

平成16年度  
研究開発成果報告書

超高速光マルチメディア配信システム  
の研究開発

委託先：沖電気工業(株)

平成17年5月

情報通信研究機構

# 平成16年度 研究開発成果報告書

## 「超高速光マルチメディア配信システムの研究開発」

### 目 次

1	研究開発課題の背景	2
2	研究開発の全体計画	
2-1	研究開発課題の概要	2
2-2	研究開発目標	3
2-2-1	最終目標	3
2-2-2	中間目標	3
2-3	研究開発の年度別計画	4
3	研究開発体制	5
3-1	研究開発実施体制	5
4	研究開発実施状況	
4-1	光サイドバンド変調による光ラベル発生の研究開発	6
4-1-1	緒言	6
4-1-2	光符号処理による光パケット認識・識別方式	7
4-1-3	ファイバブラググレーティングを用いた光符号化における波長依存性	11
4-1-4	光サイドバンド変調による符号発生	26
4-1-5	まとめと今後の課題	27
4-2	光ラベル処理による OTDM 高速アクセスの研究開発	29
4-2-1	緒言	29
4-2-2	OCDM 符号器	29
4-2-3	短パルス応答のシミュレーション	30
4-2-4	短パルス応答実験	33
4-2-5	まとめと今後の課題	39
4-3	総括	40
5	参考資料・参考文献	
5-1	研究発表・講演等一覧	

## 1 研究開発課題の背景

インターネットの普及に伴い、ADSL や光などのブロードバンド加入者が急増している。このような加入者は、ファイル転送や動画配信などのデータ通信が中心であり、ネットワークのトラフィックもパケット通信が大部分を占める状況になりつつある。ブロードバンド加入者の増加に伴って、大容量の圧縮なしの映像を伝送するサービスなどを遅滞なく提供できるネットワークが求められており、1 ユーザが 1Gbps 以上のバースト的なデータを占有できるネットワークを必要とする時代がくることが予測される。

このような状況では、より効率的なパケット転送技術や、セキュリティの強化が必須となっている。パケット転送では、トラフィックが発生したときのみ、帯域を占有するという統計多重に基づいているため帯域の利用効率に優れているが、従来の波長多重ネットワークのノードにおいては、波長単位で挿入・引き落とし・経路切り替え（スイッチング）を行うことから、同一波長のパケットの中から特定のパケットのみを選択的に挿入・引き落とし・経路切り替え（スイッチング）することは不可能であった。そのため、トラフィックが十分でない場合にも、ノードへアクセスする手段として、一波長を占有し、光パスを設定する以外に方法はなかった。このため、ユーザはトラフィックの有無に関らず帯域を占有するので、帯域の無駄となり、その分コストがかかる。また、ユーザ数に合わせてあらかじめ 1000 波長以上の波長数が必要となることから、ノード装置の規模が大きくなることや、帯域利用効率の低下などの問題があった。

そこで、波長多重ネットワークの光ノード（光クロスコネクタ）と電気ルータを組み合わせ、WDM パスの一部分を電気信号に変換して、同一方向（宛先）のパケットをまとめるように電気処理でルーティングを行う方式により、電気ルータの処理低減と利用効率の改善を行う方法が検討されている。この方式は、ノードでの電気処理にかかる負荷が大きくなり、処理速度や遅延時間、電力消費、コストなどの問題点が生じ、パケット転送にもノードオフセット時間分の遅延が生じることから、その分ネットワーク転送効率低下が生じることが問題となる。また、ビットレートが 40Gbps 以上の高速となると、このような電氣的な処理は適用できなくなる。

本研究は、このような状況に対応するために、光処理によって、選択的にパケットを認識し、特定のパケットのみを選択的に挿入・引き落とし・経路切り替え（スイッチング）することを可能とする方式に関する基礎研究を行うものである。特に本研究では、今後のネットワークで必要とされるビットレートが 40Gbps 以上のバースト的なデータ転送をターゲットとしている。このような高速なパケット信号を、効率よくかつ高セキュリティに転送できるネットワークを実現することは、今後、デジタル家電や、コンテンツサービスなど、いろいろなブロードバンドサービスの提供の可能性を広げるものであり、情報通信分野全体に革新的な影響を及ぼすと考える。

## 2 研究開発体の全体計画

### 2-1 研究開発課題の概要

本研究では、光ルータ/光パケットスイッチのネットワークから、光符号ラベルにより光領域でパケットを選択的に認識し、挿入・引き落とし・経路切り替え（スイッチング）などを行うことで、エッジノードの高付加を解消することからストレスなしのボーダーレスネットワークを実現するものである。また、アクセスネットワークにおいては、バックボーンで利用可能な光符号信号を OTDMA のスロットに載せて配信することで、現状の PON システムにオーバーレイが可能でかつ、超高速なアクセスシステムが構築できる。このため、高精細映像を無圧縮で転送できることから、リアルタイム高精細映像配信を実現するものである。本研究開発は、光サイドバンド変調による光ラベル生成する符号器の開発、

OTDM のスロットに載せる光 MUX/DEMUX の開発、信号を抽出する可変復号器の開発を行い、システム実証を行う。

サブテーマ

- ①光サイドバンド変調による光ラベル発生の研究
- ②光ラベル処理による OTDM 高速アクセスの研究

## 2-2 研究開発目標

### 2-2-1 最終目標（平成21年3月末）

光ルータ／光パケットスイッチのネットワークから、光符号ラベルにより光領域でパケットを選択的に認識し、挿入・引き落とし・経路切り替え（スイッチング）などを行うことで、エッジノードの高付加を解消するとともに、アクセスネットワークにおいては、バックボーンで利用可能な光符号信号を OTDMA のスロットに載せて配信することで、現状の PON システムにオーバーレイが可能でかつ、160Gbps と超高速なアクセスシステムの実証を行う。

#### ① 光サイドバンド変調による光ラベル発生の研究

光サイドバンド変調による符号器：16 チップ、拡散帯域 40Gbps

#### ② 光ラベル処理による OTDM 高速アクセスの研究

- ・データを識別するための可変復号器：16 チップ、可変速度：50ms 以下
- ・光 16MUX/DEMUX：40Gbps×16ch（640Gbps 相当）

を実現する。

### 2-2-2 中間目標（平成19年1月末）

光サイドバンド変調により、40Gb/s 以上のレートまで効率的にラベル付与を行う光ラベル方式を開発するとともに、10Gbps のデータ信号によりラベル付与および「トータル光通信技術開発」で開発された光 MUX/光 DEMUX を用いて 4 多重信号によるデータ信号の抽出実証を行う。

#### ① 光サイドバンド変調による光ラベル発生の研究

光サイドバンド変調による符号器：40Gb/s のレートで符号生成を実現

#### ② 光ラベル処理による OTDM 高速アクセスの研究

- ・固定符号器（16 チップ）による復号方法で、チャンネル識別を確認
- 光 4MUX/DEMUX：40Gbps×4ch（160G 相当）による光ラベルの多重を確認

## 2-3 研究開発の年度別計画

### 年度別計画

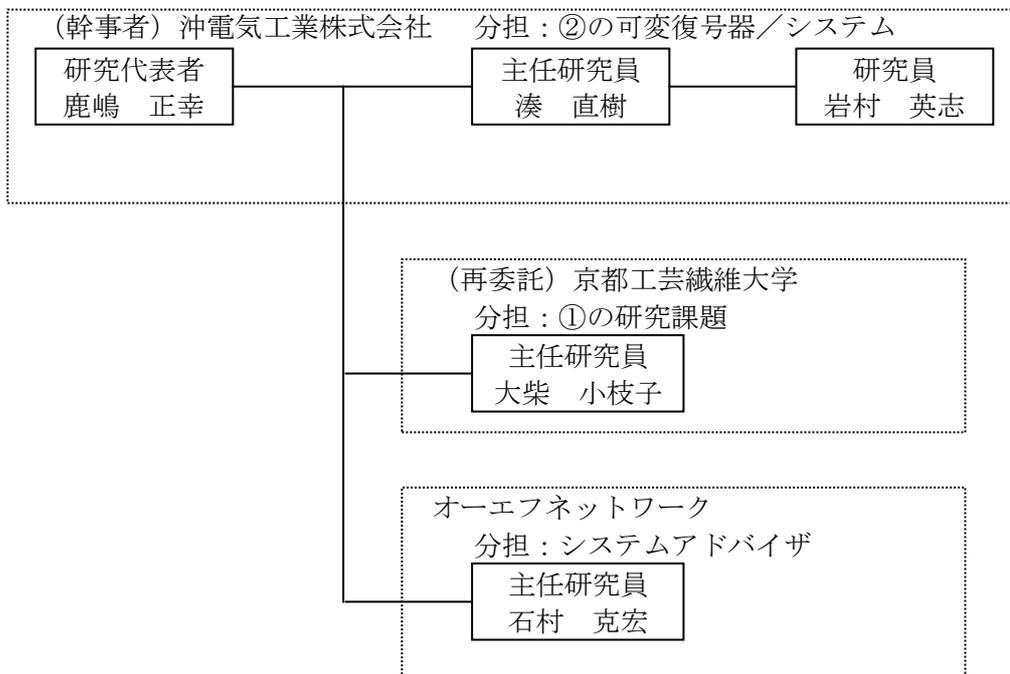
(金額は非公表)

研究開発項目	2004年度	2005年度	2006年度	2007年度	2008年度	計	備考
超高速光マルチメディア配信システムの 研究開発							
① 光サイドバンド変調による光リラベル発生の 研究開発	方式開発・デバイス開発・評価 →						
② 光ラベル処理による OTDM 高速アクセスの研究 開発 【可変符号器の研究】	方式開発・デバイス開発・評価 →						
【光 MUX/DEMUX の研究】		方式開発・デバイス開発・評価 →					
【システム実証】					システム実証 →		
間接経費額 (税込み)							
合 計							

- 注) 1 経費は研究開発項目毎に消費税を含めた額で計上。また、間接経費は直接経費の30%を上限として計上(消費税を含む)。  
 2 備考欄に再委託先機関名を記載  
 3 年度の欄は研究開発期間の当初年度から記載。

### 3 研究開発体制

#### 3-1 研究開発実施体制



## 4 研究開発実施状況

### 4-1 光サイドバンド変調による光ラベル発生の研究開発

#### 4-1-1 緒言

近年、インターネットの普及とその利用サービス料金の低廉化に伴い、日本におけるインターネット利用者数は7700万人を超える。中でもFTTH(Fiber to the Home)サービスの伸びが急増しブロードバンド化が進んでいる。このようなブロードバンドアクセス回線の増加とともにデータトラフィックの伸びは年率200~300%に達している。このため、最近ではインターネットバックボーンにおけるIXでの平均トラフィック処理速度が300Gbpsに達しており、インターネットバックボーンの高度化が要求されている。

その利用方法は、電子メールやホームページの閲覧などから動画や音楽、ソフトウェアのダウンロードなどより高度な利用に拡大している。そのため、トラフィックの内容を見ると大容量な帯域が要求されるP2Pアプリケーションから、リアルタイム性が要求される映像配信やIP電話などが含まれており、ネットワークにはサービスに適応した性能が要求される。この高度化に対する要望は、これからもますます増加していくと考えられ、これを実現する超高速光マルチメディア配信システムの実現は非常に重要である。

超高速光マルチメディア配信システムでは、このようなトラフィックの増加・多様性に対して、フォトニックパケットルーティングを行う。これは、光パケット単位でパケット単位での挿入・引き落とし・経路切り替え(スイッチング)を可能にするもので、ノードでの電気処理を削減し、ノード処理能力の向上が実現できる。本研究項目では、フォトニックパケットルーティングを行うための、光符号処理を用いた光パケット認識・識別方式について検討を行う。さらに、新しく光サイドバンド方式の実現の可能性について検討する。

#### 4-1-2 光符号処理による光パケット認識・識別方式

光符号処理方式は、送信側と受信側で固有の符号を用いることでパケットを認識する方式で、複数のパケットを同一波長帯で送受信できる。このような光パケット方式は、光時間分割多重(Optical Time Division Multiplexing ; OTDM)方式や波長分割多重(Wavelength Division Multiplexing ; WDM)方式と比較して、複雑な通信プロトコルを持たないので、複雑かつ柔軟な通信ネットワークの構築が可能な方式であると考えられる。

光符号処理方式とは、送信側でパケットごとに互いに直交する符号を用いて、信号を光の領域で符号化し多重する方式である。この方式では、符号間の直交性を利用して受信側で符号が一致したパケットのみ復号することができる。本方式の最大の特徴は、符号によって複数の信号を互いに独立させて、同一波長帯で多重することにあるので、本方式には以下のような利点が存在する。

1. 多重する信号のタイミングを考慮する必要がないので、送信者間の同期が不要である。(最終的には、完全非同期システムを考えている。)
2. 符号ごとに異なるサービスをのせることができる。
3. 符号ごとにそれぞれの伝送速度を変えることができるので、1波長に割り当てられた帯域を効率よく利用することができる。
4. 一旦、構築された伝送系においても、本方式には、複雑な通信プロトコルが存在しないので、符号・復号器を送信側と受信側にそれぞれ置くだけで、符号数を増やすことがで

きる。また、同様の理由で、符号・復号器を外すだけで符号数を減らすことができる。

5. 本伝送系では、伝送される信号は符号化された信号であるので、符号が一致しない限り伝送データが盗まれることがなく通信セキュリティが高い。

これらのことから、光符号処理方式を用いた光パケットネットワークは、次世代ブロードバンド・アクセス・ネットワークとして期待されている。

#### 4-1-2 ファイバブラッググレーティングを用いた符号化原理

ファイバブラッググレーティング (FBG) とは、紫外線を用いて光ファイバのコア中に周期的な屈折率変化を書き込み、光フィルタとしての機能を持たせた光ファイバ型デバイスである。図 4-1-2-1 の FBG において回折格子の周期を  $\Lambda$ 、光ファイバの屈折率を  $n$  とした場合、 $\lambda_B = 2n\Lambda$  を満たす波長(ブラッグ波長)で強い反射が生じ、その他の波長では透過する

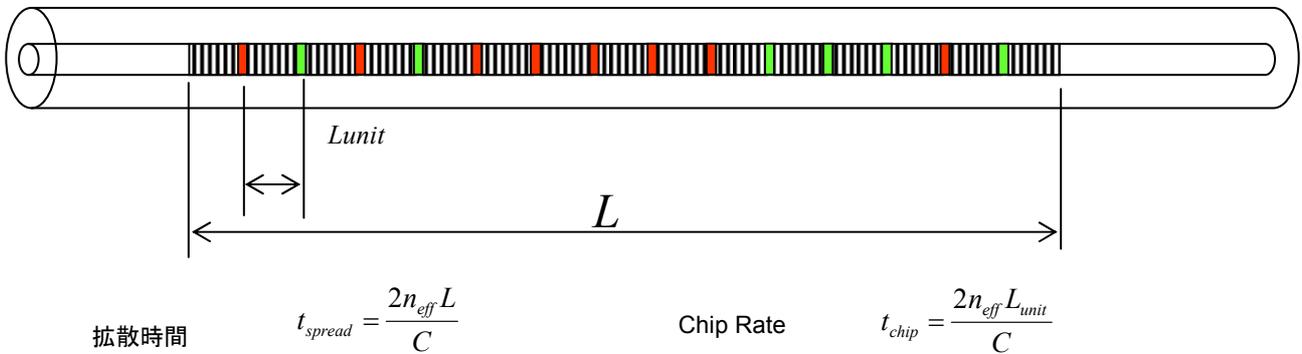
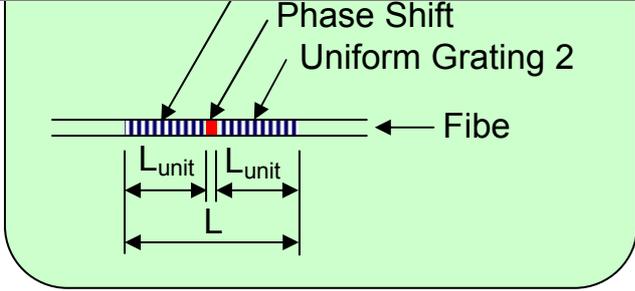


図 4-1-2-1 ファイバブラッググレーティング

従って、複数の単位 FBG で構成される SSFBG 符号・復号器は、回折格子を光ファイバ中に非破壊的に直接形成できることから次のような利点が挙げられる。それらは、複製を精度よく作ることでできる高い再生産性、高コンパクト、低コスト、相関特性の良さ、光ファイバ通信システムで低損失結合が可能であることなどである。<sup>[3]</sup>しかし、SSFBG 符号・復号器を用いた符号処理における特性はまだ明らかではない。特に、位相符号・復号器を用いているため、光源波長と SSFBG 位相符号・復号器の反射中心波長との違いは大きな制限要因の一つと考えられるが、許容される光源波長の精度はまだ知られていない。他にも、光源のパルス幅の許容範囲や多重度についても依然として明らかではない。

図 4-1-2-2 に SSFBG 位相符号・復号器の構造と符号化原理を示した。ここでは、簡単に SSFBG 位相符号・復号器の位相による符号化について説明するため、2つの均一 FBG 間に  $\pi/2$  の位相シフト部を有する位相シフト FBG を示している。この FBG に光パルスが入力した時、前段の FBG と後段の FBG から、それぞれ入力された光パルスが反射され、2つのパルスが生成される。この時、後段の FBG で反射した光パルスは位相シフト部を2度通過しているため、前段の FBG で反射した光パルスより  $\pi$  の位相差が発生する。結果、出力される光パルスの相対的な位相状態は  $(0, \pi)$  であり、これを光パルスが位相で符号化された状態と考える。

位相シフトが1個の場合(符号長が2chipの場合)



