

4 光波混合および偏光双安定性に基づいた  
全光信号処理の研究

森 隆

2007年9月

奈良先端科学技術大学院大学  
物質創成科学研究科

本論文は奈良先端科学技術大学院大学物質創成科学研究科に  
博士(工学) 授与の要件として提出した博士論文である。

森 隆

審査委員：

河口 仁司 教授 (主指導教員)

布下 正宏 教授 (副指導教員)

柳 久雄 教授 (委員)

冬木 隆 教授 (委員)

# 目次

<b>1. 緒言</b>	<b>1</b>
1.1 背景	1
1.2 本研究の目的	2
1.3 本論文の構成	4
<b>2. 全光信号処理の概要</b>	<b>5</b>
2.1 光ファイバ通信の現状と課題	5
2.2 光非線形効果と全光信号処理への応用	10
参考文献	15
<b>3. 4光波混合を用いた全光信号処理</b>	<b>20</b>
3.1 はじめに	20
3.2 半導体光増幅器中の4光波混合を用いた全光スイッチング	23
3.2.1 全光スイッチングの原理	23
3.2.2 全光スイッチングの実験の構成	24
3.2.3 全光スイッチングの実験結果	30
3.3 電界吸収型光変調器の4光波混合特性	34
3.3.1 4光波混合特性測定の実験	34
3.3.2 離調特性の非対称性に関する理論的考察	38
3.4 まとめ	42
参考文献	43
<b>4. 偏光双安定面発光半導体レーザの基本特性</b>	<b>45</b>
4.1 はじめに	45
4.2 面発光半導体レーザの発振特性	48
4.3 面発光半導体レーザの偏光双安定スイッチング特性	53
4.4 面発光半導体レーザの注入同期特性	56
4.5 偏光双安定スイッチング中の動的発振波長変化	58
4.6 全光フリップフロップ動作	62
4.7 まとめ	64
参考文献	66
<b>5. 偏光双安定面発光半導体レーザを用いた全光信号再生</b>	<b>69</b>
5.1 はじめに	69

5.2	全光信号再生の原理	70
5.3	全光信号再生の実験	71
5.4	タイミングジッタ低減の解析	75
5.5	全光信号再生の高速化の検討	81
5.6	まとめ	84
	参考文献	85
<b>6.</b>	<b>偏光双安定面発光半導体レーザを用いた光バッファメモリ</b>	<b>87</b>
6.1	はじめに	87
6.2	1ビット記録/再生動作の実証	89
6.3	並列スイッチング動作による多ビット化	95
6.4	シフトレジスタ機能の実証	101
6.5	2次元集積化 VCSEL アレイを用いた光バッファメモリの構成	106
6.6	まとめ	109
	参考文献	110
<b>7.</b>	<b>結言</b>	<b>111</b>
7.1	本研究の成果	111
7.2	今後の課題	113
7.3	まとめ	115
	略語一覧	116
	謝辞	118
	研究業績リスト	120

# 1. 緒言

## 1.1 背景

インターネット (the Internet) は, 1969 年米国国防総省高等研究計画局 (ARPA) にて開発された ARPANET を起源とし, 当初は学術研究用の実験ネットワークとして発展した. 日本では, 1984 年より大学間を結ぶネットワーク JUNET (Japan University Network) が開始され, 多くの研究機関が実験に参加した. その後, 1990 年代前半にインターネットの商用利用が解禁され, WWW (World Wide Web) が開発されると, インターネットは広く一般に普及するようになり, そのトラフィックおよび接続ホスト数が急激に増加した. そして, 2000 年前後からアクセス回線の高速化, 低価格化が進み, 最近では 1 Gb/s の FTTH (Fiber To The Home) が導入されるようになった. インターネットにおける通信は, データをパケット (Packet) に分割し多数のルータ (Router) の間でパケットを順次転送する IP (Internet Protocol) によりエンドツーエンドのデータ転送を実現しており, 自律分散型で拡張性が高いという特徴を持つ. 現在, VoIP (Voice over IP) や VOD (Video on Demand) 等のオール IP 化が進展しており, 今後も IP トラフィックの増加が続くと考えられる.

IP ネットワークでは通信機能の階層化がなされており, 最下位の物理層 (Physical layer) は様々な伝送方式が使用可能であるが, 基幹系の長距離・大容量伝送は専ら光ファイバ通信によって成り立っている. これは, 石英ガラス光ファイバの持つ非常に小さい伝送損失と広い波長範囲によるものであり, 当面その優位性は揺らがないものと考えられる. 但し, 実際に長距離かつ大容量の通信を行なうためには光ファイバの特性を生かした様々な伝送技術が必要となる. また, 現状ではルータ間の 1 対 1 の伝送に光ファイバ通信が用いられており, ルータにおける経路制御等のネットワーク層 (Network layer) の処理は電気信号で行なわれている. しかし, このままの勢いで IP トラフィックが増加し続けると, 近い将来ルータでの電気信号処理がボトルネックになると考えられる. これを解決するために, 光信号を電気信号に変換せずに上位層の一部の処理を行なう全光信号処理が望まれている. 本研究は, IP ネットワークにおける光ファイバ通信の高度化に向け, ルータにおける経路制御等の処理を光信号のままで行なう全光信号処理に関するものである.

## 1.2 本研究の目的

本研究の内容は大きく2つに分けられ、4光波混合を用いた全光信号処理と、面発光半導体レーザの偏光双安定を用いた全光信号処理から成る。4光波混合を用いた全光信号処理は、入力光と異なる波長の光が出力されるため、光信号を電気信号に変換せずに光の波長を変換する全光波長変換が可能という特徴を持つ。一方、面発光半導体レーザの偏光双安定を用いた全光信号処理では、入力光と出力光の波長はほぼ等しいが、双安定性に基づいて偏光状態を保持する機能を持ち、光信号のまま状態を保持するメモリ動作や劣化した光信号を再生する動作が可能である。また、両者共にスイッチング動作が可能であるが、4光波混合を用いたスイッチングは入力光の振幅変化や位相変化が保持されるアナログスイッチであるのに対して、偏光双安定を用いたスイッチングは入力光の振幅に対して閾値特性を持つデジタル的なANDゲートスイッチであり、性質の異なるスイッチである。ルータにおける経路制御等の処理を光信号のままで行なうためには、全光波長変換、全光メモリ、全光信号再生、全光スイッチングが必要であり、4光波混合を用いた全光信号処理と偏光双安定を用いた全光信号処理は表 1.1 の○印の用途に使用可能である。なお、4光波混合は入力光強度に対する閾値特性を持たず、全光信号再生の波形整形機能は実現出来ないため、△印を記している。このように両者はそれぞれ互いに無い特徴を持ち、用途に応じて使い分ける必要がある。

4光波混合を用いた全光信号処理では、まず半導体光増幅器中の4光波混合を用いて光時分割多重 (Optical Time Division Multiplexing; OTDM) 信号のルーティングに必要な波長変換を伴った高速時分割スイッチングの実験を行なう。高速な光スイッチングによって遅延時間の少ない高効率なルーティングが可能となるため、高速スイッチングの極限である OTDM 信号のビット毎のスイッチングを目指す。そして、経路選択されて出力される光信号は他の光信号と時間的に多重化されることを考慮すると、スイッチング出力信号は入力 of OTDM 信号と同様に短パルスである必要があるが、多重分離 (Demultiplexing; DEMUX) を目的とし

表 1.1 4光波混合と偏光双安定の比較

用途	4光波混合	偏光双安定
全光波長変換	○	
全光メモリ		○
全光信号再生	△	○
全光スイッチング	○	○

た従来の実験では出力信号のパルス幅について詳細な評価はなされていなかった。本研究では、サブピコ秒の分解能の相互相関測定によりスイッチング出力信号のパルス幅を評価し、160 Gb/s の高速 OTDM 信号のスイッチングに適用可能であることを示す。

電界吸収型光変調器は、全光信号処理における光非線形素子として使用することが可能であり、他の光非線形素子に無い特徴を持つ。しかし、これまで電界吸収型光変調器の詳細な 4 光波混合特性は報告されていなかった。そこで、4 光波混合の基本的特性である入力光強度依存性、および入力光の波長間隔に対する離調特性を測定し、測定結果の理論的考察により半導体光増幅器との違いを明らかにする。

面発光半導体レーザの偏光双安定を用いた全光信号処理は、面発光半導体レーザに外部から光を注入して同レーザの発振偏光を制御することを基本としている。まず、従来と異なる構造の面発光半導体レーザを用いて偏光双安定スイッチングの実験を行ない、偏光双安定スイッチングが特定の構造の素子に固有の現象ではないことを示す。そして、外部からの光注入による偏光双安定スイッチングおよび注入同期の特性を明らかにし、全光信号処理の基本となる全光フリップフロップ動作について従来よりも低いスイッチングエネルギーと高い繰返し周波数を目指す。偏光双安定面発光半導体レーザを用いた全光信号再生の実験では、これまで入力信号よりも高品質の出力信号は得られていなかったもので、本研究ではタイミングジッタを低減するタイミング再生動作を実現する。最後に、入力データを面発光半導体レーザの発振偏光状態として記録する従来に無い光バッファメモリの動作を実証する。ここでは、基本となる 1 ビットの記録/再生動作を実現し、その多ビット化の展望を示す。さらに、記録された発振偏光状態を別の面発光半導体レーザに転送するシフトレジスタ機能を実現することを目的とする。

なお、面発光半導体レーザの偏光双安定を用いた全光信号処理は、河口仁司 教授を研究代表者とする独立行政法人 科学技術振興機構 戦略的創造研究推進事業の研究課題“シフトレジスタ機能付超高速光メモリの創製”として行なわれたものであり、河口仁司 教授による基本コンセプトを基にして、佐藤祐喜 研究員が面発光半導体レーザの素子作製を担当し、私が同レーザの特性評価および同レーザを用いた全光信号処理を担当した。

### 1.3 本論文の構成

図 1.1 に本論文の構成を示す。2章では，光ファイバ通信の長距離・大容量化と今後の課題，および光非線形効果とその全光信号処理への応用について述べる。その後，3章の4光波混合を用いた全光信号処理と，4章から6章の偏光双安定面発光半導体レーザを用いた全光信号処理の2つに大きく分けられる。3章では，4光波混合を用いた全光信号処理として，半導体光増幅器中の4光波混合を用いた波長変換を伴った全光スイッチングの実験と，電界吸収型光変調器の4光波混合特性の測定および理論的考察を行なう。偏光双安定面発光半導体レーザを用いた全光信号処理では，まず4章において，偏光双安定面発光半導体レーザの基本特性として発振特性，スイッチング特性，および注入同期特性と全光フリップフロップ動作について示す。そして，偏光双安定面発光半導体レーザのスイッチング動作の応用として，5章の全光信号再生と6章の光バッファメモリがある。偏光双安定面発光半導体レーザを用いた全光信号再生では，入力信号のタイミングジッタを低減するタイミング再生を実現する。偏光双安定面発光半導体レーザを用いた光バッファメモリでは，1ビットの記録/再生動作，多ビット化およびシフトレジスタ機能を実現する。最後に7章では，結言として本研究のまとめと今後の課題について記述する。

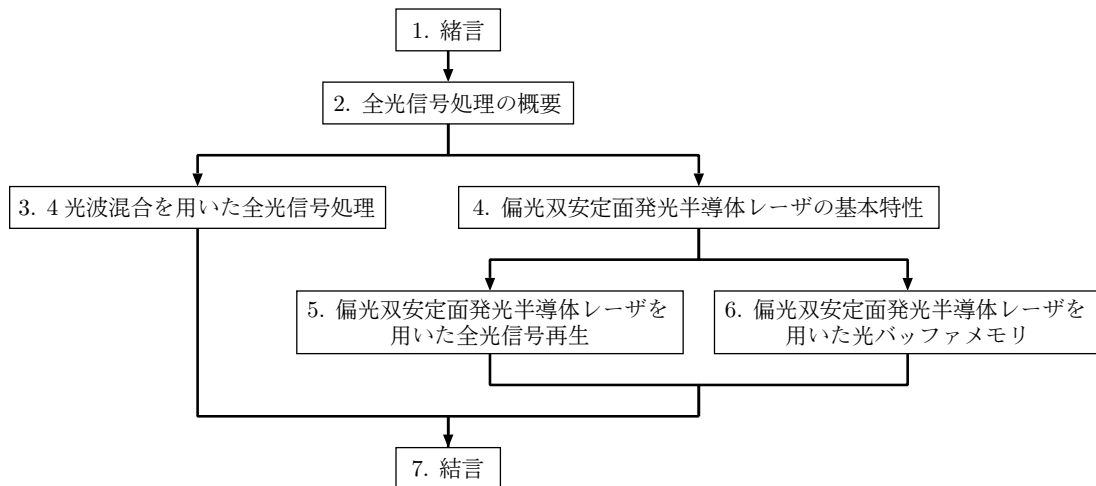


図 1.1 本論文の構成



## 2. 全光信号処理の概要

### 2.1 光ファイバ通信の現状と課題

光ファイバ通信は、これまでに伝送距離と伝送容量の両面で著しい発展を遂げた。本節では、光ファイバ通信の長距離・大容量化を可能にした要素技術について示し、今後の課題を述べる。

光ファイバ通信において、伝送距離を制限する要因として以下の4点が挙げられる。

1. 光ファイバの損失による光パワーの減少
2. 光ファイバの波長分散による変調信号の波形歪み
3. 光ファイバの非線形効果による変調信号の波形歪み
4. 光ファイバや光部品の偏波依存性による変調信号の波形歪み

半導体レーザの出力光を光ファイバで伝送し、フォトダイオード (Photodiode; PD) で受光する最も単純な光伝送系では、主に光ファイバの損失によって伝送距離が制限される。そして、ビットレートが上がると大きな受光パワーが必要となるため、伝送速度と伝送距離はトレードオフの関係になる。エルビウム添加光ファイバ増幅器 (Erbium-Doped Fiber Amplifier; EDFA) [1, 2] は、光ファイバの損失が最も低い 1550 nm 帯の波長の光を増幅可能であり、利得、出力パワーおよび効率がよく、低雑音、偏波無依存、伝送用光ファイバとの接続が容易といった特長を持つ。特に半導体レーザ励起 [3] により小型化および高効率化され、光ファイバ通信に適した光増幅器となった。光信号を電気信号に変換せずに増幅することが可能となり、送信端にて光出力を増強する出力増幅器、光ファイバ伝送路の間で中継する中継増幅器、受信端にて受光感度を改善する前置増幅器等、長距離光ファイバ通信に広く用いられるようになった。光ファイバ伝送路にて適切な間隔で光信号の増幅を行なうことにより、良好な S/N 比が得られる光パワーを長距離にわたって保つことが可能であり、光ファイバの損失による伝送距離の制限が解消された。

伝送距離を制限する第2の要因は、光ファイバの波長分散 (Chromatic Dispersion; CD) による信号波形の歪みである。単一モードで波長線幅の狭いレーザ光源を使用した場合でも変調によるスペクトル広がりには避けられないため、特に高速な変調信号の場合には波長分散による波形歪みが大きくなる。標準単一モード光ファイバ (Standard Single Mode Fiber; SSMF) の零分散波長は 1310 nm 付近

にあり、1550 nm 帯では 17 ps/nm/km 程度の波長分散を持つ。これを解決するために、零分散波長を 1550 nm 帯にした分散シフト光ファイバ (Dispersion Shifted Fiber; DSF)[4] や 1550 nm 帯において SSMF の分散を打ち消す負の分散値を持った分散補償光ファイバ (Dispersion Compensation Fiber; DCF)[5] が開発された。DSF を使用する場合は光ファイバ伝送路を全て DSF に交換する必要があるのに対して、DCF の場合は、伝送路は既設の SSMF のままで中継地点に DCF を挿入すれば良いというメリットを持つ。

EDFA によって光ファイバの損失による伝送距離の制限が解消され、DCF または DSF によって光ファイバの波長分散による波形歪みが解消されると、次に伝送距離を制限する要因は光ファイバの非線形効果による変調信号の波形歪みである。シングルモード光ファイバのコア径は 9  $\mu\text{m}$  程度と小さく、かつ光信号が長距離伝搬するため、mW オーダの光パワーにおいても無視出来ない非線形効果が発生する。DSF を用いた零分散波長での伝送は、非線形効果の影響が大きいため長距離伝送では使用されなくなった。そして、光ファイバのコア中のパワー密度を小さくするために、有効コア面積  $A_{\text{eff}}$  が大きい光ファイバ [6] が開発され、分散値の異なる複数の光ファイバを組み合わせる分散管理 [7] が用いられるようになった。具体的には、分散値が正の光ファイバと負の光ファイバを交互に配置し、累積分散値が一定値以上に大きくならないようにしつつ局所分散値を大きくして非線形効果による波形歪みを低減する手法である。

また、経済的に長距離伝送を行なうためには EDFA による中継間隔を長くすることが望まれる。しかし、光ファイバ中のパワーの上限は非線形効果が問題とならない値、下限は必要な S/N 比が得られる値によって決まり、両者を満足するためには中継間隔が制限される。通常 EDFA では中継地点において集中的に増幅を行なうが、伝送用光ファイバの一部を増幅に使用する分布ラマン増幅器 (Distributed Raman Amplifier; DRA) [8, 9] が開発され、中継間隔を伸ばすことが可能となった。例えば、中継間隔 100 km で太平洋横断が可能な伝送距離 10,000 km の長距離伝送実験が報告されている [10]。

伝送速度が上がると偏波依存性の問題も発生する。光ファイバのコア形状の僅かな変形や内部応力、曲げ等により複屈折が発生するため、光ファイバには偏波によって群速度が異なる偏波モード分散 (Polarization Mode Dispersion; PMD)[11] が存在する。また、光ファイバ増幅器には偏波によって利得が異なる偏波依存利得 (Polarization Dependent Gain; PDG)、光カップラや光アイソレータ等の光部品には偏波によって損失が異なる偏波依存損失 (Polarization Dependent Loss; PDL) が存在する [12]。光ファイバ伝送路中の光の偏波はランダムに変化するため、これらの偏波依存性によって変調信号の波形歪みや S/N 比の変化が生じる。伝送

路を全て偏波保持光ファイバ (Polarization Maintaining Fiber; PMF) で構成して一定偏波で伝送すればこのような問題は解消されるが、長距離伝送では経済的に実現が難しい。このため、偏波コントローラと群遅延時間差 (Differential Group Delay; DGD) を組み合わせた様々な構成の PMD 補償器 [13] が提案されている。但し、長距離伝送路で発生する高次の PMD を完全に補償することは困難であり、光ファイバの改善による PMD の低減が求められている。また最近では、受光後に電氣的に等価を行なう手法 [14] も提案されている。これは、最尤系列推定 (Maximum-Likelihood Sequence Estimation; MLSE) に基づいてデータの判定を行なって誤り率を低減する手法であり、完全に補償することは出来ないが PMD のみならず波長分散や非線形による波形歪みの影響も低減する効果を持つ。

次に、伝送容量の拡大について示す。当初の光ファイバ通信では、単一の光源の出力光を 1 本の光ファイバで伝送しており、伝送容量の拡大は半導体の高速化に基づいた変調速度の増加に従っていた。1990 年代には、波長の異なる多数の光信号を多重化して 1 本の光ファイバで伝送する波長分割多重 (Wavelength Division Multiplexing; WDM)[15] により、伝送容量が飛躍的に増大した。前記の光ファイバ増幅器は、多重化された光信号を分離せず一括して増幅可能であり、WDM 伝送に適している。しかし、WDM のチャンネル数が増えて波長範囲が広がると、EDFA で増幅可能な波長範囲によってチャンネル数が制限されるようになった。ラマン増幅器は、波長の異なる多数のポンプ光を合波して使用することにより、利得の波長範囲を広く、かつ波長特性を平坦に設計することが出来る [9]。これにより、EDFA よりも広い波長範囲を使用することが可能となり、WDM のチャンネル数拡大に寄与している。また、光ファイバの非線形効果による WDM のチャンネル間干渉を低減するためにも分散マネジメント伝送路が有効である。従って、現在の長距離大容量伝送は、図 2.1 に示す WDM + 光ファイバ増幅器 + 分散マネジメント伝送路の構成が基本となっている。そして最近では、10 Tb/s を超える超大容量 WDM 伝送実験が報告されている [16, 17]。

このように、WDM によって経済的な長距離大容量伝送が実現されるようになった。WDM の総伝送容量は 1 波当たりの伝送速度とチャンネル数の積であり、大容量化のためにはチャンネル数を増やす手法と、1 波当たりの伝送速度を増やす手法がある。チャンネル数を増やすと、それに比例して多数の光源、光変調器、受光器、電気回路が必要となり、光送受信機のサイズ、コスト、消費電力が増加する。これに対して 1 波当たりの伝送速度を増やす場合には、伝送速度の増加に比べると光送受信機の規模の増加を抑えることが出来る。例えば、超大容量 WDM 伝送実験における 2001 年の報告 [16] では 40 Gb/s の 273 波多重であるのに対して、2006 年の報告 [17] では 111 Gb/s の 140 波多重と大容量 WDM 伝送実験における 1 波

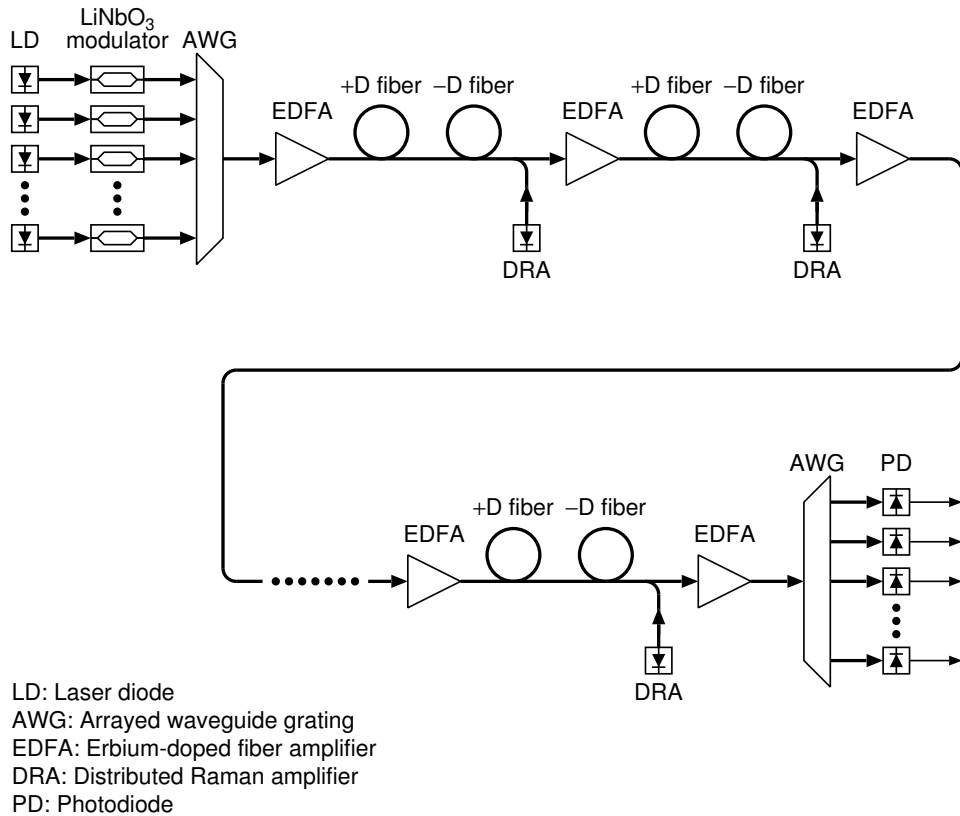


図 2.1 長距離大容量伝送の構成例

当たりの伝送速度が増加している。このため、WDMが全盛の大容量伝送においても1波当たりの伝送速度を上げることは重要である。これまでに、1チャンネルで高速な伝送を目指した研究として、1.28 Tb/s[18] および 2.56 Tb/s[19] の伝送実験が報告されている。但し、これらの伝送速度は偏波多重を併用した値である。このような超高速の変調信号は通常の電気-光変調によって生成することが出来ないため、光信号にて時間多重を行なう OTDM 技術が用いられている。

以上のように、光ファイバ通信は伝送距離と伝送容量の両面で飛躍的な発展を遂げた。今後もさらなる進展が続くと予想されるが、単に伝送距離と伝送容量を拡大するだけではなく、光ネットワークの柔軟性も重要となってきている。従来の光ファイバ通信は基本的に1対1の通信を前提としており、送信端と受信端を結ぶ1本の伝送路を形成している。但し、実際の通信では多数のユーザが様々な宛先と接続する必要があり、IP ネットワークでは多数のルータが経路制御を行なっている。現在は電気信号によって経路選択の処理を行なっているが、伝送容量が増加し、かつネットワークが複雑化するのに従って電気信号処理の消費電力やコストが問題となってきた。これを解決するためには、光信号を電気信号に変換せずに光のまま処理する必要がある。つまり、光ファイバで伝送された光信号を

一旦電気信号に変換して経路選択を行ない、再度光信号に変換して別の光ファイバで伝送するという処理に比べて、伝送された光信号を光スイッチにより経路を選択して別の光ファイバで伝送する方式では、中継における消費電力やコストを大幅に削減することが出来る。

前述のように1本の光ファイバでTb/sを超える大容量の伝送が可能となり、多数のユーザのデータ、即ち宛先の異なる多数のIPパケットを多重化して1本の光ファイバで伝送を行なう必要がある。光信号を電気信号に変換せずに多重化されたIPパケットの経路制御を行なうためには、光信号の一部を抽出し経路を選択して再度伝送する処理が求められる。WDM信号の場合、一部の波長のみを抽出する処理や光信号のまま波長を変える処理が必要となる。前者は光バンドパスフィルタ(Optical Band-Pass Filter; OBPF)によって比較的容易に実現出来るのに対して、後者は全光波長変換の技術が必要となる。一方OTDM信号の場合、一部の時間の信号のみを抽出する処理や光信号のタイミングを変える処理が必要となる。前者はDEMUXや全光スイッチングが必要となるのに対して、後者は時間遅延によって比較的容易に実現出来る。

1対1の伝送では多重化された信号は全て同一の光ファイバを経由するため、伝送路を最適化し必要な光増幅や分散補償等を一括して経済的に行なうことが可能である。しかし、光信号のまま経路選択を行なうネットワークでは、距離伝送が異なる信号、特性の異なる光ファイバを経由した信号、ビットレートが異なる信号等が混在し、最適化や一括した処理が困難となる。このため、劣化した光信号を伝送前と同様の状態に復元する必要がある、電気信号に変換せずに光信号の再生を行なう全光信号再生が必要となる。

IPルータは、パケットの到着速度が転送処理能力を超えると、処理出来ないパケットを破棄する。パケットの破棄が発生してもTCP(Transmission Control Protocol)により再送が行なわれ、エンドツーエンドでは信頼性のあるデータ伝送が確保される。しかし伝送効率が低下するため、通常はルータにバッファメモリを設けて処理出来ないパケットを一時的に保持することによりパケットの破棄を低減している。光信号のまま経路制御を行なうフォトニックIPルータでは、パケットを光信号のまま一時的に保持する全光バッファメモリが必要となる。

## 2.2 光非線形効果と全光信号処理への応用

波長変換やスイッチング等の全光信号処理は線形の光学素子のみでは実現出来ないため、何らかの光非線形効果を利用する必要がある。以下に全光信号処理に用いられる主な光非線形効果を示す。

1. 4光波混合 (Four-Wave Mixing; FWM)  
波長の異なる2つの光を光非線形素子に入力すると、2つの入力光よりも短波長側と長波長側にそれぞれ新たな波長の光が発生する現象である。
2. 相互位相変調 (Cross-Phase Modulation; XPM)  
波長の異なる2つの光を光非線形素子に入力すると、一方の光の強度に応じて他方の光の位相が変化する現象である。
3. 相互利得変調 (Cross-Gain Modulation; XGM)  
波長の異なる2つの光を光非線形素子に入力すると、一方の光の強度に応じて他方の光の利得が変化する現象である。
4. 相互吸収変調 (Cross-Absorption Modulation; XAM)  
波長の異なる2つの光を光非線形素子に入力すると、一方の光の強度に応じて他方の光の吸収が変化する現象である。
5. 自己位相変調 (Self-Phase Modulation; SPM)  
光非線形素子に光を入力すると、入力光の光強度に応じて入力光自身の位相が変化する現象である。

次に、実際に全光信号処理に用いられる主な光非線形素子を以下に示す。

1. 半導体光増幅器 (Semiconductor Optical Amplifier; SOA)
2. 光ファイバ
3. 電界吸収型光変調器 (Electroabsorption Modulator; EAM)

これらの素子は、基本的に線形素子として開発されたものであるが、ピークパワーの大きな光を入力することによって発生する光非線形効果を利用する。表 2.1 に光非線形素子と光非線形効果の関係を示す。○印は全光信号処理に良く用いられている組み合わせ、空欄はあまり用いられていない組み合わせを示す。—印は基本的に存在しない非線形効果、例えば電界吸収型光変調器は吸収媒体であり基本的に相互利得変調は存在しないことを示す。

表 2.1 全光信号処理に用いられる光非線形素子と光非線形効果

	半導体光増幅器	光ファイバ	電界吸収型光変調器
4 光波混合	○	○	
相互位相変調	○	○	○
相互利得変調	○	—	—
相互吸収変調	—		○
自己位相変調		○	

SOA は、当初は光ファイバ伝送における中継用の線形光増幅器として開発された [20]。しかし、自然放出光 (Amplified Spontaneous Emission; ASE) 雑音が大きく偏波依存性が大きいという欠点があり、雑音が少なく偏波依存性の小さい EDFA の登場により、長距離伝送における線形光増幅器として SOA を用いることはほとんど無くなった。一方、SOA は小型で大きな非線形効果を持ち、光が増幅される効果と相まって高い変換効率を得られるため、全光信号処理における光非線形素子として広く用いられるようになった。SOA を用いた全光信号処理として、FWM による全光波長変換 [21] や DEMUX [22, 23], XPM による全光波長変換 [24], XGM による全光波長変換 [25] 等が報告されている。

FWM を用いた全光波長変換の基本構成は、図 2.2 に示すように光変調信号 Q と CW (Continuous Wave) のポンプ光 P を同一偏波で合波して光非線形素子に入力し、発生した FWM 光 S を OBPF により抽出する。同様の構成においてポンプ光をパルス光とすると、波長変換を伴った全光スイッチとなる。つまり、ポンプパルスが入力された時のみ光変調信号 Q が FWM 光 S に変換され、ポンプパルス

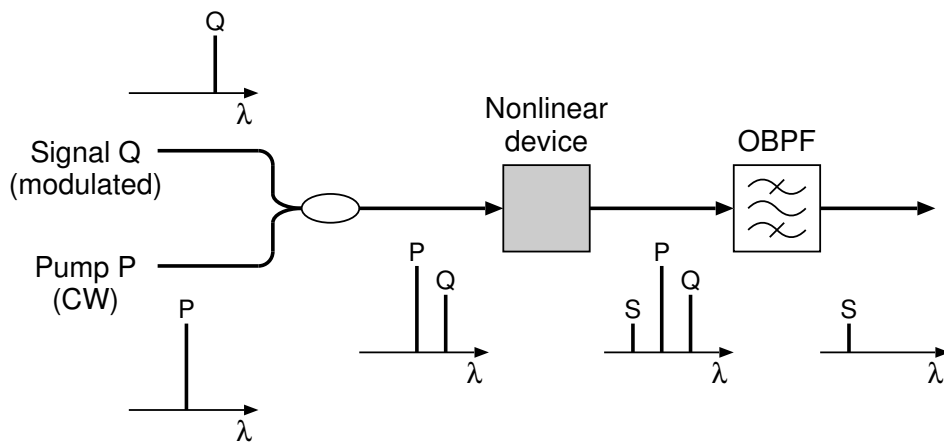


図 2.2 FWM を用いた全光波長変換の基本構成

の有無により出力光を on/off する全光スイッチとして動作する。また、ポンプパルスを一周期の繰返しパルスとすると、OTDM 信号から一定間隔でパルスを抽出する DEMUX となる。

XPM を用いた全光波長変換では、XPM による光の位相変化を振幅変化に変換するためにマッハツェンダ干渉計が用いられる。図 2.3 に SOA マッハツェンダ干渉計による波長変換器 [24] を示す。波長  $\lambda_i$  の入力信号と波長  $\lambda_c$  の CW 光を入力し、カプラの分岐比等を非対称に設定すると、入力信号によって SOA 出力における CW 光の位相差が発生する。マッハツェンダ干渉計により位相変化が振幅変化に変換されるので、波長  $\lambda_c$  の光を OBPF で抽出すると、入力信号によって振幅が変化する波長  $\lambda_c$  の光が出力される。SOA マッハツェンダ干渉計において、波長  $\lambda_c$  のパルス光を用いることにより、全光スイッチとしての動作も可能である。

ランダムなデータによって変調された光信号は、低周波から高周波まで連続したスペクトルを持つため、低周波においても平坦な特性が要求される。低周波特性が平坦でない場合、変調信号のデータパターンによって応答が異なり、パターン効果と呼ばれる波形の歪みが発生する。SOA の利得飽和は、キャリア数の変化に基づく遅い緩和時間を持ち、パターン効果の原因となる。これを解決するために、図 2.4 に示す対称マッハツェンダ型全光スイッチが提案されている [26, 27]。マッハツェンダ干渉計の両アームに SOA 等の非線形導波路を持つ対称な構造で、非線形導波路 1 および 2 に 1 ビット間隔  $T$  の時間差をつけて制御パルスを入力すると、時間  $T$  の間のみ両アームの信号パルスに XPM による位相差が発生して、信号パルスのスイッチングが可能となる。非線形導波路における XPM の遅い応答は、対称なマッハツェンダ干渉計によりほぼキャンセルされ、出力信号には遅い応答はほとんど現れない。

一方、光ファイバの光非線形効果を用いた全光信号処理では、FWM を用いた全光波長変換 [28] や DEMUX [29] が報告されている。光非線形素子として光ファイバを用いる場合、SOA と比較すると ASE 雑音が発生しない、遅い緩和時間が存在しない等の特長を持つ。しかし、非線形効果は比較的小さいので、変換効率を上げるためには光を長距離伝搬させる必要がある。但し、光ファイバの損失に

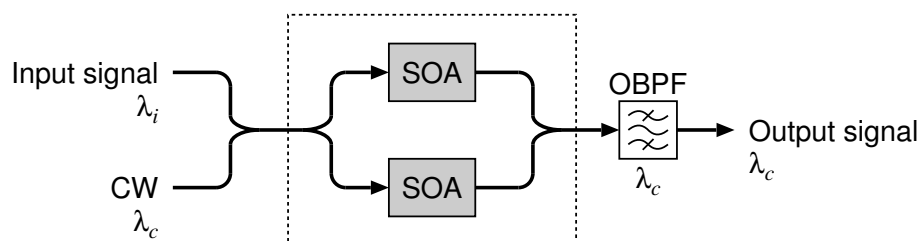


図 2.3 SOA マッハツェンダ干渉計による波長変換器 [24]



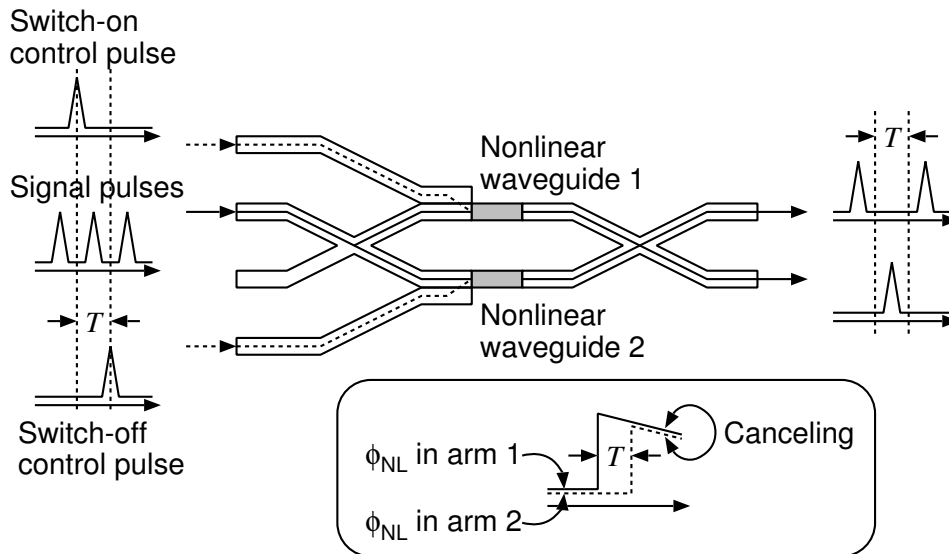


図 2.4 対称マッハツェンダ型全光スイッチ [27]

より伝搬距離に応じて光パワーが減少するため、変換効率は光ファイバ長に比例して増え続けるわけではなく次第に飽和する。さらに、光ファイバの波長分散により伝搬距離に応じて波長の異なる2つの光の相対位相が変化するため、発生するFWM光の位相が変化してFWM光の増加を妨げる。従って、高い変換効率を得るためには損失と波長分散が小さい長距離の光ファイバが必要となり、入力光の波長が光ファイバの零分散波長によって制限されるという欠点を持つ。

光ファイバの非線形効果としてXPMも挙げられる。光ファイバのXPMは一般にSOAより小さく、変換効率を上げるために長距離の光ファイバが必要となる。長距離の光ファイバでは温度変化等により出力光の位相が大きく変動するため、長距離の光ファイバを用いてマッハツェンダ干渉計を構成すると、温度変化等による出力光強度の変動が発生する。このため、SOAマッハツェンダ干渉計と同様の構成を用いて光ファイバのXPMによる位相変化を振幅変化に変換することは実用上困難である。そこで、2つの光を同一の光ファイバに逆方向に伝搬させて温度変化等による光ファイバの位相変動を打ち消すNOLM (Nonlinear Optical Loop Mirror)[30]の構成が用いられている。光ファイバのXPMを用いたNOLM構成による全光DEMUXの構成を図2.5に示す[31]。波長 $\lambda_i$ の入力信号光はカップラ1で2つに分岐され、それぞれループを右回りまたは左回りをした後、カップラ1で合波されて出力信号となる。同一の光ファイバを右回りした光と左回りした光が干渉して出力信号となるため、温度変化等による光ファイバの位相変動は打ち消される。ここで、波長 $\lambda_p$ のプロブパルスを経由してカップラ2を経由してループを右回りするように入力すると、右回りの入力信号光のみ光ファイバのXPMによ

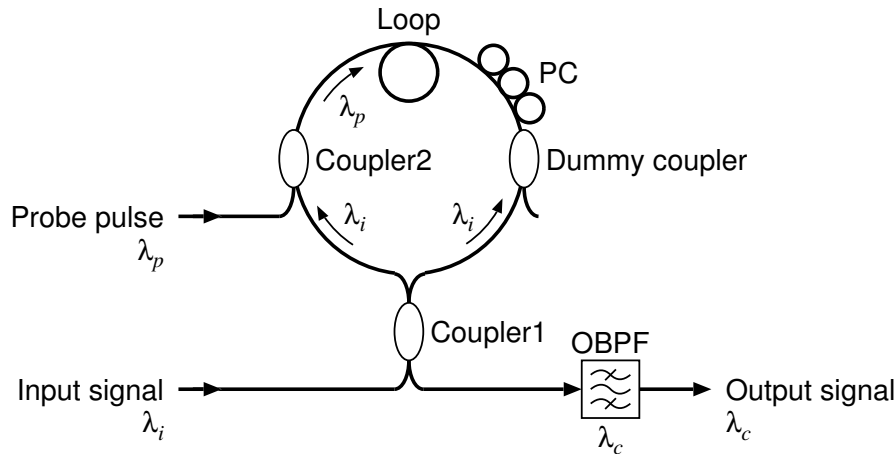


図 2.5 光ファイバの XPM を用いた NOLM 構成による全光 DEMUX[31]

て位相が変化し，出力信号の振幅が変化する．プローブパルスが入力された時に出力信号が得られるように偏波コントローラを調整すると，全光 DEMUX として動作する．

光ファイバの SPM は，単一の光源から波長帯域の広い SC (Supercontinuum) 光を生成する [32] ために用いられている．光ファイバは，その波長分散を制御することが比較的容易であるため SC 光の生成に適しており，光ファイバの長手方向に対して分散値が次第に減少する分散減少光ファイバ (Dispersion Decreasing Fiber; DDF) を用いた広帯域 SC 光の生成が報告されている [33]．

EAM は，小型，低駆動電圧，高消光比等の特長を持った光強度変調器である．但し，長距離光ファイバ伝送用の光変調器としてはチャープ制御が容易な  $\text{LiNbO}_3$  光変調器が使用されることが多い．一方，EAM を光非線形素子として使用することが試みられており，XPM による波長変換 [34]，XAM による波長変換 [35] および信号再生 [36] が報告されている．EAM は逆電圧の印加により回復時間を低減出来る [34] ため，高速な光非線形素子としての応用が期待出来る．しかし，EAM の FWM についての詳細な特性は，これまで報告されていなかった．EAM は吸収型の素子であり，SOA と比較すると変換効率が低いが，光ファイバと比較すると小型で変換効率が高く，SOA と光ファイバの中間の特性を持っている．

## 参考文献

- [1] R. J. Mears, L. Reekie, I. M. Jauncey, and D. N. Payne, “Low-noise Erbium-doped fiber amplifier operating at  $1.54\mu\text{m}$ ,” *Electron. Lett.*, vol. 23, no. 19, pp. 1026–1028, Sept. 1987.
- [2] E. Desurvire, J. R. Simpson, and P. C. Becker, “High-gain Erbium-doped traveling-wave fiber amplifier,” *Optics Lett.*, vol. 12, no. 11, pp. 888–890, Nov. 1987.
- [3] M. Nakazawa, Y. Kimura, and K. Suzuki, “Efficient  $\text{Er}^{3+}$ -doped optical fiber amplifier pumped by a  $1.48\ \mu\text{m}$  InGaAsP laser diode,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 54, no. 4, pp. 295–297, Jan. 1989.
- [4] L. G. Cohen, C. Lin, and W. G. French, “Tailoring zero chromatic dispersion into the  $1.5\text{--}1.6\ \mu\text{m}$  low-loss spectral region of single-mode fibres,” *Electron. Lett.*, vol. 15, no. 12, pp. 334–335, June 1979.
- [5] C. D. Poole, J. M. Wiesenfeld, A. R. McCormick, and K. T. Nelson, “Broadband dispersion compensation by using the higher-order spatial mode in a two-mode fiber,” *Optics Lett.*, vol. 17, no. 14, pp. 985–987, July 1992.
- [6] T. Kato, M. Hirano, M. Onishi, and M. Nishimura, “Ultra-low nonlinearity low-loss pure silica core fibre for long-haul WDM transmission,” *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 19, pp. 1615–1617, Sept. 1999.
- [7] M. Suzuki and N. Edagawa, “Dispersion-managed high-capacity ultra-long-haul transmission,” *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 21, no. 4, pp. 916–929, Apr. 2003.
- [8] M. N. Islam, “Raman amplifiers for telecommunications,” *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 8, no. 3, pp. 548–559, May/June 2002.
- [9] S. Namiki and Y. Emori, “Ultrabroad-band Raman amplifiers pumped and gain-equalized by wavelength-division-multiplexed high-power laser diodes,” *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 7, no. 1, pp. 3–16, Jan./Feb. 2001.
- [10] C. Rasmussen, T. Fjelde, J. Bennike, F. Liu, S. Dey, B. Mikkelsen, P. Mamyshhev, P. Serbe, P. van der Wagt, Y. Akasaka, D. Harris, D. Gapontsev,

- V. Ivshin, and P. Reeves-Hall, “DWDM 40G transmission over trans-pacific distance (10 000 km) using CSRZ-DPSK, enhanced FEC, and all-Raman-amplified 100-km UltraWave fiber spans,” *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 22, no. 1, pp. 203–207, Jan. 2004.
- [11] S. C. Rashleigh and R. Ulrich, “Polarization mode dispersion in single-mode fibers,” *Optics Lett.*, vol. 3, no. 2, pp. 60–62, Aug. 1978.
- [12] F. Bruyere and O. Audouin, “Penalties in long-haul optical amplifier systems due to polarization-dependent loss and gain,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 6, no. 5, pp. 654–656, May 1994.
- [13] H. Sunnerud, C. Xie, M. Karlsson, R. Samuelsson, and P. A. Andrekson, “A comparison between different PMD compensation techniques,” *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 20, no. 3, pp. 368–378, Mar 2002.
- [14] H. F. Haunstein, W. Sauer-Greff, A. Dittrich, K. Sticht, and R. Urban-sky, “Principles for electronic equalization of polarization-mode dispersion,” *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 22, no. 4, pp. 1169–1182, Apr. 2004.
- [15] N. S. Bergano and C. R. Davidson, “Wavelength division multiplexing in long-haul transmission systems,” *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 14, no. 6, pp. 1299–1308, June 1996.
- [16] K. Fukuchi, T. Kasamatsu, M. Morie, R. Ohhira, T. Ito, K. Sekiya, D. Ogasahara, and T. Ono, “10.92-Tb/s ( $273 \times 40$ -Gb/s) triple-band/ultra-dense WDM optical-repeated transmission experiment,” in *Proc. Optical Fiber Communication Conf. (OFC 2001)*, Anaheim, CA, 2001, Postdeadline paper, pp. PD24-1–PD24-3.
- [17] A. Sano, H. Masuda, Y. Kisaka, S. Aisawa, E. Yoshida, Y. Miyamoto, M. Koga, K. Hagimoto, T. Yamada, T. Furuta, and H. Fukuyama, “14-Tb/s ( $140 \times 111$ -Gb/s PDM/WDM) CSRZ-DQPSK transmission over 160 km using 7-THz bandwidth extended L-band EDFAs,” in *Proc. Eur. Conf. Optical Communication (ECOC 2006)*, Cannes, France, 2006, Postdeadline paper Th4.1.1.
- [18] M. Nakazawa, T. Yamamoto, and K. R. Tamura, “1.28 Tbit/s-70 km OTDM transmission using third- and fourth-order simultaneous dispersion compen-

- sation with a phase modulator,” *Electron. Lett.*, vol. 36, no. 24, pp. 2027–2029, Nov. 2000.
- [19] H. G. Weber, S. Ferber, M. Kroh, C. Schmidt-Langhorst, R. Ludwig, V. Marembert, C. Boerner, F. Futami, S. Watanabe, and C. Schubert, “Single channel 1.28 Tbit/s and 2.56 Tbit/s DQPSK transmission,” *Electron. Lett.*, vol. 42, no. 3, pp. 178–179, Feb. 2006.
- [20] T. Saitoh and T. Mukai, “1.5  $\mu\text{m}$  GaInAsP traveling-wave semiconductor-laser amplifier,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 23, no. 6, pp. 1010–1020, June 1987.
- [21] M. C. Tatham, G. Sherlock, and L. D. Westbrook, “20-nm optical wavelength conversion using nondegenerate four-wave-mixing,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 5, no. 11, pp. 1303–1306, Nov. 1993.
- [22] S. L. Jansen, M. Heid, S. Spälter, E. Meissner, C. -J. Weiske, A. Schöpflin, D. Khoe, and H. de Waardt, “Demultiplexing 160 Gbit/s OTDM signal to 40 Gbit/s by FWM in SOA,” *Electron. Lett.*, vol. 38, no. 17, pp. 978–980, Aug. 2002.
- [23] I. Shake, H. Takara, K. Uchiyama, I. Ogawa, T. Kitoh, T. Kitagawa, M. Okamoto, K. Magari, Y. Suzuki, and T. Morioka, “160 Gbit/s full optical time-division demultiplexing using FWM of SOA-array integrated on PLC,” *Electron. Lett.*, vol. 38, no. 1, pp. 37–38, Jan. 2002.
- [24] T. Durhuus, C. Joergensen, B. Mikkelsen, R. J. S. Pedersen, and K. E. Stubkjaer, “All optical wavelength conversion by SOA’s in a Mach Zehnder configuration,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 6, no. 1, pp. 53–55, Jan. 1994.
- [25] A. D. Ellis, A. E. Kelly, D. Nasset, D. Pitcher, D. G. Moodie, and R. Kashyap, “Error free 100 Gbit/s wavelength conversion using grating assisted cross-gain modulation in 2 mm long semiconductor amplifier,” *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 20, pp. 1958–1959, Oct. 1998.
- [26] S. Nakamura, K. Tajima, and Y. Sugimoto, “Experimental investigation on high-speed switching characteristics of a novel symmetrical Mach-Zehnder all-optical switch,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 65, no. 3, pp. 283–285, July 1994.

