

平成18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19年4月

情報通信研究機構

# 平成18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	3
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	
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	はじめに	6
4-1-2	スペクトル-時間変調方式	7
4-1-3	シミュレーション	7
4-1-4	まとめ	10
4-2	光ラベル処理による OTDM 高速アクセスの研究開発	11
4-2-1	はじめに	11
4-2-2	2 多重光 MUX モジュールによる課題抽出	11
4-2-3	160Gbps 相当の 4ch 光 MUX モジュールの試作	11
4-2-4	160Gbps 相当の 4 多重光 MUX モジュールの制御に関する検討	15
4-2-5	シミュレーションによる分散耐力の確認	16
4-2-6	単位位相符号器の作製	17
4-2-7	可変符号動作の確認	18
4-2-8	符号数増大についての検討	22
4-2-9	まとめ	24
4-3	総括	26
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

### (研究背景)

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。

### (研究分野の現状)

最近のアクセスネットワークは、光アクセスシステムである PON システムの普及が進んでいる。国内では 100Mbps から 1Gbps に速度アップした GE-PON (Gigabit Ethernet PON) の普及が進んでいる。北米では映像配信が規定されている G-PON (下り 2.5Gbps の PON、映像用とデータ通信用で異なる波長を使用する) の投入が予定されている。また、標準化では 10GE-PON の検討が始まっており、アクセスネットワークにおける更なる速度アップが進んでいる。

## 2 研究開発の全体計画

### 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

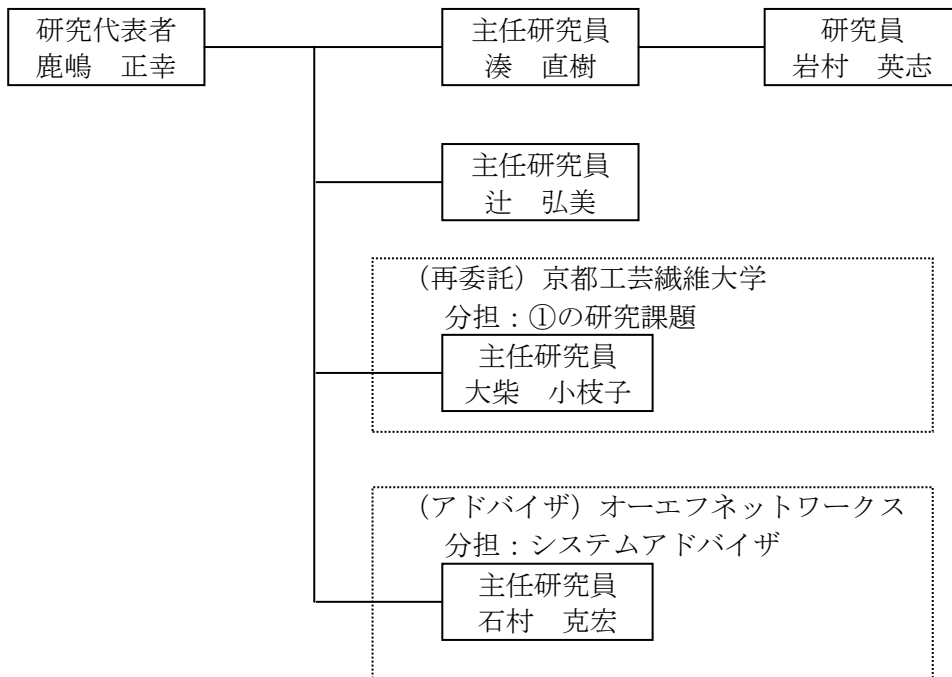
金額は非公表

研究開発項目	2004年度	2005年度	2006年度	2007年度	2008年度	計	備考
<b>超高速光マルチメディア配信システムの研究開発</b> 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  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】  【光 MUX/DEMUX の研究】  【システム実証】	方式開発・デバイス開発・評価 						
	方式開発・デバイス開発・評価 						
		方式開発・デバイス開発・評価 					
					システム実証 		
間接経費							
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 はじめに

インターネットは今や私たちの生活になくてはならない存在となっている。需要は年々増え続け、利用端末数の増加や機器性能の向上に伴い、ネットワークを流れる情報量は増大し、よりリアルタイム性が要求されている。しかし、情報の伝送能力は飛躍的に向上したが、現状のネットワークでは、IPパケットのルーティング等の信号処理は、ルータ等において電氣的に行われているため、電氣的な処理速度限界によって大容量化にも限界がある。その上、中継のたびに光-電気-光信号変換が必要になるためコスト増を招く等の欠点がある。この電氣的処理の限界を打破するために考えられた技術がフォトニックネットワークである。フォトニックネットワークとは、スイッチング、ルーティングを電気に変換することなく光のまま情報の転送を行うネットワークである。ネットワークの伝播遅延を最小限に抑える結果、ネットワークコストを高めている光-電気-光変換装置を除くことが可能となる。

そこで光ラベル方式は全光ネットワーク実現に向けて重要な要素の一つとなっている。光ラベル方式とは、ある特定のネットワーク内で認識可能な簡易な識別符号であるラベルを各パケットの前に付与しルーティング(routing)を行う方式である。この方式であれば、その都度ヘッダの情報を確認することなくラベルを認識するだけでルーティングできるので、パケットの宛先処理による遅延の低減手法として有望視されている。ラベル生成時には光符号を用い、自己相関/相互相関時の信号強度差を光学的に認識する。これまでの研究では、構成が簡単でコスト面に優れているファイバースラッググレーティング(Fiber Bragg Grating; FBG)を光符号相関器として用いる方式として、位相変調方式や時間拡散/波長ホップ方式が提案された。しかし、FBGの全反射点で同一帯域のスペクトルを反射する位相変調方式では、符号の特性上、変調時にスペクトルが広帯域に拡散してしまい、高速信号変調には向かない。また、符号理論に基づく波長ホップ方式も符号の制約からコードパターンが制限されてしまう。このため、ラベル生成時に高速信号を用いることができ、かつ必要十分なコード数を確保できる変調方式が求められている。

これらの問題を解決するため、スペクトル-時間変調方式を提案する。本方式では、数本の縦モードを選択し、各モードに遅延時間を与えることにより符号化・復号化する。従って、変調時に用いるモードが限定されるので、変調操作時に他モードの周波数の影響を受けない。また、モード数も遅延時間も任意に設定することができる。これにより、位相変調方式で問題であった変調時のスペクトルの広がりを解決することができ、不可能であった高速信号での変調が可能となる。そして、波長ホップ方式を代表とする符号理論に基づいた変調方式で問題であったコードパターン数の限定も解決される。例えば、縦モードを5本とした場合、最大で5!の120通りのencoder, decoderを作成でき、それらの相互の組合せである $120 \times 120 = 14400$ 通りものコードパターンを生成できる。昨年度の報告では、この点に注目して、全コードパターンについて、組み合わせによるラベル判定の可能性について、シミュレーションと実験で検討した。その結果、すべてのコードパターンで3dB以上の強度比を得ることができることを確認した。

本年は、さらにコードパターン長依存性、コード情報付与の可能性について検討を行った。

#### 4-1-2 スペクトル-時間変調方式

本研究で用いたスペクトル-時間変調方式の原理・特徴について説明する。光源として、モードロックレーザー (Mode-Locked Laser Diode ; MLLD) を用いる。MLLD はパルス幅が狭く、かつ高周波なので、複数の狭い線幅の縦モードから構成されるスペクトルをもつ光パルスを生じさせる。このスペクトルのうち、中心波長付近にある 5 本の縦モードを用いて、それぞれを時間軸上において遅延させる事によりラベルを生成する。遅延を与える encoder にはファイバブラッググレーティング (Fiber Bragg Grating ; FBG) を用いる。この FBG は各グレーティングにおいて、ある特定の波長を反射させるように設計されている。したがって、各縦モードの波長と対応するグレーティングにおいて縦モードは一つずつ遅延される。このように各縦モードをずらすことにより、ピークの揃っていない、広がった波形となる。これが符号化波形である。復合化による場合も同様の手法である。decoder も各グレーティングにおいてある特定の波長を反射させるように設計されているので、decoder に encoder と同じパターン of FBG を用い、符号化時とは逆の方向から符号化されているパルスを入力する。そうすると、符号化時と逆の遅延時間が各モードにかかるため、ピークが戻り、元の波形が再現されることになる。これが自己相関時における自己相関波形である。また、decoder に encoder と違うパターン of FBG を用いた場合には、復合化してもピークが揃わないため、広がった波形が出力される。これが、相互相関時における相互相関波形である。これらの自己相関波形と相互相関波形のピーク強度比を用いることによりラベル認識を行う。

この方式の特徴として、FBG encoder/decoder の遅延時間間隔を任意に設定できるというものがある。しかし、本研究においては、遅延時間間隔を 80[ps] で固定し、等間隔でシミュレーションを行った。その原因について述べる。

