

Title	全光変調フォーマット変換に関する研究
Author(s)	三科, 健
Citation	大阪大学, 2012, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/24737
rights	
Note	

Osaka University Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

Osaka University

博士学位論文

全光変調フォーマット変換に関する研究

三科 健

大阪大学 大学院工学研究科
電気電子情報工学専攻

2012年7月

内容梗概

本論文は、筆者が大阪大学大学院工学研究科（電気電子情報工学専攻）在学中に行った大容量光通信システムのための全光変調フォーマット変換に関する研究成果をまとめたものであり、以下のように構成されている。

第1章は序論であり、本研究の背景として、高速大容量光通信を実現するためのフォトニックネットワークおよび光変調フォーマットの技術発展について述べ、全光変調フォーマット変換を導入するメリットを明らかにする。そして、全光変調フォーマット変換の研究動向を調べると共に現状の技術課題について述べ、本研究の動機付けを行う。

第2章では、光通信における光変調フォーマットおよび各光変調フォーマットの送受信器構成について紹介する。そして、全光変調フォーマット変換が必要となるネットワーク構成および変換機能を実現する光デバイスについて説明する。

第3章では、半導体光増幅器 (Semiconductor Optical Amplifier : SOA) を用いた全光変調フォーマット変換法を提案する。具体的には、SOA-MZI を用いた全光 On Off Keying(OOK)/Binary Phase Shift Keying(BPSK) 変換、全光 OOK/Quadrature Phase Shift Keying(QPSK) 変換、全光 OOK/16 Quadrature Amplitude Modulation(16QAM) 変換の3つの変換法を提案する。はじめに、提案する変調フォーマット変換に使用する SOA-マッハ・ツェンダー干渉計 (Mach-Zehnder Interferometer : MZI) 型波長変換器の構成および動作原理を説明する。さらに、キャリアレート方程式を用いた理論解析方法、その理論に基づいて行う計算機シミュレーションモデルを示す。そして、提案する各変換法の動作原理を説明し、実現可能性を計算機シミュレーションまたは原理確認実験により示す。

第4章では、光ファイバ中の非線形効果を用いた全光 OOK/PSK 変換法を提案する。はじめに、ファイバ中を伝搬する光パルスの振る舞いを記述する非線形シュレディンガー方程式と、全光変調フォーマット変換に利用する相互位相変調 (Cross-Phase modulation : XPM) について説明する。次に、提案する変換法の動作原理を説明し、実現可能性を計算機シミュレーションおよび原理確認実験により示す。最後に全光変調フォーマット変換方法の比較を行い、本研究で提案する変換法の特徴について述べる。

第5章は結論であり、本研究で得られた成果について総括を行う。

謝辞

本研究は、大阪大学大学院工学研究科 博士後期課程において、大阪大学大学院工学研究科 北山 研一 教授の御指導と御教示を賜って成し得たものであり、深甚なる感謝の意を表します。北山 研一 教授の御指導を通して、研究者としての心構え、研究を遂行することの困難さと喜びを学びました。充実した研究テーマや三菱電機株式会社との共同研究、研究会および国際学会での研究発表の場等、存分に研究を進めるための機会を与えて頂いたことに深く感謝申し上げます。

本研究遂行にあたって、御指導、御助言を頂いた大阪大学大学院工学研究科 丸田 章博 准教授に心から御礼申し上げます。丸田 章博 准教授の御指導を通して、研究の進め方、考え方、まとめ方等の基礎を学びました。懇切丁寧に温かく御指導頂いたことに心から感謝申し上げます。

本論文の作成にあたり、大阪大学大学院工学研究科 井上 恭 教授よりの確な御助言と有益な御討論を頂き、心からの感謝の意を表します。また、本論文を構成するにあたって、大阪大学大学院工学研究科 河崎 善一郎 教授、三瓶 政一 教授、滝根 哲哉 教授、馬場口 登 教授、溝口 理一郎 教授、鷲尾 隆 教授、マレーシア工科大学 小牧 省三 教授より通信工学の基礎および背景を御指導頂いたことに深く感謝申し上げます。

本研究の一部は、三菱電機株式会社との共同研究として遂行されたものであり、本研究に用いた SOA-MZI 型波長変換素子は三菱電機株式会社から提供されたものである。本研究の遂行に際し、御指導、御助言を頂いた三菱電機株式会社 情報技術総合研究所の本島 邦明 氏、清水 克宏 氏、八田 竜夫 氏、石田 和行 氏、宮原 利治 氏、三谷 俊輔 氏、斧原 聖史 氏に深く感謝致します。なお、本研究の一部は新エネルギー・産業技術開発機構 (NEDO) の委託を受けて (財) 光産業技術振興協会において実施したものである。

本研究に再び携わる機会を与えて頂くとともに、ご高配を賜った (株) 島津製作所 半導体機器事業部 事業部長 西村 節志 氏、副事業部長 篠原 真 氏、CS 統括部 部長 黒田 晋一 氏に感謝の意を表します。また、終始研究の遂行に御配慮いただいた (株) 島津製作所 半導体機器事業部 主任技師 猿渡 哲也 氏、主任 今井 大輔 氏、主任 大岸 厚文 氏に厚く御礼申し上げます。

大阪大学大学院工学研究科 博士前期課程在籍時に無線通信の観点から数々の有益な御教示、御助言を頂いた大阪市立大学大学院工学研究科 原 晋介 教授に深く感謝致します。本研究の遂行にあたり、日頃から御助言、御指導頂いた片岡 伸元 氏、小田 祥一朗 氏、浜中 太郎 氏、三野 理人 氏をはじめとする大阪大学大学院工学研究科 フォトニックネットワーク工学領域の諸兄の方々に感謝致します。また、本論文執筆にあたり、御助言、御協力頂いた大阪大学大学院工学研究科 助教 吉田 悠来 氏、秘書 山本 愛 氏、日本学術振興会特別研究員 小玉 崇宏 氏、博士前期課程 1 年 久野 大介 氏をはじめとする大阪大学大学院

工学研究科 フォトニックネットワーク工学領域の方々に感謝申し上げます。

最後に、本論文の作成に際し、有益な時間とともに精神的な支えとなってくれた妻 朋子と娘 結生、父 猛に心より感謝いたします。

目次

内容梗概	i
謝辞	i
第 1 章 序論	1
1.1 研究背景：インターネットトラフィックの増加	1
1.2 研究背景：フォトニックネットワークと全光信号処理	1
1.3 研究背景：光変調フォーマット	3
1.4 研究の目的	4
1.5 論文の構成	6
第 2 章 光変調フォーマットと全光変調フォーマット変換	9
2.1 緒言	9
2.2 光変調フォーマット	9
2.2.1 変調方式	10
2.2.2 パルス符号	18
2.2.3 光変調フォーマットの特徴	20
2.3 全光変調フォーマット変換	21
2.3.1 全光変調フォーマット変換を必要とするネットワーク構成	21
2.3.2 全光変調フォーマット変換を実現するデバイス	23
2.4 結言	24
第 3 章 半導体光増幅器を用いた全光変調フォーマット変換	25
3.1 緒言	25
3.2 半導体光増幅器の構造および動作	25
3.2.1 半導体光増幅器の構造	25
3.2.2 半導体光増幅器の動作原理	27
3.2.3 半導体光増幅器における相互利得変調および相互位相変調	29
3.3 SOA-MZI 型波長変換器の構成および基本動作	31
3.3.1 SOA-MZI 型波長変換器の構成	31
3.3.2 SOA-MZI 型波長変換器の導波特性	32

3.4	キャリアレート方程式による理論解析	36
3.4.1	キャリアレート方程式	36
3.4.2	シミュレーションモデル	41
3.5	全光 OOK/BPSK 変換	43
3.5.1	動作原理	43
3.5.2	計算機シミュレーション	44
3.5.3	原理確認実験	47
3.5.4	変換性能確認実験	52
3.6	全光 OOK/QPSK 変換	55
3.6.1	動作原理	56
3.6.2	計算機シミュレーション	58
3.6.3	原理確認実験	61
3.6.4	変換性能確認実験	65
3.7	全光 OOK/16QAM 変換	69
3.7.1	動作原理	69
3.7.2	計算機シミュレーション	69
3.8	結言	73
第 4 章	光ファイバ中の非線形効果を用いた全光変調フォーマット変換	75
4.1	緒言	75
4.2	非線形シュレディンガー方程式および相互位相変調	75
4.2.1	非線形シュレディンガー方程式	75
4.2.2	ファイバの分散性および非線形性がパルスに及ぼす影響	76
4.2.3	相互位相変調	78
4.2.4	相互位相変調における位相変化量	80
4.3	全光 OOK/BPSK 変換	81
4.3.1	全光 NRZ-OOK/RZ-PSK 変換の原理	81
4.3.2	全光 NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換の動作原理	82
4.3.3	計算機シミュレーション	83
4.3.4	原理確認実験	84
4.4	全光 NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換	87
4.4.1	動作原理	87
4.4.2	計算機シミュレーション	87
4.4.3	原理確認実験	88
4.5	NRZ-OOK/RZ-8PSK 変換	90
4.5.1	計算機シミュレーション	90
4.6	全光変調フォーマット変換の比較	91
4.7	結言	92

第 5 章 結論

95

参考文献

97

研究業績一覽

102

第1章

序論

1.1 研究背景：インターネットトラフィックの増加

近年、インターネットトラフィックは増加を続けている。世界のインターネットトラフィック総量は、2011年では31 Exa Byte/月であったが、2016年には110 Exa Byte/月になると予想され、5年で約3.5倍増加(年換算で29%増加)する見込みである[1]。この背景として、新興国でのインターネット利用者の急増、インターネットを流れるコンテンツの情報量の増大などが挙げられる。新興国においても携帯電話やインターネット通信網の普及によって、急激にインターネット利用者が増加している。コンテンツの利用においては、情報量の多いインターネットビデオやファイル共有の利用が増加しており、スマートフォンの出現により携帯端末における更なるコンテンツの利用拡大が予想される。これらのことからネットワークのトラフィックは今後さらに増加していくと考えられる。これに伴い、データの集中する幹線系ネットワークやメトロ系ネットワークにおいて、さらなる高速化、大容量化への対応が急務となっている。その打開策として、伝送容量を増大するために、1本の光ファイバに複数の波長チャンネルを割り当て多重化する、波長分割多重(Wavelength Division Multiplexing: WDM)方式が導入されている。これまでWDMの研究・開発は盛んに行われており、1995年頃には20 Gbps×8波の通信容量[2]しかなかったが、2001年には10 Tbpsを越える42.7 Gbps×273波の実験が報告されている[3]。しかしながら、WDMを利用したネットワークにおける伝送容量のさらなる増大に対応するためには、従来のシステムを用いたままでは、ノードおよびリンクにおいてボトルネックが生じると予想される。

1.2 研究背景：フォトニックネットワークと全光信号処理

ノードにおいては、伝送容量の増大に伴い、複数の光ファイバの収容、ファイバ間での信号の収束および分配を行う信号処理が増大する。現状のネットワークでは、中継ノードにおいて光信号を一度電気信号に変換した後、ルーティングの信号処理は電氣的に行われ、再度光信号に変換されている。電気ノードの処理能力は性能向上を続けているものの、インターネットトラフィックはそれを追従する速度で増加しているため、将来的に中継ノードにおいてボトルネックを生じると予想される。また、電氣的に並列処理を行って対処することは可能であるが、スイッチの規模および消費電力などのコストを考慮した場合、非常に多くの入出力ポートを処理するためには、光スイッチを利用することが有効である。そのため、中継

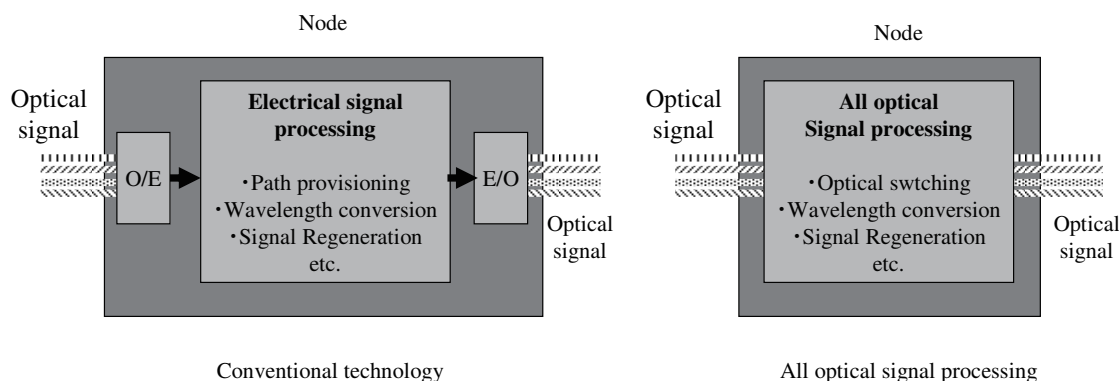


図 1.1 ノードにおける電気信号処理と全光信号処理

ノードにおいて光スイッチを用いて、光信号のまま高速に転送処理を行うフォトニックネットワークの研究が盛んに行われている [4]。フォトニックネットワークの形態としては、中継ノードにおいて、ある光波長をネットワークに挿入分離する OADM (Optical Add-Drop Multiplexer) を用いたリング状のネットワークが実用化されている [5]。さらなるネットワークの高効率化の実現のために、光クロスコネクタ (Optical Cross-Connect : OXC) システムやフォトニックラベルスイッチングルータによるメッシュ状のネットワークに移行すると考えられる。OXC システムはファイバ相互をノードで結合してファイバ間での波長の振り分けを行うシステムである。フォトニックラベルスイッチングルータを用いたネットワークでは、トラフィック状態に応じて各ノードで最適経路を選択し、経路変更を行うことが可能となる。このようにフォトニックネットワークでのパス設定は、すべて光波長単位での処理が可能となる。このような OXC システムやフォトニックラベルスイッチングルータを用いたフォトニックネットワークを実現可能とするためには、その基盤となる技術の確立が必要である。

フォトニックネットワークを柔軟に効率良く運用するための技術として、波長変換と光 3R 再生が注目されており、それらの実用化に向けて多くの研究が盛んに行われている [6]–[8]。波長変換とは入力される光信号の波長を任意の波長に変換する技術であり、データの集中する中継ノードで波長変換が可能であれば、有限な波長資源を効率良く利用できる。また、光 3R 再生とは、波形整形とタイミング再生を伴った増幅を行う信号再生技術であり、3R は増幅 (Regeneration)、波形整形 (Reshaping)、タイミング再生 (Retiming) を意味する。フォトニックネットワークの中継ノードにおいて増幅のみを行う場合は、中継ノードを経由することで増幅器雑音が加わり、強度揺らぎや時間揺らぎが増大する。このため、中継ノードを複数経由すると、揺らぎが蓄積し、中継できるノードの数が制限される。これを防ぐために、中継ノードでは、雑音を抑制し、波形整形およびタイミング再生を行う必要がある。信号再生や波長変換の全光化に伴って、他の全光信号処理技術の確立も求められるため、全光ラベル抽出や全光ラベル再生、全光ビットレート変換等の研究も行われている。

図 1.1 にノードにおける電気信号処理と全光信号処理の概要を示す。従来技術では、光信号を一旦電気信号に変換 (O/E 変換) し、電気信号領域においてパス設定や波長変換、信号再生を行い、その後再び電気信号を光信号に変換 (E/O 変換) し、次のパスへ信号を転送する。これらの信号処理を全て光の領域で行うことができれば、従来の O/E 変換、E/O 変換を省くことができるため、大幅な装置の簡略化、

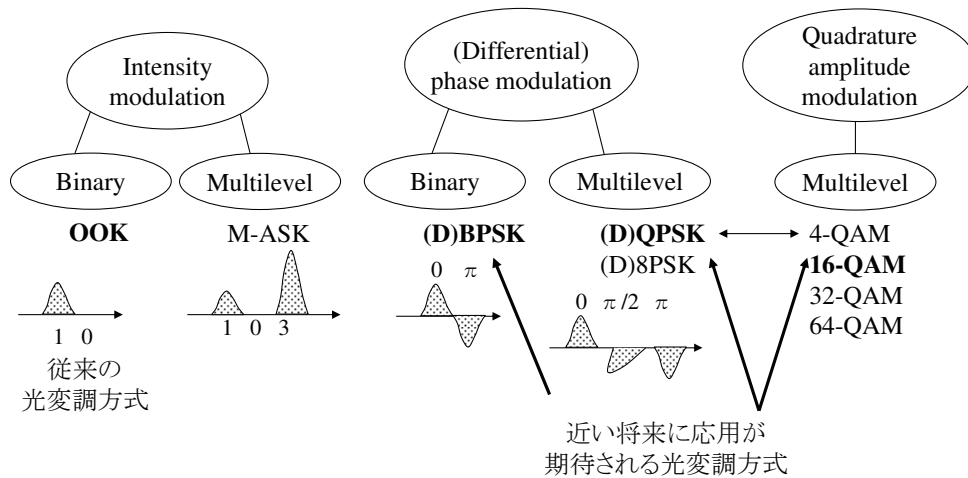


図 1.2 光変調方式の分類

省消費電力化が期待できる。しかし、全光信号処理は各処理動作毎の研究報告が行われている段階あり、各全光信号処理を組み合わせたシステムとしての動作検証が課題となっている。

1.3 研究背景：光変調フォーマット

リンクにおいては、ファイバ1本当たりの伝送容量のさらなる増大が求められる。WDMに次ぐ伝送容量の増大を実現する方法として、従来のWDMとは別の多重化を用いる方法と、新しい光変調フォーマットを用いる方法がある[9]。多重化の方法としては、マルチコアファイバ伝送やマルチモードファイバ伝送等の空間多重・モード多重を利用する方法、偏波の直交性を利用して偏波多重する方法、多重密度の高い光OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) を利用する方法が注目されている。本論文では光変調フォーマットに焦点を当てる。光変調フォーマットの中の光変調方式の分類を図1.2に示す。従来の光変調方式であるOOK(On Off Keying)方式に加えて、伝送特性に優れたPSK (Phase Shift Keying)方式や周波数利用効率に優れたQAM (Quadrature amplitude modulation)方式が近年注目されている。

1回線当たりの伝送容量を増大するために伝送速度を高速にすれば、ファイバ中の分散性や非線形性の影響を受け易くなり、さらに受信感度も劣化するため、伝送可能な距離がより短く制限される。しかし、幹線系ネットワークでは、数千kmもの距離を伝送する必要があり、高速かつ長距離の伝送が求められる。従来の変調方式であるOOK方式を用いたままでは、次世代のネットワークでの利用が期待される40 Gbpsの伝送速度での周波数利用効率の高い長距離伝送が困難とされている。そのため、OOK方式よりも受信感度が高く、ファイバの非線形性に対する耐性に優れたPSK方式が注目されている[10]–[12]。PSK方式はOOK方式よりも送受信器の構成がやや複雑となるが、必要な送受信器の絶対数が少なく、優れた伝送特性が求められる幹線系ネットワークへの応用が期待されている。PSK方式の中で、OOK方式のように一つの符号語に1bitの情報を載せる方式がBPSK (Binary Phase Shift Keying)方式であり、PSK方式の中で最も送受信器の構成が簡易な方式である。さらに、先進的な変調方式として一つの符号

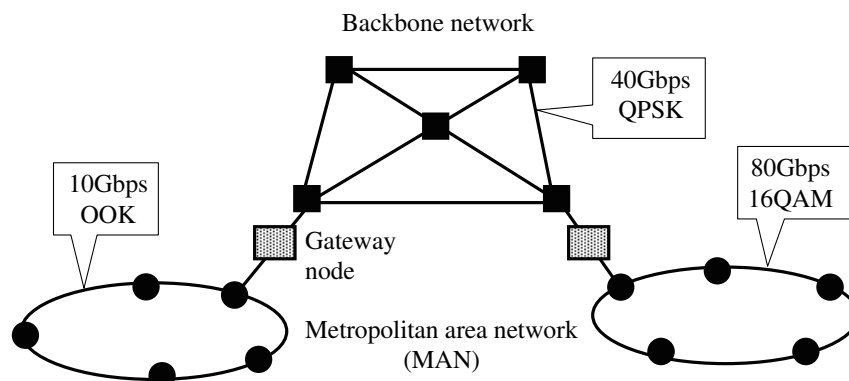


図 1.3 光変調フォーマットが混在するネットワークの一例

語に 2bit の情報を載せる QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 方式も注目されている [13]。QPSK 方式は多値伝送方式であるため、同じ情報伝送速度 (ビットレート) においては、BPSK 方式と比べて符号間隔が 2 倍広くなり、デューティ比が同じ光パルスを用いると信号のスペクトル幅も 2 分の 1 に狭くなるため、分散に対する耐性が増加し、周波数利用効率も 2 倍になる [14]。QPSK 方式は QAM 方式では 4QAM 方式と同じ信号配置となるが、4QAM 方式よりもさらに周波数利用効率を上げた 16QAM 方式や 64QAM 方式の研究も盛んに行われている [16]–[18]。16QAM 方式は一つの符号後に 4bit の情報を載せ、64QAM 方式は一つの符号後に 6bit の情報を載せるため、飛躍的に周波数利用効率が上昇する。一方、OOK 方式よりも受信感度が悪化するため、高速な伝送速度では長距離伝送が難しくメトロ系ネットワークへの応用が期待できる。また、従来の OOK 方式も送受信器構成が容易で低コストとなるため、依然としてアクセス系ネットワークやメトロ系ネットワークに使用されると考えられる。実際に東名阪の幹線系商用伝送システムでは、既に伝送速度 40Gbps・周波数間隔 50GHz の DQPSK 方式が実用化されているが、一方、メトロ系商用伝送システムでは 10Gbps の OOK 方式が依然として使用されている [15]。

これらのことから、将来はネットワークの大きさや容量、ノード数等によって、光変調フォーマットを使い分け、様々な光変調フォーマットが混在するネットワークが出現すると予想される。図 1.3 に光変調フォーマットが混在するネットワークの一例を示す。現状の光通信ネットワークの構成を考慮すると、ネットワーク間では異なる伝送速度、異なる光変調フォーマットが混在するが、あるネットワーク内では同一の伝送速度、同一の光変調フォーマットになると考えられる。この場合、ネットワーク間を接続するゲートウェイ・ノードにて伝送速度および光変調フォーマットが変換される。また、伝送速度が変換され、信号が多重される場合は、ゲートウェイ・ノードにおいて同一の行き先の信号を多重し、ネットワーク内において信号の多重・分離や光変調フォーマット変換はされないことが望ましい。

1.4 研究の目的

様々な光変調フォーマットが混在するフォトニックネットワークにおいて、ネットワークとネットワークをトランスペアレントに接続するには、全光変調フォーマット変換技術の確立が求められる。具体的には、OOK、BPSK、QPSK、16QAM の光変調フォーマットが混在する場合は、図 1.4 に示すように、あ

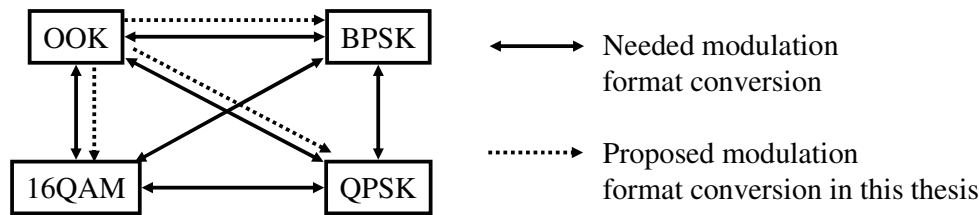


図 1.4 光変調フォーマット変換の組み合わせ

らゆる方向への光変調フォーマット変換が必要となる。

全光変調フォーマット変換に関する研究は幾つか行われており、半導体光増幅器 (Semiconductor Optical Amplifier : SOA) ループミラーを用いた全光 RZ(Return-to-Zero)-OOK/NRZ(Non-Return-to-Zero)-OOK 変換 [19] や全光 RZ-OOK/搬送波抑圧 RZ(Carrier-Suppressed RZ : CSRZ)-OOK 変換 [20] SOA-マッハ・ツェンダー干渉計 (Mach-Zehnder Interferometer : MZI) 型波長変換器を用いた全光 RZ-OOK/NRZ-OOK 変換 [21]、光両側波帯変調技術を用いた FSK(Frequency Shift Keying)/PSK 変換 [22] 等が報告されている。しかしながら、本研究を始めた当初、全光 OOK/PSK 変換、全光 OOK/QAM 変換は報告されていなかった。そこで、本研究では世界で初めて全光 OOK/PSK 変換の提案を行った。全光信号処理に用いるデバイスとして代表的な 2 つに光ファイバと SOA があるが、本論文ではそれぞれを用いた全光 OOK/PSK 変換を提案し、実現可能性を示す。また、SOA を用いた OOK/16QAM 変換の提案も行う。光ファイバの非線形効果はフェムト秒オーダーの高速な応答が可能であり、超高速の光変調フォーマット変換が可能である。全光信号処理に用いられる SOA は、高速応答の点では光ファイバに劣るものの、波長変換等では 40Gbps の伝送速度への応用が既に報告されている [23]。また、SOA は元来増幅器であるためそれ自体に利得があり、低い入力光電力で動作するという利点がある。さらに、SOA は半導体であるので、小型で集積化が可能である。本論文では SOA を用いた OOK/BPSK 変換、OOK/QPSK 変換については変換器を構成し、集積化デバイスで実現可能であることについても述べる。

本研究の発表後に、SOA を用いた全光 OOK/BPSK 変換 [24]–[26]、全光 OOK/QPSK 変換 [27]、光ファイバを用いた全光 OOK/BPSK 変換 [28][30]、全光 OOK/16QAM 変換 [29]、非線形光ループミラー (Nonlinear Optical-fiber Loop Mirror : NOLM) を用いた全光 OOK/BPSK 変換 [31]、全光 OOK/16QAM 変換 [32]、パッシブ導波路を用いた全光 OOK/BPSK 変換 [33] 等の多数の全光変調フォーマット変換が報告されている。遅延干渉計を用いれば全光で BPSK や QPSK から OOK に変換することが可能であるが、厳密にはプリコーディングが必要となる。一方、全光で 16QAM から OOK に変換する方法は未だ報告されていない。

全光フォーマット変換システムの構成を OOK/QPSK 変換を例に図 1.5 に示す。本論文では、変調器に当たる機能を全光で行うことを提案する。本論文で提案するフォーマット変換方法は全て、入力信号とは別のパルスに情報を載せ変える方法を採用しており、変調機能と同時に波長変換機能を有する。変調機能と波長変換機能以外にも、2 つの入力信号の同期を実現するためのタイミング調整部 [34]、入力と出力の伝送速度が異なる場合には伝送速度変換部 [35]、入力信号が歪んでいる場合には信号再生部 [7][8] が必要となるが、各機能は様々な提案がされている。変調するパルスを生成する部分は、入力信号のクロック

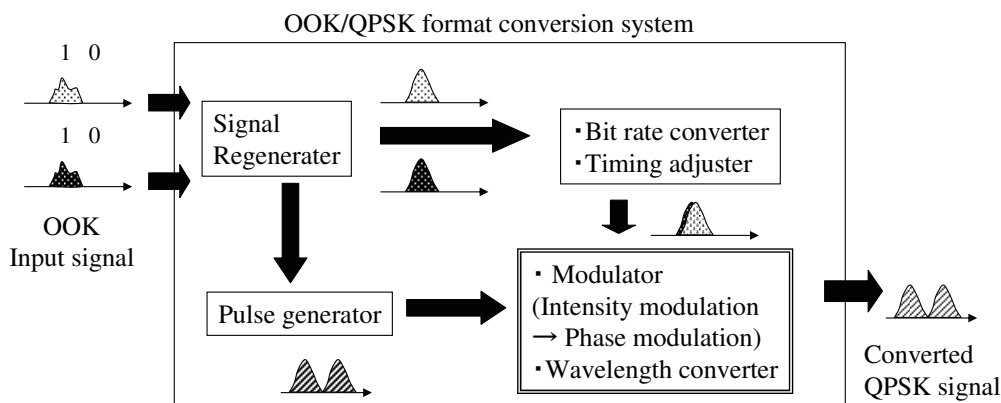


図 1.5 全光 OOK/QPSK 変換システムの構成

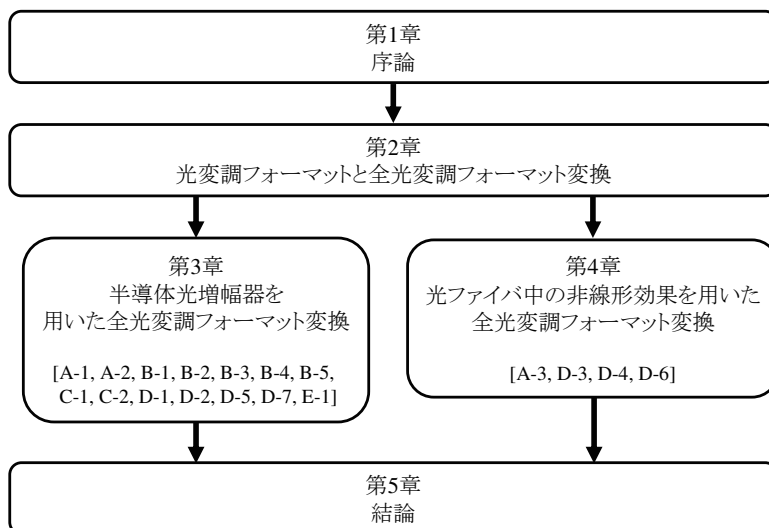


図 1.6 本論文の構成

を抽出し別の光源をパルス変調する従来技術で実現可能である。

1.5 論文の構成

本研究では SOA や光ファイバ中の非線形効果を用いた全光変調フォーマット変換の方法を提案し、計算機シミュレーションまたは実験により実現可能性を示す。図 1.6 に本論文の構成を示す。

第 2 章では、光通信における光変調フォーマットおよび各光変調フォーマットの送受信器構成について紹介する。そして、全光変調フォーマット変換が必要となるネットワーク構成および変換機能を実現する光デバイスについて説明する。

第 3 章では、SOA を用いた全光変調フォーマット変換法を提案する。具体的には、SOA-MZI を用いた全光 OOK/BPSK 変換、全光 OOK/QPSK 変換、全光 OOK/16QAM 変換の 3 つの変換法を提案す

る。はじめに、提案する変調フォーマット変換に使用する SOA-MZI 型波長変換器の構成動作原理を説明する。さらに、キャリアレート方程式を用いた理論解析方法、その理論に基づいて行う計算機シミュレーションモデルを示す。そして、提案する各変換法の動作原理を説明し、実現可能性を計算機シミュレーションまたは原理確認実験により示す [A-1, A-2, B-1, B-2, B-3, B-4, B-5, C-1, C-2, D-1, D-2, D-5, D-7, E-1]。

第 4 章では、光ファイバ中の非線形効果を用いた全光 OOK/PSK 変換法を提案する。はじめに、ファイバ中を伝搬する光パルスの振る舞いを記述する非線形シュレディンガー方程式と、全光変調フォーマット変換に利用する相互位相変調 (Cross-Phase modulation : XPM) について説明する。次に、提案する変換法の動作原理を説明し、実現可能性を計算機シミュレーションおよび原理確認実験により示す [A-3, D-3, D-4, D-6]。最後に全光変調フォーマット変換方法の比較を行い、本研究で提案する変換法の特徴について述べる。

第 5 章は結論であり、本研究で得られた成果について総括を行う。

第2章

光変調フォーマットと 全光変調フォーマット変換

2.1 緒言

本章では、まず光通信における光変調方式として、従来方式である OOK (On Off Keying) 方式に加え、近年長距離伝送系への実用化が実現している PSK (Phase Shift Keying) 方式、大容量通信への応用が期待される QAM (Quaternary-Amplitude Modulation) 方式を紹介する。また、光変調フォーマットの中のパルス符号に言及し、各種パルス符号の特徴について述べる。そして、全光変調フォーマット変換が必要となるネットワーク構成について説明し、全光変調フォーマット変換を実現するためのデバイスを紹介する。

2.2 光変調フォーマット

現在の光通信においては、デジタル方式が主流であり、実用化されているほとんどのシステムで用いられている通信方式が強度変調・直接検波 (Intensity Modulation-Direct Detection : IM-DD) 方式である。IM-DD 方式では、光の強度に情報を載せ、「1」、「0」のデジタル信号を光パルスの有無に置き換える OOK 方式が用いられる。しかし、近年、OOK 方式を用いた長距離伝送システムにおいて高速化の限界が露わになってきた。そのため、OOK 方式よりも受信感度が高く、ファイバの非線形性に対する耐性に優れた PSK 方式が実用化されている [15]。PSK 方式の他にも、先進的な通信方式として、1つの符号語中に複数の強度レベルを設定して1符号語で複数ビットの情報を送る多値 ASK (Amplitude Shift Keying) 方式 [36]、[37] や、ASK と PSK 方式を組み合わせて最適な信号配置を行う多値通信方式である QAM 方式 [16]、[17] の研究が盛んに行われている。また、これらの変調方式とは独立に、変調を行うパルスの形状によって、NRZ(Non-Return-to-Zero) 符号や RZ(Return-to-Zero) 符号等の様々なパルス符号が用いられている。本節では、変調方式として OOK 方式と PSK 方式、QAM 方式を紹介し、さらにパルス符号についても言及する。

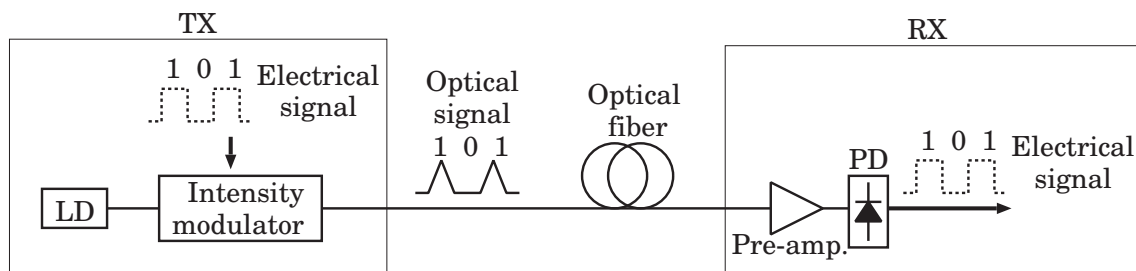


図 2.1 OOK 方式を用いた通信における送受信器構成

2.2.1 変調方式

(a) OOK 方式

図 2.1 に OOK 方式を用いた光通信における送受信器構成の概要図を示す。以下、本論文では、送信器構成について高速伝送で一般的に用いられる外部変調方式のみを紹介する。図 2.1 のように送信器 (TX) では、レーザ・ダイオード (Laser Diode : LD) から出射された光を光強度変調器 (Intensity modulator) に入射し、強度変調器中においてデータである電気信号に合わせて光の強度を変化させることにより、データ変調された光信号が得られる。光信号はファイバ中を伝搬し、受信器 (RX) において電気信号に変換される。OOK 方式では、光プリアンプで光信号を増幅後、フォト・ダイオード (Photo Diode : PD) を用いて光強度を電圧に直接変換し、検波を行う。このように、OOK 方式を用いた場合、データの変調・復調は容易に行うことができ、送受信器の構成が簡易であったため、従来方式として実用化されてきた。しかし、近年、アクセス系ネットワークの高速化に伴い、幹線系ネットワークにおいては 1 チャンネルあたり 40 Gbps またはそれ以上の伝送速度の実現が求められており、従来の OOK 方式を用いた通信方式において、その実現が困難になってきている。

一般的に伝送速度の増加に伴い、受信器の帯域を広くしなければならないため、受信器の雑音電力が増加する。このため、受信器において同じ信号対雑音比 (SN 比)、同じビット誤り率 (Bit Error Rate : BER) を達成するためには、受信器への入力光電力を大きくする必要がある。また、伝送速度の高速化に伴って、伝送するパルスのパルス幅が狭くなり、スペクトル幅が広がるため、波長分散の影響が大きくなる。同じ伝送システムにおいて伝送速度が 4 倍になると、単純に分散耐力は $1/16$ となり、長距離伝送を行う場合には、符号間干渉を防ぐために高精度の分散補償技術が必要となる。さらに、分散を補償して長距離を伝送する場合は、光ファイバの非線形効果の影響が大きくなり、波長分割多重 (Wavelength Division Multiplexing : WDM) 伝送を行うシステムでは光ファイバ中の相互位相変調 (Cross Phase Modulation : XPM) の影響によって伝送可能な距離が制限される。高速な長距離伝送系においては、以上のような制限要因があり、OOK 方式を用いても信号劣化の補償のために送受信器の構成が複雑になる。

信号対雑音比

OOK 方式の送受信方式である IM-DD 方式の受信器構成を図 2.2 に示す。受信後の雑音電力は、受信器で発生する雑音と光増幅器による雑音に大きく分けられる。

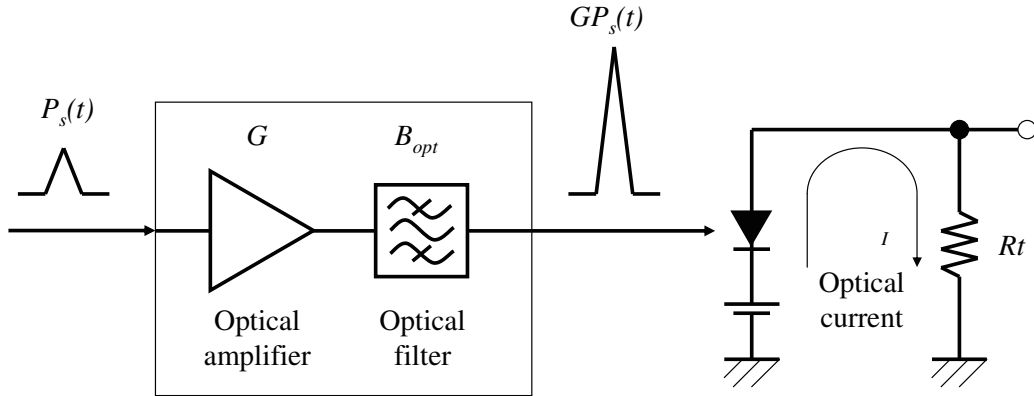


図 2.2 IM-DD 方式の受信器構成

まず、光増幅器による雑音がないと仮定し、受信器で発生する雑音について考える [38]。受信器に入射するマーク信号 (「1」) の平均光電力を GP_s とすると、光電流 I は、

$$I = \frac{e\eta}{h\nu} GP_s M \quad (2.1)$$

で与えられる。ここで、 e は電子の電荷、 η は光受信器の量子効率、 h はプランク定数、 ν は光信号周波数である。 M はアバランシェ・フォト・ダイオード (Avalanche Photo Diode : APD) の電流増幅率であり、電流増倍機能を持たない PIN PD の場合には $M = 1$ とする。負荷抵抗 R_l における信号電力は $I^2 R_l$ となる。一方、光受信器における雑音電力は、光電変換過程で生じるショット雑音と負荷抵抗が発生する熱雑音に起因し、それぞれの雑音電力は、 $2e(e\eta/h\nu)P_s$ 、 $4kT/R_l$ で与えられる。ここで、ショット雑音は APD で増倍されるため、APD の過剰雑音を考慮すると、 $2e(e\eta/h\nu)P_s M^{2+x}$ となる。 M^{2+x} は APD における電流増倍に伴って雑音電力が増大する係数を表しており、過剰雑音指数 x は 0.2 程度から 1 の値となる。 k はボルツマン定数、 T は絶対温度である。伝送速度 B の信号伝送には $B/2$ の受信器の帯域を必要とするので、マーク信号 (「1」) とスペース信号 (「0」) の出現率を等しいとすると、負荷抵抗における雑音電力 N は、

$$N = \left(\sqrt{e \frac{e\eta}{h\nu} GP_s M^{2+x} + \frac{2kT}{R_l}} + \sqrt{\frac{2kT}{R_l}} \right)^2 \frac{B}{4} \quad (2.2)$$

で与えられる。よって、SN 比 SNR は、

$$SNR = \frac{\left(\frac{e\eta}{h\nu} GP_s M \right)^2}{\left(\sqrt{e \frac{e\eta}{h\nu} GP_s M^{2+x} + \frac{2kT}{R_l}} + \sqrt{\frac{2kT}{R_l}} \right)^2 \frac{B}{4}} \quad (2.3)$$

となる。SN 比は伝送速度 B に反比例し、受信光電力 GP_s が十分大きい場合には熱雑音よりもショット雑音が支配的になる。

次に受信器で発生する雑音がないと仮定し、光増幅器による雑音について考える。マーク信号 (「1」) の平均光電力 P_s は、利得 G の光プリアンプで増幅され受信器に入射する平均光電力は GP_s となる。た

だし、光増幅に伴い、1Hzあたり $p_{sp} = h\nu(G-1)n_{sp}$ の光雑音が発生し、帯域幅 B_{opt} の光フィルタを通して受信器に入射する。ここで、 n_{sp} は自然放出係数である。マーク信号 (「1」) とスペース信号 (「0」) の出現率を等しいとすると、SN比 SNR は、

$$SNR = \frac{(GP_s)^2}{(\sqrt{2GP_s p_{sp}} + 2p_{sp}^2 B_{opt} + \sqrt{2p_{sp}^2 B_{opt}})^2 \frac{B}{4}} \quad (2.4)$$

となる。受信器で発生する雑音と同様にSN比は伝送速度 B に反比例する。

(b) PSK 方式

PSK方式は光の位相に情報を載せるデジタル変調方式であり、異なる符号においても同じ光パルスが存在する。PSK方式の中で、OOK方式のように一つの符号語に1bitの情報を載せる方式がBPSK(Binary Phase Shift Keying)方式である。BPSK方式では、マーク信号「1」、スペース信号「0」のデジタル信号が光位相の「 π 」、「0」に置き換えられ、光パルスはどちらの符号においても存在する。PSK方式を用いたシステムでは符号に関わらず光パルスが存在するため、光の強度に応答する非線形効果の影響を受けにくい特徴を持っている。図2.3(a)および(b)にそれぞれOOK方式とBPSK方式の信号配置を示す。それぞれ、「1」、「0」の出現率が1/2で平均電力が $X^2/2$ の信号を考えている。OOK方式の場合は、「1」の時の光パルス平均電界振幅値が X 、平均電力が X^2 、「0」の時の光パルス平均電界振幅値および平均電力が0となり、出現率がそれぞれ半分であるため信号の平均電力は $X^2/2$ となる。それに対しBPSK方式の場合は、位相「 π 」(マーク信号「1」)の時の光パルス平均電界振幅値が $X/\sqrt{2}$ 、平均電力が $X^2/2$ 、位相「0」(スペース信号「0」)の時も同様に光パルス平均電界振幅値が $X/\sqrt{2}$ 、平均電力が $X^2/2$ となり、信号の平均電力は $X^2/2$ となる。図からわかる通り、OOK方式の場合は信号間距離が X であるのに対し、BPSK方式の場合は信号間距離が $\sqrt{2}X$ であり、OOK方式の $\sqrt{2}$ 倍となる。このように、信号配置の点からOOK方式よりもBPSK方式の方が受信感度は高くなることがわかる。

BPSK方式は一つの符号語に1bitの情報が対応した変調方式である。それに対して、一つの符号語に4種類の位相レベルを設定することによって、2bitの情報を載せる変調方式がQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)方式である。QPSK方式は多値変調方式の一つであり、QPSK方式を用いて通信を行う場合、BPSK方式を用いたシステムと比べて、半分のシンボルレートで同じ伝送速度を実現することができる。このため、BPSK方式を用いた場合よりもシンボル間隔が広くなり、信号のスペクトル幅も狭くなるため、分散に対する耐性が増加し、周波数利用効率も2倍になる。図2.3(c)にQPSK方式の信号の配置を示す。OOK方式とBPSK方式と同様に、符号の出現率が全て等しく1/4で平均電力が $X^2/2$ の信号を考えている。全ての符号の光パルス平均電界振幅値が $X/\sqrt{2}$ 、平均電力が $X^2/2$ となり、信号の平均電力は $X^2/2$ となる。この時、信号間の距離は X となりOOKと等しくなる。しかし、同じ伝送速度で通信を行う場合、QPSK方式は他の二つの方式と比べて、シンボルレートを半分にすることができるため、帯域が半分となり雑音電力が半減する。但し、QPSK方式を用いると多値伝送となるため、送受信器構成がBPSKを用いた場合よりも複雑になる。また、信号間の位相差がBPSK方式よりも近くなるため、よりコヒーレンスの高い光源が求められる。

QPSK方式よりも多値化し、一つの符号語に8種類の位相レベルを設定することによって、3bitの情報を載せる通信方式が8PSK方式である。8PSK方式を用いて通信を行う場合、BPSK方式を用いたシ

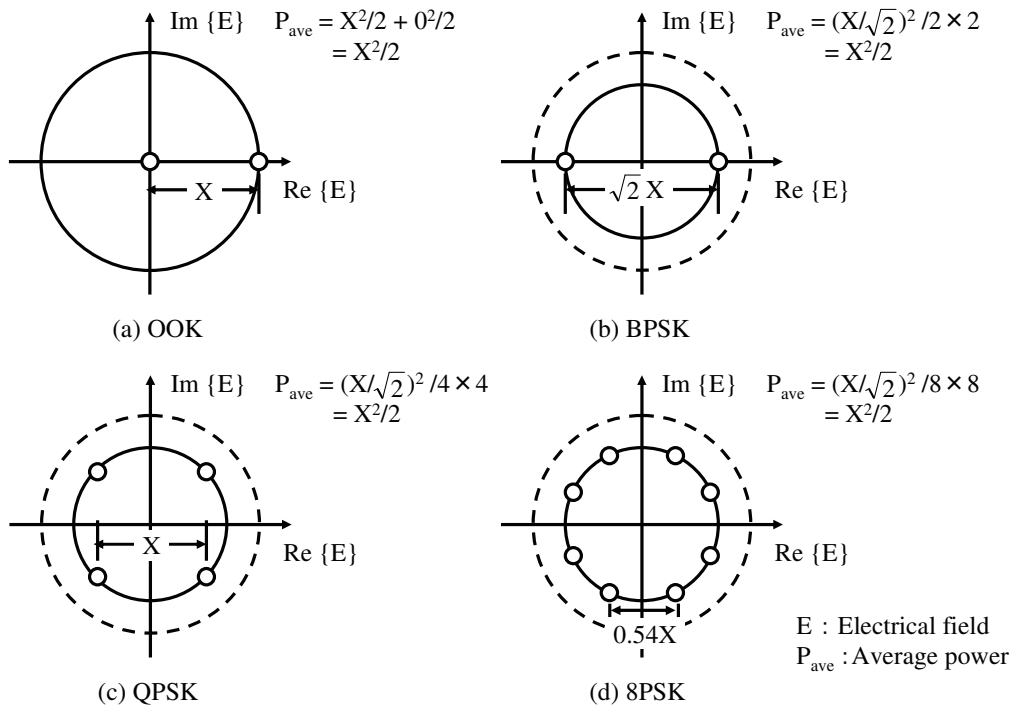


図 2.3 各変調方式における信号配置 (a) OOK 方式 (b) BPSK 方式 (c) QPSK 方式 (d) 8PSK 方式

システムと比べて、 $1/3$ のシンボルレートで同じ伝送速度を実現することができる。このため、BPSK 方式を用いた場合よりもシンボル間隔が広くなり、信号のスペクトル幅も狭くなるため、分散に対する耐性が増加し、周波数利用効率も 3 倍になる。図 2.3 (d) に 8PSK 方式の信号配置を示す。符号の出現率が全て等しく $1/8$ で平均電力が $X^2/2$ の信号を考えている。全ての符号の光パルス平均電界振幅値が $X/\sqrt{2}$ 、平均電力が $X^2/2$ となり、信号の平均電力は $X^2/2$ となる。この時、信号間距離は $\sqrt{2}\sin(\pi/8)X \sim 0.54X$ となり OOK 方式の半分程度となる。同じ伝送速度で通信を行う場合、8PSK 方式は OOK 方式と比べて、シンボルレートを $1/3$ にすることができるため、雑音電力は $1/3$ となる。また、8PSK 方式を用いると BPSK 方式や QPSK 方式と比べて送受信器の構成が複雑になり、信号間距離が QPSK 方式よりも狭くなるため、さらにコヒーレンスの高い光源が求められる。

