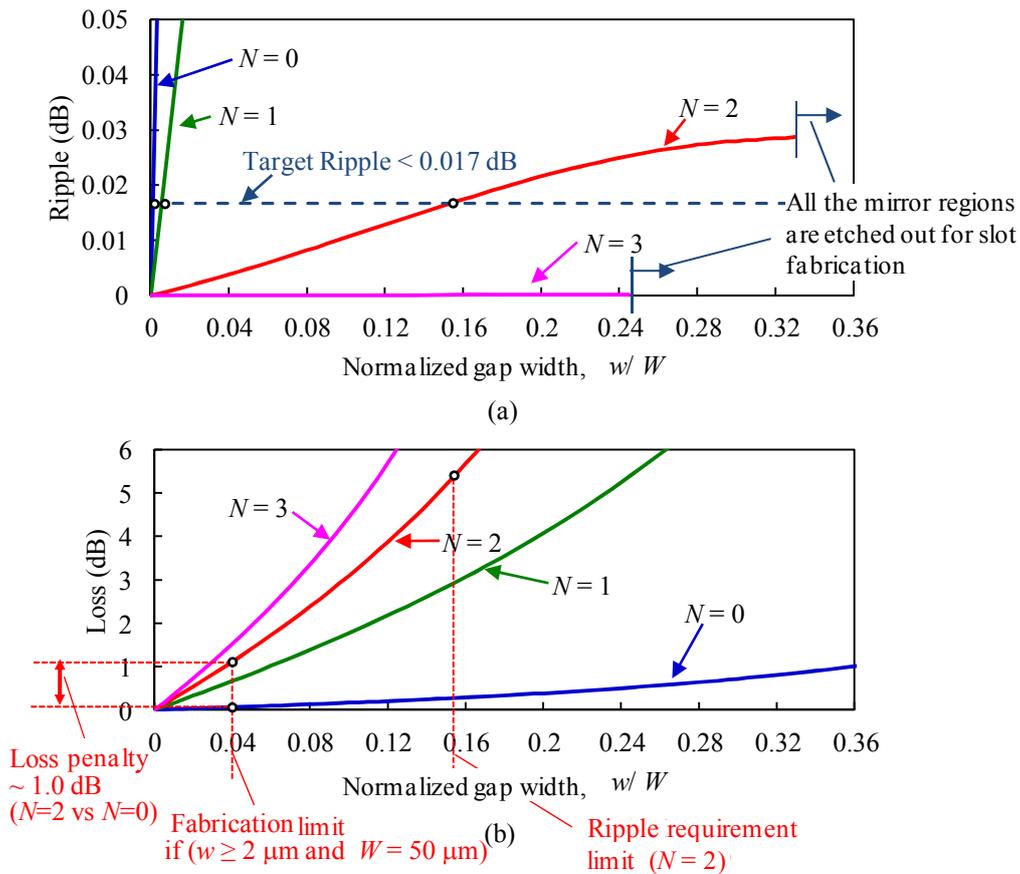


図 6-8 MEMS 型 WSS の (a) リップル量と、 (b) 挿入損失の、スロット幅とスロット数依存性。

6.5 まとめと今後の展望

第 6 章を総括する。本章ではスロット構造を有する MEMS ミラーを用いた可変グリッド型 WSS の構成を提案した。MEMS ミラーの表面にエッチングによって形成されたスロット構造が MEMS ミラー上の分光像のビームプロファイルを意図的に歪曲化することで、ミラー全体での反射率が均一化される。その結果、従来の MEMS ミラーを用いた WSS では問題となっていたミラー間ギャップにおける回折損失に由来する可変グリッド動作時のスペクトルリップルが補償され、平坦なスペクトルが得られる。本章では、実用的な可変グリッド WDM システムで必要とされる、周波数粒度 12.5 GHz でグリッド幅が調整可能な可変グリッド WSS の実現を目指し、ミラーの構造を最適化した。ガウシアンビーム結合理論に基づく WSS の透過特性シミュレーションにより、最適化された MEMS ミラーを用いて WSS を構成すれば、リップル量が僅か 0.004 dB という極めて良好な性能が得られることを明らかにした。チャンネルの透過帯域幅を 50 GHz と設定した際の 20-dB 透過帯域幅は 56.2 GHz と十分矩形なスペクトル形状を示しており、従来の MEMS ミラーを用いて WSS を構成した場合と比べて、スロット構造を導入したことによる損失ペナルティは僅か 1.05 dB であった。本手法を用いることで実用的な可変グリッド WSS が得られることを示し