本来、遅延時間間隔は任意に設定できる。等間隔、不等間隔すら問われない。しかし、不等間隔にすれば無限もの遅延時間が設定できてしまう。現段階において、遅延時間とピーク比の相互関係はまだはっきりとした理論が解明されておらず、ましてやどのパターンを取ればピーク比が最適になるか判明していない。また、シミュレーションをするに当たって、全コードパターンの S/N 比を取るため、最適な遅延時間間隔を求めるのは不可能である。そこで今回、遅延時間間隔を等間隔に設定し、特性を調査する。

#### 4-1-3 シミュレーション

シミュレーションにおいては、時間短縮のため、各縦モードの時間波形が位相状態を含めた状態で保持される。時間波形での各縦モードは、それぞれ符号化時にシフトした量と復号化した時にシフトした量の差し引き量、つまり符号化前と復号化後のシフト量の差分だけシフトする。よって、時間波形を符号化前と復号化後の差分だけシフトさせることにより計算する。これより、システムに忠実に計算を行った場合、高速フーリエ変換を用いたとしてもオーダー  $n \log n$  の計算を遅延時間パターンの数だけ繰り返すことになる。しかし、本研究においては計算量の大幅な改善を図り、総当りでの符号計算を可能とした。

ラベルには MLLD の縦モードを 5 本用い、それぞれ異なった遅延時間を各縦モードに施し、時間軸上で符号化、復号化している。シミュレーションにおいては、MLLD の時間波形をサンプリングし、波形を電圧に関して入力する。そして、取得した時間波形を高速フーリエ変換 (FFT ; Fast Fourier Transform) することにより、スペクトル波形を取得する。ここで、ラベルに用いる 5 本の縦モードを選び出し、逆高速フーリエ変換 (Inverse FFT) によって縦モード毎の時間波形を得る。次に、各モードが FBG encoder と FBG decoder によってシフトされる量の差分だけシフトさせる。これより求められた FBG decoder 通過後の波形が最終波形となる。

ここでの時間波形のパワーを求めると、シミュレーション過程に電圧の二乗の計算を含むため、パワー総和が常に変化する。しかし、本実験系においては、符号化、復号化過程でのパワー総和の変化は FBG で反射されないモードが透過する時のみ減衰し、またシミ



ュレーションにおいては初めから 5 本のモードだけを考慮し、en/decode する場合の FBG での反射率は 100%としているのでパワー総和の増減はなく、自己相関/相互相関時のパワーは等しくならなければならない。そこで、時間軸上での相互相関時のピーク値をパワー調整することにより補正する。

#### 4-1-3-1 ラベル長変化時のピーク比の変化

ラベル長を変化させた時、つまり切り出すパルス数を変化させた時のピーク比の変化は図 4.1.1 のようになる。横軸にパルス数を取り、縦軸にピーク比を取った。左から平均値、最大値、最小値を示す。図 4.1.1 の通り、平均値、最小値ともにパルス数を増やすとピーク比は下がっていく。最大値においては 4 パルス時において一時回復するものの、全体としてはやはりピーク比が悪くなっている。これより、パルス数を増やすとピーク比が劣化していくことがわかる。しかし、最小値を見るとわかる様に、1, 2, 4 パルスにおいては、14400 通り全パターンにおいて認識に最低限必要と思われる 3[dB]の値を満たした結果となった。8, 16 パルスにおいては 3[dB]を切ったパターンも見受けられたが、認識に最低限必要と思われる 3[dB]の値を多数取得できた。

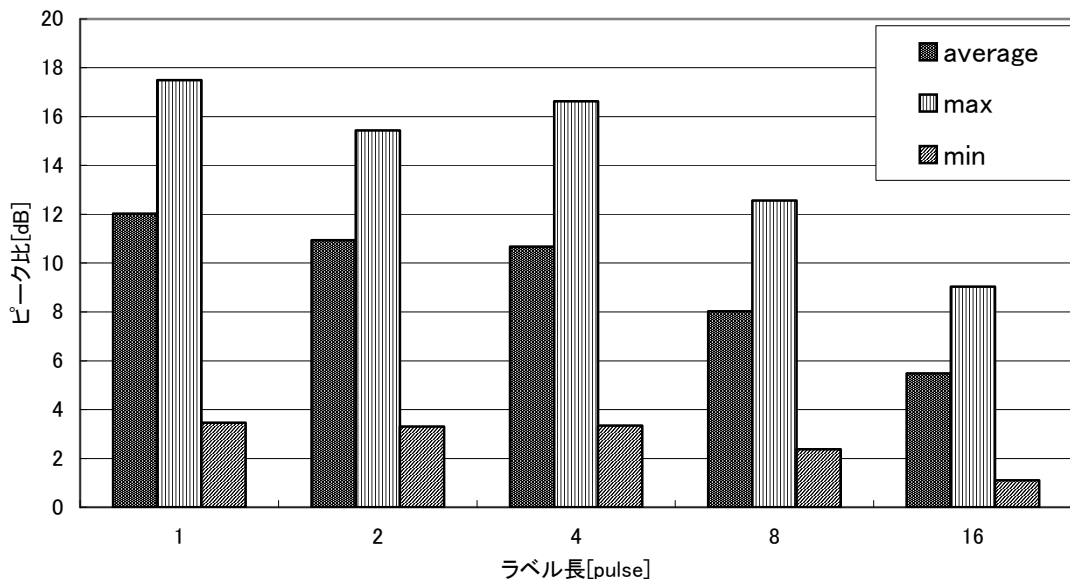


図 4.1.1 ラベル長変化時のピーク比

#### 4-1-3-2 情報積載時におけるピーク比の変化

切り出しパルス数 4 パルスにおける、情報パターンによるピーク比の度数分布を図 4.1.2 に示す。横軸にピーク比の値 ([dB])、縦軸に各ピーク比を満たすパターン数を取り、左から①1-1-0-0, ②1-0-1-0, ③1-0-0-1, ④1-1-1-0, ⑤1-1-0-1, ⑥1-1-1-1, ⑦1-0-0-0) の 4 パルスにおける情報積載の全パターンを示した。図 4.1.2 の通り、全パターンにおいて認識に最低限必要と思われる 3[dB]を満たした結果を得た。また、①, ②, ④, ⑦)においては、16[dB]以上のピーク比を持つパターンも 2700 パターン(②においては 2636 パターン)確保できた。逆に③, ⑤, ⑥)においては(124, 7, 536)パターンとなり、ピーク比は全体的に低くなった。ここで、最もピーク比平均値が低かったパターンは⑤であり、やはり 16[dB]以上の範囲を見ても分かる通り、ピーク比が高いところにはあまり分布していない。また、4-6[dB]の範囲に最も多いパターンを示した③のピーク比は 2 番目に低かった。

次に、切り出しパルス数 8 パルスにおける全情報パターンによるピーク比の平均値、最大値、最小値の分布図を図 4.1.3 に示す。縦軸にピーク比〔dB〕を取り、凡例の上から最大値、平均値、最小値となっている。横軸の値はシミュレーションをしたパターン数の値なので特に意味をなさない。図 4.1.3 から分かる通り、8 パターンを除く 75 のパターンにおいて 3〔dB〕の値を満たす結果を得た。最も悪いピーク比を示したパターンは (1-1-0-1-1-0-1-1) で平均値、最大値、最小値は 6.91〔dB〕, 11.91〔dB〕, 0.97〔dB〕となった。同じ 6 パルスの情報を載せた場合の (0-0-1-1-1-1-1-1) での平均値、最大値、最小値は 9.31〔dB〕, 16.58〔dB〕, 3.35〔dB〕なので、幅が見られることがわかる。

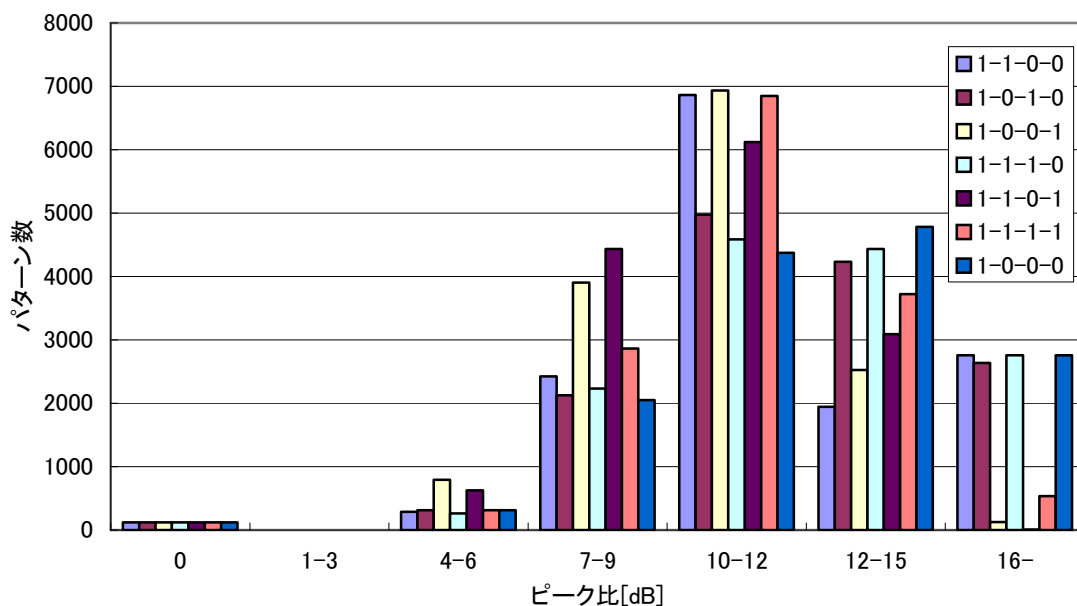


図 4.1.2 情報パターンによる度数分布 (4 パルス)