- [27] K. Tajima, S. Nakamura, and Y. Ueno, "Ultrafast all-optical signal processing with symmetric Mach-Zehnder type all-optical switches," *Optical and Quantum Electron.*, vol. 33, no. 7–10, pp. 875–897, July 2001.
- [28] K. Inoue and H. Toba, "Wavelength conversion experiment using fiber four-wave-mixing," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 4, no. 1, pp. 69–72, Jan. 1992.
- [29] P. A. Andrekson, N. A. Olsson, J. R. Simpson, T. Tanbun-Ek, R. A. Logan, and M. Haner, "16 Gbit/s all-optical demultiplexing using 4-wave-mixing," *Electron. Lett.*, vol. 27, no. 11, pp. 922–924, May 1991.
- [30] N. J. Doran and David Wood, "Nonlinear-optical loop mirror," *Optics Lett.*, vol. 13, no. 1, pp. 56–58, Jan. 1988.
- [31] P. A. Andrekson, N. A. Olsson, J. R. Simpson, D. J. Digiovanni, P. A. Morton, T. Tanbun-Ek, R. A. Logan, and K. W. Wecht, "64 Gb/s all-optical demultiplexing with the nonlinear optical-loop mirror," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 4, no. 6, pp. 644–647, June 1992.
- [32] T. Morioka, K. Mori, and M. Saruwatari, "More than 100-wavelength-channel picosecond optical pulse generation from single laser source using supercontinuum in optical fibers," *Electron. Lett.*, vol. 29, no. 10, pp. 862–864, May 1993.
- [33] T. Okuno, M. Onishi, and M. Nishimura, "Generation of ultra-broad-band supercontinuum by dispersion-flattened and decreasing fiber," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, no. 1, pp. 72–74, Jan. 1998.
- [34] K. Nishimura, R. Inohara, M. Tsurusawa, and M. Usami, "80 Gbit/s wavelength conversion using MQW electroabsorption modulator in delayed-interferometric configuration," *Electron. Lett.*, vol. 39, no. 10, pp. 792–794, May 2003.
- [35] N. Edagawa, M. Suzuki, and S. Yamamoto, "Novel wavelength converter using an electroabsorption modulator," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E81-C, no. 8, pp. 1251–1257, Aug. 1998.
- [36] E. S. Awad, P. S. Cho, C. Richardson, N. Moulton, and J. Goldhar, "Optical 3R regeneration using a single EAM for all-optical timing extraction with

simultaneous reshaping and wavelength conversion,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, no. 9, pp. 1378–1380, Sept. 2002.

### 3. 4光波混合を用いた全光信号処理

#### 3.1 はじめに

FWMは奇数次の非線形に基づく光非線形効果であり，光周波数  $f_1$  と  $f_2$  の2つの光を光非線形素子に入力すると，図 3.1 に示すように入力光の長波長側と短波長側に光周波数  $f_3$  と  $f_4$  の FWM 光が発生する．入力光と FWM 光の光周波数の関係は次式で表される．

$$f_3 = 2f_1 - f_2, \quad (3.1)$$

$$f_4 = 2f_2 - f_1. \quad (3.2)$$

FWMが3次の非線形によってのみ発生すると仮定すると，FWM光のパワー  $P_3$ ,  $P_4$  は

$$P_3 \propto P_1^2 \cdot P_2, \quad (3.3)$$

$$P_4 \propto P_2^2 \cdot P_1 \quad (3.4)$$

で表される． $P_1, P_2$  は入力光のパワーである．ここで，入力光パワーを  $P_2 \gg P_1$  とすると FWM 光パワーは  $P_4 \gg P_3$  となり， $P_4$  は  $P_1$  に比例するため図 3.2 に示すようにポンプ光によって光周波数  $f_1$  の信号光を光周波数  $f_4$  の FWM 光に波長変換することが出来る．FWMによる波長変換は，1つの光非線形素子で複数の波長を一括して処理出来るという特徴を持つ．例えば，図 3.3 に示すように， $n$  個の波長からなる WDM 信号とポンプ光を光非線形素子に入力すると， $n$  個の波長の FWM 出力信号を得ることが出来る．なお，XPM や XGM では，ポンプ光強度に応じてプローブ光の位相や利得が変化するため，複数の波長の変調信号を含む WDM 信号をポンプ光として一括して波長変換することは不可能である．

OTDM 信号は，複数の光信号を時間軸上で多重化した高速な変調信号である．OTDM 信号のルーティングでは，多重化された光信号を分離して経路切替を行な

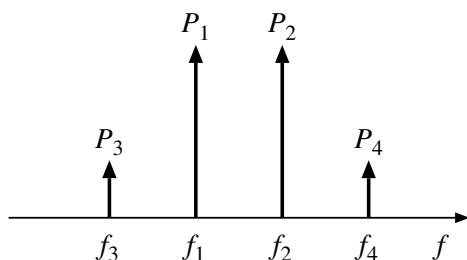


図 3.1 FWM 光の発生

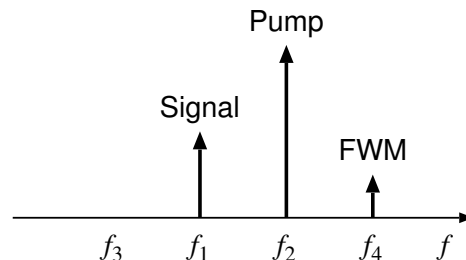


図 3.2 FWM による波長変換



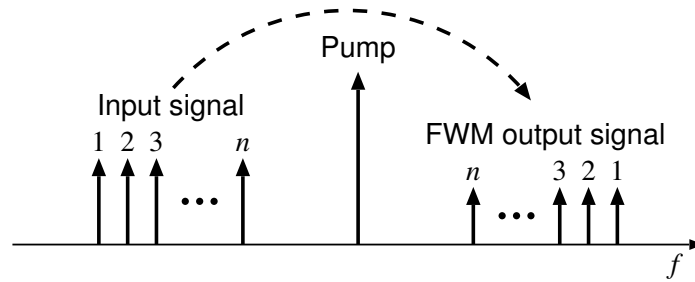


図 3.3 FWMによる WDM 信号の一括波長変換

うために、時分割スイッチングが必要である。高速な光スイッチングによって遅延時間の少ない高効率なルーティングが可能となり、高速スイッチングの極限として、OTDM 信号のビット毎のスイッチングが挙げられる。また、OTDM ネットワークにおいて光信号のまま経路切替を行なうためには、光の波長によって経路を選択する波長ルーティングが有用な技術である。従って、OTDM 信号を時間的に分離する高速な全光スイッチングと、光信号のまま波長を変換する全光波長変換が求められている。そして、経路選択されて出力される光信号は、同じ経路に出力される他の光信号と時間的に多重化する必要があるため、出力信号は入力 OTDM 信号と同様にビット周期の 1/2 程度以下の短パルスである必要がある。

SOA は小型で低消費電力という特徴を持ち、増幅器としてだけでなく、光非線形ゲートスイッチ、波長変換器、光位相共役器等の様々な光機能デバイスとして用いることが出来る。例えば、SOA 中の FWM を用いた DEMUX 動作について、非線形シュレディンガー方程式の FD-BPM (Finite-Difference Beam Propagation Method) による解析が報告されている [1]。また、SOA 中の FWM を用いた 160 Gb/s OTDM 信号の DEMUX の実験 [2, 3] や、チャープした光をクロック信号として使用し、クロック信号の波長を掃引しながら OTDM 信号の DEMUX を行ない、波長の異なる多チャンネルの DEMUX 出力を同時に得る手法 [4] が報告されている。しかし、DEMUX を目的とした実験では、入力信号よりも出力信号は低いビットレートとなるため、出力信号は短パルスである必要が無く、DEMUX 出力信号のパルス幅について詳細な評価はなされていなかった。最近、SOA 中の FWM を用いた 160 Gb/s 全光符号化の実験が報告され [5]、通常の DEMUX 出力信号よりも高速な 160 Gb/s の FWM 出力信号波形が観測されている。しかし、観測された出力信号波形のパルス幅は波形測定的时间分解能によって制限されており、160 Gb/s 信号のパルス幅評価としては不十分であった。

3.2 節では、SOA 中の FWM を用いた OTDM 信号のビット毎の全光スイッチングの実験について示す。波長の異なる 2 つのポンプ光を用いた FWM 生成により、 $1 \times 2$  のスイッチングと全光波長変換を実現する。そして、出力信号のパル

ス幅を正確に評価するために、サブピコ秒の時間分解能の相互相関測定を行なう。これより、OTDM ネットワークにおける波長ルーティングのための高速スイッチングの能力を示す。

一方、EAM は、 $\text{LiNbO}_3$  光変調器と比べて小型、低駆動電圧、高消光比等の特長を持った光強度変調器である。EAM を光非線形素子として使用する場合、表 3.1 に示すように光非線形素子としてよく用いられる SOA と光ファイバの中間の特性を持っている。これより、EAM は低雑音と小型化が必要な用途に適している。EAM の光非線形効果としては XAM, XPM および FWM が発生することが報告されている [6, 7, 8]。また、EAM の回復時間は逆電圧印加により低減出来る [6] ため、高速な光非線形素子としての応用も期待出来る。しかし、これまで EAM の詳細な FWM 特性は報告されていなかった。

EAM の FWM を全光信号処理に応用するためにはその詳細な特性を明らかにしておく必要があり、3.3 節では EAM の FWM 特性の測定結果と理論的考察を示す。まず、FWM の入力光強度依存性を測定し、3 次の非線形に基づいた理論特性との比較を行なう。そして、入力光の波長間隔を変えて離調特性を測定し、離調周波数と FWM 光強度の関係について議論する。ここで、長波長側と短波長側の FWM 光強度の非対称性について考察し、利得媒体である SOA との比較を行なう。

表 3.1 光非線形素子の比較

	半導体光増幅器	電界吸収型光変調器	光ファイバ
光非線形効果	大	中	小
自然放出光雑音	有	無	無
サイズ	小型	小型	長尺

## 3.2 半導体光増幅器中の4光波混合を用いた全光スイッチング [9]

### 3.2.1 全光スイッチングの原理

図 3.4 に SOA 中の FWM を用いた  $2 \times 2$  の全光スイッチングの原理を示す。OTDM 信号 Q はスイッチングを行なう入力信号である。2つのポンプ光 P1, P2 は、それぞれ異なる波長とタイミングを持つパルス光であり、P1 のパルスは OTDM 信号の1つ目のパルスにタイミングを合わせ、P2 は OTDM 信号の2つ目のパルスにタイミングを合わせる。OTDM 信号と2つのポンプ光を SOA に入力すると、SOA の非線形効果により OTDM 信号と各ポンプ光の間で FWM が発生する。但し、2つのポンプ光の間では、パルスタイミングが異なるので FWM は発生しない。つまり、OTDM 信号 Q の1つ目のパルスとポンプ光 P1 により FWM 信号 S1 が発生し、OTDM 信号 Q の2つ目のパルスとポンプ光 P2 により FWM 信号 S2 が発生する。FWM 信号の波長は OTDM 信号とポンプ光の波長関係によって決まり、2つの FWM 信号 S1, S2 はそれぞれ異なる波長となるため、OBPF で分離抽出することが出来る。FWM 信号 S1 と S2 は、それぞれ OTDM 信号の1つ目と2つ目のビットに対応したスイッチング出力パルスであり、各々他チャンネルの信号と時分割多重されて出力される。この構成により、OTDM 信号のビット毎のスイッチングが可能である。このように、出力信号は他チャンネルの信号と時間的に多重化されるため、FWM 信号は OTDM 信号と同様の短いパルス幅を保つ必要がある。

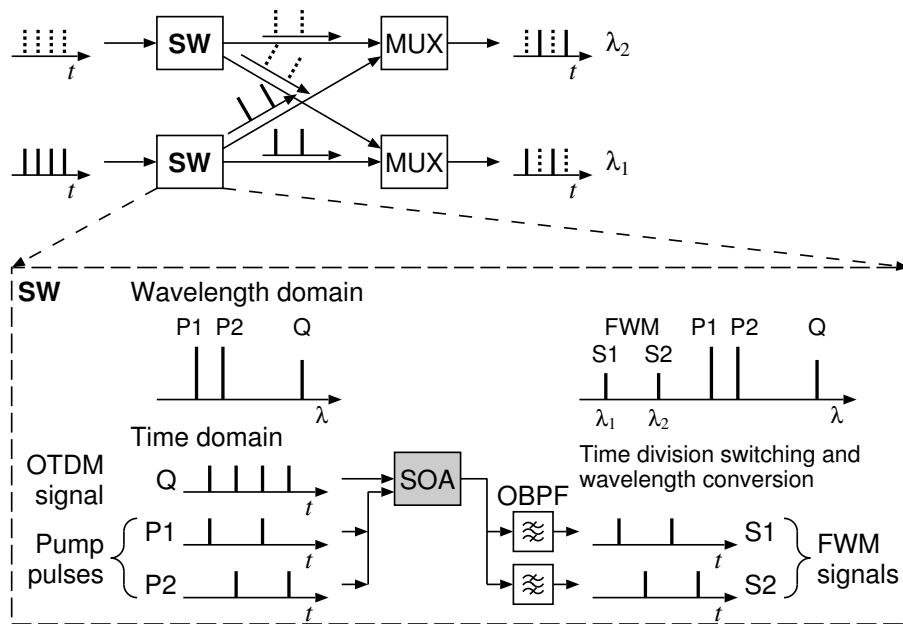


図 3.4 SOA 中の FWM を用いた全光スイッチングの原理

### 3.2.2 全光スイッチングの実験の構成

本実験では、図 3.4 の破線内に示した  $1 \times 2$  の全光スイッチングを行なう。図 3.5 に実験系の構成を示す。光源は、波長 1570 nm, パルス幅 85 fs, 繰返し周波数 48 MHz, 平均出力光パワー 69 mW のファイバレーザである。このファイバレーザの短パルス光を DCF に入力した。この DCF は有効断面積が小さく ( $A_{\text{eff}} = 11.6 \mu\text{m}^2$ ), 正常群速度分散 ( $D = -4.2 \text{ ps/nm/km}$ ) を持つ。本来 DCF は、2.1 節で述べたように光ファイバ通信において SSMF 等の異常群速度分散を補償するために用いられる光ファイバである。ここでは、ピークパワーの大きな短パルス光を DCF に入力し、DCF 中の光カー効果によってスペクトル幅の広い SC 光 [10] を発生させるために使用した。図 3.6 の実線が SC 光のスペクトルである。これをアレイ導波路格子 (Arrayed Waveguide Grating; AWG) に入力してスペクトルの一部を切り出すことにより、異なる波長のパルス光を生成した。使用した AWG は 8 チャンネルであり、1 THz (約 8 nm) 間隔の 8 つの波長が得られるが、EDFA の波長帯域等を考慮して図 3.6 の破線に示す AWG 出力光を使用した。AWG の通過帯域特性は 440 GHz 幅の Gaussian であり、そのインパルス応答は 1 ps 幅の Gaussian パルスである。AWG 入力パルスのパルス幅は 1 ps より短いため、AWG 出力パルスの波形は AWG の通過帯域特性でほぼ決定され、約 1 ps 幅のトランスフォームリミットに近いパルスが得られる。波長 1600 nm の AWG 出力パルスの第 2 高調波発生 (Second Harmonic Generation; SHG) 自己相関波形を図 3.7 に示す。自己相関波形の実測値 (黒丸) は半値全幅 1.40 ps のガウス関数 (実線) と良く一致している。Gaussian パルスの自己相関波形は半値全幅が  $\sqrt{2}$  倍のガウス関数となるの

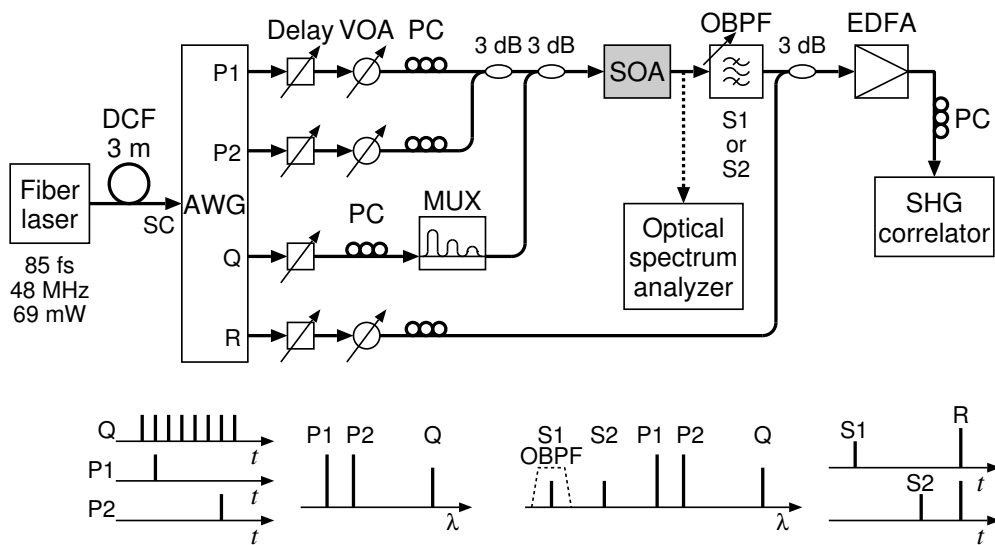


図 3.5 全光スイッチングの実験の構成

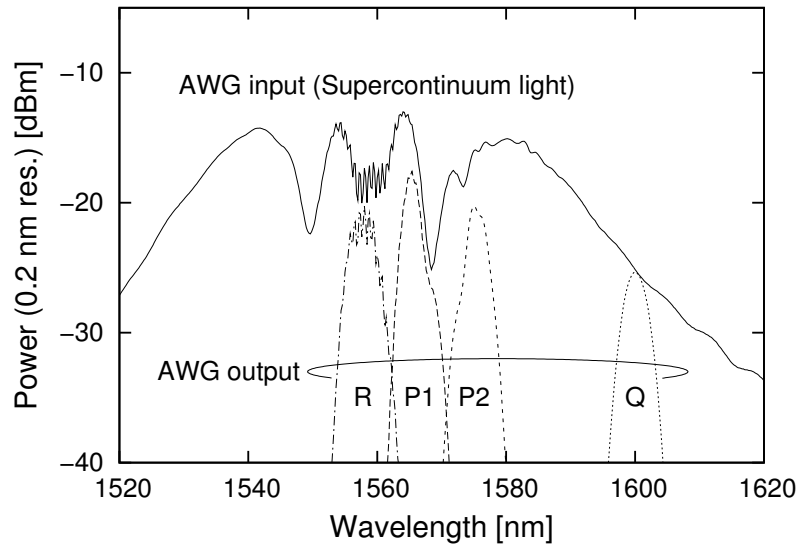


図 3.6 AWG 入出力光のスペクトル

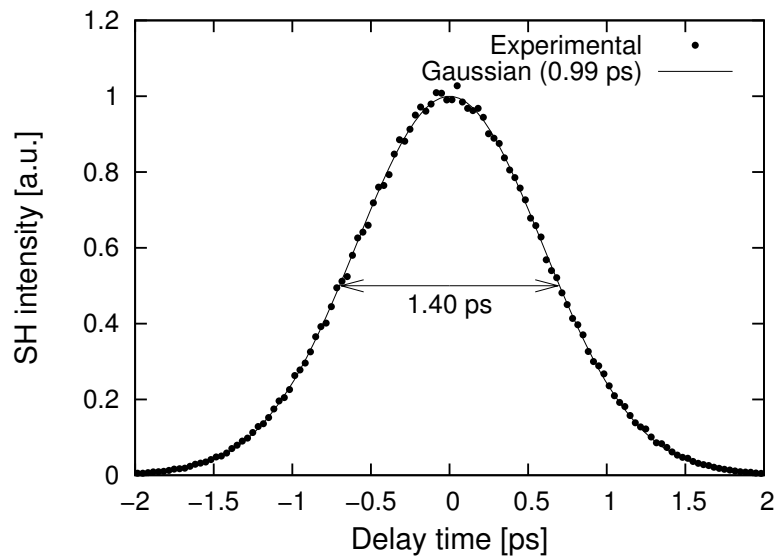


図 3.7 AWG 出力パルスの SHG 自己相関波形

で、AWG 出力パルスは半値全幅 0.99 ps の Gaussian パルスと推定される。図 3.6 の P1(1567 nm) と P2(1575 nm) をポンプ光として使い、Q(1600 nm) は平面光波回路 (Planar Lightwave Circuit; PLC) による時間多重回路 (Multiplexer; MUX) を用いて 160 Gb/s 相当の OTDM 信号 (6.25 ps 間隔の 8 つのパルス列) に変換した。そして、R(1558 nm) は相互相関測定の参照光として使用した。2 つのポンプ光 P1, P2 は異なる波長 (1 THz 間隔) とタイミング (31.25 ps 間隔) を持ち、ポンプ光 P2 と OTDM 信号 Q の波長間隔は 3 THz である。図 3.8 に OTDM 信号 Q と参照光 R の SHG 相互相関波形を示す。相関波形の半値全幅 1.56 ps より、パルス幅は約 1.1 ps と推測される。なお、波形のオフセットは、測定に使用した EDFA の ASE 雑音によるものである。図 3.5 中の VOA は、光パワー調整のための可変光減衰器 (Variable Optical Attenuator) である。偏波コントローラ (Polarization Controller; PC) により 2 つのポンプ光と 160 Gb/s OTDM 信号の偏波を SOA の TE (Transverse-Electric) モードに設定し、カプラで合波して SOA に入力した。SOA 入力光のスペクトルを図 3.9 に示す。160 Gb/s OTDM 信号のスペクトルは、包絡線が 1 つのパルスのスペクトルに相当し、160 GHz (約 1.4 nm) 間隔でピークが現れている。SOA 入力パワーはポンプ光が 1 波当たり  $-27$  dBm, OTDM 信号が  $-28$  dBm (共に平均パワー) であり、OTDM 信号の 1 パルス当りのエネルギーはポンプ光のその約  $1/10$  である。

高速変調信号は広いスペクトル幅を持つため、多チャンネルの高速変調信号の波長変換を行なうためには、広い利得帯域を持った SOA が必要となる。そこで、株式会社テラテックで試作された非対称多重量子井戸 (Multiple-Quantum Well;

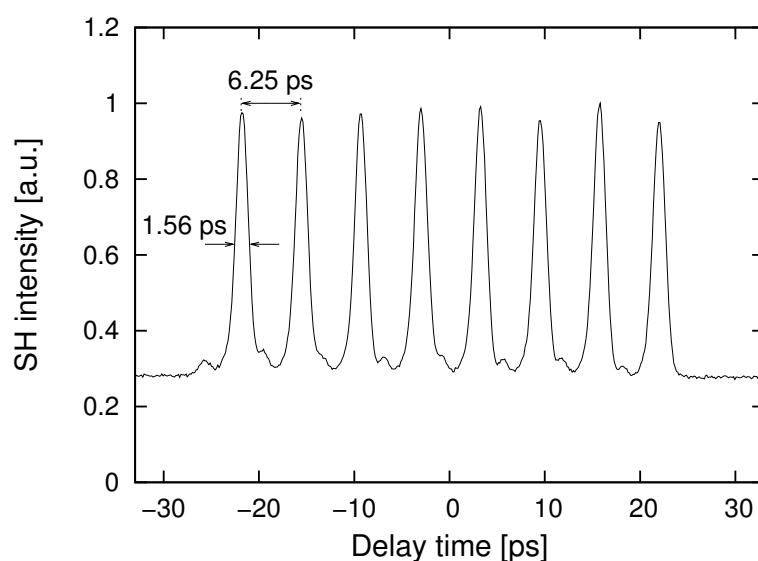


図 3.8 OTDM 信号の相互相関波形

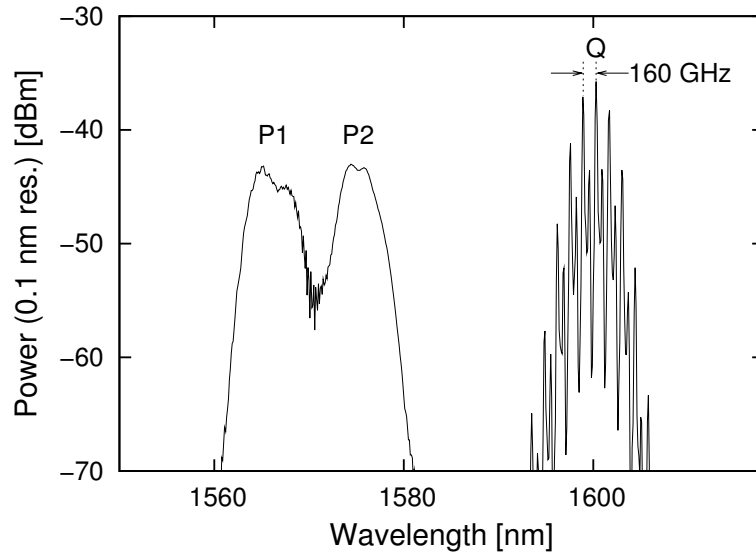


図 3.9 SOA 入力光スペクトル

MQW) 構造の SOA を使用した. 非対称 MQW 構造は, 図 3.10 に示すように利得ピーク波長の異なる 3 種類の量子井戸を組み合わせた構造である. これにより本 SOA は通常の SOA よりも広い利得帯域を実現しており, 広帯域の FWM 発生に適している [11]. 注入電流 200 mA で励起した時の SOA の利得スペクトル特性は, 図 3.11 に示すように FWM 光 S1 から OTDM 信号 Q までの波長域で 15 dB 以上の利得を持つ. SOA の素子長は 460  $\mu\text{m}$  であり, 全光スイッチングの実験では注入電流を 180 mA に設定した. SOA から波長の異なる 2 つの FWM 光が出力されるので, 帯域幅約 3 nm の可変 OBPF で 1 つの FWM 光を選択すると共にポンプ光と OTDM 信号を除去した. OBPF の出力と参照光 R を合波し, EDFA で増幅して後述の SHG 自己相関計に入力した. FWM 信号のパルス幅を正確に評価するために, EDFA の SPM 効果を用いて参照光のパルス幅を約 0.5 ps 幅に圧

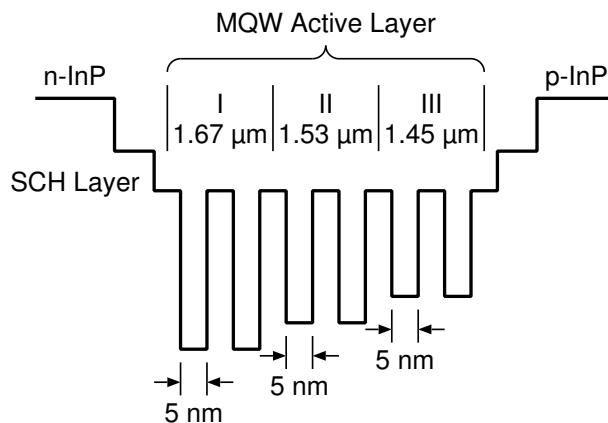


図 3.10 SOA のバンド構造図

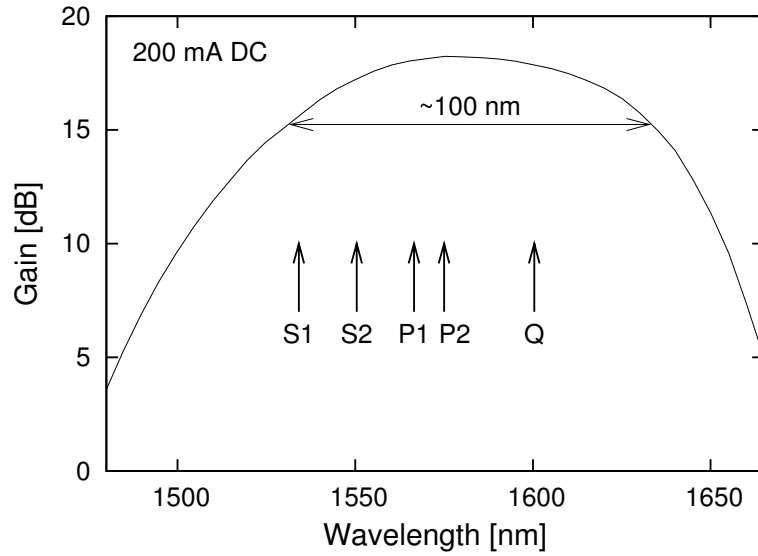


図 3.11 SOA の利得スペクトルと各信号の波長配置

縮した．自己相関計の遅延時間を掃引すると FWM 光と参照光 R の相互相関が得られ，FWM 光の時間波形を観測することが出来る．

パルス幅に比べてファイバレーザの繰返し周波数 (48 MHz) が非常に低いため，SOA の ASE 雑音の平均パワーは FWM 信号の平均パワーよりも大きい．通常のスペクトル測定では，スペクトルの時間平均値を測定するため，FWM 信号が SOA の ASE 雑音に埋もれ，FWM 信号のスペクトルを観測することが出来ない．そこで，ASE 雑音の平均パワーを減らすために，図 3.12 に示す構成で時間ゲートをかけて SOA 出力スペクトルを測定した．AWG 出力光を PD で受光し，波高弁別器，可変遅延器，パルスジェネレータによりファイバレーザの繰返しに同期したパルスを生じ，LiNbO<sub>3</sub> 光変調器によって SOA 出力光に光ゲートをかけて光スペクトラムアナライザに入力した．ASE 雑音のみの区間は光を遮断することにより，信号対雑音比を改善することが出来る．ASE 雑音は時間的に一定もしくは光パルス入力後に利得飽和によって減少するため，例えば時間ゲートのデューティ

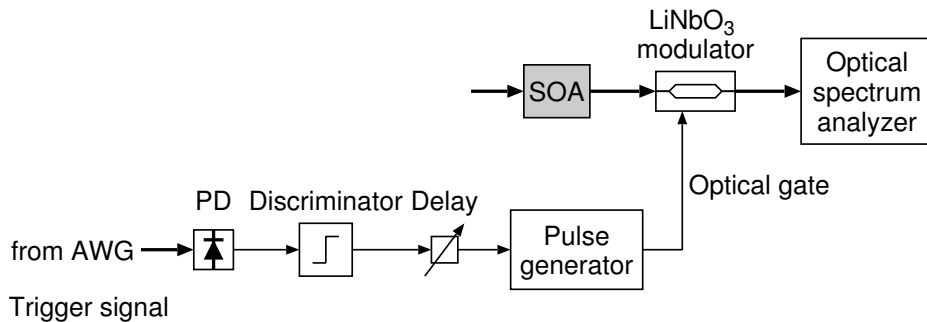


図 3.12 SOA 出力信号のゲートスペクトル測定の構成



比を 1/10 にすれば、10 dB 以上の信号対雑音比の改善が可能である。

FWM 光の相互相関測定においても SOA の ASE 雑音の影響が大きいため、時間ゲートをかけて相互相関波形を測定した。まず SHG 自己相関計の構成を図 3.13 に示す。入力パルス光をビームスプリッタで 2 つに分岐し、一方は可動反射鏡、他方は固定反射鏡を経て共に SHG 結晶 ( $\text{LiIO}_3$ ) に入射する。SHG 結晶で発生した SHG 光を光電子増倍管で受光し、その出力を波高弁別器を経てカウンタに入力してフォトンカウンティング法による SHG 光強度測定を行なう。可動反射鏡を移動して一方のパルス光の遅延時間を変えながら SHG 光強度を測定することにより、入力パルス光の自己相関波形を得ることが出来る。そして、2 つのパルス光を時間差をつけて SHG 自己相関計に入力すると、2 つのパルスの相互相関波形を測定することが出来る。SHG 自己相関計は以前に河口研究室で作製されたものであり、今回はこれに時間ゲートを付加した。時間ゲートは図 3.14 に示すように、SOA 出力信号のスペクトル測定と同様の光ゲートと、電気的なゲートを併用した。光ゲートと同様にしてファイバレーザの繰返しに同期したパルスを生成し、波高弁別器にゲートをかけるゲーテッドフォトンカウンティングにより電気的なゲートを実現した。LiNbO<sub>3</sub> 光変調器による光ゲートは、100 ps オーダの比較的短い時間ゲートが可能であるが、光変調器の消光比が良くないためゲートオフ時にも ASE 雑音の洩れが存在する。一方、波高弁別器の電気ゲートは、ゲートの時間幅は数 ns とあまり短く出来ないが、ゲートオフ時には完全に遮断することが出来る。よって、両者を組み合わせることにより、一方のみの場合と比較して信号対雑音比をより改善することが出来る。

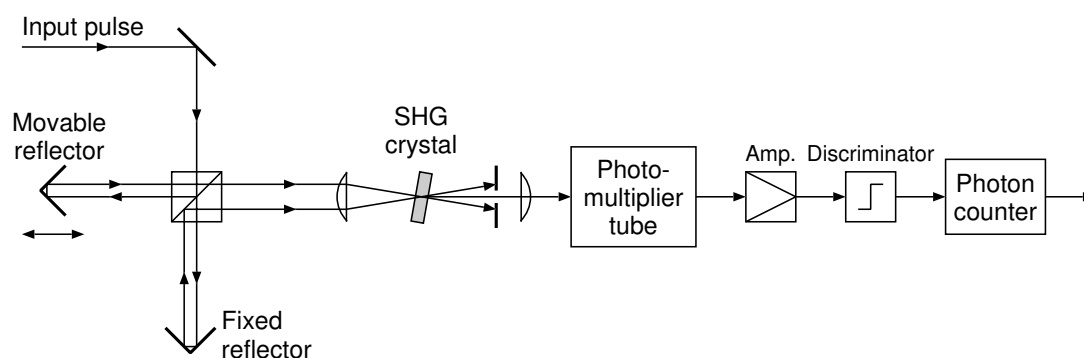


図 3.13 SHG 自己相関計の構成

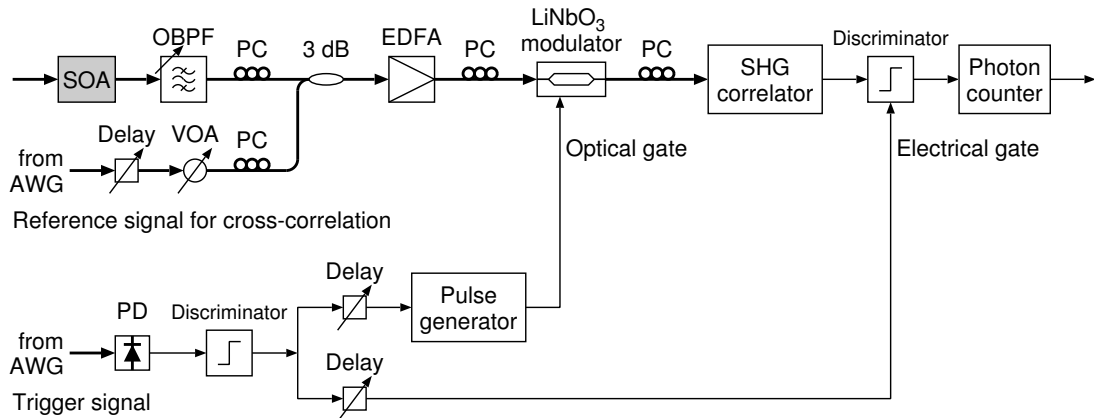


図 3.14 FWM 信号のゲート相関波形測定の構成

### 3.2.3 全光スイッチングの実験結果

図 3.15 に SOA 出力スペクトルを示す. (a) の実線は FWM 信号が有る場合のスペクトル, (b) の破線はパルスタイミングをずらして FWM 信号が無い場合のスペクトルである. スペクトル (c) は, スペクトル (a) からスペクトル (b) を差し引いた結果であり, 2つの FWM 信号 S1, S2 のスペクトルが得られた. これより, 7.9 THz の波長変換における FWM 変換効率は  $-13$  dB となる. ここで, FWM 変換効率は FWM 信号の SOA 出力平均パワーを 8 パルスの OTDM 信号の SOA 入力平均パワーで除した値である. 次に, FWM 信号 S1, S2 の相互相関波形を図 3.16 に示す. 2つの波形は OBPF の波長のみを変えて測定したものである. 各 FWM 信号は, OBPF により OTDM 信号, ポンプ光, 他の FWM 信号から分離出来ており, 2つの OBPF を使用すれば2つのスイッチング出力を同時に得ること

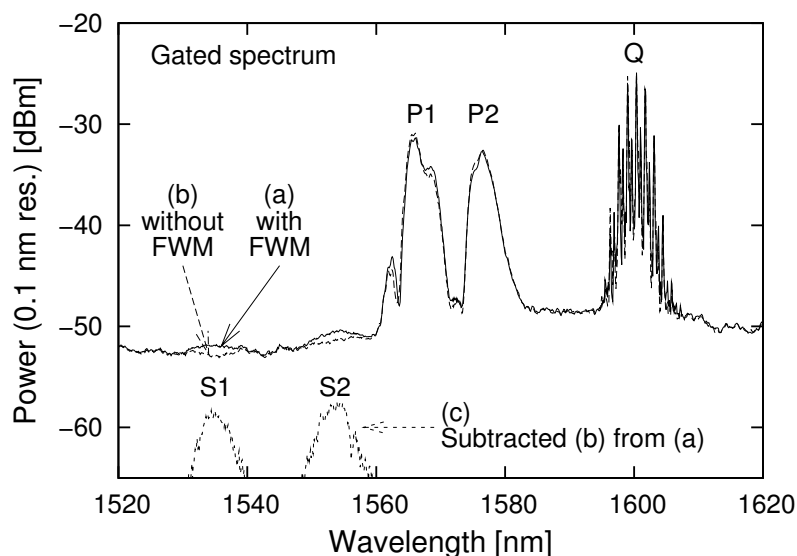


図 3.15 SOA 出力スペクトル

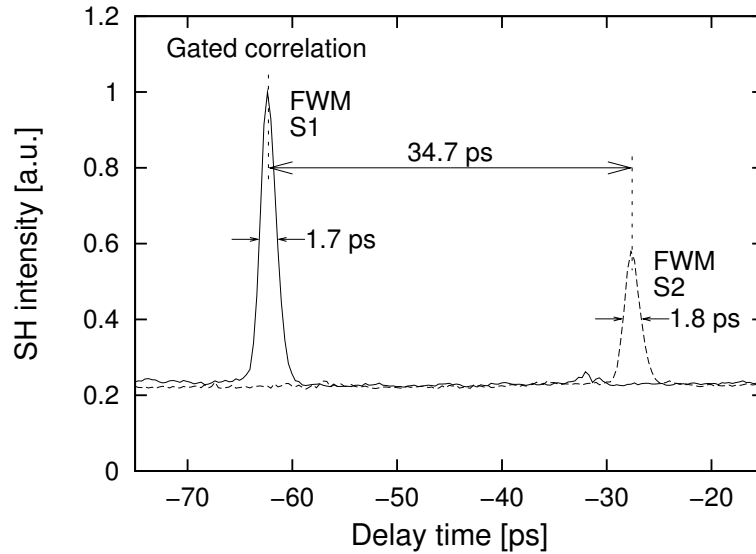


図 3.16 FWM 信号 S1, S2 の相互相関波形

が可能である。また、OTDM 信号の最初のパルスから最後のパルスまでの時間間隔よりも FWM 信号の相互相関波形の遅延時間掃引範囲が広く、かつ各 FWM 信号の相互相関波形には 1 つのパルスのみが観測されている。よって、OTDM 信号の 8 つのパルスから 1 つのパルスのみが抽出され、OTDM 信号のビット毎のスイッチングが実現出来た。なお、相互相関波形のオフセットは主に SOA の ASE 雑音によるものと考えられる。ポンプ光 P1, P2 のタイミングは、それぞれ OTDM 信号の 2 番目と 7 番目のパルスに合わせているが、FWM 光 S1, S2 の相互相関波形のパルス時間差は 34.7 ps であり、OTDM 信号の 5 ビット長 31.25 ps よりも 3.5 ps 長くなっている。これは、SOA 以降の EDFA 等の光ファイバの波長分散による FWM 光 S1 と S2 の群速度の違いが原因と考えられる。S2 は S1 よりも長波長であり、光ファイバは異常群速度分散なので、S2 が S1 よりも遅れるものと考えられる。相互相関波形のパルス幅 1.7 ps, 1.8 ps より、FWM 信号のパルス幅は 1.7 ps と推定される。OTDM 信号のパルス幅よりも若干長くなっているが、これは主に OBPF の帯域制限によるものと考えられる。しかしながら、このパルス幅は 160 Gb/s において僅か 27% のデューティ比に相当し、160 Gb/s に多重化するのに十分短いパルスである。