以上より、PSK 方式では多値レベルが増加するに伴い、スペクトル利用効率や分散耐性が向上するが、信号間距離が狭くなり受信感度が低下する。一方、PSK 方式は OOK 方式と比べて伝送特性に優れているため、特に BPSK 方式や QPSK 方式が高速な長距離伝送系への応用が期待されている。しかし、光は非常に高い周波数の電磁波であるため、PSK 方式の受信器において光の位相を直接検出して、電気信号に変換することはできない。そのため、PSK 方式の検波方法は OOK 方式と比べて複雑となり、その検波方法は大きく分けて、コヒーレント検波方式と遅延検波方式の二通りある。以下で上記の二つの検波方法を紹介する。

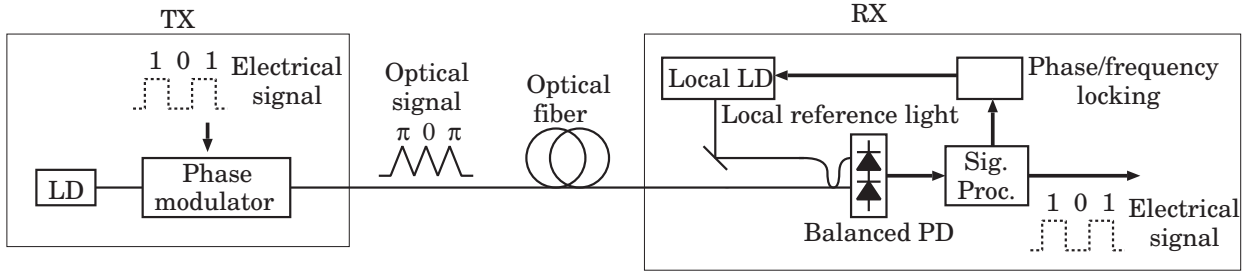


図 2.4 BPSK 方式とコヒーレント検波方式を用いた送受信器構成

コヒーレント検波方式

図 2.4 に BPSK 方式にコヒーレント検波方式を用いた通信における送受信器構成の概要図を示す。送信器では、OOK 方式の時と同様に、LD から出射された光を光位相変調器に入射し、電気信号に合わせて位相変調された光信号が得られる。受信器では、局部発振光 (Local reference light) と受信した信号光を合波して PD に入射させ、そのビート信号を検出する。コヒーレント検波には、光ヘテロダイン検波と光ホモダイン検波がある。光ホモダイン検波は、ビート周波数が 0 である光ヘテロダイン検波の特殊な場合として考えられる。合波直前の信号光の強度、周波数、位相をそれぞれ I_s 、 ω_s 、 δ_s 、局部発振光の強度、周波数位相をそれぞれ I_{LO} 、 ω_{LO} 、 δ_{LO} とすると、ビート信号成分の強度 I_b は次式で表される。

$$I_b = \sqrt{I_s I_{LO}} \cos(\Omega t + \delta), \quad \Omega = \omega_s - \omega_{LO}, \quad \delta = \delta_s - \delta_{LO} \quad (2.5)$$

合波後の検出信号の強度は $\sqrt{I_s I_{LO}}$ に比例するので、信号光が弱くても強力な局部発振光を供給すれば大きな検出信号が得られる。このため、検波前にプリアンプする必要がなく、光プリアンプの光雑音を加えることなく受信感度を大幅に改善することが可能となる。また、信号波位相の δ_s が光強度の形で測定でき、PSK 方式の信号を検波することが可能となり、バランス型 PD を用いることによって、受信感度をさらに改善することができる。式 (2.5) から示されるように、OOK 方式の信号も検波することが可能であり、直接検波する場合に比べて受信感度が向上する。しかし、送信信号光および局部発振光に用いる LD は共に完全にコヒーレントな光を発生させることはできないため、検波した信号を常にモニタして、受信側の局部発振光の位相および周波数を調整するループ・フィードバック・システムを構成しなければならず、受信器の構成は非常に複雑となり、精密な制御が必要となる。

直接遅延検波方式

直接遅延検波方式では、BPSK 方式の場合と QPSK 方式の場合で受信器の構成が大きく異なる。ここでは BPSK 方式の場合と QPSK 方式の場合それぞれについて述べる。

図 2.5 に BPSK 方式と直接遅延検波方式を用いた通信における送受信器構成の概要図を示す。送信器では、コヒーレント検波方式の時と同様に、光位相変調器を用いて LD から出射された光を変調するが、受信側での検波方法により信号パターンが変わるため、受信側で元の電気信号に戻るように入力する電気信号を前もってプリコーダーで符号化する。そして、符号化された光信号が送信側から送られる。受信器では、遅延干渉計 (Delay interferometer) を用いて位相変調された信号を強度変調された信号

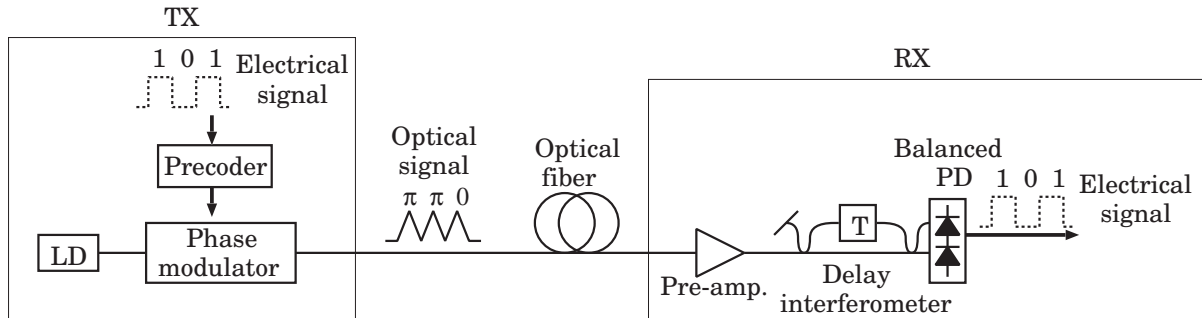


図 2.5 BPSK 方式と直接遅延検波方式を用いた送受信器構成

に変換し、PD で直接検波する。遅延干渉計には、一方のアームに 1bit 遅延線が挿入された 1bit 遅延干渉計が一般的に用いられる。1bit 遅延干渉計を用いた場合、受信器に到着した BPSK 信号は、隣接パルスを参照波として合波され、遅延干渉計の出力では、参照波との位相差を情報として強度変調された信号が出力される。どちらの BPSK 信号も電界振幅値 E を持つとして、位相差 0 の信号との干渉時の出力電界振幅値 $|E_{out}|$ は、

$$|E_{out}| = \left| \frac{E}{2} + \frac{E}{2} \right| = |E| \quad (2.6)$$

となる。位相差 π の信号との干渉時は、

$$|E_{out}| = \left| \frac{E}{2} - \frac{E}{2} \right| = 0 \quad (2.7)$$

となる。ここで、出力する信号パターンは入力前と変わってしまうため、送信側でプリコーディングを行う。プリコーダー (Precoder) では、遅延干渉計出力で元の信号に戻るように、入力した信号と一つ前に出力した信号の排他的論理和を出力するトグル・フリップ・フロップ (Toggle Flip-Flop : T-FF) が用いられる。遅延干渉計出力からは元の信号と反転した信号の 2 つの信号が得られるため、2 つの信号強度の差を出力するバランス型 PD で検波することによって、検波後に両極電流が生じる。同相で出力するコンストラクティブ側の光電流を I_{const} 、逆相で出力するディストラクティブ側の光電流を I_{dest} とすると、隣接ビットとの位相差が 0 の場合のバランス型 PD の出力は、

$$I = I_{const} - I_{dest} = \frac{e\eta}{h\nu} M|E|^2 - 0 = \frac{e\eta}{h\nu} M|E|^2 \quad (2.8)$$

となる。一方、隣接ビットとの位相差が π の場合は、

$$I = I_{const} - I_{dest} = 0 - \frac{e\eta}{h\nu} M|E|^2 = -\frac{e\eta}{h\nu} M|E|^2 \quad (2.9)$$

となる。つまり、IM-DD 方式におけるスペース (「0」) の場合においては検波時に電流は発生しないが、DPSK 方式の差動検波後はスペース (「0」) の場合においてマーク (「1」) と逆方向の電流が流れる。受信器において、ショット雑音や熱雑音に支配的な場合は OOK 方式と比較して受信感度は変わらないが、光雑音に支配的な場合は OOK 方式と比較して受信感度が 3dB 改善する [39]。

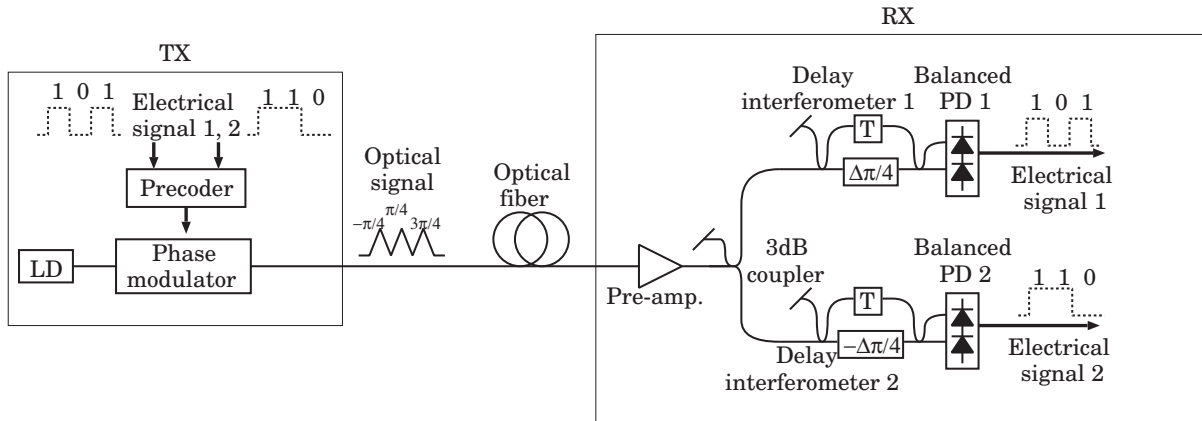


図 2.6 QPSK 方式と遅延検波方式を用いた送受信器構成

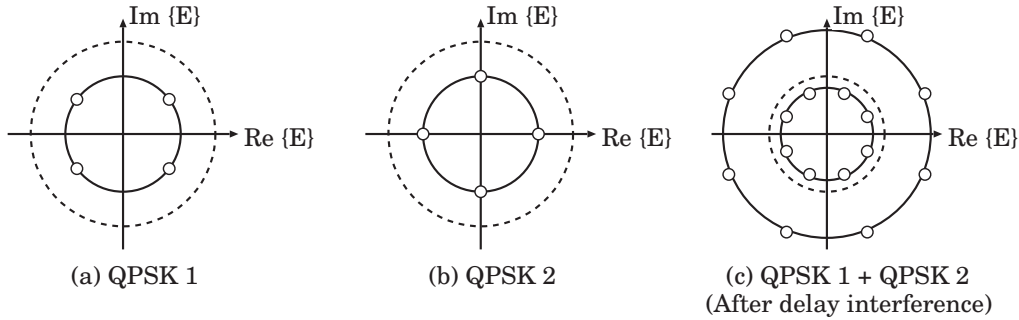


図 2.7 QPSK 方式の信号の遅延干渉動作における信号配置

図 2.6 に QPSK 方式と遅延検波方式を用いた通信における送受信器構成の概要図を示す。多値変調方式であるため、送信器では、2つの電気信号を入力し、2つの電気信号の組み合わせによって4値の位相変調信号を生成する。BPSK 方式の場合と同様に、遅延検波によって信号パターンが変わるため、送信器側においてプリコーディングを行い、符号化された光信号が送信側から送られる。2チャンネルのプリコーディング前の論理値をそれぞれ a_n 、 b_n 、プリコーディング後の論理値を q_n 、 p_n とすると、プリコーディングの論理式は、

$$p_n = \overline{a_n} \overline{b_n} \overline{p_{n-1}} + \overline{a_n} b_n q_{n-1} + a_n \overline{b_n} \overline{q_{n-1}} + a_n b_n p_{n-1} \quad (2.10)$$

$$q_n = \overline{a_n} \overline{b_n} \overline{q_{n-1}} + \overline{a_n} b_n \overline{p_{n-1}} + a_n \overline{b_n} p_{n-1} + a_n b_n q_{n-1} \quad (2.11)$$

で与えられる。受信器では、BPSK 方式と同様に遅延干渉計とバランス型 PD を用いて電気信号を取り出す。QPSK 方式の場合には一つの符号語に 2bit の情報が入っているため、受信した信号を 3dB カプラで 2つに分割し、2つの受信部でそれぞれ元の電気信号に復号する。一方の受信部では遅延干渉計の干渉時の位相差を $\pi/4$ とし、もう一方の受信部では $-\pi/4$ とする。ある QPSK 信号が $\pi/4$ の位相差を持つ別の QPSK 信号と干渉する時の出力の信号配置を図 2.7 に示す。図に示すように、どの配置の信号も干渉の際は、 $\pm\pi/4$ または $\pm 3\pi/4$ の位相差を持つ信号と干渉し、その電界の和が出力となる。どちらの QPSK 信

号も電界振幅値 E を持つとして、 $+\pi/4$ の位相差を持つ信号との干渉時の出力電界振幅値 $|E_{out}|$ は、

$$|E_{out}| = \left| \frac{E}{2} + \frac{E}{2} [\cos(\pi/4) + i \sin(\pi/4)] \right| \sim 0.92 \times |E| \quad (2.12)$$

となる。 $-\pi/4$ の位相差を持つ信号との干渉時も同様に、 $|E_{out}| \sim 0.92 \times E$ となる。 $\pm 3\pi/4$ の位相差を持つ信号との干渉時は、

$$|E_{out}| = \left| \frac{E}{2} + \frac{E}{2} [\cos(\pm 3\pi/4) + i \sin(\pm 3\pi/4)] \right| \sim 0.38 \times |E| \quad (2.13)$$

となる。このように、隣のビットとの位相差によって干渉時に強め合う組み合わせと弱め合う組み合わせの二つに分けられ、2 値の強度変調された信号が出力する。しかし、QPSK 方式の場合は BPSK 方式の場合のように完全な同相、逆相の干渉とならず、打ち消し合う位相の組み合わせにおいて、出力する強度変調信号「0」の強度が完全に 0 レベルとならない。そのため、BPSK 方式の遅延検波時と比べて 1dB 程度の受信感度の劣化が生じる。なお、バランス型 PD の出力は、位相差 $\pm\pi/4$ の場合は、

$$I = I_{const} - I_{dest} \sim \frac{e\eta}{h\nu} M |0.92 \times E|^2 - \frac{e\eta}{h\nu} M |0.38 \times E|^2 = 0.71 \times \frac{e\eta}{h\nu} M |E|^2 \quad (2.14)$$

となる。位相差 $\pm 3\pi/4$ の場合は、

$$I = I_{const} - I_{dest} \sim \frac{e\eta}{h\nu} M |0.38 \times E|^2 - \frac{e\eta}{h\nu} M |0.92 \times E|^2 = -0.71 \times \frac{e\eta}{h\nu} M |E|^2 \quad (2.15)$$

となる。

以上のように、遅延検波方式では、プリコーディングの処理が必要となるが、プリコーダー、遅延干渉計、バランス型 PD を用いれば、複雑な制御なしにシステムを動作させることができる。また、送信側でプリコーディングの処理を行う代わりに、受信側でデコーディングを行い、元の電気信号を得ることも可能である。なお、遅延干渉計において、隣の光パルスを参照波とするため、送信信号のコヒーレンス性が求められるが、BPSK 方式または QPSK 方式を用いた 10 Gbps 以上の伝送速度のシステムでは、一般的な商用の LD が満たす程度のコヒーレンス性があれば十分に動作させることができる。

(c) QAM 方式

QAM 方式は位相が直交関係にある二つの搬送波の振幅を独立に変調し、振幅と位相の両方に情報をのせて伝送する変調方式である。振幅と位相を多値で変調することにより、1 つの符号語で伝送可能な情報量を大幅に増やせる点が大きな特長である。 2^N QAM により 1 チャネルの帯域で N ビット伝送させることが可能であり、従来の OOK に比べてその周波数利用効率を N 倍向上する。

QAM 方式の中で、一つの符号語に 2bit の情報を載せる方式が 4QAM 方式であるが、この方式は QPSK 方式と同じ信号配置となる。さらに多値化し、一つの符号語に 4bit の情報を載せる方式が 16QAM 方式、一つの符号語に 5bit の情報を載せる方式が 32QAM 方式、6bit の情報を載せる方式が 64QAM 方式である。それぞれの信号配置を図 2.8 に示す。16QAM 方式において、符号の出現率が全て等しく $1/16$ で平均電力が $X^2/2$ の信号を仮定すると、信号間距離は $\sqrt{1/5}X = 0.45X$ となり OOK 方式の半分以下となる。同じ伝送速度で通信を行う場合、16QAM 方式は OOK 方式と比べて、シンボルレートを $1/4$ にすることができるため、帯域が $1/4$ となり雑音電力が $1/4$ となる。

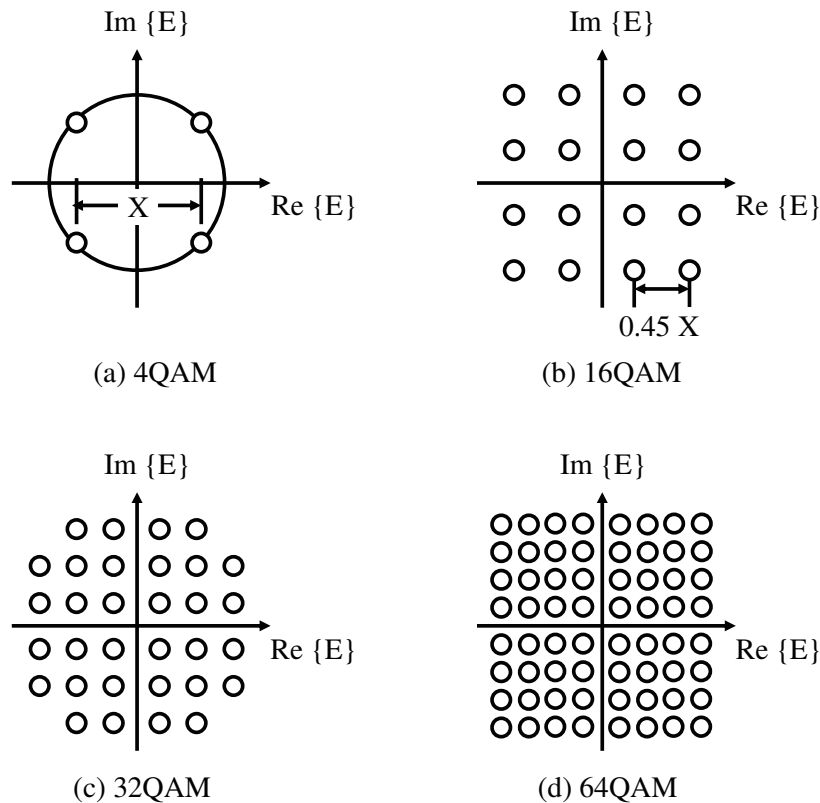


図 2.8 QAM 方式における信号配置 (a) 4QAM 方式 (b) 16QAM 方式 (c) 32QAM 方式 (d) 64QAM 方式

QAM 方式は振幅と位相の両方に情報を載せる必要があるため、送受信器の構成が複雑になる。16QAM の送受信器は様々な構成が提案されており、図 2.9 に代表的な 16QAM 方式の送受信機構成を示す [40]。送信器は QPSK 変調器を並列に 2 つ配置した構成となり、それぞれの変調器で生成された QPSK 信号 1 と、パワーを 6dB 減衰させた QPSK 信号 2 を結合することで 16QAM 信号を生成する。QPSK 変調器は LN-マッハ・ツェンダー干渉計変調器 (LiNbO₃ Mach-Zehnder Modulator : LN-MZM) を並列に 2 つ配置した構成となる。受信器では一般的にコヒーレント検波方式を用いられる。受信した信号光と局部発信光を 90° 光ハイブリッド結合器に入射し、同相成分と直交成分に分離してそれぞれバランス型 PD で電気信号に変換される。変換された電気信号は、さらにアナログ・デジタル変換器でデジタル信号に変換される。近年は、アナログ・デジタル変換の後段のデジタル信号処理器において、電気信号領域でリアルタイムに信号光と局部発振光の位相誤差を補正することで光位相同期を実現している。また、デジタルフィルタによる分散補償が可能となるため、光ファイバの偏波モード分散や波長分散等の波形歪みの補正もデジタル信号処理器にて行うことができる。

2.2.2 パルス符号

これまでに紹介したように信号配置や一つの符号語中のビット数によって様々な変調方式が存在するが、変調方式とは独立に、情報を載せるパルス符号によっても伝送特性が異なる。主なパルス符号には

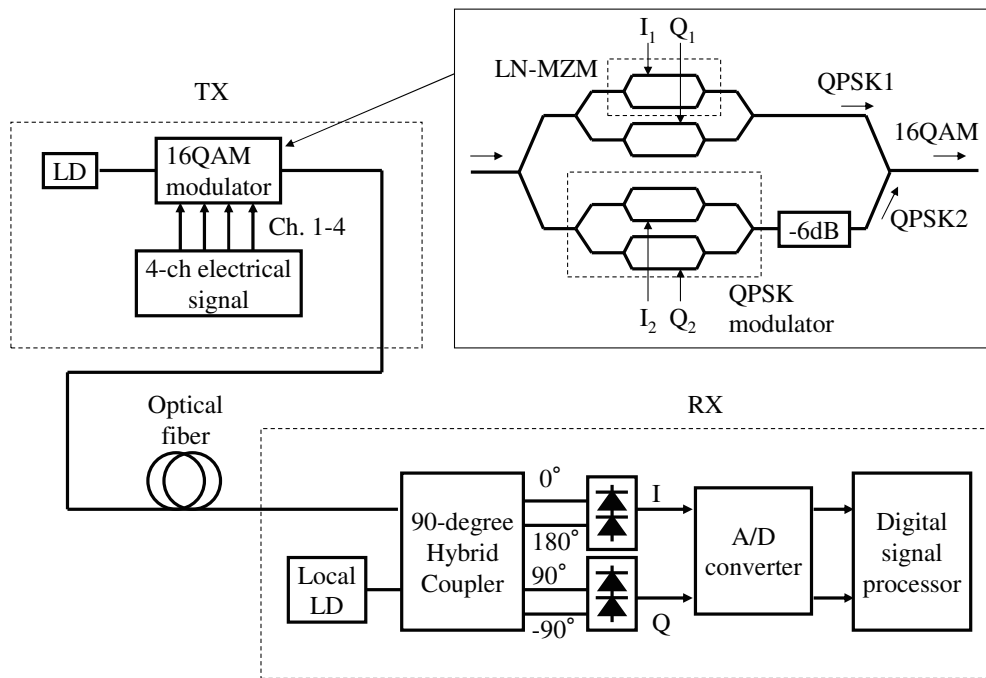


図 2.9 QAM 方式の送受信器構成例

NRZ 符号、RZ 符号等がある。図 2.10 に主たるパルス符号として、NRZ 符号、RZ 符号、RZ 符号の一つである搬送波抑圧 RZ(Carrier-Suppressed RZ : CSRZ) 符号の OOK 変調前および後の波形をそれぞれ示す。NRZ 符号の場合には、LD から出射された連続 (Continuous Wave : CW) 光を信号に応じて変調する。NRZ-OOK 信号は「1」が連続している区間では、強度が 0 レベルに落ちることなく、CW 光が続く信号となる。それに対し RZ 符号の場合は、変調周波数と同じ繰り返し周波数の光パルスを信号に応じて変調する。RZ-OOK 信号は「1」が連続している区間においても、各シンボルの中間点で強度が一旦 0 レベルまで落ちる。RZ 符号では変調する光パルスの幅によって特性が異なり、一般的に光パルスの半値全幅とシンボル間隔の比であるデューティ比によって分類される。LN 強度変調器 (LiNbO₃ Intensity Modulator : LN-IM) を用いて光パルス列を生成する場合、デューティ比が 50% と 33% の RZ 符号が代表的である。CSRZ 符号は RZ 符号の特殊な場合である。NRZ 符号と RZ 符号では、搬送波または光パルスの位相が一定であったが、CSRZ 符号は光パルスの位相を符号ごとに反転させた RZ 符号である。LN-IM を用いて CSRZ 符号の光パルス列を生成する場合、駆動特性によりデューティ比は 66% となり、一般的に言われる CSRZ 符号はデューティ比が 66% である。

NRZ 符号の一番の特徴は、LD からの出力光を変調する前にパルス化を行う必要がなく、送信器の構成が非常に簡易になることである。RZ 符号と比べると、NRZ 符号はパルス幅が広く、スペクトル幅は狭くなるため、分散に対する耐性に優れている。しかし、RZ 符号よりもパルス幅が広いため、同じ平均電力下における光パルスのピーク電力が小さくなり、受信器の帯域が狭くなるにも関わらず、場合によっては受信感度が変わることがある。式 (2.3)、(2.4) より SN 比を考えると、受信器のショット雑音および

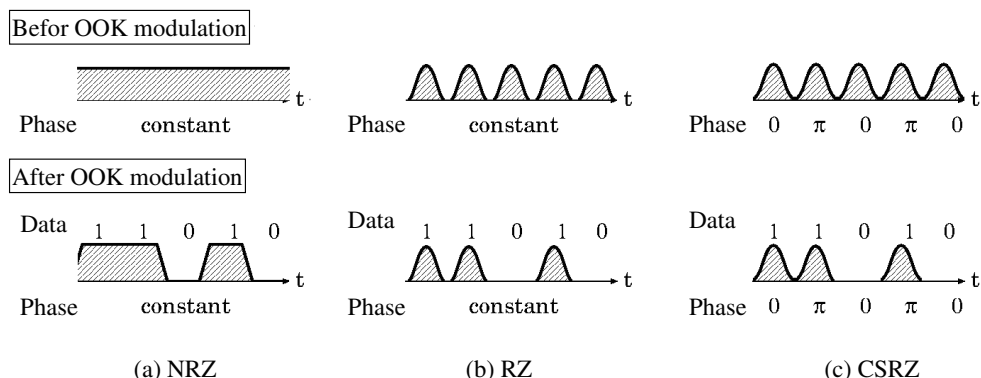


図 2.10 OOK 変調前後の波形 (a) NRZ (b) RZ (c) CSRZ

光雑音に支配的な場合は、信号電力が光パルスのピーク電力の二乗に比例するのに対し、ショット雑音電力が平均光電力に比例、受信器の帯域に比例し、光雑音電力は光パルスのピーク電力に比例、受信器の帯域に比例するため、NRZ 符号と RZ 符号で SN 比はほぼ同程度となる。一方、熱雑音に支配的な場合は、信号電力が光パルスのピーク電力の二乗に比例するのに対し、雑音電力は受信器の帯域にのみ比例するため、NRZ 符号の方が RZ 符号より SN 比が低くなる。また、NRZ 符号は信号パターンによってパルス幅が異なるため、信号パターンに依存して光ファイバ中の非線形効果による悪影響を受け易い。具体的には、WDM 伝送において複数の波長チャネルを伝送する場合、ウォークオフによりチャネル間で XPM の影響を受けるが、パルス幅にパターン依存性がある NRZ 符号は XPM の影響を受けやすくなる。但し、NRZ 符号の方が RZ 符号よりもピーク電力が小さくなるため、その分の非線形効果の影響は RZ 符号よりも小さくなる。逆に、RZ 符号は NRZ 符号と比べて、送受信器の構成が複雑で、精度の高い分散補償を必要とするが、パターン依存性による非線形効果の影響を受けにくい、といった特徴を有する。また、RZ 符号はスペクトル上で変調周波数が強調されるため、受信端におけるクロック抽出が NRZ 符号よりも容易となる。RZ 符号はデューティ比が大きいほど、スペクトル幅は狭くなり、分散耐性に優れる。CSRZ 符号の基本的な特徴は RZ 符号と同じであるが、交番位相変調を施しているため、スペクトル幅を RZ 符号よりも抑えることが可能となり、高い周波数利用効率、優れた分散耐性、という特徴がある。以上の記述より、高速な長距離伝送系においては、NRZ 符号よりも RZ 符号、CSRZ 符号が適していると考えられている。

以上示した変調方式、パルス符号の他に、デュオバイナリ (Duobinary) 方式が提案されている [41]、[42]。デュオバイナリ方式は、「1」、「0」の送信信号を電気信号領域で低域通過フィルタ (Low Pass Filter : LPF) を通して帯域制限し、故意に 3 値の信号とする方式である。NRZ 符号よりもスペクトル幅が狭く、分散耐性が大きいのが、符号間干渉が大きいという欠点がある。

2.2.3 光変調フォーマットの特徴

以上に示した主な光変調フォーマットの特徴を表 2.1 にまとめる。OOK 方式は伝送特性において有利な点はないが、送受信器コストで大きな利点がある。また、パルス符号の NRZ 符号と組み合わせた

表 2.1 主な光変調フォーマットの特徴

	変調方式				パルス符号		
	OOK	BPSK	QPSK	16QAM	NRZ	RZ	CS-RZ
雑音耐性	△	◎	○	×	-	-	-
ファイバ中の非線形効果に対する耐性	×	○	○	△	△	○	○
周波数利用効率	△	△	○	◎	◎	△	○
送受信機のコスト	◎	○	△	×	○	△	△

NRZ-OOK 方式は、送信器が 1 チャンネル当たり 1 つの LD と 1 つの LN 強度変調器のみで構成され、最も低コストで実現できる。BPSK 方式や QPSK 方式は、雑音耐性やファイバ中の非線形効果に対する耐性等の伝送特性に優れており、長距離伝送系に向いていると言える。また、RZ 符号や CS-RZ 符号のパルス符号と組み合わせることで、さらに伝送特性の向上が見込める。一方、16QAM 方式は周波数利用効率に優れており、大容量通信に向いている。

2.3 全光変調フォーマット変換

本節では、一般的な光通信ネットワーク構成とそのネットワークに適した光変調フォーマットについて述べ、必要となる変調フォーマット変換について言及する。また、全光変調フォーマット変換を実現するデバイスを列挙する。

2.3.1 全光変調フォーマット変換を必要とするネットワーク構成

光通信ネットワークは、幹線系ネットワーク、メトロ系ネットワーク、アクセス系ネットワークの 3 階層に大きく分けられる。幹線系ネットワークは大都市間を接続する最も大きな規模のネットワークであり、メトロ系ネットワークの情報を集約して通信を行うため、高速で大容量の通信が求められる。また、大陸間にまで及ぶ数百 km～数千 km の長距離伝送が必要である。メトロ系ネットワークは都市内や県内のネットワークであり、幹線系ネットワークとアクセス系ネットワークを接続する。都市内および県内であるため、その伝送距離は数 km～数十 km である。ネットワークの役割と大きさからリング状のネット

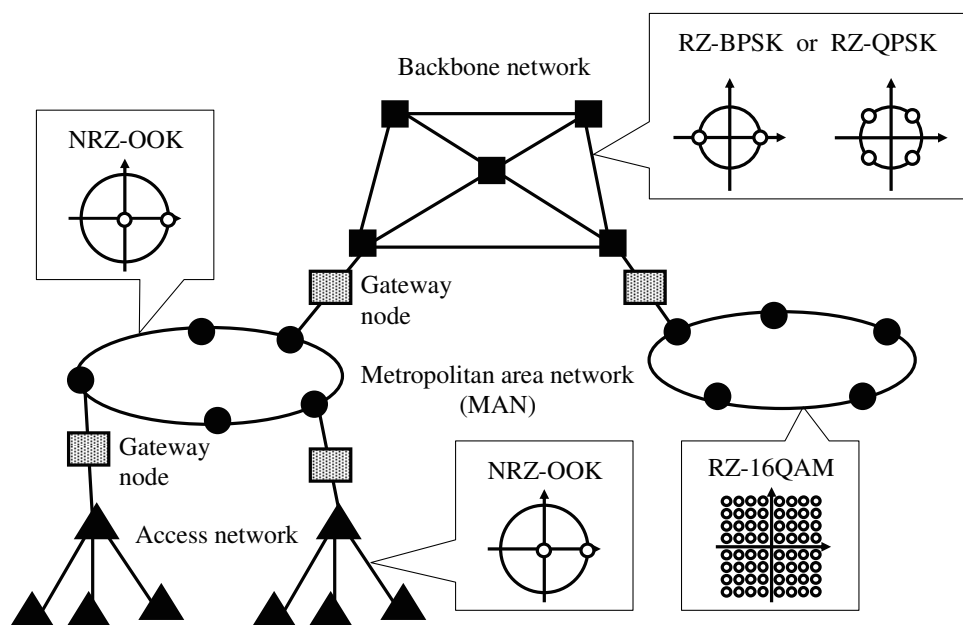


図 2.11 光変調フォーマットが混在するネットワーク

ワークが多く採用されている。アクセス系ネットワークはネットワークの末端に位置し、メトロ系ネットワークからユーザの家またはオフィスまでを接続する。アクセス系ネットワークは、ユーザによってサービス内容やトポロジを変更する必要があるため、柔軟なネットワーク構成が求められる。そのため、変調方式だけでなく、柔軟性に適した多重方式やアクセス方式、送受信器構成の研究が盛んに行われている [43]-[45]。

ネットワーク構成の特徴と光変調フォーマットの特徴を併せて考えると、将来、図 2.11 に示すような NRZ-OOK 方式や RZ-PSK 方式、RZ-16QAM 方式が混在するネットワークが構築されることが考えられる。長距離で高速な通信が求められる幹線系ネットワークでは、高精度の分散補償や遅延検波等を含む複雑な送受信器構成が必要であるものの、伝送特性に優れている RZ-BPSK 方式や RZ-QPSK 方式を用いる。中距離伝送でネットワークの数が求められるメトロ系ネットワークでは、大容量通信に優れた 16QAM 方式や送受信器の構成が容易な NRZ-OOK 方式を用いる。アクセス系ネットワークについてはノード数が増えるため、NRZ-OOK 方式を用いる。ここで、このようなネットワークにおいては、幹線系ネットワークやメトロ系ネットワーク、アクセス系ネットワークを結ぶゲートウェイ・ノードにおいて変調フォーマット変換を行う必要がある。光変調フォーマットにトランスペアレントなフォトニックネットワークを構成するには、ゲートウェイ・ノードにおいて全光変調フォーマット変換が必要となる。具体的には、NRZ-OOK/RZ-BPSK 間、NRZ-OOK/RZ-QPSK 間、NRZ-OOK/RZ-16QAM 間を相互に変換する全光変調フォーマット変換が必要となる。また、ネットワークによって伝送速度が異なることも考えられるため、全光変調フォーマットと共に全光伝送速度変換が必要になる。全光伝送速度変換はいくつか提案されている [35] が、本研究を始めた当初 OOK、PSK、QAM の間を全光で変調フォーマット変換する技術は報告されていなかった。本論文では、全光で OOK 方式から BPSK 方式に変換する方法、OOK

方式から QPSK 方式に変換する方法、OOK 方式から多値 PSK 方式に変換する方法、OOK 方式から 16QAM 方式に変換する方法をそれぞれ提案する。

2.3.2 全光変調フォーマット変換を実現するデバイス

波長変換や信号再生、変調フォーマット変換等の全光信号処理の研究は盛んに行われており、それらに用いるデバイスとして代表的な 2 つが光ファイバと半導体光増幅器 (Semiconductor Optical Amplifier : SOA) である。光ファイバの非線形効果はフェムト秒オーダーでの応答であるため、SOA に比べて高速な動作が期待できる。しかし、一般的な高非線形ファイバ (Highly Non-Linear Fiber : HNLF) は非線形係数がそれほど大きくないため、数十 m ~ 数百 m オーダーのサイズ及び高い入力光電力が必要になる。また、ファイバの長さにより小型化が制限されるため、新しい HNLF の開発による小型化が課題である。一方、SOA は高速応答の点では光ファイバに劣るものの、波長変換等では 40Gbps の伝送速度への応用が既に報告されている [23]。また、SOA は元来増幅器であるためそれ自体に利得があり、低い入力光電力で動作するという利点がある。さらに、SOA は半導体であるので、小型で集積化が可能である。

上記の他に、光ファイバを用いたデバイスの一種として、非線形光ループミラー (Nonlinear Optical-fiber Loop Mirror : NOLM) やフォトニック結晶ファイバが挙げられる。NOLM は高非線形ファイバを用いて Sagnac 干渉計を構成するデバイスであり、入力信号光電力に対して出力信号光電力が周期的に変動するため、光スイッチや光アナログ/デジタル変換に用いられる。光ファイバで干渉計を形成するため、温度環境による位相変動で干渉動作が不安定になる点、高非線形ファイバと同様に小型化が制限される点が欠点である。フォトニック結晶構造ファイバ (PCF: Photonic Crystal Fiber) は、石英コア部と空気孔の配列を任意に選ぶことによってファイバの分散特性や非線形特性、複屈折率特性を設計可能としたファイバである。非線形特性を大きくすることで効率良くファイバ中の非線形効果を利用できるため、従来の高非線形ファイバに比べてさらなる小型化が期待できる。

本論文では光ファイバおよび SOA を用いた全光変調フォーマット変換を提案し、計算機シミュレーションまたは原理確認実験によりその実現可能性を示す。具体的には、SOA を用いた全光 OOK/BPSK 変換や全光 OOK/QPSK 変換、OOK/16QAM 変換および、光ファイバの非線形効果を用いた全光 OOK/BPSK 変換、全光 OOK/多値 PSK 変換を提案する。

一方、前小節で述べたネットワーク構成では、ゲートウェイ・ノードにおいて PSK から OOK への変換や 16QAM から OOK への変換、PSK/16QAM 間の変換も必要となる。2.2.1 節で述べたように、遅延干渉計を用いれば BPSK から OOK から変換することができる。ただし厳密には、遅延干渉計で信号パターンが変わるため、BPSK 信号を T-FF を用いてプリコーディングしておく必要がある。また、遅延干渉計を用いれば QPSK から OOK 信号に変換することも可能であるが、元の 2 チャネルの信号に分離するには複雑なプリコーディングが必要となる。16QAM/OOK 変換や PSK/16QAM 間の変換はまだ報告されていないため、将来、光変調フォーマットにトランスペアレントなネットワークを実現するためには、これらの技術の確立が求められる。

2.4 結言

本章では、光通信における光変調方式として、従来方式である OOK 方式に加え、近年長距離伝送系への応用が実現している PSK 方式、大容量通信への応用が期待される 16QAM 方式を紹介し、変調フォーマットの中のパルス符号について言及した。そして、全光変調フォーマット変換が必要となるネットワーク構成および全光変調フォーマット変換を実現するためのデバイスを挙げた。

第3章

半導体光増幅器を用いた 全光変調フォーマット変換

3.1 緒言

本章では、半導体光増幅器 (Semiconductor Optical Amplifier : SOA) を用いた全光変調フォーマット変換法を提案する。具体的には、SOA-マッハ・ツェンダー干渉計 (Mach-Zehnder Interferometer : MZI) 型波長変換器を用いた全光 On Off Keying(OOK)/Binary Phase Shift Keying(BPSK) 変換、全光 OOK/Quadrature Phase Shift Keying(QPSK) 変換、全光 OOK/16 Quadrature Amplitude Modulation(16QAM) 変換の3つの変換法を提案する。はじめに、提案する変調フォーマット変換に使用する SOA-MZI 型波長変換器の構造および動作原理について説明する。次に、キャリアレート方程式を用いた理論解析方法および計算機シミュレーションモデルを示す。さらに、提案する各変換法の動作原理を説明し、その実現可能性を計算機シミュレーションまたは原理確認実験により示す。

3.2 半導体光増幅器の構造および動作

3.2.1 半導体光増幅器の構造

SOA の基本構造は半導体レーザとほぼ同様であり、活性媒質をクラッド層で挟んだダブルヘテロ構造を有している。SOA の基本構造を図 3.1 に示す。pn 接合を順方向にバイアスし、電流を注入することによって、活性層のキャリア密度を高くし、その反転分布を利用して光増幅を行う。発振閾値以下で使用される SOA は共振型と進行波型の2つに分けられる。通常の半導体レーザを発振閾値以下で使用するものが共振型、半導体の両端面を無反射コーティングして使用するものが進行波型である。それぞれの構造と利得スペクトルの概形を図 3.2、図 3.3 に示す。共振型では両端のミラー間で光が多重反射され、出力光は順方向および逆方向の両方向に出射される。共振型では、ミラー間の多重干渉により、多数の離散的な共振周波数でのみ大きな利得が得られる。一つの共振周波数に対する増幅帯域は非常に狭く、入射信号光を共振周波数に同調させるには光増幅器を ± 0.1 °C の精度で温度制御しなければならないため、任意の波長の光を増幅することは不可能である。

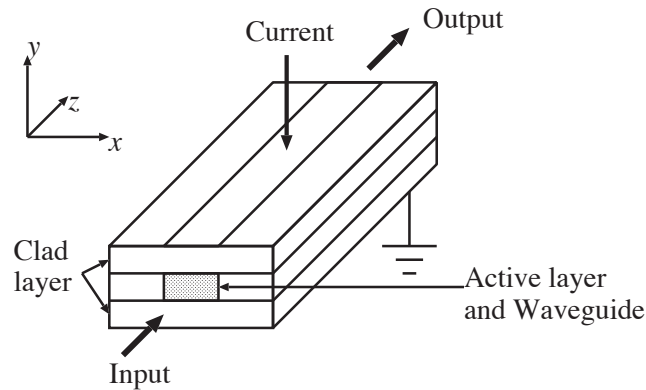


図 3.1 SOA の基本構造

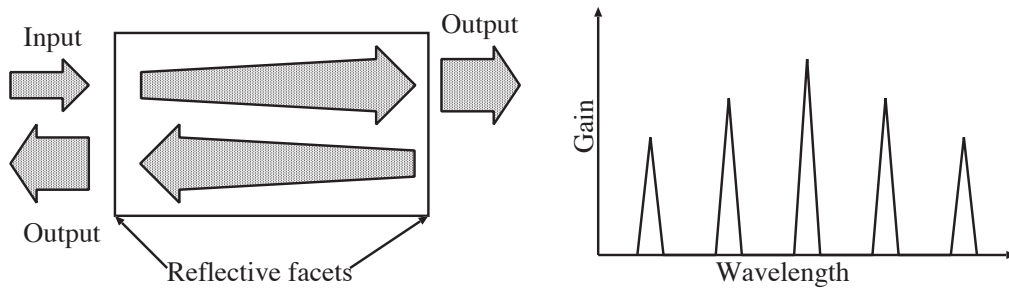


図 3.2 共振型 SOA の構造と利得スペクトル

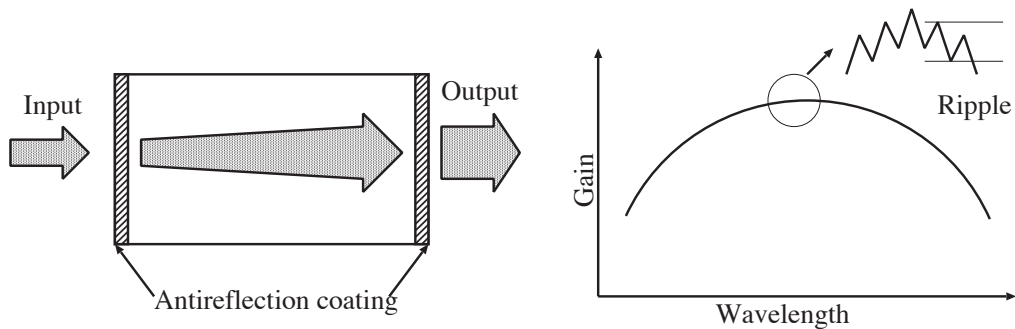


図 3.3 進行波型 SOA の構造と利得スペクトル

進行波型では両端面での反射率をできるだけ低くしているため、入射光は SOA 中を 1 回通過する間にだけ増幅され、光は進行方向のみに出射される。多重干渉を利用していないため、利得スペクトルはほぼ平坦である。実際には反射率を 0 とすることができないため、端面からの反射光との干渉により、利得スペクトルに細かい振動構造である利得リプルが存在する。進行波型は共振型に比べて、利得が広帯域であり、周波数同調が不要、かつ、利得が飽和する光出力電力が大きい、偏波依存性が小さい等の長所があるため、進行波型 SOA が用いられることが多い。以降、本論文では、進行波型 SOA について述べる。

3.2.2 半導体光増幅器の動作原理

SOA における光増幅は、レーザ媒質中の反転分布による誘導放出で生じる。二つのエネルギー準位 E_1 、 E_2 を有する原子系を考える。一般に高いエネルギー準位 2 (E_2) にある原子はある確率をもって下の準位 1 に遷移し、 $h\nu = E_2 - E_1$ (h はプランク定数) を満たす周波数 ν の光を放出する。この過程を図 3.4 (a) に示す。この過程は媒質中に入射する光に左右されないため自然放出と呼ばれる。ある時刻 t に N_2 個の原子が準位 2 にあると仮定すると、単位時間あたりに準位 1 に遷移する数は次式で表される。

$$-\frac{dN_2}{dt} = A_{21}N_2 \equiv \frac{N_2}{\tau} \quad (3.1)$$

ここで、 A_{21} はアインシュタインの A 係数と呼ばれる自然遷移率である。また、 τ は遷移 $2 \rightarrow 1$ による自然放出の寿命である。