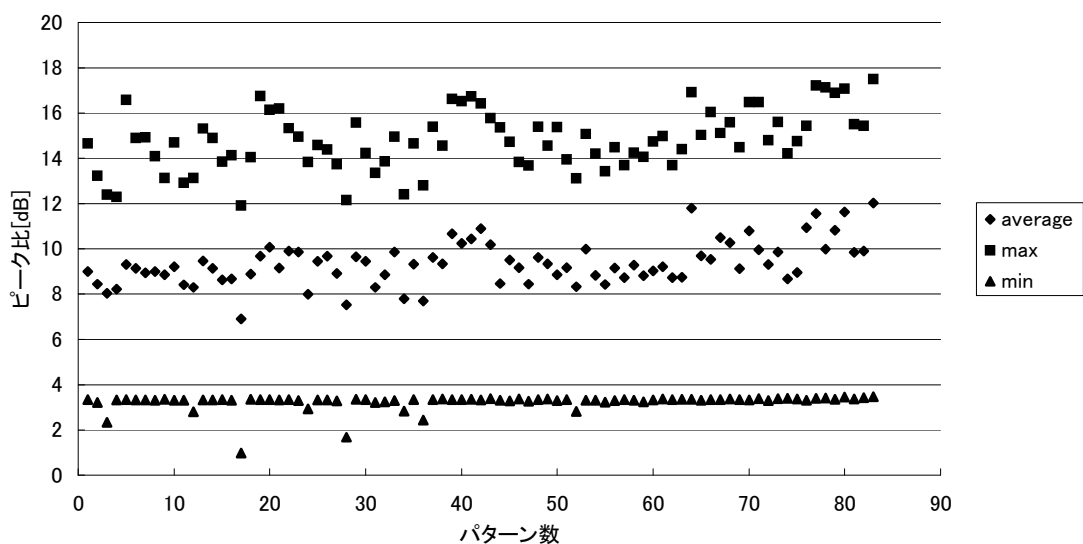


図 4.1.3 情報パターンによるピーク比分布 (8 パルス)

### 4-1-3-3 遅延時間変化時のピーク比の変化

ここまで、相対遅延時間を  $80 \times n$  ( $n=0, 1, 2, 3, 4$ ) と固定していたが、ここでは切り出すパルス数を 4 パルスに固定し、相対遅延時間を  $10 \sim 1600$  [ps] まで変化させた。結果を図 4.1.4 に示す。縦軸にピーク比平均値、横軸に相対遅延時間 [ps] を取る。

図 4.1.4 の通り、400 [ps]、800 [ps] でピーク比が大きく落ち込み、800 [ps] を 1 周期としていることがわかる。ここで、800 [ps] まで (1 周期) に注目すると、100 [ps] まではピーク比は徐々に上がっていき、100 [ps] を超えると振動していることがわかる。ピークが落ち込んでいるのは、200 [ps]、260 [ps]、400 [ps]、530 [ps] で、400 [ps] を境に対称なグラフになることが判った。

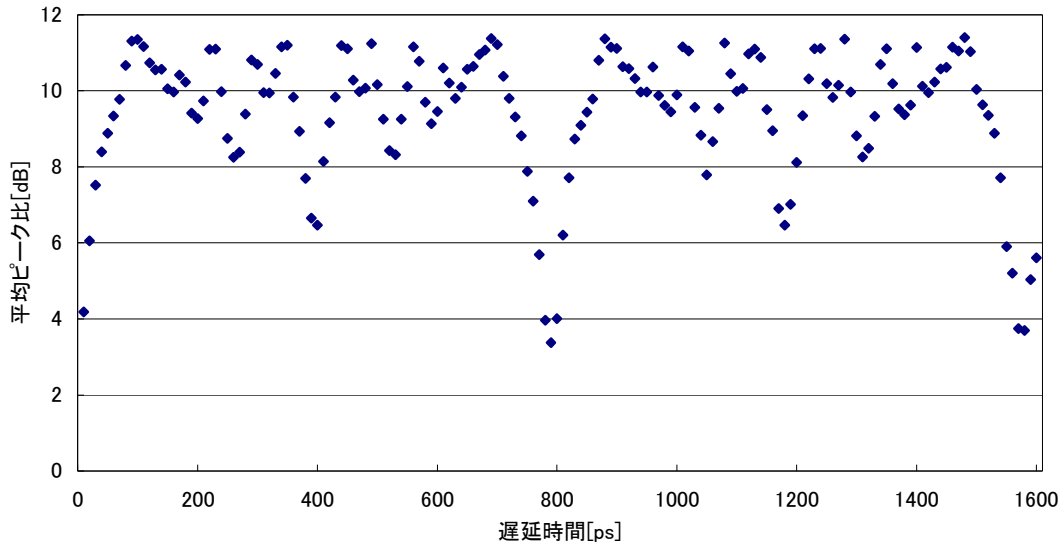


図 4.1.4 相対遅延時間間隔変化時のピーク比

### 4-1-4 まとめ

以下に成果を示す。

- 5つのネットワークを想定し、あるネットワークからその他のネットワークに情報を送信する際のラベル形状についてシミュレーションを用いて検証した。これより、全相互関連パターンにおいて認識に最低限必要と思われる  $3$  [dB] の値を取得し、本方式が実用可能であることを示した。また、ピーク比はモード間隔に影響を受けることを確認し、モード間隔が等間隔に広がっている方がピーク比に良い影響を与えることがわかった。
- 光ラベルネットワーク内におけるヘッダーラベルの相互変換によるパケットサイズの低減手法について提案し、パケットの自由度をシミュレーションにて検討した。ラベル長が増えるにつれピーク比は悪くなっていくが、 $8, 16$  [bit] においても認識に必要な最低限必要と思われる  $3$  [dB] を満たしたパターンを多数取得した。これより、使用コードを選別することにより  $100$  以上のネットワークが接続可能であることを確認した。
- 4パルス、8パルス時における全情報パターンにおける情報積載時のピーク比の変化について調べた。パターンによりばらつきはあるものの多数のパターンにおいて  $3$  [dB] を取得できた。これより、使用コードを選別する事により  $8$  [bit] までは使用可能であることがわかった。
- これまで固定していた遅延時間パターンを変化させることによりピーク比の変化を調べた。その結果、遅延時間はパケット長の長さに影響を受けることがわかった。

## 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 はじめに

このサブテーマの目標は、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。これを実現するための課題として、今年度は、【光 MUX/DEMUX の研究】、【可変符号器の研究】を実施した。

### 4-2-2 2 多重光 MUX モジュールによる課題抽出

【光 MUX/DEMUX の研究】で用いる光 MUX 部において、現状のマニュアル制御では動作が不安定であるため、将来的には自動制御による動作が必要になる。さらに、それぞれのパスから出力され合波される信号はそれぞれのパワーを自動的に調整する機構が求められる。また、現状は、個別モジュールをファイバ系で挿入した形の大型なシステム構成となっているため、実用化するためには、よりコンパクトなモジュール化が必要になる。そこで、図 4.2.1 に示すような、液晶を用いた小型の光 MUX モジュールを試作し、評価を行った。

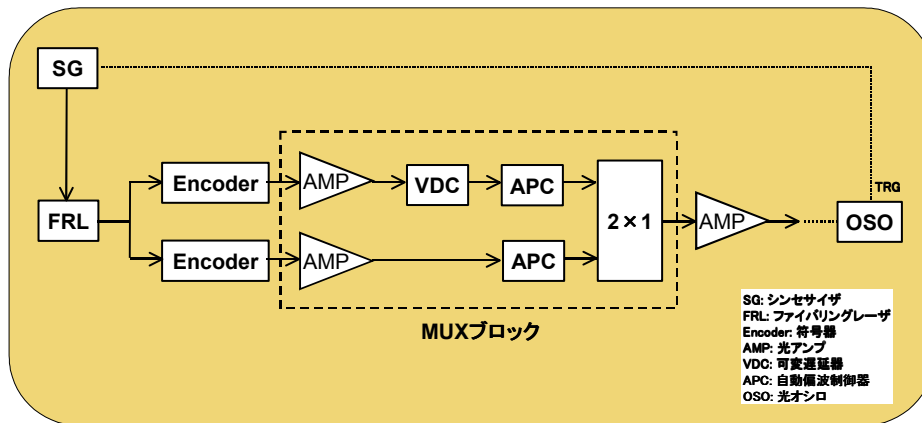


図 4.2.1 光 MUX モジュールを用いた 2 符号多重の系

この光 MUX モジュールは、図に示すように光アッテネータとして液晶を搭載した、2 入力、1 出力の空間結合系の合波器である。液晶を用いた光アッテネータの場合、液晶が異方性を持つために、偏波を一定に保ち、入力する必要がある。光ファイバリングレーザからの出力は偏波一定であるが、エンコーダーとして用いる FBG が SMF で構成されているため、定偏波に戻す必要がある。そこで、図に示すように、自動偏波制御器を用いて偏波を直線偏波でかつ、一定方向へあわせた上で、2x1 合波器へ入力する構成とした。