Phase Shift : BPSKの場合  
 $0, \pi/2$

$L_{unit}$  : Chip Rateに相当

$$t_{chip} = \frac{2n_{eff}L_{unit}}{C}$$

$L$  : 拡散時間に相当

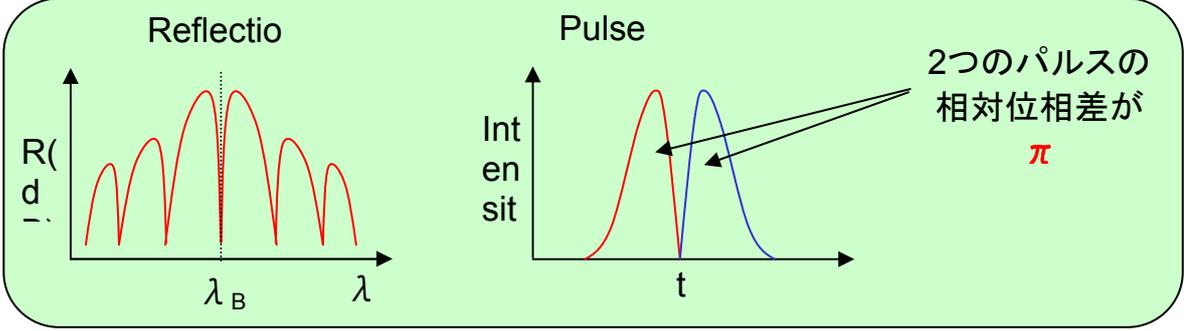
$$t_{spread} = \frac{2n_{eff}L}{C}$$


図 4-1-2-2 SSFBG 位相符号・復号器の構造と符号化原理

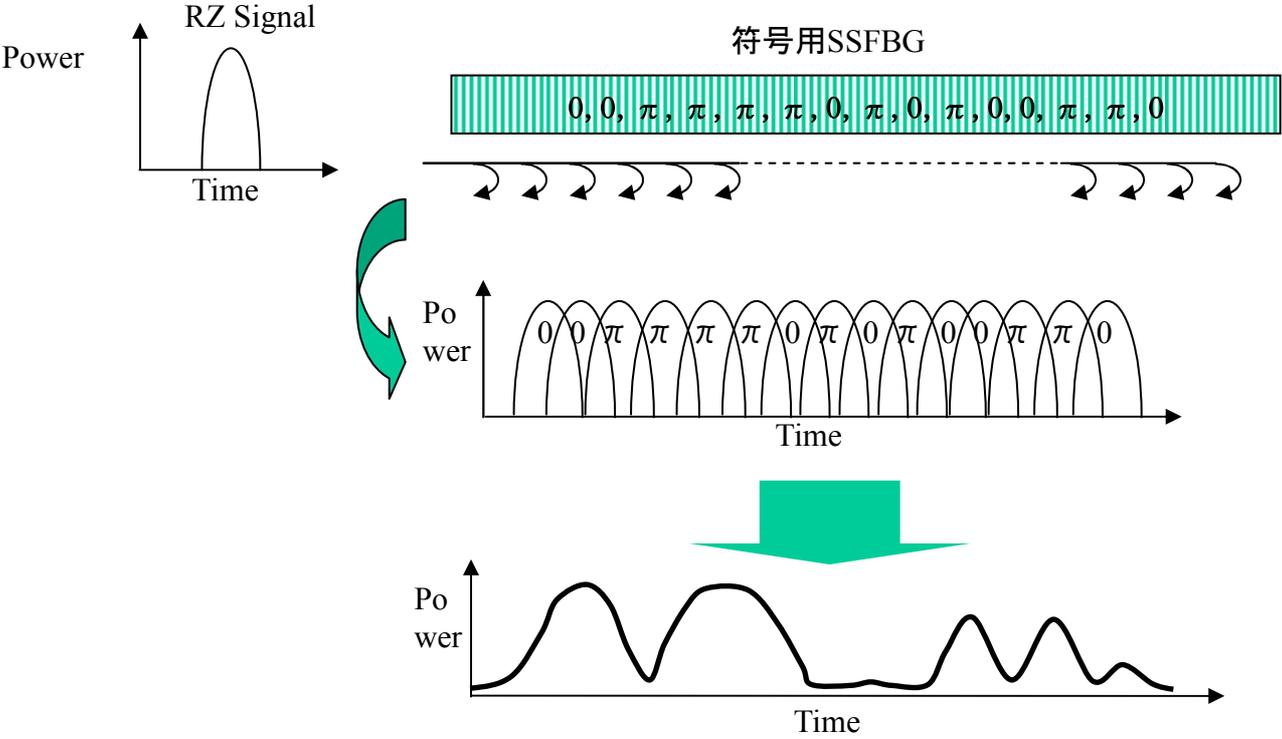


図 4-1-2-3 SSFBG 位相符号・復号器による符号化の概念図

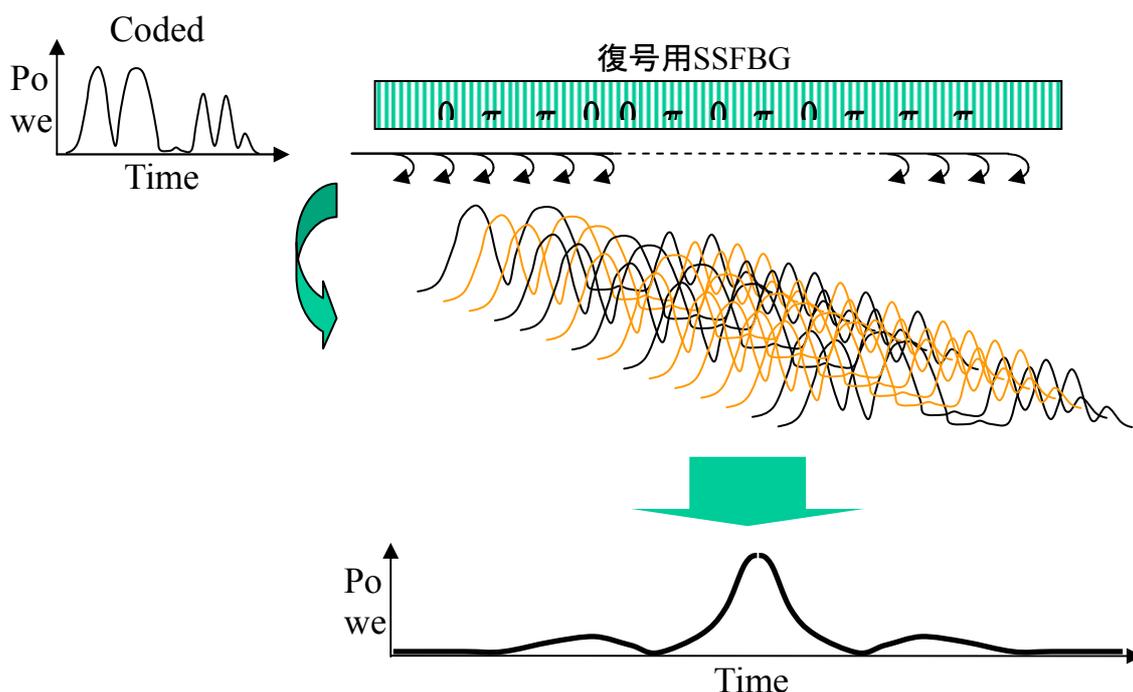


図 4-1-2-4 SSFBG 位相符号・復号器による復号化の概念図

従って、以下のように符号から 7 チップ SSFBG 位相符号・復号器の構造を決定する。適応する符号(プリファード Gold 符号)が

$$\text{Code} = (0, 1, 0, 0, 1, 0, 0)$$

の場合、1 を -1 に、0 を 1 に変換すると、バイポーラコード  $\text{Code}^B$  は次のようになる。

$$\text{Code}^B = (1, -1, 1, 1, -1, 1, 1)$$

さらに、1 を 0 に、-1 を  $\pi$  とし、それぞれのチップに位相を割り当てることで次のような位相符号  $\text{Code}^P$  が生成される。

$$\text{Code}^P = (0, \pi, 0, 0, \pi, 0, 0)$$

SSFBG 位相符号・復号器に単パルスが入力された時、反射されるパルス列の相対的な位相並びが位相符号  $\text{Code}^P$  となるためには、SSFBG 位相符号・復号器内に配置する 6 個の位相シフト並びは、

$$(\pi/2, \pi/2, 0, \pi/2, \pi/2, 0)$$

となる。従って、7 チップの位相符号は 7 個の均一 FBG と最大 6 個の位相シフト部からなる SSFBG 位相符号・復号器で生成することができる。

SSFBG 位相符号・復号器による符号化の概念図を図 4-1-2-3 に示した。まず、SSFBG 位相符号・復号器(符号器)に入力された光パルスは、SSFBG 位相符号・復号器内で伝搬・反射を繰り返して、結果、SSFBG 位相符号・復号器からそれらの反射した複数の光パルスによって光パルス列(符号化パルス列)が形成される。その光パルス列を形成している個々のパルスは、互いに位相が 0 又は  $\pi$  のずれが生じている。

受信側では、送信側の符号化で使用した SSFBG と同一の位相符号器に、送信時の入力した方向とは逆の方向から入力すると、信号が再現される。この復号化の概念図を図 4-1-2-4 に示した。ここで示したように光パルス列の各パルスが、パルス一つ分の時間間隔を置いて SSFBG 位相符号・復号器に入力される。位相差ゼロのパルスが入力されると復号器の位相符号通りのパルス列が生成され、位相差  $\pi$  のパルスが入力されると復号器の位相符号とは位

相 $\pi$ だけずらした光パルス列が生成される。このように生成された光パルスを時間の一致したものの同士、足し合わせることにより信号が再現される。

この再現された波形は、変調されたデータが 010 の場合に出力される奇自己相関波形である。相関波形は複数個存在し、データ信号が 11 又は 00 の場合に出力される偶自己相関波形及び偶相互相関波形、データ信号が 01 又は 10 の場合に出力される奇自己相関波形及び奇相互相関波形が存在する。

次に、送信側で変調されるデータ信号によって、受信側で再現される光パルス波形が異なることを示し、その出力波形と用いた符号との関係について述べる。

ここで、受信側で再現される光パルス波形と符号との関係を示すため、0 と  $\pi$  の位相符号ではなく、 $-1$  と  $+1$  のバイポーラ符号を用いている。よって、位相符号(0,  $\pi$ )は、バイポーラ符号では( $+1$ ,  $-1$ )であることに注意する必要がある。

まず、受信側で出力される光パルス波形と符号との関係について述べる。用いた 2 つのプリファード Gold 符号 Code1, 及び Code2 は次の通りである。

$$\text{Code1} = (0, 1, 0, 0, 1, 0, 0) \quad \text{Code2} = (0, 0, 0, 1, 0, 1, 0)$$

この符号において、 $0 \rightarrow +1$ ,  $1 \rightarrow -1$  で変換すると、バイポーラ符号は

$$\text{Code1}^B = (+1, -1, +1, +1, -1, +1, +1)$$

$$\text{Code2}^B = (+1, +1, +1, -1, +1, -1, +1)$$

となる。そして、位相符号は $+1 \rightarrow 0$ ,  $-1 \rightarrow \pi$  と変換することで得られる。

$$\text{Code1}^P = (0, \pi, 0, 0, \pi, 0, 0) \quad \text{Code2}^P = (0, 0, 0, \pi, 0, \pi, 0)$$

符号・復号化した時の各要素間の演算は、位相符号の場合は足し算になる。これに対して、バイポーラ符号の場合は掛け算となる。

#### 1. 位相符号がゼロ同士の演算

位相符号の場合： $0 + 0 = 0$

バイポーラ符号の場合： $(+1) \times (+1) = +1$

共に、位相差がゼロの光パルスが生成されていることがわかる。

#### 2. 位相符号が $\pi$ 同士の演算

位相符号の場合： $\pi + \pi = 2\pi \rightarrow$ 位相差ゼロを意味する。

バイポーラ符号の場合： $(-1) \times (-1) = +1$

共に、位相差がゼロの光パルスが生成されていることがわかる。

#### 3. 位相符号がゼロと $\pi$ の演算

位相符号の場合： $\pi + 0 = \pi$

バイポーラ符号の場合： $(+1) \times (-1) = -1$

共に、位相差が $\pi$ の光パルスが生成されていることがわかる。

偶自己相関・偶相互相関の演算は、全体のチップ数が N のバイポーラ符号 Code-A と Code-B において、それぞれの k 番目の成分を  $a(k), b(k)$  として

$$\text{Code-A} = (a(1), a(2), \dots, a(k), \dots, a(N))$$

$$\text{Code-B} = (b(1), b(2), \dots, b(k), \dots, b(N))$$

と表すと、

Code-A の偶自己相関は、

$$R_{aa}(i) = \sum_{k=1}^N a(k)a(k+i)$$

となる。i は“ずらしたチップ数”である。ただし、周期 N の符号なので  $N+n=n$  ( $n:0 < n \leq$

Nの整数)となることに注意する。例として、周期 N=7 の時、 $9 = 7 + 2 = 2$  となり、 $a(9) = a(2)$  となる。

Code-A と Code-B の偶相互相関は、

$$R_{ab}(i) = \sum_{k=1}^N a(k)b(k+i)$$

となる。

データ信号が“10”又は“01”の場合に出力される奇相関波形も、偶相関の一部分が無くなったため、相関計算により出力波形を推測することができる。ただし、奇相関波形とは隣り合うデータ信号が異なる場合の波形であるが、通常、無線のスペクトラム通信では、光通信のようにパワーで考えるのではなく、極性を持った電圧で考え、データ信号が 0 の時 +1 を、1 の時 -1 を出力しているため、厳密には無線のスペクトラム通信の参考文献で書かれている奇相関とは異なる。

#### 4-1-3 ファイバブラッググレーティングを用いた光符号化における波長依存特性

SSFBG 位相符号・復号器を用いた光符号化系において、光源波長と SSFBG 反射中心波長が異なると、余分な位相シフトが発生する。SSFBG 位相符号・復号器は、複数の FBG により構成されている。一つの FBG 当たりに生じる位相シフト量を  $\delta$  とすると、この  $\delta$  が符号・復号化されるパルス形成する成分に影響すると考えられる。ここでは、7つの FBG、即ち7チップの SSFBG 位相符号・復号器を用いた場合を示している。

ここでは、プリファードゴールド符号を元に構成された127-chip、160-Gchip/sのSSFBG符号器の構成と等価回路について述べる。

SSFBGは、多点位相シフトFBGで構成される。例として、簡単のために3つのFBGで構成されたSSFBGの概略図を図4-1-3-1に示す。光パルスをこのSSFBGに入射すると、それは Grating 1, 2, 及び3で反射され、3つのパルスが生成される。Grating 2及び3で反射した光パルスは、それぞれ位相シフト部を2度通過するため、これら3つのパルス間での相対的な位相状態は(0,  $\pi$ ,  $\pi$ )である。これが、信号パルスが符号化された状態である。

また、この3chip SSFBGをPower Splitter, 位相シフト, 時間遅延, Power Combinerを用いて等価回路を構成すると図4-1-3-2のようになる。入力パルスを3つのパルスに分割し、それぞれに位相をつけ遅延をかけることにより、3chip SSFBGから出力される符号化パルス列と同様のパルス列を生成することができる。シミュレーションではこの等価回路を用いた。ただし、Gratingの反射特性の波長依存性を考慮している。光源波長 $\lambda$ がSSFBGの反射中心波長 $\lambda_B$ と一致しない時の1 chipあたりの位相シフト変化量 $\delta$ は次式で表される。

$$\delta = 4\pi \frac{L(\lambda - \lambda_B)}{\lambda \lambda_B} \quad (1)$$

ここで、Grating 1chipの長さをLとした。図4-1-3-1で示した3chip SSFBGにSSFBGの反射中心波長 $\lambda_B$ とは異なる光源波長 $\lambda$ の光パルスが入射した場合、3つのパルス間での相対的な位相状態は(0,  $\pi + \delta$ ,  $\pi + 2\delta$ )となる。これを、図4-1-3-2の等価回路における位相シフト部分に取り込み、シミュレーションを行った。実際に実験で用いた127個のGratingで構成されたSSFBGの反射特性を図4-1-3-3に示す。

図4-1-3-4に、FBGを符号器としたコヒーレントOCDMの相関特性を評価する測定系を示す。

波長可変光源と電界吸収型変調器により生成された入力信号は1.25Gbit/sのRZ信号である。そのパルス幅は約28psである。SSFBG符号・復号器の反射中心波長は1549.82nmで、その3dB帯域は約1nmとなっている。(図4-1-3-3参照)

まず、自己相関波形および相互相関波形の測定方法について述べる。送信部では、1.25Gbit/sの繰り返しRZ信号を出力し、擬似ランダムRZ信号は出力していない。図4-1-3-4において、2つの符号器のうち、復号器と符号が一致しない方の伝送路を外し、自己相関波形の測定を行い、自己相関波形のピークをサイドピークで割った値を算出した。この値を、自己相関波形(auto-correlation waveform)内での比ということで、以後Raaと記述する。次に、復号器と符号が一致する符号器の伝送路を外して、相互相関波形の測定を行った。そして、自己相関波形のピークを相互相関波形のピークで割った値を算出した。この値を、自己相関波形(auto-correlation waveform)と相互相関波形(cross-correlation waveform)の比ということで、以後Racと記述する。RaaとRacは大きければ大きいほど、自己相関波形のピークが大きく、自己相関波形のサイドピーク又は相互相関波形のピークが小さいことを意味するので、1と0信号の判定が容易になると考えられる。

次に、アイパターンの測定方法について述べる。送信部では、1.25Gbit/sの擬似ランダムRZ信号を出力している。ここでは、2種類の符号で符号化された信号を多重し、それらの強度を1対1になるように調整する。このようにして合わせた信号を1つの復号器に入力して、その出力信号の受光強度を光減衰器によって-18dBmにした状態にした後、オシロスコープにより再現された信号のアイパターンを測定した。このアイパターンからQ値を算出した。

