

光送信モジュールと光波長変換器の
高性能化に関する研究

宇都宮大学大学院 工学研究科
システム創成工学専攻
大畠伸夫

目次

第1章 序論	1
1.1 研究背景	1
1.2 モバイルネットワーク	3
1.3 データセンターの通信容量の拡大	4
1.4 消費電力	4
1.5 光トランシーバの構成と光モジュール	5
1.6 本研究の意義	7
1.7 本論文の構成	10
第2章 基本原理	17
2.1 緒言	17
2.2 EML の動作原理	17
2.3 光の結合理論及び有限要素法による熱応力解析	19
2.4 伝送線路の理論	30
2.5 SOA-MZI 型波長変換器の原理と数値解析方法	34
第3章 20 Gbit/s EML 光送信モジュール	41
3.1 緒言	41
3.2 光送信モジュールの構造	41
3.3 光出力パワー変動の原因と光学補償の指針	42
3.4 光学補償設計	48
3.5 評価結果	58
3.6 まとめ	61
第4章 40Gbit/s EML 光送信モジュール	63
4.1 緒言	63
4.2 40 Gbit/s 光送信モジュールの構成	63
4.3 FPC と PCB 接続部の電気信号の反射低減構造	64
4.4 FPC の設計	70
4.5 40 Gbit/s 送信モジュールの評価結果	73
4.6 まとめ	76

第 5 章 SOA-MZI 型光波長変換器	79
5.1 緒言	79
5.2 SOA-MZI 型波長変換器の課題と新規制御方法	79
5.3 波長変換器の SOA 設計	82
5.4 フィードバック制御	85
5.5 評価結果	89
5.6 まとめ	96
第 6 章 結論	99
謝辞	102
本論文発表に関わる研究発表リスト	103

第1章 序論

1.1 研究背景

近年 FTTH (Fiber To The Home) やスマートデバイス、タブレットの普及により、インターネットトラフィックは増加の一途をたどっている。特にモバイル用データトラフィックの増加は著しい。図 1.1 に 2020 年までの世界のモバイルデータトラフィック量の予測を示す[1]。スマートフォン以外の携帯電話、スマートフォン、PC、タブレット、M2M (Machine to Machine)、その他ポータブルデバイスに分類されている。2016 年現在データトラフィックは約 5 EB/月であったが、年平均成長率は 53% でトラフィックが増加し、2020 年には約 30 EB/月に到達することが予測されている。トラフィックの多くはスマートフォンが占めており、全体の約 80% に達している。今後もますます増加する通信トラフィックに対応するために、光通信速度の高速化、大容量化が常に求められている。

図 1.2 に光通信のネットワークについて示す。光通信のネットワークはコアネットワークとアクセスネットワークで構築されており、コアネットワークは光の伝送距離 80 km 以上で構成されるバックボーンネットワークと都市間を結び光の伝送距離が 80 km 以下のメトロネットワークに分けられ、それぞれ高速、大容量が進められている。バツ

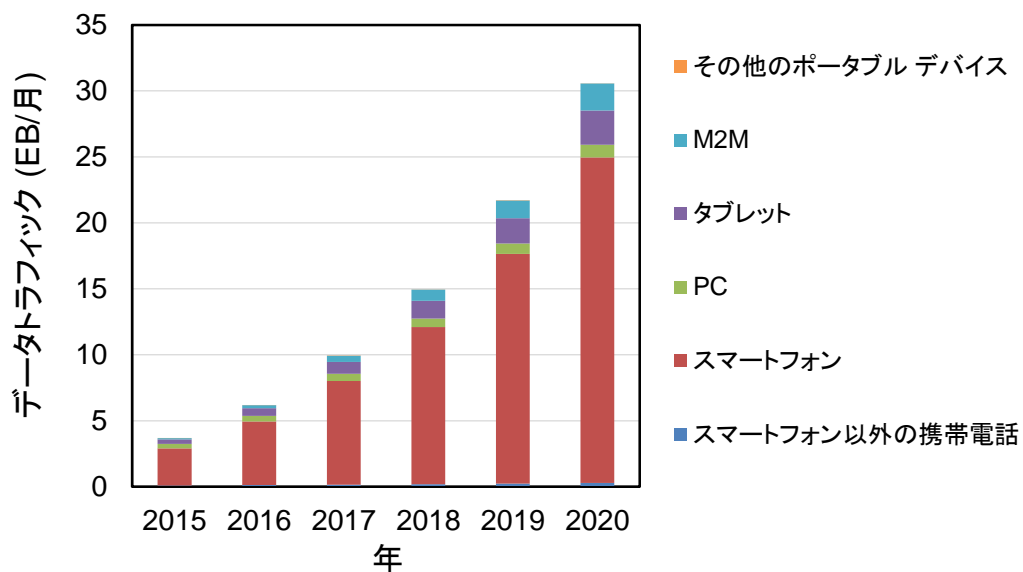


図1.1 データトラフィック量

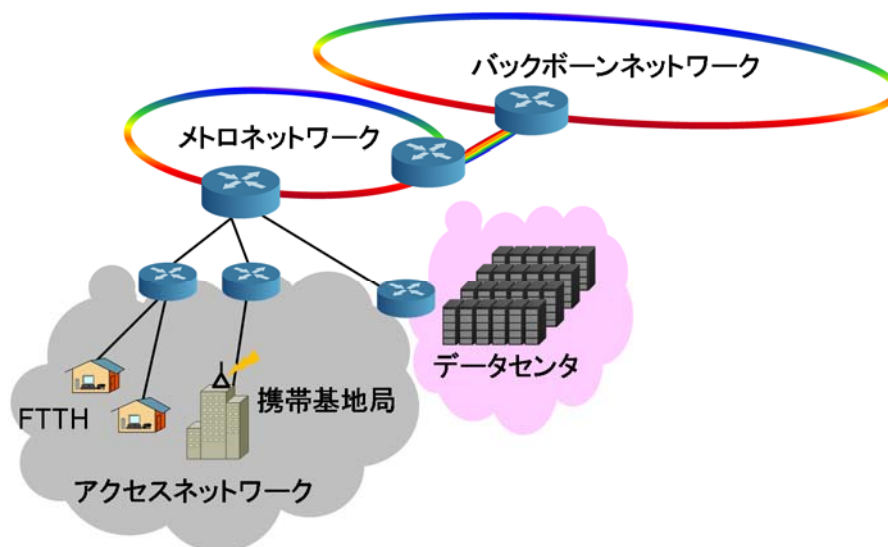


図1.2 光通信のネットワーク

クボーンネットワークは伝送容量を増加させるため、1本のファイバに異なる複数波長の光信号を同時に乗せる、WDM (Wavelength Division Multiplexing) 技術が用いられており、現在では1波長あたり 100 Gbit/s の高速化が実現され始めた[2 - 4]。アクセスネットワークは FTTH (Fiber To The Home)やモバイルネットワークがある[5 - 8]。FTTH では収容局と加入者宅の間に光スプリッタを入れ、光ファイバを分岐させ、1対Nで接続することが可能な PON(Passive Optical Network) と呼ばれる技術が導入され[7]、1 Gbit/s のサービスが実現されている。近年ではスマートフォンの普及によりモバイルネットワークのトラフィックが急激に増加しており、従来の 3G よりも高速な通信規格 LTE(Long Term Evolution) [8] に対応したサービスが普及し始めている。

情報のクラウド化が進みデータセンターのトラフィックも増加の一途をたどっている[9]。特に大きなデータセンターではデータセンター内の通信速度やデータセンター間、データセンターとコアネットワーク間の通信速度の高速、大容量化が急務となっている。

上述するトラフィック増大に対して、通信装置の消費電力の増加が懸念されている。特にルーターやスイッチにおける消費電力増加は大きく、世界の人口の 1/3 がインターネットを利用すると消費電力は世界の総発電量の 6 割に達するとの試算もあり[10]、低消費電力化のための新しい技術が求められている。

1.2 節ではモバイルネットワークについて詳細に説明するとともに、ネットワークの要求事項を述べる。1.3 節では通信容量の拡大への要求について、1.4 節では通信装置の消費電力の課題について述べる。1.5 節では一般知識として光トランシーバと光モジュールの構成、光モジュールのパッケージの種類等について説明し、1.6 節で 1.2 節 ~ 1.3 節の要求に対応する光送信モジュールについての先行研究と本研究の内容と意義につ

いて述べる。1.7 節では本論文の構成について述べる。

1.2 モバイルネットワーク

モバイルネットワークではトラフィック増加に対応すべく、より効率の良いネットワークが検討されている。次世代のネットワークでは図 1.3 に示す C(Cloud)-LAN (Local Area Network)と呼ばれるネットワークが主流になると考えられている[11-14]。C-LAN は無線信号を発信するアンテナ部近傍に無線信号の送受信と光信号の送受信が可能な RRH (Remote Radio Head)と呼ばれる装置が配置される。収容局にはコアネットワークとの接続処理や無線信号の制御機能をする BBU (Base Band Unit)が配置される。RRH と BBU には光信号の送受信をする光トランシーバが搭載され、光ファイバにより接続される。このネットワークでは無線アンテナや RRH をトラフィックが集中する部分に分散配置することができる。また、BBU を収容局にまとめ、無線アンテナの動作をコントロールし、電波干渉の可能性のある無線アンテナ間について、電波を送るタイミングを調整することで干渉を低減することができる。また、データ量が多いユーザに対しては複数のアンテナからデータを送ることもでき、効率を上げることができる。RRH と BBU 間の光信号は CPRI (Common Public Radio Interface) [15]と呼ばれるデジタル信号のフォーマットで伝送される。無線信号をサンプリングしてデジタル信号に変換する方式のため、無線信号の速度が増加することで飛躍的にデジタル信号の速度が増加し、現在主流の 2.5 Gbit/s から、近い将来約 20 Gbit/s に達すると予想されている[12]。また、C-LAN では RRH を無線アンテナ近傍の屋外に配置するため、RRH に搭載される光トランシーバは環境温度 $-40^{\circ}\text{C} \sim +95^{\circ}\text{C}$ の広範囲で動作することが望まれている。

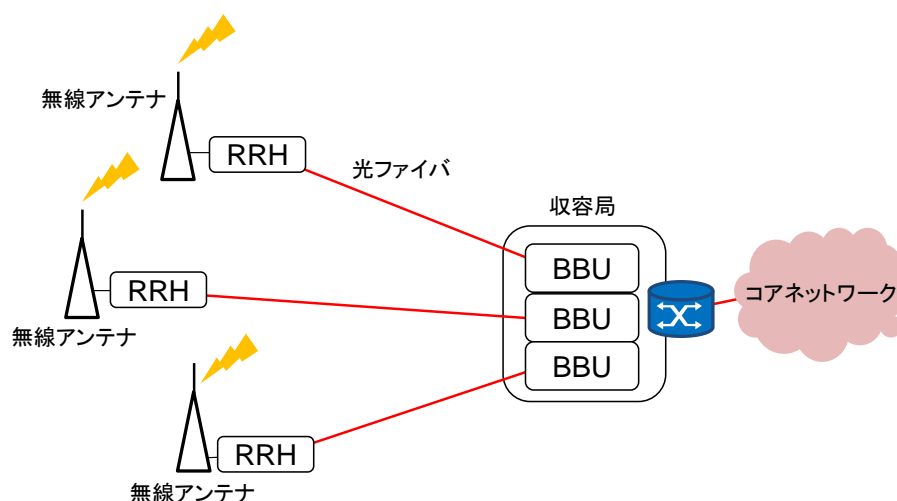


図1.3 モバイルネットワーク (Cloud-LAN)

1.3 データセンターの通信容量の拡大

1.1 節で述べた様に、情報のクラウド化が進むことで、データセンター内や、データセンター間、データセンターとコアネットワーク間の通信速度、容量の拡大が求められている。トラフィックの増加に対応するためには信号の経路処理をするルーターやスイッチの通信容量を拡大する必要がある。例えば、ルーターは複数のラインカードの挿入口を有しており、ラインカードが光信号の送受信を行う。図 1.4 にラインカードを示す。ルーターの通信容量はラインカードの通信容量に依存し、ラインカードの容量は光トランシーバを何台ラインカードに配置できるかで決定する。例えば、図 1.4 に示す様に伝送速度 10 Gbit/s の動作が可能な光トランシーバを 12 台配置することができれば、ラインカード 1 枚につき 120 Gbit/s の通信が可能となる。40 Gbit/s の光トランシーバを 4 台配置することができれば、ラインカード 1 枚で 160 Gbit/s の通信が可能になり、8 台配置できれば 320 Gbit/s といった様に、高速の光トランシーバを 1 枚のラインカードに何台配置できるかで通信容量が決定する。そのため、トラフィックの増加に対応する場合、より小型、高速な光トランシーバが求められる。

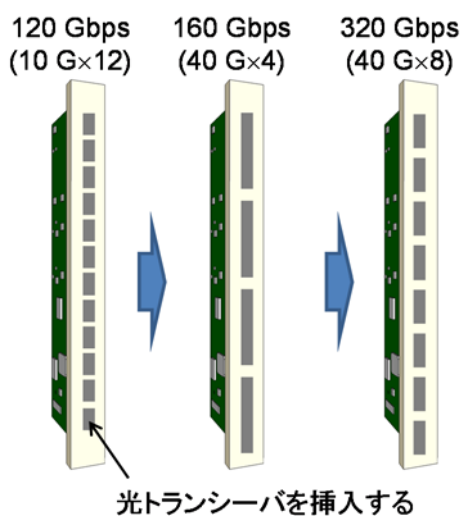


図1.4 ラインカード

1.4 消費電力

通信トラフィックが増加するとルーターで処理するデータ量が増加し、ルーターの消費電力が増加する。図 1.5 にルーターにおける経路切り替えを示す。ルーターでは異なる波長を持つ光信号を分波器にて分波し、光信号を電気信号へ変換(E/O 変換)した後、ルーターで経路処理が行われる。経路処理後、再度光信号に変換して、信号を合波した

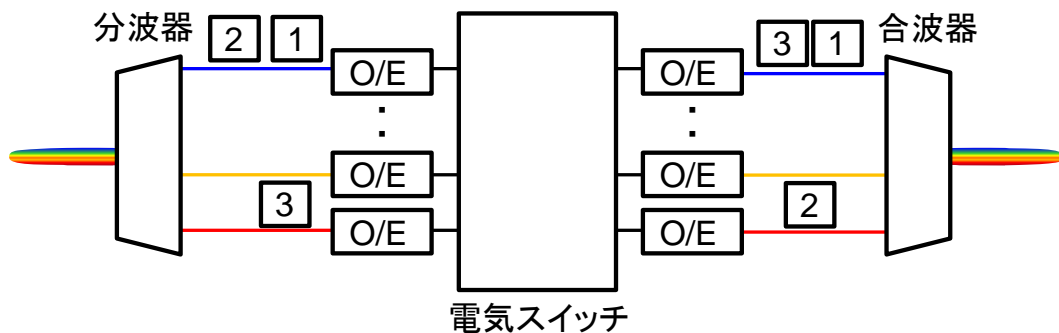


図1.5 ルーターにおける信号の経路切り替え

後に、光ファイバにより送信される。トラフィック増加に対して、このルーターによる経路制御が電子機器に与える負荷を増加させ、長時間に渡り動作することが消費電力の増加につながる。そこで、光信号を電気に変換せずに、光のまま処理する光パケットスイッチング技術が低消費電力化技術として注目されている[16]。光パケットスイッチング技術は、光信号をパケット単位でスイッチングする技術であり、信号のラベル処理、スイッチング、ルーティング、バッファリング、スケジューリング等の技術が必要である。

光スイッチを実現するための技術として、光波長変換技術は有望である。例えば、文献[17]ではデータセンターネットワーク用の波長ルーティングスイッチの構成が記載されている。この構成では、TWC (Tunable Wavelength Converter) にて波長変換を行い、サイクリック AWG (Arrayed Waveguide Grating)による波長分離により、出力の経路を選択している。今後、光パケットスイッチングに関する研究は更に進められ、波長変換器の実用化に関する要求も増加すると考えられる。

1.5 光トランシーバの構成と光モジュール

図 1.6 に光トランシーバの図を示す。図 1.6 (a) は光トランシーバ外観を、図 1.6 (b) は内部の構造を示している。光トランシーバは一般的に光ファイバを挿入する二つのポートを有しており、光ファイバ挿入ポートの逆側はラインカード等への着脱が可能な構造を有している。光トランシーバの内部には光モジュールが配置されている。光モジュールは送信用のモジュールと受信用のモジュールの2台が配置され、送信モジュールは回路基板から光モジュールに伝えられる電気信号を光信号に変換して送信する役割を果たし、受信モジュールは光ファイバから入力される光を電気信号に変換して、トランシーバの回路基板へ信号を伝える役割を果たす。

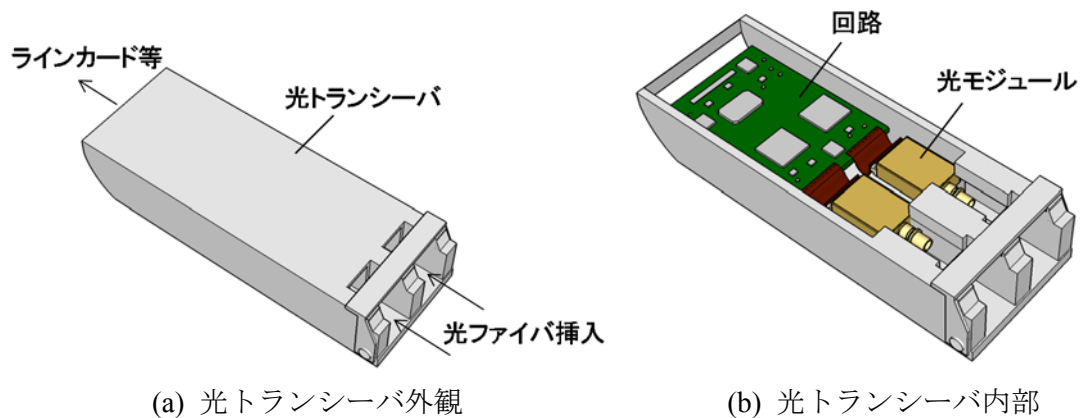


図1.6 光トランシーバ

光モジュールのパッケージは大きく 3 つに分類することができる。パッケージとは LD (Laser Diode)や PD (Photo Diode)を収納するケースである。図 1.7 に光モジュールのパッケージの種類とサイズ、通信速度についてまとめた。パッケージは大きく分け TO-CAN パッケージ、BOX パッケージ、バタフライパッケージに分類される。TO-CAN パッケージは同心円筒状のパッケージであり、それら 3 種類のパッケージの中で最も小型であり、パッケージの体積は約 31 mm^3 [18] である。また、量産性にも優れており安価である。しかしながら、パッケージの電気インタフェースにおけるインピーダンス制御に制約があり、高速化に不向きである。TO-CAN パッケージを用いた高速化の研究は進められており、これまでに伝送速度 40 Gbit/s での動作が報告されている[19, 20]。しかしながら、高速化のため、インピーダンス整合をするための特殊な構造が採用されており実用化されていない。TO-CAN パッケージは伝送速度 $1 \text{ Gbit/s} \sim 10 \text{ Gbit/s}$ が要求される光モジュールで主流となっている。

Box パッケージはその名の通り箱型形状をしたパッケージである。XMD-MSA [21] (10 Gbit/s 用の光トランシーバに対応し、光モジュール製品の互換を目的に決められた光モジュールの外形、インタフェース規格) に規定される Box パッケージのサイズは 540 mm^3 であり、TO-CAN パッケージよりも大きい。高周波特性に優れている。伝送速度 25 Gbit/s で良好な特性が得られており [22]、現在では伝送速度 $10 \text{ Gbit/s} \sim 25 \text{ Gbit/s}$ を有する光モジュールで主流になっている。また、TO-CAN パッケージと異なり、箱状のため放熱性にも優れている。

バタフライパッケージはパッケージ両側面に DC バイアス供給用のリードピンを有する構造であり、XLMD-MSA [23] (40 Gbit/s 用の 300 ピン MSA トランシーバに対応し、光モジュール製品の互換を目的に決められた光モジュールの外形、インタフェース規格) に規定されるパッケージのサイズは 1922 mm^3 であり、TO-CAN や Box パッケージと比較して非常に大きい。しかしながら、バタフライパッケージには電気インタフェースとして、同軸コネクタが取り付けられており、同軸ケーブルにて高周波信号が供給さ

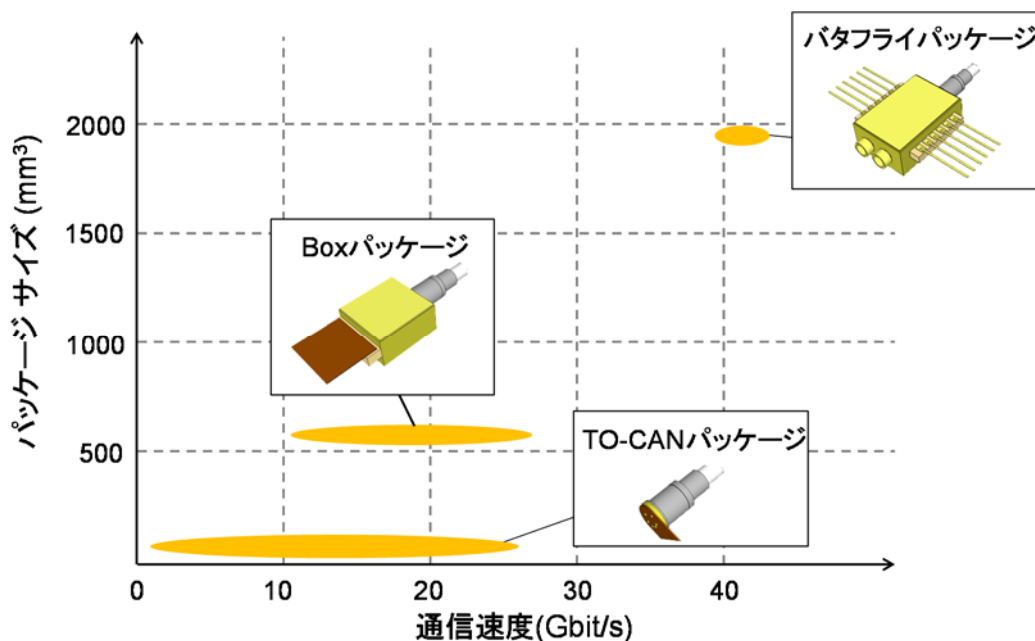


図1.7 光モジュールのパッケージの種類と通信速度

れる構造のため，高周波特性に非常に優れている．これまでに伝送速度 43 Gbit/s にて良好な光波形品質が得られている[24]．伝送速度 39.8 Gbit/s ~ 44.6 Gbit/s を要求される光モジュールにて主流になっている．

1.6 本研究の意義

本節では前述するネットワークの要求事項に対する，光送信モジュールの課題と研究の意義について述べる．

モバイルネットワークでは伝送速度 20 Gbit/s，動作環境温度 -40°C ~ $+95^{\circ}\text{C}$ に対応した安価な光モジュールが必要になる．安価な光送信モジュールを実現するためには1.5節で述べた様に TO-CAN パッケージが最も適している．一方，伝送速度 20 Gbit/s で良好な光出力波形を得るためには，光送信モジュールに搭載するレーザとしては EML (Electro absorption Modulator Laser)が有望である．EML は CW (Continuous Wave)で発振する LD と EA (Electro absorption) 変調器を集積したレーザである．EA 変調器は印加する電界により吸収端波長が低エネルギー側へシフトする量子閉じ込めシュタルク効果を利用しており，LD に一定の電流を流して CW 光を発生させ，EA 変調部に電界を印加して光の吸収と透過を制御することで光信号を作り出すことができる．EA 変調器を集積せずに LD の電流を変化させて光信号を作り出す直接変調方式のレーザと比較して高速性に優れている．これまで，EML に関する研究が盛んに行われ[25-27]，伝送速度 40 Gbit/s の EML が実現されてきた[28-30]．そのため，TO-CAN パッケージに EML を

搭載した光モジュールにて 20 Gbit/s の動作は十分実現が可能である。しかしながら、EML は一般的に温度変動に対して、光波形の劣化が発生する。これは温度変動に対して LD の発振波長と EA 変調器の吸収ピーク波長にずれが生じて、光の消光特性（電界に対する光の透過率の特性）が変化するためである。温度変動に対する光波形の劣化を抑える場合、LD の波長と EA 変調器の吸収ピーク波長の差($\Delta\lambda$)が重要になる。この $\Delta\lambda$ を最適化して EML の動作温度範囲を広げる研究がおこなわれており、これまでに伝送速度 10 Gbit/s にて -25 °C ~ +100 °C で動作することが報告されている[31]。しかしながら、環境温度 -40 °C ~ +95 °C に対して 20 Gbit/s で動作した例は無く、それら要求を満足する光送信モジュールを実現するためには、モジュール内部に EML の温度を一定に制御するペルチェ素子の搭載が必須となるが、この構成の場合光送信モジュールの出力パワーが大きく変動するという課題がある。光通信では使用するシステムに応じて光出力パワーの範囲が規定されているため、光のパワー変動は極力小さい方が好ましい。

そこで、上述する課題を解決して次世代モバイルネットワークの要求を満足する光送信モジュールを実証することを本研究の一つ目のテーマとした。課題の詳細な内容と解決方法や、試作評価結果を 3 章にて述べる。

1.3 節で述べた様にラインカードの大容量化には光トランシーバの小型、高速化が必要になる。実用化されている光モジュールの動作速度としては 40 Gbit/s が最も高速であり、光モジュールにはバタフライパッケージが使用されている。バタフライパッケージはサイズが大きいことに加えて、光トランシーバに搭載するときの実装面積も大きくなる。図 1.8 はバタフライパッケージと Box パッケージの実装図である。MUX (Multiplexer) は電気の信号源であり、PCB (Printed Circuit Board) は光トランシーバの回路基板を示している。バタフライパッケージの場合、MUX と光送信モジュール間は同軸ケーブルにより接続される。パッケージの両側面にはリードピンが配置され、内部に配置される電気部品にリードピンを介して DC バイアスを加えることができるが、リードピンを回路基板に直接ハンダで固定する必要があり、回路基板もパッケージの両側面を覆うような形状が必要となり、実装面積が広くなる。一方、Box パッケージではパッ

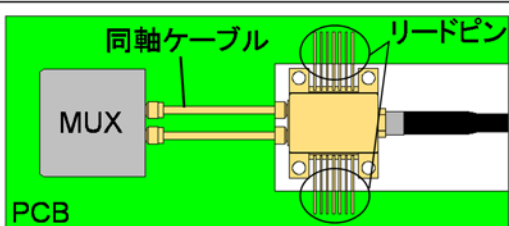
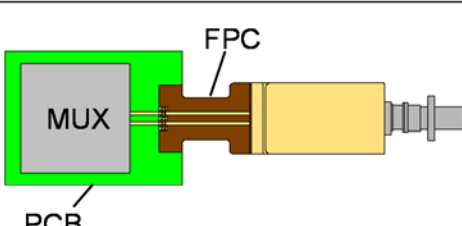
	バタフライパッケージ	Boxパッケージ
実装図		
電気I/F	高価 (同軸ケーブル)	安価 (FPC)

図1.8 40Gbit/s 光送信モジュール

ケースと回路基板を FPC (Flexible Print Circuit) で接続することになる。MUX からの高周波信号は回路基板を伝搬し、FPC を介してパッケージ内部に供給される。DC バイアスも同様に FPC を介してパッケージ内部に供給することが可能な構造のため、実装面積を小さくすることが可能である。バタフライパッケージの場合高価な同軸ケーブルを使用するため、光トランシーバのコスト上昇につながるが、Box パッケージの場合、安価な FPC でありコストの低減効果も大きい。このため、Box パッケージにて伝送速度 40 Gbit/s を持つ光送信モジュールの要求が高まっている。バタフライパッケージから Box パッケージへ変更する場合、高周波信号の劣化が大きな課題となる。バタフライパッケージの場合、同軸ケーブルの電気信号の損失が少ないことに加えて、同軸コネクタやケーブルはインピーダンスが整合しており、極端に反射特性が劣化することは無い。一方、FPC を用いる場合、FPC と回路基板の接続部において、線路のインピーダンス不整合により電気信号の反射が発生することになる。XMD の規定を用いると FPC と PCB の接続部において、40 GHz の帯域では約 3.0 dB の電気信号の反射が発生することになり、高周波信号が劣化する。そのため、インピーダンスを整合させる特殊なコネクタを開発し、Box パッケージを採用した光送信モジュールにて 40 Gbit/s の良好な光送信波形を実証した報告例がある[32, 33]。しかしながら、この研究例の場合、FPC と回路基板の間に特殊なコネクタを必要とし、コストが高くなる。

本研究の二つ目のテーマとして、上述する高周波の課題を解決し 40 Gbit/s 光送信モジュールの小型化を実証する。詳細を 4 章で述べる。

次世代の光パケットスイッチングの一端を担う波長変換器は非線形光学効果を利用する方法から、媒体の利得変動を利用する方法まで多種多様である。媒質としては PPLN (Periodically Poled Lithium Niobate) や、SOA (Semiconductor Optical Amplifier) 等を用いた研究報告がある。PPLN は周期分極反転構造を有する LN (Lithium Niobate) 結晶である。通常の LN 結晶を用いた波長変換では、信号光を入射したときの LN 結晶中の非線形分極で発生する波長を波長変換光として用いるため、波長変換光と信号光が結晶中を伝搬する群速度の違いにより発生する波長変換光の位相ずれが変換効率を制約する。PPLN は周期分極反転構造を持ち、結晶中を伝搬するときに発生する波長変換光の位相を整合させることで、変換効率を向上させた材料である。光スイッチ用途として PPLN を用いて複数の信号光を同時に別の波長変換光に変換する技術が報告されているが[34]、PPLN は SOA 用いる波長変換器よりもサイズが大きくなる欠点を有している。

SOA は半導体増幅器であり化合物半導体で構成される。そのため、SOA を利用した波長変換器は小型化が可能で、他の光コンポーネントとのモノリシック集積も容易である。例えば、波長可変レーザを集積した波長変換器や[35]、波長可変レーザに加えて、SOA-MZI (Mach Zehnder Interferometer) をカスケードにモノリシック集積した波長変換器が報告されている[36]。

一方で、シリコンとのハイブリッド集積技術も進められている。シリコンは間接遷移

半導体であるため発光しないが、CMOSプロセスによる光導波形成が容易であり、電気回路を作りこむこともできるため、光電子融合の観点から非常に有望である。化合物半導体で作られた SOA に対して、金バンプを用いて熱圧着する手法により、シリコンハイブリット波長変換器を作製したという報告もある[37, 38].

この様に、波長変換器においてもモノリシック集積やハイブリット集積により、多機能を集約する研究が進められている。また、波長変換と同時に信号のフォーマットを変換する応用研究や[39]、波長変換器の高速化に関する研究も盛んに行われており[40 – 42]、これまでに 320 Gbit/s の波長変換が実証されている。

以上の様に波長変換器の多機能集積や高速化に関する研究が進む中、実用化に向けた研究は少ない。一般的に SOA を用いた波長変換には、SOA 中のキャリア変動を利用する方法が多く用いられるが、入力信号光のパワーにキャリア変動量が依存するため、信号光のパワー変動に対して、出力される波長変換光が影響を受ける。特に光の増幅以外に波形整形が可能であり、良好な波長変換光が得られる SOA-MZI 型波長変換器は入力される信号光のパワー変動に対して出力される波長変換波形が劣化し易いという欠点がある。

そこで、本研究の三つ目のテーマとして、入力信号光のパワーに対してロバストな波長変換器の実証を行った。詳細については 5 章で述べる。

1.7 本論文の構成

本論文は全 6 章から構成される。図 1.9 に本論文の構成図を示し、各章の概略を述べる。

第 1 章では研究背景としてデータトラフィック量の増加にともなうモバイルネットワークに求められる要求や、通信容量拡大に向けた課題、ルーターの消費電力に関する課題について述べ、その後、本研究の意義について示した。

第 2 章では本論文を理解するための基本的な原理についてまとめる。光送信モジュールに搭載する EML の動作原理や、第 3 章で必要な光の結合に関する原理、熱応力解析法、第 4 章で使用する高周波信号の反射の理論や伝送線路について記載する。また、第 5 章で述べる光波長変換器の動作原理やキャリアレート方程式の数値解析方法についても述べる。

第 3 章では次世代モバイルネットワークの要求を満足する 20 Gbit/s の光送信モジュールを実証する。特に光送信モジュールを環境温度 -40°C ~ $+95^{\circ}\text{C}$ で動作させたときに、光出力パワーが大きく変動することが課題となる。その原因について詳細に述べるとともに、この課題を解決するために考案した熱光学効果と熱線膨張によるレンズ形状の制御を利用した光学補償方法について述べる。そして、試作した送信モジュールの評価結果について設計結果との比較を行うとともに、 -40°C ~ $+95^{\circ}\text{C}$ で動作したときに

得られた光波形についても言及する。

第 4 章では Box パッケージを採用した 40 Gbit/s 光送信モジュールについて述べる。従来の送信モジュールから小型化を図るため、電気インタフェースを同軸ケーブルから FPC に変更することで発生する高周波信号の反射が大きな課題になる。そこで、この課題を解決するために、FPC の接続部における電気信号の反射を低減する新規構造について述べる。

実際に試作した FPC と PCB の接続部における反射特性の評価結果について示した後、Box パッケージを採用した 40 Gbit/s 送信モジュールの光波形を示し、従来の送信モジュールとの波形の比較を行う。送信モジュールの伝送特性についても示し、それら特性が国際標準規格を満足する良好な特性であることについても言及する。

第 5 章では光波長変換器の信号光のパワーダイナミックレンジの拡大について述べる。波長変換器の実用化に向け、入力される信号光の影響を低減することが大きな課題となる。この課題を解決すべく、波長変換光のパワーを直接観測することで、波長変換光の波形品質を推定する方法を示すとともに、その検出方法を用いたフィードバック制御について述べる。また、伝送速度 40 Gbit/s で動作するための SOA の設計についても言及する。

信号光のパワーを調整する SOA と波長変換光をモニタする PD を集積した SOA-MZI 型の波長変換器を新たに試作し、フィードバック制御の有無により、入力される信号光のパワーダイナミックレンジの評価結果を示す。

第 6 章では本研究の結果をまとめるとともに、総括する。

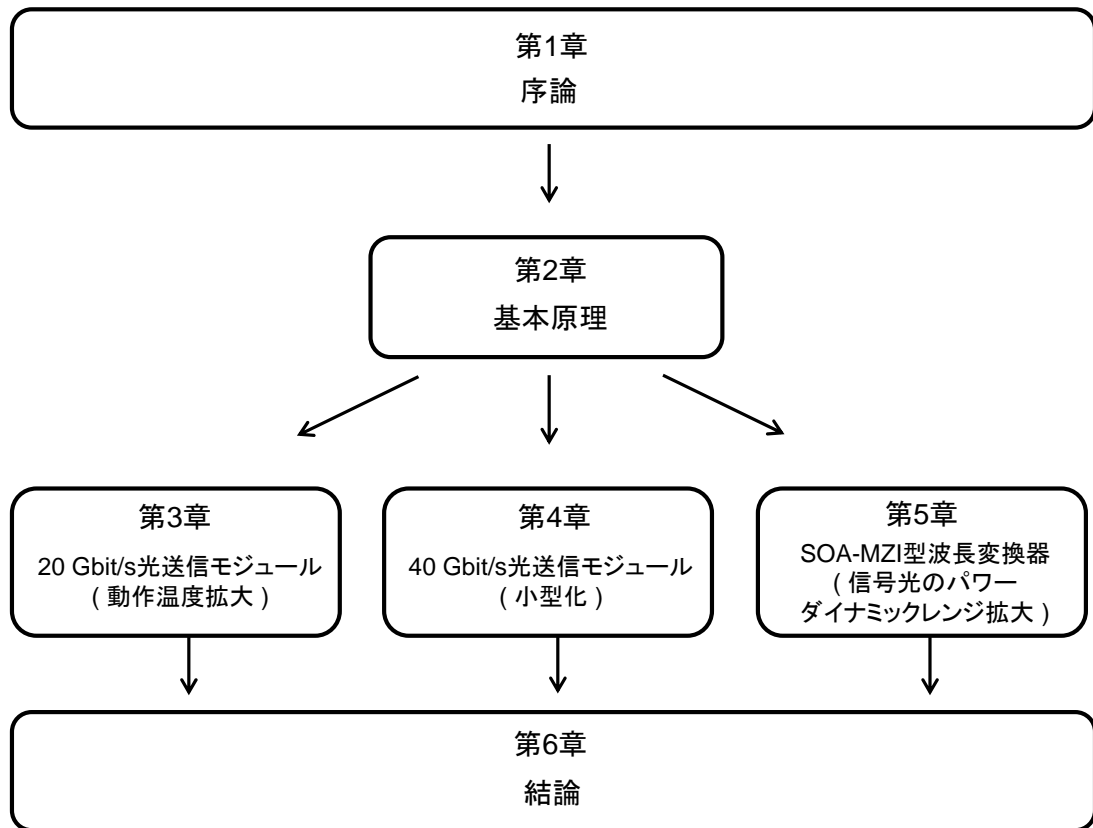


図1.9 論文の構成

第 1 章 参考文献

- [1] Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2015 – 2020
[Online]:http://www.cisco.com/web/JP/solution/isp/ipngn/literature/white_paper_c11-520862.html.
- [2] E. Yamazaki, S. Yamanaka, Y. Kisaka, T. Nakagawa, K. Murata, E. Yoshida, T. Sakano, M. Tomizawa, Y. Miyamoto, S. Matsuoka, J. Matsui, A. Shibayama, J. Abe, Y. Nakamura, H. Noguchi, K. Fukuchi, H. Onaka, K. Fukumitsu, K. Komaki, O. Takeuchi, Y. Sakamoto, H. Nakashima, T. Mizuochi, K. Kubo, Y. Miyata, H. Nishimoto, S. Hirano, and K. Onohara, “Fast optical channel recovery in field demonstration of 100-Gbit/s Ethernet over OTN using real-time DSP,” *Optics Express*, vol. 19, no. 14, pp. 13179 – 13184, July 2011.
- [3] F. Chang, K. Onohara, and T. Mizuochi, “Forward error correction for 100 G transport networks,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 48, no. 3, pp. S45 – S55, Mar. 2010.
- [4] L. E. Nelson, G. Zhang, M. Birk, C. Skolnick, R. Isaac, Y. Pan, C. Rasmussen, G. Pendock, and B. Mikkelsen, “A Robust Real-Time 100G Transceiver With Soft-Decision Forward Error Correction [Invited],” *IEEE J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 4, no. 11, pp. B131 – B141, Nov. 2012.
- [5] P. W. Shumate, “Fiber-to-the-home:1977-2007,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 26, no. 9, pp. 1093-1103, May 2008.
- [6] J. E. Mitchell, “Integrated Wireless Backhaul over Optical Access Networks [Invited],” *J. Lightw. Technol.*, vol. 32, no. 20, pp. 3373-3382, May. 2014.
- [7] C.-H. Lee, W. V. Sorin, and B. Y. Kim, “Fiber to the home using a PON infrastructure,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 24, no. 12, pp. 4568-4583, Dec. 2006.
- [8] 3GPP TS 36.300, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN);Overall description ;Stage 2,” 2008.[Online]. <http://www.3gpp.org/ftp/Specs/html-info/36300.htm>
- [9] “40G AND 100G DATA CENTER INTERCONNECTS”, Lightcounting, 2013.
- [10] J. Baliga, K. Hinton and R. S. Tucker, “Energy consumption of the Internet,” in Proc. International Conference on Optical Internet and Australian Conference on Optical Fibre Technology, Melbourne, Australia, 2007, Paper WeA1-1.
- [11] “C-RAN The Road Towards Green RAN”, White paper,
- [12] A. Agata, M. Oishi, and K. Tanaka, “Performance Enhancement of Optical Access Network in C-RAN using Nonlinear Quantization-based Compression,” in Proc. Optoelectronics and Communications Conference, Melbourne, Australia, 2014, Paper TU3A-2.