この構成において、SOP モニタを用いてそれぞれの出力の光信号の偏波の状態を測定した。その結果、2x1 合波器へ入力される光信号は、DOP (Degree of Polarization) 98% と安定していることを確認した。

そこで、次に、液晶の設定を変化させることにより、光パワーの透過特性を確認した。その結果、1.5~2dB の範囲で透過パワーを変化させることが可能であることを確認した。

### 4-2-3 160Gbps 相当の 4ch 光 MUX モジュールの試作

よりコンパクトな構成とするため、4ch 光 MUX モジュールを試作した。構成図を図 4.2.2 に示す。光符号化された信号は、遅延および偏波制御され、液晶の調整ブロックで光パワーが各々調整され、空間結合系で多重され出力される。4 多重光出力はサブ出力も含めて 2

出力、さらに、2 多重ポートとして、2 出力が得られる構成である。APC 後の光入力部を、IN1、IN2、IN3、IN4 ポートとし、光出力部は、OUT 1、OUT 2、OUT 3、OUT 4 ポートとする。

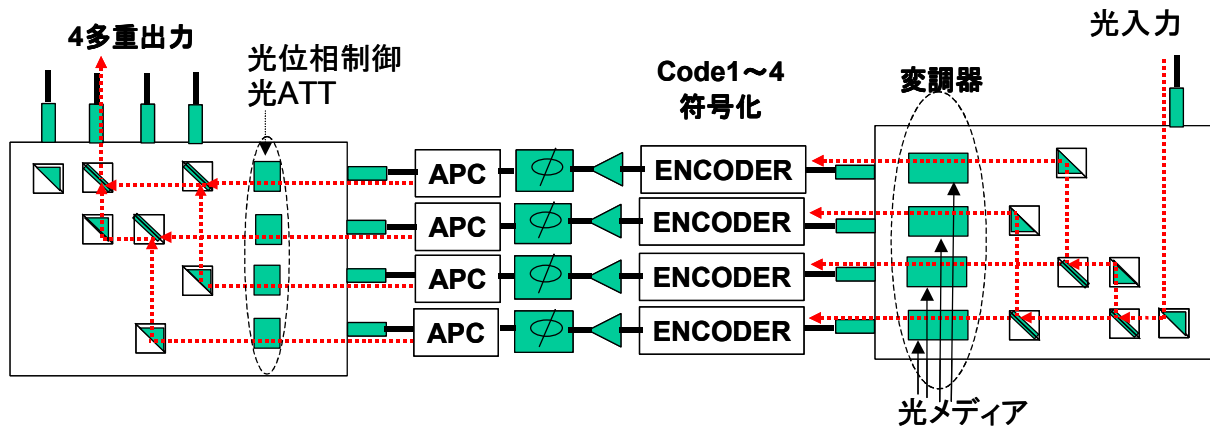


図 4. 2. 2 4ch 光 MUX の構成図

4ch 光 MUX モジュールの結合損失特性評価系を図 4. 2. 3 に示す。それぞれの入力ポートより、ファイバリングレーザから出力された光短パルス ( $\lambda = 1550\text{nm}$ ) を入力する。入力光パワー調整のために、光減衰器を配置し、さらに、自動偏波制御器を配置し、光パワー、および偏波を適宜調整した。各出力ポートから出力される光強度を測定し、それぞれのパスにおける結合損失として測定した。結果を表 4. 2. 1 に示す。

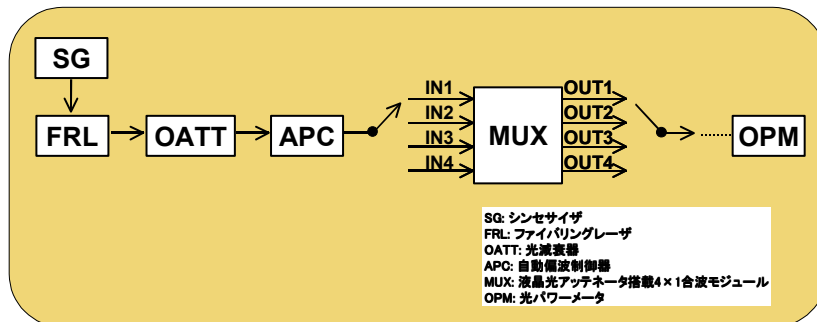


図 4. 2. 3 4ch 光 MUX モジュールの結合損失特性評価系

表 4. 2. 1 4 多重光 MUX モジュールの結合損失特性

出力ポート 入力ポート	OUT1 (dB)	OUT2 (dB)	OUT3 (dB)	OUT4 (dB)
IN1	6.58	6.94		4.23
IN2	6.88	6.46	4.02	
IN3	6.79	7.19		3.73
IN4	7.43	6.96	3.77	

ポートの内、OUT 1 と OUT 2 は、4 多重光の出力ポートであり、OUT3 と OUT 4 は、それぞれ、IN2 と IN4、および、IN1 と IN3 の 2 多重光の出力ポートである。4 多重光の出力ポートである OUT 1 と OUT2 では、空間結合系に配した光分岐ブロックを 2 度通ることにより、理論上 6dB の損失を被ることとなる。それに対して、過剰損失は、OUT1 では、0.58~1.43dB、OUT2 では、0.46~1.19dB となった。空間結合系の調整で、各調整箇所あたり、0.2dB の損失を仮定するとして、ファイバ-空間結合系 2 箇所、光学ブロック-空間結合系 6~8 箇所、ファイバ-ファイバ接続 2 箇所、都合 10 箇所の接続調整を考えると、最大 2dB の損失の可能性が考えられる。それに対して、測定した過剰損失の最大も 1.4dB と損失が抑えられて

おり、設計どおりの試作が行われたことが確認できた。また、最大結合損失と最小結合損失の差が OUT1、OUT2、それぞれ、0.85 dB と 0.53 dB であり、両者共に各々の光路上に配した液晶型光アッテネータの仕様である 3dB に対して十分に小さく、調製が可能な範囲に収まっている。これらの測定結果は、光入力信号として、CW 光( $\lambda = 1550\text{nm}$ )を用いて測定した結果と 1dB 以下の精度で同じ結果が得られた。

次に、各光路に搭載した液晶型光アッテネータに電圧を印加して得られる消光比特性を測定した。測定系は、図 4.2.3 の系で、光入力には、ファイバリングレーザから出力された光短パルス( $\lambda = 1550\text{nm}$ )を用いた。それぞれの光入力ポートから、OUT2(4 多重光主出力ポート)に出力される光パワーを測定し、個々のパスに配置した液晶型光アッテネータとしての消光比 (dB) 特性を制御電圧 1 から 5V の範囲で評価した。結果を図 4.2.4 に示す。

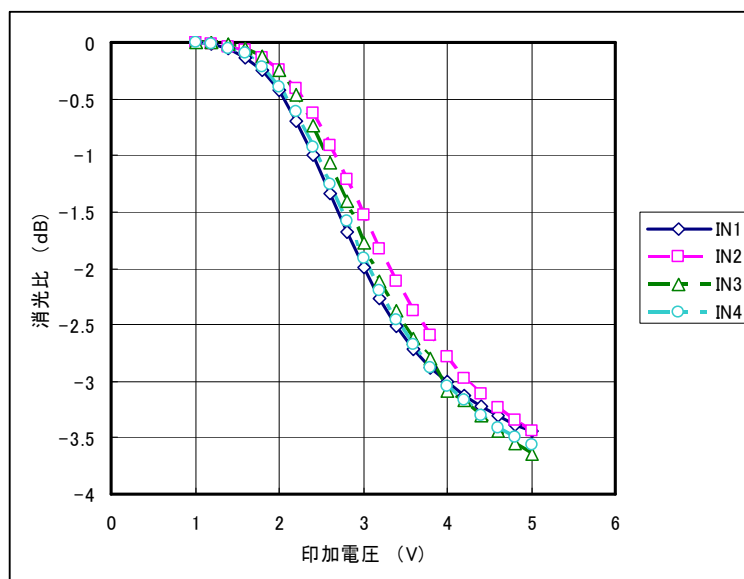


図 4.2.4 4 多重光 MUX モジュールの可変減衰特性

光減衰器としての消光比特性は、全ての光路上の液晶で、3.5dB 程度の調整が可能であり、またその消光特性は、ほぼ一定であることを確認した。また、これらの結果も、CW 光を用いた結果と 1dB 以下の精度で一致していた。これにより、液晶を用いた光減衰器特性は、光短パルス信号としても十分に活用できることが確認できた。