本実験では、48 MHz の繰返し周波数で全ビットが常に “1” に固定された 8 つのパルスを OTDM 信号として用いている。一般に SOA は回復時間が長い利得飽和特性を持ち高速変調信号におけるパターン効果の原因となるため、本実験はランダムなデータで変調された実際の 160 Gb/s 信号に対応した正確な性能評価ではない。そこで、利得飽和特性の飽和量と回復時間を明らかにするために、2 色ポンププローブ法により本実験で使用した SOA の利得飽和特性の測定を行なっ

た．実験の構成を図 3.17 に示す．全光スイッチングの実験と同様に，ファイバレーザの出力光を DCF に入力して SC 光を生成し，それを AWG でスペクトル分割して波長の異なるパルス光を得る．全光スイッチングの実験における P1 と同じ波長の光をポンプ光とし，P2 と同じ波長の光をプローブ光とした．ポンプ光強度は全光スイッチングの実験と同じ  $-27$  dBm，プローブ光強度はポンプ光に比べて十分低い  $-44$  dBm とした．ポンプ光のタイミングを変えて，SOA 出力におけるプローブ光強度を光スペクトラムアナライザで測定した．なお，SOA の ASE 雑音の影響を低減するために，SOA 出力スペクトル測定と同様に  $\text{LiNbO}_3$  光変調器による光ゲートを使用した．測定結果は，図 3.18 (a) に示すビット周期より速い高速応答と，図 3.18 (b) に示すビット周期より遅い低速応答が得られた．図 3.18 (b) の実線で示す指数関数近似により，時刻  $0$  ps における低速応答の飽和量は  $1.2$  dB である．図 3.18 (a) の時刻  $0$  ps における飽和量  $6$  dB は，低速応答の飽和量と高速応答の飽和量の和と考えられるため，高速応答のみの飽和量は  $6 - 1.2 = 4.8$  dB と推定される．このように高速応答は，最大  $4.8$  dB と大きな飽和量であるが，ポンプおよびプローブ光のパルス幅に近い数 ps の短い時定数である．よって， $160$  Gb/s 信号の次のビットまでに回復し，高速応答によるパターン効果は発生しない．低速応答は， $160$  Gb/s 信号のビット間隔よりもかなり長い  $90$  ps の時定数を持つが，飽和量は最大  $1.2$  dB と比較的小さい．また，パワーの大きなポンプ光がランダムなパターンを持つ場合には，低速応答の利得飽和による大きなパターン効果が発生するが，ポンプ光が一定周波数のクロック信号で，ランダムなパターンを持つ OTDM 信号のパワーが小さい場合には，SOA の利得はほぼ一定値に落ち着き利得飽和によるパターン効果は小さくなるものと考えられる．

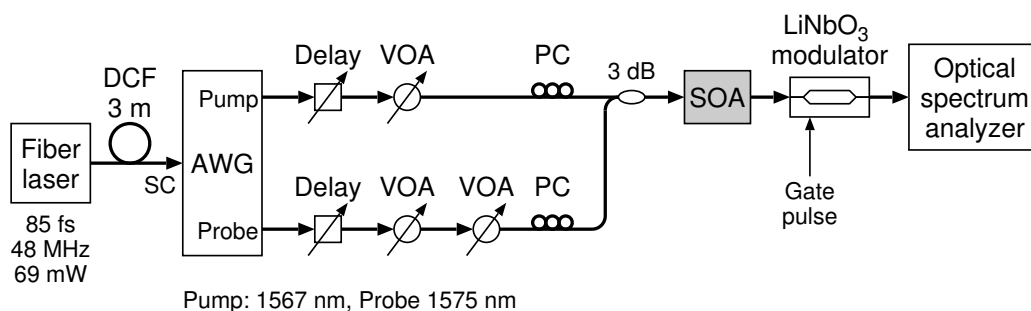
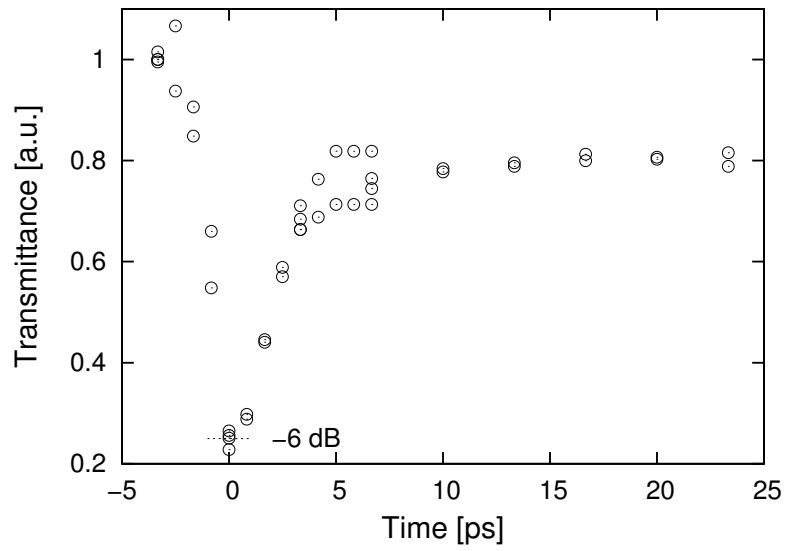
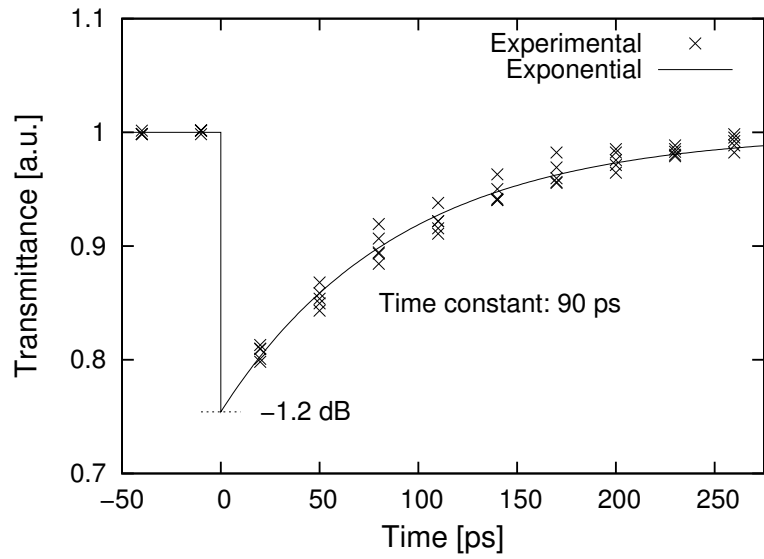


図 3.17 2色ポンププローブ測定の実験の構成



(a) 高速応答



(b) 低速応答

図 3.18 ポンプ光による SOA の利得飽和

### 3.3 電界吸収型光変調器の4光波混合特性 [12]

#### 3.3.1 4光波混合特性測定の実験

本研究で使用した EAM は, Fe ドープ InP で埋め込んだ InGaAsP 導波路構造を持ち, 波長 1550 nm における 10 Gb/s RZ (Return-to-Zero) 変調用に設計された市販のモジュール (日本航空電子 FOEA-310-001) である. EAM の仕様を表 3.2 に示す. EAM による光強度変調は, 逆電圧印加によって吸収端波長が変化するフランツ-ケルディシュ効果 (Franz-Keldysh effect) を利用しており, 一定波長の光を入力すると出力光の強度が印加電圧に応じて変化する. 図 3.19 に, 印加電圧を変えた時の EAM の光損失の波長依存性を示す. 逆電圧を増加すると, 吸収端波長が長波長側にシフトしている. 図 3.19 には多数の吸収ピークが見られ, 波長 1553 nm 付近で高い変調消光比が得られる. 高い消光比が必要なパルス変調を行なう場合は, 1553 nm 付近の波長が適している. 一方, 波長 1567 nm 付近では平坦な波長応答特性が得られる. FWM 特性を評価するためには, 吸収の波長依存性による光パワー変化が少ない平坦な波長応答が望ましい. このため, 以下の FWM 特性の測定では波長約 1566 nm の光源を使用した.

図 3.20 に FWM 測定の実験の構成を示す. EC-LD は波長可変の外部共振器付き半導体レーザー (External Cavity Laser Diode), DFB-LD は分布帰還型半導体レーザー (Distributed Feedback Laser Diode) である. FWM 光を生成するために, 波長の異なる 2 つの CW 光を EAM に入力した. ここで, 短波長側の入力光を P1, 長波長側の入力光を P2 とする. 入力光の偏波は, 偏波コントローラにより TM (Transverse-Magnetic) 偏光に調整した. 入力光パワーは 1 波当たり 3 dBm に設定し, EAM からの出力光のスペクトルを波長分解能 0.01 nm の光スペクトラムアナライザで測定した. EAM 出力光のスペクトルの一例を図 3.21 に示す. P1, P2 の長波長側と短波長側に FWM 光が発生している. ここで, 短波長側の FWM

表 3.2 EAM の仕様

Parameter	Conditions	Value
Wavelength		1550 nm
Insertion Loss	$V_b = +0.5$ V @1550 nm	9 dB (max)
Extinction Ratio	$V_b = +0.5/-3$ V @1550 nm	18 dB (min)
Bandwidth	3 dB down (optical)	14 GHz (min)
Cross-talk (Polarization)	$V_b = +0.5$ V @1550 nm	16 dB (min)

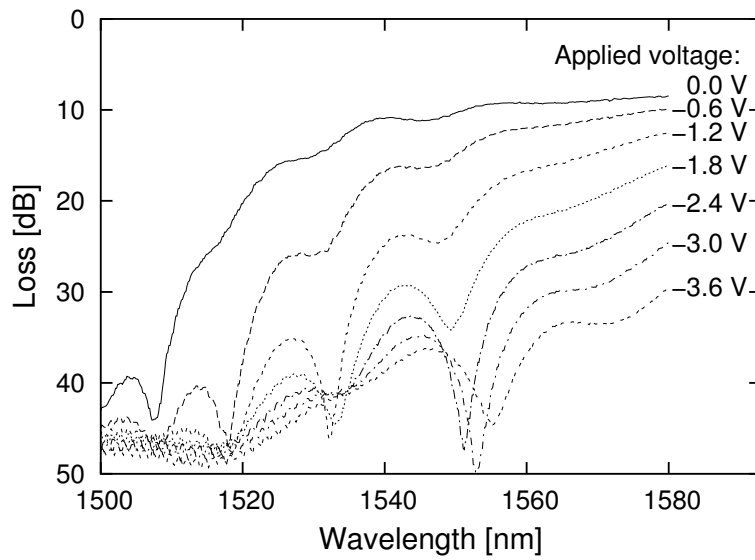


図 3.19 EAM の光損失の波長依存性

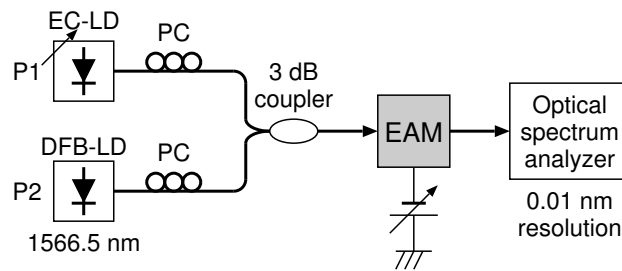


図 3.20 FWM 測定の実験の構成

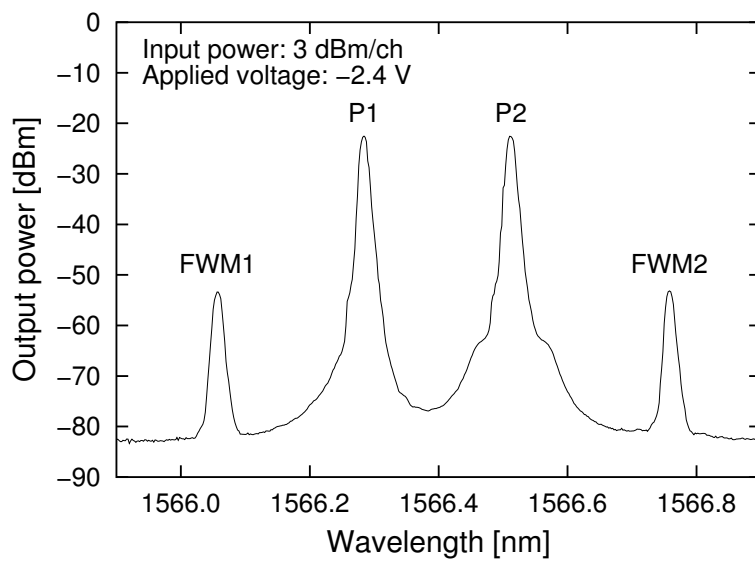


図 3.21 EAM 出力スペクトル

光を FWM1, 長波長側の FWM 光を FWM2 とする.

図 3.22 に FWM 出力パワーの入力光パワー依存性を示す. ここでは, P1 の入力パワーを 3 dBm に固定し, P2 の入力パワーを変化させた. P1 と P2 の波長間隔は 0.3 nm とした. FWM が 3 次の非線形によって発生する場合, FWM1 のパワー  $P_{\text{FWM1}}$  と FWM2 のパワー  $P_{\text{FWM2}}$  は次式で表される.

$$P_{\text{FWM1}} \propto P_{\text{P1}}^2 P_{\text{P2}}, \quad (3.5)$$

$$P_{\text{FWM2}} \propto P_{\text{P1}} P_{\text{P2}}^2. \quad (3.6)$$

ここで,  $P_{\text{P1}}$  と  $P_{\text{P2}}$  は, P1 と P2 の入力光パワーである. 図 3.22 の + 印と × 印は FWM 出力光パワーの測定値で, 破線と点線は上式の理論直線である. 実験結果は, 入力パワー P2 が -13 dBm から +3 dBm の範囲において理論値と良く一致している. これより, この入力パワー範囲では 3 次よりも高い次数の非線形や飽和は無視出来ると言える.

図 3.23 に FWM 出力パワーの印加電圧依存性を示す. + 印と × 印はポンプ光の出力パワー, △ 印と ▽ 印は FWM 光の出力パワー, □ 印と ○ 印はポンプ光出力パワーに対する FWM 光出力パワーの比である. P1 と P2 の入力パワーは共に 3 dBm, 波長間隔は 0.3 nm とした. 逆電圧を増すと, ポンプ光 P1, P2 の吸収は単調に増加している. FWM1 の出力パワーと P1 の出力パワーの比 FWM1/P1 と, FWM2 の出力パワーと P2 の出力パワーの比 FWM2/P2 は, 逆電圧が 2 V 付近で飽和している. そして逆電圧が約 1.4 V の時に, EAM からの FWM 出力パワーが最大となった.

図 3.24 に FWM 出力パワーの離調特性を示す. +, × 印が印加電圧 -1.2 V, □,

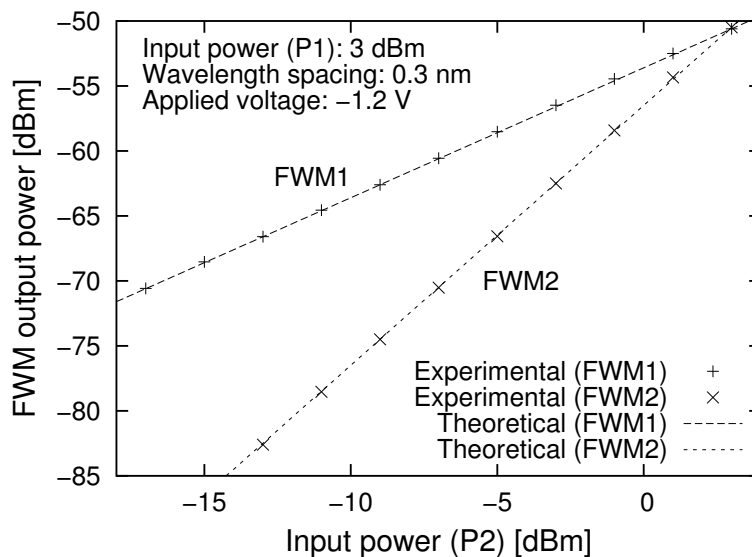


図 3.22 入力パワー対 FWM 出力パワー



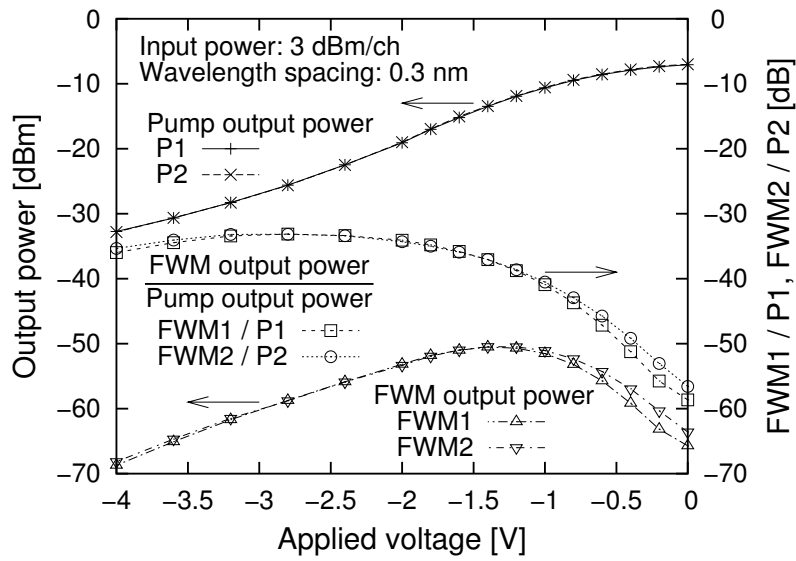


図 3.23 FWM の印加電圧依存性

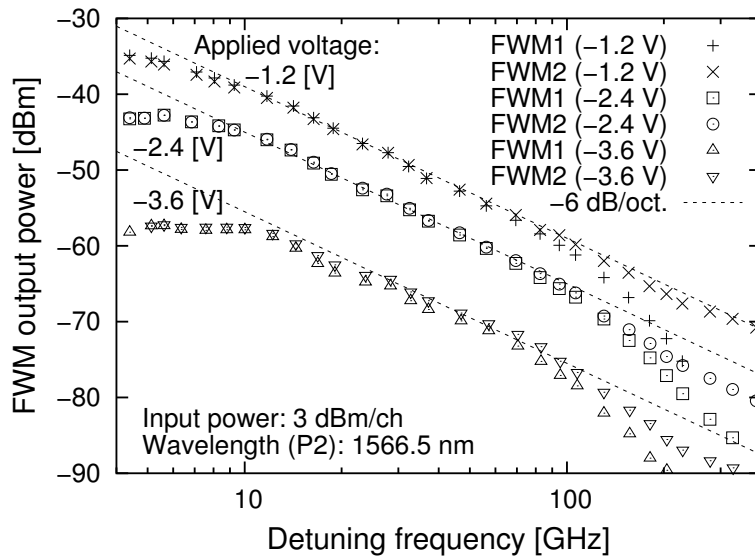


図 3.24 FWM 出力パワーの離調特性

○印が同  $-2.4$  V,  $\Delta$ ,  $\nabla$ 印が同  $-3.6$  V の場合であり,  $+$ ,  $\square$ ,  $\triangle$ 印が短波長側,  $\times$ ,  $\circ$ ,  $\nabla$ 印が長波長側の FWM 出力パワー測定値である. P1 と P2 の間の離調周波数を変えるために, P2 の波長を  $1566.5$  nm に固定し, P1 の波長を変化させた. P1 と P2 の入力パワーは共に  $3$  dBm とした. 離調特性の測定値は, 破線で示した  $-6$  dB/octave の直線に近い特性となり, FWM 光の電界振幅が離調周波数にほぼ逆比例することを表している.  $10$  GHz 以下の離調周波数における FWM 出力パワーの飽和は, 非線形効果の時定数が数十 ps であることを示しており, 入力光強度の変動に応じてキャリア密度およびフェルミ準位が変動するキャリア密度変調 (Carrier-Density Pulsation; CDP) 効果による FWM と考えられる. 印加電圧を高くすると飽和する離調周波数が高くなっており, 逆電圧によってキャリア寿命時間が短くなるものと考えられる.  $100$  GHz 以上の離調周波数では, 短波長側の FWM 出力パワー (FWM1) は, 長波長側の FWM 出力パワー (FWM2) よりも小さくなっている. 2つの FWM 光は波長が異なるので, EAM の吸収の波長依存性によって FWM 出力パワーに差が生じ得る. しかし, FWM 光の最大波長間隔である  $3 \times 200$  GHz の波長差において, 吸収特性の波長依存性は  $1$  dB 以下であり, FWM 出力パワーの非対称性の主要因ではない. この FWM 出力パワーの非対称性の原因について, 次節にて理論的考察を行なう.

### 3.3.2 離調特性の非対称性に関する理論的考察

従来より SOA における FWM の離調特性の実験結果が報告されている [13]. FWM の離調特性について SOA と EAM を比較すると, 図 3.25 に示すように離調の正負と FWM パワーの大小の関係が逆になっている. 本節では, この非対称性の原因および SOA と EAM の違いを明らかにするために, FWM 離調特性の理論解析を行なう.

SOA の非線形効果の原因として, CDP 効果とスペクトルホールバーニング (Spectral-Hole Burning; SHB) 効果が挙げられる. CDP 効果は, 入力光強度の変動に応じてキャリア密度およびフェルミ準位が変動することに基づくもので,  $100$  ps  $\sim$   $1$  ns 程度の遅い時定数を持つ. SHB 効果は, バンド内緩和過程に基づくもので,  $1$  ps 以下の速い時定数を持つ.

SOA の CDP 効果 [14] は, 以下に示すレート方程式で表すことが出来る.

$$\frac{dN}{dt} = \frac{J}{ed} - G(N)P - \frac{N}{\tau_r}. \quad (3.7)$$

ここで,  $N$  はキャリア密度,  $J$  は電流密度,  $d$  は活性層の厚さ,  $G(N)$  は単位時間当たりの利得,  $P$  は光子密度,  $\tau_r$  はキャリア再結合時間である. 一方, 光の電

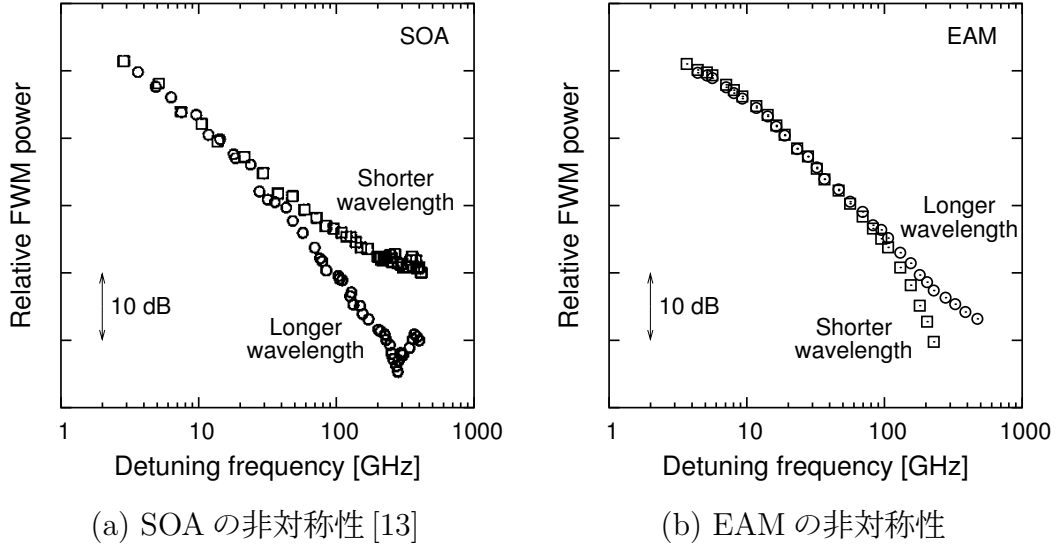


図 3.25 離調特性の非対称性の比較

界  $E$  の伝搬は次式で表される.

$$\frac{dE}{dz} = \left\{ \frac{g + \Delta g}{2} - i \frac{\omega}{c} (\eta + \Delta \eta) \right\} E. \quad (3.8)$$

ここで,  $g$  は単位長さ当たりの利得,  $\eta$  は屈折率,  $\Delta g$  はキャリア密度変調による利得変化,  $\Delta \eta$  はキャリア密度変調による屈折率変化である. FWM 光電界  $E_i$  の伝搬は, 式 (3.7) と式 (3.8) から導かれ次式のようなになる.

$$\begin{aligned} \frac{dE_i}{dz} = & \left( \frac{g}{2} - i \frac{2\omega_p - \omega_s}{c} \eta \right) E_i \\ & + \frac{1 + i\alpha_c}{4} \frac{dg}{dN} \frac{-G(N_0) \frac{\varepsilon}{2\hbar\omega} E_p^2 E_s^*}{\frac{1}{\tau_r} + \frac{dG}{dN} P_0 + i\Delta\omega}. \end{aligned} \quad (3.9)$$

ここで,  $E_p$  と  $E_s$  は入力光の電界,  $\omega_p$  と  $\omega_s$  は入力光の角周波数,  $\Delta\omega$  は入力光の角周波数間隔 ( $\omega_p - \omega_s$ ),  $\varepsilon$  は誘電率,  $P_0$  は平均光子密度である. (3.9) 式の右辺第 2 項の時定数  $\tau_s$  は

$$\tau_s = \frac{1}{\frac{1}{\tau_r} + \frac{dG}{dN} P_0} \quad (3.10)$$

となる. よって, 離調特性は時定数  $\tau_s$  に基づくカットオフ周波数を持ち,  $\Delta\omega$  が大きい領域では,  $E_i$  は  $\Delta\omega$  に反比例する. 線幅増大係数  $\alpha_c$  は, 光強度変化時に光位相が変化してスペクトル幅が増加する現象の程度を表す値であり,

$$\alpha_c = -2 \frac{\omega}{c} \left( \frac{d\eta}{dN} \right) \bigg/ \left( \frac{dg}{dN} \right) \quad (3.11)$$

により定義される．一般に SOA の線幅増大係数  $\alpha_c$  は大きな正の値であるため，式 (3.9) の  $E_p^2 E_s^*$  の係数の実部は， $\Delta\omega \gg 1/\tau_s$  の場合負となる．一方，電界の 3 乗に比例する分極の虚数が 3 次の光非線形効果に対応するため，3 次の非線形感受率  $\chi^{(3)}$  の虚数が FWM の発生効率を示す．多くの場合 SHB 効果は速い時定数を持ち，時定数と比べて小さな離調において非線形感受率  $\chi^{(3)}$  が虚数となる [15]．言い換えれば，SHB 効果は利得変化のみをもたらす，伝搬方程式中の負の実係数で表される．CDP 効果と SHB 効果に基づいて FWM によって生成される電界は，正の離調においてほぼ同相，負の離調においてほぼ逆相となる．従って，SOA では短波長側の FWM 出力パワーは，長波長側のそれよりも大きくなる．

一方，EAM では入力光が吸収されるため，レート方程式は，

$$\frac{dN}{dt} = G_A(N)P - \frac{N}{\tau_r} \quad (3.12)$$

となる．ここで， $G_A(N)$  は単位時間当たりの吸収である．FWM 光電界  $E_i$  の伝搬は (3.12) 式と (3.8) 式から導かれ，

$$\begin{aligned} \frac{dE_i}{dz} = & \left( \frac{g}{2} - i \frac{2\omega_p - \omega_s}{c} \eta \right) E_i \\ & + \frac{1 + i\alpha_c}{4} \frac{dg}{dN} \frac{G_A(N_0) \frac{\varepsilon}{2\hbar\omega} E_p^2 E_s^*}{\frac{1}{\tau_r} - \frac{dG_A}{dN} P_0 + i\Delta\omega} \end{aligned} \quad (3.13)$$

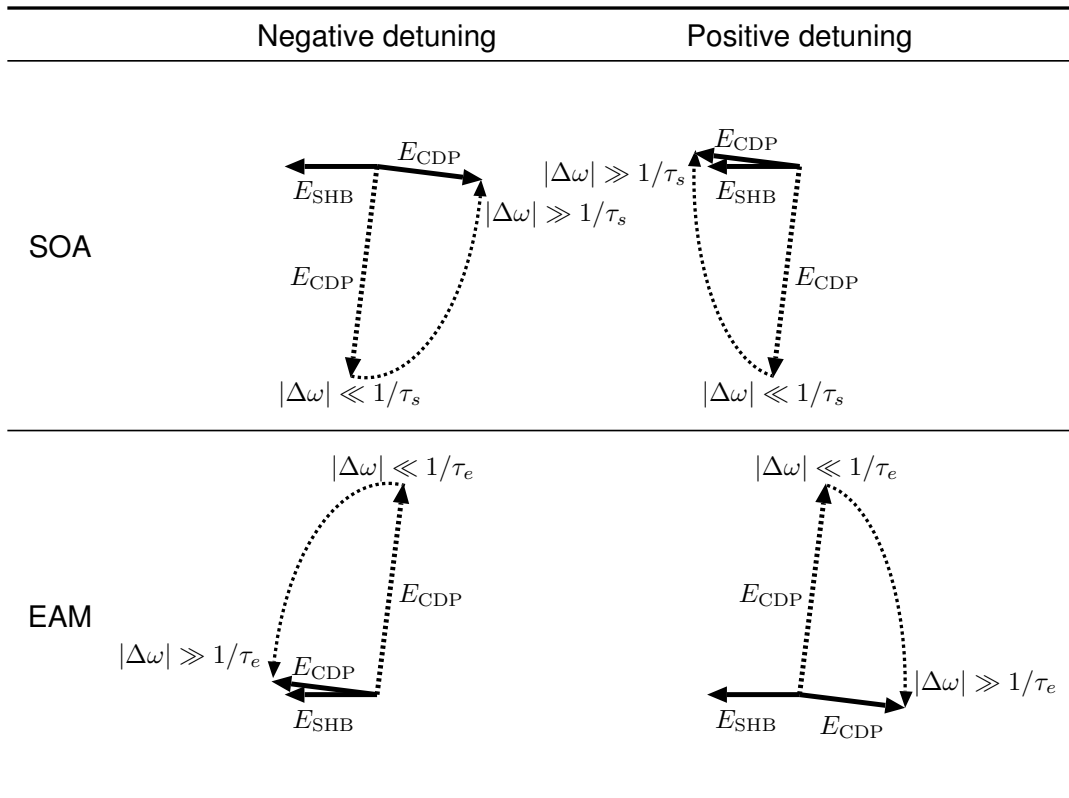
となる．(3.13) 式と (3.9) 式を比較すると，右辺第 2 項の符号が異なっている．そして，(3.13) 式の右辺第 2 項の時定数  $\tau_e$  は

$$\tau_e = \frac{1}{\frac{1}{\tau_r} - \frac{dG_A}{dN} P_0} \quad (3.14)$$

となる．EAM においても SOA と同様に， $\Delta\omega$  が大きい時に  $-6$  dB/octave の離調特性となり，時定数  $\tau_e$  に基づくカットオフ周波数を持つ．EAM においては利得  $g$  が負であるので， $dg/dN$  は正となり，EAM の  $\alpha_c$  は SOA と同じ符号となる．(3.13) 式中の  $E_p^2 E_s^*$  の係数の実部は， $\Delta\omega \gg 1/\tau_e$  において正となる．CDP 効果および SHB 効果に基づいた FWM によって生成される電界は，正の離調においてほぼ逆相，負の離調においてほぼ同相となる．従って，EAM では短波長側の FWM 出力パワーは，長波長側のそれよりも小さくなり，EAM の離調特性の非対称性は SOA のその逆特性となる．

以上をまとめると表 3.3 のようになる． $E_{\text{CDP}}$  は CDP 効果による FWM 電界， $E_{\text{SHB}}$  は SHB 効果による FWM 電界であり，表中の矢印は電界の位相と強度を表すベクトルであり，入力光のビートを位相  $0^\circ$  (右向き) としている．離調周波数

表 3.3 CDP 効果と SHB 効果に基づく FWM 電界の位相関係



$|\Delta\omega|$ が $1/\tau_s$ または $1/\tau_e$ よりも十分低い時の  $E_{CDP}$  の位相は、SOA ではほぼ  $-90^\circ$ 、EAM ではほぼ  $90^\circ$  となる。 $|\Delta\omega|$ が $1/\tau_s$ または $1/\tau_e$ よりも十分高くなると、 $E_{CDP}$  と  $E_{SHB}$  の位相関係は、SOA では正の離調において同相、負の離調において逆相となり、EAM では正の離調において逆相、負の離調において同相となる。従って、 $E_{CDP}$  と  $E_{SHB}$  を合波すると正負の離調で FWM 強度が異なり、SOA と EAM では逆の非対称性となる。

### 3.4 まとめ

半導体光増幅器中の4光波混合を用いた全光スイッチングの実験では、OTDM信号のビット毎の全光スイッチング動作を実現した。1×2のスイッチングを行なうために、波長とタイミングの異なる2つのポンプ光を使用した。波長の異なる2つのFWM信号が1つのSOAにより生成され、光バンドパスフィルタで分離することが出来た。0.5 ps幅にパルス圧縮された参照光を用いたFWM信号のSHG相互相関波形を測定した結果、FWM信号のパルス幅は160 Gb/sに多重化するのに十分短い1.7 psであった。以上よりOTDM信号の高速スイッチングが可能であることを実証した。

電界吸収型光変調器の4光波混合特性の実験では、2つのCW光を入力して出力のFWM光の強度を測定し、EAMのFWM特性を明らかにした。FWM出力光パワーの入力光パワー依存性は、実験を行なった3 dBm/chまでの入力パワー範囲では3次の光非線形に基づく理論値と一致した。FWMの離調特性は、CDP効果に基づく−6 dB/octaveの離調特性を示し、キャリア寿命時間の印加電圧依存性、ならびに長波長側と短波長側の非対称性を示した。EAMの離調特性の非対称性はSOAのそれと逆になり、CDP効果とSHB効果により生成されるFWM電界間の位相を考慮することによって、この現象を説明することが出来た。なお、本実験におけるFWMの変換効率は−40 ~ −60 dBと低いため、EAMのFWMを全光信号処理に応用するためには変換効率を改善する必要がある。

## 参考文献

- [1] H. Kawaguchi and Y. Yamayoshi, “Analysis of all-optical DEMUX based on four-wave mixing in semiconductor optical amplifiers,” in *Proc. Optical Amplifiers and Their Applications*, Vancouver, Canada, 2002, paper OTuD2 and *OSA TOPS*, vol. 77, pp. 202–207, 2003.
- [2] S. L. Jansen, M. Heid, S. Spälter, E. Meissner, C.-J. Weiske, A. Schöpflin, D. Khoe, and H. de Waardt, “Demultiplexing 160 Gbit/s OTDM signal to 40 Gbit/s by FWM in SOA,” *Electron. Lett.*, vol. 38, no. 17, pp. 978–980, Aug. 2002.
- [3] I. Shake, H. Takara, K. Uchiyama, I. Ogawa, T. Kitoh, T. Kitagawa, M. Okamoto, K. Magari, Y. Suzuki, and T. Morioka, “160 Gbit/s full optical time-division demultiplexing using FWM of SOA-array integrated on PLC,” *Electron. Lett.*, vol. 38, no. 1, pp. 37–38, Jan. 2002.
- [4] K. Uchiyama, S. Kawanishi, and M. Saruwatari, “100-Gb/s multiple-channel output all-optical otdm demultiplexing using multichannel four-wave mixing in a semiconductor optical amplifier,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, no. 6, pp. 890–892, June 1998.
- [5] S. Arahira and Y. Ogawa, “160-Gb/s all-optical encoding experiments by four-wave mixing in a gain-clamped SOA with assist-light injection,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 16, no. 2, pp. 653–655, Feb. 2004.
- [6] K. Nishimura, R. Inohara, M. Tsurusawa, and M. Usami, “80 Gbit/s wavelength conversion using MQW electroabsorption modulator in delayed-interferometric configuration,” *Electron. Lett.*, vol. 39, no. 10, pp. 792–794, May 2003.
- [7] N. Edagawa, M. Suzuki, and S. Yamamoto, “Novel wavelength converter using an electroabsorption modulator,” *IEICE Trans. Electron.*, vol. E81-C, no. 8, pp. 1251–1257, Aug. 1998.
- [8] E. S. Awad, P. S. Cho, and J. Goldhar, “Simultaneous four-wave mixing and cross-absorption modulation inside a single EAM for high-speed optical demultiplexing and clock recovery,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 7, pp. 1534–1536, July 2005.

- [9] T. Mori and H. Kawaguchi, "Ultrafast all-optical switching of OTDM signal for wavelength routing using FWM in SOA," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E87-C, no. 12, pp. 2189–2192, Dec. 2004.
- [10] T. Katayama, T. Furukawa, and H. Kawaguchi, "Supercontinuum generation and pulse compression in short-length fibers for the optical pulses generated by 1.5  $\mu\text{m}$  optical parametric oscillator," in *Proc. Optoelectron. and Communications Conf. (OECC 2002)*, Yokohama, Japan, 2002, paper 12D4-2, pp. 642–643.
- [11] H. Yoshidaya, H. Takakura, and K. Kuroda, "A novel optical wavelength conversion device for optical sampling," in *Proc. IEEE Instrum. and Meas. Technol. Conf.*, St. Paul, MN, 1998, vol. 1, pp. 687–692.
- [12] T. Mori and H. Kawaguchi, "Characteristics of nondegenerate four-wave mixing in electroabsorption modulator," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 85, no. 6, pp. 869–871, Aug. 2004.
- [13] K. Kikuchi, M. Kakui, C. E. Zah, and T. P. Lee, "Observation of highly nondegenerate four-wave mixing in 1.5  $\mu\text{m}$  traveling-wave semiconductor optical amplifiers and estimation of nonlinear gain coefficient," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 28, no. 1, pp. 151–156, Jan. 1992.
- [14] H. Kuwatsuka, T. Simoyama, and H. Ishikawa, "Enhancement of third-order nonlinear optical susceptibilities in compressively strained quantum wells under the population inversion condition," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 35, no. 12, pp. 1817–1825, Dec. 1999.
- [15] G. P. Agrawal, "Population pulsations and nondegenerate four-wave mixing in semiconductor lasers and amplifiers," *J. Optical Soc. Am. B*, vol. 5, no. 1, pp. 147–159, Jan. 1988.



## 4. 偏光双安定面発光半導体レーザの基本特性

### 4.1 はじめに

双安定半導体レーザは，外部からの光入力によるスイッチング動作が可能であり，将来の光ファイバ通信における全光信号処理のキーデバイスとしての応用が期待されている [1]．偏光双安定面発光半導体レーザ (Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser; VCSEL) は，直交した2つの発振偏光状態を持つ双安定半導体レーザである．光導波路の断面形状を正方形とした VCSEL には，図 4.1 に示すように電界方向が  $0^\circ$  方向と  $90^\circ$  方向の2つの発振偏光が存在する．そして， $0^\circ$  偏光と  $90^\circ$  偏光の相互利得飽和によって双安定性が生じる．外部から  $90^\circ$  偏光の Set 光を VCSEL に注入すると，発振偏光が  $0^\circ$  から  $90^\circ$  に切り替わり，注入光を停止後も  $90^\circ$  の発振偏光を保持する．次に， $0^\circ$  偏光の Reset 光を VCSEL に注入すると，発振偏光が  $90^\circ$  から  $0^\circ$  に切り替わり，注入光を停止後も  $0^\circ$  の発振偏光を保持する．もし発振偏光と同じ偏光の光を注入した場合は，発振偏光は変化しない．このように，外部から光を注入すると発振偏光が注入光の偏光に切り替わる機能と，注入光が無い場合は以前の発振偏光を保持する機能により，全光型フリップフロップ動作が実現可能であり，全光信号処理への応用が期待されている．

従来河口研究室では，VCSEL の偏光双安定性を用いた全光信号処理として DEMUX[2] およびフォーマット変換 [3] の実験を行なった．しかし，従来の実験では特定の構造の VCSEL のみを用いており，構造の異なる VCSEL においても偏光双安定スイッチングが可能か明らかではなかった．また，偏光双安定スイッチングの最小注入光パワーについては検討されていなかった．そして，1 ps 幅の短

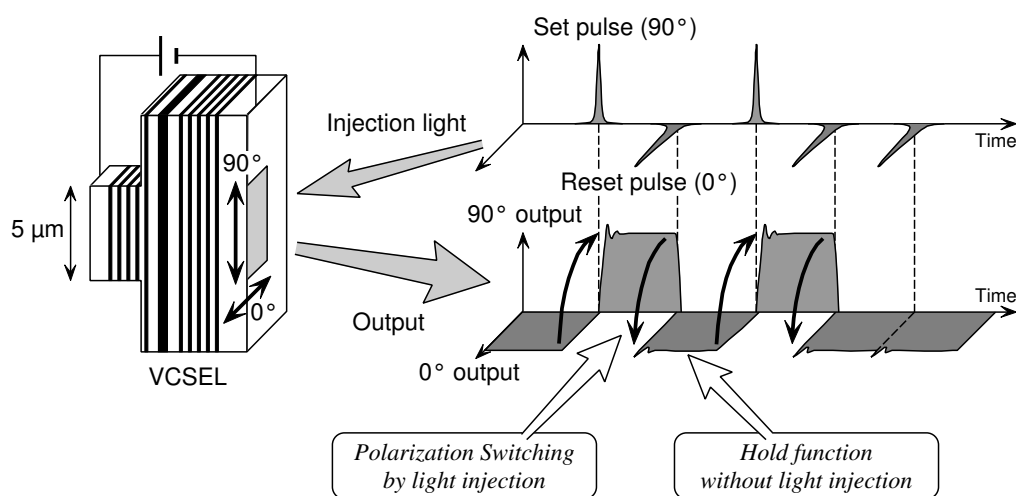


図 4.1 VCSEL の偏光双安定スイッチング

パルス光を用いた超高速フリップフロップ動作 [4] が報告されているが、80 MHz の低い繰返し周波数であった。偏光双安定スイッチングを全光信号処理に応用するためには、低い注入光パワーでのスイッチングや高い繰返し周波数のスイッチングが求められる。

本章では、2種類の構造の VCSEL を用いて偏光双安定スイッチングの実験を行ない、特定のデバイス構造によらずに偏光双安定スイッチングが可能であることを明らかにする。また、注入光波長離調特性を測定し、従来よりも低い注入光パワーでのスイッチングや注入同期を伴わないスイッチングが可能であることを示す。そして、低スイッチングエネルギーと高スイッチング周波数の偏光双安定フリップフロップ動作を実現する。

ここで、相互利得飽和により双安定性が生じる条件を示す [5]。0° 偏光発振と 90° 偏光発振の2つのモードを考え、それぞれの強度を  $I_1, I_2$  とする。一方のモードの利得が他方のモードの強度に依存する相互利得飽和が存在する場合、各モードの強度変化率は次式で表される。

$$\frac{dI_1}{dt} = g_1 I_1 (1 - \varepsilon_{11} I_1 - \varepsilon_{12} I_2), \quad (4.1)$$

$$\frac{dI_2}{dt} = g_2 I_2 (1 - \varepsilon_{21} I_1 - \varepsilon_{22} I_2). \quad (4.2)$$

ここで、 $g_1$  と  $g_2$  は線形利得、 $\varepsilon_{11}$  と  $\varepsilon_{22}$  は自己利得飽和係数、 $\varepsilon_{12}$  と  $\varepsilon_{21}$  は相互利得飽和係数である。(4.1) および (4.2) 式の左辺の時間微分を 0 とした定常解は

$$I_1 = 0 \quad \text{or} \quad \varepsilon_{11} I_1 + \varepsilon_{12} I_2 = 1, \quad (4.3)$$

$$I_2 = 0 \quad \text{or} \quad \varepsilon_{21} I_1 + \varepsilon_{22} I_2 = 1 \quad (4.4)$$

となり、これを図示すると図 4.2 のようになる。実線は (4.3) 式の2つ目の解、破線は (4.4) 式の2つ目の解を表す。 $\varepsilon_{21} > \varepsilon_{11}$  かつ  $\varepsilon_{12} > \varepsilon_{22}$  の条件では、○印が不

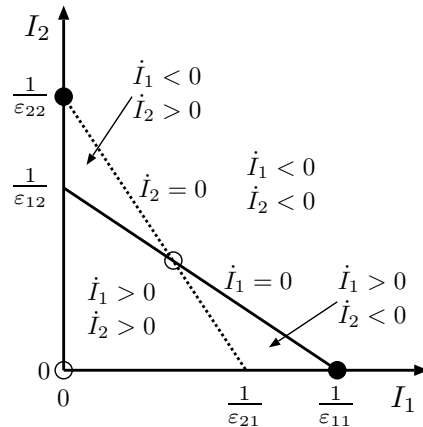


図 4.2 2つのモードの強度の定常解

安定解, ●印が安定解となり,  $0^\circ$  偏光または  $90^\circ$  偏光のいずれか一方が発振し, その状態が保持される偏光双安定性が得られる. なお, (001) 面上の InGaAsP 量子井戸 VCSEL の計算では, ゲインピークの波長を含む広い波長範囲において自己利得飽和係数より相互利得飽和係数が大きくなること示されている [6].