ている。

MEMS ミラーは偏光依存性が小さいデバイスであるため、本研究で提案する MEMS ミラーを用いて WSS 構成すれば、偏波ダイバーシティ光学系が不要な小型かつ組み立て容易な WSS が得られる可能性がある。また、本章で提案する MEMS ミラーを用いた WSS は、図 6-3(a)ではバルク回折格子を用いて構成しているように描かれているが、バルク回折格子の代わりに 3 章で提案した多層 AWG を用いて WSS を構成することも可能である。その場合、上述した低リップル性能を有しながら、バルク回折格子を用いた場合よりも小型かつ簡素な構成の WSS モジュールの実現が期待される。ただし、MEMS ミラーは LCOS のように柔軟な波面補償が出来ないため、多層 AWG の作製プロセスの精度を向上し、位相誤差を十分に低減する必要がある。AWG の位相誤差はモノリシック方式のプロセスにおける加熱冷却工程における導波路内部応力の蓄積によるものと考えられるので、応力を緩和するため、例えば導波路材料である石英を低融点化するような物質をドーピングなどの工夫を行うことで改善される可能性がある。

参考文献

- [1] G. Baxter, S. Frisken, D. Abakoumov, H. Zhou, I. Clarke, A. Bartos, and S. Poole, “Highly Programmable Wavelength Selective Switch Based on Liquid Crystal on Silicon Switching Elements,” *Proc. OFC/NFOEC 2006*, OTuF2, Mar. (2006).
- [2] Y. Ishii, K. Hadama, J. Yamaguchi, Y. Kawajiri, E. Hashimoto, T. Matsuura, F. Shimokawa, “MEMS-based 1x43 Wavelength-Selective Switch with Flat Passband”, *Proc. ECOC 2009*, PD1.9, Sep. (2009).
- [3] S. Li, Z. Wan, J. Xu, S. Zhong, and Y. Wu, “Wavelength-Selective Switch Based on a Polarization-Independent Transmission Grating and a High Fill-Factor Micromirror Array,” *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 23, No. 17, Sep. (2011).
- [4] D. M. Marom, D. T. Neilson, D. S. Greywall, C.-S. Pai, N. R. Basavanthally, V. A. Aksyuk, D. O. López, F. Pardo, M. E. Simon, Y. Low, P. Kolodner, and C. A. Bolle, “Wavelength-Selective 1 x K Switches Using Free-Space Optics and MEMS Micromirrors: Theory, Design, and Implementation,” *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 23, No. 4, Apr. (2005).
- [5] S. Poole, S. Frisken, M. Roelens, C. Cameron, “Bandwidth-flexible ROADMs as Network Elements,” *Proc. OFC/NFOEC2011*, OTuE1, Mar. (2011).
- [6] K. Sorimoto, H. Kawashima, M. Mori, T. Hasama, H. Ishikawa, H. Tsuda, and H. Uetsuka, “MEMS Mirror with Slot Structures Suitable for Flexible-grid WSS”, *IEICE Electronics Express*, Vol. 10, No. 3, pp. 20120924, (2013).
- [7] P. Wall, P. Colbourne, C. Reimer, and S. McLaughlin, “WSS Switching Engine Technologies,” *Proc. OFC/NFOEC 2008*, OWC1, Feb. (2008).
- [8] M. D. Feuer, D. C. Kilper, and S. L. Woodward, “ROADMs and their system applications,” in *Optical Fiber Telecommunications V B*, Chap. 8, pp. 293-343, Academic Press, MA, USA (2008).
- [9] G. Cohen, Y. Corem, R. Harel, “WSS with Pixel gap Compensation,” *US Patent*, No. 2012/0019893 A1, Jan. (2012).

第7章 結論

近年爆発的に増加を続ける情報トラフィック需要に応えるため、次世代のネットワークでは柔軟に光信号の経路を切り替え、大容量情報を扱うことが可能な CDC-(Colorless, Directionless, and Contentionless) ROADM の導入が不可欠である。本研究では、CDC-ROADM を構築するためのキーデバイスである空間スイッチと波長選択スイッチ(WSS)について、小型性・低損失性・偏光無依存性・可変グリッド機能などの高機能性を付与するためのさまざまな構成法を提案し、設計手法の確立のための検討を行った。本論文では以下のような構成で研究成果をまとめた。