一方、レーザ媒質に周波数 ν の光が入射すると、下の準位 1 にある原子が上の準位 2 に遷移する光吸収と、上の準位 2 にある原子が下の準位 1 に遷移する光放出が起こる。これは媒質中に入射する光による誘導遷移過程である。誘導吸収過程を図 3.4 (b) に、誘導放出過程を図 3.4 (c) にそれぞれ示す。遷移確率 W_i はどちらの過程でも等しく入射光強度 I_{in} に比例し、次式で表される [46]。

$$W_i = \frac{c^2 \gamma(\nu)}{8\pi n^2 \nu^2 \tau} I_{in} = \sigma(\nu) \frac{I_{in}}{h\nu} \quad (3.2)$$

ここで、

$$\sigma(\nu) = \frac{c^2 h \gamma(\nu)}{8\pi n^2 \nu \tau} \quad (3.3)$$

は単位面積あたりの入射光子数 ($I_{in}/h\nu$) が遷移に寄与する割合を与えるレーザ断面積である。ただし、 c は真空中の光速、 n は媒質中の屈折率である。また、 $\gamma(\nu)$ は遷移 $2 \rightarrow 1$ による規格化発光スペクトル分布を示す。上式から分かるように遷移確率 W_i または $\sigma(\nu)$ の値は発光の中心周波数で最も大きくなる。

熱平衡状態にある原子系はボルツマン分布に従っており、 N_2 と N_1 の比は、

$$\frac{N_2}{N_1} = \exp\left[-\frac{(E_2 - E_1)}{kT}\right] = \exp\left(-\frac{h\nu}{kT}\right) \quad (3.4)$$

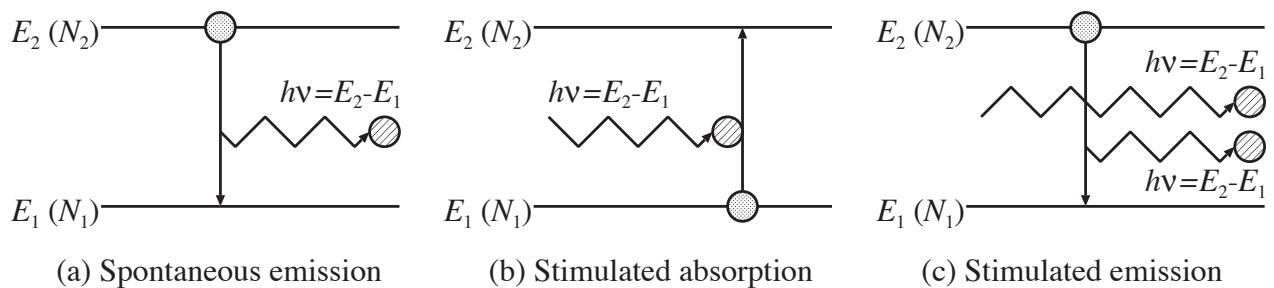


図 3.4 遷移過程

で表される。 T は絶対温度、 k はボルツマン定数である。これより熱平衡となる通常の原子系では $N_2 < N_1$ となり、誘導放出よりも誘導吸収の方が大きく、光は吸収される。SOA では電流を注入することで、伝導帯と荷電子帯におけるキャリア数の反転分布 $N_2 > N_1$ を形成し、誘導放出による光増幅を行う。

準位 1 と準位 2 に単位面積あたり N_1 個と $N_2 (> N_1)$ 個の占有密度を持つ原子系に、周波数 ν 、光強度 I_{in} の単色光が入射する場合を考える。誘導吸収、誘導放出の確率は式 (3.2)、式 (3.3) で与えられるため、単位面積あたりの生成光電力 P は、

$$P = (N_2 - N_1)W_i(\nu)h\nu = (N_2 - N_1)\sigma(\nu)I_{in} \quad (3.5)$$

となる。この誘導放出された光は入射光に同期しており、振幅が同位相で加え合わさるので、 P は単位長あたりの光強度の増加分となる。しかし、媒質中には吸収や散乱による損失が存在する。また光増幅は反転分布の形成された断面内で生じるため、実際には入射された光モード断面積との重なりを考えなければならない。損失係数 α 、モードの閉じ込め係数 Γ を考慮して、次式が導かれる。

$$\frac{dI_{in}}{dz} = [\Gamma(N_2 - N_1)\sigma(\nu) - \alpha]I_{in} = [\Gamma g(\nu) - \alpha]I_{in} \quad (3.6)$$

ここで、 $g(\nu) = (N_2 - N_1)\sigma(\nu)$ であり、反転分布密度による利得係数を表す。反転分布が十分大きく、光強度の増加分が損失を上回ると、利得が生じて光増幅が行われる。

利得飽和

前小節で示したように、利得係数 $g(\nu)$ は反転分布密度 ($N_2 - N_1$) に比例する。光強度が十分に小さい場合には利得係数は一定であるが、入力光強度が大きくなると、誘導放出で N_2 が多量に消費され、反転分布が減少し、利得係数のレベルオフまたは減少が生じる。この現象を利得飽和という。実際の SOA では飽和出力光電力が大きいことが望ましい。また利得飽和領域では、次に述べる時間応答波形のひずみが生じる。

時間応答

まず孤立パルスについて考える。入力光信号の電力が小さく、 $g(\nu)$ が ($N_2 - N_1$) に比例する未飽和動作領域では、時間応答を制限する要因は増幅帯域である。入力光信号の変調スペクトル帯域が増幅帯域より広い場合、ひずみが生じるが、SOA の増幅帯域は 1 THz 以上と広いため、ピコ秒オーダーのパルスをひずみなく増幅することができる。しかし、入力光信号の電力が増加し、利得飽和領域に入ると波形ひずみを生じる。図 3.5 は、ガウス形光パルスを入力光電力を変化させて増幅した時の出力パルス波形の計算結果である。入力パルスのピーク電力が小さい場合には波形ひずみを生じないが、入力パルスのピーク電力が大きくなると、出力パルスの前端が持ち上がり、波形ひずみを生じる。これは、入力パルスのピーク電力が大きくなると、パルスが SOA 中を通過している最中に利得飽和が生じ、パルスの前端と後端で利得差が生じるためである。

繰り返しパルス列の場合、光パルスの繰り返し時間がキャリア寿命よりも十分長い場合には、孤立パルスと同様に考えることができる。繰り返し時間がキャリア寿命と同程度となると、パルス間でのキャリア回復が不十分になって、利得が減少し、パルス波形ひずみを生じる。また、これにより、マークのパルス

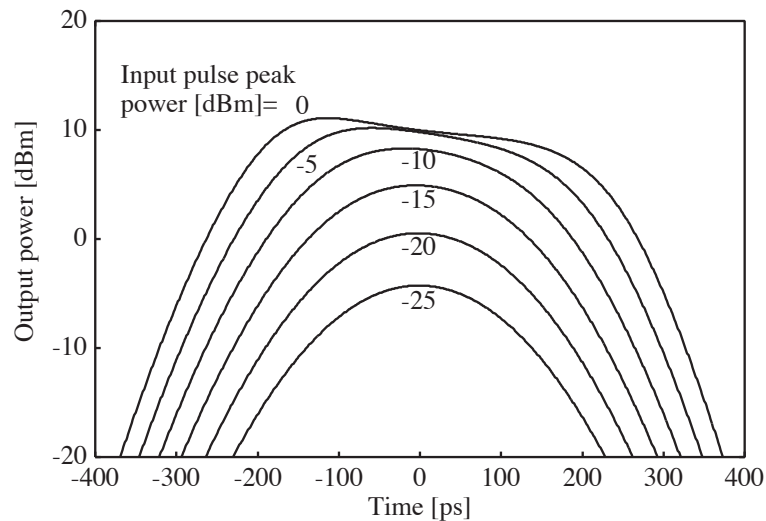


図 3.5 ガウス形パルス増幅時のパルス波形

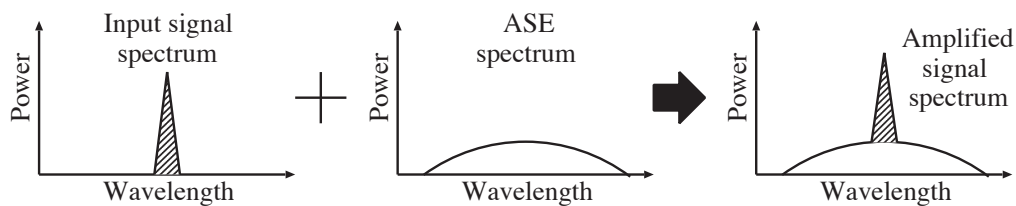


図 3.6 信号光と ASE 光のスペクトル

が出現する間隔によって、出力波形に違いが生じる。この現象をパターン効果という。このため SOA への入力信号パルス列が忠実に再現されなくなる。

雑音特性

SOA においては、信号光は誘導放出過程に従って増幅され入力光と同位相の同じ周波数の出力光が得られる。しかし、増幅器内では反転分布が形成されているため、入力光とは無関係にランダムに ASE (Amplified Spontaneous Emission) 光が発生する自然放出過程が存在する。ASE 光は広い帯域幅を持ち、雑音光として光 SN 比を劣化させる。図 3.6 に示すように、光増幅器の出力には、増幅された信号光と広い帯域幅を有する ASE 光が含まれる。ASE 光は信号光に対して相関を持たないために雑音となる。ASE 雑音は光 SN 比を劣化させるばかりではなく、信号光の強度にも揺らぎを生じさせる。

3.2.3 半導体光増幅器における相互利得変調および相互位相変調

本小節では、波長 λ_s の信号光と波長 λ_p の連続波 (Continuous Wave : CW) のプローブ光の、2 波長の光を SOA に入力する場合について考える。図 3.7 に相互利得変調の概要を示す。CW プローブ光は信号光の入力がない場合には一定の光電力で SOA に入力されるため、出力光電力も一定である。この時、

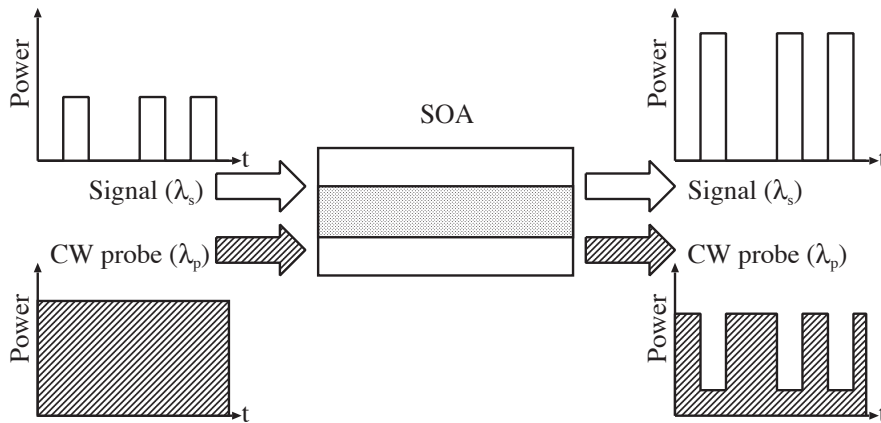


図 3.7 SOA における相互利得変調の概要

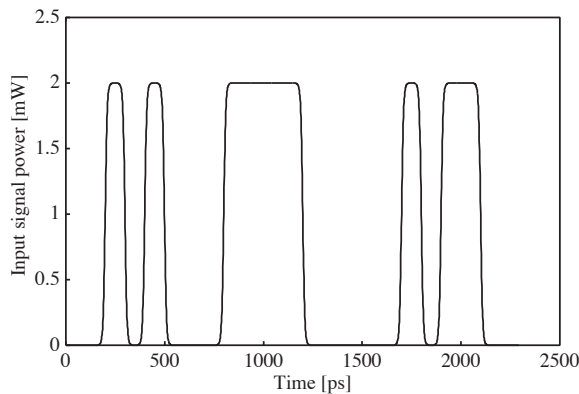


図 3.8 信号光の入力時間波形

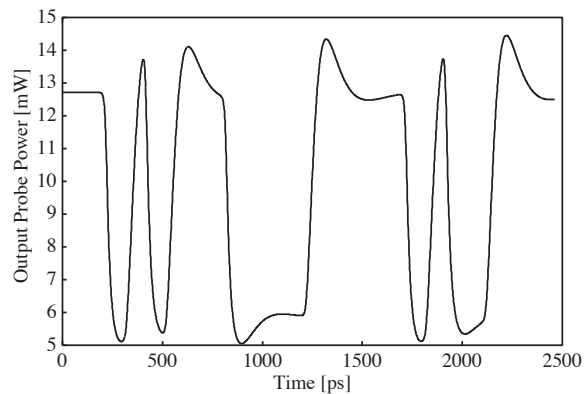


図 3.9 波長変換光の出力時間波形

誘導放出によってキャリア密度が減少し、CW プローブ光によって SOA 内のキャリア密度の定常状態が決定される。この状態で信号光を SOA に入力すると、SOA 内で信号光が増幅される過程において、誘導放出により定常状態からのキャリア密度の減少を引き起こし、利得飽和により CW プローブ光に対する利得が減少する。信号光によりキャリア密度が変調され、プローブ光に対する利得が変調される現象を相互利得変調 (Cross Gain Modulation : XGM) という。この現象によって、波長 λ_s の信号光のビット列の情報はプローブ光の波長 λ_p に転写され、プローブ光波長のみを光フィルタで取り出すことによって波長変換が実現できる。しかし、この波長変換では、ビット列の反転が生じる。また、SOA ではキャリア密度の変化に伴い、SOA 内の分極が変化し、屈折率の変化も生じるため、相互位相変調 (Cross Phase Modulation : XPM) として被変調信号を位相変調する。

図 3.8~3.11 はそれぞれ NRZ (Non-return-to-Zero) の信号光の入力時間波形、波長変換光の出力時間波形、波長変換光の定常状態からの位相シフト量の時間変化、キャリア密度の時間変化の解析結果を示したものである。ビットレートは 10 Gbps とした。図 3.8 と図 3.9 を比較すると、波長変換光の出力時間波形は入力信号光とマークレベル、スペースレベルが反転している様子がわかる。また、マークまたはスペースの同じ符号が連続した場合、出力パルス的前端で変化が大きくなり、オーバーシュートする。そし

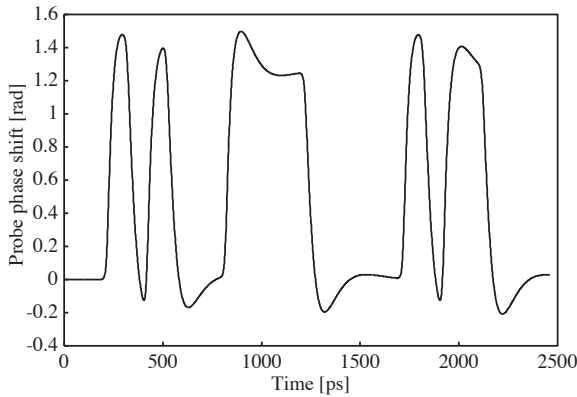


図 3.10 波長変換光の位相シフト量の時間変化

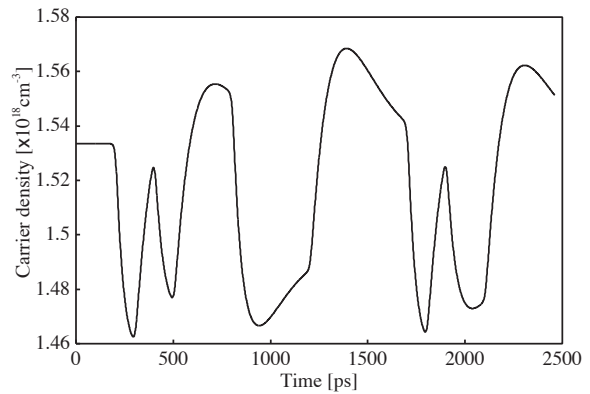


図 3.11 キャリア密度の時間変化

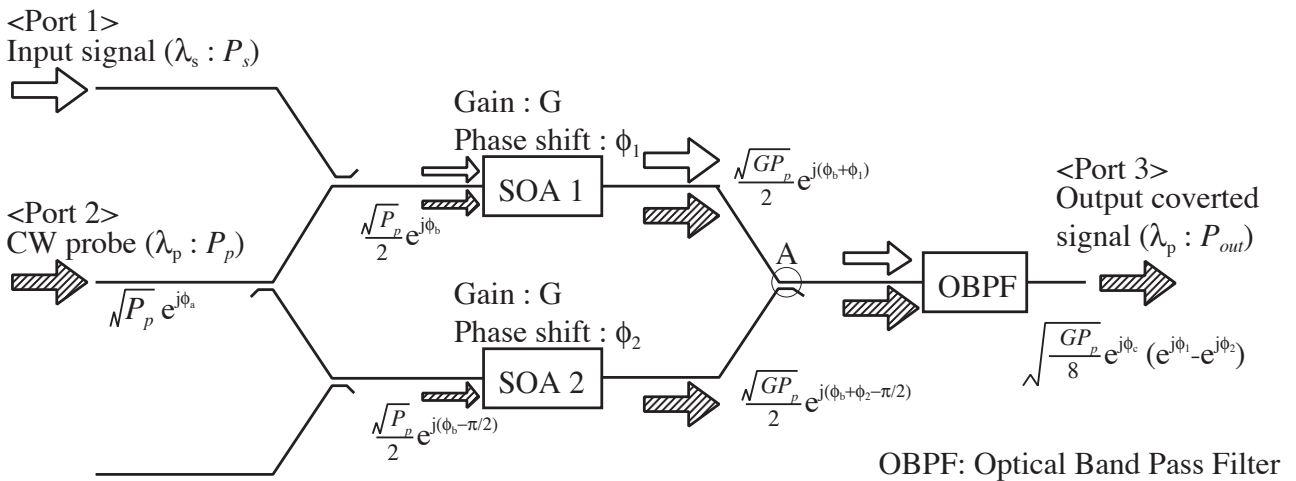


図 3.12 SOA-MZI 型波長変換器の構成

て、その後異なる符号が入力すると、立ち上がりまたは立ち下がりが急峻な波形が得られ、入力パルスのパターンによって出力波形が異なるパターン効果が観測できる。図 3.10、図 3.11 から、キャリア密度が減少している部分において、相互利得変調と同時に相互位相変調により波長変換光が位相変調されていることがわかる。

3.3 SOA-MZI 型波長変換器の構成および基本動作

3.3.1 SOA-MZI 型波長変換器の構成

本研究に用いた SOA-MZI 型波長変換器の構成を図 3.12 に示す。ポート 1 から波長 λ_s の信号光を、ポート 2 から波長 λ_p の CW プロブ光を入力し、ポート 3 から λ_p に波長変換された出力光を得る構成である。導波路の分岐・結合部分はすべて 3dB カプラで構成されている。SOA 1 には、信号光とプロブ光が入射し、増幅され、同時に相互位相変調によってプロブ光が位相変調される。また、SOA 2 にはプロブ光のみが入射し、増幅される。マッハ・ツェンダー干渉計を構成することによって、SOA 1 の

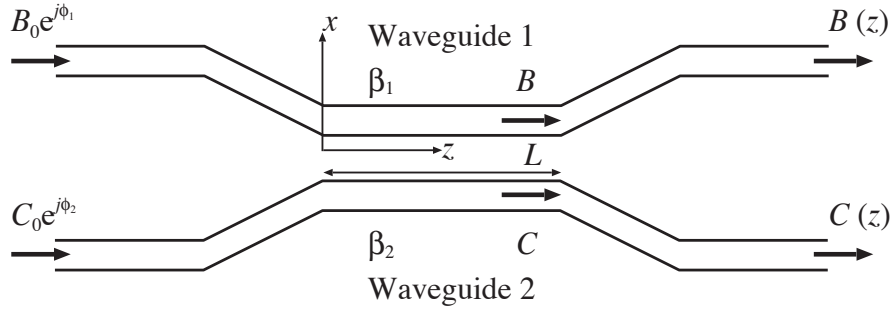


図 3.13 光カプラの概略図

出力光と SOA 2 の出力光が A 点の光カプラで干渉し、SOA 1 での位相変調を強度変調に変えている。A 点での干渉動作後の出力光には、変調されたプローブ光の他に増幅された入力信号光や ASE 光が混在しているため、光帯域フィルタでプローブ光波長以外の光を抑圧し、波長変換された信号光を得る。

3.3.2 SOA-MZI 型波長変換器の導波特性

図 3.12 の A 点での光カプラの干渉動作を解析するために、図 3.13 に示す光カプラのモード結合について考える。光導波路 1、2 について、 B 、 C はそれぞれ光電界を表し、 β_1 、 β_2 はそれぞれの導波路の基本モードの伝搬定数を表す。二つの光導波路が接近している場合、導波モード間に結合が生じ、光電力が交換される。光導波路 1、2 を伝搬する導波光の振幅 B 、 C の z 方向依存性を与えるモード結合方程式を次に示す [47]。

$$\frac{dB}{dz} + c_{12} \frac{dC}{dz} \exp(-j\Delta\beta z) + j\chi_1 B + j\kappa_{12} C \exp(-j\Delta\beta z) = 0 \quad (3.7a)$$

$$\frac{dC}{dz} + c_{21} \frac{dB}{dz} \exp(j\Delta\beta z) + j\chi_2 C + j\kappa_{21} B \exp(j\Delta\beta z) = 0 \quad (3.7b)$$

ここで $\Delta\beta = \beta_2 - \beta_1$ であり、 $j = \sqrt{-1}$ である。左辺第 1 項はそれぞれ光導波路 1、2 を伝搬する導波光の振幅変化を表している。第 2 項の係数 c_{12} 、 c_{21} は光導波路 1、2 を直接結合させた時の結合効率を表し、第 3 項の係数 χ_1 、 χ_2 は導波モード 1、2 がそれぞれもう一方の光導波路に結合する度合を表す。また、第 4 項の係数 κ_{12} 、 κ_{21} はモード結合定数である。通常の場合導波路は二つの光導波路が十分離れている弱結合状態になっている。この場合、 κ_{12} 、 κ_{21} に比べて、 c_{12} 、 c_{21} および χ_1 、 χ_2 は非常に小さいので、第 2 項、第 3 項は無視できる。よって、モード結合方程式は最終的に次式に近似できる。

$$\frac{dB}{dz} + j\kappa_{12} C \exp(-j\Delta\beta z) = 0 \quad (3.8a)$$

$$\frac{dC}{dz} + j\kappa_{21} B \exp(j\Delta\beta z) = 0 \quad (3.8b)$$

光導波路が無損失の場合、導波光の電力は保存されるので、次の電力保存則が成り立つ。

$$\frac{d}{dz} (|B|^2 + |C|^2) = 0 \quad (3.9)$$

式 (3.9) を展開すると、

$$B^* \frac{dB}{dz} + B \frac{dB^*}{dz} + C^* \frac{dC}{dz} + C \frac{dC^*}{dz} = 0 \quad (3.10)$$

となる。式 (3.8) を (3.10) に代入すると、

$$j(\kappa_{21}^* - \kappa_{12})CB^* \exp(-j\Delta\beta z) + j(\kappa_{12}^* - \kappa_{21})BC^* \exp(j\Delta\beta z) = 0 \quad (3.11)$$

となる。あらゆる z に対して式 (3.11) が成り立たなければならないため、

$$\kappa_{21} = \kappa_{12}^* \quad (3.12)$$

の関係が得られる。 κ_{21} は実数になるため、以降 $\kappa_{21} = \kappa_{12} = \kappa$ と表す。

式 (3.8) のモード結合方程式を解く。式 (3.8a) を z で微分すると次式が得られる。

$$\frac{d^2 B}{dz^2} + j\kappa \frac{dC}{dz} \exp(-j\Delta\beta z) + j\kappa C \exp(-j\Delta\beta z) \cdot (-j\Delta\beta) = 0 \quad (3.13)$$

式 (3.8a)、(3.8b) を代入し、(3.13) の左辺第 2 項、第 3 項の C を消去して、

$$\frac{d^2 B}{dz^2} + j\Delta\beta \frac{dB}{dz} + \kappa^2 B = 0 \quad (3.14)$$

を得る。同様にして、次式の C についての常微分方程式が得られる。

$$\frac{d^2 C}{dz^2} - j\Delta\beta \frac{dC}{dz} + \kappa^2 C = 0 \quad (3.15)$$

式 (3.14)、(3.15) は定係数の 2 階線形微分方程式であるので、次の一般解が得られる。

$$B(z) = \left[b_1 \exp(j\gamma z) + b_2 \exp(-j\gamma z) \right] \exp\left(-j\frac{\Delta\beta}{2} z\right) \quad (3.16a)$$

$$C(z) = \left[c_1 \exp(j\gamma z) + c_2 \exp(-j\gamma z) \right] \exp\left(j\frac{\Delta\beta}{2} z\right) \quad (3.16b)$$

ここで、

$$\gamma = \sqrt{\kappa^2 + \left(\frac{\Delta\beta}{2}\right)^2} \quad (3.17)$$

であり、式 (3.8) より、

$$\frac{c_1}{b_1} = \frac{\Delta\beta - 2\gamma}{2\kappa}, \quad \frac{c_2}{b_2} = \frac{\Delta\beta + 2\gamma}{2\kappa} \quad (3.18)$$

が得られる。初期条件として $z = 0$ における結合光導波路の振幅を

$$B(0) = B_0, \quad C(0) = C_0 \quad (3.19)$$

で表すと、次のようなモード結合方程式の一般解が得られる。

$$B(z) = \left\{ \left[\cos(\gamma z) + j\frac{\Delta\beta}{2\gamma} \sin(\gamma z) \right] B_0 - j\frac{\kappa}{\gamma} \sin(\gamma z) \cdot C_0 \right\} \exp\left(-j\frac{\Delta\beta}{2} z\right) \quad (3.20a)$$

$$C(z) = \left\{ -j\frac{\kappa}{\gamma} \sin(\gamma z) \cdot B_0 + \left[\cos(\gamma z) - j\frac{\Delta\beta}{2\gamma} \sin(\gamma z) \right] C_0 \right\} \exp\left(j\frac{\Delta\beta}{2} z\right) \quad (3.20b)$$

また、 $C_0 = 0$ として、光導波路 1 のみに光を入射させた場合は、

$$B(z) = B_0 \left[\cos(\gamma z) + j \frac{\Delta\beta}{2\gamma} \sin(\gamma z) \right] \exp\left(-j \frac{\Delta\beta}{2} z\right) \quad (3.21a)$$

$$C(z) = -j B_0 \frac{\kappa}{\gamma} \sin(\gamma z) \cdot \exp\left(j \frac{\Delta\beta}{2} z\right) \quad (3.21b)$$

となり、このとき、光導波路 1、2 の規格化光電力 P_1 、 P_2 は、

$$P_1(z) = \frac{|B(z)|^2}{|B_0|^2} = 1 - \frac{\kappa^2}{\gamma^2} \sin^2(\gamma z) \quad (3.22a)$$

$$P_2(z) = \frac{|C(z)|^2}{|B_0|^2} = \frac{\kappa^2}{\gamma^2} \sin^2(\gamma z) \quad (3.22b)$$

と表される。

$\Delta\beta = 0$ ($\gamma = \kappa$) として光導波路長 L を $\pi/4\kappa$ となるように選べば、 $P_1 = P_2 = 1/2$ となり、3dB カプラとなる。この時、光導波路 1、2 に光を入力した場合の光導波路 1、2 からの出力光電界 B_{out} 、 C_{out} を考える。式 (3.20) より、出力光電界は

$$B_{out} = \frac{1}{\sqrt{2}} B_0 \exp(j\phi_1) - j \frac{1}{\sqrt{2}} C_0 \exp(j\phi_2) \quad (3.23a)$$

$$C_{out} = -j \frac{1}{\sqrt{2}} B_0 \exp(j\phi_1) + \frac{1}{\sqrt{2}} C_0 \exp(j\phi_2) \quad (3.23b)$$

となる。つまり、3dB カプラでは、もう一方の光導波路に移って出力する光電界は光導波路をそのまま導波する光電界に比べて位相が $-\pi/2$ シフトする。

次に、図 3.12 の波長変換器における出力電力を考える。マッハ・ツェンダー干渉計が完全な対称形で、上下のアームの光路長が等しいとする。ポート 2 でのプローブ光の入力電力を P_p とおくと、光電界は $\sqrt{P_p} \exp(j\phi_a)$ と表される。3dB カプラにおいて電力が分配され、SOA 2 のプローブ光の入力電界 E_{SOA2in} は SOA 1 のプローブ光の入力電界 E_{SOA1in} に比べて位相が $-\pi/2$ シフトするため、

$$E_{SOA1in} = \frac{\sqrt{P_p}}{2} \exp(j\phi_b) \quad (3.24a)$$

$$E_{SOA2in} = \frac{\sqrt{P_p}}{2} \exp\left[j\left(\phi_b - \frac{\pi}{2}\right)\right] \quad (3.24b)$$

と表される。SOA 1、SOA 2 におけるプローブ光の位相シフト量をそれぞれ ϕ_1 、 ϕ_2 、相互利得変調の影響を無視できると仮定して利得を SOA1、SOA2 の双方において等しく G とおくと、SOA 1、SOA 2 のプローブ光の出力電界 $E_{SOA1out}$ 、 $E_{SOA2out}$ は、

$$E_{SOA1out} = \frac{\sqrt{GP_p}}{2} \exp[j(\phi_b + \phi_1)] \quad (3.25a)$$

$$E_{SOA2out} = \frac{\sqrt{GP_p}}{2} \exp\left[j\left(\phi_b + \phi_2 - \frac{\pi}{2}\right)\right] \quad (3.25b)$$

と表される。さらに、A 点のカプラで上下のアームのプローブ光が重ね合わさるので、波長変換光の出力電界 E_{out} は次式で表される。

$$E_{out} = \sqrt{\frac{GP_p}{8}} \exp(j\phi_c) [\exp(j\phi_1) - \exp(j\phi_2)] \quad (3.26)$$

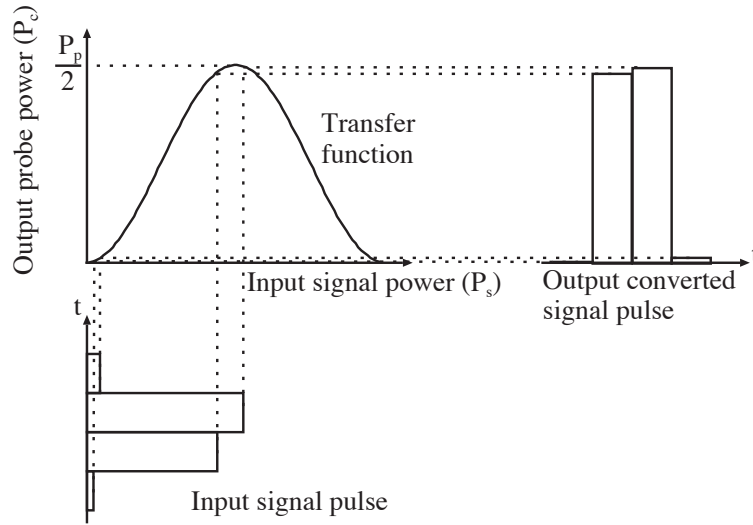


図 3.14 雑音抑制効果の概要

ここで、 ϕ_a 、 ϕ_b 、 ϕ_c は光路長と伝搬定数によって決まる任意の時刻の位相状態である。式 (3.26) より、波長変換光の出力電力 P_{out} は

$$P_{out} = |E_{out}|^2 = \frac{GP_p}{2} \sin^2\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \quad (3.27)$$

となる。ここで、 $\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1$ である。さらに、SOA 1 での相互位相変調によるプローブ光の位相シフト量と入力信号光電力が線形な関係であるとして、 $\Delta\phi = \xi P_s$ とおくと、

$$P_{out} = \frac{GP_p}{2} \sin^2\left(\frac{\xi P_s}{2}\right) \quad (3.28)$$

ここで、 ξ は入力信号光電力に対する位相シフト量の比例係数であり、入力光電力とキャリア密度の変化、キャリア密度による屈折率の変化に関係する。プローブ光は電力一定の CW 光であるため、式 (3.28) より、入力信号光電力が決まれば波長変換光の出力電力が決定する。以降、本論文において、伝達関数とは、変換後の出力光電力を入力信号光電力の関数として表したものとする。また、位相シフト量の差とは、図 3.12 における SOA 1 と SOA 2 での位相シフト量の差 $\Delta\phi$ を指すものとする。

式 (3.28) のような伝達関数を持つ波長変換器は雑音を抑制し、2R 再生機能を有する。この伝達関数による雑音抑制効果の概要を図 3.14 に示す。この図は雑音を受けていない入力信号光のマークレベルが、 $P_s = \pi/\xi$ となるように設定して、2R 再生を行った場合を示している。雑音による強度揺らぎを伴った矩形パルスを入力すると、伝達関数のマークレベル、スペースレベル付近の非線形性により、マークレベル付近の電力のパルスはよりマークレベルに近い電力で、スペースレベル付近の電力のパルスはよりスペースレベルに近い電力で出力される。つまり、雑音分布を圧縮し、改善する効果がある。

実際の SOA-MZI 型波長変換器においては、入力信号光電力と相互位相変調による位相シフト量の関係は非線形であり、 ξ は P_s の非線形な関数となる。また、信号光入力時は相互利得変調によるプローブ光利得の減少が生じ、 G と信号光電力の関係は非線形であるため、SOA-MZI 型波長変換器の伝達関数は正弦関数で表すことができない。SOA1 における相互利得変調の利得減少を $G_{XGM}(P_s)$ とおくと、式

(3.25a) は、

$$E_{SOA1_{out}} = \frac{\sqrt{[G - G_{XGM}(P_s)]P_p}}{2} \exp[j(\phi_b + \phi_1)] \quad (3.29)$$

となる。入力信号光電力が0の時は相互利得変調が生じないため、出力光電力が0となる。しかし、位相シフト量の差 $\Delta\phi$ が π となる場合には、SOA1側の利得が減少するために、出力光電力は $GP_p/2$ よりも小さくなり、位相シフト量の差 $\Delta\phi$ が 2π となる場合には、出力光電力は0とならない。以上のことを考慮すると、入力光電力に対する出力光電力の伝達関数は厳密には正弦関数とはならないが、位相シフト量の差 $\Delta\phi$ が0および π となる場合の動作点付近では出力光電力の変動は緩やかになるため、2R再生器としての機能を有する。

3.4 キャリアレート方程式による理論解析

本節では、SOA内のキャリアと光子の動的なエネルギー変換を解析し、レーザ内のキャリア密度を求めるキャリアレート方程式を用いた理論解析を紹介する。また、その理論に基づいた計算機シミュレーションのモデルについて説明する。

3.4.1 キャリアレート方程式

媒質中を伝搬する光波の解析には、一般的にマクスウェルの方程式が用いられる。マクスウェルの方程式は時間座標と空間座標に対する偏微分方程式であり、その解が得られれば、任意の点での光電界の時間変化が求められる。レーザやSOA等形状の複雑な導波路構造を有するデバイスにおいてマクスウェルの方程式を解析的に解くことは非常に困難である。そのようなデバイスにおいては、マクスウェルの方程式を適切に近似し、その式を数値計算によって解くビーム伝搬法が有効である[48]。デバイスの製造や設計においては、SOA内部の光電界分布と光出力の時間変化がどちらも重要になる。一方、レーザやSOAを用いたデバイスのシステムの解析では、通常、内部の光電界分布よりも光出力の時間変化が重要となる。したがって、SOA内部の光エネルギーの平均値を変数に用いて、その時間変化を解析する方が容易である。このようなSOAの動作解析には、一般的にキャリアレート方程式が用いられる[49]。

キャリアレート方程式は、活性層のキャリア密度が光の進行方向 z に関わらず一定であると仮定し、電流注入によるキャリア密度の時間的増加、自然放出や光増幅によるキャリア密度の時間的減少を記述する式である。この方程式により活性層内のキャリア密度の時間変化が求められる。バンド内のキャリアの緩和時間は一般的に0.1ps以下であり、ここではパルス幅が1ps以上の光パルスが入射するとし、光パルスの幅がバンド内のキャリアの緩和時間より長い場合のみを考える。この近似を用いた場合、式(3.1)、(3.6)より、それぞれキャリアの反転分布における自然放出、光増幅によるキャリアの減少を考えると、キャリアレート方程式は次式で表される[50]。

$$\frac{dN}{dt} = \frac{J}{qd} - \frac{N}{\tau} - \frac{\Gamma g_m}{h\nu} |\mathbf{E}|^2 \quad (3.30)$$

ここで、 N はキャリア密度、 J は注入電流の電流密度、 q は電子の電荷、 d は活性層の厚さ、 τ は自然

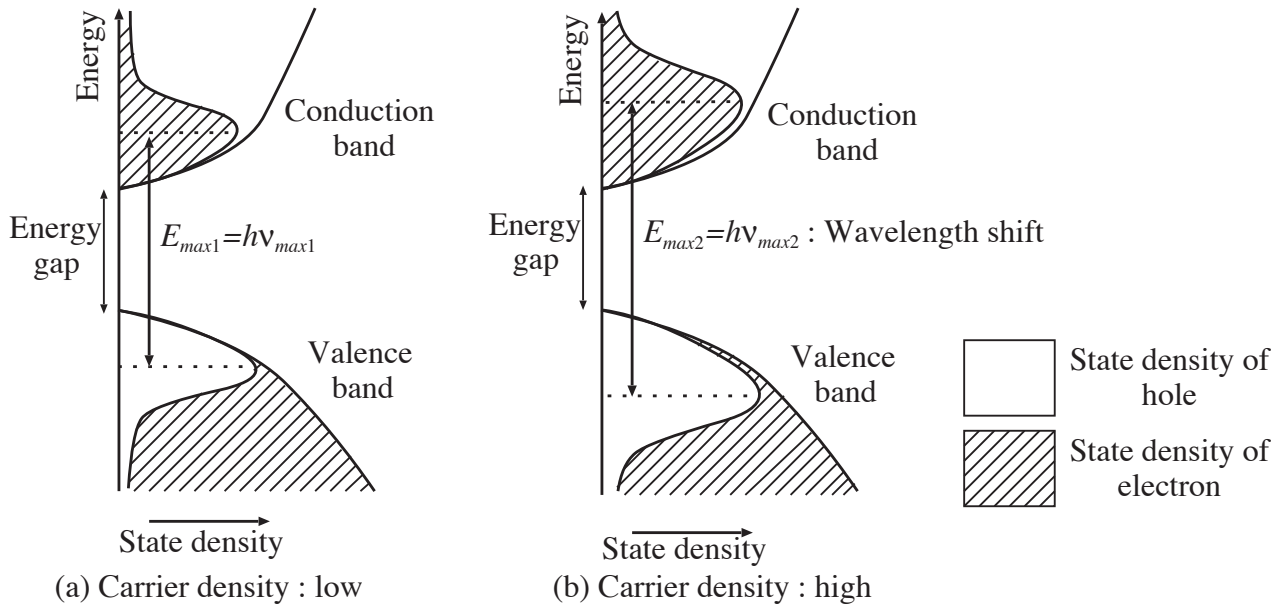


図 3.15 バンドフィリング効果

放出のキャリア寿命、 Γ は閉じ込め係数、 g_m は光の閉じ込めを考慮しない物質利得、 $h\nu$ は光子エネルギー、 E は入力光電界を表す。

物質利得 g_m は、式 (3.6) より、反転分布を用いて表すことができるため、キャリア密度と利得係数 a_1 、 a_2 を用いて、

$$g_m(N, \lambda) = a_1(N - N_0) - a_2(\lambda - \lambda_p) \tag{3.31}$$

と近似的に表すことができ、 g_m は波長 λ に依存する [51]。 N_0 は媒質が透明となるキャリア密度、 λ_p は物質利得が最大となる利得ピーク波長である。また、物質利得のピーク波長はバンドフィリング効果により、短波長側にシフトする。図 3.15 にバンドフィリング効果の定性的な原理を示す。キャリア密度が低い状態では、状態密度の分布は (a) のようになる。キャリア密度が高くなると、状態密度の分布は、伝導帯の正孔の状態密度の分布および価電子帯の電子の状態密度の分布とともに、フェルミ分布に従って (b) のように変化する。つまり、キャリア密度が高くなると、電子数が最大となるエネルギーと正孔数が最大となるエネルギー差が大きくなり、 E_{max1} から E_{max2} に変化する。エネルギー差が大きいほど、誘導放出される光の波長は短くなるため、キャリア密度が高い状態の方が低い状態に比べて、利得ピーク波長が短波長側にシフトする。利得ピーク波長は波長シフト量を決める係数 a_3 を用いて次式で近似できる。

$$\lambda_p(N) = \lambda_0 - a_3(N - N_p) \tag{3.32}$$

ここで、 λ_0 はキャリア密度 N_p の時の利得ピーク波長を表す。図 3.16 に、キャリア密度をパラメータとする物質利得の波長に対する変化を示す。図には、 $N_0 = 1.1 \times 10^{-18} \text{ cm}^{-3}$ 、 $N_p = 1.1 \times 10^{-18} \text{ cm}^{-3}$ 、 $a_1 = 3.0 \times 10^{-16} \text{ cm}^2$ 、 $a_2 = 0.07 \text{ cm}^{-1}\text{nm}^{-2}$ 、 $a_3 = 1.5 \times 10^{-17} \text{ cm}^3\text{nm}$ と設定し、キャリア密度 N を $1.5 \times 10^{-18} \text{ cm}^{-3}$ 、 $2.0 \times 10^{-18} \text{ cm}^{-3}$ 、 $2.5 \times 10^{-18} \text{ cm}^{-3}$ と変化させた場合について示す。

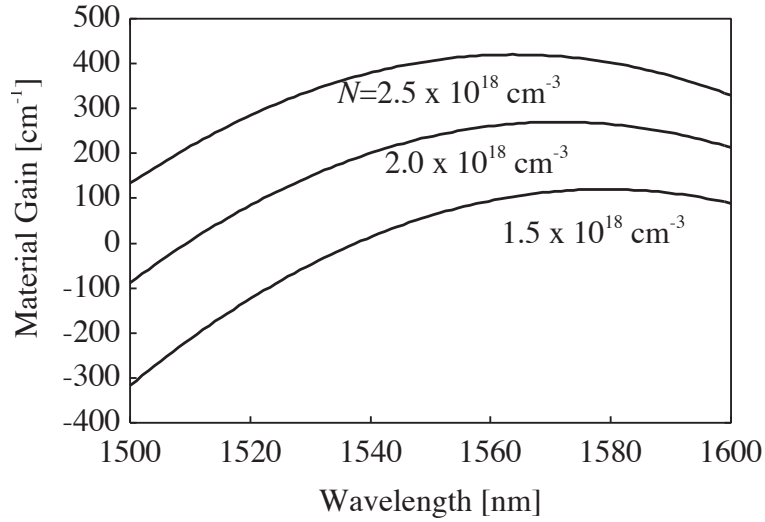


図 3.16 キャリア密度をパラメータとする物質利得の波長に対する変化

次に、活性層内の電磁波の伝搬について考える。電磁波の伝搬は次の波動方程式に従う。

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \frac{\epsilon}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (3.33)$$

ここで、 c は光速であり、誘電率 ϵ は次式で表される。

$$\epsilon = n^2 + \chi \quad (3.34)$$

媒質の屈折率 n は、一般的に直角座標において SOA 内の光の進行方向 (z 方向) に垂直な座標成分 x, y の関数となる。非線形感受率 χ はキャリア密度 N の関数であり、活性層でのキャリア密度分布に依存する。 χ の N 依存性は、媒質のバンド構造に依存するが、 χ と N が線形な関係となる簡単なモデルを仮定して、

$$\chi(N) = -\frac{\bar{n}c}{2\pi\nu}(\alpha_l + j)g_m \quad (3.35)$$

と表すことにする。ここで、 \bar{n} はモード屈折率である。 α_l は線幅増大係数であり、キャリア密度変化に対する屈折率変化の割合は、 α_l によって決定される。線幅増大係数は、次式で与えられる [50]。

$$\alpha_l = -\frac{\pi a_1}{\lambda} \frac{d\bar{n}}{dN} \quad (3.36)$$

SOA 内の光パルスの基本的な伝搬を考えるために、次に示す近似を用いる。SOA は理想的なものとし、活性層は 1 つのモードのみが伝搬し、入力光は直線偏光であり、直線偏光を維持したまま SOA 内を伝搬すると仮定する。この条件を満たす SOA 内の光電界は、

$$\mathbf{E}(x, y, z, t) = \hat{\mathbf{x}} \frac{1}{2} \left\{ F(x, y) A(z, t) \exp[j(\beta z - 2\pi\nu t)] + \text{c.c.} \right\} \quad (3.37)$$

と書くことができる。 $\hat{\mathbf{x}}$ は偏光方向を表す単位ベクトルであり、 $F(x, y)$ は導波路断面内のモード分布、 A は光パルスの包絡線を表す。伝搬定数 $\beta = 2\pi\nu\bar{n}/c$ である。c.c. はその直前の項の複素共役を表す。式

(3.37) を (3.33) に代入して、波長程度の伝搬距離において包絡線 $A(z, t)$ の変化がほとんどないと仮定し、 $A(z, t)$ の z 、 t に対する 2 階微分を無視すると、

$$\left[\frac{\partial^2 F}{\partial x^2} A + \frac{\partial^2 F}{\partial y^2} A + 2j\beta F \frac{\partial A}{\partial z} - \beta^2 F A + \frac{\epsilon}{c^2} (4j\pi\nu F \frac{\partial A}{\partial t} + 4\pi^2\nu^2 F A) \right] \cdot \exp[j(\beta z - 2\pi\nu t)] + \text{c.c.} = 0 \quad (3.38)$$

となる。式 (3.38) が進行方向 z 、時間 t に関わらず常に成り立つ場合、 $\epsilon = n^2 + \chi$ を代入して、

$$\frac{1}{F} \left[\frac{\partial^2 F}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 F}{\partial y^2} - \beta^2 F + \frac{4\pi^2\nu^2 n^2}{c^2} F \right] + 2j\beta \frac{1}{A} \left[\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial A}{\partial t} - \frac{2j\pi^2\nu^2}{\beta c^2} \chi A \right] = 0 \quad (3.39)$$

となる。ここで、 $v_g = \bar{n}c/\epsilon$ は包絡線の群速度である。さらに、式 (3.39) のモード分布 F が任意の x 、 y に関して成り立つ場合、 F は、

$$\frac{\partial^2 F}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 F}{\partial y^2} + (n^2 - \bar{n}^2) \frac{4\pi^2\nu^2}{c^2} F = 0 \quad (3.40)$$

を満たす。式 (3.39) の光パルスの包絡線 A について、現象論的に損失を付け加え、さらに光分布を考慮して閉じ込め係数を導入し、伝搬定数 $\beta = 2\pi\nu\bar{n}/c$ を代入する。光パルスの包絡線 A が任意の z 、 t に関して成り立つ場合、 A は、