次に, 外部から  $0^\circ$  偏光または  $90^\circ$  偏光の光を注入すると, 各モードの強度変化率は次式のようになる.

$$\frac{dI_1}{dt} = g_1 I_1 (1 - \epsilon'_{11} I'_1 - \epsilon'_{12} I'_2 - \epsilon_{11} I_1 - \epsilon_{12} I_2), \quad (4.5)$$

$$\frac{dI_2}{dt} = g_2 I_2 (1 - \epsilon'_{21} I'_1 - \epsilon'_{22} I'_2 - \epsilon_{21} I_1 - \epsilon_{22} I_2). \quad (4.6)$$

ここで,  $I'_1$  はモード 1 の偏光の注入光強度,  $I'_2$  はモード 2 の偏光の注入光強度,  $\epsilon'_{11}$  と  $\epsilon'_{22}$  は注入光に対する自己利得飽和係数,  $\epsilon'_{12}$  と  $\epsilon'_{21}$  は注入光に対する相互利得飽和係数である.  $\epsilon'_{21} > \epsilon'_{11}$ ,  $I'_2 = 0$ ,  $I'_1 > (\epsilon_{12} - \epsilon_{22}) / (\epsilon_{12}\epsilon'_{21} - \epsilon_{22}\epsilon'_{11})$  の条件では, 図 4.3 (a) に示すように安定な定常解は●印のモード 1 のみとなる.  $\epsilon'_{12} > \epsilon'_{22}$ ,  $I'_1 = 0$ ,  $I'_2 > (\epsilon_{21} - \epsilon_{11}) / (\epsilon_{21}\epsilon'_{12} - \epsilon_{11}\epsilon'_{22})$  の条件では, 図 4.3 (b) に示すように安定な定常解は●印のモード 2 のみとなる. 従って, これらの条件を満たした光注入では, いずれのモードで発振していた場合でも注入光のモードが発振するようになり, 外部からの光注入による  $0^\circ$  偏光発振と  $90^\circ$  偏光発振の切替, 即ち発振偏光制御が可能となる.

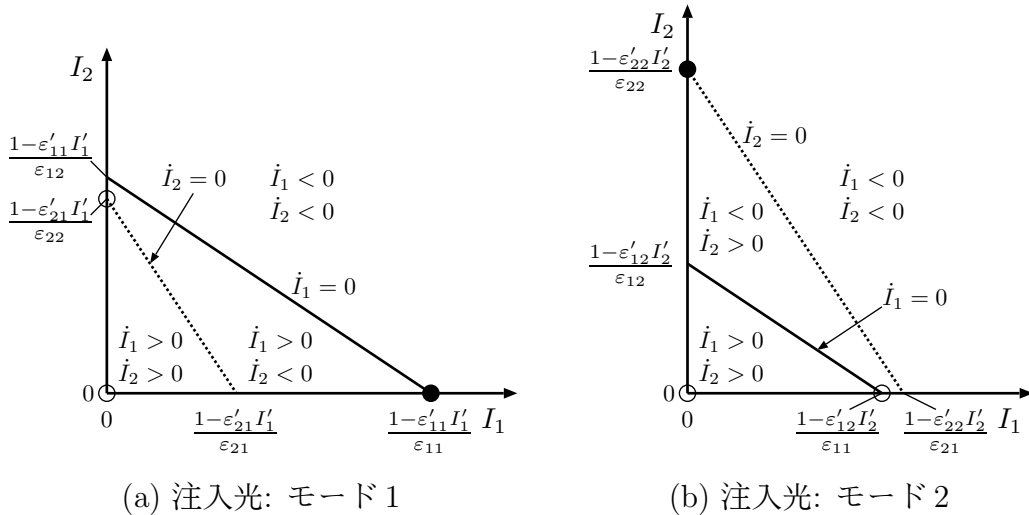


図 4.3 2つのモードの強度の定常解 (外部光注入時)

## 4.2 面発光半導体レーザーの発振特性

本研究で使用した VCSEL は、ポリイミド埋込型 VCSEL[7] とプロトン照射狭窄型 VCSEL[8] である。前者は、河口研究室で作製された VCSEL である。後者は、日本電気株式会社 光エレクトロニクス研究所で作製された VCSEL である。従来河口研究室では、プロトン照射狭窄型 VCSEL を用いて外部からの光注入による偏光双安定スイッチングの実験を行なった [4]。本研究では、プロトン照射狭窄型 VCSEL について、注入光の波長を変えて偏光双安定スイッチングが起こる最小のスイッチングパワーを測定した注入光波長離調特性等のより詳細な偏光双安定スイッチング特性を示す。そして、ポリイミド埋込型 VCSEL について、初めて外部からの光注入による偏光双安定スイッチングの実験を行ない、偏光双安定性が特定のデバイス構造によらず光導波路の断面形状が正方形の VCSEL の一般的特性であることを示す。本節では、VCSEL の静的な発振特性として、 $0^\circ$  偏光と  $90^\circ$  偏光に分解した電流光出力特性、近視野像、スペクトル特性を示す。

まず、ポリイミド埋込型 VCSEL の構造を図 4.4 に示す。p 型の分布ブラッグ反射鏡 (Distributed Bragg Reflector; DBR) を  $5 \times 4.5 \mu\text{m}^2$  の正方形に近いメサ形状とし、ポリイミドで周囲を埋込むことにより電流と光の閉じ込めおよび発振偏光制御を行なった  $980 \text{ nm}$  帯 VCSEL である。結晶方位は、(001) 面上に結晶成長された基板において、 $\langle 110 \rangle$  方向が  $5 \mu\text{m}$ 、 $\langle \bar{1}10 \rangle$  方向が  $4.5 \mu\text{m}$  のメサ形状としている。ウェハの両面に電極を設け、 $0^\circ$  および  $90^\circ$  の偏光方向に対してほぼ対称な構造としている。偏光分解電流光出力特性を測定すると、温度  $30^\circ\text{C}$  では図 4.5 (b) に示すように電流  $5.5 \text{ mA}$  で発振偏光が切り替わっている。電流によって発振偏光が切り替わる原因は、線形の光利得の電流依存性が偏光によって若干異なり、

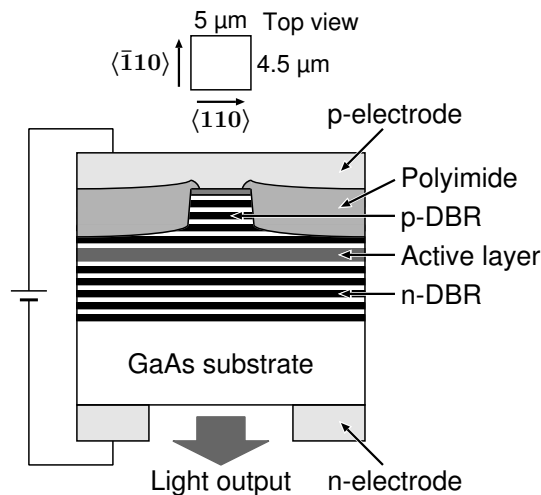


図 4.4 ポリイミド埋込型 VCSEL の構造

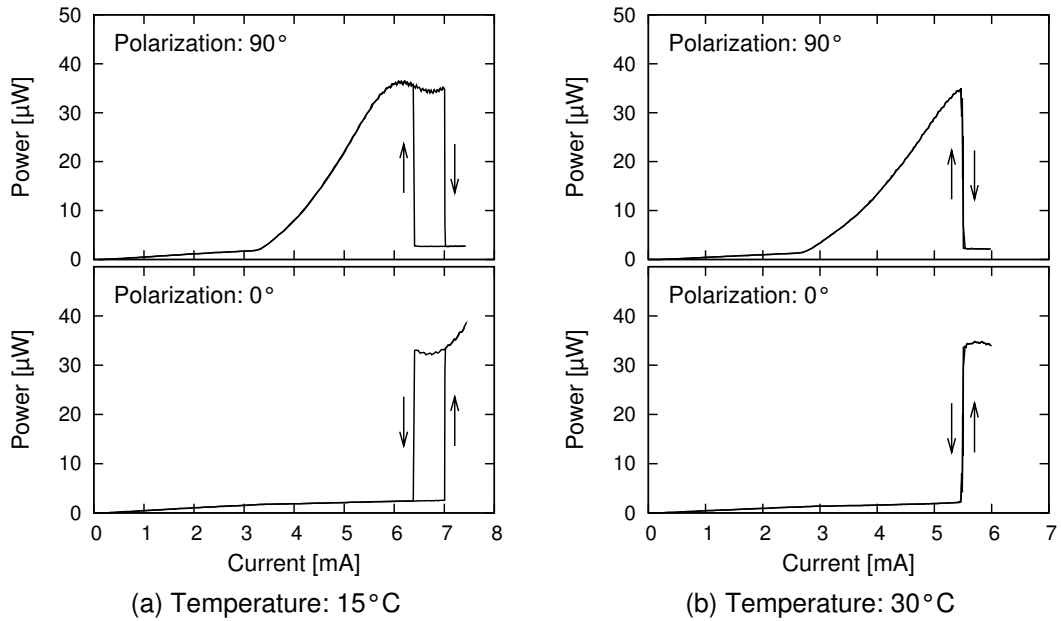


図 4.5 ポリイミド埋込型 VCSEL の偏光分解電流光出力特性

両偏光の利得の大小関係が電流によって逆転するためと考えられる。そして，温度  $15^{\circ}\text{C}$  では図 4.5 (a) に示すように電流増加時は  $7\text{ mA}$ ，電流減少時は  $6.4\text{ mA}$  で発振偏光が切り替わりヒステリシスが観測された。この  $6.4\text{ mA}$  から  $7\text{ mA}$  の間のヒステリシス内では，安定して  $0^{\circ}$  と  $90^{\circ}$  の2つの発振偏光をとり得ることから，偏光双安定性を持つ。温度を  $10^{\circ}\text{C}$  から  $40^{\circ}\text{C}$  まで変化させて偏光分解電流光出力特性を測定した結果，温度が低い方がヒステリシスの幅が広がる傾向が得られた。この原因として，温度が低い方が大電流でスイッチングしており，光パワーが大きい方が相互利得飽和の効果が大きくなるため，ヒステリシスの幅が広がったものと考えられる。一方，メサ形状が  $6 \times 4\ \mu\text{m}^2$  の長方形の VCSEL では，電流変化による発振偏光の切り替わりは見られなかった。なお，電流光出力特性が直線ではない理由として，VCSEL の基板表面での光の反射が挙げられる。基板表面と n 型 DBR によって光共振器が形成され，電流増加に伴う発振波長の変化によって光出力にリップルが生じるものと考えられる。別の素子では，電流光出力特性に光共振器の FSR (Free Spectral Range) に対応した周期的なリップルが観測されている。

図 4.6 に偏光子を通して赤外カメラで撮影した偏光分解近視野像を示す。VCSEL の素子温度は  $10^{\circ}\text{C}$  とし，電流変化による発振偏光の切り替わりのヒステリシス幅が広がるようにした。(a) は電流増加時の  $7\text{ mA}$  で  $90^{\circ}$  偏光発振状態，(b) は電流減少時の  $7\text{ mA}$  で  $0^{\circ}$  偏光発振状態である。近視野像は，両偏光状態共にメサ形状と同程度の大きさの単一スポットであり，最低次の単一横モード発振間のス

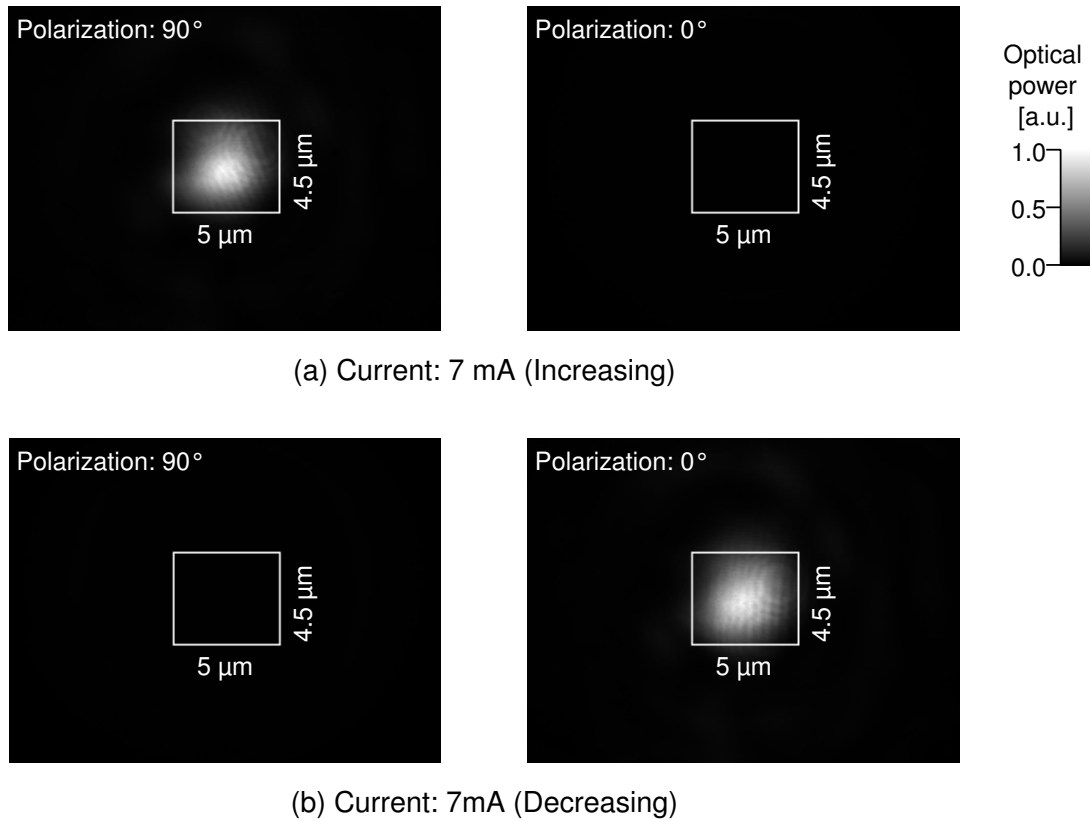
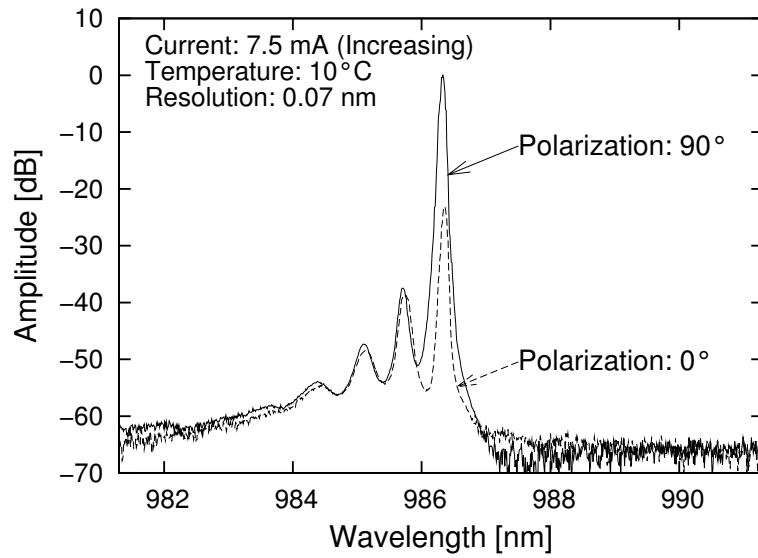


図 4.6 ポリイミド埋込型 VCSEL の偏光分解近視野像

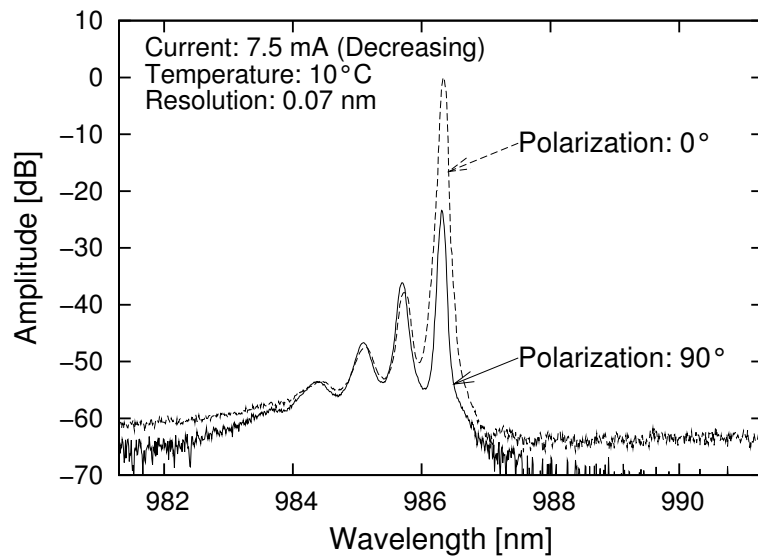
イッチングが得られていることがわかる。

図 4.7 に偏光分解スペクトルの測定結果を示す。(a) は電流増加時の 7.5 mA で 90° 偏光発振状態, (b) は電流減少時の 7.5 mA で 0° 偏光発振状態である。発振波長の短波長側に見られるピークは高次の横モードによるものと考えられるが, 34 dB のサイドモード抑圧比 (Side Mode Suppression Ratio; SMSR) が得られており, 両偏光状態共にほぼ単一波長動作である。また, 両偏光状態共に偏波消光比は 23 dB であり, ほぼ直線偏光である。

次に, プロトン照射狭窄型 VCSEL の構造を図 4.8 に示す。プロトン照射狭窄により電流閉じ込めを行ない, p 型 DBR を  $6 \times 6 \mu\text{m}^2$  の正方形のメサ形状として光閉じ込めと発振偏光制御を行なった 980 nm 帯 VCSEL である。結晶方位は, (001) 面上に結晶成長された基板において,  $\langle 1\bar{1}0 \rangle$  方向と  $\langle 110 \rangle$  方向をメサ形状の辺としている。ウェハの片面に p 電極と n 電極の両方を形成しており, フリップチップボンディングが可能な構造となっている。図 4.9 の偏光分解電流光出力特性に示すように, 電流 3.4 mA において発振偏光が切り替わっている。本 VCSEL では, 電流光出力特性にヒステリシスは見られなかったが, 後述のように外部からの光注入による偏光双安定スイッチングが得られている。しかし, 光注入による偏光双安定スイッチングが得られない素子では, 電流光出力特性にヒステリシ



(a) Current: 7.5 mA (Increasing)



(b) Current: 7.5 mA (Decreasing)

図 4.7 ポリイミド埋込型 VCSEL の偏光分解スペクトル

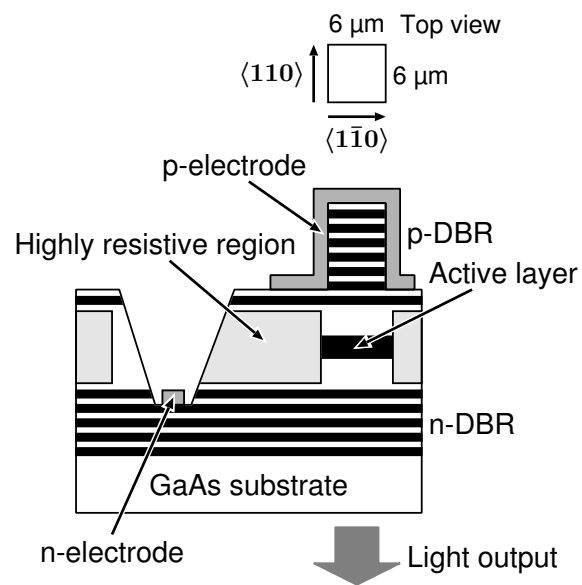


図 4.8 プロトン照射狭窄型 VCSEL の構造

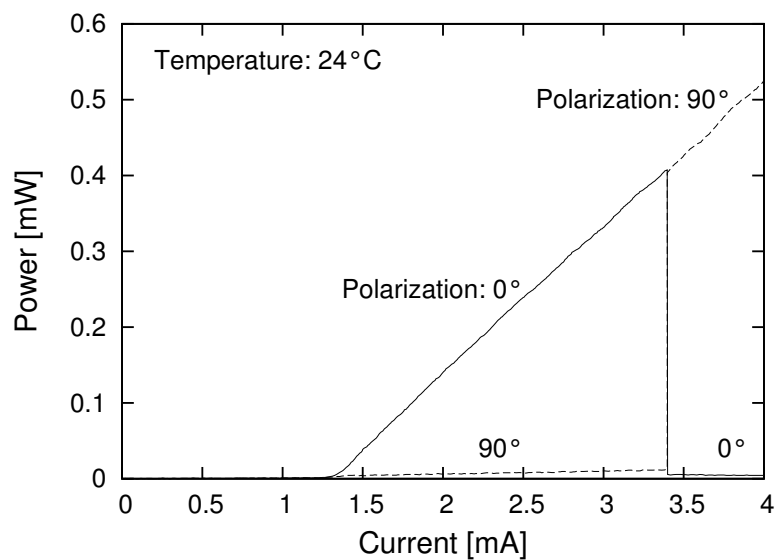


図 4.9 プロトン照射狭窄型 VCSEL の偏光分解電流光出力特性



スが発生することは考えられない。よって、電流光出力特性におけるヒステリシスの有無は、光注入による偏光双安定スイッチングの可否に対する十分条件であると考えられる。必要十分条件ではないが、偏光分解電流光出力特性によって偏光双安定性を評価出来ることは素子評価および選別の点から有用と考えられる。

### 4.3 面発光半導体レーザの偏光双安定スイッチング特性

本節では、ポリイミド埋込型 VCSEL について、外部からの光注入による偏光双安定スイッチングが可能であることを示すために、パルス光を注入して偏光双安定フリップフロップ動作の実験を行なう。また、VCSEL は 2 つの高反射率の DBR ミラーから成る Q 値の高い光共振器を持つため、偏光双安定スイッチングにおける注入光の波長依存性が予想される。この注入光波長依存性を調べるために、プロトン照射狭窄型 VCSEL に対して注入光波長を変えて偏光双安定スイッチングの離調特性の測定を行なう。

図 4.10 にポリイミド埋込型 VCSEL による偏光双安定フリップフロップ動作を示す。90° 偏光の Set 光と 0° 偏光の Reset 光を交互に VCSEL に注入し、VCSEL 出力光の 90° 偏光成分を抽出してサンプリングオシロスコープで波形を測定した。注入光のパワーは、Set 光が 9.6  $\mu\text{W}$ 、Reset 光が 9.2  $\mu\text{W}$  (共にピークパワー) である。外部からの光注入によって発振偏光が切り替わり、注入光が無い場合は以前の発振偏光を保持するという偏光双安定フリップフロップ動作が得られた。

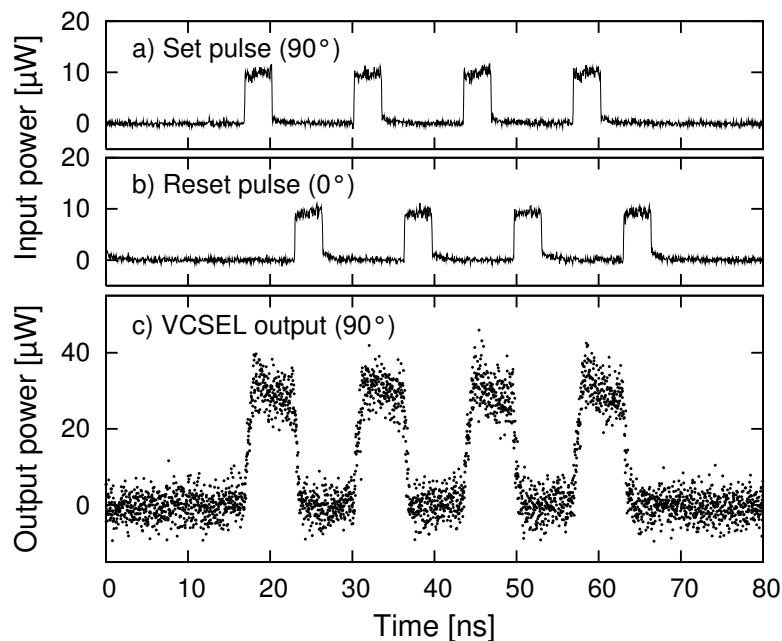


図 4.10 ポリイミド埋込型 VCSEL の偏光双安定フリップフロップ動作

次に、プロトン照射狭窄型 VCSEL について、 $0^\circ$  偏光および  $90^\circ$  偏光の発振波長の差、および注入光の波長を変えて偏光双安定スイッチングが起こる最小の注入光パワーを測定した注入光波長離調特性 [9] を示す。図 4.11 に実験の構成を示す。 $0^\circ$  偏光と  $90^\circ$  偏光の注入光波長を独立に変化させるために、注入光の光源として 2 つの可変波長の EC-LD を使用した。EC-LD と  $\text{LiNbO}_3$  光変調器により Set 光と Reset 光を生成し、それぞれ  $90^\circ$  および  $0^\circ$  の直線偏光として VCSEL に注入する。VCSEL 出力信号は偏光子を通してアバランシェ・フォトダイオード (Avalanche Photodiode; APD) で受光し、サンプリングオシロスコープで波形を観測する。また、注入光と VCSEL 発振光の微小な波長差を測定するために、ヘテロダイン検波を行なった。具体的には、VCSEL と EC-LD の出力光を 3 dB カプラで混合し、ビート信号の周波数を電気スペクトラムアナライザで測定した。VCSEL 出力側の偏光子を  $0^\circ$  または  $90^\circ$  に設定することにより、それぞれ  $0^\circ$  偏光または  $90^\circ$  偏光の VCSEL 出力光のヘテロダイン測定を行なった。ヘテロダイン検波の局発光の偏波を調整する偏波コントローラは、VCSEL の各発振偏光においてビート信号が最大となるように調整した。

図 4.12 に  $0^\circ$  偏光および  $90^\circ$  偏光の VCSEL 発振光のビートスペクトルを示す。ここで、 $0^\circ$  偏光と  $90^\circ$  偏光の発振状態は外部からの光注入によって切替えたものであり、同一注入電流である。 $90^\circ$  偏光の発振波長が  $0^\circ$  偏光よりも  $0.013 \text{ nm}$  ( $4.1 \text{ GHz}$ ) 長波長である。この波長差は、発振波長の  $10^{-5}$  倍程度と非常に小さく、VCSEL の構造の僅かな非対称によるものと考えられる。

注入光の波長を変えて偏光双安定スイッチングが得られる最小の注入光パワーを測定した注入光波長離調特性を図 4.13 に示す。ここで、横軸の離調周波数は、

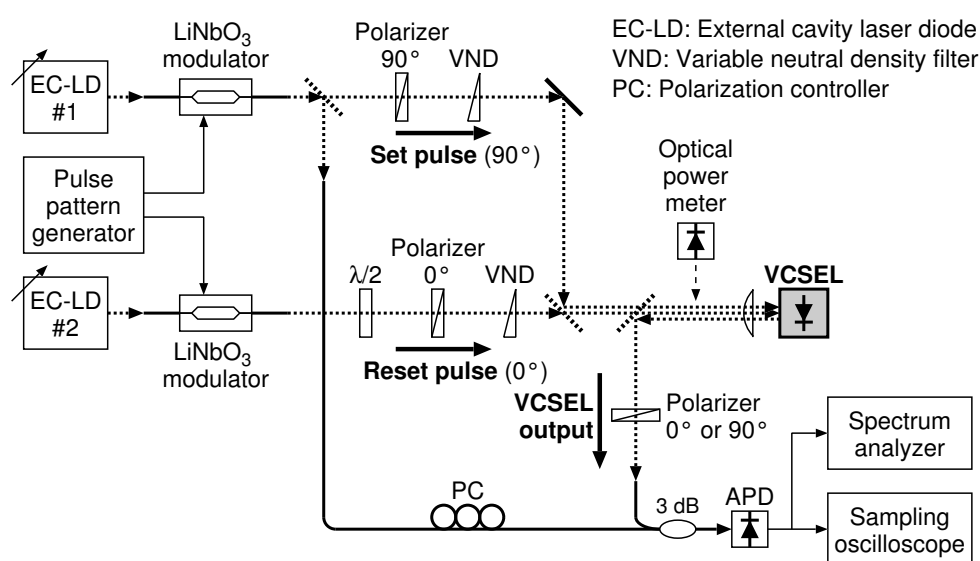


図 4.11 注入光波長離調特性測定の実験の構成

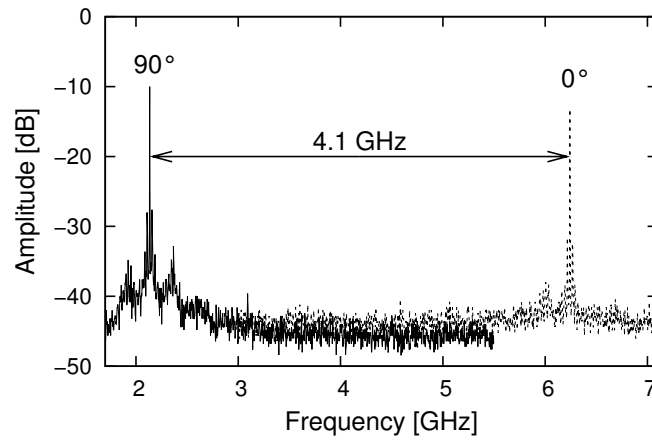


図 4.12 0° 偏光および 90° 偏光の VCSEL 発振光のビートスペクトル

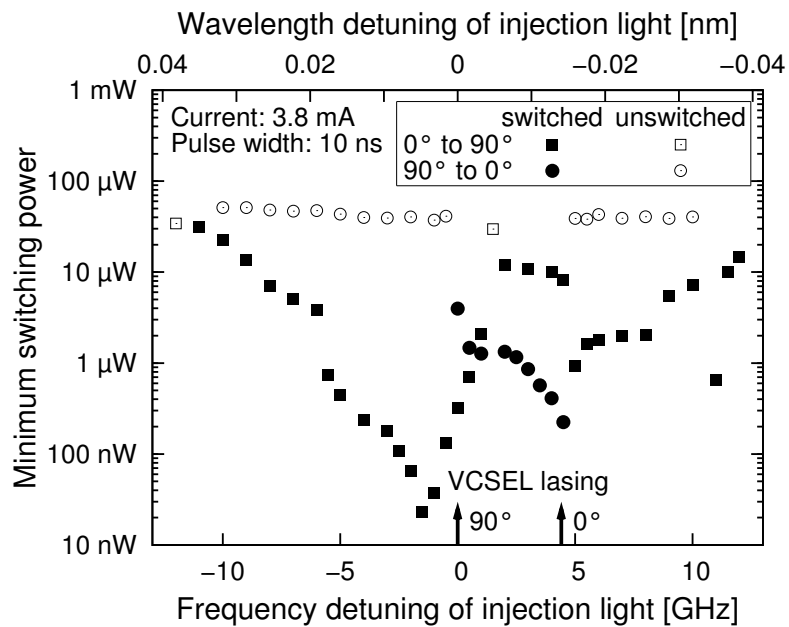


図 4.13 偏光双安定スイッチングの注入光波長離調特性

90° 偏光の発振波長を基準とした注入光波長の相対光周波数である。■印は0° から90° への偏光スイッチングが生ずる最小の90° 偏光の注入光パワーを示し、●印は90° から0° への偏光スイッチングが生ずる最小の0° 偏光の注入光パワーを示す。□印および○印は本実験系における最大パワーを注入しても偏光双安定スイッチングが得られなかったことを示す。離調特性は非対称であり波長許容範囲が長波長側にシフトしているが、これは光注入による活性層の屈折率の増加、即ち正の線幅増大係数( $\alpha$ パラメータ)[10]によるものと考えられる。離調周波数が+1 GHzの注入光を使用すれば、同一波長で双方向のスイッチングが可能である。しかし、最も感度が高い注入光波長は、↑印に示す VCSEL の各偏光の発振波長にほぼ対応している。従って、0° 偏光と90° 偏光の注入光波長を独立に調整することにより、同一波長の場合よりも大幅に低い注入光パワーで偏光双安定スイッチングが可能であることが分かった。これより、偏光双安定スイッチングを応用した全光信号処理において低入力光パワーでの動作が可能となる。

#### 4.4 面発光半導体レーザの注入同期特性 [9]

注入同期は、レーザの発振中に外部から光を注入すると、レーザの発振波長が注入光の波長に引き込まれて固定される現象である [11]。本節では、外部からの光注入による偏光双安定スイッチングと注入同期を比較するために、前節の図 4.11 の構成によりプロトン照射狭窄型 VCSEL の注入同期特性を測定した。従来は、偏光スイッチングは注入同期を伴って起こると考えられていた [12] が、偏光スイッチングと注入同期の注入光波長離調特性を比較すると、偏光スイッチングは注入同期を伴わずに起こる場合があることを示す。

図 4.14 に90° 偏光の VCSEL 発振光と90° 偏光の CW 注入光との間のビート信号のスペクトルを示す。図 4.14 (a) は VCSEL に光を注入していない場合であり、注入光の波長は VCSEL の発振波長よりも 0.003 nm (1 GHz) 長波長に設定している。注入光パワーを増加すると、図 4.14 (b), (c) に示すように VCSEL の発振波長が長波長側にシフトしている。さらに注入光パワーを増加すると、注入同期が起こり、VCSEL の発振波長と注入光波長が等しくなるため図 4.14 (d) に示すようにビート信号が完全に消失する。よって、ビート信号の消失により容易に注入同期が生じたと判断することが出来る。

図 4.15 に CW 注入光による注入同期の注入光波長離調特性を示す。VCSEL 出力光と注入光の間のビート信号が消失した場合、注入同期が生じたと判断した。半導体レーザの注入同期範囲  $\Delta\omega$  と注入光パワー  $P_i$  の関係は、レート方程式から

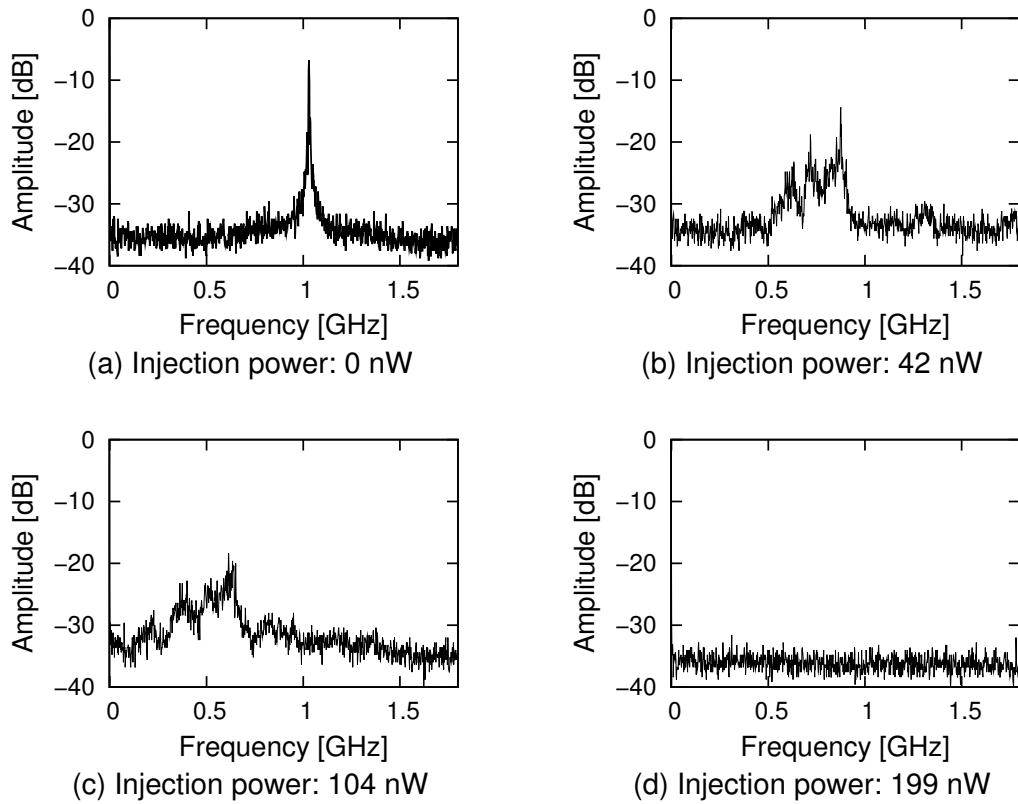


図 4.14 VCSEL 発振出力と注入光の間のビートスペクトル

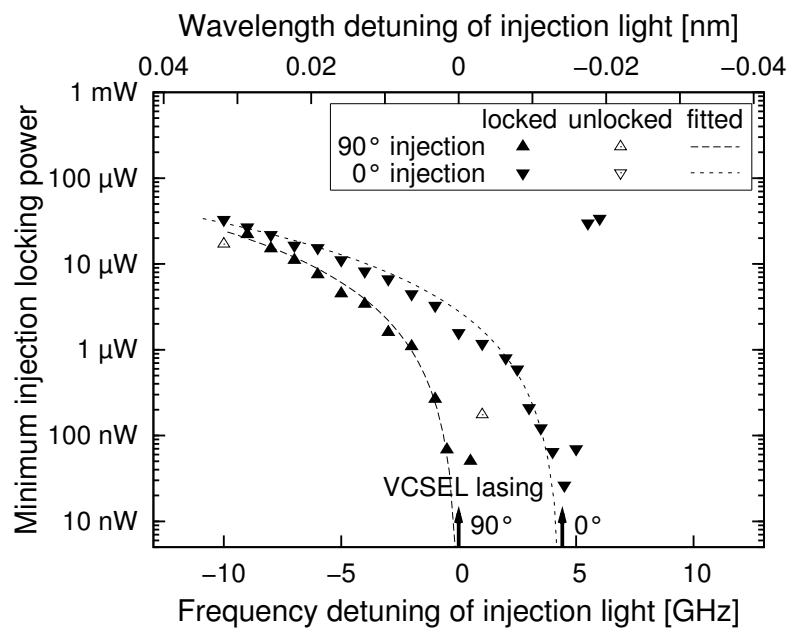


図 4.15 注入同期の注入光波長離調特性

導かれ次式のように表される [13].

$$\Delta\omega \propto \sqrt{P_i}. \quad (4.7)$$

図 4.15 の破線は，実験結果に対して (4.7) 式をフィッティングした結果である．発振波長よりも短波長側の離調特性は，傾きが急峻で定量的に評価出来なかった．偏光双安定スイッチングの注入光離調特性と同様，この非対称性も正の線幅増大係数によるものと考えられる．図 4.13 の●印と図 4.15 の▼印を比較すると，最小スイッチングパワーは最小注入同期パワーと等しいかより大きいため，90° から 0° へのスイッチングは 0° 偏光の注入同期を伴うと推定される．一方，図 4.13 の■印と図 4.15 の▲印を比較すると，離調周波数が -1 GHz から -6 GHz の範囲では最小スイッチングパワーは最小注入同期パワーよりもかなり小さいため，0° から 90° へのスイッチングは 90° 偏光の注入同期を伴わずに可能であると推定される．従って，注入同期は偏光双安定スイッチングに必ずしも必要ではないと考えられる．最近，この実験結果と同様に注入同期を伴わない偏光スイッチングが可能であることが他の研究グループからも報告されている [14]．また，0° から 90° の場合のみ注入同期を伴わずに偏光双安定スイッチングが可能である原因として，図 4.13 に示すように 0° から 90° の場合は逆方向と比較して低い注入光パワーでスイッチング可能であるためと考えられる．つまり，90° 偏光の方が発振しやすい状態にあり，低い注入光パワーで注入同期を伴わずに偏光スイッチングするものと考えられる．このような非対称性が生じる原因としては，メサ形状のばらつきや応力による歪みが挙げられ，素子によって非対称性が異なると考えられる．外部からの入力信号によって 0° から 90° へのスイッチングを行ない，内部で生成した Reset 光によって 90° から 0° へのスイッチングを行なう応用では，90° 偏光の方が発振しやすい非対称な状態の方が低パワーの入力信号で動作可能となる．よって，完全に対称な素子よりも非対称性を自由に制御可能な素子が望まれる．

#### 4.5 偏光双安定スイッチング中の動的発振波長変化 [15]

スペクトルの時間変化を 2 次元平面上に表したスペクトログラムにより，動的な波長変化を表現することが出来る．従来から，分光器を用いた光スペクトログラムの測定法が報告されている [16, 17]．しかし，これらの測定法では分光器によって波長分解能が制限され，微小な波長変化を測定することは難しい．このため，注入同期に基づいて発振波長が注入光波長に固定される場合と，光注入により発振波長がシフトする場合を明確に識別することは困難であった．また，繰返

し信号を仮定して時間または波長の掃引を行っており、単発信号の測定は困難であった。

本節では、ヘテロダイン検波によって測定した光スペクトログラムを用いて、VCSELの偏光双安定スイッチング中の動的な発振波長変化を明らかにする。本実験では、注入光に用いた光源をヘテロダイン検波の局発光にも使用し、VCSEL発振光と注入光の光周波数差を測定する。これにより、ヘテロダイン検波のゼロビート周波数により注入同期を明確に識別することが可能となる。そして、単発のスペクトログラムによって、注入同期を伴う場合と伴わない場合の偏光双安定スイッチング動作を直接観測する。

図 4.16 に偏光双安定スイッチング動作中の発振波長変化のヘテロダイン測定の構成を示す。VCSEL 出力光の 90° 偏光成分と EC-LD #1 の変調前の CW 光を 3 dB カプラで合波して APD で受光することにより、EC-LD #1 の光周波数  $f_1$  と VCSEL 出力の光周波数  $f_2$  の差の周波数  $f_2 - f_1$  のビート信号が生成される。このビート信号を、単発波形の捕捉が可能な高速デジタルオシロスコープ (Agilent Technologies DSO81004A) で測定した。EC-LD #1 の波長を VCSEL の発振波長よりも長波長側に設定しており、ビート信号の周波数は EC-LD #1 に対する VCSEL の相対光周波数を表す。つまり、EC-LD #1 を一定波長の CW 光とすると、ビート信号の周波数変化は VCSEL の光周波数の変化を表す。