第2章: LCOS を用いた空間スイッチの高速な収差補償法の検討

第3章: 多層 AWG と LCOS を用いた WSS

第4章: 多層 AWG と LCOS を用いた WSS の偏光無依存化と AWG の位相誤差補償法の検討

第5章: 多層 AWG と LCOS を用いた WSS の小型化の検討

第6章: MEMS ミラーを用いた可変グリッド WSS

本章では研究の結論と今後の展望を述べる。

第2章では LCOS とファイバアレイを用いた空間スイッチを提案し、その挿入損失を低減するために LCOS を用いて光学系の収差を高速に補償する手法を提案した。本手法では収差を補償するための位相パターンを Zernike 多項式で展開し、損失を最小化する最適な Zernike 係数の組み合わせを PSO アルゴリズムに従った試行錯誤型の演算により導出した。従来一般的なアルゴリズムを用いて最適化を行った場合には、最適化変数の数が課題であるために収束の過程において局所解にトラップされてしまうことが頻繁に起き、光スイッチのカリブレーションに膨大な時間を要していたことが問題であった。これを解決するため、本研究ではまず統計的解析により、局所解において低次モード係数と高次モード係数の間に線形な相関があることを明らかにした。続いて上記相関性質を考慮し、最適化に必要な変数量を削減した新規な突然変異オペレータを PSO に対して導入することで、局所解にトラップされる確率が大幅に減少し、従来型 PSO に比べ2倍以上高速に大局解へと収束することを明らかにした。本手法は次世代の柔軟なネットワークの構築に必要なとされる光スイッチの低損失化・低コスト化に有効な技術である。

本研究では最適化アルゴリズムの一種である PSO 法を用いてレンズ収差の高速補償を実証した。PSO の他にも Simulated Annealing 法や Simplex 法など多数の汎用最適化アルゴリズムが開発されており、突然変異オペレータを導入できるアルゴリズムであれば本研究の提案する手法が適用できる可能性がある。よって今後、ベースとなるアルゴリズムの種類を検討することにより、より高速な空間スイッチのカリブレーションが実現される可能性がある。

第3章では多層 AWG と LCOS を用いた WSS を提案した。まず WSS の光学系における光波の振る舞いをガウシアンビーム伝搬側と光波結合理論を用いて記述し、多層 AWG・LCOS・レンズ

の設計パラメータと WSS の性能との因果関係を明らかにした。また、WSS のポート数は多層 AWG に含まれる導波路層数で決定し、低損失に WSS を構成するためには多層 AWG の導波路層間の平行度精度の厳密な制御が必要であることを明らかにした。次に低損失・多ポートな WSS を得るための多層 AWG の作製手法として、①樹脂によって導波路基板を貼り合わせる手法(スタッキング方式)、②単一基板上に多層 AWG をモノリシック集積する手法(モノリシック方式)、の二つの作製手法を提案した。

①のスタッキング方式では試作の結果、基板平行度 $\pm 0.9\mu\text{m}$ 以内という極めて良好な作製精度の多層 AWG が得られており、スタッキング方式により作製された多層 AWG はシリンドリカルレンズアレイと併用することで 1×10 規模の多ポートな WSS が得られることを明らかにした。マイクロレンズと多層 AWG とのピッチの不整合による過剰損失の問題や、WSS を組み立てる際のレンズアレイとの位置調整の難しさを解決することが課題である。

②のモノリシック方式では試作の結果、4層の AWG の作製に成功している。また、AWG の積層平行度は $\pm 0.3\mu\text{m}$ 以内であり、スタッキング方式を用いた場合よりもさらに高精度な多層 AWG を得ることに成功している。モノリシック多層 AWG は複数の導波路層が $30\mu\text{m}$ 以下の間隔で極めて近接して配置されているため小型、多ポートかつレンズアレイが不要な WSS が得られる可能性を示した。レンズアレイが不要となるため、上記①で問題とされた組立時の光軸調整の難しさが大幅に低減した。しかしながら、プロセス偏差による分光特性のピーク波長ずれや大きな位相誤差が問題となっており、これを解決する手法を検討することが課題である。

スタッキング方式を用いて作製された多層 AWG を用いて WSS を構成し動作実験を行った結果、クロストークが -31dB 以下の良好なスペクトル性能が得られており、本章の提案する構成法により実用的な性能の WSS が得られることを明らかにした。

第4章では多層 AWG と2台の LCOS を用いた偏光無依存型 WSS を提案した。2台の LCOS のうちの1台はスイッチングエンジンとして機能し、AWG によって分光された各波長光を任意の角度で反射することでポート間のスイッチングを行う。もう一台の LCOS はリレー光学系によって結像された AWG 端面と等価な像に対して位相変調を行うことで、AWG の位相誤差によって歪んだ等位相面を導波路層別、偏光成分別に補償し、低損失なスイッチングが可能となる。また偏波ダイバーシティ光学系を導入したことによって LCOS の偏光依存性が補償される構成となっている。AWG の位相誤差が補償可能な構造となったことで、プロセス偏差によって AWG にランダムな位相誤差が発生したとしても低損失な WSS が高い歩留まりで得られる。そのため第3章の検討結果では位相誤差が大きく実用化が難しいとされていたモノリシック多層 AWG を用いて WSS を構成することが可能となった。実証実験ではモノリシック多層 AWG を用いて位相誤差の補償を行いクロストークが -30dB 以下、PDL が 1dB 以下という良好な性能が得られている。