シミュレーションでは、送信部で1.25Gbit/sのRZ信号を直接発生させ、以下の光源のパルス幅で測定を行った。それらは、RZ信号が実験と同様の電界吸収型変調器によって生成される場合を想定したパルス幅28ps、モードロックレーザ(Mode Locked Laser Diode ; MLLD)によって生成される場合を想定したパルス幅8ps、符号・復号器の1チップ当たりの拡散時間と一致させた場合のパルス幅6.30ps、そして1チップ当たりの拡散時間より小さい場合のパルス幅3psである。

光源波長とSSFBGの反射中心波長がずれ、位相シフトに変化が生じた時、復号器から出力される波形に含まれる位相シフト変化量の構成図を図4-1-3-5に示す。簡単のため、図4-1-3-5では7chipのGratingで構成されたSSFBGを用いた伝送系に3つのパルスが入力した時を考えている。まず、パルスはSSFBG符号器に入射され、7つのパルスに時間拡散される。このとき各パルスが持つ位相シフト変化量の成分は、出力される時間の早い方から(0,  $\delta$ ,  $2\delta$ ,  $3\delta$ , ...,  $6\delta$ )となる。さらに、これがSSFBG復号器に入力されると7つのパルスのそれぞれがさらに7つに時間拡散され合計49個のパルスが生成される。そして、これらのパルスのうち時間が一致したものが互いに足し合わされ出力波形となる。この時、図4-1-3-5に示しているように、伝送系に入力した3つのパルスのうち両サイドのパルスから生成される成分も出力波形の形成に影響を与えている。そして、原理的に、符号・復号器の符号が一致し、自己相関波形が生成された時、最大値を出力するのは位相シフト変化量が $6\delta$ となるパルスを足し合わせた点である。

RaaとRacに与える波長依存性を考える。まず、Raaについて述べると、Raaは自己相関波形のピークをサイドピークで割った値である。ここで、自己相関波形のピークを構成する7つのパルスそれぞれの位相シフト変化量は全て $6\delta$ である。従って、互いの位相状態は変わらないので、光源波長とSSFBG反射中心波長のずれによって位相シフトに変化が生じて自己相関波形のピーク値は変動しないと考えられる。それに対して、サイドピークを構成する7つのパルスの位相シフト変化量は、隣り合うA及びCのパルス成分が影響するため、いずれの列

においても7つ全てが一致することはない。従って、光源波長とSSFBG反射中心波長のずれが生じると、互いの位相状態の異なるパルス同士が足し合わされるので、サイドピークの値が変化すると推測される。従って、光源波長がSSFBG反射中心波長と異なった時、サイドピークが変動し、 $R_{aa}$ が変化すると考えられる。また、 $R_{ac}$ について述べると、 $R_{ac}$ は自己相関波形のピークを相互相関波形のピークで割った値である。自己相関波形のピークは、 $R_{aa}$ のところで述べたように光源波長がSSFBGの反射中心波長からずれても大きな変化は生じない。それに対して、相互相関波形のピークは、位相シフト変化量が $6\delta$ で一致した7つのパルスの足し合わせにより構成される点で決まるとは限らないため、光源波長がSSFBGの反射中心波長と異なると、値は変動すると推測される。そしてそれに伴い $R_{ac}$ が変化すると考えられる。

次に、 $Q$ 値に与える波長依存性について考える。 $Q$ 値は、自己相関波形と相互相関波形が合わさった信号のアイパターンから算出される。 $Q$ 値の算出方法は、以下の式で示される。

$$Q \text{ 値} = \frac{P_1 - P_0}{P_{\text{Noise}}} \quad (2)$$

1及び0信号の強度をそれぞれ $P_1$ 、 $P_0$ とし、ノイズを $P_{\text{Noise}}$ とした。1及び0信号の強度 $P_1$ 及び $P_0$ は、自己相関波形のピーク値で決まるため、 $R_{aa}$ 及び $R_{ac}$ の波長依存性のところで述べたように、光源波長とSSFBG反射中心波長が異なっても、値は変動しないと推測される。これに対し、ノイズは、受信側で再現されなかった信号、即ち、相互相関波形に強く影響されると考えることができる。従って、光源波長とSSFBG反射中心波長との間にずれが生じた時、相互相関波形が変動するため、 $Q$ 値が変動すると考えられる。これは、 $R_{ac}$ が変化する要因と同じであるため、 $Q$ 値は $R_{ac}$ との関係が密接であることがわかる。

ここで、注意しなければならないことがある。アイパターンは、送信部で擬似ランダム信号を入力することによって得られる波形である。従って、アイパターンから算出される $Q$ 値は、図4-1-3-5でパルスBに隣り合うパルスA及びCの成分を除いた波形に影響される。(以後、この波形を、厳密には無線のCDMAでの定義とは異なるが、奇相関波形と記述する。[5]) しかし、このとき、図4-1-3-5からもわかるが、各列で足し合わされるパルスの個数は7つではないが、互いの位相状態は同じであるため、光源波長とSSFBG反射中心波長にずれが生じても奇相関波形の変化はないと考えられ、 $Q$ 値の波長依存性に与える影響は小さいと推測される。ただし、 $R_{ac}$ には奇相関波形の影響は存在しないことから、 $R_{ac}$ と $Q$ 値の波長依存性の傾向に違いは生じると考えられる。

ここでは、電界吸収型変調器により生成される、光源のパルス幅が28psの時の実験とシミュレーション結果を示し、考察する。その後、MLLDによって生成された場合を想定したパルス幅8ps、符号・復号器の1チップ当たりの拡散時間と一致したパルス幅6.30ps、1チップ当たりの拡散時間より小さいパルス幅3psの時のシミュレーション結果を示し、その時の実験結果を確認する。

また(1)式から、光源の波長 $\lambda$ を変化させて波長依存性を測定した時、SSFBG反射中心波長 $\lambda_0$ を軸にして、1チップ当たりの位相変化量 $\delta$ の絶対値は対称である。そして、2つのパルスの干渉を考えた場合に、1つのパルスに対して干渉する相手の位相(範囲： $-\pi \sim \pi$ )が正・負に関わらず、その絶対値さえ同じであれば干渉後の合わさったパルスの強度は変わらない。従って、原理的には $R_{aa}$ 、 $R_{ac}$ 、及び $Q$ 値の波長依存性は $\lambda_0$ に対して左右対称のグラフを描くと考えられる。

まず、 $R_{aa}$ 及び $R_{ac}$ の波長依存性について述べる。図4-1-3-6と図4-1-3-7に、 $R_{aa}$ と $R_{ac}$ についての実験結果とシミュレーション結果を示した。ただし、 $R_{aa}$ 及び $R_{ac}$ は、光源波長と反射

中心波長が一致した時の値で規格化しており、デシベル(dB)で表記している。図4-1-3-6と図4-1-3-7に共通することとして、**Raa**及び**Rac**は光源波長がSSFBGの反射中心波長と一致した点、即ち、反射中心波長からのシフト量がゼロの点と異なっても劇的に変化せず、反射中心波長から±0.5nm以内の範囲に存在する時は、反射中心波長と一致した時の**Raa**及び**Rac**の値から2dB以上減衰は存在しない。従って、光源波長がSSFBG反射中心波長から±0.5nm以内にある場合、光源波長とSSFBG反射中心波長とのずれから生じる位相シフト変化量 $\delta$ の影響は、**Raa**及び**Rac**に関する伝送特性に決定的な伝送劣化を与えることはないと考えられる。また、実験結果(図4-1-3-6)とシミュレーション結果(図4-1-3-7)を比較すると、シミュレーション結果は、実験結果とグラフの形状は異なるものの、類似した変化をしており、上述した共通点をもつことから実験を支持する結果を得ていると推測することができる。

次に、**Q**値の波長依存性について述べる。実験結果及びシミュレーション結果を、図4-1-3-8と図4-1-3-9にそれぞれ示す。実験結果とシミュレーション結果で一致する結果について述べると、**Raa**及び**Rac**と同様に、光源波長がSSFBGの反射中心波長から±0.5nmの範囲にある場合、劇的な減衰は見られなかった。実験結果(図4-1-3-8)では、光源波長がSSFBGの反射中心波長と一致している時、即ち、反射中心波長からのシフト量がゼロの時の**Q**値に比べて小さくなることはなかった。このことから、光源波長がSSFBG反射中心波長から±0.5nm以内にある場合、光源波長とSSFBG反射中心波長とのずれから生じる位相シフト変化量 $\delta$ の影響は、**Q**値に関する伝送特性においても決定的な伝送劣化を与えることはないと考えられる。また、シミュレーション結果(図4-1-3-9)は、実験結果(図4-1-3-8)と比較して、0信号レベルの違いから値に違いが生じているが、類似の形状を示しており、実験結果を支持する結果であると考えられる。また、実験結果は、シミュレーション結果をSSFBG反射中心波長からのシフト量がゼロの線を中心に左右に広げたグラフになっていることから、実際の1チップ当たりの位相シフト変化量 $\delta$ は式(1)で示した位相シフト変化量 $\delta$ よりも小さいと推測される。

今度は、MLLDによって生成された場合を想定したパルス幅8ps、符号・復号器の1チップ当たりの拡散時間と一致した場合のパルス幅6.30ps、1チップ当たりの拡散時間より小さい場合のパルス幅3psの時の、シミュレーション解析のみ行った。結果、それらの**Raa**、**Rac**、及び**Q**値の波長依存性は、値に違いは生じているものの、ほぼ同じ傾向を示した。

**Raa**と**Rac**について述べる。**Raa**と**Rac**の波長依存性を図4-1-3-10及び図4-1-3-11に示す。パルス幅が28psの場合と同様に、光源波長とSSFBG反射中心波長が一致した時の**Raa**と**Rac**で規格化し、デシベル(dB)で表示している。図4-1-3-10において、光源波長がSSFBG反射中心波長から±0.6nm以内存在する時、**Raa**は光源波長とSSFBGの反射中心波長が一致したそれらの値に比べて大きく、さらに図4-1-3-11における**Rac**については、光源波長がSSFBG反射中心波長から±0.8nm以内において、同様の解析結果が得られた。これにより、**Raa**及び**Rac**に関する伝送特性は、上記した範囲内では、光源波長とSSFBG反射中心波長のずれにより生じる位相シフト変化量の影響は極端な伝送劣化を起こさないと考えられる。これらの結果は、具体的な数値は違うものの、パルス幅が28psの時のシミュレーション結果(図4-1-3-7)と同様の結果を示しており、光源のパルス幅が3、6.30、8psの場合も、**Raa**及び**Rac**は定性的に同じ結果が得られると考えられる。従って、光源のパルス幅が3、6.30、8psの時も、光源波長がSSFBG反射中心波長からある一定の範囲内にある場合、**Raa**及び**Rac**は、光源波長とSSFBG反射中心波長と一致したそれらの値に比べて、劇的に減衰することなく、極端な伝送劣化を引き起こすことはないと予測することができる。

次に、**Q**値について述べる。**Q**値の波長依存性を図12に示す。図4-1-3-12において、光源波長がSSFBG反射中心波長から±0.8nm以内にある場合、光源波長がSSFBG反射中心波長と一致

した時のQ値より大きく、光源波長とSSFBG反射中心波長とのずれにより生じる位相シフト変化量の影響は小さいと考えられる。これも、Raa及びRacと同様のことを述べることができ、光源のパルス幅が28psの場合のシミュレーション結果(図4-1-3-9)と、具体的な数値は変わるものの、定性的に同じ結果を示している。結果、光源のパルス幅が3, 6.30, 8psの時の実験結果も、28psの時の実験結果から推定することができ、光源波長がSSFBG反射中心波長からずれても、ある一定の範囲にある場合には、これが決定的な伝送劣化を引き起こすことはないと考えられる。

今回、シミュレーション解析及び実験により、プリファードゴールド符号を元に構成された127--chip, 160--Gchip/sのSSFBG位相符号・復号器を用いた光符号処理系での波長依存性をRaaとRac, そしてQ値により検討した。結果、光源のパルス幅が28psの時、光源波長がSSFBG反射中心波長から±0.5nm以内にある場合、Raa, Rac, そしてQ値は、光源波長と反射中心波長が一致したそれらの値に比べて、RaaとRacでは2dB以上減衰することはない、Q値に関しては減衰することはない。よって、光源波長の精度を1nmの範囲で合わせればよく、DWDM伝送系の光源波長の精度(0.08nm)と比較すると、はるかに容易であることがわかった。また、シミュレーションにおけるパルス幅3, 6.30, 8psと28psの場合における結果の比較から、光源のパルス幅が3, 6.30, 8psの時も、光源波長がSSFBG反射中心波長からある一定の範囲にある場合には、それが極端な伝送劣化を引き起こすことはないと推測することができる。

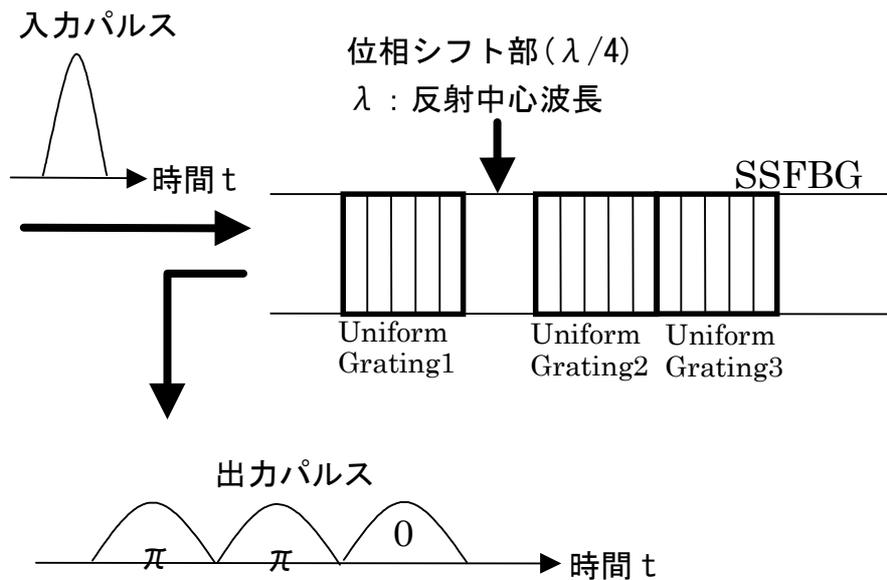


図 4-1-3-1 SSFBG の構成図  
 Fig.1 Block diagram of SSFBG

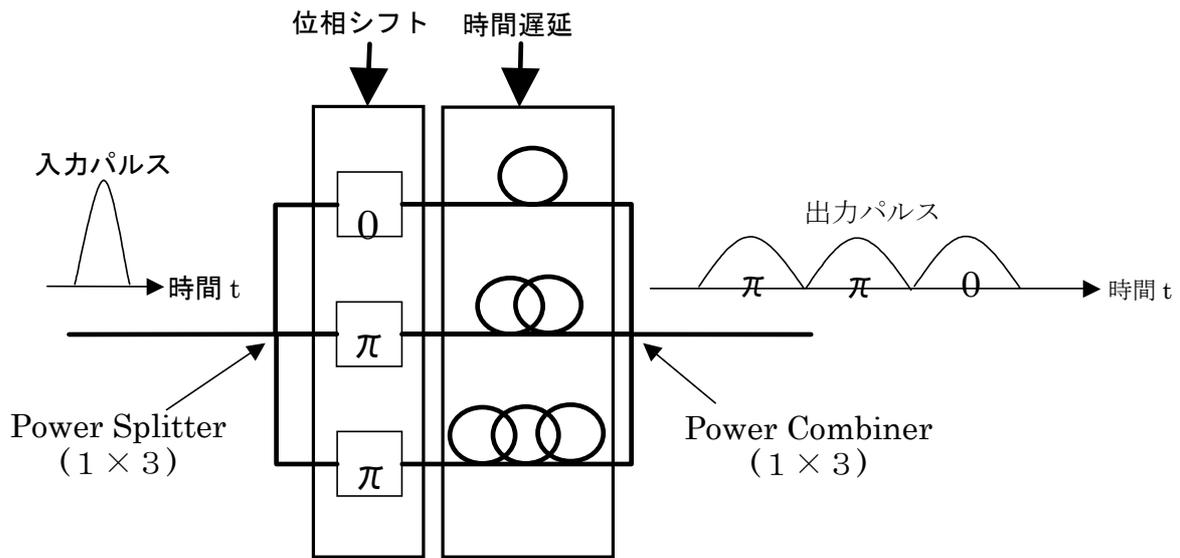


図 4-1-3-2 3 chip SSFBG の等価回路  
 Fig.2 Equivalent circuit of 3-chip SSFBG

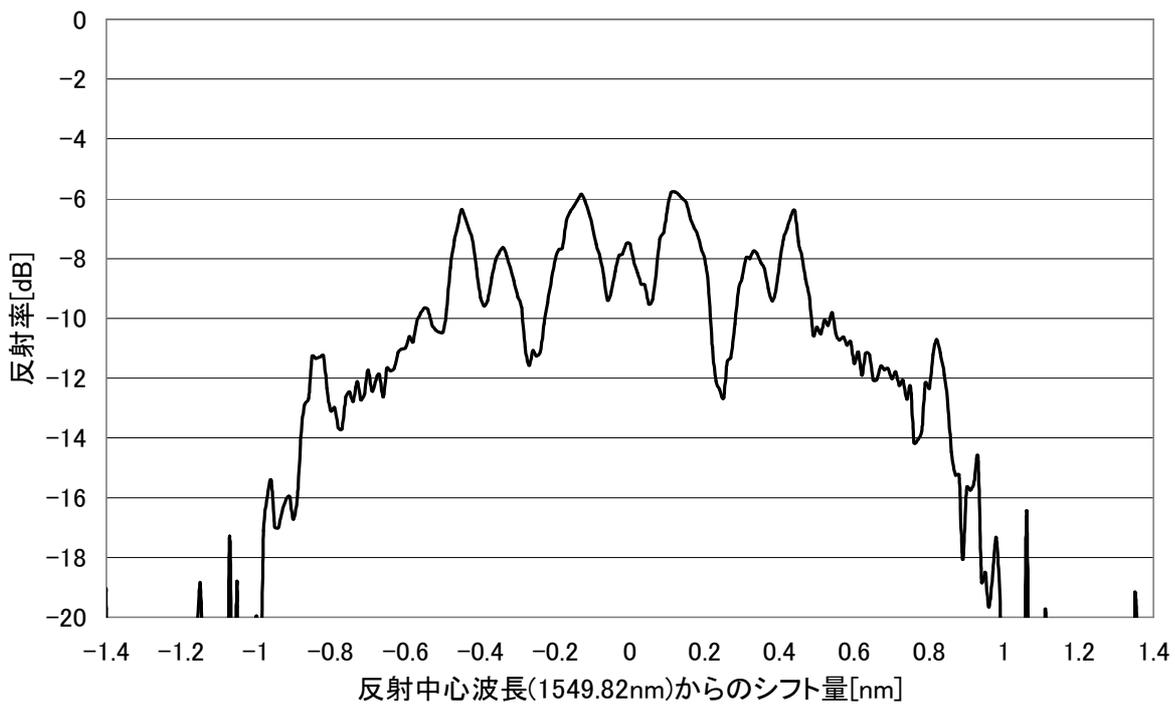


図 4-1-3-3 実験で用いた SSFBG の反射特性  
 Fig.3 Reflection property of SSFBG used in experiment