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial A}{\partial t} = \frac{j\pi\nu\Gamma}{\bar{n}c} \chi A - \frac{1}{2} \alpha A \quad (3.41)$$

を満たす。ここで、 α は $\chi = 0$ の時にモードが感じる内部損失である。また、閉じ込め係数 Γ は、

$$\Gamma = \frac{\int_0^w \int_0^d |F|^2 dx dy}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |F|^2 dx dy} \quad (3.42)$$

と表される。 w は活性層の幅である。

簡単化のため、次式に示すガリレイ変換を行う。

$$t' = t - \frac{z}{v_g}, \quad z' = z \quad (3.43)$$

このとき、 t' は群速度 v_g で移動する時間座標を表し、式 (3.41) は、

$$\frac{\partial A}{\partial z'} = \frac{j\pi\nu\Gamma}{\bar{n}c} \chi A - \frac{1}{2} \alpha A \quad (3.44)$$

となる。次に、光パルスの包絡線 A の z 方向と時間 t に対する変化を

$$A = \sqrt{I} \exp(j\phi) \quad (3.45)$$

として、強度成分 $I(z', t')$ と位相成分 $\phi(z', t')$ で表す。式 (3.45) を (3.44) に代入し、(3.35) を用いると、

$$\frac{\partial I}{\partial z'} + j2I \frac{\partial \phi}{\partial z'} = (\Gamma g_m - \alpha) I - j\alpha_l \Gamma g_m I \quad (3.46)$$

と変換できる。 I 、 ϕ は実数であるので、式 (3.46) を実部と虚部に分けて、

$$\frac{\partial I}{\partial z'} = (\Gamma g_m - \alpha) I \quad (3.47)$$

$$\frac{\partial \phi}{\partial z'} = -\frac{1}{2}\alpha_l \Gamma g_m \quad (3.48)$$

が得られる。よって、SOA の出力での強度 I_{out} および位相 ϕ_{out} は、それぞれ入力での強度 I_{in} および位相 ϕ_{in} を用いて次式で表される。

$$I_{out}(t') = I_{in}(t') \exp \left[\int_0^L (\Gamma g_m - \alpha) dz \right] \quad (3.49)$$

$$\phi_{out}(t') = \phi_{in}(t') - \frac{1}{2}\alpha_l \Gamma \int_0^L g_m dz \quad (3.50)$$

ここで、 L は活性層の長さである。

時間応答

キャリアレート方程式に基づいて時間応答性を調べる。光強度はキャリア密度に瞬時に追従するとして、キャリア密度の時間応答を式 (3.30) を用いて求める [52]。時刻 $t = 0$ において、光強度 $I = |\mathbf{E}|^2$ が $I = 0$ から $I = I_0$ へステップ的に変化した場合を考える。微小時間内では光強度 I_0 が一定、 Γg_m は N に比例するとして、 $\Gamma g_m = A_g N$ と仮定すると、式 (3.30) は、

$$\frac{dN}{dt} = \frac{J}{qd} - \frac{N}{\tau} - A_g N \frac{I_0}{h\nu} \quad (3.51)$$

となる。式 (3.51) を次式のように変形する。

$$\frac{dN}{dt} + \frac{N}{\tau_c} = \frac{J}{qd} \quad (3.52)$$

ここで、

$$\tau_c \equiv \frac{1}{A_g I_0/h\nu + 1/\tau} \quad (3.53)$$

である。式 (3.52) の一般解は、 C を積分定数として次のように表される。

$$N(t) = C \exp \left(-\frac{t}{\tau_c} \right) + N(\infty) \quad (3.54)$$

ここで、

$$N(\infty) = \frac{J\tau_c}{qd} \quad (3.55)$$

であり、 $t \rightarrow \infty$ での N の値を表す。初期値を $N(0)$ とすると、定数 C は、

$$C = N(0) - N(\infty) \quad (3.56)$$

と表される。式 (3.56) を式 (3.54) に代入すると、

$$N(t) = N(0) \exp \left(-\frac{t}{\tau_c} \right) + N(\infty) \left[1 - \exp \left(-\frac{t}{\tau_c} \right) \right] \quad (3.57)$$

となる。式 (3.57) より、キャリア密度は $N(0)$ から $N(\infty)$ へ時定数 τ_c で指数関数的に変化する。式 (3.53) からキャリア密度の時間応答を考える。キャリア寿命 τ が短い場合には、時定数 τ_c も短くなり、キャリア密度の時間応答は速くなる。このことは、自然放出によるキャリア密度の減少速度が速ければ、キャリア密度の時間変化も速くなると言える。また、 A_g または光強度 I_0 が大きい場合には、式 (3.53) の分母が大きくなり、時定数 τ_c は短くなる。 A_g または I_0 を大きくしてキャリア密度の時間応答を速くする方法として、SOA の利得係数 g_m を大きくする、または光の閉じ込め係数 Γ を大きくするように SOA を設計して A_g を大きくする方法、アシスト光として CW 光を SOA に常に入力することで光強度 I_0 を大きくする方法がある [53][54]。

次節では、以上の解析に基づいた計算機シミュレーションモデルについて説明する。

3.4.2 シミュレーションモデル

前小節においては、SOA 内では光の進行方向 (z 方向) に関わらず、キャリア密度が一定であると仮定して解析を行った。しかし、実際の SOA 内を光が伝搬する場合、光は増幅され、キャリア密度は z によって異なる。そこで、計算機シミュレーションでは、長さ L の SOA を長さ ΔL の M 個の微小区間に分割し、各微小区間内のキャリア密度および光強度は一定であると仮定する。そして、それぞれの区間に対してキャリアレート方程式を適用する。図 3.17 にキャリアレート方程式に基づく SOA の解析モデルを示す。図中の $I_i^{(s)}$ 、 $I_i^{(p)}$ はそれぞれ区間 i から出射される信号光、プローブ光の強度である。また、 ASE_i^\pm は区間 i に入射する ASE 光を示し、+ が左側から、- が右側から入射する光を表す。 $N_i(t)$ 、 $S_i(t)$ はそれぞれ時刻 t における区間 i のキャリア密度、ASE 光の光子密度である。式 (3.30) より、区間 i でのキャリアレート方程式は次式のように表される。

$$\frac{dN_i}{dt} = \frac{J}{qd} - \frac{N_i}{\tau_i} - \sum_{x=s,p} \frac{g_m^{(x)} \cdot I_{av_i}^{(x)}}{h\nu} - g_{mp} \cdot S_i \quad (3.58)$$

区間 i におけるキャリア寿命 τ_i は、キャリア密度依存性を考慮して次式を用いる [55]。

$$\tau_i = \frac{1}{A + BN_i + CN_i^2} \quad (3.59)$$

ここで A 、 B 、 C はキャリア寿命を決める定数である。

$I_{av_i}^{(x)}$ は、区間 i 内の平均光強度を表し、1 つ前の区間からの出射光強度、つまり区間 i への入射光強度

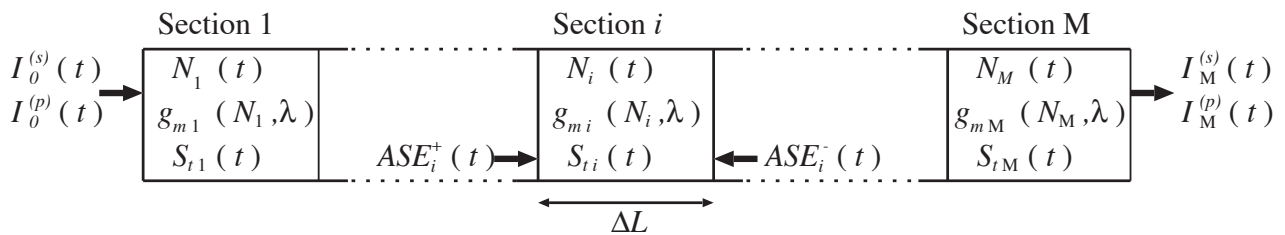


図 3.17 キャリアレート方程式に基づく SOA の解析モデル

を用いて、式 (3.49) より、次式のように表される。

$$I_{av_i}^{(x)} = I_{i-1}^{(x)} \frac{\exp(g_i \Delta L) - 1}{g_i \Delta L} \quad (3.60)$$

ここで、 $g_i(N_i, \lambda)$ は区間 i のモード利得係数であり、

$$g_i(N_i, \lambda) = \Gamma g_{m_i} - \alpha \quad (3.61)$$

と表され、区間 i の物質利得 g_{m_i} と、閉じ込め係数 Γ 、内部損失 α を用いて表すことができる。

ASE 光の光子密度については、区間 i で生じる自然放出と、隣接区間から入射する ASE 光を考慮して、次式のように計算する。

$$S_{t_i} = S_i + \frac{ASE_i^+ + ASE_i^-}{E} \cdot \frac{\exp(g_{p_i} \Delta L) - 1}{g_{p_i} \Delta L} \quad (3.62)$$

ここで、 S_i は区間 i での平均自然放出光子密度であり、次式で与えられる [56]。

$$S_i = 2\beta \frac{N_i^2}{\tau_i g_{p_i}} \left[\frac{\exp(g_{p_i} \Delta L) - 1}{g_{p_i} \Delta L} - 1 \right] \quad (3.63)$$

ここで、 β は自然放出光結合係数、 g_{p_i} はピーク波長でのモード利得係数である ($g_{p_i}(N_i, \lambda) = \Gamma a_1(n_i - n_0) - \alpha$)。また、区間 i に入射する ASE 光は、隣接する区間で増幅された ASE 光と発生した自然放出光の和であり、次式のように求められる。

$$ASE_i^\pm = \exp(g_{p_i} \Delta L) \cdot ASE_{i\mp 1}^\pm(t - \Delta t) + \frac{S_{i\mp 1}(t - \Delta t) \cdot h\nu_0}{2} \quad (3.64)$$

ここで、 $h\nu_0$ は利得ピーク波長での光子エネルギーである。また、 Δt は 1 区間を光が通過するために必要な時間である ($\Delta t = \Delta L/v_g$)。

図 3.17 のモデルにおいて、時刻 t に区間 i から出射される信号光およびプローブ光の強度は、式 (3.49) より、その区間のキャリア密度および隣接する区間から出射される光強度を用いて次式で求められる。

$$I_i^{(x)}(t) = G_i^{(x)}(N_i(t - \Delta t), \lambda_x) \cdot I_{i-1}^{(x)}(t - \Delta t) \quad (3.65)$$

ここで、 $G_i^{(x)}(N_i, \lambda_x) = \exp(g(N_i, \lambda_x) \cdot \Delta L)$ であり、各区間の各光に対する正味の利得である。

また、各区間でのキャリア密度に依存した位相シフト量 ϕ_i は、式 (3.50) より、次式で表される。

$$\phi_i = -\frac{2\pi\Delta L\Gamma(N_i - N_0)}{\lambda_x} \frac{d\bar{n}}{dN} \quad (3.66)$$

以上のモデルを用いて時間、空間毎に繰返し計算をすることによって、各区間のキャリア密度、出射光強度を求める。SOA 単体に対する入力光の強度と位相を与えれば、その SOA に対する出力光の強度と位相が得られる。微分方程式の数値計算には 4 次のルンゲ・クッタ法を用いる。マッハ・ツェンダー干渉計による干渉を考える際、図 3.12 の SOA1、SOA2 における出力を計算し、式 (3.23a) に代入して、干渉後の出力を求める。

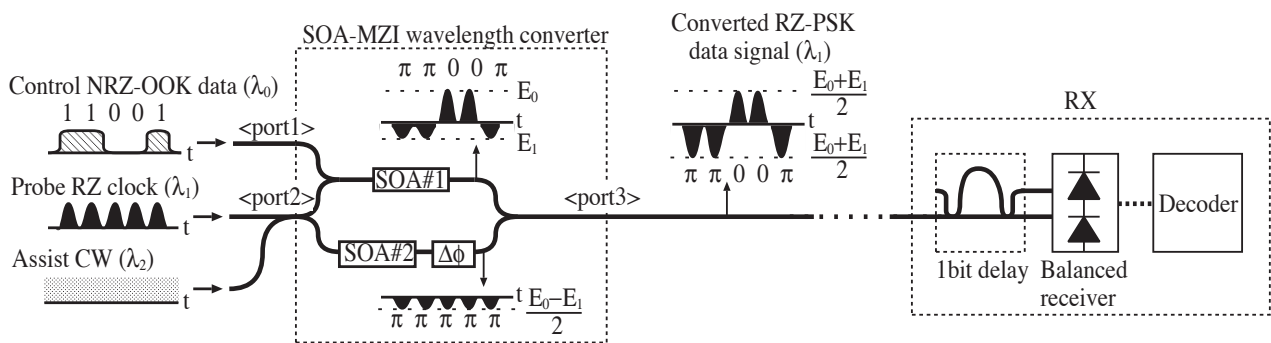


図 3.18 提案する NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換の概略図

3.5 全光 OOK/BPSK 変換

本節では、SOA-MZI 型波長変換器を用いた、全光 OOK/BPSK 変換法を提案する。まず、動作原理を説明し、その後、計算機シミュレーションにより変換動作の有効性を示す。そして、原理確認実験により提案する変換動作の実現可能性を示し、変換動作や変換後の信号の性能について述べる。

3.5.1 動作原理

図 3.18 に提案する NRZ-OOK /RZ(Return-to-Zero)-BPSK 変換の概略構成図を示す。SOA-MZI 型波長変換器は、一般的な波長変換動作 [57] の場合、MZI の上側 SOA (SOA#1) と下側 SOA (SOA#2) にはほぼ同じ大きさの電流を流して使用する。本論文で提案する変調フォーマット変換動作が波長変換動作と異なる点は、SOA#2 への注入電流を SOA#1 に比べて小さくする点のみである。SOA#1 では、相互位相変調によって強度情報を位相情報に変換し、SOA#2 では、利得調整を行い、出力光電力の調整を行う。

次に、変調フォーマット変換の動作原理の詳細を説明する。波長 λ_0 の NRZ-OOK データ信号は、制御光としてポート 1 より SOA#1 にのみ入射される。波長 λ_1 の RZ クロックパルスおよび波長 λ_2 の CW 光は、それぞれプローブ光およびアシスト光として、ポート 2 より両側アームの SOA#1、#2 に入射される。SOA#1 では、制御光の強度に応じて SOA#1 内のキャリア密度が変化し、相互位相変調によってプローブ光の位相を変化させるが、同時に相互利得変調によって、プローブ光の出力強度が変化する。ここで、制御光がスペース (“0”) の場合の SOA#1 出力でのプローブ光の電界振幅を E_0 、位相を 0、マークの場合 (“1”) の振幅を E_1 、位相を π とする。まず、下側アームの出力において、位相が π 、電界振幅が $(E_0 - E_1)/2$ となるように、SOA#2 および SOA を用いた位相調整器 $\Delta\phi$ の調整を行う。制御光がスペースのとき、上側アームの出力は、下側アームの出力とは逆相であるため、互いに打ち消し合い、変換後の出力信号は位相が 0、電界振幅が $(E_0 + E_1)/2$ となる。一方、制御光がマークのとき、上側アームの出力は、下側アームの出力と同相で加え合わされ、変換後の出力信号は位相が π 、電界振幅が $(E_0 + E_1)/2$ となる。以上で示したように、OOK 信号の “0” および “1” に対応した BPSK 信号 “0” お

表 3.1 SOA のパラメータ 1

記号	意味	値
L	SOA 長	$1.80 \times 10^3 \mu\text{m}$
w	活性層幅	$1.4 \mu\text{m}$
d	活性層厚	$0.32 \mu\text{m}$
Γ	閉じ込め係数	0.439
α	損失係数	36.9 cm^{-1}
β	自然放出光結合係数	10^{-4}
N_0	透明キャリア密度	$1.10 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$
N_p	利得ピークキャリア密度	$1.10 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$
a_1	利得係数 1	$3.00 \times 10^{-16} \text{ cm}^2$
a_2	利得係数 2	$7.00 \times 10^{-2} \text{ cm}^{-1} \text{ nm}^{-2}$
a_3	利得係数 3	$1.00 \times 10^{-17} \text{ cm}^3 \text{ nm}$
λ_p	利得ピーク波長	1580 nm
$\frac{d\bar{n}}{dN}$	キャリア密度に対する屈折率変化率	$-5.4 \times 10^{-20} \text{ cm}^3$
v_g	群速度	$9.5 \times 10^7 \text{ m s}^{-1}$

よび“ π ”が得られ、全光 NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換が可能となる。アシスト光は SOA 内のキャリア密度変化を高速化するために入射している。提案した変調フォーマット変換で得られる出力は、遅延検波用にプリコーディングされた DBPSK(Differential Binary Phase Shift Keying) 信号ではないため、1 ビット遅延干渉計によって、元の OOK 信号を復元することはできない。一般的な DBPSK 信号は位相変調を行なう前にプリコーディングを行うが、本変調フォーマット変換では図 3.18 に示す受信端で復号化するシステムを用いることを想定する。DBPSK 信号と同様に受信端において、BPSK 信号をまず 1 ビット遅延干渉計に入射し、差動受信器で電気信号に変換後、復号を行って元の信号を得ることが可能となる。受信端で RZ-BPSK 信号を差動受信することにより、NRZ-OOK 信号を直接検波する場合に比べて、受信感度は 3 dB 改善される [58]。また、コヒーレント検波を用いた場合も元の信号を得ることが可能である。

3.5.2 計算機シミュレーション

3.4 節で述べたキャリアレート方程式に基づくシミュレーションモデルを用いて計算機シミュレーションを行った。計算機シミュレーションに用いた SOA のパラメータを表 3.1 に示す。これらのパラメータは、実際に実験で用いる SOA のデータを参考にフィッティングしたパラメータである。図 3.18 に示すポート 1、2 から SOA#1、#2 の入射端までの損失を、それぞれ 9.0 dB、13.5 dB とした。また、SOA 出射端からポート 3 までの損失を 14.0 dB とした。伝送速度を 10 Gb/s とし、SOA#1 出射端でのプローブ光の位相および時間波形、変調フォーマット変換後の時間波形を、アシスト光のある場合とない場合についてそれぞれ計算した。制御光、プローブ光、アシスト光の波長はそれぞれ、1560.6 nm、1570.4 nm、1574.2 nm とし、プローブ光およびアシスト光のピーク電力はそれぞれ、-0.24 dBm、7.0 dBm とした。

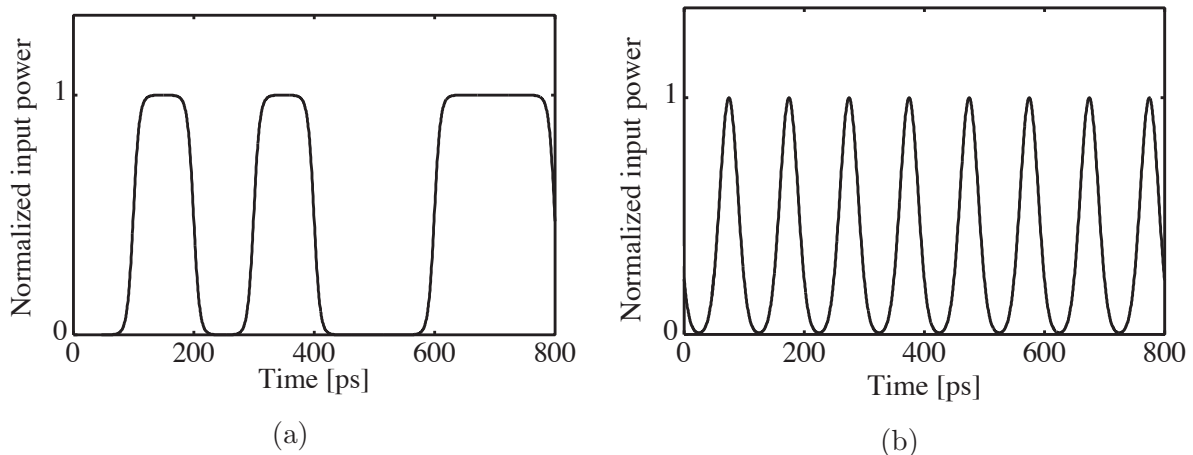


図 3.19 入力時間波形 (a) 制御光 (b) プローブ光

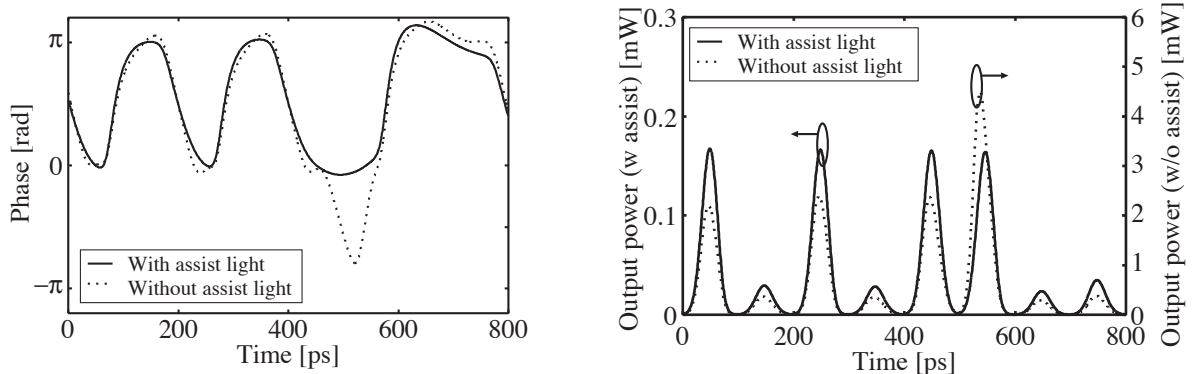


図 3.20 SOA#1 出射端での位相

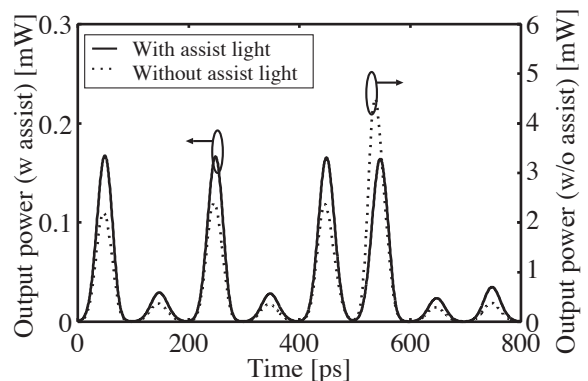


図 3.21 SOA#1 出射端での時間波形

SOA#1 への注入電流を 380 mA に設定し、制御光がマークとスペースの場合のプローブ光の位相差が π となるように、制御光のピーク電力をアシスト光がある場合には 14.8 dBm、アシスト光がない場合には 4.8 dBm に設定した。制御光を 8 ビットの固定パターン”01010011”とした場合について計算を行った。制御光およびプローブ光の入力時間波形をそれぞれ図 3.19(a)、(b) に示す。プローブ光パルス列のパルスのデューティ比は 33% とした。また、SOA の応答時間を考慮して、プローブ光パルスは信号光のビットスロットの中心から 25 ps の遅延時間を与えて入射した。

SOA#1 出射端におけるプローブ光の位相、時間波形および BPSK 変換後の時間波形の計算結果をそれぞれ図 3.20、図 3.21、図 3.22 に示す。実線はアシスト光のある場合、点線はアシスト光のない場合の結果を示している。

アシスト光のない場合、”0”と”1”を交互に入力した場合の出力位相および時間波形と、”0”または”1”を連続して入力した場合の出力位相および時間波形が異なる。これは、SOA のキャリア密度が制御光の時間的な変化に追従していないためである。例として、制御光”1”の後に制御光”0”を連続して入力した場合について考える。1 つ目の制御光”0”と重なって入射するプローブ光パルスは、SOA のキャリア密度が回復している途中の状態 SOA の利得および屈折率の影響を受けるため、制御光”0”の定常状態と”1”の

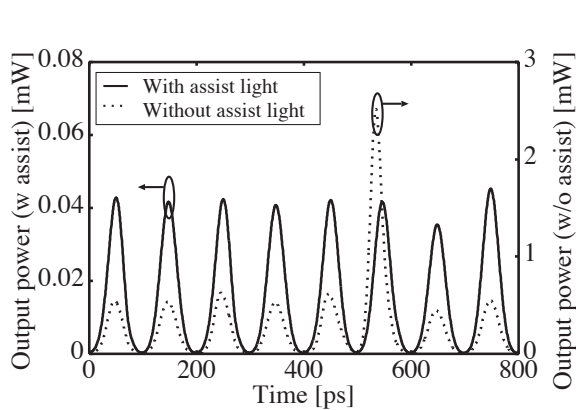


図 3.22 BPSK 変換後の時間波形

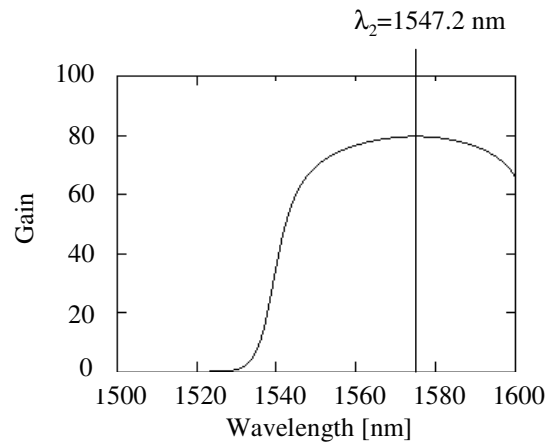


図 3.23 アシスト光の利得スペクトル

定常状態の中間の出力強度および位相シフト量となる。一方、2つ目の制御光”0”と重なって入射するプローブ光パルスは、SOA のキャリア密度が十分に回復した状態で SOA の利得および屈折率の影響を受けるため、制御光”0”の定常状態での出力強度および位相シフト量に近くなる。また、制御光”0”の後に制御光”1”が連続して入射した場合は逆のことが言える。

それに対して、アシスト光を入射した場合には、アシスト光がない場合に比べて安定した動作が観測される。SOA#1 出力での時間波形は、”0”、”1”の交互および連続入力に依らず、ほぼ同じピーク電力のパルスが得られ、入力信号のパターン依存性が小さくなる。出力位相においても、制御光入力”0”と”1”に対応して位相”0”と” π ”が得られていることがわかる。これは、アシスト光である CW 光を SOA に入射することによって、式 (3.53) における I_0 を大きくすることでキャリア密度の時定数 τ_c を小さくしている効果が表れている。アシスト光入射によりキャリア密度変化を促進することで、プローブ光入射時には制御光によるキャリア密度変動が安定しているため、入力信号のパターンに依存せずにプローブ光出力が安定する。また、変換後の BPSK 信号は、どの入力信号パターンにおいても、ほぼ等しいピーク電力のパルス列が得られた。これらの結果から、アシスト光を入射した場合において、提案した NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換法が有効であることが示された。

アシスト光である CW 光を SOA に入射することによって、SOA 中のキャリア密度変化速度は高速化されるが、励起されたキャリアはアシスト光によって減少するため、変換後の BPSK 信号の光電力が減少する。また、プローブ光の位相を π だけ反転させるために必要な制御光電力が大きくなるというトレード・オフが生じる。よって、アシスト光によるキャリア密度の安定化を効率良く行うためには、アシスト光の波長は SOA の利得の高い領域に設定すべきである。図 3.23 にアシスト光の利得スペクトルを示す。シミュレーションパラメータは表 3.1 のパラメータを用い、SOA#1 に光電力 7.0 dBm のアシスト光のみを入射した場合について、アシスト光波長を変えながら利得を計算した。利得がピークとなる波長は 1575 nm となるため、アシスト光波長は 1575 nm 付近に設定すべきであり、本シミュレーションのアシスト光波長 1574.2 nm は妥当と言える。

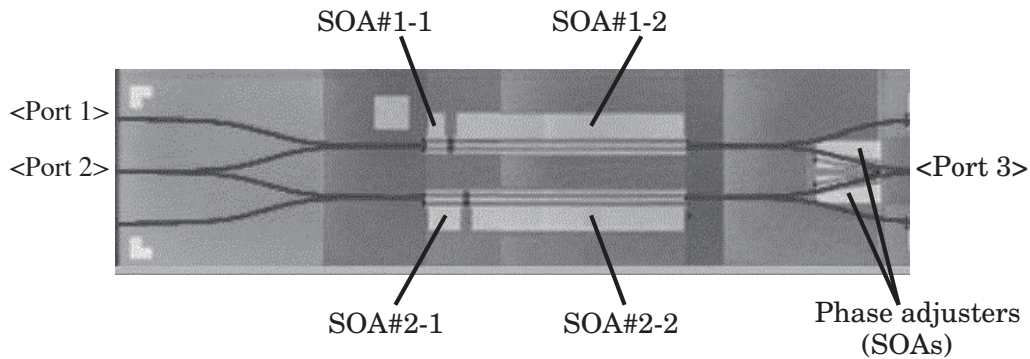


図 3.24 モノリシック集積化 SOA-MZI 波長変換素子

3.5.3 原理確認実験

本節では提案する変調フォーマット変換方法の実現可能性を示すための原理確認実験について述べる。図 3.24 に、実験に使用したモノリシック集積化 SOA-MZI 型波長変換素子の写真を示す。高速化のために、活性層幅を最適化して光閉じ込め効率を上げ、且つ、進行方向の長さを $1200\mu\text{m}$ に長尺化した SOA を用いた [60]。光閉じ込め効率を上げると式 (3.53) において A_g が大きくなるため時間応答が早くなる。また、SOA 後段では光が十分に増幅され、式 (3.53) において光強度 I_0 が大きくなるため、SOA を長尺化した場合に光強度 I_0 が大きい状態で動作する領域の割合が高くなり、高速化に繋がる [61]。ポート 1 から信号光を、ポート 2 からプローブ光を入射し、ポート 3 から波長変換光または変調フォーマット変換後の信号を取り出す構成である。導波路を結合して合分波している部分はすべて 3 dB カプラである。上下のアームには、それぞれ異なる長さの二つの SOA が集積化されているが、これは反射特性を測定するために SOA が二つに分割されている [59] だけで、分割された SOA は本実験においてはそれぞれ独立に駆動するが、動作原理上は計算機シミュレーションと同様に一つの SOA とみなすことができる。光増幅用 SOA(SOA#1-1、#1-2、#2-1、#2-2) において光を増幅し、上側アームの SOA#1-1、#1-2 において信号光によりプローブ光を位相変調する。実際に上下アームの長さを正確に等しくすることは不可能であるため、信号光の入力電力が 0 の時に、逆相の干渉が生じるように、位相調整用 SOA において位相調整を行う。それぞれの SOA に電流源を接続し、電流注入を行う。また、電流を注入すると温度が上昇するため、ペルチェ素子を用いて温度制御を行う。

図 3.25 に NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換の原理確認実験系を示す。実際に実験で用いた素子は、写真に示すように、パッケージングされ、光ファイバを取り付けられている。半導体レーザ (Laser Diode : LD) から出射された CW 光は、10.7 Gb/s の疑似ランダムビット列 (Pseudo Random Bit Sequence : PRBS) 電気信号 (PN 31 段) を用いて LN 強度変調器 (LiNbO_3 Intensity Modulator : LN-IM) において NRZ-OOK データ信号に変調され、制御光として SOA-MZI モジュールのポート 1 に入射された。また、制御光からクロック再生した電気信号により CW 光を LN-IM において、搬送波抑圧 RZ (Carrier-Suppressed RZ : CSRZ) クロックパルス列 (デューティ比=66%) に変調し、プローブ光としてポート 2 に入射した。図 3.26(a)、(b) にそれぞれ入力信号光およびプローブ光の時間波形を示す。さらに、アシスト光と

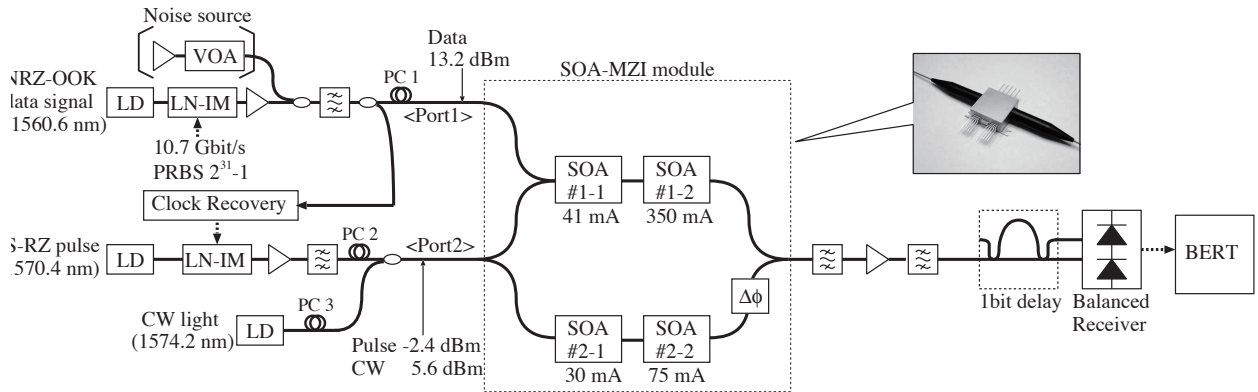


図 3.25 NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換の原理確認実験系

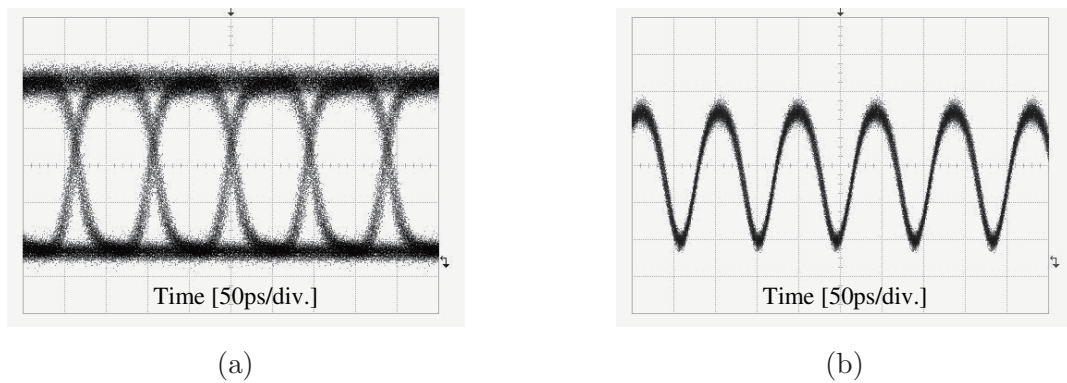


図 3.26 入力時間波形 (a) 制御光 (b) プローブ光

して、CW 光をプローブ光と合わせてポート 2 に入射した。制御光、プローブ光、アシスト光の波長はそれぞれ、1560.6 nm、1570.4 nm、1574.2 nm とし、平均入射電力はそれぞれ 13.2 dBm、-2.4 dBm、5.6 dBm に設定した。SOA の利得は偏波依存性があるため、それぞれの入力光の偏波を、偏波コントローラ (Polarization Controller : PC) を用いて、SOA 中の利得が最大になるように調整した。SOA#1-1、#1-2、#2-1、#2-2 への注入電流はそれぞれ 41 mA、350 mA、30 mA、75 mA に設定した。アシスト光がない場合は、制御光の平均入射電力と SOA#3 への注入電流の設定を変え、それぞれ 4.5 dBm、97 mA とした。変調フォーマット変換後の信号は、1 ビット遅延干渉計に入射後、差動受信を行った。差動受信後の電気信号をビット誤り率テスタ (Bit Error Rate Tester : BERT) に入力し、ビット誤り率 (Bit Error Rate : BER) を測定した。時間波形、光スペクトルおよび BER を観測し、変換動作を評価した。

図 3.27 に 1 ビット遅延干渉前の BPSK 信号の時間波形を示す。アシスト光がない場合、パルスの前端が持ち上がる波形が観測され、パターン効果が顕著に現れていることがわかる。一方、アシスト光がある場合には、きれいな連続パルス列が観測され、定性的な特徴は図 3.22 に示すシミュレーション結果と一致した。パルスのピーク付近でわずかに強度が揺らいでいるのは、SOA の高速性が足りずにパターン効果の影響が残っているためであると考えられる。変換後の BPSK 信号の光スペクトルを図 3.28 に示す。

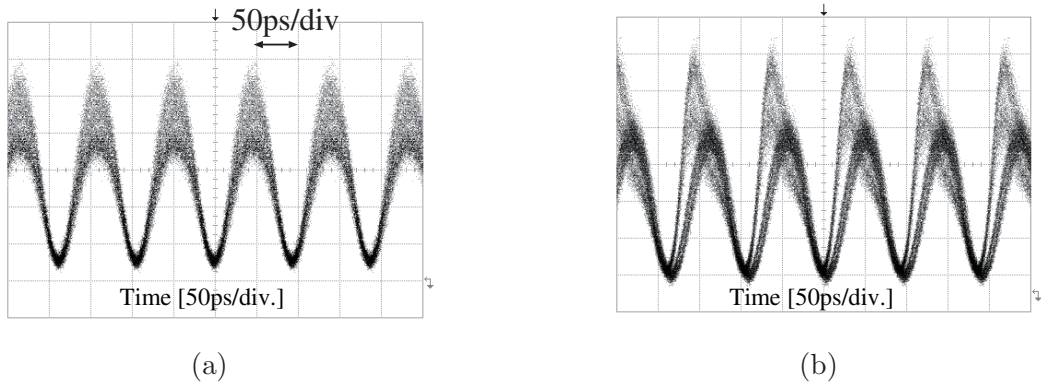


図 3.27 BPSK 変換後の時間波形 (a) アシスト光あり (b) アシスト光なし

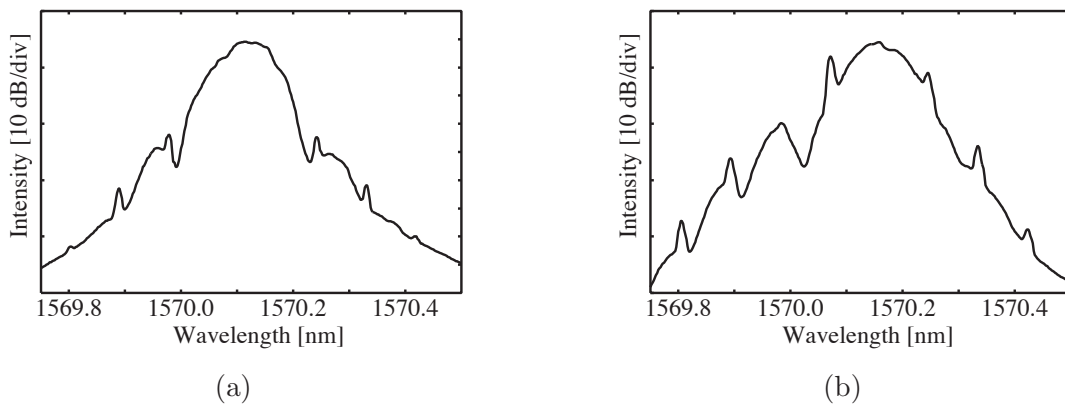


図 3.28 BPSK 変換後の光スペクトル (a) アシスト光あり (b) アシスト光なし

アシスト光がある場合には、キャリア成分が抑えられ、左右対称の PSK 信号のスペクトルが得られた。アシスト光がない場合には、周波数チャープにより長波長側に片寄ったスペクトルとなった。

図 3.29 にアシスト光入射時の 1 ビット遅延干渉後の時間波形を示す。コンストラクティブ側 (同相で出力)、ディストラクティブ側 (逆相で出力) のどちらの時間波形においても、アイ開口が観測された。このことから、SOA の相互位相変調により、元の NRZ-OOK 信号の「0」と「1」の入力に対応して、変換後の BPSK 信号が「0」と「 π 」に位相変調されていることがわかる。しかし、コンストラクティブ側の「1」レベルおよびディストラクティブ側の「0」レベルに揺らぎが観測される。これらの符号は元の NRZ-OOK 信号において同符号が連続しているパターンを示している。つまり、連続した符号パターン入力部分では出力が揺らぎ、変動した符号パターン入力部分では出力が安定している。これらのことから、遅延干渉後の波形の揺らぎはパターン効果の影響であると言える。また、図 3.30 にアシスト光入射時の 1 ビット遅延干渉後の光スペクトルを示す。コンストラクティブ側、ディストラクティブ側共に、1 ビット遅延干渉前の BPSK 信号の光スペクトルを 10GHz 周期のくし状に切った光スペクトルが観測された。そして、前者が中心周波数で山、後者が谷となり、それぞれの特徴を表す光スペクトルが観測された。しかし、ディストラクティブ側の光スペクトルに 5GHz 間隔の強度変調成分が観測された。これは、パターン効果の影響で、NRZ-OOK 信号のパターンによって出力強度が変わっているため、変調周波数の整数分

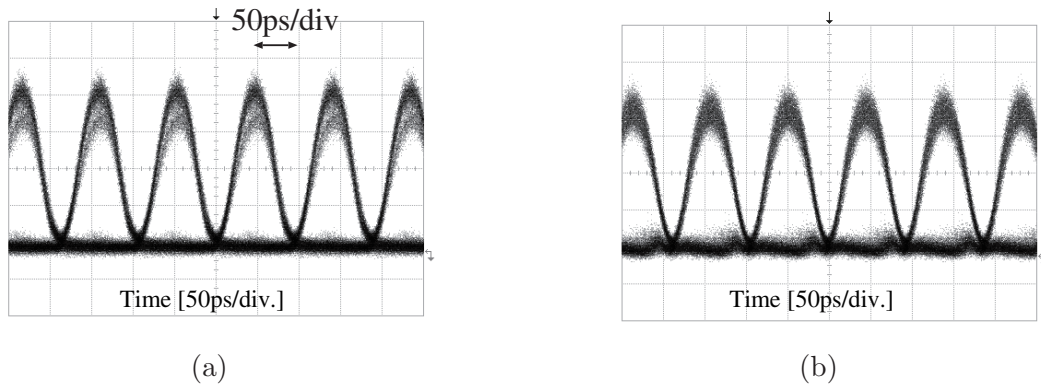


図 3.29 1 ビット遅延干渉後の時間波形 (アシスト光あり) (a) コンストラクティブ側 (b) デイストラクティブ側

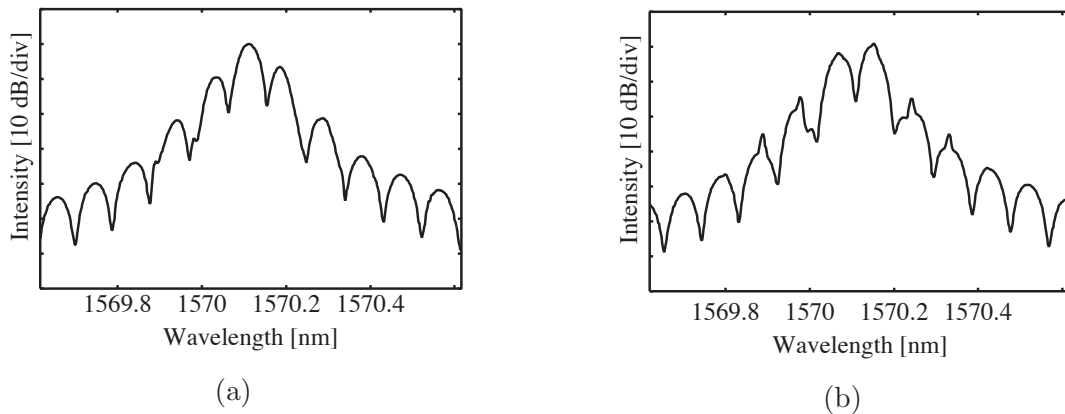


図 3.30 1 ビット遅延干渉後の光スペクトル (アシスト光あり) (a) コンストラクティブ側 (b) デイストラクティブ側

の 1 の周波数の中でも最も大きい周波数である、5GHz の強度変調成分が現れていると考えられる。これらのパターン効果の影響は、SOA の高速化を計ることによって抑えることができる。

図 3.31 にアシスト光を入射しない場合の 1 ビット遅延干渉後の時間波形および光スペクトルを示す。アシスト光入射がある場合よりもパターン効果の影響が大きく、変換後 BPSK 信号の強度または位相に大きな揺らぎがあるため、両出力においてアイ開口が小さくなる。干渉後のコンストラクティブ側にパルスの前端が持ち上がる波形が観測され、そのため、光スペクトルにおいても、コンストラクティブ側に強度変調成分が現れている。

図 3.32 に差動受信後の電気信号の時間波形を示す。アシスト光入射がある場合、差動受信によりアイが大きく開いているのが確認できる。アシスト光入射がない場合もアイ開口が確認できるが、波形の歪みが観測される。最後に、BER の測定結果を図 3.33 に示す。アシスト光入射がない場合には、BER 曲線は受信光電力に対して直線とならず、エラーフロアが観測された。それに対しアシスト光入射がある場合では、受信光電力に対して BER 曲線はほぼ直線となり、エラーフリーでの変調フォーマット変換動作を確認した。以上の実験結果から、シミュレーションで示した通り、NRZ-OOK 信号を RZ-BPSK 信号に変換できることが実験的に確認できた。また、BER = 10^{-9} となる受信光電力は -38.9 dBm であり、

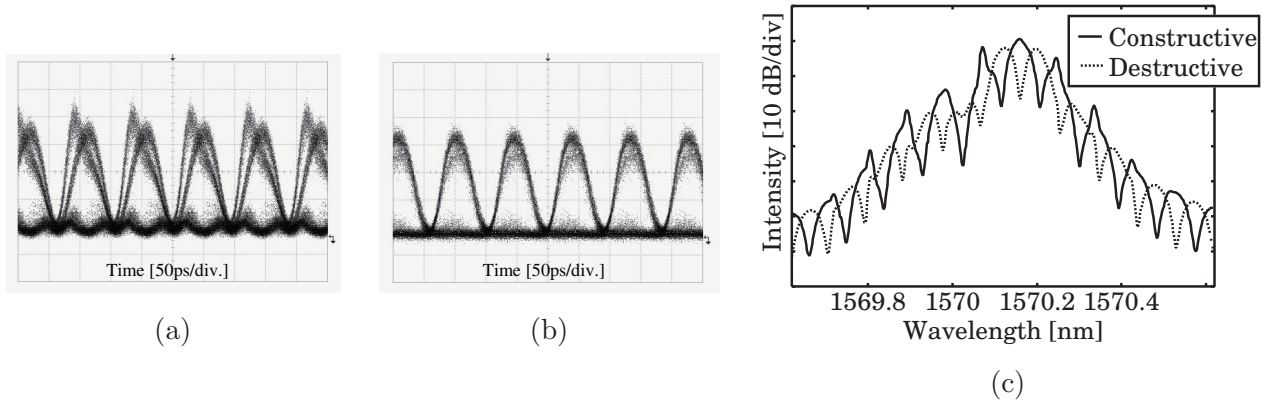


図 3.31 1 ビット遅延干渉後の時間波形および光スペクトル (アシスト光なし) (a) 時間波形-コンストラクティブ側 (b) 時間波形-ディストラクティブ側 (c) スペクトル