第5章では多層 AWG と LCOS を用いた WSS を小型化するための構成法を提案した。第4章で提案した WSS の構成法では、偏光無依存性や、AWG の位相誤差を補償する機能により低損失な WSS が高い歩留まりで得られるといったメリットが得られる一方で、比較的高価な光デバイスである LCOS を2台用いていることと、補償光学系を導入したことによりモジュールサイズが増大する点が問題であった。上記問題を解決するため、第5章では WSS 光学系に反射器を用いた折り返し構成を導入することにより、スイッチング動作と位相誤差補償動作の両方を1枚の LCOS にて行うことを可能としている。試作した WSS 光学系のサイズは $80\text{ mm} \times 100\text{ mm} \times 60\text{ mm}$ であり、第4章で述べた LCOS を2枚必要とする構成と比べて約40%のサイズ縮小が可能であることを明らかにした。本 WSS を試作し、多層 AWG の位相誤差の補償実験を行ったところ、導波路層別・偏波モード別に補償することで、挿入損失が 40.0 dB から 29.0 dB にまで低減され、位相誤差が正しく補償されることを明らかにした。また位相誤差が補償された WSS は、隣接チャネルクロストークが -21.0 dB 、PDL が 1.5 dB 以下、 25 GHz 以下の周波数粒度で可変グリッド動作が可能という良好なスペクトル性能を示しており、 40-Gbps の NRZ-OOK 信号を WSS を経由させた場合に信号の劣化を生じることなく伝送可能であることを、受信信号の BER 測定とアイパタンの評価から明らかにした。

今回試作した WSS に用いたモノリシック多層 AWG は、導波路層数が2層であったため、 1×1 ポートの WSS の実証となったが、第3章で述べた多層導波路の製造工程を繰り返すことで、今後はより大きな層数の AWG が得られる可能性がある。 11 層のモノリシック多層 AWG が得られた場合、 1×10 ポート以上の実用的な WSS が得られることをシミュレーションにより明らかにしている。上記、多ポート、低コスト、小型、偏光無依存、かつ高歩留まりな WSS は、次世代型の ROADM を構成するために有効である。

第6章ではスロット構造を有する MEMS ミラーを用いた可変グリッド型 WSS の構成を提案した。MEMS ミラーの表面にエッチングによって形成されたスロット構造が MEMS ミラー上の分光像のビームプロファイルを意図的に歪曲化することで光減衰を行い、ミラー全体での反射率が均一化される。その結果、従来の MEMS ミラーを用いた WSS では問題となっていたミラー間ギャップにおける回折損失に由来する可変グリッド動作時のスペクトルリップルが補償され、平坦なスペクトルが得られる。本章では実用的な可変グリッド WDM システムで必要とされる、周波数粒度 12.5 GHz でグリッド幅が調整可能な可変グリッド WSS の実現を目指し、ミラーの構造を最適化した。ガウシアンビーム結合理論に基づく WSS の透過特性シミュレーションにより、最適化された MEMS ミラーを用いて WSS を構成すれば、リップル量が僅か 0.004 dB という極めて良好な性能が得られることを明らかにした。チャンネルの透過帯域幅を 50 GHz と設定した際の 20-dB 透過帯域幅は 56.2 GHz と十分矩形なスペクトル形状を示しており、従来の MEMS ミラーを用いて WSS を構成した場合と比べて、スロット構造を導入したことによる損失ペナルティは僅か 1.05 dB であることを明らかにした。本手法を用いることで実用的な可変グリッド WSS が得られることが示された。MEMS ミラーは高速かつ偏光依存性が小さいデバイスであるため、本研究で提案する MEMS ミラーを用いて WSS 構成すれば、偏波ダイバーシティ光学系が不要な小型かつ組み立て容易な WSS が得られる可能性があり、さらにバーストスイッチングなどの高速な

ネットワークへの応用が期待される。

本研究全体の展望としては、各章で個別に検討した技術を組み合わせることで、より高機能なスイッチが得られることである。

1) たとえば、第3～5章の多層 AWG と LCOS を用いた WSS では残留位相誤差などが原因となり、クロストークなど一部目標性能を達成できなかったが、位相誤差補償に用いる Legendre 関数の次数を増大することによって、今後補償が可能であると考えられる。その際、第2章で検討した突然変異オペレータを応用することで、位相誤差補償パタンの同定を効率的に行うことが出来る可能性がある。