- [13] T. A. Diallo, A. Pizzinat, P. Chanclou, F. Saliou, F. Deletre, C. Aupetit-Berthelemot, "Jitter impact on mobile fronthaul links," in Proc. Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference, San Francisco, CA, 2014, Paper W2A.41.
- [14] N. Cvijetic, A. Tanaka, M. Cvijetic, Yue-Kai Huang, E. Ip, Yin Shao, and Ting Wang, "Novel optical access and digital processing architectures for future mobile backhaul," *J. Lightw. Technol.*, vol. 31, no. 4, pp. 621–627, Feb. 15, 2013.
- [15] Common Public Radio Interface (CPRI); Interface Specification V6.0. [Online] http://labs.chinamobile.com/report/view_59826, Oct., 2011
- [16] S. J. Ben Yoo, "Optical Packet and Burst Switching Technologies for the Future Photonic Internet," *IEEE J. Lightw. Technol.*, vol. 24, no. 17, pp. 4468-4492, Dec. 2006.
- [17] K. Sato, H. Hasegawa, T. Niwa, and T. Watanabe, "A large-scale wavelength routing optical switch for data center networks," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 51, no. 9, Sept. pp. 46-51, 2013.
- [18] N. Okada, T. Uesugi, A. Matsusue, T. Fujita, S. Takagi, T. Hatta, A. Sugitatsu, and H. Watanabe, "Cost-effective 10.7Gb/s cooled TOSA employing rectangular TO-CAN package operating up to 90," in Proc. Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference, San Diego, CA, 2010, Paper OThC2.
- [19] W. Kobayashi, K. Tsuzuki, T. Tadokoro, T. Fujisawa, N. Fujiwara, T. Yamanaka, and F. Kano, "40-Gb/s Operation of a 1.3-/1.55- μm InGaAlAs Electroabsorption Modulator Integrated With DFB Laser in Compact TO-CAN Package," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 17, no. 5, pp.1183-1190, SEP./OCT. 2011.
- [20] T.-T. Shih, P.-H. Tseng, Y.-Y. Lai, and W.-H. Cheng, "Compact TO-CAN Header With Bandwidth Excess 40 GHz", *J. Lightw. Technol.*, vol. 29, no. 17, pp. 2538-2544, Sep. 2011.
- [21] XMD MSA [Online] <http://xmd-msa.org/>.
- [22] T. Uesugi, N. Okada, T. Saito, T. Yamatoya, Y. Morita, and A. Sugitatsu, "25 Gbps EML TOSA Employing Novel Impedance-Matched FPC Design," in Proc. 35th European Conference on Optical communication, Vienna, Austria, 2009, Paper P2.10.
- [23] XLMD MSA [Online] <http://www.xlmd-msa.org/>
- [24] N. Okada, T. Miyahara, T. Shinada, T. Saito, A. Sugitatsu, and T. Hatta, "43 Gbit/s EAM-LD module with built-in driver IC employing novel cathode-froating bias circuit," in Proc. 34th European Conference on Optical communication, Brussels, Belgium, 2008, Paper We. 1.C.3.
- [25] T. Yamatoya, Y. Miyazaki, T. Saito, T. Aoyagi, and T. Ishikawa, "Long-Term Wavelength Reliability in Semi-Cooled 11.1 Gbps 80 km EAM-LDs for DWDM XFPs," in Proc. Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference, Anaheim, CA, 2007, Paper OMS3.

- [26] Y. Miyazaki, T. Yamatoya, K. Matsumoto, K. Kuramoto, K. Shibata, T. Aoyagi, and T. Ishikawa, "High-power ultralow-chirp 10-Gb/s electroabsorption modulator integrated laser with ultrashort photocarrier lifetime," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 42, no. 4, pp. 357–362, Apr. 2006.
- [27] S. Makino, K. Shinoda, T. Shiota, T. Kitatani, T. Fukamachi, and M. Aoki, "Wide temperature (15°C to 95°C), 80-km SMF transmission of a 1.55- μ m, 10-Gbit/s InGaAlAs electroabsorption modulator integrated DFB laser," in Proc. Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference, Anaheim, CA, 2007, Paper OMS1.
- [28] S. Shirai, Y. Tatsuoka, C. Watatani, T. Ota, K. Takagi, T. Aoyagi, E. Omura, and N. Tomita, "120°C uncooled operation of direct modulated 1.3 μ m AlGaInAs-MQW DFB laser diodes for 10Gb/s telecom applications," in Proc. Optical Fiber Communication Conference, Los Angeles, CA, 2004, Paper ThD2.
- [29] Y. Miyazaki, H. Tada, T. Shinya, K. Takagi, T. Aoyagi, and Y. Mitsui, "Small-chirp 40-Gbps electroabsorption modulator with novel tensile-strained asymmetric quantum-well absorption layer," *J. Quantum Electron.*, vol. 39, no. 6, pp. 813–819, May 2003.
- [30] W. Kobayashi, M. Arai, T. Yamanaka, N. Fujiwara, T. Fujisawa, T. Tadokoro, K. Tsuzuki, Y. Kondo, and F. Kano, "Design and Fabrication of 10-/40-Gbit/s, Uncooled Electroabsorption Modulator Integrated DFB Laser with Butt-Joint Structure," *J. Lightw. Technol.*, vol. 28, no. 1, pp. 164–171, Jan. 2010.
- [31] W. Kobayashi, M. Arai, T. Yamanaka, N. Fujiwara, T. Fujisawa, M. Ishikawa, K. Tsuzuki, Y. Shibata, Y. Kondo, and F. Kano, "Extended Operating Temperature Range of 125 °C (-25 °C to 100 °C) of 10-Gbit/s, 1.55- μ m Electroabsorption Modulator Integrated DFB Laser for 80-km SMF transmission," in Proc. Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference, San Diego, CA, 2009, Paper OThT4.
- [32] T. Yagisawa and T. Ikeuchi, "Compact 40-Gb/s EML module using broadband FPC connection technique," in Proc. Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference, San Diego, CA, USA, 2010, Paper OThC3.
- [33] T. Yagisawa and T. Ikeuchi, "Compact 40-Gbit/s Driver IC integrated EML Module Using Broadband FPC Connection Technique," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E92-C, no. 7, pp. 951–956, 2010.
- [34] M. Asobe, T. Umeki, O. Tadanaga, H. Song, and I. Tomita, "Grouped wavelength conversion using engineered QPM device," in Proc. Conference on Lasers & Electro Optics & The Pacific Rim Conference on Lasers and Electro-Optics, Shanghai, China, 2009, Paper WH3-2.

- [35] P. Bernasconi, W. Yang, L. Zhang, N. Sauer, L. Buhl, I. Kang, S. Chandrasekhar, and D.T. Neilson, "40 Gbit/s RZ wavelength converter in a monolithically integrated chip with a tunable laser," *IEEE Electron. Lett.*, vol. 41, no. 12, pp.701-702, 2005.
- [36] J. A. Summers, M. L. Maćanović, V. Lai, and D. J. Blumenthal, "Experimental Study of the Impact of Input Signal Suppression on the Performance of a Cascaded SOA-MZI Wavelength Converter," in Proc. Photonics in switching, CA, USA, 2007, Paper WB4.3.
- [37] D. Fitsios, T. Alexoudi, G. T. Kanellos, K. Vyrsoinos, N. Pleros, T. Tekin, M. Cherchi, S. Ylinen, M. Harjanne, M. Kapulainen, and T. Aalto, "Dual SOA-MZI Wavelength Converters Based on III-V Hybrid Integration on a μm -Scale Si Platform," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 26, no. 6, pp. 560-563, Mar. 2014.
- [38] C. Stamatiadis, L. Stampoulidis, K. Vyrsoinos, I. Lazarou, D. Kalavrouziotis, L. Zimmermann, K. Voigt, G. B. Preve, L. Moerl, J. Kreissl and H. Avramopoulos, "A Hybrid Photonic Integrated Wavelength Converter on a Silicon-on-Insulator Substrate," in Proc. Optical Fiber Communication Conference, Los Angeles, CA, 2012, Paper OM3E.1.
- [39] D. Hisano, T. Kono, A. Maruta, N. Ohata, H. Aruga, E. Ishimura, A. Sugitatsu, and K. Kitayama, "Wavelength Multicasting Accompanied with All-Optical Modulation Format Conversion from NRZ-OOK to RZ-BPSK using SOA-MZI Wavelength Converter," in Proc. Optoelectronics and Communications Conference, Busan, Korea, 2012, Paper 6F1-4.
- [40] S. Nakamura, Y. Ueno, and K. Tajima, "168-Gb/s all-optical wavelength conversion with a symmetric-Mach-Zehnder-type switch," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 13, no. 10, pp. 1091–1093, Oct. 2001.
- [41] Y. Liu, E. Tangdiongga, Z. Li, Huug de Waardt, A. M. J. Koonen, G. D. Khoe, Shu, Xuewen Shu, Ian Bennion, and H. J. S. Dorren, "Error-Free 320-Gb/s All-Optical Wavelength Conversion Using a Single Semiconductor Optical Amplifier," *IEEE J. Lightw. Technol.*, vol. 25, no. 1, pp. 103-108, Jan. 2007.
- [42] Y. Ueno, S. Nakamura, K. Tajima, and S. Kitamura, "3.8-THz wavelength conversion of picosecond pulse using a semiconductor delayed-interference signal wavelength converter (DISC)," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, pp. 346–348, Oct. 1998.

第2章 基本原理

2.1 緒言

本章では3章, 4章, 5章で述べる光送信モジュール及び SOA (Semiconductor Optical Amplifier)-MZI (Mach Zehnder Interferometer) 型波長変換器を設計する上で必要な理論について記載する. 2.2 節では光送信モジュールに搭載する EML (Electro absorption Modulator Laser) の基本動作について説明する. 2.3 節では3章で述べる光の結合理論, 有限要素法を用いた熱応力解析について述べる. 2.4 節では4章で必要な電気信号の反射の理論やマイクロストリップ線路, コプレーナ線路の特性インピーダンスについて述べ, 2.5 節では5章で述べる SOA-MZI 型波長変換器の動作原理と解析方法について記載する.

2.2 EML の動作原理

図 2.1 は EML の構造を示している. EML は LD 部と EA 変調器から構成される. LD (Laser diode) に一定の電流を加えることで, LD 部から CW (Continuous Wave) 光が出射する. EA (Electro Absorption) 変調器には電圧が印加され, 電圧の On, Off に応じて EA 変調器における CW 光の吸収量に変化し, 光出力に On, Off のデジタル変調を加えることができる.

EA 変調器の動作原理について説明する. EA 変調器はバンドギャップが小さい層をバンドギャップが大きい層で挟み込んだ量子井戸構造を有しており, この井戸に電界を加えることで, 吸収端波長が長波長側にシフトする量子閉じ込めシュタルク効果[1]を

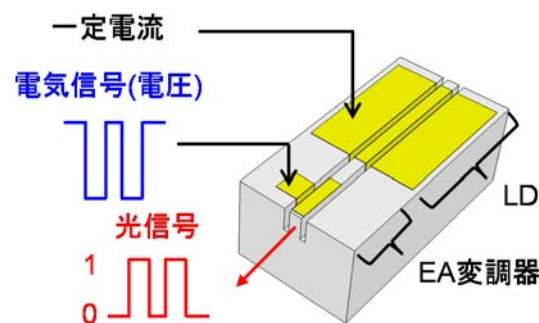


図2.1 EML の構造

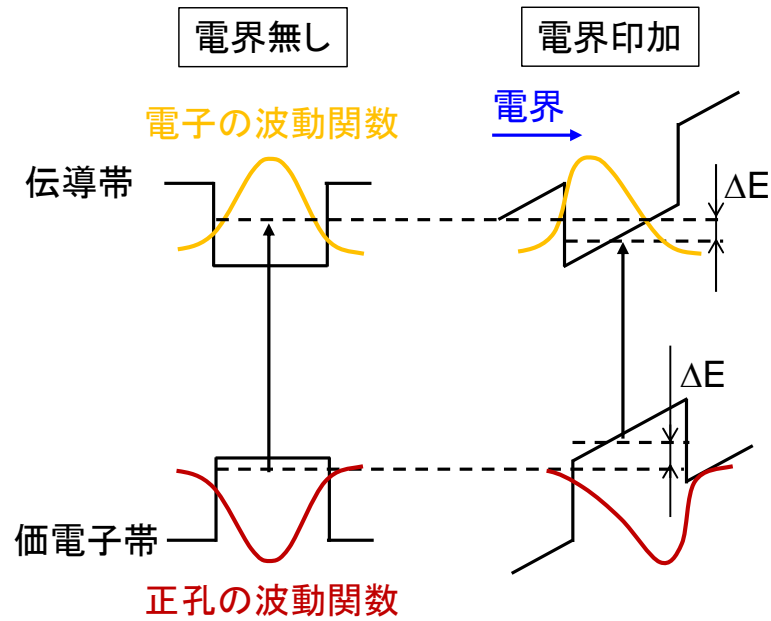


図2.2 単一量子井戸のバンド図

利用している。

図 2.2 は電界の有無における単一量子井戸のバンド図を示している。量子井戸では井戸内に電子や正孔が閉じ込められ、そのエネルギー準位は量子化される。量子井戸に加える電界を F 、電界を加えたときのエネルギーの変化量 ΔE はシュレーディンガー方程式を解くことで算出することができる。電界があるときの有効質量近似を用いたシュレーディンガー方程式は[2],

$$\left(-\frac{\hbar}{2m_j^*} \frac{d^2}{dz^2} + V_{QW}(z) + qFz \right) \phi_n(z) = E_n \phi_n(z) \quad (2.1)$$

である。 q は電荷であり電子と正孔では正負反転する。 \hbar は $h/2\pi$ であり、 h はプランク定数である。 V_{QW} は量子井戸のポテンシャル、 m_j^* は電子、正孔の有効質量である。また、 ϕ_n は電子及び正孔の波動関数であり、 E_n は離散化されたエネルギーを示している。摂動論による近似解では 1 次の摂動は qFz が奇関数であるため、

$$\Delta E = \langle \phi_n | qFz | \phi_n \rangle = 0 \quad (2.2)$$

になる。井戸の障壁ポテンシャルを無限大と仮定すると 2 次の摂動から基底状態のエネルギーシフト量 ΔE は、

$$\Delta E = \frac{\pi^2 - 15 m_j^* e^2 F^2 L^4}{24\pi^4 \hbar} \quad (2.3)$$

となる。ここで、 L は量子井戸の厚みである。式(2.3)より、量子井戸内の電子、正孔内

のエネルギーは電界により変化するため、価電子帯から伝導帯への遷移に必要なエネルギーが変化する。また、式(2.3)より電界によるエネルギーシフト量は有効質量 m_j^* に比例するため、電子のエネルギー変化量よりも有効質量が重い正孔のエネルギー変化量が大きい。また、電界 F の 2 乗に、井戸の厚みの 4 乗に比例することになる。

図 2.3 に電界の有無における波長と吸収係数の関係を示す。図の黒の実線は EA 部に電界を印加しない状態の波長に対する吸収係数を示しており、青の破線は電界を印加したときの吸収係数を示している。量子閉じ込めシュタルク効果により、電界を加えることでバンドギャップが小さくなり吸収端波長は長波長側にシフトする。LD の波長が図 2.3 に示す λ であるとする、電界の有無に応じて光の吸収と出力を制御することができる。

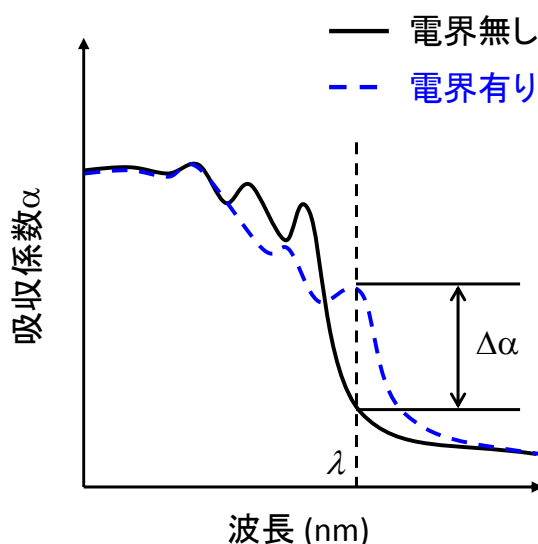


図2.3 量子閉じ込めシュタルク効果による吸収係数の変化

2.3 光の結合理論及び有限要素法による熱応力解析

2.3.1 光の結合理論

光送信モジュールは EML から出射した光を光送信モジュールに接続される光ファイバに結合し、光信号をモジュールの外部に取り出す構成になる。本項では光の結合理論について述べる[3-5].

EML から出射する光はシングルモードのみとし、光ファイバの伝搬モードは任意性を与えるため、複数のモードが伝搬すると過程する。光の伝搬方向を z , EML から出射する光の界を $\phi(x, y)$ とし、光ファイバを伝搬する伝搬モードの界を $\phi_0(x, y)$, $\phi_1(x, y)$, $\phi_2(x, y) \dots$ と置く。光がファイバへ結合して伝搬する場合、ファイバへ入射する光は各モードに結合して伝搬するため、伝搬モードの和は入射界に等しくなり、

$$\phi(x, y) = \sum_i c_i \varphi_i(x, y) \quad (2.4)$$

になる。ここで、 c_i は結合係数を示している。 i はファイバを伝搬するモードの数を示している。厳密にはファイバ内に光を閉じ込められず自由空間に放射する放射モードも存在するが、ここでは簡単のため省略した。光ファイバを伝搬する各モードは直交しており、完全規格直交性を仮定すると以下の式が成り立つ。

$$\begin{aligned} \iint \varphi_i^*(x, y) \varphi_j(x, y) dx dy &= 1 (i = j) \\ &= 0 (i \neq j) \end{aligned} \quad (2.5)$$

ここで、*は複素共役を示している。直交性を利用することで各モードへの結合係数である c_i を求めることができる。式(2.4)の両辺に φ_i^* をかけて積分すると、他のモードとの積は全て 0 になるため、

$$c_i = \frac{\iint \varphi_i^*(x, y) \phi(x, y) dx dy}{\iint |\varphi_i(x, y)|^2 dx dy} \quad (2.6)$$

になり、任意の c_i を求めることができる。結合効率はパワーに起因する量であるため、界のパワー比率を算出する。透磁率を μ_0 とすると入射する光のパワー P_{in} は、

$$P_{in} = \frac{\beta_{in}}{2\omega\mu_0} \iint |\phi(x, y)|^2 dx dy \quad (2.7)$$

になる。ここで、 β_{in} は入射する光の伝搬定数であり、 ω は角周波数を示す。同様に、光ファイバ内の任意の伝搬モードのパワーは、

$$P_i = \frac{\beta_i}{2\omega\mu_0} \iint |c_i \varphi_i(x, y)|^2 dx dy \quad (2.8)$$

になる。 β_i はファイバを伝搬する任意のモードの伝搬定数を示している。ここで、結合効率は入射する光のパワーと伝搬する任意のモードのパワー比であり、

$$\begin{aligned} \frac{P_i}{P_{in}} &= \frac{\frac{\beta_i}{2\omega\mu_0} \iint |c_i \varphi_i(x, y)|^2 dx dy}{\frac{\beta_{in}}{2\omega\mu_0} \iint |\phi(x, y)|^2 dx dy} \\ &= \frac{n_{ei} c_i^2 \iint |\varphi_i(x, y)|^2 dx dy}{n_{ein} \iint |\phi(x, y)|^2 dx dy} \end{aligned} \quad (2.9)$$

になる。ここで、 $n_{ei} = \beta_i/k_0$ 、 $n_{ein} = \beta_{in}/k_0$ であり、各モードの等価屈折率を示す。式(2.6)を代入すると結合効率は、

$$\frac{n_i \iint |\varphi_i^*(x, y) \phi(x, y)|^2 dx dy}{n_{in} \iint |\varphi_i(x, y)|^2 dx dy \cdot \iint |\phi(x, y)|^2 dx dy} \quad (2.10)$$

になる。光ファイバがシングルモードファイバの場合、LP01モードのみが光ファイバ中を伝搬するため、そのモードとの結合効率を計算すれば良い。界がそれぞれ規格化されており、伝搬定数が一致している場合式(2.10)は、

$$\iint |\phi_i^*(x,y)\phi(x,y)|^2 dx dy \quad (2.11)$$

と簡単な式に書き換えることができる。

2.3.2 ガウシアンビーム近似による結合効率

EML から出射する光とシングルモードファイバの伝搬モードの強度分布を近似的にガウス形状として取り扱う場合、結合効率の解析解が得られ見通しが良い。本項ではガウシアンビームの結合効率について述べる。

ガウシアンビームはマクスウェル方程式の解の一つである。マクスウェル方程式は、

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.12)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (2.13)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (2.14)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.15)$$

で表される。 \mathbf{E} は電界、 \mathbf{D} は電束密度であり $\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E}$ となる。また、 \mathbf{H} は磁界、 \mathbf{B} は磁束密度であり $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$ となる。 ϵ は誘電率、 μ は透磁率、 ρ は電荷密度、 \mathbf{J} は電流密度を示す。電荷の無い媒質中では $\rho = 0$ 、 $\mathbf{J} = 0$ になる。

式(2.12)の両辺に左から $\nabla \times$ を作用させると、

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial}{\partial t} \nabla \times \mathbf{B} \quad (2.16)$$

になる。ベクトルの公式より左辺は、

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E} \quad (2.17)$$

となる。 $\rho = 0$ を適用し、電界 \mathbf{E} で記述すると式(2.14)は $\nabla \cdot \mathbf{D} = \nabla \cdot (\epsilon \mathbf{E}) = \nabla \epsilon \cdot \mathbf{E} + \epsilon \nabla \cdot \mathbf{E} = 0$ になり、

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = -\frac{\nabla \epsilon \cdot \mathbf{E}}{\epsilon} \quad (2.18)$$

と変形できる。式(2.17)と式(2.18)を用いると式(2.16)の左辺は、

$$-\nabla \left(\frac{\nabla \epsilon \cdot \mathbf{E}}{\epsilon} \right) - \nabla^2 \mathbf{E} \quad (2.19)$$

になる。 $\mathbf{J} = 0$ を適用し、式(2.13)を用いると式(2.16)の右辺は、

$$-\epsilon \mu \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} \quad (2.20)$$

になる。ここで、単一周波数の光を仮定し電磁界の時間変化を $\exp(j\omega t)$ と置くと式(2.16)は、

$$\nabla^2 \mathbf{E} + \nabla \left(\frac{\nabla \varepsilon}{\varepsilon} \cdot \mathbf{E} \right) + k^2 \mathbf{E} = 0 \quad (2.21)$$

になる。 k は波数であり、

$$k = \omega \sqrt{\varepsilon \mu} \quad (2.22)$$

になる。誘電率が一定の空間を光が伝搬する場合、 $\nabla \varepsilon$ は無視することができ、

$$\nabla^2 \mathbf{E} + k^2 \mathbf{E} = 0 \quad (2.23)$$

になる。この式はヘルムホルツ方程式と呼ばれ、電界の x, y, z 各成分は同一の式で表される。

ここで、 z 方向の自由空間を伝搬する光の電界を、

$$E(x, y, z) = \phi(x, y, z) \exp(-jkz) \quad (2.24)$$

と置き、式(2.21)に代入すると、

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} - 2jk \frac{\partial \phi}{\partial z} = 0 \quad (2.25)$$

となる。ここで、電界は z 方向に対して緩やかに変化すると仮定し、 $\partial \phi^2 / \partial z^2$ を無視している。式(2.25)の解を、

$$\phi(x, y, z) = A \exp \left(-j \left\{ p(z) + \frac{k}{2q(z)} (x^2 + y^2) \right\} \right) \quad (2.26)$$

と置く。ここで、 A は任意の定数であり、 $p(z)$ と $q(z)$ は複素ビームパラメータである。式(2.26)を式(2.25)に代入して $p(z)$ と $q(z)$ を求めると最終的にそれらは、

$$q(z) = z + q_0 \quad (2.27)$$

$$p(z) = -j \ln \left(1 + \frac{z}{q_0} \right) \quad (2.28)$$

となる。ここで、

$$q_0 = \frac{j\pi w_0^2}{\lambda} \quad (2.29)$$

と置き、式(2.27) ~ (2.29)を式(2.26)に代入して整理すると、

$$\phi(x, y, z) = A \frac{w_0}{w(z)} \exp \left\{ - \left(\frac{1}{w^2(z)} + j \frac{k}{2R(z)} \right) r^2 + j\phi(z) \right\} \quad (2.30)$$

が得られる。ここで、

$$w(z) = w_0 \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda z}{\pi w_0^2} \right)^2} \quad (2.31)$$

$$R(z) = z \left\{ 1 + \left(\frac{\pi w_0^2}{\lambda z} \right)^2 \right\} \quad (2.32)$$

$$\phi(z) = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda z}{\pi w_0^2} \right) \quad (2.33)$$

λ は波長を示している. $w(z)$ はスポットサイズと呼び, w_0 は $z=0$ におけるスポットサイズである. また, $r = (x^2 + y^2)^{1/2}$ である.

式(2.30)を式(2.24)に代入することで, ガウシアンビームの電界を求めることができる. また, 式(2.30)は任意定数 A が残っているが, 光のパワーを 1 に規格化すると, 振幅 $A w_0 / w(z)$ は $(2/\pi)^{1/2} \cdot (1/w(z))$ になる. また, ガウシアンビームは直交する x 座標, y 座標に分離することができ,

$$\phi(x, y, z) = f(x) \cdot g(y) \quad (2.34)$$

$$f(x) = \left(\sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{w(z)} \right)^{1/2} \exp \left\{ -\frac{x^2}{w^2(z)} - j \frac{kx^2}{2R(z)} + j\phi(z) \right\} \quad (2.35)$$

$$f(y) = \left(\sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{w(z)} \right)^{1/2} \exp \left\{ -\frac{y^2}{w^2(z)} - j \frac{ky^2}{2R(z)} + j\phi(z) \right\} \quad (2.36)$$

で表すことができる.

ここまで, ガウシアンビームの導出について述べてきたが, ここからは, ガウシアンビームの結合理論について説明する. 図 2.4 はガウシアンビームの結合を説明するための図であり, 結合を計算する二つのガウシアンビームが参照面(光の結合を計算する面)で, x, y 軸に位置ずれが発生しないことを仮定している. 2.3.1 項で述べた様に結合効率は結合効率を求めたい界の重なり積分を計算することになるため, 参照面をどこに定義

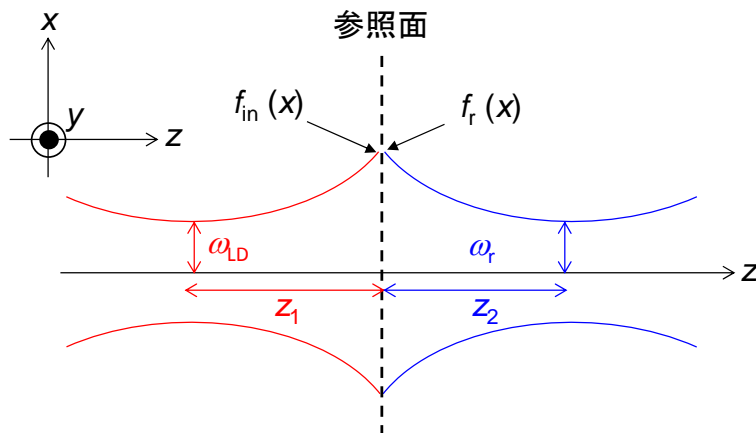


図2.4 ガウシアンビームの結合

しても計算結果は同じになる． EML から出射する光の参照面における界を $f_{in}(x)$ ， 参照面における光ファイバの伝搬モードの界を $f_r(x)$ と定義する． 議論を簡単するため界としては x 座標のみのガウシアンビームを取り扱う． EML から出射するビームウエストでのスポットサイズを w_{LD} ， ファイバ側も同様にスポットサイズを w_r と置く． また， ビームウエストから参照面までの距離をそれぞれ z_1 ， z_2 とする． 式(2.35)より参照面における界 $f_{in}(x)$ と $f_r(x)$ は，

$$f_{in}(x) = \left(\sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{w_{LD}(z_1)} \right)^{\frac{1}{2}} \exp \left\{ -\frac{x^2}{w_{LD}^2(z_1)} - j \frac{kx^2}{2R_{LD}(z_1)} \right\} \quad (2.37)$$

$$f_r(x) = \left(\sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{w_r(z_2)} \right)^{\frac{1}{2}} \exp \left\{ -\frac{x^2}{w_r^2(z_2)} - j \frac{kx^2}{2R_r(z_2)} \right\} \quad (2.38)$$

になる． 結合効率(2.11)にて算出できる． ガウシアンビームは x ， y 座標に変数分離でき， 結合効率の計算は x 座標， y 座標に変数分離してそれぞれ計算した結合効率 η_x と η_y の積で算出ができる． 式(2.37)， (2.38)を式(2.11)に代入して x 座標のみ考慮すると，

$$\eta_x = \left| \left(\frac{2}{\pi w_{LD}(z_1) w_r(z_2)} \right)^{\frac{1}{2}} \int_{-\infty}^{\infty} -qx^2 dx \right|^2 \quad (2.39)$$

になる． ここで，

$$q = \frac{1}{w_{LD}^2(z_1)} + \frac{1}{w_r^2(z_2)} + \frac{jk}{2} \left(\frac{1}{R_{LD}(z_1)} - \frac{1}{R_r(z_2)} \right) \quad (2.40)$$

である．

$$\int_{-\infty}^{\infty} -qx^2 dx = \sqrt{\frac{\pi}{q}} \quad (2.41)$$

になるため， 式(2.39)は，

$$\eta_x = \frac{2}{w_{LD}(z_1) w_r(z_2) q} \quad (2.42)$$

となる． y 座標においても同様に算出することができる． x と y のスポットサイズが等しい場合は，

$$\eta = \frac{4}{|w_{LD}(z_1) w_r(z_2) q|^2} \quad (2.43)$$

になる． 式(2.40)を式(2.43)に代入すると結合効率 η は，

$$\eta = \frac{4}{\left(\frac{w_{LD}(z_1)}{w_r(z_2)} + \frac{w_r(z_2)}{w_{LD}(z_1)}\right)^2 + \left(\frac{\pi w_{LD}(z_1)w_r(z_2)}{\lambda}\right)^2 \left(\frac{1}{R_{LD}(z_1)} - \frac{1}{R_r(z_2)}\right)^2} \quad (2.44)$$

となる.

2.3.3 熱応力解析

3章で述べる送信モジュールでは、線膨張が大きいプラスチックレンズを用いる。そのため、熱応力による形状変化を把握することが重要になる。本項では有限要素を用いた熱応力による弾性変形解析について、もっとも基本的な三角形要素モデルを用いて説明する[6].

有限要素法により応力解析を行う場合、仮想仕事の原理を適用することになる。仮想仕事の原理とは平衡状態の物体に仮想の微小変位を与えると、仮想変位にともなった荷重、体積力、応力のなす仕事の和がゼロになる原理のことである。この原理を利用すると、荷重や強制変位を与えることで平衡状態での変位と応力を求めることができる。2次元の応力問題を考える。厚さが一定の構造体を仮定し、その構造体に荷重と仮想変位を加えて仮想仕事の原理を適用すると、

$$t \int_{\Gamma} (u^* T_x + v^* T_y) d\Gamma + t \iint (u^* F_x + v^* F_y) dx dy = t \iint (\varepsilon_x^* \sigma_x + \varepsilon_y^* \sigma_y + \gamma_{xy}^* \tau_{xy}) dx dy \quad (2.45)$$

の関係式が得られる。ここで、 t は構造体の厚み、 u^* 、 v^* は x 方向及び y 方向の仮想変位、 T_x 、 T_y は x 方向及び y 方向の構造体に加えた表面分布荷重、 F_x 、 F_y は単位体積あたりの x 方向及び y 方向の体積力である。 Γ は物体を囲う曲線を示している。 ε_x^* 、 ε_y^* は x 方向及び y 方向の仮想変位に対して発生する仮想の垂直ひずみであり、 γ_{xy}^* は仮想のせん断ひずみである。 σ_x 、 σ_y は x 方向及び y 方向の仮想変位に対して発生する応力であり、 τ_{xy} はせん断応力である。左辺の第1項は表面分布荷重のなす仕事であり、第2項は体積力のなす仕事である。右辺は応力の仕事であり荷重と体積力の仕事の和に等しくなる。

有限要素解析をする場合式(2.45)を離散化して解くことになる。離散化する場合離散化された要素に形状関数を定義する必要がある。形状関数とは要素内の任意の物理量を厳密解に対して近似する関数のことである。図2.5に三角形要素を示す。図の様に三角形要素の各接点において座標、荷重、変位、仮想変位を定義する。形状関数の導出過程は省くが、1次多項式を用いた形状関数を導入すると x 方向の変位は、

$$u = N_1 u_1 + N_2 u_2 + N_3 u_3 \quad (2.46)$$

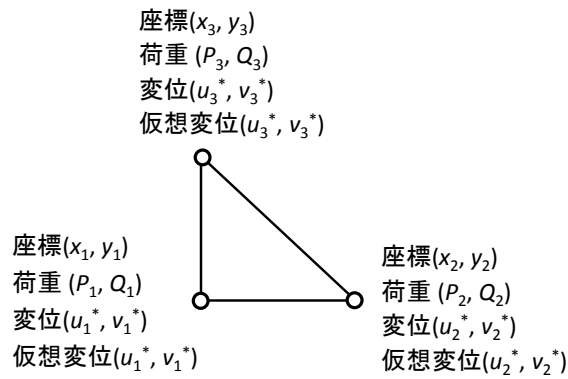


図2.5 三角形要素

になる。ここで、

$$N_1 = \frac{1}{2D}(a_1x + b_1y + c_1) \quad (2.47)$$

$$N_2 = \frac{1}{2D}(a_2x + b_2y + c_2) \quad (2.48)$$

$$N_3 = \frac{1}{2D}(a_3x + b_3y + c_3) \quad (2.49)$$

であり、 $a_1 = y_2 - y_3$, $a_2 = y_3 - y_1$, $a_3 = y_1 - y_2$, $b_1 = x_3 - x_2$, $b_2 = x_1 - x_3$, $b_3 = x_2 - x_1$, $c_1 = x_2y_3 - x_3y_2$, $c_2 = x_3y_1 - x_1y_3$, $c_3 = x_1y_2 - x_2y_1$, $D = 1/2(x_1y_2 + x_2y_3 + x_3y_1 - x_1y_3 - x_2y_1 - x_3y_2)$ である。y方向の変位も同様に、

$$v = N_1v_1 + N_2v_2 + N_3v_3 \quad (2.50)$$

で表される。式(2.46)と式(2.50)を行列で表すと以下になる。

$$u = \begin{pmatrix} N_1 & 0 & N_2 & 0 & N_3 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ v_1 \\ u_2 \\ v_2 \\ u_3 \\ v_3 \end{pmatrix} \quad (2.51)$$

$$v = \begin{pmatrix} 0 & N_1 & 0 & N_2 & 0 & N_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ v_1 \\ u_2 \\ v_2 \\ u_3 \\ v_3 \end{pmatrix} \quad (2.52)$$

また、ひずみについては、

$$\begin{pmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_y \\ \gamma_{xy} \end{pmatrix} = \frac{1}{2D} \begin{pmatrix} a_1 & 0 & a_2 & 0 & a_3 & 0 \\ 0 & b_1 & 0 & b_2 & 0 & b_3 \\ b_1 & a_1 & b_2 & a_2 & b_3 & a_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ v_1 \\ u_2 \\ v_2 \\ u_3 \\ v_3 \end{pmatrix} \quad (2.53)$$

で表される。応力とひずみの関係は、

$$\begin{pmatrix} \sigma_x \\ \sigma_y \\ \tau_{xy} \end{pmatrix} = \frac{E}{1-\nu^2} \begin{pmatrix} 1 & \nu & 0 \\ \nu & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1-\nu}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_y \\ \gamma_{xy} \end{pmatrix} \quad (2.54)$$

で表される。ここで、 E はヤング率、 ν はポアソン比である。

x 方向、 y 方向の仮想変位はそれぞれ、

$$u^* = (u_1^* \quad v_1^* \quad u_2^* \quad v_2^* \quad u_3^* \quad v_3^*) \begin{pmatrix} N_1 \\ 0 \\ N_2 \\ 0 \\ N_3 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.55)$$

$$v^* = (u_1^* \quad v_1^* \quad u_2^* \quad v_2^* \quad u_3^* \quad v_3^*) \begin{pmatrix} 0 \\ N_1 \\ 0 \\ N_2 \\ 0 \\ N_3 \end{pmatrix} \quad (2.56)$$

になる。ここで、仮想変位・形状関数の形にまとめたが、後述する仮想変位の項を削除するためである。仮想ひずみは、

$$\begin{pmatrix} \varepsilon_x^* & \varepsilon_y^* & \gamma_{xy}^* \end{pmatrix} = \frac{1}{2D} (u_1^* \quad v_1^* \quad u_2^* \quad v_2^* \quad u_3^* \quad v_3^*) \begin{pmatrix} a_1 & 0 & b_1 \\ 0 & b_1 & a_1 \\ a_2 & 0 & b_2 \\ 0 & b_2 & a_2 \\ a_3 & 0 & b_3 \\ 0 & b_3 & a_3 \end{pmatrix} \quad (2.57)$$

になる。式(2.45)左辺第1項の表面荷重の仕事は、表面荷重を図2.5に示す様に点荷重(x 方向荷重 P , y 方向荷重 Q)とすると点荷重と仮想変位量の積になるため、

$$u_1^* P_1 + v_1^* Q_1 + u_2^* P_2 + v_2^* Q_2 + u_3^* P_3 + v_3^* Q_3 \quad (2.58)$$

になる。行列で表すと、

$$\begin{pmatrix} u_1^* & v_1^* & u_2^* & v_2^* & u_3^* & v_3^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 \\ Q_1 \\ P_2 \\ Q_2 \\ P_3 \\ Q_3 \end{pmatrix} \quad (2.59)$$

になる。式(2.45)左辺第 2 項は重力や遠心力などの体積力のなす仕事であり、熱応力による弾性変形解析では不要なため無視する。式(2.45)右辺は、

$$\iint (\varepsilon_x^* \quad \varepsilon_y^* \quad \gamma_{xy}^*) \begin{pmatrix} \sigma_x \\ \sigma_y \\ \tau_{xy} \end{pmatrix} dx dy \quad (2.60)$$

になり、式(2.57)を代入して節点における仮想変位が定数であることを考慮すると、

$$\begin{pmatrix} u_1^* & v_1^* & u_2^* & v_2^* & u_3^* & v_3^* \end{pmatrix} \iint \frac{1}{2D} \begin{pmatrix} a_1 & 0 & b_1 \\ 0 & b_1 & a_1 \\ a_2 & 0 & b_2 \\ 0 & b_2 & a_2 \\ a_3 & 0 & b_3 \\ 0 & b_3 & a_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sigma_x \\ \sigma_y \\ \tau_{xy} \end{pmatrix} dx dy \quad (2.61)$$

になる。式(2.59)と式(2.61)の仮想変位ベクトルを相殺すると、

$$\begin{pmatrix} P_1 \\ Q_1 \\ P_2 \\ Q_2 \\ P_3 \\ Q_3 \end{pmatrix} = \iint \frac{1}{2D} \begin{pmatrix} a_1 & 0 & b_1 \\ 0 & b_1 & a_1 \\ a_2 & 0 & b_2 \\ 0 & b_2 & a_2 \\ a_3 & 0 & b_3 \\ 0 & b_3 & a_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sigma_x \\ \sigma_y \\ \tau_{xy} \end{pmatrix} dx dy \quad (2.62)$$

が得られる。式(2.54)に式(2.53)を代入した後、式(2.62)に代入し、節点での変位が定数であることを考慮すると、

$$\begin{pmatrix} P_1 \\ Q_1 \\ P_2 \\ Q_2 \\ P_3 \\ Q_3 \end{pmatrix} = \iint \frac{1}{4D^2} \begin{pmatrix} a_1 & 0 & b_1 \\ 0 & b_1 & a_1 \\ a_2 & 0 & b_2 \\ 0 & b_2 & a_2 \\ a_3 & 0 & b_3 \\ 0 & b_3 & a_3 \end{pmatrix} \frac{E}{1-\nu^2} \begin{pmatrix} 1 & \nu & 0 \\ \nu & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1-\nu}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 & 0 & a_2 & 0 & a_3 & 0 \\ 0 & b_1 & 0 & b_2 & 0 & b_3 \\ b_1 & a_1 & b_2 & a_2 & b_3 & a_3 \end{pmatrix} dx dy \begin{pmatrix} u_1 \\ v_1 \\ u_2 \\ v_2 \\ u_3 \\ v_3 \end{pmatrix} \quad (2.63)$$