図 4.17 にビート信号のスペクトログラムを示す。このスペクトログラムは、デジタルオシロスコープで取得したビート信号波形に対して短時間フーリエ変

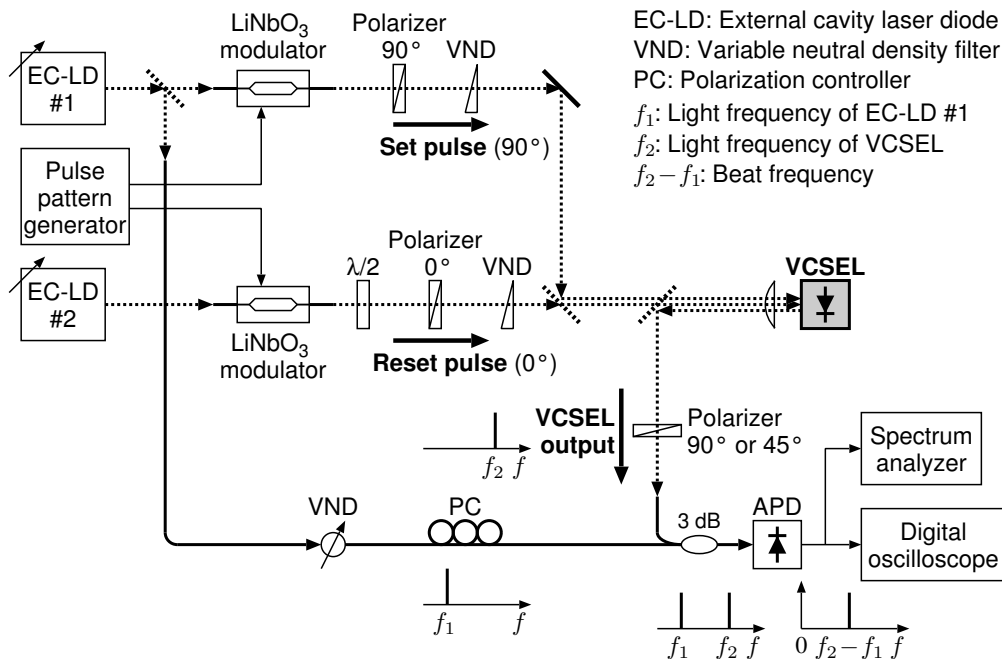


図 4.16 偏光双安定スイッチング中の発振波長変化の測定の構成

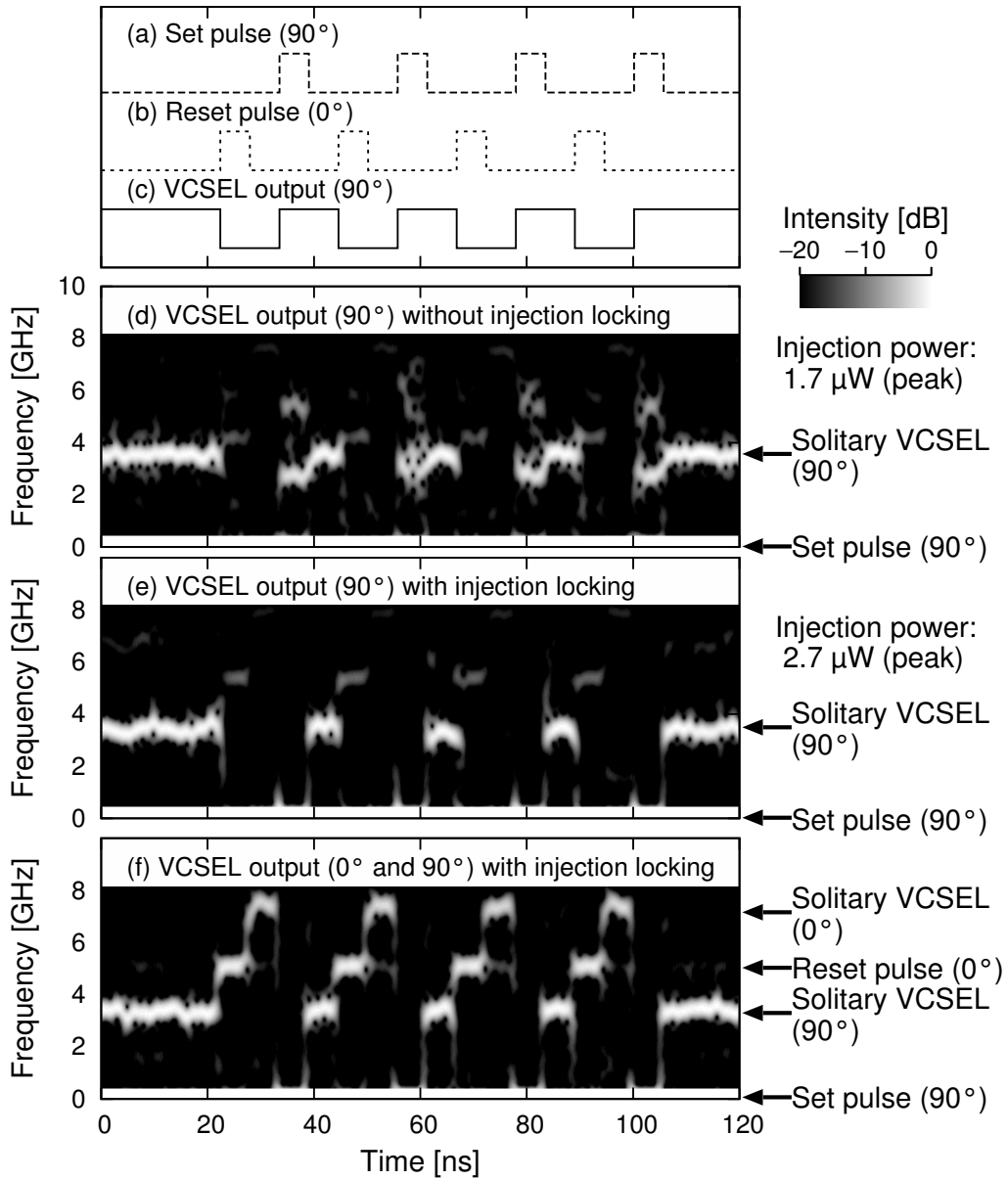


図 4.17 偏光双安定スイッチング動作中の VCSEL 発振出力の光スペクトログラム



換 (Short-Time Fourier Transform; STFT)[18] を行なうことにより得た。スペクトログラムの周波数分解能および時間分解能は短時間フーリエ変換の時間窓によって決定される。ここでは、時間窓として 3.2 ns 幅のハミング窓を使用し、周波数分解能は 0.41 GHz、時間分解能は 1.2 ns である。ビート信号は VCSEL 出力と EC-LD #1 の間で生成されるため、スペクトログラムのゼロ周波数は、VCSEL の発振波長が Set 光の波長と正確に一致していることを示す。高速デジタルオシロスコープを用いることにより、数 GHz の広い周波数範囲にわたって動的な波長変化を測定することが可能となった。

図 4.17 (d) は、Set 光のピークパワーが  $1.7 \mu\text{W}$  の場合の偏光双安定スイッチングのスペクトログラムである。VCSEL に外部から光を注入する前の輝線 (Solitary VCSEL (90°) と表示) から、VCSEL 単体の発振波長は Set 光の波長よりも 3.5 GHz 短波長である。後述するように、EC-LD の波長変動は VCSEL 単体の波長変動よりも十分小さい。よって、スペクトログラムの周波数変動は、ほとんど VCSEL 単体の波長変動によるものである。Set 光が VCSEL に注入された時、VCSEL の発振偏光が  $0^\circ$  から  $90^\circ$  に切り替わり、スペクトログラム上の 2.7 GHz に VCSEL の発振波長が見られる。これは、無注入の場合の発振波長よりも 0.8 GHz 長波長側にシフトしているが、注入同期状態ではない。また、Set 光注入中の VCSEL 発振波長には大きな変動が見られる。VCSEL 単体の波長変動が離調の変動をもたらし、VCSEL と注入光の結合効率が変わるため、VCSEL 発振波長の大きな変動につながるものと考えられる。

図 4.17 (e) は、Set 光のピークパワーが図 4.17 (d) よりも大きい  $2.7 \mu\text{W}$  の場合の偏光双安定スイッチングのスペクトログラムである。Set 光が VCSEL に注入されている間、ビート信号が消失しており、VCSEL の発振波長が Set 光の波長に固定され、注入同期を伴った偏光双安定スイッチング動作である。これより、注入同期を伴わない場合と伴う場合についての偏光双安定スイッチング動作を直接観測することが出来た。

図 4.17 (f) では、注入同期を伴う偏光双安定スイッチングにおいて、VCSEL 出力の偏光子の角度を  $45^\circ$  に設定して VCSEL 出力の  $0^\circ$  偏光と  $90^\circ$  偏光の和を測定した。Reset 光が VCSEL に注入されている間、VCSEL の発振波長が Reset 光の波長に固定されている。ここで、固定された発振波長の変動は、VCSEL 単体の発振波長の変動よりも小さくなっており、EC-LD の波長変動は VCSEL 単体の波長変動よりも小さいと言える。Reset 光除去後、VCSEL 単体の  $0^\circ$  偏光の発振波長は、Set 光の波長よりも 7.4 GHz 短波長となっている。この場合、 $0^\circ$  から  $90^\circ$  と  $90^\circ$  から  $0^\circ$  の両方の偏光双安定スイッチングが Set 光および Reset 光による注入同期を伴っている。

## 4.6 全光フリップフロップ動作 [9]

双安定半導体レーザにおいてスイッチングに必要な注入光エネルギーは、全光信号処理に応用する際の入力感度を決定する重要な特性である。また、全光信号処理の応用によっては、単発のスイッチング速度だけではなく入力信号のビットレートに対応した高い繰返し周波数も求められる。双安定半導体レーザの低エネルギーのスイッチング動作として、例えば半導体光増幅器を用いた 0.5 fJ のスイッチングエネルギー [19] および 3 電極半導体レーザを用いた 0.7 fJ のスイッチングエネルギー [20] が報告されている。しかし、前者のスイッチングエネルギーは、出力信号の応答時間から推定されており、スイッチングエネルギーに対応したパルス幅の注入光によるスイッチング動作が実際に得られたわけではない。後者のスイッチングエネルギーは、対物レンズの結合効率の推定値からレーザへの結合エネルギーを算出しており、スイッチングエネルギーを過少評価する可能性を排除することは難しい。また、双安定ストライプレーザを用いた高繰返し周波数のフリップフロップ動作 [21] および DEMUX [22] が報告されているが、最大スイッチング周波数は 5 GHz であった。文献 [20, 21, 22] で報告されている双安定ストライプレーザでは、リセット動作に電気パルスが必要であり、全光スイッチング動作は不可能であった。

偏光双安定 VCSEL を用いた全光フリップフロップ動作は、電気パルスが不要で低エネルギーの光パルスによりセット動作およびリセット動作が可能である。本節では、スイッチングエネルギー 0.3 fJ の全光フリップフロップ動作を示す。なお、このスイッチングエネルギーは、注入光のパルス幅と対物レンズの前でのピークパワーとの積である。また、同 VCSEL を用いてスイッチング周波数が最大 10 GHz の高繰返しフリップフロップ動作を示す。

注入光パルス幅/スイッチング周波数と全光フリップフロップ動作が可能で最小注入光パワーの関係性を測定した結果を図 4.18 に示す。ここでは、注入光のデューティ比を 1/4 に固定し、パルス幅と周期を比例して変化させている。図中の破線は、スイッチングエネルギーが一定の直線を表している。実験結果は、パルス幅を数 ns 以上に長くしてもスイッチングパワーがあまり下がらなくなっている。この理由として、パルス幅をキャリア寿命以上に長くしてもスイッチングに寄与しないためと考えられる。一方、数百 ps 以下のパルス幅において注入光パワーが定エネルギーの直線よりも急激に増加している。以前に、80 MHz 繰返し周波数で 1 ps 幅の短パルス光を用いたスイッチング時間 7 ps の超高速フリップフロップ動作 [4] が報告されており、その Set 光と Reset 光のパルスエネルギーはそれぞれ 160 fJ と 220 fJ であり、図 4.18 の結果よりも非常に大きくなっている。この

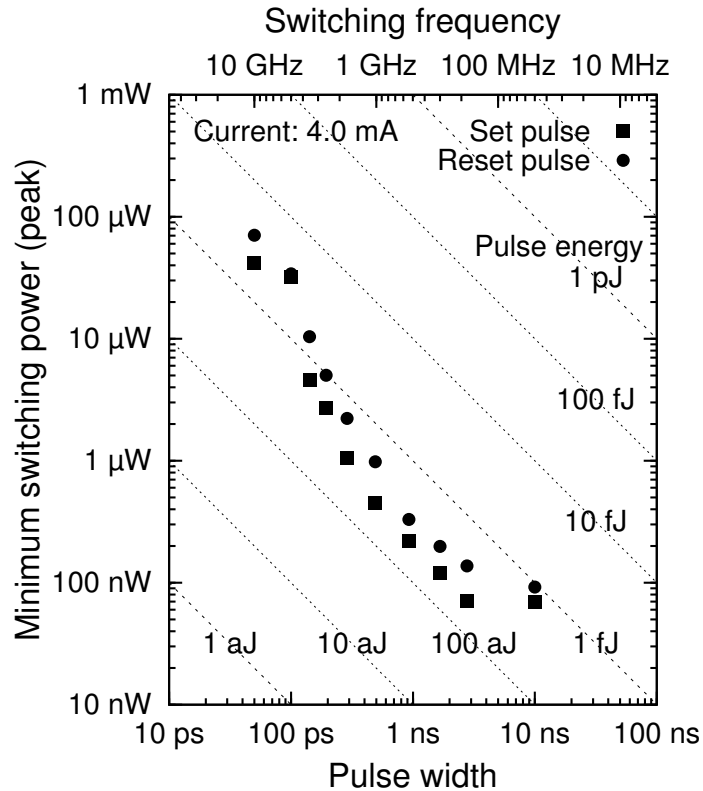


図 4.18 最小スイッチングパワーのパルス幅依存性

短パルスにおけるスイッチングエネルギー増加の一因として、VCSELの光共振器のQ値に基づいた光子寿命時間の影響が挙げられる。今後、高速かつ低パワーのスイッチングを実現するために、短パルスにおけるスイッチング特性を定量的に検討する必要がある。

図 4.18 より、パルス幅約 1 ns にて最小のパルスエネルギーで偏光双安定スイッチングが可能であることが分かった。最小スイッチングエネルギーでの偏光双安定フリップフロップ動作の波形を図 4.19 に示す。スイッチング周波数は 540 MHz、注入光パルス幅は 0.9 ns である。Set 光と Reset 光のパルスエネルギーは、それぞれ 0.2 fJ と 0.3 fJ である。

次に、図 4.20 に最高繰返し周波数での偏光双安定フリップフロップ動作の波形を示す。スイッチング周波数は 10 GHz、注入光パルス幅は 50 ps である。Set 光と Reset 光のパルスエネルギーは、それぞれ 2.0 fJ と 3.5 fJ である。図 4.19 と図 4.20 の結果は双安定半導体レーザにおける最小のスイッチングエネルギーと最高の繰返し周波数である。

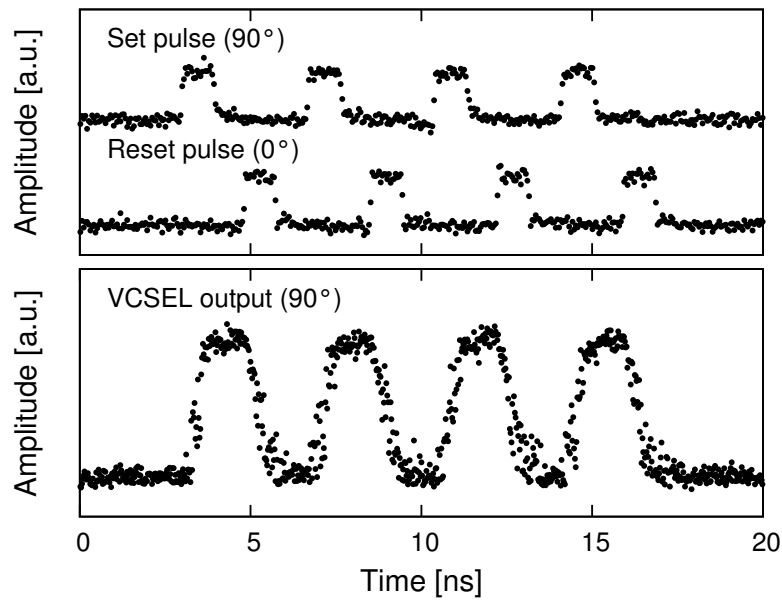


図 4.19 低エネルギー全光フリップフロップ動作

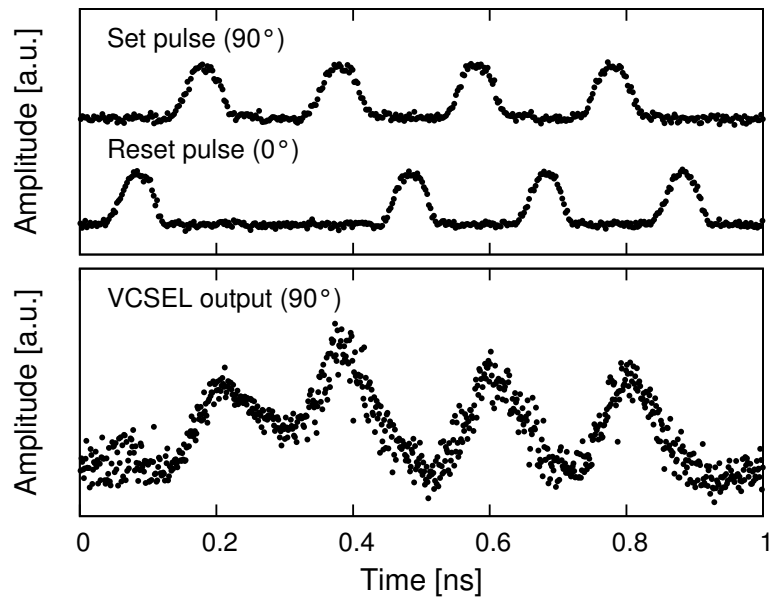


図 4.20 高繰返し全光フリップフロップ動作

## 4.7 まとめ

ポリイミド埋込型 VCSEL について、光導波路の断面形状がほぼ正方形の素子では電流変化による発振偏光の切り替わりが見られた。そして、外部から  $0^\circ$  偏光および  $90^\circ$  偏光の光パルスを交互に注入することにより、偏光双安定フリップフロップ動作が得られた。また、両発振偏光の近視野像とスペクトルを測定し、単一波長で最低次の単一横モード発振間のスイッチングであることを示した。従来

から偏光双安定スイッチング動作が得られていたプロトン照射狭窄型 VCSEL に加えて、新たにポリイミド埋込型 VCSEL においても偏光双安定スイッチング動作が得られ、偏光双安定スイッチングは特定の構造の素子に固有の現象ではなく、矩形導波路の VCSEL において一般的に発生するものと考えられる。ポリイミド埋込型 VCSEL は、簡単な構造であり安価に製造出来るという特徴を持つ。これに対してプロトン照射狭窄型 VCSEL は、電流狭窄による低い閾値電流、フリップチップボンディングが可能でアレイ化に適しているという特徴を持つ。本実験により両構造の VCSEL において偏光双安定スイッチング動作が可能であることが分かったので、用途に応じて使い分けることが出来る。

次に、プロトン照射狭窄型 VCSEL について、偏光双安定スイッチングの注入光波長離調特性を測定した。従来は  $0^\circ$  偏光と  $90^\circ$  偏光の注入光を同一波長としていたのに対して、今回2つの注入光波長を独立に調整することにより低パワーの注入光でスイッチングが可能であることが分かった。また、注入同期の注入光波長離調特性より、偏光双安定スイッチングに注入同期は必ずしも必要ではないことが推定された。そこで、ヘテロダイン検波により偏光双安定スイッチング中の動的な発振波長変化を測定した。ビート信号を短時間フーリエ変換して得られた単発の光スペクトログラムにより、注入同期を伴う場合と伴わない場合の両方の偏光双安定スイッチングを直接観測することが出来た。これより、注入同期よりも低い注入光パワーで偏光双安定スイッチングが可能であることが分かった。

また、注入光のパルス幅と偏光双安定スイッチング動作が可能で最小注入光パワーの関係性を明らかにした。そして、 $0.3 \text{ fJ}$  の低スイッチングエネルギーと  $10 \text{ GHz}$  の高スイッチング周波数の偏光双安定フリップフロップ動作が得られた。これは、双安定半導体レーザにおける最小のスイッチングエネルギーと最高のスイッチング周波数であり、 $0^\circ$  偏光と  $90^\circ$  偏光の2つの注入光波長を独立に最適化することにより得られたと考えられる。4.4 節で述べたように、 $0^\circ$  偏光と  $90^\circ$  偏光の非対称性を制御可能な素子が出来ると、どちらか一方のスイッチングについて、さらなる低エネルギー動作が期待出来る。また、現在のところスイッチング周波数の上限は、実験系の注入光変調速度および出力波形測定帯域によって制限されており、今後これらを改善する必要がある。

## 参考文献

- [1] H. Kawaguchi, “Bistable laser diodes and their applications: state of the art,” *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 3, no. 5, pp. 1254–1270, Oct. 1997.
- [2] H. Kawaguchi, Y. Yamayoshi, and K. Tamura, “All-optical demultiplexing using an ultrafast polarization bistable vertical-cavity surface-emitting laser,” in *Proc. Eur. Conf. Optical Communication (ECOC 1999)*, Nice, France, 1999, vol. II, pp. II-268–269.
- [3] H. Kawaguchi, Y. Yamayoshi, and K. Tamura, “All-optical format conversion using an ultrafast polarization bistable vertical-cavity surface-emitting laser,” in *Proc. Conf. on Lasers and Electro-Optics (CLEO 2000)*, San Francisco, CA, 2000, paper CWU2, pp. 379–380.
- [4] H. Kawaguchi, “Polarization bistability in vertical-cavity surface-emitting lasers,” in *Proc. Photonics West '97*, San Jose, CA, 1997, paper 2994–21, pp. 230–241.
- [5] C. L. Tang, A. Schremer, and T. Fujita, “Bistability in two-mode semiconductor lasers via gain saturation,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 51, no. 18, pp. 1392–1394, Nov. 1987.
- [6] Y. Takahashi and H. Kawaguchi, “Polarization-dependent gain saturations in quantum-well lasers,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 36, no. 7, pp. 864–871, July 2000.
- [7] Y. Sato, T. Mori, Y. Yamayoshi, and H. Kawaguchi, “Polarization bistable characteristics of mesa structure 980 nm vertical-cavity surface-emitting lasers,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 45, no. 16, pp. L438–L440, Apr. 2006.
- [8] T. Yoshikawa, H. Kosaka, K. Kurihara, M. Kajita, Y. Sugimoto, and K. Kasahara, “Complete polarization control of  $8 \times 8$  vertical-cavity surface-emitting laser matrix arrays,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 66, no. 8, pp. 908–910, Feb. 1995.
- [9] T. Mori, Y. Yamayoshi, and H. Kawaguchi, “Low-switching-energy and high-repetition-frequency all-optical flip-flop operations of a polarization bistable

- vertical-cavity surface-emitting laser,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 88, no. 10, p. 101102, Mar. 2006.
- [10] For example, G. H. M. van Tartwijk, and D. Lenstra, “Semiconductor lasers with optical injection and feedback,” *J. Eur. Optical Soc. B Quantum and Semiclassical Optics*, vol. 7, no. 2, pp. 87–143, Apr. 1995.
- [11] S. Kobayashi and T. Kimura, “Injection locking in AlGaAs semiconductor laser,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 17, no. 5, pp. 681–689, May 1981.
- [12] Z. G. Pan, S. Jiang, and M. Dagenais, “Optical injection induced polarization bistability in vertical-cavity surface-emitting lasers,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 63, no. 22, pp. 2999–3001, Nov. 1993.
- [13] I. Petitbon, P. Gallion, G. Debarge, and C. Chabran, “Locking bandwidth and relaxation oscillations of an injection-locked semiconductor laser,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 24, no. 2, pp. 148–154, Feb. 1988.
- [14] J. B. Altés, I. Gatara, K. Panajotov, H. Thienpont, and M. Sciamanna, “Mapping of the dynamics induced by orthogonal optical injection in vertical-cavity surface-emitting lasers,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 42, no. 2, pp. 198–207, Feb. 2006.
- [15] T. Mori and H. Kawaguchi, “Dynamical lasing wavelength variation in polarization bistable switching of vertical-cavity surface-emitting lasers by light injection,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 46, no. 18, pp. L433–L436, Apr. 2007.
- [16] C. Dorrer and I. Kang, “Real-time implementation of linear spectrograms for the characterization of high bit-rate optical pulse trains,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 16, no. 3, pp. 858–860, Mar. 2004.
- [17] K. P. Ho, H. C. Wang, H. K. Chen, and C. C. Wu, “Electric field characterization for phase-modulated signals using measured spectrogram,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 10, pp. 2143–2145, Oct. 2005.
- [18] S. H. Nawab and T. F. Quatieri, “Short-time Fourier transform,” in *Advanced topics in signal processing*, J. S. Lim and A. V. Oppenheim, Eds. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 1988, Chapter 6, pp. 289–337.

- [19] W. F. Sharfin and M. Dagenais, “Femtojoule optical switching in nonlinear semiconductor laser amplifiers,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 48, no. 5, pp. 321–322, Feb. 1986.
- [20] P. Blixt and U. Öhlander, “Femtojoule bistable optical switching of inhomogeneously pumped laser diode at 500 MHz using mode-locked tunable diode laser,” *Electron. Lett.*, vol. 25, no. 11, pp. 699–700, May 1989.
- [21] T. Odagawa, T. Machida, K. Tanaka, T. Sanada, and K. Wakao, “Fast optical flip flop operations of bistable laser diodes,” *IEICE Trans. Electron. (Japanese Edition)*, vol. J74-C-I, no. 11, pp. 465–470, Nov. 1991.
- [22] K. Nonaka, F. Kobayashi, K. Kishi, T. Tadokoro, Y. Itoh, C. Amano, and T. Kurokawa, “Direct time-domain optical demultiplexing of 10-Gb/s NRZ signals using side-injection light-controlled bistable laser diode,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, no. 10, pp. 1484–1486, Oct. 1998.



## 5. 偏光双安定面発光半導体レーザを用いた全光信号再生

### 5.1 はじめに

将来の長距離光ネットワークのために、光/電気/光変換を用いずに劣化した光信号を再生する全光信号再生が求められている。光 3R 再生は以下の 3 つの機能から成る。

1. 振幅増幅 (Reamplification)
2. 波形整形 (Reshaping)
3. タイミング再生 (Retiming)

従来から様々な全光 3R 再生が報告されており、光機能素子として例えば半導体光増幅器 [1]、電界吸収型光変調器 [2]、高非線形光ファイバ [3] を使用している。これらの素子は相互位相変調や相互吸収変調等の光非線形効果に基づいており、光機能素子として動作させるためには mW オーダの高い入力パワーが必要である。

偏光双安定 VCSEL は、光ファイバ通信システムにおける種々の全光信号処理に応用が可能であり [4]、4 章に示したように低い注入光パワーでのスイッチング動作が可能である。河口研究室では、以前に偏光双安定 VCSEL を用いた全光信号再生の数値解析 [5, 6] および実験 [7] を行なった。しかし、実験では入力信号よりも高品質な出力信号は得られておらず、信号再生の効果が実証されていなかった。

本章では、偏光双安定 VCSEL を用いた  $\mu\text{W}$  オーダの低い注入光パワーによる全光信号再生の実験を行なう。偏光双安定 VCSEL を用いた全光信号再生は、入力信号光とクロックパルス光の論理積 (AND) 動作と Reset 光による光リセット動作に基づいている。タイミングジッタを付加した入力信号に対して、VCSEL に注入するクロックパルス光のパワーを最適化することにより、入力信号よりも出力信号のタイミングジッタが低減されるタイミング再生の効果を実証する。そして、出力信号の残留タイミングジッタの原因を明らかにするために、簡単な計算モデルを提案しタイミング再生の数値解析を行なう。実験は 125 Mb/s の低いビットレートで行なったが、VCSEL の動作条件を改善することにより 10 Gb/s の高いビットレートにおいてタイミングジッタを低減出来る可能性を計算によって示す。

## 5.2 全光信号再生の原理

図 5.1 は、偏光双安定 VCSEL を用いた全光信号再生の動作を表すタイミングチャートである。この図を用いて全光信号再生の動作原理を示す。図の1番上がタイミングジッタを持った入力データ信号である。Set 光と Reset 光は、タイミング再生のための一定周期のクロックパルスである。データ信号と Set 光を  $90^\circ$  偏光とし、Reset 光を  $0^\circ$  偏光として、これらの3つの光を偏光双安定 VCSEL に注入する。データ信号と Set 光の各々の注入光パワーを VCSEL の偏光スイッチング閾値よりも小さく設定しておくこと、データ信号と Set 光の両方が同時に注入された場合のみ注入光パワーが偏光スイッチング閾値を超え、VCSEL の発振偏光が  $0^\circ$  から  $90^\circ$  に切り替わる。そして、Reset 光が注入されると VCSEL の発振偏光が  $0^\circ$  に戻る。VCSEL 出力光を  $90^\circ$  方向の偏光子に通すと入力データ信号と同じビットパターンを持つ再生信号が得られる。入力データ信号にタイミングジッタがある場合でも、VCSEL 出力信号の立ち上がり立ち下りのタイミングは、主に Set 光と Reset 光のタイミングによって決定される。従って、この全光信号再生によって入力データ信号のタイミングジッタを低減することが出来る。タイミングジッタの定量的な低減量については5.4節で議論する。

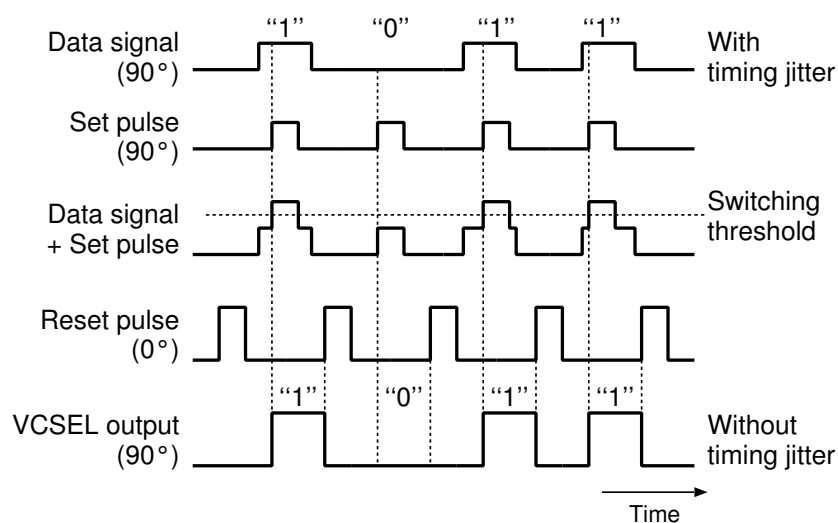
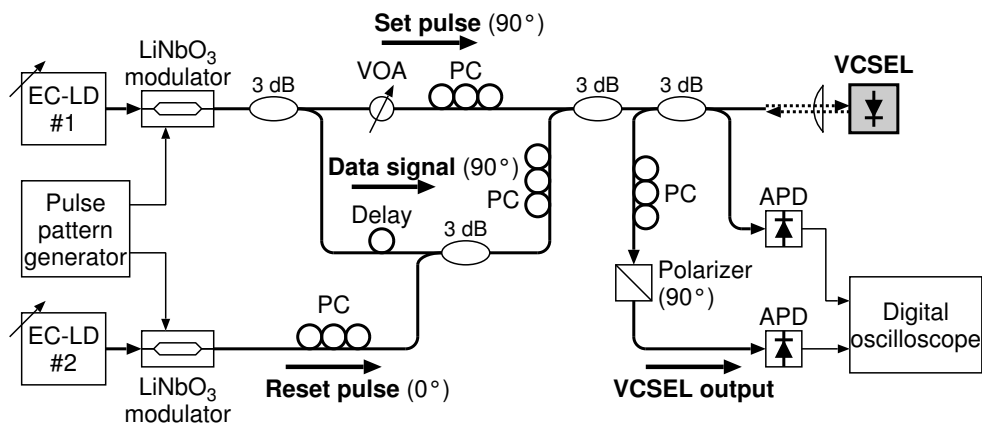


図 5.1 偏光双安定 VCSEL を用いた全光信号再生のタイミングチャート

### 5.3 全光信号再生の実験 [8]

図 5.2 に全光信号再生の実験の構成を示す。本実験ではポリイミド埋込型 VCSEL を使用した。EC-LD #1 および EC-LD #2 と LiNbO<sub>3</sub> 光変調器によりデータ信号, Set 光, Reset 光を生成した。偏波コントローラにより, データ信号と Set 光の偏光を 90° に, Reset 光の偏光を 0° に調整した。4.3 節に示したように, 偏光双安定スイッチングに必要な注入光パワーは注入光の波長に大きく依存している。最小スイッチングパワー付近の波長では注入光波長の許容範囲が狭いため, 安定した偏光双安定スイッチング動作を得ることが難しい。そこで, 安定な偏光双安定スイッチング動作のために, 注入光波長を最小スイッチングパワーが得られる波長よりも数 GHz 長波長に設定した。パルスパターン発生器により ±1 ns のタイミングジッタをデータ信号に付加した。タイミングジッタを有するデータ信号の波形を図 5.3 に示す。データ信号と Set 光は同一波長であり, 同位相で合波した。90° 方向の偏光子を通した VCSEL 出力信号を APD で受光し, デジタルオシロスコープで波形を測定した。

全光信号再生によるタイミングジッタ低減の実験結果を図 5.4 に示す。VCSEL の注入電流は 5.8 mA とし, データ信号, Set 光, Reset 光のピークパワーはそれぞれ 4.0 μW, 4.4 μW, 16 μW とした。ここでは, VCSEL 出力信号のタイミングジッタが最も少なくなるようにデータ信号と Set 光のパワー比を設定した。図の波形は, データ信号のパルスタイミングが異なる 17 回の掃引から成り, APD の雑音を低減するために帯域 2 GHz のガウス型デジタルフィルタにより帯域制限を行なっている。VCSEL 出力信号は, Set 光のタイミングで立ち上がり, Reset 光のタイミングで立ち下がり, かつデータ信号と同じ “1011” のビットパターンが再生されている。データ信号のタイミングジッタは 2 ns (peak-to-peak) であり, 全



EC-LD: External cavity laser diode, PC: Polarization controller

図 5.2 偏光双安定 VCSEL を用いた全光信号再生の実験の構成

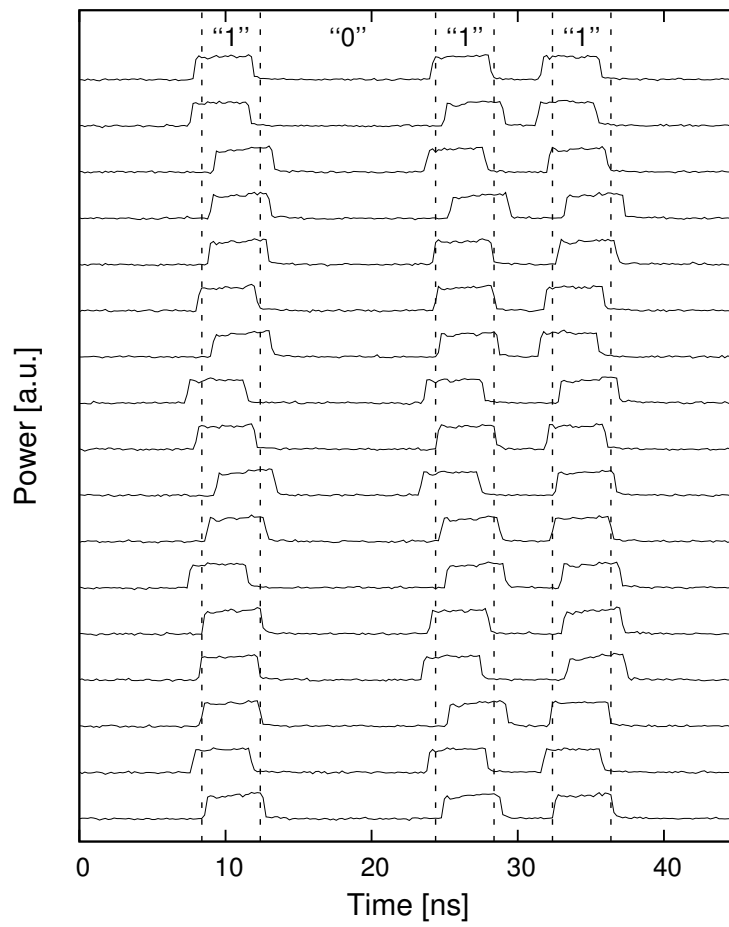


図 5.3 タイミングジッタを有するデータ信号の波形

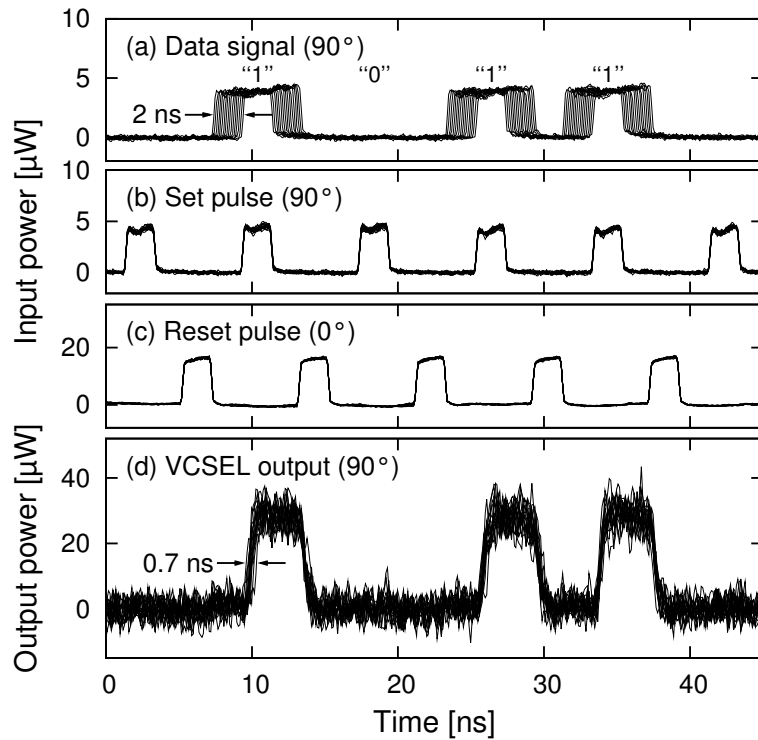


図 5.4 全光信号再生の実験結果

光信号再生により VCSEL 出力信号のタイミングジッタが 0.7 ns (peak-to-peak) に低減された。従って、偏光双安定 VCSEL を用いた全光信号再生によるタイミング再生動作を実現することが出来た。

図 5.5 に全光信号再生における Set 光パワー依存性を示す。データ信号のビットパターンとタイミングジッタは図 5.4 (a) と同じである。Set 光が無い場合は、データ信号と Reset 光によって VCSEL の偏光スイッチングが起こり、図 5.5 (a) に示すように立ち上がりのタイミングジッタは低減されない。Set 光のパワーを増すにつれて図 5.5 (b), (c) のように VCSEL 出力信号のタイミングジッタが減少する。しかし、Set 光のパワーが大き過ぎると、データ信号が“0”の場合でも Set 光のみで VCSEL の発振偏光が 90° に切り替わる場合があり、図 5.5 (d) のように誤動作が発生する。図 5.5 (c) に示すように、Set 光パワーとデータ信号のパワーがほぼ等しい時にタイミングジッタの低減とビットパターンの再生が両立する最適な結果が得られた。VCSEL 出力信号のタイミングジッタの Set 光パワー依存性について次節で議論する。

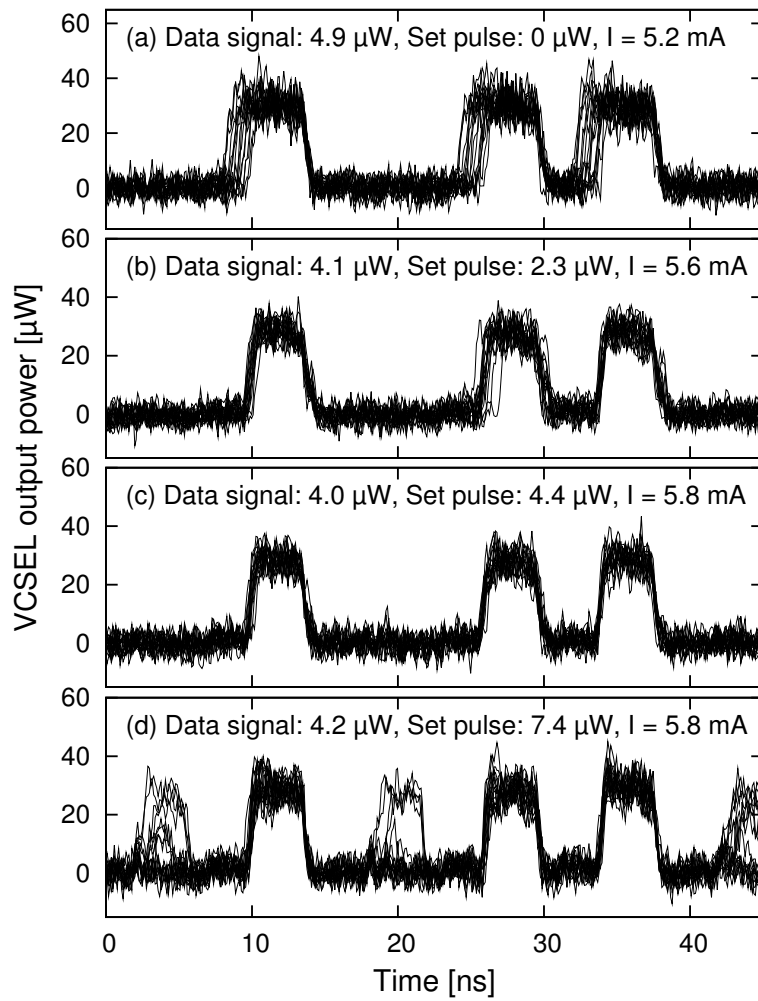


図 5.5 VCSEL 出力信号の Set 光パワー依存性

## 5.4 タイミングジッタ低減の解析

前節の図 5.5 (d) のように Set 光パワーが十分高い場合においても、VCSEL 出力信号には残留タイミングジッタが存在する。また、前節の全光信号再生の実験は、125 Mb/s の低ビットレートで行なっており、高速化が必要である。本節では、タイミングジッタの低減を表現可能な簡単な計算モデルを提案し、数値解析により残留タイミングジッタの原因を明らかにする。そして次節にて 10 Gb/s の高ビットレートでのタイミング再生の可能性を計算によって示す。

図 5.4 (d) の VCSEL 出力信号の立ち上がりタイミングの RMS (Root Mean Square) ジッタ  $\sigma_{jr}$  を求めると 119 ps となる。ここで、VCSEL 出力信号の立ち上がりタイミングを決定する弁別値は、RMS タイミングジッタが最小となるように設定した。この RMS タイミングジッタは、3つのパルスを 17回掃引した 51個のパルスから求めた値であり、タイミングジッタの 95%信頼区間は [100 ps, 149 ps] である。この残留タイミングジッタの原因として、以下の3つの項目が考えられる。

1. VCSEL 出力信号の測定波形の振幅雑音による寄生タイミングジッタ:  $\sigma_{ja}$
2. Set 光のタイミングジッタ:  $\sigma_{js}$
3. VCSEL の偏光スイッチングのタイミングジッタ:  $\sigma_{jp}$

ここで、 $\sigma_{ja}$ ,  $\sigma_{js}$ ,  $\sigma_{jp}$  は各原因による VCSEL 出力信号の立ち上がりの RMS タイミングジッタを表し、各タイミングジッタは互いに無相関とする。一般に、波形の立ち上がりがある限りの傾斜を持つ場合、波形の振幅雑音は立ち上がりタイミングの変動をもたらす。図 5.4 (d) の VCSEL 出力信号の RMS 振幅雑音は  $3.2 \mu\text{W}$  であり、これを平均立ち上がり傾斜  $76 \mu\text{W}/\text{ns}$  で除算して、振幅雑音によって生じる RMS タイミングジッタ  $\sigma_{ja}$  は 42 ps と推定される。図 5.4 (b) の Set 光の立ち上がりの RMS タイミングジッタ  $\sigma_{js}$  は 5.3 ps である。これは波形測定に用いたオシロスコープのタイミングジッタを含んでおり、VCSEL 出力信号のタイミングジッタ  $\sigma_{jr}$  よりも十分小さい。以上より、偏光スイッチングのタイミングジッタ  $\sigma_{jp}$  は

$$\sigma_{jp} = \sqrt{\sigma_{jr}^2 - \sigma_{ja}^2 - \sigma_{js}^2} \simeq 112 \text{ ps} \quad (5.1)$$

と推定される。 $\sigma_{jp}$  は VCSEL 出力信号の残留タイミングジッタの大部分を占めているため、以下  $\sigma_{jp}$  について議論を進める。