2) また、第2章にて検討した空間スイッチの入出力ファイバアレイを、第3章で検討したモノリシック多層導波路に置き換えることも考えられる。多層導波路を用いて、入力ポートを高密度に3次元集積すれば、ファイバアレイを用いた場合よりもポート数を爆発的に増加することが出来、今後、超大規模な空間スイッチの実現が期待される。

3) また、第3章で検討した多層 AWG を第6章の MEMS 型 WSS に適用することも可能である。ただし、MEMS ミラーは LCOS のように柔軟な波面補償が出来ないため、多層 AWG の作製プロセスの精度を向上し、位相誤差を十分に低減する必要がある。AWG の位相誤差はモノリシック方式のプロセスにおける加熱冷却工程における導波路内部応力の蓄積によるものと考えられるので、応力を緩和するため、例えば導波路材料である石英を低融点化するような物質をドーピングなどの工夫を行うことで改善される可能性がある。

上記いずれも次世代の大規模光ネットワークの実現に有用な技術となる可能性があることから、これらを今後の検討課題とする。

著者論文目録

1 定期刊行誌掲載論文（主論文に関連する原著論文）

- (1) Sorimoto, K., Kintaka, K., Kawashima, H., Mori, M., Hasama, T., Ishikawa, H., Tsuda, H., and Uetsuka, H., “Fast Aberration-Correcting Algorithm for an SLM-based Optical Switch”, IEICE Electronics Express, Vol. 7, No. 23, pp. 1728-1734, (2010).
- (2) Sorimoto, K., Kintaka, K., Kawashima, H., Mori, M., Hasama, T., Ishikawa, H., Tsuda, H., and Uetsuka, H., “Phase Error Compensation for Multilayered AWG in LCOS-based WSS”, IEICE Electronics Express, Vol. 8, No. 24, pp. 2054-2060, (2011).
- (3) Sorimoto, K., Kawashima, H., Mori, M., Hasama, T., Ishikawa, H., Tsuda, H., and Uetsuka, H., “MEMS Mirror with Slot Structures Suitable for Flexible-grid WSS”, IEICE Electronics Express, Vol. 10, No. 3, 20120924, pp. 1-11, (2013).
- (4) Sorimoto, K., Tanizawa, K., Uetsuka, H., Kawashima, H., Mori, M., Hasama, T., Ishikawa, and H., Tsuda, “Compact and Phase-Error-Robust Multilayered AWG-based Wavelength Selective Switch Driven by a Single LCOS”, Optics Express, Vol. 21, No. 14, pp. 17131-17149, (2013).

2 定期刊行誌掲載論文（その他の論文）

- (1) Idris, N. A., Sorimoto, K., and Tsuda, H., “A Novel Silica Waveguide Lens for Free-space Optical Cross Connects”, IEICE Electronics Express, Vol. 9, No. 11, pp. 998-1004, (2012).

3 国際会議論文（査読付きの full-length papers）

なし

4 その他の国際会議発表

- (1) Sorimoto, K.*, Tsuda, H., Ishikawa, H., Hasama, T., Kawashima, H., Kintaka, K., Mori, M., and Uetsuka, H., “A Compact High-Port-Count Wavelength Selective Switch Using LCOSs and a Multi-Stacked AWG”, The 21st Annual Meeting of the IEEE Lasers & Electro-Optics Society, (LEOS 2008, Newport Beach, USA), TuCC2, (2008).
- (2) Sorimoto, K.*, Tsuda, H., Ishikawa, H., Hasama, T., Kawashima, H., Kintaka, K., Mori, M., and Uetsuka, H., “Design of a Wavelength Selective Switch Using an LCOS and a Multi-stacked AWG Fabricated on Wedge-shaped Substrates”, International Topical Meeting on Information Photonics, (IP 2008, Awaji, Japan), 3-p4, (2008).
- (3) Sorimoto, K.*, Tsuda, H., Ishikawa, H., Hasama, T., Kawashima, H., Kintaka, K., Mori, M., and Uetsuka, H., “Demonstration of a Wavelength Selective Switch Using an LCOS and a Stacked Arrayed Waveguide Grating”, 35th European Conference on Optical Communication, (ECOC 2009, Vienna, Austria), P2.04, (2009).
- (4) Sorimoto, K.*, Tsuda, H., Ishikawa, H., Hasama, T., Kawashima, H., Kintaka, K., Mori, M., and Uetsuka, H., “Polarization Insensitive Wavelength Selective Switch Using LCOSs and Monolithically Integrated Multi-layered AWG”, 15th OptoElectronics and Communications Conference, (OECC 2010, Sapporo, Japan), 6E2-4, (2010).
- (5) Sorimoto, K.*, Kintaka, K., Kawashima, H., Mori, M., Hasama, T., Ishikawa, H., Tsuda, H., and Uetsuka, H., “1×6 Multicasting Operation in an LCOS-and-AWG-based Wavelength Selective Switch”, 1st International Symposium on Access Spaces, (IEEE-ISAS 2011, Yokohama, Japan), GS3-B-3, (2011).