になる。右辺の積分を計算すると、

$$\begin{pmatrix} P_1 \\ Q_1 \\ P_2 \\ Q_2 \\ P_3 \\ Q_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} K_{11} & K_{12} & K_{13} & K_{14} & K_{15} & K_{16} \\ K_{21} & K_{22} & K_{23} & K_{24} & K_{25} & K_{26} \\ K_{31} & K_{32} & K_{33} & K_{34} & K_{35} & K_{36} \\ K_{41} & K_{42} & K_{43} & K_{44} & K_{45} & K_{46} \\ K_{51} & K_{52} & K_{53} & K_{54} & K_{55} & K_{56} \\ K_{61} & K_{62} & K_{63} & K_{64} & K_{65} & K_{66} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ v_1 \\ u_2 \\ v_2 \\ u_3 \\ v_3 \end{pmatrix} \quad (2.64)$$

になる。ここで、 $[K]_{6 \times 6}$ は剛性マトリックスと呼ばれ、

$$\frac{E}{4D(1-\nu^2)} \begin{pmatrix} a_1^2 + \frac{b_1^2(1-\nu)}{2} & a_1 b_1 \nu + \frac{a_1 b_1(1-\nu)}{2} & a_2 a_1 + \frac{a_2 b_1(1-\nu)}{2} & a_1 b_2 \nu + \frac{a_1 b_2(1-\nu)}{2} & a_3 a_1 + \frac{b_3 b_1(1-\nu)}{2} & a_1 b_3 \nu + \frac{a_1 b_3(1-\nu)}{2} \\ a_1 b_1 \nu + \frac{a_1 b_1(1-\nu)}{2} & b_1^2 + \frac{a_1^2(1-\nu)}{2} & a_2 b_1 \nu + \frac{a_2 b_2(1-\nu)}{2} & b_2 b_1 + \frac{a_2 a_1(1-\nu)}{2} & a_3 b_1 \nu + \frac{a_3 b_2(1-\nu)}{2} & b_3 b_1 + \frac{a_3 a_1(1-\nu)}{2} \\ a_2 a_1 + \frac{b_2 b_2(1-\nu)}{2} & a_2 b_1 \nu + \frac{a_2 b_2(1-\nu)}{2} & a_2^2 + \frac{b_2^2(1-\nu)}{2} & a_2 b_2 \nu + \frac{a_2 b_2(1-\nu)}{2} & a_3 a_2 + \frac{b_3 b_2(1-\nu)}{2} & a_2 b_3 \nu + \frac{a_2 b_3(1-\nu)}{2} \\ a_1 b_2 \nu + \frac{a_1 b_2(1-\nu)}{2} & b_2 b_1 + \frac{a_2 a_1(1-\nu)}{2} & a_2 b_2 \nu + \frac{a_2 b_2(1-\nu)}{2} & b_2^2 + \frac{a_2^2(1-\nu)}{2} & a_3 b_2 \nu + \frac{a_3 b_2(1-\nu)}{2} & b_3 b_2 + \frac{a_3 a_2(1-\nu)}{2} \\ a_3 a_1 + \frac{b_3 b_3(1-\nu)}{2} & a_3 b_1 \nu + \frac{a_3 b_2(1-\nu)}{2} & a_2 a_3 + \frac{b_2 b_3(1-\nu)}{2} & a_2 b_2 \nu + \frac{a_2 b_3(1-\nu)}{2} & a_3^2 + \frac{b_3^2(1-\nu)}{2} & a_3 b_3 \nu + \frac{a_3 b_3(1-\nu)}{2} \\ a_1 b_3 \nu + \frac{a_1 b_3(1-\nu)}{2} & b_3 b_1 + \frac{a_3 a_1(1-\nu)}{2} & a_2 b_3 \nu + \frac{a_2 b_3(1-\nu)}{2} & b_3 b_2 + \frac{a_3 a_2(1-\nu)}{2} & a_3 b_3 \nu + \frac{a_3 b_3(1-\nu)}{2} & b_3^2 + \frac{a_3^2(1-\nu)}{2} \end{pmatrix} \quad (2.65)$$

になる。式(2.64)は荷重と変位の関係式を示しており、節点に境界条件(荷重や固定等)を与え、剛性マトリックスの逆行列を式(2.64)の左から掛けることで変位を算出することができる。三角要素を複数組み合わせることで構造をモデル化する場合、節点数 N に対して剛性マトリックス $2N \times 2N$ の正方行列になるが、同様の方法で構造の変位を算出することができる。

三角形要素における荷重と変位の関係式を導出したが温度変化による影響を考慮する場合、材料の線膨張の影響を考える必要がある。熱によるひずみの影響を考慮すると、全ひずみは荷重・強制変によるひずみと熱応力によるひずみ、熱による自由ひずみの和になる。しかし、熱による自由ひずみは応力に寄与しないため、全ひずみから熱による自由ひずみを引くことで応力を算出できる。応力とひずみの関係式(2.54)は線膨張を考慮すると、

$$\begin{pmatrix} \sigma_x \\ \sigma_y \\ \tau_{xy} \end{pmatrix} = \frac{E}{1-\nu^2} \begin{pmatrix} 1 & \nu & 0 \\ \nu & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1-\nu}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_y \\ \gamma_{xy} \end{pmatrix} - \frac{E\alpha\Delta T}{1+\nu} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.66)$$

に置き換えることができる。ここで、 α は線膨張係数を示しており、 ΔT は温度の変化を示している。熱による変形はせん断応力 τ_{xy} には無関係であるため、式(2.66)の右辺第2項の3行目は0になる。式(2.66)を用いると式(2.64)は、

$$\begin{pmatrix} P_1 \\ Q_1 \\ P_2 \\ Q_2 \\ P_3 \\ Q_3 \end{pmatrix} + \frac{E\alpha\Delta T}{2(1+\nu)} \begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \\ a_3 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} K_{11} & K_{12} & K_{13} & K_{14} & K_{15} & K_{16} \\ K_{21} & K_{22} & K_{23} & K_{24} & K_{25} & K_{26} \\ K_{31} & K_{32} & K_{33} & K_{34} & K_{35} & K_{36} \\ K_{41} & K_{42} & K_{43} & K_{44} & K_{45} & K_{46} \\ K_{51} & K_{52} & K_{53} & K_{54} & K_{55} & K_{56} \\ K_{61} & K_{62} & K_{63} & K_{64} & K_{65} & K_{66} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ v_1 \\ u_2 \\ v_2 \\ u_3 \\ v_3 \end{pmatrix} \quad (2.67)$$

に書き換えられる．以上熱線膨張による影響を考慮した式を導出した．

本項では2次元問題における三角形要素を取り扱ったが，3次元問題では4面体要素や6面体要素を用いることになる．

2.4 伝送線路の理論

2.4.1 電気信号の反射

回路基板を高周波信号が伝搬することを考える．電気信号の波長に対して伝搬距離が長い場合は伝搬距離に対する信号の位相を考慮する必要があり，厳密にはマクスウェル方程式を数値解析で解く必要があるが，単位長さあたりのインダクタンスと容量を用いて近似的に電気信号の伝搬を取り扱うことで計算を簡易化できる．インダクタンスと容量を用いて電圧 $V(z, t)$ と電流 $I(z, t)$ を偏微分方程式で表すと，

$$\frac{\partial V(z, t)}{\partial z} = -L \frac{\partial I(z, t)}{\partial t} \quad (2.68)$$

$$\frac{\partial I(z, t)}{\partial z} = -C \frac{\partial V(z, t)}{\partial t} \quad (2.69)$$

になる[7]．電圧と電流の時間変化を $e^{j\omega t}$ として式(2.68)，(2.69)に代入すると，

$$\frac{dV(z)}{dz} = -j\omega LI(z) \quad (2.70)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -j\omega CV(z) \quad (2.71)$$

になる．式(2.70)を z で微分して，式(2.71)を式(2.70)に代入すると，

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} + \omega^2LCV(z) = 0 \quad (2.72)$$

が得られる． $V(z)$ は電圧であり， ω は角周波数である．この方程式の一般解は，

$$V(z) = v(z)^+ e^{-jz\omega\sqrt{LC}} + v(z)^- e^{jz\omega\sqrt{LC}} \quad (2.73)$$

になる．ここで， $v(z)^+$ と $v(z)^-$ はそれぞれ， $+z$ 方向及び $-z$ 方向に伝搬する電圧の振幅を示している．なお，過程として電圧が伝搬する媒質は無損失を想定しており，媒質の吸収は考慮していない．式(2.73)を式(2.70)に代入すると $I(z)$ は，

$$I(z) = \frac{1}{Z} v(z)^+ e^{-jz\omega\sqrt{LC}} + \frac{1}{Z} v(z)^- e^{jz\omega\sqrt{LC}} \quad (2.74)$$

になる。ここで、 Z_0 は特性インピーダンスであり、

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.75)$$

である。

z 方向に伝搬する電圧と電流の式が求まったので、次に電気信号の反射について述べる。電気信号の反射は特性インピーダンスが異なる線路間を信号が通過するときが発生する。図2.6に特性インピーダンスが異なる信号線路を接続したときの入射波及び反射波、透過波の図を示す。抵抗 R は特性インピーダンス Z_0 と同じであり、 R と伝送線路 A の間には反射が発生しないとする。伝送線路 A から伝送線路 B への入射波を、

$$V(z) = v_i e^{-jz\omega\sqrt{L_0 C_0}} \quad (2.76)$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} v_i e^{-jz\omega\sqrt{L_0 C_0}} \quad (2.77)$$

反射波を、

$$V(z) = v_r e^{jz\omega\sqrt{L_0 C_0}} \quad (2.78)$$

$$I(z) = -\frac{1}{Z_0} v_r e^{jz\omega\sqrt{L_0 C_0}} \quad (2.79)$$

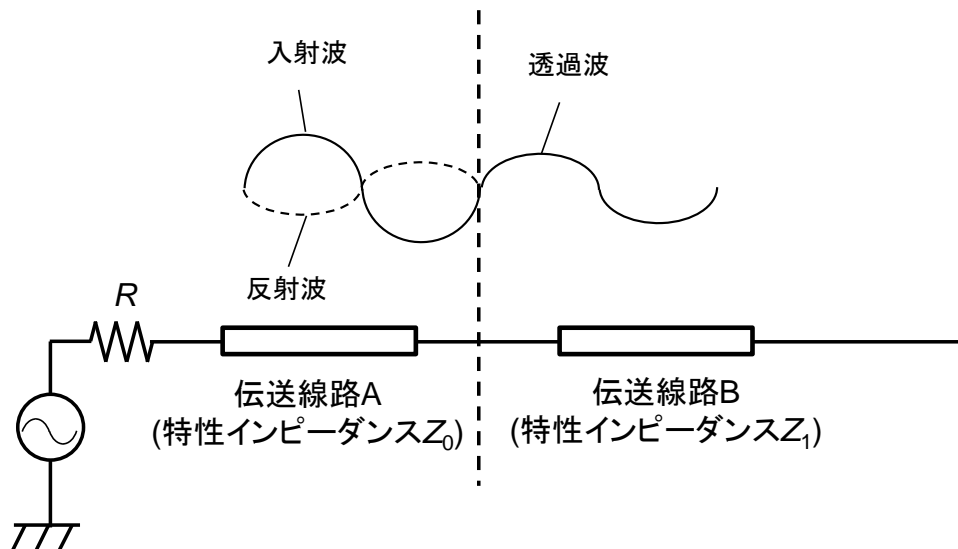


図2.6 電気信号の反射

透過波を,

$$V(z) = v_t e^{-jz\omega\sqrt{L_1 C_1}} \quad (2.80)$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} v_t e^{-jz\omega\sqrt{L_1 C_1}} \quad (2.81)$$

と置く. v_i , v_r , v_t はそれぞれ入射波, 反射波, 透過波の電圧の振幅を示す. また, L_0 , C_0 は伝送線路 A の単位長さあたりのインダクタンスとキャパシタンスを示す. L_1 , C_1 は同様に伝送線路 B のインダクタンスとキャパシタンスを示す. 伝送線路 A と B の接続部を $z = 0$ とすると, 接続部では入射波と反射波の和が透過波の和に等しくならなければならない. そのため, 以下 2 式が成り立つ.

$$v_t = v_i + v_r \quad (2.82)$$

$$\frac{i_t}{Z_1} = \frac{i_i}{Z_0} - \frac{i_r}{Z_0} \quad (2.83)$$

従い, 式(2.82)及び式(2.83)より,

$$v_t = v_i \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_0} \quad (2.84)$$

$$v_r = v_i \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (2.85)$$

を導出できる. そのため, 反射係数 Γ と透過係数 T はそれぞれ,

$$\Gamma \equiv \frac{v_r}{v_i} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (2.86)$$

$$T \equiv \frac{v_t}{v_i} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_0} \quad (2.87)$$

になる. 特性インピーダンスが異なる境界部では反射が発生し, 透過率が低下することで, 信号が劣化することになる. また, 反射点が複数ある場合多重反射が発生し, 共振が起きることも信号劣化につながる. そのため, 高周波信号を取り扱う場合線路間のインピーダンスを極力整合させ, 反射を低減することが重要になる.

2.4.2 マイクロストリップ線路

電気信号が伝送線路を伝搬する場合, 電気信号の伝搬速度は線路を囲む誘電率と線路の断面形状に依存する. 図 2.7 に最も基本的な信号線路であるマイクロストリップ線路を示す. 誘電体を信号線路の導体と GND 導体で挟み込む構造を有しており, 電界は主に線路と GND 間に集中する. マイクロストリップ線路を伝搬する電磁界は近似的に伝搬方向に電磁界成分を持たない TEM 波として取り扱うことができる. 厳密には電気信号が一部空気中に漏れるため, 誘電体中を伝搬する信号の速度と空気中を伝搬する信号速度では差が生じ, 空気を伝搬する信号の速度の方が速いため, 伝搬方向の電界成分を

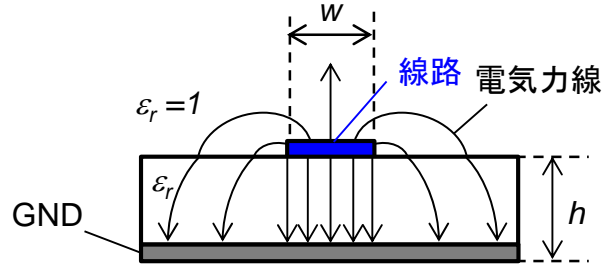


図2.7 マイクロストリップ線路

持つことで、TEM 波からずれることになるが、TEM 波として取り扱うと見通しが良い。Hammerstad らにより以下の式を用いると比較的高い精度で特殊インピーダンス Z を計算できることが報告されている[7].

$$Z = \frac{\eta}{2\pi} \ln \left(\frac{\xi h}{w} + \sqrt{1 + \left(\frac{2h}{w} \right)^2} \right) \quad (2.88)$$

ここで、 w は線路幅であり、 h は誘電体の厚みである。また、 η 及び ξ はそれぞれ、

$$\xi = 6 + (2\pi - 6)e^{-(30.666h/w)^{0.7528}} \quad (2.89)$$

$$\eta = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.90)$$

である。実効誘電率 ϵ_{eff} は、

$$\epsilon_{eff}(u, \epsilon_r) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u} \right)^{-ab} \quad (2.91)$$

であり、 u は w/h であり、 a と b はそれぞれ、

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left\{ \frac{u^4 + (u/54)^2}{u^4 + 0.432} \right\} + \frac{1}{18.7} \ln \left\{ 1 + \left(\frac{u}{18.1} \right)^3 \right\} \quad (2.92)$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (2.93)$$

である。

2.4.3 コプレーナ線路

図 2.8 にコプレーナ線路を示す。コプレーナ線路は誘電体基板の表面に信号線路と GND 導体が配置され、信号線路は導体に挟み込まれる構成をとる。コプレーナ線路を伝搬する電磁界もマイクロストリップ線路と同様に TEM 波として取り扱うことができ

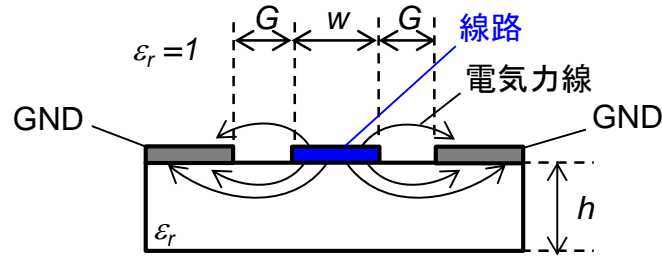


図2.8 コプレーナ線路

る．誘電体の基板の厚み h が，信号線路と GND 間のギャップよりも十分大きいときコプレーナ線路のインピーダンスは[8]，

$$Z = \frac{30\pi^2}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left\{ \ln \left(\frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}} \right) \right\}^{-1} \quad (2.94)$$

で計算することができる．ここで， k と ϵ_{eff} はそれぞれ，

$$k = \frac{w}{w+2G} \quad (2.95)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{(1+\epsilon_r)}{2} \quad (2.96)$$

である．基板厚みが薄い場合には実行誘電率は，

$$\epsilon_{eff} = \frac{1+\epsilon_r}{2} \left[\tanh \left\{ 0.775 \ln \left(\frac{h}{G} \right) + 1.75 \right\} + \frac{kG}{h} \{ 0.04 - 0.7k + 0.01(1-0.1\epsilon_r)(0.25+k) \} \right] \quad (2.97)$$

である．

2.5 SOA – MZI 型波長変換器の原理と数値解析方法

2.5.1 SOA-MZI 型波長変換器の原理

本項では SOA (Semiconductor Optical Amplifier) – MZI (Mach Zehnder Interferometer) 型波長変換の原理とその解析方法について述べる．本波長変換器は信号光の波長そのものを直接変換する (フォトンのエネルギー変換) 方式ではなく，利得媒体である SOA を利用して信号光の符号を他の波長を持つ光にコピーする方式である．そのため，信号光以外に信号光と波長の異なる CW (Continuous Wave) 光(プローブ光) が必要になる．以下，波長変換器の構成と原理を説明するにあたり信号光は波長 λ_1 を持つ OOK (On Off Keying) 信号とする．プローブ光は波長 λ_2 を持つ CW 光とする．

まず，波長変換器の構成について説明する．図 2.9 に SOA-MZI 型波長変換器を示す．波長変換器は 2 つの SOA (それぞれの SOA を SOA1 と SOA2 とする) と 1 つの光導波路の分岐部，2 つの交差部 (交差部 1，交差部 2) と 2 つの位相シフターで構成され，2

つの光導波路の入力部 (ポート 1, ポート 2) と 1つの出力部 (ポート 3) を持つ。信号光とプローブ光はポート 1, ポート 2 にそれぞれ入力される。信号光は SOA1 を通過して、ポート 3 より波長変換器の外部に出力される。プローブ光は分岐部にて SOA1 を通過する光と、SOA2 を通過する光の 2つに分離され、交差点で 1つに戻りポート 3 から出力される構成になる。

次に原理について説明する。SOA1 に電流を流してキャリアを充填しておく、光信号が通過するとき信号光の符号 1, 0 に同期して誘導放出が発生する。誘導放出が発生することで SOA1 のキャリアが消費されてキャリア密度が変化する。キャリア密度が変化するとそれに対応して SOA1 の屈折率が変化するため、SOA1 を通過するプローブ光の位相も変化するようになる。つまり、入力信号光の符号に同期してプローブ光の位相が変化する。プローブ光の位相は符号 0 のときを基準にすると、符号 1 のときはその基準値からずれることになる。

SOA2 はプローブ光のパワーを調整するために使用される。SOA2 に流す電流を調整することで、SOA2 を通過するプローブ光の光強度を調整することができる。

次に位相シフターについて説明する。位相シフターは透明導波路 (吸収のない導波路)にて構成される。位相シフターに電流を流すと、位相シフターのキャリア密度が変化し、同時に屈折率が変化する。そのため、SOA1 と SOA2 を通過するプローブ光の間位相差を位相シフターにより調整することができる。

SOA1 と SOA2 を通過するプローブ光は交差点 2 にて 1つになり、それらプローブ光は干渉することになる。図 2.10 に SOA1 と SOA2 を通過したプローブ光間の位相差に対して発生する干渉光の光強度を示す。干渉光の光強度は位相差が 0 において最大の出力が得られ、位相差が $-\pi$, または π のときにはプローブ光の電磁界の振幅が打ち消し合い 0 になる。そのため、SOA1 を通過したときのプローブ光の位相変化は、干渉により

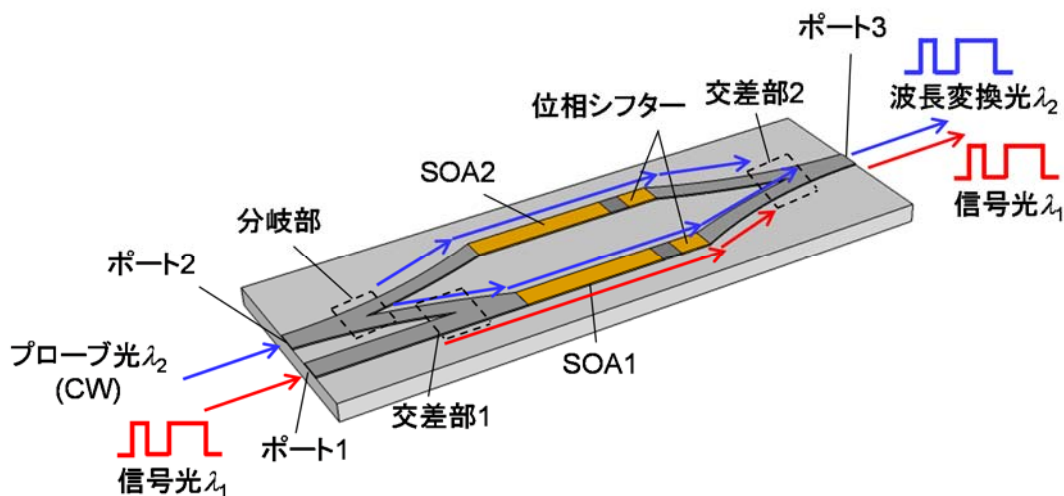


図2.9 SOA-MZI 型波長変換器

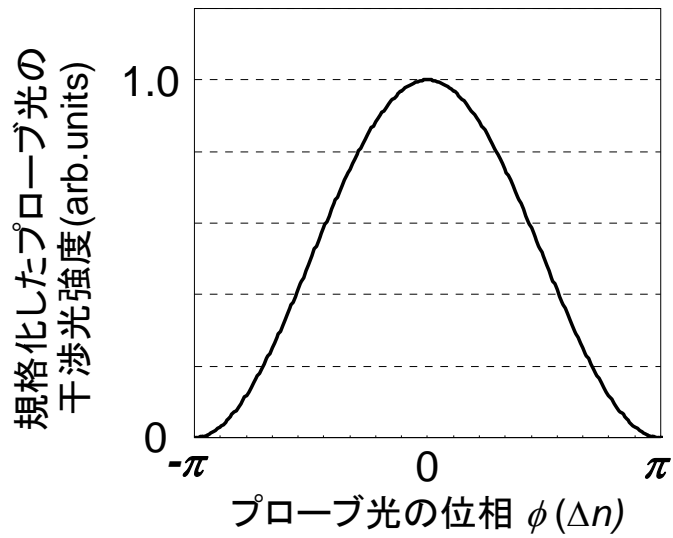


図2.10 SOA1 と SOA2 通過後のプローブ光の干渉

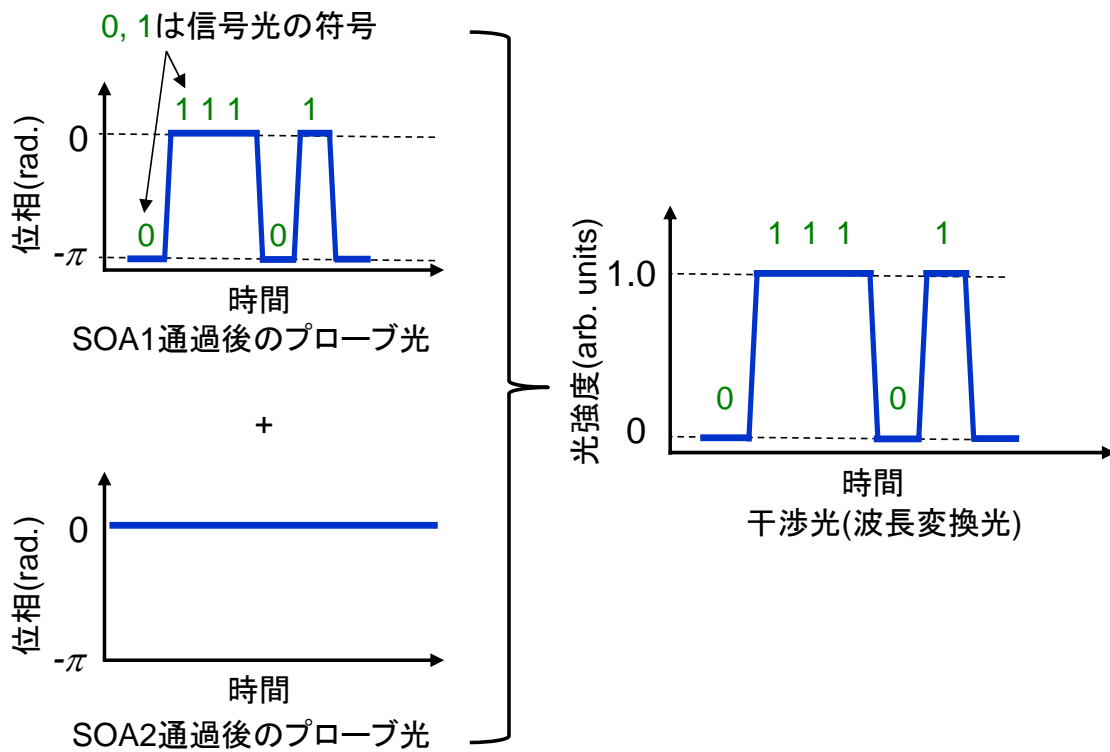


図2.11 干渉によるプローブ光の光強度変化

光の強度に変換される。

図 2.11 は干渉によるプローブ光の光強度の変化を示している。図に記載の緑の 0, 1 は信号光の符号を示している。SOA1 を通過したときに受けるプローブ光の位相変化量

を π とし、位相シフターにより信号光の符号が0の時のプローブ光の初期位相を $-\pi$ となる様に設定すると、SOA1を通過するプローブ光の位相は信号光の符号0,1に対して $-\pi, 0$ に変化する。一方、SOA2を通過するプローブ光の位相を位相シフターにより0に設定しておく、それらプローブ光の干渉により得られる光強度は信号光の符号0,1に対応して、0,1.0(この0,1.0は符号ではなく、最大値で規格化した光強度を示す)を出力することになる。従い、波長 λ_1 を持つ信号は波長 λ_2 のプローブ光にコピーされることになる。この様にして波長変換光(プローブ光に信号がコピーされたもの)が得られる。

ポート3から出射する光は波長変換光以外に信号光が通過してくるため、光のフィルタにより信号光と波長変換光を分離することで、波長変換器より波長変換光のみを取り出すことができる。

2.5.2 SOAの数値解析方法

波長変換動作を解析するためにはキャリアレート方程式を解く必要がある。レート方程式の解析解を得ることはできないため数値解析を行う。図2.12に数値解析モデルを示す。解析方法としては差分法を用いる。信号光 λ_1 とプローブ光 λ_2 をSOAに入射する。SOAをM分割する場合、任意のセクションkにおけるキャリアレート方程式は以下の式で表される[9]。

$$\frac{dN_k}{dt} = \frac{I_{SOA}}{qwL} - \frac{N_k}{\tau(N_k)} - \sum_{S=sig,pr,SPF,SPB} \frac{G_m(\lambda_s, N_k)P_{S,k}}{E_s wd} \quad (2.98)$$

ここで、 N_k はセクションkにおけるキャリア密度、 I_{SOA} はSOAに加える電流、 q は電気素量、 w はSOAの幅、 d はSOAの厚み、 L はSOAの長さ、 $\tau(N_k)$ はキャリア寿命を示す。 $G_m(\lambda_s, N_k)$ は媒質の利得であり、 $P_{s,k}$ は光のパワー、 E_s は光子のエネルギーを示す。 Σ の下にある S はSOA中を伝搬する光の種類を示しており、Sigは信号光、Prはプローブ光、SPF、SPBはそれぞれ、前進増幅自然放出光、後進増幅自然放出光を示している。

キャリア寿命は[10]、

$$\frac{1}{\tau(N_k)} = A + BN_k + CN_k^2 \quad (2.99)$$

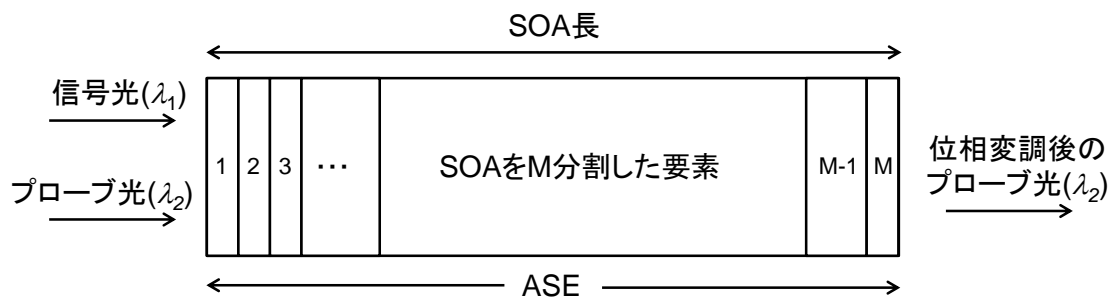


図2.12 差分法による解析モデル

で表すことができる。係数 A , B , C はキャリア寿命をキャリア密度で展開した時の展開係数である。係数 C はオージェ係数と呼ばれ、3 粒子過程であるオージェ効果の再結合定数を示している。例えば、伝導帯の電子が重い正孔帯の正孔に再結合した時に放出したエネルギーにより、スプリットオフ帯の正孔が重い正孔帯へ励起される過程や、伝導帯の電子が更に高いエネルギー状態に励起される過程を示す[11].

また、 $G_m(\lambda_s, N_k)$ は波長に対して放物線近似して以下の式で表すことができる[12].

$$G_m(\lambda_s, N_k) = a_1(N_k - N_0) - a_2 \left\{ \lambda - \lambda_1 + a_3(N_k - N_1)^2 \right\} \quad (2.100)$$

ここで、 N_0 は透明キャリア密度、 a_1 は微分利得係数、 a_2 は波長に対する利得の放物線を定義する係数、 a_3 はバンドフィリングによる利得ピーク波長のキャリア密度依存を表す係数である。また、 λ_1 はキャリア密度 N_1 における利得のピーク波長である。また、SOA 中を伝搬する光のパワーは、伝搬距離に対して光のパワーが指数関数的に増加すると仮定すると、

$$P_{S,k} = \frac{P_{S,k-1} \cdot \exp(g_{S,k} \cdot \Delta L) - 1}{g_{S,k} \cdot \Delta L} \quad (2.101)$$

として取り扱うことができる。ここで、 ΔL は SOA を M 分割したとき 1 セクションあたりの長さである。 $g_{S,k}$ は光が伝搬するときのモード利得であり、

$$g_{S,k} = \Gamma \cdot G_m(\lambda_s, N_k) - \alpha \quad (2.102)$$

で表される。ここで、 Γ は閉じ込め係数であり、 α は吸収係数である。閉じ込め係数は導波路を伝搬する光がコア中にどの程度集中しているかを示す値であり、導波路を伝搬する光の全パワーに対するコアに集中する光のパワー比で表される。

式(2.98) ~ 式(2.102)を用いる事で、SOA 中に信号光とプローブ光を入射したときのキャリア密度の変化を解析することができる。一方、波長変換器では SOA を通過するときのプローブ光の位相変化を利用するため、キャリア密度変化に対する位相変化を解析する必要がある。1 つのセクションを通過するときの位相の変化量は、

$$\phi_{S,k} = \frac{2\pi\Delta L\Gamma(N_k - N_0)}{\lambda_s} \cdot \frac{dn}{dN_k} \quad (2.103)$$

で表すことができる。ここで、 n は SOA の屈折率である。

数値計算はある時間の各セクションに対するキャリア密度および光パワーから、式(2.98)に基づき Δt 経過後のすべてのセクションに対するキャリア密度を求め、そのキャリア密度から、すべてのセクションにおける光のパワーを算出し、それらを元に次の時間ステップに対する計算を行うことで解析を進める。本数値解析により SOA を通過するプローブ光のパワーと、位相を算出することができる。

同様の解析モデルで信号光を入射していないときの SOA を通過するプローブ光の位相と，光強度を計算し，信号光を SOA に入射したときのプローブ光との干渉を計算することで波長変換光を得ることができる。

第2章 参考文献

- [1] D. A. B. Miller, D. S. Chemla, T. C. Damen, A. C. Gossard, W. Wiegmann, T. H. Wood, and C. A. Burrus, “Electric field dependence of optical absorption near the band gap of quantum-well structures,” *Phys. Rev. B* 32, pp. 1043 - 1060, July 1985.
- [2] 中山 正昭 著, 「半導体の光物性」, 株式会社コロナ社, 2013.
- [3] Amnon Yariv, Pochi Yeh 著「光エレクトロニクスの基礎」, 丸善株式会社, 1988.
- [4] 藪 哲郎 著, 「光導波路解析入門」, 森北出版株式会社, 2007.
- [5] 河野 健治 著, 「光結合系の基礎と応用」, 現代工学社, 2003.
- [6] 邵 長城 著, 「基礎からわかる有限要素法」, 森北出版株式会社, 2008.
- [7] Stephen H. Hall, and Howard L. Heck, “Advanced Signal Integrity for High-Speed Digital Designs”, John Wiley & Sons, 2009.
- [8] 本城 和彦 著, 「超高周波エレクトロニクス入門」, 日刊工業新聞社, 2002.
- [9] H. Kawaguchi, “Absorptive and dispersive bistability in semiconductor injection lasers,” *Opt. Quantum Electron.*, vol. 19, pp. S1–S36, July 1987.
- [10] 伊賀 健一 著, 「半導体レーザー」, 株式会社オーム社, 1994.
- [11] 沼居 貴陽 著, 「半導体レーザー工学の基礎」, 丸善株式会社, 1996.
- [12] J. Wang, H. Olesen, and K. Stubkjaer, “Recombination, gain and bandwidth characteristics of 1.3 μm semiconductor laser amplifiers,” *J. Lightw. Tech.*, vol. LT-5, pp. 184–189, Jan. 1987.