さらに、4 多重光 MUX モジュールを用いて、FBG によって符号化した信号の多重を行った。実験系を図 4.2.5 に示す。

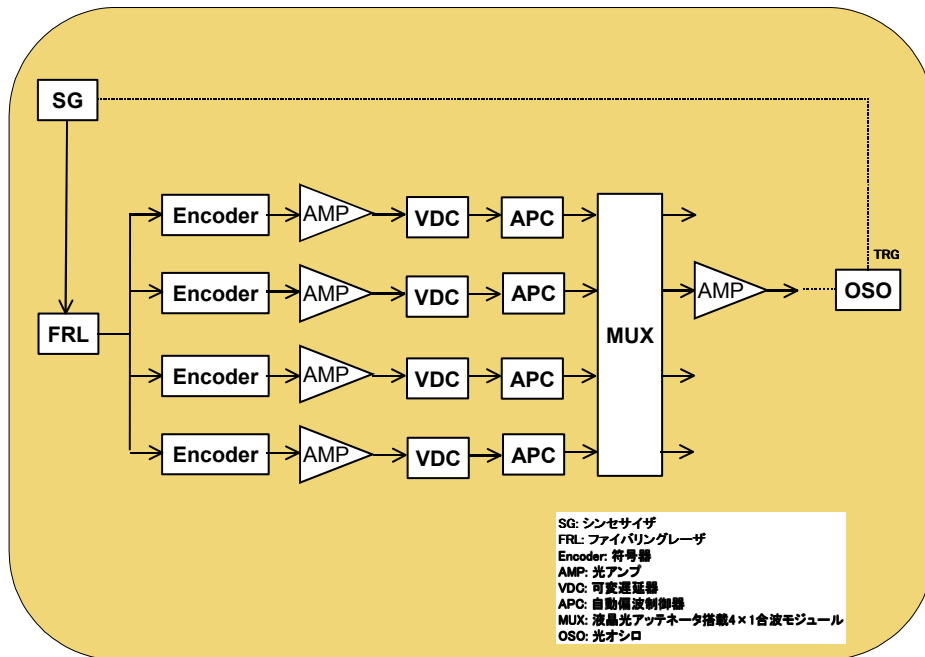


図 4.2.5 4 多重光 MUX モジュールによる多重実験の測定系

光波形の測定において、FBG で符号化した後段に配した光アンプを ON/OFF 操作することで、各スロットの光信号のみを光 MUX モジュールへ挿入することとし、単一スロットの符号化した波形の測定を行った。これにより、多重後の光測定系と各スロットの測定系の径路長を一定に保つことができるので、光サンプリングオシロで測定された光波形の各スロットの位置が同定できる。各々の OCDM エンコードした各スロットの光波形と、4ch-光 MUX モジュールで多重した光波形を図 4.2.6 に示す。

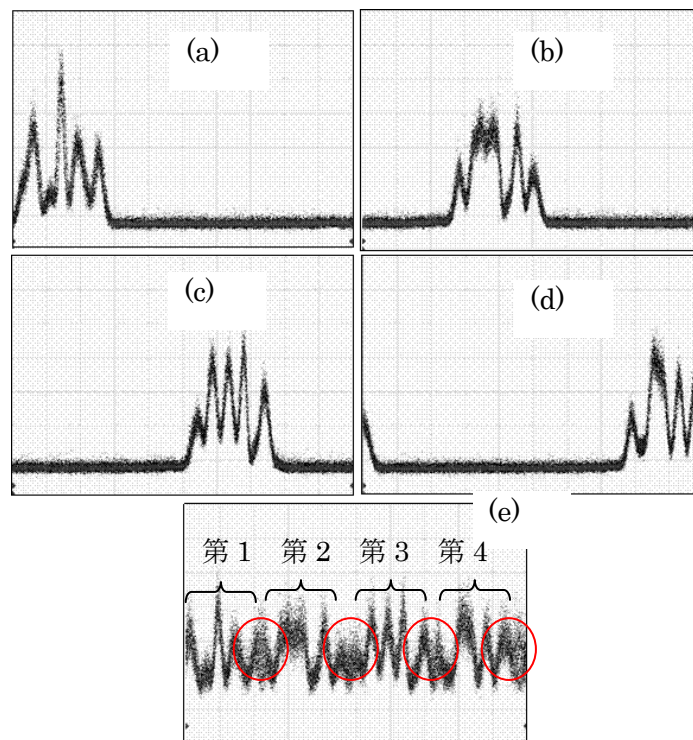


図 4.2.6 各スロット、および、光 4 多重した光エンドード信号  
 (a)第1スロット(b)第2スロット(c)第3スロット(d)第4スロット  
 および、(e)4 多重光 MUX モジュール出力信号

図 4.2.6(e)に示すように、それぞれのスロット間で、光の干渉が生じている状況が確認された。ファイバリングレーザによる光短パルス信号が、半値幅約 2ps であるために、符号化における 15/16 の間隔を 1 ビット空けて干渉を避けて設計していたが、十分でないことが確認できた。光源となる、ファイバリングレーザにおけるさらなる短パルス化の検討や、隣接スロットとの光位相制御を行うことで、抑制する方法などについて検討し、今後、4 多重光 MUX モジュールの自動調整の検討と共に、制御方法の確立を行う。

#### 4-2-4 160Gbps 相当の 4 多重光 MUX モジュールの制御に関する検討

4 多重光 MUX モジュールは、実用化に向けて設置時の調整簡便化のためにも、遅延制御を自動化させる方式の検討が必要である。今回、本 4 多重光 MUX モジュールの遅延制御に関しては、光サンプリングオシロを用いた目視による調整を行ったが、さらに、簡単な調整法が必要となる。

単純な光パルスを多重する場合、10GHz から 4 多重する場合であれば、光・電気変換した信号から基準クロックを取り出し、その信号ピークパワーを最大になるように制御することが考えられる。2 多重光の場合、20GHz、4 多重光の場合、40GHz のピークパワーをモニタする方法が考えられるが、実システムでこのような高い周波数での制御は装置価格へ反映されるため、より低速での制御を行うことが望ましい。そこで、光変調器で差周波信号を重畳した信号で変調することで、制御周波数をより低速へ変換することを検討した。

今回、4 多重信号のうち、モニタ信号として出力される 2 多重、および 4 多重光出力を用いて、光変調器へ導入し、基準クロックとなる 39.81312GHz へ差周波成分を重畳した信号で変調することによって、光信号の中に現れる差周波成分を電気信号として出力させ、その信号の特性を評価することで 2 多重光のスロット時間位置における振る舞い、4 多重光のスロット時間位置における振る舞いをそれぞれ検討した。

まず、2 多重光の測定結果を図 4.2.7 に示す。相対的な遅延を外部の光遅延器で調整し、出力される差周波信号のピークパワーとノイズフロアのパワーをそれぞれスペクトラムアナライザを用いて測定した結果である。パワー測定を行う同時に、光サンプリングオシロを用いて、それぞれの波形を観測した。

図中、ノイズフロアのパワーが上昇する部分は、2 多重光のスロット位置が一致し、光干渉を起こしているところに等しい。同時に、ピークパワーも最大を示している。他方、ノイズフロアのパワーが下がり、かつ、ピークパワーが極大値となる 2 つの山が観測されている。光遅延器の最大遅延量が 70ps 程度しか与えられないため、測定範囲が十分ではないが、光サンプリングオシロでの測定において、中間にビットインターリーブできたところでは、図中 315ps 付近のピークパワーが最大、かつ、ノイズフロアレベルが最小の値を示すポイントに相当していることを確認した。

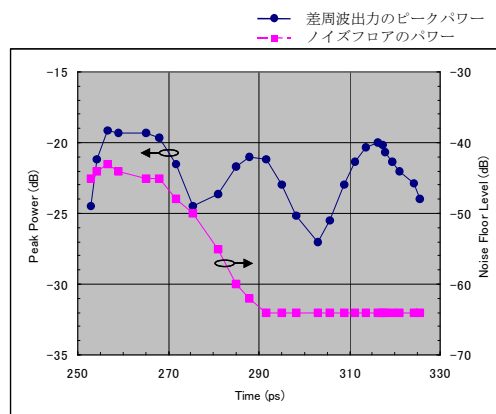


図 4.2.7 2 多重出力光による差周波出力のピークパワーとフロアレベルの 2 多重光間の遅延依存性



次に、2 多重光を正確に中心になるよう調整した後に、さらに3つめ、4つめのスロットを入力し、その信号の遅延を制御して同様にピークパワーとノイズフロアレベルの観測を行った。結果を図 4.2.8 に示す。これは、3つのスロットが確定している場合の、4つめのスロットが確定している場合の観測結果であり、時間軸における 270ps の位置で、ノイズフロアレベルが最小、差周波のピークパワーが極大値を示しており、光サンプリングオシロ測定でも、このポイントで、両端が光の干渉が生じているものの、良好な 4 多重波形が得られた。