5 国内会議発表

- (1) 反本啓介*, 津田裕之, “FDTD 法を用いたサブ波長構造屈折率計算”, 第 54 回応用物理学関係連合講演会 (応用物理学会, 相模原, 2007), 28p-SB-5.
- (2) 反本啓介*, 津田裕之, 石川浩, 挾間壽文, 河島整, 金高健二, 森雅彦, 上塚尚登, “LCOS を用いた高機能波長ドメイン光スイッチの設計”, 第 55 回応用物理学関係連合講演会 (応用物理学会, 船橋, 2008), 29p-ZG-9.
- (3) 反本啓介*, 伊熊雄一郎, 津田裕之, 石川浩, 挾間壽文, 河島整, 金高健二, 森雅彦, 上塚尚登, “チャープコアバンド構造を用いた超高比屈折差アレイ導波路における 0 次回折光の低損失化”, 電子情報通信学会 2008 年ソサイエティ大会 (電子情報通信学会, 川崎, 2008), C-3-78.
- (4) 反本啓介*, 津田裕之, 石川浩, 挾間壽文, 河島整, 金高健二, 森雅彦, 上塚尚登, “液晶空間光変調器とアレイ導波路回折格子を用いた波長選択スイッチの動作実証”, 日本光学会年次学術講演会 OPJ2009 (日本光学会, 新潟, 2009), 25pE9.
- (5) 反本啓介*, 河島整, 森雅彦, 挾間壽文, 石川浩, 津田裕之, 上塚尚登, “多層 AWG と LCOS を用いた波長選択スイッチの偏光無依存動作実証”, 電子情報通信学会 2011 年ソサイエティ大会 (電子情報通信学会, 札幌, 2011), C-3-45.
- (6) 反本啓介*, 金高健二, 河島整, 森雅彦, 挾間壽文, 石川浩, 津田裕之, 上塚尚登, “液晶空間光変調器を用いた光スイッチ用高速収差補償アルゴリズム”, 電子情報通信学会 レーザ・量子エレクトロニクス(LQE)8 月研究会 (電子情報通信学会, 仙台, 2012), No. 27.

6 その他

- (1) 石川浩, 挾間壽文, 森雅彦, 河島整, 金高健二, 上塚尚登, 津田裕之, 反本啓介, 「導波路型波長ドメイン光スイッチ」特許第 5201508 号.
- (2) 石川浩, 挾間壽文, 森雅彦, 河島整, 金高健二, 上塚尚登, 津田裕之, 反本啓介, 「波長ドメイン光スイッチ」特許第 5200229 号.
- (3) 津田裕之, 反本啓介, 河島整, 森雅彦, 上塚尚登, 「分光光度計」、特開 2012-13527
- (4) 石川浩, 挾間壽文, 森雅彦, 河島整, 金高健二, 上塚尚登, 津田裕之, 反本啓介, 「光パフォーマンスモニター」特開 2012-220843.
- (5) 石川浩, 挾間壽文, 河島 整, 金高健二, 庄司雄哉, 上塚尚登, 森雅彦, 本郷晃史, 津田裕之, 反本啓介, 「 $N \times N$ 波長選択スイッチ」特開 2012-220924.
- (6) 津田裕之, 反本啓介, 上塚尚登, 石川浩, 挾間壽文, 河島整, 森雅彦, 「多層導波路型光入出力端子」特願 2011-217371.
- (7) 石川浩, 挾間壽文, 河島整, 森雅彦, 上塚尚登, 本郷晃史, 津田裕之, 反本啓介, 「波長クロスコネクト装置」特願 2012-090182.
- (8) 受賞 15th OptoElectronics and Communications Conference, (OECC 2010) Best Paper Award.

謝辞

本研究は慶應義塾大学大学院理工学研究科、津田裕之教授の指導のもと行われたものである。本学位論文執筆に際し、津田裕之先生には主査として本論文執筆の指導をいただいただけでなく、学部在籍時より進路相談や研究生活全般に関するアドバイスなど多大なご支援をいただきました。この場を借りて感謝いたします。また副査としてご指導をいただきました理工学研究科開放環境科学専攻教授の笹瀬巖先生、総合デザイン工学専攻教授の岡田英史先生、同専攻准教授の田邊孝純先生には、私の研究成果をよりよい論文として残すために多大なご支援をいただきましたことを感謝いたします。