第3章 20 Gbit/s EML 送信モジュール

3.1 緒言

次世代のモバイルネットワークでは通信トラフィックの増加に対応した 20 Gbit/s の伝送速度と、光デバイスの野外への配置が可能な環境温度 $-40^{\circ}\text{C} \sim +95^{\circ}\text{C}$ の動作を満足する量産性に優れた光送信モジュールが期待されている。この送信モジュールを実現するためには EML (Electro absorption Modulator Laser) を搭載した光送信モジュールが有望である。EML は伝送速度 40 Gbit/s の応答が可能であり [1]、波形品質や伝送特性にも優れている [2, 3]。第 1 章で述べた様に EML を搭載するパッケージは量産性に優れた TO (Transistor Outline) – CAN パッケージが好ましい。しかしながら、TO-CAN パッケージを利用した光送信モジュールにおいて通信速度 20 Gbit/s 高速動作と環境温度 $-40^{\circ}\text{C} \sim +95^{\circ}\text{C}$ の両方を満足した報告例は無い。光信号の波形品質を維持する場合、光送信モジュールに搭載される EML の温度を一定に保つ必要があり、温度を一定に制御するためのペルチェ素子をモジュール内部に搭載する必要がある [4]。この場合、送信モジュールの光出力パワーが大きく変動するという課題がある。光通信ではシステムに応じて光出力パワーの範囲が規定されており、パワー変動は好ましくない。EML の特性を最適化し、ペルチェ素子を搭載せずに動作温度を広げる研究が進められてきたが [5, 6]、 $-40^{\circ}\text{C} \sim +95^{\circ}\text{C}$ の温度範囲にて 20 Gbit/s の良好な波形品質を得たという報告は無い。この課題を解決し、次世代モバイルネットワークの要求を満足する光送信モジュールを実証する意義は大きい。

本章では 3.2 節に EML 素子と光送信モジュールの構造と動作について説明する。3.3 節で光出力パワー変動の原因と光学補償の指針について述べる。3.4 節では光出力パワー変動を抑制するための光学補償設計について述べる。3.5 節で試作した送信モジュールの評価結果を示し、3.6 節で本章のまとめを記載する。

3.2 光送信モジュールの構造

図 3.1 に TO-CAN パッケージを用いた光送信モジュールの構成図を示す。光送信モジュールはステムと呼ばれる金属部品にペルチェ素子が配置されており、更にペルチェ素子上にキャリアと呼ばれる金属部品が実装されている。EML はサブマウント上に固定され、サブマウントとともにキャリア上に配置される。LD の発振波長と EA 変調器の吸収端波長は温度により変化し、消光特性が変化することで出力する光波形の品質が

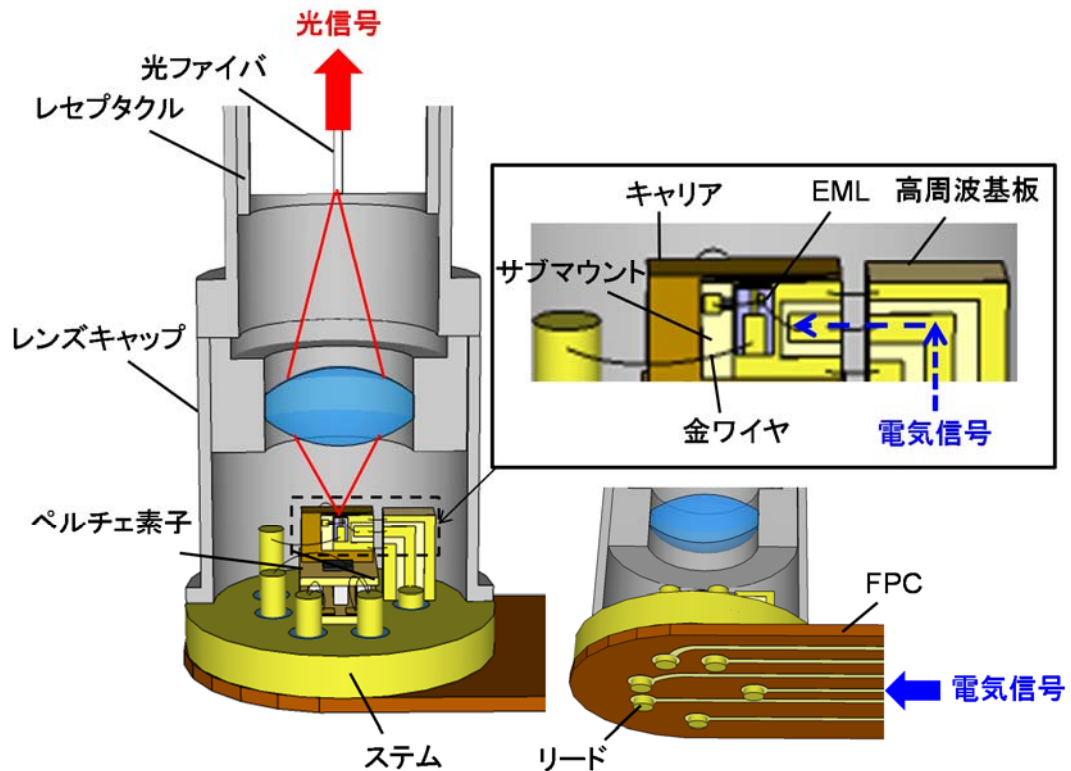


図3.1 TO-CAN パッケージを用いた光送信モジュールの構成図

劣化してしまう。このため、EML はペルチェ素子により温度を一定に制御される。リードと EML の LD 部は金ワイヤで接続され、LD に直流電流を加えることで光を出力する。電気信号を光送信モジュール内部に伝えるための回路基板である FPC (Flexible Printed Circuit) はステムのリードに接続される。FPC から伝えられた電気信号はステムに配置される高周波基板を通り、金ワイヤ、サブマウントを介して EML の EA 変調器に伝えられ、LD から出力する光を変調する。硝子の非球面レンズとそれを把持する金属ホルダが一体となったレンズキャップはステムに溶接固定される。EML から出射する光信号は光ファイバを内包するレセプタクルに非球面レンズで集光され、モジュール外部へ取り出される。

3.3 光出力パワー変動の原因と光学補償の指針

3.2 節で述べた光送信モジュールの構造は環境温度変動に対してレセプタクルの外部に出力される光のパワーが大きく変動する欠点を持つ。図 3.3 に環境温度変動による EML 出射光の結像位置を示す。図 3.3(a)は環境温度が+25℃、図 3.3 (b)は+95℃における EML 出射光の結像位置を示している。ペルチェ素子上部の温度は一定に制御されており、EML の最適な駆動温度である+55℃に保たれている。環境温度が+25℃から 70

°C 上昇する場合レンズキャップの温度も同様に 70 °C 上昇する．温度が上昇した場合レンズキャップは線膨張により伸びることになる．これに伴い，非球面レンズ位置もレンズキャップに合わせて変動する．一方，EML はペルチェ素子上に配置されるためレーザの発光位置に変動は無い．EML と非球面レンズ間距離を L ，非球面レンズとレセプタクルの光ファイバ間距離を L_1 ，温度変動後の EML と非球面レンズ間距離を L_T ，非球面レンズと光ファイバ間距離を L_{1T} とすると L_T ， L_{1T} は，

$$L_T = L \cdot (1 + \Delta T \cdot \alpha) \quad (3.1)$$

$$L_{1T} = L_1 - L \cdot \alpha \cdot \Delta T \cdot M^2 \quad (3.2)$$

になる．ここで， ΔT は環境温度の変化量， α はレンズキャップの線膨張係数， M はレンズの倍率を示している．環境温度が上昇する場合 $L_T > L$ であるため， $L_{1T} < L_1$ になり，EML から出射した光の結像位置は温度変動前よりも短くなる．結合効率は第 2 章の式(2.44)により計算することができ，結像位置がずれると EML から出射した光の結合効率は低下することになる．環境温度が低下する場合は逆に結像位置が伸びることになり，この場合も同様に結合効率は低下する．そのため，動作すべき環境温度範囲が広くなると結合効率の低下により光送信モジュールの光出力パワー変動が顕著になる．

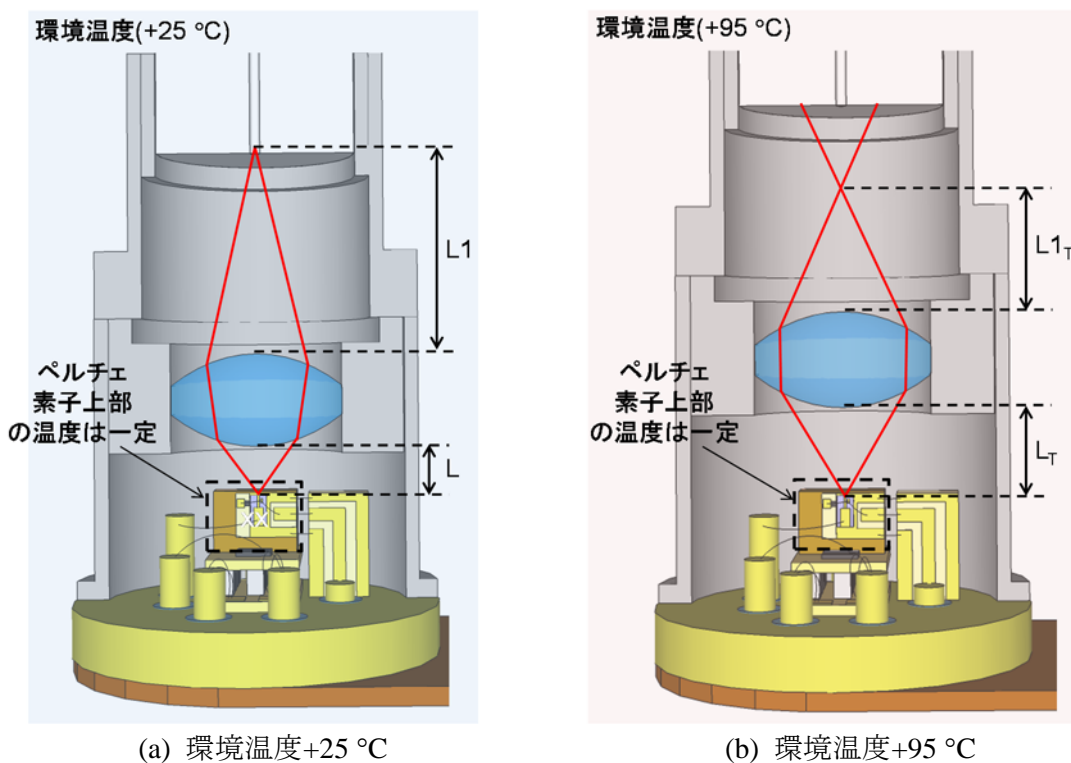


図3.2 環境温度変動による EML 出射光の結像位置

環境温度変動により結合効率がどの程度変動するか計算を行った。非球面レンズの倍率を 3.5，レンズキャップの線膨張係数を 1.1×10^{-5} とした。図 3.3 に光送信モジュールの環境温度変動に対する結合効率の計算結果を示す。環境温度+25 °C のとき，EML から出射した光が最も結合する位置にレセプタクルを配置したと仮定して，-40 °C ~ +95 °C の範囲で結合効率を計算した。-40 °C の結合効率は-0.85 dB，+95 °C の結合効率は-0.95 dB になり，-40 °C ~ 95 °C の範囲で最大 0.95 dB の光出力変動が発生することになる。光通信ではシステムに応じたパワー範囲が規定されており，環境温度に対する光のパワー変動は好ましくない。また，光出力パワーの低下を補う場合 EML から出力する光のパワーを約 1.0 dB 増加させる必要があり，消費電力の増加にもつながることになる。計算では温度を+25 °C にて最適な位置にレセプタクルを配置できると仮定したが，実際レセプタクルをレンズキャップに取り付けるときに，レセプタクルの位置にずれが生じることを考慮する必要がある。+25 °C にて最適な位置にレセプタクルを配置しても，取り付け時にずれることで図 3.3 の結合効率のピークが得られる温度が+25 °C から他の温度にずれ，0.95 dB 以上の光出力パワー変動が発生する懸念がある。

環境温度変化に対する結像位置ずれを抑制するためには式(3.2)の L を短くするか，線膨張 α が小さいレンズキャップに変更するか，レンズの倍率 M を小さくする等の方法が考えられるが， L を短くする方法は光送信モジュールの組立制約により特性を大きく改善するほどの効果が得られない。また，線膨張 α を小さくする方法はレンズキャップの製造制約上実現が難しい。レンズの倍率 M を小さくすることは可能だが，レセプタクルに結像したときのビームサイズが小さくなり，ビームサイズの不整合により結合効率が低下するという問題がある。そこで，プラスチックレンズを 1 枚追加し①温度変動

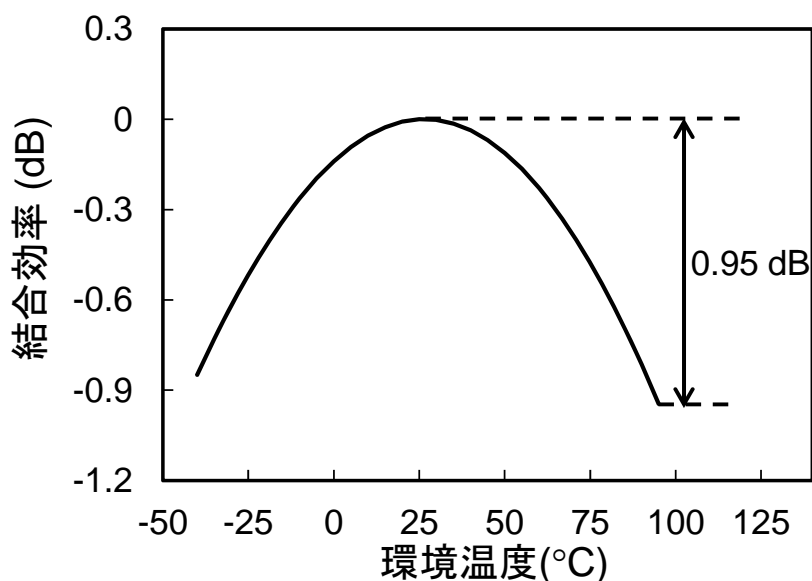


図3.3 環境温度変動に対する結合効率の変化

に対して屈折率が変化する熱光学効果と②熱応力によるプラスチックレンズの形状制御を利用した光学補償方法を新規に考案した。①熱光学効果による光学補償方法と、②熱応力によるプラスチックレンズの形状制御方法の原理について以下に述べる。

①熱光学効果による光学補償

プラスチックは非常に大きな負の熱光学係数を有する。図 3.4 に一般的な硝子である BK7 とプラスチックの温度変動に対する屈折率変化を示す。BK7 の熱光学係数は 2.4×10^{-6} であるのに対して、プラスチックは -1.0×10^{-4} の熱光学係数を有する。そのため BK7 は $-40^\circ\text{C} \sim +95^\circ\text{C}$ の温度範囲でわずか 3.3×10^{-4} の屈折率変動が生じる程度だが、プラスチックは 1.3×10^{-2} 屈折率が変化し、約 40 倍変化することになる。この熱光学効果を利用し、プラスチックに曲率をつけてレンズにすることで温度変動に対する結像点の位置を制御する。

図 3.5 にプラスチックレンズを用いた光学補償の図を示す。EML から出射した光が硝子の非球面レンズを通過した後に、プラスチックレンズを通過して、レセプタクルに集光することを考える。環境温度 $+25^\circ\text{C}$ において EML から出射した光がレセプタクルに結像する配置とする。上述する様に温度変動に対して EML と非球面レンズ間の距離が変動するため、環境温度が $+95^\circ\text{C}$ になると EML と非球面レンズ間の距離が広がることになる。そのため、非球面レンズを通過後の光の結像位置は式(3.2)より短くなるが、温度が上昇することでプラスチックレンズの屈折率は同時に低下することになり、この効果で結像位置を伸ばすことができる。プラスチックレンズの曲率を最適に設計することで、温度変動に対して結像位置が変動しない様に補償をすることが出来る。

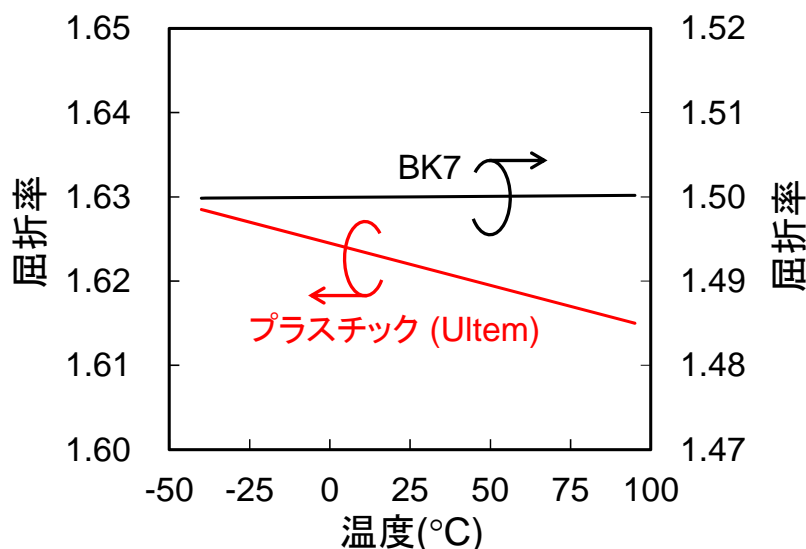


図3.4 温度変動に対するレンズ材料の屈折率変化

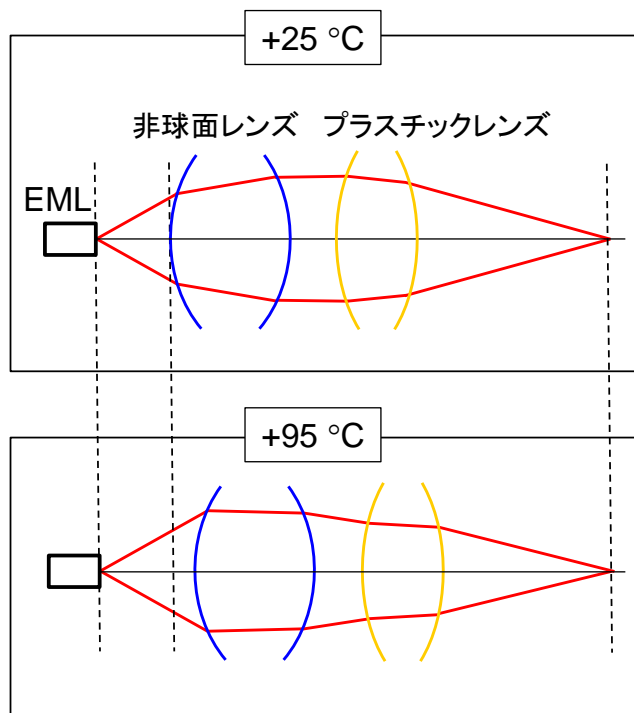


図3.5 プラスチックレンズによる光学補償

②熱応力によるプラスチックレンズの形状制御

プラスチックレンズは大きな線膨張係数を有しており、その線膨張係数は金属の約4倍で 4.0×10^{-5} になる。①で述べた様に熱光学効果を利用することで温度に対する結像位置のずれを抑制することができるが、温度に対してプラスチックレンズの形状自体が変化すると、その形状変化により結像位置が最適な位置からずれることになる。

図3.6に温度変動によるプラスチックレンズの形状変化を示す。図の実線は形状の変化前を示しており、破線は温度による形状変化後を示している。図3.6(a)は環境温度が+95 °Cのときのプラスチックレンズ形状の変化を示している。温度変動に対してプラ

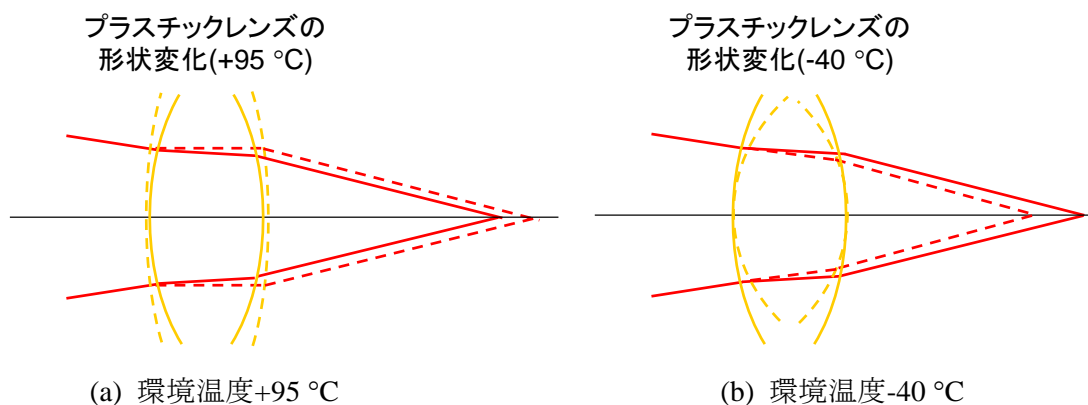


図3.6 プラスチックレンズの形状変化

プラスチックレンズが自由に変化できると仮定すると、温度が上昇したときにプラスチックレンズは大きくなり、レンズの曲率も同様に大きくなる。そのため、形状変化によりレンズの屈折力が小さくなり結像位置が最適位置よりも伸びることになる。図 3.6 (b)は環境温度が -40°C のときのプラスチックレンズの形状変化を示している。温度が下がる場合はレンズの曲率が小さくなるため、屈折力が大きくなり結像位置が最適位置よりも短くなる。そこで、温度変化に対してプラスチックレンズの形状を制御することを考えた。

図 3.7はプラスチックレンズの一部を拘束したときの環境温度変化に対するはレンズ形状の変化を示している。図 3.7(a), (b)はそれぞれ、環境温度 $+25^{\circ}\text{C}$ 、 $+95^{\circ}\text{C}$ のときのプラスチックレンズの形状である。プラスチックレンズの上面を拘束せず、レンズ下面の両端のみ固定すると温度が $+25^{\circ}\text{C}$ から $+95^{\circ}\text{C}$ に上昇したとき、レンズ上面と下面では曲率形状が逆の変化をする。レンズ下面は両端が拘束され伸びることができず、上面は自由に伸びることができるため、レンズ上面方向に凸状の反りが発生するためである。そのため、環境温度が上昇するとレンズ下面の曲率は大きくなり、上面の曲率は小さくなる。

図 3.8は上述する固定方法を用いたときの、環境温度変動に対する光の結像位置を示している。環境温度変化に対してレンズ下面の曲率が大きくなり光の屈折力が弱くなるが、レンズの上面では曲率が小さくなり光の屈折力が大きくなるため、レンズ上下面で光の屈折力は打ち消しあい、線膨張の形状変化による結像位置ずれを低減することができる。

上述する光学補償設計を進めるに当たり、表 3.1 に設計目標値を示す。環境温度 -40°C ～ $+95^{\circ}\text{C}$ での結合効率の変化量は 0.5 dB 以下を目標とした。また、プラスチックレンズを挿入することで、波面収差が発生して EML 出射光と光ファイバの結合そのものが低下する懸念がある。そのため、プラスチックレンズを挿入することによる波面収差による過剰損失の目標値を 0.3 dB 以下とした。

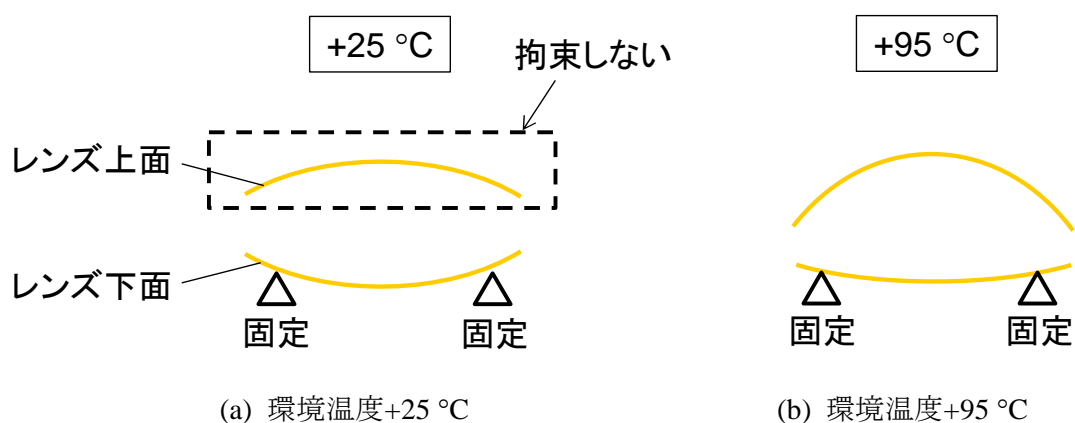


図3.7 プラスチックレンズの形状制御

プラスチックレンズの
形状変化(+95 °C)

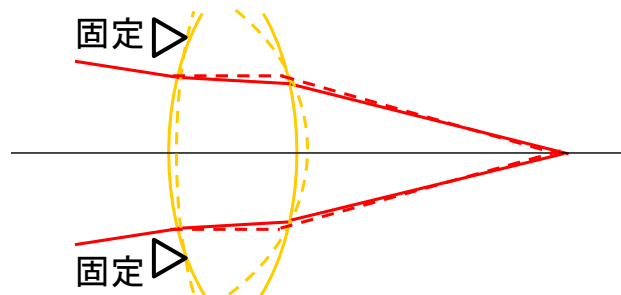


図3.8 プラスチックレンズの両端を固定したときの光の結像位置

表 3.1 設計目標

結合効率の変動 (-40 ° ~ +95 °C)	< 0.5 dB
プラスチックレンズを加えたことで発生する光学損失	< 0.3 dB

3.4 光学補償設計

3.3 節で示した目標値を満足するために以下(1) ~ (3)の手順で設計を実施した。

- (1) 熱光学効果による光学補償が可能なプラスチックレンズの曲率半径の算出
- (2) 熱応力によるプラスチックレンズの形状変化の解析
- (3) 光学系全体の波面収差を抑えた非球面レンズ形状の設計

まず熱光学効果を考慮して光学補償に最適なプラスチックレンズの曲率半径を計算する。曲率半径の計算には近軸近似を用いた光線追跡を利用する[7]。近軸近似とはレンズ中心を通過する光のみを取り扱う近似法であり、光線追跡とは各レンズ面に対して、光の位置と角度を順次計算していく手法である。光線追跡によりプラスチックレンズの曲率半径に対する-40 °C と+95 °C の結像位置のずれ量を定量化し、光学補償が可能なレンズの曲率半径を明確化する。次に熱応力によるプラスチックレンズの形状解析を実施し、プラスチックレンズの上下面における曲率半径の変化を定量化するとともに、レンズ形状変化に伴う結像位置のずれ量を解析する。最後に非球面レンズの最適化を行う。光学系で波面収差が発生する場合、EML から出射する光のファイバへの結合効率が低下することになる。そこで、プラスチックレンズを含んだ光学系全体で波面収差が小さ

くなる様に非球面レンズ形状を数値解析により最適化する。

(1) 熱光学効果による光学補償が可能なプラスチックレンズの曲率半径の算出

プラスチックレンズの曲率半径を計算するにあたり近軸近似を用いた光線追跡を行った。この方法は近軸近似によりレンズの中心付近を通過する光のみを取り扱うため収差の影響は加味できないが、光学系全体を設計する上での見通しが良い。

図 3.9 に光学系の構成図を示す。EML の中心と非球面レンズの中心、プラスチックレンズの中心を通る線を光軸と呼ぶ。EML から出射した光は非球面レンズとプラスチックレンズで屈折し、光軸上に像を結ぶ。 n_{PL} , n_A , n_{AS} はそれぞれプラスチックレンズの屈折率、空気の屈折率、非球面レンズの屈折率を示す。 d_0 , d_{AS} , d_m , d_{PL} は非球面レンズと EML 間距離、非球面レンズの厚み、プラスチックレンズと非球面レンズ間距離、プラスチックレンズの厚みである。また、 R_{PL1} , R_{PL2} , R_{AS1} , R_{AS2} はプラスチックレンズの曲率半径、非球面レンズの曲率半径をそれぞれ示している。この光学系における光線行列は、

$$M = \begin{pmatrix} 1 & d_1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{n_{PL}-n_A}{n_A R_{PL2}} & \frac{n_{PL}}{n_A} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & d_{PL} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{n_A-n_{PL}}{n_{PL} R_{PL1}} & \frac{n_A}{n_{PL}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & d_m \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{n_{AS}-n_A}{n_A R_{AS2}} & \frac{n_{AS}}{n_A} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & d_{AS} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{n_A-n_{AS}}{n_{AS} R_{AS1}} & \frac{n_A}{n_{AS}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & d_0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

となり、この行列を計算することでプラスチックレンズから出射する光の位置と角度を算出することができる。位置と出射角度が決定することで光学系の光軸と像を結ぶ d_1 を算出することができる。光学系全体の寸法制約と、非球面レンズの加工可能な曲率半径を考慮し、非球面レンズの焦点距離を 0.77 mm になる様に非球面レンズの曲率半径を設定した。また、プラスチックレンズの厚みは 0.5 mm に固定した。

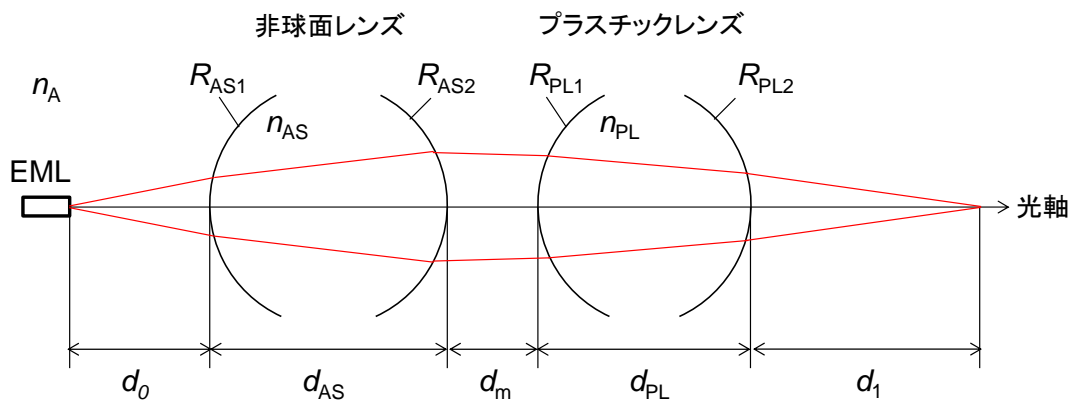


図3.9 光学系の構成図

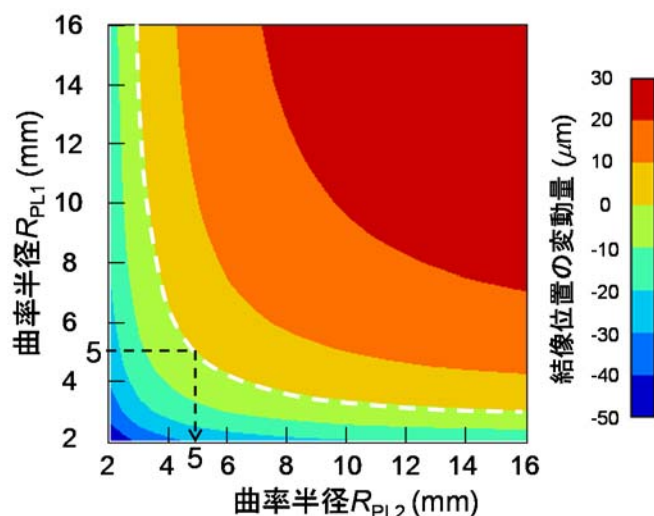


図3.10 プラスチックレンズの曲率半径に対する像点位置の変動量

環境温度変動に対して d_0 が変動するため、プラスチックレンズの曲率半径を変化させたときに、温度変動前後で d_1 がどのように変化するかを計算した。図 3.10 はプラスチックレンズの曲率半径に対して環境温度を $-40\text{ }^\circ\text{C}$ から $+95\text{ }^\circ\text{C}$ に変化させたときの結像位置の変化量を計算した結果である。プラスチックレンズの屈折率は 1.63、熱光学係数は -1.0×10^{-4} を使用した。計算では曲率半径 R_{PL1} 、 R_{PL2} を変化させた後、 d_0 を変化させて光学系全体の倍率が 3.5 一定になる様に調整している。図 3.10 の白の破線は $-40\text{ }^\circ\text{C}$ の結像位置と $+95\text{ }^\circ\text{C}$ の結像位置の差が丁度ゼロになる条件であり、この線よりも外側(図の黄色領域から赤の領域)は $-40\text{ }^\circ\text{C}$ の結像位置よりも $+95\text{ }^\circ\text{C}$ の結像位置の方が大きくなることを示しており、内側(図の黄緑色の領域から青の領域)は逆に結像位置が小さくなることを示している。環境温度に対する結像位置の変動を抑制する場合、図 3.10 の結像位置のずれ量がゼロになる白の破線上の曲率半径 R_{PL1} と R_{PL2} の組み合わせを選択すれば良い。後述する熱応力によるプラスチックレンズ上下面の曲率半径の変化量を考慮すると、プラスチックレンズの上下の曲率半径は等しい方が好ましい。3.3 節で述べた様にプラスチックレンズの上下面の曲率半径が互いに相殺することで、プラスチックレンズの形状変化による結像位置のずれを抑制する効果があるためである。図 3.10 を確認すると R_{PL1} と R_{PL2} が 5 mm のとき温度変動における結像位置のずれは概ねゼロになる。

ここで、曲率半径 R_{PL1} と R_{PL2} が 5 mm のときに環境温度変動に対して結像位置がどのように変化するかを図 3.11 に示す。環境温度 $+25\text{ }^\circ\text{C}$ における結像位置を基準として、温度変化に対する結像位置のずれをプロットした。 $-40\text{ }^\circ\text{C}$ の結像位置は $-0.26\text{ }\mu\text{m}$ 、 $+95\text{ }^\circ\text{C}$ の結像位置は $0.28\text{ }\mu\text{m}$ である。プラスチックレンズを使用しない場合の結像位置の変動量は約 $\pm 20\text{ }\mu\text{m}$ であることを考慮すると、プラスチックレンズの曲率半径 5 mm を選択

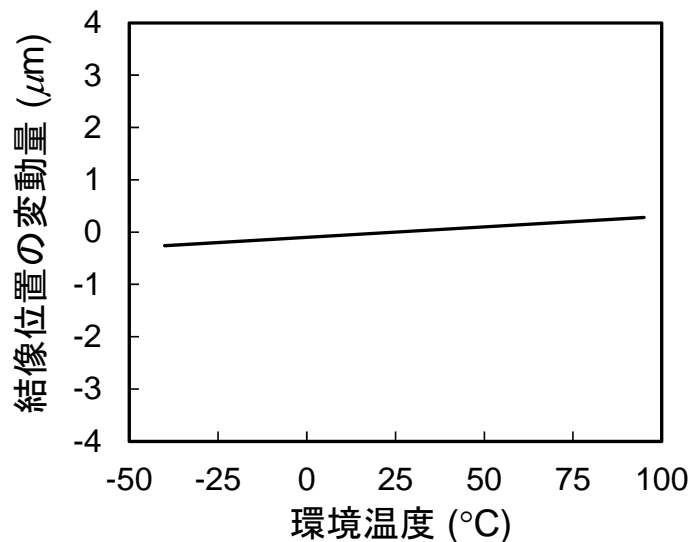


図3.11 環境温度変動に対する結像位置の変動量

した場合、結像位置のずれは十分抑制できた。

(2) 熱応力によるプラスチックレンズの形状変化の解析

プラスチックレンズは熱光学効果が大きく光学補償に最適である一方、大きな線膨張係数を有しており温度変動に対するレンズ形状の変化が顕著である。そこで、3.3 節に示す固定方法により、熱応力によるプラスチックレンズの形状変化を制御する。プラスチックレンズの両端を拘束するためには線膨張の小さい材料の上にプラスチックレンズを固定すれば良い。レンズキャップの材料は SUS でありその線膨張係数は 1.1×10^{-5} でありプラスチックレンズよりも小さい。そこで、レンズキャップ上部にプラスチックレンズを固定することを考えた。図 3.12 にレンズキャップ上部にプラスチックレンズを固定したモジュールの図を示す。レンズキャップとプラスチックレンズは接着剤により固定する。そのため、プラスチックレンズの外周部には 0.425 mm の平坦部を設け、レンズキャップ上部に接着固定ができる形状にした。この構造にてプラスチックレンズの上下面の曲率半径の変化を調べるため、第 2 章の 2.3.3 項で述べた有限要素法を用いた熱応力解析を実施した。計算すべきモデルが複雑なため、実際の解析では市販のシミュレータである ANSYS を使用した。解析をするにあたり、プラスチックレンズとレンズキャップの接着剤の厚みは 0.02 mm とした。プラスチックレンズは直径 $\phi 2.65$ mm であり、プラスチックレンズの厚みは 0.5 mm である。曲率半径 R_{PL1} , R_{PL2} は共に 5 mm とした。計算を簡単にするために定常状態においてレンズキャップやステム、プラスチックレンズの温度は環境温度と同じ温度になると仮定した。厳密にはペルチェ素子からの排熱があるため、ステムの温度は環境温度よりも多少上昇することになるが、ステムから熱を適切に逃がすことでステムの温度上昇は無視することができる。

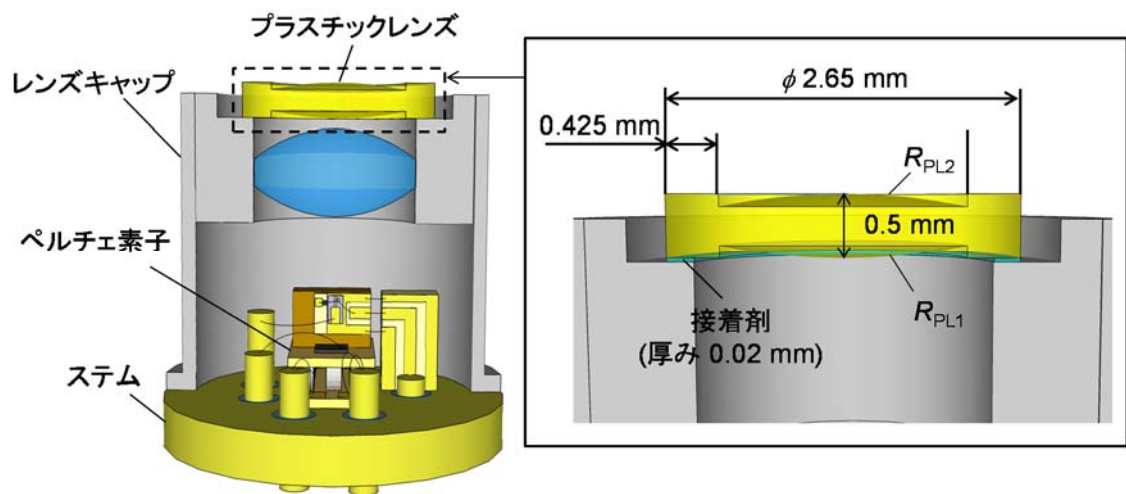


図3.12 プラスチックレンズの固定

各部材の表面温度を環境温度 -40°C ~ $+95^{\circ}\text{C}$ に設定することで、線膨張で発生するプラスチックレンズの球面形状の変化を解析した。表 3.2 に計算で用いた各部材の物性値をまとめた。接着剤には熱効硬化型のエポキシ系接着剤を用いており、そのポアソン比は一般的なエポキシ樹脂を参考に使用した。

図 3.14 に -40°C 、 $+95^{\circ}\text{C}$ のプラスチックレンズ形状を示す。計算は環境温度 $+25^{\circ}\text{C}$ のときにプラスチックレンズの曲率半径を 5 mm に設定している。図 3.14 (a)は環境温度 -40°C のプラスチックレンズの形状を、(b)は環境温度 $+95^{\circ}\text{C}$ の形状を示している。図の赤色の領域は $+25^{\circ}\text{C}$ の形状に対して変化が大きい領域を示しており、緑色の部分は逆に形状変化が小さい領域を示している。図に示していないが、接着剤の下側にはレンズキャップが配置されている。レンズキャップの線膨張はプラスチックレンズよりも小さいため、レンズキャップがプラスチックレンズの下面を拘束する。そのため、温度変動に対する下面の伸び縮みは抑制され、上面のみが自由に線膨張で伸び縮みする。

この熱応力によるプラスチックレンズの形状変化を図 3.14 に示す。図 3.14 (a), (b)はプラスチックレンズの上面及び下面の球面形状を示している。上面、下面のレンズ球面の頂点を座標の 0 と定義している。レンズ上面は x 座標が 0.7 mm 付近にて -40°C と $+95$

表 3.2 各部材の物性値

	プラスチックレンズ	レンズキャップ	接着剤
線膨張係数	4.0×10^{-5}	1.1×10^{-5}	7.0×10^{-5}
ヤング率 (Pa)	3.4×10^9	2.0×10^{11}	1.4×10^{10}
ポアソン比	0.38	0.34	0.43

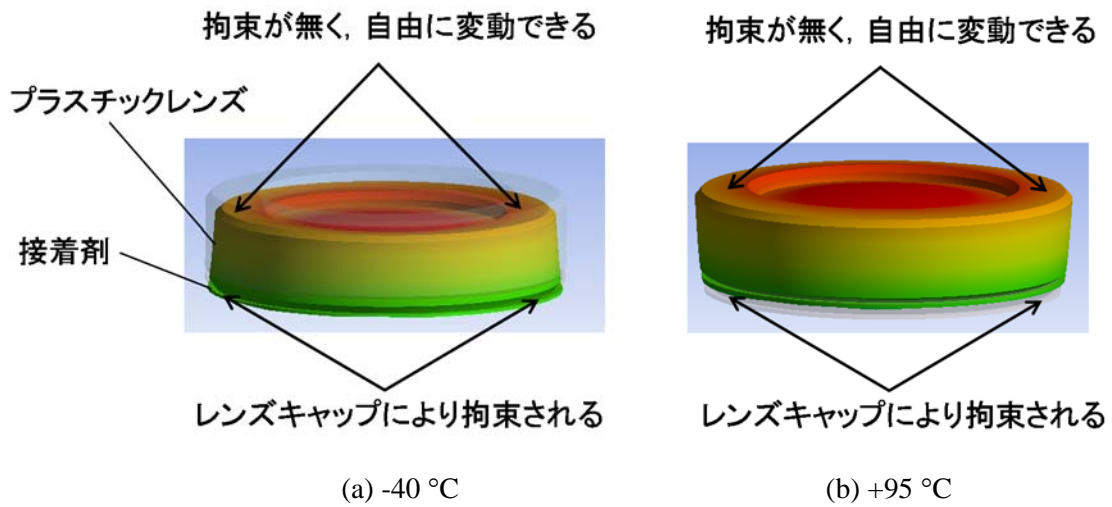


図3.13 環境温度変動に対するプラスチックレンズの形状変化

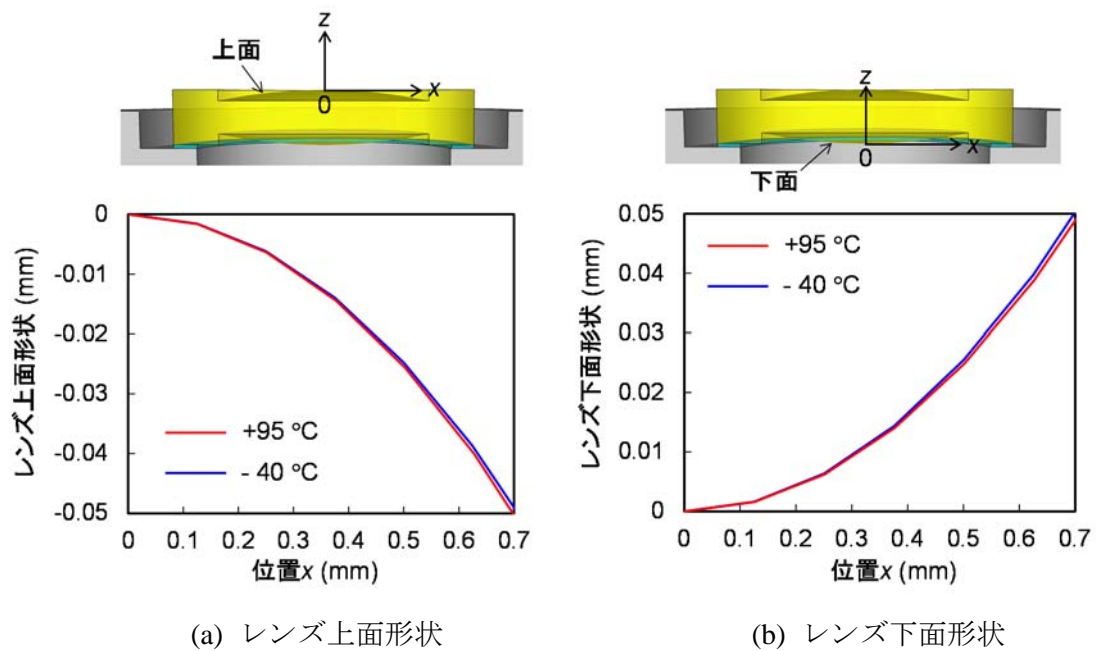


図3.14 熱応力によるプラスチックレンズ形状変化

°Cの差が見え、-40 °Cに対して+95 °Cの方がレンズ曲率半径が小さくなった。一方、レンズ下面は-40 °Cに対して+95 °Cの方がレンズの曲率半径が大きくなった。

各温度に対して レンズ形状を計算しその曲率半径をグラフ化した。図 3.15 に環境温度変動に対するプラスチックレンズ上面の曲率半径 R_{PL2} と下面の曲率半径 R_{PL1} を示す。 R_{PL2} の曲率半径は-40 °Cにおいて 5.06 mm, +95 °Cで 4.93mm となり, R_{PL1} は-40 °Cで 4.92 mm, +95 °Cで 5.07 mm となり上下面において相殺する様にレンズの曲率半径が変化した。このシミュレーション結果より 3.3 節で想定したプラスチックレンズの形状変

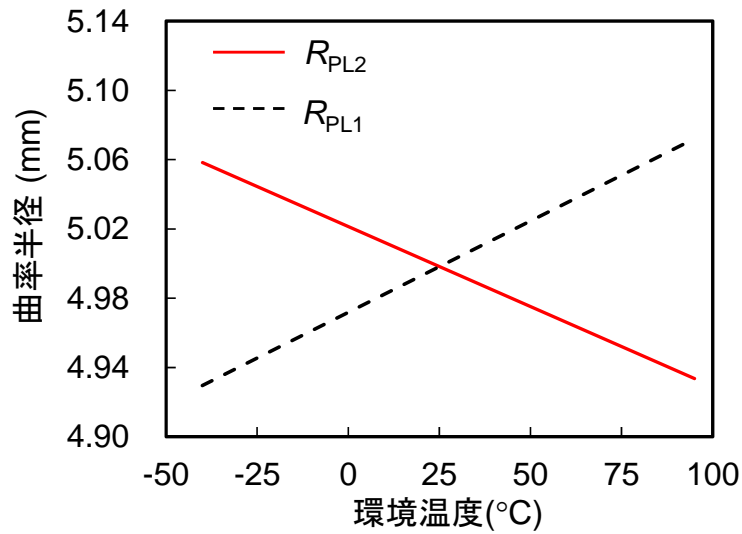


図3.15 環境温度変動に対するプラスチックレンズの曲率半径

化が得られ、プラスチックレンズ上下面の形状変化による光の結像位置ずれは小さいことが予想される．そこで、プラスチックレンズの温度変動による曲率半径の変化を考慮し、光の結像位置のずれ量を改めて計算した．図 3.16 にプラスチックレンズの曲率半径の変化を含めた結像位置の変動量を示す．式(3.3)にプラスチックレンズの熱光学効果による屈折率変動と、レンズの形状変化を取り込んで結像位置の変動量を算出した．環境温度+25 °C における結像位置を基準として、温度変化に対する結像位置のずれをプロットした．結像位置の変動量は-40 °C のとき-0.83 μm 、+95 °C のとき 0.9 μm になった．プラスチックレンズの曲率半径の変化を考慮しない場合、結像位置の変動量が-40 °C

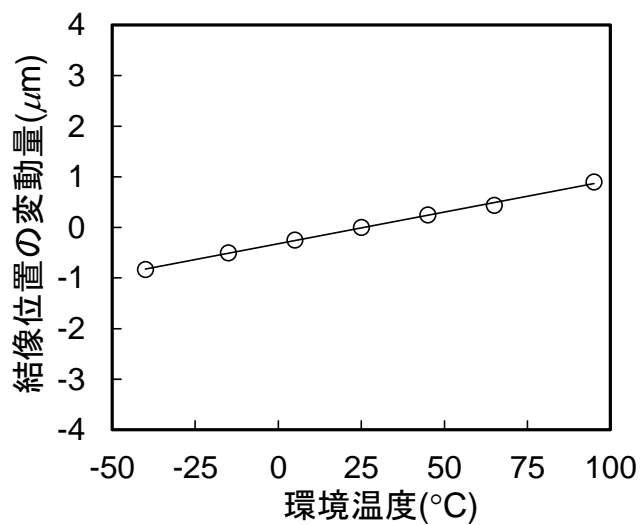


図3.16 プラスチックレンズ形状変化を考慮した結像位置の変動量

で $-0.26 \mu\text{m}$, $+95^\circ\text{C}$ で $0.28 \mu\text{m}$ であったことを考慮すると, プラスチックレンズの形状変化により多少結像位置の変動量が大きくなっている. しかし, 結像位置の変化量はわずかに $\pm 1 \mu\text{m}$ 以下であり, プラスチックレンズの曲率半径を 5 mm にすることで, 熱応力によるレンズの形状変化を加味しても環境温度変動に対する結像位置変動を十分抑制することがきることが分かった.