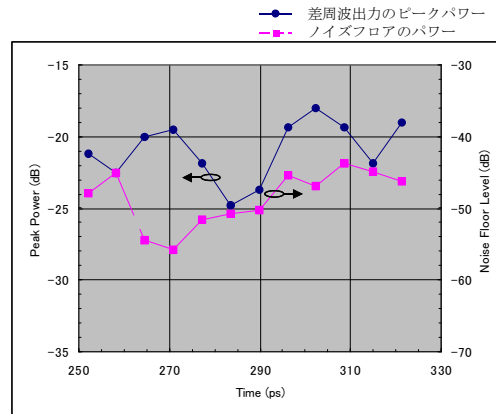


図 4.2.8 4 多重出力光による差周波出力のピークパワーとフロアレベルの 2 多重光間の遅延依存

以上のように、光変調器をフロントエンドとして、変調信号に差周波を導入して駆動させ、出力された光信号から差周波成分を取り出し、その信号をモニタとして用いることで、光スロットの確定を行う方法が可能であることが確認できた。今後は、この方法を用いた 4 多重光 MUX モジュールの自動制御について詳細検討を行い、実システムとしての制御系を構築する。

#### 4-2-5 シミュレーションによる分散耐力の確認

伝送路分散に対する復号化耐力の確認を行うため、符号器への入力パルス幅を 0.8ps から 2.0ps まで 0.4ps 間隔で変化させたときの復号信号のアイダイアグラムの変化をシミュレーションにより確認した。図 4.2.9 (a) ~ (d) にそれぞれの結果を示す。この結果から、いずれの場合でもデータを抽出するに十分なアイダイアグラムが得られており、符号化信号が伝送路分散による影響を受けた場合でも、復号できることが確認できた。

なお、短パルス光源のパルス幅は、640GHz に対応させることを考慮すると 0.8ps 程度の値が必要であると考えられるが、実際には約 1.6ps である。しかし、このシミュレーションの結果から、パルス幅が約 1.6ps と広がりがある場合でも、復号動作に対する影響は小さいということが確認できた。

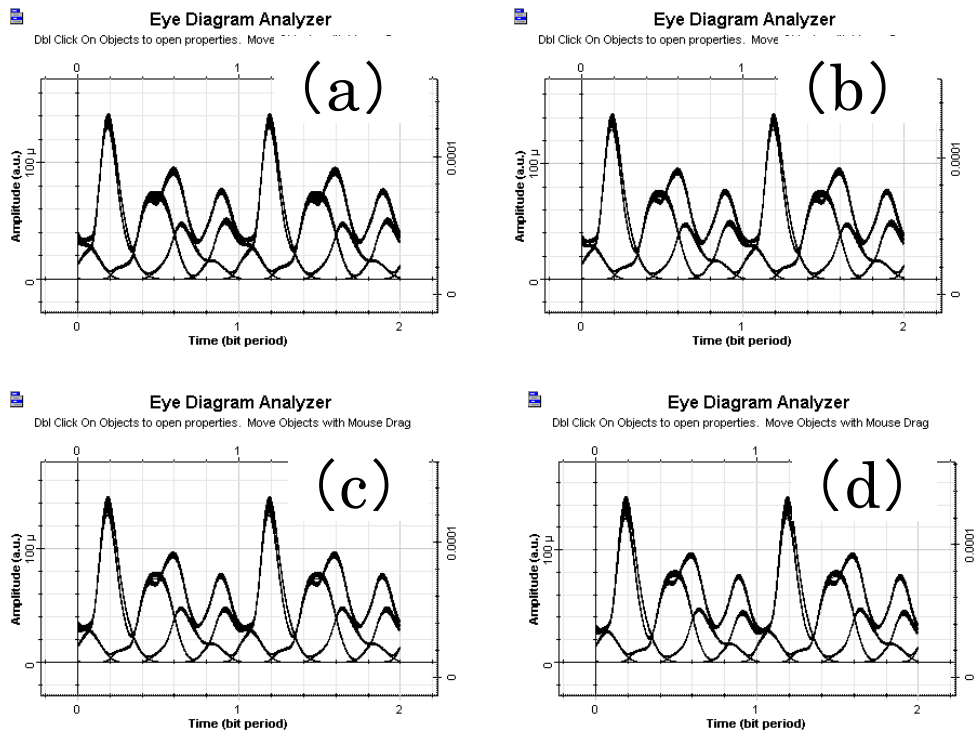


図 4.2.9 入力パルス幅を変化させたときのアイダイアグラムの変化  
 入力パルス幅 (a) 0.8ps, (b) 1.2ps, (c) 1.6ps, (d) 2.0ps

#### 4-2-6 単位位相符号器の作製

【可変符号器の研究】において、可変符号器を構成する単位位相符号器の作製を行った。作製した符号器は、反射中心波長 1561nm で、表 4.2.2 に示すように CodeA-D の符号を有する。これらの H18 年度に作製した単位位相符号器と、H17 年度に作製した反射中心波長 1551nm の単位位相符号器を用いて、可変符号器の動作確認を行った。

まず、単位位相符号器が設計どおりに作製されていることを確認するため、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 4.2.10 に実験系を示す。ASE 光源からの出力を各単位位相符号器に入力し、その反射光を光スペアナで観測した。図 4.2.11 に、各符号器についてシミュレーション結果と実測結果を重ねて示す。いずれもシミュレーション結果と比較して、波長に対するピーク位置が揃っており、相似形で同等なスペクトル波形が得られていることが確認できた。従って、符号器はいずれも設計どおりに試作されていると判断した。

表 4.2.2 単位位相符号器の各符号

	Gold-like符号														
<b>CodeA</b>	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	1	0	1
<b>CodeB</b>	1	1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0
<b>CodeC</b>	1	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0
<b>CodeD</b>	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	0	1	1	0