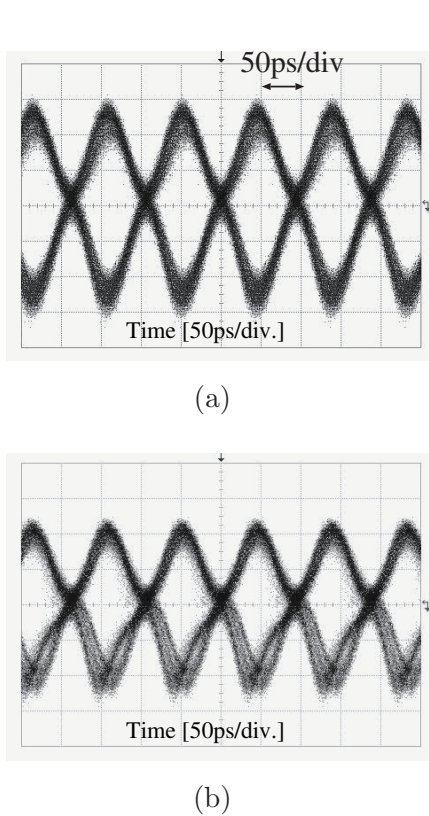


図 3.32 差動受信後の時間波形 (a) アシスト光あり (b) アシスト光なし

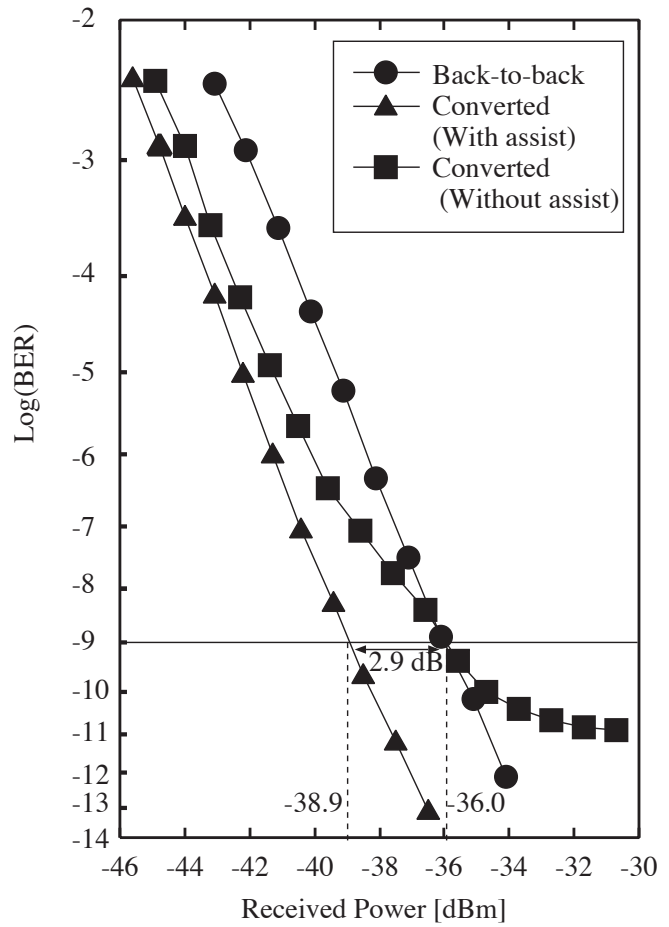


図 3.33 BER 測定結果

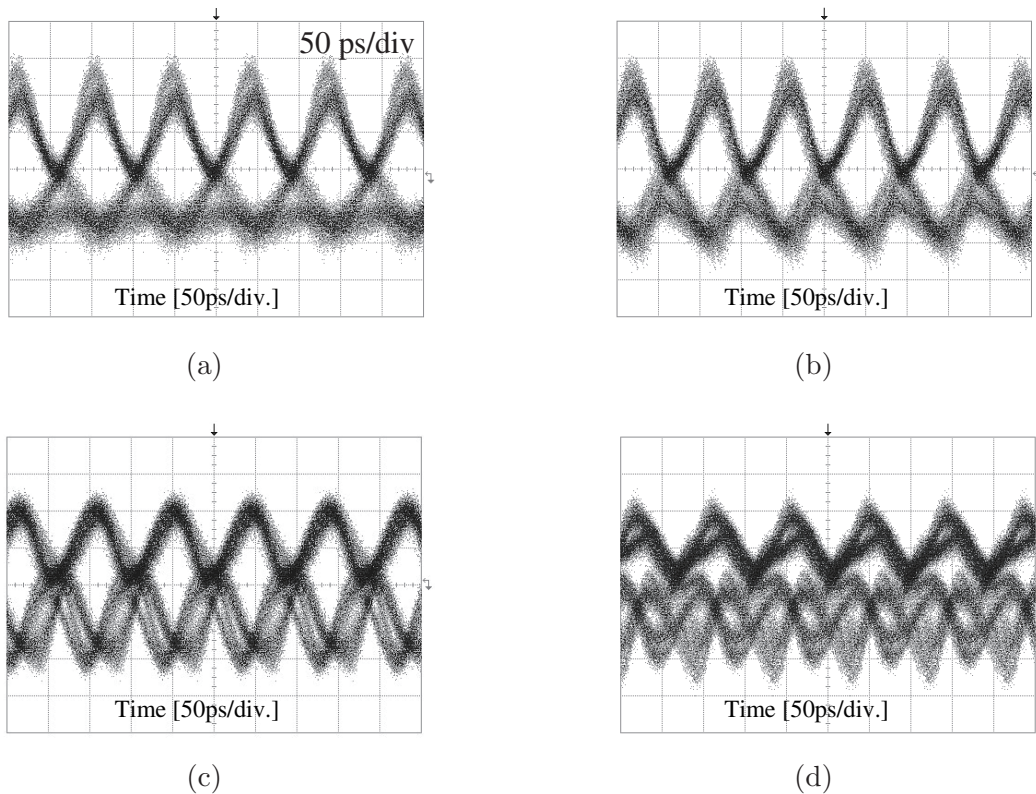


図 3.34 分散付加時における差動検波後の時間波形 (a) 分散値 +480 ps/nm - アシストあり (b) 分散値 -480 ps/nm - アシストあり (c) 分散値 +480 ps/nm - アシストなし (d) 分散値 -480 ps/nm - アシストなし

Back-to-back の NRZ-OOK 信号と比較して、 $BER = 10^{-9}$ となる点において 2.9 dB の受信感度の改善を観測した。このことから、提案した変調フォーマット変換動作はパワーペナルティーがほぼ 0 であり、理想的な変調フォーマット変換動作に近いと言える。

3.5.4 変換性能確認実験

前小節において、提案した NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換が実現可能であることを原理確認実験により示した。本節では、変換後に得られる信号や変換動作の特徴を調べる実験について述べる。変換後の信号の性能として分散耐性を調べ、変換動作の性能として入力雑音に対する耐性を調査した。

分散耐性

変調フォーマット変換した信号を分散シフトファイバ (Dispersion Shifted Fiber : DSF) 中を伝送させることによって波長分散に対する耐性を調べた。適当な分散値を持つ DSF を組み合わせることによって疑似的な波長分散を与え、分散値ごとに伝送後の時間波形および BER を観測し、パワーペナルティを計算した。分散耐力はアシスト光入射がある場合とない場合それぞれについて測定した。

図 3.34 に分散値 ± 480 ps/nm の分散を与えた場合の差動受信後の時間波形を示す。アシスト光入射が

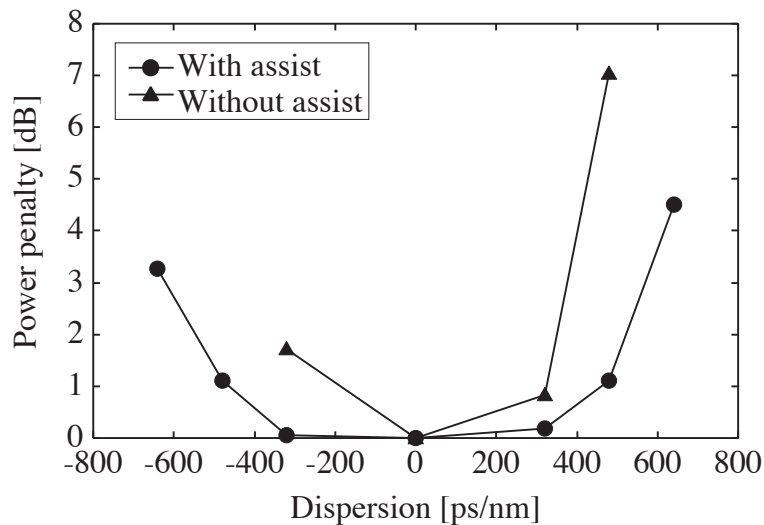


図 3.35 与えた分散値に対するパワーペナルティ

ある場合は、 ± 480 ps/nm どちらの分散値についても十分なアイ開口が確認でき、正負どちらの分散を与えても同様の波形広がり観測できた。しかし、アシスト光入射がない場合は、 ± 480 ps/nm の分散値で分散による波形歪みが深刻となる結果が得られた。 $+480$ ps/nm の分散を与えた場合、アイは開いているが、アシスト光入射がある場合のアイ開口よりも小さくなる。 -480 ps/nm の分散を与えた場合、分散の影響を大きく受け、アイ開口すら確認することが困難となった。図 3.35 に与えた分散値に対してパワーペナルティをプロットしたグラフを示す。波形からも予測される通り、アシスト光入射がある場合の方がなくない場合よりも全体的に良い分散耐性を示した。アシスト光がない場合、分散に対する耐性は正負で異なり、負の分散の影響を非常に受け易い結果となった。アシスト光がない場合において、分散の影響を大きく受けるのは、変換後の信号に周波数チャープが存在するためである。アシスト光がある場合は、ほぼ左右対称の分散耐性となり、パワーペナルティが 1 dB 以内となる分散値の幅が約 ± 500 ps/nm となった。この値は周波数チャープなしの伝送速度 10Gb/s の RZ-OOK 信号の持つ値とほぼ同じであり、RZ-BPSK 信号としては妥当な値である [62]。以上の結果より、アシスト光入射のある場合は、変換された RZ-BPSK 信号が周波数チャープフリーであり、長距離伝送に適していると考えられる。

入力雑音耐性

図 3.25 に示すように、入力 NRZ-OOK 信号である制御光に光増幅器からの自然放出 (Amplified Spontaneous Emission : ASE) 雑音を付加することにより、制御光の光信号電力対雑音電力比 (Optical Signal to Noise Ratio : OSNR) を変化させた。入力信号の OSNR を変化させながら変換後の信号を観測し、変換動作の入力雑音耐性を評価した。アシスト光入射がある場合のみについて、入力 OSNR ごとに時間波形および BER を観測し、パワーペナルティを計算した。

図 3.36 に入力信号の OSNR に対してパワーペナルティをプロットしたグラフを示す。比較のため、NRZ-OOK 信号の変調フォーマットを変えずにそのまま波長変換した場合の入力雑音耐性も示している。変調フォーマット変換をした場合、波長変換のみの場合に比べて、入力雑音に対して敏感であること

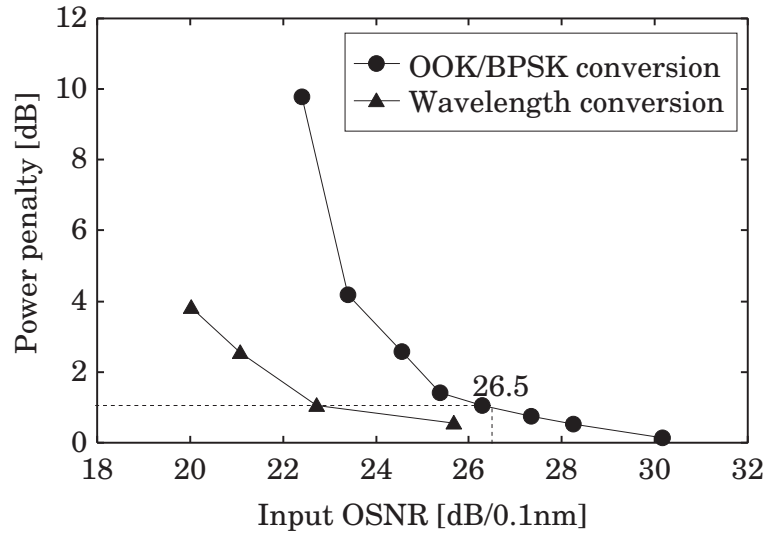


図 3.36 入力信号の OSNR に対するパワーペナルティ

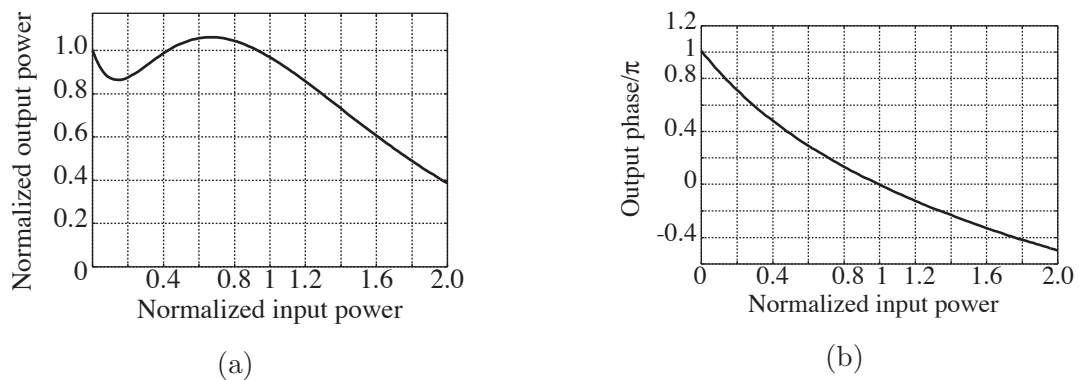


図 3.37 入力電力に対する伝達関数 (a) 出力電力 (b) 出力位相

がわかる。また、変調フォーマット変換をした場合、OSNR が劣化するとパワーペナルティが指数関数的に増加し、パワーペナルティを 1 dB 以下に抑えるには、26.5 dB 以上の OSNR を確保する必要がある。変調フォーマット変換をした場合に雑音耐性が劣化するのは、雑音の伝達関数によると考えられる。SOA-MZI を用いた変換動作において、入力の強度雑音は出力の強度雑音および位相雑音に変換されるが、波長変換の場合では、出力の位相成分は検波時に関係なく、出力の強度雑音のみが重要となる。入力電力に対する出力電力の伝達関数は、3.3 節で述べたように、MZI を形成することで正弦関数となり、2R 再生効果を有している。それに対し、変調フォーマット変換をする場合は、出力の強度と位相が検波時に参照されるため、出力の強度雑音および位相雑音が重要となる。図 3.37 に変調フォーマット変換をした場合の入力信号の電力に対する出力の電力および位相の伝達関数を示す。出力電力は MZI の干渉動作によって正弦関数の成分が入るため、非線形な関数となり、正規化入力電力 1 付近では、比較的緩やかな変動となる。それに対し、出力位相は SOA の相互位相変調に依存するため、線形に近い関数となり、強度雑音がほぼそのまま位相雑音に変換される。このように、変調フォーマット変換の場合は、入力の強度雑

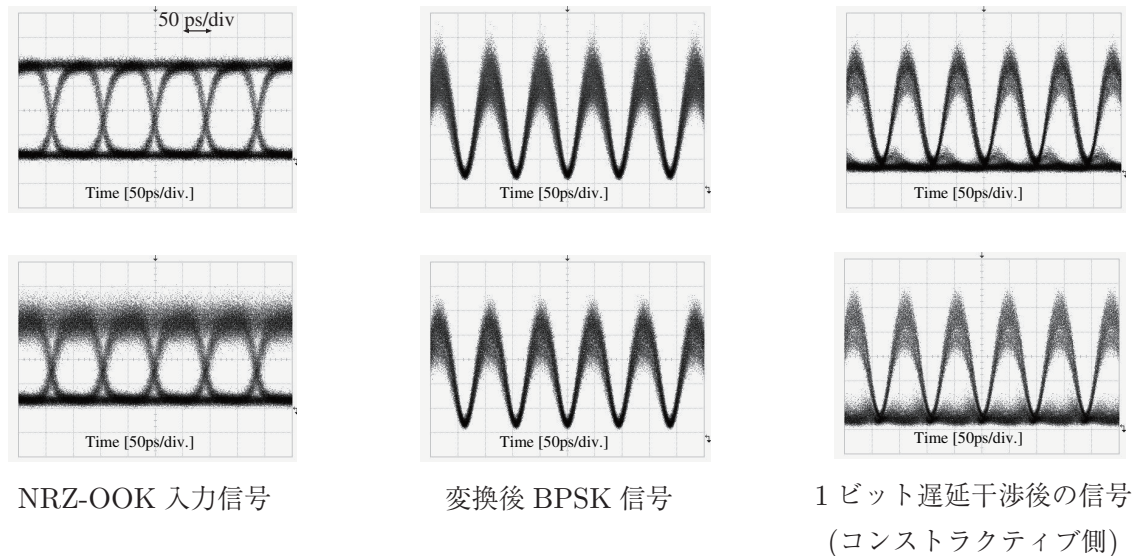


図 3.38 入力信号の OSNR を変えた時の時間波形 (上段)OSNR = 40.6 dB/0.1 nm (下段)OSNR = 22.6 dB/0.1 nm

音が、検波時に強度雑音と位相雑音となって影響するため、入力信号の OSNR 劣化に対して敏感になり、指数関数的にパワーペナルティが発生する。また、伝達関数の影響は変換後の波形からも観測できる。図 3.38 に入力信号の OSNR が高い場合 (OSNR=40.6 dB/0.1 nm) と低い場合 (OSNR=22.6 dB/0.1 nm) における、NRZ-OOK 入力信号、変換後 BPSK 信号、1 ビット遅延干渉後の信号 (コンストラクティブ側) の時間波形を示す。入力 OSNR が低い場合、入力信号の波形は大きな強度揺らぎを持っている。変換後の BPSK 信号はどちらの場合においても、強度揺らぎの大きさはあまり変わらず出力している。しかし、遅延干渉後の波形では、入力 OSNR が低くなると、アイ開口が小さくなる。これらの波形観測から、入力の強度雑音が出力の強度雑音よりも位相雑音に大きく影響していることがわかる。

入力 OSNR の劣化に対して敏感であったことから、入力信号光電力のダイナミックレンジも広くないと予想される。図 3.39 に入力信号光電力を変化させた時のパワーペナルティをダイナミックレンジとして示す。パワーペナルティが 1 dB 以下となる範囲は 1.5 dB となり、波長変換動作時よりも狭くなる結果となった [63]。以上の結果より、変調フォーマット変換の動作は入力の強度雑音と入力光電力に対して敏感であると言える。提案する変調フォーマット変換器の前に、2R 再生器や自動電力調整器を挿入することによって、実際のシステム上で運用することが可能になると予想される。

3.6 全光 OOK/QPSK 変換

本節では、SOA-MZI 型波長変換器を用いた、全光 OOK/QPSK 変換を提案する。まず、動作原理を説明し、その後、計算機シミュレーションにより変換動作の有効性を示す。そして、実験により提案する変換動作の実現可能性を示し、変換動作や変換後の信号の性能についても述べる。

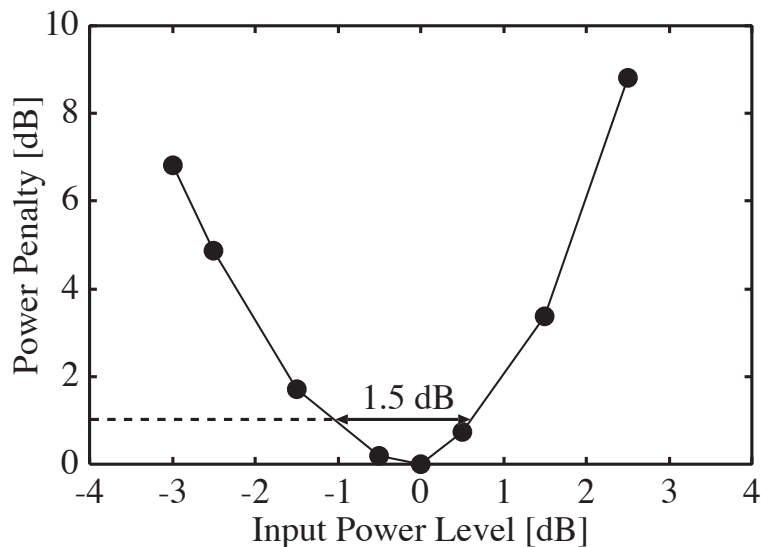


図 3.39 入力信号光電力のダイナミックレンジ

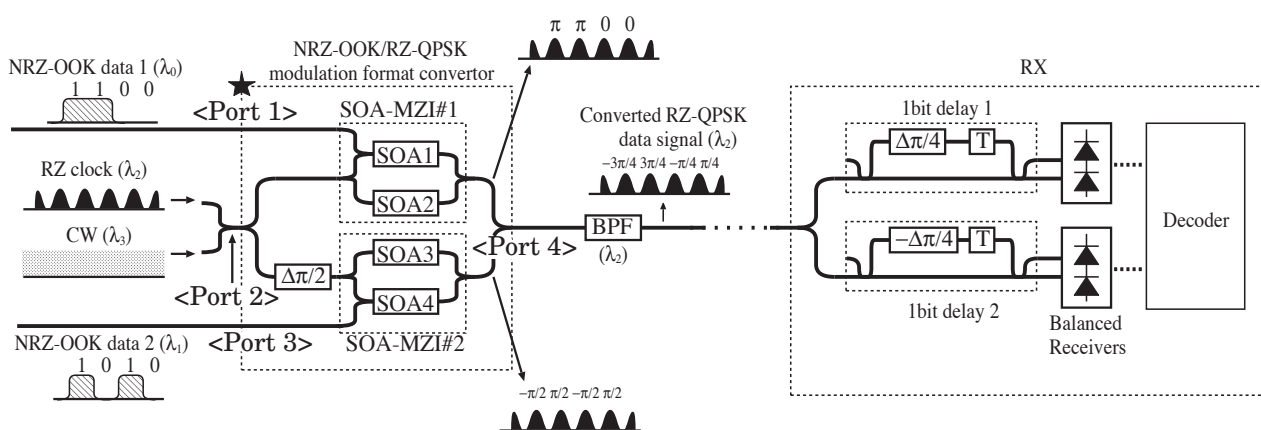


図 3.40 提案する NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換の概略図

3.6.1 動作原理

提案する NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換の概略を図 3.40 に示す。変調フォーマット変換器の基本的な構成は、2つの SOA-MZI を並列に設置して大きな MZI を構成し、一方のアームに $\pi/2$ 位相シフタを備え付けた形となる。それぞれの SOA-MZI において、前節で提案した方法を用いて NRZ-OOK 信号を RZ-BPSK 信号に変換し、変換された 2つの RZ-BPSK 信号を直交した位相関係で合波させることにより、RZ-QPSK 信号に変換する。

次に、変調フォーマット変換の動作原理の詳細を説明する。波長 λ_0 の NRZ-OOK データ信号 1 は、制御光 1 としてポート 1 より SOA-MZI#1 の SOA1 にのみ入射する。同様に、波長 λ_1 の NRZ-OOK データ信号 2 は、制御光 2 としてポート 3 より SOA-MZI#1 の SOA4 にのみ入射する。波長 λ_2 の RZ ク

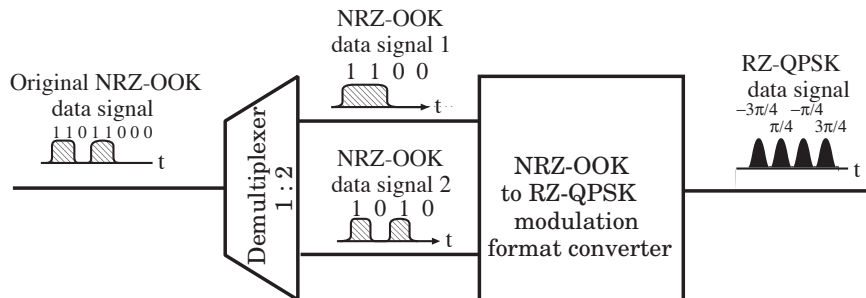


図 3.41 提案する OOK/QPSK 変換器の応用例

ロックパルスおよび波長 λ_3 の CW 光は、それぞれプローブ光およびアシスト光として、ポート 2 より両側アームの SOA-MZI#1 および #2 に入射する。SOA1 および SOA4 において、それぞれ制御光 1、2 の強度に応じて引き起こされる相互位相変調によってプローブ光の位相を「0」もしくは「 π 」に変調する。同時に起こる相互利得変調によるプローブ光の出力強度の符号依存性を、SOA2、3 においてそれぞれ強度および位相を調整されたプローブ光パルスによって補償する。このようにして、SOA-MZI#1 および #2 の出力で、それぞれ変換された RZ-BPSK 信号が得られる。ここで、SOA-MZI#1 の出力で得られる RZ-BPSK 信号 1 が制御光 1 の符号に応じて「0」および「 π 」の位相を持つとすると、SOA-MZI#2 の出力で得られる RZ-BPSK 信号 2 は、 $\pi/2$ 位相シフタを通過しているため、制御光 2 の符号に応じて「 $\pi/2$ 」および「 $-\pi/2$ 」の位相を持つ。これらの直交した位相関係にあり、同じ電界振幅を持つ 2 つの BPSK 信号を加え合わせると、同じ電界振幅を持ち、2 つの BPSK 信号の符号の組み合わせに対応した 4 通りの位相状態を持つ信号が出力する。その 4 通りの位相状態は、「 $\pi/4$ 」、「 $3\pi/4$ 」、「 $-3\pi/4$ 」、「 $-\pi/4$ 」となり、それぞれ直交した位相関係にあり、最終的に出力する信号は QPSK 信号となる。以上で示したように、入力した 2 つの OOK 信号の符号の組み合わせに対応した QPSK 信号が得られ、全光 NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換が可能となる。前節で述べた OOK/BPSK 変換と同様に、アシスト光は SOA 内のキャリア密度変化を高速化するために入射している。また、それぞれの SOA-MZI における OOK/BPSK 変換動作は独立に行われ、最後にフィルタでプローブ光波長成分のみを取り出すため、2 つの制御光の波長は等しい ($\lambda_0 = \lambda_1$) 場合においても OOK/QPSK 変換動作は問題なく動作する。出力される信号はプリコーディング処理された DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying) 信号ではないため、本変調フォーマット変換では図 3.40 に示す受信端で 1 ビット遅延干渉計と復号器を用いて復号するシステムを用いることを想定する。DQPSK 信号と同様に受信部では、QPSK 信号を分波後、2 種類の 1-bit 遅延干渉計にそれぞれ入射する。そして、差動受信器で電気信号に変換後、復号を行って元の信号を得ることが可能となる。また、コヒーレント検波を用いた場合も元の信号を得ることが可能である。

提案する OOK/QPSK 変換は 2 つの OOK 信号を多重して 1 つの QPSK を生成するため、原理的に信号多重の動作も含んでいる。このため、ゲートウェイノードにおいて、2 チャネルの信号を多重し、1 つの信号に変換するマルチプレクサとしての応用も期待できる。しかし、現在の技術を用いて 2 チャネルの信号の絶対的な同期を取るのには難しく、今のところ実現可能性は低い。また、受信器において 2 チャネルの信号を独立に取り出すには、コヒーレント検波が必要となる。そこで、提案する OOK/QPSK 変換器

表 3.2 SOA のパラメータ 2

記号	意味	値
L	SOA 長	$2.30 \times 10^3 \mu\text{m}$
w	活性層幅	$0.6 \mu\text{m}$
d	活性層厚	$0.2 \mu\text{m}$
Γ	閉じ込め係数	0.33
α	損失係数	65.0 cm^{-1}
β	自然放出光結合係数	10^{-4}
N_0	透明キャリア密度	$1.10 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$
N_p	利得ピークキャリア密度	$1.10 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$
a_1	利得係数 1	$2.00 \times 10^{-16} \text{ cm}^2$
a_2	利得係数 2	$1.40 \times 10^{-1} \text{ cm}^{-1} \text{ nm}^{-2}$
a_3	利得係数 3	$1.70 \times 10^{-18} \text{ cm}^3 \text{ nm}$
λ_p	利得ピーク波長	1570 nm
$\frac{d\bar{n}}{dN}$	キャリア密度に対する屈折率変化率	$-1.2 \times 10^{-20} \text{ cm}^3$
v_g	群速度	$9.5 \times 10^7 \text{ m s}^{-1}$

を用いる場合は、図 3.41 に示すように変換器の前にデマルチプレクサ (Demultiplexer) を挿入することを想定する。ゲートウェイノードに入射された OOK 信号は、デマルチプレクサによって 2 つの OOK 信号に分けられ、それぞれ制御光 1 および 2 として OOK/QPSK 変換器に入射される。なお、OOK 信号をデマルチプレクサで分割する際、伝送速度は半分に、パルス幅は倍にする必要がある。伝送速度を半分にするには全光伝送速度変換器 (TDM/WDM 変換器)[35] と、全光パルス幅変換器 [64] や全光 RZ/NRZ 変換 [19][21] を組み合わせる必要がある。また、デマルチプレクサで分割した 2 つの OOK 信号の時間の同期を取る必要がある。

3.6.2 計算機シミュレーション

3.4 節で述べたキャリアレート方程式に基づくシミュレーションモデルを用いて計算機シミュレーションを行った。計算機シミュレーションに用いた SOA のパラメータを表 3.2 に示す。これらのパラメータは、実際に実験で用いる SOA のデータを参考にフィッティングしたパラメータである。図 3.40 に示すポート 1~3 でそれぞれ、SOA-MZI 素子の入射ポートから SOA 入射端までの損失は 8.5 dB、12.0 dB、8.5 dB とした。また、SOA 出射端から出射ポート 4 までの損失は 12.0 dB とした。シンボルレートを 10 Gsymbol/s とし、SOA-MZI#1 出力での RZ-BPSK 信号の時間波形および位相、変調フォーマット変換後の QPSK 信号の時間波形および位相を、アシスト光のある場合のみについてそれぞれ計算した。制御光 1、2 の波長およびピーク電力は等しい値とした。制御光、プローブ光、アシスト光の波長はそれぞれ、1545.3 nm、1535.0 nm、1542.0 nm とし、それぞれのピーク電力は、5.9 dBm、3.0 dBm、10.0 dBm とした。SOA-MZI#1 および #2 の注入電流は等しく設定し、SOA1 および 4 への注入電流を 800

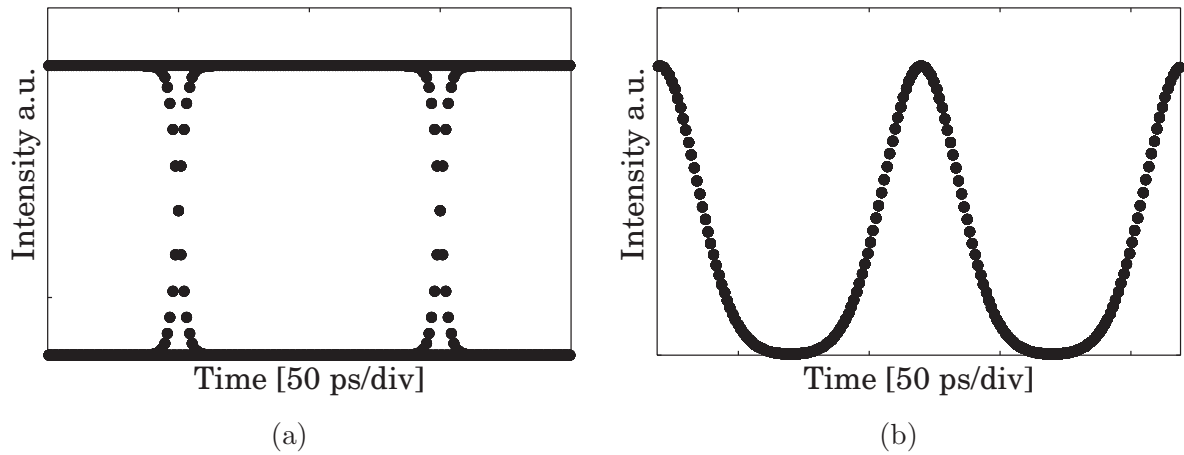


図 3.42 入力時間波形 (a) 制御光 (b) プローブ光

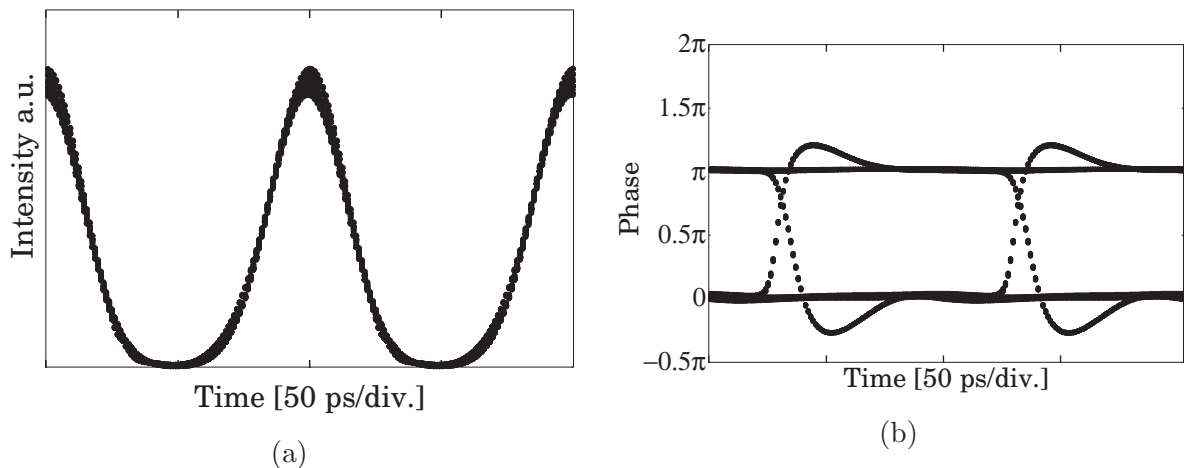


図 3.43 SOA-MZI#1 出力の BPSK 信号 (a) 時間波形 (b) 位相

mA、SOA2 および 3 への注入電流を 211 mA に設定した。制御光 1 および 2 のパターンは、どちらもデータ長 2^5-1 の PRBS 信号とした。図 3.42(a)、(b) に制御光およびプローブ光の入力時間波形をそれぞれ示す。プローブ光パルス列のデューティ比は 33% とした。また、SOA の応答時間を考慮して、プローブ光パルスは制御光のビットスロットの中心から 20ps の遅延を与えて挿入した。

SOA-MZI#1 出力の BPSK 信号の時間波形および位相の計算結果を図 3.43 に示す。わずかにパターン効果の影響が現れ、波形および位相に揺らぎが観測できるが、時間波形はきれいな RZ パルス列となり、パルスのピーク付近では位相が「 0 」および「 π 」で安定している。この BPSK 信号と、 $\pi/2$ 位相シフトさせた BPSK 信号を合波させた QPSK 信号の時間波形および位相の計算結果を図 3.44 に示す。時間波形は RZ パルス列となり、位相はパルスのピーク付近において「 0 」、「 $\pi/2$ 」、「 π 」、「 $3\pi/2$ 」で安定している。これらの結果から、計算機シミュレーションにより、提案した NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換法が有効であることが示された。しかし、QPSK 信号は時間波形において BPSK 信号の波形よりも強度揺らぎが大きくなって出力された。出力 QPSK 信号の強度揺らぎが大きく、位相揺らぎが小さいことは、2 つ BPSK 信号の干渉動作によると考えられる。

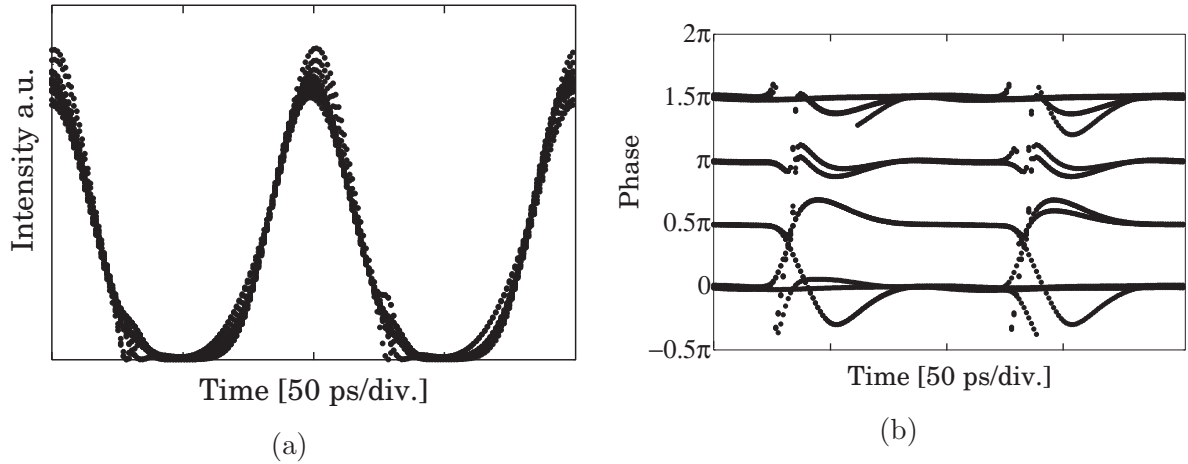


図 3.44 2つの BPSK 信号を合波させた QPSK 信号 (a) 時間波形 (b) 位相

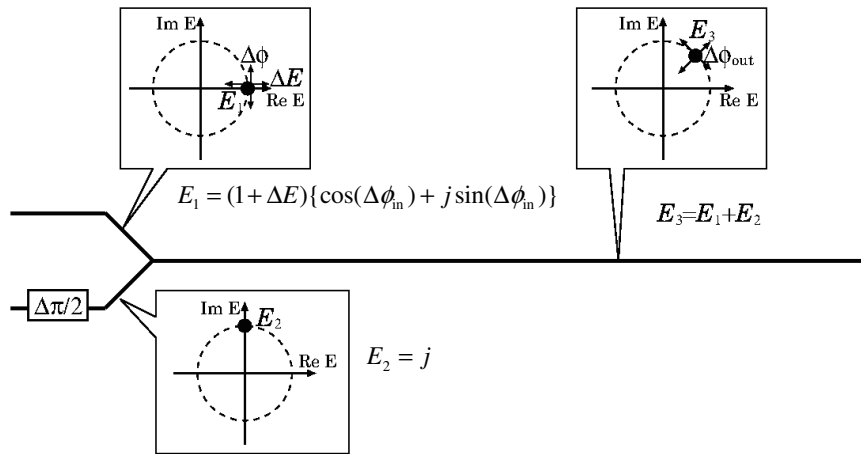


図 3.45 BPSK 信号の揺らぎに対する干渉後の QPSK 信号の出力伝達関数の考察モデル

干渉前の BPSK 信号の揺らぎが干渉後の QPSK 信号の揺らぎに与える影響を示すために、図 3.45 に示す干渉前の BPSK 信号の強度および位相揺らぎに対する干渉後の QPSK 信号の強度および位相の伝達関数を考える。位相「0」の信号 E_1 と位相「 $\pi/2$ 」の信号 E_2 との干渉において、 E_1 のみが強度および位相に揺らぎを持っているとする。強度の代わりに電界振幅の揺らぎを ΔE と定義し、位相揺らぎを $\Delta\phi_{in}$ 、揺らぎのないときの電界振幅を 1 とすると、 E_1 は、

$$E_1 = (1 + \Delta E) [\cos(\Delta\phi_{in}) + j \sin(\Delta\phi_{in})] \quad (3.67)$$

と表せる。また、 E_2 は揺らぎを持たないと仮定すると、

$$E_2 = j \quad (3.68)$$

となる。よって、干渉後の出力の強度 $|E_3|^2$ および位相揺らぎ $\Delta\phi_{out}$ は次式で表される。

$$|E_3|^2 = |E_1 + E_2|^2 = 1 + \Delta E + \frac{1}{2}(\Delta E)^2 + (1 + \Delta E) \sin(\Delta\phi_{in}) \quad (3.69)$$

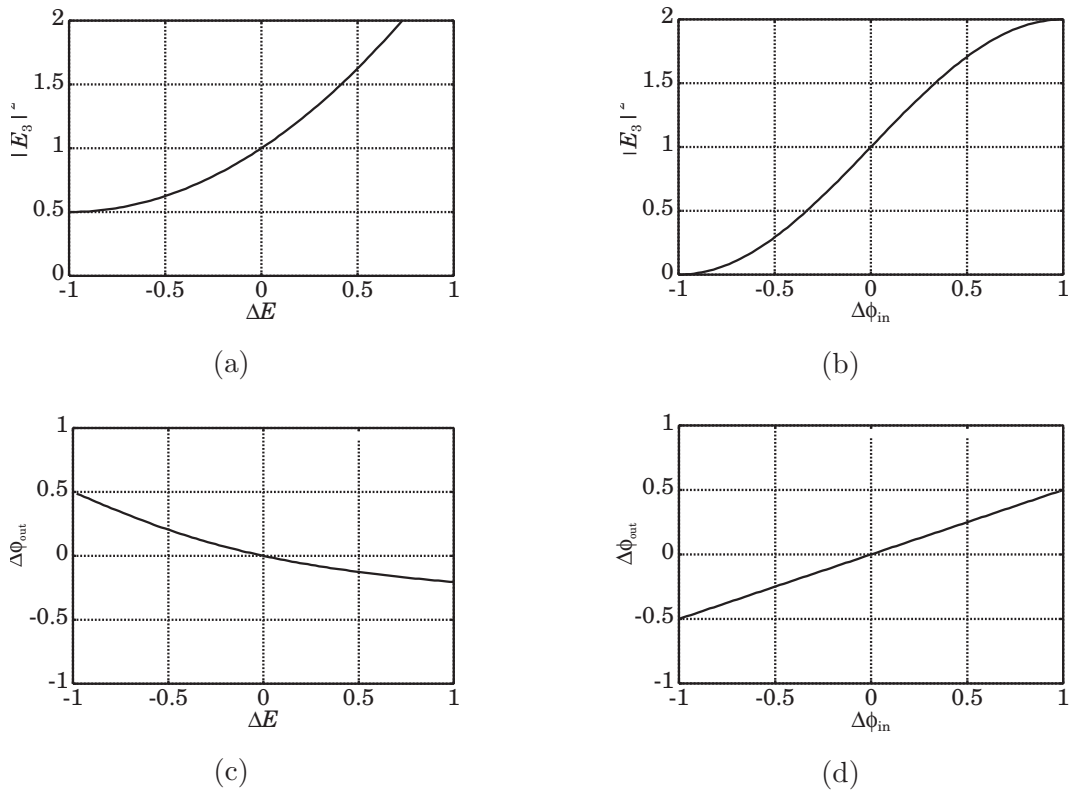


図 3.46 干渉前の BPSK 信号の揺らぎに対する干渉後の QPSK 信号の出力の伝達関数 (a) ΔE 対 $|E_3|^2$ (b) $\Delta\phi_{in}$ 対 $|E_3|^2$ (c) ΔE 対 $\Delta\phi_{out}$ (d) $\Delta\phi_{in}$ 対 $\Delta\phi_{out}$

$$\Delta\phi_{out} = \arctan\left[\frac{1 + (1 + \Delta E) \sin(\Delta\phi_{in})}{(1 + \Delta E) \cos(\Delta\phi_{in})}\right] - \frac{\pi}{4} \quad (3.70)$$

図 3.46 に $|E_3|^2$ 、 $\Delta\phi_{out}$ の伝達関数をそれぞれ ΔE 、 $\Delta\phi_{in}$ についてプロットしたグラフを示す。出力強度は入力電界の 2 次関数および入力位相の正弦関数となり、入力揺らぎがない付近においては傾きが大きくなり、出力の強度が揺らぎやすい結果となる。それに対し出力位相は逆正接関数となり、入力揺らぎがない付近においては傾きが小さくなり、出力の位相が揺らぎにくい結果となる。このため、計算した変換後出力の QPSK 信号は、強度にわずかな揺らぎを持ち、位相が安定した結果となる。QPSK 信号は BPSK 信号に比べて、信号間距離が近く、信号間の位相差も半分となるため、検波時に位相揺らぎの影響が大きくなる。提案する方法で得られる QPSK 信号は位相が安定しているため、強度に多少の揺らぎが存在しても、アイ開口が確認できると考えられる。

3.6.3 原理確認実験

図 3.47 に実験に使用した NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換器の構成図を示す。1 つの半導体チップ上に並列に 4 つの SOA を集積化し、精密な温度制御を行う素子を製作するのが困難であったため、外側の大きな MZI は空間光学系を用いて構成した。図に示すように、MZI は、プローブパルスを用いて 1:1 ビームスプリッター (Beam Splitter : BS)1 で分波し、最後に 1:1 BS2 で合波することによって、干渉計を構成し

