

## 半導体光増幅器集積波長変換モジュールとその応用 に関する研究

佐藤, 里江子

<https://doi.org/10.15017/1807071>

---

出版情報：九州大学, 2016, 博士（工学）, 課程博士  
バージョン：  
権利関係：全文ファイル公表済

# 半導体光増幅器集積波長変換モジュールと その応用に関する研究

佐藤里江子

2017年1月

# 目次

## 第1章 序論

1.1	フォトニックネットワークにおける波長変換の役割	2
1.1.1	フォトニックネットワーク技術の進展と波長変換	2
1.1.2	フォトニックネットワーク技術の適用領域の拡大	6
1.1.3	波長変換を用いたフルメッシュネットワーク	10
1.2	波長変換技術と実用上の課題	13
1.2.1	半導体光増幅器を用いた波長変換技術の種類	13
1.2.2	集積化・モジュール化技術	19
1.2.3	XPM 波長変換モジュールの実用上の課題	20
1.3	本論文の目的と構成	22

## 第2章 XPM 波長変換モジュールの作製技術

2.1	はじめに	25
2.2	半導体光増幅器の構造と光増幅・利得飽和特性	26
2.3	スポットサイズ変換部付き半導体光増幅器	30
2.4	PLC プラットフォームを用いたパッシブアライメント実装	31
2.5	素子の搭載特性と光結合特性	33
2.6	本章のまとめ	38

## 第3章 マイケルソン型 XPM 波長変換モジュールの特性

3.1	はじめに	39
3.2	高変換効率・低挿入損失マイケルソン型 XPM 波長変換モジュール	40
3.3	波長変換出力の温度安定性の評価	45
3.4	10Gb/s-偏波無依存動作	48
3.5	本章のまとめ	52

## 第4章 非制御波長から ITU-T グリッド波長へのパケット毎の波長変換

4.1	はじめに	53
4.2	非制御波長から ITU-T グリッド波長への変換を利用した フォトニックネットワーク	54
4.3	パケット毎の XPM 波長変換の実験系	56

4.4	実験結果	58
4.4.1	入出力光スペクトルと入出力信号波形	58
4.4.2	SMF 伝送特性	60
4.5	本章のまとめ	64
<b>第5章 マツハ・ツェンダ型 XPM 波長変換モジュールの特性</b>		
5.1	はじめに	65
5.2	低光パワー・低電流動作の必要性	66
5.3	10Gb/s・低光パワー・低電流動作	67
5.3.1	実験系	67
5.3.2	入力 CW 光パワーの最適化	68
5.3.3	位相調整用 SOA 電流の最適化	70
5.3.4	アイ開口の改善効果	72
5.3.5	スイッチングパワーの低減 (-10dBm 動作)	73
5.4	XPM 8-スロット装置の特性	74
5.5	本章のまとめ	76
<b>第6章 XPM 波長変換モジュールへの入力光パワー簡易最適化技術</b>		
6.1	はじめに	79
6.2	入力光パワーの簡易最適化技術	80
6.2.1	調整パラメータ	80
6.2.2	モニタ信号光による最適動作点の保持	81
6.2.3	最適動作点への調整方法	83
6.2.4	確認実験	84
6.3	出力波長可変型 XPM 波長変換への応用	88
6.3.1	固定波長から任意波長への変換	88
6.3.2	確認実験－10Gb/s full C-band 出力波長可変波長変換動作－	89
6.4	10Gb/s 出力波長可変型 XPM 波長変換装置	92
6.4.1	装置概要	92
6.4.2	出力波長切替時間	94
6.5	本章のまとめ	96
<b>第7章 結論</b>		
		99
参考文献		103

研究論文リスト	111
謝辞	115

# 第 1 章 序論

本章では本研究の背景と目的および論文構成について述べる。第 1 節では、波長分割多重 (WDM : Wavelength Division Multiplexing) 伝送技術をベースとしたフォトニックネットワークにおける波長変換の有効性について述べ、フォトニックネットワークの適用領域が拡大する状況において、波長変換器を利用してユーザが送受信を行うフルメッシュネットワークを提案し、波長変換器への要求特性を明らかにする。第 2 節では幾つか波長変換技術の中から提案したネットワークに適した技術を選択し、その集積化・モジュール化技術について説明する。また、取り組むべき波長変換モジュールの実用上の課題を明らかにする。第 3 節では本論文の目的と構成についてまとめる。

## 1.1 フォトニックネットワークにおける波長変換の役割

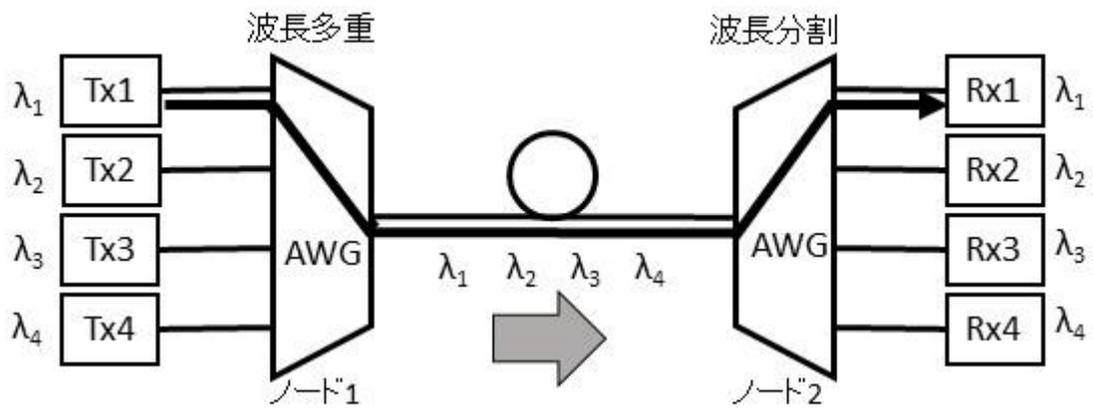
### 1.1.1 フォトニックネットワークの進展と波長変換

近年の ICT (Information Communication Technology) を活用した社会の進展により、通信ネットワーク容量は増加の一途を辿っている。米国の調査会社 インターナショナル・データ・コーポレーション (IDC) によると、2020 年の全世界のデジタル通信容量は 40ZB (ゼタバイト：ゼタは  $10^{21}$ ) に達する見込みであり、これは 2013 年時の 10 倍に相当する[1]。また、総務省の統計によると、日本国内の産業界におけるビッグデータ流通量は 2014 年度末で 14.5EB (エクサバイト：エクサは  $10^{18}$ ) に達し、2005 年当時から 9 年間で約 9 倍の増加となった[2]。

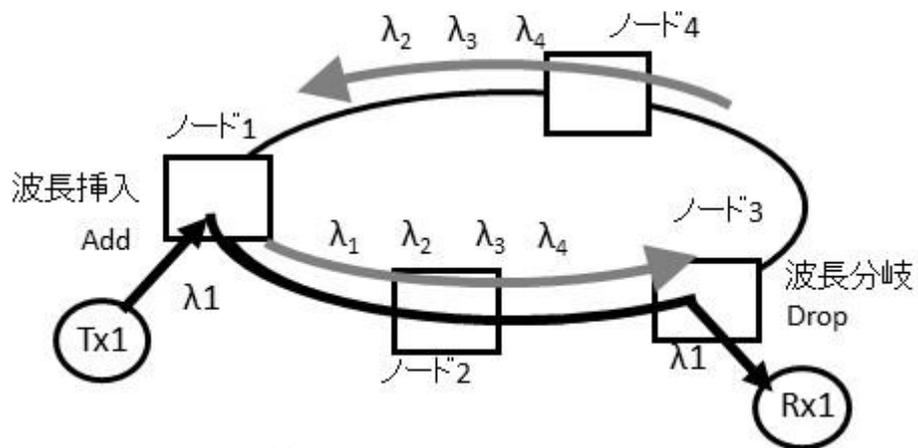
増大する通信容量に対して、波長分割多重技術を用いた光通信ネットワークはこれまで大きな役割を果たしてきた。WDM 技術は 1 本の光ファイバに複数の異なる波長の信号を多重化して伝送する技術である。WDM 技術を用いた光伝送システムは 1990 年代に商用化され、光ファイバ 1 本当たりの伝送容量は 2000 年代に 100Gb/s 級 ( $2.4\text{Gb/s} \times 32$  波長)、1Tb/s 級 ( $10\text{Gb/s} \times 80$  波長、 $40\text{Gb/s} \times 40$  波長) と爆発的に増加し、2010 年代に入ると波長多重だけでなく、光の位相や偏波情報を多重化したデジタルコヒーレント技術の進展によって、1 波長あたり 100Gb/s 級の伝送が行われている。2015 年度の商用敷設光ファイバ 1 本あたりの最大伝送容量 (陸上光幹線基幹網) は 9.6Tb/s ( $100\text{Gb/s} \times 96$  波長) に達している[3]。

WDM ネットワークの構成は、1990 年代に 2 地点間を結ぶポイント・ツー・ポイント、2000 年代にはリング型、2010 年代に入るとメッシュ型へと進展してきた。以下に各々のネットワーク形態について説明する。

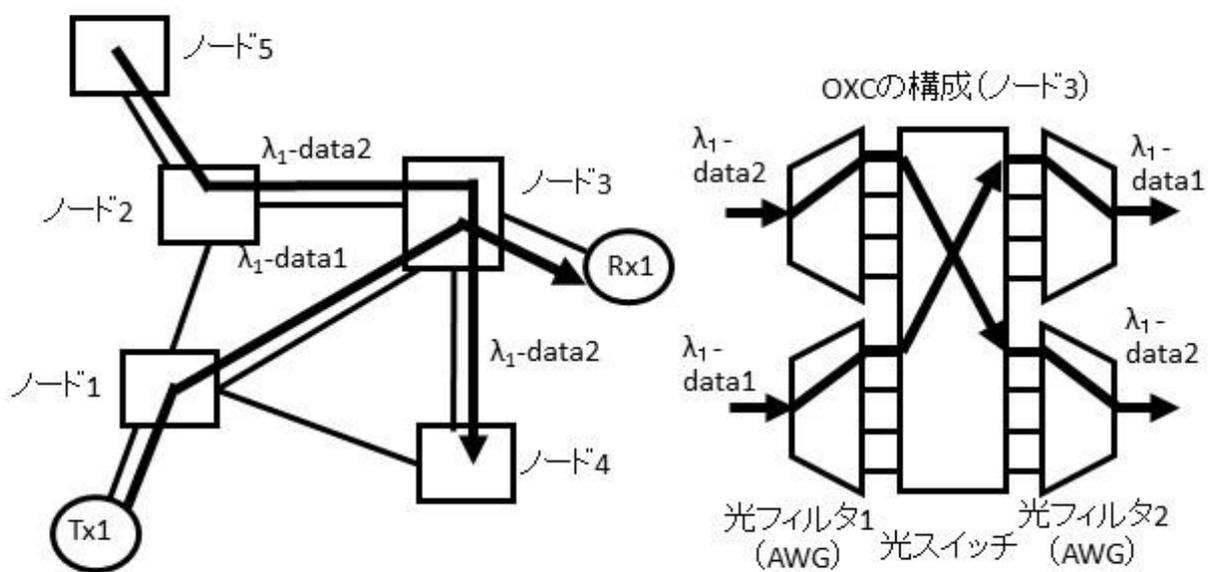
図 1-1 (a) は WDM 技術を用いたポイント・ツー・ポイントの伝送構成を示す。光送信器 Tx1 から出力した波長  $\lambda_1$  の信号は、アレイ導波路型回折格子 (AWG: Arrayed Waveguide Grating) 波長合分波器により、他の光送信器から出力した複数の異なる波長の信号と 1 本の光ファイバに多重化されて送信され、再び



(a) 2 地点間を結ぶネットワーク



(b) リング型ネットワーク



(c) メッシュ型ネットワーク

図 1-1 WDM ネットワーク構成の種

AWG により今度は波長を分割されて元の波長  $\lambda_1$  だけの信号となり光受信器 Rx1 で受信される。

ポイント・ツー・ポイントの WDM 伝送を面上に発展させたのが、多地点間を結ぶリング型やメッシュ型のネットワークである。図 1-1 (b)に WDM 技術を用いたリング型ネットワーク構成を示す。リング状に接続された各ノードには光分岐挿入装置 (OADM : Optical Add-Drop Multiplexer) が配置され、光ファイバリング上を流れる WDM 信号から必要な波長の信号を挿入 (Add) したり、分岐 (Drop) したりすることができる。図 1-1 (b) で、光送信器 Tx1 から送信された波長  $\lambda_1$  の信号は、ノード 1 の OADM 機能によってリングネットワークに挿入され、ノード 2 は通過してノード 3 で分岐されて Rx4 で受信される。この例は固定波長の挿入・分岐だが、任意波長の信号を挿入・分岐可能な OADM を ROADM (Reconfigurable OADM) と呼び、現在はこれが主流となっている。

図 1-1 (c) 左側の図は WDM 技術を用いたメッシュ型ネットワークの構成を示す。メッシュ状に接続された各ノードには光クロスコネクタ (OXC : Optical Cross Connect) が配置され、OXC 間の光ファイバ上を WDM 信号が流れている。このシステムでは、信号経路毎に波長が割り当てられており、別の信号が同じ経路を通る場合には別の波長を割り当てる。逆に異なる信号経路であれば同じ波長を使用することができる。例えば、ノード端の Tx1 からノード 1 とノード 3 を通り別のノード端の Rx1 へ送信する data1 の信号経路に固定波長  $\lambda_1$  が割り当てられているとき ( $\lambda_1$ -data1)、ノード 5 からノード 2、ノード 3 を通りノード 4 に抜ける経路にも波長  $\lambda_1$  を割り当てることができる ( $\lambda_1$ -data2)。図 1-1 (c) 右側の図にノード 3 の OXC の構成例を示す。ここでは簡単のため入力ファイバ 2×出力ファイバ 2 の構成とする。OXC は光フィルタ 1 (1×4 波長分波器)、光スイッチ、光フィルタ 2 (波長合波器 4×1) で構成される。左上の入力光ファイバに  $\lambda_1$ -data2 が入力すると、光フィルタ 1 に波長分波機能により出力ポート 4 本のいずれかに出力する。その後、光スイッチによって下段の光フィルタ 2 へ経路が変更され、光フィルタ 2 の波長合波機能により右下の光

ファイバに出力する。次に左下の入力光ファイバに入力した $\lambda_1$ -data<sub>2</sub>は、上段の光フィルタ 2 へと経路変更され右上の光ファイバに出力する。このように、OXC には入力信号光のルートを入れ替えて交通整理を行う役割がある。

ROADM や OXC のような装置を用いて、波長に応じて信号経路を切り替えることのできる WDM ネットワークのことをフォトニックネットワーク（光波ネットワーク）と呼ぶ。フォトニックネットワークの各ノードでは信号処理のスループットを上げるため、光信号を電気信号へ変換することなく処理する機能が求められている。中でも信号光のビットレートやフォーマットに依存しない全光波長変換器はキーデバイスの 1 つと考えられている。本論文で取り上げる波長変換技術は、元々、図 1-1 (c) のようなメッシュ型ネットワークのノードにおける OXC 内の光スイッチに付随する機能の 1 つとして研究開発が行われてきた。波長変換機能がない場合とある場合とにおけるメッシュ型ネットワークの運用性の違いを次に説明する。

図 1-2 (a) は、図 1-1 (c) のようなメッシュ型ネットワークのある経路に信号障害が発生した場合の対処方法を示す。 $\lambda_1$ -data 1 の経路であるノード 2 からノード 3 の間で信号障害が発生した場合、その経路は使用できなくなるため迂回路（別経路）を新たに設定する必要がある。ノード 1 の光スイッチを切り替えて、迂回路としてノード 1 からノード 2 を通りノード 3 に到達する経路を新たに設定したとする。しかし、ノード 2 からノード 3 の経路では波長 $\lambda_1$ が data<sub>2</sub>によって既に使用されているため、ここで「波長衝突」が生じる。ノード 2 に波長変換機能がない場合、これを回避するためには更に別の経路を探す必要があり、ネットワーク制御がより複雑になる。そこでノード 2 に波長変換機能があると、data<sub>1</sub> の波長を $\lambda_1$ から $\lambda_2$ へ変換することによって波長衝突を回避することができる（図 1-2 (b)）。波長変換の利点はこれだけではない。ネットワークが拡大したとき信号経路の数だけ波長数を増加するとコストが増大してしまう。限られた波長数の中で波長を再利用することのできる波長変換技術は有効である。

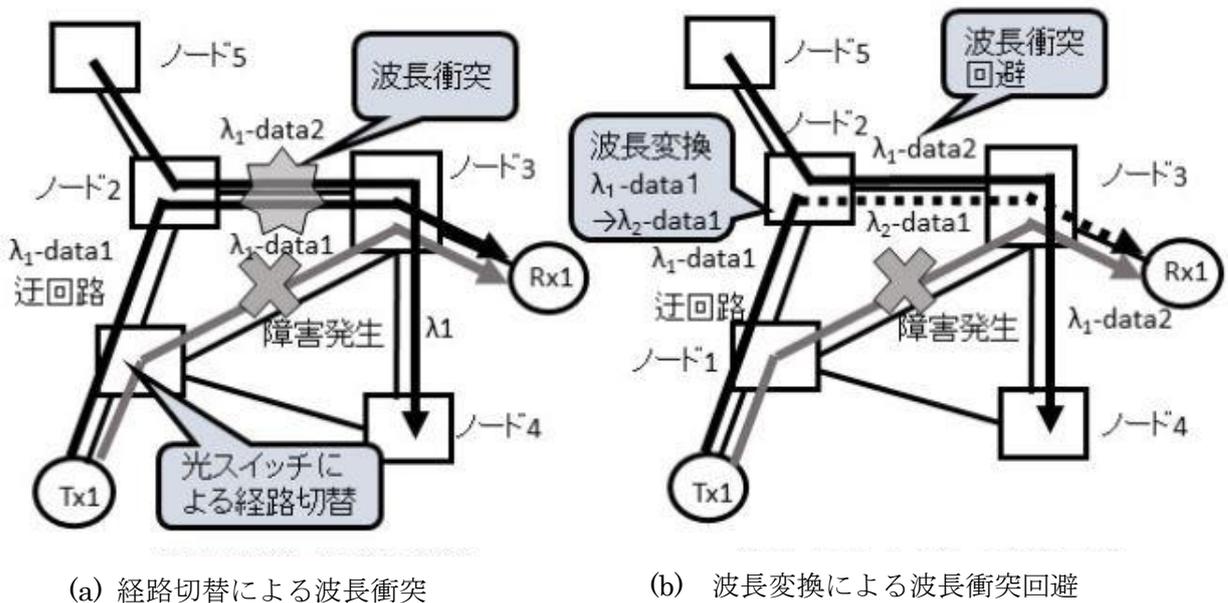


図 1-2 波長変換の役割

このように、波長変換技術は、より柔軟で効率的なフォトニックネットワークを実現する上で重要な要素技術の 1 つと考えられている[4,5]。

### 1.1.2 フォトニックネットワーク技術の適用領域の拡大

図 1-3 に光通信ネットワークの構成概略図を示す。大都市間を繋ぐコアネットワーク、県内外の主要都市を結ぶメトロネットワーク、その下には加入者系との接続を行うアクセスネットワークが繋がっている。アクセスネットワークのデータはメトロネットワークに集められ、メトロネットワークのデータが集められてコアネットワークを構成している。コア・メトロネットワークではメッシュ型やリング型のネットワークが使用され、前節冒頭の大容量伝送技術が実現されている。ポイント・ツー・ポイント伝送は 1990 年代に、ROADM は 2004 年に商用化が開始されており、OXC はプロトタイプの開発や実証実験が現在も精力的に進められている[6,7,8]。一方、エンドユーザの利用するアクセスネットワークでも高速化・WDM 化は進んでいる。図 1-4 はアクセスネットワークの下り伝送速度の進展を示す。

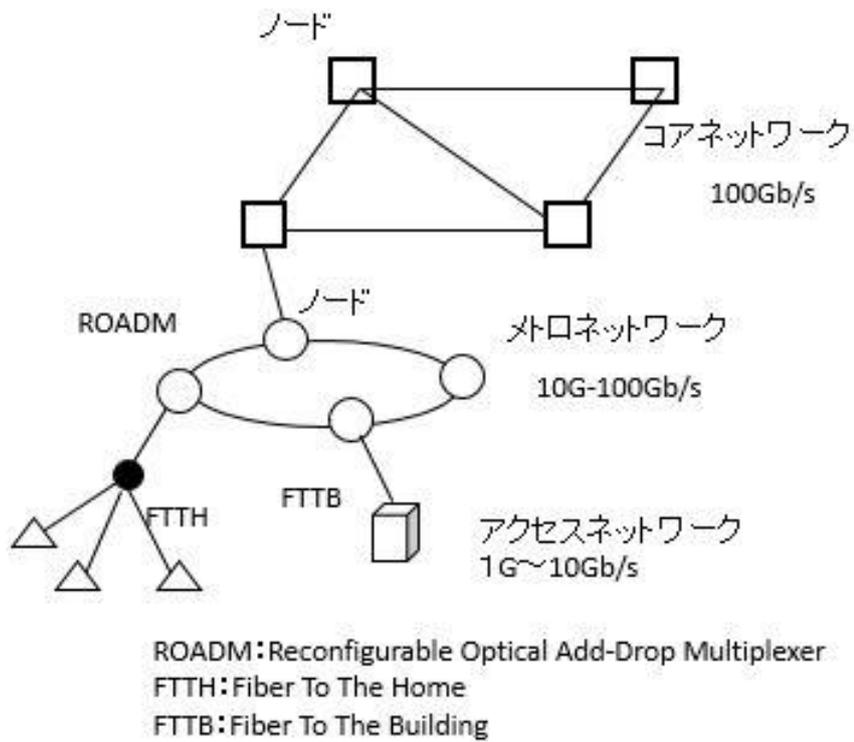


図 1-3 光通信ネットワークの構成

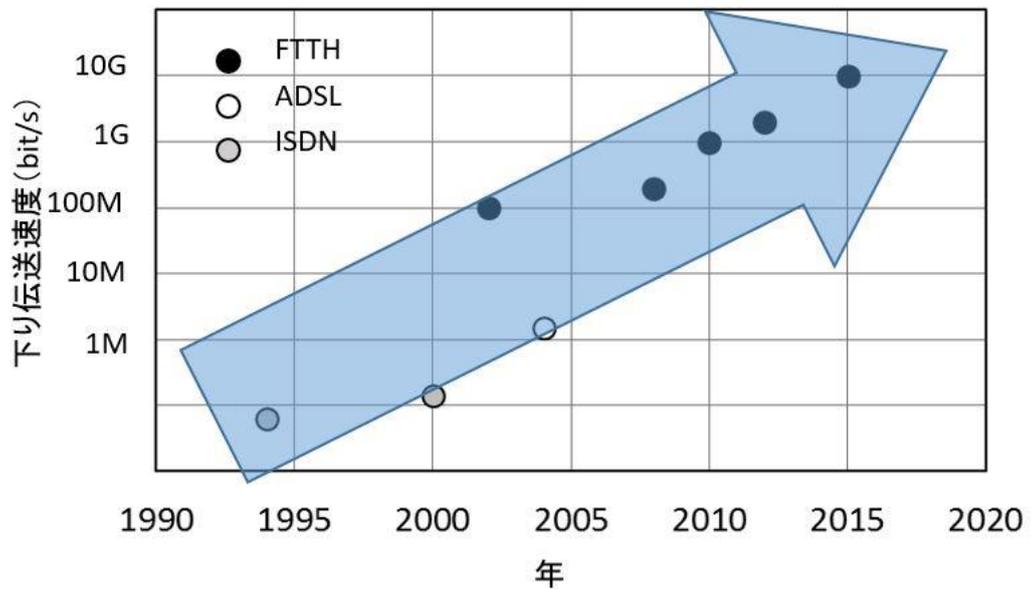
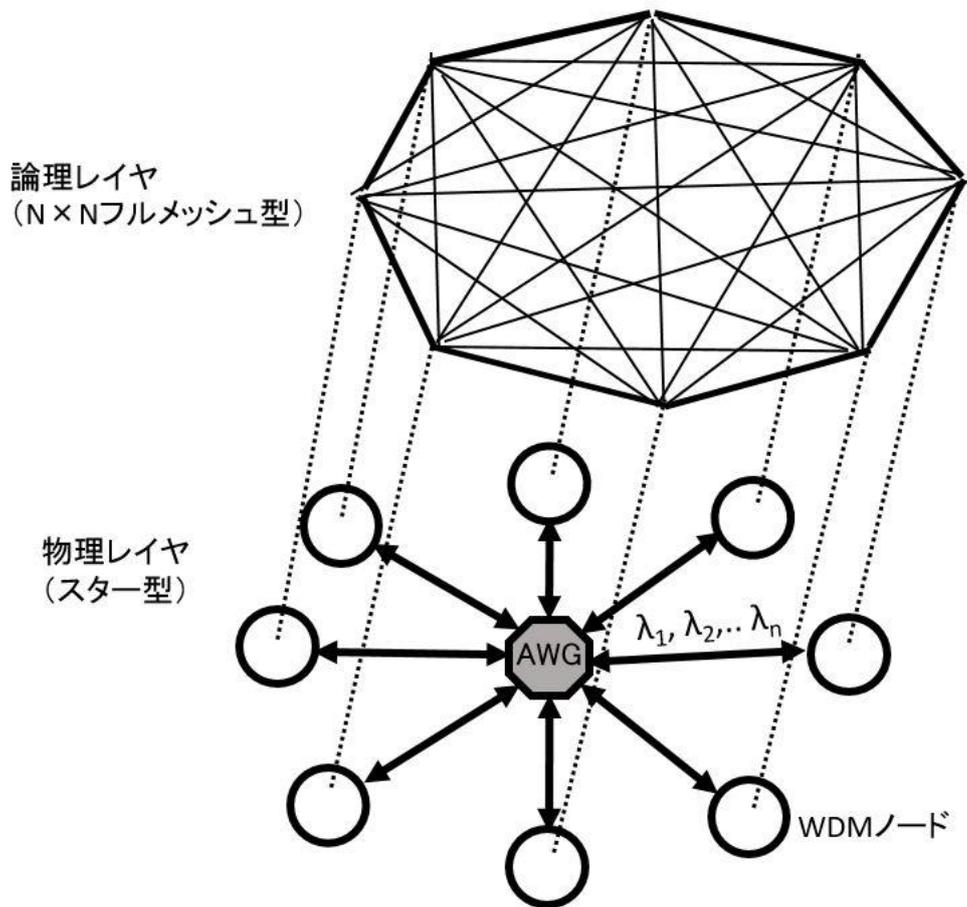


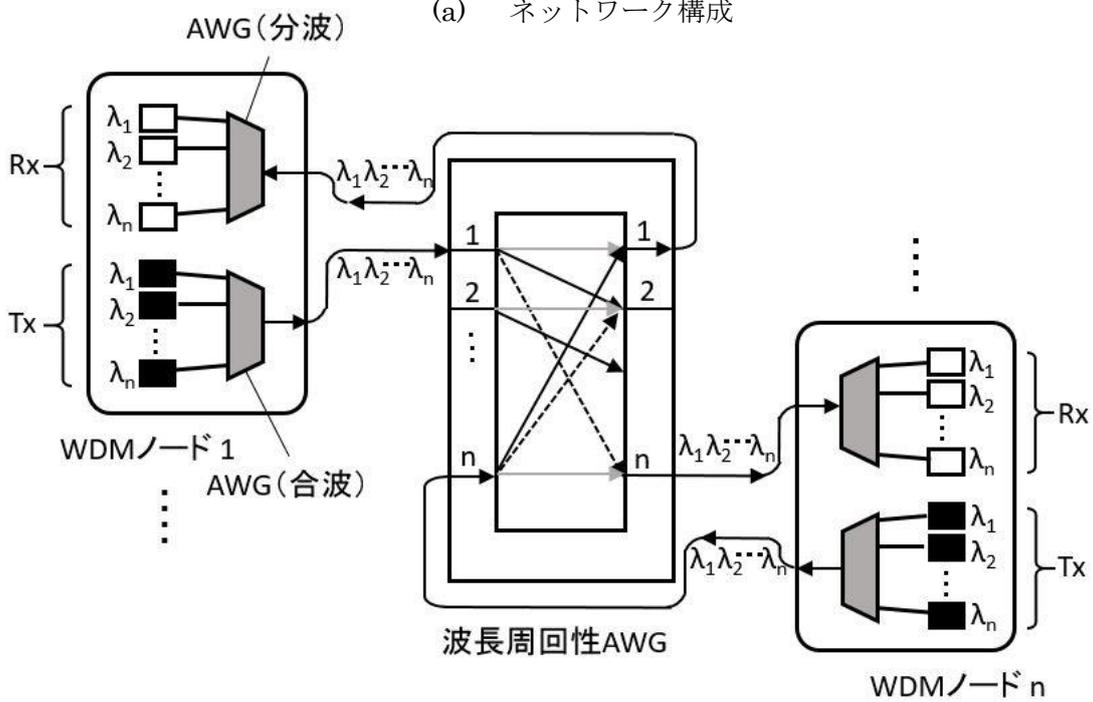
図 1-4 アクセスネットワークの高速化

2000年代に開始された FTTH (Fiber To The Home) サービスの伝送速度は 2015年には 10Gb/s 級に達している (XG-PON,10GE-PON)。これらのサービスでは、上り信号に 1.3 $\mu$ m 帯、下り信号に 1.55 $\mu$ m 帯の光信号が用いられており、これも WDM ネットワークの一例といえる。更に次世代アクセスシステムとして 40Gb/s 級の NG-PON2[9]の仕様も ITU-T (国際電気通信標準化局) で標準化が完了している。これまでの PON (Passive Optical Network) システムも収容可能で、且つ新しいシステムも追加できる拡張性の高い仕様になっており、従来の時分割多重 (TDM : Time division multiplexing) 技術に加えて、上り信号に 1.55 $\mu$ m 帯を使用した WDM 技術も適用されている。また、このシステムで用いられる光加入者線ネットワーク装置 (ONU : Optical Network Unit) は、波長毎に異なる ONU の製造・管理を不要とするために波長可変機能を持ち、光加入者線終端装置 (OLT : Optical Line Terminal) 側の受信器に故障が発生した場合には、上り信号の波長を切り替えて別の受信器で受信する仕組みになっている。

メトロネットワークでリング型構成以外のフォトニックネットワークも報告されている。図 1-5(a) は「AWG-STAR」ネットワークの構成を示す[10,11]。このネットワークは、WDM 伝送技術と波長周回性 AWG[12]による波長ルーティング技術を組み合わせ、物理的にはスター型の、論理的には全てのノード間が直接的に繋がったフルメッシュ型の構成となっている。この波長周回性 AWG による波長ルーティング装置のことを AWG ルータと呼ぶ。波長ルーティング技術とは波長に応じて行先を変えることができる機能であり、AWG-STAR ネットワークではノード間の中心に配置されたパッシブ部品 (AWG ルータ) のみで実現できるため、システムの低消費電力化が可能である。論理的フルメッシュ構成は中継ノードの遅延や障害を考慮しなくてよいので、ネットワークトポロジー的に有効である。しかし、これを物理的なフルメッシュ構成で構築しようとすると、必要なファイバ本数は往復で  $N \times (N-1) \times 2$  と膨大な数が必要となる ( $N=32$  の場合 1984 本)。またリング型ネットワークでも実現可能であるが[13]、



(a) ネットワーク構成



(b) AWG と WDM ノードの接続

図 1-5 AWG-STAR ネットワーク

必要な波長数は  $N \times (N - 1) \div 2$  ( $N=32$  の場合 496 種類) となり、こちらもシステムコスト的に現実的ではない。これに対し、AWG ルータを中心としたスター型の構成ではファイバ数は  $N \times 2$  本、波長数  $N$  でフルメッシュネットワークを実現でき、システムコストの低減を図ることができる。図 1-5 (b)に AWG ルータと各 WDM ノードの接続図を示す[14]。例えば、WDM ノード 1 から WDM ノード  $n$  へ送信する場合は波長  $\lambda_n$  を選択する。波長  $\lambda_n$  の光送信器から出力した光信号は WDM ノード 1 内の AWG 波長合分波器によって他波長の光信号と合波され、中央の AWG ルータの入力ポート  $n$  に入力する。AWG ルータの波長分波機能により波長  $\lambda_n$  の光信号は出力ポート  $n$  へ出力し、ノード  $n$  へ送信される。このように、波長を選択するだけで送信ノードを変更することができる。このテストベッドでは 10Gb/s NRZ 信号のノード間距離 20km のシングルモードファイバ (SMF : Single Mode Fiber) 伝送を確認している[14]。AWG-STAR ネットワークは、自治体や研究機関を結ぶネットワークやチリ鉱山等で実証実験が実施され、フェージビリティや経時的な安定動作が確認されている[11,15]。

以上のように、フォトニックネットワークの適用領域はコアネットワークだけでなく、エンドユーザの利用するアクセスネットワークやフルメッシュ型のメトロネットワークまで拡大しており、10Gb/s 級の WDM 伝送が必要とされている。

### 1.1.3 波長変換技術を利用したフルメッシュネットワーク

第 1 項でメッシュ型フォトニックネットワークにおける波長変換の有効性について述べたが、これはコアネットワークに限定した話ではない。波長変換は送信器と受信器が直接的に繋がっている信号経路では必要がないが、送受信端の間に中継ノードがあるネットワークであれば、メトロネットワークやアクセスネットワークでも適用可能である。例えば、図 1-6 のように、スター型のフォトニックネットワーク A と B が共通ノードで繋がっているネットワークを考