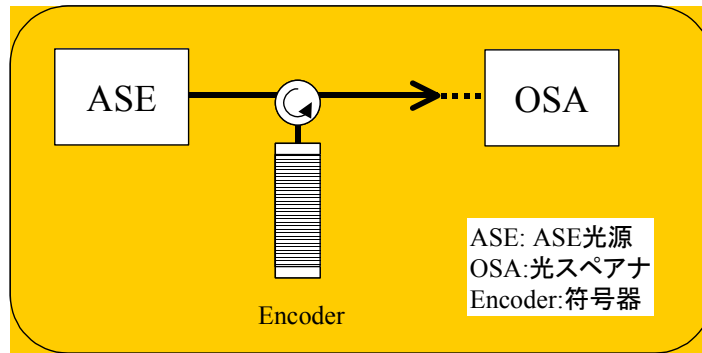


図 4.2.10 反射スペクトル測定の実験系

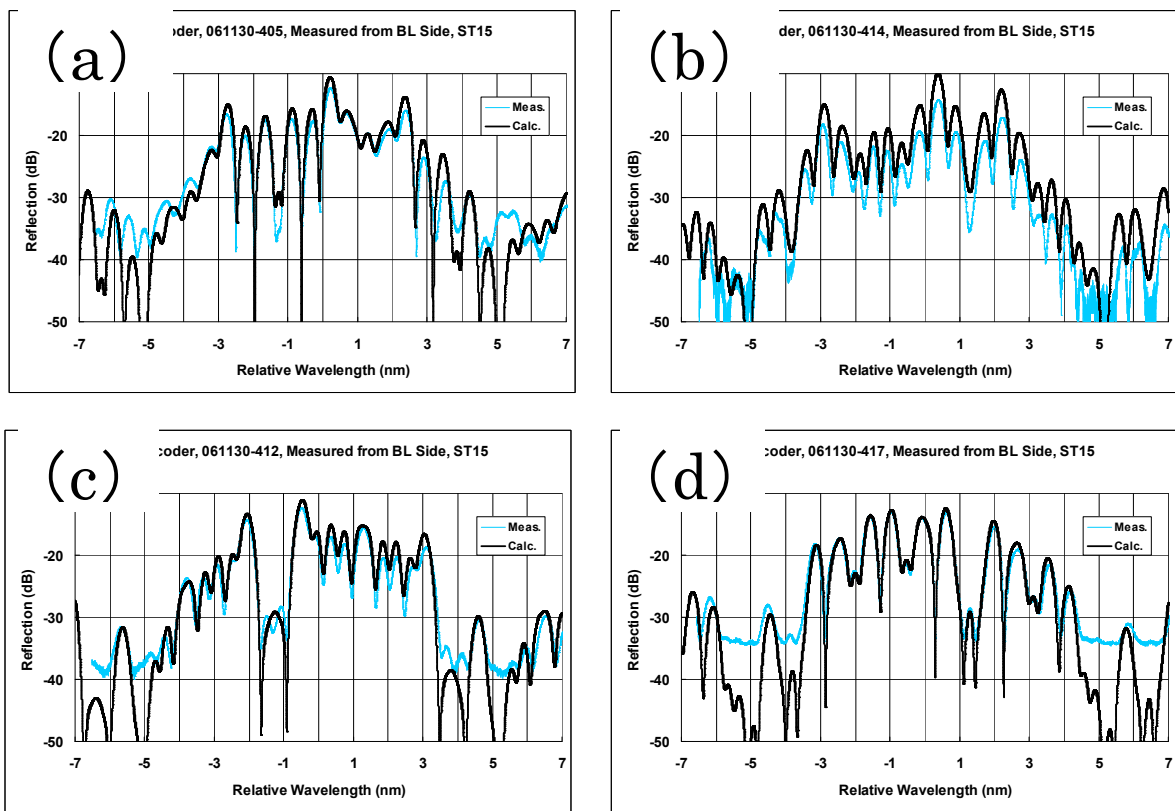


図 4.2.11 反射スペクトル測定結果  
(a) CodeA, (b) CodeB, (c) CodeC, (d) CodeD

#### 4-2-7 可変符号動作の確認

可変復号動作は、単位位相符号器の特性評価における実測結果から抽出したジョーンズマトリクスデータを用い、Optisystem (Optiwave 社製) によるシミュレーションを行うことで確認した。図 4.2.12 に評価シミュレーションのモデルを示す。図中において、単位位相符号器および復号器に、特性評価結果の実測値が反映される。光源のパルス幅は 1.0ps とし、1561nm および 1551nm の 2 波長分の光源を結合する構成とした。符号器 1 は、反射中心波長 1561nm で CodeA の単位位相符号器と反射中心波長 1551nm で CodeC の単位位相符号器で構成し、符号器 2 は、反射中心波長 1561nm で CodeC の単位位相符号器と反射中心波長 1551nm で CodeA の単位位相符号器で構成した。それぞれの符号器で符号化された信号は、

光遅延器により、50ps の遅延をもって合波され、送信される。可変復号器は、図 4.2.12 に示すように、符号器 1 と符号器 2 を構成する単位位相符号器と符号マッチングする単位位相復号器により構成した。それぞれの単位位相復号器は、それぞれ光遅延器 D1~D4 を介して結合される。これらの光遅延器を表 4.2.3 に示すように調整することにより、符号器 1 および符号器 2 の復号可変が可能となる。この方式では、符号切り替えに要する光遅延量は最大 75ps であり、空間型光遅延器の作動距離約 2.25cm と小さいため、調整に要する時間とあわせても 50ms 以下の符号切り替え時間を実現できる。

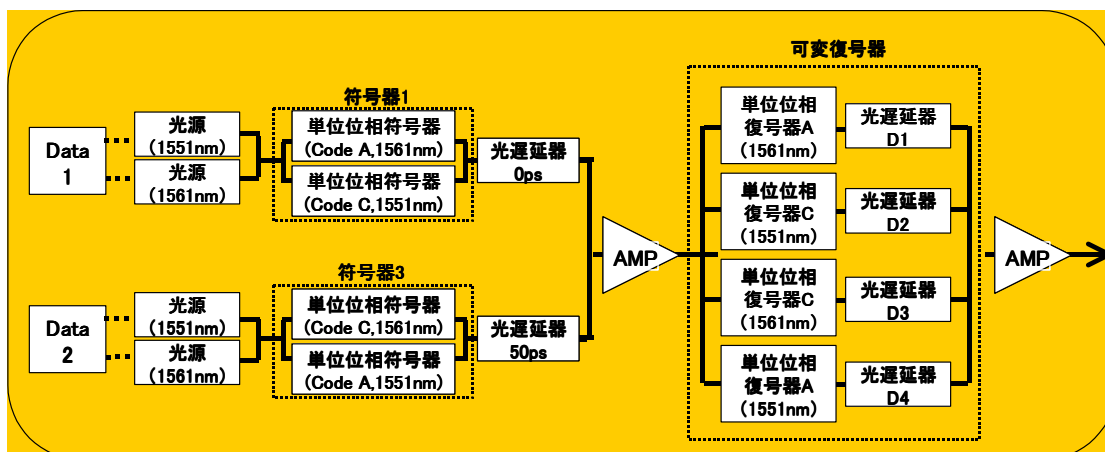


図 4.2.12 評価シミュレーションのモデル(2 符号)

表 4.2.3 各光遅延器の設定

	D1	D2	D3	D4
符号1再生	0ps	0ps	25ps	50ps
符号2再生	25ps	50ps	0ps	0ps

符号器 1 を構成する単位位相符号器 A(1561nm) と単位位相符号器 C(1551nm) の符号化波形および、符号器 1 からの出力波形を図 4.2.13 に示す。図に示すように、単位位相符号器からの符号化波形を、タイミングをそろえて合波することで、符号器 1 からの出力とした。

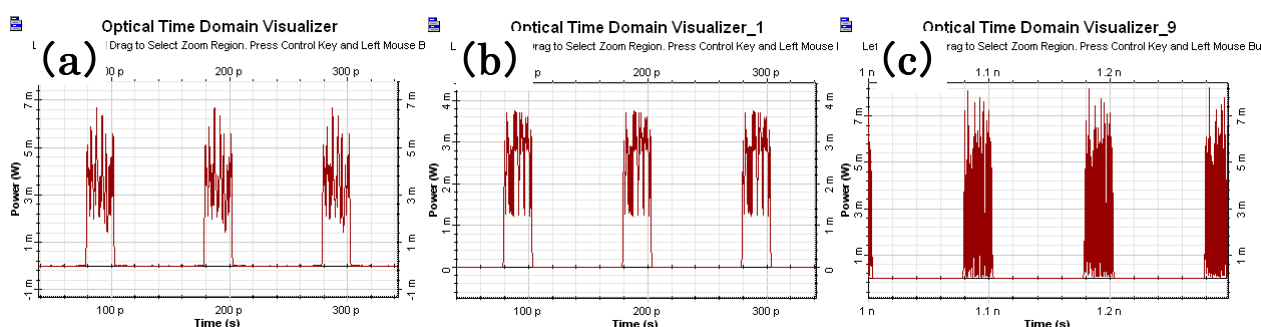


図 4.2.13 符号化波形

(a) 単位位相符号器 A(1561nm), (b) 単位位相符号器 C(1551nm), (c) 符号器 1

符号器 2 からの出力および、符号器 1 と符号器 2 からの出力の合波波形(送信波形)を図 4.2.14 に示す。各符号器からの出力を光遅延器により 50ps の間隔をもって合波し、可変復号器へ送信した。

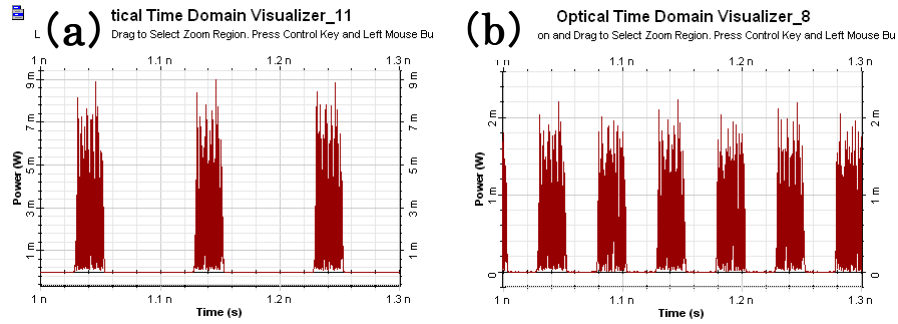


図 4.2.14 符号化波形  
(a) 符号器 2, (b) 送信波形

可変復号器を構成する単位位相復号器 A(1561nm), C(1551nm), C(1561nm), A(1551nm) からの復号波形を図 4.2.15 に示す。図に示すように、いずれの復号器からも、100ps 間隔で自己相関ピークが出力されることを確認した。

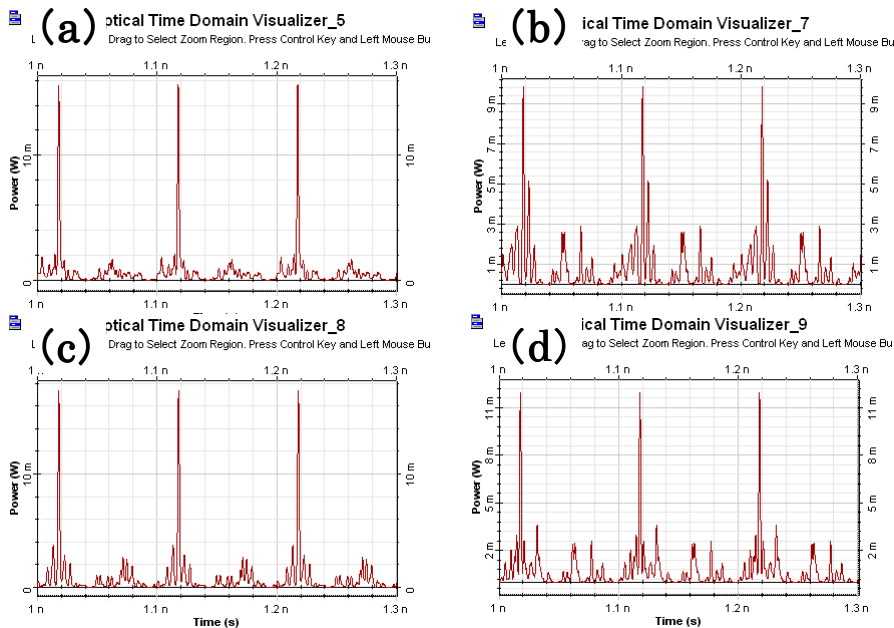


図 4.2.15 各単位位相復号器からの復号波形  
(a) A(1561nm), (b) C(1551nm), (c) C(1561nm), (d) A(1551nm)