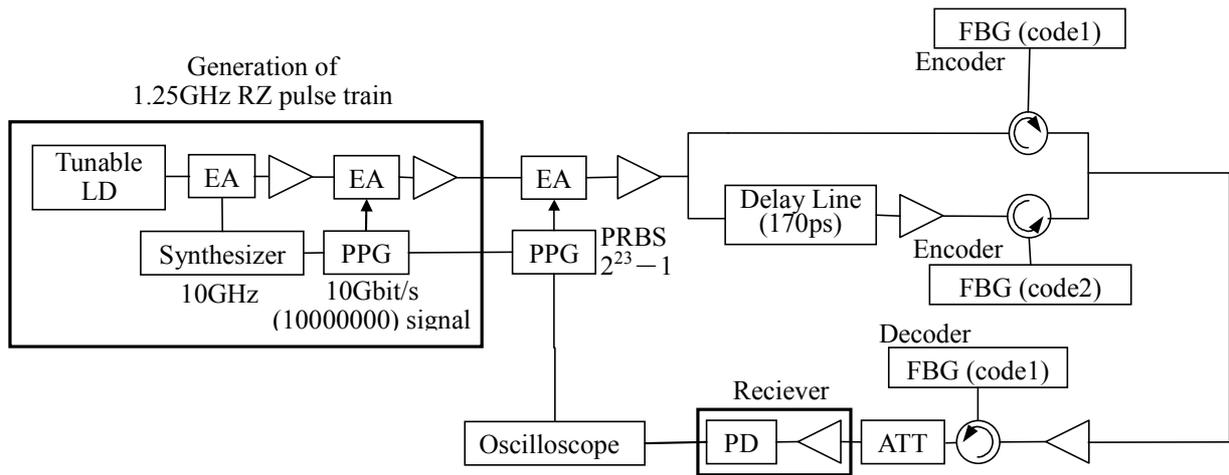


図 4-1-3-4 実験及びシミュレーションで用いた測定系  
 Fig.4 Block diagram for experiment and simulation measurement

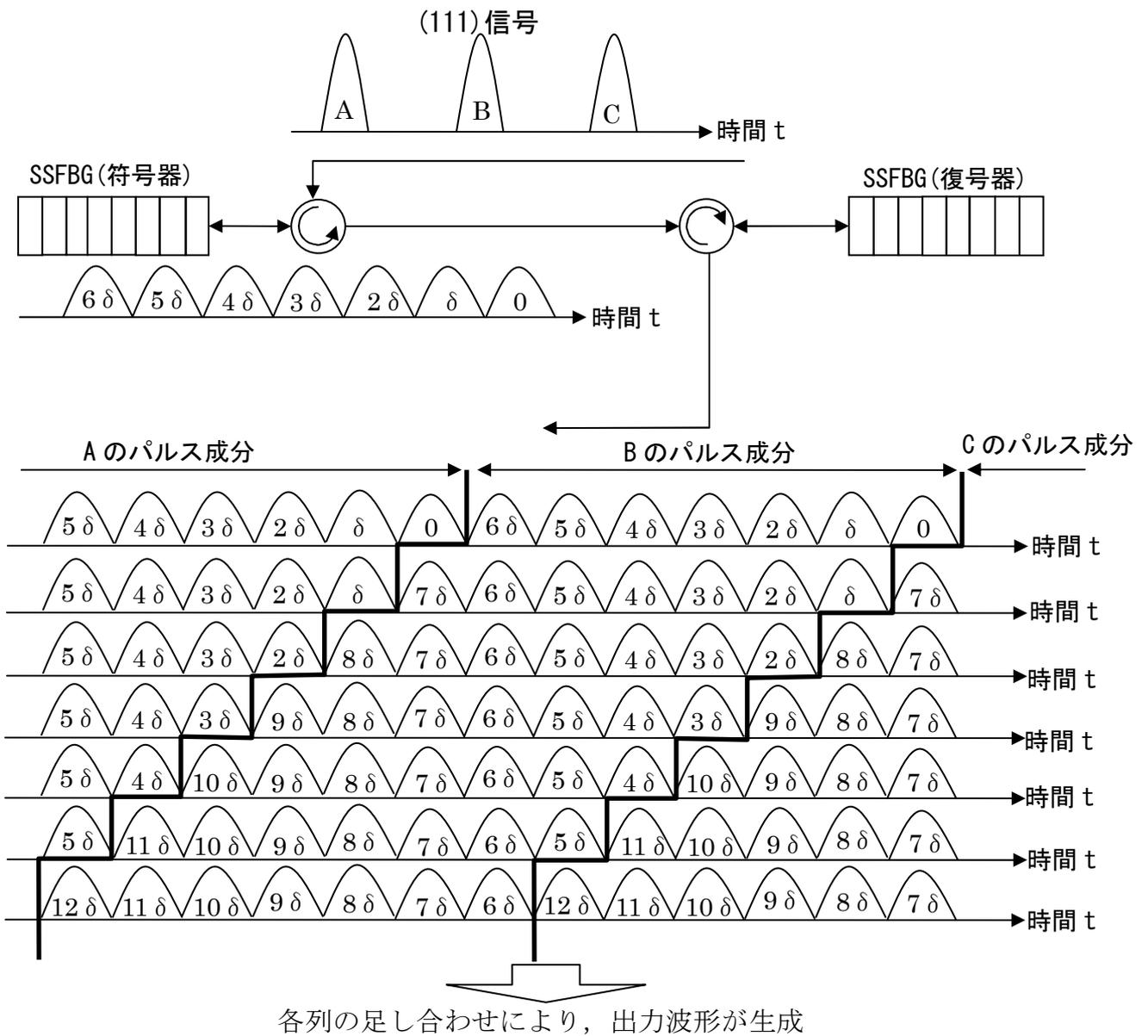


図 4-1-3-5 生成パルスに含まれる位相シフト変化量  
 Fig.5 Phase shift included in generated puls

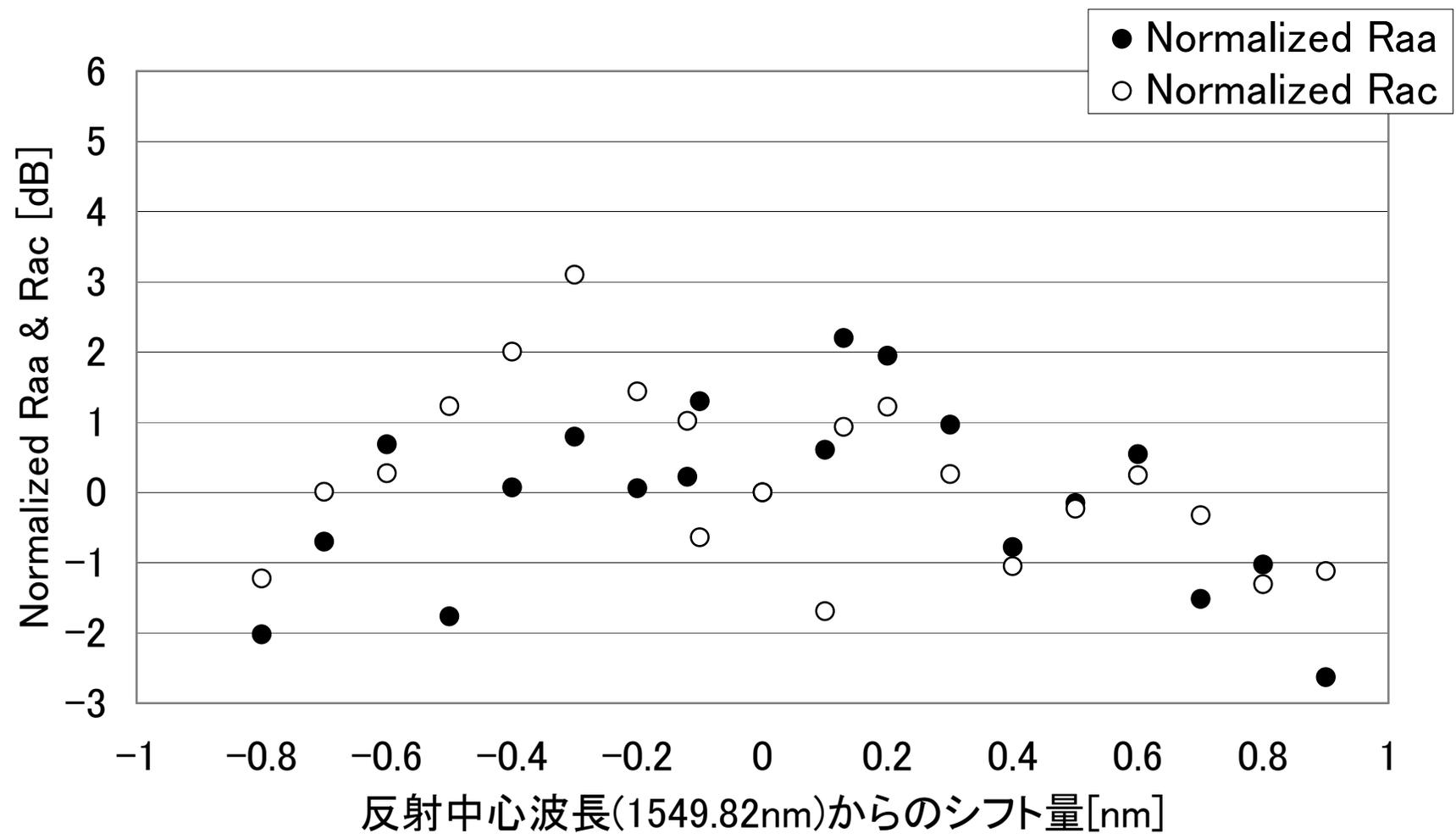


図 4-1-3-6 実測した Raa & Rac (光源のパルス幅 : 28ps)

Fig.6 Raa & Rac measured in experiment (Light source optical pulse width : 28ps)

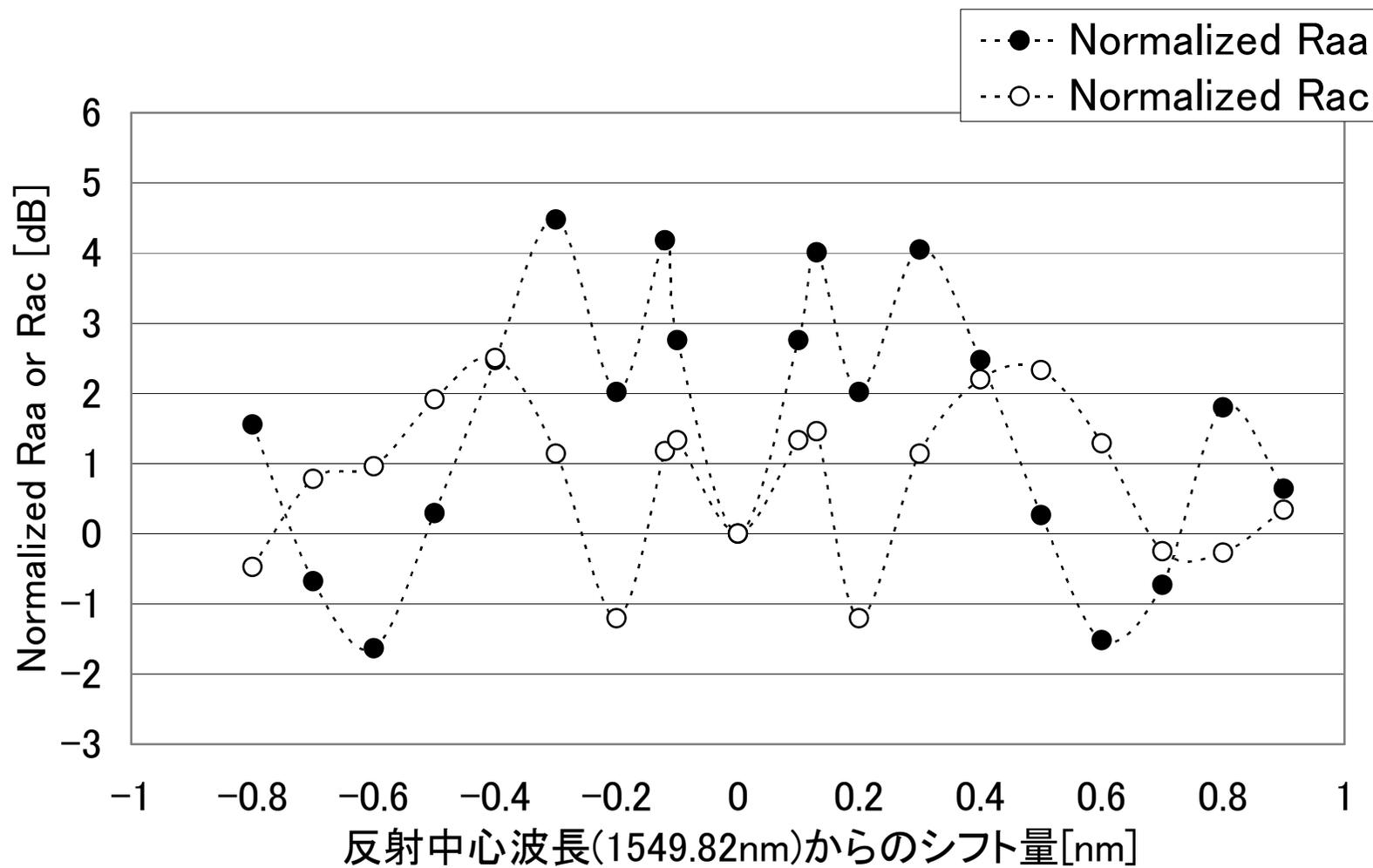


図 4-1-3-7 シミュレーションで測定した Raa & Rac (光源のパルス幅 : 28ps)

Fig.7 Raa & Rac measured by simulation (optical pulse width: 28ps)

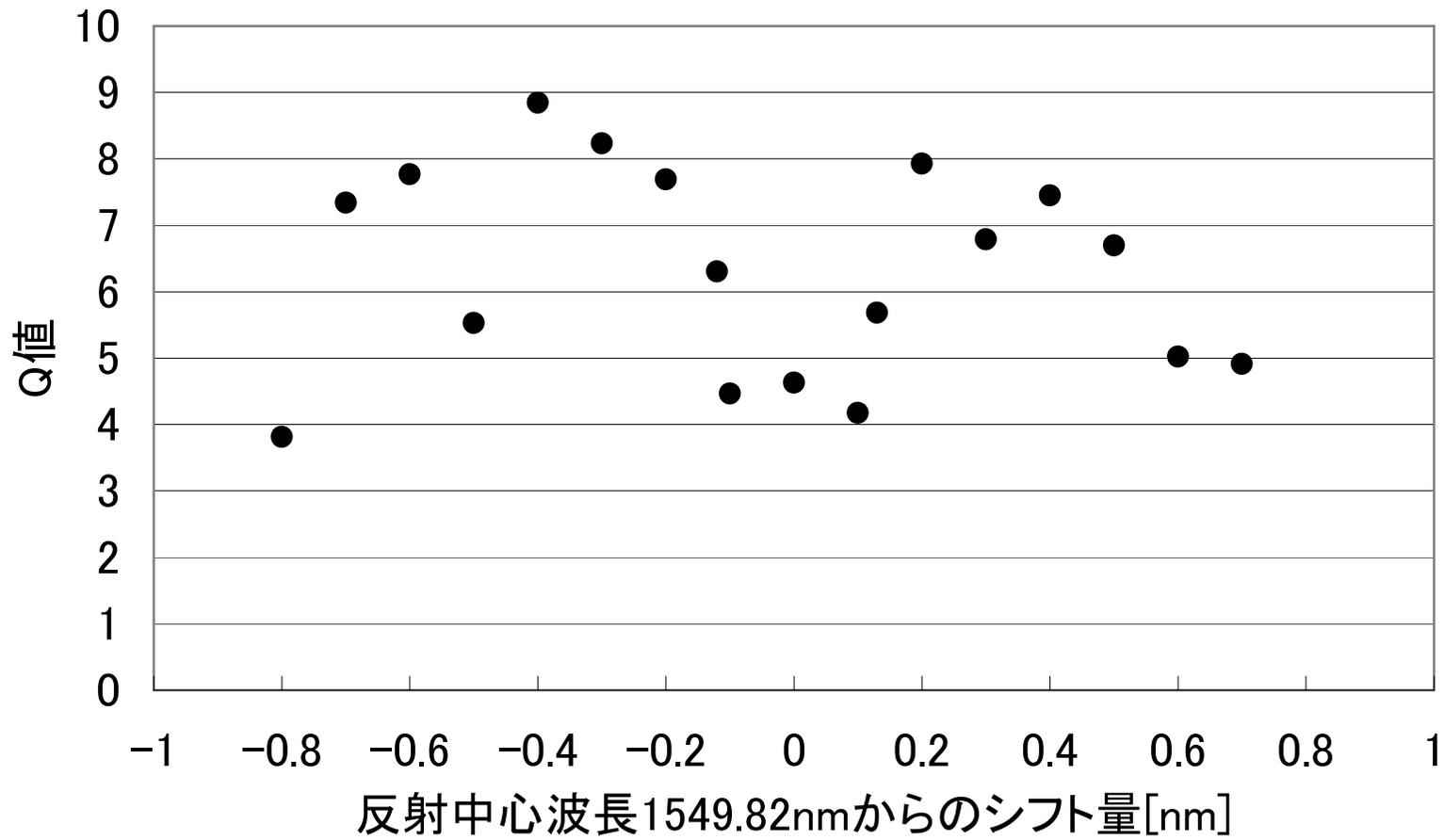


図 4-1-3-8 実測した Q 値(光源のパルス幅 : 28ps)