(3) 光学系全体の波面収差を抑えた非球面レンズ形状の設計

図 3.17 に光学系の構成図を示す. EML から出射した光は非球面レンズの第一面, 第二面を通過し, プラスチックレンズにより結像する. 結像点に光ファイバを配置することで EML から出射した光は光ファイバへ結合することになる. これまで述べてきた設計は近軸近似を用いた計算である. 図の赤い線はレンズの中心付近を通過する光線であり, 青の線はレンズの端を通過する光線を示している. EML から出射する光はレンズの端の領域まで考慮する必要がある, レンズで発生する収差によりレンズ中心付近を通過する光と端を通過する光では結像位置にずれが生じる. そのため, 収差が大きい光学系ではファイバへの結合効率そのものが低下してしまう. プラスチックレンズは曲率半径 5 mm を有する単純な球面であり, 光がプラスチックレンズを通過すると大きな収差が発生する. そこで, プラスチックレンズを通過しても収差が発生しない様に, 非球面レンズ形状の最適化を行った. 表 3.1 で示すプラスチックレンズの収差による過剰損失の目標値 0.3 dB 以下を満足するために, 非球面レンズとプラスチックレンズが光軸上に配置されるとききの波面収差の目標値を $0.03 \lambda_{\text{rms}}$ に定めた. これはほぼ無収差とみなせるマーシャル・クライテリオンと呼ばれる値 $0.07 \lambda_{\text{rms}}$ の約半分の収差であるが, プラスチックレンズの実装位置ずれにより収差が増加することを考慮して, マーシャル・クライテリオンよりも厳しい目標値とした. 非球面レンズの形状を最適化するにあたり, プラスチックレンズの曲率半径は 5 mm , 厚みは 0.5 mm , プラスチックレンズと非球面レンズ間の距離は 0.05 mm に設定した. 非球面レンズは光軸回転対称である偶数次非球面を採用した. レンズ形状は,

$$z = \frac{cp^2}{\sqrt{1-c^2(k+1)p^2}} + dp^4 + ep^6 + fp^8 \dots \quad (3.4)$$

$$p = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (3.5)$$

の式で表される. x, y, z は図 3.17 で定義する座標を示しており, c はレンズ曲率半径の逆数, k はコーニック係数, d, e, f は4次, 6次, 8次の非球面係数を示している. c, k, d, e, f を決定することで x, y の位置に対する z 方向のレンズ曲率形状を決定できる. コ

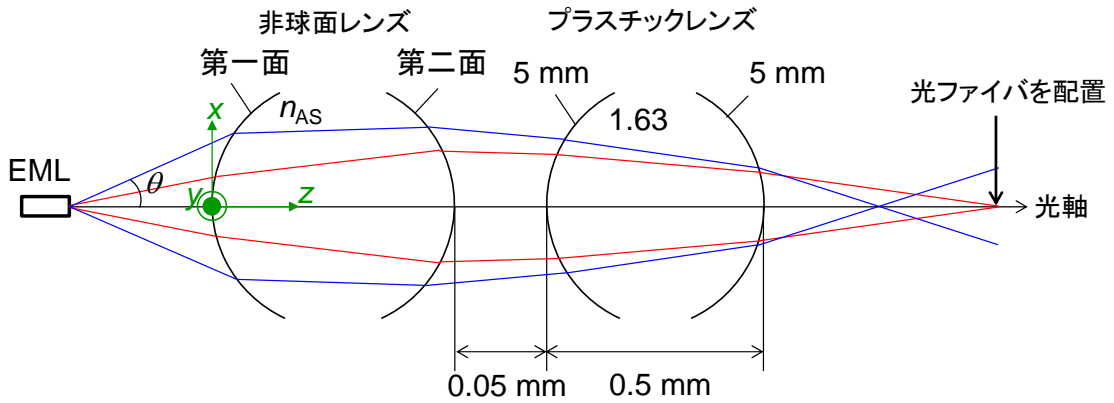


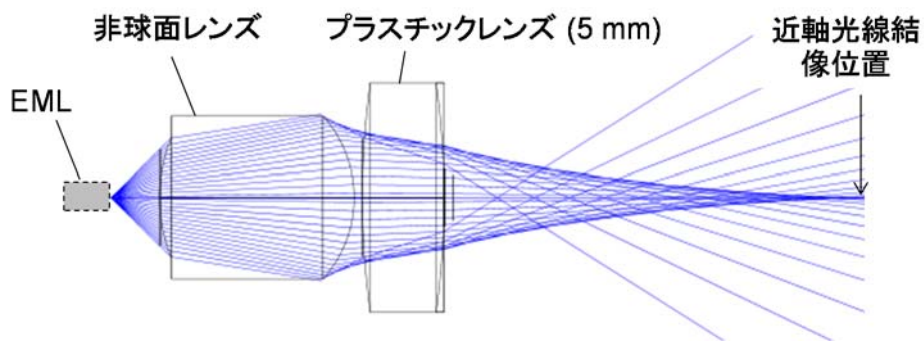
図3.17 光学系構成図

一ニク係数の値により球面，楕円面，放物面，双曲面のレンズ形状を定義できる．その他係数は偶数次の多項式による球面形状を表し，次数の高い係数と組み合わせることでレンズ中心から離れた球面形状に自由度を持たせた表現ができる．第一面，第二面ともに非球面形状を用いている．非球面レンズの形状は数値解析により最適化することができる．レンズの光の取り込み量を示す NA (Numerical Aperture)や焦点距離，レンズの厚み，EML からレンズまでの距離，光学系における倍率等の条件を決定後，非球面係数の値を振りながら，波面収差が小さくなる様に各係数を最適化する．レンズ形状の最適化には光学シミュレータである ZEMAX を用いた．非球面レンズの焦点距離は 0.77 mm，光学系全体の倍率は 3.5 として，波面収差 0.03 λ rms 以下になるまで最適化計算を実施した．

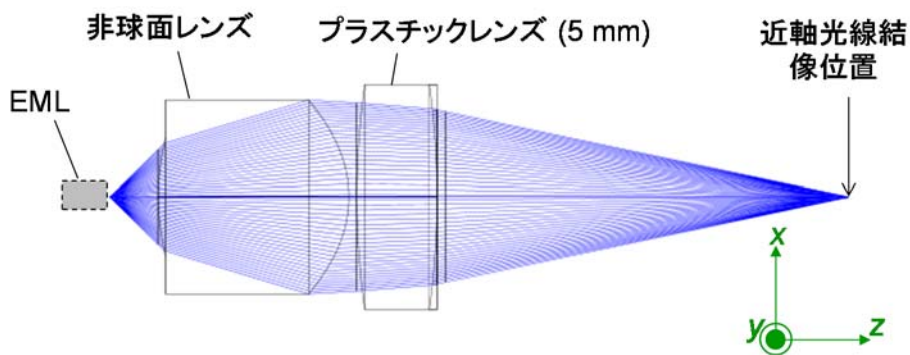
図 3.18 に非球面レンズの最適化前後の光線追跡結果を示す．図 3.18 (a)，(b)はそれぞれ非球面形状の最適化前後の光線追跡の結果を示している．図の青の線は EML から射出した光線を示しており，非球面レンズ，プラスチックレンズを通過して結像する．図には近軸光線の結像位置を示す．図(a)は球面収差が発生しており，レンズの中心付近を通過する光と端を通過する光で結像位置に大きなずれが生じている．非球面レンズの形状を最適化することで，図(b)に示すように球面収差が低減され，レンズの中心と端を通過する光の結像位置が揃っている．レンズ形状の最適化前の波面収差は 15.5 λ rms であるのに対して，最適化することで 0.02 λ rms となり，目標である波面収差 0.03 λ rms を満足する結果を得た．

プラスチックレンズをレンズキャップ上部に接着固定する場合，実装ばらつきによりプラスチックレンズの位置が設計中心からずれることが懸念される．その場合どの程度波面収差が増加するか，また，結合効率がどの程度低下するかを確認した．

図 3.19 に非球面レンズ中心に対してプラスチックレンズの中心が x ， y 方向にずれたときの波面収差の増加量と結合効率の計算結果を示す．結合効率は理想レンズによる無収差状態で得られる結合効率で規格化している．プラスチックレンズと非球面レンズ中心



(a) 最適化前



(b) 最適化後

図3.18 光線追跡

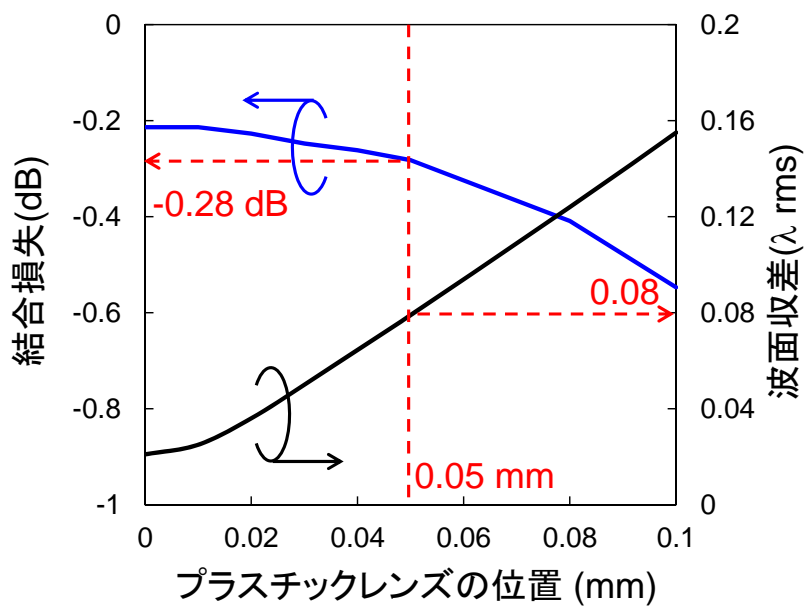


図3.19 プラスチックレンズ位置に対する波面収差及び結合効率

位置のずれが無い場合、結合効率は-0.21 dB であり、収差で発生する結合損失を非常に小さく抑制できている。機械加工した精密なジグを用いてプラスチックレンズをレンズキャップ上に配置する場合、実装公差 0.05 mm 以下でプラスチックレンズを配置することができることを考えると、プラスチックレンズの位置ずれで発生する波面収差は最大で 0.08 λ_{rms} になった。そのときの結合効率は-0.28 dB となり、プラスチックレンズを入れることで発生する収差による過剰損失は目標値である 0.3 dB 以下を満足する結果を得た。

非球面レンズの最適化により、光学系全体として収差を抑えた設計が完了したため、設計した非球面レンズを用いて、環境温度変動に対する結合効率の変動について算出した。図 3.20 にその計算結果を示す。結合効率は環境温度+25 °C で規格化した。プラスチックレンズが無い場合、環境温度-40 °C ~ +95 °C の範囲で結合効率は 0.95 dB 変動するのに対して、プラスチックレンズを用いることで-40 °C で-0.09 dB、+95 °C で-0.12 dB の損失に抑えられることが分かった。温度変動に対する結合効率の変動も表 3.1 に示す目標値 0.5 dB 以下を満足する計算結果が得られた。プラスチックレンズが無い場合と比較すると 0.83 dB の改善効果が期待できる。

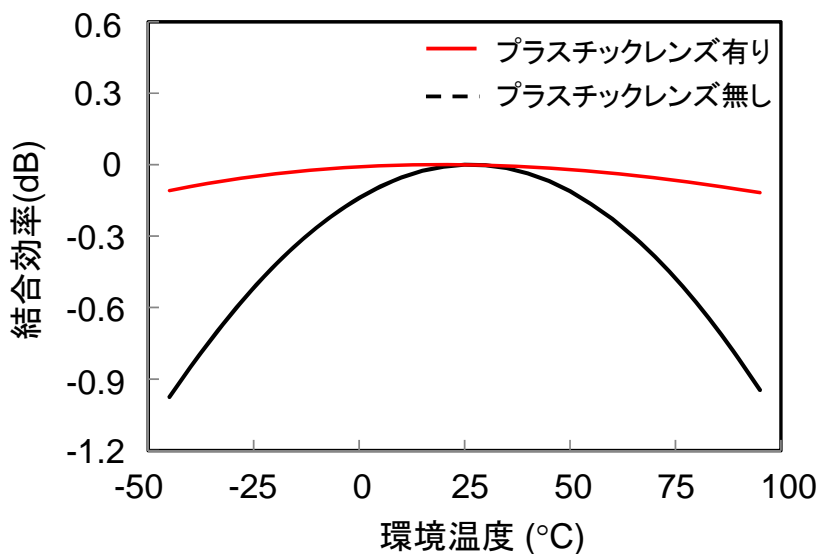


図3.20 環境温度変動に対する結合効率の計算結果

3.5 評価結果

シミュレーションにて良好な特性が得られることが分かったため、実際に光送信ジュールを試作して環境温度-40 °C ~ +95 °Cにおける結合効率と、アイパターンの評価を実施した[8]。アイパターンは信号を1ビットずつ重ね書きしたもので、デジタル通信に



(a)TO-CAN 上部写真

(b)送信モジュール写真

図3.21 20Gbit/s 送信モジュールの写真

において信号の品質を判断するために用いられる。図 3.21 に試作した送信モジュールの写真を示す。図 3.21 (a) は試作した TO-CAN の写真である。ステムにレンズキャップを溶接し、レンズキャップ上にエポキシ系接着剤を用いてプラスチックレンズを固定した。図 3.21 (b)は図(a)に示す TO-CAN にレセプタクルと FPC、ヒートシンクを取り付けた送信モジュールの写真である。レセプタクルは TO-CAN に溶接により固定した。レセプタクルと TO-CAN を溶接する際、TO-CAN から出力される光とレセプタクルの結合効率が最大となる位置を探し、溶接によりそれら二つを固定する。また、FPC と TO-CAN のリード部を半田により固定した。ヒートシンクはステム及びキャップの側面に固定した。

試作した送信モジュールにて環境温度変動に対する結合効率の変動を評価した。ペルチェ素子により EML の温度を $+55\text{ }^{\circ}\text{C}$ に設定し、恒温槽にてモジュールの温度を $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ ～ $+95\text{ }^{\circ}\text{C}$ に変化させ、光の出力パワーの変動を評価することで、結合効率の変化を確認した。図 3.22 に評価結果を示す。実線はシミュレーション結果を、プロットは実験結果を示している。グラフは環境温度 $+25\text{ }^{\circ}\text{C}$ の光出力パワーにて規格化している。プラスチックレンズが無い場合環境温度 $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ で -1.1 dB 、 $+95\text{ }^{\circ}\text{C}$ で -1.08 dB の結合効率の変動が発生する。一方、プラスチックレンズを使用した場合、温度変動に対する結合効率の変動が抑制でき、 $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ のとき -0.22 、 $+95\text{ }^{\circ}\text{C}$ のとき -0.3 dB となった。シミュレーション結果と実測値は比較的良く一致している。計算結果と実測のわずかな差は、計算に使用したプラスチックレンズの物性値や EML のスポットサイズのずれが起因しているものと推測される。プラスチックレンズが無いときには最大で 1.1 dB 結合効率変動したのに対して、プラスチックレンズを使用することで約 0.8 dB の改善が得られた。結合効率の変動も目標値である 0.5 dB 以下が得られることを確認した。

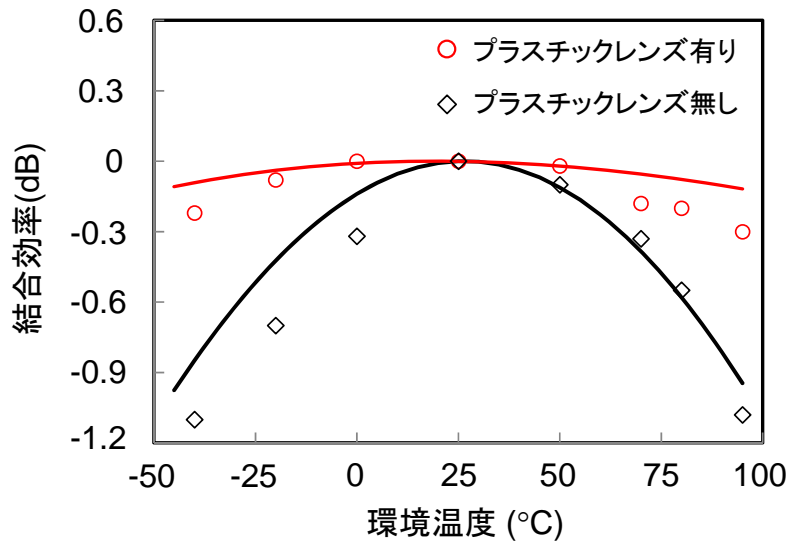


図3.22 環境温度変動に対する結合効率変動評価結果

最後にビットレート 20 Gbit/s, NRZ(Non Return to Zero)符号, PRBS (Pseudo Random Bit Sequence) $2^{31} - 1$ の電気信号にて光送信モジュールを駆動したときの光のアイパターンを評価した。電気信号源には PPG (Pulse Pattern Generator) を用いた。EML の EA 部に加える変調電圧は 2.0 Vpp とした。EA の消光特性は非線形であるため、2.0 Vpp の変調電圧に加えて、DC 電圧を加えることで光波形を調整することができる。DC 電圧を-

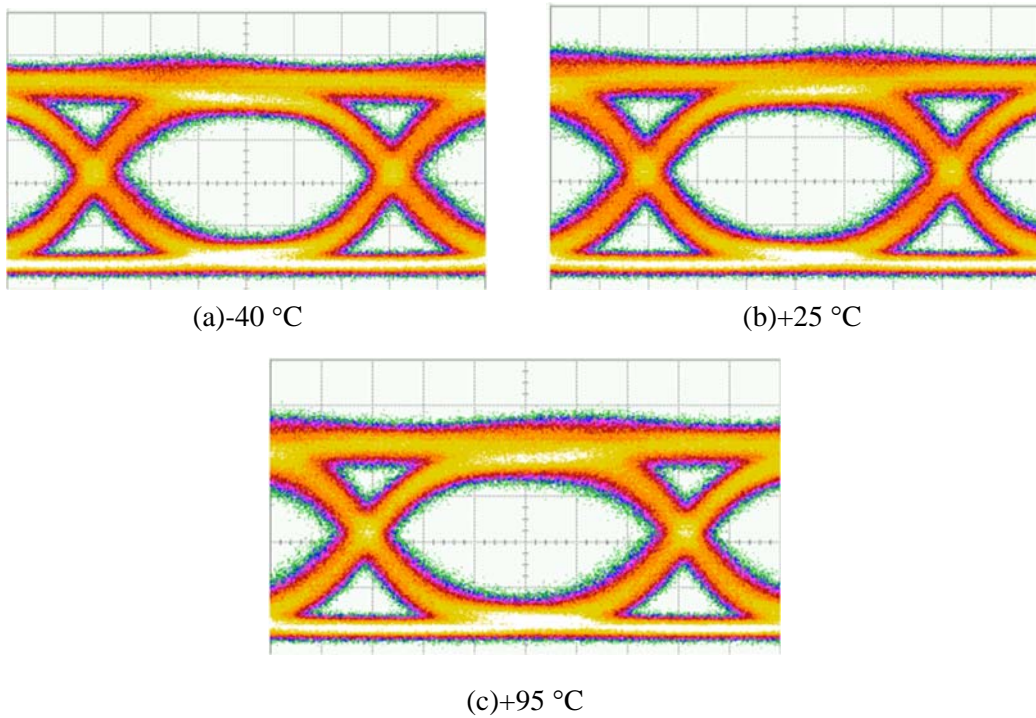


図3.23 20Gbit/s アイパターン測定結果

0.58 V に設定した。図 3.23 に温度 -40 °C, +25 °C, +95 °C にて取得した光出力信号のアイパターンを示す。EML から出射される光の波長は 1538.5 nm である。温度変動に対してアイパターンにほとんど変化は見られなかった。波形品質を示す指標として各環境温度 -40 °C, +25 °C, +95 °C における光波形の消光比を見てみると、それぞれ、10.1 dB, 10 dB, 9.7 dB となり、広い温度範囲において 9.7 dB 以上の良好な特性が得られていることを確認した。

3.6 まとめ

本章では TO-CAN パッケージを用いた光送信モジュールにて、次世代のモバイルネットワークで要求される 20 Gbit/s の伝送速度を満足し、環境温度 -40 °C ~ +95 °C で光波形品質、光出力パワー変動ともに良好な特性が得られることを実証した。

モバイルネットワークでは屋外で使用することを想定して環境温度 -40 °C ~ +95 °C で動作することが求められる。その広い温度範囲にて 20 Gbit/s で EML を動作させるため、EML の温度を制御するためのペルチェ素子を搭載した送信モジュールを検討した。この構成の場合光出力パワーが環境温度変動に対して約 1.1 dB 変動するという課題が発生する。この課題を解決するためにプラスチックレンズによる光学補償を考案した。光学補償はプラスチックレンズの熱光学効果と、熱応力によるレンズ形状の制御を利用した。プラスチックが持つ大きな熱光学係数を利用することで、温度変動に対するプラスチックレンズの屈折率低下を利用して結像位置を補償する。しかし、プラスチックレンズは大きな線膨張係数を持つため、温度変動に対してレンズ曲率に変化してしまい、上述する熱光学効果を利用して補正した結像位置が最適な値からずれてしまう。そこで、熱応力を利用してレンズ上下面にて互いに打ち消しあう曲率変動を意図的に引き起こし、プラスチックレンズの温度変動に対するレンズ曲率変動の影響を低減した。

プラスチックレンズの曲率半径は 5 mm にて最も良好な光学補償が得られることを計算にて明らかにし、プラスチックレンズを搭載した送信モジュールを実際に試作して、光出力パワー変動と伝送速度 20 Gbit/s のアイパターンの評価を実施した。光の出力パワー変動は -40 °C ~ +95 °C の環境温度範囲において、目標値 0.5 dB を満足する 0.3 dB 以下の良好な評価結果を得た。プラスチックレンズの光学補償が無い場合と比較して、0.8 dB の改善効果が得られ、光学補償が有効であることを実証した。また、伝送速度 20 Gbit/s の光波形は -40 °C ~ +95 °C において消光比 9.7 dB 以上の良好な波形が得られた。環境温度変動に対して光波形の変化や劣化は一切見られなかった。

光出力パワー変動、動作温度、波形品質ともに次世代のモバイルネットワークの要求を満足する良好な特性が得られており、本高性能化技術が次世代のデバイス技術として有意義なものであることを実証した。

第3章 参考文献

- [1] Y. Miyazaki, H. Tada, T. Shin-ya, K. Takagi, T. Aoyagi, and Y. Mitsui, "Small-chirp 40-Gbps electroabsorption modulator with novel tensile-strained asymmetric quantum-well absorption layer," *J. Quantum Electron.*, vol. 39, no. 6, pp. 813–819, 2003.
- [2] T. Yamatoya, Y. Miyazaki, T. Saito, T. Aoyagi, and T. Ishikawa, "Long-Term Wavelength Reliability in Semi-Cooled 11.1 Gbps 80 km EAM-LDs for DWDM XFPs," in *Proc. of Optical Fiber Commun./National Fiber Optic Engineering Conf. (OFC/NFOFC)*, San Diego, CA, 2007, OMS3.
- [3] S. Makino, K. Shinoda, T. Shiota, T. Kitatani, T. Fukamachi, and M. Aoki, "Wide temperature (15°C to 95°C), 80-km SMF transmission of a 1.55- μm , 10-Gbit/s InGaAlAs electroabsorption modulator integrated DFB laser," in *Proc. of OFC*, Anaheim, CA, 2007, Paper OMS1.
- [4] N. Okada, T. Uesugi, A. Matsusue, T. Fujita, S. Takagi, T. Hatta, A. Sugitatsu, and H. Watanabe, "Cost-effective 10.7Gb/s cooled TOSA employing rectangular TO-CAN package operating up to 90," in *Proc. Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference*, San Diego, CA, 2010, Paper OThC2.
- [5] W. Kobayashi, M. Arai, T. Yamanaka, N. Fujiwara, T. Fujisawa, M. Ishikawa, K. Tsuzuki, Y. Shibata, Y. Kondo, and F. Kano, "Extended Operating Temperature Range of 125 °C (-25 °C to 100 °C) of 10-Gbit/s, 1.55- μm Electroabsorption Modulator Integrated DFB Laser for 80-km SMF transmission," in *Proc. of Optical Fiber Commun. Conf. (OFC)*, San Diego, CA, 2009, OThT4.
- [6] W. Kobayashi, T. Yamanaka, M. Arai, N. Fujiwara, T. Fujisawa, K. Tsuzuki, T. Ito, T. Tadokoro, and F. Kano, "Wide Temperature Range Operation of a 1.55- μm 40-Gb/s Electroabsorption Modulator Integrated DFB Laser for Very Short-Reach Applications," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 21, no. 18, pp725-727, Sep. 2009.
- [7] 左貝 潤一 著, 「光学の基礎」, 株式会社コロナ社, 1997.
- [8] N. Ohata, K. Uto, F. Shoda, K. Kuramoto, M. Shirao, N. Okada, T. Yanagisawa, and H. Aruga, "Extended-Temperature Operation (-40 °C to +95 °C) of an EML TOSA Employing an Athermal Optical System," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 28, no. 7, pp725-727, Apr. 2016.

第4章 40 Gbit/s EML 送信モジュール

4.1 緒言

通信容量拡大のため伝送速度 40 Gbit/s で動作する光送信モジュールの小型化要求がある。伝送速度 40 Gbit/s で良好な光送信波形を得るためには電気信号の劣化を極力抑制する必要がある。従来はバタフライパッケージが採用されてきた[1]。しかし、この構造は同軸ケーブルによる電気信号源との接続が必要な構造であり小型化が難しい。そのため、Box パッケージを適用する検討が行われている。しかし、Box パッケージを使用する場合従来のバタフライパッケージよりも電気信号の反射が発生し易く、伝送速度 40 Gbit/s の用途における Box パッケージ適用の妨げとなっている。この課題を解決すべく、Box パッケージとトランシーバの基板間を広い帯域を有するコネクタを使用する方式が提案されている[2, 3]。また、Box パッケージと FPC (Flexible Printed Circuit)の接続部において、電気信号の反射を抑制した構造も提案されている[4]。特殊なコネクタを使用せず、電気インタフェースを FPC で構成することは光送信モジュールのコストの観点からも非常に有意義である。本章では FPC とトランシーバ基板の接続部において新規の接続構造を提案し、電気信号の反射を抑制できることを示す。また、考案した構造を適用した送信モジュールにて伝送速度 40 Gbit/s の動作が可能であることを実証する。

本章では 4.2 節に 40 Gbit/s 送信モジュールの構造と動作について説明する。4.3 節に従来構造での FPC と PCB (Printed Circuit Board)の接続部における電気信号の反射について説明した後、反射を低減する新規構造について述べる。4.4 節で 3 層構造を有する FPC の設計について述べ、4.5 節で試作及び評価結果について示す。最後に 4.6 節に本章のまとめを記載する。

4.2 40 Gbit/s 光送信モジュールの構成

図 4.1 に Box パッケージを用いた光送信モジュールを示す。Box パッケージには FPC とレセプタクルが取り付けられている。PCB は光トランシーバの回路基板を示しており、PCB から電気信号が送信モジュール内部に伝えられ、レセプタクルから光信号が出力される構成になる。FPC は DC 信号と高周波信号の両方を送信モジュールに伝える役割を担っており、PCB の線路とパッケージのリードピンにハンダで接続されている。パッケージ内部には EML とペルチェ素子、高周波基板、ドライバ IC が配置されている。EML の温度を一定に制御するために、EML はペルチェ素子上に配置される。PCB, FPC

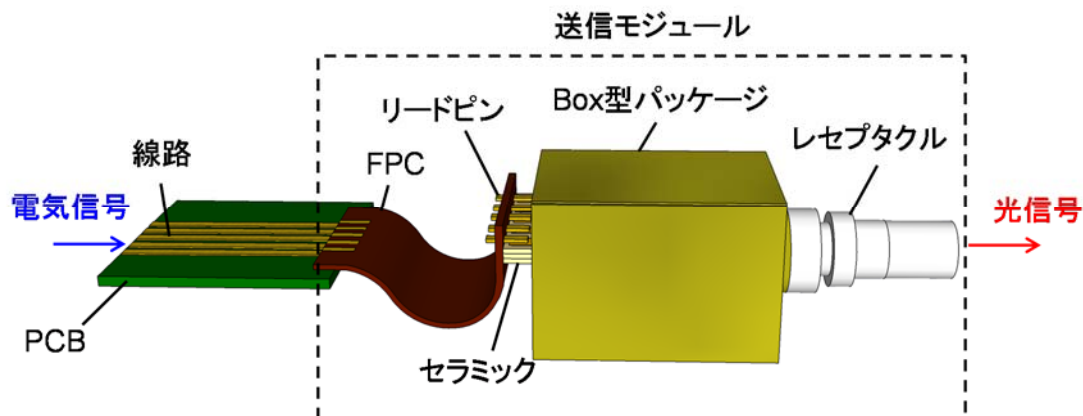


図4.1 Box パッケージを用いた 40 Gbit/s 光送信モジュール

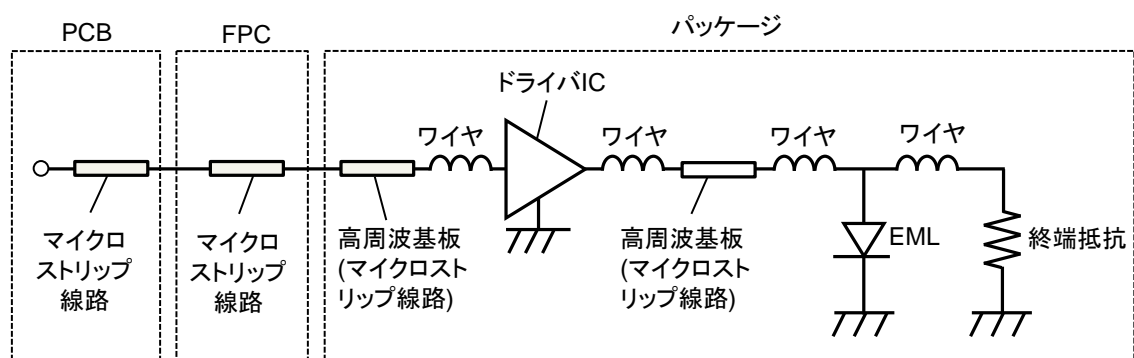


図4.2 40 Gbit/s 光送信モジュール回路図

を伝搬した電気信号を増幅する目的でドライバ IC をパッケージ内部に配置している。

図 4.2 に送信モジュールの回路図を示す。PCB の高周波信号用の線路はマイクロストリップ線路で構成されており、線路の特性インピーダンスは 50Ω である。FPC も同様に 50Ω のマイクロストリップ線路で構成される。パッケージ内部にはマイクロストリップ線路を有する高周波基板が配置され、高周波基板の線路とドライバ IC は金ワイヤにより接続される。ドライバ IC から出力される増幅された高周波信号は金ワイヤを介して、パッケージ内部にもう一つ配置された高周波基板のマイクロストリップ線路に接続される。高周波基板の線路と EML の EA 変調器はワイヤにより接続される。また、EA 近傍には終端抵抗が並列に配置される。

4.3 FPC と PCB 接続部の電気信号の反射低減構造

図 4.3 に従来の FPC と PCB 接続部の構成を示す。PCB の信号線路は誘電体を GND の導体と信号線路で挟み込むマイクロストリップ線路が形成される。FPC も同様にマイクロストリップ線路が形成され、電気信号はそれらマイクロストリップ線路を伝搬し、

PCB から FPC に通過することになる。しかしながら、この構造の場合 FPC と PCB の接続部はマイクロストリップ線路が構成できない。図 4.4 は図 4.3 に示す FPC の斜視図である。図に記載の C と L は FPC の信号線路を等価回路で表したときの単位長さあたりの容量とインダクタンスを示している。FPC の信号線路と PCB の信号線路を接続するために、信号線路を GND 導体側に引き出す必要がある。このため GND の一部を除去する必要があり、FPC と PCB の接続部においては、FPC はマイクロストリップ線路が構成できない。信号線路の特性インピーダンスは式(2.75)より線路の単位長さあたりの容量とインダクタンスで決定する。FPC の接続部は GND が除去されることで容量成分が低下するため特性インピーダンスが大きくなる。一般的に FPC や PCB のマイクロストリップ線路の特性インピーダンスは $50\ \Omega$ で設計されるが、接続部では $50\ \Omega$ よりも特

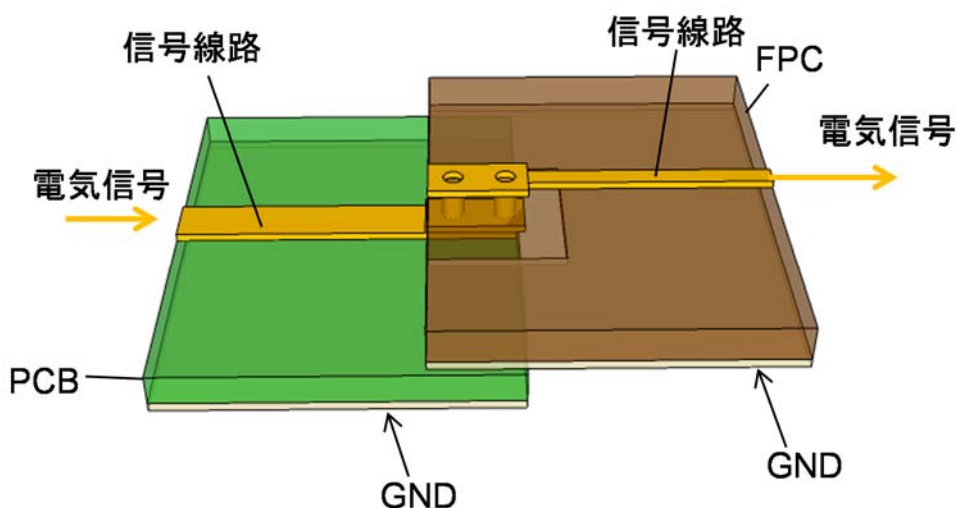


図4.3 従来の FPC と PCB の接続構成

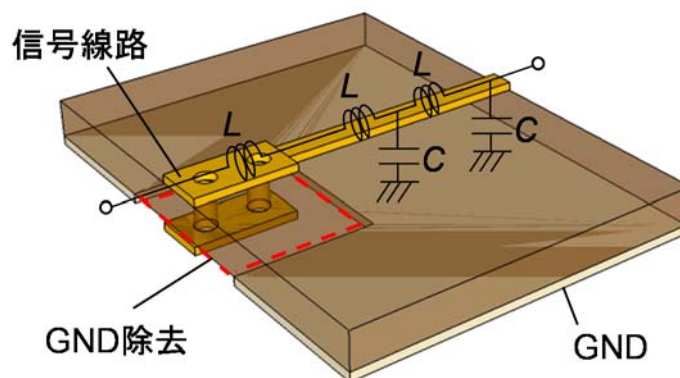


図4.4 FPC の斜視図

性インピーダンスが大きくなるため、線路の特性インピーダンスが異なることで式(2.86)より電気信号の反射が発生することになる。そこで、従来のFPCとPCBの構造にてどの程度反射が発生するか計算を行った。

図4.5に計算に用いたFPCとPCBのモデルを示す。FPCのマイクロストリップ線路の幅はFPCの基板厚みを0.05 mm、比誘電率を3.2として、式(2.88)を用いて特性インピーダンスが50 Ωになる線路幅0.1 mmとした。PCBの線路幅も同様に、PCBの基板厚0.225 mm、比誘電率3.5においてインピーダンスが50 Ωになる線路幅0.49 mmとした。FPCとPCBの接続部の構造は、光通信モジュールの電気や光のインタフェースを規定する標準規格XMD-MSA[5]を準拠する寸法に設定し、FPCの線路幅を0.4 mmとした。FPCとPCBの接続部は複雑な電磁界分布になり、特性インピーダンスはマクスウェル方程式を数値解析して、電磁界分布を計算して求める必要がある。特性インピーダンス計算は市販の電磁界解析ソフトであるHFSSを用いて実施した。HFSSはマクスウェル方程式を有限要素法により数値解析し、Sパラメータやインピーダンス等を算出することができる。