独立行政法人産業技術総合研究所(産総研)の石川浩博士、並木周博士、挾間壽文博士、河島整博士、鋤塚治彦博士、金高健二博士、森雅彦博士、日立電線(株)の上塚尚登博士には、実習生として最先端の研究現場に受け入れていただき、不自由のない研究環境を与えてくださったことに加え、学会発表のサポート、ディスカッションミーティングにおける研究のアドバイスなどにおいても大変お世話になりました。厚く御礼を申し上げます。また産総研の谷澤健博士、大畠裕様、飯塚寿夫様、黒澤正明様には伝送実験装置の使用法のご指導や、導波路製造・導波路調芯やプログラミングのノウハウなど、本研究成果を生み出すために必要な様々なことを教えていただきました。深く感謝いたします。

最後にこれまで私を支えてくださった家族、研究室内外の友人の皆さまに感謝いたします。

反本 啓介

付録

A.1 LCOS の回折損失

LCOS を用いてビームの偏向を行う際には回折損失が生じる。LCOS の回折損失は主に、

- 1) ピクセルギャップに起因するもの
- 2) 位相パタンの量子化によるもの
- 3) Field Fringing 効果によるもの

に分類される。本付録では、これら損失の発生メカニズムおよび低減法について簡単に述べる。

1) ピクセルギャップに起因する回折損失

LCOS の損失要因のひとつとしてピクセル間ギャップに起因する回折損失がある。図 A-1(a)は一般的な LCOS の断面構造と、回折損失の発生メカニズムを示している。反射電極であるピクセルの境界部には、隣接ピクセルとの電気的な絶縁を行うため、ピクセル間ギャップが存在する。通常、ピクセル間ギャップ領域は反射電極部よりも反射率が低い物質で形成されるため、ギャップ部分に差し掛かった光は吸収され、反射光は図 A-1(a)のような部分的に減衰された振幅分布となり、回折損失が生じる。上記回折損失を低減するため、図 A-1(b)のように液晶層と電極との間に、反射率の高い誘電体多層膜を挿入している LCOS が実用化され、入手可能となっている。多層膜ミラーを挿入したことにより、入射光が吸収体であるピクセルギャップを通過する前に反射されるため、低損失となる。

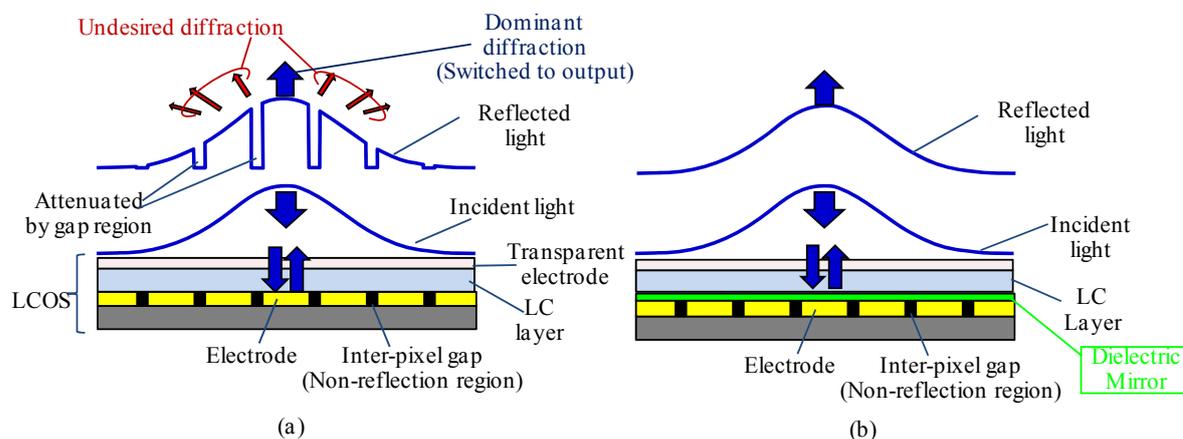


図 A-1 LCOS による光振幅変調と損失発生メカニズム: (a)一般的な LCOS; (b)多層膜の挿入により回折損失を低減した LCOS。

2) 位相パタンの量子化による回折損失

2つめの損失要因として LCOS では位相変調パタンの量子化に起因する回折損失[1]がある。LCOS を用いて低損失にビームの偏向を行うためには反射光の等位相面は理想的には図 A-2(a)のようなブレード状のパターンとなることが望ましいが、実際の等位相面は図 A-2(a)のような理想的なブレード状とはならず、図 A-2(b)に示すように、LCOS のピクセル幅 p で量子化された階段状