Fig.8 Q-factor measured in experiment (Light source optical pulse width: 28ps)

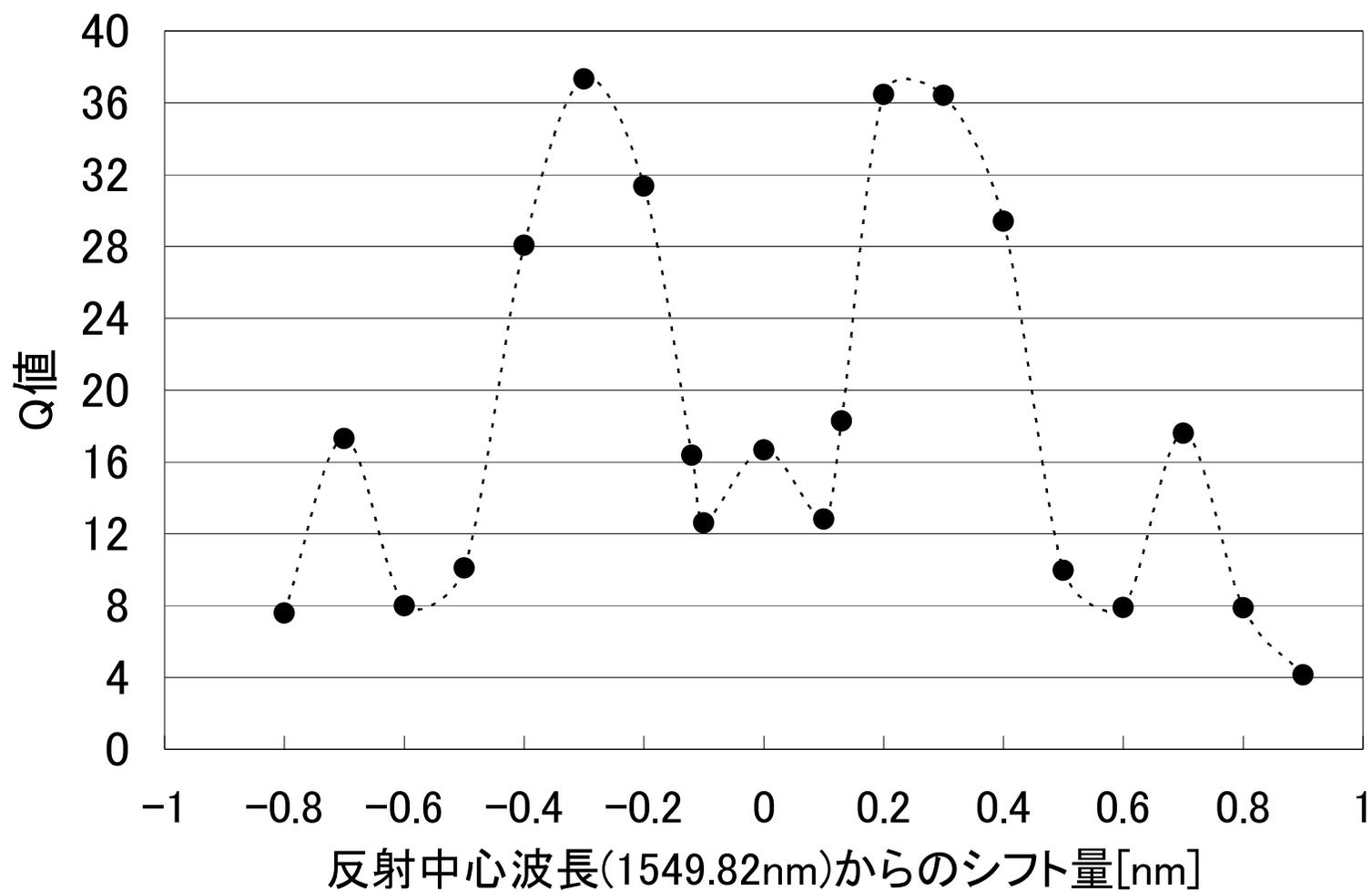


図 4-1-3-9 シミュレーションで測定した Q 値(光源のパルス幅 : 28ps)

Fig.9 Q-factor measured by simulation (Light source optical pulse width: 28ps)

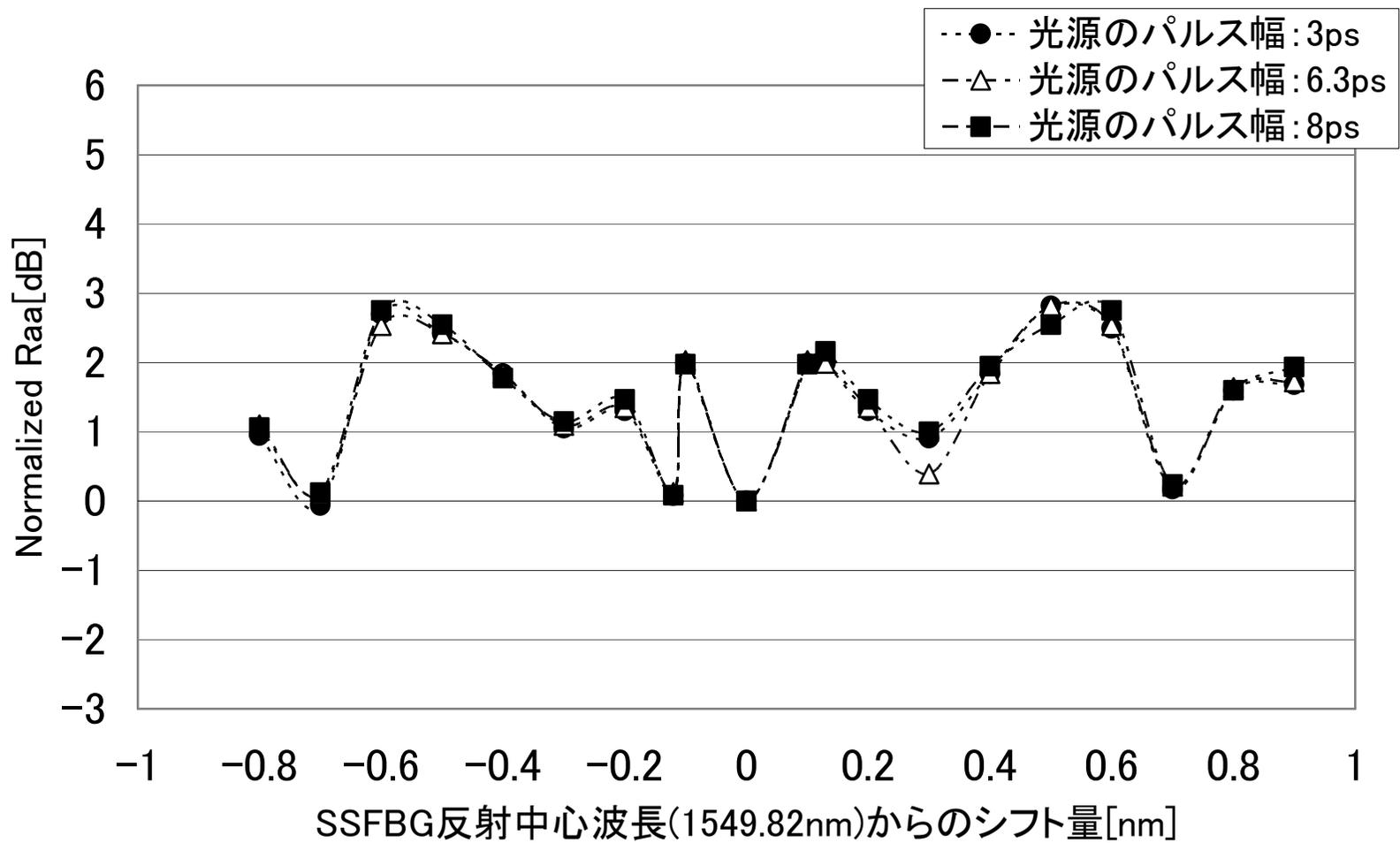


図 4-1-3-10 シミュレーションで測定した Raa

Fig.10 Raa measured by simulation

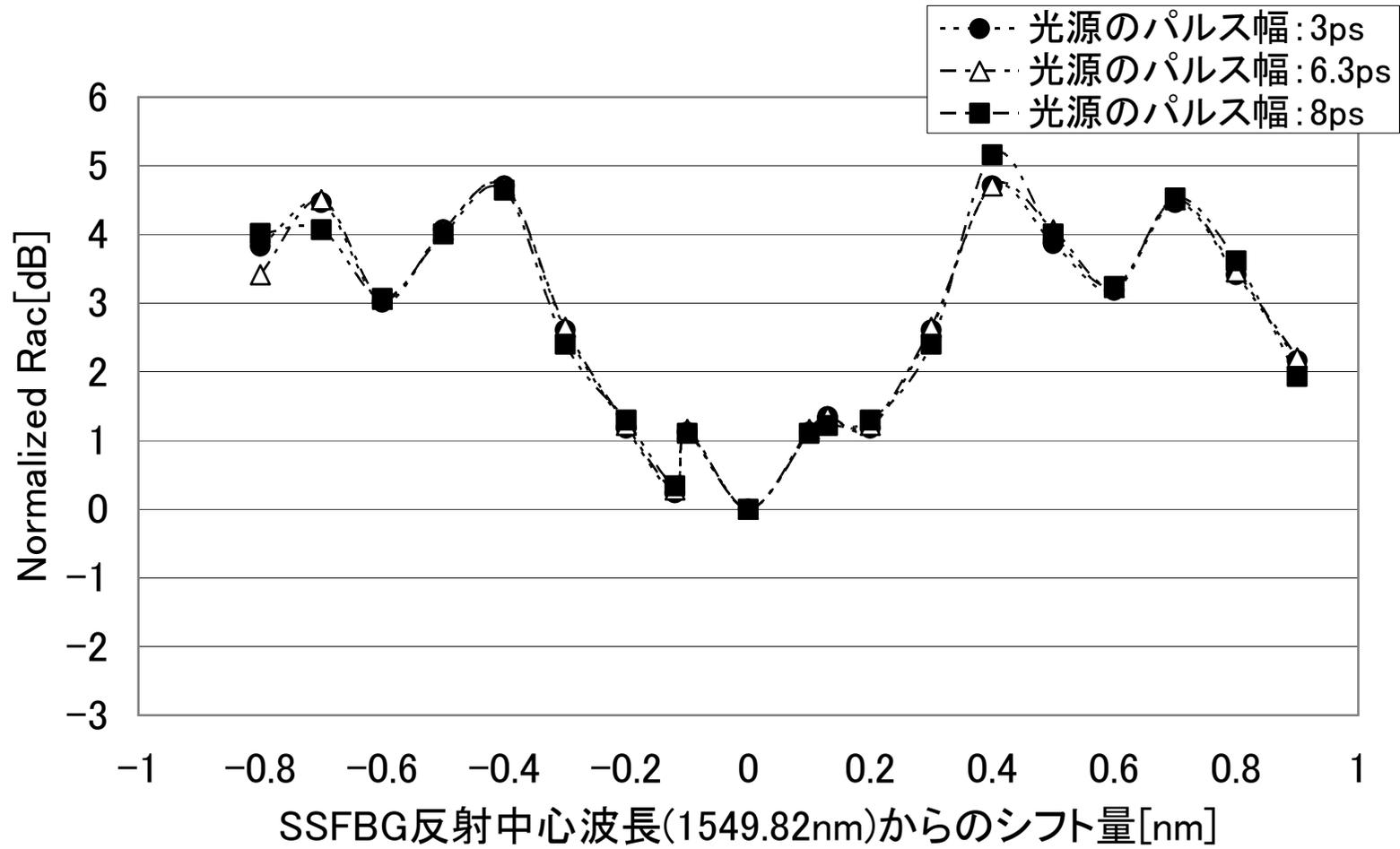


図 4-1-3-11 シミュレーションで測定した Rac

Fig.11 Rac measured by simulation

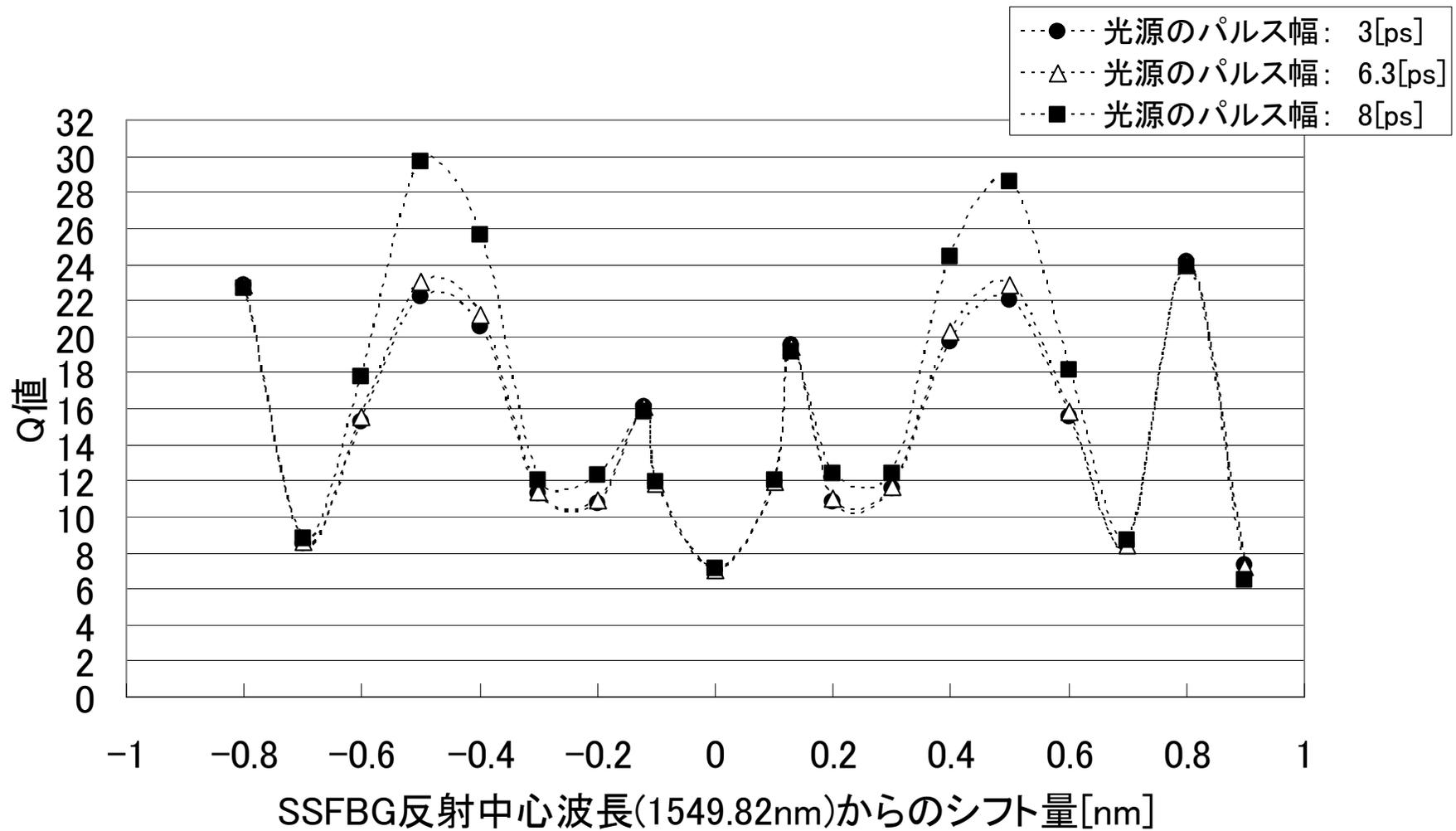


図 4-1-3-12 シミュレーションで測定した Q 値(光源のパルス幅 : 8ps)

Fig.12 Q-factor measured by simulation (Light source optical pulse width: 8ps)

#### 4-1-4 光サイドバンド変調による符号発生

時空間の信号処理を利用する光サイドバンド変調による符号発生の検討を行う。具体的には、モードロックレーザによって発生した高速の光パルスを用いて、複数のサブFBG (ファイバブラッググレーティング) などの光波長選択手段を用いてラベル処理を行う。これによって複数の縦モードから構成されるモードロックレーザからの信号パルスはスペクトル分割され、位相変調および時間遅延によって光ラベルが付与された信号となる。所望の光ラベルが付与されたパケットを光領域において認識することで、パケットを選択的に処理することが可能となる。