図4.6にHFSSによるTDR(Time Domain Reflectometer)の解析結果を示す。TDRは伝送線路にパルス波を入力し、その入射波に対して発生する反射波を検出する方法であり、入力部に反射波が到達する時間より反射点の位置とインピーダンスを算出することができる。図に示すハッチング領域は、FPCとPCBの接続部の時間窓を示している。接続部の特性インピーダンスは最大73 Ωになり、マイクロストリップ線路の特性インピーダンス50 Ωよりも高くなる。

図4.7にFPCとPCBの接続部における伝送路の挿入損失と反射損失の計算結果を示す。周波数が高くなるにつれ電気の反射が大きくなり、挿入損失も増加する。周波数が8 GHz以下では反射は約15 dBに抑制されているが周波数が高くなるにつれて反射が大

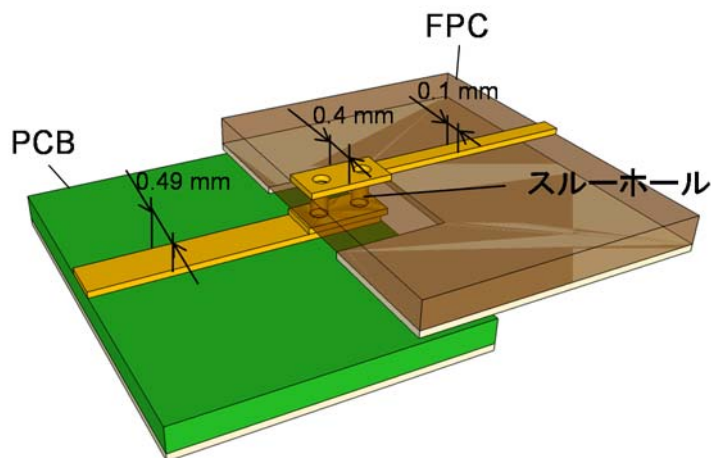


図4.5 FPCとPCB接続断面図

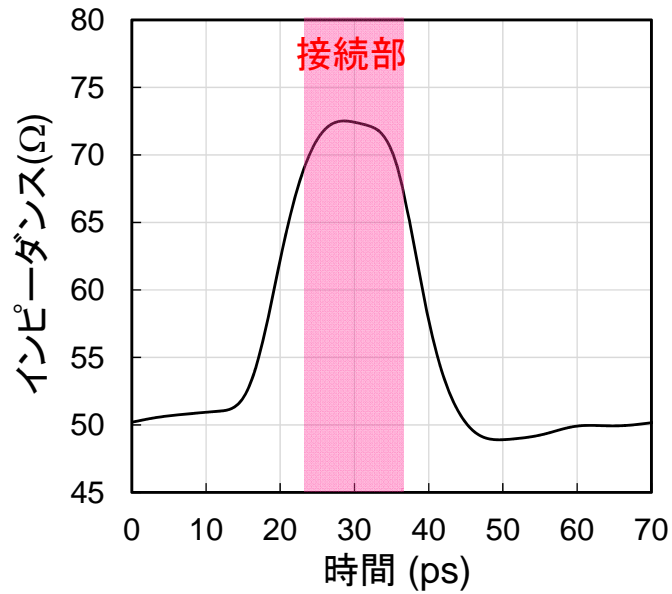


図4.6 TDR による特性インピーダンス

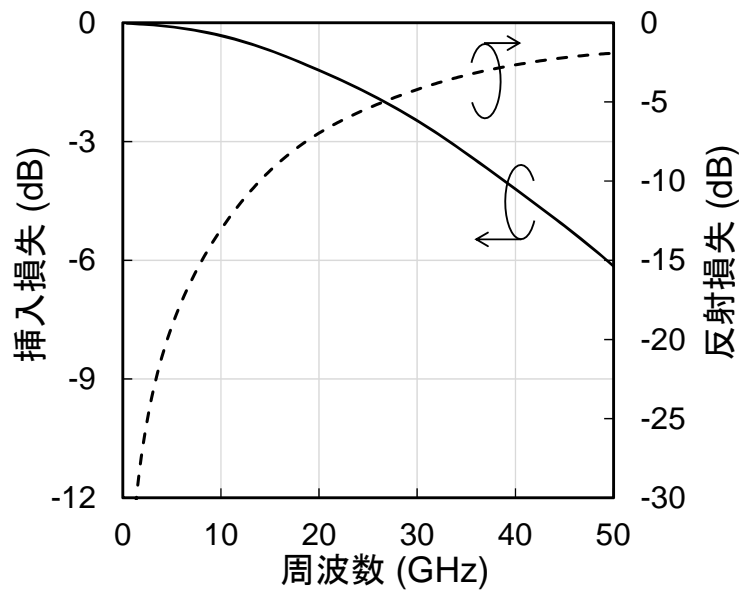


図4.7 FPC, PCB 接続部における電気信号の反射特性

きくなり、20 GHz では約 7 dB、40 GHz では 2.6 dB になった。3 dB 帯域 (信号の伝送路で発生する挿入損失が 3 dB になる周波数)は約 33 GHz である。良好な光波形品質を得る場合、広い周波数範囲で反射を低く抑え、反射による信号の挿入損失を低減することが望ましい。そこで、FPC と PCB 接続部の反射特性を表 4.1 に示す設計目標値に定めた。伝送速度 40 Gbit/s, NRZ (Non Return to Zero) 符号の信号の基本周波数 (1 ビット

の時間が最も短くなるときの周波数)である 20 GHz の帯域は反射を-20 dB 以下に設定し、40 GHz までの周波数は-15 dB 以下を目標とした。

電気信号の反射を低減するためには接続部における特性インピーダンスを 50 Ωに整合させる必要がある。そこで、図 4.8 に示す線路構成により特性インピーダンスを調整する方法を考案した。PCB と FPC の線路を特性インピーダンス 50 Ωのマイクロストリップ線路とし、接続部ではマイクロストリップ線路からコプレーナ線路に変換して特性インピーダンス 50 Ωに整合させる。第 2 章の 2.4.3 項で述べた様にコプレーナ線路は信号線路を GND で挟み込む構造である。マイクロストリップ線路とは異なり、接続部においても信号線路と GND 間の距離を容易に調整することができ、特性インピーダンスを 50 Ωに整合させることができる。

この線路構成を実現するために新規に考案した 3 層構造の FPC を図 4.9 に示す。1 層目は主に GND を配置しており、2 層目に信号線路を配置している。PCB と FPC はハンダにより接続されるため、信号線路と GND がハンダにより短絡することを防止するた

表 4.1 設計目標

周波数(GHz)	電気反射
～ 20	<-20 dB
～ 40	< -15 dB

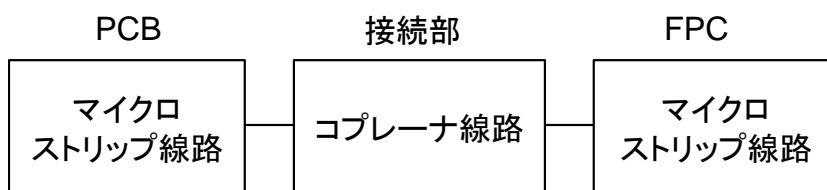


図4.8 線路構成

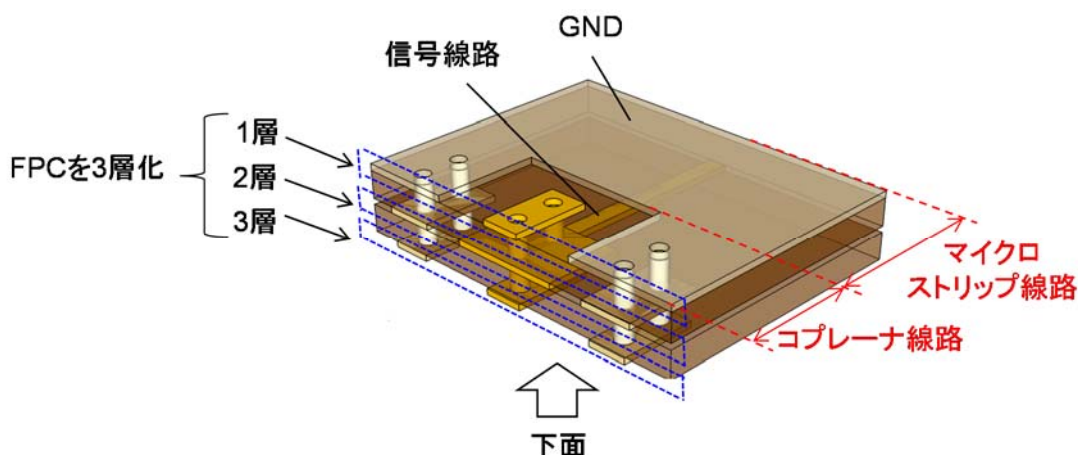


図4.9 3層構造 FPC の斜視図

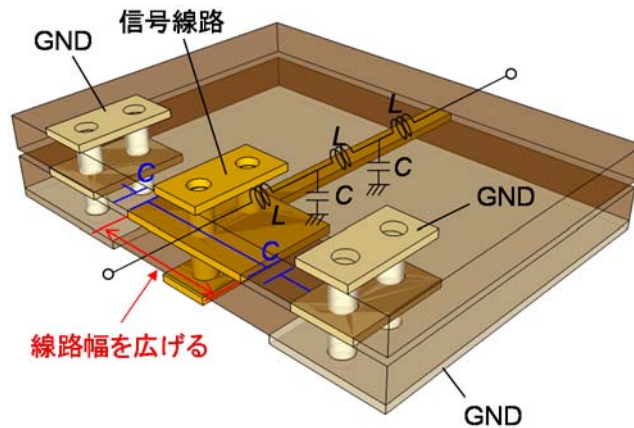


図4.10 3層構造 FPC の下面からの斜視図

め、3層目を設けて信号線路と GND 間の距離を離している。

図 4.10 は図 4.9 を下面から見たときの斜視図である。2層目の信号線路の幅を広げることで、信号線路を挟み込む形で配置される GND と信号線路間の距離を狭め、容量 C (図中の青字で記載する容量)の値を大きくすることで FPC の特性インピーダンスを 50Ω に整合させる。FPC と PCB 接続部において PCB の構造も一部変更した。

図 4.11 に FPC と PCB の斜視図を示す。FPC と PCB の接続部において、PCB の GND の一部を除去した。接続部では FPC にコプレーナ線路が形成されており、マイクロストリップ線路が形成された PCB と接続した場合、マイクロストリップ線路の影響を受けてインピーダンスがずれてしまう。そのため、PCB の GND を除去する構造を採用した。

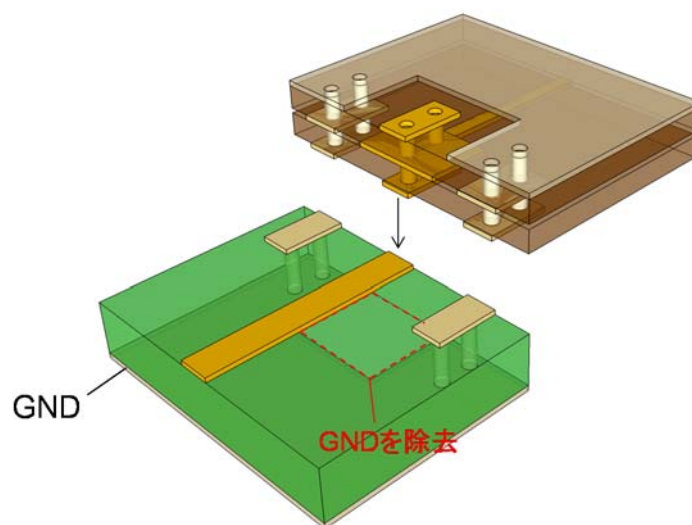


図4.11 FPC と PCB の斜視図

4.4 FPC の設計

図 4.12 に 3 層構造の FPC を示す。FPC は基板 1、基板 2 と、それらを挟む様に導体が 3 層に分けて配置されており、2 層目に特性インピーダンスを調整するための信号線路が配置されている。信号線路の 3 層目の電極は 2 層目の電極よりも幅を狭くしているが、これは PCB と FPC をハンダ付けしたときに、2 層目の様に幅が広い電極を配置した場合、隣接して配置する GND 電極にハンダが接触し、短絡するためである。接続部の特性インピーダンスを調整するために 2 層目に配置される FPC の線路幅 W を変化させ、接続部における線路の特性インピーダンスを HFSS にて計算した。計算するにあたり FPC の電極間隔 D 及びパット幅 W_s はそれぞれ 0.79 mm 、 0.45 mm とした。この寸法は光トランシーバと光モジュール間のインタフェースを規定する標準規格 XMD-MSA を準拠する寸法である。FPC の基板 1、基板 2 は比誘電率 3.2 を有するポリイミドとした。また、それら基板の厚みはそれぞれ $50\text{ }\mu\text{m}$ 、 $12.5\text{ }\mu\text{m}$ とした。計算は FPC と PCB が接続した状態で実施し、PCB の基板の厚みを 0.25 mm 、線路幅を 0.475 mm とした。

図 4.13 に FPC の線路幅 W に対する特性インピーダンスの計算結果を示す。信号の線路幅を広げることで信号線路の両側に配置された GND との間隔が近くなり、容量成分が増加することで特性インピーダンスが低下する。計算結果では線路幅が約 0.8 mm のとき特性インピーダンスが $50\text{ }\Omega$ になった。

図 4.14 に信号の線路幅 W が 0.8 mm のときの 3 層構造 FPC と PCB の接続部における電界分布を示す。40 Gbit/s の基本周波数である 20 GHz の電界分布である。FPC を伝搬する高周波信号の電界成分が接続部において、信号線路と信号線路の両端に配置される GND 間に電界が集中し、マイクロストリップ線路からコプレーナ線路へ変換されていることを確認した。

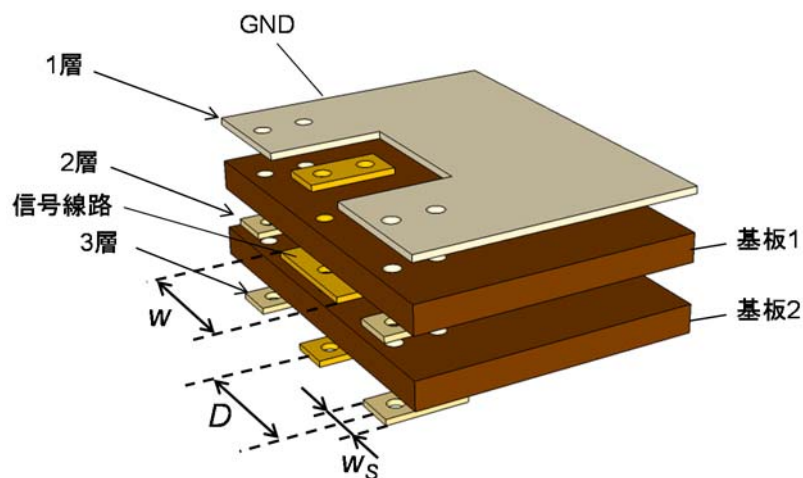


図4.12 3層 FPC 構造

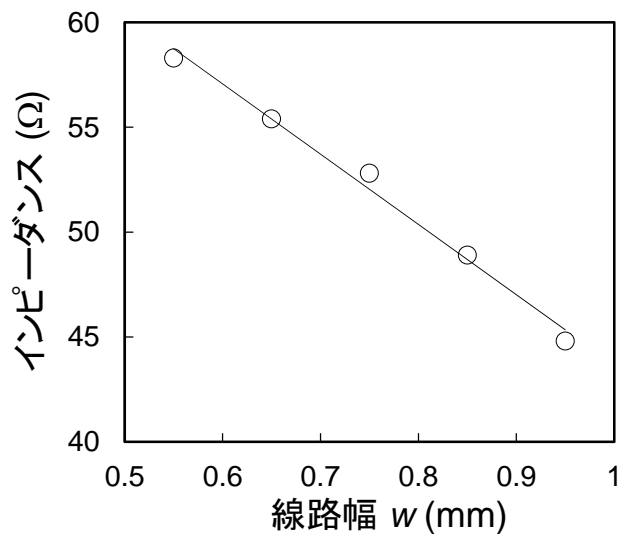


図4.13 FPC 線路幅 W に対する特性インピーダンス

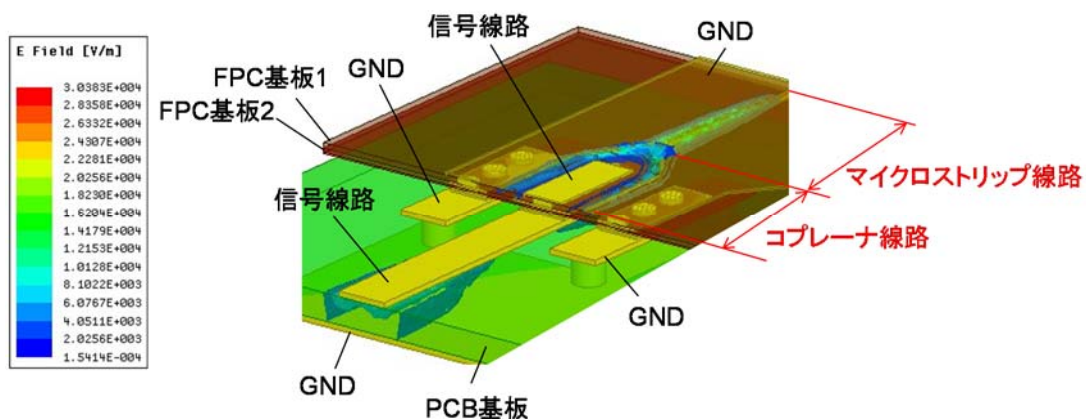


図4.14 3層構造のFPCとPCB接続部の電界分布

次に PCB と FPC の接続部における電気信号の反射が低減できているかを確認すべく、線路幅 0.6 mm, 0.8 mm, 1.0 mm のときの反射損失について計算を行った。図 4.15 に線路幅 W を 0.6 mm, 0.8 mm, 1.0 mm に変化させたときの反射損失と、4.3 節で示した従来構造の反射損失の計算結果を示す。従来構造よりも新規構造の方が反射を低く抑えられている。線路幅が 0.6 mm の場合、周波数が 10 GHz 近傍から反射が増加し、周波数 20 GHz では -15.3 dB となる。線路幅 1.0 mm の場合も周波数 20 GHz で -16.7 dB の反射が発生する。基本周波数である 20 GHz 以下の反射は -20 dB が目標であり、線路幅が 0.6 mm, 1.0 mm では目標を満足しない結果となった。線路インピーダンスが 50 Ω に整合する線路幅 0.8 mm の場合、20 GHz 以下の周波数範囲で反射損失は最大 -26.4 dB であり、20 GHz ~ 40 GHz の周波数の範囲では反射損失が -21.6 dB となり、目標の -15 dB 以下

を満足することができた。

図 4.16 に線路幅 W が 0.6 mm, 0.8 mm, 1.0 mm のときの挿入損失の計算結果と, 従来構造の計算結果を示す。従来構造では 20 GHz で損失が 1.29 dB, 40 GHz で 4.44 dB であったが, 新規構造では FPC の幅によらず従来構造よりも損失が低減できることを確認した。FPC の幅 W が 0.6 mm, 0.8 mm, 1.0 mm の場合 20 GHz における損失はそれぞれ, 0.66 dB, 0.52 dB, 0.61 dB になった。40 GHz での損失はそれぞれ, 2.3 dB, 2.15 dB,

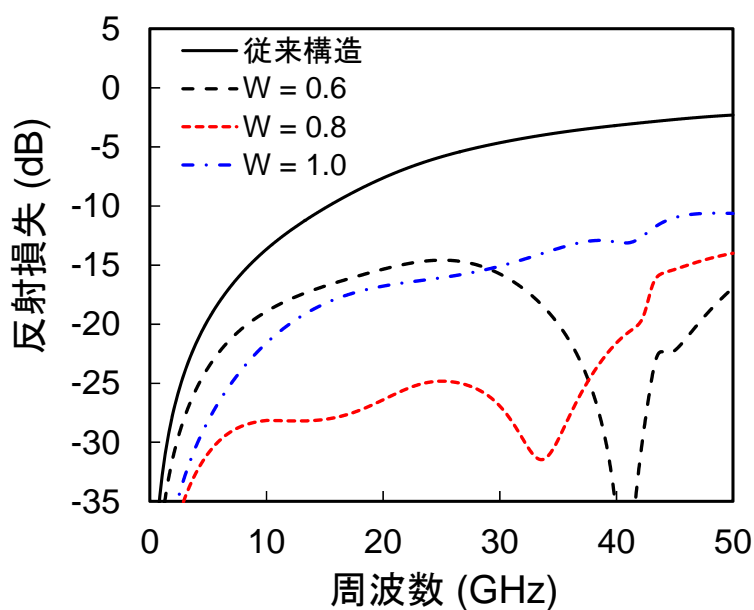


図4.15 FPC の幅 W に対する反射損失

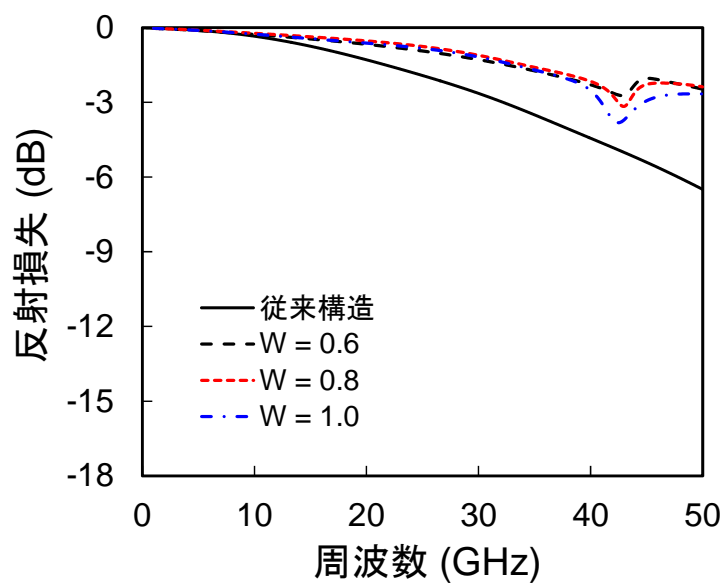


図4.16 FPC の幅 W に対する挿入損失

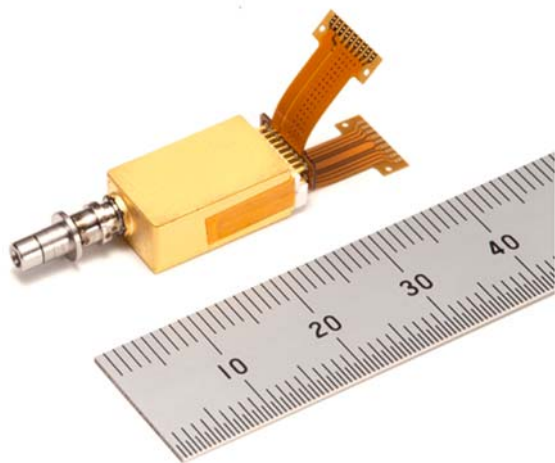
2.5 dB である。この計算結果より特性インピーダンスが $50\ \Omega$ になる線路幅 $0.8\ \text{mm}$ にて周波数 $40\ \text{GHz}$ までの挿入損失が最も低くなることを確認した。そのため、FPC の線路幅 W は $0.8\ \text{mm}$ を採用した。

4.5 40 Gbit/s 送信モジュールの評価結果

4.4 節の計算結果より FPC と PCB の新規接続構造にて目標値を満足する良好な電気信号の反射損失と挿入損失が得られることが分かったため、実際に光送信モジュールの試作、評価を行った。図 4.17(a) に試作した $40\ \text{Gbit/s}$ 光送信モジュールの写真を示す。また、図 4.17(b) に FPC と PCB の接続部の写真を示す。光送信モジュールのサイズは $9.0\ \text{mm (W)} \times 17.1\ \text{mm (L)} \times 5.2\ \text{mm (H)}$ である。光送信モジュール内部にはドライバ IC、高周波基板、ペルチェ素子が内蔵されている。EML はペルチェ素子上に配置され、温度が $45\ ^\circ\text{C}$ 一定に保たれている。FPC はパッケージのリードピンとハンダにより接続されている。また、FPC と PCB も同様にハンダで接続されている。

FPC と PCB 接続部の電気の反射特性を確認するため、ネットワークアナライザにより接続部の反射損失の評価を行った。ネットワークアナライザによる反射の評価では TDR 測定で得られる反射波の時間波形から、FPC と PCB の接続部に相当する時間窓を推定し、その時間窓における反射損失をフーリエ変換から得ている。

図 4.18 に評価結果を示す。図の黒の破線はシミュレーション結果を、赤の実線は実験結果を示している。また、図のハッチング部は反射損失の目標値を示している。試作した FPC と PCB 接続部では周波数 $20\ \text{GHz}$ 以下の範囲において反射損失は $-25.7\ \text{dB}$ 以下になった。また、周波数 $40\ \text{GHz}$ の範囲では反射損失が $-21.6\ \text{dB}$ 以下になり、目標値を



(a) 40Gbit/s 送信モジュール



(b) FPC と PCB 接続部

図4.17 試作した $40\ \text{Gbit/s}$ 光送信モジュール及び、FPC と PCB の接続部の写真

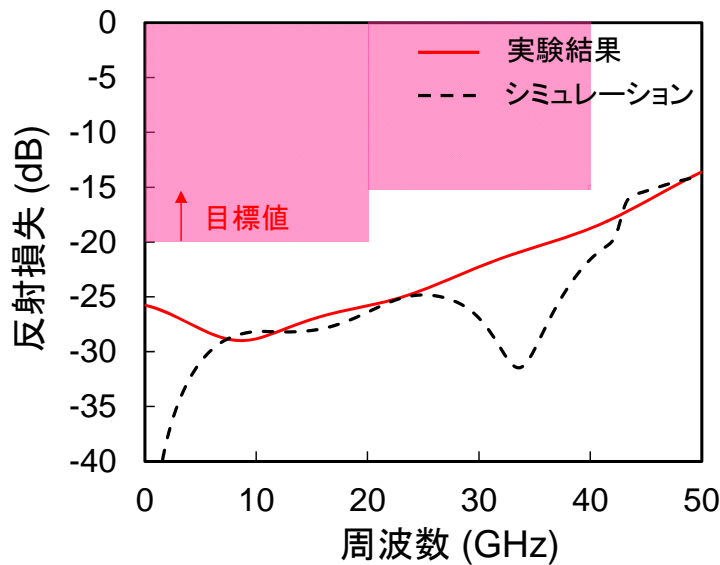


図4.18 反射損失の実測値

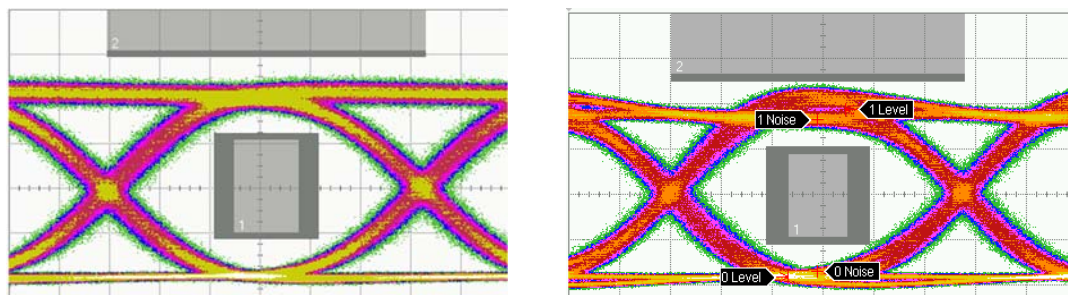
満足する良好な結果を得た。シミュレーション結果と実測値は概ね近い傾向が見られたが、シミュレーションで見られた 20 GHz の共振は実測では見られなかった。実測では TDR 測定で得られる反射波の時間波形から、FPC と PCB の接続部の位置を推測して反射特性をデータ取得しているが、TDR で推定した位置のずれによりシミュレーションと実測値に差が生じたと考えられる。

FPC と PCB にて良好な反射損失が得られたため、40 Gbit/s 光送信モジュールの特性を評価した。特性としてアイパターン及び伝送ペナルティ¹の評価を実施した[6]。測定に用いた電気信号は伝送速度 43.018 Gbit/s, NRZ, PRBS 2³¹-1 である。図 4.19 に測定したアイパターンを示す。送信モジュールの環境温度は+25 °C である。図 4.19 (a)は従来から使用されているバタフライパッケージを使用した光モジュールのアイパターンであり、図 4.19 (b)は今回新たに試作した Box のパッケージを採用した光送信モジュールのアイパターンである。アイパターンの品質を評価するために、伝送速度 43.018 Gbit/s の通信で一般的に用いられている国際標準規格 ITU- T G.693 VSR-2000-3R2 で規定されるマスク²を使用した[7]。従来のバタフライパッケージを使用した光送信モジュールのマスクマージンは 16 %であった。一方、今回新たに試作した送信モジュールのマスクマージンは 19 %であり、従来品に比べて光波形に遜色のない良好な特性が得られた。

環境温度変動に対する光波形品質を確認するために、使用温度-5 °C, +80 °C のアイ

¹ 光ファイバ伝送前後で発生する受信感度の差。光ファイバを通過すると光信号はファイバの波長分散の影響を受けることで、光波形の品質が低下して受信感度が変化する。

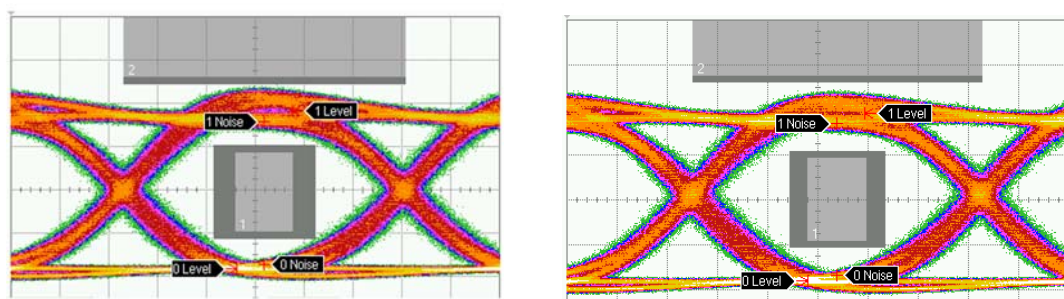
² アイパターンの品質を調べるため、時間と光強度の範囲を規定したもの。マスクに対してどの程度余裕があるかを示したものをマスクマージンと呼ぶ。



(a) 従来品の送信モジュール

(b) 新規に試作した送信モジュール

図4.19 40 Gbit/s 送信モジュールのアイパターン



(a) -5 °C

(b)+80 °C

図4.20 -5 °C, +80 °C のアイパターン

パターンを取得した。図 4.20 に評価結果を示す。環境温度が-5 °C のときのマスクマージンは 20%, +80 °C は 16% であり、温度変動に対しても従来品と遜色のない良好な波形品質を維持することを確認した。

次に光送信モジュールの伝送ペナルティの評価を実施した。ITU-T G.693 VSR-2000-3R2 では光ファイバの伝送距離 2.4 km を想定しており、光ファイバの分散量 40 ps/nm を規定している。分散量 40 ps/nm の光ファイバを用いて伝送ペナルティ評価を実施した。

図 4.21 に環境温度-5 °C, +25 °C, +80 °C における伝送ペナルティの評価結果を示す。伝送ペナルティは-5 °C で 0.63 dB, 25 °C で 0.28 dB, 80 °C で 0.55 dB であり、ITU-T G.693 VSR-2000-3R2 で規定される伝送ペナルティ量 2.0 dB 以下を満足する結果を得た。この結果より、今回新たに試作した送信モジュールは従来のバラフライパッケージを用いた送信モジュールと遜色なく、更には国際標準規格 ITU-T G.693 VSR-2000-3R2 を満足する品質が得られることを実証した。

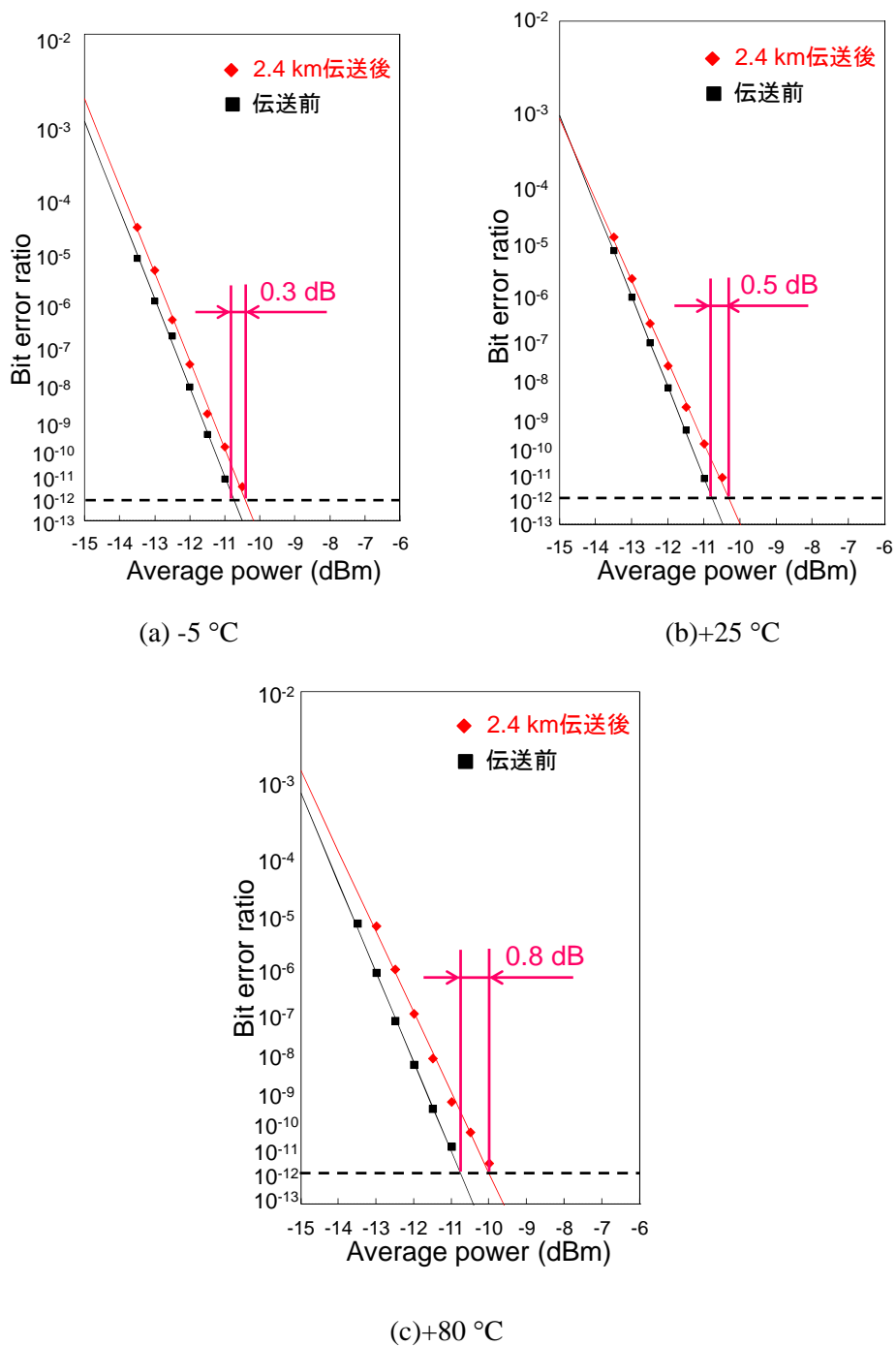


図4.21 伝送特性の評価結果

4.6 まとめ

本章では 40 Gbit/s 光送信モジュールの高性能化について述べた. 従来のバタフライパッケージを用いた光送信モジュールでは 40 Gbit/s の信号劣化を抑えるため, 電気のインタフェースとして同軸ケーブルを採用していた. 同軸ケーブルは高周波特性に優れ

るものの、光トランシーバの実装面積を必要とし、これが光トランシーバの小型化を妨げる要因になっていた。そこで、Box パッケージを採用した光送信モジュールの実証を行った。Box パッケージを採用するにあたり電気インタフェースに従来の同軸ケーブルの代わりに小型化が可能な FPC を採用した。FPC を用いる場合、FPC と PCB の接続部における電気信号の反射が問題になる。これは、FPC と PCB の接続部で特性インピーダンス 50Ω のマイクロストリップ線路を構成することができないためである。この課題に対して FPC と PCB の接続部のみマイクロストリップ線路からコプレーナ線路に変換する方法を考案した。コプレーナ線路は信号線路を挟み込む形で、GND 導体が配置され、GND 導体と信号線路の間隔を調整することで、特性インピーダンスを 50Ω に整合させることができる。この線路変換方式に加え FPC の実装性も考慮して、新たに 3 層構造の FPC を考案した。

FPC と PCB 接続部のインピーダンスが 50Ω に整合する線路幅は 0.8 mm であることを電磁界解析により明らかにし、周波数 20 GHz 以下の反射損失は -25.7 dB 以下、 $20 \text{ GHz} \sim 40 \text{ GHz}$ の周波数の範囲では反射損失 -21.6 dB が得られ、目標に定めた反射特性を満足する良好な結果を得た。

FPC と PCB の接続部における良好な反射特性が得られることを確認したため、3 層構造の FPC を採用した光送信モジュールを試作し、 43.018 Gbit/s 、NRZ、PRBS $2^{31}-1$ の電気信号で駆動したときの光送信モジュールのアイパターンと伝送ペナルティを評価した。試作した光送信モジュールの波形品質を示すマスクマージンは $-5 \text{ }^\circ\text{C} \sim +80 \text{ }^\circ\text{C}$ で 16% 以上であり、従来品であるバタフライパッケージを採用した光送信モジュールのマスクマージン 16% と遜色のない同等の波形品質を得た。また、 2.4 km 伝送後のペナルティは 0.8 dB 以下と良好な結果が得られた。従来品と比較して体積比 $1/2$ の小型化と従来品に対して遜色のない良好な特性が得られることを実証した。

第4章 参考文献

- [1] N. Okada, T. Miyahara, T. Shinada, T. Saito, A. Sugitatsu, and T. Hatta, "43 Gbit/s EAM-LD module with built-in driver IC employing novel cathode-froating bias circuit," in Proc. 34th European Conference on Optical communication, Brussels, Belgium, 2008, Paper We. 1.C.3.
- [2] T. Yagisawa and T. Ikeuchi, "Compact 40-Gb/s EML module using broadband FPC connection technique," in Proc. Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference, San Diego, CA, USA, 2010, Paper OThC3.
- [3] T. Yagisawa and T. Ikeuchi, "Compact 40-Gbit/s Driver IC integrated EML Module Using Broadband FPC Connection Technique," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E92-C, no. 7, pp. 951-956, 2010.
- [4] T. Uesugi, N. Okada, T. Saito, T. Yamatoya, Y. Morita, and A. Sugitatsu, "25 Gbps EML TOSA Employing Novel Impedance-Matched FPC Design," in Proc. 35th European Conference on Optical communication, Vienna, Austria, 2009, Paper P2.10.
- [5] XMD MSA [Online] <http://xmd-msa.org/>
- [6] M. Shirao, N. Ohata, N. Yasui, K. Uto, T. Fukao, T. Hatta, H. Aruga, and T. Mizuochi, "A 1.55 μm 40 Gbps EML TOSA Employing a Novel FPC Connection," *J. Lightw. Technol.*, vol. 32, no. 19, pp.3344-3350, Oct. 2014.
- [7] ITU-T [Online] <http://www.itu.int/en/ITU-T/Pages/default.aspx>