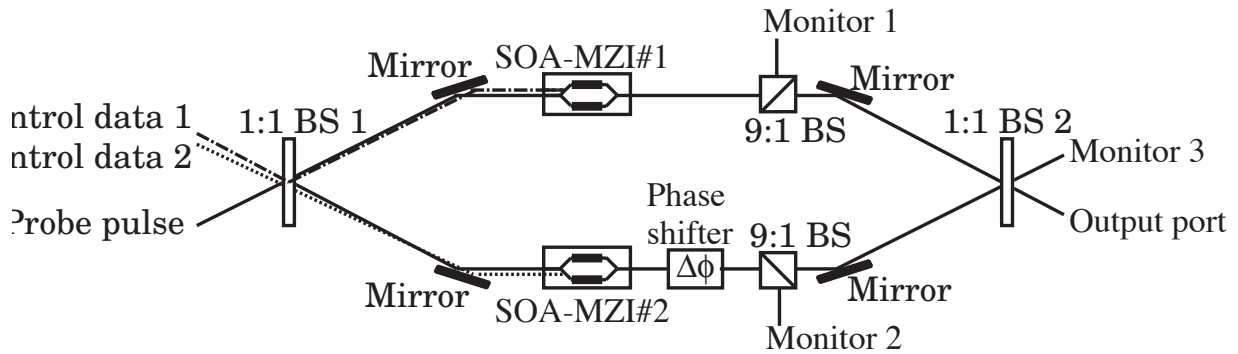


図 3.47 実験に使用した NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換器の構成

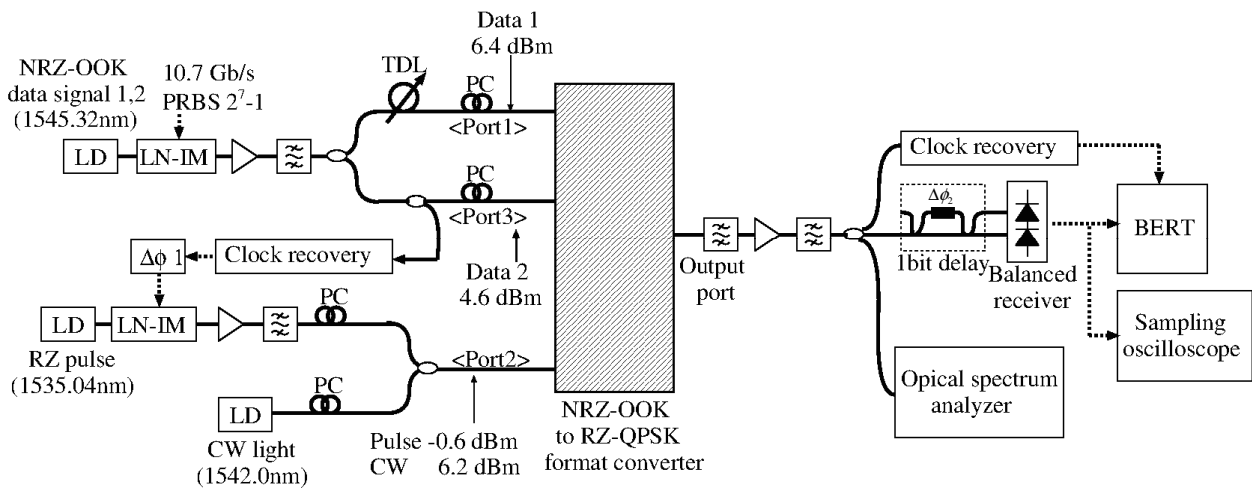


図 3.48 NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換の原理確認実験系

ている。MZI の両側のアームにそれぞれ SOA-MZI を設置し、片側のアームにのみ位相調整器 ($\Delta\phi$) を挿入した。実際に両アームの長さを正確に等しくすることは不可能であるため、2つの BPSK 信号の位相関係が直交関係となるように、位相調整器において光路長の調整を行う。位相調整器は、ガラス基板を温度調整し、温度による屈折率変化によって光路長を調整できる仕組みとなっている。また、それぞれの SOA-MZI 出力で得られる BPSK 信号を観測するために、9:1 BS を上下のアームに設置し、1/10 の電力で分波された信号をモニタする。2つの制御光は、光学設計上、それぞれ SOA-MZI の所望のポートに直接入射することができないため、ある角度を付けて 1:1 BS1 に入射させ、プローブ光と平走してそれぞれ所望のポートに入射される。変換器の MZI の光路長を安定させるため、変換器全体の温度を室温に調整して使用した。

OOK/QPSK 変換器に使用した SOA-MZI の基本構成および概観は 3.5.3 節で述べた素子とはほぼ同じである。ただし、実験に用いた素子には、さらに高速化のために、進行方向の長さを $2300\mu\text{m}$ に長尺化し、キャリアと光子の相互作用を強めるために活性層構造の最適化を計った SOA を用いた [23]。それぞれの SOA には直流電流源を接続し電流注入を行い、ペルチェ素子を用いて温度制御を行う。

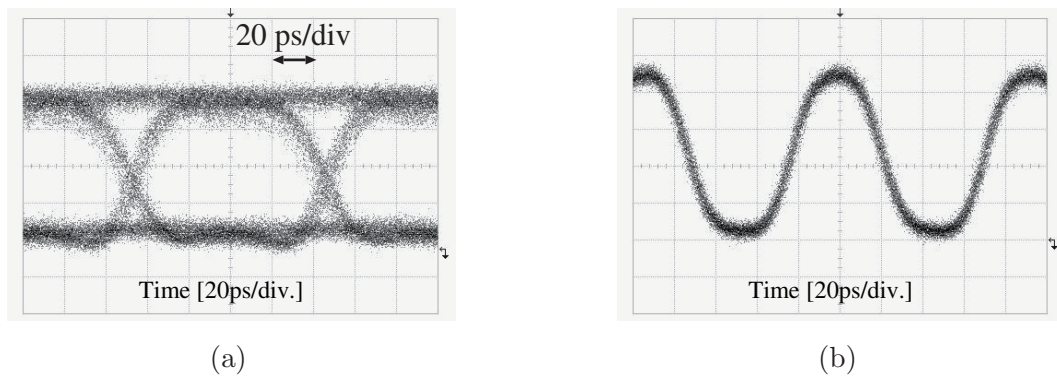


図 3.49 入力時間波形 (a) 制御光 (b) プローブ光

図 3.48 に NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換の原理確認実験系を示す。半導体レーザからの CW 光を、10.7 Gb/s の PRBS 電気信号 (PN 7 段) を用いて LN 強度変調器で変調して NRZ-OOK データ信号を生成した。生成した NRZ-OOK データ信号を 3dB 光カプラで 2 つに分波し、それぞれ制御光 1 および 2 として NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換器のポート 1 および 3 に入射した。また、制御光 2 からクロック再生した電気信号により CW 光を LN-IM で変調し、RZ クロックパルス列 (デューティ比=50%) を生成し、プローブ光としてポート 2 に入射した。図 3.49(a)、(b) にそれぞれ制御光およびプローブ光の時間波形を示す。さらに、CW 光であるアシスト光は、プローブ光と合わせてポート 2 に入射した。変換器中において、制御光パルス 1 と 2、プローブ光パルスが全て重なるように、可変遅延線 (TDL) とクロック信号の位相調整器 ($\Delta\phi_1$) を用いて、制御光パルス 1 とプローブ光パルスのタイミングをそれぞれ調整した。制御光、プローブ光、アシスト光の波長はそれぞれ、1545.3 nm、1535.0 nm、1542.0 nm とした。制御光 1、2、プローブ光、アシスト光の平均入射電力はそれぞれ 6.4 dBm、4.6 dBm、-0.6 dBm、6.2 dBm に設定した。SOA の利得は偏波依存性があるため、それぞれの入力光の偏波を、偏波コントローラを用いて、SOA 中の利得が最大になるように調整した。変調フォーマット変換後の信号は、1bit 遅延干渉計に入射後、差動受信を行った。第二章で説明したように、1bit 遅延干渉計中の位相シフト $\Delta\phi_2$ は $\pi/4$ または $-\pi/4$ に調整するが、位相シフトによって出力する信号パターンが異なるため、本論文においては、 $\Delta\phi_2 = \pi/4$ の時の出力パターンをチャンネル 1、 $\Delta\phi_2 = -\pi/4$ の時の出力パターンをチャンネル 2 と定義する。差動受信後の電気信号をビット誤り率テストに入力し、BER を測定した。時間波形、光スペクトルおよび BER を観測し、変換動作を評価した。

図 3.50 に 1bit 遅延干渉前の変換後 QPSK 信号の時間波形および光スペクトルを示す。アシスト光入射があるため、連続パルス列が時間波形から観測され、キャリア成分が抑えられた QPSK 信号のスペクトルが得られた。しかし、パルス列は強度揺らぎを持って出力された。これは、前節で述べたように、干渉計で 2 つの BPSK 信号を加え合わせる際に、BPSK 信号の持つパターン効果によるわずかな揺らぎが強調され、QPSK 信号の強度揺らぎとなって現れているためである。スペクトルはわずかに長波長側が持ち上がる形になっているが、これは観測のために通過した光アンプの特性が現れていると考えられる。また、図 3.51 に 1bit 遅延干渉後の時間波形を、それぞれのチャンネルおよびそれぞれの出力ポートについて示す。全てのチャンネル、全てのポートにおいてアイ開口が確認でき、同様の出力波形が観測された。干

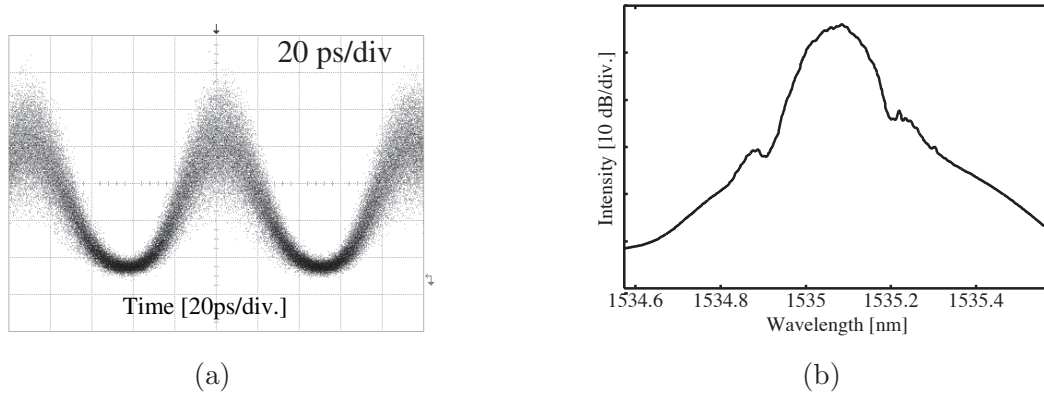


図 3.50 1-bit 遅延干渉前の変換後 QPSK 信号 (a) 時間波形 (b) 光スペクトル

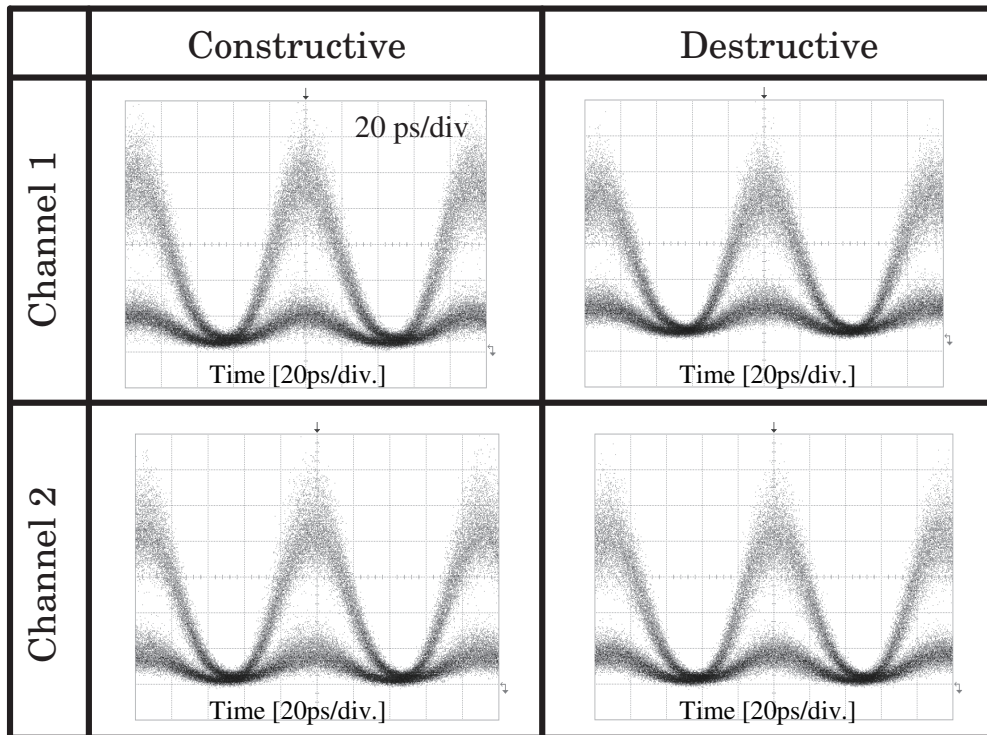


図 3.51 1bit 遅延干渉後の時間波形

渉前の波形が強度揺らぎを持っているにも関わらず、アイが開いたのは、変換された QPSK 信号の位相が安定しているためである。また、同様の波形が観測されたことより、変換された QPSK 信号の位相が $\pi/4$ 間隔できれいに変調されていると考えられる。以上の結果から示したように、定性的な特徴は前小節に示したシミュレーション結果と一致した。

図 3.52 に差動受信後の時間波形を、それぞれチャンネル 1 および 2 について示す。差動受信によりアイがきれいに開き、どちらの波形もほぼ同程度のアイ開口となった。最後に、BER の測定結果を図 3.53 に示す。受信光電力に対して BER はほぼ直線となり、入力光電力がさらに大きい領域ではエラーフリー

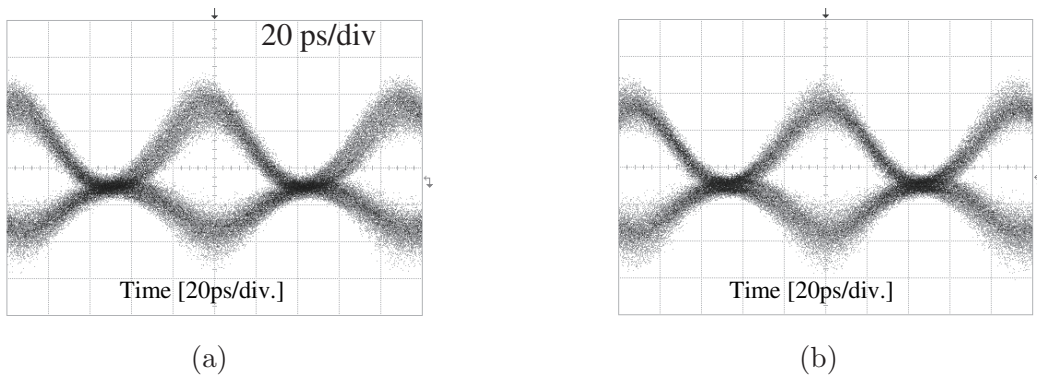


図 3.52 差動受信後の時間波形 (a) チャンネル 1 (b) チャンネル 2

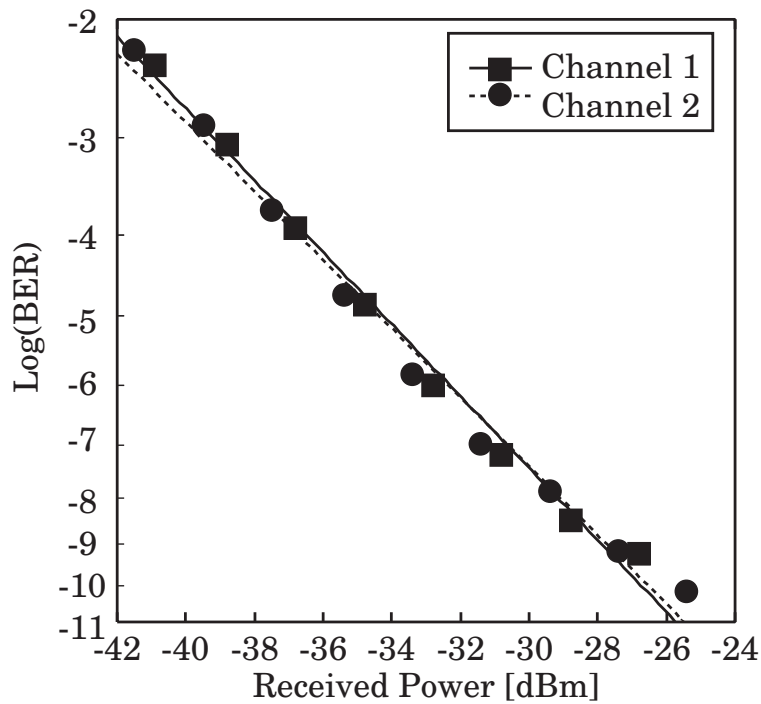


図 3.53 BER 測定結果

での変調フォーマット変換動作が期待できる。以上の実験結果から、シミュレーションで示した通り、NRZ-OOK 信号を RZ-QPSK 信号に変換できることが実験的に確認できた。

3.6.4 変換性能確認実験

前小節において、提案した NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換が実現可能であることを示した。本小節では、変換後に得られる信号や変換動作の特徴を調べる実験について述べる。変換後の信号の性能として分散耐性を調べ、変換動作の性能として 2 つの入力信号間の時間遅延に対する耐性を調査した。

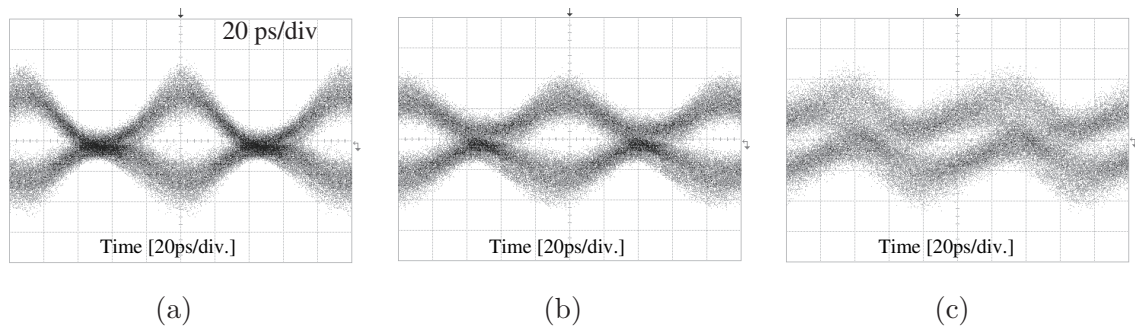


図 3.54 分散を与えた時の差動検波後の時間波形 (チャンネル 1) (a) +310ps/nm (b) +465ps/nm (c) +775ps/nm

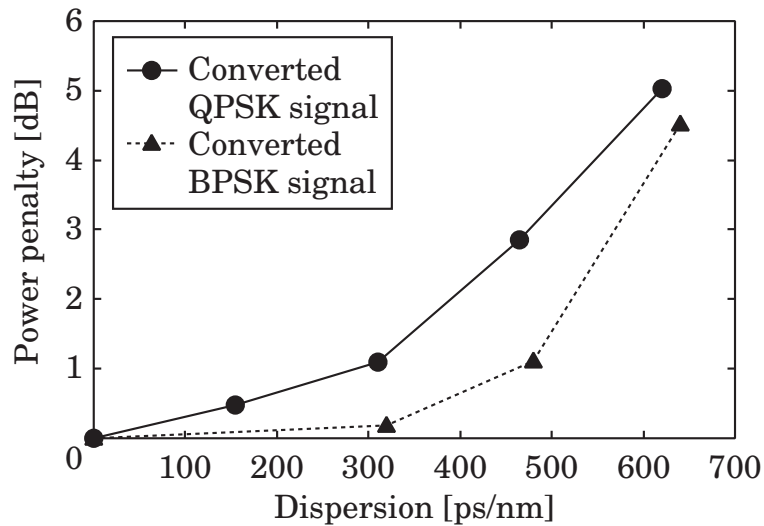


図 3.55 与えた分散値に対するパワーペナルティ

分散耐性

変調フォーマット変換した信号をシングルモードファイバ (Single Mode Fiber : SMF) 中を伝送させることによって波長分散に対する耐性を調べた。適当な長さの SMF を組み合わせることによって疑似的な正の波長分散を与え、分散値ごとに伝送後の時間波形および BER を観測し、パワーペナルティを計算した。前小節の実験結果により、変換後の信号はチャンネル 1 および 2 においてほぼ同じ結果が観測されたため、分散耐性はチャンネル 1 についてのみの結果を示す。

図 3.54 に分散を与えた場合のチャンネル 1 の信号の差動受信後の時間波形を示す。また、図 3.55 に与えた分散値に対してパワーペナルティをプロットしたグラフを示す。比較のため、3.5.4 節で示した RZ-BPSK 信号の正の分散耐性も同時に示している。+310ps/nm の分散を与えた場合 (SMF 20km 伝送後)、わずかな信号劣化が観測されるのみで、きれいなアイ開口が確認でき、パワーペナルティは 1.1dB となった。+465ps/nm の分散を与えた場合 (SMF 20km 伝送後)、信号劣化が深刻となり、パルスが広がり、アイ開口も狭くなった。+775ps/nm の分散を与えた場合 (SMF 20km 伝送後)、波形広がりのため

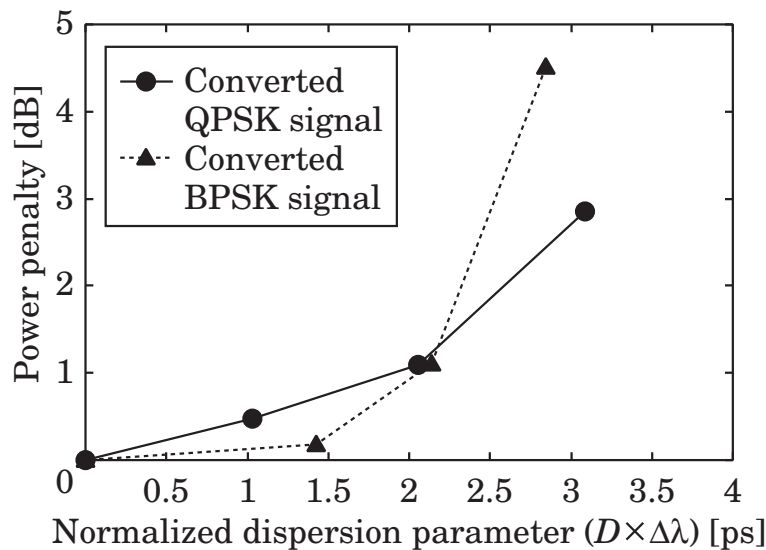


図 3.56 規格化分散値パラメータに対するパワーペナルティ

めにクロック再生ができなくなり、アイ開口も確認できなかった。パワーペナルティが 1dB となる分散値の幅は約 +310ps/nm となり、BPSK 変換の測定結果よりも劣化した分散耐性を示した。原理的には変換された QPSK 信号と BPSK 信号は同程度の分散耐性を示すはずであるが、異なる分散耐性を示したのは、位相変調するプローブ光パルスのデューティ比やパルスの方式が異ったためである。実験において、QPSK 変換の際はデューティ比が 50% の RZ パルスを、BPSK 変換の際はデューティ比が 66% の搬送波抑圧 RZ(Carrier-Suppressed RZ : CSRZ) パルスをを用いた。このため、変換後の信号のスペクトル幅が異なり、変換後の BPSK 信号はスペクトルの半値全幅が 0.0045nm であったのに対し、変換後の QPSK 信号はスペクトルの半値全幅が 0.0067nm となり、変換後の BPSK 信号の約 1.5 倍のスペクトル幅を持っていた。この差を考慮して、分散値 D とスペクトル幅 $\Delta\lambda$ の積である規格化分散値パラメータを考える。規格化分散値パラメータに対するパワーペナルティを図 3.56 に示す。規格化によってそれぞれの分散耐性の幅は規格化前より近付いた。この結果より、提案方法によって変換された QPSK 信号は、シンボルレート 10 GSymbol/s、デューティ比 50% の RZ-QPSK 信号として、妥当な分散耐性を持つと考えられる。[62]、[65]。実験において、デューティ比 66% の CSRZ パルス列をプローブ光として用いて全光 NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換を行えば、得られる RZ-QPSK 信号は、変換された BPSK 信号と同程度の分散耐性を示すと期待される。QPSK 信号の 1 符号中のビット数が BPSK 信号の 2 倍である点を考えると、同じ伝送速度においては QPSK 信号は単純に BPSK 信号の 2 倍の分散耐性を示すため、提案する変換方法によって得られた RZ-QPSK 信号は、分散耐性の点においても長距離伝送に適していると考えられる。

入力信号間の時間遅延耐性

3.6.1 節で述べたように、異なる 2 チャンネルの NRZ-OOK 信号から RZ-QPSK 信号に変換する場合、2 つの NRZ-OOK 信号の入射タイミングが等しいとは限らない。一方の NRZ-OOK 信号からクロックを

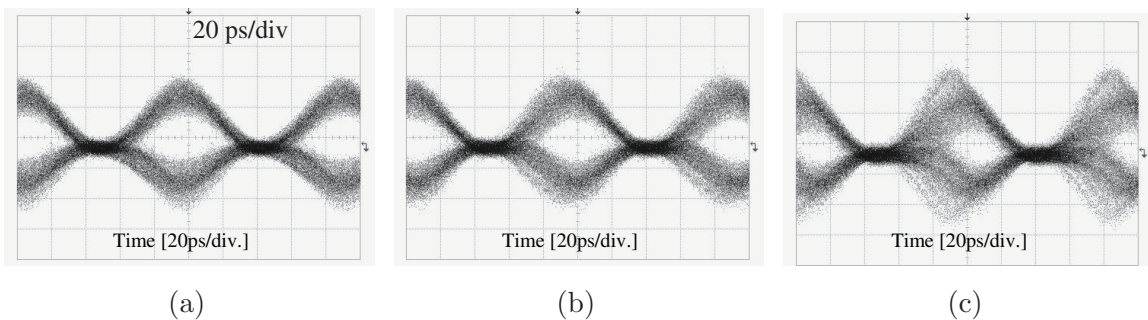


図 3.57 入力 NRZ-OOK 信号 1 の入射タイミングをずらした時の差動検波後の時間波形 (チャンネル 1) (a) +17ps (b) +27ps (c) +37ps

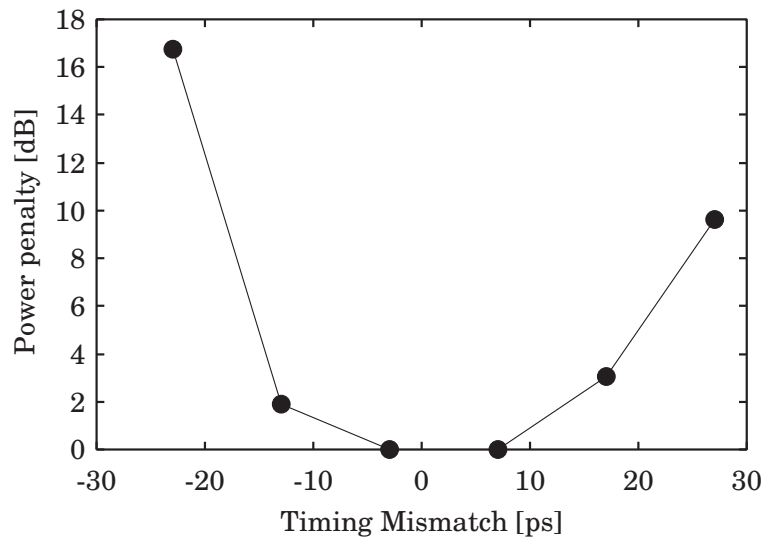


図 3.58 入力 NRZ-OOK 信号 1 の入射タイミングずれに対するパワーペナルティ

再生し、プローブ光パルス列を生成するシステム上においては、その2つのパルスのタイミングは調整できるため、もう一方の NRZ-OOK 信号のタイミングのみがずれる。そのため、図 3.48 に示す実験系において、NRZ-OOK 信号 1 のタイミングを TDL を用いてずらし、信号間の時間遅延ごとに時間波形および BER を観測し、パワーペナルティを計算した。タイミングずれに対する耐性に関しても、チャンネル 1 についてのみの結果を示す。

図 3.57 に入力 NRZ-OOK 信号 1 の入射タイミングを遅らせた場合のチャンネル 1 の信号の差動受信後の時間波形を示す。また、図 3.58 に入力 NRZ-OOK 信号 1 の時間遅延に対してパワーペナルティをプロットしたグラフを示す。本節において、正の時間遅延は遅れを、負の時間遅延は早さを示している。時間遅延が +17ps の場合、アイの左側がわずかに狭くなり、3 dB 以上のパワーペナルティが発生した。さらに 10ps、20ps 遅らせると、アイの左側が除々につぶれ、右側がわずかに開くのみとなり、パワーペナルティは急激に増加する。入射タイミングを早めた場合は、アイの右側から除々につぶれ、タイミングを遅らせた時と同様、急激な劣化を示す。パワーペナルティが 1dB 以内となる時間遅延の幅は約 ± 10 ps と

なった。この値は、入力する NRZ-OOK 信号または変換された QPSK 信号をモニタし、電気駆動させた TDL にフィードバックさせてタイミングを調整するシステムを用いれば、制御可能と考えられる。具体的な方法として、(a) NRZ-OOK 信号と RZ パルス列を入射する図 3.40 の SOA1 や SOA4 の出力において、四光波混合成分の光電力をモニタし、光電力が最大となる点を最適とする方法や、(b) 変換された QPSK 信号のアイパターンをモニタし、アイ開口をパラメータ化して、アイ開口が最も大きくなる点を最適とする方法、等が考えられる。

3.7 全光 OOK/16QAM 変換

本節では、SOA-MZI 型波長変換器を用いた、全光 OOK/16QAM 変換を提案する。まず、動作原理を説明し、その後、計算機シミュレーションにより変換動作の有効性を示す。そして、入力信号の波形歪みに対する耐性を示す。

3.7.1 動作原理

提案する NRZ-OOK/RZ-16QAM 変換の概略を図 3.59 に示す。変調フォーマット変換器の基本的な構成は、前節で提案した NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換器を並列に 2 つ配置した構成となる。それぞれの NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換器にて 2 つの NRZ-OOK 信号を RZ-QPSK 信号に変換し、変換された 2 つの RZ-QPSK 信号を 1:4 光カプラで合波することにより RZ-16QAM 信号に変換する [40]。

次に、変調フォーマット変換の動作原理の詳細を説明する。波長 $\lambda_1 \sim \lambda_4$ の NRZ-OOK データ信号 1 ~ 4 は、制御光 1 ~ 4 としてポート 1 ~ 4 より NRZ-OOK/RZ-16QAM 変換器に入射する。NRZ-OOK 信号 1 および 2 は、上側のアームの NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換器 1 に、NRZ-OOK 信号 3 および 4 は、下側のアームの NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換器 2 にそれぞれ入射する。波長 λ_0 の RZ クロックパルスおよび波長 λ_5 の CW 光は、それぞれプローブ光およびアシスト光として、ポート 5 より両側アームの NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換器 1 および 2 に入射する。NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換器 1 において、NRZ-OOK 信号 1 および 2 より 2 つの BPSK 信号が生成され、生成された 2 つの BPSK を直交位相関係で合波することにより、RZ-QPSK 信号 1 が生成される。同様に、NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換器 2 において RZ-QPSK 信号 2 が生成される。最終的に RZ-QPSK 信号 1 および 2 を 1:4 光カプラで合波し、光帯域フィルタでプローブ光波長以外の光を抑圧することにより RZ-16QAM 信号を得る。OOK/BPSK 変換および OOK/QPSK 変換と同様に、アシスト光は SOA 内のキャリア密度変化を高速化するために入射している。また、それぞれの SOA-MZI における OOK/BPSK 変換動作は独立に行われ、最後にフィルタでプローブ光波長成分のみを取り出すため、4 つの制御光の波長は等しい ($\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = \lambda_4$) 場合においても OOK/16QAM 変換動作は問題なく動作する。出力される信号は、第 2 章で記述したコヒーレント検波器を用いて受信するシステムを想定する。

3.7.2 計算機シミュレーション

3.4 節で述べたキャリアレート方程式に基づくシミュレーションモデルを用いて計算機シミュレーションを行った。計算機シミュレーションに用いた SOA のパラメータは、前節の OOK/QPSK 変換の計算

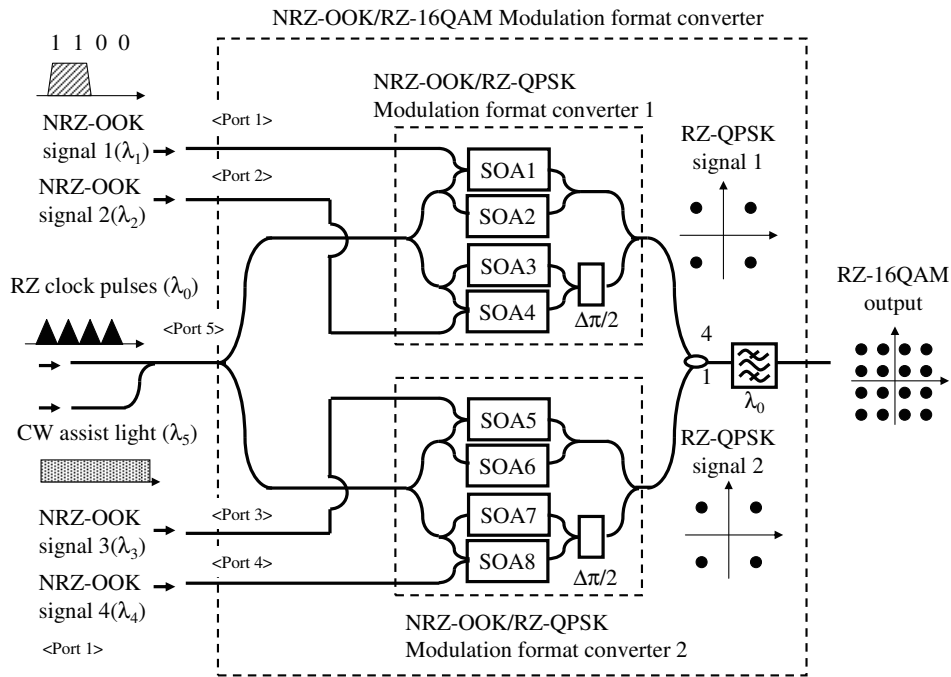


図 3.59 提案する NRZ-OOK/RZ-16QAM 変換の概略図

機シミュレーションに用いた表 3.2 のパラメータと同じ値とした。図 3.59 に示すポート 1~5 でそれぞれ、SOA-MZI 素子の入射ポートから SOA 入射端までの損失は 8.5 dB、8.5 dB、8.5 dB、8.5 dB、15.0 dB とした。また、SOA 出射端から出力ポートまでの損失は 15.0 dB とした。シンボルレートを 10 Gsymbol/s とした。制御光 1~4 の波長およびピーク電力は等しい値とした。制御光、プローブ光、アシスト光の波長はそれぞれ、1545.3 nm、1535.0 nm、1542.0 nm とした。アシスト光電力が大きい場合と小さい場合について変換された RZ-16QAM 信号の時間波形および I-Q ダイアグラムを計算した。制御光、プローブ光、アシスト光のそれぞれのピーク電力は 8.9 dBm、3.0 dBm とした。アシスト光電力は、小さい場合は 8.5 dBm、大きい場合は 10.0 dBm とした。4 つの SOA-MZI の注入電流は等しく設定し、SOA1 および 4、5、8 への注入電流を 800 mA、SOA2 および 3、6、7 への注入電流を 211 mA に設定した。制御光 1~4 のパターンは、それぞれデータ長 2^7-1 の PRBS 信号とした。プローブ光パルス列のデューティ比は 33% とした。また、SOA の応答時間を考慮して、プローブ光パルスは制御光のビットスロットの中心から 20 ps の遅延を与えて挿入した。

変換された RZ-16QAM 信号の時間波形を図 3.60 に示す。アシスト光電力が 8.5 dBm の場合にはパターン効果の影響によりアイの開口が小さくなるが、アシスト光電力が 10.0 dBm の場合にはきれいなアイの開口が得られた。変換された RZ-16QAM 信号の I-Q ダイアグラムを図 3.61 に示す。図中の (1,0,1,0) は入力 NRZ-OOK 信号 1 および 3 がマーク ("1") であり、入力 NRZ-OOK 信号 2 および 4 がスペース ("0") であることを示す。アシスト光電力が 8.5 dBm の場合には、信号のパターンによって強度および位相に揺らぎが生じる結果となった。特に入力 NRZ-OOK 信号が "0" の場合にキャリア変動が大

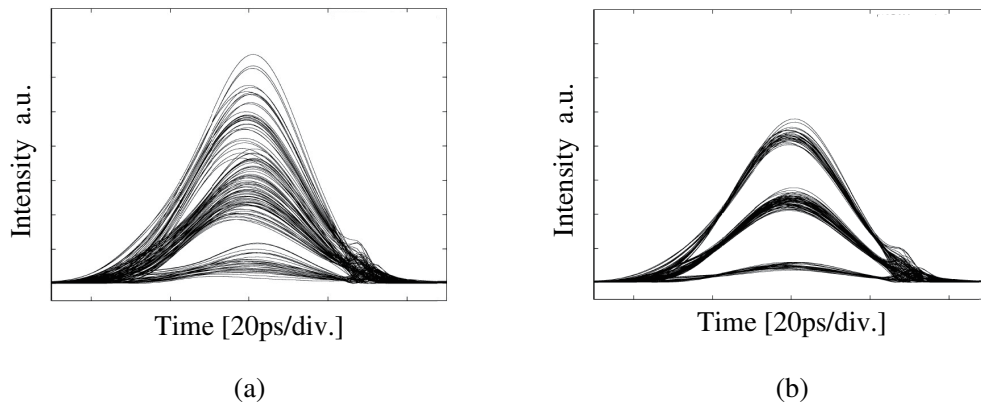


図 3.60 変換された RZ-16QAM 信号の時間波形 (a) アシスト光電力 8.5 dBm の場合 (b) アシスト光電力 10.0 dBm の場合

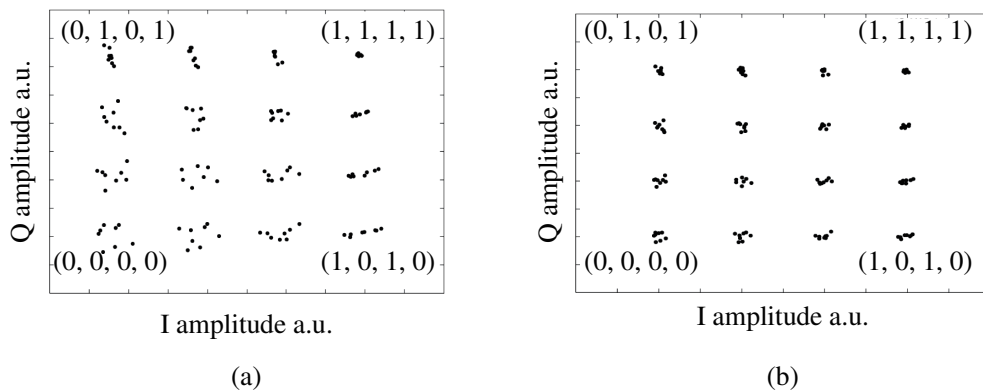


図 3.61 変換された RZ-16QAM 信号の I-Q ダイアグラム (a) アシスト光電力 8.5 dBm の場合 (b) アシスト光電力 10.0 dBm の場合

大きく、出力信号の強度および位相の揺らぎが大きい。アシスト光電力が 10.0 dBm の場合には、16QAM 信号特有の 16 点の信号配置に対応した I-Q ダイアグラムが得られた。これらの結果から、計算機シミュレーションにより、アシスト光電力が適切な場合には提案した NRZ-OOK/RZ-16QAM 変換法が有効であることを示した。

入力 NRZ-OOK 信号の波形歪みに対する変換性能の特性を考察するために、入力信号光パワーに対する EVM(Error Vector Magnitude)、入力信号の入射タイミングずれに対する EVM を計算した。EVM は次式で表される。

$$EVM = \sqrt{\frac{\int |e(t)|^2 dt}{\int |y(t)|^2 dt}} \approx \sqrt{\frac{\sum_k |e(k)|^2}{\sum_k |y(k)|^2}} \quad (3.71)$$

ここで、 $y(k) \cong y(kT) = y(t)|_{t=kT}$ は測定された信号を表し、 $e(k) \cong e(kT) = e(t)|_{t=kT}$ はエラー・ベク

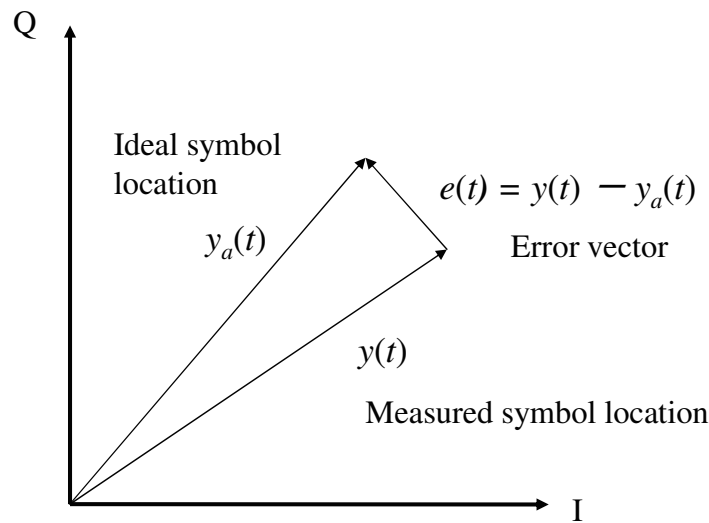


図 3.62 エラー・ベクトルと信号の位置関係

トルを表す。エラー・ベクトルは、

$$e(t) = y(t) - y_a(t) \quad (3.72)$$

で表され、 y_a は理想的な信号を表す。 $y(t)$ 、 $e(t)$ 、 $y_a(t)$ の関係を図 3.62 に示す。

図 3.63 に入力信号光パワーに対する変換された RZ-16QAM 信号の EVM の計算結果を示す。NRZ-OOK 信号 1、2 の入力光パワーは、NRZ-OOK 信号 3、4 の入力光パワーよりも EVM に対する影響が大きい結果となった。これは、2 つの RZ-QPSK 信号を 4:1 の強度比で合波する際、NRZ-OOK 信号 1、2 は高パワー側の RZ-QPSK 信号の変調に寄与するためである。また、SOA の利得飽和特性により、低パワー側と比較して高パワー側で EVM の劣化が小さい結果となった。EVM が 10 % 以下となる範囲は 0.85~1.20 となり、パワー比で 1.5 dB に相当する。以上の結果より、NRZ-OOK/RZ-16QAM 変換の動作は入力の強度雑音と入力光電力に対して敏感であると言える。提案する変調フォーマット変換器の前に、2R 再生器や自動電力調整器を挿入することによって、実際のシステム上で運用することが可能になると予想される。

図 3.64 に入力信号の入射タイミングずれに対する変換された RZ-16QAM 信号の EVM の計算結果を示す。EVM が 5 % 以下となる範囲は ± 20 ps となった。この値は、入力信号または出力信号を電気駆動させた TDL にフィードバックさせてタイミングを調整するシステムを用いれば、十分に満たせる値である。しかし、タイミングが最も最適な場合においても 4.2 % の EVM となり、エラー・ベクトルが十分に小さいと言えない。これは、SOA のパターン効果により変換された RZ-16QAM 信号の強度と位相に揺らぎが生じるためであり、EVM を小さくするためには SOA 中のキャリア反応速度をさらに高速化させる必要がある。

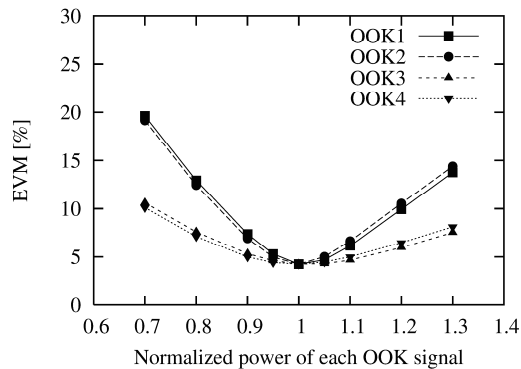


図 3.63 入力信号光パワーに対する EVM

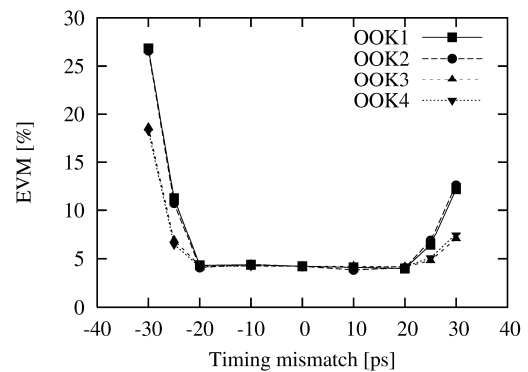


図 3.64 入力信号の入射タイミングずれに対する EVM

3.8 結言

本章では、各変調フォーマット変換に使用する SOA-MZI 型波長変換器の動作原理を説明し、キャリアレート方程式を用いた計算機シミュレーションモデルを示した。そして、SOA を用いた全光 OOK/BPSK 変換、全光 OOK/QPSK 変換、全光 OOK/16QAM 変換を提案した。提案する各変換法の動作原理を説明し、その実現可能性を計算機シミュレーションまたは原理確認実験により示した。

全光 OOK/BPSK 変換においては、OSNR の高い入力 OOK 信号が入射した場合には、ほぼ理想的な OOK/BPSK 変換が行えることを BER 測定から示した。OSNR を徐々に劣化させた OOK 信号が入射した場合には、変換後の信号が指数関数的にパワーペナルティが増加するため、提案するフォーマット変換器の前に 2R 再生器を挿入することで、安定した動作が可能と考える。

全光 OOK/QPSK 変換においては、OSNR の高い入力 OOK 信号が入射した場合には、直線の BER 特性が得られ、歪みが少ない状態で OOK/QPSK 変換ができることを示した。また、変換された QPSK 信号は分散耐性が BPSK 信号の約 2 倍となり、長距離伝送に適していると考えられる。OOK/BPSK 変換と比較して SOA 中のパターン効果による変換後の強度揺らぎが顕著になるため、SOA を高速化してパターン効果を抑えることが必須となる。

さらにデバイスを発展させることにより、全光 OOK/16QAM が実現可能であることを示した。OOK/16QAM 変換では OOK/QPSK 変換よりもさらに変換後の信号の強度揺らぎおよび位相揺らぎが強調されるため、理想的な OOK/16QAM 変換を行うには更なる SOA の高速化設計が必要となる。

第4章

光ファイバ中の非線形効果を用いた 全光変調フォーマット変換

4.1 緒言

本章では、光ファイバ中の非線形効果を用いた全光変調フォーマット変換法を提案する。具体的には、光ファイバ中の相互位相変調 (Cross Phase Modulation : XPM) を用いた全光 On Off Keying(OOK)/Binary Phase Shift Keying(BPSK) 変換、全光 OOK/多値 Phase Shift Keying(PSK) 変換を提案する。はじめに、ファイバ中を伝搬する光パルスの振る舞いを記述する非線形シュレディンガー方程式 (NonLinear Schrödinger Equation : NLSE) について説明する。そして、提案する各変換法の動作原理を説明し、その実現可能性を計算機シミュレーションまたは原理確認実験により示す。

4.2 非線形シュレディンガー方程式および相互位相変調

4.2.1 非線形シュレディンガー方程式

ファイバ中を伝搬する光パルスの振る舞いは次式の NLSE で記述される [66][67]。

$$j\frac{\partial E}{\partial z} - \frac{\beta_2(z)}{2}\frac{\partial^2 E}{\partial t^2} + \gamma(z)|E|^2 E = -j\xi(z)E + j\frac{\beta_3(z)}{6}\frac{\partial^3 E}{\partial t^3} \quad (4.1)$$

ここで、 $E(z,t)[\sqrt{W}]$ は電界包絡線の複素振幅、 $z[m]$ はファイバの長手方向に沿った伝搬距離、 $t[s]$ は群速度で動く座標系で測った時間を表す。また、 $\beta_2(z)[s^2/m]$ ($\beta_2 > 0$: 正常分散、 $\beta_2 < 0$: 異常分散) は群速度分散、 $\gamma(z)[1/(m \cdot W)]$ は非線形性、 $\xi(z)[1/m]$ は損失、 $\beta_3(z)[s^3/m]$ は 3 次分散の係数をそれぞれ表