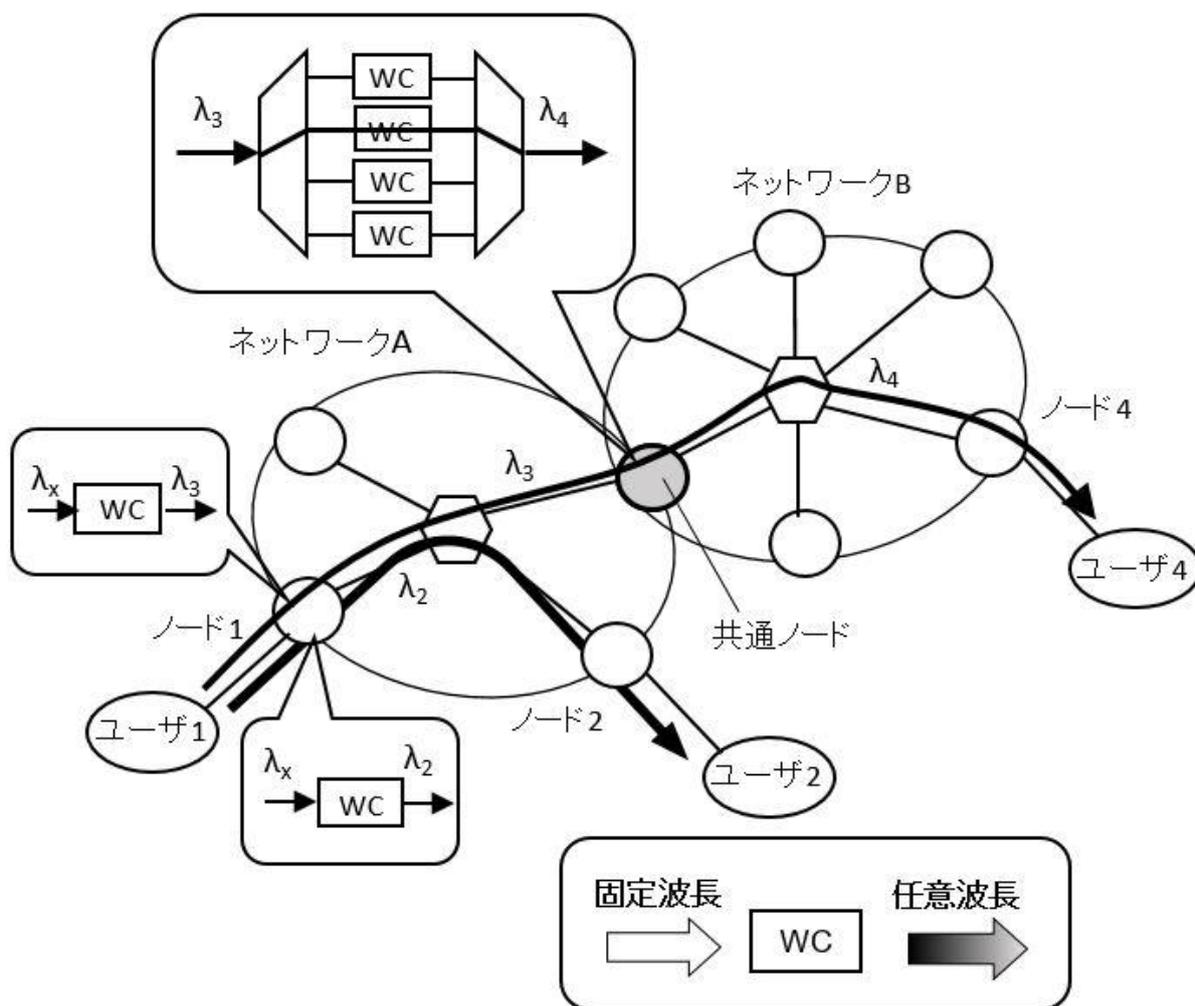


図 1-6 波長変換を利用したフォトニックネットワーク

える。各ノードにはエンドユーザが接続され、フォトニックネットワークを介してユーザ間で光信号の送受信を行っている。このときフォトニックネットワーク A、B で使用される信号波長は厳密に制御された ITU-T グリッド波長であり、単一モード発振する分布帰還形レーザ (DFB-LD) の温度や電流で波長を調整している。これに対してユーザ端末で使用する光送信器には、システムコスト低減の観点からファブリ・ペローレーザ (FP-LD) や無温調 DFB-LD のような波長制御不要 (温度調整機構なし) の光源を用いることが望ましい。このような非制御波長の信号は、フォトニックネットワークで使用する際に各ノードにおいて ITU-T グリッド波長へ変換する必要がある。図中、 $\lambda_x$  は非制御波長を示し、 $\lambda_2$ 、 $\lambda_3$ 、 $\lambda_4$  は ITU-T グリッド波長を示す。

最初にユーザ 1 からユーザ 2 への送信経路を考える。ユーザ 1 からノード 1 に送信された非制御波長の信号光は、ノード 1 からノード 2 への信号経路に波長  $\lambda_2$  が割当てられているため、ノード 1 の波長変換器 (WC : Wavelength Converter) によって波長  $\lambda_2$  へ変換される。その後、中央の AWG ルータに入力し、波長分波機能によりノード 2 へ送信される。また、別の送信経路として、ユーザ 1 からユーザ 4 へ送信する場合を考える。ユーザ 1 から送信された非制御波長の信号光は、ノード 1 で波長  $\lambda_3$  へ波長変換され AWG ルータを通り共通ノードへ入力する。そして再び AWG で分波され、波長変換器で波長  $\lambda_4$  へ変換され、再び波長合波されフォトニックネットワーク B に入力する。共通ノードからノード 4 の信号経路には波長  $\lambda_4$  が割当てられているため、ノード 4 へ送信されユーザ 4 で受信する。共通ノードにはネットワーク A で使用する全ての波長の信号光が入力するため、その波長数だけ波長変換器が AWG の間に並列に並んでいる。このように波長変換によって異なるネットワーク間を介しての送受信が可能となる。

図 1-6 のネットワークにおける波長変換器の役割は 2 つある。1 つはノード 1 で非制御波長から任意の ITU-T グリッド波長へ変換し、その後メトロネットワーク規模の SMF 伝送 (80km 程度) させることである。もう 1 つは共通ノードで固定から任意の ITU-T グリッド波長へ変換を多チャンネルで行うことである。これはネットワーク A で使用する全ての波長をネットワーク B で使用する全ての波長へ変換する機能のため、波長ブリッジ機能と呼ばれる。

## 1.2 波長変換技術と実用上の課題

### 1.2.1 半導体光増幅器を用いた波長変換技術の種類

これまで 20 年以上に渡り、世界中の研究機関から全光波長変換器に関する研究報告が行われてきた。中でも半導体光増幅器 (SOA : Semiconductor Optical Amplifier) を用いた光ゲート型の波長変換素子は、小型で高変換効率の特徴を有し、用途や研究目的が多岐に渡るため報告例が特に多い。表 1-1 に SOA を用

いた全光波長変換の種類と特徴についてまとめる。SOA を用いた全光波長変換の種類は光ゲート型と光混合型（四光波混合）の 2 種類に分類される。ファイバも含めて光混合型（四光波混合）の大きな特徴は波長群をまとめて変換できることで、超大容量ネットワークにける異なるネットワーク間での波長一括変換に有効である。課題は変換効率の向上と波長依存性、偏波依存性の低減である。光ゲート型は、相互利得変調（XGM：Cross-gain Modulation）、相互位相変調（XPM：Cross-phase Modulation）と差分位相変調（DPM：Differential-phase Modulation）方式の 3 つに分類される。XPM と DPM は同じ構成で、元々は NEC の田嶋・中村等によって考案された[17,18]。光干渉計の 2 本のアームの SOA に RZ（Return-to-Zero）信号光を時間差で入力することにより SOA の遅いキャリアの緩和時間（1nsec 程度）をキャンセルして高速の光信号処理が可能となる。本方式では RZ 信号の超高速動作により光時分割多重化（OTDM：Optical time division multiplexing）ネットワークや光コンピューティングに向けた研究が行われている。

また、表 1-1 には記載していないが、OE/EO 型（光信号を一旦電気信号に変換して再び光信号を生成する方式）については、シンプルな構成で高速化が可能、変換効率も高いという利点はあるが、チャンネル数が増えたときの消費電力

表 1-1 半導体光増幅器を用いた波長変換技術の特徴比較

	光ゲート型			光混合型
	相互利得変調 (XGM)	相互位相変調 (XPM)	差分位相変調 (DPM)	四光波混合 (FWM)
構成	SOA	SOA+干渉計	SOA+干渉計	SOA
信号フォーマット	NRZ	NRZ	RZ	フリー
長所	・構成が簡単 ・高変換効率	・高変換効率 ・低チャープ	・高変換効率 ・超高速動作	・超高速動作
課題	・チャープ大 ・変換効率の波長依存性	・集積化 ・安定動作 ・ダイナミックレンジの拡大	・集積化 ・安定動作 ・ダイナミックレンジの拡大	・変換効率向上 ・偏波無依存化
個別/一括変換	個別	個別	個別	一括可能

の問題や、ビットレートや変調フォーマットに依存するためシステムで使用しにくいという短所がある。

次に光ゲート型の 2 種類を比較する。図 1-7(a) に XGM 構成を、図 1-7(b) に XPM 構成を示す。どちらも SOA に波長  $\lambda_s$  の信号光（データが乗った光）と波長  $\lambda_c$  の CW 光（データが乗っていない連続的な光）を入力し、信号光の強度変化によって SOA の利得や屈折率（位相）を変化させ、CW 光に信号光のビットパターンを転写する方式である。

XGM では SOA の利得変化が、そのまま波長変換された出力信号光の消光比となるため、所望の消光比を得るためには大きな入力信号光パワーが必要となる。また、出力信号光のビットパターンは元の入力信号に対して反転する。XPM の構成はマッハ・ツェンダ干渉計の 2 本のアームに SOA が配置され、信号光を片側の SOA に入力するため、光カプラを介して信号光入力用導波路が付加されている。

XPM 波長変換の動作原理を図 1-8 の補助図を用いて説明する。図 1-8(a) は図 1-7(b) で信号光未入射時に、波長  $\lambda_c$  の CW 光がマッハ・ツェンダ干渉計へ入射した<sup>(a)</sup> ときの入出力電界ベクトル（○印に矢印の入ったマーク）を示している（SOA と信号光入力用導波路は省いている）。下段の入力ポートに電界  $E_0$  が入射したとき、光 3-dB カプラによってクロス方向（実線）とバー方向（点線）にパワーが 2 分岐されるが、バー方向には位相が保持されるのに対してクロス方向では  $90^\circ$  の位相遅れが生じる。2 分岐された光はアーム A とアーム B を通り再び光 3-dB カプラで合波される。このとき、上側の出力ポートにはアーム A 側のバー方向出力とアーム B 側のクロス方向出力の和が出力し、下側の出力ポートにはアーム A 側のクロス方向出力とアーム B 側のバー方向出力の和が出力する。クロスとバーとの  $90^\circ$  位相差を考慮すると、上側のポートでは位相差が 0 となり強め合った光が出力するのに対し、下側のポート出力は位相差  $\pi$  で打ち消しあい消光状態となる。次に、図 1-8(b) は、信号光の入射によってアーム A 側の位相が  $+\pi$  変化したときの入出力電界ベクトルを示す。今度は、上側の出力

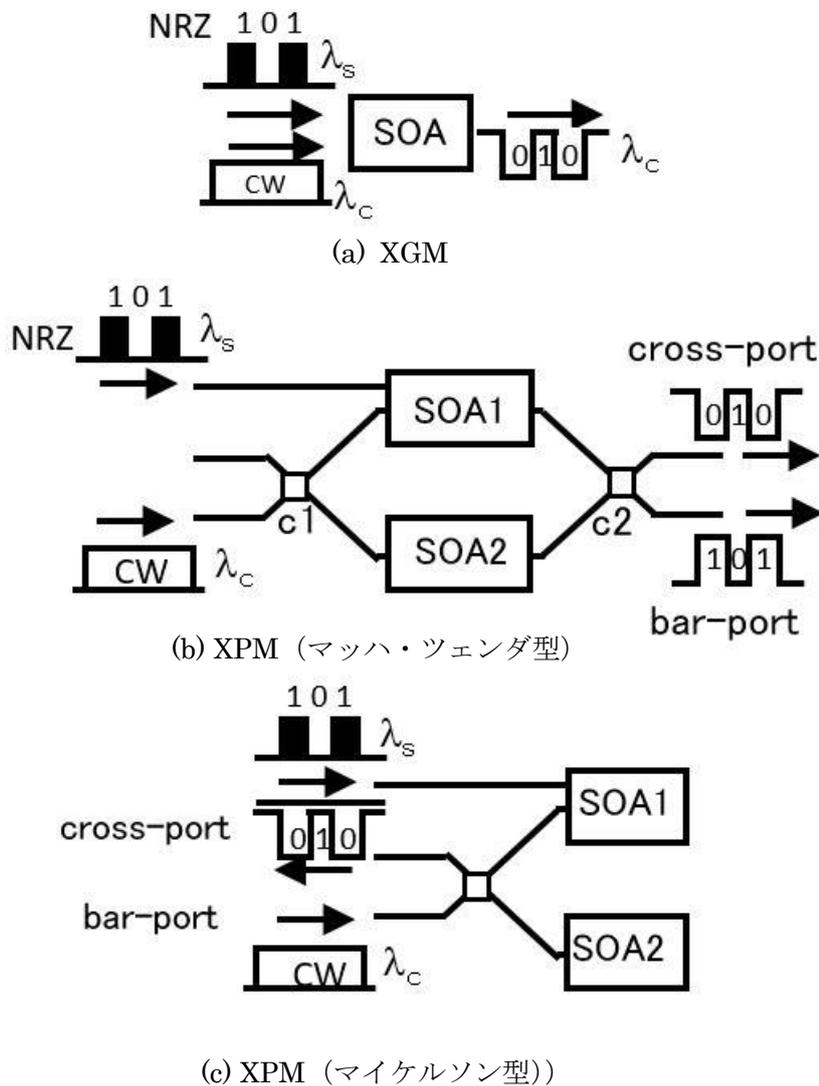


図 1-7 XGM 波長変換と XPM 波長変換

ポートが位相差  $\pi$  で消光状態となり、下側の出力ポートには位相差 0 で強め合った光が出力する。このように、アーム A への信号光の入射によって、光の出力するポートが図 1-8(a)と(b) で反転することが分かる。この動作をダイナミックに繰り返すことによって、図 1-7(b)のような XPM 波長変換動作となる。

図 1-7(c)はマイケルソン干渉計の構成で、これはマツハ・ツェンダ干渉計を半分に折り返した構成で動作原理は同じである。半導体光増幅器の性能を十分に引き出すためにはマツハ・ツェンダ型のような進行波型を用いるのが理想的であるが、実装の簡易性や回路の小型化、反射防止膜やファイバ実装等の工程数

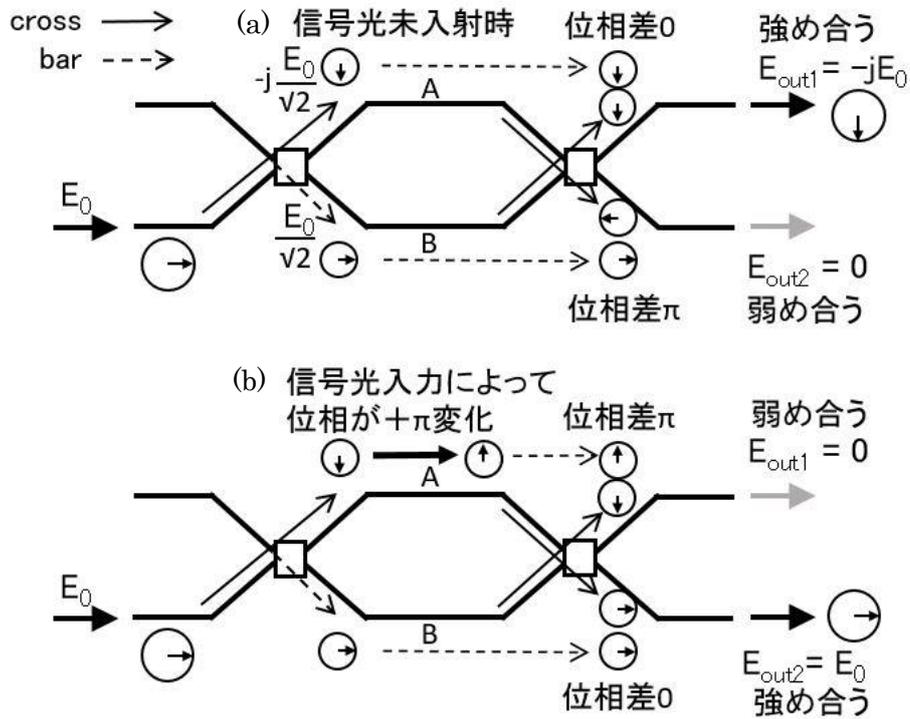


図 1-8 マッハ・ツェンダ干渉計の動作原理

を低減する観点からマイケルソン型のような反射型を選択する場合もある。本研究においても実装の簡易性から最初はマイケルソン型を作製し、その後マッハ・ツェンダ型へと展開する。

XGM と XPM の波長変換動作の大きな違いについて図 1-9 を用いて説明する。左側の図の横軸は SOA への入力信号光パワーを示し縦軸は信号利得を示す。信号利得には線形領域と非線形領域があり、XGM も XPM も利得が変化する非線形領域で動作する。前述したように、XGM は SOA の利得変化がそのまま波長変換された出力信号光の消光比となるため、高消光比を得るために XPM より大きな入力信号光パワーを必要とする。この結果生じるキャリア密度、屈折率、出力変換光、周波数変動  $\Delta f$  の変化を右側の図に示す。  $\Delta f$  は屈折率の時間的変化に起因するものでチャープと呼ばれる。屈折率変化を  $\Delta n$ 、波長を  $\lambda$ 、波数を  $k (= 2\pi/\lambda)$ 、SOA 長を  $L$  とすると、光の位相変化  $\Delta \phi = \Delta n \times k \times L$  で表される。屈折率の時間的変化によって光の位相が変化するため等価的に波長が変化したように見える現象である。XGM では大きな利得変化が必要となるため、結

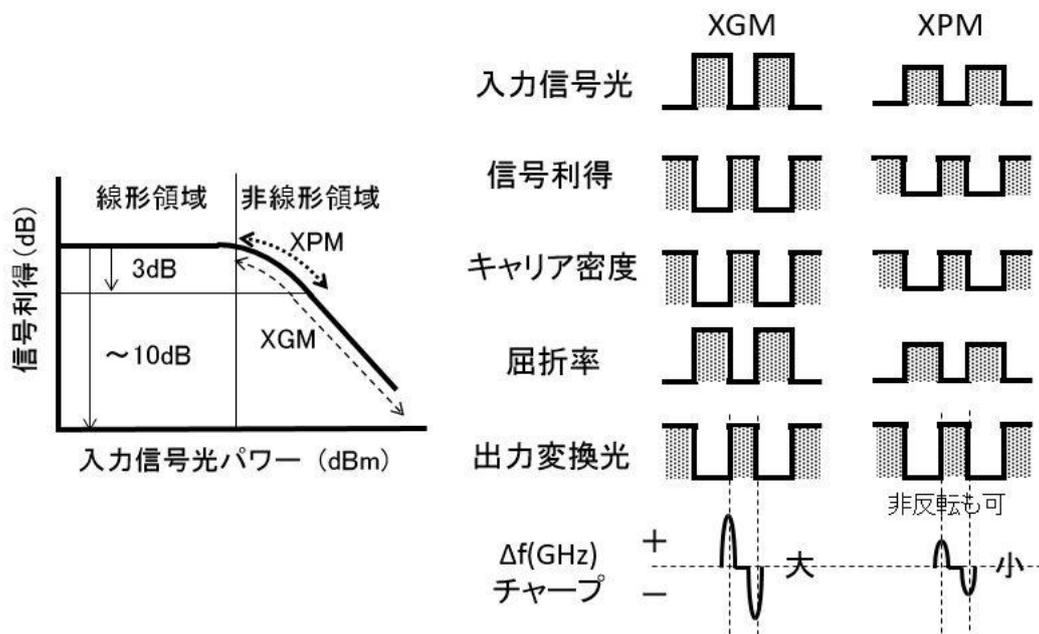


図 1-9 XGM と XPM の波長変換動作の違い

果的に屈折率の時間的変化量が大きくなり、これによって出力変換光の信号波形の立上り時と立下り時でチャープが増加する。チャープの向きがプラスの場合はブルーシフト、マイナスの場合はレッドシフトと言う。ファイバ中では光の速度が異なるため、前者は速く進み後者は遅れる。その結果、信号波形に歪みが生じて隣接する符号に干渉するため、元の「1」「0」情報を維持できなくなり符号誤り率が増加する。このように、チャープはその大きさと向きによって伝送波形を劣化させ、変調速度や伝送距離の制限要因となる。一方、XPM では位相変化 $\pi$ を生じさせるために必要な SOA の信号利得変化は 3dB 程度と比較的小さく低チャープ動作が可能であるため、XPM のほうが一般的に長距離伝送に適している。

表 1-1 で XPM の課題の 1 つに入力信号光に対するダイナミックレンジの拡大がある。光干渉計は  $\sin$  波形出力のため入力ダイナミックレンジは原理的に 2-3dB と狭い。これを解決するために、XPM 波長変換器の前段にレベル等化器を配置する方法がある。レベル等化器として SOA や可変光減衰器 (VOA :

Variable Optical Attenuator)、エルビウムドープファイバ光増幅器 (EDFA : Erbium-doped Fiber Amplifier) 等が検討された[19]。また、プリアンプ SOA をモノリシック集積した XPM 波長変換素子においてダイナミックレンジが 15dB まで拡大されたことが報告されている[20]。本研究においてこの課題は組織内で別途検討され、制御回路付きのプリアンプ SOA モジュールを作製し、同じく入力ダイナミックレンジ 15dB を確認済みである[21]。

### 1.2.2 集積化・モジュール化技術

XPM 波長変換モジュールの作製のためには SOA と光干渉計の集積化およびモジュール化技術が重要である。集積化方法は大きく 2 つある。1 つは半導体基板上に一体的に形成する半導体モノリシック集積であり、もう 1 つは光干渉計を石英系の平面光波回路 (PLC : Planar Lightwave Circuit) 導波路で構成するハイブリッド集積である。

前者は早い時期からヨーロッパの研究機関等で多く報告され[22-24]、小型で高速な波長変換素子の実現されている。最近では、40Gb/s NRZ 波長変換動作も幾つか報告されており[25,26]、高速動作には活性層の構造とサイズの最適化と SOA の長尺化によるフィルタリング効果の両方が必要と考えられている[25,27]。しかし高速化に伴い、SOA への総注入電流量や必要入力光パワーは増加するというトレードオフが生じる。

モノリシック集積素子の基本的課題はモジュール化方法である。光半導体素子のスポットサイズが約  $1\mu\text{m}$  であるのに対し、光ファイバのスポットサイズは約  $4\mu\text{m}$  と大きく異なる。スポットサイズとは、ビーム径が一番細くなるビームウェスト位置においてビームの光強度が  $1/e^2$  になるビーム半径  $r$  ( $\mu\text{m}$ ) であり、スポットサイズが小さいと空気中に出射したときのビームの拡がり角が大きくなる。スポットサイズの違いのため、光半導体素子と光ファイバ (先球ファイバを除く) との光結合損失は 7-8dB にもなる。そのため、間にレンズを介して実装するが、その際、光半導体素子を発光させ出力光パワーをモニタしながら

レンズと光ファイバの位置決めを行う。これをアクティブアライメント実装といい、作業には手間と時間と電力がかかるため、モジュール価格の実に半分をこの実装コストが占めている[28]。また、XPM 波長変換モジュールは少なくとも 3 本の入出力ファイバが必要なため多ポート光結合という特殊な実装技術が必要になり、実装コストの増加が予想される。

一方ハイブリッド集積では、能動素子 (SOA) と受動回路 (光干渉計) を各々独立に最適化できるという特徴を持つ。SOA 以外の光導波路を低損失な石英系 PLC で形成することによって、複雑な回路構成でも全体の光挿入損失を低減することができる。また、PLC 導波路の屈折率に対する温度安定性は半導体光導波路の約 1/10 のため干渉計の温度安定性にも優れると予想される。

PLC は半導体プロセス技術を応用してシリコン (Si) 基板上に形成された石英系ガラス導波路構造であり、Si 基板をテラス上に加工した PLC プラットフォーム上に SOA を搭載する。Si テラスは熱伝導性に優れるため、搭載した SOA のヒートシンクとしても機能する。ハイブリッド集積における課題は SOA と PLC の光結合効率の向上である。このため、出射端にスポットサイズを拡大する導波路を一体的に集積した、スポットサイズ変換部付きの LD (Laser Diode) や SOA が開発された[29,30]。スポットサイズ変換部付きの光半導体素子はパッシブアライメント技術を用いて PLC プラットフォーム上に搭載される。パッシブアライメントとは、素子側と PLC プラットフォーム側の双方に位置合わせ用のマーカを形成し、光半導体素子を発光させずに機械的精度のみで位置合わせを行う実装方法である。また、PLC 導波路と光ファイバは両方ともガラス材料でスポットサイズもほぼ等しいことから、突合せによって簡単に高効率な接続が可能である。このような SOA-PLC ハイブリッド実装技術を用いることによって、複数の入出力ポートを持つ光モジュールを簡易に再現性よく低コストで実現できる。この技術は元々、光加入者系 ONU 光モジュールの量産向け実装技術として開発されたもので[31,32]、他にも多ポート・多チャンネルな高機能光モジュールの作製に利用されている[33]。

### 1.2.3 XPM 波長変換モジュールの実用上の課題

図 1-6 のようなフォトニックネットワークに XPM 波長変換モジュールを適用するためには幾つかの課題がある。まず、ノード 1 での非制御波長から制御波長への変換である。通常、波長変換では厳密に制御された ITU-T グリッド波長を用いることが一般的で、入力信号光に広帯域な光源 (FP-LD) を使用することは想定されなかった。また、共通ノードで多チャンネル動作させるとき、XPM 波長変換モジュールには信号光の他に CW 光を入力する必要があるが、システムコスト低減の観点から、CW 光の共有化光源を用いることが望ましい。共有化光源を用いることによって 1 つの波長変換モジュールに供給される CW 光パワーは減少しより小さい入力信号光パワーでの波長変換動作が求められる (第 5 章参照)。更に消費電力低減のため SOA 電流の低減も求められるため、多チャンネル化に伴い、全チャンネルで均一な低光パワー・低電流動作が必要となる。

図 1-6 での用途に限らず、XPM 波長変換モジュールには共通の実用上の課題がある。1 つは制御性の向上である。XPM 波長変換モジュールには、SOA 電流  $\times 2$ 、入力信号光パワーと波長、入力 CW 光パワーと波長、入力光の偏波等の多くの調整パラメータがあり、制御が複雑になる。入力信号光パワーについては、1.2.1 で述べたレベル等化器を用いることによってダイナミックレンジを拡大できる。しかし、固定波長から任意波長への変換を行うとき、出力波長の切替えと同時に入力 CW 光パワーの調整が必要となる。これは SOA の飽和特性に波長依存性があるためと考えられるが [34,35]、実際にどのように調整すればよいかというアルゴリズムは不明確である。

もう 1 つはモジュールの安定動作化と操作性の向上である。電源、制御回路 CW 光源等を含めてサブシステム化することにより、より安定な動作が簡単な操作で可能となるため、伝送実験や光信号処理等の応用実験が容易になり、波長変換技術の実用性の向上を図ることができる。

### 1.3 本論文の目的と構成

本論文の目的は、XPM 波長変換モジュールの将来のフォトニックネットワークへの適用を目指して、フルメッシュネットワークを介してユーザ間での送受信するネットワークにおいて、より実用性の高い波長変換機能を実現することである。以下に具体的な目標を示す。

- 1) エッジノードにおける接続ユーザの使用波長（非制御波長：FP-LD 発振光）からネットワーク使用波長（ITU-T グリッド波長）への変換動作およびその後の SMF 伝送についてフィージビリティを示す。
- 2) 共通ノードでの多チャンネル化に向けて均一な低光パワー・低電流波長変換動作を実現する。
- 3) XPM 波長変換モジュールの制御性向上に向けて固定波長から任意波長へ変換する際の CW 光パワーの最適化手法について検討する
- 4) 操作性の向上および安定動作化のため、電源・制御回路機器も含めた装置化を行い 10Gb/s 出力波長可変型波長変換装置を実現する。
- 5) 上記で利用する XPM 波長変換モジュールを、作製歩留りが高く、多ポート光ファイバ接続に適した SOA-PLC ハイブリッド集積技術を用いて作製する。

図 1-10 に本論文の構成を、また、表 1-2 に各章で用いるスポットサイズ変換部付き LD（SS-LD：Spot-size converter integrated laser-diode）、およびスポットサイズ変換部付き SOA（SS-SOA：Spot-size converter integrated semiconductor optical amplifier）の種類とモジュール構成を示す。

第 2 章では波長変換モジュールの作製技術、特にパッシブアライメントの実装精度の評価方法およびその結果について述べる。第 3 章ではマイケルソン型モジュールの波長変換動作の確認を行うと共に、PLC 干渉計の優位性に関する検証（挿入損失、変換効率、温度安定性）を行う。第 4 章では、マイケルソン型モジュールを用いて、本論文の第一の目標である、非制御波長から ITU-T グリッド波長へのパケット毎の変換のフィージビリティについて検証する。第 5

章では、第 2 の目標である多チャンネルでの均一な波長変換動作に向けたアプローチとその結果について述べる。また、入力光パワー最適化に関する汎用的な手法について検討を行い、固定波長から任意波長への XPM 波長変換時に簡易に最適 CW 光パワーを抽出する。そして第 6 章では、上記手法を適用した 10Gb/s 出力波長可変型 XPM 波長変換装置を実現する。第 7 章で本論をまとめる。

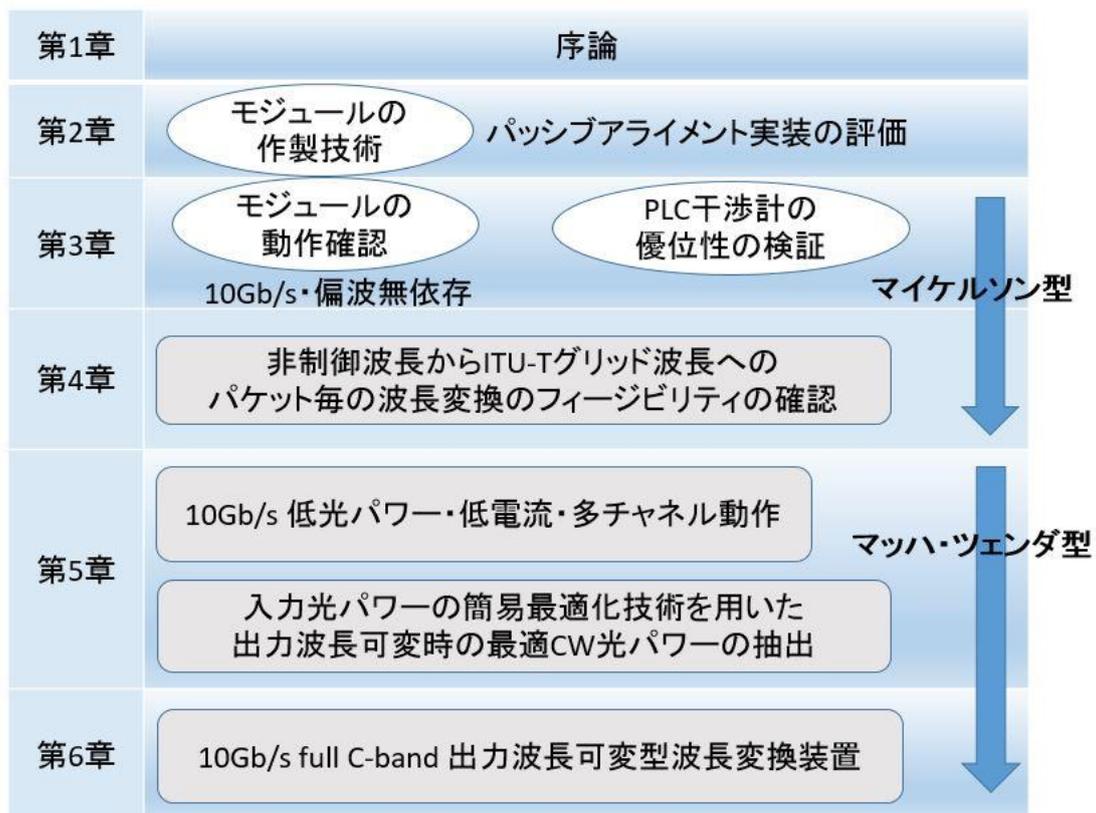


図 1-10 本論文の流れ

表 1-2 各章における SS-SOA の種類とモジュール

		第2章	第3章	第3章・第4章	第5章・第6章
SS-SOAの種類	波長帯 (μm)	1.3	1.55	1.55	1.55
	活性層構造	MQW	MQW	bulk	bulk
	素子長 (μm)	600 (SS300)	600(SS300)	500(SS300)	1200(SS300x2)
モジュール構成	干渉計の構成	MI	MI	MI	MZI
	接続ファイバ	SMF2本	SMF4本	SMF4本	SMF4本x 2
	PLCキャリア	セラミック	セラミック	セラミック	
	パッケージ				Al基板PKG

MZ : Mach-Zehnder Interferometer

MI : Michelson Interferometer

MQW : Multi Quantum Well (多重量子井戸構造 : 異なる元素組成の 2 種類の材料を交互に積層した半導体活性層構造)

bulk : バルク構造 (1 種類の元素組成の材料のみから成る半導体活性層構造)



## 第 2 章 XPM 波長変換モジュールの作製技術

### 2.1 はじめに

本章では XPM 波長変換モジュールの作製技術について述べる。第 2 節では SOA の構造と光増幅特性、および利得飽和に伴う屈折率変化について説明する。第 3 節ではスポットサイズ変換部付き SOA (SS-SOA) の構造と特性について説明し、第 4 節では SOA-PLC ハイブリッド集積技術、特に出力光をモニタせずに素子を搭載するパッシブアライメント技術について説明する。第 5 節では、パッシブアライメント技術を用いて PLC プラットフォーム上に SS-LD を搭載し、素子の実装後の位置ずれ量および光結合特性について評価を行う。第 6 節では本章をまとめる。

## 2.2 半導体光増幅器の構造と光増幅・利得飽和特性

SOA は外部から光信号が入射されたときに光のままパワーを増幅する光デバイスである。半導体レーザと同様に増幅には半導体に蓄積されたキャリアの誘導放出現象が用いられているが、異なる点は反射防止膜により半導体レーザの共振器構造をなくし、シングルパスでの光の増幅が可能になる。図 2-1(a)に共振型 SOA、図 2-1(b)にへき開面に反射防止膜を施した進行波型 SOA の、光増幅の違いおよび波長に対する信号利得の違いを示す。共振型 SOA は内部に反射面を持ち、出力光は入力光の進行方向だけでなく逆方向にも出力する。共振型 SOA のことをファブリ・ペローレーザ (FP-LD : Fabry-Perot Laser Diode) ともいう。進行波型 SOA は数 10nm に渡る広い信号利得帯域を持ち、その帯域内のすべての波長の光を増幅することができる。本論文ではこの進行波型 SOA のことを単に SOA と呼ぶ。