今回、モードロックレーザ (MLLD) を光源とし、縦モードを符号パターンに合わせて分割し、時間拡散を行って光符号化を行う方式を提案し、復号後の自己相関波形と相互相関波形の実験比較を行なった。

図 4-1-4-1 に実験系を示す。光源には、40GHz の繰り返し周期の MLLD を用い、FBG 符号器で符号・復号して、コミュニケーションアナライザにより自己相関波形と相互相関波形を観測した。

図 4-1-4-2 に MLLD の出力の時間波形とスペクトルを示す。光パルスの半値幅は約 3ps で、スペクトル幅は約 1nm、中心の縦モードの波長は 1551.2nm である。これを、中心波長が 0.4nm 間隔の (1550.8、1551.2、1551.6、1552nm) 4 つのユニット FBG から構成される時間拡散波長ホップ用 FBG 符号器で拡散した。ユニット FBG のフィルタ半値幅は約 0.3nm である。図 4-1-4-3 に試作した FBG 符号器のスペクトルを示す。

図 4-1-4-4 に符号・復号化後の自己相関波形と相互相関波形を示す。自己相関波形では、MLLD の縦モードをフィルタで切り取り、時間遅延処理を行っているにもかかわらず、良好なパルス波形が得られた。このときのパルス幅は、約 4.4ps であり、スペクトル幅は約 0.7nm であった。また、相互相関波形は、ノイズ状態となり信号が再生されないことがわかった。

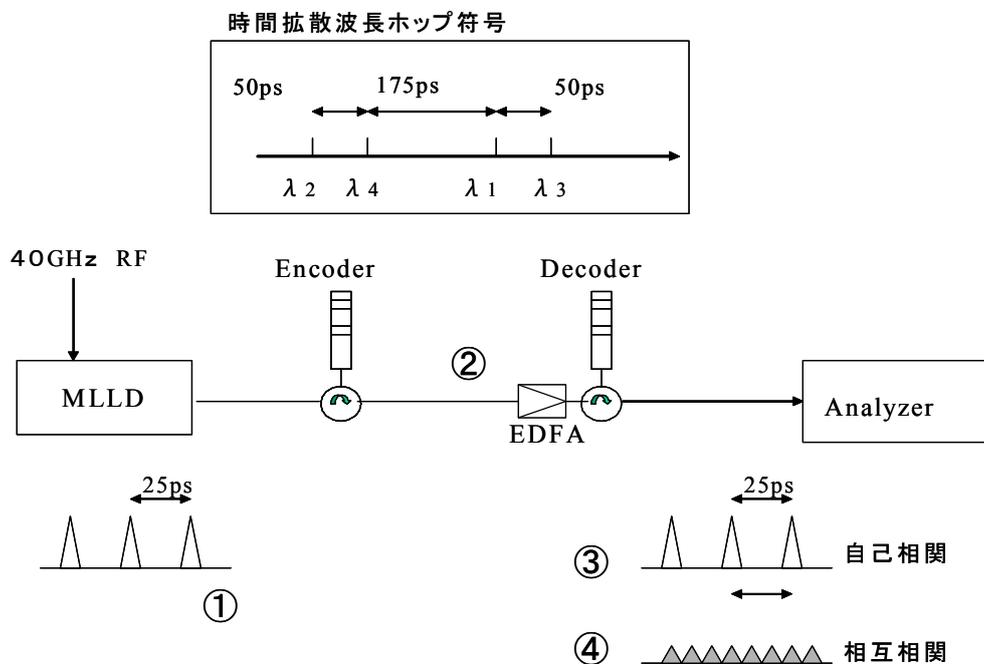


図 4-1-4-1 実験系

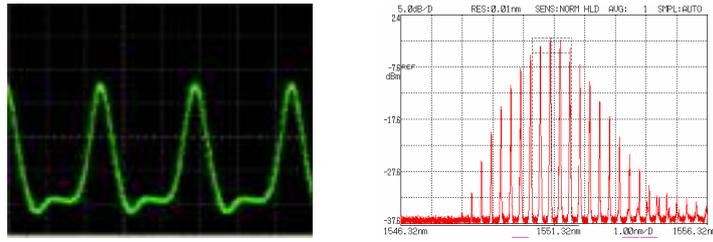


図 4-1-4-2 MMLD の出力の時間波形とスペクトル波形

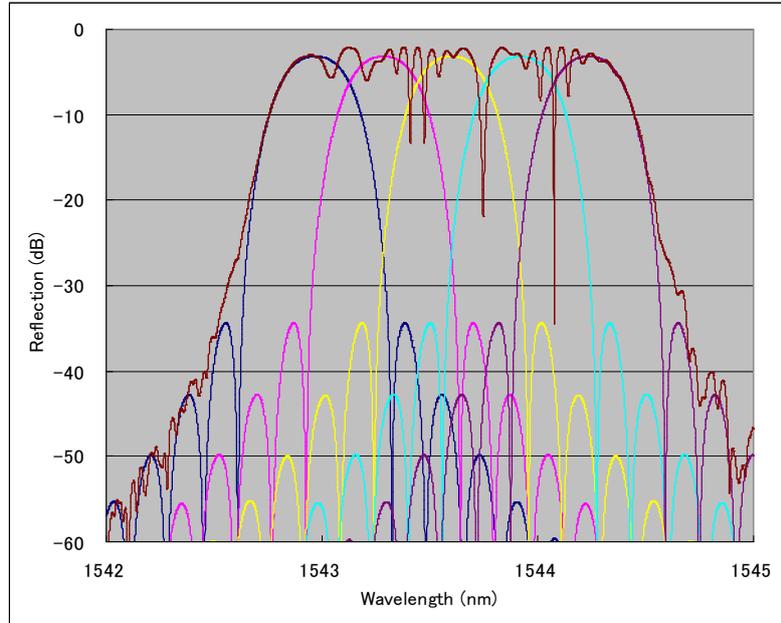
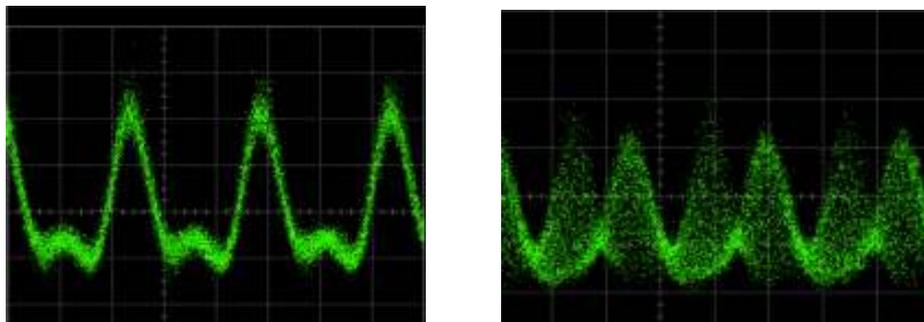


図 4-1-4-3 符号器の反射スペクトル



(a) 自己相関波形

(b) 相互相関波形

図 4-1-4-4 相関波形

#### 4-1-5 まとめと今後の課題

本研究項目では、フォトニックパケットルーティングを行うための、光符号処理を用いた光パケット認識・識別方式について検討を行った。その結果、光パケット認識・識別素子として **SSFBG** 位相符号・復号器を用いた場合の光符号処理系での信号処理特性について波長依存性を中心に明らかにした。さらに、新しく光サイドバンド方式の実現の可能性について検討した。本報告ではモードロックレーザの縦モードを、試作した FBG 符号器を用いてサイドバンド変調を行う光符号方式に関して、自己相関波形と相互相関波形の実験比較を行なった。その結果、符号ラベルの一致・不一致による信号再生・不再生が可能なこ

とが実験的に確認された。本方式を用いることで、高速信号に適用可能でかつ波長帯域効率の高い光符号ラベルが実現できることを確認した。

今後は、これらの結果を踏まえて、以下の課題を実施する。

- ・ **最適符号の設計**: スペクトル分割および時間拡散符号での最適な符号設計を行う。具体的には、最適な符号設計では、MLLD の波形を、シミュレータに埋め込み、FFT ライブラリを用いて、時間波形・周波数領域変換を行う。波長ごとに時間遅延を行い、それによる自己相関と相互相関波形の強度比の変化を求めて、16 チップの最適符号を決定する。
- ・ **符号器の試作/評価**: 設計した符号に基づき実際にファイバブラッググレーティングにより符号器の試作を行い評価する。  
具体的には、符号器の試作では、従来、スペクトルフィルタ特性を大きく改善する新しい形成技術の開発に挑戦し、ユニフォーム素子のチップ長から制限されていた素子特性および実現符号数の拡大を目指す。

## 4-2 光ラベル処理による OTDM 高速アクセスの研究開発

### 4-2-1 緒言

本テーマは光ラベル処理を行った 10~40Gbps の信号を 160Gbps に光時分割多重を行うための光 16MUX/光 16DEMUX 装置の研究開発及び光ラベルを任意に識別する可変復号器の研究開発を行うものである。具体的には、あて先にあわせて信号 1 ビットごとに符号ラベル処理を行ってから光 MUX する。このとき 1 タイムスロット内に拡散信号を閉じ込める必要がある。DEMUX 時にはタイムスロットごとに信号を取り出し逆拡散して、光ラベル認識し、自ノード宛の信号がどうかを全光学的に判定する。この DEMUX は OCDM 可変符号器により実現するものであり、OTDM の DEMUX を容易に行う技術である。ここで、OCDM 可変符号器を構成するデバイスには、FBG (Fiber Bragg Grating) 型や、PLC (Planer Lightwave Circuit) 型などが提案されている。しかし、10~40Gbps の信号を 160Gbps のデータ容量に光多重するためには、このデバイス自体が速いデータレートへ対処できるか否かを確認する必要がある。

そこで本年度は、16 チップを実現する可変符号器の課題抽出において、FBG 型 OCDM 符号器の短パルス応答性を確認するための固定符号器を用いてシミュレーションおよび基本実験を行った。

### 4-2-2 OCDM 符号器

#### (1) FBG 型 OCDM 符号器

FBG 型 OCDM 符号器について以下に述べる。FBG は、光ファイバのコアに周期的な屈折率変化を与えたもので、回折格子として作用する。回折格子の周期を  $\Lambda$ 、光ファイバの平均屈折率を  $n$  とすると

$$\lambda_B = 2n \Lambda$$

の条件を満たすブラッグ波長  $\lambda_B$  で反射が生じ (反射のパワーはグレーティング長に比例する。)、その他の波長では透過する。FBG 型の OCDM 符号器は、図 1 に示すように、この FBG 単体を同一ファイバ上に複数個直列に作製し、FBG 間に符号化に利用する空隙を与えたものである。この符号器に短パルスを入力すると、各 FBG においてブラッグ波長  $\lambda_B$  のパルス (chip パルス) が反射される。これらの chip パルスは、空隙による遅延時間と FBG のグレーティング長による遅延時間 (グレーティングの chip-duration) が与えられる。そこで、これの遅延時間を利用して符号パターンを形成することにより、符号器から反射されたパルスは、符号パターンを有するパルス列 (拡散パルス) として出力される。また、符号器の符号パターンを反転させた復号器を用いることにより、拡散パルスを復号 (逆拡散) できる。

FBG 型の OCDM 符号器には、反射波長が異なる FBG を複数個作成し、空隙の領域によって反射波長間に遅延時間を与えた方式 (波長ホップ符号方式) や、FBG 間の空隙を位相調整部として符号化を行う方式 (二値位相符号方式) などがある。これらのうち、二値位相符号方式による OCDM 符号器 (復号器) は、同一波長帯域で符号数をとることが可能であり、波長資源を有効に活用できるといった点を考慮して有効であると考えられる。

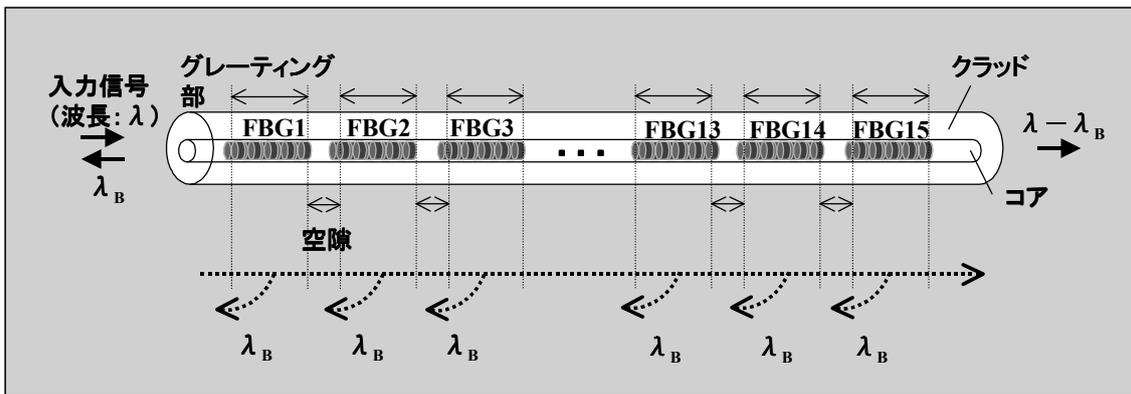


図 1. OCDM 符号器の構成

## (2) 二値位相符号方式

二値位相符号方式の OCDM 符号器(復号器)に短パルスを入力すると、符号器を構成する FBG 間の位相調整部において、位相調整部前段と後段の FBG でそれぞれ反射された短パルスに相対位相差が生じる。そこで、この相対位相差を、符号器ごとに異なる符号パターンに従って 0 か  $\pi$  の 2 値に調整することにより符号化を行う。例えば、M 系列 (100110101111000) による符号化を行うためには、短パルスに ( $\pi, 0, 0, \pi, \pi, 0, \pi, 0, \pi, \pi, \pi, \pi, 0, 0, 0$ ) といった相対位相差を与えるような 15 個の FBG を有する OCDM 符号器を用いる。この符号器の位相調整部では、反射するパルスに  $\pi$  から 0 または 0 から  $\pi$  位相差を与えるときは  $\pi/2$  の位相調整値を与え、位相差を与えないときは位相調整を行わない。つまり前述の符号器では、14 箇所(15個のFBG間の隙間)の位相調整部に ( $\pi/2, 0, \pi/2, 0, \pi/2, \pi/2, \pi/2, \pi/2, \pi/2, 0, 0, 0, \pi/2, 0, 0$ ) といった並びの位相調整値が与えられていることとなる。

## (3) 本研究で適用する OCDM 符号器

弊社では、独自開発による二値位相符号方式の OCDM 符号器(復号器)を既に保有しており、短パルス応答性を確認するために、chip-duration が約 25ps 及び約 1.6ps の符号器を用いて検討した。

### 4-2-3 短パルス応答のシミュレーション

#### (1) シミュレーションモデル

まず、OCDM 符号器(復号器)のシミュレーションモデルを作成した。以下にシミュレーションのパラメータを示す。

chip-duration	グレーティング長	chip数	拡散時間	中心波長	屈折率プロファイル
約25ps	2.35mm	15	375ps	1549.18nm	矩形
約1.6ps	0.16mm	511	800ps	1550.20nm	矩形

その結果得られた OCDM 符号器の反射スペクトルを、図 2 (chip-duration が 25ps の符号器) と図 3 (chip-duration が 1.6ps の符号器) に示す。これらの図に示すように、多点に位相調整部をもつ位相符号器特有の反射スペクトルが確認された。

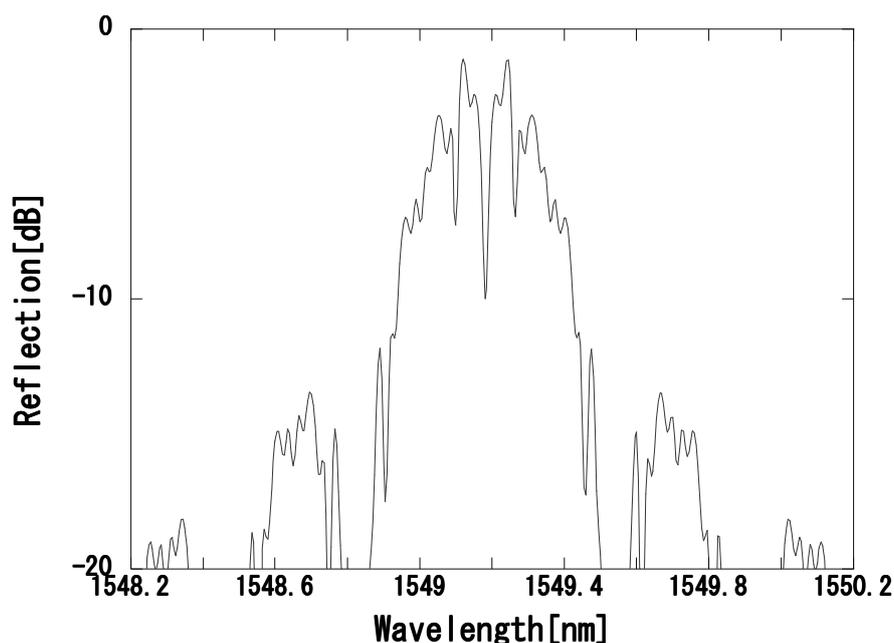


図 2. 反射スペクトルのシミュレーション結果 (chip-duration 約 25ps)