第 5 章 SOA-MZI 型光波長変換器

5.1 緒言

通信トラフィックの増加にともなってルーターの消費電力が増加している。ルーターは光信号を一度電気信号に変換した後、信号の経路制御を行い、経路に応じた波長を持つ光信号を出力している。トラフィックが増加することで、経路制御による電子機器への負荷が増加しており、長時間に渡り動作することで消費電力が増加している。そこで、光信号を電気信号に変換せずに、光の packets 単位で経路切り替えを行う光パケットスイッチングが提案されている[1]。第 1 章で述べた様に光パケットスイッチングでは、経路切り替えにおいて光の波長を電気に変換せずに、他の波長に変換する光波長変換器が必須となる。特に半導体を用いた波長変換器は小型、集積化の観点から期待されている。その中でも、SOA(Semiconductor Optical Amplifier)–MZI(Mach Zehnder Interferometer) 型波長変換器は波長変換光の波形整形、増幅が可能なることから有望である[2]。そのため、高速化の検討や、フォーマット変換、マルチキャスト等々の応用研究も報告されている[3–5]。しかしながら、SOA-MZI 型波長変換器は良好な波長変換波形を得られる一方で、入力信号光のパワー変動に対して波長変換光が大きく影響を受けるという課題がある[6]。この課題を解決するため入力信号光のパワーをモニタして、波長変換器へ入力する光のパワーを一定に制御する方法が提案されている[7]。しかし、この方法は波長変換器に入力する信号光を分岐してモニタする必要がある、SNR (Signal to Noise Ratio)が低下するという問題がある。本研究では波長変換光を直接モニタする新しい制御方法と波長変換器を提案して入力信号光のパワーに対するダイナミックレンジの拡大を実証するとともに、伝送速度 43 Gbit/s の高速な信号でも波長変換が可能であることを示す。

本章では 5.2 節で SOA-MZI 型波長変換器の課題について説明した後、入力信号光のパワーダイナミックレンジを拡大するための新しい制御方法について述べる。5.3 節で SOA-MZI 波長変換器の SOA の設計を、5.4 節で入力信号光の影響を抑制するためのフィードバック制御について説明する。5.5 節で実際に試作した SOA-MZI 型波長変換器の評価結果を示し、5.6 節でまとめる。

5.2 SOA-MZI 型波長変換器の課題と新規制御方法

第 2 章で SOA-MZI 型波長変換器の動作原理について述べた様に、波長変換光は 2 つの SOA を通過するプローブ光の干渉光である。信号光の符号に同期して変化するプロ

プローブ光の位相変化を干渉により光強度に変換する。このプローブ光の位相変化量は式(2.103)より SOA のキャリア密度に応じて変化する。また、SOA 中のキャリア密度はレート方程式(2.98)より入力信号光のパワーに応じて変化する。このため入力信号光のパワー変動は SOA のキャリア密度を変化させ、更にプローブ光の位相を変化させることで波長変換光の波形に直接影響を及ぼすことになる。

第 2 章の図 2.11 に示した様に入力信号光の符号に応じて SOA1 通過後のプローブ光の位相 ϕ が $-\pi$, 0 になる場合、波長変換光の出力は 0 , 1.0 (図 2.10 に示す様に、干渉光の最大の光強度で規格化したときの最大値)になり、波長変換光の消光比も最大になる。この最大の消光比が得られる状態を最適な状態とする。

入力信号光のパワーが上述する状態よりも小さい場合を考える。図 5.1 に入力信号光のパワーが最適な値よりも小さいときの波長変換動作を示す。入力信号光のパワーが最適な状態よりも小さく、SOA1 通過後のプローブ光の位相 ϕ が ϕ_1 ($-\pi < \phi < 0$) の場合、プローブ光の干渉で得られる波長変換光の光強度 I は I_1 ($0 < I < 1.0$) になる。そのため、入力信号光のパワーが最適な条件よりも、波長変換光の光強度が低下し、消光比も最適な状態よりも低下することになる。

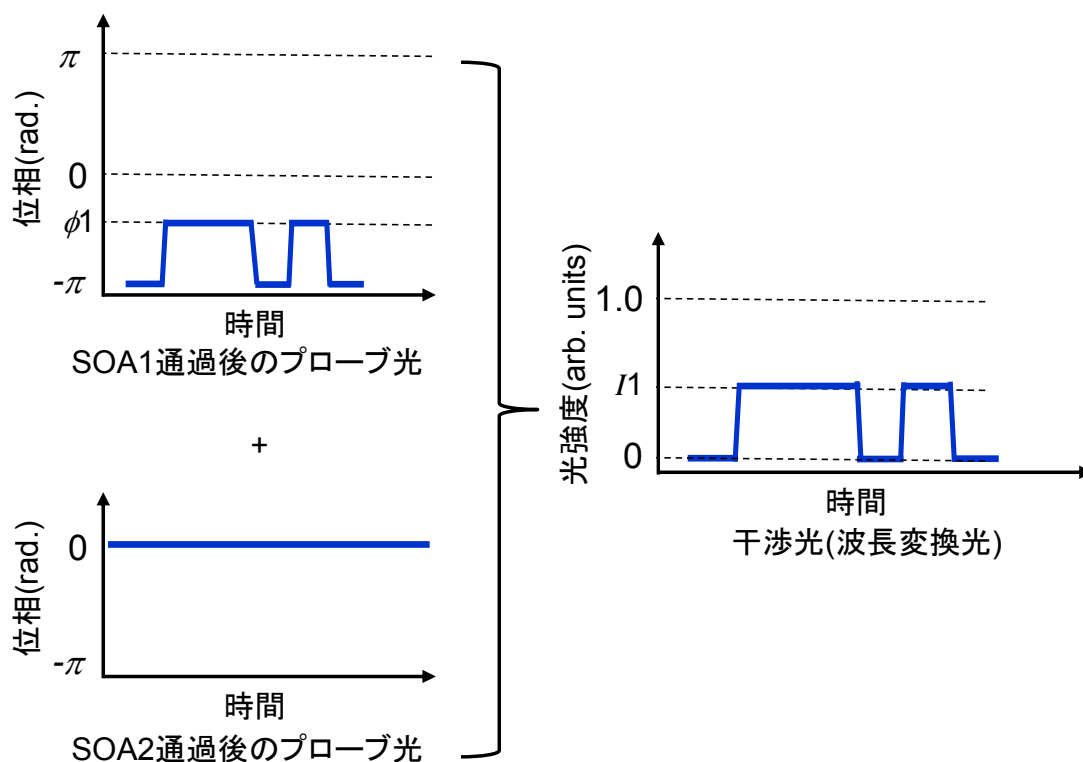


図5.1 入力信号光パワーが最適な値よりも小さいときの波長変換動作

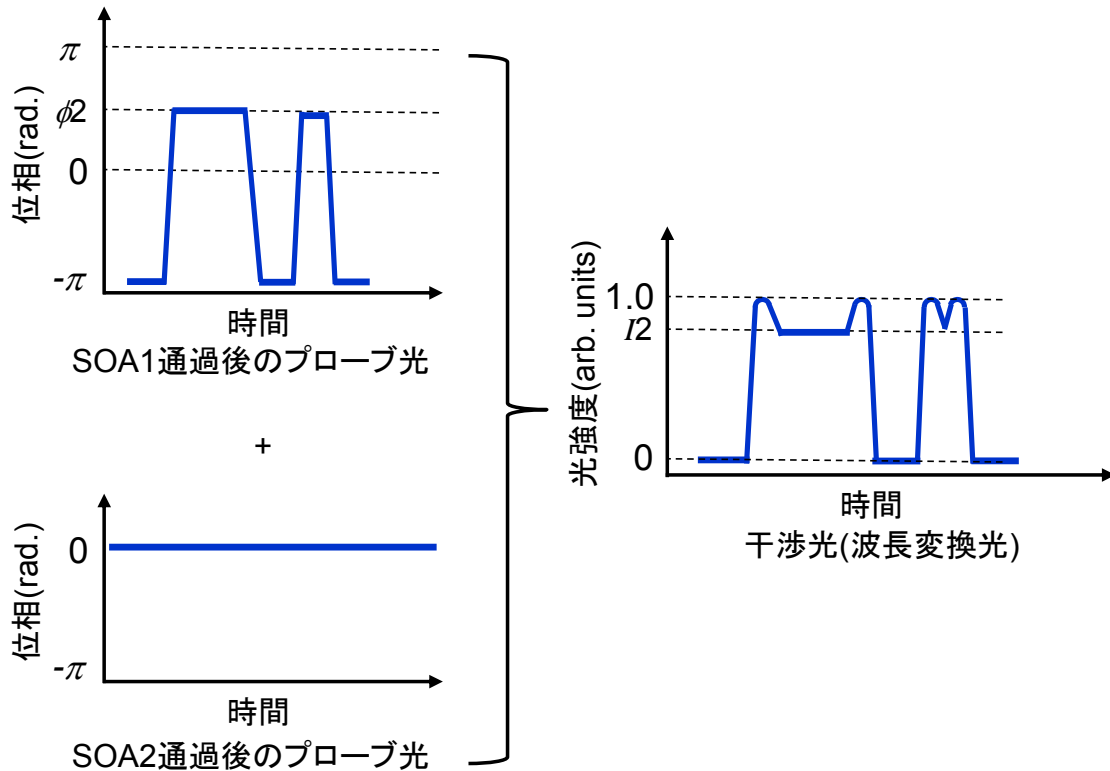


図5.2 入力信号光パワーが最適な値よりも大きいときの波長変換動作

次に入力信号光のパワーが最適な状態よりも大きい場合を考える．図 5.2 に入力信号光のパワーが最適な条件よりも大きいときの波長変換動作を示す．SOA1 通過後のプローブ光の位相 ϕ が $\phi/2$ ($0 < \phi < \pi$) の場合，波長変換光の光強度 I は $I/2$ ($0 < I < 1.0$) になる．そのため，入力信号光のパワーが最適な条件よりも波長変換光の光強度が低下し，消光比も最適な状態よりも低下することになる．また，入力信号光のパワーが大きい場合は SOA1 通過後のプローブ光の位相は 0 を超えて $\phi/2$ まで変化するため，波長変換光にはオーバーシュートが発生することになり波形品質が低下する．

この様に従来の SOA - MZI 型波長変換器は入力信号光のパワー変動に対して，波長変換光の波形が大きく影響を受けてしまう．そこで，入力信号光のパワー変動の影響を抑えるために波長変換光のパワーから波長変換光の波形を推定して，SOA1 に入力する信号光のパワーを調整するフィードバック制御方法とそのフィードバック制御を実現するための波長変換器を新たに考案した．

図 5.3(a) ～ (c) に入力信号光パワー P_{in} に対する波長変換光を示す． P_{in} が最適な入力信号光のパワー P_{opt} のときは最大の光強度が得られ， P_{in} が P_{opt} よりも小さいときや大きいときは波長変換光の光強度は入力信号光パワーが P_{opt} のときよりも小さくなる．そのため，波長変換光のパワーが最大になるとき良好な波長変換光が得られると考えられる．波長変換光のパワーをモニタして，波長変換光のパワーが最大になる様に SOA1 に入射

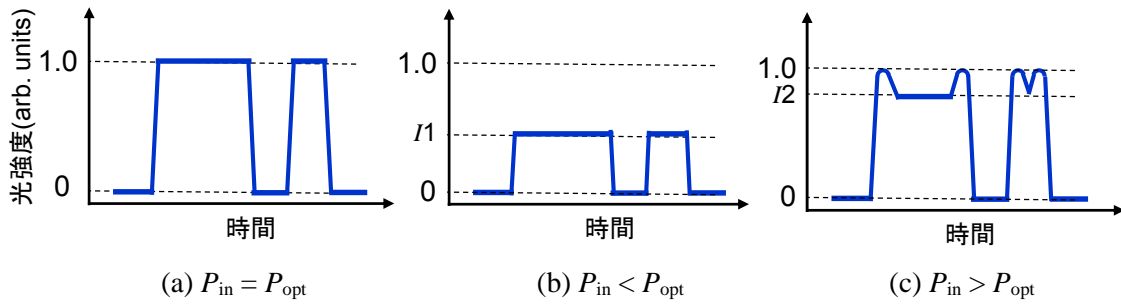


図5.3 入力信号光のパワー変動に対する波長変換光

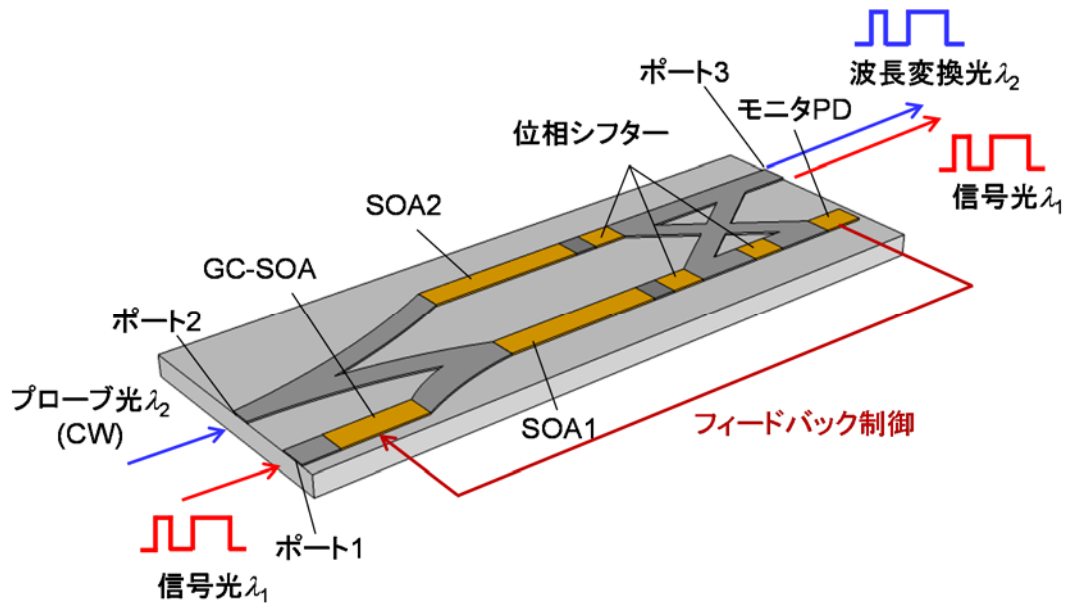


図5.4 GC-SOA, モニタ PD 集積 SOA-MZI 波長変換器

する光のパワーを制御すれば良い。

図 5.4 は上述する制御を実現するために新たに考案した波長変換器である。従来の波長変換器に波長変換光のパワーをモニタするためのモニタ PD (Photodiode) と SOA1 に入力する信号光のパワーを調整するための SOA である GC (Gain Control) - SOA を集積した。GC-SOA はその他 SOA と同一の組成で構成され、流す電流値により GC-SOA の利得を変化させ、ポート 1 より入力される信号光を増幅・吸収することで SOA1 に入力される信号光のパワーを調整することができる。モニタ PD の電流が最大になる様に GC-SOA の電流をフィードバック制御することで入力信号光のパワー変動に対するダイナミックレンジを拡大することが期待できる。

5.3 波長変換器の SOA 設計

波長変換器の SOA1 を設計するにあたり、既存の通信システムで最も高速な伝送速度

43 Gbit/s の動作が可能な設計とした。SOA を高速応答させるためには光とキャリアの相互採用を強めることが好ましく、 Γ/wd を大きくすることで高速なキャリア応答特性を得ることができる[8]。光の閉じ込め係数 Γ を大きくし、SOA の厚み d と幅 w を小さくすることで Γ/wd を大きくすることができる。しかしながら、SOA の厚み d を厚くする場合結晶成長に時間を必要とするため、厚みは半導体レーザで一般的に用いられる $0.2 \mu\text{m}$ とした。閉じ込め係数はSOA の幅と厚みに依存するため、幅 w を変化させながら閉じ込め係数を計算して Γ/w が最大となる値を算出した。

閉じ込め係数を算出するためのSOA の構造を図5.5 に示す。本波長変換器はCバンド帯(1530~ 1564 nm)でを使用することを想定している。Cバンド帯の任意の信号光に対

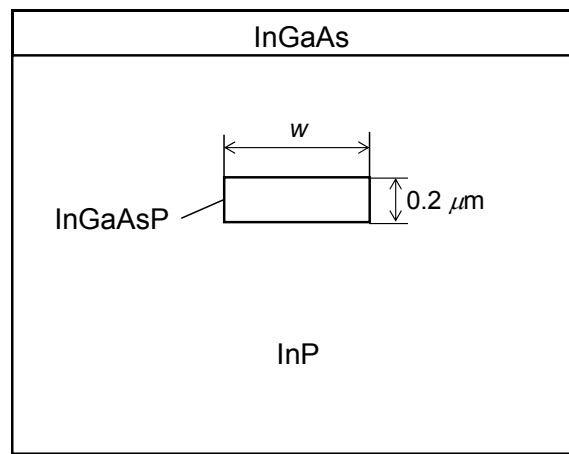


図5.5 SOA の断面構造

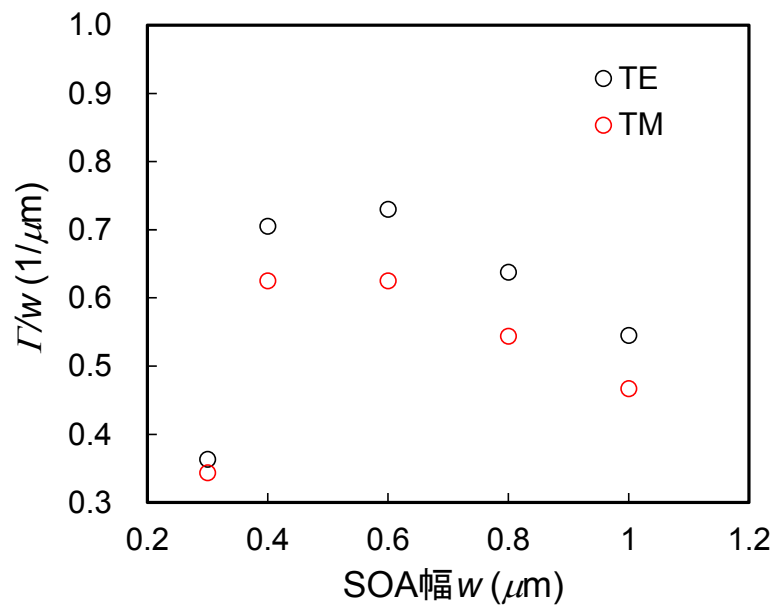


図5.6 SOA 幅 d に対する Γ/w

して、任意の波長に変換した光を出力する。そのため、導波路のコアにバンドギャップを C バンド帯に調整した InGaAsP を採用した。クラッドは InP による埋め込み構造とした。InGaAs は活性層に電流を注入するための金とのコンタクト層である。閉じ込め係数は有限差分法によるセミベクトル解析により算出した[9]。波長変換器は入力信号光の偏波に対してもロバストな特性が好まれるため、入力信号光の偏波は TE (Transverse Electric), TM (Transverse Magnetic) 両方を考慮し、それぞれのモードにおける導波路の閉じ込め係数を算出した。

図 5.6 に TE, TM 両モードにおける幅 w を変化させたときの Γ/w のグラフを示す。TE モードでは SOA 幅 $0.6 \mu\text{m}$ にて Γ/w が最大となる。一方, TM モードでは $0.4 \mu\text{m}$, $0.6 \mu\text{m}$ でほぼ同等の値が得られている。TE, TM 両方のモードを考慮すると $0.6 \mu\text{m}$ の幅が最適になることが分かった。

次に幅 $0.6 \mu\text{m}$ にて良好な波長変換波形が得られるかを確認すべく、幅を変化させたときのアイパターンを第 2 章で述べた数値解析法にて計算した。アイパターンを算出するにあたり使用した SOA のパラメータを表 5.1 に示す[10]。

図 5.7 に 43 Gbit/s の波長変換光のアイパターンの計算結果を示す。信号光は伝送速度 43 Gbit/s, PRBS 2^7-1 を用いた。図 5.7(a) ~ (c) は TE モードにおける SOA の幅 $0.3 \mu\text{m}$, $0.6 \mu\text{m}$, $1.0 \mu\text{m}$ のアイパターンの計算結果を示している。幅が $0.3 \mu\text{m}$ のときは、キャリア応答が追従できずジッタが増加する結果になった。また、幅が $1.0 \mu\text{m}$ のときは $0.3 \mu\text{m}$ よりも改善が見られるが、パターン効果によるジッタが確認できる。幅 $0.6 \mu\text{m}$ にて最もジッタ量が少なく、パターン効果が抑制された良好な波長変換光が得られ、 Γ/d が最大となる幅にて最も良好な波長変換波形が得られることを確認した。

次に TE モードで良好な波長変換波形が得られた SOA 幅 $0.6 \mu\text{m}$ にて偏波に対する影響を調べるため、TM モードの波長変換光のアイパターンを計算した。図 5.7(d) に SOA の幅が $0.6 \mu\text{m}$ の TM モードのアイパターンを示す。TM モードの場合、TE モードと比

表 5.1 数値解析に用いた SOA パラメータ

記号	意味	値
α	吸収係数	65 cm^{-1}
N_0	透明キャリア密度	$1.1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$
E	電荷	$1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$
A	非発光再結合係数	10^8 s^{-1}
B		$2.5 \times 10^{-11} \text{ cm}^3 \text{ s}^{-1}$
C		$9.5 \times 10^{-29} \text{ cm}^6 \text{ s}^{-1}$
dn/dN	キャリア密度変動に対する 屈折率変動の係数	$-2.5 \times 10^{-20} \text{ cm}^3$

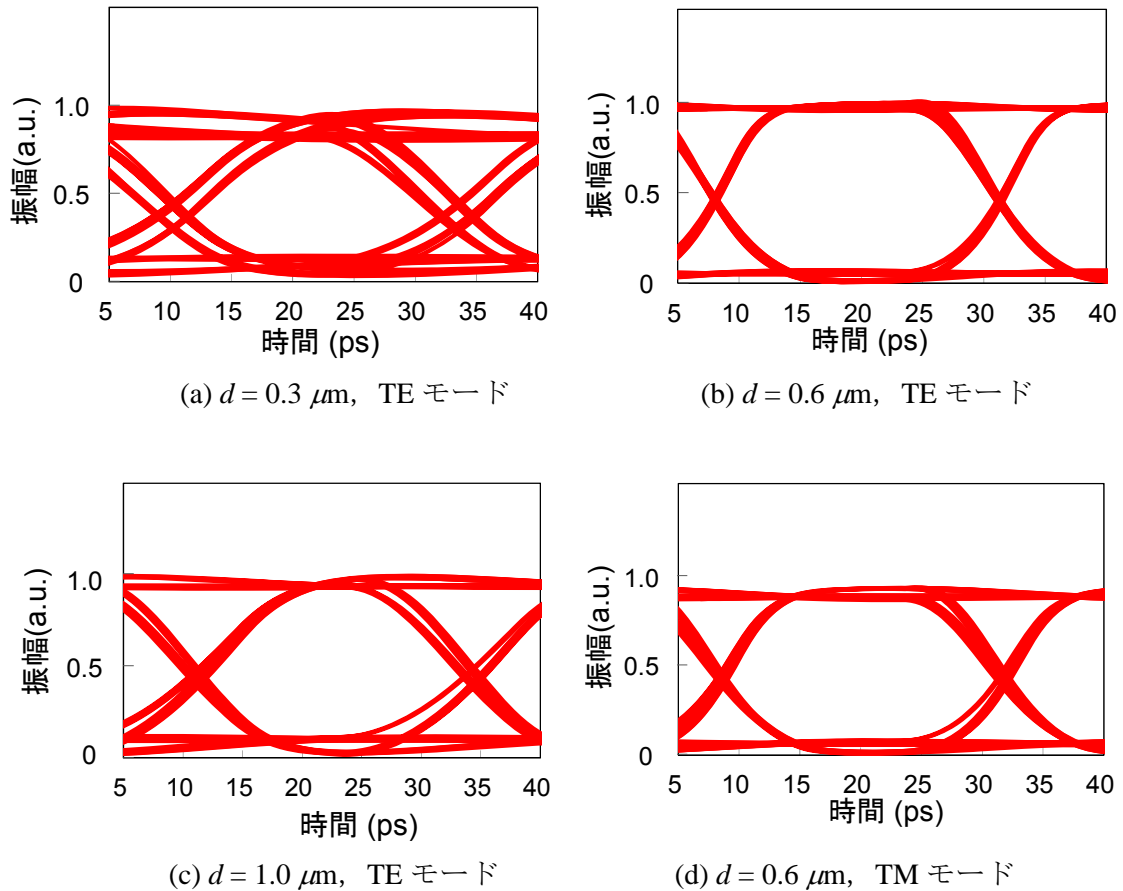


図5.7 43Gbit/s 波長変換光のアイパターン

較して波長変換光の光強度がわずかだが低下することが分かった. TE モードよりも TM モードの方が Γ/w が小さいため, 信号光による誘導放出量が小さくなり, プロブ光の位相変化量が最適な値よりも小さくなったためと考えられる. しかし, 波長変換波形に大きな劣化は発生せず, 偏波変動に対する影響も小さいことを確認した.

5.4 フィードバック制御

5.3 節で述べた様に入力信号光のパワー変動に対する波長変換光の影響を抑えるために波長変換光のパワーを直接モニタし, 波長変換光のパワーが最大となる様に SOA1 への入力信号光のパワーを調整することで, 入力信号光パワーのダイナミックレンジを拡大することができると考えられる. そこで, この制御が可能かを確認するために, シミュレーションにより波長変換光のパワーが最大のときに良好な波長変換波形が得られるかを確認した.

図 5.8 に入力信号光パワーを変化させたときの波長変換光のパワーの計算結果を示す. 伝送速度 43 Gbit/s, NRZ 符号, PRBS 2^7-1 の信号光を用いて入力信号光のパワーを変化

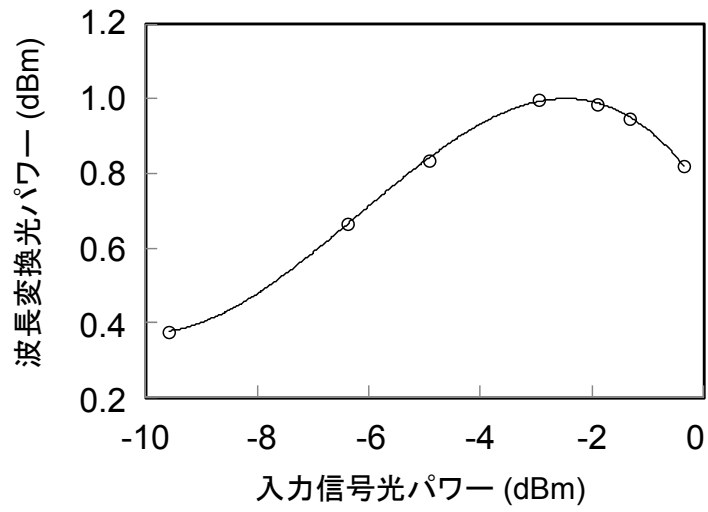
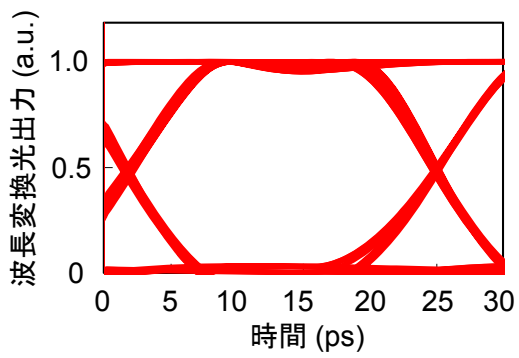
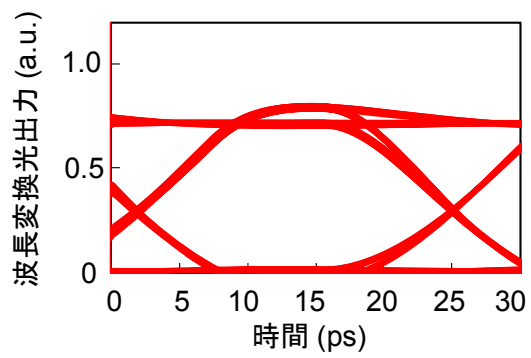


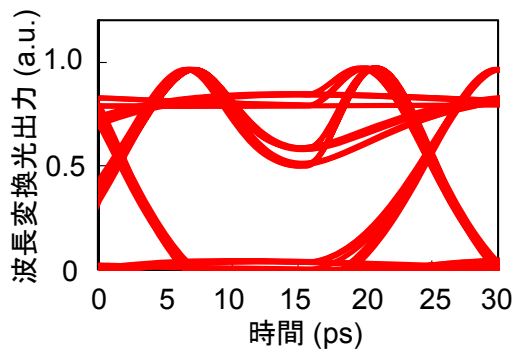
図5.8 入力信号光パワーに対する波長変換光のパワー



(a) 入力信号光パワー -3.0 dBm



(b) 入力信号光パワー -6.4 dBm



(c) 入力信号光パワー -1.4 dBm

図5.9 入力信号光パワーに対する波長変換波形

させ、得られた波長変換光に対してパワーを算出した。入力信号光パワーに対する波長変換光のパワーはピークが単峰の特性を持ち、-3.0 dBm のとき波長変換光のパワーが最大になった。

図 5.9 に入力信号光パワーを変化させたときの波長変換光のアイパターンを示す。図 5.9(a)は入力信号光のパワーが-3.0 dBm のときのアイパターンである。光強度が大きく良好な波形である。図 5.9(b)は入力信号光パワーが-6.4 dBm のときの波長変換光のアイパターンを示している。入力信号光パワーが-3.0 dBm の波形に比べ、光強度が小さくなっている。これは、プローブ光の位相変化量が π 未満であり、位相変化が不十分であることを示している。図 5.9(c)は入力信号光パワーが-1.4 dBm の波長変換光のアイパターンを示している。プローブ光の過剰な位相変化により、光波形にオーバーシュートが発生した。このシミュレーション結果より波長変換光のパワーが最大となる入力信号光パワーにて光強度が大きく良好な波長変換波形が得られることを確認した。

上記検討により、図 5.4 で示すモニタ PD にて波長変換光のパワーを受光し、モニタ PD の電流値が最大になる様に GC-SOA に電流を流して利得を調整し、SOA1 へ入射する信号光のパワーを調整することで、入力信号光パワーに対するダイナミックレンジを拡大することができる。

次にモニタ PD の電流値が最大となる GC-SOA 電流を検出するためのフィードバック制御について述べる。GC-SOA の電流値を変化させることで、SOA1 への入力信号光パワーを調整することができるため、GC-SOA の電流に対してモニタ PD の電流値は単峰のピーク値を持つ。モニタ PD の電流値が最大になる GC-SOA 電流値にて良好な波長変換波形を得ることができるため、モニタ PD 電流のピークを検出し、そのときの GC-SOA 電流値に固定する。

図 5.10 に GC-SOA 電流に対するモニタ PD 電流の関係を示す。GC-SOA のバイアス電流を i_G とする。そのときのモニタ PD 電流を i_{PD} とする。 $\pm\Delta i_d$ はディザ信号の電流値を示す。 i_{PD0} は GC-SOA にバイアス電流 $i_G - \Delta i_d$ を加えたときのモニタ PD 電流値である。同様に i_{PD1} はバイアス電流 $i_G + \Delta i_d$ を加えたときのモニタ PD 電流値である。GC-SOA 電流に対してディザ信号を加え、得られたモニタ PD 電流から $(i_{PD1} - i_{PD0}) / 2\Delta i_d$ を算出することで、GC-SOA 電流値に対するモニタ PD 電流の傾きを算出することができるため、この傾きが 0 になるまで GC-SOA の電流 i_G を増減させることで、最終的にモニタ PD 電流値のピークに収束する。

図 5.11 に制御フローチャートを示す。GC-SOA に $i_G \pm \Delta i_d$ を加え、モニタ電流値 i_{PD1} 及び i_{PD0} を読み取る。その後、 $(i_{PD1} - i_{PD0}) / 2\Delta i_d$ を算出する。 k は制御を終了するための閾値である。傾きが完全に 0 になるところがモニタ PD 電流値のピークであるが、雑音等の影響で完全に 0 になることは無い。そのため、制御を終了するための閾値 k を設けている。傾きが k 以下の場合、GC-SOA の電流値 i_G を固定する。傾きが $-k \sim k$ の範囲外の場合、傾きが 0 よりも大きいのか、小さいかを判別する。傾きが 0 よりも大きい場合、

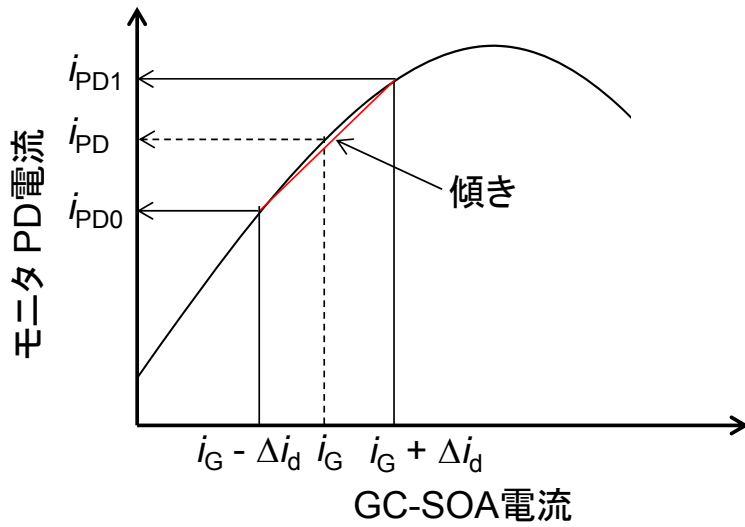


図5.10 GC-SOA 電流とモニター PD 電流

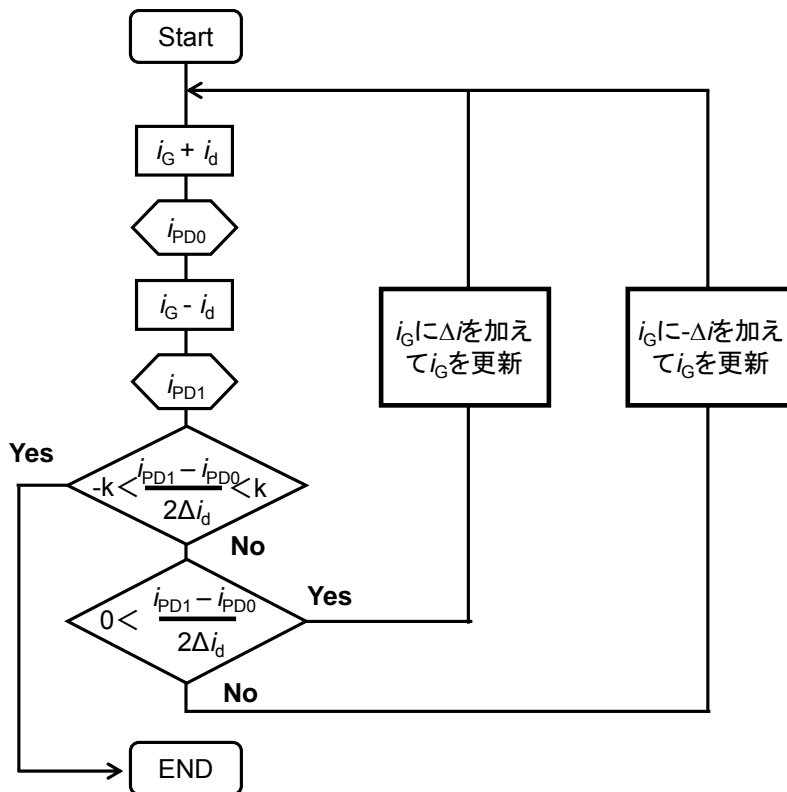


図5.11 制御フローチャート

i_G はモニター電流のピーク値が得られる GC-SOA 電流値よりも低いため、 i_G に電流値 Δi を加えて i_G を更新する。一方、 $(i_{PD1} - i_{PD0}) / 2\Delta i_d$ が 0 よりも小さい場合、 i_G はモニター電流のピーク値が得られる GC-SOA 電流値よりも大きいため i_G に $-\Delta i$ を加えて i_G を更新する。入

力信号光パワーの変動に対して、この制御を行うことで入力信号光のパワー変動の影響を低減できる。

5.5 評価結果

5.5.1 試作した波長変換器とモジュール

図 5.12 に試作した波長変換器の写真を示す。波長変換器には同一組成で構成される 3 つの SOA とモニタ PD が集積されている。本波長変換器は C バンド帯での使用を想定しており、GC-SOA 及び SOA1, SOA2 はのコア部に InGaAsP を採用した。クラッドは InP の埋め込み構造である。各 SOA の厚みは $0.2 \mu\text{m}$ 、幅は $0.6 \mu\text{m}$ である。GC-SOA の長さは $600 \mu\text{m}$ 、SOA1, SOA2 の長さは $2150 \mu\text{m}$ とした。SOA やモニタ PD を接続するための光の導波路は活性層同様に InGaAsP のコアと InP のクラッド層を有した埋め込み構造であり、バンドギャップの波長を $1.3 \mu\text{m}$ に調整することで動作波長である C バ



図5.12 試作した GC-SOA, モニタ PD 集積波長変換器

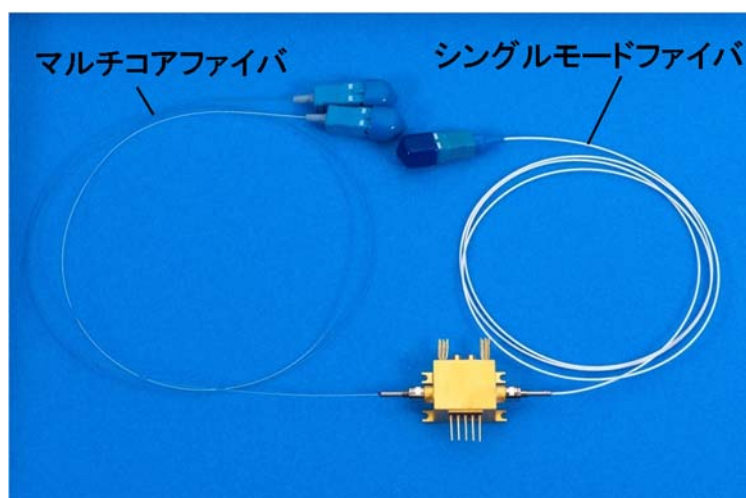


図5.13 試作した波長変換器モジュール

ンドの波長の透明化を図っている。モニタ PD は SOA や位相シフターからの電流リークを抑制する目的でアイソレーション溝を有するメサ構造を採用した。

図 5.13 に波長変換器をモジュール化した写真を示す。モジュールサイズは $21.8 \text{ mm} \times 19.6 \text{ mm} \times 10.1 \text{ mm}$ である。モジュール内部にはペルチェ素子が内蔵しており、波長変換器はペルチェ素子上に配置される。波長変換器の駆動時は温度を 25°C 一定に保っている。モジュールには信号光とプローブ光を入射するための光ファイバと、波長変換光を出射するための光ファイバが取り付けられている。信号光とプローブ光の入射側の光ファイバにはコア間のピッチが $150 \mu\text{m}$ のマルチコアファイバを採用している。波長変換器の信号光とプローブ光の入射ポート間のピッチは $25 \mu\text{m}$ であり、倍率 6 倍の光学系により、マルチコアファイバから入射される光を波長変換器に一括結合する構成とした。また、偏波変動に対する影響を確認するために、信号光が伝搬するマルチコアファイバのコアに偏波保持ファイバを採用した。

5.5.2 モニタ PD 電流の波長依存性

試作した波長変換器のモニタ PD の動作確認を行った。モニタ PD は波長変換光を受信する必要があるため、波長変換器が動作する C バンド帯の信号を受光できるか評価を行った。

図 5.14 にモニタ PD に入力する光の波長に対する受光感度の評価結果を示す。入力した光の波長は $1530 \text{ nm} \sim 1560 \text{ nm}$ である。受光感度は 1530 nm にて最大になり 1560 nm では約 1 dB 感度が低下した。 $1530 \text{ nm} \sim 1560 \text{ nm}$ の範囲で十分な受光感度を有しており、波長変換器のフィードバック制御を行うのに問題がないことを確認した。