図2-2 (a) にSOAの構造、図2-2 (b) pn接合に順方向バイアス印加時のバンド構造、および屈折率分布の模式図を示す。活性層よりバンドギャップが広い、

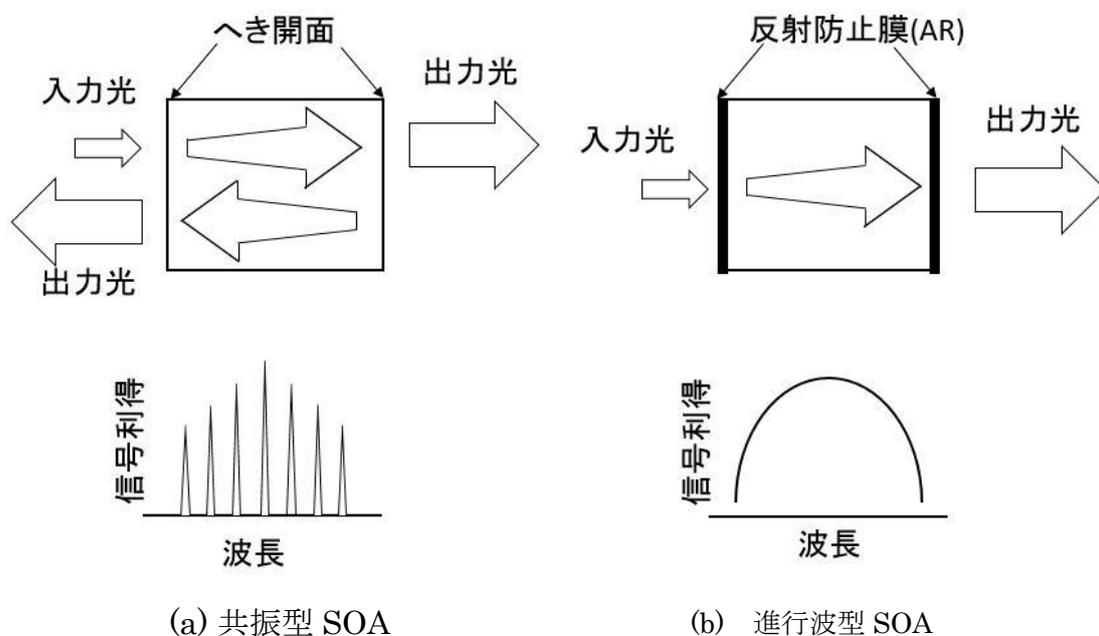


図 2-1 半導体光増幅器 (SOA) の光増幅特性と信号利得の波長依存性

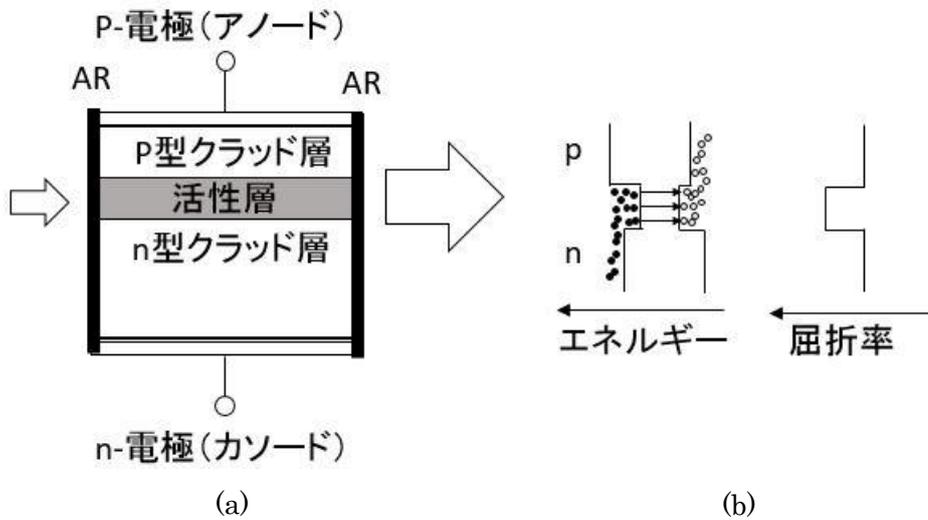


図 2-2 進行波型 SOA の(a) 構造と、(b)エネルギーバンド図と屈折率分布

同一材料のp型およびn型半導体で活性層を挟んだ構造をダブルヘテロ (DH) 構造という。DH構造によってp型層から注入される正孔 (○) とn型層から注入される電子 (●) はヘテロ障壁によって活性層に閉じ込められる。これをキャリア閉じ込め効果という。長距離通信用で用いられる $1.55\mu\text{m}$ 帯のSOAでは、p型とn型のクラッド層にInP、活性層にはInGaAsPの4元混晶を用いている。また、バンドギャップが大きいほど誘電率および屈折率は小さくなるため、屈折率分布は図2-2 (b) 右図のように活性層部で高くなり、光の閉じ込め効果が生じることにより光の導波するコア導波路となる。活性層にキャリアが閉じ込められた状態で、バンドギャップ波長程度の波長の光を外部からコア導波路に入力すると、伝導体の電子がエネルギーを失って入力光と同じ波長で位相の揃った光を出力する (誘導放出)。このとき活性層を通過する光信号が増幅される割合を「信号利得」と呼んでいる。

図 2-3 (a) に SOA の入出力光パワー特性の模式図を示す。入力光パワーの変化に対して出力光パワーが線形に増加する領域を「未飽和領域」といい、出力光パワーが殆ど増加しなくなる領域を「飽和領域」という。入力信号光パワーを  $P\text{-in}$  (dBm)、出力信号光パワーを  $P\text{-out}$  (dBm) とすると、信号利得  $G$  (dB) は、 $G = P\text{-out} - P\text{-in}$  となる。飽和領域に入ると SOA に注入されたキャリアが

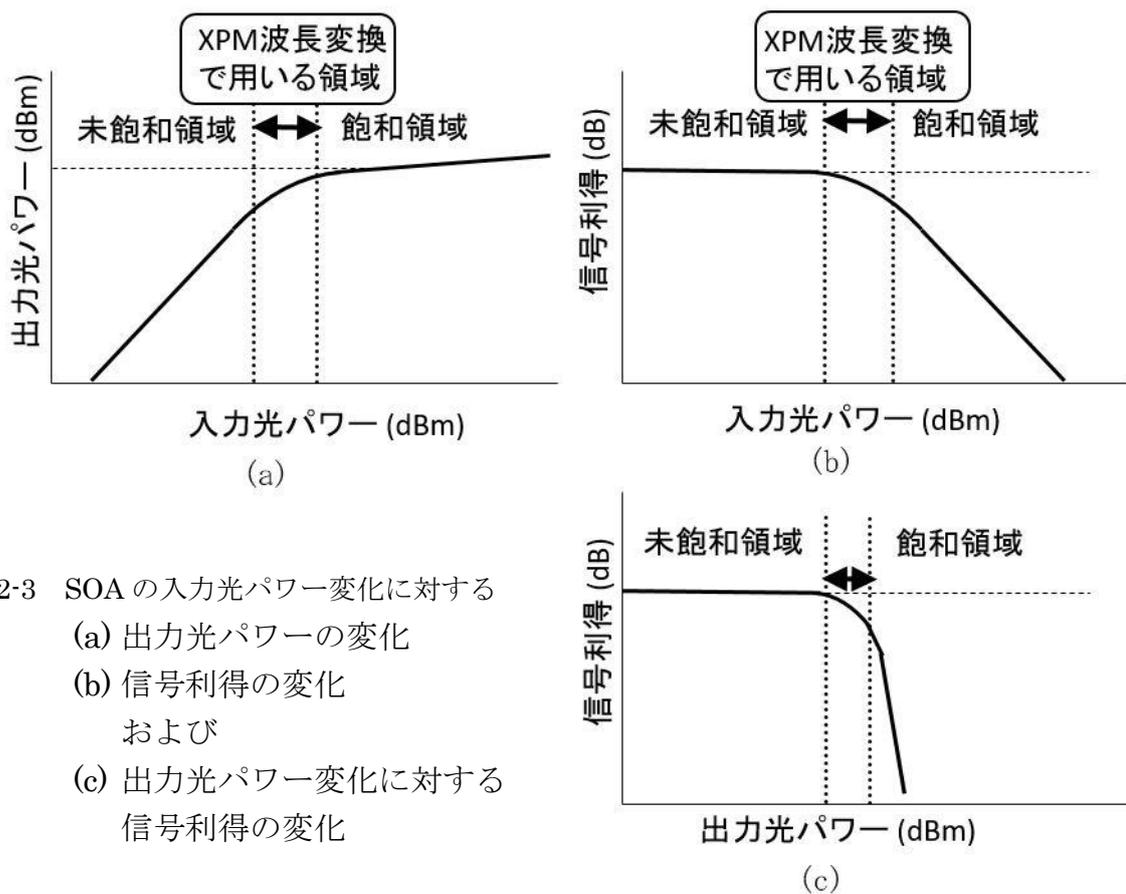


図 2-3 SOA の入力光パワー変化に対する  
 (a) 出力光パワーの変化  
 (b) 信号利得の変化  
 および  
 (c) 出力光パワー変化に対する  
 信号利得の変化

枯渇するため、入力信号光パワーを増加しても出力信号光パワーは増加しなくなる。図 2-3 (b) は入力信号光パワーの変化に対する信号利得の変化を示す。未飽和領域では信号利得は一定であるが、飽和領域に入ると徐々に減少し、入力信号光パワーの変化に対して傾き  $-1$  の直線になる。図 2-3 (c) は横軸を出力光パワーにした場合の信号利得の変化を示す。飽和領域に入ると出力光パワーに対する利得は一気に減少する。

通常、SOA を光増幅に用いる場合は未飽和領域（線形領域）か、飽和領域（出力が殆ど変わらない領域）で使用する。CW 光（データの乗っていない連続的な光）パワーを増幅するときには飽和領域で使用する。例えば、アレイ状の DFB-LD の出力を光合波器で一本の導波路にまとめた半導体モノリシック集積波長可変光源では、合波時の損失を補償すると同時に所望の出力パワーに増幅するために、その出射端には SOA が集積されており、出力光パワーは  $+13\text{dBm}$  にもなる[36]。それに対し、信号光（データの乗った光）のパワーを増幅する場

合は、飽和領域で用いるとパタン効果により信号波形が劣化するため未飽和領域を用いる[37]。

SOA の光増幅には飽和出力光パワーが高いことが求められ、そのためにはキャリア寿命や光閉じ込め係数を小さくし、活性層を大きくする必要がある[38]。一方、XPM 波長変換は図 2-3 に示した未飽和領域と飽和領域の中間の「非線形領域」で動作する。本論文で目指す XPM 波長変換は、なるべく低い入力信号光パワーで非線形領域に達する特性を求めている。このため、SOA には飽和出力の低い特性、つまりキャリア寿命と光閉じ込め係数が高く、活性層の小さい SOA が必要となる。本論文では、そのような SOA として注入電流のオン・オフ動作により光信号を高速に通過・遮断させる用途で開発された光ゲーティング用 SOA を適用する [30,39]。この素子は入力光の偏波に対する利得依存性を低減するため活性層がほぼ等方形であり、活性層断面積は  $0.4 \times 0.5 \mu\text{m}^2$  と小さく、光閉じ込め係数は約 0.4 と大きい。本論文では、第 4 章からこの偏波無依存、低飽和出力の SS-SOA を搭載したモジュールについて検討する。

SOA の利得飽和のため生じるキャリア密度の変化による屈折率の変化は、キャリアプラズマ効果とバンドフィリング効果の双方によるものと考えられる。

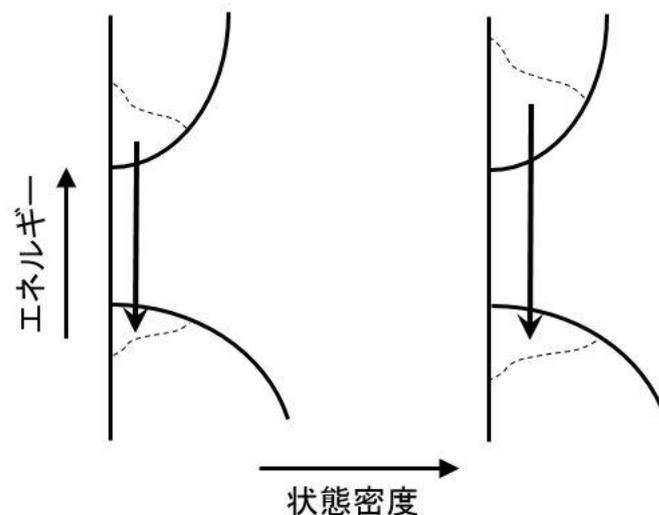


図 2-4 バンドフィリング効果を説明する図

キャリアプラズマ効果はキャリア密度の変化量に応じて屈折率が増減する現象で、キャリア密度が増加すると屈折率は減少する。図 2-4 にバンドフィリングの効果を説明する模式図を示す。縦軸はエネルギー、横軸は状態密度を表す。キャリア注入によってキャリア密度が高くなると、活性層の実効的なバンドギャップが大きくなり屈折率が減少する。SOA へ光が入射するとこれらの効果の逆過程により、キャリア密度が減少し屈折率は増加する。

### 2.3 スポットサイズ変換部付き半導体光増幅器

SOA と石英系 PLC 導波路との光結合損失は 7-8dB になるため、SOA の出力導波路にスポットサイズを拡大するためのテーパ導波路を集積した。図 2-5 に透過型の SS-SOA の構造を示す。スポットサイズ変換部は SOA 活性層部の両出力端に形成されたテーパ形状のパッシブ光導波路である。コア断面積を徐々に小さくすることにより、コア導波路への光閉じ込め効果が相対的に弱まり、スポットサイズを拡大している。活性層部の長さは 600  $\mu\text{m}$ 、スポットサイズ変換部の長さは 300  $\mu\text{m}$  である。両端面はへき開面に反射防止膜が施されている。反射型 SS-SOA はこれを半分にチップングして使用する。また、実際に XPM 波長変換モジュールを作製するときには、2 連の SS-SOA を実装する。図 2-5 左側に通常 SOA、通常 SOA+レンズ結合、および SS-SOA と PLC 導波路と光結合トレランスを示す。横軸は水平方向の軸ずれ量 ( $\mu\text{m}$ )、縦軸は光結合効率を示す。通常 SOA の場合、軸ずれなしでも光結合効率は -7.5dB と非常に小さい。また、通常 SOA+レンズ結合では一番結合効率が高いが、軸ずれに対するトレランスが狭いことが分かる。これに対して SS-SOA を用いることで最大結合効率は -3dB 程度ではあるが、結合効率 1dB 劣化を許容する水平軸ずれ量は  $\pm 2\mu\text{m}$  とトレランスが拡大されている[30]。スポットサイズ変換部付き素子を用いる大きなメリットはこの実装トレランスの広さである。この効果によって、実装歩留りが向上しモジュールの量産化が実現できる。

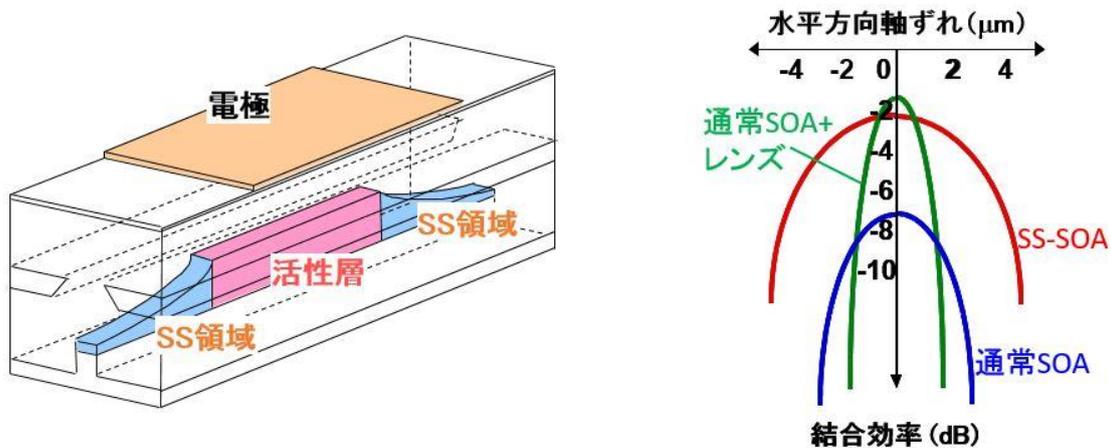


図 2-5 スポットサイズ変換部付き SOA の構造（進行波型）と光結合トレランス

## 2.4 PLC プラットフォームを用いたパッシブアライメント実装

本実装技術では、光半導体素子を発光させずに、素子と PLC 実装基板上に作製した位置合わせ用のマーカを利用して、機械的精精度のみで SS-SOA と PLC 導波路の位置合わせを行う。図 2-6 にパッシブアライメント実装装置の概略図を示す。SS-SOA のアノード電極面（コア導波路に近い面）と PLC プラットフォーム上の各々に位置合わせ用の金マーカが形成されている。マーカの形状は正方形であり、SS-SOA 側のマーカに比べ PLC プラットフォーム上のマーカのほうが大きい正方形となっている。

搭載手順を以下に説明する。まず SS-SOA 素子の裏面電極をコレットと呼ばれる真空ピンセットで吸着し PLC プラットフォーム上に移動させる。この状態で上部に設置されたビジコンカメラと同方向から赤外光を照射し、重なり合った金マーカの反射像を観測する。このときマーカ反射像を観測できるよう、SS-SOA の裏面電極はマーカ領域に形成されていない。図 2-6 右側に実際にカメラで観測した画像を示す。図中の白い四角が PLC プラットフォーム上のマーカ

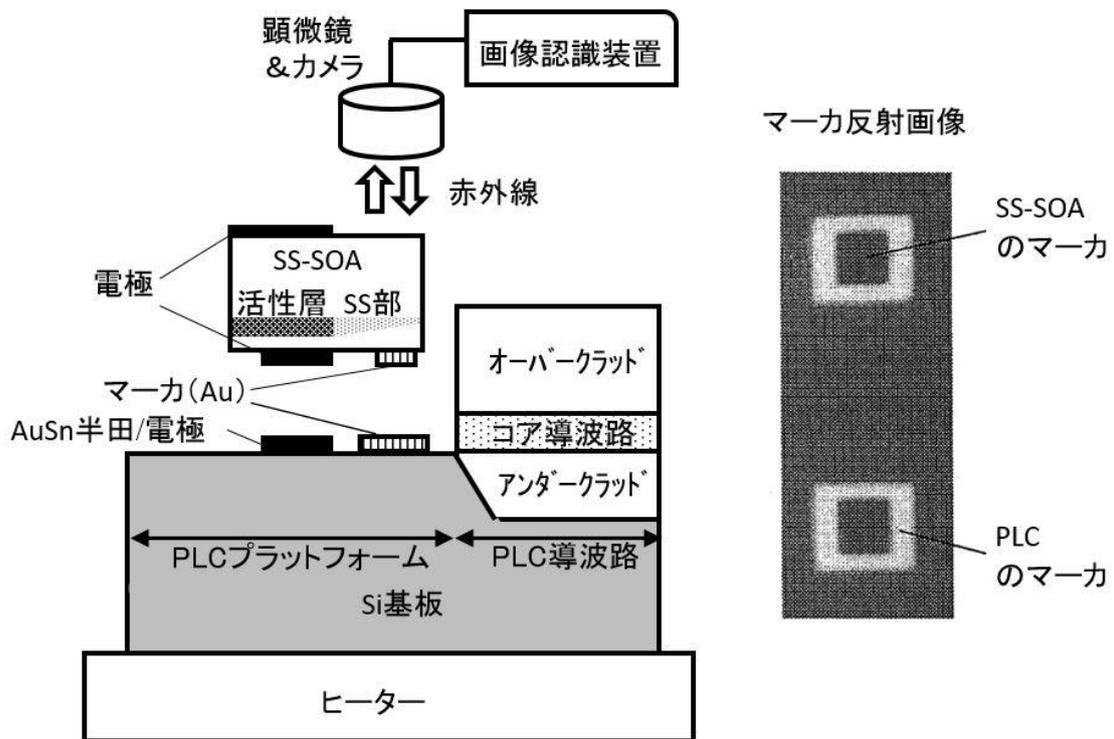


図 2-6 パッシングアライメント装置と実装概略図

であり、その内部に観測される黒い四角が SS-SOA 上のマーカである。次に、画像認識処理によって素子と基板各々のマーカ中心位置が検出され、素子マーカの中心位置が基板マーカの中心位置と一致するように素子の位置を調整する。本実装ではサブミクロンオーダーの位置合わせが可能であり、位置調整に要する時間は 1 秒以内である。位置決め後、素子を PLC プラットフォーム上に押しつけ、基板下側に設置されたヒータの昇温・冷却工程により AuSn 半田固定する。本実装方法で行う位置調整は水平面（横軸方向  $x$ 、光軸方向  $z$ 、回転角  $\theta$ ）のみで、高さ方向の調整は不要である。素子の上部電極面からコア導波路までの高さは加工プロセスによって正確に制御できるため、素子の裏面を上側にして搭載することによって自動的に最適な高さとなる。

## 2.5 素子の搭載特性と光結合特性

パッシブアライメント技術を用いて素子実装精度と光結合特性の評価を行った。本評価時には  $1.55\mu\text{m}$  帯の SS-SOA が入手できなかったため、 $1.3\mu\text{m}$  帯の SS-LD を用いた[40]。図 2-7(a)に反射型 SS-LD の構造および活性層部の構造を示す。本素子の遠視野像の半値全幅幅 (FWHM : Full Width Half Maximum) は水平方向  $7^\circ$  及び垂直方向  $10^\circ$  であり、これはスポットサイズに換算すると  $4\mu\text{m}$  および  $2.8\mu\text{m}$  に相当し、通常の LD のスポットサイズ  $1.2\mu\text{m}$  に比べ光束径が拡大されている[41]。

次に、パッシブアライメントによって実装した SS-LD と PLC 導波路との結合特性結果を示す。はじめに、シングルモードファイバ (SMF) 付き PLC 導波路を SS-LD に近づけ、SMF からの出力光パワーをモニタしながら、LD と PLC 導波路との光結合損失の位置ずれ依存性を測定した (図 2-8(a))。図 2-8 (b) にその結果を示す。横軸は水平方向軸ずれ量、縦軸は SS-LD 出射端面と PLC 導波路との距離を  $20\mu\text{m}$  と設定したとき、水平方向位置ずれなしの状態では結合損失として  $3.2\text{dB}$  が見込まれる (図中●)。

図 2-9 に SS-LD チップの I-L 特性 (電流-出力光パワー特性) と SS-LD を

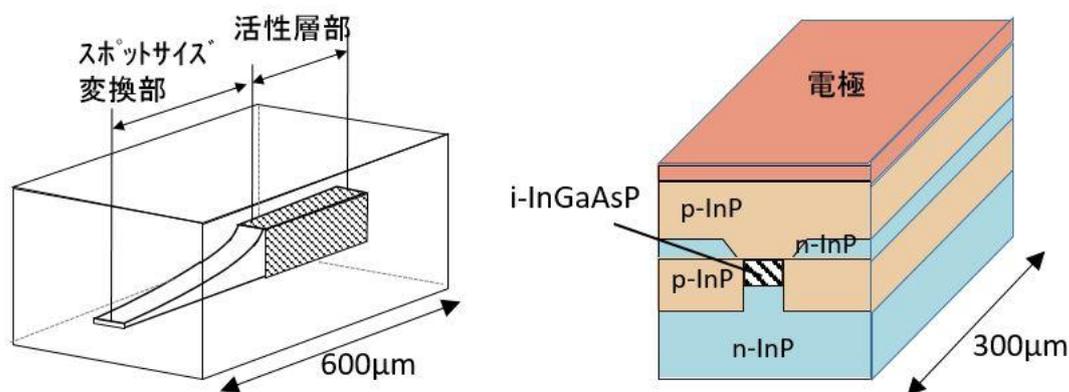


図 2-7 SS-LD の構造 (左) と活性層部の構造 (右)

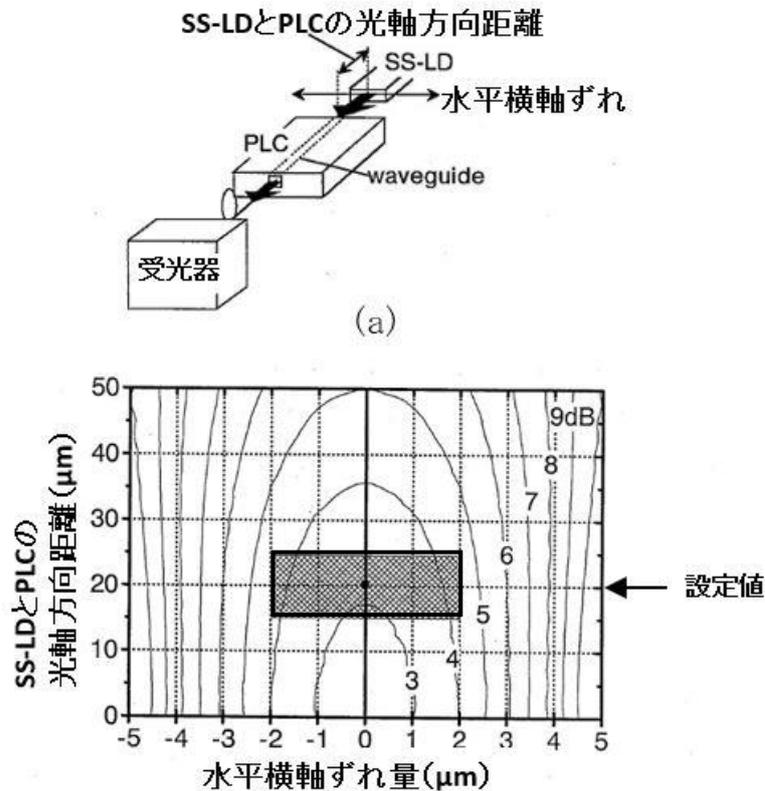


図 2-8 (a) SS-LD と PLC 導波路の光結合損失の位置ずれ依存性の測定系  
 (b) 水平横軸ずれ量と SS-LD と PLC の光軸方向距離に対する  
 結合損失の変化

パッシブアライメントにより搭載した SMF 付き PLC 光モジュールの I-L 特性および、両者の比から見積もった LD-PLC 導波路間の光結合損失を示す。この場合の光結合損失は約 3.0dB であった。図 2-10 に図 2-9 の方法で算出したパッシブアライメント実装後の SS-LD と PLC 導波路との光結合損失分布のヒストグラムと、SS-LD 実装時の水平方向軸ずれおよび角度ずれの分布のヒストグラムを示す。光結合損失は 3dB~5dB の範囲に収まっており、平均で 3.8dB が得られた。ただし、この光結合損失は SS-LD と PLC の結合損失だけでなく、PLC 導波路損失および PLC-ファイバ接続損失も含んでいる。また、SS-LD の実装精度は、水平方向の軸ずれ量が  $\pm 1\mu\text{m}$  以下、角度ずれは  $0.2^\circ$  以下であった。この実装精度とマーカと PLC 導波路との相対誤差、LD のへき開精度を考慮し見積もった光結合損失の範囲を図 2-8 中のハッチング部に示す。図 2-9 に示した

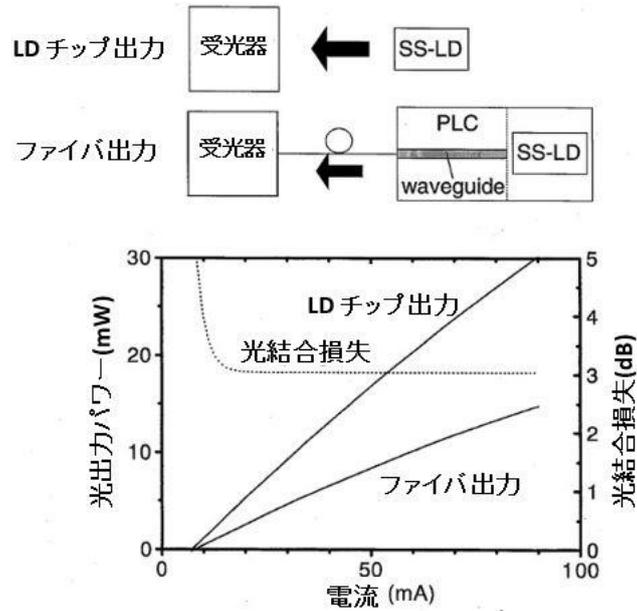


図 2-9 パッシブアライメント実装前後での SS-LD の電流－出力パワー特性  
(光結合損失の算出)

全ての結合損失がこのハッチング部に含まれており、本方法による実装では高精度な位置決めを反映してばらつきが少ないことが分かる。

実際の XPM 波長変換モジュール作製時には、素子搭載完了後、素子電極から PLC プラットフォーム上の配線部へワイヤボンディングを行い、SMF アレイを PLC 導波路出力端に UV 硬化接着剤で接続し、セラミックキャリアに固定、またはパッケージ化を行った。

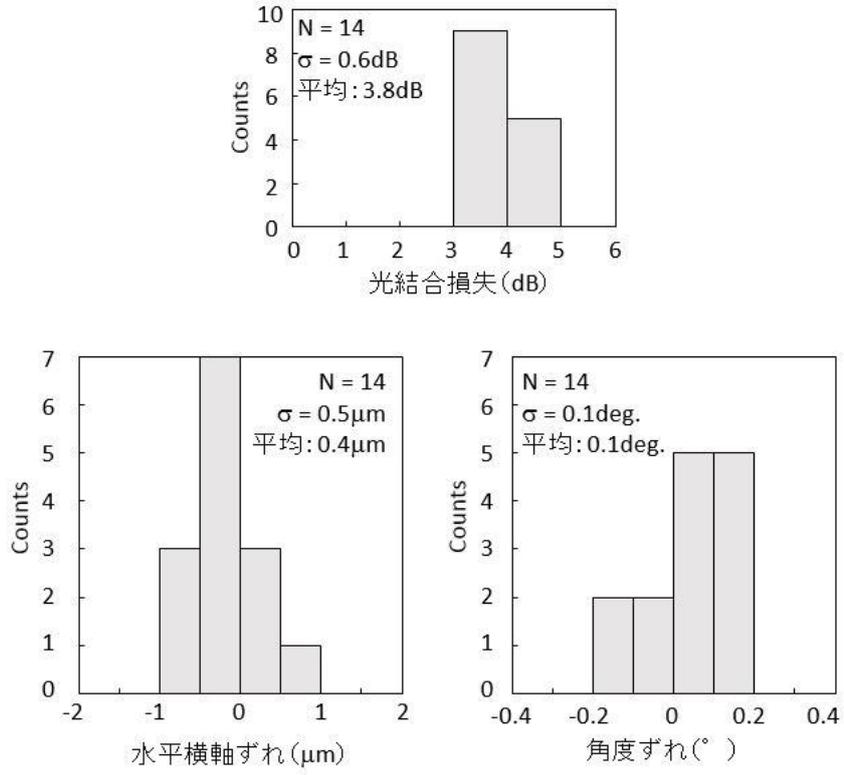


図 2-10 光結合損失の分布と SS-LD 実装時の水平方向および角度ずれの分布

## 2.6 本章のまとめ

本章では、SOA の構造と基本特性（光増幅、利得飽和）について述べ、本論文で目指す低光パワー動作のために必要な低飽和出力 SOA として活性層断面積が  $0.4 \times 0.5 \mu\text{m}^2$ 、光閉じ込め係数が約 0.4 の光ゲーティング用の SOA の適用を検討する。また、SS-SOA の構造および PLC 導波路との光結合特性について説明し、SS-SOA を用いることにより光結合効率の向上だけでなく、実装トレランス拡大による集積化の歩留り向上に効果があることを説明した。

更に SS-SOA を PLC プラットフォーム上に搭載するためにパッシブアライメント装置を開発し、本装置を用いて素子搭載を行い、その実装精度および素子と PLC の光結合特性について評価した。実装後の水平および光軸方向の軸ずれ量は  $\pm 1 \mu\text{m}$  以下、角度ずれは  $0.2^\circ$  以下、SS-LD と PLC 導波路の結合損失は平均 3.8dB、 $\sigma = 0.6\text{dB}$ （総数 14 個）であり、高精度な位置決めを反映したばらつきの小さい光結合損失分布を確認した。本実装方法を用いることに高均一な光結合特性を持つ XPM 波長変換モジュールを作製可能であることを明らかにした。



## 第 3 章 マイケルソン型 XPM 波長変換モジュールの特性

### 3.1 はじめに

1.55 $\mu\text{m}$  帯 XPM 波長変換モジュールの実現にあたり、実装容易性の観点から、マイケルソン型モジュールの作製と評価から開始した。

第 2 節、第 3 節では、本モジュールの光干渉計が低損失・温度安定な石英系光導波路で構成されている優位性について検討する。第 2 節では、低挿入損失、高変換効率を目指して、干渉計の片アーム導波路に非対称 MZ フィルタを集積したモジュールの特性を評価する。第 3 節ではモジュール出力の温度安定性の評価方法を説明し、実際にセラミックキャリアの温度を変化させて行った評価結果について述べる。第 4 節では入力信号光に対する偏波無依存化を図るため、SS-SOA の活性層構造を量子井戸 (MQW : Multi Quantum Well) 構造から等方形のバルク構造に変更したモジュールを作製して 10Gb/s-偏波無依存動作を実現する。第 5 節では本章をまとめる。