図 5.6 に偏光双安定スイッチングのタイミングジッタの計算モデルを示す。このモデルでは、等価入力雑音と理想閾値関数によってスイッチング閾値の変動を

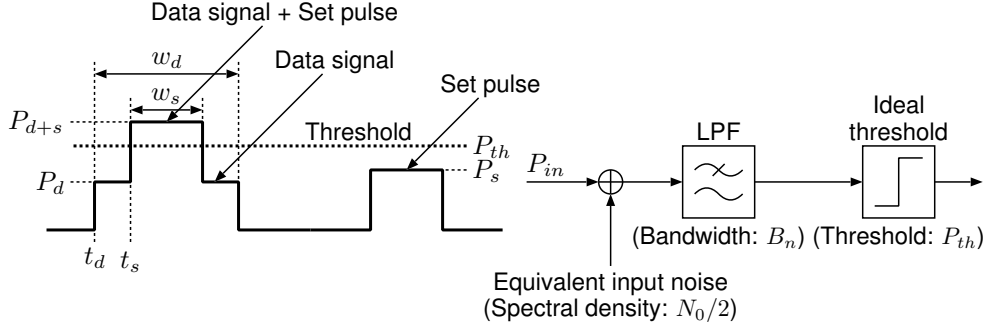


図 5.6 偏光双安定スイッチングのタイミングジッタの計算モデル

表している．注入光のパワー  $P_{in}(t)$  を次式のように定義する．

$$P_{in}(t) = \begin{cases} P_d, & \text{for } t_d \leq t < t_s \\ P_{d+s}, & \text{for } t_s \leq t < t_s + w_s \\ P_d, & \text{for } t_s + w_s \leq t < t_d + w_d \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (5.2)$$

ここで， $P_d$  はデータ信号のピークパワー， $P_{d+s}$  はデータ信号と Set 光の和のピークパワー  $(\sqrt{P_d} + \sqrt{P_s})^2$ ， $P_s$  は Set 光のピークパワー， $t_d$  と  $t_s$  はそれぞれデータ信号と Set 光の立ち上がりタイミング， $w_d$  と  $w_s$  はそれぞれデータ信号と Set 光のパルス幅である．図 5.6 のローパスフィルタ (Low-Pass Filter; LPF) は，VCSEL のレート方程式に基づいた  $90^\circ$  偏光の光子数の時間変化を近似する線形の帯域制限である．ローパスフィルタによって帯域制限された注入光波形  $P'_{in}(t)$  は， $P_{in}(t)$  とローパスフィルタのインパルス応答  $f_{\text{LPF}}(t)$  の畳み込み積分によって表され，

$$P'_{in}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} P_{in}(t) f_{\text{LPF}}(t - \tau) d\tau \quad (5.3)$$

となる．等価入力雑音を白色ガウス雑音とすると，帯域制限された注入光と帯域制限された入力雑音の和が時刻  $t = k\Delta T$  において偏光スイッチング閾値  $P_{th}$  を超える確率は，

$$e_k = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{P_{th} - P'_{in}(k\Delta T)}{\sqrt{2} \sigma_n} \right) \quad (5.4)$$

で表される．ここで， $k$  は整数，帯域制限された入力雑音の分散は  $\sigma_n^2 = \frac{N_0}{2\Delta T}$  であり， $N_0/2$  は等価入力雑音のスペクトル密度， $\Delta T = \frac{1}{2B_n}$  は時間間隔， $B_n$  はローパスフィルタの帯域である．帯域  $B_n$  で帯域制限された入力雑音を時間間隔  $\Delta T$  で標本化すると互いに無相関であるので，時刻  $t = k\Delta T$  で偏光スイッチングが起こる確率は，

$$p_k = e_k \prod_{m=0}^{k-1} (1 - e_m) \quad (5.5)$$



で表される。ここで、 $e_m$  は  $e_k$  の添字を整数  $m$  に変えたものである。連続時間でのスイッチング確率  $p(t)$  は、

$$p(t) = \frac{e(t)}{\Delta T} \cdot \exp \left\{ \int_0^t \frac{\log(1 - e(\tau))}{\Delta T} d\tau \right\}, \quad (5.6)$$

$$e(t) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{P_{th} - P'_{in}(t)}{\sqrt{2} \sigma_n} \right) \quad (5.7)$$

となる。 $e(t)$  は  $e_k$  を連続時間  $t$  で表したものである。スイッチング時刻の平均値  $\overline{t_{sw}}$  と、スイッチング時刻の自乗の平均値  $\overline{t_{sw}^2}$  は、

$$\overline{t_{sw}} = \frac{1}{E_{sw}} \int_0^\infty p(t_{sw}) \cdot t_{sw} dt_{sw}, \quad (5.8)$$

$$\overline{t_{sw}^2} = \frac{1}{E_{sw}} \int_0^\infty p(t_{sw}) \cdot t_{sw}^2 dt_{sw} \quad (5.9)$$

となる。ここで、 $E_{sw}$  は次式で定義される。

$$E_{sw} = \int_0^\infty p(t_{sw}) dt_{sw}. \quad (5.10)$$

データ信号のタイミングジッタは、立ち上がりタイミングの確率密度関数  $p_d(t_d)$  で表される。タイミングジッタを有するデータ信号が入力された場合のスイッチング時刻の平均値  $\overline{t_j}$  と、スイッチング時刻の自乗の平均値  $\overline{t_j^2}$  は、

$$\overline{t_j} = \int_{-\infty}^\infty p_d(t_d) \cdot \overline{t_{sw}}(t_d) dt_d, \quad (5.11)$$

$$\overline{t_j^2} = \int_{-\infty}^\infty p_d(t_d) \cdot \overline{t_{sw}^2}(t_d) dt_d \quad (5.12)$$

となる。偏光スイッチングの RMS タイミングジッタ  $\sigma_{jp}$  は、スイッチング時刻  $t_{sw}$  とスイッチング時刻の平均値  $\overline{t_j}$  との差の RMS であり、次式で表される。

$$\begin{aligned} \sigma_{jp} &= \sqrt{\int_{-\infty}^\infty \frac{p_d(t_d)}{E_{sw}} \int_0^\infty p(t_{sw}) (t_{sw} - \overline{t_j})^2 dt_{sw} dt_d} \\ &= \sqrt{\overline{t_j^2} - (\overline{t_j})^2}. \end{aligned} \quad (5.13)$$

図 5.7 (a) に帯域制限された注入光波形、図 5.7 (b) にスイッチング確率の時間分布を示す。データ信号と Set 光の立ち上がり時刻とパルス幅は、実験と同じ値 ( $t_s - t_d = 1$  ns,  $w_d = 4$  ns,  $w_s = 2$  ns) に設定した。図中の実線は Set 光が無い場合であり、スイッチング時刻はデータ信号の立ち上がり時刻付近に分布している。そして  $P_s / (P_d + P_s) = 0.6$  の点線のように Set 光パワーが大きい場合、スイッチング時刻は Set 光の立ち上がり時刻付近に分布している。

図 5.8, 5.9 に RMS タイミングジッタ  $\sigma_{jp}$  の計算結果を示す。データ信号のタイ

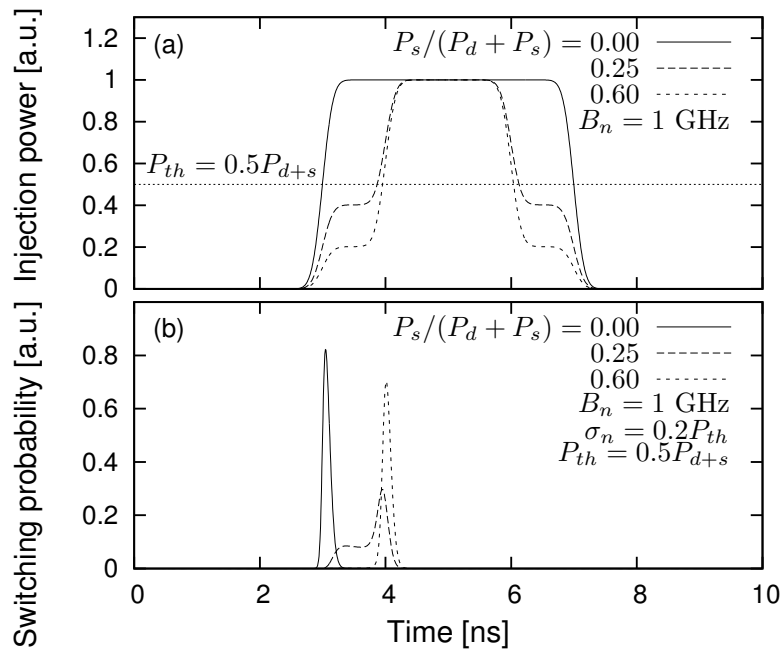


図 5.7 帯域制限された注入光波形とスイッチング確率の時間分布

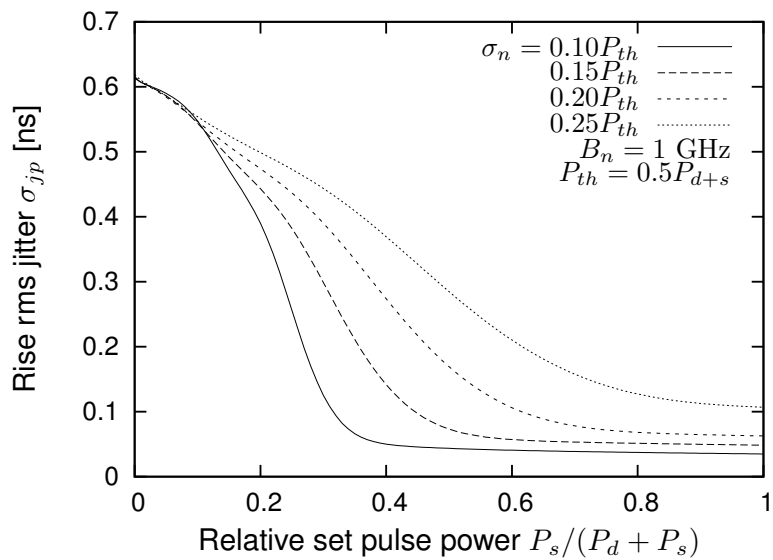


図 5.8 雑音強度  $\sigma_n$  をパラメータとしたタイミングジッタ低減特性

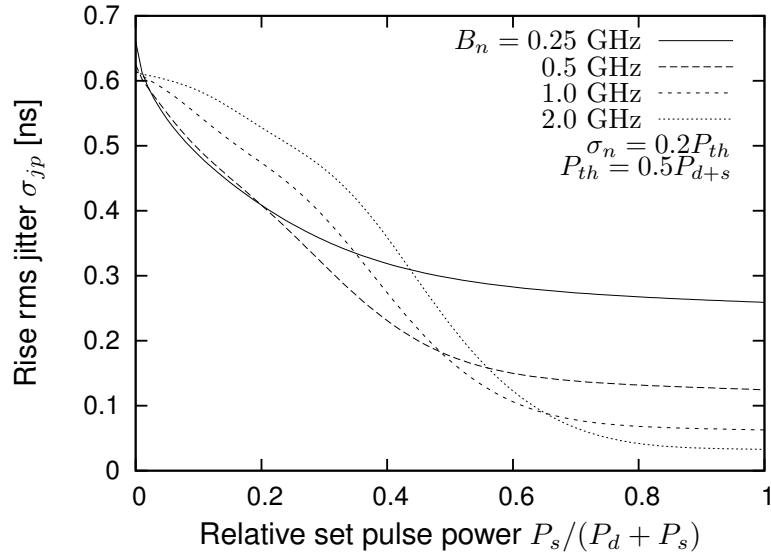


図 5.9 帯域  $B_n$  をパラメータとしたタイミングジッタ低減特性

ミングジッタは、実験と同じ値に設定した。具体的には、データ信号の立ち上がりタイミングの確率密度関数  $p_d(t_d)$  を

$$p_d(t_d) = \frac{1}{17} \sum_{k=-8}^8 \delta(t_d - k\tau_d) \quad (5.14)$$

とした。ここで、 $\delta(t)$  は Dirac のデルタ関数、インパルス間隔  $\tau_d$  は 125 ps である。タイミングジッタの Peak-to-peak 値は 2 ns, RMS 値は 0.612 ns である。これらの計算結果より、以下の定性的特性が得られた。Set 光のパワーを増加すると、タイミングジッタがより多く低減されるが、Set 光が十分に大きい場合においても残留タイミングジッタが存在する。そして雑音が大きい場合、タイミングジッタを低減するために大きな Set 光パワーが必要となる (図 5.8)。また、帯域幅が狭い場合、残留タイミングジッタが大きくなる (図 5.9)。図 5.10 にタイミングジッタの計算値と実験結果の比較を示す。計算値には、 $\sigma_{ja} = 42$  ps と  $\sigma_{js} = 5.3$  ps の一定のタイミングジッタが含まれている。タイミングジッタの計算値が実験結果と近くなるように計算のパラメータを調整した。その結果、注入光に対する帯域  $B_n$  は 1 GHz, 帯域制限された入力雑音の RMS 値  $\sigma_n$  は  $0.2P_{th}$  と推定される。

ここで、推定された帯域  $B_n = 1$  GHz の妥当性について述べる。VCSEL への注入光は、VCSEL からの出力光と同一の光共振器に入力され、波長もほぼ等しいことから、注入光に対する帯域制限は出力光に対しても同様に作用すると仮定する。図 5.4 (d) の VCSEL 出力信号波形の振幅を 1 に正規化すると、平均立ち上がり傾斜は  $2.7 \times 10^9$  [s<sup>-1</sup>] となる。一方、帯域  $B_o$  [Hz] のガウス型 LPF のステップ応答の傾斜は  $3.0 \cdot B_o$  [s<sup>-1</sup>] である。これより、VCSEL 出力信号波形は  $B_o = 2.7 \times 10^9 / 3.0 = 0.89$  GHz の帯域に相当する。ここで、図 5.4 (d) の VCSEL 出

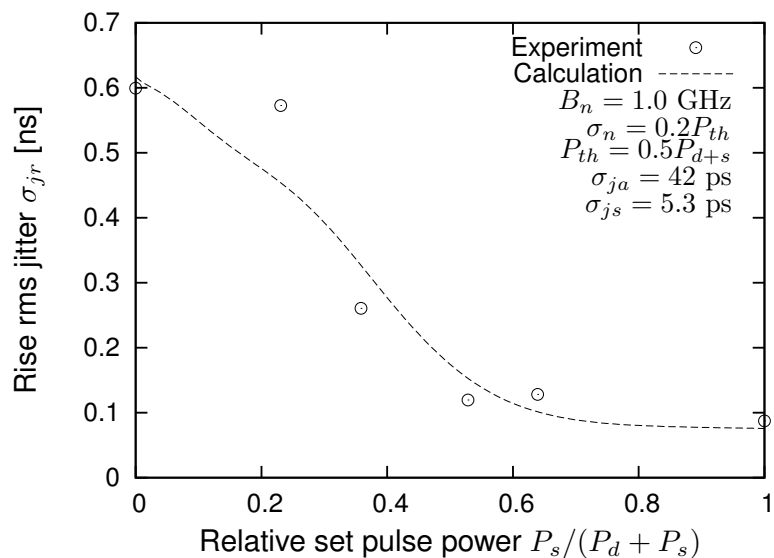


図 5.10 タイミングジッタの計算値と実験結果の比較

力信号波形は、帯域 2 GHz のガウス型 LPF で帯域制限された測定帯域 2 GHz の波形である。よって、2 GHz の測定帯域を補正して元の VCSEL 出力信号の帯域を推定すると

$$B'_o = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{0.89^2} - \frac{1}{2^2}}} = 0.99 \text{ [GHz]} \quad (5.15)$$

となる。VCSEL 出力信号の帯域  $B'_o$  は注入光に対する帯域  $B_n = 1 \text{ GHz}$  とほぼ一致し、タイミングジッタのモデルから求めた注入光に対する帯域は妥当な値と考えられる。但し、10 Gb/s の高ビットレート動作を実現するためには 1 GHz の帯域では不十分であり、次節に帯域拡大による高速化の検討を示す。

## 5.5 全光信号再生の高速化の検討

より高いビットレートの信号に対してタイミング再生を行なうためには、より広い帯域幅が必要となる。本節では、全光信号再生の高速化について計算による検討を行なう。

まず、半導体レーザの緩和振動周波数  $f_r$  は一般に次式で表される [9]。

$$f_r \propto \sqrt{\frac{I_{op} - I_{th}}{I_{th}}}. \quad (5.16)$$

ここで、 $I_{op}$  は動作電流、 $I_{th}$  は閾値電流である。現状の実験条件は、 $I_{op} = 5.8$  mA、 $I_{th} = 2.9$  mA である。もし、VCSEL の改善により、 $I'_{op} = 20$  mA の高い動作電流と  $I'_{th} = 0.3$  mA の低い閾値電流が達成されたと仮定すると、緩和振動周波数  $f_r$  は 8.1 倍に増加し、帯域  $B_n$  も同程度増加すると考えられる。また、偏光スイッチングに必要な注入光パワーは、VCSEL の出力パワーに依存して増加し、

$$P_{th} \propto \frac{I_{op} - I_{th}}{I_{th}} \quad (5.17)$$

となると考えられる。これより、スイッチング閾値  $P_{th}$  は 66 倍に増加する。一方、等価入力雑音の原因として以下の項目が挙げられる。

1. 電流または温度変動によるスイッチング閾値の変動
2. 電流または温度変動による発振波長の変動
3. VCSEL の ASE 雑音

電流および温度の変動の大部分は 1 GHz 以下の周波数成分であると考えられる。偏光スイッチングの閾値パワー  $P_{th}$  は離調周波数  $\Delta f$  に依存する。ここで離調周波数は、偏光スイッチングのための注入光の光周波数と VCSEL の発振出力の光周波数の差で定義される。もし VCSEL の発振波長が変動すると、離調周波数の変動によってスイッチング閾値の変動が発生する。スイッチング閾値の平方根  $\sqrt{P_{th}}$  が離調周波数  $\Delta f$  に比例する [10] と仮定すると、発振波長変動によって発生するスイッチング閾値の変動  $dP_{th}/d\Delta f$  は  $\sqrt{P_{th}}$  に比例する。現状の VCSEL の帯域幅に対する改善された VCSEL の帯域幅を帯域増倍率  $M_{B_n}$ 、現状の VCSEL のスイッチング閾値に対する改善された VCSEL のスイッチング閾値をスイッチング閾値増倍率  $M_{P_{th}}$  と定義する。 $M_{B_n} = 8.1$ 、 $M_{P_{th}} = 66$  の場合、上記の 3 つの原因に基づく帯域制限された入力雑音の RMS 値  $\sigma_n$  の増加は、それぞれ  $M_{P_{th}} = 66$  倍、 $\sqrt{M_{P_{th}}} = 8.1$  倍、 $\sqrt{M_{B_n}} = 2.8$  倍となる。どの原因が実際の入力雑音の主要因かは不明であるが、もし電流と温度の変動を  $1/8.1$  に低減出来たと仮定すると、8.1

倍の  $B_n$  の増加および 66 倍の  $P_{th}$  の増加に対して  $\sigma_n$  は高々 8.1 倍の増加となる。従って、スイッチング閾値に対する帯域制限された入力雑音の RMS 値の比  $\sigma_n/P_{th}$  は 1/8.1 に抑えることが出来る。図 5.11 の破線は、 $B_n = 8$  GHz,  $\sigma_n = 0.025P_{th}$ ,  $P_{th} = 0.5P_{d+s}$ , ビットレート 10 Gb/s の場合のタイミングジッタの計算値である。データ信号と Set 光のパルス幅は、125 Mb/s の場合の 1/80 に設定した。式 (5.14) 中のインパルス間隔  $\tau_d$  も 125 Mb/s の場合の 1/80 としており、データ信号の RMS タイミングジッタは 7.65 ps となる。図 5.11 の破線では、相対 Set 光パワーが 0.6 以上においてタイミングジッタが増加している。これは、8 GHz の帯域がパルス幅 25 ps の Set 光に対して狭いため、帯域制限されたパルスのスイッチング閾値における傾斜が緩やかになるためと考えられる。図 5.12 (a) に帯域制限された Set 光の波形、図 5.12 (b) に Set 光によるスイッチング確率の時間分布を示す。図 5.12 (b) の破線は、スイッチング確率が時間的に広がっており、タイミングジッタの原因となる。このスイッチング確率の時間的な広がりを低減するため、スイッチング閾値を  $0.4P_{d+s}$  に下げて、図 5.12 (a) の実線に示す帯域制限されたパルス波形のスイッチング閾値における傾きが大きくなるようにした。その結果、図 5.12 (b) の実線に示すようにスイッチング確率の時間的な広がりが低減され、図 5.11 の実線に示すように相対 Set 光パワー 0.8 においてタイミングジッタが 7.65 ps から 1.6 ps に低減された。これより、10 Gb/s のビットレートにおけるタイミング再生の可能性を示すことが出来た。

本節では、VCSEL の動作条件を動作電流 20 mA, 閾値電流 0.3 mA に改善した場合について 10 Gb/s 動作の可能性を示した。VCSEL の動作条件をこれよりも

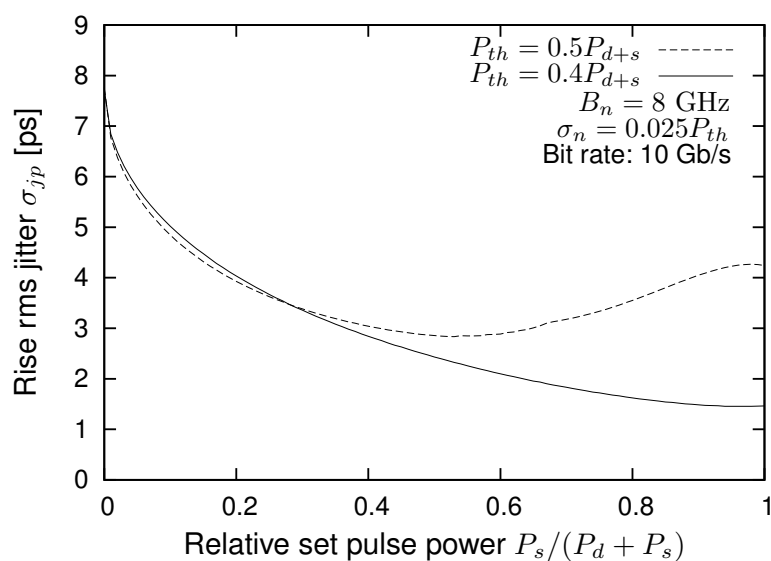


図 5.11 ビットレート 10 Gb/s の場合のタイミングジッタの計算値

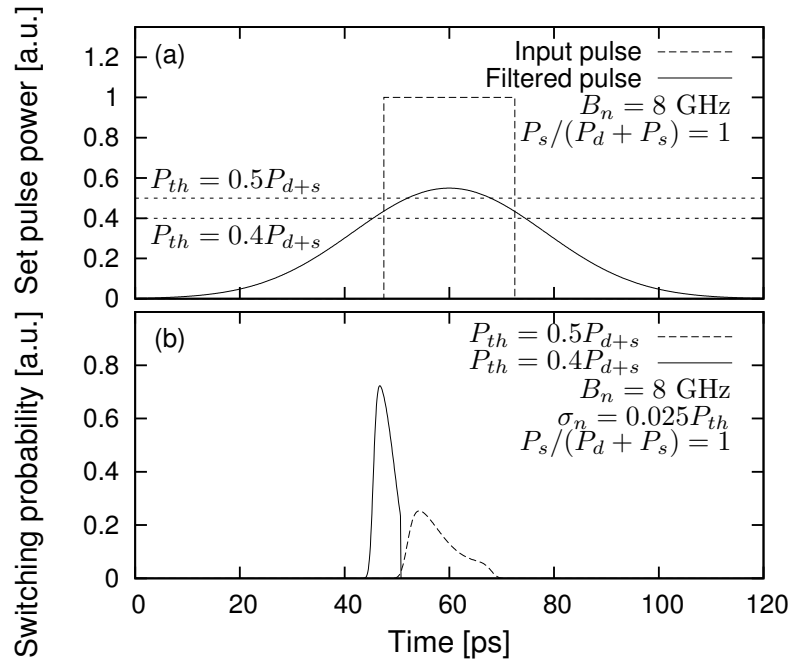


図 5.12 帯域制限された Set 光波形とスイッチング確率の時間分布 (10 Gb/s)

大幅に改善することは当面困難と考えられ，VCSEL の高出力化による改善では 10 Gb/s 程度の動作速度がほぼ限界と考えられる．しかし，後述の光バッファメモリの実験において，VCSEL 発振波長に対する注入光波長の離調を大きくすると，同一の VCSEL 動作条件でも偏光スイッチングが高速化されることが分かった．よって，これに基づき全光信号再生において 10 Gb/s を超える高速化を行なうことが今後の課題である．

## 5.6 まとめ

偏光双安定面発光半導体レーザを用いた全光信号再生によるタイミングジッタ低減の実験を 125 Mb/s のビットレートにて行なった。入力データ信号のタイミングジッタを 2 ns (peak-to-peak) に設定し、VCSEL に注入するクロックパルス光のパワーを最適化することにより、再生された出力信号のタイミングジッタを 0.7 ns (peak-to-peak) に低減することが出来た。これはデータ信号のパルス幅 4 ns と比べて有意なジッタ低減と考えられ、実験にて全光信号再生によるタイミング再生動作を実現することが出来た。

次に、全光信号再生によるタイミングジッタの低減と残留タイミングジッタを、偏光スイッチング閾値のランダムな変動と注入光に対する帯域制限を含む簡単な計算モデルで表現した。VCSEL の動作電流を 20 mA、閾値電流を 0.3 mA に改善した場合の計算により、10 Gb/s の高ビットレートにおけるタイミング再生の可能性を示した。VCSEL の動作条件の改善と注入光の離調周波数拡大により、さらなる高速化を行なうことが今後の課題である。



## 参考文献

- [1] Y. Ueno, S. Nakamura, and K. Tajima, “Penalty-free error-free all-optical data pulse regeneration at 84 Gb/s by using a symmetric-Mach-Zehnder-type semiconductor regenerator,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 13, no. 5, pp. 469–471, May 2001.
- [2] T. Otani, T. Miyazaki, and S. Yamamoto, “40-Gb/s optical 3R regenerator using electroabsorption modulators for optical networks,” *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 20, no. 2, pp. 195–200, Feb. 2002.
- [3] J. Suzuki, T. Tanemura, K. Taira, Y. Ozeki, and K. Kikuchi, “All-optical regenerator using wavelength shift induced by cross-phase modulation in highly nonlinear dispersion-shifted fiber”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 2, pp. 423–425, Feb. 2005.
- [4] H. Kawaguchi, “Bistable laser diodes and their applications: state of the art,” *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 3, no. 5, pp. 1254–1270, Oct. 1997.
- [5] H. Kawaguchi and Y. Yamayoshi, “All-optical 3R regeneration using an ultrafast polarization bistable VCSEL,” in *Proc. Conf. on Lasers and Electro-Optics (CLEO 2002)*, Long Beach, CA, 2002, paper CThO38, pp. 531–532.
- [6] H. Kawaguchi, “All-optical signal processing using ultrafast polarization bistable VCSELs,” in *Proc. 2002 Int. Topical Meeting on Photonics in Switching (PS2002)*, Cheju Island, Korea, 2002, paper TuB3, pp. 72–74.
- [7] H. Kawaguchi, T. Mori, Y. Yamayoshi, and Y. Sato, “All-optical signal processing using polarization bistable VCSELs,” in *Proc. Eur. Conf. on Integrated Optics (ECIO '05)*, Grenoble, France, 2005, paper WeA2-6.
- [8] T. Mori, Y. Sato, Y. Yamayoshi, and H. Kawaguchi, “Timing jitter reduction by all-optical regeneration using a polarization bistable VCSEL,” in *Proc. Conf. on Lasers and Electro-Optics (CLEO 2006)*, Long Beach, CA, 2006, paper CWG6.
- [9] L. Figueroa, C. W. Slayman, and H. W. Yen, “High-frequency characteristics of GaAlAs injection lasers,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 18, no. 10, pp. 1718–1727, Oct. 1982

- [10] T. Mori, Y. Yamayoshi, and H. Kawaguchi, “Low-switching-energy and high-repetition-frequency all-optical flip-flop operations of a polarization bistable vertical-cavity surface-emitting laser,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 88, no. 10, p. 101102, Mar. 2006.

## 6. 偏光双安定面発光半導体レーザを用いた光バッファメモリ

### 6.1 はじめに

2.1 節で述べたように、フォトニック IP ルータでは、光 IP パケットを光信号のまま一時的に保持する全光バッファメモリが必要となる。光信号を電気信号に変換せずに記憶する方法として、従来から光ファイバ遅延線を用いた光バッファメモリ [1] が知られている。これは、光信号を光ファイバの伝搬時間だけ遅延させ、必要に応じて繰返し光ファイバ中を周回させた後、光信号を出力するものである。しかし、記憶時間は光ファイバ長によって決まる遅延時間の整数倍に限られており、読み出しタイミングの細かな制御が困難であった。

4 章に示したように、偏光双安定 VCSEL は  $0^\circ$  偏光または  $90^\circ$  偏光の光パルスを注入することにより偏光スイッチング動作が可能である。そして、外部からの光注入が無い場合は、双安定性により以前の発振偏光状態を保持する機能を持ち、光フリップフロップとして動作可能である。本章では、この偏光双安定 VCSEL を用いたフリップフロップ型の光バッファメモリを初めて実現することを目的とする。偏光双安定 VCSEL を用いた光バッファメモリは、入力データ (“0” または “1”) を VCSEL の発振偏光状態 ( $0^\circ$  または  $90^\circ$ ) として記録し、“1” のデータに相当する発振偏光を偏光子により抽出して出力する手法であり、任意の時刻に読み出しが可能である。

図 6.1 に 2 次元偏光双安定 VCSEL アレイを用いたシフトレジスタ機能付き光バッファメモリの構成 [2] を示す。入力データ信号に各々異なる時間遅延を与え、Set 光と共に 1 列目の VCSEL ( $M_{1x}$ ) に注入する。データ信号と Set 光の光パワーを VCSEL の偏光スイッチング閾値よりも小さく設定し、共に  $90^\circ$  偏光にして VCSEL に注入すると、両光が同時に注入された時のみ VCSEL の発振偏光が  $90^\circ$  に切り替わる。その後、光注入が無い間は VCSEL の双安定性により発振偏光が保持される。これより、入力データが  $M_{1x}$  の発振偏光状態として記録される。 $M_{1x}$  と 2 列目の VCSEL ( $M_{2x}$ ) の間の光ゲートを開くと、 $M_{1x}$  の出力光が  $M_{2x}$  に注入され、 $M_{1x}$  の発振偏光状態が  $M_{2x}$  に転送される。転送後は、 $0^\circ$  偏光の Reset 光により  $M_{1x}$  の発振偏光を  $0^\circ$  に戻し、 $M_{1x}$  に次のデータを記録することが出来る。以上の動作を繰返し、電気のシフトレジスタと同様にして  $m$  列目の VCSEL ( $M_{mx}$ ) まで発振偏光状態を転送する。 $M_{mx}$  の出力光を  $90^\circ$  方向の偏光子に通し光ゲートによりパルス化し、各々異なる時間遅延を与えて多重化すると、記録されたデータを再生することが出来る。

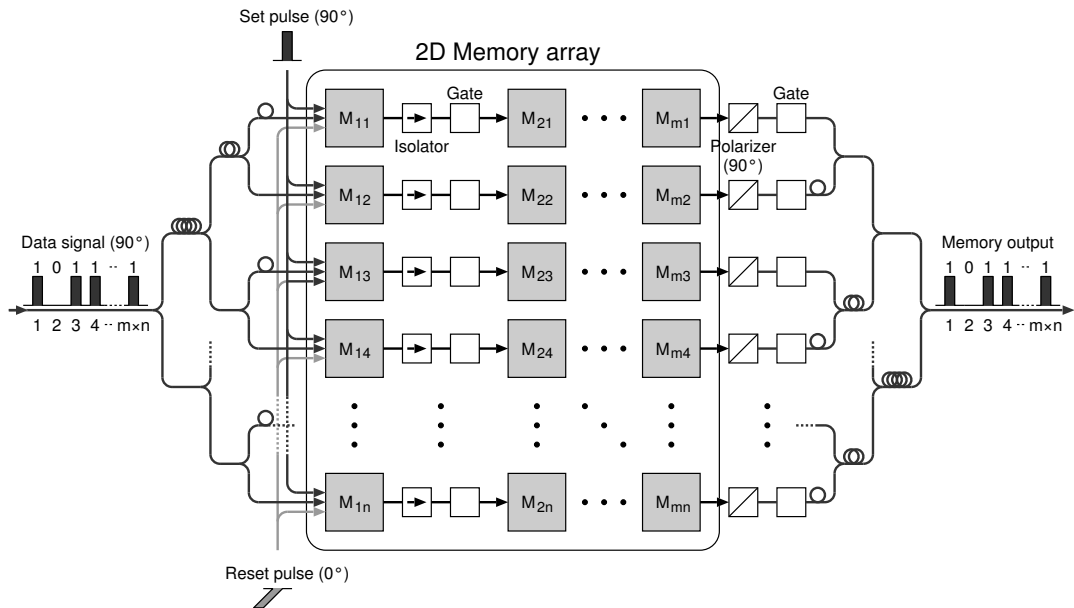


図 6.1 2次元偏光双安定 VCSEL アレイを用いたシフトレジスタ機能付き光バッファメモリの構成

本章では、まず1ビットのデータを1つの VCSEL に記録する1ビット光バッファメモリの動作を実証する。これは、図 6.1 の  $M_{11}$  のみに相当し、基本となるメモリ動作である。また、注入光のパワーと離調周波数を大きくすることによってメモリ動作の高速化を図り、10 Gb/s の光バッファメモリを実現する。次に、2つの VCSEL の並列スイッチングによる2ビット光バッファメモリの実験を行なう。これは、図 6.1 の列方向 ( $M_{1x}$ ) への拡張に対応し、並列接続による光バッファメモリの多ビット化が可能であることを示す。そして、VCSEL の発振偏光状態を別の VCSEL に転送するシフトレジスタ機能を実現する。これは、図 6.1 の行方向 ( $M_{x1}$ ) への拡張に対応し、縦続接続による光バッファメモリの多ビット化が可能であることを示す。最後に、これらの成果を組み合わせで拡張した2次元集積化 VCSEL アレイを用いた光バッファメモリの実現可能性について議論する。

## 6.2 1ビット記録/再生動作の実証 [2, 3]

本節では、偏光双安定 VCSEL を用いた光バッファメモリの基本となる 1 ビット光バッファメモリ [2] とその高速化 [3] について示す。図 6.2 に基本構成、図 6.3 にタイミングチャートを示す。データ信号は記録すべき入力信号であり、4 ビットのデータを先頭から順に  $b_0, b_1, b_2, b_3$  で表す。Set 光はデータ信号中の記録するビットを示すサンプリングパルスであり、ここではデータ信号の  $b_1$  にタイミングを合わせている。データ信号と Set 光の光パワーをそれぞれ VCSEL の偏光スイッチング閾値よりも小さく設定し、共に  $90^\circ$  偏光にして VCSEL に注入すると、両光が同時に注入された時のみ VCSEL の発振偏光が  $90^\circ$  に切り替わる。その後、光注入が無い間は VCSEL の双安定性により発振偏光が保持される。よって、データ信号から  $b_1$  の情報が抽出され、VCSEL の発振偏光状態として記録される。VCSEL 出力光を  $90^\circ$  方向の偏光子に通してゲートをかけると、記録された  $b_1$  が再生される。再生後に Reset 光を VCSEL に注入すると、VCSEL の発振偏光が  $0^\circ$  に戻る。

1 ビット光バッファメモリの実験の構成を図 6.4 に示す。全光信号再生の実験と同様に、EC-LD と  $\text{LiNbO}_3$  光変調器を用いてデータ信号、Set 光、Reset 光を生成し、偏波コントローラで偏波を調整して VCSEL に注入した。使用した VCSEL は、全光信号再生の実験と同じポリイミド埋込型の素子である。そして、VCSEL 出力光の  $90^\circ$  偏光成分を抽出し、 $\text{LiNbO}_3$  光変調器でパルス化したメモリ出力光の波形を測定した。

実験結果を図 6.5 に示す。(a) は前半が “1111” 後半が “1011” の 4 ビットの入力データ信号であり、(b) と (c) はそれぞれ先頭の 1 パルスが有効な Set 光と Reset 光である。このように、各注入光にはパターン生成の都合により余分なパルスが含まれているが、光メモリの動作として問題の無いように配置している。注入光のピークパワーは、 $7.1 \mu\text{W}$  (データ信号)、 $7.3 \mu\text{W}$  (Set 光)、 $14 \mu\text{W}$  (Reset 光) である。図 6.5 のハッチング部に示すように、データ信号の 2 ビット目に Set 光のタ

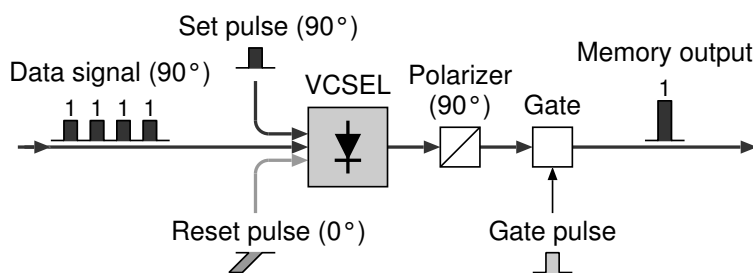


図 6.2 偏光双安定 VCSEL を用いた 1 ビット光バッファメモリの基本構成

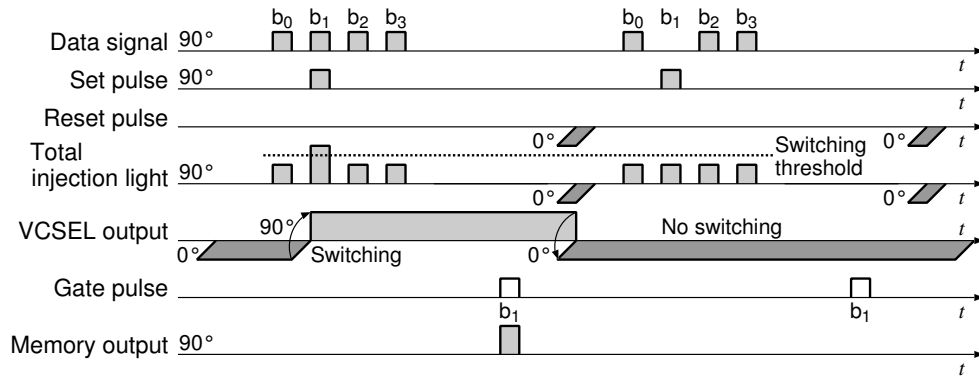


図 6.3 偏光双安定 VCSEL を用いた 1 ビット光バッファメモリのタイミングチャート

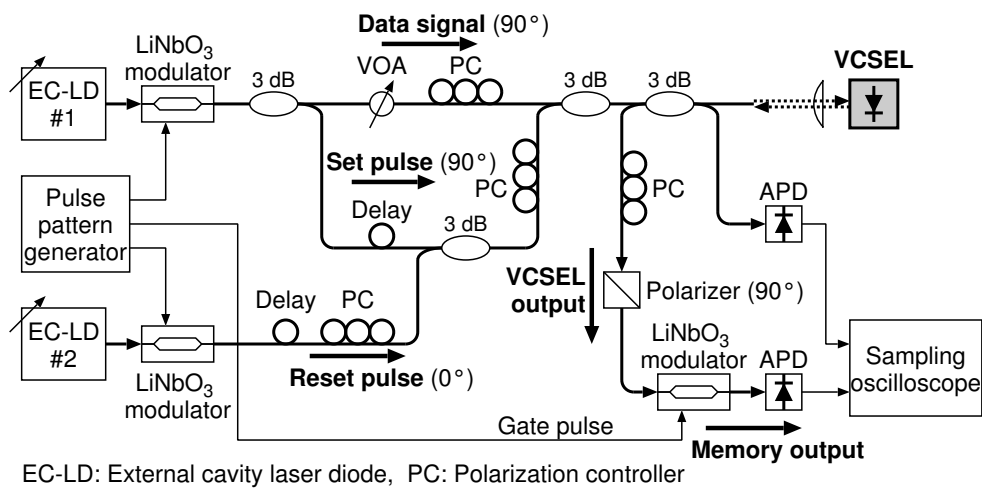


図 6.4 1 ビット光バッファメモリの実験の構成

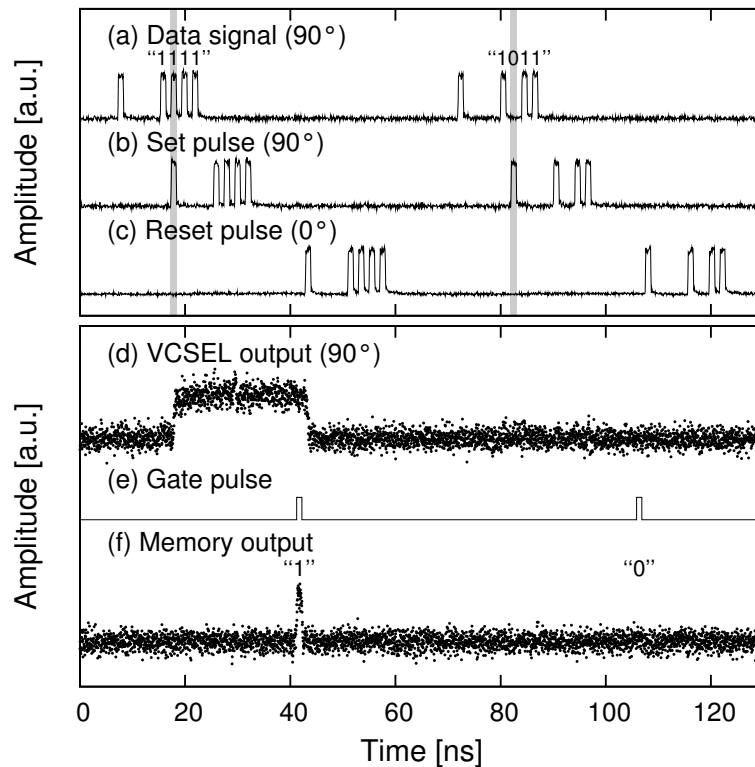


図 6.5 1 ビット光バッファメモリの実験結果

イミングを合わせ、データ信号と Set 光を共に  $90^\circ$  偏光に調整して VCSEL に注入した。(d) に示すように、データ信号の 2 ビット目が “1” である前半は VCSEL の発振偏光が  $90^\circ$  に切り替わり、2 ビット目が “0” である後半は発振偏光が  $0^\circ$  のままである。偏光双安定性により、注入光が無い間この発振偏光状態が保持されている。VCSEL 出力光を  $90^\circ$  方向の偏光子に通し、ゲートパルス (e) によってゲートをかけると、メモリ出力信号 (f) に示すように記録された情報を再生することが出来た。再生後に Reset 光 (c) を VCSEL に注入すると VCSEL の発振偏光が  $0^\circ$  に戻る。これより、4 ビットの入力信号から 1 ビットを抽出し記録/再生する 1 ビット光バッファメモリの基本動作を実証した。

次に、光バッファメモリの高速化について示す。前記の実験では、光バッファメモリの基本動作を実証するために 500 Mb/s という低速の入力データ信号を使用した。ここでは、光バッファメモリの高速化として、10 Gb/s の入力データ信号を用いた実験を行なった。10 Gb/s 光バッファメモリの実験の構成を図 6.6 に示す。4.6 節で示したように、高速スイッチングを行なうためには高い注入光パワーが必要である。そこで、高出力の光源を使用すると共に、3 dB カプラの代わりに偏波合成器 (Polarization Beam Combiner; PBC) や光サーキュレータを用いて損失を低減している。そして、 $90^\circ$  偏光の注入光の離調周波数を大きくして高