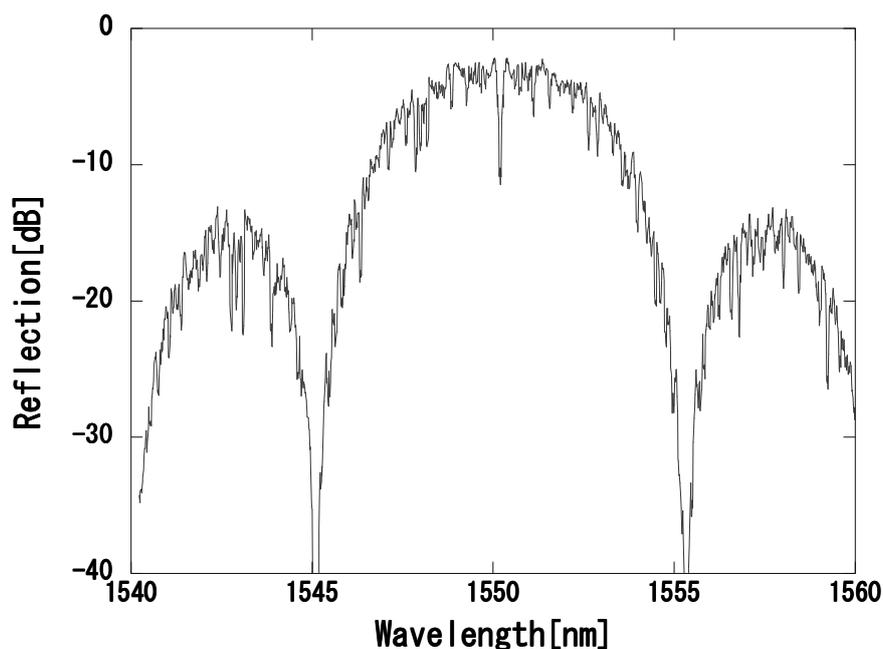


図 3. 反射スペクトルのシミュレーション結果 (chip-duration 約 1.6ps)

## (2) 符号拡散パルス

グレーティングの chip-duration が約 25ps の OCDM 符号器は、M 系列 (100110101111000) の符号パターンを有し、FBG 単体が OCDM 符号器(復号器)中の 15 箇所配置されているため、全体の拡散時間は約 375ps となる。そこで、符号器からの拡散パルスが重ならないようにするために、入力短パルスのビットレートを 2.5Gbps (400ps 間隔) と設定した。符号器から反射されるパルスは、FBG の chip-duration に応じてパルス幅広がりを生じるため、入力パルス幅は FBG の chip-duration に応じた値に設定する必要がある。そこで、図 4 に示すような 6ps パルスを入力し、符号化(符号拡散)シミュレーションを行った。その結果、符号器を構成する各 FBG から反射される chip パルスは、符号パターンに従って  $(\pi, 0, 0,$

$\pi, \pi, 0, \pi, 0, \pi, \pi, \pi, \pi, 0, 0, 0$ ) といった相対位相差が与えられ、位相が  $\pi$  から  $0$  へ、または  $0$  から  $\pi$  へ反転するときは裂け目が生じ、反転しないときはつながっているような符号拡散波形が確認された (図 5)。

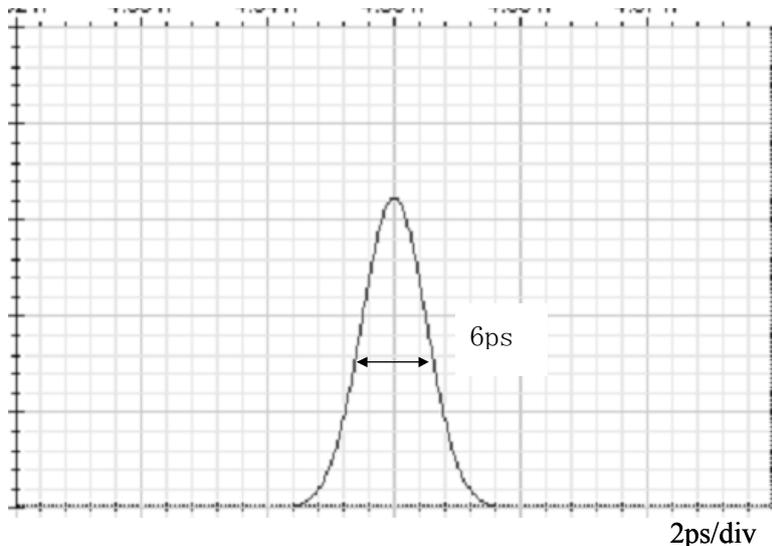


図 4. シミュレーションにおける入力パルス (6ps パルス時)

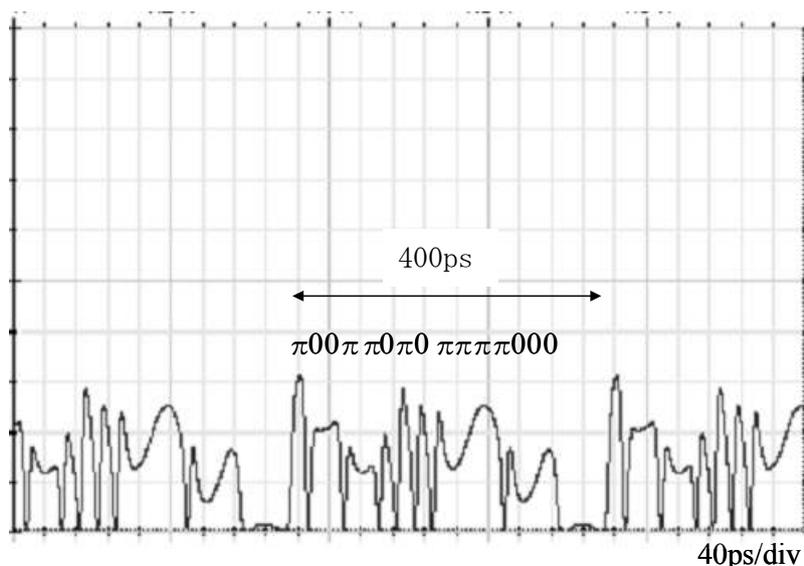


図 5. シミュレーションによる符号拡散波形 (6ps パルス時)

そこで、よりパルス幅の狭いパルスを用いた場合でも符号拡散できるかを確認するため、chip-duration が約 1.6ps の符号器に、図 6 に示すような 2.5ps パルスを入力したときの符号拡散波形のシミュレーションを行った。この符号器の拡散時間は約 800ps であり、符号器からの拡散パルスが重ならないようにするために、入力短パルスのビットレートを 0.625Gbps (1600ps 間隔) と設定した。その結果、図 7 に示すような符号パターンに従ったピークをもつ符号拡散波形が確認された。

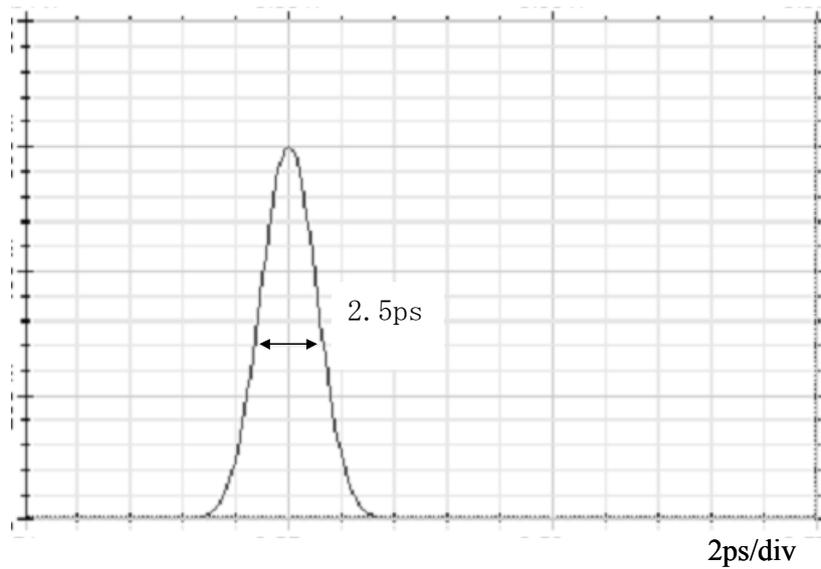


図 6. シミュレーションにおける入力パルス (2.5ps パルス時)

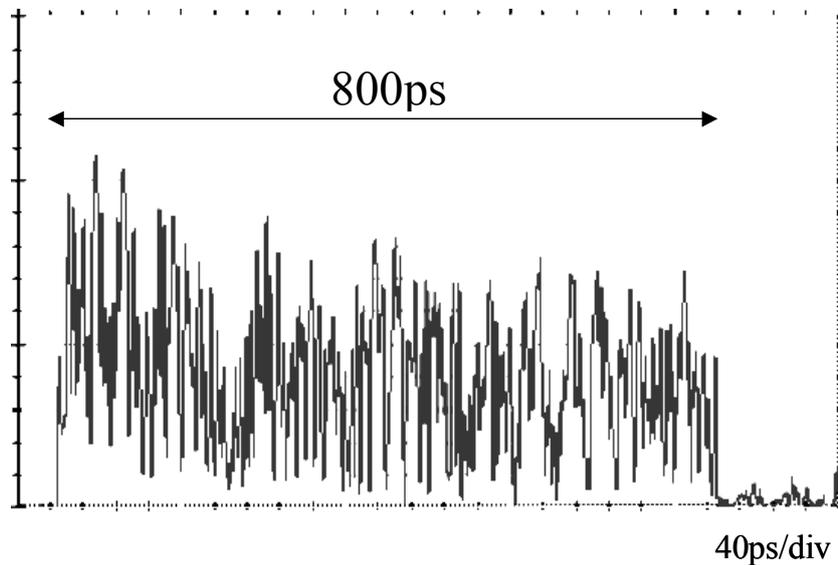


図 7. シミュレーションによる符号拡散波形 (2.5ps パルス時)

#### 4-2-4 短パルス応答実験

##### (1) 実験内容

シミュレーション結果を確認するため、実際に短パルス応答実験を行った。以下に実験項目を示す。

- ・ファイバリングレーザの動作確認
- ・OCDM 符号器の反射スペクトル特性評価
- ・符号拡散波形測定
- ・逆拡散波形測定

## (2) ファイバリングレーザの動作確認

本実験に用いるファイバリングレーザは、長い共振器長を有するため、それにとまなう光出力の不安定性を有する。そこで予備実験として、ファイバリングレーザの出力安定性を評価した。実験系を図 8 に示す。ファイバリングレーザから発振された 6ps 及び 2.5ps パルスに対し、光スペアナを用いて波長変動を、光オシロを用いて強度ゆらぎ及びパルス幅変動を測定した。その結果、6ps パルスの波長変動では、中心波長の変動が約 0.02nm であり、半値幅約 0.6nm に対し $\pm 0.02$ nm 程の変動があった。これらの変動幅は、chip-duration が 25ps の符号器のスペクトル半値幅である 0.3nm と比較して十分小さい値であった。強度ゆらぎの測定では、ピーク比で 20dB 程の変動であった。パルス幅の測定では、約 6ps のパルス幅に対し $\pm 0.1$ ps 程の変動であった。一方、2.5ps パルスの波長変動では、中心波長に対し変動幅が約 0.2nm であり、半値幅約 1.5nm に対し $\pm 0.2$ nm 程の変動であった。これらの変動幅は、chip-duration が 1.6ps の符号器のスペクトル半値幅である 5nm と比較して十分小さい値であった。強度ゆらぎの測定では、ピーク比で 10dB 程の変動であった。パルス幅の測定では、約 2.5ps のパルス幅に対し $\pm 0.4$ ps 程の変動であった。以上の結果から、いずれの条件の場合でも、符号器に対し安定した出力が得られると判断した。

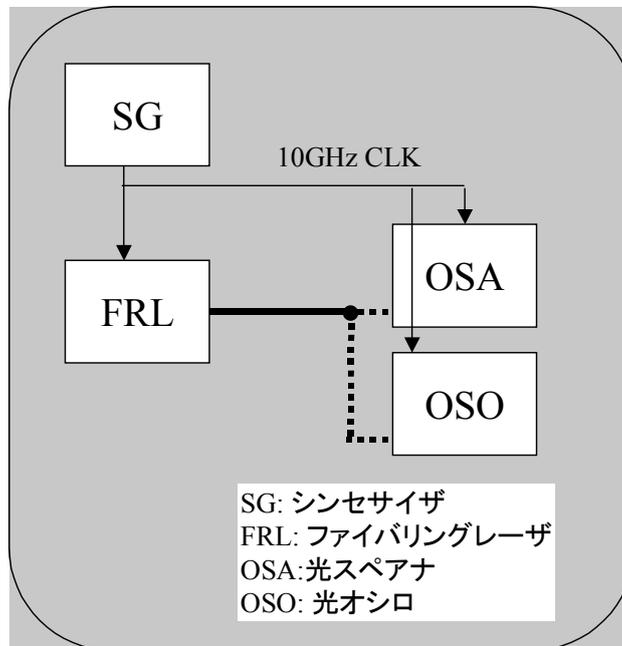


図 8. ファイバリングレーザの動作確認における実験系

## (3) 反射スペクトル測定

実際の符号器が、シミュレーションと同様に動作することを確認するため、実際の符号器の反射スペクトル測定を行い、シミュレーション結果と比較した。図 9 に実験系を示す。ASE 光源からの出力を OCDM 符号器に入力し、その反射光を光スペアナで観測した。図 10 に chip-duration が約 25ps の符号器、図 11 に chip-duration が約 1.6ps の符号器のシミュレーション結果と実測結果を並べて示す。図に示すように、いずれの測定結果からも、シミュレーションと実測値とは同等なスペクトル波形が得られていることが確認された。従って、短パルス応答のシミュレーション結果についても問題ないと判断した。

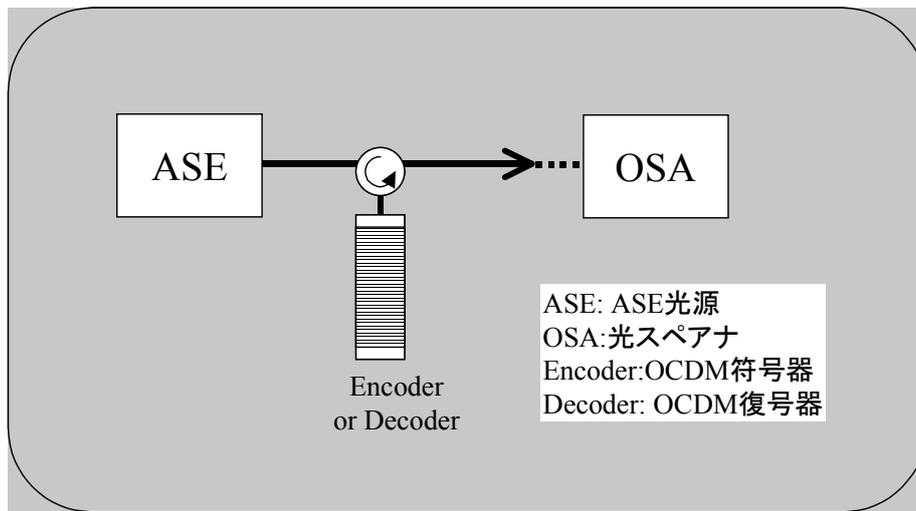


図 9. 反射スペクトル測定の実験系

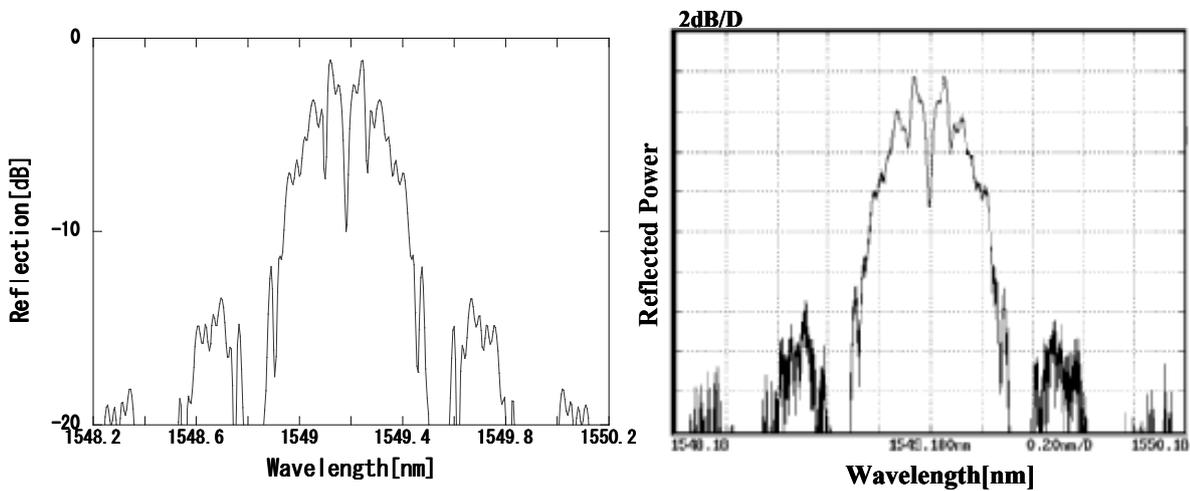


図 10. 反射スペクトルの比較 (chip-duration 約 25ps, 左: 計算値, 右: 実測値)