### 3.2 高変換効率・低挿入損失マイケルソン型 XPM 波長変換 モジュールの特性

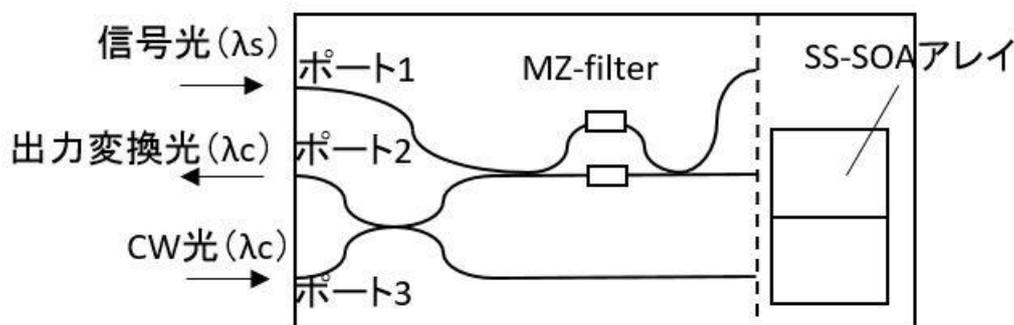


図 3-1 MZ フィルタ付き XPM 波長変換モジュールの構成

図 3-1 にマイケルソン型構成に非対称 MZ フィルタを挿入した XPM 波長変換モジュールの回路構成を示す。搭載した SS-SOA は  $1.55\mu\text{m}$  帯 MQW 構造の活性層を持ち、SOA 部  $300\mu\text{m}$ 、SS 部は  $300\mu\text{m}$  である。活性層が MQW 構造のため本モジュールでは入力光偏波に対する依存性は解消されていない。図 3-2 左側に非対称 MZ フィルタの構成を示す。非対称 MZ フィルタは  $2\times 2$  の MZ 型光干渉計であり、非対称とは両アームの長さが異なっているという意味である。図 3-2 右図に非対称 MZ フィルタの波長透過特性を示す。入力波長の変化に対し出力光パワーは周期的に変化し、ピーク値とボトム値の波長間隔を分波間隔  $\Delta\lambda$  (nm) と呼ぶ。分波間隔は非対称 MZ フィルタの両アーム長の差  $\Delta L$  で決まる。使用したい信号光と CW 光の波長間隔に合わせて  $\Delta L$  を設定することにより、信号光と CW 光を低損失に合波したり分波することができる。例えば、図 3-2 左側の図で、ポート A から波長  $\lambda_s$  の光が、ポート B から波長  $\lambda_c$  の光が入射すると合波されてポート C へ出力する。逆に、ポート C から波長  $\lambda_s$  と  $\lambda_c$  の光を入射すると分波されてポート A とポート B に各々出力する。非対称 MZ フィルタを用いることにより、3dB カプラを挿入した場合と比較して低損失に信号光と CW 光を SS-SOA へ入力でき、モジュールの変換効率や挿入損失を向上させることができる。MZ フィルタの分波間隔はヒータ無調整時で  $\Delta\lambda =$

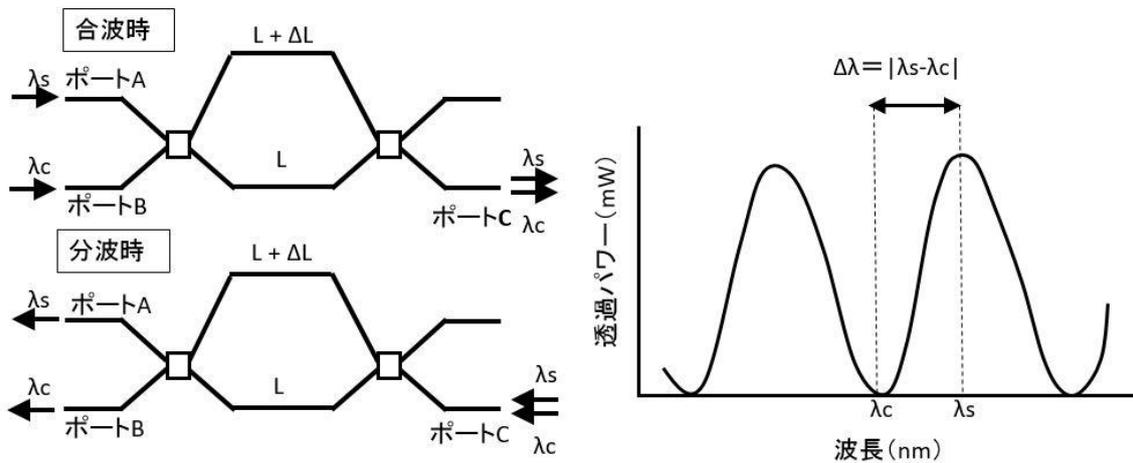


図 3-2 MZ フィルタの構成と波長透過特性

46nm と広帯域で、ヒータ電流の調整によって MZ フィルタのアーム温度を変化させることができる。これによって、MZ フィルタの透過特性をシフトさせることができ、信号光と CW 光の分波間隔は一定のままで入力波長の絶対値を変化させることができる。また、CW 光の経路で MZ フィルタがある側とない側とで光路長が等しくなるよう設計されている。

図 3-1 で、波長  $\lambda_c$  の CW 光をポート 3 に入力すると 3dB カプラで 2 分岐され、一方は直接 SS-SOA へ、もう一方は MZ フィルタを通過して SS-SOA へ入力する。SS-SOA の後端面で反射された CW 光は前述の逆経路を通りポート 2 に出力する。波長  $\lambda_s$  の信号光をポート 1 に入力すると、MZ フィルタを通過して片側の SS-SOA へ入力する。

通常、信号光入射のため、干渉計の片側もしくは両側のアームに 3dB カプラを設けるが、これを通過すると当然入力光パワーは半減する。CW 光は往復で 3dB カプラを 2 回通過するためパワーは 1/4 に低下する。この光挿入損失を改善するため MZ フィルタを干渉計の片アームに集積した。

図 3-2 にモジュールの写真を示す。SS-SOA アレイは PLC 左側に搭載部の拡大図である。PLC はセラミックキャリア上に固定され、電氣的導通を取るため、セラミックキャリアのテラス配線部から PLC にワイヤボンディングしている。

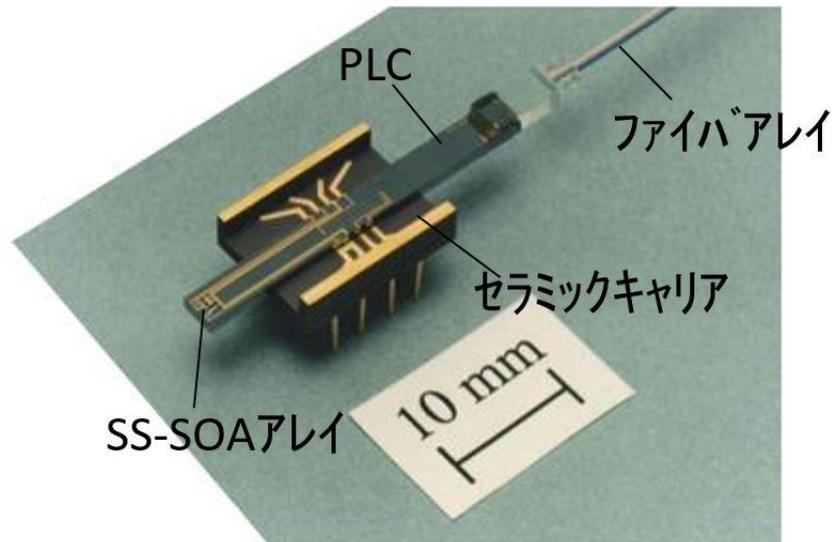


図 3-3 モジュール写真

本モジュールを用いて波長変換静特性および 2.5Gb/s 動特性について評価を行った。図 3-4 に実験系を示す。MZ フィルタの分波間隔 46nm に合わせ信号光波長を 1553nm、CW 光波長を 1507nm に設定した。信号光は EA-DFB-LD を PPG で 2.5Gb/s(PRBS<sup>231</sup>-1)で直接変調し EDFA と光バンドパスフィルタを通過してモジュールのポート 1 に入力した。CW 光はポート 3 へ入力し、ポート 2 から出力した出力変換光は、光バンドパスフィルタ通過後に出力変換光の評価を行った。光フィルタの挿入損失は 4.7dB であり、出力変換光パワーは光フィルタの後段で測定した。BER 測定時には、その後光アッテネータを通り APD レシーバで受光し、エラーディテクタに入力して符号誤り率 (BER) を評価した。ここで用いた SS-SOA の活性層は MQW 構造であるため利得の偏波依存性を 20dB 程度有する。このため、本実験では入射光 (信号光および CW 光) に対して偏波調整を行っている。また、モジュールパッケージ温度は 25°C に設定した。

図 3-5 に波長変換の静特性 (逆相) の例を示す。横軸は信号光パワー  $P_{s-in}$ 、縦軸は出力変換光パワー  $P_{c-out}$  の変化を示す。SS-SOA への注入電流は  $I_1=100mA$ 、 $I_2=65mA$  であり、CW 光パワー  $P_{c-in} = +2.7dBm$  である。入力信

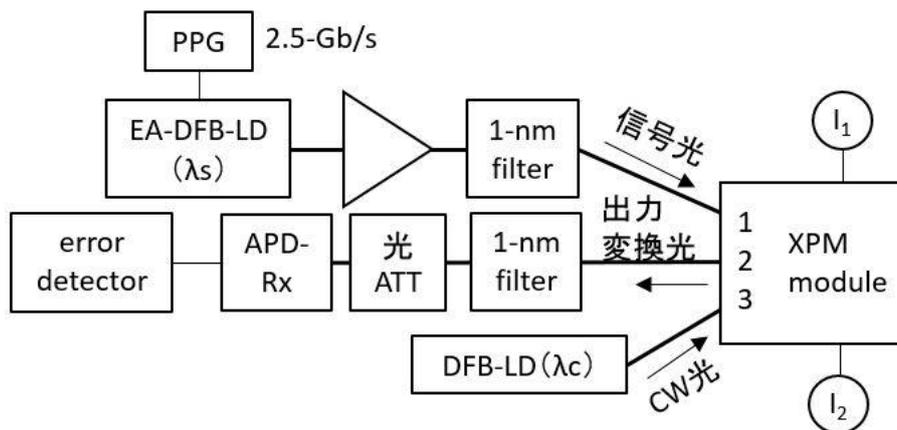


図 3-4 XPM 波長変換実験系

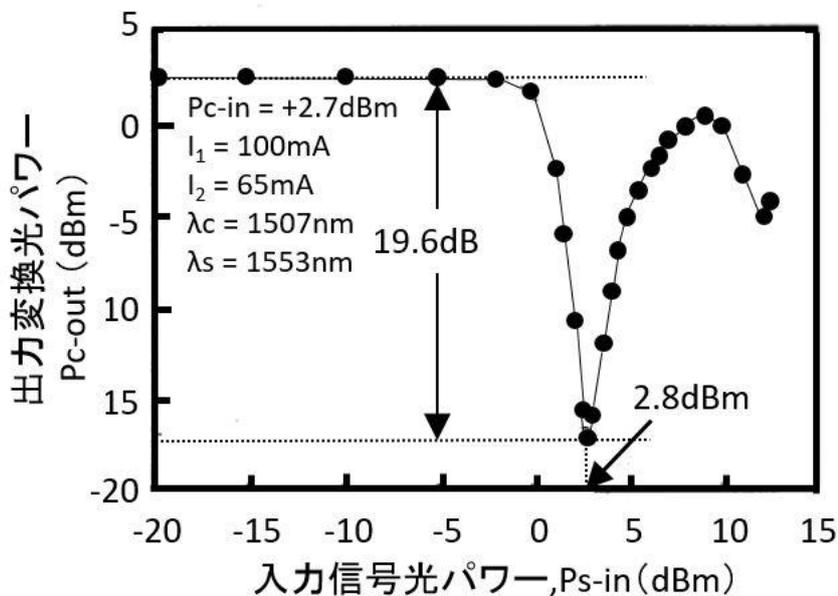


図 3-5 波長変換静特性 (反転)

号光パワーが 0dBm 以上になると出力変換  
光パワーは急激に減少し、信号光パワー

図 3-7 2.5Gb/s 波長変換前後の  
符号誤り率特性

2.8dBm のとき極小値となり、それ以上になると再び増加した。出力変換光パワーが極小値を取る信号光パワーをスイッチングパワーとする。図 3-5 から入力信号光パワー -20dBm のときの出力変換光ピークパワーは+2.6 d b mであり、出力変換光の消光比 (出力変換光ピークパワーと極小値の比) は 19.6dB と大きな値が得られた。また、CW 光の挿入損失は (入力 CW 光パワーに対する出力

表 3-1 MZ フィルタ付き XPM 波長変換モジュールの特性

変換効率 $10 \log(P_{c-out}/P_{s-in})$	-0.2 dB
出力消光比 $10 \log\left(\frac{P_{c-out}(on)}{P_{c-out}(off)}\right)$	19.6 dB
挿入損失 $10 \log(P_{c-out}/P_{c-in})$	0.1 dB

変換光ピークパワーの比) 0.1dB であり、ほぼロスレスの特性が得られた。更に変換効率 (スイッチングパワー +2.8dBm に対する出力変換光ピークパワー +2.6dBm の比) も -0.2dB と高い変換効率を得られた (表 3-1)。本モジュールにおいて MZ フィルタではなく 3dB カプラを用いたとすると、上記「変換効率」は、Pc-out ピークパワーが 3dB 減少してスイッチングパワーが 3dB 増加するため、全体で 6dB 減少することになる。また挿入損失は、Pc-out ピークパワーが 3dB 減少して Pc-in は 3dB 増加するため、やはり全体で 6dB 増加すると

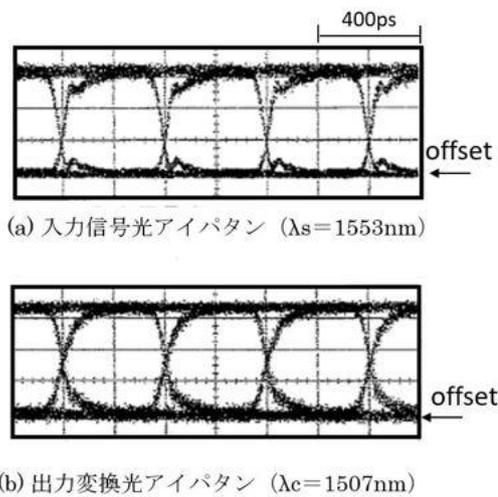


図 3-6 2.5Gb/s 入出力アイパタン

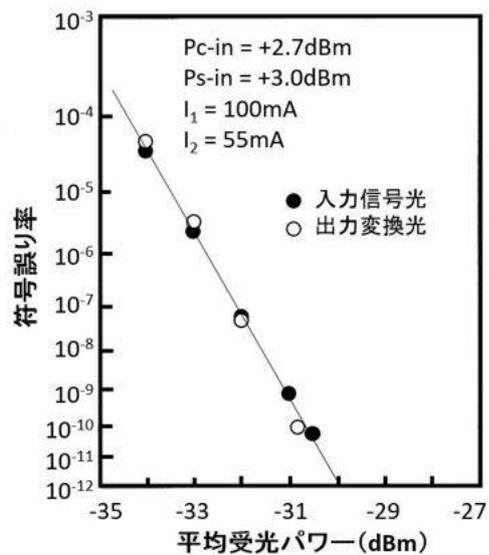


図 3-7 2.5Gb/s 符号誤り率特性

考えられる（損失なのでプラス表示）。このように MZ フィルタ挿入の効果は大変大きいことが分かる。

図 3-6 は 2.5Gb/s 入力信号光アイパタン（波長 1553nm）と出力変換光のアイパタン（波長 1507nm）を示す。出力変換光に対する遜色ないアイ開口を確認した。図 3-7 は入力信号光（●）および出力変換光（○）に対する符号誤り率特性を示す。入力信号光に対するパワーペナルティは観測されず、ビットエラーレート  $10^{-9}$  のときの最小受光パワー -31.1dBm のエラーフリー特性を確認し、変換波長差 46nm の長波から短波への XPM 波長変換を確認した。

### 3.3 波長変換出力の温度安定性の評価

通常、石英系光導波路の屈折率変化の温度依存性は、半導体光導波路に比べ一桁程度小さい。その効果を確認するため、本モジュールを用いてキャリア温度変化に対する波長変換出力の安定性について評価した。評価方法について以下に説明する。図 3-8 (a) に温度安定性評価に用いるパラメータを示す。入力信号光未入射時の出力変換光パワーをピークパワーとし、出力変換光パワーが最大消光される時の入力信号光パワーをスイッチングパワーとする。また、10dB 以上の消光比が得られる入力信号光パワーの範囲を、10dB 許容幅とする。図 3-8 (b) は、温度変化に対する波長変換静特性の変化を示す。温度が上昇すると

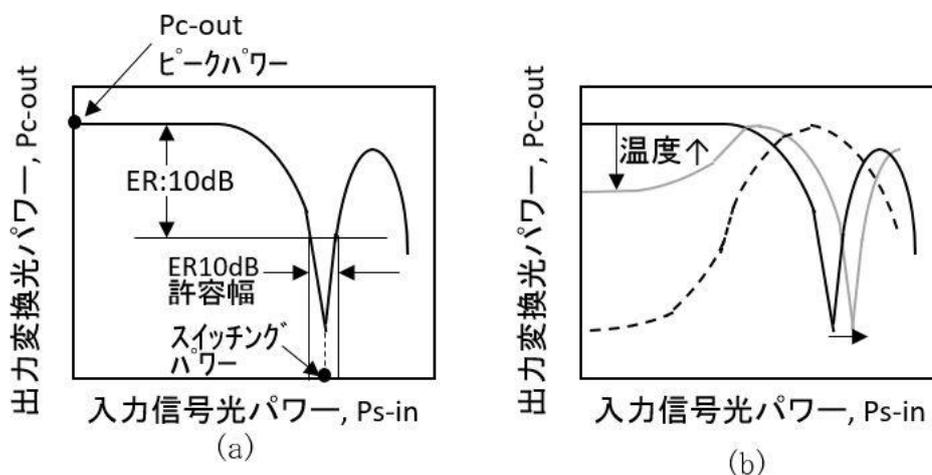


図 3-8 XPM 波長変換モジュールの温度安定性評価方法  
(a) パラメータ (b) 温度変化時の静特性変化の模式図

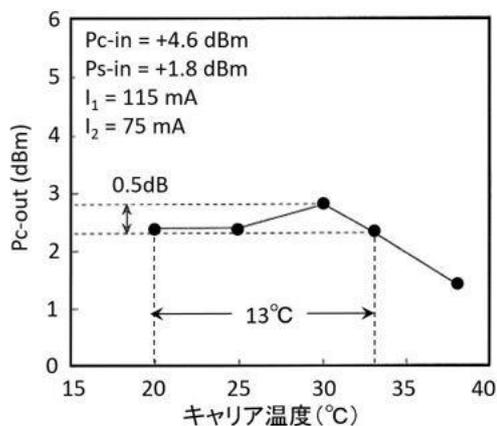


図 3-9 キャリア温度変化に対するピークパワーの変化

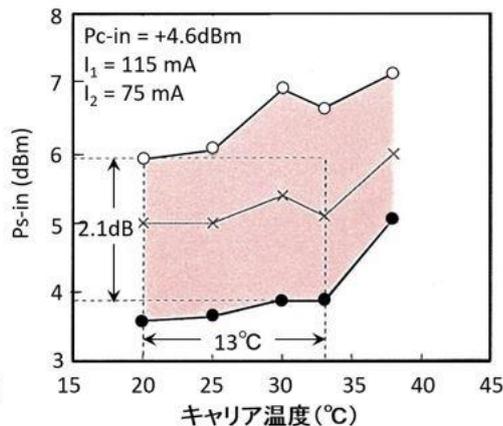


図 3-10 キャリア温度変化に対するスイッチングパワー (×) と 10dB 許容幅の変化

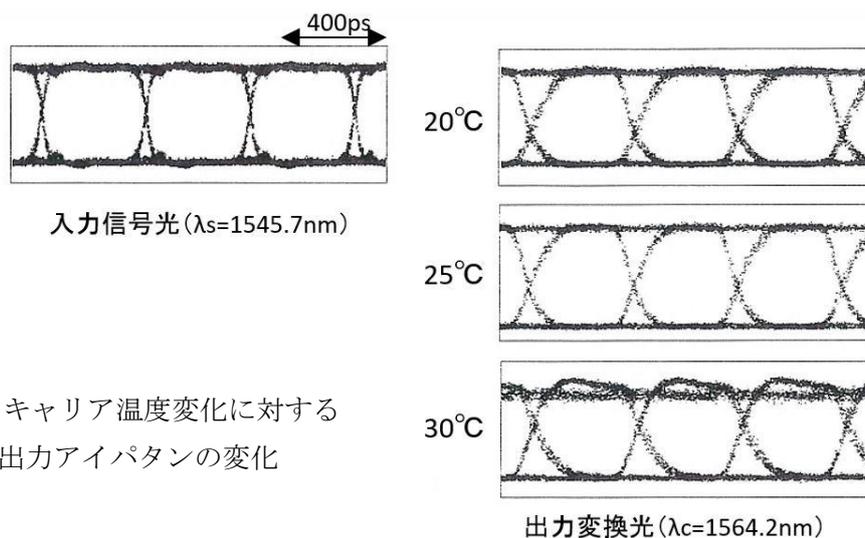


図 3-11 キャリア温度変化に対する出力アイパタンの変化

まず実線から灰線へのようにシフトし、スイッチングパワーが増加すると共にピークパワーは減少する。更に温度が上がると、点線のようになり、逆相から同相の波長変換特性へ推移する。このピークパワーとスイッチングパワーおよび 10dB 許容幅に対し、キャリア温度変化依存性を評価した。図 3-9 は、キャリア温度変化に対するピークパワーの変化を示す。ピークパワーはキャリア温度 20°C から 33°C までは 0.5dB 以内の変動幅でほぼ一定値であったが、それ以上の温度では大きく減少する傾向となった。図 3-10 は、キャリア温度変化に対するスイッチングパワー (図中×) および 10dB 許容幅 (射影部) を示す。キャリ

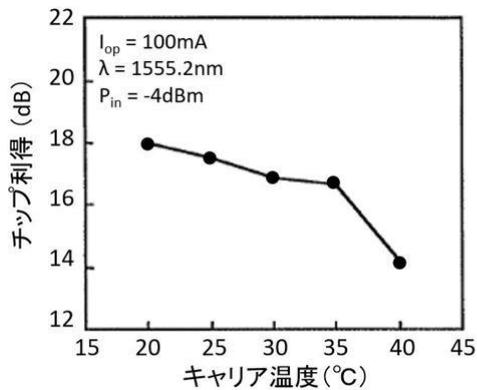


図 3-12 キャリア温度変化に対する SS-SOA チップ利得の変化

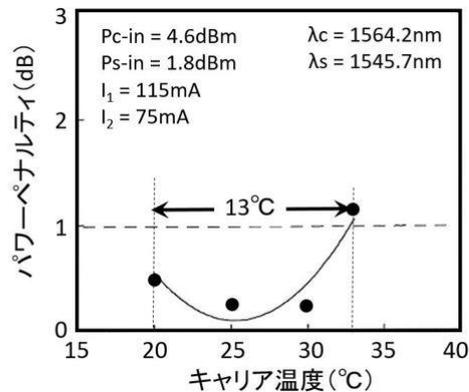


図 3-13 キャリア温度変化に対する 10Gb/s パワーペナルティの変化

ア温度 20°C から 33°C までは、初期のスイッチングパワーに対して 10dB 許容幅 2.1dB 以上を保持していることが分かる。キャリア温度が 35°C 以上になるとスイッチングパワーは大きくシフトし、出力の温度安定性が崩れたことが分かる。図 3-11 にキャリア温度変化に対する出力変換光アイパタンの変化を示す。アイパタンのクロスポイントの位置が徐々にシフトして良好な波形を保つことが難しくなっていることが分かる。このような光干渉計の出力安定性が崩れる要因は半導体光増幅器にあると推測し、キャリア温度変化に対して SS-SOA のチップ利得を測定したグラフが図 3-12 である。35°C までは利得は徐々に減少するが 35°C を超えると一気に減少し、光干渉計の出力安定性の劣化要因と推測することができる。図 3-13 にキャリア温度変化に対する出力変換光のパワーペナルティの変化を示す。最初に 25°C でパワーペナルティが最小になるようにアイパタンを調整し、その後キャリア温度を変化させた。パワーペナルティが 1dB 以下を満たす温度変化はやはり 20°C から 33°C の間であることを確認した。

本モジュールのキャリア温度とはセラミックキャリアの真下の温度のことであり、SS-SOA の位置が長尺な PLC の端にあるモジュール形態を考えると、実験系として最適な系ではなかったといえる。モジュール全体の温度を均等に变化させる必要があったところ、PLC の一部に、しかもセラミック材質経由での温度調整機構では、設定温度に対して特に SS-SOA 温度は追随せず、キャリア

温度よりも明らかに高温であったと推測される。ただし、同程度のサイズの半導体モノリシック集積素子について同様の評価を行ったとしたら、その場合よりは温度安定性がよいのではないかと考えられる。

### 3.4 10Gb/s-偏波無依存動作

前節までにMZフィルタの挿入により、低挿入損失で高変換効率なXPM波長変換が可能なことを示したが、MZフィルタの大きさはPLC領域の半分を占めることから小型化には不適である。また使用する波長が決まっていない場合にはMZフィルタは損失要因となり、また、ヒータ温度の調整も手間である。このため、損失や効率は低下しても、小型で扱い易い、光干渉計の両アームに3dBカップラが付随した基本的な構成に戻って検討を進める。

本節では次の課題である偏波無依存化と高速化について検討する。偏波無依存SS-SOAは1.55 $\mu\text{m}$ 帯の等方形のバルク活性層にスポットサイズ変換部がバットジョイントされている[30]。電流密度を上げるため活性層部の長さは200 $\mu\text{m}$ と短尺化した。バルク活性層の断面積は約0.4 $\mu\text{m}$ 四方の等方形で、スポットサイズ変換部厚はバットジョイント部で0.4 $\mu\text{m}$ 、スポットサイズ先端部で0.2 $\mu\text{m}$ となる。図3-14にモジュールの構成図と写真を示す。PLCサイズは13

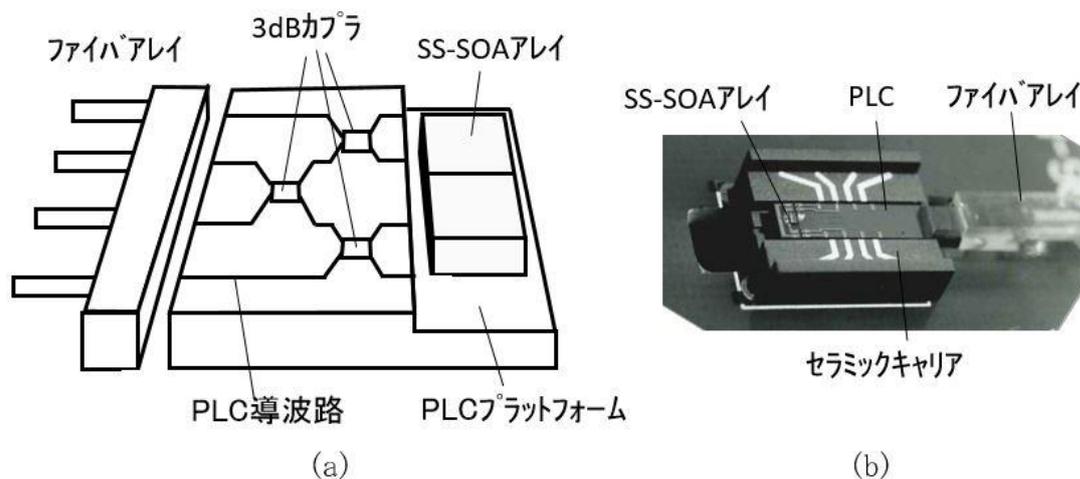


図 3-14 偏波無依存マイケルソン型 XPM 波長変換モジュールの  
(a) 構成と (b) モジュール写真

x 3mm<sup>2</sup>であり、前節の MZ フィルタ付きのモジュールと比較して半分以下となる小型化を実現した。PLC チップの小型化により、セラミックキャリア領域から外れずに実装することができ、温度制御も前節のモジュールよりも正確に行えると考えられる。

図 3-15 に 10Gb/s 変調の実験系を示す。CW 光はポート 3 へ入力し、ポート 4 から出力する。10Gb/s の信号光はポート 1 に入力する。信号光の偏波依存性を評価するためポート 1 直前には偏波ローテータが挿入されている。10Gb/s 光信号は電界吸収型変調器 (EAM : Electro Absorption Modulator) が集積された DFB-LD を用いて生成した。DFB-LD から出力した CW 光は EA 部で電気信号により 10Gb/s に変調される。ポート 2 から出力した出力変換光にはポート 1 から入力した信号光も含まれてしまうため、波長バンドパスフィルタを用いて所望の波長の出力変換光のみ取り出している。BER 測定時は、出力変換信号光を PD で受光後に、エラーディテクタに入力して符号誤り率を測定した。

図 3-17 に波長変換静特性の一例を示す。横軸(Ps-in)は信号光入力パワー、縦軸(Pc-out)は出力変換光パワーを示す。●と○は、ポート 1 直前の偏波ローテータをランダムに回転させたときの出力光パワーの最大変化を示しており、入力信号光の偏波の変化に対して極めて安定した動作をしている。また、出力消光

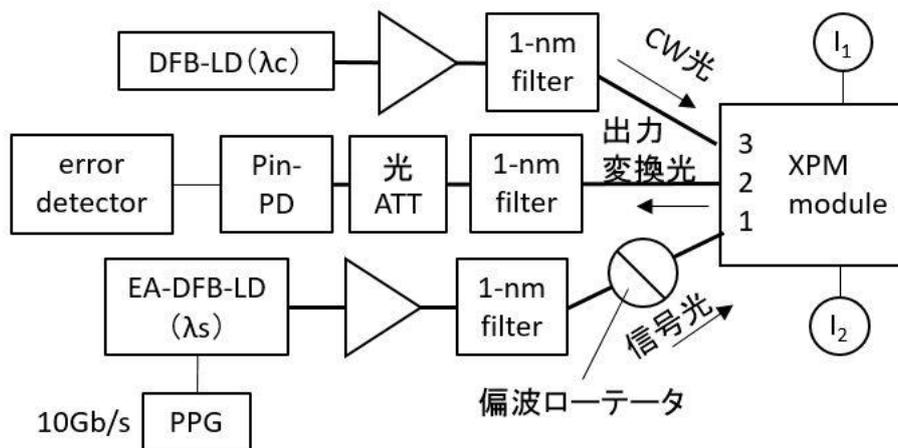


図 3-15 10Gb/s 偏波無依存 XPM 波長変換の実験系

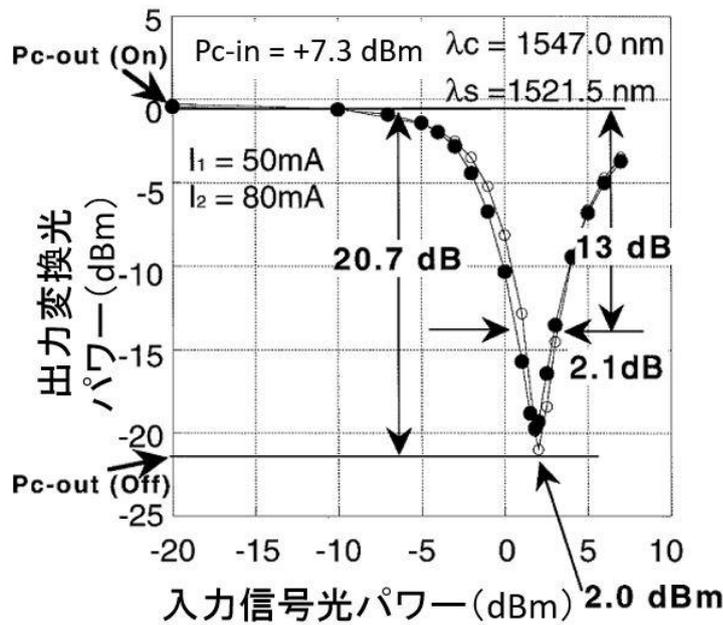


図 3-16 偏波無依存 XPM 波長変換静特性

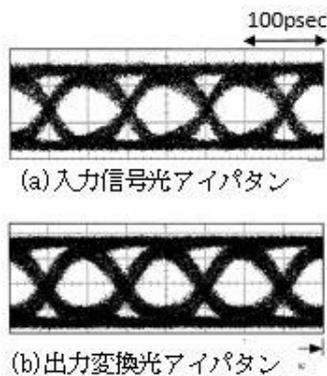


図 3-17 10Gb/s 偏波無依存動作

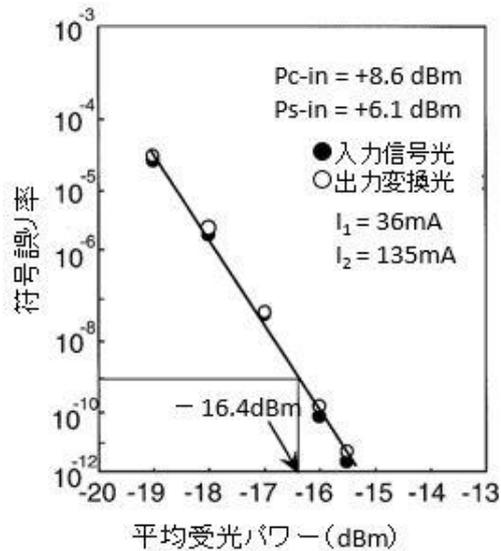


図 3-18 10Gb/s XPM 波長変換の符号誤り率特性

比は 20dB 以上の値が得られた。ただし、CW 光に対する挿入損失は 7.3dB ( $P_{c-in}$  が +7.3dBm に対し  $P_{c-out}$  は 0dBm) と前節に比べかなり大きくなったが、これは信号光入力用に 3dB カプラが使用され、原理的に往復 6dB の損失が生じるためである。PLC チップの小型化とこの挿入損失の増加はトレードオフである。

次に 10Gb/s 変調動作の結果を示す。図 3-17(a)は 10Gb/s 入力信号光のアイパターンを、(b)は出力変換光のアイパターンを示す。入力信号光と比較して遜色ないクリアな出力アイパターンを観測することができた。図 3-19 は入力信号光 (●) と出力変換光 (○) の符号誤り率特性を示す。波長変換によるパワーペナルティは生じていない。この 10Gb/s 動作には CW 光パワー+8.6dBm、信号光パワー+6.1dBm と高い入力光パワーが必要となった。この理由として、SOA 長の短尺化によってキャリア密度と利得が増加した分、SS-SOA の端面反射率が相対的に小さくなり、ファブリペローモードの発振が生じていると考えられる。光が発振している間はキャリア密度が変化しないため、発振を抑制するために大きな入力信号光パワーが必要になったと考えられる。つまり、マイケルソン型の XPM 波長変換では高速変調動作は可能だが、低光パワー動作との両立ができない。そのため、SS-SOA を反射型から透過型へ、XPM 波長変換構成をマイケルソン型からマッハ・ツェンダ型へ改良する必要がある。マッハ・ツェンダ型 XPM 波長変換モジュールについては第 5 章以降で述べる。

### 第 3.5 本章のまとめ

本章では、SOA-PLC ハイブリッド集積マイケルソン型 XPM 波長変換モジュールを用いて以下の特性を実現した。

- 1) PLC 導波路の低損失性に加え、PLC 干渉計の片アームに非対称 MZ フィルタを集積することにより、低挿入損失 (0.1dB) で高変換効率 (-0.2dB) の波長変換回路を実現できることを示した。
- 2) PLC 導波路の温度安定性を検証するため、モジュール出力の温度安定性について評価を行った。キャリア温度変化 13°C に渡り、安定した 2.5Gb/s 波長変換動作を確認した。温度制御に問題があったため、絶対的な評価には至らなかったが、温度安定性の適切な評価方法を示すことができた。
- 3) 等方形のバルク活性層構造の SS-SOA を集積することにより、10Gb/s 動作および偏波無依存動作を実現した。ただし、反射型の SOA では電流注入により発振が生じ易いため、高い入力信号光パワーが必要であった。低信号光パワーでの動作のために第 5 章からマッハ・ツェンダ型の波長変換モジュールへ展開する。