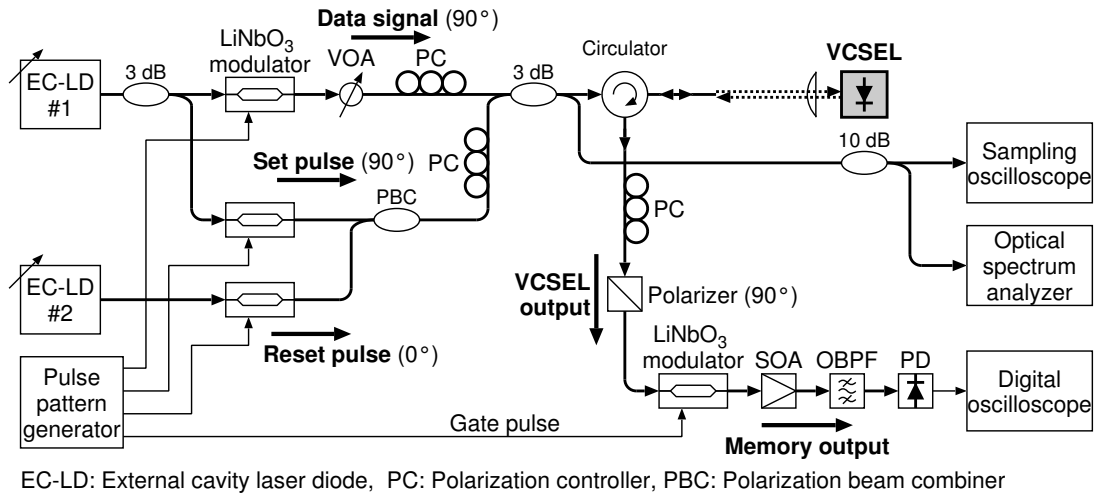


図 6.6 10 Gb/s 光バッファメモリの実験の構成

速化を図った。また、高速信号波形を観測するために高い光パワーが必要であるため、光出力側の DBR ミラーの層数を減らして高出力化したポリイミド埋込型の VCSEL を使用すると共に、SOA を用いてメモリ出力信号光の増幅を行なった。

実験結果を図 6.7 に示す。(a) は前半が “1111” 後半が “1011” の 10 Gb/s RZ 信号であり、(b) は 50 ps 幅の Set 光である。Reset 光はデータ信号より広いパルス

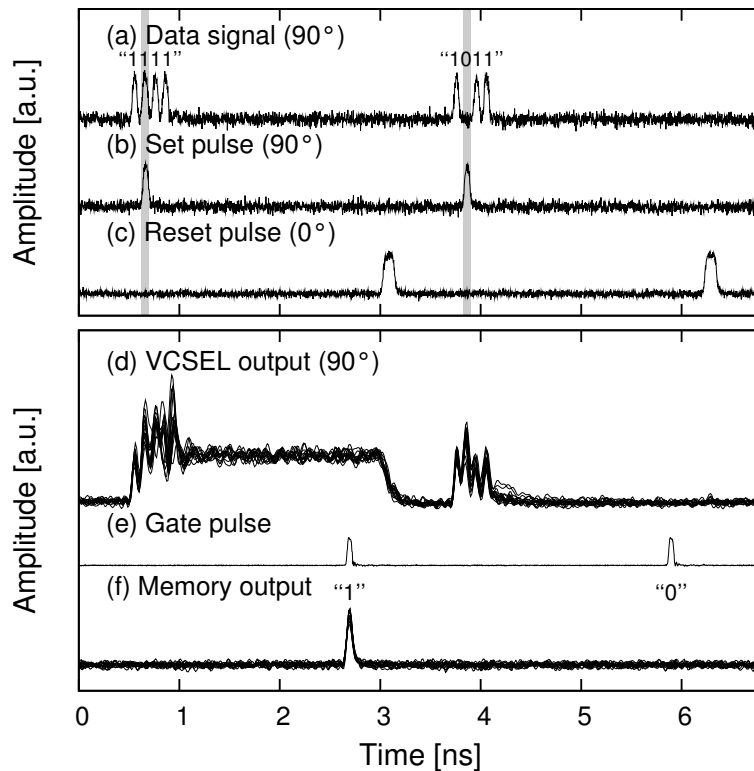


図 6.7 10 Gb/s 光バッファメモリの実験結果



幅でも問題無いため、(c)に示すように 100 ps 幅とした。(d)の VCSEL 出力には、注入光が VCSEL の活性層で増幅されて出力されたためと考えられるリプルが見られるが、光注入停止後は前半が 90° 偏光、後半が 0° 偏光の平坦な波形となっている。その結果、(f)に示すように記録された“1”と“0”のデータが問題無く再生されており、光バッファメモリの 10 Gb/s における動作を実証した。

VCSEL の偏光双安定スイッチングの注入光波長離調特性は、図 4.13 に示したように非対称の V 字型特性である。このため、離調周波数を長波長側に増加し、かつ注入光パワーを増加することにより、スイッチング可能な注入光の波長範囲が広がり、高速なスイッチング動作が期待出来る。そこで、離調周波数を変えてデータパターン依存性を実測した。図 6.8 に離調周波数が小さい(約 5 GHz) 場合のスイッチング動作を示す。データパターンは、前半が“0000 0000 0000 0001”, 後半が“1111 1111 1111 1110”であり、最後のビットに Set 光のタイミングを合わせた。データ信号と Set 光のピークパワーは、それぞれ 6  $\mu$ W, 7  $\mu$ W である。前半の 1 個のパルスには応答せず、後半のデータ信号の連続した光パルス列による緩やかなスイッチングが観測された。この条件では、データ信号と Set 光による AND 動作が得られず、光バッファメモリの 10 Gb/s 動作は出来ない。一方、図 6.9 に離調周波数が大きい(約 20 GHz) 場合のスイッチング動作を示す。データパターンは図 6.8 と同じであり、データ信号と Set 光のピークパワーは、それぞれ 150  $\mu$ W, 170  $\mu$ W である。データ信号と Set 光が同時に注入される前半は 1 個のパルスでスイッチングし、データ信号と Set 光が同時に注入されない後半は注入光によるリプルが見られるがスイッチングせず、50 ps 幅の 1 個のパルスでの AND 動作が得られた。従って、離調周波数と注入光パワーを大きくすることによってスイッチング動作が高速化され、前述の 10 Gb/s の高速動作が可能になったと言える。

表 6.1 に 1 ビット光バッファメモリの実験における注入光のピークパワーとパルスエネルギーを示す。500 Mb/s 時と 10 Gb/s 時を比較すると、ピークパワーは 10 Gb/s の方がかなり大きいですが、データ信号と Set 光のパルスエネルギーは同程度となっている。Reset 光は若干パルスエネルギーが異なるが、Reset 動作は余裕を持った注入光強度に設定しているためと考えられる。今後、さらなる高ビットレート動作を実現するためには、さらに大きな注入光パワーが必要になると考えられる。

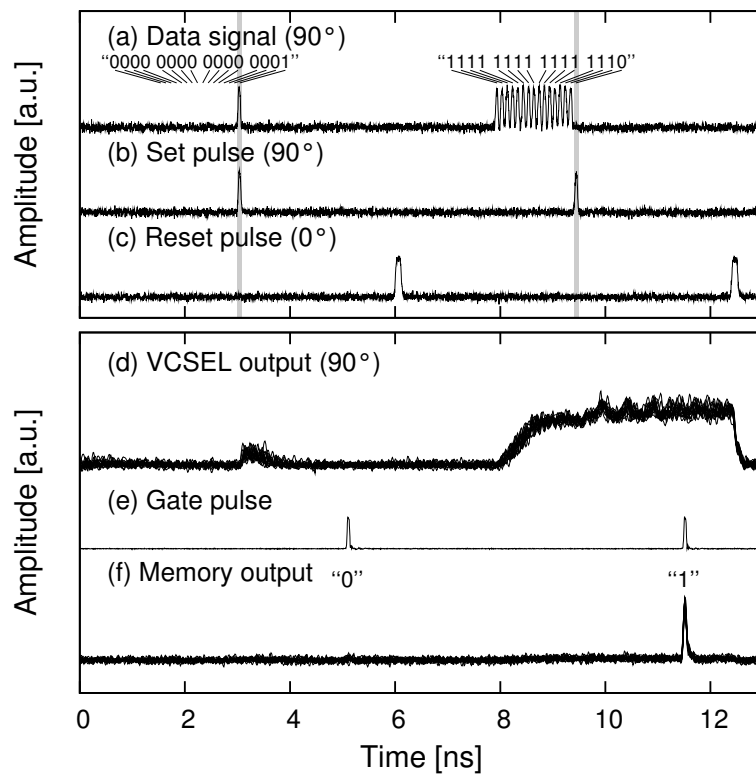


図 6.8 離調周波数約 5 GHz の場合のスイッチング動作

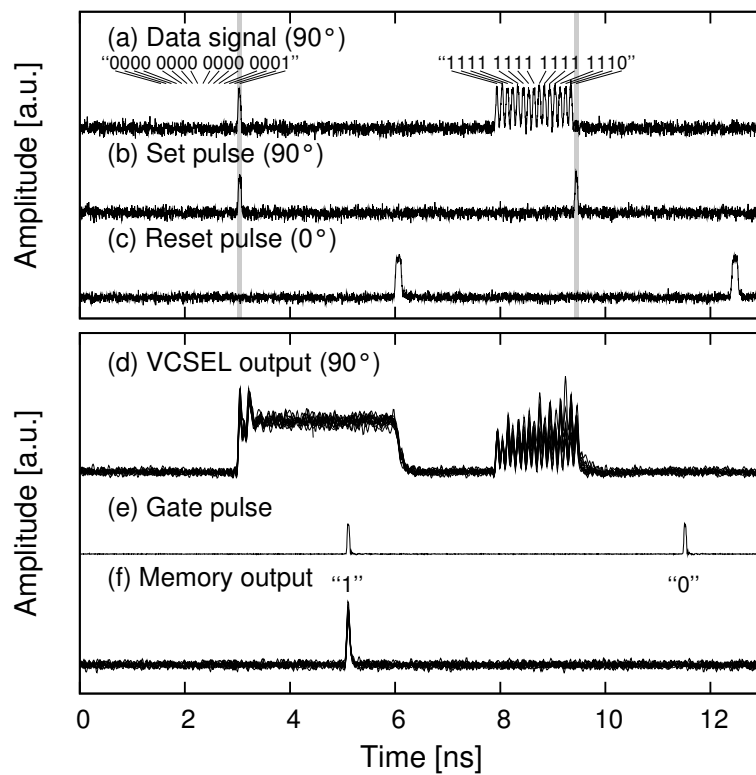


図 6.9 離調周波数約 20 GHz の場合のスイッチング動作

表 6.1 1 ビット光バッファメモリにおける注入光強度

	Bit rate	Data signal	Set pulse	Reset pulse
Peak power	500 Mb/s	7.1 $\mu$ W	7.3 $\mu$ W	14 $\mu$ W
	10 Gb/s	150 $\mu$ W	180 $\mu$ W	270 $\mu$ W
Pulse energy	500 Mb/s	7.1 fJ	7.3 fJ	14 fJ
	10 Gb/s	7.5 fJ	9.0 fJ	27 fJ

光バッファメモリの動作速度の制限要因として以下の項目が挙げられる。

1. VCSEL の偏光スイッチングの速度限界
2. 注入光変調速度の制限  
(パルス発生器および LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の定格変調速度: 10 Gb/s RZ)
3. 最大注入光パワーの制限  
(10 Gb/s 光バッファメモリの実験: 180  $\mu$ W, 実験系の最大値: 240  $\mu$ W)
4. 測定系の帯域制限  
(オシロスコープの帯域: 最大 30 GHz, SOA の利得リプル周期: 32 GHz)

現在のところ、実験系の注入光変調速度によって動作速度が 10 Gb/s に制限されており、VCSEL の偏光スイッチングの速度限界を示したわけではない。今後、さらなる高速化 (例えば 40 Gb/s) を目指すためには、注入光変調速度に加えて最大注入光パワーおよび測定系の帯域も改善する必要がある。

### 6.3 並列スイッチング動作による多ビット化 [4]

光バッファメモリの実用化のためには多ビットの記録/再生が必須であり、本節では 1 ビット光バッファメモリを拡張した 2 ビット光バッファメモリについて示す。図 6.10 に基本構成、図 6.11 にタイミングチャートを示す。1 ビット光バッファメモリの場合と同様に、データ信号は記録すべき入力信号であり、4 ビットのデータを先頭から順に  $b_0, b_1, b_2, b_3$  で表す。Set 光はデータ信号中の記録するビットを示すサンプリングパルスである。2 ビットの情報を記録するために 2 つの偏光双安定 VCSEL を用意し、データ信号のタイミングを変えて Set 光と共に 2 つの VCSEL に注入する。ビット 1 の VCSEL にはデータ信号の  $b_1$  と Set 光が同時に注入され、ビット 2 の VCSEL にはデータ信号の  $b_2$  と Set 光が同時に注入されるため、データ信号から  $b_1$  と  $b_2$  の情報が抽出され、各々の VCSEL の発振

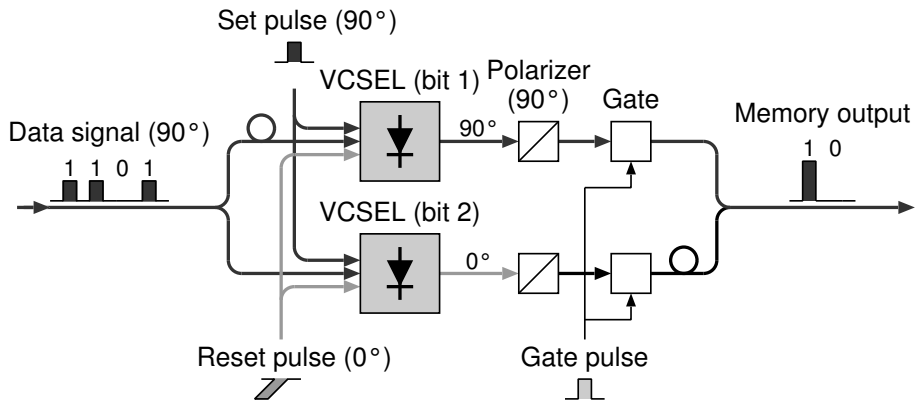


図 6.10 偏光双安定 VCSEL を用いた 2 ビット光バッファメモリの基本構成

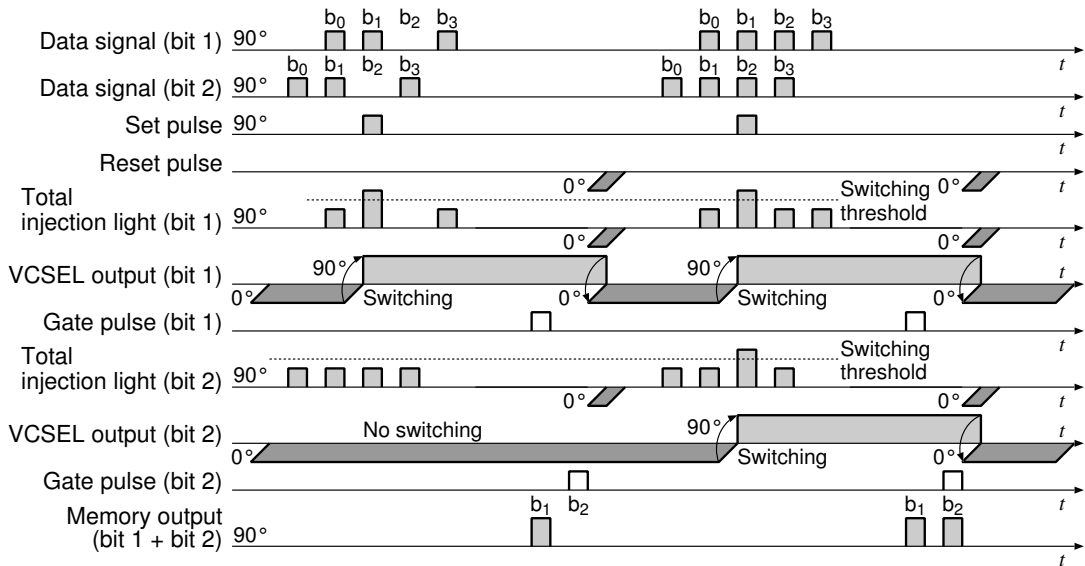


図 6.11 偏光双安定 VCSEL を用いた 2 ビット光バッファメモリのタイミングチャート

偏光状態として記録される。2つの VCSEL 出力光の  $90^\circ$  偏光成分を抽出しゲートをかけて時間的に多重化すると、記録された2ビットのデータ  $b_1, b_2$  が再生される。再生後は Reset 光により両 VCSEL の発振偏光を  $0^\circ$  に戻す。

2ビット光バッファメモリでは、同一波長の注入光により2つの VCSEL の並列スイッチング動作を行なう必要がある。一方、4.3節に示した偏光双安定スイッチングにおける注入光の波長離調特性より、VCSEL の偏光双安定スイッチング動作を行なうためには、 $0^\circ$  偏光および  $90^\circ$  偏光の注入光波長は、それぞれ  $0^\circ$  偏光および  $90^\circ$  偏光の VCSEL 発振波長に数 GHz の精度で合わせる必要がある。よって、2ビット光バッファメモリを実現するためには、2つの VCSEL の発振波長を数 GHz 以内に合わせる必要があり、本実験では素子の温度調整による発振波長調整を行なった。図 6.12 に実験で使用した2つの VCSEL の発振波長の温度依存性を示す。これより、数  $^\circ\text{C}$  の温度差で2つの VCSEL の発振波長を合わせることが可能である。また、 $\pm 1$  GHz 以内に波長を合わせるためには、図 6.12 に示した  $25 \text{ GHz}/^\circ\text{C}$  の温度係数より  $\pm 0.04^\circ\text{C}$  の温度精度が必要である。これは、市販の温度コントローラで達成可能な精度である。

2ビット光バッファメモリの実験の構成を図 6.13 に示す。EC-LD の出力光を  $\text{LiNbO}_3$  光変調器でパルス化してデータ信号, Set 光, Reset 光を生成し、偏波を調整して2つの VCSEL に注入した。2つの VCSEL の発振波長を合わせるために、ペルチェ素子を用いて2つの VCSEL の温度を独立に制御した。2つの VCSEL 出力光を  $90^\circ$  方向の偏光子に通してパルス化および時間的に多重化してメモリ出力光を生成し、その波形を測定した。1ビット光バッファメモリの実験系と比べて

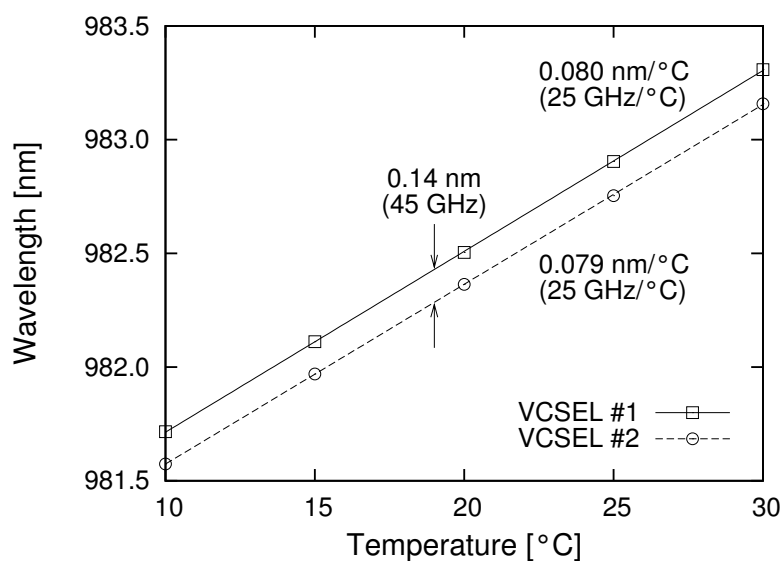


図 6.12 使用した2つの VCSEL の発振波長の温度依存性

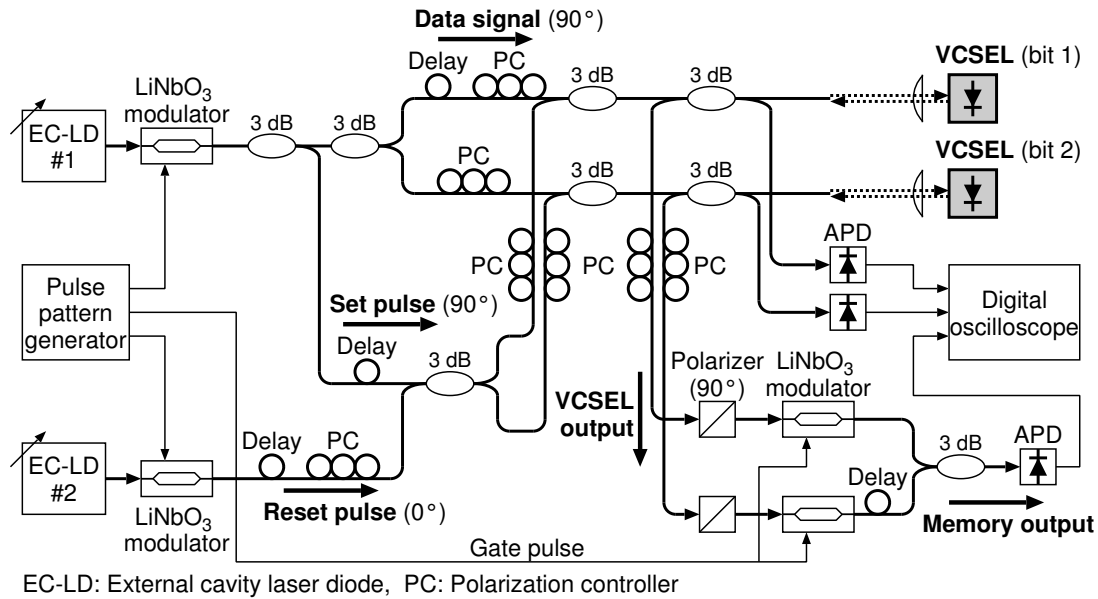


図 6.13 2ビット光バッファメモリの実験の構成

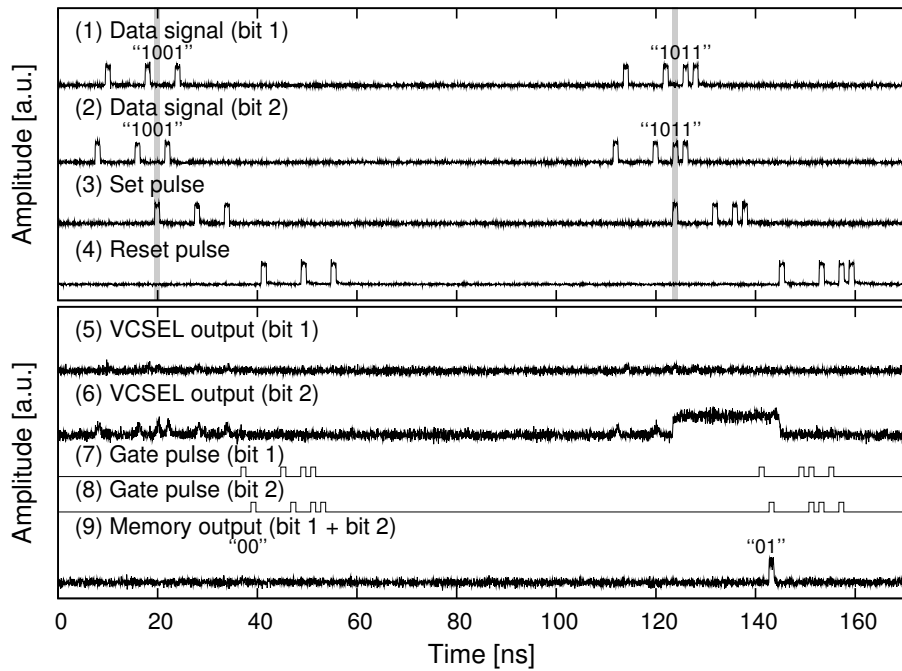
合波等の損失が増えるので、光出力側の DBR ミラーの層数を減らして高出力化したポリイミド埋込型の VCSEL を使用した。

実験結果を図 6.14 に示す。4 ビットのデータ信号の 2 ビット目と 3 ビット目に Set 光のタイミングを合わせており、記録されるビットパターンは “00”, “01”, “10”, “11” の 4 種類である。なお、図 6.14 の (a) と (b) は、見やすくするために 2 つにグラフを分けているが、時間的に連続した波形である。記録されるビットパターンに対応して 2 つの VCSEL の発振偏光が  $90^\circ$  に切り替わり、2 ビットのデータが VCSEL の発振偏光状態として記録されている。VCSEL 出力光の  $90^\circ$  偏光成分をゲートパルスでパルス化し時間的に多重化したメモリ出力光は、“00”, “01”, “10”, “11” の全てのデータが再現されている。これより、4 ビットの入力信号から 2 ビットを抽出して記録/再生する光バッファメモリの実現した。

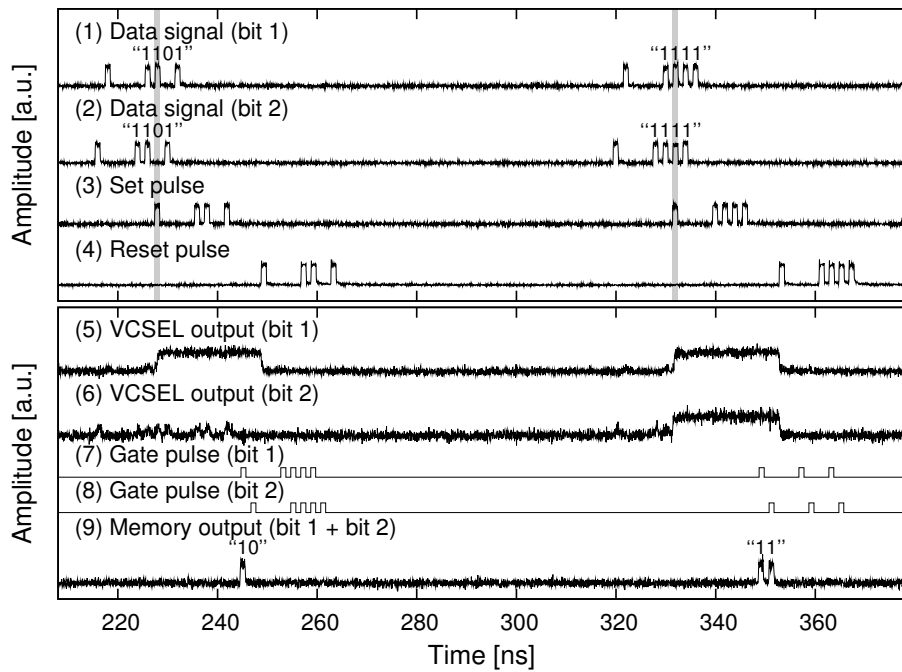
ここで、光バッファメモリが多ビット化における問題点と解決策について述べる。本節では 2 ビット光バッファメモリの実験を行なったが、さらに多ビット化する場合に想定される問題として、以下の 3 点が挙げられる。

1. 光入出力部の複雑化
2. 消費電力の増大
3. VCSEL の発振波長のばらつき

まず、多ビット化に伴って多数の分岐、合波、遅延が必要となり光入出力部が複雑化するという問題がある。この問題の解決策として、次節に示すシフトレジ



(a) Bit pattern: "00", "01"



(b) Bit pattern: "10", "11"

図 6.14 2ビット光バッファメモリの実験結果

スタ機能を用いて行方向の VCSEL 数を増やし列方向の VCSEL 数を減らした 2 次元 VCSEL アレイにより，光入出力部を簡単化することが可能である．次に，VCSEL 数の増加に伴って消費電力が増大するという問題がある．消費電力については 6.5 節で議論するが，消費電力増大の問題を解決するために，シフトレジスタ機能付き光バッファメモリにおける消費電力低減策が有効と考えられる．そして，VCSEL の並列スイッチングを行なうためには発振波長を GHz オーダで合わせる必要があるが，集積化された VCSEL においてもウェハの不均一性による発振波長のばらつきが予想される．このため，ウェハの均一性を改善して発振波長のばらつきを GHz オーダに抑えるか，もしくはオンチップヒータ等を用いて発振波長を合わせる必要がある．ここでは後者の方法について，現状のウェハの均一性を前提とした考察を行なう．図 6.15 に本実験で使用した VCSEL の 3 インチウェハの DBR 共振波長の面内均一性を示す．ウェハの中央部は均一性が良く，図のハッチング部においては波長均一性が 0.6 nm 以内で 10 mm 角程度のチップが得られる．図 6.12 の温度特性より， $\pm 4^{\circ}\text{C}$  の温度調整により 0.6 nm の波長調整を行なうことが可能である．従って，現状のウェハにおいても均一性が良い部分を使用すれば，チップ内の VCSEL の発振波長のばらつきを補正することが現実的な温度範囲で出来るものと考えられる．

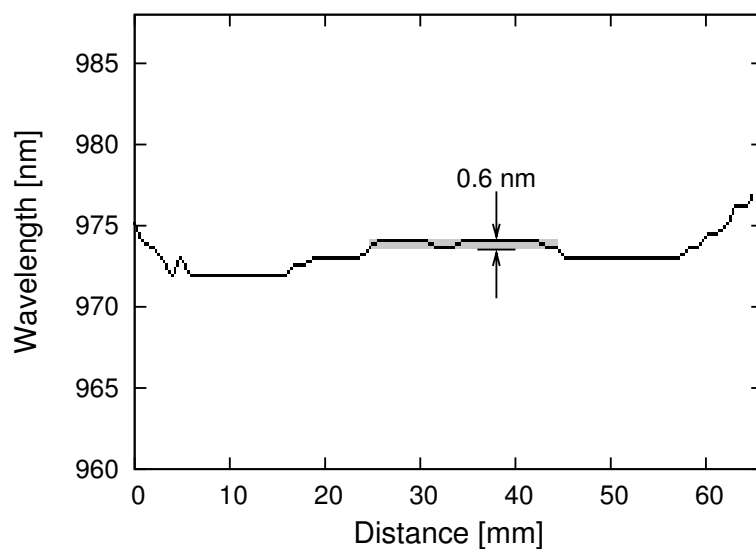


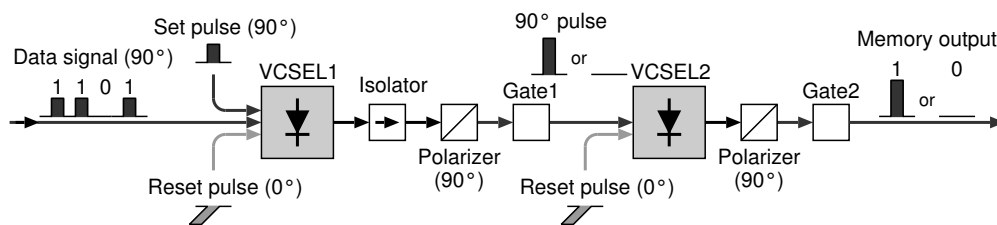
図 6.15 VCSEL ウェハの DBR 共振波長の面内均一性



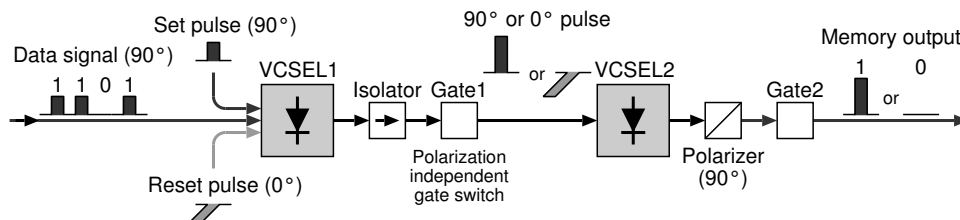
## 6.4 シフトレジスタ機能の実証 [5]

電気のシフトレジスタと同様の機能を光信号で実現する全光シフトレジスタとして、自己電気光学効果素子 (Self Electrooptic Effect Device; SEED) を用いたもの [6] や波長の異なる 2 つのリングレーザを用いたもの [7] が報告されている。しかし、前者は SEED の状態を保持するために外部光が必要であり、後者は 1 つのフリップフロップ要素に 2 つの光共振器が必要である。一方、偏光双安定 VCSEL は、発振偏光状態を保持するのに外部光を必要とせず、1 つの小さな光共振器でフリップフロップ要素が構成され、高密度に集積可能である。偏光双安定 VCSEL ではないが、VCSEL の高密度集積化の例として、 $3\ \mu\text{m}$  間隔 (千鳥配置) の VCSEL アレイが報告されている [8]。本節では、偏光双安定 VCSEL を用いた光バッファメモリにおいて、ある VCSEL に記録された発振偏光状態を別の VCSEL に転送するシフトレジスタ機能の実験を示す。

偏光双安定 VCSEL を用いた光バッファメモリにおけるシフトレジスタ機能について、図 6.16 に示す 2 つの実現手法を提案する。まず 1 ビット光バッファメモリと同様にして、データ信号の内の 1 ビットを VCSEL1 の発振偏光状態として記録する。これにより VCSEL1 は、データが “1” の場合は  $90^\circ$  偏光発振、“0” の場合は  $0^\circ$  偏光発振となる。図 6.16 (a) の消去後書込み方式では、図 6.17 (a) のタイミングチャートに示すように、まず  $0^\circ$  偏光の Reset 光を VCSEL2 に注入して VCSEL2 の発振偏光状態を  $0^\circ$  に消去する。そして、VCSEL1 の出力光の  $90^\circ$

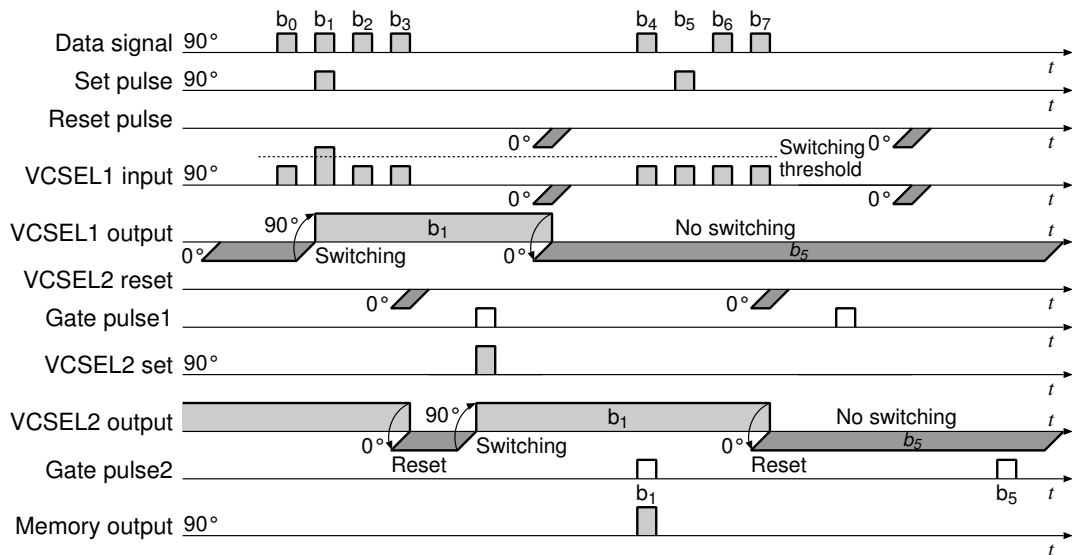


(a) Write after erase method

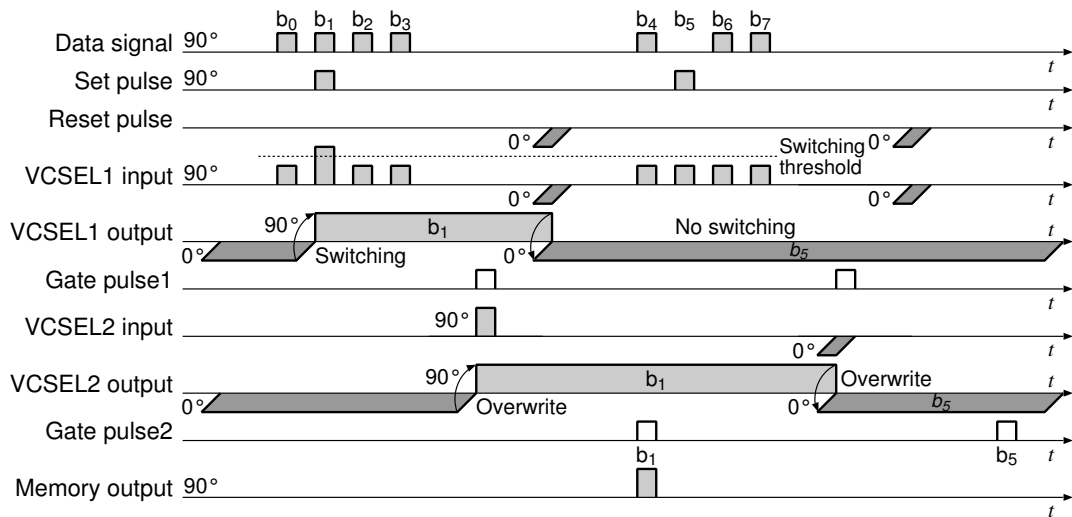


(b) Overwrite method

図 6.16 光バッファメモリにおけるシフトレジスタ機能の実現手法



(a) Write after erase method

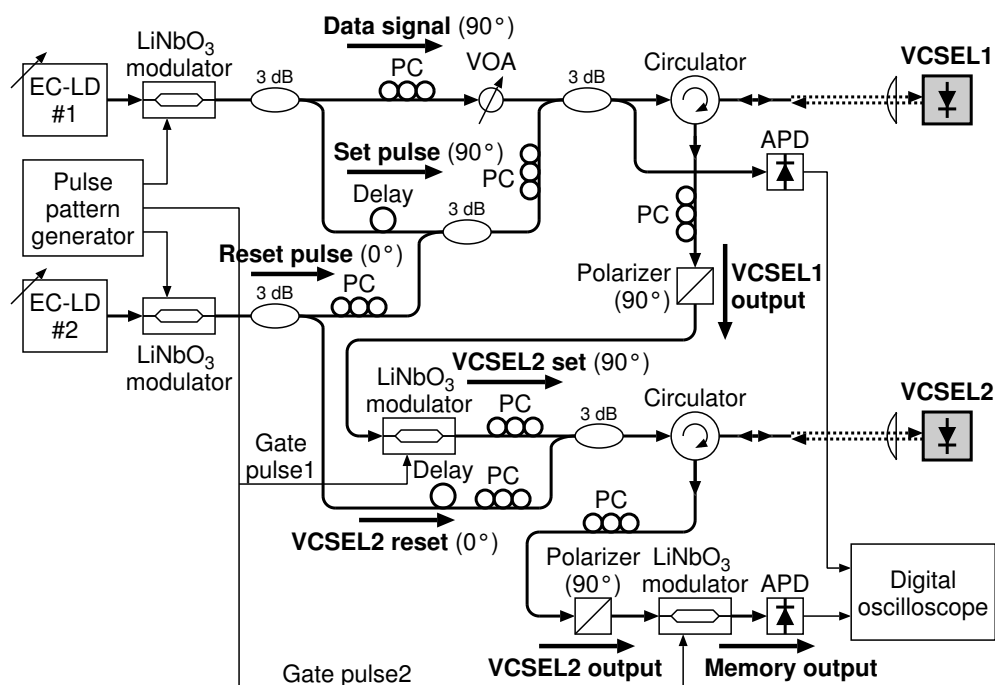


(b) Overwrite method

図 6.17 シフトレジスタ機能付き光バッファメモリのタイミングチャート

偏光成分を VCSEL2 に注入することにより，記録されたデータが “1” の場合のみ  $90^\circ$  偏光の光パルスが VCSEL2 に注入され，VCSEL2 の発振偏光が  $90^\circ$  に切り替わる．図 6.16 (b) の上書き方式では，VCSEL1 の出力光を偏波無依存の光ゲートを通して，図 6.17 (b) のタイミングチャートに示すように，記録されたデータが “1” の場合は  $90^\circ$  偏光，“0” の場合は  $0^\circ$  偏光の光パルスを生成する．これを VCSEL2 に注入することにより，VCSEL2 の以前の発振偏光状態がいずれの場合でも VCSEL1 の発振偏光に上書きされる．従って，電気のシフトレジスタと同様に，ゲートを開いた時に VCSEL1 の発振偏光状態が VCSEL2 に転送される．データを VCSEL2 に転送した後，両方式共に Reset 光を VCSEL1 に注入して VCSEL1 の発振偏光を  $0^\circ$  に戻す．VCSEL2 の出力光の  $90^\circ$  偏光成分にゲートをかけると，“1” または “0” のメモリ出力パルスが得られる．

図 6.18 に消去後書き込み方式シフトレジスタの実験の構成を示す．1 ビット光バッファメモリと同様に，EC-LD の出力光を  $\text{LiNbO}_3$  光変調器でパルス化してデータ信号，Set 光，Reset 光を生成し，それぞれ  $90^\circ$ ， $90^\circ$ ， $0^\circ$  偏光に調整し，これらを合波して VCSEL1 に注入する．VCSEL1 の出力光は， $90^\circ$  方向の偏光子を通過後  $\text{LiNbO}_3$  光変調器でパルス化し Reset 光と合波して VCSEL2 に注入する．この時，VCSEL2 の出力光が VCSEL1 に注入されるのを防ぐために光サーキュレータを使用している．VCSEL2 の出力光は，1 ビット光バッファメモリの読み出し



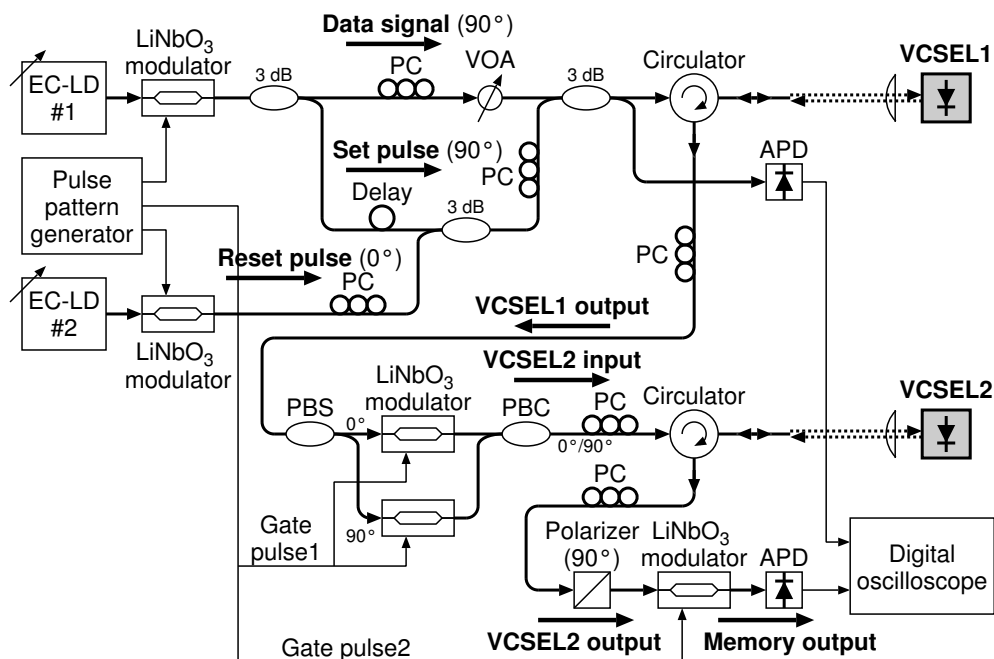
EC-LD: External cavity laser diode, PC: Polarization controller

図 6.18 消去後書き込み方式シフトレジスタの実験の構成

と同様に、90°方向の偏光子を通過後 LiNbO<sub>3</sub> 光変調器でパルス化してメモリ出力信号となる。

図 6.19 に上書き方式シフトレジスタの実験の構成を示す。データ信号, Set 光, Reset 光を生成して VCSEL1 に注入する部分と, VCSEL2 の出力光からメモリ出力信号を得る部分は消去後書込み方式と同様である。上書き方式では, VCSEL1 の出力光を VCSEL2 に注入する際に偏波無依存の光ゲートが必要である。通常の LiNbO<sub>3</sub> 光変調器は偏波依存性が大きいいため, 偏波分離器 (Polarization Beam Splitter; PBS) と 2 つの LiNbO<sub>3</sub> 光変調器, PBC を用いて偏波無依存の光ゲートを構成している。また, VCSEL2 の出力光が VCSEL1 に注入されるのを防ぐための光サーキュレータは偏波無依存型を使用している。VCSEL2 の発振偏光は VCSEL1 によって上書きされるため, VCSEL2 に Reset 光を注入する必要はない。なお, 両方式共に 2 ビット光バッファメモリの実験と同じポリイミド埋込型の VCSEL を使用した。そして, VCSEL1 の出力光で VCSEL2 の偏光スイッチングを行なうために, 温度調整により 2 つの VCSEL の発振波長を合わせた。