す。さらに、 β_2 、 γ 、 ξ 、 β_3 は、

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta_2(z)[\text{s}^2/\text{m}] = -\frac{(\lambda[\text{m}])^2 D(z)[\text{s}/\text{m}^2]}{2\pi c[\text{m}/\text{s}]} \\ \gamma(z)[1/(\text{m} \cdot \text{W})] = \frac{2\pi N_2(z)[\text{m}^2/\text{W}]}{A_{\text{eff}}(z)[\text{m}^2]\lambda[\text{m}]} \\ \xi(z)[1/\text{m}] = \frac{\ln 10 \alpha(z)[\text{dB}/\text{m}]}{20} \\ \beta_3(z)[\text{s}^3/\text{m}] = \frac{(D_\lambda(z)[\text{s}/\text{m}^3]\lambda[\text{m}] + 2D(z)[\text{s}/\text{m}^2]) (\lambda[\text{m}])^3}{(2\pi)^2 (c[\text{m}/\text{s}])^2} \end{array} \right. \quad (4.2)$$

で与えられる。ただし、 $D(z)[\text{s}/\text{m}^2]$ 、 $N_2(z)[\text{m}^2/\text{W}]$ 、 $A_{\text{eff}}(z)[\text{m}^2]$ 、 $\alpha(z)[\text{dB}/\text{m}]$ 、 $D_\lambda(z)[\text{s}/\text{m}^3]$ 、 $\lambda[\text{m}]$ 、 $c[\text{m}/\text{s}]$ はそれぞれファイバの分散パラメータ、非線形屈折率、実効コア断面積、損失係数 ($\alpha > 0$) または利得係数 ($\alpha < 0$)、分散スロープ、搬送波の波長、真空中の光速を表す。次に、式 (4.1) の規格化を行う。規格化のための適当なパラメータ、時間 $t_0[\text{s}]$ 、距離 $z_0[\text{m}]$ 、ピーク電力 $P_0[\text{W}]$ を用いて、新しい無次元量 T 、 Z 、 U を次式で定義する。

$$T \equiv \frac{t}{t_0} \quad Z \equiv \frac{z}{z_0} \quad U \equiv \frac{E}{\sqrt{P_0}} \quad (4.3)$$

式 (4.3) を用いると、式 (4.1) は、

$$j \frac{\partial U}{\partial Z} - \frac{b_2(Z)}{2} \frac{\partial^2 U}{\partial T^2} + s(Z)|U|^2 U = -j\Gamma(Z)U + j \frac{b_3(Z)}{6} \frac{\partial^3 U}{\partial T^3} \quad (4.4)$$

となる。式 (4.4) は規格化された NLSE と呼ばれる。 $b_2(Z)$ 、 $s(Z)$ 、 $\Gamma(Z)$ 、 $b_3(Z)$ は無次元量となり、それぞれ、

$$\left\{ \begin{array}{l} b_2(Z) = \frac{\beta_2(Z)[\text{s}^2/\text{m}]z_0[\text{m}]}{(t_0[\text{s}])^2} \\ s(Z) = \gamma(Z)[1/(\text{m} \cdot \text{W})]P_0[\text{W}]z_0[\text{m}] \\ \Gamma(Z) = \xi(Z)[1/\text{m}]z_0[\text{m}] \\ b_3(Z) = \frac{\beta_3(Z)[\text{s}^3/\text{m}]z_0[\text{m}]}{(t_0[\text{s}])^3} \end{array} \right. \quad (4.5)$$

と表される。

4.2.2 ファイバの分散性および非線形性がパルスに及ぼす影響

本小節では、前小節で導出した規格化された NLSE (4.4) を数値計算によって解く簡単な例をあげて、ファイバの分散性および非線形性が、ファイバ中のパルスにどのような影響を与えるかを示す。

群速度分散

ファイバ中を伝搬する光パルスに対して、群速度分散 (Group Velocity Dispersion : GVD) が及ぼす影響について考えるために、ここでは規格化された NLSE (4.4) について、非線形、損失、3 次分散の影響

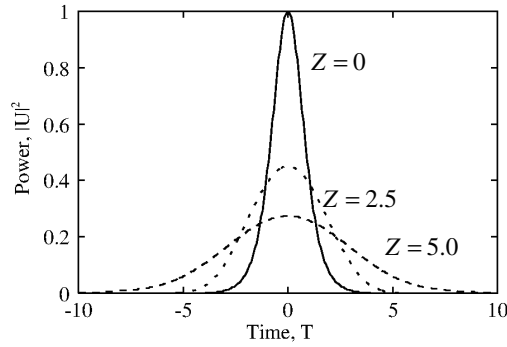


図 4.1 GVD による sech 形パルスの時間波形の変化

響を無視する。すなわち、 $s(Z) = \Gamma(Z) = b_3(Z) = 0$ とおくと、式 (4.4) は

$$j \frac{\partial U}{\partial Z} - \frac{b_2(Z)}{2} \frac{\partial^2 U}{\partial T^2} = 0 \quad (4.6)$$

となる。チャープのない sech 形パルスを初期値としてファイバに入射し、 $b_2(Z) = -1$ として式 (4.6) を数値積分して得られた $Z = 0, 2.5$ および 5 におけるパルスの時間波形を図 4.1 に示す。図 4.1 から、GVD によってパルス幅が広がるのがわかる。これは、パルスの周波数成分がある有限の広がりを持っており、分散性媒質中では、異なる周波数成分がそれぞれ異なる速度でファイバ中を伝搬することに起因している。ファイバの分散パラメータ $D > 0$ ($b_2 < 0, \beta_2 < 0$: 異常分散) の場合には、周波数の高い成分ほど速く伝搬し、 $D < 0$ ($b_2 > 0, \beta_2 > 0$: 正常分散) の場合には、周波数の低い成分ほど速く伝搬する。この周波数差による到着時間のずれがパルス広がりを引き起こす。

自己位相変調

ファイバ中の光パルスに対する自己位相変調 (Self Phase Modulation : SPM) の効果について考えるために、規格化された NLSE(4.4) において GVD、損失、3 次分散の影響を無視する。すなわち $b_2(Z) = \Gamma(Z) = b_3(Z) = 0$ とおくと、

$$j \frac{\partial U}{\partial Z} + s(Z)|U|^2 U = 0 \quad (4.7)$$

が得られる。初期値を $U(0, T)$ として式 (4.7) を解くと、

$$U(Z, T) = U(0, T) \exp[j\phi_{\text{SPM}}(Z, T)] \quad (4.8)$$

となる。ここで、

$$\phi_{\text{SPM}}(Z, T) = |U(0, T)|^2 \int_0^Z s(\zeta) d\zeta \quad (4.9)$$

である。式 (4.8)、(4.9) は、SPM によってパルスの時間波形は変化しないが、初期波形の光強度に比例した位相変調が生じることを示している。このとき、位相シフト量は時間に依存しているため、光の瞬時周波数はパルスの搬送波周波数 ω_0 とは異なってくる。その差 $\delta\omega_{\text{SPM}}$ は、

$$\delta\omega_{\text{SPM}} = -\frac{\partial\phi_{\text{SPM}}}{\partial t} = -\frac{1}{t_0} \frac{\partial\phi_{\text{SPM}}}{\partial T} = -\frac{1}{t_0} \frac{d|U(0, T)|^2}{dT} \int_0^Z s(\xi) d\xi \quad (4.10)$$

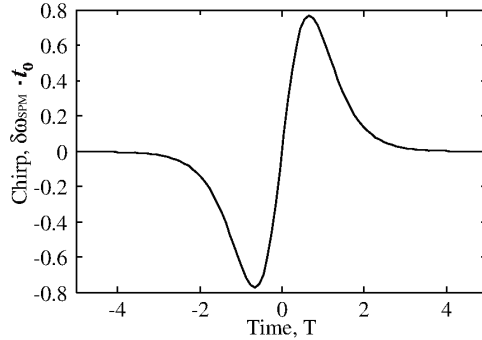


図 4.2 SPM に誘起される周波数チャープの時間変化

となり、 $\delta\omega_{\text{SPM}}$ の時間依存性は周波数チャープを表す。この SPM によって生じるチャープはパルスが伝搬するとともに、累積非線形量に比例して大きくなり、初期波形の光強度の時間変化量に比例する。

例として、 $s(Z) = 1$ とし、初期波形が次式で表される光パルスをファイバに入射した場合について考える。

$$U(0, T) = \text{sech}(T) \quad (4.11)$$

とすると、位相項は、

$$\phi_{\text{SPM}} = \text{sech}^2(T)Z \quad (4.12)$$

となり、周波数チャープは、

$$\delta\omega_{\text{SPM}} t_0 = 2 \sinh(T) \text{sech}^3(T)Z \quad (4.13)$$

となる。式 (4.13) より、ファイバ中を光パルスが伝搬するに従い、次々と新しい周波数成分が作り出されることがわかる。 $Z = 1$ のとき sech 形パルスに生じる周波数チャープの時間変化を図 4.2 に示す。図 4.2 から、SPM によって生じる周波数チャープによりパルスの立ち上がりで周波数が低くなり、立ち下がりでは周波数が高くなっていることがわかる。

4.2.3 相互位相変調

XPM は異なる搬送波周波数を持つ 2 つのパルスが時間的に重なった状態でファイバ中を伝搬する場合に発生する現象である。電界の複素包絡線振幅が U_1 、 U_2 および搬送波角周波数が ω_1 、 ω_2 である 2 つのパルスがファイバ中を同時に伝搬する場合を考える。電界の複素包絡線振幅 U を、

$$U(Z, T) = \sum_{k=1}^2 U_k(Z, T) e^{-j\Delta\Omega_k T} \quad (4.14)$$

とおく。ここで、 $\Delta\Omega_k = (\omega_k - \omega_0)t_0$ ($k = 1, 2$) であり、搬送波角周波数 ω_k と基準角周波数 ω_0 との差を表す。ファイバの非線形性による影響のみを考えるために、式 (4.4) において GVD、損失、3 次分散の影響を無視する。すなわち $b_2(Z) = \Gamma(Z) = b_3(Z) = 0$ とおき、さらに $s(Z) = 1$ とすると、

$$\begin{aligned} & j \frac{\partial U_1}{\partial Z} e^{-j\Delta\Omega_1 T} + j \frac{\partial U_2}{\partial Z} e^{-j\Delta\Omega_2 T} + (|U_1|^2 + 2|U_2|^2) U_1 e^{-j\Delta\Omega_1 T} \\ & + (|U_2|^2 + 2|U_1|^2) U_2 e^{-j\Delta\Omega_2 T} + U_1^2 U_2 e^{-j(2\Delta\Omega_1 - \Delta\Omega_2) T} + U_2^2 U_1 e^{-j(2\Delta\Omega_2 - \Delta\Omega_1) T} = 0 \end{aligned} \quad (4.15)$$

となる。このとき、式 (4.15) 左辺の最後から 2 つの項は、角周波数 ω_1 と ω_2 のパルス非線形相互作用により、角周波数 $2\omega_1 - \omega_2$ 、 $2\omega_2 - \omega_1$ を持つ光が新たに生じることを表しており、この現象を四光波混合 (Four Wave Mixing : FWM) と呼ぶ。式 (4.15) を、2 つの角周波数 ω_1 、 ω_2 の光について分離すると、

$$\begin{cases} j \frac{\partial U_1}{\partial Z} + (|U_1|^2 + 2|U_2|^2)U_1 = 0 \\ j \frac{\partial U_2}{\partial Z} + (|U_2|^2 + 2|U_1|^2)U_2 = 0 \end{cases} \quad (4.16)$$

となる。初期値を $U_k(0, T)$ ($k = 1, 2$) として式 (4.16) を解くと、

$$\begin{cases} U_1(Z, T) = U_1(0, T)\exp[j\phi_1(Z, T)] \\ U_2(Z, T) = U_2(0, T)\exp[j\phi_2(Z, T)] \end{cases} \quad (4.17)$$

となる。ここで、

$$\begin{cases} \phi_1(Z, T) = (|U_1(0, T)|^2 + 2|U_2(0, T)|^2)Z \\ \phi_2(Z, T) = (|U_2(0, T)|^2 + 2|U_1(0, T)|^2)Z \end{cases} \quad (4.18)$$

である。式 (4.18) より、パルスには、自分自身の初期波形の光強度に加えて、もう一方のパルスの初期波形の光強度に比例した位相変調が生じることがわかる。これらは、それぞれ SPM および XMP によって生じる位相シフトであり、XPM による位相変化量は、SPM による位相変化量の 2 倍であることがわかる。

ここまでは偏波を考慮せずに XPM について述べたが、厳密には XPM には偏波依存性がある。光ファイバの複屈折の主軸方向および大きさがランダムに変化すると仮定すると、搬送波角周波数 ω_1 の非線形分極 $\mathbf{P}_1^{(NL)}$ は、

$$\mathbf{P}_1^{(NL)} = 6\varepsilon_0\chi_{xyxy}[\mathbf{E}_2 \cdot \mathbf{E}_2^*]\mathbf{E}_1 + 6\varepsilon_0\chi_{xyxy}[\mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{E}_2^*]\mathbf{E}_2 \quad (4.19)$$

となる [52]。ここで、 \mathbf{E}_1 、 \mathbf{E}_2 はそれぞれ ω_1 、 ω_2 の電界複素包絡線振幅ベクトルを表す。 ε_0 は真空中の誘電率であり、 χ は媒質の 3 次の非線形感受率テンソルの成分である。また、 $[\cdot]$ はベクトルの内積、 $*$ は複素共役を表す。添字 x 、 y は電界の偏波方向を表す。式 (4.19) を x 成分と y 成分に分けると、

$$\begin{cases} P_{1x}^{(NL)} = 2\varepsilon_0\chi_{xxxx}[(2|E_{2x}|^2 + |E_{2y}|^2)E_{1x} + E_{1y}E_{2x}E_{2y}^*] \\ P_{1y}^{(NL)} = 2\varepsilon_0\chi_{xxxx}[(2|E_{2y}|^2 + |E_{2x}|^2)E_{1y} + E_{1x}E_{2y}E_{2x}^*] \end{cases} \quad (4.20)$$

となる。位相整合条件が満たされていないと仮定し、最後の項を無視すると、次のようになる。

$$\begin{cases} P_{1x}^{(NL)} = 2\varepsilon_0\chi_{xxxx}(2|E_{2x}|^2 + |E_{2y}|^2)E_{1x} \\ P_{1y}^{(NL)} = 2\varepsilon_0\chi_{xxxx}(2|E_{2y}|^2 + |E_{2x}|^2)E_{1y} \end{cases} \quad (4.21)$$

この式は、非線形屈折率が偏波状態に依存することを表している。具体的には、 ω_1 の信号光を x 偏波とすると、 ω_2 の信号光が x 偏波のときの非線形屈折率は y 偏波のときの 2 倍となる。つまり、 ω_1 、 ω_2 の 2 つ信号光が同一偏波の場合には、XPM による位相変化量は直交偏波の場合の 2 倍となる。そのため、光ファイバの XPM を全光信号処理に利用する際には、入射光の偏波の状態を考慮する必要がある。

4.2.4 相互位相変調における位相変化量

分散によるウォークオフの影響を無視し、複数のパルスが完全に重った状態でファイバ中を伝搬すると仮定して、XPMによる位相変化量を計算する。式(4.4)において $\beta_2 = \beta_3 = 0$ とおくと、

$$j\frac{\partial U}{\partial Z} + s(Z)|U|^2U = -j\Gamma(Z)U \quad (4.22)$$

となる。ここで、 $\hat{U}(Z, T)$ を用いて $U(Z, T)$ を次のように表す。

$$U(Z, T) = \hat{U}(Z, T) \exp\left[-\int_0^Z \Gamma(\xi) d\xi\right] \quad (4.23)$$

式(4.23)を(4.22)に代入すると次式が得られる。

$$j\frac{\partial \hat{U}}{\partial Z} + \hat{s}(Z)|\hat{U}|^2\hat{U} = 0 \quad (4.24)$$

ここで、

$$\hat{s}(Z) = s(Z) \exp\left[-2\int_0^Z \Gamma(\xi) d\xi\right] \quad (4.25)$$

である。ファイバ中に $(K + 1)$ チャンルの周波数の異なるパルスが同時に存在するとし、

$$\hat{U}(Z, T) = \sum_{k=0}^K \hat{U}_k(Z, T) e^{-j\Delta\Omega_k T} \quad (4.26)$$

とおく。ここで、 $\Delta\Omega_k = (\omega_k - \omega_0)t_0$ ($k = 0, 1, \dots, K$) は各チャンネルの搬送角周波数 ω_k と基準角周波数 ω_0 との差を表す。式(4.26)を(4.24)に代入し、チャンネル間の結合がXPMのみであると仮定すると、 k 番目の角周波数 ω_k のパルスが満たす方程式は、式(4.17)を導出した際と同様にして、

$$j\frac{\partial \hat{U}_k}{\partial Z} + \hat{s}(Z)|\hat{U}_k|^2\hat{U}_k = -2\hat{s}(Z) \sum_{l=0, l \neq k}^K |\hat{U}_l|^2\hat{U}_k \quad (4.27)$$

となる。ここで、0番目のパルスの光電力が他のチャンネルのパルスの光電力に比べ十分小さく、SPMに比べてXPMの影響を強く受けると仮定すると、0番目のパルスの満たす方程式は

$$j\frac{\partial \hat{U}_0}{\partial Z} = -2\hat{s}(Z) \sum_{k=1}^K |\hat{U}_k|^2\hat{U}_0 \quad (4.28)$$

となる。初期値を $\hat{U}_0(0, T)$ として、上式を解くと、

$$\hat{U}_0(Z, T) = \hat{U}_0(0, T) \exp\left[j2 \sum_{k=1}^K \int_0^Z \hat{s}(\xi) |\hat{U}_k(\xi, T)|^2 d\xi\right] \quad (4.29)$$

となる。ところで式 (4.28) を満たす \hat{U}_k は、任意の Z について、 $|\hat{U}_k(Z, T)|^2 = |\hat{U}_k(0, T)|^2$ を満足する。よって、 $s(Z) = s_0$ (:定数)、 $\Gamma(Z) = \Gamma_0$ (:定数) となる場合には、式 (4.29) は、

$$\hat{U}_0(Z, T) = \hat{U}_0(0, T) \exp \left[j2s_0 Z_{eff} \sum_{k=1}^K |\hat{U}_k(0, T)|^2 \right] \quad (4.30)$$

となる。ここで、

$$Z_{eff} = \frac{1 - \exp(-2\Gamma_0 Z)}{2\Gamma_0} \quad (4.31)$$

であり、実効ファイバ長を表す。式 (4.30) を (4.23) に代入し、

$$U_0(Z, T) = U_0(0, T) \exp \left[-\Gamma_0 Z + j2s_0 Z_{eff} \sum_{k=1}^K |U_k(0, T)|^2 \right] \quad (4.32)$$

を得る。式 (4.3) および (4.5) を用いると、

$$E_0(z, t) = E_0(0, t) \exp \left[-\xi z + j2\gamma z_{eff} \sum_{k=1}^K |E_k(0, t)|^2 \right] \quad (4.33)$$

となる。複数チャネルのパルスが XPM により 0 番目のパルスに与える位相変化量は、非線形係数 γ 、実効ファイバ長 z_{eff} 、複数チャネルのパルスのファイバへの入射電力 $P_k = |E_k(0, t)|^2$ に比例する。

4.3 全光 OOK/BPSK 変換

4.3.1 全光 NRZ-OOK/RZ-PSK 変換の原理

図 4.3 に提案する NRZ-OOK/RZ-多値 PSK 変換の概略を示す。提案する変調フォーマット変換では、 K チャネルの NRZ-OOK 信号を 1 つの RZ-多値 (2^K)PSK 信号に変換する。まず、波長が異なる RZ 光パルス列をプローブ光とし、 K チャネルの NRZ-OOK 信号光を制御光として高非線形ファイバ (Highly Non-Linear Fiber : HNLF) に入射する。このとき、HNLF 中での XPM によって生じるプローブ光の位相変化量は、式 (4.33) より、

$$\Delta\phi_{pro} = \sum_{k=1}^K \Delta\phi_k = 2\gamma z_{eff} \sum_{k=1}^K P_k \quad (4.34)$$

で与えられる。ここで、 P_k は k 番目の NRZ-OOK 信号のファイバへの入射光電力であり、 $\Delta\phi_k$ は k 番目の NRZ-OOK 信号によるプローブ光の位相変化量である。式 (4.34) は、プローブ光の位相変化量がファイバの非線形係数および実効長、信号光電力の総和に比例することを示している。ここで、 k 番目の信号光がプローブ光に引き起こす位相変化量を $\pi/2^{k-1}$ となるように、ファイバへの入射信号光電力を調整し、HNLF 出力においてプローブ光成分のみを光フィルタで取り出すことにより、 2^K 値に位相変調された RZ- 2^K PSK 信号が得られる。 $K = 1, 2$ および 3 の場合にそれぞれ、BPSK 信号、QPSK 信号および 8PSK 信号への変換となる。

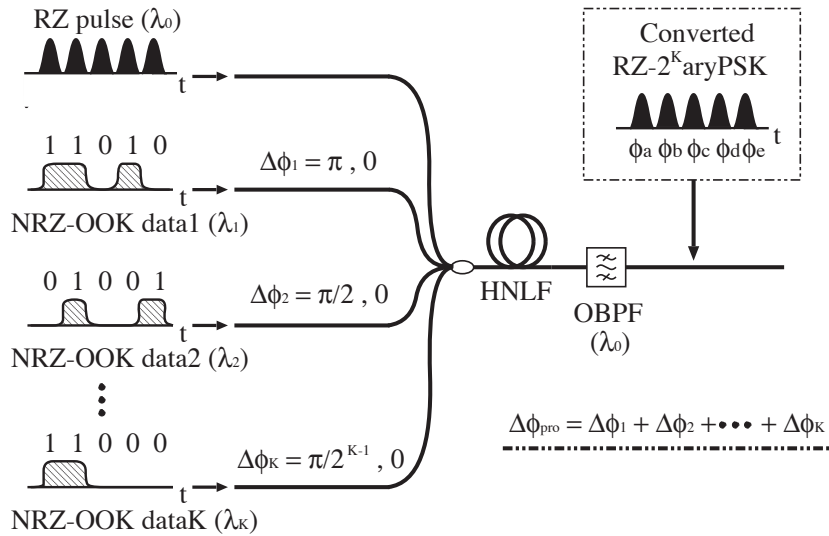


図 4.3 提案する全光 NRZ-OOK/RZ-多値 PSK 変換の概略図

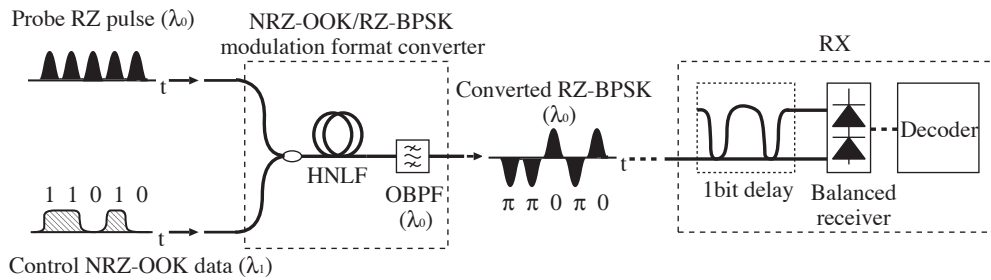


図 4.4 提案する全光 NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換の概略図

4.3.2 全光 NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換の動作原理

図 4.4 に提案する NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換の概略図を示す。これは前小節における $K=1$ の場合に相当し、波長 λ_1 の NRZ-OOK 信号を波長 λ_0 の RZ-BPSK 信号に変換する。制御光である NRZ-OOK データ信号がマークの場合に、XPM によるプローブ光の位相変化量が「 π 」となるように、ファイバの非線形係数および実効長、ファイバへの入射信号光電力を調整する。また、プローブ光と制御光のパルス中心が重なり合うようにタイミングを調整して HNLF に入射させる。そして、HNLF 出力においてプローブ光波長成分のみを光フィルタで取り出すことにより、RZ-BPSK 信号が得られる。提案する変調フォーマット変換で得られる出力は、遅延検波用にプリコーディングされた DBPSK 信号ではないため、1 ビット遅延干渉計によって、元の OOK 信号を復元することはできない。半導体光増幅器 (Semiconductor Optical Amplifier : SOA) を用いた OOK/BPSK 変換と同様に、本変調フォーマット変換では図 4.4 に示す受信端で復号化するシステムを用いることを想定する。

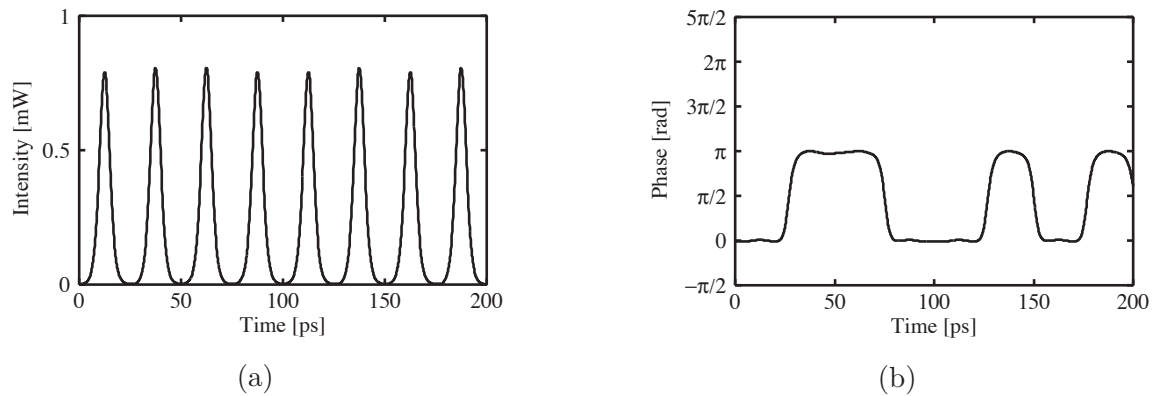


図 4.5 HNLF 出力における変換後の BPSK 信号 (a) 時間波形 (b) 位相変化

4.3.3 計算機シミュレーション

ファイバの分散性、非線形性、損失を考慮した NLSE (4.4) を、スプリット・ステップ・フーリエ法を用いて解き、全光 NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換の計算機シミュレーションを行なった。制御光として 40 Gbps の NRZ-OOK 信号を仮定し、波長を 1548.2 nm、ビットパターンを 8 ビットの固定パターン “01100101” とした。また、入射プローブ光は波長 1555.0 nm、繰返し周波数 40 GHz の RZ パルス列とした。式 (4.34) において $\Delta\phi_1 = \pi$ となるように、制御光の入射ピーク光電力を 28.3 dBm とした。また、XPM 以外の非線形効果に起因する影響を抑えるため、プローブ光ピーク電力を 0 dBm とした。プローブ光パルス列を構成するパルスのパルス幅は 5 ps とした。そして、制御光とプローブ光のパルス中心が重なり合うようにして表 4.1 に示したパラメータの HNLF に入射し、HNLF 出力において光フィルタでプローブ光成分のみを取り出した。

図 4.5(a)、(b) に出力時間波形および位相変化を示す。図 4.5 (b) に示す通り、制御光が「1」の場合には位相が「 π 」、「0」の場合には位相が「0」となっている。また、出力時間波形はピーク電力が一定のパルス列となることから、RZ-BPSK 信号が得られていることが分かる。

以上の結果より、提案する光ファイバ中の XPM を用いた全光 NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換法が有効であることが示された。

表 4.1 HNLF のパラメータ (@1555 nm)

長さ [km]	0.1
非線形係数 [1/W/km]	24.2
分散値 [ps/nm/km]	-4.0
損失 [dB/km]	0.24

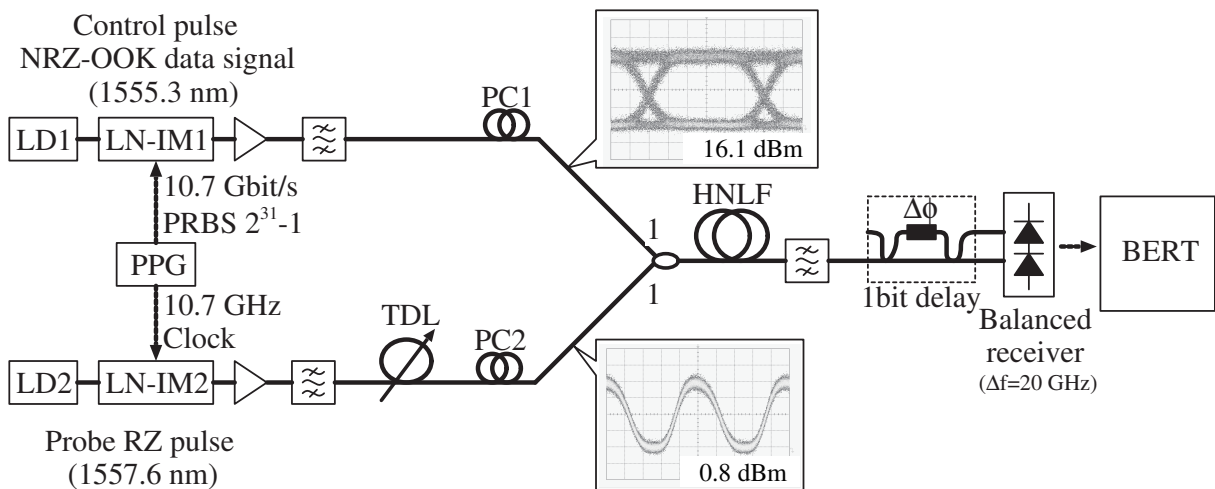


図 4.6 NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換の実験系

4.3.4 原理確認実験

図 4.6 に全光 NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換の原理確認実験系を示す。半導体レーザ (Laser Diode : LD) 1 から出射した CW 光を、パルスパターン発生器 (Pulse Pattern Generator : PPG) からの疑似ランダムビット列 (Pseudo Random Bit Sequence : PRBS) の電気信号によって LN-IM 1 を用いて変調し、制御光として伝送速度 10.7 Gbps の NRZ-OOK 信号 (PN 31 段) を生成した。また、LD2 から出射した CW 光を、PPG からのクロック信号によって LN-IM 2 を用いて変調し、プローブ光として繰り返し周波数 10.7GHz の RZ パルス列を生成した。図 4.6 中にそれぞれプローブ光および制御光の入力時間波形をそれぞれ示す。

生成した NRZ 信号および RZ パルス列は、それぞれ光増幅器で増幅後、ファイバ中での XPM による位相シフトが最大となるように偏波コントローラ (PC) で偏波を調整し、光カプラで合波して HNLF に入射した。実験で用いた HNLF のパラメータを表 4.2 に示す。HNLF 入射端においてプローブ光パルスと制御光パルスとが重なるように可変遅延線 (Tunable Delay Line : TDL) を用いて、プローブ光パルスのタイミングを調整した。制御光の入射平均電力は、制御パルスがある場合に、XPM によるプ

表 4.2 HNLF のパラメータ (@1550 nm)

長さ [km]	2.4
非線形係数 [1/W/km]	9.8
分散値 [ps/nm/km]	2.2
分散スロープ [ps/nm ² /km]	0.032
損失 [dB/km]	0.59

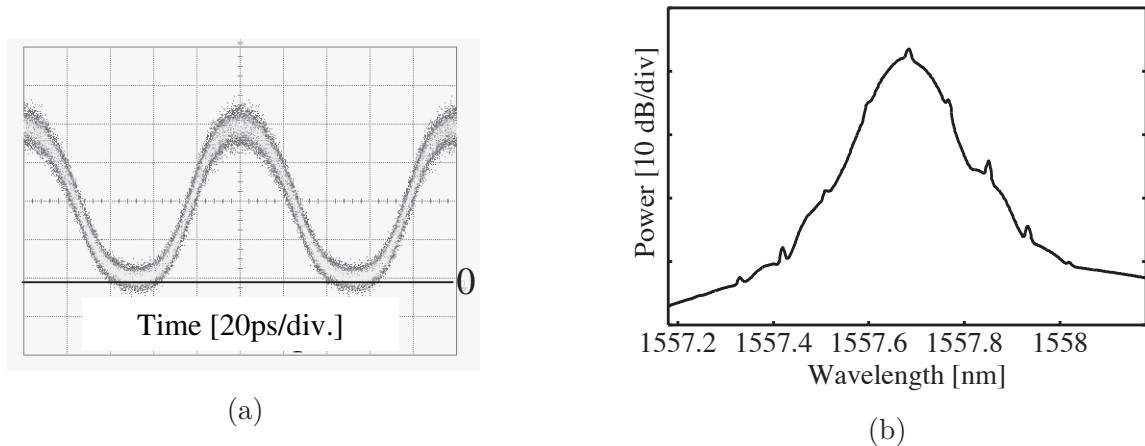


図 4.7 BPSK 変換後の時間波形 (a) およびスペクトル (b)

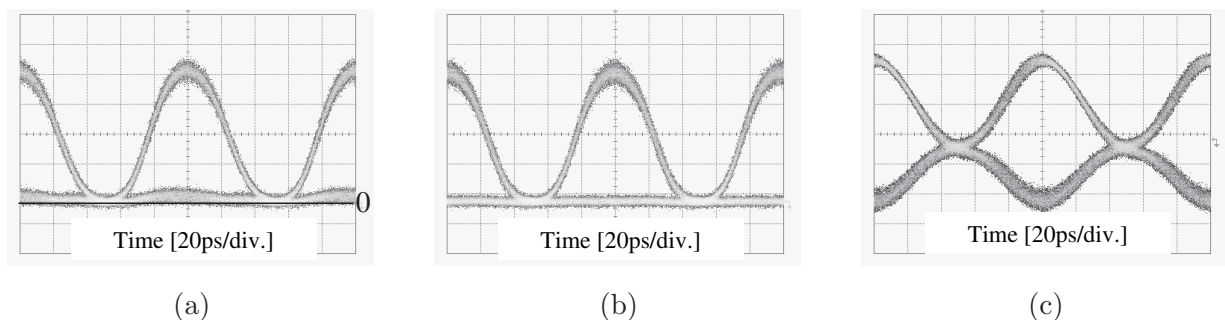


図 4.8 1 ビット遅延干渉後における時間波形 (a) コンストラクティブ側、(b) デストラクティブ側 および (c) 差動受信後

ローブ光の位相シフト量が「 π 」となるよう、16.1 dBm に設定し、プローブ光の平均電力は他の非線形効果による影響を受けない程度に 0.8 dBm とした。制御光とプローブ光の波長はそれぞれ、1555.3 nm、1557.7 nm とした。そして、HNLF 出力において光フィルタでプローブ光成分のみを取り出すことにより、変調フォーマット変換された信号を得る。変調フォーマット変換された信号は 1 ビット遅延干渉計を通過後、差動受信器により受信した。差動受信後の電気信号をビット誤り率テスタ (Bit Error Rate Tester : BERT) に入力し、ビット誤り率 (Bit Error Rate : BER) を測定した。時間波形、光スペクトルおよび BER を観測し、変換動作を評価した。

図 4.7 (a)、(b) に BPSK 変換後の時間波形およびスペクトルを示す。時間波形ではきれいな連続 RZ パルス列が観測され、スペクトルでは搬送波成分が抑えられ、左右対称の PSK 信号に特徴的なスペクトルが得られた。

図 4.8 (a)、(b) に 1 ビット遅延干渉後におけるコンストラクティブ側 (同相で出力)、デストラクティブ側 (逆相で出力) での時間波形を示す。両方の出力ポートにおいてアイ開口が確認でき、ほぼ同様の出力波形が観測された。同様の波形が観測されたことより、変換された BPSK 信号の位相が「0」と「 π 」に変調されていると考えられる。図 4.8 (c) に差動受信後の時間波形を示す。差動受信によりきれいなアイ開口が観測された。時間波形の上下が非対称になっているのは、1 ビット遅延干渉計のデストラク

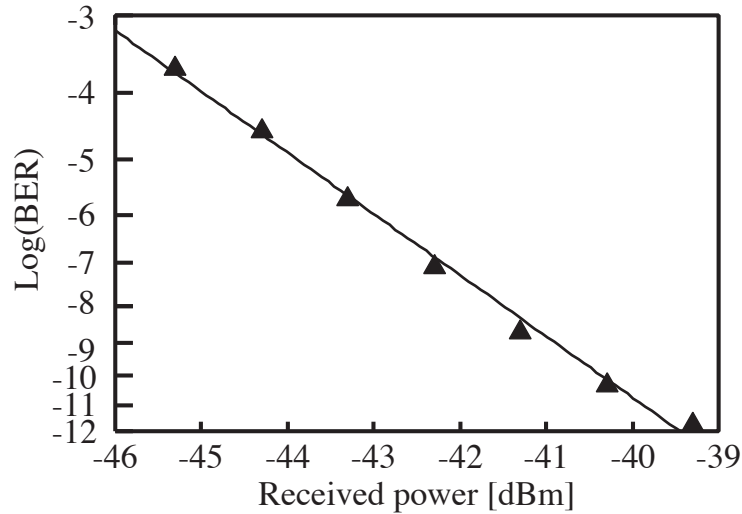


図 4.9 変調フォーマット変換後における RZ-BPSK 信号の BER

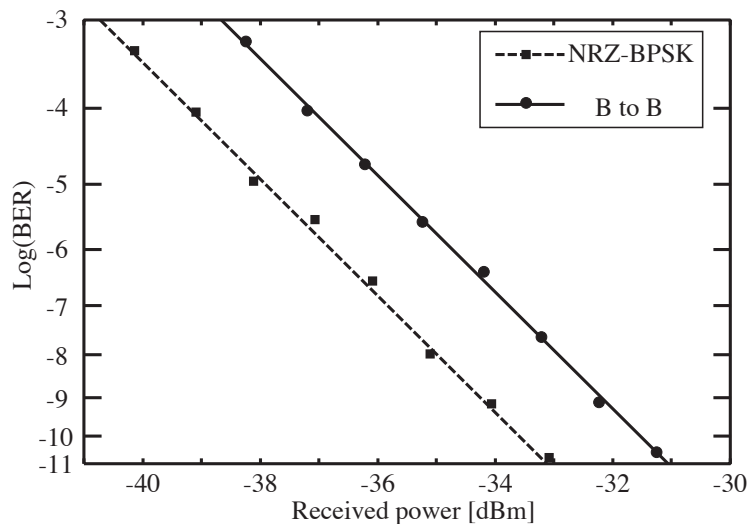


図 4.10 NRZ-OOK/NRZ-BPSK 変換の BER

タイプポートにおいて若干の損失 (1 dB 以下) があるためであり、変換に伴う波形劣化ではない。

変調フォーマット変換後の RZ-BPSK 信号の BER 測定結果を図 4.9 に示す。BER は受信光電力に対してほぼ直線になり、入力電力がさらに大きい領域ではエラーフリーでの変換動作が期待できる。

図 4.10 に提案するフォーマット変換と同じ動作原理で全光 NRZ-OOK/NRZ-BPSK 変換を行った場合の BER 測定結果を示す。提案する全光 OOK/BPSK 変換の変換性能を示すために、入力した NRZ-OOK 信号と変換後の NRZ-BPSK 信号の BER の比較を行った。変換後の BER が 10^{-9} となる受信光電力は -33.13 dBm であり、Back-to-Back の NRZ-OOK 信号と比較して、BER が 10^{-9} となる点において 2.1 dB 受信感度が改善した。理想的にはフォーマット変換前後で受信感度は 3dB 改善されるので、提案した変調フォーマット変換動作によるパワーペナルティは 1dB 以下であり、理想的なフォーマット

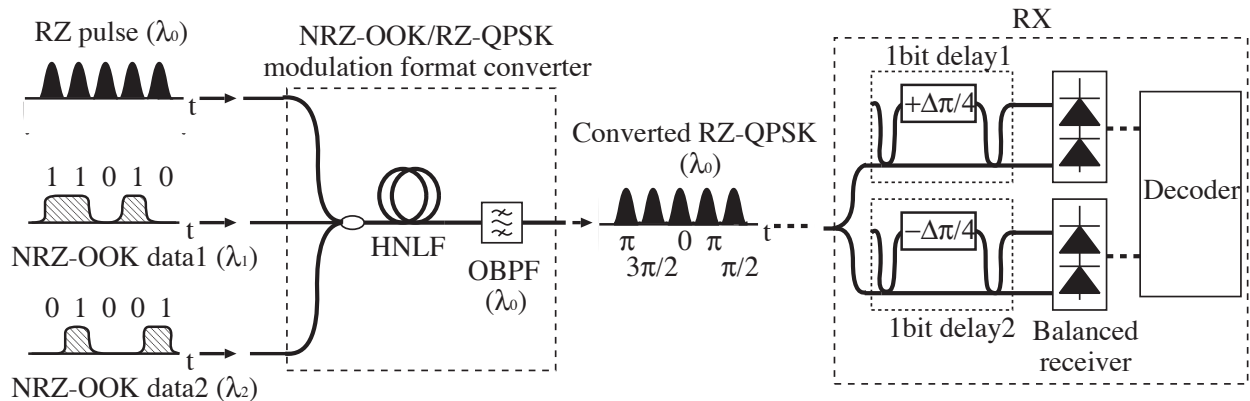


図 4.11 提案する全光 NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換の概略図

ト変換動作に近いと言える。

以上の実験結果より、ファイバ中での XPM を用いた全光 NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換が実現可能であることを実験的に示した。

4.4 全光 NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換

4.4.1 動作原理

図 4.11 に提案する全光 NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換の概略図を示す。これは 4.3.1 節における $K=2$ の場合に相当し、波長 λ_1 と λ_2 の 2 チャンルの NRZ-OOK 信号を、波長 λ_0 の RZ-QPSK 信号に変換する。制御光である NRZ-OOK データ信号 1、2 がそれぞれマークの場合に、プローブ光に引き起こす位相変化量がそれぞれ「 π 」、「 $\pi/2$ 」となるように、信号光電力を調整し、プローブ光と制御光 1、2 のパルス中心が重なり合うようにタイミングを調整して HNLF に入射させる。そして、HNLF 出力においてプローブ光成分のみを光フィルタで取り出すことにより、RZ-QPSK 信号が得られる。提案する変調フォーマット変換で得られる出力は全光 NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換の場合と同様に遅延検波用にプリコーディングされた DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying) 信号ではないため、1 ビット遅延干渉計によって、元の OOK 信号を復元することはできない。一般的な DQPSK 信号は位相変調を行なう前にプリコーディングを行うが、本変調フォーマット変換では図 4.11 に示す受信端で復号化するシステムを用いることを想定する。

4.4.2 計算機シミュレーション

ファイバの分散性、非線形性、損失を考慮した NLSE (4.4) を、スプリット・ステップ・フーリエ法を用いて解き、全光 NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換の計算機シミュレーションを行なった。制御光 1、2 として 40 Gbps の NRZ-OOK 信号 2 チャンルを用意し、波長をそれぞれ 1548.2 nm、1561.7 nm、ビットパターンをそれぞれ 8 ビットの固定パターン “01100101”、“11100010” とした。また、入射プローブ光は波長 1555.0 nm、繰返し周波数 40 GHz の RZ パルス列とした。式 (4.34) において $\Delta\phi_1 = \pi$ 、 $\Delta\phi_2 = \pi/2$

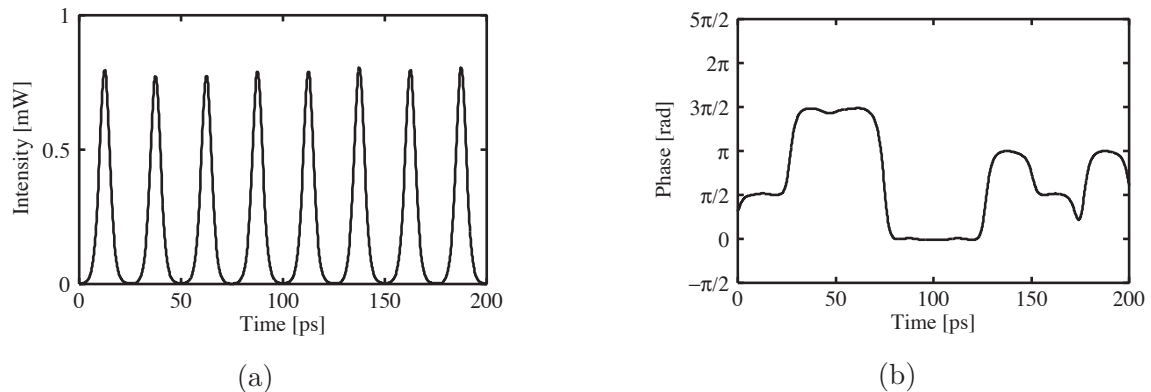


図 4.12 HNLF 出力における変換後の QPSK 信号 (a) 時間波形 (b) 位相変化

となるように、制御光の入射ピーク光電力を 28.3 dBm、25.3 dBm とした。また、XPM 以外の非線形効果に起因する影響を抑えるため、プローブ光のピーク電力を 0 dBm とした。プローブ光パルス列のパルス幅は 5 ps とした。それらを HNLF に入射し、HNLF 出力における光フィルタでプローブ光成分のみを取り出した。HNLF のパラメータは 4.3.3 節の計算機シミュレーションと同じ値を用いた。

図 4.12 (a)、(b) に出力時間波形および位相変化を示す。図 4.12 (b) に示す通り、制御光 1、2 が「00」の場合には位相が「0」、01」の場合には位相が「 $\pi/2$ 」、10」の場合には位相が「 π 」、11」の場合には位相が「 $3\pi/2$ 」となっている。また、出力時間波形 (a) はピーク電力が一定のパルス列となることから、RZ-QPSK 信号が得られていることが分かる。

以上の結果より提案するファイバ中での XPM を用いた全光 NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換法が有効であることが示された。

4.4.3 原理確認実験

図 4.13 に全光 NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換の原理確認実験系を示す。LD 1、LD 2 から出射した CW 光を、PPG からの PRBS 電気信号によって LN-IM 1 を用いて変調し、制御光 1、2 として伝送速度 10.7 Gbps の NRZ-OOK 信号 1、2 (PN 31 段) を生成した。また、LD 3 から出射した CW 光を PPG からのクロック信号によって LN-IM 2 を用いて変調し、プローブ光として繰り返し周波数 10.7GHz の RZ パルス列を生成した。図 4.13 中に制御光およびプローブ光の入力時間波形をそれぞれ示す。