## 第4章 非制御波長からITU-Tグリッド波長へのパケット毎の波長変換

### 4.1 はじめに

本章ではフォトニックネットワークを介したユーザ間の光パケット信号の送受信を目指して、第3章の偏波無依存XPM波長変換モジュールを用いて、非制御波長から異なるITU-Tグリッド4波長へのパケット毎の波長変換実験を行う。第2節では想定するフォトニックネットワークについて説明し、第3節では実験系を、第4節では得られた実験結果から提案したネットワークのフィージビリティを示す。第5節で本章をまとめる。

## 4.2 非制御波長から ITU-T グリッド波長への変換を利用した フォトニックネットワーク

近年のデジタルデータ通信量は増加の一途をたどり、2020年には全世界で40ゼタバイトに達する見込みであり、これは2010年時の40倍に相当する。このため基幹系だけでなくメトロ系、アクセス系やLAN系に至るまで通信容量が増大していることを序論で述べた。1本の光ファイバで大容量の光信号を送受信するWDM技術によって伝送容量は飛躍的に向上したが、このような大容量ネットワークを効率的且つ柔軟に運用するために、光の波長を効率的に使うフォトニックネットワーク技術が重要となる。フォトニックネットワークでは各ノードにおけるスループットを上げるため、光信号を電気信号へ変換することなく処理する機能が求められている。中でも信号光のビットレートやフォーマットに依存しない全光波長変換器はキーデバイスの1つである。

一方 光通信技術の適用領域はアクセス系やメトロネットワークにも拡大しており、将来的にはWDMネットワークを介して光パケット信号を送受信する図4-1のようなフォトニックネットワークが考えられる。WDMネットワークで使用される信号光波長は、単一モード発振する分布帰還型レーザ(DFB-LD)の温度や駆動電流の調整によって厳密に制御されたITU-Tグリッド波長である。これに対し、ネットワークコスト低減の観点から、ユーザ端末で使用される光送信器はFP-LDや無温調DFB-LDのような波長制御不要(温度調整機構なし)の光源であることが望ましい。このような非制御波長の光パケット信号は、WDMネットワークで使用できるように、各ノードにおいてITU-Tグリッド波長へ変換する必要がある。

図4-1で、ユーザ1からユーザ2とユーザ3へ光パケット信号を送信する場合を考える。先ずユーザ1から異なる宛先の非制御波長の光パケット信号列がノード1に送信される。ノード1には全光波長変換デバイスがあり、パケット

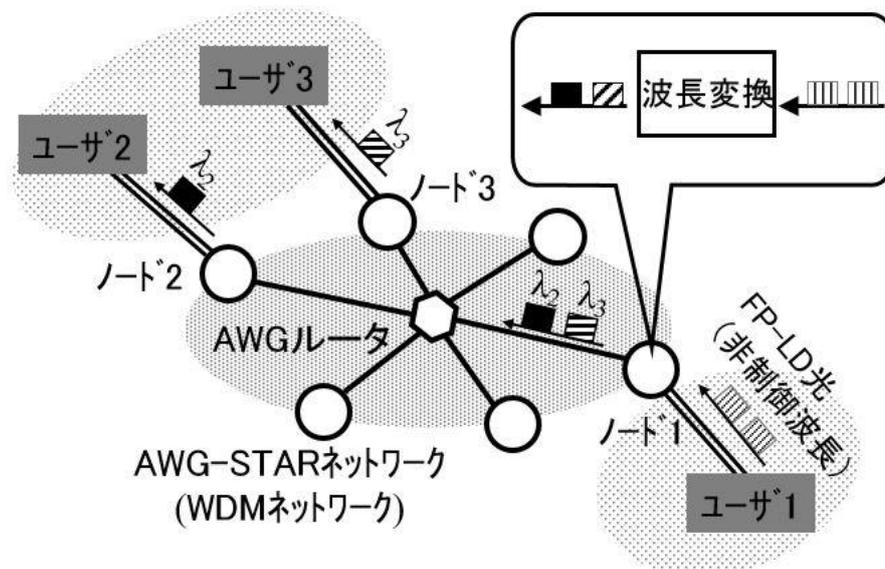


図 4-1 波長変換を用いたフォトニックネットワーク

毎に異なる ITU-T グリッド波長  $\lambda_2$  および  $\lambda_3$  に変換する。WDM ネットワークとしてここでは AWG-STAR ネットワークを想定した。これは、波長ルーティング機能を有する AWG ルータを中心に各ノードを配置したスター型のネットワーク構成で、伝送経路毎に固定波長が割り当てられている。例えば、ノード 1 からノード 2 への伝送経路には波長  $\lambda_2$  が、ノード 1 からノード 3 への伝送経路には波長  $\lambda_3$  が割り当てられている。AWG は石英系 PLC で構成された入力数ポート数  $N$  本  $\times$  出力ポート数  $N$  本の波長合分波器であり、異なる波長の光が同じ導波路に入力すると波長毎に異なる導波路へ自動的に波長分離して出力する。こうして、AWG ルータに入力した波長  $\lambda_2$  の光パケット信号はノード 2 へ出力しユーザ 2 へ、波長  $\lambda_3$  の光パケット信号はノード 3 へ出力しユーザ 3 へ送信することができる。

本章では、第 3 章の偏波無依存 XPM 波長変換モジュールを用いて、ユーザから送信された非制御波長の光パケット信号を異なる ITU-T グリッド 4 波長へパケット毎に切り替える波長変換実験を行い、想定したネットワークでのフェジビリティを確認する。また、非制御波長の信号光源として、本論ではマルチモード発振光の FP-LD を用いる。更に波長変換前後での伝送特性から、ネット

ワークの規模についても検討する。

### 4.3 パケット毎の XPM 波長変換の実験系

本節では、偏波無依存 XPM 波長変換モジュールと AWG ルータを用いて、非制御波長の光信号パケットを異なる ITU-T グリッド波長へ各々変換する実験を行い、図 4-1 に示したネットワークについて、①フイージビリティの確認、② SMF 伝送特性評価によるネットワーク規模の検討、を行う。①では、i) 光クロストーク、ii) 入出力信号波形、iii) パケット毎の波長変換動作、について評価する。②では、光パケット信号の符号誤り率（ビット・エラー・レート：BER）評価を行い、i) 波長変換前の SMF 伝送距離、ii) 波長変換による BER 特性の変化、iii) 波長変換後の SMF 伝送距離、について検討を行う。

①の実験系を図 4-2 に示す。入力信号光源には FP-LD を用いた。FP-LD はマルチモード発振光であるが、単一モード発振光の DFB-LD と同様に SOA への入力光強度によって SOA 内の屈折率を変化させることができる。大きく異なる点は、マルチモード発振光は複数の波長が重なっているため、SMF 伝送時に波長分散の影響を大きく受ける。そのため波形劣化が生じ易く長距離伝送が困難になる。

入力光パケット信号は、パルス・パターン・ジェネレータ（pulse-pattern generator : PPG）を用いて 1.55 $\mu$ m 帯 FP-LD を直接変調して生成した。変調速度は 2.5Gb/s（1 ビット間隔が 0.4nsec）、パケット長は 60 バイト、ガードタイムは 4 バイト（12.8nsec）である。生成した光パケット信号を XPM 波長変換モジュールのポート 1 へ入力した。次に、CW 光パケット信号を生成するために、4 つの DFB-LD の出力を光カプラでまとめて 1 本の入力ファイバとした。4 波長は  $\lambda_1 = 1552.6\text{nm}$ 、 $\lambda_2 = 1553.4\text{nm}$ 、 $\lambda_3 = 1554.2\text{nm}$ 、 $\lambda_4 = 1555.0\text{nm}$ 、波長間隔は 0.8nm（100GHz）であり、スイッチングコントローラによって 4 つの波長のいずれか 1 つを選択することができる。パケット波形は低速の PPG を用いて生成した。生成した CW 光パケット信号は EDFA と広帯域光フィルタを

通り、XPM 波長変換モジュールのポート 2 に入力する。波長変換後の光パケット信号はポート 3 から出力し、波長に応じて AWG の異なるポートに出力する。ここで AWG は、波長ルーティング機能と共に、XPM 波長変換モジュールから出力する SOA の自然放出光 (ASE : amplified spontaneous emission) 出力をカットする光フィルタの役割も果たしている。

入出力光信号波形はサンプリングオシロスコープで観測し、出力光スペクトルは光スペクトラムアナライザ (OSA : optical spectrum analyzer) で観測した (図 4-2 では表示していない)。信号波形観測のために PPG とスイッチングコントローラとサンプリングオシロスコープは全て同期を取っている。平均 FP-LD 入力信号光パワーは 0.7dBm、SOA 電流は  $I_1 = 80.7\text{mA}$ 、 $I_2 = 55.0\text{mA}$  で固定し、XPM 波長変換モジュールは非反転モードで動作させた。

②の伝送特性の評価系を図 4-3 に示す (CW 光パケット入力部は表示していない)。FP-LD 光パケット信号 (点 A) を SMF で 500m 伝送し (点 B)、XPM 波長変換モジュールへ入力、波長変換後 (点 C) に SMF で 80km 伝送 (点 D) した後、受光器 (OE) で受信した信号をエラーディテクタ (ED) に入力して BER 評価を行った。ED として本実験では DC 結合の APD 受信器を用いた。

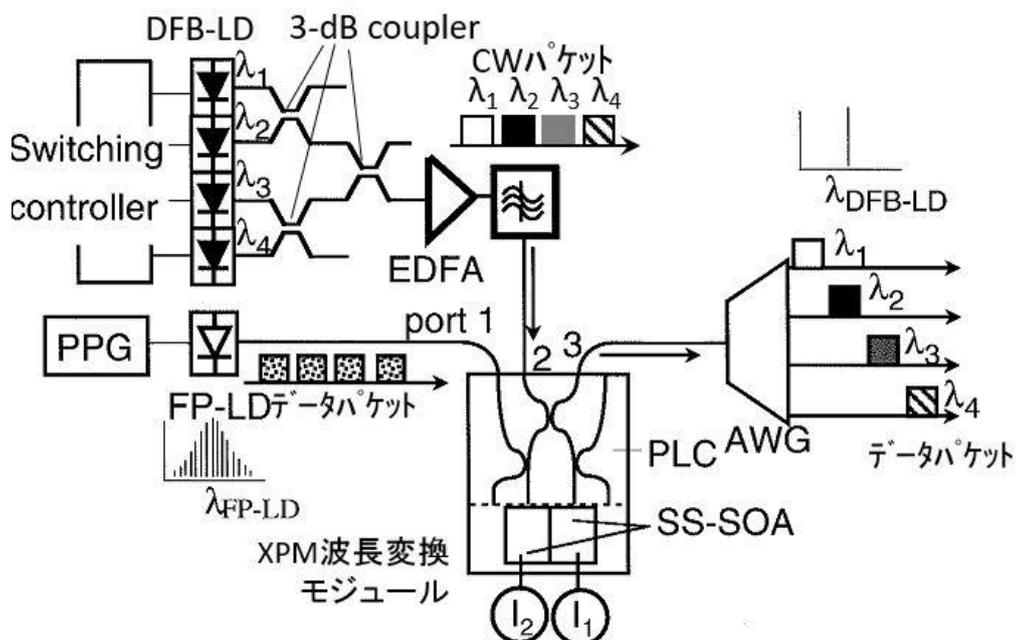


図 4-2 実験系 (パケット毎の波長変換)

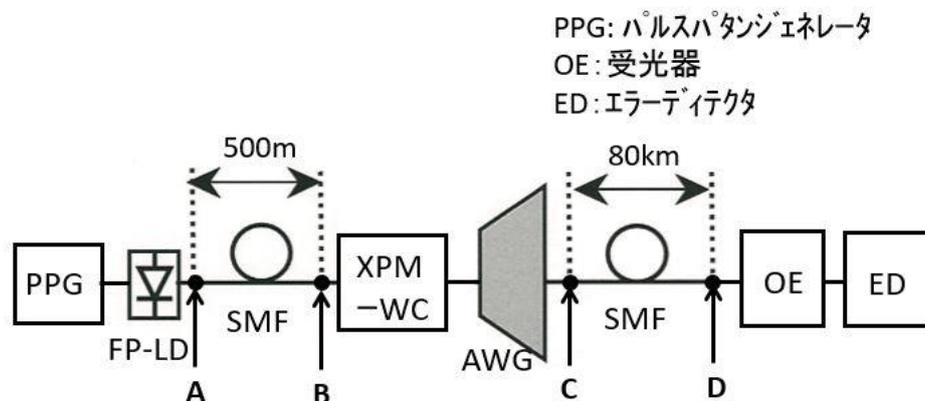


図 4-3 SMF 伝送特性評価系

FP-LD から XPM 波長変換モジュールまでの SMF 長はユーザ端末からノードまでの伝送距離に相当し、波長変換後から OE までの SMF 長はノード間の伝送距離に相当する。SMF での 80km 伝送は通常 WDM ネットワークで EDFA なしで伝送可能な距離である。また、BER 測定を行う際には全ての packets を同一波長 ( $\lambda_2$ ) に変換して評価を行った。

## 4.4 実験結果

### 4.4.1 入出力光スペクトルと入出力信号波形

図 4-4(a)に入力 FP-LD 信号スペクトルと、波長変換後の出力信号光 (AWG 出力) の光スペクトル例を示す。中心発振波長 1560nm のマルチモード発振光がシングルモード発振光へ変換されている。本論の XPM 波長変換モジュールはマイケルソン干渉計型のため、入力した FP-LD 信号光が SOA 後端から反射して戻りポート 3 から出力する。この主信号に対するクロストーク (他信号の混線レベル) を確認する必要がある。出力信号光のスペクトルを見ると、波長  $\lambda_2$  の主信号に隣接して FP-LD モードが残存しているが、クロストークは -13dB と十分抑制されている。これは、DFB-LD 波長を FP-LD 中心発振波長から離して設定したためである。他の出力信号光波長に対するクロストークは全て -13dB より小さいことを確認している。図 4-4 (b) はサンプリングオシロスコープで観

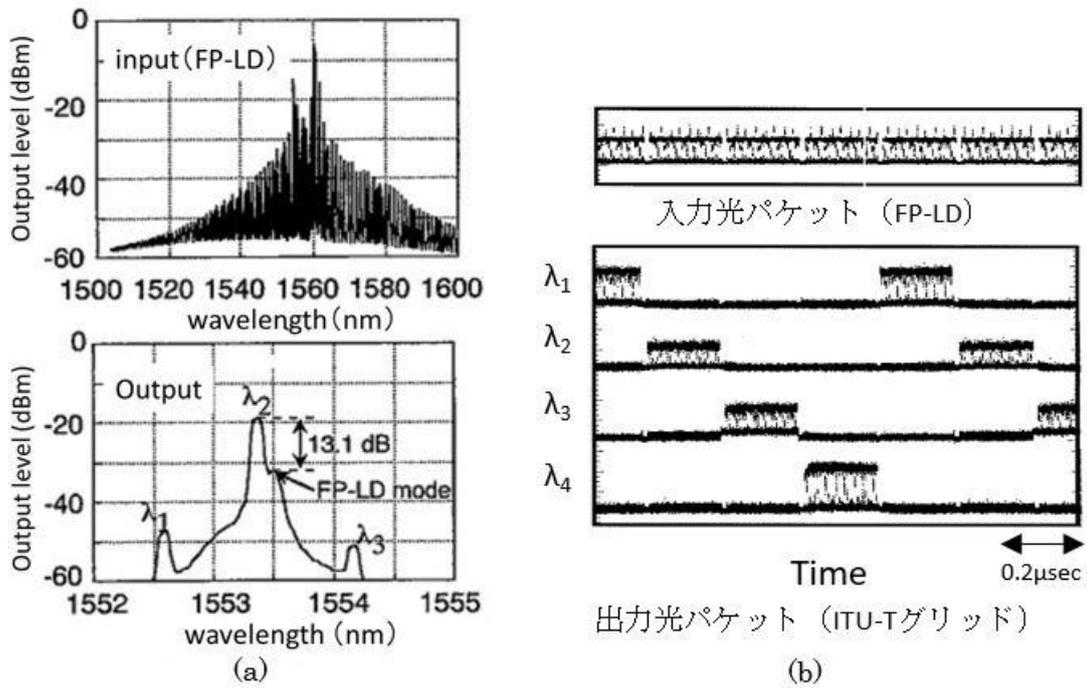


図 4-4 (a)入出力波長スペクトルと(b)入出力光パケット信号

2.48832Gb/s, NRZ PRBS  $2^{31}-1$

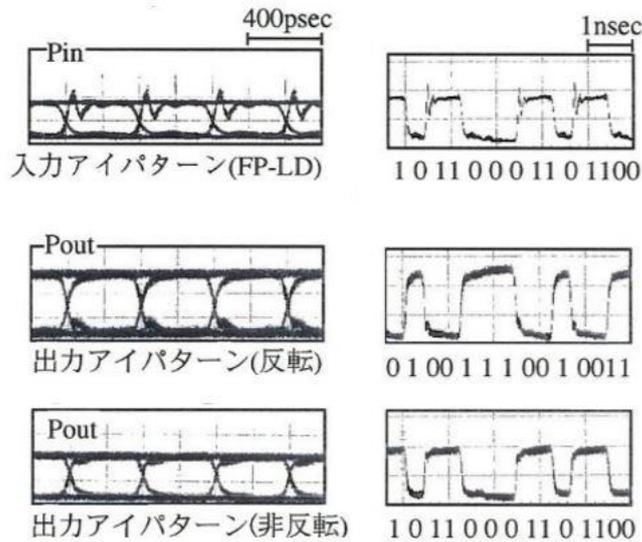


図 4-5 入出力光信号アイパタン

測した入出力光パケット信号を示す。上側の図は FP-LD の光パケット信号で図下側の図は波長変換後に AWG の異なるポートに出力した各々の光パケット信号を示す。パケット毎に異なる波長に切り替わっていることを確認することが

できた。同図で波長毎に出力光パワーが異なる理由は、XPM 波長変換モジュールの入力 CW パケット光に対する（入力 FP-LD 信号光ではなく）偏波依存性のためであり、CW 光パケットの入力偏波が揃っていないことを示す。入力偏波を揃えて入力するためには、本実験のように個別の DFB-LD ではなく、1 個の素子で複数の波長を切り替えることができる LD が必要になる。

図 4-5 は入出力信号光のアイパタンを示す。入力 FP-LD 信号光には緩和振動が見られ、2.5Gb/s 以上の信号の長距離伝送は困難と思われる。一方、この入力信号に対して「反転」、「非反転」とともに良好なアイパタンを観測することができた。

#### 4.4.2 SMF 伝送特性

図 4-6 (a) は波長変換前後の BER 特性を示す (back-to-back)。横軸は受光器に入力する平均受光パワー (dBm) を示し縦軸は BER を示す。BER は「符号を誤って受信したビット数/受信した総ビット数」で、 $BER10^{-9}$  は 10 億ビット送信して 1 ビットのエラー検出という意味である。BER が劣化すると BER 特性が右にシフトし、最小受光パワー( $BER10^{-9}$  における平均受光パワー)が大きくなる。最小受光パワーのシフト量をパワーペナルティと呼び、パワーペナルティ 1dB 以内を許容範囲とする。図 4-6 (a) から波長変換前後で BER 特性に変化はなく、波長変換による信号品質の劣化は生じないことを確認した。挿入図のアイパタンは出力光パケットの先頭ビットを拡大したもので、立ち上がりに欠けのない良好なアイ開口を確認した。

図 4-6 (b) に伝送時の BER 特性を示す。●は入力 FP-LD 光パケット信号を、■は波長変換前 SMF500m 伝送した FP-LD 光パケット信号を、灰色の□は SMF500m 伝送した FP-LD 光パケット信号の波長変換後を、□は FP-LD 光パケット信号を波長変換後に SMF80km 伝送したときの BER 特性を各々示す。

図 4-6 (a)および (b)の最小受光パワーの変化を表 4-1 にまとめた。表 4-1 の各行は、FP-LD 光パケット信号の(1) SMF 伝送なし、(2) SMF 伝送 500m、を示し、

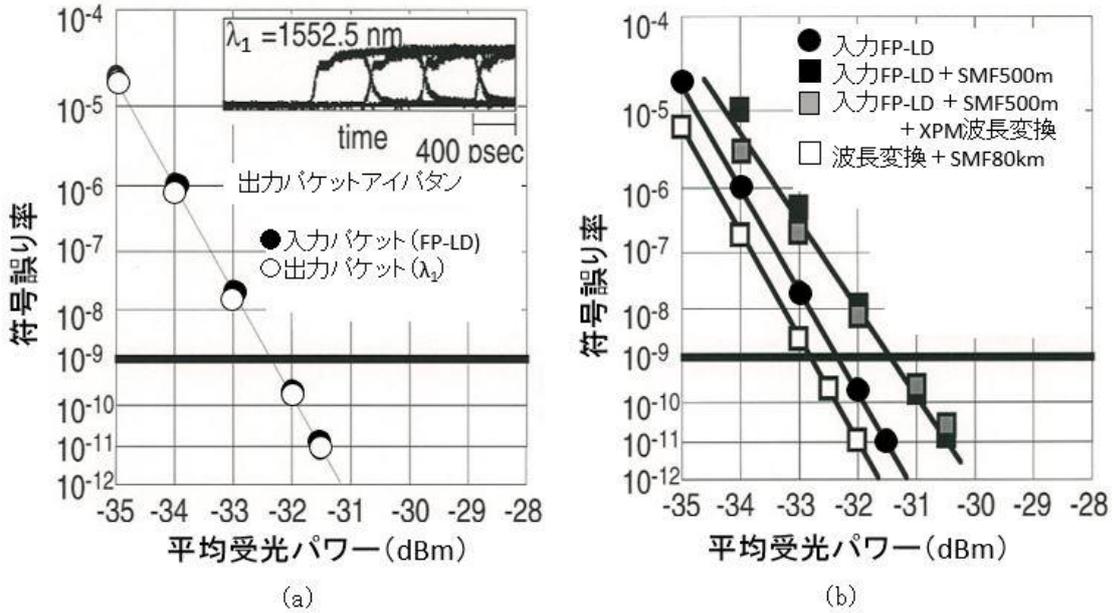


図 4-6 光パケット信号の SMF 伝送特性  
 (a) 波長変換前後 (back-to-back)  
 (b) SMF 伝送特性

表 4-1 最小受光パワー (@BER10<sup>-9</sup>) の変化

	before WC		after WC	
			w/o transmission	with SMF 80km
w/o transmission	● -32.3		○ -32.3	□ -32.8
with SMF 500m		■ -31.4	■ -31.4	推定 -31.9

各列は (1) 波長変換前、(2) 波長変換後に SMF 伝送なし、と(2) 波長変換後に SMF 伝送 80km を各々示す。行(1)–列(1)の入力 FP-LD 光パケット信号の最小受光感度 -32.3dBm を基準とする。波長変換前 SMF 500m 伝送によって最小受光感度が -31.4dBm となりパワーペナルティ +0.9dB が生じているのは、FP-LD の広帯域なスペクトルのため波長分散の影響を大きく受けるためである。また、波長変換前後では最小受光感度の変化は見られず、波長変換による信号品質の劣化はないことが分かる。一方、FP-LD 光パケット信号を波長変

換後に SMF 伝送 80km すると、伝送前に比べ最小受光感度が 0.5dB 向上した (最小受光感度  $-32.3\text{dBm}$   $\rightarrow$   $-32.8\text{dBm}$ )。光コネクタの接続損のばらつきによる測定誤差は 0.2dB 程度なので 0.5dB の変化は有意差である。この現象は、XPM 波長変換の非反転動作での SMF 伝送時に生じる波長分散抑効果と考えられる [48]。LD を直接変調した際の光信号の立ち上がり時にはキャリア密度が増加するため、チャープの向きはブルーシフト (短波側への拡がり) となり、立ち下がり時にはレッドシフトと (長波側への拡がり) となる。ブルーシフトでは SMF 中の伝搬速度が速くなりレッドシフトでは逆に遅くなるため、SMF 伝送によって信号波形は元の形より広がってしまう。そうすると隣のビットに符号干渉してエラーが増加する。マルチモード発振の FP-LD ではなおさら影響が大きい。これに対して、XPM 波長変換の非反転モードの出力光信号の立ち上がり時は、信号光の入射によって SOA 内のキャリア密度が減少するためレッドシフトとなる。つまり、光信号の立ち上がり時と立ち下り時のチャープの向きが LD 直接変調時と逆であるため、SMF 伝送時の信号波形の拡がりを抑制することができる。

表 4-1 の結果を以下にまとめる。

- (a) 2.5Gb/s で変調した FP-LD 光パケット信号の波長変換前の伝送許容距離は 500m 程度。
- (b) XPM 波長変換前後で BER 特性は劣化しない。
- (c) 非反転出力で波長変換後に SMF80km 伝送すると最小受光パワーが向上する。

表 4-1 において、本来一番厳しい条件である、行(2)–列(2)–②「FP-LD 光パケット信号を SMF500m 伝送+波長変換後 80km 伝送」は未測定であったが、上記(a)–(c)の結果から、最小受光感度は  $-31.9\text{dBm}$  と推測できる。

図 4.7 に表 4-1 のパワーペナルティの変化を示す。全ての測定点でパワーペナルティ 1dB 以内を確認できた。

波長変換前後の SMF 伝送特性の結果から、提案したフォトニックネットワーク

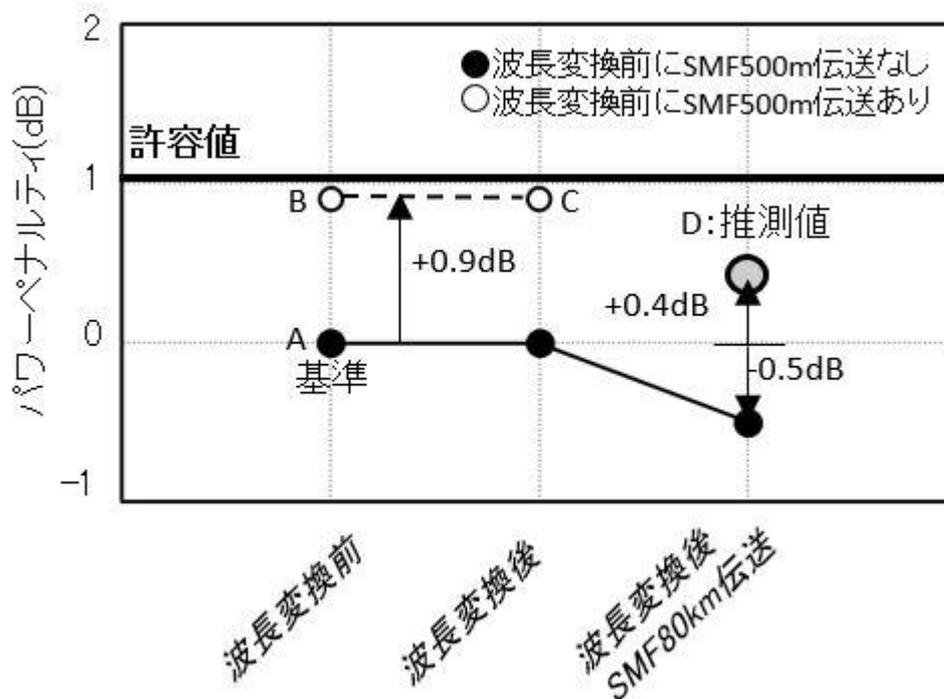


図 4.7 FP-LD 光パケット信号から ITU-T グリッド波長への変換および SMF 伝送時におけるパワーペナルティの変化

クの規模は、ユーザ端末からノードまでの伝送許容距離は 500m 以内、ノード間伝送距離は 80km を許容すると考えられる。想定する WDM ネットワークはメトロ、LAN、WAN であり、これらは SMF80km 以内で構成されるため、今回得られた結果は伝送に十分な特性である。

## 4.5 本章のまとめ

本章では、AWG ルータを用いたフルメッシュネットワークに XPM 波長変換を適用し、フォトニックネットワークを介したユーザ間での光パケット送受信が可能であることを実験的に示した。

具体的には、

- 1) 非制御波長の信号光源に FP-LD を用い、マルチモード発振光から単一モード発振光への波長変換動作が可能であることを実験的に確認した。
- 2) 非制御波長から異なる ITU-T グリッド 4 波長へのパケット毎の波長変換動作を実験的に確認した。
- 3) ネットワーク規模の検討のため、波長変換前後での SMF 伝送特性を評価した結果、ユーザ端末からノードまでの伝送距離は 500m 以内、フルメッシュネットワークのノード間距離は 80km を許容することを実験的に確認した。

以上のことから、XPM 型波長変換技術は、非制御波長を信号光源に用いる将来のフォトニックネットワークの構築において有効な要素技術の 1 つと考えられる。

# 第5章 マツハ・ツェンダ型 XPM 波長変換モジュールの特性

## 5.1 はじめに

本章ではマツハ・ツェンダ型モジュールを用いて、XPM 波長変換モジュールの高性能化、および実用性・汎用性の向上の双方について検討する。高性能化に関しては、第4章まで記述したマイケルソン型 XPM 波長変換モジュールで実現できなかった低入力光パワー動作について検討する。第2節では、低入力光パワー動作・低電流動作の必要性について述べ、第3節で低光パワー・低電流動作のため調整パラメータの最適化を行う。第4節では実用性向上のため多チャンネル化を行い、その全てのスロットで低光パワー動作を行う。

## 5.2 低光パワー・低電流動作の必要性

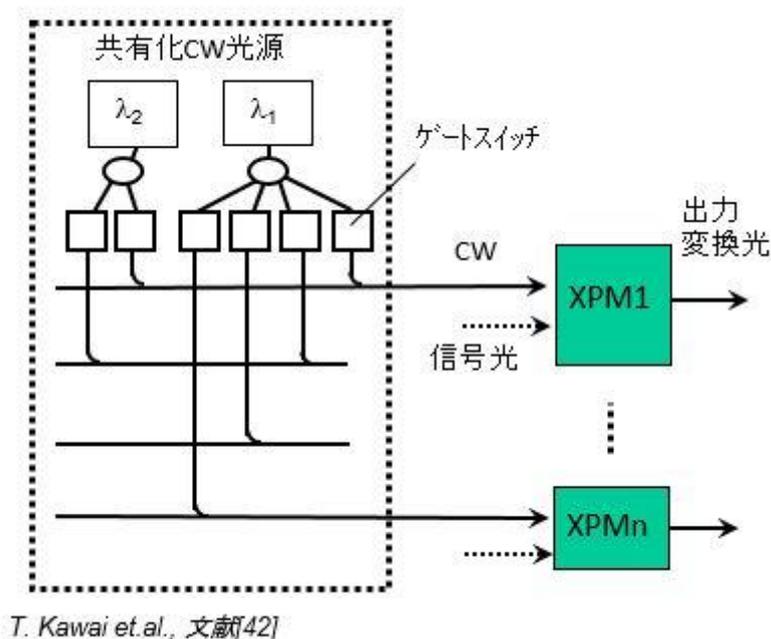


図 5-1 共有化 CW 光源と XPM 波長変換アレイ

図 5-1 は光トランスポートシステムの中の波長変換部における共有化 CW 光源[42]と多チャネル XPM 波長変換モジュールの組み合わせを示す。簡単のため 4 台の波長変換モジュール XPM1 から XPM4 が並列に並んでいる場合を考える。各 XPM に波長  $\lambda_1$  から  $\lambda_4$  の各々異なる信号光が入力する。また、各 XPM へはデータ信号光と共に CW 光が入力する。CW 光は全ての XPM で共有化されていて、と光ゲートスイッチとカプラ介して必要な CW 光が各 XPM に割り振られる。例えば、XPM1 に入力した波長  $\lambda_1$  の信号光 1 は、CW 波長  $\lambda_1$  から  $\lambda_4$  のいずれかへ波長変換されることになり、固定波長から任意波長への変換が行われる。

上記光トランスポートシステムにおいては、波長変換部は光受信器と EA 光変調器から構成され、光信号を一旦電気信号に戻してから再度光信号を生成する、いわゆる OEO 型の波長変換器が用いられている。将来的に OEO 型の波長変換器に代替して、光信号のまま処理を行うことのできる XPM 波長変換モジュール等への置き換えが考えられるが、このようなシステム内で用いるためには

幾つかの課題がある。まず、システム内の入力光パワーのレベルダイヤを柔軟に設計するため各 XPM の低信号光パワー動作化が必要となる。また、図 5-1 に示すように、CW 光は全 XPM で共有するため CW 光パワーに対しても低パワー動作化が求められる。また、XPM の多チャンネル化による消費電力低減の必要性から、XPM の低電流動作化も必要である。

これまで 10Gb/s XPM 波長変換動作での最小光スイッチングパワーは、光プリアンプをモノリシック集積した XPM-WC で  $-10\text{dBm}$  (NRZ 信号) が報告されているが、SOA への総電流は  $400\text{-}500\text{mA}$  と高いものであった[20]。また、RZ 信号光の場合では遅延干渉型 (DI) 波長変換器を用いて、スイッチングパワー  $-14\text{dBm}$  が報告されている[43]。

本論で用いる SS-SOA は低飽和特性を有し、低光パワー波長変換動作が期待できる。そこで本章では、10Gb/s NRZ 信号光で光プリアンプを用いずに低光パワー入力・低電流動作に向けた検討を行う。

## 5.3 10Gb/s 低光パワー・低電流動作

### 5.3.1 実験系

図 5-2 にマッハ・ツェンダ型の構成とモジュール写真を示す。SS-SOA は  $1.55\mu\text{m}$  帯バルク活性層の両側にスポットサイズ変換部が集積された構造であり、第 3 章と第 4 章で用いた反射型 SS-SOA に対して透過型の構成をしている。透過型 SS-SOA の PLC 導波路との光結合損失の平均は  $4.0\text{dB}$  であった。PLC チップサイズは  $30\times 3\times 1\text{ mm}^3$  である。パッケージには温度調整のためペルチエ素子が内蔵されている。図 5-3 に低光パワー入力・低電流動作を検討するための実験系を示す。モジュールのポート A へ 10Gb/s NRZ 信号光を入力し、ポート B に CW 光を入力する。入力信号光パワーは点 A で、入力 CW 光パワーは点 B で測定される。出力変換信号光はバンドパスフィルタ通過後の点 C でパワー測定され、その後、受光器 (OR) で受光し、エラーディテクタ (ED) に信号を入力して符号誤り率を測定する。10Gb/s NRZ 信号は、PPG によって EA