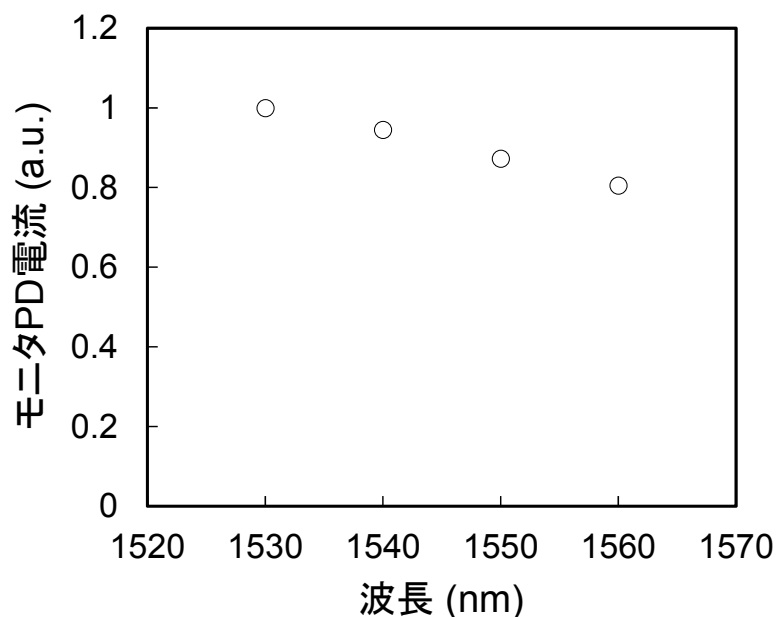


図5.14 波長に対するモニタ PD 受光感度

5.5.3 モニタ PD の電流値と波長変換波形の確認

5.4 節で示したシミュレーション結果通り，モニタ PD 電流が最大になるときに良好な波長変換波形が得られるか確認を行った．波長変換モジュールに入力信号光とプローブ光を入力し，信号光のパワーを変動させながらモニタ PD の電流を評価した．また，同時に波長変換光の波形も取得した．

図 5.15 に入力信号光パワー変動に対するモニタ PD 電流値を示す．測定に用いた信号光はビットレート 43 Gbit/s, NRZ 符号, PRBS2³¹-1 である．信号光とプローブ光の波長はそれぞれ 1535 nm, 1537 nm である．+7 dBm の信号光パワーに対して良好な波長変換光が得られる様に位相シフターの電流値を調整した後，評価を実施した．信号光のパワー変動に対して，モニタ PD 電流は単峰性のピークを持つ特性になり，+7 dBm にてモニタ PD の電流値がピークになった．

図 5.16 は入力信号光のパワーに対する波長変換光のアイパターンを示す．図 5.16(a) はモニタ PD 電流が最大になった信号光パワーが+7 dBm のときのアイパターンを示している．出力振幅は大きく，良好なアイ開口が得られた．図 5.16(b)は信号光のパワーが+0 dBm のときの波長変換光のアイパターンを示している．入力信号光パワーが 0 dBm のときは波長変換光の光強度が小さく，図 5.16(a)と比較して劣化していることを確認した．図 5.16(c)は信号光パワーが+9 dBm の波長変換光のアイパターンである．光波形にオーバーシュートが発生し，歪んだ波形になった．5.4 節のシミュレーション結果通り，モニタ PD 電流が最大になる信号光のパワーにて最も良好な波長変換波形が得られることが確認できた．

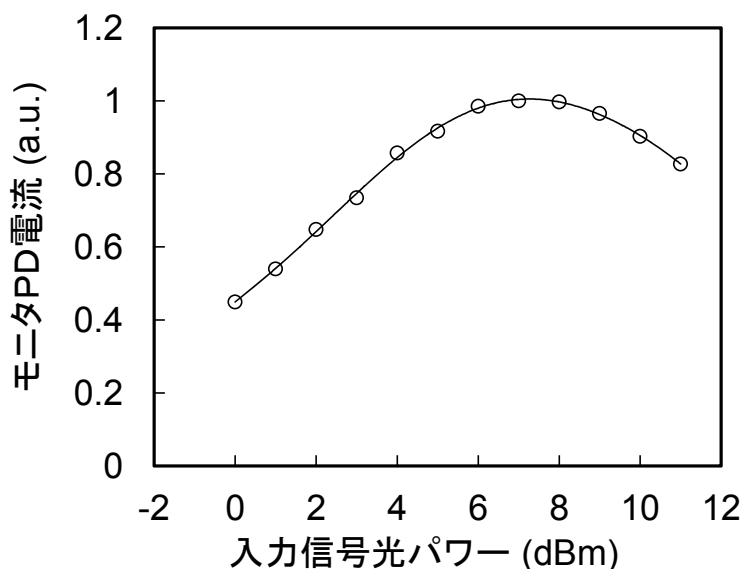


図5.15 入力信号光パワー変動に対するモニタ PD 電流

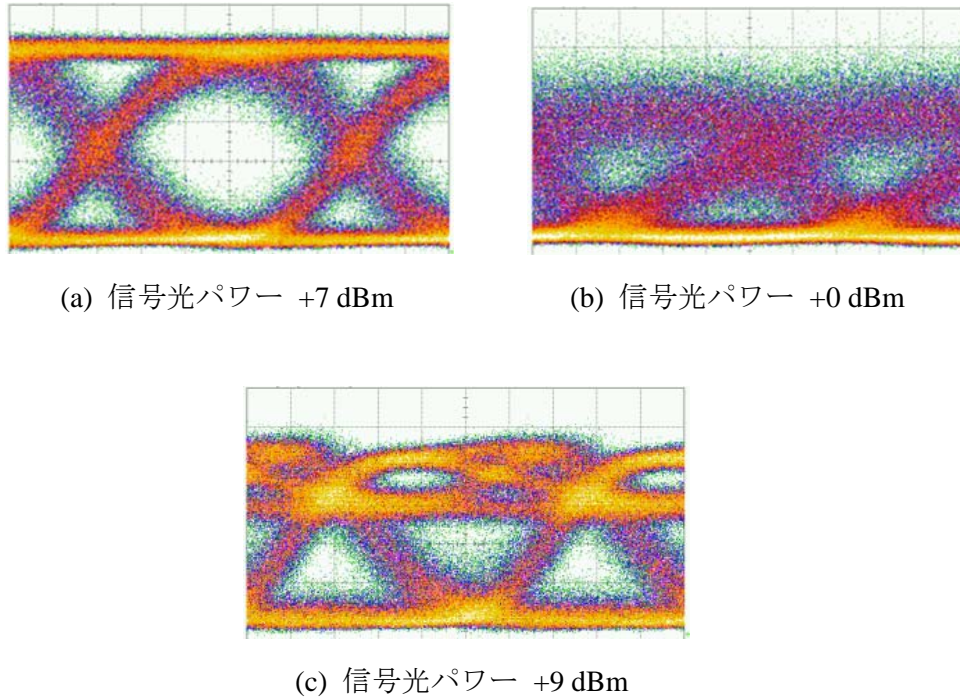


図5.16 入力信号光パワーに対する波長変換波形

この評価結果から想定どおりのフィードバック制御が可能であることが分かった。そのため、入力信号光パワー及び偏波変動に対する波長変換波形の評価を実施した。

5.5.4 信号光パワー及び偏波に対する波長変換光評価

信号光のパワー変動と偏波に対する波長変換光の評価を実施した[11]。図 5.17 に入力信号光ダイナミックレンジ及び偏波特性の評価系を示す。信号光源には波長 1547 nm を有する EML モジュールを使用し、電気信号源である PPG (Pulse Pattern Generator) により 43 Gbit/s, PRBS $2^{31}-1$ で EML モジュールを駆動した。信号光を C 帯の光信号増幅器である EDFA(Erbium Doped optical Fiber Amplifier)で増幅した後、信号光のパワーを調整するための光アッテネータへ入力した。アッテネータから出力される信号光は波長変換モジュールの偏波依存性を確認するために、偏波コントローラにより偏波を回転させ、偏波を分離する PBS(Polarization Beam Splitter) により TE, TM 偏波に分離し波長変換器へ入射した。チューナブル LD によりプローブ光となる CW 光を波長変換モジュールへ入力し、出力される波長変換光のみを測定するため、光学フィルタにより他の波長をカットし、DCA(Digital Communication Analyzer) にて波長変換光のアイ波形を取得した。評価ではチューナブル LD の波長は 1552 nm に固定した。

信号光パワー変動の影響を調べるため、TE 偏波の信号光パワーを -1 dBm ~ +10 dBm の範囲で変化させて評価を実施した。評価では SOA1 の電流は 250 mA, SOA2 の電流は 850 mA に固定した。また、+4 dBm の入力信号光パワーにて良好な波長変換波形が

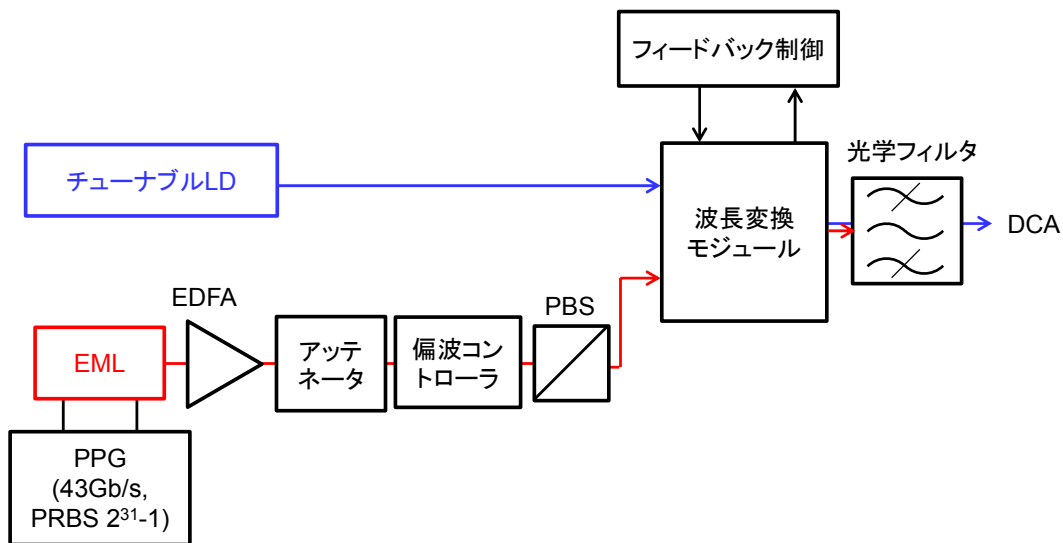


図5.17 入力信号光ダイナミックレンジ及び偏波特性の評価系

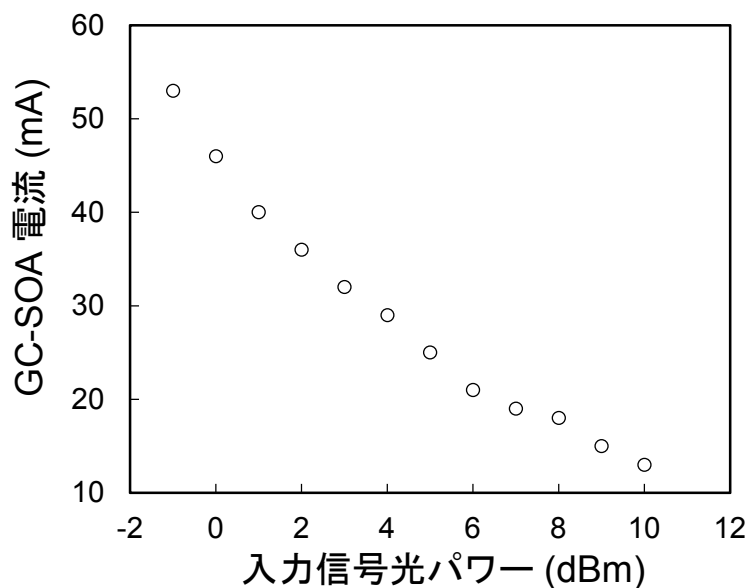


図5.18 入力信号光パワー変動に対する GC-SOA 電流

得られる様に、位相シフターの電流を調整した。

まず、信号光のパワーに対して GC-SOA が自動調整されているかを確認した。図 5.18 に信号光のパワーを変化させたときの GC-SOA の電流値を示す。信号光のパワーが大きくなるにつれ、GC-SOA の電流値は減少していく。信号光のパワーが低い場合、SOA1 に入力する信号光のパワーを大きくするために GC-SOA の電流値が大きくなる。一方、信号光のパワーが大きい場合は、GC-SOA の利得を低下させて信号光を吸収する動作をするため電流値が低くなる。この結果より、フィードバック制御により信号光のパワー

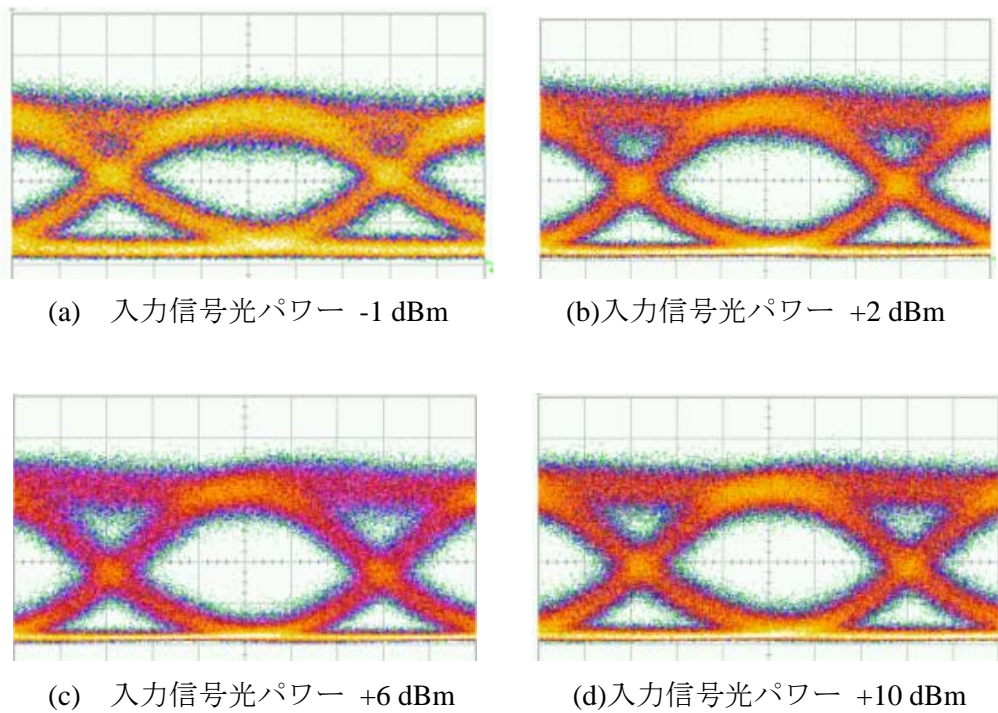


図5.19 入力信号光パワーに対する波長変換光波形(TE 波入力)

変動に追従して GC-SOA の電流値が自動で調整されることを確認した。

図 5.19(a) ~ (d)にフィードバック制御を実施したときの波長変換光のアイパターンを示す。信号光には TE 偏波を用いている。(a) ~ (d)は信号光のパワーがそれぞれ-1 dBm, +2 dBm, +6 dBm, +10 dBm のアイパターンである。フィードバック制御下では図 5.16 で示した様な信号光のパワー変化に対する波長変換光の光強度の低下やオーバーシュートは見られず, -1 dBm ~ +10 dBm の広いパワー範囲にて良好な光波形が得られることを確認した。GC-SOA の電流はそれぞれ自動調整により 53 mA, 36 mA, 21 mA, 13 mA になった。信号光のパワーが-1 dBm のときアイパターンの開口が狭くなっている。これは GC-SOA の電流値が大きくなるにつれて, GC-SOA の利得飽和によるパターン効果が発生しているためと推測される。

次に TM 偏波の影響を確認した。SOA 電流や位相シフター電流は TE 偏波で評価した条件と同一の値に設定した後, 信号光の偏波を TM 波に変更してフィードバック制御の下に, 入力信号光のパワー変動に対する評価を実施した。図 5.20(a) ~ (d)に TM 偏波での信号光パワー変動に対する波長変換光のアイパターンの評価結果を示す。(a) ~ (d)はそれぞれ, 入力信号光パワーが-1 dBm, +2 dBm, +6 dBm, +10 dBm のときのアイパターンである。また, 各信号光のパワーにおける GC-SOA の電流値は TE 偏波の測定時の値とまったく同等になり, それぞれ, 53 mA, 36 mA, 21 mA, 13 mA であった。信号光が TM 偏波に変化しても 5.5 節にシミュレーションで示した通り, 波長変換光のアイパターンはほとんど劣化せず, -1 dBm ~ +10 dBm の信号光のパワー範囲において良

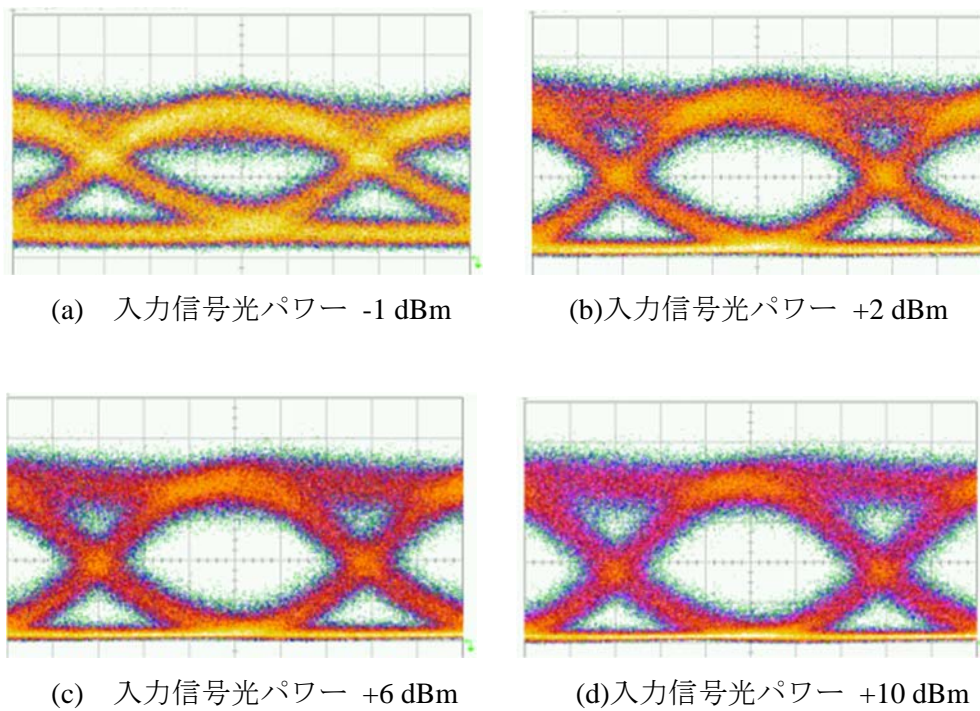


図5.20 入力信号光パワーに対する波長変換光波形(TM 波入力)

好な波形を得た。

波長変換光の消光比を指標として、信号光パワーのダイナミックレンジを評価する。図 5.21 に信号光のパワー変動に対する消光比を示す。信号光の消光比は 10 dB であるため、波長変換光にて信号光と同等の消光比が得られる信号光のパワー範囲をダイナミックレンジとして定義する。フィードバック制御が無い場合、信号光のパワー変動に対する影響が大きく、消光比が 10dB を超える範囲は+3 dBm, +4 dBm のときでだけであり、それ以外の信号光パワーでは消光比は 10 dB を下回り、ダイナミックレンジはわずか 1 dB であった。一方、フィードバック制御がある場合、ダイナミックレンジは大幅に拡大する。TE 偏波に対しては+1 dBm ~ +10 dBm の範囲にて消光比が 10 dB 以上となり、ダイナミックレンジが 9 dB になった。TM 偏波に対しては+2 dBm ~ +10 dBm の範囲にて消光比が 10 dB 以上となり、ダイナミックレンジは 8 dB となった。この結果よりフィードバック制御を導入することで信号光のパワー変動に対する波長変換光の影響を大幅に低減することができ、本制御方式が有効であることを実証した。また、偏波変動に対する影響も小さく、入力される信号光のパワー及び偏波に対してもロバストな波長変換器を実証した。

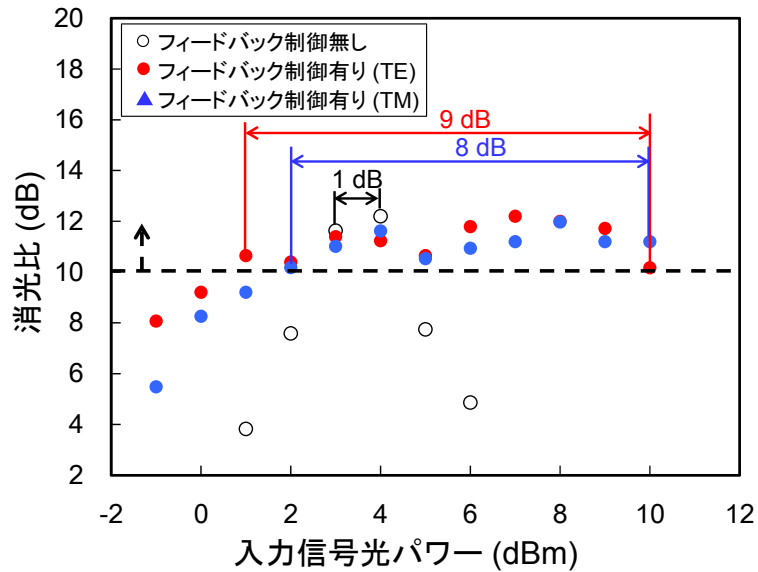


図5.21 波長変換光の消光比変動

5.6 まとめ

本章では SOA-MZI 型波長変換器の信号光パワー変動に対する課題について述べ、新規に作製した GC-SOA, モニタ PD 集積 SOA-MZI 波長変換器とフィードバック制御が信号光のパワー変動に対するロバスト化に有効であることを実証した。

信号光のパワー変動の影響を低減するために、波長変換光のパワーを直接モニタする新しい波長変換波形の検出方法を提案した。波長変換の原理から信号光のパワー変動に対して出力される波長変換光のパワーが最大になるとき良好な波長変換波形が得られることを見だし、波長変換光のパワーをモニタ PD により検出し、モニタ PD の電流値が最大になる様に GC-SOA の利得を調整し、SOA1 に入力する信号光のパワーをフィードバックで制御することで、入力信号光のパワー変動に対する影響を低減できることを確認した。

波長変換器としては既存のシステムにおいてもっとも高速な伝送速度である 43 Gbit/s で動作できる様に、波長変換器に集積する SOA1 の構造を最適化した。TE, TM の偏波にて 43 Gbit/s の応答を実現すべく、信号光と SOA 中のキャリアの相互作用を大きくするために、SOA 厚 $0.2 \mu\text{m}$ に対して Γ/w が最大になる SOA 幅 $0.6 \mu\text{m}$ を採用した。

試作した波長変換器にて波長 1547 nm, 伝送速度 43 Gbit/s, NRZ 符号, PRBS $2^{31}-1$ 信号光と波長 1552 nm のプローブ光を用いて、信号光のパワーと偏波を変化させたときの波長変換光の光波形を取得した結果、 $-1 \sim +10 \text{ dBm}$ の範囲にて、フィードバック制御が無い場合に観測された光強度の低下や、光波形のオーバーシュートは見られず、良好

な波長変換波形が得られた。波長変換光の消光比を指標として信号光パワーのダイナミックレンジを評価した。入力する信号光の消光比 10 dB と同等以上の波長変換光が得られる入力信号光のパワー範囲をダイナミックレンジと定義して評価を実施したところ、フィードバック制御が無い場合はダイナミックレンジがわずか 1 dB であったが、フィードバック制御を行うことでダイナミックレンジが広がり、TE, TM 偏波でそれぞれ 8 dB, 7 dB になり、フィードバック制御の有無によりそれぞれ 7 dB, 6 dB の改善効果が得られた。

本検証結果より信号光のパワーの影響を大幅に低減することが示され、また、偏波に依存せず 43 Gbit/s の良好な波長変換波形が得られることが分かった。この結果より、今後の波長変換器の実用化に向けた有意義な結果を得たと考える。

第5章 参考文献

- [1] S. J. Ben Yoo, “Optical Packet and Burst Switching Technologies for the Future Photonic Internet,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 24, no. 17, pp. 4468-4492, Dec. 2006.
- [2] D. Apostolopoulos, D. Klondis, P. Zakyntinos, K. Vyrsoinos, N. Pleros, I. Tomkos, and H. Avramopoulos, “Demonstration of 8 Error-free Cascades of 2R NRZ SOA-MZI Wavelength Converter,” in proc. Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference, San Diego, CA, 2009, Paper OThS2.
- [3] S. Nakamura, Y. Ueno, and K. Tajima, “168-Gb/s all-optical wavelength conversion with a symmetric-Mach-Zehnder-type switch,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 13, no. 10, pp. 1091-1093, 2001.
- [4] D. Hisano, T. Kono, A. Maruta, N. Ohata, H. Aruga, E. Ishimura, A. Sugitatsu, and K. Kitayama, “Wavelength Multicasting Accompanied with All-Optical Modulation Format Conversion from NRZ-OOK to RZ-BPSK using SOA-MZI Wavelength Converter,” in proc. Optoelectronics and Communications Conference, Busan, Korea, 2012, Paper 6F1-4.
- [5] M. Karasek, J. Vojtech, and J. Radil, “Multicasting at 10 Gb/s and 40 GHz Using a Hybrid Integrated SOA Mach-Zehnder Interferometer,” in proc. Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference, CA, 2009, Paper JWA26.
- [6] J. H. Bang, S. H. Kim, N. Kim, and W. Seo, “Improvement of the Input Power Dynamic Range for Wavelength Converters Based on Cross-Gain Modulation Employing a Probe Power Control Loop,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.12, no.3, pp.275 – 277, Mar. 2000.
- [7] S. L. Danielsen, P. B. Hansen, K. E. Stubkjaer, M. Schilling, K. Wunstel, W. Idler, P. Doussiere, and F. Pommerau, “All Optical Wavelength Conversion Schemes for Increased Input Power Dynamic Range,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, pp. 60-62, Jan. 1998.
- [8] T. Hatta, T. Miyahara, Y. Miyazaki, K. Takagi, K. Matsumoto, T. Aoyagi, K. Motoshima, K. Mishina, A. Maruta, and K. Kitayama, “Polarization-Insensitive Monolithic 40-Gbps SOA-MZI Wavelength Converter with Narrow Active Waveguides,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 13, pp. 32-39, Jan./Feb. 2007.
- [9] 河野 健治, 鬼頭 勤 著, 「光導波路解析の基礎」, 現代工学社, 1998.
- [10] M. Asghari, I. H. White, and R. V. Penty, “Wavelength Conversion Using Semiconductor Optical Amplifiers,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 15, no. 7, pp. 1181-1190, July , 1997.
- [11] N. Ohata, Takeshi Yamatoya, Takeshi Saito, Toshiharu Miyahara, Yoshimichi Morita, Eitaro Ishimura, Atsushi Sugitatsu, Hiroshi Aruga, “Input-Power and Polarization Insensitive All-Optical Wavelength Converter With Monolithically Integrated Monitor PD and Gain-Controlled SOA,” *J. Lightw. Technol.* vol. 33, no. 1, pp. 267 – 274, Jan. 2015

第6章 結論

本研究では通信に用いられる光送信モジュール及び光波長変換器の高性能化を図った。

第2章では各章で述べるモジュール設計に必要な基本原理についてまとめた。送信モジュールに関する技術として、モジュールに搭載する EML の変調原理である量子シュタルク効果や、光の結合理論、熱応力解析法、高周波信号の伝搬理論についてまとめた。また、SOA-MZI 型波長変換器の動作原理と数値解析手法についてまとめた。

第3章では TO-CAN パッケージを用いた光送信モジュールにて、次世代のモバイルネットワークで要求される 20 Gbit/s の伝送速度を満足し、環境温度 $-40\text{ }^{\circ}\text{C} \sim +95\text{ }^{\circ}\text{C}$ で光波形品質、光出力パワー変動ともに良好な特性が得られることを実証した。 $-40\text{ }^{\circ}\text{C} \sim +95\text{ }^{\circ}\text{C}$ の環境温度下にて送信モジュールを伝送速度 20 Gbit/s で動作させる場合、光波形の品質を保つべく EML の温度を一定に制御する必要がある。EML の温度を一定に保つ場合、送信モジュール内部に EML の温度を制御するためのペルチェ素子を搭載する必要がある。ペルチェ素子を搭載する場合、光出力パワーが環境温度変動に対して約 1.1 dB 変動してしまう。この課題を解決するためにプラスチックレンズの熱光学効果と、熱応力によるレンズ形状の制御を利用する光学補償を考案した。プラスチックが持つ大きな熱光学係数を利用することで、温度変動に対するプラスチックレンズの屈折率低下を利用して結像位置を補償することに加えて、プラスチックレンズの上下面にて互いに打ち消しあう曲率変動を意図的に引き起こすレンズの形状制御を導入した。光学及び熱応力計算の結果プラスチックレンズの曲率半径 5 mm にて、環境温度 $-40\text{ }^{\circ}\text{C} \sim +95\text{ }^{\circ}\text{C}$ の範囲にて結像位置が $\pm 1\text{ }\mu\text{m}$ まで抑制できることを明らかにした。

プラスチックレンズを搭載した送信モジュールを実際に試作して、光出力パワー変動と伝送速度 20 Gbit/s のアイパターンの評価を実施した。光の出力パワー変動は $-40\text{ }^{\circ}\text{C} \sim +95\text{ }^{\circ}\text{C}$ の環境温度範囲において 0.3 dB 以下の良好な評価結果を得た。プラスチックレンズの光学補償が無い場合と比較して、0.8 dB の改善効果が得られ、光学補償が有効であることを実証した。また、伝送速度 20 Gbit/s の光波形は $-40\text{ }^{\circ}\text{C} \sim +95\text{ }^{\circ}\text{C}$ において消光比 9.7 dB 以上の良好な波形品質が得られた。光出力パワー変動、動作温度、波形品質ともに次世代のモバイルネットワークの要求を満足する良好な特性が得られており、本高性能化技術が次世代のデバイス技術として有意義なものであることを実証した。

第4章では Box パッケージを用いた光送信モジュールの 43 Gbit/s の動作実証を行った。電気インタフェース部に従来の同軸ケーブルの代わりにモジュールの小型化が可能な FPC を採用した。FPC を用いる場合接続部における電気反射特性の劣化が問題にな

る. 特に FPC と PCB の接続部において FPC にマイクロストリップ線路を構築するための GND 導体を配置できず, 特性インピーダンス $50\ \Omega$ のマイクロストリップ線路を構成することができないためである. この課題に対して FPC と PCB の接続部のみマイクロストリップ線路からコプレーナ線路に変換する方法を考案した. コプレーナ線路は信号線路を挟み込む形で GND 導体が配置されるため, GND 導体と信号線路の間隔を狭めることで, 特性インピーダンスを $50\ \Omega$ に調整することができる. この線路変換方式に加え FPC の PCB への実装性も考慮して, 新たに 3 層構造の FPC を導入した.

3 層構造の FPC と PCB 接続部を電磁界解析した結果, FPC の線路幅が $0.8\ \text{mm}$ のとき特性インピーダンスが $50\ \Omega$ に整合することを明らかになった. そこで, 3 層 FPC を試作して PCB との接続部の反射特性を評価した結果, 周波数 $20\ \text{GHz}$ 以下の反射損失は $-25.7\ \text{dB}$ 以下, $20\ \text{GHz} \sim 40\ \text{GHz}$ の周波数の範囲では反射損失 $-21.6\ \text{dB}$ となりシミュレーションとも概ね一致する良好な反射特性が得られることが分かった.

3 層構造の FPC を採用した光送信モジュールを試作して $43.018\ \text{Gbit/s}$, NRZ 符号, PRBS $2^{31}-1$ の電気信号で駆動したときの光送信モジュールの光波形品質と伝送ペナルティを評価した. 光波形のマスクマージンは $-5\ ^\circ\text{C} \sim +80\ ^\circ\text{C}$ で 16% 以上であり, 従来品であるバタフライパッケージを採用した光送信モジュールのマスクマージン 16% と同等の波形品質が得られることを確認した. また, $2.4\ \text{km}$ 伝送後のペナルティは $0.8\ \text{dB}$ 以下と良好な結果が得られた.

送信モジュールのサイズは体積比で約 $1/2$ の小型化を実現し, 従来品に対して遜色のない良好な特性が得られることを実証した. トラフィックが逼迫するデータセンターの通信容量の拡大に向け, この高周波技術が有望であることを示した.

第 5 章では SOA-MZI 型波長変換器の信号光パワー変動に対する課題について述べ, 新規に作製した GC-SOA, モニタ PD 集積 SOA-MZI 波長変換器とフィードバック制御が信号光のパワー変動に対するロバスト化に有効であることを実証した.

SOA-MZI 型波長変換器は良好な波長変換波形が得られる代わりに, 波長変換波形が入力信号光のパワーに対して大きく影響を受ける. そこで, 信号光のパワー変動の影響を低減する目的で, 波長変換光のパワーを直接モニタする新しい波長変換波形の検出方法を提案した. 波長変換の原理から信号光のパワー変動に対して出力される波長変換光のパワーが最大になるとき良好な波長変換波形が得られることを見だし, 波長変換光のパワーをモニタ PD により検出し, モニタ PD の電流値が最大になる様に GC-SOA の利得を調整し, SOA1 に入力する信号光のパワーをフィードバックで制御することで, 入力信号光のパワー変動に対する影響を低減できることを確認した.

波長変換器としては既存のシステムにおいてもっとも高速な伝送速度である $43\ \text{Gbit/s}$ で動作できる様に, 波長変換器に集積する SOA1 の構造を最適化した. TE, TM の偏波にて $43\ \text{Gbit/s}$ の応答を実現すべく, 信号光と SOA 中のキャリアの相互作用を大きくするために, SOA 厚 $0.2\ \mu\text{m}$ に対して Γ/w が最大になる SOA 幅 $0.6\ \mu\text{m}$ を採用し

た.

試作した波長変換器にて波長 1547 nm, 伝送速度 43 Gbit/s, NRZ 符号, PRBS $2^{31}-1$ 信号光と波長 1552 nm のプローブ光を用いて, 信号光のパワーと偏波を変化させたときの波長変換光の光波形を取得した結果, -1 ~ +10 dBm の範囲にてフィードバック制御が無い場合に観測された光強度の低下や, 光波形のオーバーシュートは見られず, 良好な波長変換波形が得られた. 波長変換光の消光比を指標として信号光パワーのダイナミックレンジを評価した. 入力する信号光の消光比 10 dB と同等以上の波長変換光が得られる入力信号光のパワー範囲をダイナミックレンジと定義して評価を実施したところ, フィードバック制御が無い場合はダイナミックレンジがわずか 1 dB であったが, フィードバック制御を行うことでダイナミックレンジが広がり, TE, TM 偏波でそれぞれ 8 dB, 7 dB になり, フィードバック制御の有無によりそれぞれ 7 dB, 6 dB の改善効果が得られた.

本検証結果より信号光のパワーの影響を大幅に低減することが示され, また, 偏波に依存せず 43 Gbit/s の良好な波長変換波形が得られることが分かった. 今後の波長変換器の実用化に向け, 提案する波長変換器の構造及びフィードバック制御技術が有望であると考え.

以上, 本研究は光送信モジュールと波長変換器の高性能化を目的として行われ, 光通信システムが有する課題解決に貢献するとともに, 光通信技術の発展の一端を担うことができたと考え.

謝辞

本研究論文をまとめるにあたり、終始懇篤なご指導ならびにご鞭撻を賜りました宇都宮大学大学院工学研究課 湯上 登 教授に深く感謝いたします。湯上 教授には大学在学期間を含め、三菱電機株式会社で研究に取り組んできた今日まで、叱咤激励いただきましたこと、改めて謝意を表します。

本論文を執筆するにあたり、有益なご助言をいただきました宇都宮大学大学院工学研究課の早崎 芳夫 教授、大谷 幸利 教授、杉原 興浩 教授、二宮 尚 教授には深厚なる謝意を表します。

本論文は、筆者が三菱電機株式会社における研究の成果をまとめたものであり、研究の機会とご指導、ご鞭撻を賜りました元情報技術総合研究所 光電波・通信技術部門 水落 隆司 部門長 (現 開発本部 開発業務部部长)に心より感謝いたします。また、入社以降、光通信モジュール及びデバイスの技術に関する懇篤な指導ならびにご鞭撻を賜りました元光通信技術部 光エレクトロニクスグループ 杉立 厚志グループリーダー(現高周波光デバイス製作所 光デバイス部部长)、光通信技術部 有賀 博 部長に心より感謝いたします。

研究を進めるにあたり、光学技術、高周波技術、半導体物理をご教授頂きました三菱電機 高周波光デバイス部 石村 栄太郎 課長、宮原 利治 氏、岡田 則男 氏に心より感謝を表します。また、熱応力解析に関してご指導、ご助言をいただきました先端技術総合研究所 熱流体システム技術部 熱流体マネジメント技術部 一法師 茂俊グループリーダー、高周波光デバイス部 光デバイス部 松末 明洋 氏、蔵本 恭介 氏に心より感謝いたします。日々の研究において有益な議論をさせていただいた情報技術総合研究所 光通信技術部 吉間 聡 氏、望月 敬太 氏、白尾 瑞基 氏、高周波光デバイス部 安井 伸之 氏、大和屋 健 氏、斎藤 健 氏、モジュールの試作に協力いただいた福永 良和 氏、横石 広美 氏には心より感謝いたします。

最後に、本論文を執筆するにあたり理解を示し、協力してくれた妻 祐子、息子 良仁、これまでずっと支えてくれた父、母、祖父母に心より感謝いたします。

本論文に関わる研究発表リスト

査読論文

N. Ohata, T. Yamatoya, T. Saito, T. Miyahara, Y. Morita, E. Ishimura, A. Sugitatsu, and H. Aruga, "Input-Power and Polarization Insensitive All-Optical Wavelength Converter With Monolithically Integrated Monitor PD and Gain- Controlled SOA," *J. Lightw. Technol.* vol. 33, no. 1, pp. 267 – 274, Jan. 2015

N. Ohata, K. Uto, F. Shoda, K. Kuramoto, M. Shirao, N. Okada, T. Yanagisawa, and H. Aruga, "Extended-Temperature Operation (-40 °C to +95 °C) of an EML TOSA Employing an Athermal Optical System," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 28, no. 7, pp725-727, Apr. 2016.

国際会議

N. Ohata, T. Miyahara, T. Saito, T. Yamatoya, Eitaro Ishimura, T. Aoyagi, and A. Sugitatsu, "43Gbps Wavelength Converter with Wide Dynamic Range of 14 dB," in proc. Conference on Lasers & Electro Optics & The Pacific Rim Conference on Lasers and Electro-Optics, 2009, Paper ThG1-3.

N. Ohata, H. Aruga, T. Yamatoya, T. Saito, Y. Morita, E. Ishimura, and A. Sugitatsu, "Wide Dynamic Range Wavelength Conversion for 43Gbps NRZ Signal Using Simple Feedback Control with Monitor PD and Gain Control SOA," in proc. 37th European Conference and Exhibition on Optical Communication, 2011, Paper We.10.P1.23.

国内会議

大畠伸夫, 宮原利治, 石村栄太郎, 大和屋武, 齋藤健, 青柳利隆, 杉立厚志:「入力ダイナミックレンジを拡大した 43Gbps 用波長変換器の開発」電子情報通信学会 2009 総合大会, C-3-32, 2009 年 3 月, 愛媛大学.

大畠伸夫, 有賀博, 大和屋武, 齋藤健, 森田佳道, 石村栄太郎, 杉立 厚志:「フィードバック制御によるダイナミックレンジ拡大波長変換器の 10Gbps 動作実証」電子情報通信学会 2011 総合大会, C-4-10, 2011 年 3 月, 東京都市大学.

大畠伸夫, 大和屋武, 齋藤健, 森田佳道, 石村栄太郎, 有賀博 : 「フィードバック制御によるダイナミックレンジ拡大 43Gbps 波長変換器」 電子情報通信学会 2011 ソサイエティ大会, C-4-4, 2011 年 9 月, 北海道大学.

大畠伸夫, 大和屋武, 齋藤健, 森田佳道, 石村栄太郎, 有賀博 : 「モニタ PD 集積 43Gbps SOA-MZI 型波長変換器のダイナミックレンジ拡大動作」 電子情報通信学会 レーザ・量子エレクトロニクス研究会, 2011 年 10 月, 高知工科大学.

大畠伸夫, 宇藤健一, 正田史生, 白尾瑞基, 柳澤隆行, 有賀博 : 「TO-CAN パッケージ型送信モジュールのアサーマル光学系検討」 電子情報通信学会 2014 総合大会, C-4-4, 2014 年 3 月, 新潟大学.