生成した NRZ 信号および RZ パルス列は、それぞれ光増幅器で増幅後、ファイバ中での XPM による位相シフトが最大となるように PC で偏波を調整し、光カプラで合波して HNLF に入射した。実験で用いた HNLF のパラメータは 4.3.4 節の実験で用いた表 4.2 に示す値と同じである。また、HNLF 入射端においてプローブ光パルスと制御光パルスとが重なるように TDL を用いて、プローブ光パルスのタイミングを調整した。制御光の入射平均電力は、制御パルス 1、2 がある場合に、XPM によるプローブ光の位相シフト量がそれぞれ「 π 」、「 $\pi/2$ 」となるよう、16.7 dBm、13.5 dBm に設定し、プローブ光の平均電力は他の非線形効果による影響を受けない程度に -3.0 dBm とした。制御光 1、2 とプローブ光の波長はそれぞれ、1545.3 nm、1551.9 nm、1547.8 nm とした。そして、HNLF 出力において光フィルタでプローブ光成分のみを取り出すことにより、変調フォーマット変換された信号を得る。変調フォーマット変

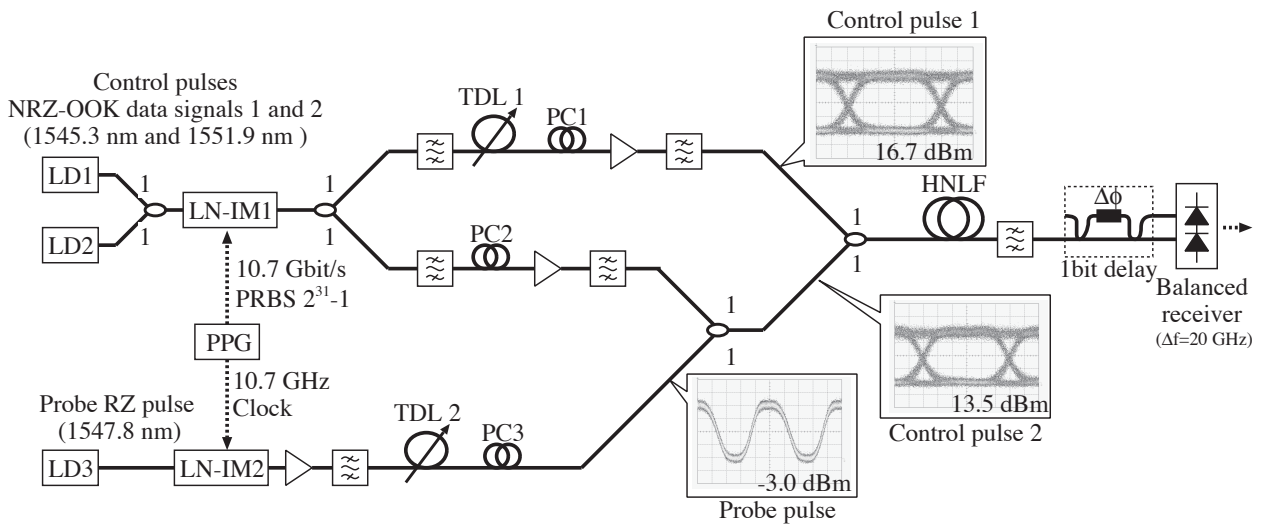


図 4.13 NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換の実験系

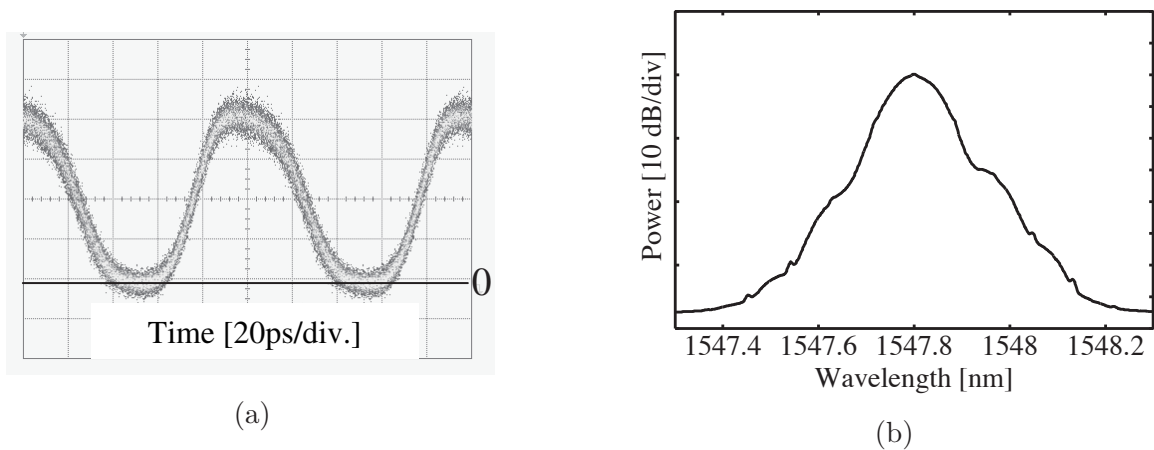


図 4.14 QPSK 変換後の時間波形 (a) およびスペクトル (b)

換された信号は 1 ビット遅延干渉計を通過後、差動受信器により受信した。

図 4.14 (a)、(b) に変調フォーマット変換後の時間波形およびスペクトルを示す。時間波形では連続 RZ パルス列が観測され、スペクトルでは搬送波成分が抑えられ、左右対称の PSK 信号に特徴的なスペクトルが得られた。

図 4.15 に 1 ビット遅延干渉後のコンストラクティブ側、ディストラクティブ側および差動受信後の時間波形を示す。1 ビット遅延干渉後の時間波形ではコンストラクティブ側、ディストラクティブ側共に同様のアイ開口が確認でき、差動受信後においてもアイ開口は確認できる。しかし、アイ開口が狭く、アイ内部においてビット誤りの原因となるような波形劣化が見られる。これは制御光 1、2 の入力電力が大きいため起こる光パラメトリック増幅の影響であると考えられる。具体的には、制御光 1、2 がポンプ光となり光パラメトリック増幅を引き起こしてプローブ光を増幅するため、制御光 1、2 のパターンにより出力するプローブ光パルスの強度が変動する。そのため、1 ビット遅延干渉計で干渉動作後に、信号パ

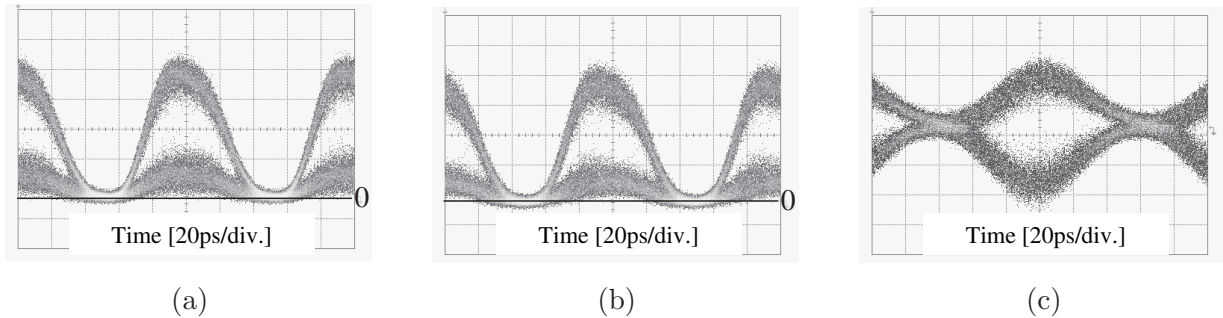


図 4.15 1 ビット遅延干渉後における時間波形 (a) コンストラクティブ側 (b) デストラクティブ側 (c) 差動受信後

ターンによって出力のパルス強度が異なり、アイ開口を狭めることになる。

また、本実験においては制御光とプローブ光の波長差は 3 nm 程度とし、比較的波長差が小さくなるように光源の波長を設定したが、波長差が大きい場合にはウォークオフの影響を受ける。ウォークオフが発生すると、制御光からの XPM によってプローブ光パルス全体を一様に位相変調することができず、パルスの中央と裾で位相シフト量に差が生じ、隣接パルスの位相シフト量にも影響を及ぼす。これらのパルス裾部での位相揺らぎが遅延干渉時に影響し、パルスの裾部においてアイ開口を狭めることになる。ウォークオフが更に大きい場合には、パルス中央部での位相シフト量がパターンによって変動し、全体的にアイ開口が狭まることになる。よって、これらのことを考慮して、変調フォーマット変換に用いる HNLF パラメータを適切に設計する必要がある。具体的には、広い波長帯域で変換動作を行なうためには、ウォークオフおよび光パラメトリック増幅による影響を抑えなければならない。ウォークオフを小さくするためには、分散値を小さくするか、HNLF 長を短くしなければならない。また、パラメトリック増幅による影響を抑えるためには、位相整合条件を満たさないようにファイバの分散値を大きくするか波長間隔を広くしなければならない。ウォークオフと光パラメトリック増幅の両方の影響を抑える方法の一つとして、分散マネジメント (Dispersion Management : DM)-HNLF を用いることが考えられる。DM-HNLF では、分散値の符号が異なる HNLF を交互に接続することにより、局所的な分散値を大きくして光パラメトリック増幅の影響を抑え、全長にわたる分散値の平均値を小さくしてウォークオフを小さくし、プローブ光パルス内の位相変動を抑えることが可能となる。

以上の結果より、HNLF のパラメータや信号光およびプローブ光の波長を適切に設計すれば、ファイバ中での XPM を用いた全光 NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換が実現可能であることを実験的に示した。

4.5 NRZ-OOK/RZ-8PSK 変換

4.5.1 計算機シミュレーション

本節では、4.3.1 節における $K=3$ の場合に相当する、全光 NRZ-OOK/RZ-8PSK 変換の実現可能性を示すための計算機シミュレーションについて述べる。制御光 1、2 および 3 として 40 Gbps の NRZ-OOK 信号を 3 チャンネル用意し、波長を 1548.2 nm、1561.7 nm および 1537.7 nm、ビットパターンを 8 ビットの固定パターン “01100101”、“11100010” および “11001100” とした。また、入射プローブ光は波長が

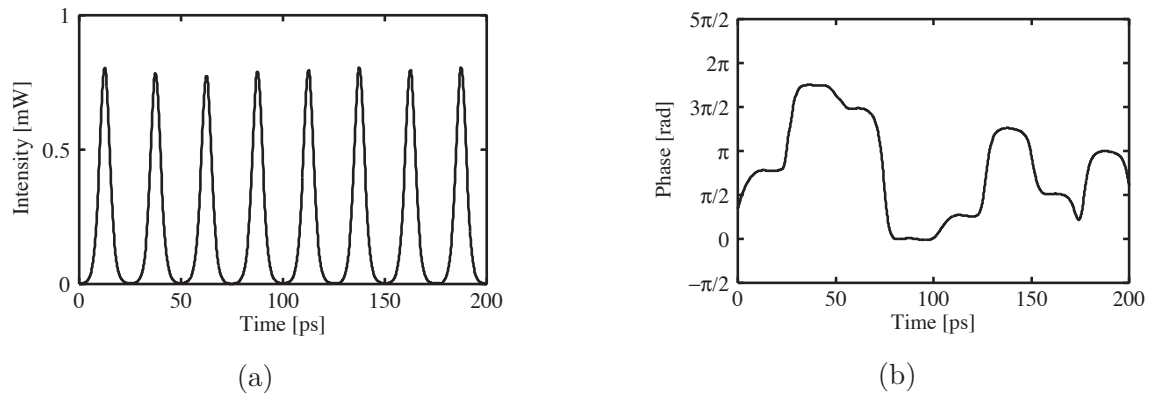


図 4.16 HNLF 出力における変換後の 8PSK 信号 (a) 時間波形 (b) 位相変化

1550.0 nm、繰返し周波数が 40 GHz の RZ パルス列とした。式 (4.34) において $\Delta\phi_1 = \pi$ 、 $\Delta\phi_2 = \pi/2$ および $\Delta\phi_3 = \pi/4$ となるように、制御光の入射ピーク光電力を 28.3 dBm、25.3 dBm および 22.3 dBm とした。また、XPM 以外の非線形効果に起因する影響を抑えるため、プローブ光のピーク電力を 0 dBm とした。また、プローブ光パルス列のパルス幅は 5 ps とした。制御光 1、2 および 3、プローブ光パルス列を表 4.1 に示したパラメータの HNLF に入射し、HNLF 出力において光フィルタでプローブ光成分のみを取り出した。

図 4.16(a)、(b) に出力時間波形および位相変化を示す。図 4.16 (b) に示す通り、制御光 1、2 および 3 が「000」の場合には位相が「0」、 「001」の場合には位相が「 $\pi/4$ 」、 「010」の場合には位相が「 $\pi/2$ 」、 「011」の場合には位相が「 $3\pi/4$ 」、 「100」の場合には位相が「 π 」、 「101」の場合には位相が「 $5\pi/4$ 」、 「110」の場合には位相が「 $3\pi/2$ 」、 「111」の場合には位相が「 $7\pi/4$ 」となっている。出力時間波形ではピーク電力が一定の RZ パルス列となることから、RZ-8PSK 信号が得られていることが分かる。以上の結果より、制御光の数を増やしていくことで、提案した全光 NRZ-OOK/RZ-多値 PSK 変換が可能であることを示した。

4.6 全光変調フォーマット変換の比較

第 3 章で提案した SOA-マッハ・ツェンダー干渉計 (Mach-Zehnder Interferometer : MZI) 型波長変換器を用いた全光変調フォーマット変換、本章で提案した光ファイバ中の非線形効果を用いた全光変調フォーマット変換について特徴を述べる。表 4.3 に全光変調フォーマット変換方法の比較を示す。本論文で提案する全光変調フォーマット変換を発表した後に報告された単一の SOA を用いた全光 OOK/BPSK 変換 [24]、単一の SOA と偏波スイッチを組み合わせた全光 OOK/BPSK 変換 [25]、非線形光ループミラー (Nonlinear Optical-fiber Loop Mirror : NOLM) を用いた全光 OOK/BPSK 変換 [31]、パッシブ AlGaAs 導波路を用いた全光 OOK/BPSK 変換 [33] を引用して比較する。シンボルレート、変換特性、入力光電力に関しては OOK/BPSK 変換時の値を比較する。

SOA-MZI 型波長変換器を用いた変換方法の特長として、変換時の信号の劣化が少なく変換動作特性に優れていること、低い入力光電力で動作可能なこと、集積化が可能なが挙げられる。高速応答の点

表 4.3 全光変調フォーマット変換方法の比較

変換方法	SOA-MZI	Single SOA	Single SOA + 偏波SW	光ファイバ非線形効果	NOLM	パッシング AlGaAs 導波路
提案する変調フォーマット変換	OOK/BPSK OOK/QPSK OOK/16QAM	OOK/BPSK	OOK/BPSK	OOK/BPSK OOK/QSPK OOK/8PSK	OOK/BPSK OOK/16QAM	OOK/BPSK
発表年月	2005年9月	2006年11月	2007年12月	2006年9月	2008年9月	2011年10月
シンボルレート (Gsymbol/sec)	10	8	10	40	40	10
変換特性 (変換時の劣化)	-0.1 dB	-3 dB	-4.7 dB	-0.9 dB	No Data	-2.7 dB
入力光電力	13.2 dBm	2 dBm	No Data	16.1 dBm	18.7 dBm	22 dBm
集積化	○	○	○	×	×	○

↓
高速化が課題

↓
低電力動作・小型化が課題

シンボルレート・変換特性・入力光電力に関してはOOK/BPSK変換時の値を比較

では光ファイバ等に劣るもの、メトロ系商用伝送システムでは 10 Gsymbol/s の OOK 方式が用いられているため、現状のネットワークに適用する場合は、本論文で検証を行った 10 Gsymbol/s のシンボルレートで十分であると言える。但し、一部幹線系商用伝送システムで導入されている DQPSK 方式のシンボルレートが 20 Gsymbol/sec であること、将来導入が検討されている偏波多重 DQPSK 方式のシンボルレートが 25 Gsymbol/sec (100 Gbps) であることを考慮すると、更なる高速化が課題となる。一方、SOA の高速化の研究も行われており、波長変換等では OOK 方式を用いて 40Gbps の伝送速度への応用が既に報告されているため [23]、40Gsymbol/sec の全光変調フォーマット変換動作の実現可能性はある。現状の光通信システムに全光変調フォーマット変換を導入する場合、動作特性や集積化可能性を重視すると、SOA-MZI 型波長変換器を用いた変換方法が適していると考えられる。

光ファイバ中の非線形効果を用いた全光変調フォーマット変換の特長として、変換動作特性に優れていること、変換動作が高速なことが挙げられる。低消費電力動作、小型化のため、非線形効果の高い HNLF の設計・製作が課題となる。非線形効果の高い HNLF を設計し、ウォークオフの影響を軽減すれば、更なる高速動作が実現可能であるため、将来 40Gsymbol/sec を越える高速な伝送速度のネットワークが構成された際に、光ファイバ中の非線形効果を用いた変換方法が有力となる。

4.7 結言

本章では、光ファイバ中の非線形効果を用いた全光 OOK/PSK 変換を提案し、実現可能性を計算機シミュレーションまたは原理確認実験により示した。

全光 OOK/BPSK 変換においては、OSNR の高い入力 OOK 信号が入射した場合には、ほぼ理想的な OOK/BPSK 変換が行えることを BER 測定から示した。また、計算機シミュレーションにより 40Gbps

の高速な OOK/BPSK 変換が可能であることを示した。

全光 OOK/QPSK 変換においては、実験により提案する変換方法が実現可能であることを示した。しかし、入力 OOK 信号の数や入力光電力の総和が増加した場合に、XPM 以外のファイバ中の非線形効果の影響を受け、変換後の波形歪みが発生することを示した。但し、計算機シミュレーションにおいて適切なパラメータ設計を行った HNLF を用いれば、高速で安定した OOK/QPSK 変換が実現できることを示した。さらに、OOK から 8PSK のような多値 PSK への変換へ展開できることに言及した。

最後に全光変調フォーマット変換方法の比較を行い、現状の光通信システムに導入する場合は SOA-MZI 型波長変換器を用いた変換方法が適していること、将来 40Gsymbol/sec を越える高速な伝送速度のネットワークが構成された場合は光ファイバ中の非線形効果を用いた変換方法が有力となることを述べた。

第5章

結論

本論文では、序論においてフォトニックネットワークにおける全光変調フォーマット変換の必要性を提示し、以降の章において将来必要となる全光変調フォーマット変換を実現する方法の提案および実現可能性を示した。具体的には、世界で初めて全光で OOK 信号を PSK 信号に変換する方法を提案した。また、SOA を用いた OOK/BPSK 変換、OOK/QPSK 変換については変換器を構成し、集積化デバイスで実現可能であることについても述べた。本論文の主な結論を以下に記す。

第2章では、光通信における変調フォーマットおよび各変調フォーマットの送受信器構成について述べた。そして、全光変調フォーマット変換が必要となるネットワーク構成および変換機能を実現する光デバイスについて説明した。

第3章では、SOA を用いた全光 OOK/BPSK 変換、全光 OOK/QPSK 変換、全光 OOK/16QAM 変換を提案した。提案する各変換法の動作原理を説明し、実現可能性を計算機シミュレーションまたは原理確認実験により示した。全光 OOK/BPSK 変換においては、OSNR の高い入力 OOK 信号が入射した場合には、ほぼ理想的な OOK/BPSK 変換が行えることを BER 測定から示した。変換の際に、動作原理上、入力信号光の電力および強度雑音に敏感であることが確認されたが、提案する変調フォーマット変換器の前に、2R 再生器や自動電力調整器を挿入することによって、実際のシステム上で運用することが可能になると予想される。全光 OOK/QPSK 変換においては、OSNR の高い入力 OOK 信号が入射した場合には、直線の BER 特性が得られ、歪みが少ない状態で OOK/QPSK 変換ができることを示した。また、変換された QPSK 信号は分散耐性が BPSK 信号の約 2 倍となり、長距離伝送に適していると考えられる。OOK/BPSK 変換と比較して SOA 中のパターン効果による変換後の強度揺らぎが顕著になるため、SOA を高速化してパターン効果を抑えることが必須となる。また、シンボルレート 10 GSymbol/s の場合に、入力信号の入射タイミングずれに対する耐性が ± 10 ps 程度であることを確認したが、変換後の QPSK 信号のアイパターンをモニタしてアイ開口パラメータを TDL にフィードバックさせてタイミングを調整するシステムを構築すれば、実際のシステムへの応用が可能であると考えられる。さらにデバイスを発展させることにより、全光 OOK/16QAM 変換が実現可能であることを示した。OOK/16QAM 変換では OOK/QPSK 変換よりもさらに変換後の信号の強度揺らぎおよび位相揺らぎが強調されるため、理想的な OOK/16QAM 変換を行うには更なる SOA の高速化設計が必要となる

第4章では、光ファイバの非線形効果を用いた全光 OOK/PSK 変換を提案し、実現可能性を計算機シミュレーションまたは原理確認実験により示した。全光 OOK/BPSK 変換においては、OSNR の高い入

力 OOK 信号が入射した場合には、ほぼ理想的な OOK/BPSK 変換が行えることを BER 測定から示した。また、計算機シミュレーションにより 40Gbps の高速な OOK/BPSK 変換が可能であることを示した。全光 OOK/QPSK 変換においては、実験によりフォーマット変換後のアイ開口を確認し、提案する変換方法が実現可能であることを示した。しかし、入力 OOK 信号の数や入力光電力の総和が増加した場合に、XPM 以外の光パラメトリック増幅やウォークオフの影響を受け、変換後の波形歪みが発生することについて説明した。但し、計算機シミュレーションにおいて適切なパラメータ設計を行った HNLF を用いれば、高速で安定した OOK/QPSK 変換が実現できることを述べた。さらに、OOK から 8PSK のような多値 PSK への変換へ展開できることに言及した。最後に全光変調フォーマット変換方法の比較を行い、現状の光通信システムに導入する場合は SOA-MZI 型波長変換器を用いた変換方法が適していること、将来 40Gsymbol/sec を越える高速な伝送速度のネットワークが構成された場合は光ファイバ中の非線形効果を用いた変換方法が有力となることを述べた。

以上、提案した全光変調フォーマット変換およびが実現可能であることを示し、実際のシステムへの適用可能性について述べた。今後の課題としては、全光変調フォーマット変換を行うためのデバイスの最適設計、全光変調フォーマット変換を行うシステムの設計が挙げられる。デバイス設計としては、さらに高速な変換動作が可能な SOA-MZI の設計、1 チップに集積化された SOA を用いた OOK/QPSK 変換器、OOK/16QAM 変換器の製作、XPM の効果を効率良く利用できる HNLF の設計等が必要となる。システムの設計としては、本論文で提案した変調機能の他に、信号再生機能やタイミング調整機能等を組み合わせた全光変調フォーマット変換システムを設計し、そのシステムの実現可能性を検証する必要がある。

最後に、本論文において得られた成果が、フォトニックネットワークの発展、将来の全光変調フォーマット変換の実用化に貢献することを期待する。

参考文献

- [1] Cisco Visual Networking Index (VNI), http://www.cisco.com/en/US/solutions/collateral/ns341/ns525/ns537/ns705/ns827/VNI_Hyperconnectivity_WP.html
- [2] R. W. Tkach, R. M. Derosier, A. H. Gnauck, A. M. Vengsarkar, D. W. Peckham, J. L. Zyskind, J. W. Sulhoff, and A. R. Chraplyvy, "Transmission of eight 20-Gb/s channels over 232 km of conventional single-mode fiber," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.7, no.11, pp.1369–1371, 1995.
- [3] T. Itoh, K. Fukuchi, and T. Kasamatsu, "Enabling technologies for 10 Tb/s transmission capacity and beyond," in *Conf. Proc. of 27th European Conference on Optical Communication (ECOC2001)*, Paper Th.B.2.3, Amsterdam, The Netherlands, 2001.
- [4] 超高速フォトニックネットワーク開発推進協議会：フォトニックネットワーク革命，財団法人テレコム先端技術研究支援センター内超高速フォトニックネットワーク開発推進協議会事務局，2002.
- [5] O. Ishida, A. Hirano, Y. Sone, A. Kadohata, and A. Watanabe, "Highly Efficient Photonic Networking Technology," *NTT Technical Review*, vol.9, no.8, pp.1–6, 2011.
- [6] 津田 裕之 他, "フォトニックネットワークにおける全光型波長変換技術特集号," *レーザー研究*, vol. 32, no. 8, pp. 504–534, 2003.
- [7] O. Leclerc, B. Lavigne, E. Balmefrezol, P. Brindel, L. Pierre, D. Rouvillain, and F. Segueineau, "Optical regeneration at 40 Gb/s and beyond," *IEEE/OSA J. Lightwave Technology*, vol. 21, no. 11, pp. 2779–2790, 2003.
- [8] J. Leuthold, J. Jaques, and S. Cabot, "All-optical wavelength conversion and regeneration," in *Conf. Proc. of Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC 2004)*, Paper WN1, Los Angeles, California, 2004.
- [9] B. Zhu, D. Peckham, M. Yan, T. Taunay, and J. Fini, "Recent Progress in Transmission Fibers for Capacity beyond 100-Tbit/s," in *Conf. Proc. of Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC 2012)*, Paper OW1D.5, Los Angeles, California, 2012.
- [10] G. Charlet, "Progress in optical modulation formats for high-bit rate WDM transmissions," *IEEE J. Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 469–483, 2006.
- [11] A. H. Gnauck and P. J. Winzer, "Optical phase-shift-keyed transmission," *IEEE/OSA J. Lightwave Technology*, vol. 23, no. 1, pp. 115–130, 2005.

- [12] T. Mizuochi, K. Ishida, T. Kobayashi, J. Abe, K. Kinjo, K. Motoshima, and K. Kasahara, "A comparative study of DPSK and OOK WDM transmission over transoceanic distances and their performance degradations due to nonlinear phase noise," *IEEE/OSA J. Lightwave Technology*, vol. 21, no. 9, pp. 1933–1943, 2003.
- [13] R. A. Griffin, R. I. Johnstone, R. G. Walker, J. Hall, S. D. Wadsworth, K. Berry, A. C. Carter, M. J. Wale, J. Hughes, P. A. Jerram, and N. J. Parsons, "10 Gb/s optical differential quadrature phase shift key (DQPSK) transmission using GaAs/AlGaAs integration," in *Conf. Proc. of Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC 2002)*, Paper FD6, Anaheim, California, 2002.
- [14] G. Charlet, P. Tran, H. Mardoyan, M. Lefrancois, T. Fauconnier, F. Jorge, and S. Bigo, "151×43Gb/s transmission over 4,080km based on return-to-zero differential quadrature phase-shift-keying," in *Conf. Proc. of 31st European Conference on Optical Communication (ECOC2005)*, Paper PD Th4.1.3, Glasgow, UK, 2005.
- [15] 松田 俊哉, 松岡 伸治, "東名阪基幹伝送路に導入した 40G-DWDM システムの開発," *NTT 技術ジャーナル*, vol. 20, no. 10, pp. 58-61, 2008.
- [16] N. Kikuchi, K. Sekine, and S. Sasaki, "Multilevel signaling for high-speed optical transmission," in *Conf. Proc. of 32nd European Conference on Optical Communication (ECOC2006)*, Paper Tu3.2.1, Cannes, France, 2006.
- [17] M. Nakazawa, M. Yoshida, K. Kasai, and J. Hongou, "20 Msymbol/s, 128 QAM coherent optical transmission over 500 km using heterodyne detection with frequency-stabilized laser," in *Conf. Proc. of 32th European Conference on Optical Communication (ECOC2006)*, Paper Mo4.2.2, Cannes, France, 2006.
- [18] A. Sano, H. Masuda, T. Kobayashi, M. Fujiwara, K. Horikoshi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, M. Matsui, M. Mizoguchi, H. Yamazaki, Y. Sakamaki, and H. Ishii, "69.1-Tb/s (432×171 -Gb/s) C- and Extended L-Band Transmission over 240 km Using PDM-16-QAM Modulation and Digital Coherent Detection," in *Conf. Proc. of Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC2010)*, Paper PDPB7, San Diego, USA, March 2010.
- [19] C. G. Lee, Y. J. Kim, Chul S. Park, H. J. Lee, and Chang -S. Park, "Experimental demonstration of 10-Gb/s data format conversion between NRZ and RZ using SOA-Loop-Mirror," *IEEE/OSA J. Lightwave Technology*, vol. 23, no. 2, pp. 834–841, 2005.
- [20] W. Li, M. Chen, Y. Dong, and S. Xie, "All-optical format conversion from NRZ to CSRZ and between RZ and CSRZ using SOA-based fiber loop mirror," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 16, no. 1, pp. 203–205, 2004.
- [21] L. Xu, B. C. Wang, V. Baby, I. Glesk, and P. R. Prucnal, "All-optical data format conversion between RZ and NRZ based on a Mach-Zehnder interferometric wavelength converter," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 15, no. 2, pp. 308–310, 2003.
- [22] T. Kawanishi, T. Sakamoto, and M. Izutsu, "All-optical modulation format conversion from

- frequency-shift-keying to phase-shift-keying by using optical double-sideband modulation technique,” in *Conf. Proc. of International Quantum Electronics Conference / Conference on Lasers and Electro-Optics Pacific Rim (IQEC/CLEO Pacific Rim 2005)*, Paper CWO1, Baltimore, Maryland, 2005.
- [23] T. Hatta, T. Miyahara, Y. Miyazaki, K. Takagi, K. Matsumoto, T. Aoyagi, K. Mishina, A. Maruta, and K. Kitayama, “40 Gbit/s NRZ wavelength converter with narrow active waveguides and inverted operation,” in *Conf. Proc. of 2006 International Conference on Solid State Devices and Materials (SSDM2006)*, Paper B-8-1, Yokohama, Japan, 2006.
- [24] C. Yan, Y. Su, L. Yi, L. Leng, X. Tian, X. Xu, and Y. Tian, “All-optical format conversion from NRZ to BPSK using a single saturated SOA,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 22, pp. 2368–2369, 2006.
- [25] H. Jiang, H. Wen, L. Han, Y. Guo, and H. Zhang, “All-Optical NRZ-OOK to BPSK Format Conversion in an SOA-Based Nonlinear Polarization Switch,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 24, pp. 1985–1987, 2007.
- [26] Y. Yu, B. Zou, W. Wu, and X. Zhang “All-optical parallel NRZ-DPSK to RZ-DPSK format conversion at 40 Gb/s based on XPM effect in a single SOA,” *OSA all-electronic journal Optics Express*, vol. 19, no. 15, pp. 14720–14725, 2011.
- [27] S. M. Nissanka, A. Maruta, S. Mitani, K. Shimizu, T. Miyahara, T. Aoyagi, T. Hatta, A. Sugitatsu, and K. Kitayama, “All-optical format conversion from NRZ-OOK to RZ-QPSK using integrated SOA three-arm-MZI wavelength converter,” in *Conf. Proc. of Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC2009)*, Paper OThM, San Diego, California, 2009.
- [28] S. Lee, K. K. Chow, C. Shu, and C. Lin, “All optical ASK to DPSK format conversion using cross-phase modulation in a nonlinear photonic crystal fiber ,” in *Conf. Proc. of International Quantum Electronics Conference / Conference on Lasers and Electro-Optics Pacific Rim (IQEC/CLEO Pacific Rim 2005)*, Paper CFJ2-5, Tokyo, Japan, 2005.
- [29] 徳永 明泰, 橋本 望, 丸田 章博, “光ファイバ中での相互位相変調を用いた全光 NRZ-OOK/RZ-16QAM 変調フォーマット変換,” 電子情報通信学会 ソサエティ大会, B-10-91, 東京都市大学, 2011.
- [30] C. S. Langhorst, R. Ludwig, M. Galili, B. Huettl, F. Futami, S. Watanabe, and C. Schubert, “160 Gbit/s all-optical OOK to DPSK in-line format conversion,” in *Conf. Proc. of European Conference on Optical Communication (ECOC2006)*, Paper PD Th4.3.5, Cannes, France, 2006.
- [31] S. Arahira, H. Murai, and K. Fujii “All-Optical Modulation-Format Convertor Employing Polarization-Rotation-Type Nonlinear Optical Fiber Loop Mirror,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 18, pp. 1530–1532, 2008.
- [32] G. Huang, Y. Miyoshi, Y. Yoshida, A. Maruta, and K. Kitayama “All-optical OOK to 16QAM modulation conversion based on nonlinear optical loop mirror with 1:2 coupler,” in *Conf. Proc. of Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC2012)*, Paper OTh4H, Los Angeles, California, 2012.

- [33] W. Astar, P. Apiratikul, B. M. Cannon, T. Mahmood, J. J. Wathen, J. V. Hryniewicz, S. Kanakaraju, C. J. K. Richardson, T. E. Murphy, and G. M. Carter, "Conversion of RZ-OOK to RZ-BPSK by XPM in a Passive AlGaAs Waveguide," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 23, no. 19, pp. 1397–1199, 2011.
- [34] N. S. M. Shah, M. Sato, and M. Matsumoto, "Adaptive delay control for time-interleaved multi-channel amplitude limiter based on saturation of four-wave mixing in a fiber," *OSA all-electronic journal Optics Express*, vol. 19, no. 22, pp. 21246–21257, 2011.
- [35] H. C. H. Mulvad, E. Palushani, H. Hu, H. Ji, M. Lillieholm, M. Galili, A. T. Clausen, M. Pu, K. Yvind, J. M. Hvam, P. Jeppesen, and L. K. Oxenlowe "Ultra-high-speed optical serial-to-parallel data conversion by time-domain optical Fourier transformation in a silicon nanowire," *OSA all-electronic journal Optics Express*, vol. 19, no. 26, pp. B825–B835, 2011.
- [36] S. Walklin and J. Conradi, "A 10 Gb/s 4-ary ASK lightwave system," in *Conf. Proc. of 11th International Conference on Integrated Optics and Optical Communications / 23rd European Conference on Optical Communications (IOOC/ECOC1997)*, vol. 3, pp. 22-25, Edinburgh, UK, 1997.
- [37] S. Walklin and J. Conradi, "Multilevel signaling for increasing the reach of 10 Gb/s lightwave system," *IEEE/OSA J. Lightwave Technology*, vol. 17, no. 11, pp. 2235–2248, 1999.
- [38] 羽鳥 光俊, 青山 友紀 監修, 小林 郁太郎 編著: 光通信工学 (1), コロナ社, 1998.
- [39] P. A. Humblet and M. Azizoglu, "On the bit error rate of lightwave system with optical amplifiers," *IEEE/OSA J. Lightwave Technology*, vol. 9, no. 11, pp. 1576–1582, 1991.
- [40] T. Sakamoto, A. Chiba, and T. Kawanishi, "50-Gb/s 16 QAM by a quad-parallel Mach-Zehnder modulator," in *Conf. Proc. of 33rd European Conference on Optical Communication (ECOC2007)*, Paper PDS2.8, Berlin, Germany, 2007.
- [41] A. J. Price and N. Le Mercier, "Reduced bandwidth optical digital intensity modulation with improved chromatic dispersion tolerance," *IEE Electronics Letters*, vol. 31, no. 1, pp. 58–59, 1995.
- [42] K. Yonenaga, S. Kuwano, S. Norimatsu, and N. Shibata, "Optical duobinary transmission system with no receiver sensitivity degradation," *IEE Electronics Letters*, vol. 31, no. 4, pp. 302–304, 1995.
- [43] K. Kitayama, X. Wang, and H. Sotobayashi, "Gigabit-symmetric FTTH -OCDMA over WDM PON," in *Conf. Proc. of 9th Conference on Optical Network Design & Modelling, (ONDM2005)*, pp. 273–281, Milan, Italy, 2005.
- [44] T. Hamanaka, X. Wang, N. Wada, A. Nishiki, and K. Kitayama, "Ten-user truly asynchronous gigabit OCDMA transmission experiment with a 511-chip SSFBG en/decoder," *IEEE/OSA J. Lightwave Technology*, vol. 24, no. 1, pp. 95–102, 2006.
- [45] W. P. Huang, "Optical transceiver for passive optical networks (PON)," in *Conf. Proc. of Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC2006)*, Paper NWA1, Anaheim, California, 2006.

-
- [46] 中川 清司, 中沢 正隆, 相田 一夫, 萩本 和男共著, 石尾 秀樹監修: 光増幅器とその応用, オーム社, 1992.
- [47] 土屋 治彦, 三上 修編著, 池上 徹彦監修: 半導体フォトニクス工学, コロナ社, 1995.
- [48] Govind P. Agrawal, “Fast-Fourier-transform based beam-propagation model for stripe-geometry semiconductor laser : Inclusion of axial effects,” *Journal of Applied Physics*, vol.56, no.11, pp.3100–3109, 1984.
- [49] 西原 浩, 裏 升吾共著: 光エレクトロニクス入門, コロナ社, 1997.
- [50] Govind P. Agrawal and N. Anders Olsson, “Self-phase modulation and spectral brodening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol.25, no.11, pp.2297–2306, 1989.
- [51] Michael J. Connelly: *Semiconductor Optical Amplifiers*, Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [52] 井上 恭著: ファイバー通信のための非線形光学, 森北出版, 2011.
- [53] K. Inoue and M. Yoshino, “Gain Dynamics of a Saturated Semiconductor Laser Amplifier with 1.47- μm LD Pumping,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 8, no. 4, pp. 506–508, 1996.
- [54] M. Usami, M. Tsurusawa, and Y. Matsushima, “Mechanism for reducing recovery time of optical nonlinearity in semiconductor laser amplifier,” *Applied Physics Letters*, vol. 72, no.21, pp. 2657–2659, 1998.
- [55] R. Olshansky, C. B. Su, J. Manning, and W. Powazinik, “Measurement of radiative and nonradiative recombination rates in InGaAsP and AlGaAs light sources,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol.QE-20, no.8, pp.838–854, 1984.
- [56] M. J. Adams, J. V. Collins, and I. D. Henning, “Analysis of semiconductor laser optical amplifiers,” *IEE Proceedings*, vol.132, Pt.J, no.1, pp.58–63, 1985.
- [57] T. Durhnus, C. Joergensen, B. Mikkelsen, R. J. S. Pedersen, and K. E. Stubkjaer, “All-optical data wavelength conversion by SOA’s in a Mach-Zehnder configuration,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 6, no. 1, pp. 53–55, 1994.
- [58] S. スタイン, J. J. ジョーンズ原著, 関 英男監訳, 野坂 邦史, 柳平 英孝共訳: 現代の通信回線理論 –データ通信への応用–, 森北出版, 1970.
- [59] 宮原 利治, 八田 竜夫, 高木 和久, 松本 啓資, 青柳 利隆, 西川 智志, 西村 哲也, 本島 邦明 “モノリシック集積化光波長変換器の開発,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 104, no. 601, pp. 21–26, PN2004-90, 2005.
- [60] T. Miyahara, A. Sugitatsu, T. Hatta, K. Takagi, K. Matsumoto, T. Aoyagi, S. Nishikawa, T. Nishimura, and K. Motoshima, “Monolithically integrated SOA-MZI wavelength converter with assist DFB-LD,” in *Conf. Proc. of Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC2004)*, Paper TuS4, Los Angeles, CA, 2004.
- [61] T. Hatta, T. Miyahara, Y. Miyazaki, K. Takagi, K. Matsumoto, T. Aoyagi, K. Motoshima, K. Mishina, A. Maruta, and K. Kitayama, “Polarization-Insensitive Monolithic 40-Gbps SOA-MZI Wavelength Converter with Narrow Active Waveguides,” *IEEE J. Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 13, no. 1, pp. 32–39, 2007.

- [62] Z. Pan, Y. Wang, Y. Song, R. Motaghian, S. Havstad, and A. Willner, "Monitoring chromatic dispersion and PMD impairments in optical differential phase-shift-keyed (DPSK) systems," in *Conf. Proc. of Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC2003)*, Paper WP1, Atlanta, Georgia, 2003.
- [63] C. Joergensen, S. L. Danielsen, T. Durhuus, B. Mikkelsen, K. E. Stubkjaer, F. Ratovelomanana, A. Enard, G. Glastre, D. Rondi, and R. Blondeau, "Wavelength conversion by optimized monolithic integrated Mach-Zehnder interferometer," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 8, no. 4, pp. 521–523, 1996.
- [64] M. Matsuura and N. Kishi, "All-optical wavelength and pulse-width conversions with a Sagnac interferometer semiconductor based switch," *OSA Optics Letters*, vol. 28, no. 2, pp. 132–134, 2003.
- [65] A. Hirano, Y. Miyamoto, and S. Kawahara, "Performances of CSRZ-DPSK and RZ-DPSK in 43-Gbit/s/ch DWDM G.652," in *Conf. Proc. of Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC2002)*, Paper ThE4, Anaheim, California, 2002.
- [66] A. Hasegawa and Y. Kodama : Solitons in optical communications, Oxford University Press, Oxford, 1995.
- [67] A. Hasegawa : Optical Solitons in Fibers, Springer-Verlag, 1989.

研究業績一覽

A. 論文

- A-1. K. Mishina, A. Maruta, S. Mitani, T. Miyahara, K. Ishida, K. Shimizu, T. Hatta, K. Motoshima, and K. Kitayama, "NRZ-OOK-to-RZ-BPSK modulation-format conversion using SOA-MZI wavelength converter," *IEEE/OSA J. Lightwave Technology*, Vol. 24, No. 10, pp. 3751 - 3758 (Oct. 2006).
- A-2. K. Mishina, S. M. Nissanka, A. Maruta, S. Mitani, K. Ishida, K. Shimizu, T. Hatta, and K. Kitayama, "All-optical modulation format conversion from NRZ-OOK to RZ-QPSK using parallel SOA-MZI OOK/BPSK converters," *OSA all-electronic journal Optics Express*, Vol.15, No.12, pp.7774-7785 (June 11, 2007).
- A-3. K. Mishina, S. Kitagawa, and A. Maruta, "All-optical modulation format conversion from on-off keying to multiple-level phase-shift-keying based nonlinearity in optical fiber," *OSA all-electronic journal Optics Express*, Vol.15, No.13, pp.8444-8453 (June 25, 2007).

B. 国際会議

- B-1. K. Mishina, A. Maruta, S. Mitani, T. Miyahara, K. Ishida, K. Shimizu, T. Hatta, K. Motoshima, and K. Kitayama, "All-optical format conversion from NRZ-OOK to RZ-BPSK using SOA-MZI wavelength converter," in *Conf. Proc. of Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC2006)*, Paper OThB2, Anaheim, California (Mar. 2006).
- B-2. K. Mishina, S. M. Nissanka, A. Maruta, S. Mitani, K. Ishida, K. Shimizu, T. Hatta, and K. Kitayama, "All-Optical NRZ-OOK to RZ-QPSK error-free conversion at 10.7Gsymbol/s using parallel SOA-MZI OOK/BPSK converters in a MZI configuration," in *Conf. Proc. of Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC2007)*, Paper PDP2, Anaheim, California (Mar. 2007).
- B-3. K. Mishina, S. M. Nissanka, A. Maruta, S. Mitani, K. Ishida, K. Shimizu, T. Hatta, and K. Kitayama, "All-optical NRZ-OOK to RZ-QPSK conversion using parallel SOA-MZI OOK/BPSK converters," in *Conf. Proc. of Conference on Lasers and Electro-Optics/ Quantum Electronics and Laser Science Conference (CLEO/QELS2007)*, Paper CTuR3, Baltimore, Maryland (May 2007).

- B-4. K. Shimizu, S. Mitani, K. Mishina, S. M. Nissanka, K. Ishida, T. Hatta, T. Miyahara, Y. Miyazaki, A. Maruta, and K. Kitayama, "Novel Wavelength-Format Converter for Future Lambda-NNI," in *Conf. Proc. of Sub Optic2007*, Paper We3.09, Baltimore, Maryland (May 2007).
- B-5. K. Mishina, T. Kono, A. Maruta, and K. Kitayama, "All-Optical OOK-to-16QAM Format Conversion by Using SOA-MZI Wavelength Converters," in *Conf. Proc. of 17th OptoElectronics and Communication Conference (OECC2012)*, Paper P1-15, Busan, Korea (July 2012).

C. 研究会

- C-1. 三科 健, 丸田 章博, 宮原 利治, 八田 竜夫, 北山 研一, "SOA-MZI 型波長変換器を用いた NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換法," 電子情報通信学会技術報告 (光通信システム研究会), OCS2005-70, pp. 65-70, 九州工業大学 (2005 年 11 月).
- C-2. 三科 健, ニッサンカ スレーシュ マリンダ, 丸田 章博, 三谷 俊輔, 石田 和行, 清水 克宏, 八田 竜夫, 北山 研一, "SOA-MZI 型 NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換器を用いた NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換法," 電子情報通信学会技術報告 (フォトニックネットワーク研究会), PN-2006-99, 屋久島・環境文化村センター (2007 年 3 月).

D. 全国大会

- D-1. 三科 健, 斧原 聖史, 丸田 章博, 北山 研一, 宮原 利治, 八田 竜夫, 清水 克宏, 本島 邦明, "SOA-MZI 型波長変換器を用いた全光 2R 信号再生特性の検討," 電子情報通信学会 総合大会, B-12-24, 大阪大学 (2005 年 3 月).
- D-2. 三科 健, 丸田 章博, 宮原 利治, 八田 竜夫, 北山 研一, "SOA-MZI 型波長変換器を用いた全光 NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換法の提案," 電子情報通信学会 ソサイエティ大会, B-10-73, 北海道大学 (2005 年 9 月).
- D-3. 三科 健, 北川 達, 小田 祥一郎, 丸田 章博, 北山 研一, "光ファイバ中での相互位相変調を用いた全光 NRZ-OOK/RZ-BPSK 変換の実験的検討," 電子情報通信学会 ソサイエティ大会, B-10-52, 金沢大学 (2006 年 9 月).
- D-4. 北川 達, 三科 健, 丸田 章博, "光ファイバ中での相互位相変調を用いた全光 NRZ-OOK/RZ-多値 PSK 変調フォーマット変換," 電子情報通信学会 ソサイエティ大会, B-10-57, 金沢大学 (2006 年 9 月).
- D-5. ニッサンカ スレーシュ マリンダ, 三科 健, 丸田 章博, 三谷 俊輔, 石田 和行, 清水 克宏, 八田 竜夫, 北山 研一, "SOA-MZI 型全光 NRZ-OOK/RZ-BPSK 変調フォーマット変換器の波長変換特性," 電子情報通信学会 総合大会, B-10-30, 名城大学 (2007 年 3 月).
- D-6. 北川 達, 三科 健, 丸田 章博, "光ファイバ中での相互位相変調を用いた全光 NRZ-OOK/RZ-QPSK 変換の実験的検討," 電子情報通信学会 総合大会, B-10-29, 名城大学 (2007 年 3 月).
- D-7. 三科 健, 河野 智徳, 丸田 章博, 北山 研一, "SOA-MZI 型波長変換器を用いた全光 NRZ-OOK/RZ-16QAM 変換," 電子情報通信学会 総合大会, B-10-107, 岡山大学 (2012 年 3 月).

E. 特許

E-1. 北山 研一, 丸田 章博, 三科 健, 宮原 利治, 八田 竜夫, “光位相変調装置”, 特願 2006-240170、特開 2007-094398(公開日:平成 19 年 4 月 12 日).