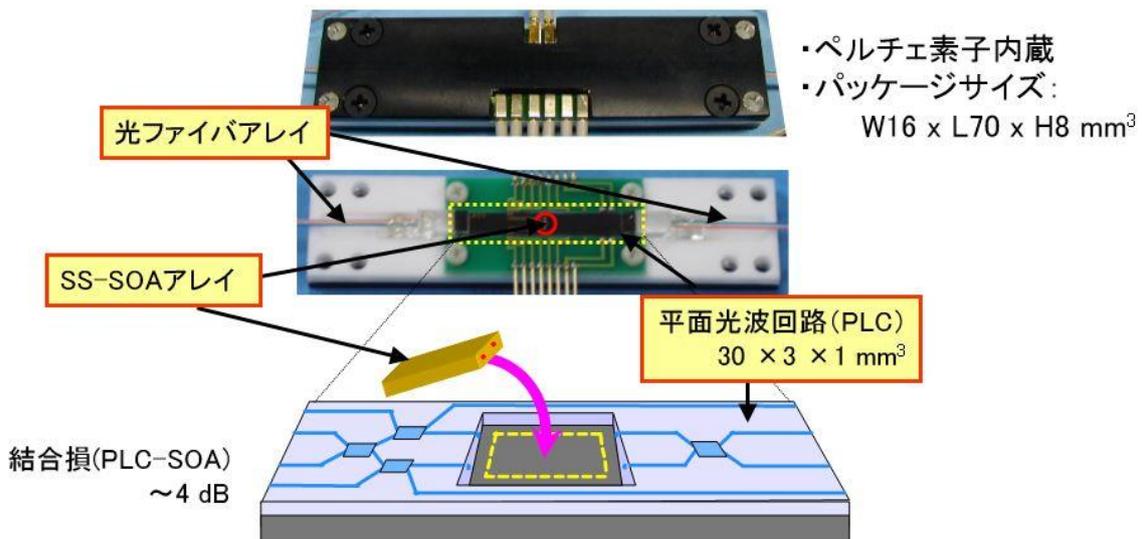


図 5-2 マッハ・ツェンダ型 XPM 波長変換モジュールの構成と写真

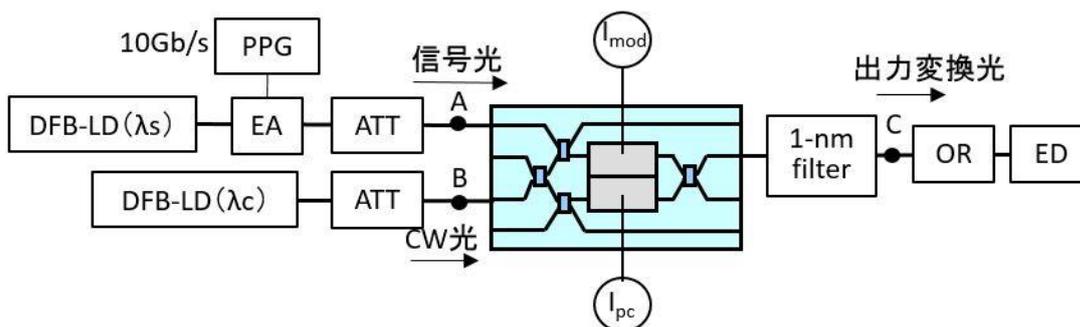


図 5-3 実験系

変調器を 10Gb/s の電気信号で強度変調して生成した。入力信号光波長は 1558.7nm、CW 光波長は 1535.1nm である。信号光を入射する側の SOA 電流を  $I_{mod}$ 、反対側の位相調整用 SOA の電流を  $I_{pc}$  とする。

### 5.3.2 入力 CW 光パワーの最適化

図 5-4 は入力 CW 光パワーが +5dBm のとき (○) と -10dBm のとき (●) の XPM 波長変換静特性 (反転モード出力) の変化を示す。出力変換光パワーが極小となる入力信号光パワーをスイッチングパワー ( $P_{s-in(conv)}$ ) とする。CW 光パワーが +5dBm から -10 dBm に減少すると、スイッチングパワーも 0dBm から -9dBm に減少している。つまり、スイッチングパワー低減のためには CW

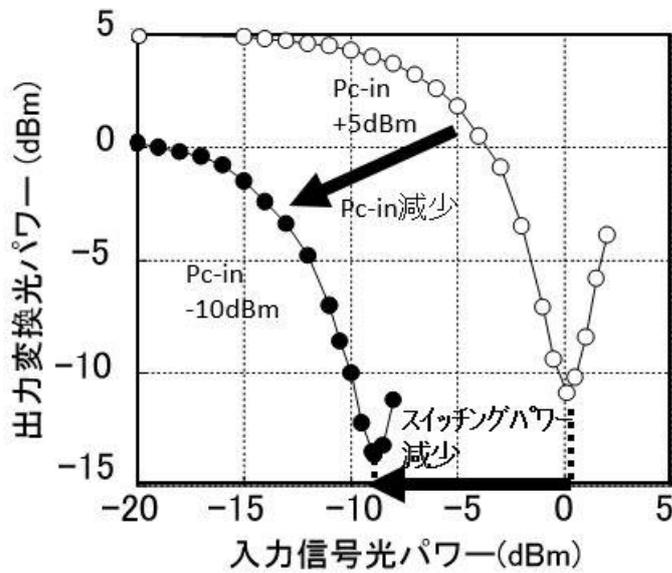


図 5-4 入力 CW 光パワー減少時の XPM 波長変換静特性の変化 (実測値)

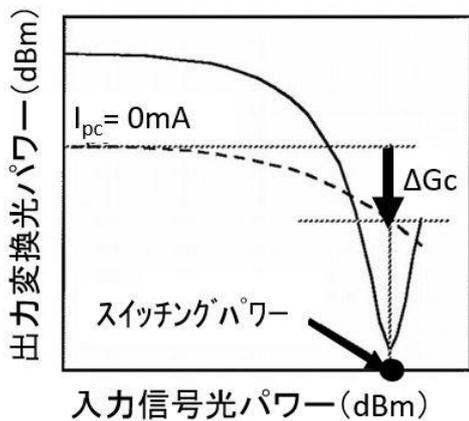


図 5-5 XPM 波長変換静特性 (実線) とスイッチングパワーにおける  $I_{pc}=0mA$  時の SOA 利得減少量  $\Delta Gc$  (破線)

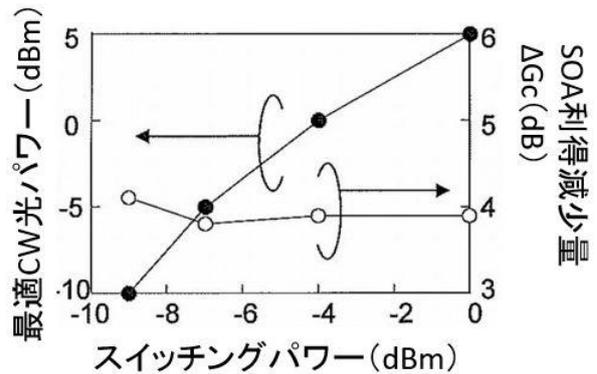


図 5-6 スwitchングパワーの変化に対する最適 CW 光パワー (左) とその時の  $\Delta Gc$  (右)

光パワーも一緒に減少させる必要があることが分かる。

図 5-4 のような変化が生じる理由を説明するため、SOA の利得変化に着目した。2 個の SOA のうち信号光が入力していない側の SOA の駆動電流をオフ ( $I_{pc}=0mA$ ) にすると、信号光が入力する SOA 内における利得の変化 (XGM) を観測することができる。図 5-5 で実線は XPM 波長変換動作時の出力変換光パワーを、破線は  $I_{pc}=0mA$  としたときの出力変換光パワーを示す。後者は SOA

内の相互利得変調 (XGM) によるものであり、そのパワー変化は利得変化に等しい。入力信号光パワーの増加に伴い利得は単調減少するが、入力信号光パワーがスイッチングパワーに達したときの利得の減少量を  $\Delta G_c$  とする。図 5-6 はスイッチングパワーの変化に対する最適入力 CW 光パワー (左軸) とそのときの利得減少量  $\Delta G_c$  (右軸) を表す。スイッチングパワーが 0dBm から -9dBm まで減少したとき、最適な入力 CW 光パワーも +5dBm から -10dBm へ減少し、そのときの  $\Delta G_c$  を測定すると、どの入力光パワー条件でも約 4dB でほぼ一定であることが分かる。これは次のように説明できる。XPM 波長変換動作のためには、変調用 SOA 内で位相変化  $\Delta \phi \sim \pi$  : 一定を保つ必要がある。ここで、 $\Delta G$  (利得変化)  $\propto \Delta n$  (キャリア密度変化)  $\propto \Delta N$  (屈折率変化)  $\propto \Delta \phi$  (位相変化) であるため、位相変化  $\Delta \phi$  を一定に保つためには  $\Delta G_c$  が一定でなければならない。このように、XPM 波長変換動作が生じる条件は SOA 内の利得減少量が一定であることで、スイッチングパワーを低減させるには CW 光パワーも一緒に減少させる必要がある。

### 5.3.3 位相調整用 SOA 電流の最適化

次に SOA 低電流動作時の問題について述べる。変調用 SOA 電流の低下によって次のような問題が生じる。図 5.7 (a) は、 $I_{mod}$  が十分高い場合 (i.e.  $I_{mod} = 200\text{mA}$ ) と (b) 低い場合 (i.e.  $I_{mod} = 100\text{mA}$ ) とでの出力波形の違いを示した模式図であり、消光比 (extinction ratio: ER) とアイ開口 (eye-opening ratio) の定義も併記した。消光比は出力波形の ON レベル (最大値) と OFF レベル (最小値) の比であり、アイ開口度は出力振幅の最大値と最小値の比である。通常、 $I_{mod}$  が十分高ければ図 5-7 (a) のような良好な出力アイパターンとなり、この場合アイ開口度は約 1 である。しかし、 $I_{mod}$  が減少すると、変調用 SOA 内のキャリア密度が減少しキャリア寿命が長くなるため、入力信号光パターンによって出力振幅に差が生じる。これは遅い信号に対する振幅に比べ、速い信号に対する振幅が小さくなる現象である。その結果、図 5-7 (b) のようなアイパターンとな

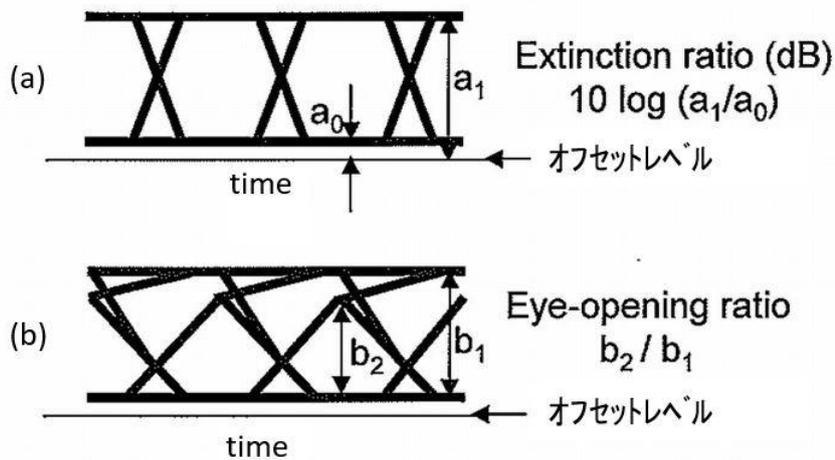


図 5-7 出力アイパタンの違い  
(a) SOA 電流が高い場合 (b) SOA 電流が低い場合

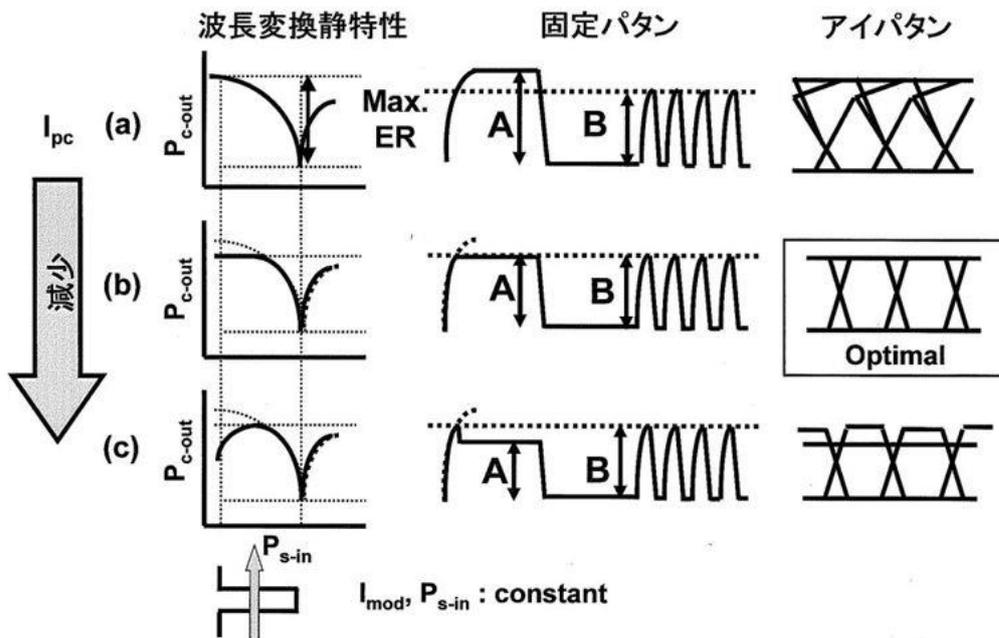


図 5-8 位相制御用 SOA 電流  $I_{pc}$  のシフトによる出力アイパタンの改善

り、アイ開口度は 1 より小さくなる。変調用 SOA の電流を上げずにアイ開口度を改善する方法はあるだろうか。それができれば低光パワー動作と低電流動作を両立することができる。ここで位相調整用 SOA の駆動電流  $I_{pc}$  に着目する。図 5-8 に  $I_{pc}$  の減少に伴う波長変換静特性 (左) と固定パターン (中央) およびアイパターン (右) の模式図を示す。図 5-8 (a) は図 5-7 (b) の状態に相当し、本来

最大消光比が得られるフルスイッチング動作点である。このときの固定パターンは、遅い変化(11110000)に対しては出力振幅 A、早い変化 (10101010) に対しては出力振幅 B となり、 $A > B$  である。この固定パターンの重ね合わせの結果、アイ開口度が 1 より劣化したアイパターンが生じる。このことから、出力振幅  $A = B$  となればアイ開口度の劣化を抑制できる。そこで  $I_{pc}$  をフルスイッチング動作点から減少させていくと、信号光未入射時の出力変換光パワーが減少するため、波長変換曲線は図 5-8 (b)に示すように、出力変換光パワーが変化しない領域を持つようになる。この状態では出力振幅  $A = B$  となりアイ開口度が改善する。更に  $I_{pc}$  を下げると、初期レベルが更に減少するため、図 5-8 (c) のように出力振幅は  $A < B$  となりアイ開口度はやはり 1 より劣化する。つまり、 $I_{pc}$  には最適点があるといえる。

### 5.3.4 アイ開口度の改善効果

5.3.3 で述べたアイ開口度改善効果を確認するため、実際に位相調整用 SOA 電流  $I_{pc}$  の変化に対するアイ開口度を測定した。図 5-9 (a) は変調用 SOA 電流

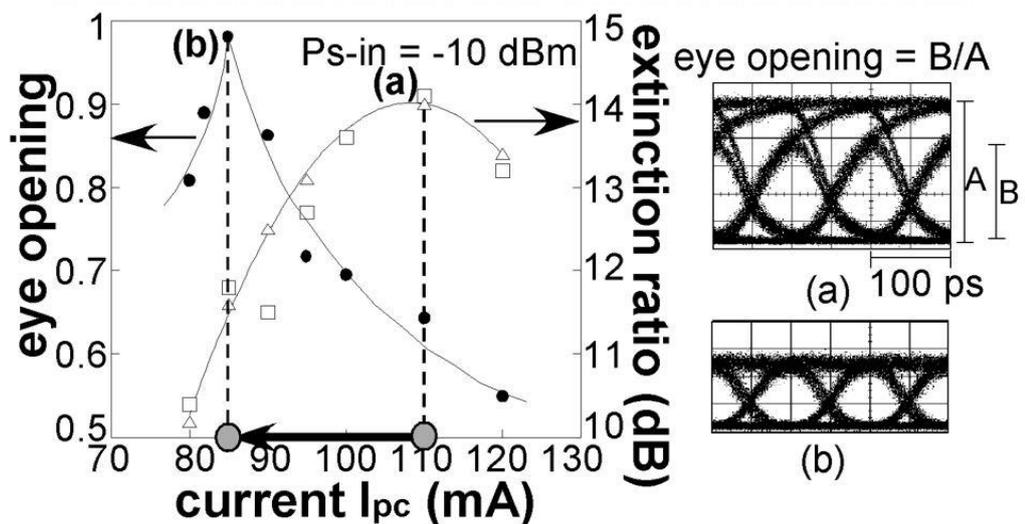


図 5-9 位相調整用 SOA 電流  $I_{pc}$  のシフトに対する 10Gb/s 出力波形のアイ開口度 (左軸) と消光比 (右軸)  
 (a)最大消光比でのアイパターン (b) 最大アイ開口のアイパターン

及び入力信号光パワーは一定の下で、 $I_{pc}$  を変化させたときの 10Gb/s 出力変換光波形のアイ開口度（左軸）と消光比（右軸）の変化を示す。最大消光比が得られる動作点(a) ( $I_{pc}=110\text{mA}$ ) においてアイ開口度は約 0.65 と不十分である（出力アイパターン(a)）。 $I_{pc}$  を動作点(a)から減少させると、消光比は減少するがアイ開口度は増加し、動作点(b) ( $I_{pc}=85\text{mA}$ ) においてアイ開口度は最大値(0.98) となり（出力アイパターン(b)）、パターン効果のない良好なアイパターンを観測した。

### 5.3.5 スイッチングパワーの低減（-10dBm 動作）

前項までに述べた位相調整用 SOA 電流  $I_{pc}$  の最適条件の下で、10Gb/s 低光  
 図 5-10 10Gb/s・-10dBm 波長変換動作時の符号誤り率特性とアイパターン  
 図 5-11 位相調整用 SOA 電流の最適化によるスイッチングパワーの低減効果  
 パワー動作の評価を行った。図 5-10 は入力信号光（●）と出力変換信号光（○）の符号誤り率測定の結果を示す。入力信号パワーは-10dBm である。挿入図は出力変換信号光のアイパターンである。入力信号光に対し出力変換信号光のパワーペナルティ（符号誤り率  $10^{-9}$ ）0.5dB 以内の良好な 10Gb/s 波長変換動作を

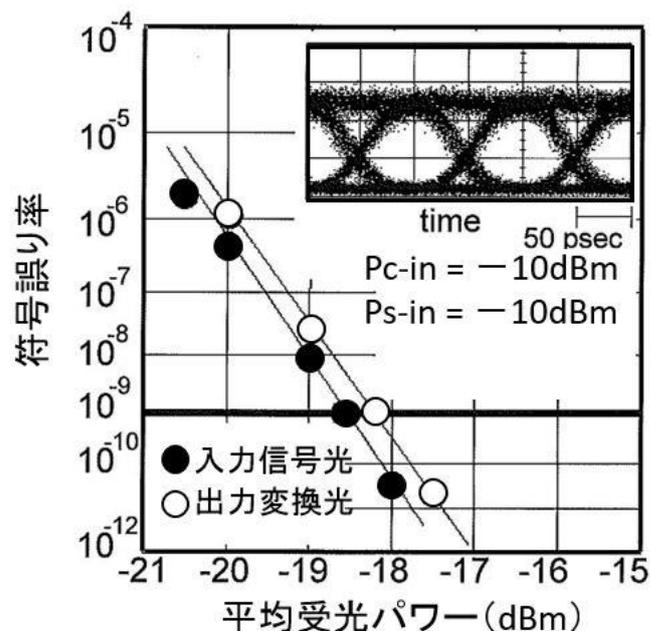


図 5-10 10Gb/s 低光パワー・低電流動作時の符号誤り率特性と出力アイパターン

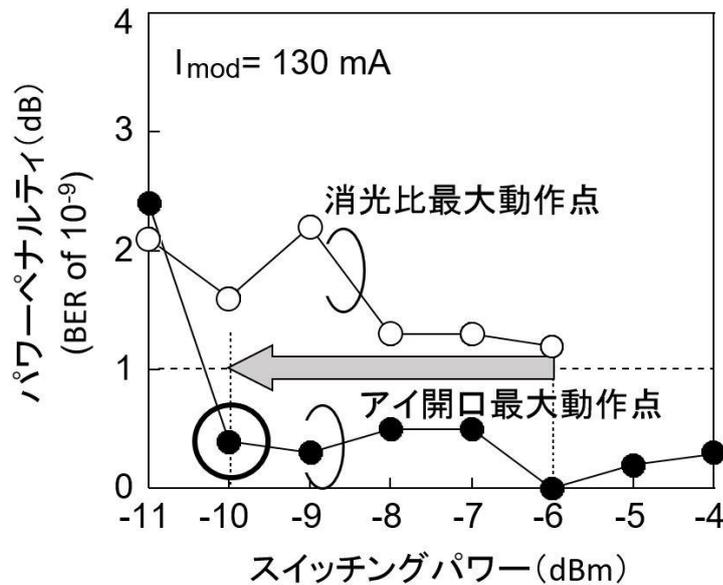


図 5-11 アイ開口改善条件によるスイッチングパワーの低減

確認した。図 5-11 は上記パワーペナルティをスイッチングパワーが  $-4\text{dBm}$  以下で評価した結果である。図中、●は  $I_{pc}$  をアイ開口が最大になるよう最適化した動作点 ( $I_{pc}=85\text{mA}$ )、○は消光比が最大になるよう設定した従来のフルスイッチング動作点 ( $I_{pc}=110\text{mA}$ ) を示す。フルスイッチング動作点ではスイッチングパワー  $-6\text{dBm}$  以下になるとパワーペナルティは  $1\text{dB}$  以上に劣化するのに対し、最適動作点ではスイッチングパワーが  $-10\text{dBm}$  までパワーペナルティ  $0.5\text{dB}$  以内を保持している。 $1\text{-dB}$  パワーペナルティを許容すると、最小スイッチングパワーは  $4\text{dB}$  以上改善された。また、このときの入力 CW 光パワーも  $-10\text{dBm}$  であり、SOA 駆動総電流は  $215\text{mA}$  ( $I_{mod}=130\text{mA}$ 、 $I_{pc}=85\text{mA}$ ) まで低減された。

#### 5.4 8 スロット装置の 10Gb/s 低光パワー動作

作製した 8-スロット装置の写真を図 5-12 に示す。各チャネルにおける 10Gb/s 動作を確認した。図 5-13 に各スロットにおけるパワーペナルティ (左軸) と最小スイッチングパワー (右軸) を示す。パワーペナルティは全スロットでほぼ  $1\text{dB}$  以内であり、また、最小スイッチングパワーは  $-10\text{dBm}$   $\sim$   $-8\text{dBm}$  であり、パワー変動幅  $2\text{dB}$  以内の均一な特性を確認することができた。

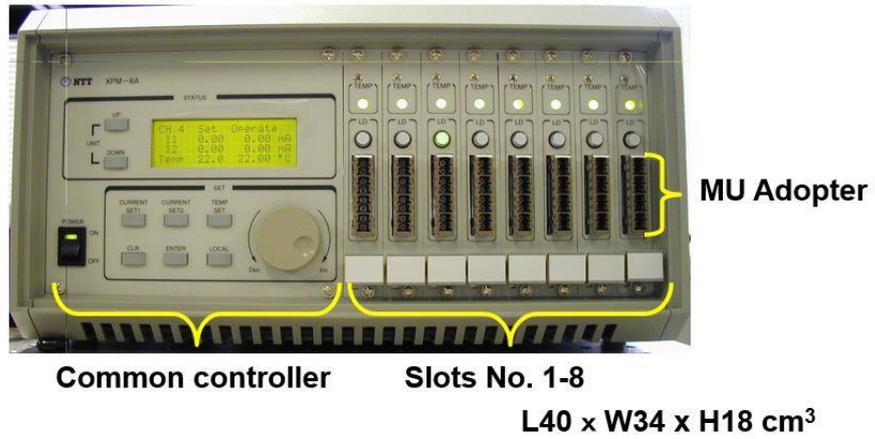


図 5-12 8 スロット装置の外観写真

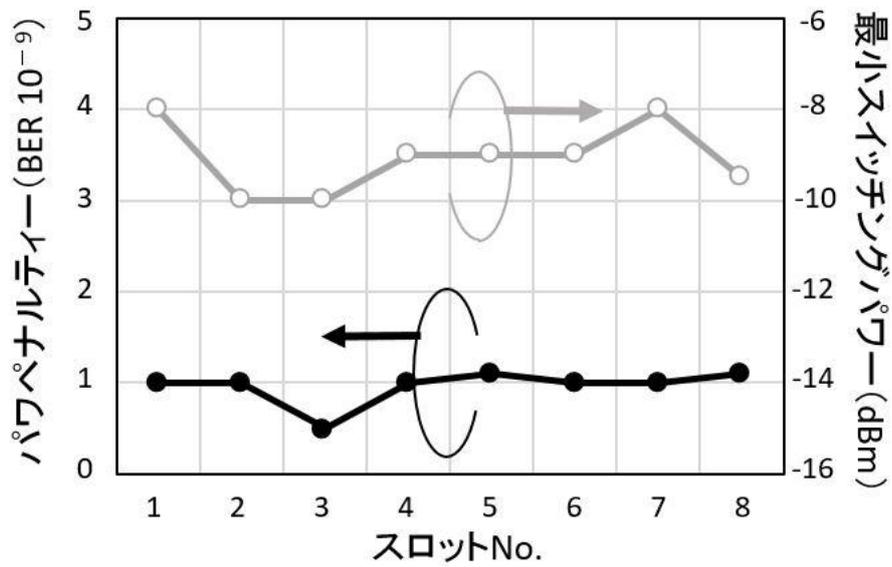


図 5-13 8 スロット装置における 10Gb/s XPM 波長変換動作時の  
パワーペナルティ (左軸) と最小スイッチングパワー (右軸)

## 5-5 本章のまとめ

本章では、10Gb/s XPM 波長変換モジュールの実用上の課題、特に低光パワー入力・低電流動作の両方を実現するため動作条件について検討を行い、その結果、以下の事項を明らかにした。

- 1) スイッチングパワー低減のために入力 CW 光パワーと一緒に減少させる必要があることを実験的に確認し、その理由として変調用 SOA 内の利得変化量が一定に保たれるという機構を見出した。
- 2) 変調用 SOA の低電流動作時に問題となる、出力変換光のアイ開口度の劣化を改善するため、位相調整用 SOA 電流の最適化を行った結果、フルスイッチング動作点に比べて出力アイ開口度が改善されることを見出した。
- 3) 2) の出力アイ開口度が最大となる動作点へ位相調整用 SOA 電流を移行させる際にスイッチング光パワーが増加することに対して、入力 CW 光パワーの低減が等価な効果を持つことを実験的に明らかにした。
- 4) 1) から 3) の調整パラメータの最適化により、10Gb/s 低光パワー動作を光プリアンプなしで実現した（スイッチングパワー：-10dBm、CW 光パワー：-10dBm）。また、2 個の SOA 電流の総量は 215mA となり、低光パワーと低電流動作の両方を実現した。
- 5) 1) から 3) の調整パラメータの最適化により、フルスイッチング動作点と比較して最小スイッチング光パワーを 4dB 以上改善することができ、提案した調整パラメータの最適化手法の有効性を示した。

- 6) 1) から 3) の調整パラメータの最適化により、8 スロット装置の全チャンネルで最小スイッチングパワー $-10\text{dBm}$ ～ $-8\text{dBm}$  の均一な  $10\text{Gb/s}$  波長変換動作を確認し、提案した調整パラメータの最適化手法の汎用性を確認した。



## 第 6 章 XPM 波長変換モジュールへの入力光 パワー簡易最適化技術

### 6.1 はじめに

XPM 波長変換モジュールは入力光パワー、入力光波長、SOA 注入電流と調整パラメータが多数あり、実用性の向上に向けて簡易な調整方法が求められる。本章では、調整パラメータの 1 つである「入力光パワー」を簡易に最適化する汎用的な手法を提案し、その有効性を確認するための実験を行う。

第 2 節では、モニタ信号光を利用して XPM 波長変換の最適動作点を保持する手法を提案する。第 3 節では本手法を固定波長から任意波長への XPM 波長変換に応用し、出力波長を切り替える際の最適 CW 光パワーを簡易に抽出する手法を提案する。第 4 節では XPM 波長変換モジュールの装置化を行い、波長可変光源等と連動的に動作する出力波長可変型の波長変換装置を開発し、第 3 節の手法を用いて固定波長から任意波長への 10Gb/s 波長変換動作を簡易に実現する。第 5 節では本章のまとめを述べる。

## 6.2 入力光パワーの簡易最適化技術

### 6.2.1 調整パラメータ

図 6-1 にマッハ・ツェンダ型 XPM 波長変換モジュールの構成と入出力光パワーの関係を示す。c1 から c4 は光 3-dB コプラである。XPM 波長変換モジュールの入力ポート I1 から波長  $\lambda_s$  の信号光を、入力ポート I2 から波長  $\lambda_c$  の CW 光を入力する。2 個の SOA のうち、変調信号光が入射する SOA を SOA<sub>mod</sub> (mod: modulation)、その駆動電流を  $I_{mod}$  とする。また、位相調整用 SOA を SOA<sub>pc</sub> (pc: phase control)、その駆動電流  $I_{pc}$  とする。 $I_{mod}$ 、 $I_{pc}$  を調整して、出力ポート O1 には入力信号に対してビットが反転した出力変換光 (波長  $\lambda_c$ ) が、出力ポート O2 には非反転の出力変換光 (波長  $\lambda_c$ ) が出力している (図 6-1 出力側上段)。調整パラメータは、入力信号光パワー  $P_{s-in}$ 、入力 CW 光パワー  $P_{c-in}$ 、入力信号光波長  $\lambda_s$ 、入力 CW 光波長  $\lambda_c$ 、SOA 注入電流  $I_{mod}$ 、および  $I_{pc}$  の計 6 個である。

ここで波長  $\lambda_s$  の入力信号光に着目すると、入力信号光は SOA<sub>mod</sub> を通過した後、

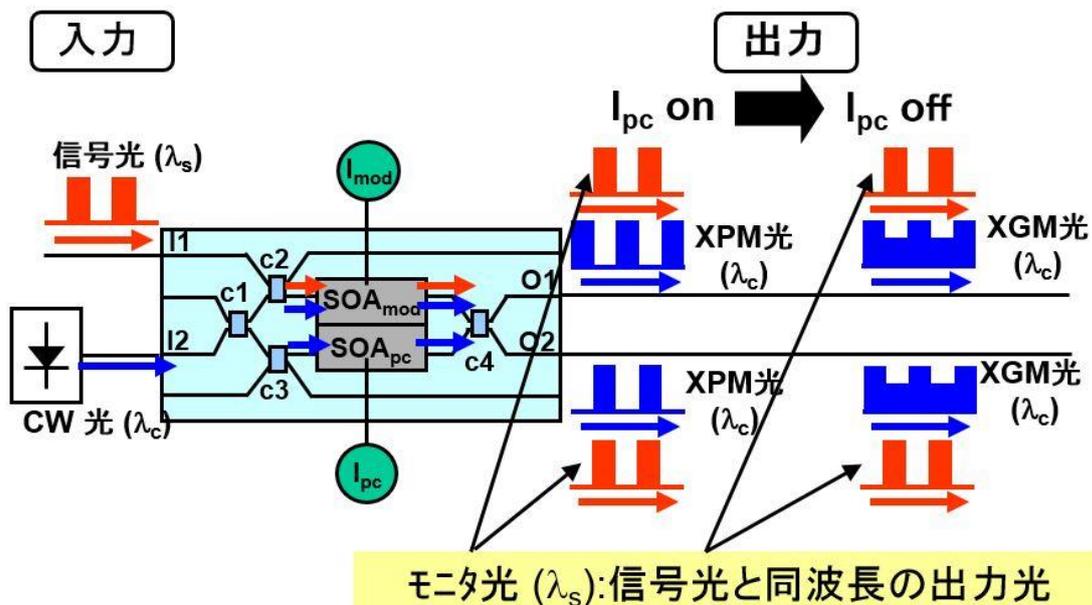


図 6-1 位相調整用 SOA 電流  $I_{pc}$  をオン・オフしたときの XPM 波長変換モジュールからの出力光の変化

光カプラ c4 で 2 分岐されてポート O1 と O2 に出力する。 $I_{pc} = 0\text{mA}$  にしてもそれは変わらない。ところで  $\text{SOA}_{\text{mod}}$  では CW 光と信号光が入射した結果 XGM が生じており、 $I_{pc} = 0\text{mA}$  にすると、その XGM 出力がポート O1 と O2 に出力する。このことから、波長  $\lambda_s$  の出力信号光は  $\text{SOA}_{\text{mod}}$  内の XGM と相関があると考えられる。この波長  $\lambda_s$  の出力信号光は、XPM 動作時でも観測可能であるため、この波長  $\lambda_s$  の出力信号光を、最適動作点を反映したパラメータに使用できる可能性があると考え、今後モニタ信号光と呼ぶ。

### 6.2.2 モニタ信号光による最適動作点の保持

ここでは XPM 波長変換の最適動作点とモニタ信号光パワーの関係、およびモニタ信号光パワーの具体的な値について述べる。図 6-2 (a) は、入力信号光パワーに対する出力変換光パワー、(b) XGM 出力光パワー、(c) モニタ信号光パワーの変化を模式的に表したものである。入力 CW 光パワー、SOA 駆動電流  $I_{\text{mod}}$ 、 $I_{pc}$  は一定とし、信号光波長  $\lambda_s$  と CW 光波長  $\lambda_c$  は共に SOA の利得ピーク付近とする。また、CW 光の入射によって  $\text{SOA}_{\text{mod}}$  は飽和状態にあるとする。図 6-2 (a) で入力信号光パワーの増加に伴い XPM 波長変換光パワーは極大から極小へ変化し、この変化量を消光比 (ER) とする。ER が最大となる入力信号光パワーをスイッチングパワー  $P_{s-in-conv}$  とし、この状態を最適動作点と定義する。