のパターンとなる。さらに上記パターンは、図 A-2(c)のように位相変調レベルの分解能 q によっても量子化される。これは LCOS の制御用回路がデジタル回路で構成されており、各ピクセルに与えられる電圧値の設定量が D/A コンバータの分解能に対応した離散値になってしまうために生じる。上記のように等位相面の形状が量子化されることで、回折損失が生じる。回折角を大きく設定するほど上記損失は増加するが、損失量はピクセルサイズ p と位相変調レベル分解能 q を小さくすることで低減可能である[1]。現在 $p = 6\sim 8 \mu\text{m}$ 、 $q = 2\pi/256 \text{ rad}$ 程度の LCOS が入手可能となっており、回折角 $1.3\sim 1.8^\circ$ で光線を傾けても量子化による損失量の理論値は僅か 0.2 dB 程度と、空間スイッチを構成するのに十分な性能が得られている。

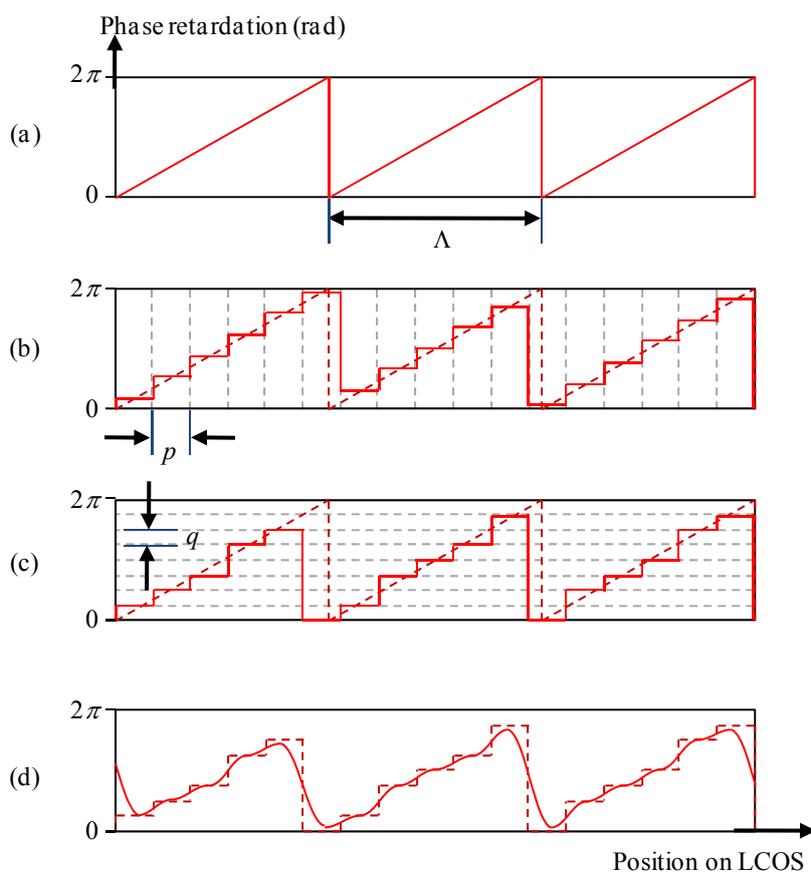


図 A-2 LCOS によるブレード状位相変調: (a) 理想的な位相パターン; (b) 有限なピクセルサイズで量子化された位相パターン; (c) 有限なピクセルサイズおよび変調深度で量子化された位相パターン; (d) 電界回り込み効果により平滑化された位相パターン

3) Field-Fringing 効果による回折損失

LCOS の 3 つめの損失要因として、電界回り込み効果(Field-Fringing Effect)[2]による回折損失がある。LCOS においてはピクセル毎に電圧を印加することでその上部に装填された液晶分子は回転し、空間別に位相遅延量が設定されるが、この時液晶分子の回転量は隣接ピクセルに与えられている電圧値にも影響されてしまい、結果として図 A-2(d)のように位相パターンが平滑化される現象が起こる。上記では 2) の量子化による回折化損失の場合と同様に、回折角が大きくなるほど損

失量が増加することが知られている。今後、液晶材料や液晶層の厚みや電極形状などを最適化し、液晶層内の電界の直進性が向上することで回折損失が低減される可能性がある。

参考文献

- [1] D. Sinefeld, and D. M. Marom, “Insertion Loss and Crosstalk Analysis of a Fiber Switch Based on a Pixelized Phase Modulator,” *J. Lightwave Tehcnol.*, Vol. 29, No. 1, Jan. (2011).
- [2] U. Efron, B. Apter, and E. B.-Treidel, “Fringing-field Effect in Liquid-crystal Beam-steering Devices: an Approximate Analytical Model,” *J. Opt. Soc. Am. A*, Vol. 21, No. 10, pp. 1996-2008, Oct. (2004).