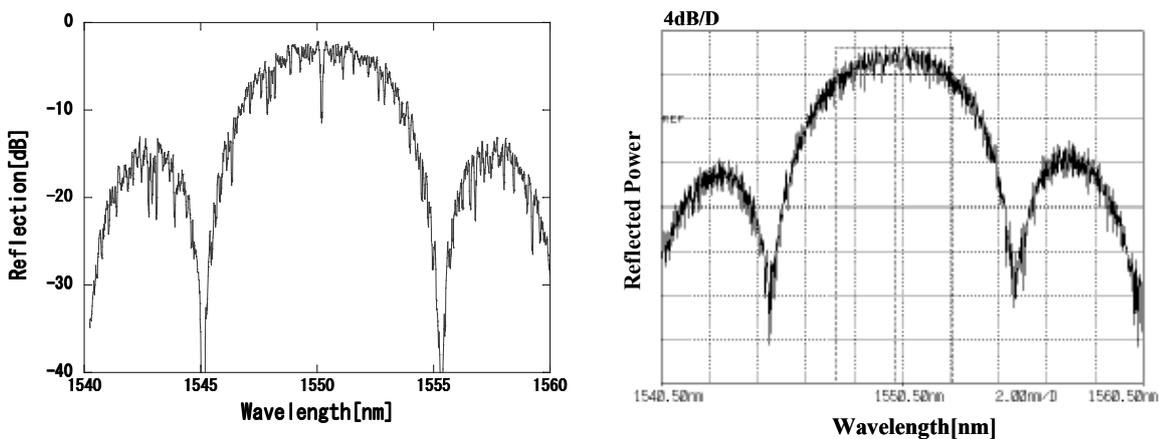


図 11. 反射スペクトルの比較 (chip-duration 約 1.6ps, 左: 計算値, 右: 実測値)

#### (4) 符号拡散パルス波形測定

ファイバリングレーザから発振した短パルスを OCDM 符号器に入力したときの応答波形を測定した。実験系を図 12 に示す。シンセサイザから出力される 10GHz のクロックを二分岐し、一方をファイバリングレーザ光源へ、他方をパルスパタンジェネレータ (PPG) に入力する。このクロックによりファイバリングレーザは 10GHz の周期で短パルスを発振する。ファイバリングレーザのデータレートを所望な値に変更するために、PPG と EA 変調器を用いて強度変調を行った。所望のデータレートに変換された短パルスは、符号器にサーキュレータを介して入力され、符号拡散される。本実験では、光オシロを用いて、この符号拡散波形を測定した。

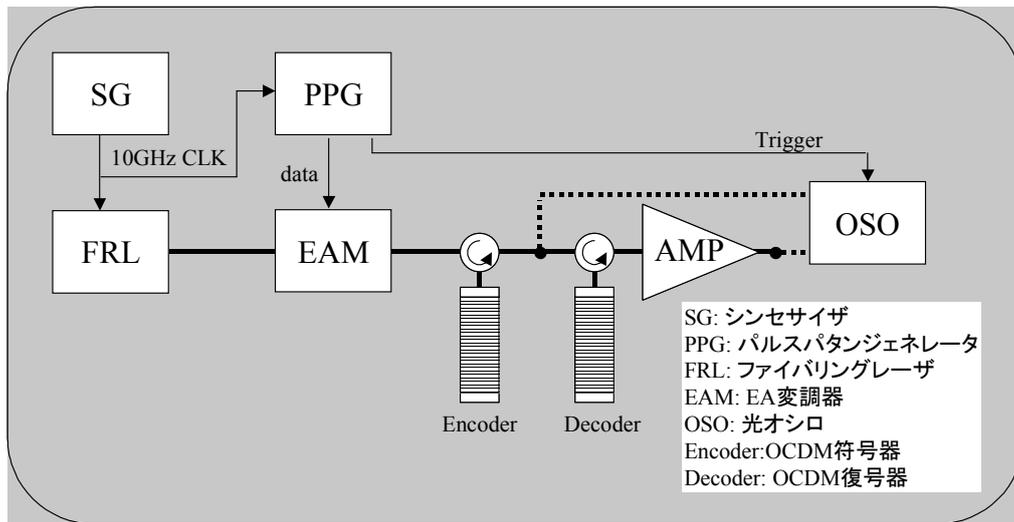


図 12. 短パルス応答実験の実験系

chip-duration が約 25ps の OCDM 符号器へは、図 13 に示すようなビットレート 2.5Gbps の 6ps パルスを入力し、符号化 (符号拡散) 波形を測定した。その結果、図 14 に示すように、符号器を構成する各 FBG から反射される chip パルスへ、符号パターンに従って ( $\pi, 0, 0, \pi, \pi, 0, \pi, 0, \pi, \pi, \pi, \pi, 0, 0, 0$ ) といった相対位相差が与えられ、位相が  $\pi$  から 0 へ、または 0 から  $\pi$  へ反転するときは裂け目が生じ、反転しないときはつながっているような符号拡散波形が確認された。この符号拡散波形の測定結果は、シミュレーション結果と相似しており、この符号器は、6ps パルス入力に対し符号化が可能であることが示された。

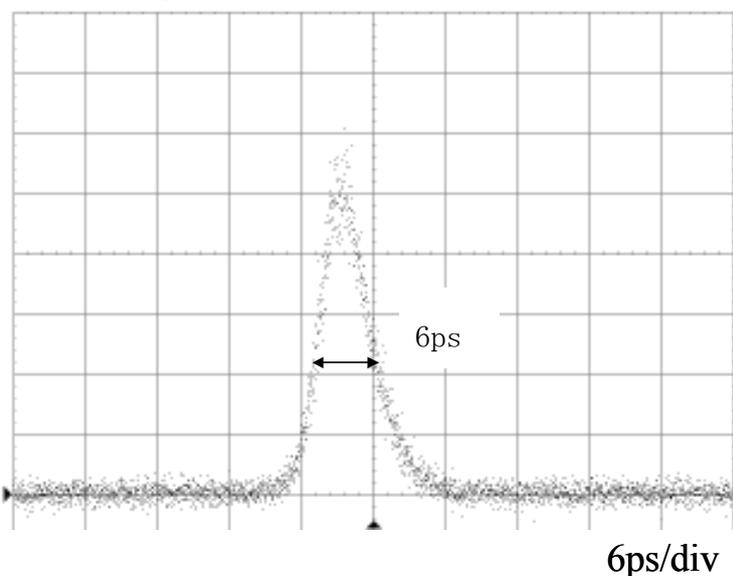


図 13. 短パルス波形 (6ps パルス時)

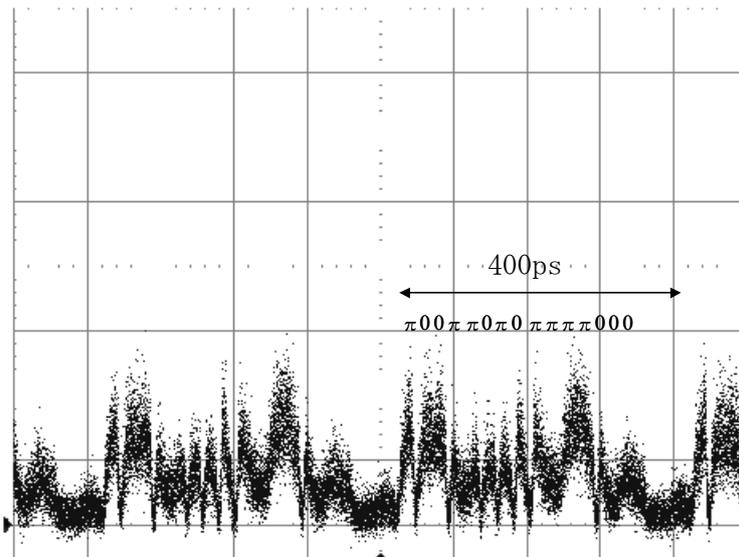


図 14. 符号拡散波形 (6ps パルス時)

次に、chip-duration が約 1.6ps の符号器を用いて符号拡散波形を確認した。符号器へは、図 15 に示すようなビットレート 0.625Gbps の 2.5ps パルスを入力した。その結果、図 16 に示すように、シミュレーション結果と相似した符号拡散波形が確認された。以上の結果から、OCDM 符号器は、2.5ps パルス入力に対しても符号化が可能であることが示された。

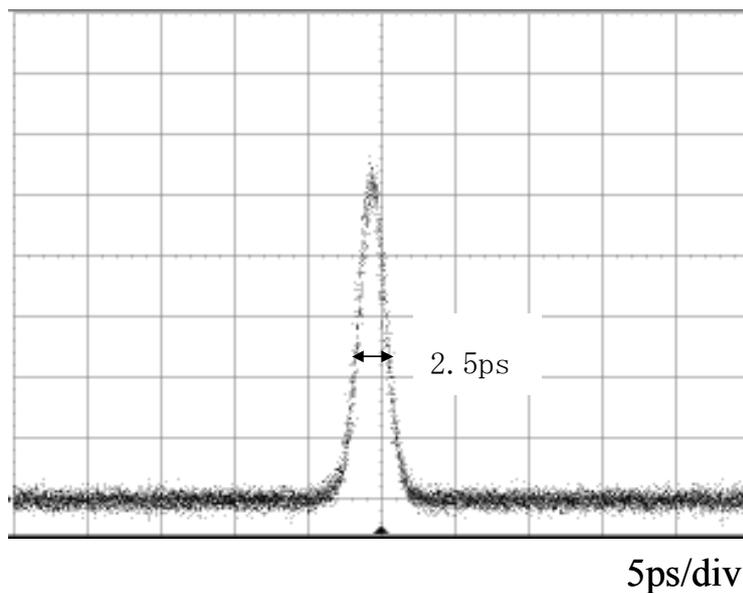


図 15. 短パルス波形 (2.5ps パルス時)

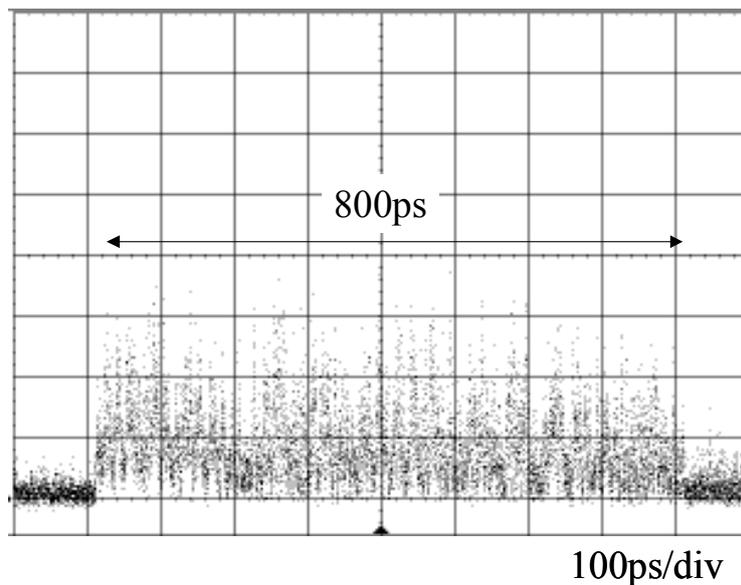


図 16. 符号拡散波形 (2.5ps パルス時)

(5) 逆拡散パルス波形測定

さらに、復号動作確認のために、chip-duration が約 25ps の OCDM 符号器を用いて、同一符号と異符号の復号器による相関特性 (逆拡散) を観測した。図 17 に同一符号による結果 (自己相関波形) を図 18 に異符号による結果 (相互相関波形) を示す。その結果、図 17 に示されるような自己相関ピークが確認され、2nd ピークとの強度差は約 10 dB であった。また、図 18 に示すように、符号マッチングしていない復号器では復号されないことが確認された。

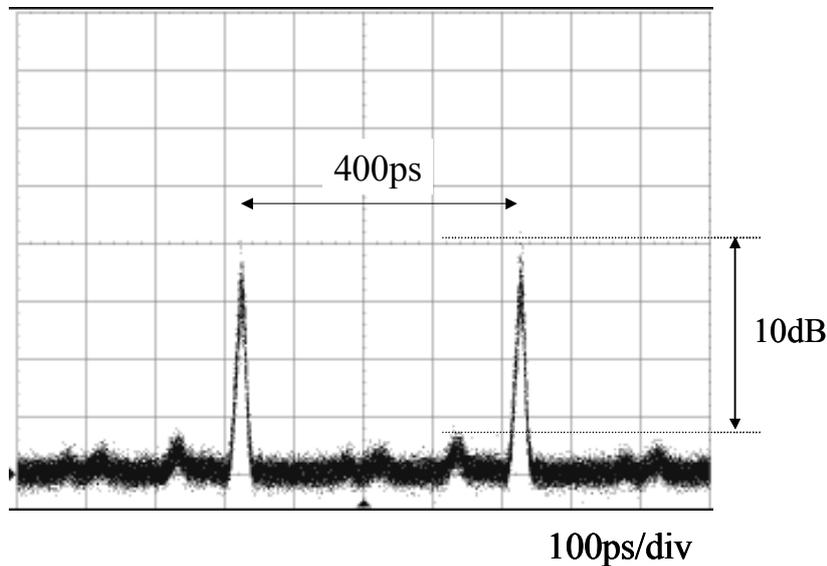


図 17. 自己相関波形 (6ps パルス時)

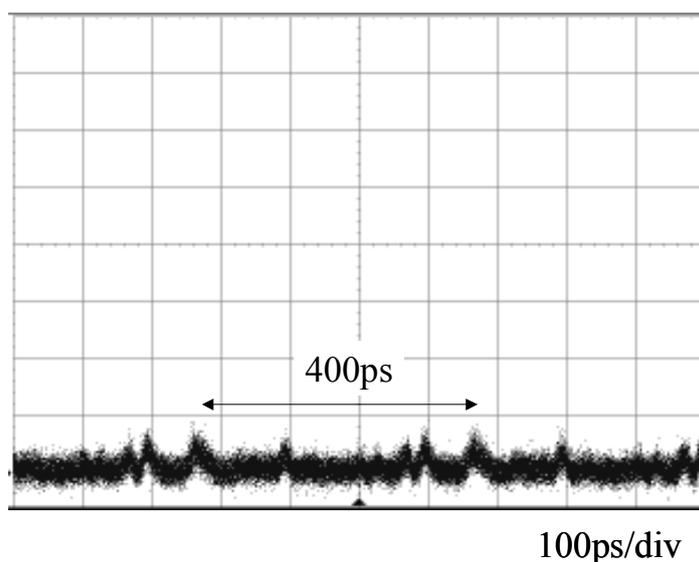


図 18. 相互相関波形 (6ps パルス時)

#### 4-2-5 まとめと今後の課題

FBG 型 OCDM 符号器の短パルス応答をシミュレーション及び実験により確認した。この結果、パルス幅 2.5ps の短パルスに対しても、設計値どおり符号器の符号パターンにしたがった拡散波形が得られることを確認した。

今後は、16 年度の課題を踏まえて以下の研究を実施する。

- ・ **16 チップ最適符号パターンの抽出**：光 16MUX が可能な論理符号パターンを抽出する。  
 具体的には、16 年度の課題を踏まえて、光 16MUX が可能な最適な符号パターンを導き出し、シミュレーションを行うことにより評価を行う。
- ・ **可変符号器の設計パラメータ抽出**：可変デバイスの方式及び構造選定および設計パラメータを抽出する。  
 具体的には、可変デバイスの特性、構造を調査することにより方式を検討し、前記符号パターンにデバイス特性データを加味することで相関シミュレーションを実施し、デバイス特性を考慮した最適符号パターンを導出する。また、既存デバイスによる基本実験を行うことにより設計パラメータを抽出する。
- ・ **光 MUX の課題抽出**：光符号信号を OTDM (光 MUX) するための課題を抽出する。  
 具体的には、「トータル光通信技術開発」で開発した光 MUX を用いて、光符号信号による基本実験を行い、課題を抽出する。

### 4-3 総括

本研究開発の16年度における課題は、

サブテーマ①：光サイドバンド変調による光ラベル発生の研究では、

- ・ 光サイドバンド変調による符号発生方式の検討およびデバイスの設計
- ・ 4チップの符号で基本実験を行い、40Gbpsのレートの信号で、符号生成を実現する。

サブテーマ②：光ラベル処理によるOTDM高速アクセスの研究では、

- ・ 各種デバイスの可変性能を調査することにより、各符号化方式／可変デバイスの性能をまとめ、16チップを実現する可変符号器の課題を抽出する。
- ・ この性能を確認するために、短パルス及び固定符号器による基本実験及びシミュレーションを実施するデバイスのパルス応答性の確認。

であり、それぞれ以下のように実現できた。

- イ) シミュレーションにより、縦モードの組み合わせによる自己相関と相互相関での再生信号ピーク強度比からラベル認識の有効性を確認し、さらに光サイドバンド変調による符号発生用デバイスの設計パラメータを抽出し、設計の見通しを得た。
- ロ) 40GHz (40Gbps相当)の繰り返しのモードロックレーザとそれに合わせたFBGをベースとした光サイドバンド変調による符号発生用デバイスを試作し、基礎実験を行った。その結果、符号発生用デバイス(符号器)のスペクトル特性が光ラベル認識特性に大きく影響することがわかり、40Gbpsレート信号での符号生成の基本条件を得た。
- ハ) 光符号方式である位相符号方式及び波長ホップ方式の光符号信号を光MUXする方法における課題を検討した結果、16チップの実現可能な見通しを得た。また、コンパクト及び低価格が期待できるFBGデバイスにおいて、 $0\sim\pi$ の位相を可変できることを確認し、FBG位相符号器で可変符号器が実現できる見通しが得られた。
- ニ) FBGの短パルス(幅：1~10ps)応答性をシミュレーションにてパルス広がりがないことを確認し、使用するデバイスのパルス応答特性が要求機能を満足させることが基本実験を行うことで見通しが得られた。

以上のように、16年度は計画通り研究を実行できた。

## 5 参考資料・参考文献

### 5-1 研究発表・講演等一覧

(1) Renichi Moritomo and Saeko Oshiba

“Simulation study of pulse width dependence in time-spreading OCDM system using phase en/decoder”, to be published for IEICE Transactions.

(2) 辰巳大祐、守友連一、和田尚也、大柴小枝子

SSFBGを用いた光位相信号ラベル方式における波長およびパルス幅依存性の実験検討  
電子情報通信学会 2005 年総合大会、B-10-79、2005.