図 6-2 (b) で入力信号光パワーがスイッチングパワーに達したときの SOA 利得減少量を  $\Delta G_c$  (dB) とする。前章で述べたように最適動作点では  $\Delta G_c$  が一定であり、逆にこれを一定に保持すれば最適動作点を維持できるはずである。しかし、 $\Delta G_c$  を観測するためには前節で述べたように  $I_{pc} = 0\text{mA}$  にする必要がある。そこで、もう 1 つの観測可能なパラメータであるモニタ信号光パワーに着目する。図 6-2 (c) でモニタ信号光パワー  $P_{s-out}$  は入力信号光パワーの増加に伴い増加し、やがては飽和出力  $P_{sat}$  に達する。しかし入力信号光パワーがスイッチングパワーに達した時点では、モニタ信号光パワーはまだ飽和出力に達しておらず、そのときの飽和出力からの低減量を  $\Delta G_s$  (dB) とする。 $\text{SOA}_{\text{mod}}$  は既に飽

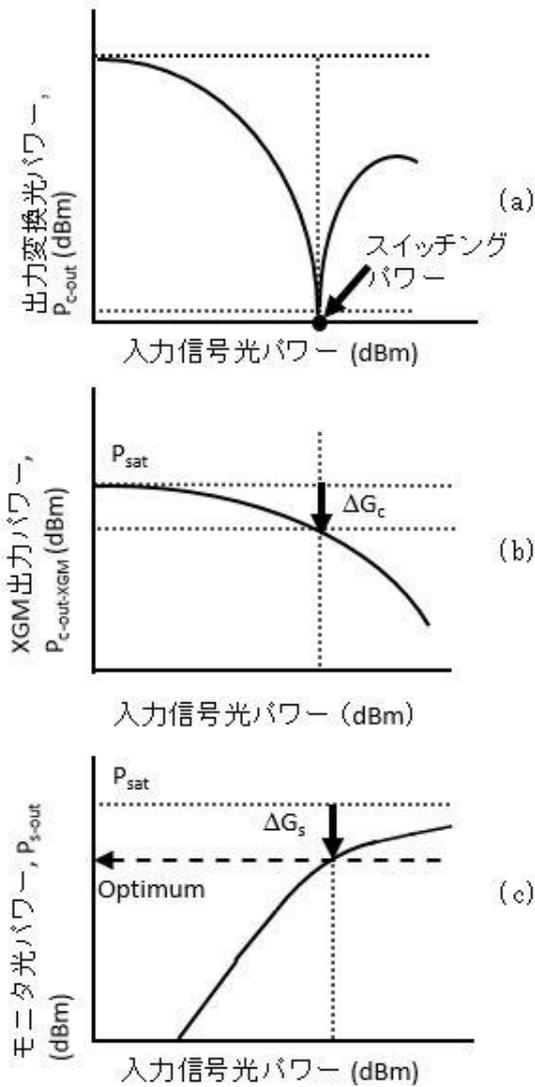


図 6-2 入力信号光パワーの変化に対する  
 (a) XPM 波長変換静特性  
 (b) XGM 出力 ( $I_{pc} = 0\text{mA}$ )  
 (c) モニタ信号光

和状態で全出力光パワーは一定と考えると、XGM 出力変換光パワー ( $P_{c-out-XGM}$ ) とモニタ信号光パワー ( $P_{s-out}$ ) の和が飽和出力になる。前者が決まれば後者の値も決定できる。つまり、 $\Delta G_c$  一定の代わりに、モニタ信号光パワーを一定に保持すればよいことが分かる。

ここで、具体的なモニタ信号光パワーについて考える。全光出力光パワー (飽和出力) 一定なので、例えば、 $\Delta G_c = -3\text{dB}$  のとき、 $\Delta G_s = -3\text{dB}$  であり、 $\Delta G_c = -4\text{dB}$  のとき  $\Delta G_s$  は約  $-2.2\text{dB}$  となる。概ね保持すべきモニタ信号光パ

ワーは飽和出力から 3 から 4dB 低い値となる。

### 6.2.3 最適動作点への調整方法

次に、このモニタ信号光パワーを用いて最適動作点を保持するための入力光パワーの調整方法について具体的に説明する。

図 6-3 はスイッチングパワーの変化に対するモニタ信号光パワーおよび最適 CW 光パワーの変化の概略を示す。実線 (—) は入力 CW 光パワーが  $P_{c-in}(A)$ 、破線 (---) は入力 CW 光パワーが  $P_{c-in}(B)$  の場合の特性を示す ( $P_{c-in}(A) < P_{c-in}(B)$ )。入力 CW 光パワーが  $P_{c-in}(A)$  のとき、入力信号光パワー(A)でモニタ信号光パワーの最適値 Optimum  $P_{s-out}$  が得られているとする (動作点 A)。今、(A)一定のまま、入力 CW 光パワーが増加すると、飽和出力一定なのでモニタ信号光パ

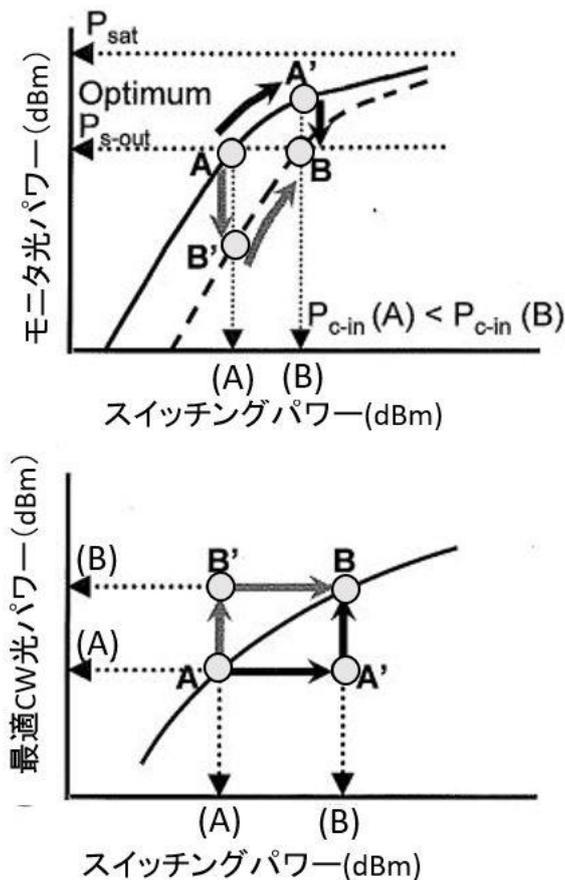


図 6-3 最適動作点への調整道筋を示す図

ワーが減少する（動作点  $A \rightarrow B'$ ）。そこで、モニタ信号光パワーを元の最適値へ戻すため、入力信号光パワーを(A)から(B)まで増加させる（ $B' \rightarrow B$ ）。逆に、動作点 A から入力信号光パワーのみが増加した場合（動作点  $A \rightarrow A'$ ）、入力 CW 光パワーも増加させて（動作点  $A' \rightarrow B$ ）、モニタ信号光パワーを最適値に戻せばよい。つまり、入力信号光と CW 光パワーのどちらか一方が増加したら他方も増加させ、どちらか一方が減少したら他方も減少させればよい。

図 6-3 (b)はスイッチングパワーの変化に対する最適 CW 光パワーの変化を示した概略図である。動作点 A、A'、B、B'は図 6-3 (a)と同じである。スイッチングパワーが増加した場合は入力 CW 光パワーも増加させ（ $A \rightarrow A' \rightarrow B$ ）、スイッチングパワーが減少した場合は入力 CW 光パワーも減少させる必要のあることが分かる（ $A \rightarrow A' \rightarrow B$ ）。このように、入力信号光または入力 CW 光パワーの変化に対し、モニタ光信号光パワーが最適値を保持するように入力 CW 光パワーまたは入力信号光パワーを最適化すればよい。

## 6.2.4 確認実験

実際に XPM 波長変換モジュールを用いて、モニタ信号光による入力光パワーの最適化を確認する実験を行った。図 6-4 に実験系を示す。EA 変調器を PPG で直接的に変調し 10Gb/s NRZ 信号光（PRBS<sup>231-1</sup>）を生成した。入力信号光パワー、入力 CW 光パワーは各々点 a、点 b で測定した。波長変換出力光(XGM、

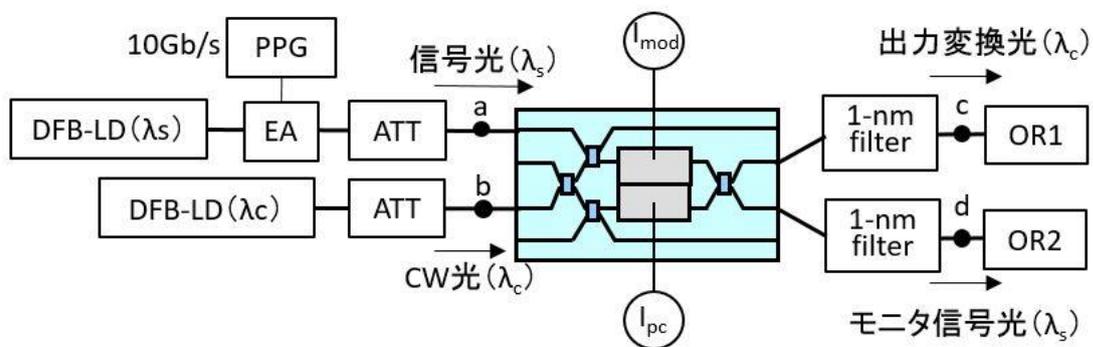


図 6-4 モニタ信号光を用いた入力光パワー最適化検討の実験系

XPM) とモニタ信号光パワーは、各々光バンドパスフィルタ通過後に点 c、点 d にて測定した。XPM 波長変換モジュールは第 5 章のマッハ・ツェンダ型モジュールを用いた。

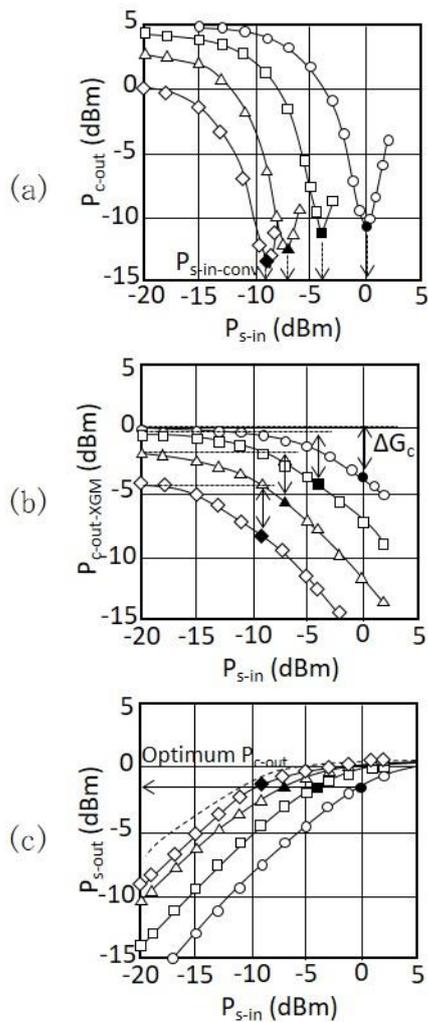


図 6-5 入力 CW 光パワー変化時の  
 (a) XPM 出力変換光パワーの変化  
 (b) XGM 出力光パワーの変化  
 (c) モニタ光パワーの変化

静特性の結果を図 6-5 に示す。図 6-5 (a) に入力信号光パワーに対する、XPM 波長変換光パワーの測定結果を示す。入力信号光波長は 1558.1nm、入力 CW 光波長は 1550.1nm である。SOA 駆動電流は、 $I_{\text{mod}}=200\text{mA}$ 、 $I_{\text{pc}}=130\text{mA}$  である。◇、△、□、○は各々入力 CW 光パワーが、 $-10\text{dBm}$ 、 $-5\text{dBm}$ 、 $0\text{dBm}$ 、 $+5\text{dBm}$  を表す。図 6-5 (a) で黒点は、各 CW 光パワー入射時のスイッチング動作点を示し、スイッチングパワーは各々、 $-8.9\text{dBm}$ 、 $-7.1\text{dBm}$ 、 $-3.9\text{dBm}$ 、 $+0.1\text{dBm}$  であった。スイッチングパワーは入力 CW 光パワーの増加に伴い増加

することが分かる。図 6-5 (b) は XGM 波長変換光パワーの測定結果を示す ( $I_{pc}=0\text{mA}$ )。入力信号光パワーが  $-10\text{dBm}$  から各スイッチングパワーまで増加したときの利得変化量  $\Delta G_c$  は各々、 $-4.1\text{dBm}$ 、 $-3.8\text{dBm}$ 、 $-3.9\text{dBm}$ 、 $-3.9\text{dBm}$  でほぼ一定であった。図 6-5 (c) はモニタ信号光パワーの測定結果を示す。点線は CW 光未入射時の特性を示す。黒点は各スイッチングパワーにおけるモニタ信号光パワーを示し、各々  $-1.3\text{dBm}$ 、 $-1.5\text{dBm}$ 、 $-1.6\text{dBm}$ 、 $-1.5\text{dBm}$  でほぼ一定であった。

図 6-6 (a) ○は図 6-5 の利得変化量  $\Delta G_c$  を、●は飽和出力  $0.8\text{dBm}$  (信号光パワー  $5\text{dBm}$  入射時) と実測したモニタ信号光パワーの値から求めた  $\Delta G_c$  を示し、両者は良く一致している。このことは、モニタ信号光パワーがスイッチング動作の監視に有効であることを示している。図 6-7 (b) は図 6-5 でスイッチングパワーの変化に対し最適化した CW 光パワーの変化を示す。スイッチングパワーの増加に伴い必要な CW 光パワーも増加することが分かる。

次に  $10\text{Gb/s}$  動特性の測定結果を示す。図 6-7 は各スイッチングパワーに対する (a)モニタ信号光パワーと (b)最適化した入力 CW 光パワー (右軸) の値をプロットしたものである。スイッチングパワーが  $-10\text{dBm}$  から  $+8.5\text{dBm}$  まで増加したとき、最適 CW 光パワーは  $-16\text{dBm}$  から  $+13\text{dBm}$  まで増加した。その間、

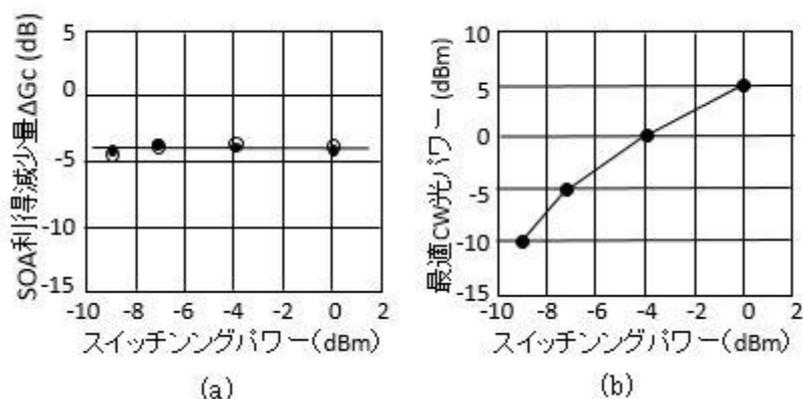


図 6-6 スwitchingパワー変化に対する  
 (a) SOA 利得減少量,  $\Delta G_c$  の変化  
 (b) 最適 CW 光パワーの変化

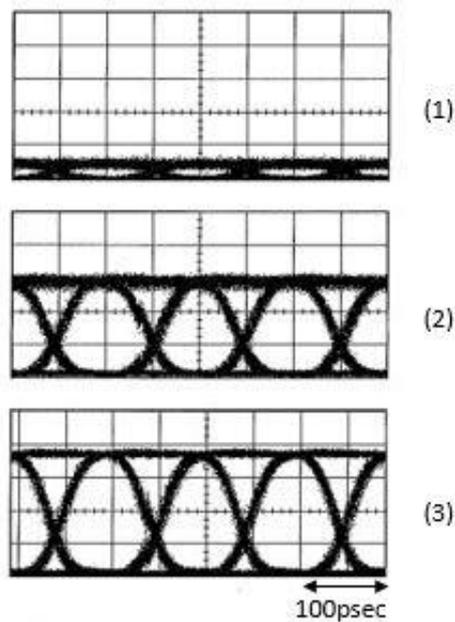
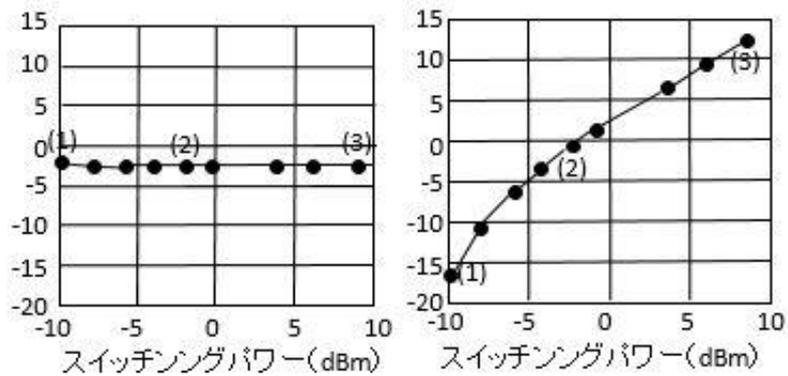


図 6-7 10Gb/s 動作時のスイッチングパワーに対する  
 右上図：最適 CW 光パワー  
 左上図：モニタ信号光パワー

モニタ信号光パワーは約 $-2.5\text{dBm}$ を保持していることが分かる。飽和出力パワー( $0.8\text{dBm}$ )とモニタ光パワーから、図 6-7 の  $\Delta G_c$  および  $\Delta G_s$  は各々 $-2.7\text{dB}$ 、 $-3.3\text{dB}$  と見積もることができる。図 6-8 は、スイッチングパワーが(1)  $-10\text{dBm}$ 、(2)  $-2.3\text{dBm}$ 、(3)  $+8.5\text{dBm}$  の各々の出力アイパターンを示す。各動作点においてクリアなアイパターンを確認することができた。これらの実験結果から、XPM 波長変換の最適動作点を維持するためには、モニタ信号光パワーを一定値に保持すればよいことが明らかになった。またその設定値は SOA の飽

和出力から 2-3dB 低い値である。XPM 波長変換の例として反転モードの場合のみを示してきたが、非反転モードの場合も本手法の効果は同様である。

### 6.3 出力波長可変型 XPM 波長変換への応用

#### 6.3.1 固定波長から任意波長への変換

次に、前節で提案した入力光パワーの簡易最適化手法を、固定波長から任意波長への XPM 波長変換に応用する。図 6-8 に SOA の信号利得の波長依存性の模式図を示す。実線は信号光未入射時の、破線は信号光入力時の特性を示す。入力信号光波長は SOA 利得ピーク付近とし、パワーは一定とする。入力 CW 光波長は SOA 利得ピークを中心に約 30nm の範囲で任意に設定する。入力 CW 光波長を、(1)利得ピークより短波側、(2) 利得ピーク付近、(3) 利得ピークより長波側に各々設定し、入力 CW 光パワーは同じとする ( $\lambda_1 < \lambda_2 < \lambda_3$ )。信号光の入射によって信号利得は実線から破線のように変化する。つまり、全利得スペクトルに渡り均一に利得減少が生じると共に、利得ピークが長波側にシフト

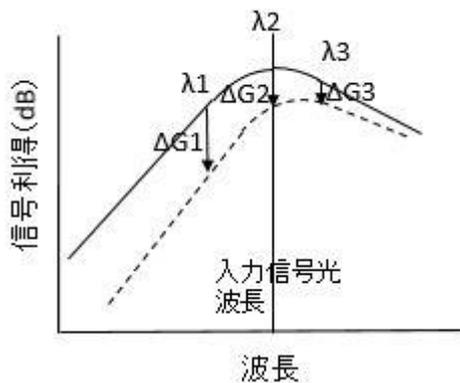


図 6-8 SOA 信号利得の波長依存性  
実線：信号光未入射時  
破線：信号光入射時

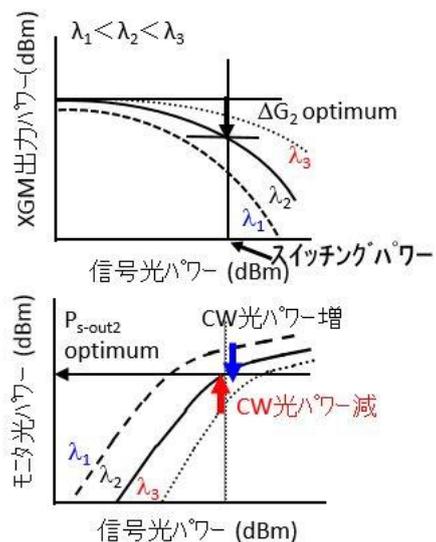


図 6-9 出力波長変化時の  
入力信号光パワーに対する  
(a)XGM 出力変化  
(b)モニタ信号光パワーの変化

する。これはバンドフィリング効果の逆過程で説明できる[34]。このため、SOA内で生じる利得変化は $\Delta G_c(1) > \Delta G_c(2) > \Delta G_c(3)$ となり、短波側でより大きく利得が減少する。全波長で一様な利得減少を生じさせるためには、 $\Delta G_c(2)$ を最適動作点とすると、 $\Delta G_c(1)$ は小さくし、 $\Delta G_c(3)$ は大きくすればよいことが分かる。短波側で利得減少を小さくするためには、入力信号光パワーを減らせばよいと考えられるが、入力信号光パワーは一定という条件なので、等価的に考えてCW光パワーを増加させればよいことが分かる。逆に長波側ではCW光パワーを減らせばよい。

図 6-9 は XPM 波長変換において CW 光波長が変化した時の、入力信号光パワーの変化に対する(a)XGM 出力光パワー、(b)モニタ信号光パワーの変化を示す。実線は CW 光波長が $\lambda_2$  (利得ピーク付近) の場合の特性を示し、このときの利得減少 $\Delta G_2$ とモニタ光パワーが最適値であるとする。破線は CW 光波長が $\lambda_1$  (利得ピークより短波側)、点線は CW 光波長 $\lambda_3$  (利得ピークより長波側)を示す。前述のように短波側での利得減少が大きくなるため $\Delta G_1 > \Delta G_2 > \Delta G_3$ である。このとき、モニタ信号光パワーは最適値に対して $P_{s-out1} > P_{s-out2} > P_{s-out3}$ となり、短波側ではモニタ信号光パワーを小さくするために、CW 光パワーを上げればよく、長波側では CW 光パワーを小さくすればよいことが分かる。以上のことからモニタ信号光を用いた入力光パワーの簡易調整機構は、固定波長から任意波長への XPM 波長変換時における CW 光パワーの最適化に適用可能であると考えられる。

### 6.3.2 確認実験－10Gb/s full C-band 出力波長可変波長変換動作

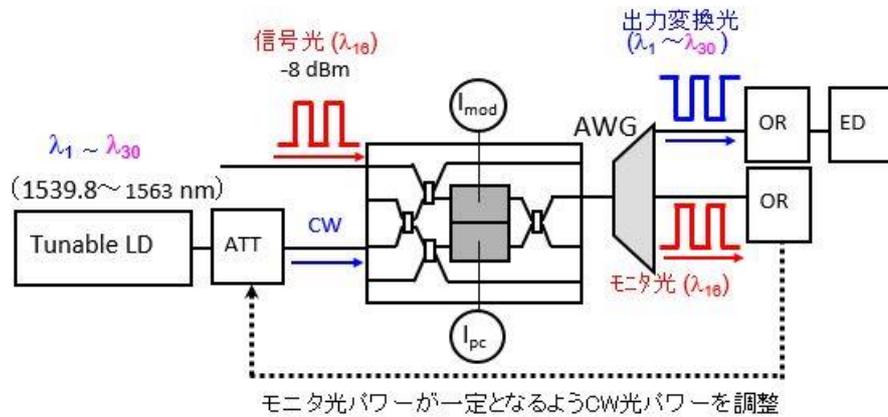


図 6-10 出力波長切替実験系

実際にモニタ信号光パワーを一定に保持しながら XPM 波長変換の出力波長切替実験を行い、簡易調整機構の検証を行った。図 6-10 に実験系を示す。本実験で用いた XPM 波長変換モジュールは第 5 章と同じである。本モジュールの  $\text{SOA}_{\text{mod}}$  の駆動電流は 150mA で、波長 1551nm 付近にゲインピークを持ち、3-dB 帯域（信号利得が 3dB 減少する波長範囲）は約 30nm である。CW 光源として超周期構造回折格子レーザ（SSG-DBR-LD : super-structure-grating distributed bragg reflector laser-diode）[45]を用い、入力 CW 光波長は 1539.8nm から 100GHz 間隔で 30 チャンネルを切り替えた（ $\lambda_1 - \lambda_{30}$ 、総波長範囲 24nm）。信号光波長は  $\lambda_{16}$  とし、PPG と EA 変調器を用いて 10 Gb/s 光信号

（NRZ, PRBS2<sup>31</sup>-1）を生成した。XPM モジュールへの入力光パワーは光アッテネータで調整した。また、点 a における平均入力信号光パワーを -8dBm に設定し、CW 光入力パワーは点 b での値とした。信号光と CW 光を XPM 波長変換モジュールに対し同方向から入射し、反対側の出力ポートに AWG フィルタを配置した。XPM 波長変換光（波長  $\lambda_1 - \lambda_{30}$ ）とモニタ信号光（波長  $\lambda_{16}$ ）は各々 AWG フィルタの異なるポートから出力する。本実験では、出力波長を切替える際にモニタ信号光パワーが一定（-5.2dBm）となるよう、入力 CW 光パワーを最適化し、切替波長毎の出力変換光の平均パワーと符号誤り率を評価し

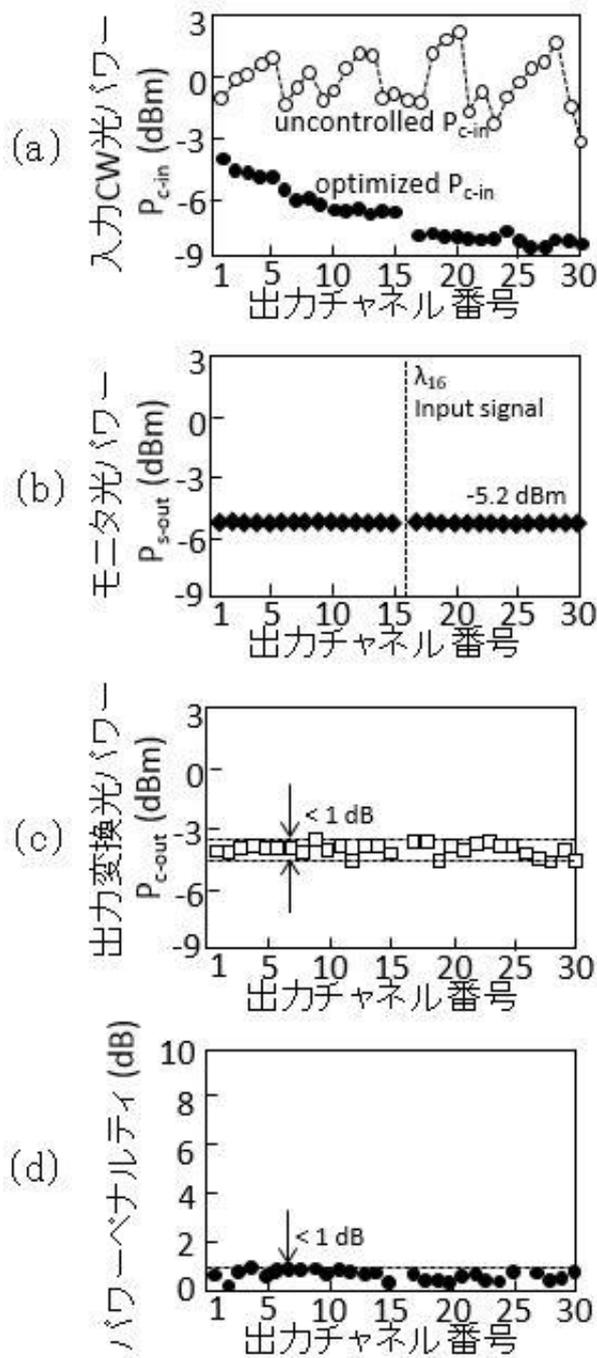


図 6-11  
 固定波長から任意波長への full C-band 10Gb/s XPM 波長変換出力.  
 出力チャンネル番号 1 ~ 30 に対して  
 (a) 波長可変光源の出力 (○) とモニタ光パワー一定の元抽出された最適 CW 光パワー (●)  
 (b) モニタ信号光パワー (一定)  
 (c) 出力変換光パワー  
 (d) 10Gb/s 波長変換によるパワーペナルティ

た。

図 6-11(a)から(d) に測定結果を示す。横軸は出力チャンネル番号を示し、図 6-11 (a) 左軸は SSG-DBR-LD からの出力光パワーを示す (図中白丸: uncontrolled  $P_{c-in}$ )。これに対し右軸は、モニタ信号光パワーが一定 ( $-5.2\text{dBm}$ ) になる

よう最適化した入力 CW 光パワーを示す（図中灰丸：optimized Pc-in）。予想したように、最適化された入力 CW 光パワーは短波側において増加傾向となった。図 6-11 (c) (d) は、XPM 出力変換光の平均出力光パワーおよびパワーペナルティを示す。全 30 チャンネルに渡り出力光パワーのばらつき 1dB 以内、パワーペナルティばらつきも 1dB 以内となり、良好な 10Gb/s 波長切替動作を確認することができた。図 6-12 (a)~(c)は、チャンネル 1、チャンネル 15、チャンネル 30 の出力アイパタンを示し、波長範囲 24nm に渡り良好な出力アイパタンを確認した。

以上の結果から、出力変換光を直接観測せずに、モニタ信号光パワーを一定値に保持することによって、固定波長から任意波長へ変換する際に入力 CW 光パワーを簡易に抽出できることを示した。

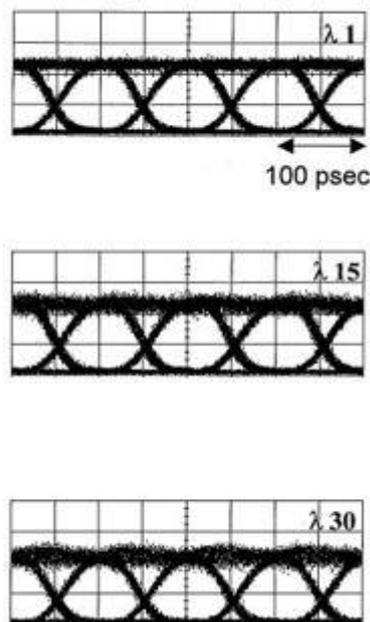


図 6-12 図 6-11 の出力アイパタン

## 6.4 10Gb/s 出力波長可変型 XPM 波長変換装置

### 6.4.1 装置概要



図 6-13 装置外観

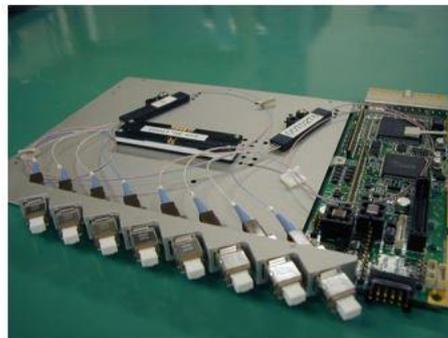


図 6-14 XPM 波長変換スロット

XPM 波長変換器の操作性および機能性向上のため、XPM 波長変換器と波長可変光源とを連動制御する出力波長可変型波長変換装置の開発を行った。図 6-13 に装置概観写真を示す。装置サイズは  $35 \times 44 \times 36 \text{ cm}^3$ 、全部で 16 スロット挿入可能であり電源部も含め 19 インチラックに収納されている。図 6-14 は波長変換スロット内部の写真を示す。ボードサイズは  $233.35 \text{ mm (6U)} \times 160 \text{ mm}$  であり、XPM 波長変換モジュールとマザーボードとドータボード（写真はドータボードを取り外した状態）から構成される。スロット前面にはスロット間光ファイバ接続のため、 $38^\circ$  下方斜め出しの 8 連 MU (miniature unit) アダプタ[46]が取り付けられている。また、スロット前面下部には CPU を直接制御するためのパラレルポートが、スロット背面にはパソコン制御するための IF (コンパクト PCI コネクタ) が装備されている。

各スロットの動作条件は、手動制御の場合は PC 画面にて設定を行い、自動制御の場合、パラメータテーブルに基づいて自動的に設定される。

図 6-15 に本装置の構成概略図を示す。本装置は、波長可変光源部、CW 光レベル制御部、XPM 波長変換部の機能スロット群とそれらの制御部（パソコン）から構成されている。各機能スロットはコンパクト PCI バスによって連動的に動作可能である。出力信号光波長の切替指示が入力されると、制御部に予め準

備されたパラメータテーブルに従い各機能スロットは動作設定される。波長可変光源部では出力波長の切替と同時に出力パワーの安定化を行い、次に CW 光レベル制御部において CW 光パワーを最適化し XPM 波長変換部へ入力する。入力 CW 光パワーの最適値は、前節で示した入力光パワーチューニング手法を用いて簡易に抽出することができる。

波長可変光源には SSG-DBR-LD を用いている[45]。図 6-16 に CW 光レベル制御部の構成を示す。CW 光レベル制御部は SOA と自動レベル制御回路 (automatic gain/loss control (AGLC) feedback circuit) [21]から構成され、SOA からの出力光パワーをモニタして SOA 駆動電流にフィードバックすることにより SOA 出力光パワーを制御する。AGLC 回路では、SOA 出力光パワーと設定値の比較を行い、現在値が設定値より小さい場合には SOA 駆動電流を増加させ、大きい場合には SOA 駆動電流を減少させる。本装置は出力波長数 30 波長 (100 GHz 間隔) であるが、これは波長可変光源の出力波長数に因るものであり、XPM 波長変換器の SOA の 3-dB 帯域を考慮すると 40 波長を許容することができる。