図 6.20 に消去後書込み方式シフトレジスタの実験結果を示す。4 ビットのデータ信号 (a) の 2 ビット目に Set 光 (b) のタイミングを合わせており, 記録されるビットパターンは順に “1”, “1”, “0”, “0” である。これに対応して, (d) のように VCSEL1 の発振偏光が切り替わり, 1 ビットのデータが VCSEL1 の発振偏光状態



EC-LD: External cavity laser diode, PC: Polarization controller  
 PBS: Polarization beam splitter, PBC: Polarization beam combiner

図 6.19 上書き方式シフトレジスタの実験の構成

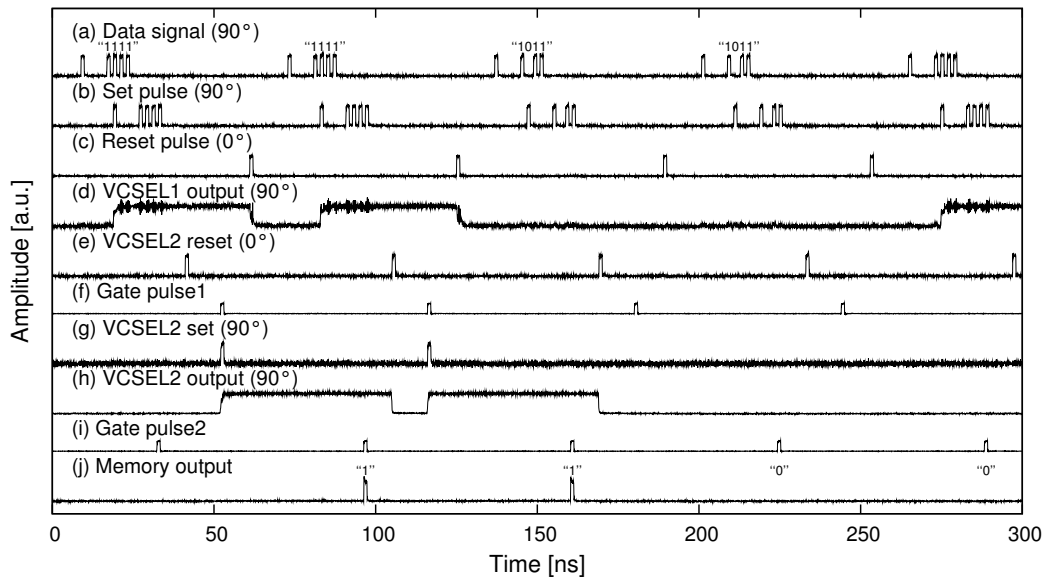


図 6.20 消去後書込み方式シフトレジスタの実験結果

として記録されている。(e)のReset光によりVCSEL2の発振偏光を $0^\circ$ にリセットした後、VCSEL1出力光の $90^\circ$ 偏光成分をゲートパルス1(f)でパルス化した(g)をVCSEL2に注入する。これにより、(h)のようにVCSEL1の発振偏光が $90^\circ$ の場合のみVCSEL2の発振偏光が $0^\circ$ から $90^\circ$ に切り替わり、VCSEL1の発振偏光状態がVCSEL2に転送された。転送後、Reset光(c)によりVCSEL1の発振偏光を $0^\circ$ に戻している。VCSEL2出力光の $90^\circ$ 偏光成分をゲートパルス2(i)でパルス化すると、“1”、“1”、“0”、“0”のメモリ出力(j)が得られた。以上より、VCSELの発振偏光状態を他のVCSELに転送するシフトレジスタ機能の動作を消去後書込み方式によって実現した。

図 6.21 に上書き方式シフトレジスタの実験結果を示す。先の消去後書込み方式と同様に、4ビットのデータ信号(a)の2ビット目にSet光(b)のタイミングを合わせており、(d)のように1ビットのデータがVCSEL1の発振偏光状態として記録されている。上書き方式では、VCSEL1出力光を偏波無依存の光ゲートでパルス化することにより、VCSEL1の発振偏光に対応した偏光のパルスを生成する。つまり、ゲートパルス1(e)でパルス化されたVCSEL2への注入光(f)の偏光は、順に $90^\circ$ 、 $90^\circ$ 、 $0^\circ$ 、 $0^\circ$ となる。これより、(g)のようにVCSEL2の発振偏光が切り替わり、VCSEL1の発振偏光状態がVCSEL2に転送された。なお、この実験結果は、“0”→“0”、“0”→“1”、“1”→“0”、“1”→“1”の全ての上書き動作の組み合わせが含まれている。転送後、Reset光(c)によりVCSEL1の発振偏光を $0^\circ$ に戻している。消去後書込み方式と同様に、VCSEL2出力光の $90^\circ$ 偏光成分をゲートパルス2(h)でパルス化すると、“1”、“1”、“0”、“0”のメモリ出力(i)が得られた。以

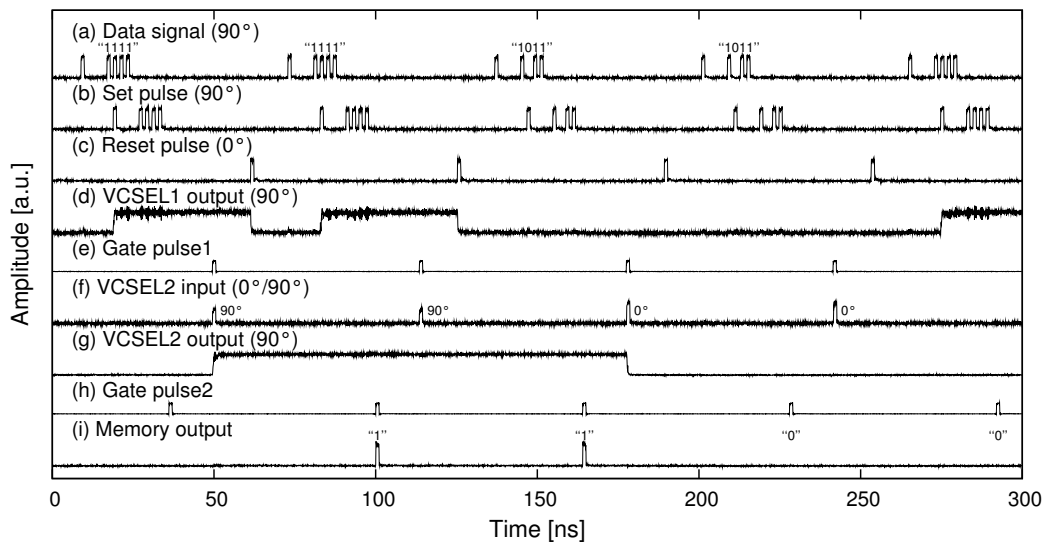


図 6.21 上書き方式シフトレジスタの実験結果

上より，VCSEL の発振偏光状態を他の VCSEL に転送するシフトレジスタ機能の動作を上書き方式によって実現した。

ここで，消去後書込み方式と上書き方式の比較を行なう。消去後書込み方式では，VCSEL1 の発振偏光が  $90^\circ$  の場合のみ VCSEL1 出力光をパルス化して VCSEL2 に注入すれば良いため，光アイソレータや光ゲートは偏波依存型が良いが，全ての VCSEL に Reset 光を注入する必要がある。一方上書き方式では， $0^\circ$  と  $90^\circ$  の両偏光について VCSEL1 出力光をパルス化して VCSEL2 に注入する必要があるため，光アイソレータや光ゲートは偏波無依存型が必要であるが，初段以外の VCSEL には Reset 光を注入する必要が無く，構成が簡単になる。シフトレジスタの段数が増えると，初段以外は Reset 光が不要である上書き方式のメリットが大きくなると考えられる。偏波無依存の光アイソレータは既に実用化されているので，今後光ゲートの偏波無依存化が望まれる。

## 6.5 2次元集積化 VCSEL アレイを用いた光バッファメモリの構成

偏光双安定 VCSEL を用いた光バッファメモリを実用化するためには多ビット化が必須であり，多ビット化に伴う消費電力の増大を軽減することも必要である。6.3 節では図 6.1 の列方向への拡張による多ビット化の可能性を示し，6.4 節では行方向への拡張による多ビット化の可能性を示した。これらを組み合わせると，図 6.1 の 2次元 VCSEL アレイを用いたシフトレジスタ機能付き光バッファメモリを構成出来ると考えられる。しかし，シフトレジスタ機能を実現するために必要な VCSEL 出力光の転送を，各 VCSEL 毎に光ファイバを用いて構成すると，非

常に大規模になるという問題がある。そこで、2次元集積化 VCSEL アレイを用いて自由空間で VCSEL 出力光を一括転送することにより、シフトレジスタ機能を簡便に実現する構成を考案した [9]。本節では、この構成の概要と2次元集積化 VCSEL アレイの低消費電力化について示す。

図 6.22 に、2次元集積化 VCSEL アレイを用いたシフトレジスタ機能付き光バッファメモリの構成を示す。PLC で構成された時間-空間変換器により、入力信号光を1ビットずつ遅延時間の異なる4つの光路に分岐すると共に、それぞれ Set 光および Reset 光と合波する。そして、2枚の平面ミラーを経てハーフミラーで反射して VCSEL アレイの1列目の VCSEL に注入され、入力データが1列目の VCSEL の発振偏光状態として記録される。1列目の VCSEL 出力光は、ハーフミラーおよび光アイソレータを通過し、空間光変調器に入力される。VCSEL アレイの1列目に対応する部分の空間光変調器をオンにすると、1列目の VCSEL 出力光は、ミラーアレイ、2枚の平面ミラーを経てハーフミラーで反射して VCSEL アレイの2列目の VCSEL に注入される。なお、光アイソレータによって逆方向の光伝搬を防ぎ、2列目の VCSEL 出力光が1列目の VCSEL に注入されないようにしている。同様にして、2列目の VCSEL 出力光は3列目に、3列目の VCSEL 出力光は4列目に注入される。これより、1列目の VCSEL に記録されたデータが順次4列目の VCSEL まで上書き方式によって転送される。4列目の VCSEL 出力光は、偏光子により  $90^\circ$  偏光成分が抽出され、光変調器でパルス化され、PLC で構成された空間-時間変換器により時間多重されメモリ出力信号光となる。VCSEL アレイの1列目への入力光および4列目からの出力光は一列に直線上に並んでいるため、時間-空間変換器等の実現手段として PLC を用いた集積化が有効と考えられる。一方、シフトレジスタ部分については、VCSEL 出力光が2次元状に並んでいるため自由空間で一括転送する方法が有効と考えられる。このため、図 6.22 では PLC と自由空間光学系を組み合わせたハイブリッド型としている。以上により、2次元集積化 VCSEL アレイを用いたシフトレジスタ機能付き光バッファメモリを簡便に構成することが出来ると考えられ、これを実現することが今後の課題である。

商用の電気 IP ルータには数百万パケットの極めて大容量のバッファメモリを持つものもあるが、高いスループットを保ちつつバッファメモリの容量を10-20パケット(80-160 kビット)に低減可能という報告がある [10]。現在のところフォトリック IP ルータにおける光バッファメモリとして必要なビット数は定かではないが、ここでは100 kビットの光バッファメモリ、つまり100行×1000列の2次元集積化 VCSEL アレイを考える。本実験で使用した VCSEL の消費電力は1素子当たり約30 mWであり、これをそのまま100×1000個集積化すると、総消

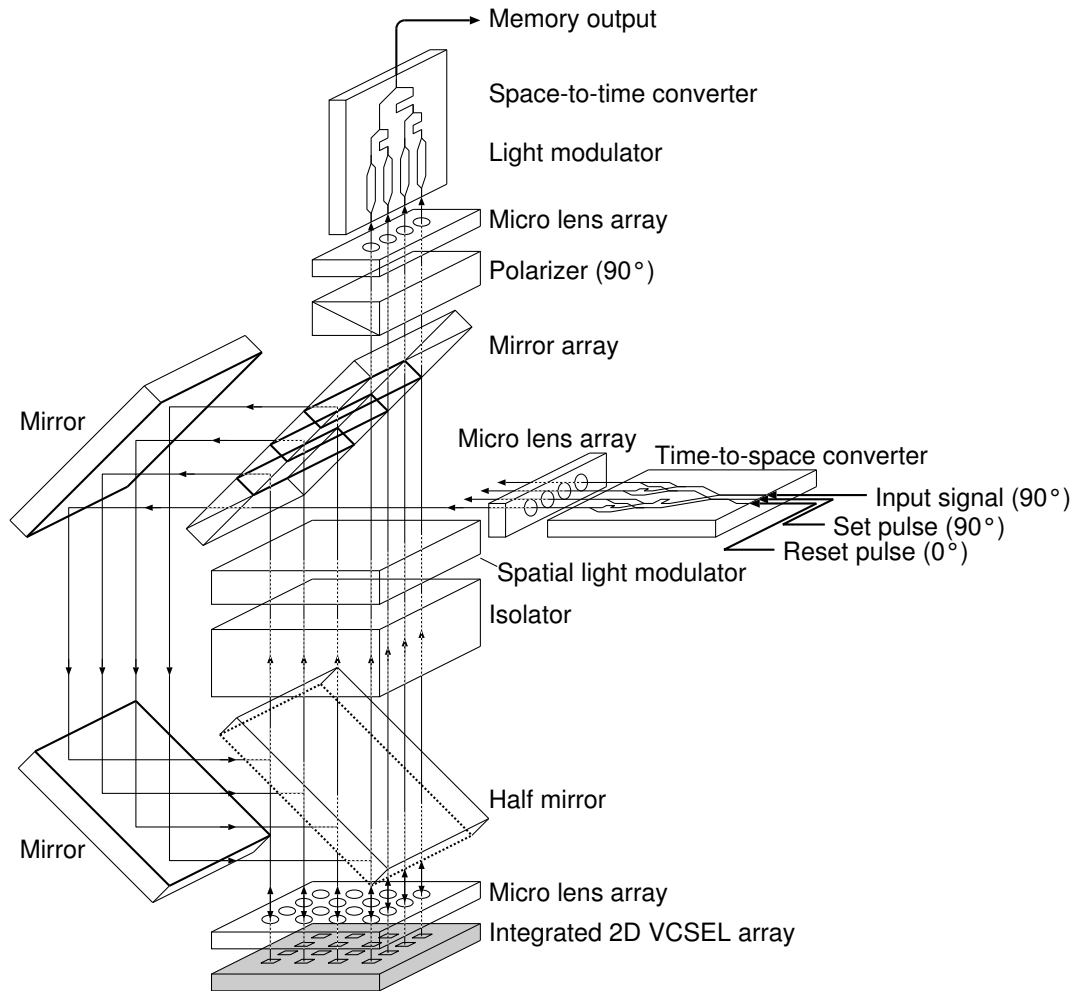


図 6.22 2次元集積化 VCSEL アレイを用いた光バッファメモリの構成

消費電力は約 3 kW となり、放熱が困難な発熱量となる。低消費電力化のためには、VCSEL の低閾値化、高効率化と共に、出力光パワーを小さくして消費電力を抑える必要がある。しかし、高速な入力信号を記録/再生するためには、VCSEL の出力光パワーを大きくする必要がある。この相反する要求を両立するために、入力信号を直接記録する 1 列目の VCSEL と、メモリ出力光となる最終列の VCSEL のみ出力光パワーを大きく設定する。それ以外の VCSEL については、内部のシフトレジスタ動作は入力信号の 1/100 の低速で良いため、小さな出力光パワーに設定することが可能である。1 列目と最終列の VCSEL の消費電力を 1 素子当たり 30 mW とし、それ以外の VCSEL の動作電流、電圧を 1 mA、1 V に低減出来たと仮定すると、総消費電力は 106 W となり、概ね放熱可能な発熱量に収まる。これにより、高速な入力信号の記録/再生と、全体としての低消費電力動作を両立することが出来ると考えられる。



## 6.6 まとめ

本章では、偏光双安定面発光半導体レーザを用いた光バッファメモリの実験を行なった。まず、4ビットの入力データ信号から1ビットを抽出し、VCSELの発振偏光状態として記録した後、光パルスを再生する実験を行なった。これにより、光バッファメモリの基本動作を実証し、偏光双安定VCSELを用いた光メモリが可能であることを示した。また、注入光のパワーと離調周波数を大きくすることによってスイッチング動作の高速化を図り、10 Gb/s RZの高速変調信号についてもメモリ動作が可能であることを示した。次に、2つのVCSELを用いて2ビットのデータを記録/再生する実験を行なった。ここでは、VCSELの温度による波長調整を行ない、同一波長の注入光による2つのVCSELの並列スイッチング動作を実現した。これより、多数のVCSELの並列スイッチング動作、即ち光バッファメモリの多ビット化への展望が得られた。更に、VCSELの発振偏光状態を別のVCSELに転送するシフトレジスタ機能について、消去後書込み方式と上書き方式の2つの方式を提案し、両方式のシフトレジスタ動作を実現した。複数のVCSELの並列スイッチングと縦続接続によるシフトレジスタを組み合わせて拡張すると、2次元集積化VCSELアレイを用いたシフトレジスタ機能付き光バッファメモリを構成出来ると考えられ、自由空間でVCSEL出力光を一括転送可能な構成と低消費電力化策を考案した。

## 参考文献

- [1] R. Langenhorst, M. Eiselt, W. Pieper, G. Großkopf, R. Ludwig, L. Küller, E. Dietrich, and H. G. Weber, “Fiber loop optical buffer,” *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 14, no. 3, pp. 324–335, Mar. 1996.
- [2] H. Kawaguchi, T. Mori, Y. Sato, and Y. Yamayoshi, “Optical buffer memory using polarization-bistable vertical-cavity surface-emitting lasers,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 45, no. 34, pp. L894–L897, Aug. 2006.
- [3] T. Mori, Y. Sato, and H. Kawaguchi, “10 Gb/s optical buffer memory using a polarization bistable VCSEL,” in *Proc. Eur. Conf. Optical Communication (ECOC 2007)*, Berlin, Germany, 2007, paper 3.4.3 (to be presented).
- [4] T. Mori, Y. Sato, and H. Kawaguchi, “2-bit optical buffering using polarization bistable VCSELs,” in *2006 IEEE LEOS Annual Meeting Conf. Proc.*, Montreal, Canada, 2006, paper WJ2, pp. 510–511.
- [5] T. Mori, Y. Sato, and H. Kawaguchi, “Shift register function in optical buffer memory using polarization bistable VCSELs,” in *Proc. Conf. on Lasers and Electro-Optics (CLEO 2007)*, Baltimore, MD, 2007, paper CTuGG6.
- [6] B. Tian, W. van Etten, and W. Beuwer, “Ultrafast all-optical shift register and its perspective application for optical fast packet switching,” *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 8, no. 3, pp. 722–728, May/June 2002.
- [7] S. Zhang, Z. Li, Y. Liu, G. D. Khoe, and H. J. S. Dorren, “Optical shift register based on an optical flip-flop memory with a single active element,” *Optics Express*, vol. 13, no. 24, pp. 9708–9713, Nov. 2005.
- [8] C. L. Chua, R. L. Thornton, D. W. Treat, and R. M. Donaldson, “Independently addressable VCSEL arrays on 3- $\mu$ m pitch,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, no. 7, pp. 917–919, July 1998.
- [9] 森 隆, 河口 仁司, 片山 健夫, “シフトレジスタ型光メモリ装置,” 特願 2007-106297, Apr. 2007.
- [10] M. Enachescu, Y. Ganjali, A. Goel, N. McKeown, and T. Roughgarden, “Part III: Routers with very small buffers,” *ACM SIGCOMM Comput. Communication Rev.*, vol. 35, no. 2, pp. 83–89, July 2005.

## 7. 結言

### 7.1 本研究の成果

本研究では、4光波混合および偏光双安定性に基づいた全光信号処理の実験を行ない、半導体光増幅器を用いた全光スイッチングの動作、電界吸収型光変調器の4光波混合特性、偏光双安定面発光半導体レーザの偏光双安定スイッチング特性、同レーザを用いた全光信号再生によるタイミングジッタの低減、同レーザを用いた光バッファメモリの動作を実証した。以下に、本研究の主要な成果をまとめ、今後の課題について述べる。

#### 半導体光増幅器中の4光波混合を用いた全光スイッチング

波長とタイミングの異なる2つのポンプ光を使用することにより、1つのSOAで波長の異なる2つのFWM信号を生成し、光バンドパスフィルタを用いてそれらを分離することが出来た。これにより、160 Gb/s相当のOTDM信号に対してビット毎の1×2のスイッチング動作を実現した。0.5 ps幅にパルス圧縮された参照光を用いたSHG相互相関測定により、サブピコ秒の時間分解能でFWM信号波形を評価した結果、160 Gb/sに多重化するのに十分短い1.7 psのパルス幅を得た。以上より、SOA中のFWMを用いたOTDM信号の高速スイッチングが可能であることが分かった。

#### 電界吸収型光変調器の4光波混合特性

EAMのFWM特性を実測し、FWM出力光パワーの入力光パワー依存性より、実験を行なった3 dBm/chまでの入力光パワーでは、FWMは3次の非線形によるものであることが分かった。そして、2つの入力光の波長間隔を変えて測定したFWMの離調特性より、キャリア密度変調効果に基づく $-6$  dB/octaveの離調特性、キャリア寿命時間の印加電圧依存性、ならびに短波長側と長波長側のFWMの非対称性を得た。離調特性の非対称性は、キャリア密度変調効果とスペクトルホールバーニング効果により生成されるFWM電界間の位相を考慮することによって理論的に説明することが出来た。以上により、これまで報告されていなかったEAMの詳細なFWM特性を明らかにした。

#### 偏光双安定面発光半導体レーザの基本特性

2種類の構造のVCSELについて偏光双安定フリップフロップ動作の実験を行ない、偏光双安定スイッチングは特定のデバイス構造に依存するものではなく矩形導波路のVCSELの一般的特性であることを示した。注入光の波長と偏光双安

定スイッチングが起こる最小注入光パワーとの関係を示す注入光波長離調特性を測定した結果、 $0^\circ$  偏光と  $90^\circ$  偏光の2つの注入光波長を独立に調整することにより、従来よりも低パワーの注入光でスイッチング可能であることが分かった。ヘテロダイン検波により偏光双安定スイッチング中の動的な発振波長変化を測定した結果、注入同期を伴う場合と伴わない場合の偏光双安定スイッチングを直接観測することができ、注入同期よりも低い注入光パワーで偏光双安定スイッチングが可能であることが分かった。そして、実際にサブ fJ の非常に低いスイッチングエネルギーでの偏光双安定フリップフロップ動作を得た。また、最大 10 GHz の高いスイッチング周波数の偏光双安定フリップフロップ動作を実現した。

### 偏光双安定面発光半導体レーザを用いた全光信号再生

ビットレート 125 Mb/s の入力データ信号に 2 ns (peak-to-peak) のタイミングジッタを付加し、入力データ信号に対するクロックパルス光のパワーを最適化した結果、偏光双安定 VCSEL の AND ゲート動作を用いた全光信号再生によって出力信号のタイミングジッタが 0.7 ns (peak-to-peak) に低減され、3R 信号再生の1機能であるタイミング再生動作を実現した。偏光スイッチング閾値のランダムな変動と注入光に対する帯域制限を含む計算モデルを提案し、全光信号再生によるタイミングジッタの低減と出力信号に残留するタイミングジッタを表現することが出来た。そして、VCSEL の動作電流を 20 mA、閾値電流を 0.3 mA に改善した場合の計算により、10 Gb/s の高ビットレートにおけるタイミング再生の可能性を示した。

### 偏光双安定面発光半導体レーザを用いた光バッファメモリ

まず、偏光双安定 VCSEL を用いた1ビット光バッファメモリの動作を実証し、データを VCSEL の発振偏光状態として記録する従来に無い光メモリが可能であることを示した。また、注入光のパワーと離調周波数を大きくすることにより、10 Gb/s の高速動作も実現した。そして、VCSEL の温度による発振波長調整を行ない、2つの偏光双安定 VCSEL を用いて2ビットのデータを記録/再生する動作を実現した。これより、VCSEL の並列スイッチング動作による光バッファメモリの多ビット化が可能であることを示した。更に、VCSEL の発振偏光状態を別の VCSEL に転送するシフトレジスタ機能について、消去後書込み方式と上書き方式の2つの方式を提案し、両方式のシフトレジスタ機能付き光バッファメモリの動作を実証した。以上の成果により、多数の VCSEL の並列スイッチング動作とシフトレジスタの多段縦続接続を組み合わせた大容量のシフトレジスタ機能付き光バッファメモリが構成出来ると考えられる。

## 7.2 今後の課題

### 半導体光増幅器中の4光波混合を用いた全光スイッチング

本実験では、入力信号として6.25 ps 間隔の8つのパルス列が20.7 ns 間隔で繰り返す160 Gb/s 相当のOTDM 信号を使用しており、一般に光ファイバ通信の実験で用いられる疑似ランダムパターンで変調された連続した160 Gb/s 信号ではない。2色ポンププローブ法によるSOA の利得飽和特性の評価を行なっているが、最終的には周期が十分長い疑似ランダムパターンにおけるビット誤り率(Bit Error Rate; BER) の評価が必要と考えられる。

また、本実験の入力光波長配置では、非対称MQW 構造のSOA の約100 nm という広い波長帯域を全て使用しているわけではない。そこで、入力信号光とポンプ光の波長間隔を広げてSOA の波長帯域を最大限活用し、より高速なOTDM 信号のスイッチングを目指すことが今後の課題と言える。

### 電界吸収型光変調器の4光波混合特性

本研究では、これまで報告されていなかったEAM の詳細なFWM 特性を示したが、これを全光信号処理に応用するためには、現状では変換効率が $-40 \sim -60$  dB と低い点が問題である。本実験で使用したEAM は、10 Gb/s RZ 変調用として一般に市販されているデバイスであり、非線形特性については考慮されていないものと考えられる。よって、今後の課題として、素子長を長くする等非線形効果を大きくすることを目的としたEAM の設計、およびそれを用いた全光信号処理の実現が挙げられる。

### 偏光双安定面発光半導体レーザの基本特性

現在のところ、作製したVCSEL のうち一部の素子でしか偏光双安定スイッチング動作が得られていないため、その歩留まりを上げることが重要な課題である。偏光双安定スイッチング動作が得られない原因の一つとして、素子形状等の非対称性により一方の偏光のみで発振することが挙げられ、今後定量的に非対称性と偏光双安定性の関係を明らかにすることが望まれる。そして歩留まりを上げるためには、素子形状の精度を上げて対称性を向上させる正攻法に加えて、非対称性を補償して両偏光での発振を得ることも有用と考えられる。非対称性を補償する手法として、電極を分割し各電極の注入電流を変えて電流分布を非対称にする方法が考えられる。さらに、この方法によって非対称性を精度良く制御可能になれば、一方向のスイッチングのみ低い注入光パワーで動作可能な弱い非対称状態に設定することもでき、全光信号処理への応用上有用である。

VCSEL の偏光双安定スイッチングは非線形現象であるため、注入光の波長離調特性とスイッチング速度の関係について線形現象として議論することは出来ない。このため、非線形を含めたシミュレーションによって両者の関係を明らかにすることが求められる。また本研究では、ある1つの条件での偏光双安定スイッチング特性を評価したが、動作電流や温度等の条件を変えて特性評価を行ない、偏光双安定スイッチング動作のトレランスについて議論する必要がある。

### **偏光双安定面発光半導体レーザを用いた全光信号再生**

偏光双安定 VCSEL を用いた全光信号再生の実験では、3R 再生の3つの機能のうち振幅増幅とタイミング再生の動作を実証した。よって今後は、波形整形の動作を実現することが求められる。そして、光ファイバ通信に応用するためには、疑似ランダムパターンにおける BER の評価が必要である。実験は 125 Mb/s の低ビットレートで行ない、VCSEL の動作条件を改善することにより 10 Gb/s の高ビットレートにおけるタイミング再生動作の可能性を計算により示した。また、光バッファメモリの実験において、注入光のパワーと離調周波数を大きくすることにより偏光双安定スイッチング動作を高速化出来ることが分かった。よって今後は、VCSEL の高出力化と注入光のパワーおよび離調周波数の増大により、実験において高ビットレート動作を実現することが課題である。

### **偏光双安定面発光半導体レーザを用いた光バッファメモリ**

偏光双安定 VCSEL を用いた光バッファメモリを実用化するためには、メモリ容量の増大が必須である。本研究では、複数の VCSEL の並列スイッチング動作と縦続接続によるシフトレジスタ動作を実現し、光バッファメモリの多ビット化が可能であることを示した。しかし、現状の実験系は個別の VCSEL を使用し、光変調器や光サーキュレータ等の光ファイバ部品で構成されており、このまま大容量化すると非常に複雑な構成となる。そこで、6.5 節に示した空間的に並列に光を伝搬させるシフトレジスタ機能付き光バッファメモリを実現することが今後の課題である。このためには、2次元集積化 VCSEL アレイとして、発振波長が GHz オーダで揃った非常に高い均一性、もしくはオンチップヒータ等による波長調整が可能な構造、そして1素子当たり 1 mW 程度で動作可能な低消費電力化が求められる。

### 7.3 まとめ

本研究では，4光波混合を用いた全光信号処理として，半導体光増幅器を用いた全光スイッチング動作と電界吸収型光変調器の4光波混合特性を示し，偏光双安定面発光半導体レーザを用いた全光信号処理として，初めて全光信号再生および光バッファメモリの機能を実証した．本研究の成果が光ファイバ通信の高速・大容量化および高機能化を通じて情報通信の発展に寄与することを期待して，本論文の結びとする．

## 略語一覽

APD: Avalanche Photodiode  
ASE: Amplified Spontaneous Emission  
AWG: Arrayed Waveguide Grating  
BER: Bit Error Rate  
CD: Chromatic Dispersion  
CDP: Carrier-Density Pulsation  
CW: Continuous Wave  
DBR: Distributed Bragg Reflector  
DCF: Dispersion Compensation Fiber  
DDF: Dispersion Decreasing Fiber  
DEMUX: Demultiplexing  
DFB-LD: Distributed Feedback Laser Diode  
DGD: Differential Group Delay  
DRA: Distributed Raman Amplifier  
DSF: Dispersion Shifted Fiber  
EAM: Electroabsorption Modulator  
EC-LD: External Cavity Laser Diode  
EDFA: Erbium-Doped Fiber Amplifier  
FD-BPM: Finite-Difference Beam Propagation Method  
FSR: Free Spectral Range  
FTTH: Fiber To The Home  
FWM: Four-Wave Mixing  
IP: Internet Protocol  
JUNET: Japan University Network  
LPF: Low-Pass Filter  
MLSE: Maximum-Likelihood Sequence Estimation  
MQW: Multiple-Quantum Well  
MUX: Multiplexer  
NOLM: Nonlinear Optical Loop Mirror  
OBPF: Optical Band-Pass Filter  
OTDM: Optical Time Division Multiplexing  
PBC: Polarization Beam Combiner  
PBS: Polarization Beam Splitter



PC: Polarization Controller  
PD: Photodiode  
PDG: Polarization Dependent Gain  
PDL: Polarization Dependent Loss  
PLC: Planar Lightwave Circuit  
PMD: Polarization Mode Dispersion  
PMF: Polarization Maintaining Fiber  
RMS: Root Mean Square  
RZ: Return-to-Zero  
SC: Supercontinuum  
SEED: Self Electrooptic Effect Device  
SHB: Spectral-Hole Burning  
SHG: Second Harmonic Generation  
SMSR: Side Mode Suppression Ratio  
SOA: Semiconductor Optical Amplifier  
SPM: Self-Phase Modulation  
SSMF: Standard Single Mode Fiber  
STFT: Short-Time Fourier Transform  
TCP: Transmission Control Protocol  
TE: Transverse-Electric  
TM: Transverse-Magnetic  
VCSEL: Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser  
VOA: Variable Optical Attenuator  
VOD: Video on Demand  
VoIP: Voice over IP  
WDM: Wavelength Division Multiplexing  
WWW: World Wide Web  
XAM: Cross-Absorption Modulation  
XGM: Cross-Gain Modulation  
XPM: Cross-Phase Modulation

## 謝辞

本研究は筆者が山形大学工学部電気電子工学科および奈良先端科学技術大学院大学物質創成科学研究科超高速フォトンクス講座において、独立行政法人科学技術振興機構 (JST) 戦略的創造研究推進事業 (CREST) の研究員として、また奈良先端科学技術大学院大学物質創成科学研究科博士後期課程の学生として河口仁司教授の4年半に亘る御指導を受けて、ここに博士論文としてまとめることが出来たものです。河口仁司教授には、本研究を進めていく多くの過程において懇切なる御指導と御鞭撻を頂きました。ここに深く感謝致します。

奈良先端科学技術大学院大学物質創成科学研究科 布下正宏教授、柳久雄教授および冬木隆教授には、本論文をまとめるにあたって有意義な御指摘と御助言を頂きました。先生方に頂きました、広い視野からの洞察に満ちた御意見は大変参考になりました。ここに謹んで感謝致します。

山形大学工学部電気電子工学科 高橋豊准教授および奈良先端科学技術大学院大学物質創成科学研究科 黄晋二准教授には、本研究に関する有益な議論を頂きました。ここに感謝の意を表します。

奈良先端科学技術大学院大学物質創成科学研究科 片山健夫助教には、多大なる御助言と励ましを頂きました。特に自由空間光学系の実験方法について丁寧に御指導頂きました。ここに深く感謝致します。

山形大学工学部電気電子工学科 山吉康弘技術専門職員には、プロトン照射狭窄型 VCSEL を用いた全光信号再生の実験をはじめ日頃から多くの御指導を頂き、研究を円滑に遂行することが出来ました。ここに深く感謝致します。

JST CREST 佐藤祐喜研究員には、ポリイミド埋込型 VCSEL を提供して頂き、またデバイスの観点から議論および御助言を頂きました。ここに深く感謝致します。

豊田工業大学副学長 榊裕之教授には、JST CREST “超高速・超省電力高性能ナノデバイス・システムの創製” 研究領域の研究総括として、有意義な議論を頂きました。東京工業大学精密工学研究所マイクロシステム研究センター 植之原裕行准教授、慶應義塾大学大学院理工学研究科 津田裕之教授および大阪府立大学産学官連携機構先端科学イノベーションセンター 河村裕一准教授には、JST CREST 同研究領域の研究チームとして、有益な議論を頂きました。JST CREST 研究事務所 村井二三夫技術参事には、何かとお世話になり、また博士後期課程入学にも御理解を頂き、研究を円滑に遂行することが出来ました。ここに感謝の意を表します。

元アンリツ株式会社研究所長 永井治男氏には、山形大学への出向の機会を御提

示頂き大変お世話になりました。アンリツ株式会社 R&D 本部コアテクノロジー R&D センター長 若林尚氏, アンリツデバイス株式会社代表取締役社長兼アンリツ株式会社 R&D 本部光デバイス R&D センター長 菊川知之氏, アンリツ株式会社 R&D 本部コアテクノロジー R&D センター光計測技術開発部長 宮城幸一郎氏, アンリツ株式会社 R&D 本部企画部課長 古川浩氏には, 出向および博士後期課程入学について御理解頂くと共に大変お世話になりました。また, アンリツ株式会社 R&D 本部コアテクノロジー R&D センター光計測技術開発部の皆様には本研究に関して様々な議論を頂きました。ここに深く感謝致します。

最後に, 本研究の遂行にあたりお世話になった元山形大学工学部電気電子工学科河口研究室および奈良先端科学技術大学院大学物質創成科学研究科超高速フォトニクス講座の皆様には感謝致します。

## 研究業績リスト

### 発表論文

1. T. Mori and H. Kawaguchi, “Characteristics of nondegenerate four-wave mixing in electroabsorption modulator,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 85, no. 6, pp. 869–871, Aug. 2004.
2. T. Mori and H. Kawaguchi, “Ultrafast all-optical switching of OTDM signal for wavelength routing using FWM in SOA,” *IEICE Trans. Electron.*, vol. E87-C, no. 12, pp. 2189–2192, Dec. 2004.
3. T. Mori, Y. Yamayoshi, and H. Kawaguchi, “Low-switching-energy and high-repetition-frequency all-optical flip-flop operations of a polarization bistable vertical-cavity surface-emitting laser,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 88, no. 10, p. 101102, Mar. 2006.
4. Y. Sato, T. Mori, Y. Yamayoshi, and H. Kawaguchi, “Polarization bistable characteristics of mesa structure 980 nm vertical-cavity surface-emitting lasers,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 45, no. 16, pp. L438–L440, Apr. 2006.
5. H. Kawaguchi, T. Mori, Y. Sato, and Y. Yamayoshi, “Optical buffer memory using polarization-bistable vertical-cavity surface-emitting lasers,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 45, no. 34, pp. L894–L897, Aug. 2006.
6. T. Mori and H. Kawaguchi, “Dynamical lasing wavelength variation in polarization bistable switching of vertical-cavity surface-emitting lasers by light injection,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 46, no. 18, pp. L433–L436, Apr. 2007.

### 国際会議

1. T. Mori, Y. Yamayoshi, and H. Kawaguchi, “All-optical time division and wavelength division demultiplexing of 160 Gbit/s OTDM signal by FWM in SOA,” in *2003 IEEE LEOS Annual Meeting Conf. Proc.*, Tucson, AZ, 2003, vol. 1, paper TuV2, pp. 358–359.
2. T. Mori and H. Kawaguchi, “All-optical switching of 160 Gbit/s OTDM signal using FWM in SOA for wavelength routing,” in *Proc. Conf. on*

- Lasers and Electro-Optics (CLEO 2004)*, San Francisco, CA, 2004, paper CFJ7.
3. T. Mori and H. Kawaguchi, “Detuning characteristics of nondegenerate four-wave mixing in electroabsorption modulator,” in *Proc. Optoelectron. and Communications Conf./Int. Conf. on Optical Internet (OECC/COIN 2004)*, Yokohama, Japan, 2004, paper 13E2-2, pp. 92–93.
  4. H. Kawaguchi, T. Mori, Y. Yamayoshi, and Y. Sato, “All-optical signal processing using polarization bistable VCSELs,” in *Proc. Eur. Conf. on Integrated Optics (ECIO '05)*, Grenoble, France, 2005, paper WeA2-6, pp. 73–76.
  5. T. Mori, Y. Yamayoshi, and H. Kawaguchi, “Experimental demonstration of all-optical regeneration using a polarization bistable VCSEL,” in *Proc. Conf. on Lasers and Electro-Optics (CLEO 2005)*, Baltimore, MD, 2005, paper CThA3.
  6. Y. Sato, T. Mori, Y. Yamayoshi, and H. Kawaguchi, “Polarization bistable characteristics of mesa structure 980 nm VCSELs,” in *Proc. Int. Conf. on Photonics in Europe (CLEO Europe/EQEC 2005)*, Munich, Germany, 2005, paper CI2-2-THU.
  7. T. Mori, Y. Yamayoshi, and H. Kawaguchi, “Low switching-power operation of a polarization bistable VCSEL,” in *Proc. Pacific Rim Conf. on Lasers and Electro-Optics (CLEO-PR 2005)*, Tokyo, Japan, 2005, paper CTuJ2-5, pp. 166–168.
  8. T. Mori, Y. Sato, Y. Yamayoshi, and H. Kawaguchi, “Timing jitter reduction by all-optical regeneration using a polarization bistable VCSEL,” in *Proc. Conf. on Lasers and Electro-Optics (CLEO 2006)*, Long Beach, CA, 2006, paper CWG6.
  9. H. Kawaguchi, T. Mori, Y. Sato, and Y. Yamayoshi, “Optical buffer memory using a polarization bistable VCSEL,” in *Proc. Conf. on Lasers and Electro-Optics (CLEO 2006)*, Long Beach, CA, 2006, paper CWG7.
  10. T. Mori, Y. Sato, and H. Kawaguchi, “2-bit optical buffering using polarization bistable VCSELs,” in *2006 IEEE LEOS Annual Meeting Conf. Proc.*,

Montreal, Canada, 2006, paper WJ2, pp. 510–511.

11. H. Kawaguchi, T. Mori, and Y. Sato, “Optical buffer memory using polarization bistable vertical-cavity surface-emitting lasers,” in *Proc. Eur. Conf. on Integrated Optics (ECIO 2007)*, Copenhagen, Denmark, 2007, paper WeC-4.
12. T. Mori, Y. Sato, and H. Kawaguchi, “Shift register function in optical buffer memory using polarization bistable VCSELs,” in *Proc. Conf. on Lasers and Electro-Optics (CLEO 2007)*, Baltimore, MD, 2007, paper CTuGG6.
13. T. Mori, Y. Sato, and H. Kawaguchi, “10 Gb/s optical buffer memory using a polarization bistable VCSEL,” in *Proc. Eur. Conf. Optical Communication (ECOC 2007)*, Berlin, Germany, 2007, paper 3.4.3 (to be presented).

## 国内会議

1. 森 隆, 山吉 康弘, 河口 仁司, “SOA を用いた 160 Gbit/s OTDM 信号の時間分割/波長分割 DEMUX,” 電子情報通信学会 信学技報, vol. 103, no. 268, LQE2003-41, pp. 23–27, Aug. 2003.
2. 森 隆, 片山 健夫, 河口 仁司, “周波数領域干渉法による複数の短パルス光の位相測定,” 2003 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-3-114, p. 247, Sept. 2003.
3. 森 隆, 山吉 康弘, 河口 仁司, “SOA 中の FWM を用いた 160 Gbit/s 信号の時間分割/波長分割 DEMUX,” 2003 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-4-48, p. 324, Sept. 2003.
4. 森 隆, 河口 仁司, “SOA 中の FWM を用いた OTDM 信号の全光超高速スイッチング,” 2004 年電子情報通信学会総合大会, C-4-33, p. 361, Mar. 2004.
5. 森 隆, 河口 仁司, “電界吸収型光変調器の 4 光波混合特性,” 2004 年春季第 51 回応用物理学関係連合講演会, 31p-ZK-2, p. 1317, Mar. 2004.
6. 山吉 康弘, 森 隆, 河口 仁司, “偏光双安定面発光半導体レーザを用いた全光型信号再生,” 2005 年電子情報通信学会総合大会, C-4-11, p. 318, Mar. 2005.

7. 森 隆, 佐藤 祐喜, 山吉 康弘, 河口 仁司, “メサ構造面発光半導体レーザの偏光双安定特性,” 2005年春季第52回応用物理学関係連合講演会, 1a-ZQ-13, p. 1352, Apr. 2005.
8. 森 隆, 河口 仁司, “面発光半導体レーザの偏光双安定スイッチングと注入同期,” 2005年秋季第66回応用物理学会学術講演会, 8a-T-20, p. 1036, Sept. 2005.
9. 森 隆, 佐藤 祐喜, 山吉 康弘, 河口 仁司, “偏光双安定面発光半導体レーザを用いた1ビット光バッファメモリ,” 2005年電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-4-5, p. 286, Sept. 2005.
10. 河口 仁司, 森 隆, “VCSELの偏光双安定特性と光信号処理への応用,” 日本光学会年次学術講演会 Optics Japan 2005, 24aAS9, pp. 312–313, Nov. 2005.
11. 森 隆, 佐藤 祐喜, 山吉 康弘, 河口 仁司, “偏光双安定 VCSEL を用いた全光信号再生のリタイミング特性,” 2006年春季第53回応用物理学関係連合講演会, 22p-Y-13, p. 1246, Mar. 2006.
12. 森 隆, 佐藤 祐喜, 河口 仁司, “偏光双安定面発光半導体レーザを用いた2ビット光バッファメモリ,” 2006年電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-3-28, p. 150, Sept. 2006.
13. 森 隆, 佐藤 祐喜, 河口 仁司, “偏光双安定面発光半導体レーザを用いた光シフトレジスタ,” 2007年電子情報通信学会総合大会, C-4-4, p. 266, Mar. 2007.
14. 森 隆, 佐藤 祐喜, 河口 仁司, “偏光双安定面発光半導体レーザを用いた10 Gb/s 光バッファメモリ,” 2007年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-12-1, p. 284, Sept. 2007.

## 特許出願

1. 森 隆, 河口 仁司, 片山 健夫, “光パルスの位相測定方法及び装置,” 特開2005-69845, Mar. 2005.
2. 森 隆, 河口 仁司, 片山 健夫, “シフトレジスタ型光メモリ装置,” 特願2007-106297, Apr. 2007.