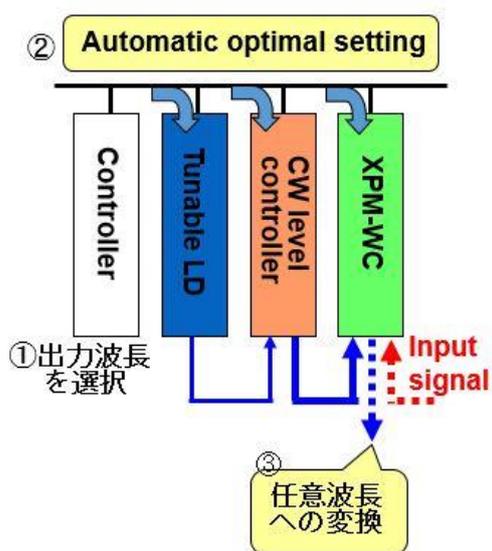


図 6-15 XPM 波長変換の装置構成

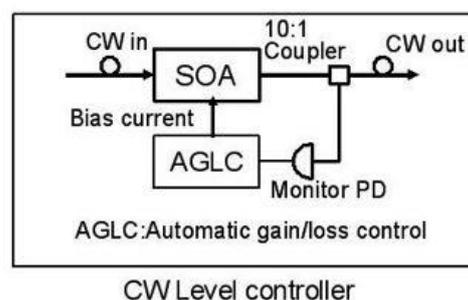


図 6-16 CW 光のレベル等価回路[ 21]

## 6.4.2 出力波長切替時間

本装置を光パルスレーティングに適用するためには msec オーダーの出力波長切替時間が必要である。そこで各スロットに装備された平行ポートを用い、本装置の出力波長切替時間を評価した。ここで、出力波長切替時間とは各スロットに切替信号が入力してから出力が安定化するまでの時間である。平行ポートを使用した場合、各スロットには同時に切替信号が入力するため、出力波長切替時間の律速要因はフィードバック回路を用いた波長可変光源部と CW 光レベル制御器と考えられる。上記 2 スロットについて出力波長切替時間の測定を行った。図 6-17 に測定系を示す（波長可変光源部の場合）。8 ビットスイ

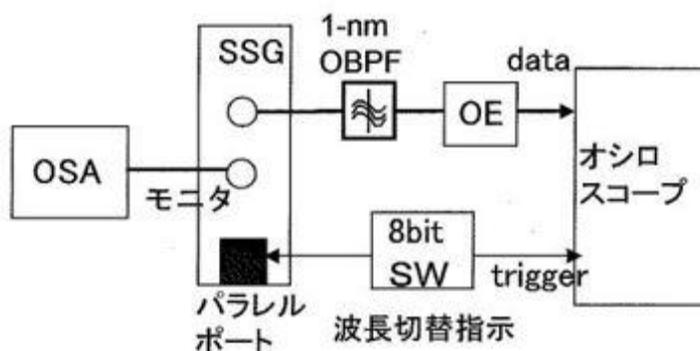


図 6-18 出力波長切替時間の測定系

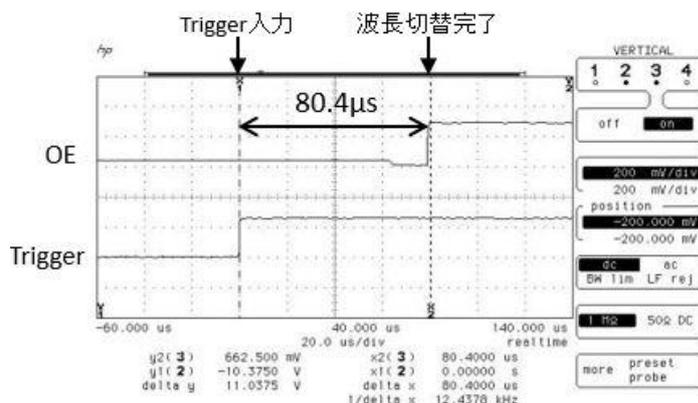


図 6-19 出力波長切替時のオシロ波形

ツチを用いてパラレルポートへの入力信号を切り替えると同時にオシロスコープにトリガーを入力する。出力光ポートには切替後の波長に合わせて光フィルタをセットし、オシロスコープにデータ入力する。図 6-18 に測定結果例を示す。 $\lambda 20$  から  $\lambda 23$  に切り替えた場合、トリガーが入力してから出力波長が切り替わるまで約  $80 \mu\text{sec}$  であった。他の波長間でのスイッチング時間は、ばらつきはあるものの  $100 \mu\text{sec}$  前後であった。同様の測定を CW 光レベル制御部について行った結果、切替時間は約  $2\text{msec}$  であった。ただし、DAC やドライバ回路の最適化を行うことにより CW 光レベル制御部の切替時間は  $500 \mu\text{sec}$  以下に設定可能である。以上のことから、本装置では光パルスルーティングに十分なスイッチングタイム ( $5 \text{ msec}$  以内[44]) を確認した。光パケット信号に対しては  $\mu\text{sec}$  以下の切り替え速度が必要になるため、今回の装置では不十分である。自明だが、この検討は波長可変光源の切替速度の高速化に他ならない。現在では、熱補償効果を有する SSG-DBR-LD が開発され、波長切替時間  $500 \text{ nsec}$  で波長ずれ  $5\text{GHz}$  が実現されている[47]。

## 6.5 本章のまとめ

本章では XPM 波長変換モジュールの制御性向上のため、入力光パワーを簡易に最適化する手法を見出し、これを固定波長から任意波長への XPM 波長変換時の CW 光パワーの最適化に応用した。その結果、出力波長 30 波に渡る良好な 10Gb/s 波長変換動作を実験的に確認した。更に操作性向上のため、波長可変光源等と連動的に動作する出力波長可変型の波長変換装置を開発し、波長切替時間 5msc 以内の良好な出力波長切替特性を確認した。

以下、得られた結果の詳細を述べる。

- 1) SOA からの出力光のうち、モニタ信号光（元の信号光の SOA からの出力）に着目し、モニタ信号光パワーをある一定値に保持することによって XPM 波長変換の最適動作点を保持できることを予想し、これを実験的に確認した。具体的には、入力信号光パワーが増減した際にモニタ信号光パワーが一定になるよう CW 光パワーを増減することによって最適動作点を維持できる。
- 2) 1) のある一定値は信号光波長と CW 光波長が近い場合には SOA 飽和出力パワーから 2~3dB 低い値である。理由は、全光出力光パワーが一定な SOA 飽和領域において信号光と CW 光は利得を分け合っており、XPM 波長変換に必要な CW 光の利得減少量は 3~4dB であるためである。
- 3) バンドフィリング効果の逆過程による、SOA 信号利得の波長依存性曲線の変化から、1) の手法が、固定波長から任意波長への XPM 波長変換時における最適 CW 光パワーの抽出に有効である可能性を提示した。
- 4) 3) の効果を確認するため、マツハ・ツェンダ型 XPM 波長変換モジュールを用いて、固定波長から出力波長 30 波へ切り替える実験を行った。モニタ信号光パワーが一定になるように CW 光パワーを最適化した結果、全ての波長において、一定の出力変換光パワーおよび良好なアイパタン

が得られ、また波長変換による信号品質の劣化のない（パワーペナルティ<1dB）ことを実験的に確認し、本手法の有効性を示した。

- 5) **XPM 波長モジュールの实用性向上のため、PC 制御で波長可変光源や CW 光レベル等価回路等と連動的に動作する出力波長可変型 XPM 波長変換装置を開発した。**また、本装置における波長切替時間の律速要因となる波長可変光源の波長切替時間をパラレルポートを用いて測定した結果、100 $\mu$ sec 前後の値を確認し、波長パルスレーティングに十分な波長切替時間を実現した。

## 第7章 結論

本論文の結論を以下にまとめる。

- 1) XPM 波長変換モジュールの将来のフォトニックネットワークへの適用を目指して、フルメッシュネットワークを介してユーザ間で送受信するネットワークを提案し、そのために必要となる波長変換機能や課題を明らかにした。
  - ・固定から任意波長あるいは、非制御波長から制御波長への変換
  - ・多チャネル動作に向けた低光パワー・低電流動作およびその均一特性
  - ・入力光パワーの制御技術（固定波長から任意波長への変換）
  - ・安定動作・操作性向上に向けたサブシステム化（装置化）
  
- 2) 1) の波長変換機能を実現するために SOA と PLC のハイブリッド集積による XPM 型波長変換モジュールを選択し、スポットサイズ変換部付き SOA (SS-SOA) を PLC プラットフォーム上へ搭載するため専用のパシブアライメント装置を開発し、本装置を用いて素子と PLC の水平位置ずれ量 $\pm 1\mu\text{m}$  以下、角度ずれ $0.2^\circ$  以下、平均結合損失 3.8dB の高均一な光結合特性を実現した。
  
- 3) マイケルソン型モジュールを用いて、低損失・温度安定な PLC 干渉計の優位性について以下の検証を行った。
  - ・低挿入損失および高変換効率
  - マイケルソン型干渉計の片アームへ MZ フィルタを集積することにより、高変換効率 ( $\sim 0\text{dB}$ ) で低挿入損失 ( $\sim 0\text{dB}$ ) のモジュールが実現可能であることを示した。

- ・モジュール出力の温度安定性  
→ピークパワー、スイッチングパワー等の指標を用いた評価方法  
を示し、キャリア温度変化 13°C に渡り安定な 2.5Gb/s 波長変換動作を  
確認した。
- 4) 入力信号光に対する偏波無依存化に向けて、バルク活性層構造を持つ  
SS-SOA を搭載したマイケルソン型モジュールを作製し、10Gb/s 偏波無  
依存動作を達成した。しかし、反射型 SOA の特性から低光パワー動作化  
は困難であり、マッハ・ツェンダ型モジュールへの展開の必要性を示し  
た。
- 5) 偏波無依存マイケルソン型モジュールを使用して、非制御波長から  
ITU-T グリッド波長へのパケット毎の波長変換動作についてフィージ  
ビリティを確認する実験を行い、以下の結論を得た。
- ・非制御波長光源に FP-LD を用いた場合でも波長変換は可能であることを  
実験的に示した（マルチモード発振光から単一モード発振光への波長  
変換）。
  - ・光パケット信号による FP-LD 光から異なる 4 つの ITU-T グリッド波  
長への波長切替動作のデモンストレーションを行い、提案したネットワ  
ーク形態のフィージビリティを示すことができた。
  - ・波長変換後の SMF80km 伝送においても信号品質の劣化がないことを  
実験的に確認し、フォトニックネットワークにおける本モジュールの有  
効性を示すことができた。
- 6) パッケージ化したマッハ・ツェンダ型モジュールを用いて、XPM 波長変  
換モジュールの多チャネル化に向けた低光パワー・低電流動作について  
検討を行い以下の結論を得た。

- CW 光パワーの変化によってスイッチングパワーが変化する特性を確認し、各動作点で CW 光に対する SOA 内の信号利得変化が一定であることとの相関性を明らかにした。
  - 位相調整用 SOA 電流の調整により出力振幅を低減してアイ開口度の改善を図ることにより低電流動作が実現できることを実験的に明らかにした。
  - 上記 SOA 電流条件において光プリアンプなしに信号光パワー、CW 光パワー共に  $-10\text{dBm}$  での  $10\text{Gb/s}$  波長変換動作を実現し、上記 SOA 電流条件の有効性を示すことができた。
  - XPM 波長変換モジュールの実用性向上のため共通制御回路付きの 8 スロット装置を開発し、全スロットで  $-10\text{dBm}$  から  $-8\text{dBm}$  のスイッチングパワーの  $10\text{Gb/s}$  動作を確認し、本モジュールの均一特性を示すことができた。
- 7) XPM 波長変換モジュールの制御性向上に向けたアプローチの 1 つとして変調用 SOA から出力した元の波長の信号光を新たにモニタ信号光とし、XPM 波長変換の最適動作点を保持するために、モニタ信号光を一定に保持する手法を提案した。
- 8) 7) の手法の有効性を確認するため、スイッチングパワーと最適 CW 光パワーを変化させたときにモニタ信号光パワーは一定値を保持することを確認し、本手法の有効性を確認することができた。
- 9) 7) の手法を固定波長から任意波長への変換時の最適 CW 光パワーの抽出に応用できる可能性を SOA の信号利得波長依存性の変化から推測し、これを実験的に確認した。モニタ信号光パワーが一定になるように入力 CW 光パワーを最適化した結果、固定波長から出力波長 30 波に渡り安定

な 10Gb/s 動作を確認し、本手法の有効性を示すことができた。

- 1 0) XPM 波長変換モジュールの操作性向上のため、波長可変光源等の外部機器と連動的に動作する出力波長可変型の XPM 波長変換装置を開発し、波長パスルーティングに適した波長切替時間 5msec 以内の良好な波長切替動作を確認した。
- 1 1) 7) から 1 0) において、XPM 波長変換モジュールの複雑な制御を簡易化する 1 つのアプローチとして、モニタ信号光パワーを一定にするというシンプルな機構により最適入力光パワーを保持できる可能性を示すことができた。

## 参考文献

- [1] IDC's Digital Universe, 「The Digital Universe of Opportunities : Rich Data and the Increasing Value of the Internet of Things」 Sponsored by EMC, April, 2014.
- [2] 総務省「ビッグデータの流通量の推計及びビッグデータの活用実態に関する調査研究」 (平成 27 年) .
- [3] 菅谷 靖・前田卓二・鈴木裕一・坂本 剛・伊藤洋之・大井寛巳・木村 岳, 「柔軟な光幹線系ネットワークを実現する CDCG-ROADM」, 雑誌 FUJITSU, vol. 66, no.6, (2015 年 11 月) .
- [4] K. -I Sato, S. Okamoto, and H. Hadama, “Network performance and integrity enhancement with optical path technologies,” IEEE J. Sel. Area Commun., pp. 159-170, vol. 12, no. 1, 1994.
- [5] S. J. B. Yoo, “Wavelength conversion technologies for WDM network Applications,” J. Lightwave Technol., vol. 14, no. 6, pp. 955-966, June 1996.
- [6] X. Qin and Y. Yang, “Nonblocking WDM switching networks with full and limited wavelength conversion,” IEEE Trans. Commun., pp. 2032-2041, 2002.
- [7] X. Cao, V. Anand, Y. Xiong, and C. Qiao, “A study of waveband with multilayer multi-granular optical cross-connects,” IEEE J. Sel. Area Commun., vol. 21, no. 7, pp.1081-1094, Sep. 2003.
- [8] S. Mitsui, H. Hasegawa, and K. Sato, “Hierarchical optical path cross-connect node architecture using WSS/WBSS,” Photonics Switching 2008, S-04-1, Hokkaido, Japan, Aug. 2008.
- [9] ITU-T Recommendation G.989.1 : “40-Gigabitcapable passive optical network ( NG-PON2 ) : General requirements,” 2013.
- [10] K. Kato, A. Okada, Y. Sakai, K. Noguchi, T. Sakamoto, S. Suzuki, A.

- Takahara, S. Kamei, A. Kaneko, and M. Matsuoka, "32 x 32 full-mesh (1024 path) wavelength –routing WDM network based on uniform-loss cyclic-frequency arrayed-waveguide grating," *IEE Electron. Lett.*, vol. 36, no.15, pp. 1294-1296, 2000.
- [11] K. Noguchi, Y. Koike, H. Tanobe, K. Harada, M. Matsuoka, "Field trial of full-mesh WDM network (AWG-STAR) in metropolitan/local area," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 22, no. 2, Feb. 2004.
- [12] K. Okamoto, T. Hasegawa, O. Ishida, A. Himeno, and Y. Ohmori, "32 x 32 arrayed-waveguide grating multiplexer with uniform loss and cyclic frequency characteristics," *IEEE Electron. Lett.*, vol. 33, pp.1865–1866, 1997.
- [13] J. J. O. Pires, O. O'Mahony, N. Parnis, and E. Jones, "Scaling limitations in full-mesh WDM ring networks using arrayed-waveguide grating OADMs," *IEEE Electron. Lett.*, vol. 35, no.1, pp. 73-75, 1999.
- [14] 界 義久・加藤和利・岡田 颯・野口一人・坂本 尊・高原 厚・鈴木扇太・松岡茂登, 「波長周回性AWGを用いたフルメッシュWDMネットワーク」, 信学技報OCS-2009, pp. 47-52, 2000.
- [15] 野沢和彦・野口一人・庄司正成・上原秀幹・大本隆太郎, 「チリCODELCO社との共同実証実験」, *NTT技術ジャーナル*, vol. 17, no. 11, pp. 48-51, 2005.
- [16] K. Otsubo, S. Tanaka, S. Tomabechi, K. Morito, and H. Kuwatsuka, "Highly efficiency, wide range and completely transparent wavelength conversion method using replicas generated by dual pump nearly-degenerated four-wave mixing in a Mach-Zehnder interferometer SOA," in *tech. Dig. OFC'06*, p. 3, 2006
- [17] K. Tajima, "All-optical switch with Switch-Off time unrestricted by carrier lifetime," *Jpn. J. Appl. Phys. Vol. 32, part2, no. 12A*, pp.

L1746-L1749, 1993.

- [18] S. Nakamura, K. Tajima, and Y. Sugimoto, "High-repetition operation of a symmetric Mach-Zehnder all-optical switch," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 66, no. 19, pp. 2457-2459, 1995.
- [19] S. L. Danielsen, P. B. Hansen, K. E. Stubkjaer, M. Shilling, 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, no. 1, pp. 60-62, 1998.
- [20] C. Janz, B. Dagens, A. Bisson, F. Poingt, F. Pommereau, F. Gaborit, I. Guillemot, and M. Renaud, "Integrated all-active Mach-Zehnder wavelength converter with recorded signal sensitivity and large dynamic range," in *Tech. Dig. OFC'99*, FB3, pp. 30-32, 1999.
- [21] J. Endo, A. Ohki, R. Sato, T. Itoh, Y. Tohmori, and Y. Suzuki, "Low power penalty operation of a wide input dynamic range cross-phase modulation wavelength converter," in *Tech. Dig. OECC'03*, vol. 23, pp. 353-354, October 2003.
- [22] T. Durhuus, C. Joergensen, B. Mikkelsen, R. J. Pendersen, and K. E. Subkjaer, "All-optical wavelength conversion by SOAs in a Mach-Zehnder configuration," *IEEE Photon. Lett.*, vol. 6, no.1, pp.53-55, 1994.
- [23] W. Idler, K. Daub, G. Laube, M. Schilling, P. Wiedemann, K. Dutting, M. Klenk, E. Lach, and K. Wunstel, "10Gb/s wavelength conversion with integrated multi-quantum-well-based 3-port Mach-Zehnder interferometer," *IEEE Photon. Lett.*, vol. 8, no. 9, pp. 1163-1165, 1996.
- [24] J. Y. Emery, M. Picq, F. Pointg, F. Gaborit, R. Brenot, and M. Renaud, "Optimized 2R all-optical regenerator with low polarization sensitivity penalty (<1dB) for optical networking applications," in *Tech. Dig. OFC*,

MB4-1, Anaheim, CA, 2001.

- [25] Y. Miyazaki, T. Miyahara, K. Takagi, K. Matsumoto, S. Nishikawa, T. Hatta, T. Aoyagi, and K. Motoshima, "Polarization-insensitive SOA-MZI monolithic all-optical wavelength convertor for full C-band 40Gbps-NRZ operation," in Tech. Dig. ECOC, paper Th3-4-2, pp. 1-2, Cannes, Sep. 2006.
- [26] X. Zheng, O. Raz, N. Calabretta, R. Lu, and Y. Liu, "Error-free all-optical wavelength multicasting at 40 Gb/s on a compact InP-based Chip," in Tech. Dig. OFC, Th1C.4, 2016.
- [27] D.D. Marcenac, A.E. Kelly, D. Nasset, and D. A. O. Davis, "Bandwidth enhancement of wavelength conversion via cross-gain modulation by semiconductor optical amplifier cascade," IEEE Electron. Lett., vol. 31, no.17, pp. 1442-1443, 1995.
- [28] Price List of Semiconductor Optical Amplifiers, Butterfly Package, Thorlabs, Newton, NJ, USA. [Online]. Available: [http://www.thorlabs.hk/newgrouppage9.cfm?objectgroup\\_id=3901](http://www.thorlabs.hk/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=3901)
- [29] Y. Tohmori, Y. Suzaki, H. Fukano, M. Okamoto, Y. Sakai, O. Mitomi, S. Matsumoto, M. Yamamoto, M. Fukuda, M. Wada, Y. Itaya, and T. Sugie, "Spot-size converted 1.3 $\mu$ m laser with butt-joined selectively grown vertically tapered waveguide," IEEE Electron. Lett., vol. 31, no.13, pp. 1069 - 1070, 1995.
- [30] N. Yoshimoto, K. Magari, T. Ito, K. Kawaguchi, K. Kishi, Y. Kondo, Y. Kadota, O. Mitomi, Y. Yoshikuni, Y. Hasumi, Y. Tohmori, and O. Nakajima, "Spot-size converted polarization-insensitive SOA gate with a vertical tapered submicrometer stripe structure," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 10, no. 4, pp. 210-512, 1998.
- [31] T. Hashimoto, Y. Nakasuga, Y. Yamada, H. Terui, M. Yanagisawa, K.

- Moriwaki, Y. Suzuki, Y. Tohmori, Y. Sakai, and H. Okamoto, "Hybrid integration of spot-size converted laser diode on planar lightwave circuit platform by passive alignment technique," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 8, pp. 1504-1506, 1996.
- [32] Y. Yamada, A. Takagi, I. Ogawa, M. Kawachi, and M. Kobayashi, "Silica-based optical waveguide on terraced silicon substrate as hybrid integration platform," *IEEE Electron. Lett.*, vol. 29, no. 5, pp. 444-446, 1993.
- [33] F. Ebisawa, I. Ogawa, Y. Akahori, K. Takiguchi, Y. Tamura, T. Hashimoto, A. Sugita, Y. Yamada, Y. Suzuki, N. Yoshimoto, Y. Tohmori, S. Mino, T. Ito, K. Magari, Y. Kawaguchi, A. Himeno, and K. Kato, "High-speed 32-channel optical wavelength selector using PLC hybrid integration," in *Tech. Dig. OFC'99*, San Diego, California, ThB1, Feb.1999.
- [34] T. Mukai, K. Inoue, and T. Saitoh, "Homogeneous gain saturation in 1.5  $\mu\text{m}$  InGaAsP traveling-wave semiconductor laser amplifiers," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 51, no. 6, pp. 381-383, 1987.
- [35] K. Inoue, T. Mukai, and T. Saitoh, "Gain saturation dependence on signal wavelength in a traveling-wave semiconductor laser amplifier," *IEEE Electron. Lett.*, vol. 23, no. 7, pp.328-329, 1987.
- [36] 石井啓之・笠谷和生・都築 健・大橋弘美, 「高機能波長可変光源技術」, NTT 技術ジャーナル, vol.19 , no.11, pp.66-69, 2007.
- [37] 石尾秀樹・中川清司・中澤正隆・相田一夫・萩本和男, 「光増幅器とその応用」, オーム社, 1992.
- [38] M. J. O'Mahony, "Semiconductor laser optical amplifiers for use in future fiber systems," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 6, no.4, pp.531-544, April 1998.

- [39] T. Ito, N. Yoshimoto, K. Magari, K. Kishi, and Y. Kondo, "Extremely low power consumption semiconductor optical amplifier gate for WDM applications," *IEEE Electron. Lett.*, vol. 33, no. 21, pp. 1791-1792, Oct. 1997.
- [40] Y. Tohmori, Y. Suzaki, H. Fukano, M. Okamoto, Y. Sakai, O. Mitomi, S. Matsumoto, M. Yamamoto, M. Fukuda, M. Wada, Y. Itaya and T. Sugie, "Spot-size converted 1.3 $\mu$ m laser with butt-jointed selectively grown vertically tapered waveguide," *IEEE Electron. Lett.*, vol. 31, no. 13, pp.1069-1070, June 1995.
- [41] 佐藤里江子・界 義久・関根 聡・東盛裕一・井上靖之・首藤啓三・柳澤雅弘・山田泰文・鈴木安弘, 「多値画像認識によるパッシブアライメント搭載技術を用いたハイブリッド集積波長変換モジュール」, *信学技報*, LQE97-62, pp. 31-35, Aug. 1997.
- [42] T. Kawai, M. Teshima, H. Yasaka, H. Takahashi, M. Koga, "Optoelectronic wavelength conversion scheme using DFB-LDs and optical switch for VWP photonic transport system," *Optoelectronics and Communications Conference OECC '98*, 13A2-3, pp. 22-23, Chiba, July 1998.
- [43] J. Leuthold, R. Ryf, S. Chandrasekhar, D.T.Neelson, C. H. Joyner, and C. R. Giles, "All-optical nonblocking terabit/s crossconnect based on low power all-optical wavelength converter and MEMS switch fabric," presented at the *Opt. Fiber Commun. OFC'01*, PD16, Anaheim, CA, Mar. 2001.
- [44] N. Agrawal, E. S. Tentarelli, N. A. Jackman, L. Zhang, S. K. Korotky, B. H. Lee, S. Baroni, B. M. Comissiong, J. M. Hitchcock, Y. R. Bing, J. P. Hickey, A. M. Gottlieb, K. S. Bhalla, T. W. Van Blarcum, D. T. Neilson, C. R. Giles, V. A Aksyuk, S. Amey, N. R. Basavanhally, D. J. Bishop, B. A.

- Boie, C. A. Bolle, J. V. Gates, P. R. Kolodner, F. Pardo, R. Ruel, and R. E. Scotti, "Demonstration of distributed mesh restoration and auto-provisioning in a WDM network using a large optical cross-connect ," presented at the Opt. Fiber Commun. OFC'00, vol. 4, PD37, pp.278-280, Baltimore, MD, Mar. 2000.
- [45] H. Ishii, H. Tanobe, F. Kano, Y. Tohmori, Y. Kondo, and Y. Yoshikuni, "Quasicontinuous wavelength tuning in super-structure-grating (SSG) DBR lasers," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 32, no. 3, pp. 433-441, March 1996.
- [46] R. Nagase, E. Sugita, S. Iwano, K. Kanayama, and Y. Ando, "Miature optical connector with small zirconia ferule," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 3, no. 11, pp. 1045-1047, Nov. 1991.
- [47] N. Fujiwara, H. Ishii, H. Okamoto, Y. Kawaguchi, Y. Kondo, and H. Oohashi, "Suppression of Thermal Wavelength Drift in SSG-DBR Laser with Thermal Drift Compensation Structure," *IEEE 20th International Semiconductor Laser Conference*, in Tech. Dig. pp. 31-32, Sep. 2006.
- [48] W. Idler, M. Schilling, K. Daub, D. Baums, U. Korner, E. Lach, G. Laube, and K. Wunnel, "Signal Quality and BER Performance Improvement by Wavelength Conversion with an Integrated Three-Port Mach-Zehnder Interferometer," *IEEE Electron. Lett.*, vol. 31, no. 1, pp. 454-455, 1995.



## 研究論文リスト

### Full papers:

- [1] Rieko Sato, Yasuhiro Suzuki, Naoto Yoshimoto, Ikuo Ogawa, Toshikazu Hashimoto, Toshio Ito, Akio Sugita, Yuichi Tohmori, and Hiromu Toba, “A 1.55- $\mu\text{m}$  hybrid integrated wavelength-converter module using spot-size converter integrated semiconductor optical amplifiers on a planar-lightwave-circuit platform,” IEICE Trans. Electron., vol.E82-C, No. 8, pp.1487-1493, Aug. 1999.
  
- [2] Rieko Sato, Toshio Ito, Katsuaki Magari, Akira Okada, Manabu Oguma, Yasumasa Suzaki, Yoshihiro Kawaguchi, Yasuhiro Suzuki, Akira Himeno, and Noboru Ishihara, “Polarization insensitive SOA-PLC hybrid integrated Michelson Interferometric wavelength-converter and its application to DWDM networks,” IEICE Trans. Electron., vol.E84-C, No. 5, pp.571-578, May 2001.
  
- [3] Rieko Sato, Toshio Ito, Katsuaki Magari, Ikuo Ogawa, Yasuyuki Inoue, Ryouichi Kasahara, Minoru Okamoto, Yuichi Tohmori, and Yasuhiro Suzuki, “10-Gb/s low-input-power SOA-PLC hybrid integrated wavelength converter and its 8-slot Unit”, IEEE J. Lightwave Technol., vol. 22, No.5, pp. 1331-1337, May 2004.
  
- [4] Rieko Sato, Toshio Ito, Katsuaki Magari, Jun Endo, Ikuo Ogawa, Yasuyuki Inoue, Ryouichi Kasahara, Yuichi Tohmori, Yasuhiro Suzuki, and Shunichi Tohno, “Tuning technique to optimize input power of a cross-phase modulation wavelength converter,” IEEE J. Lightwave Technol., vol. 22, No.8, pp. 1883-1892, Aug. 2004.
  
- [5] 佐藤里江子, 「半導体光増幅器を用いた相互位相変調型波長変換モジュールとフォトニックネットワークへの応用」, 九州大学大学院システム情報科学紀要, 第22巻, 第1号, pp.9-16, 平成29年1月.

## Letters

- [1] Yoshihisa Sakai, Takeshi Kurosaki, Rieko Sato, Yuichi Tohmori, Senichi Suzuki, Osamu Mitomi, and Toshihiko Sugie, "Dynamic characteristics of a 1.3 $\mu$ m laser diode integrated with a spot-size converter coupled to a silica planar lightwave circuit," IEEE Electron. Lett., vol. 31, issue 21, pp. 1858-1860, Oct. 1995.
- [2] Rieko Sato, Toshio Ito, Katsuaki Magari, Akira Okada, Manabu Oguma, Yasumasa Suzaki, Akira Himeno, and Noboru Ishihara, "Demonstration of packet-by-packet wavelength conversion from FP-LD light to ITU-T grid wavelengths," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 13, No.6, pp. 612-614, June 2001.

## 国際会議

- [1] Rieko Sato, Yoshihisa Sakai, Satoshi Sekine, Yuichi Tohmori, Yasuyuki Inoue, Keizo Syuto, Makoto Yamada, and Terutoshi Kanamori, “Hybrid integrated-wavelength-converter module using a spot-size converter integrated semiconductor optical amplifier array on a PLC platform,” in Proc. Opto-Electronics and Communications conf. (OECC’97), Paper 9c3-3, pp.182-183, Seoul, Korea, July 1997.
- [2] Rieko Sato, Yasuhiro Suzuki, Naoto Yoshimoto, Ikuo Ogawa, Toshikazu Hashimoto, Toshio Ito, Masahiro Yanagisawa, Fumiaki Hanawa, Akio Sugita, Yuichi Tohmori, Yasufumi Yamada, Kuniharu Kato, and Hiromu Toba, “A wide wavelength penalty-free-operation of hybrid integrated-wavelength-converter module,” in Proc. Opto-Electronics and Communications conf. (OECC’98), Paper 16B3-2, pp. 466-467, Chiba, Japan, July 1998.
- [3] Rieko Sato, Yasuhiro Suzuki, Ikuo Ogawa, Naoto Yoshimoto, Toshikazu Hashimoto, Toshio Ito, Masahiro Yanagisawa, Yuichi Tohmori, Yasufumi Yamada, Kuniharu Kato, and Hiromu Toba, “Wide temperature operation of hybrid integrated wavelength converter module,” in Proc. Optical Amplifiers and Their applications (OAA’98), Paper WB4, pp.201-204, Vail, Colorado, July 1998.
- [4] Rieko Sato, Toshio Ito, Katsuaki Magari, Yasuhiro Inoue, Ikuo Ogawa, Ryouichi Kasahara, Minoru Okamoto, Yuichi Tohmori, Yasuhiro Suzuki, and Noboru Ishihara, “Low input power (-10dBm) SOA-PLC hybrid integrated wavelength converter and its 8-slot equipment,” in Proc of Eur. Conf. Optical Communication (ECOC’01), Paper Th.F.2.3, pp. 572-573, Amsterdam, The Netherlands, Sept. 2001.
- [5] Rieko Sato, Toshio Ito, Katsuaki Magari, Jun Endo, Ikuo Ogawa, Yasuyuki Inoue, Ryouichi Kasahara, Yuichi Tohmori, and Yasuhiro Suzuki, “ Novel tuning technique to optimize input power of a variable wavelength converter using cross-phase modulation (XPM),” International Topical Meeting on Photonics in Switching (PS2002), MoB3,

pp. 40-42, Cheju island, Korea, July 2002.

## 謝辞

本論文をまとめるにあたり、3年に渡り暖かいご支援と的確なご指導・ご鞭撻を賜りました九州大学大学院システム情報科学研究院の加藤和利教授に深く感謝いたします。また、加藤教授と共に貴重なご教授・ご討論をいただきました、九州大学大学院システム情報科学研究院の浅野種正教授と、九州大学大学院総合理工学研究院の浜本貴一教授に深く感謝いたします。

本論文は、筆者がNTT光エレクトロニクス研究所集積光エレクトロニクス研究部在籍時から、フォトニクス研究所光インテグレーションプロジェクト在籍中までの研究成果をまとめたものです。本研究を進めるにあたり、ご指導・ご鞭撻を賜りました、吉田淳一 元集積光エレクトロニクス研究部長（現 千歳科学技術大学教授）、東野俊一 元光インテグレーションプロジェクトマネージャ（現 NTT アドバンステクノロジー（株））に深く感謝いたします。

また、入社当初から筆者をご指導いただき、本研究の重要な要素技術であるパッシブアライメント搭載装置の立ち上げに多大なるご尽力を賜りました、界 義久 元主席研究員（現 NTT アドバンステクノロジー（株））と関根 聡 元主幹研究員に深く感謝いたします。また、半導体光増幅器の特性評価や実験系の構築において様々なアドバイスを頂いた伊藤敏夫 元主任研究員（現 NTT アドバンステクノロジー（株））と曲 克明 元主任研究員（現 一般財団法人 工業所有権協力センター）に深く感謝いたします。また、スポットサイズ変換部付き半導体光増幅器をご提供頂いた、吉本直人 元主席研究員（現 千歳科学技術大学教授）、東盛裕一 元フォトニクスデバイス研究部長（現 ツルギフォトニクス財団 代表理事）に深く感謝いたします。また当時、厚木から離れた茨城通信研究所にてハイブリッド実装技術に関して多大なるご助力を頂きました小川育生 主幹研究員、橋本俊和 主幹研究員、小熊学 主任研究員、笠原亮一 主幹研究員、井上靖之 元主幹研究員（現 NTT エレクトロニクス（株））に深く感謝いたします。また、波長変換技術の研究開発の推進にご尽力頂いた鈴木安弘 元主幹研究員（現 NTT エレクトロニクス（株））、鳥羽 弘 元主幹研究員（現 NTT エレクトロニクス（株））、赤津祐史 元主幹研究員（現 NTT アドバンステクノロジー（株））、石原 昇 元 主幹研究員（現 東京工業大学特任教授）、波長変換回路を用いて種々の応用研究をして頂いた元光インテグレーションプロジェクトの方々および未来ねっと研究所の方々に深く感謝いたします。

また、長年に渡り終始暖かい激励をいただきました大橋弘美 元フォトニクスデバイス研究部長（現 NTT エレクトロニクス（株））と柴田泰夫 元主任研究員（現 NTT エレクトロニクス（株））に深く感謝の意を表します。