表 4.2.3 のとおりに遅延器 D1~D4 を設定することで、符号 1 と符号 2 を復号した。復号波形とアイダイアグラムを図 4.2.16 に示す。図に示すように、いずれの符号の場合でも、相互相関によるノイズが確認されるが、自己相関ピーク自体はクリアなアイダイアグラムが確認できた。

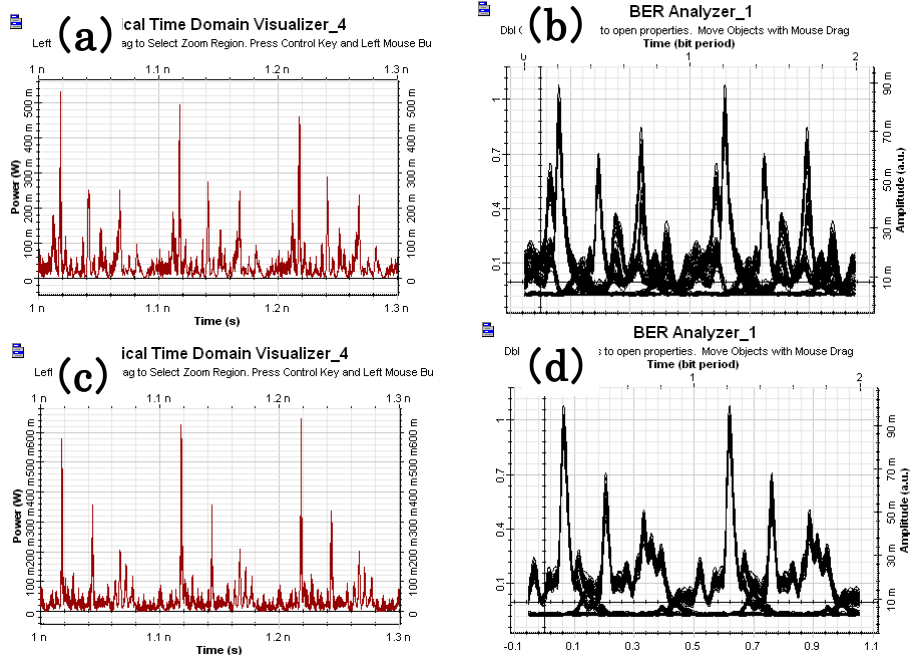


図 4.2.16 復号波形およびアイダイアグラム  
 (a) 符号1の復号波形, (b) 符号1のアイダイアグラム,  
 (c) 符号2の復号波形, (d) 符号2のアイダイアグラム

相互相関によるノイズを低減させるために、時間ゲート処理を行う。これは、図 4.2.17 に示すように、強度変調により自己相関成分だけを抽出する技術である。時間ゲート後の波形を図 4.2.18 に示す。図に示すように、時間ゲート後の波形は、相互相関成分が低減された自己相関波形が得られる。この波形から閾値判定を行うことで、データ再生抽出が可能となる。

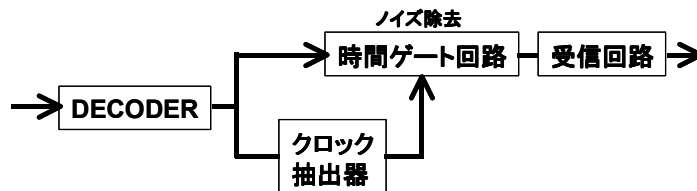


図 4.2.17 時間ゲート処理の説明図

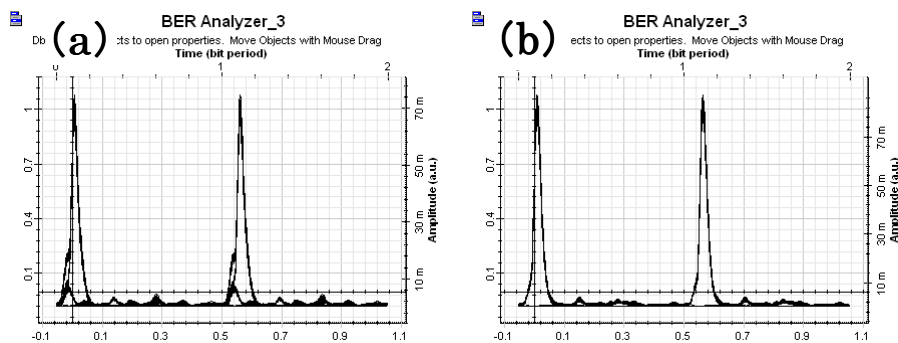


図 4.2.18 時間ゲート処理後のアイダイアグラム  
 (a) 符号1, (b) 符号2

#### 4-2-8 符号数増大についての検討

符号数が増大した場合でも可変符号器が動作することを確認するために、CodeB および CodeD の符号器を追加したときの復号動作を確認した。図 4.2.19 に評価シミュレーションのモデルを示す。この構成において、CodeA および CodeC について復号動作を確認した。

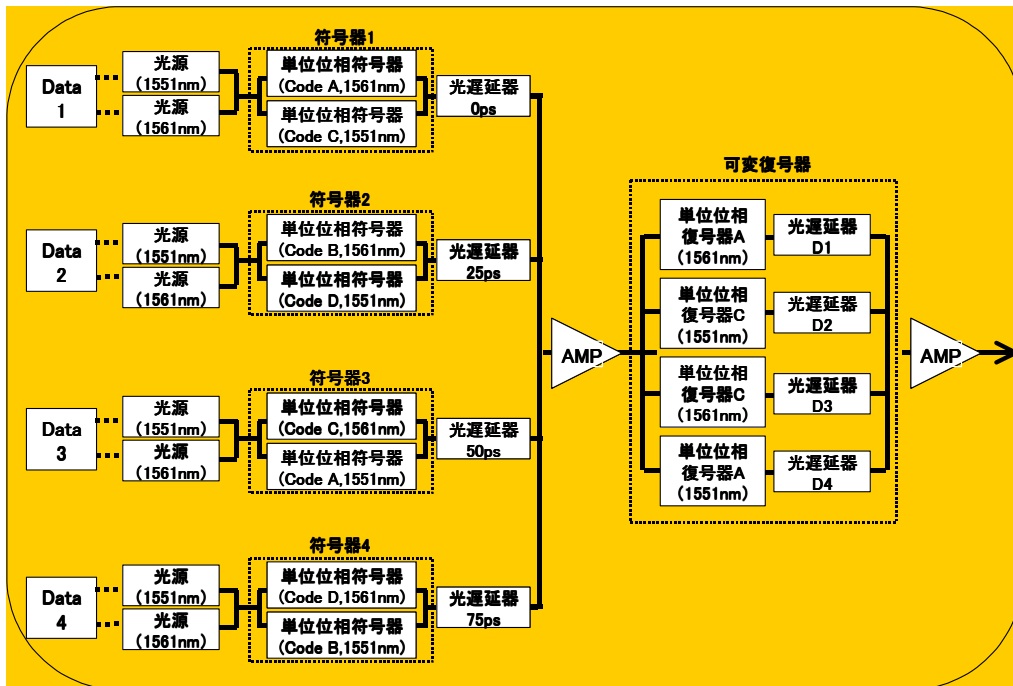


図 4.2.19 評価シミュレーションのモデル(4 符号)

送信波形を図 4.2.20 に示す。図に示すように、各符号器からの出力を光遅延器により 25ps の間隔をもって合波し、可変復号器へ送信した。

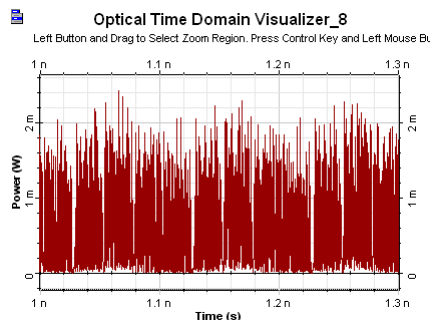


図 4.2.20 送信波形

可変復号器を構成する単位位相復号器 A(1561nm), C(1551nm), C(1561nm), A(1551nm) からの復号波形を図 4.2.21 に示す。図に示すように、送信符号を増加したことによる相互相関ノイズが増大しているが、いずれの復号器からも、100ps 間隔で自己相関ピークが出力されることを確認した。

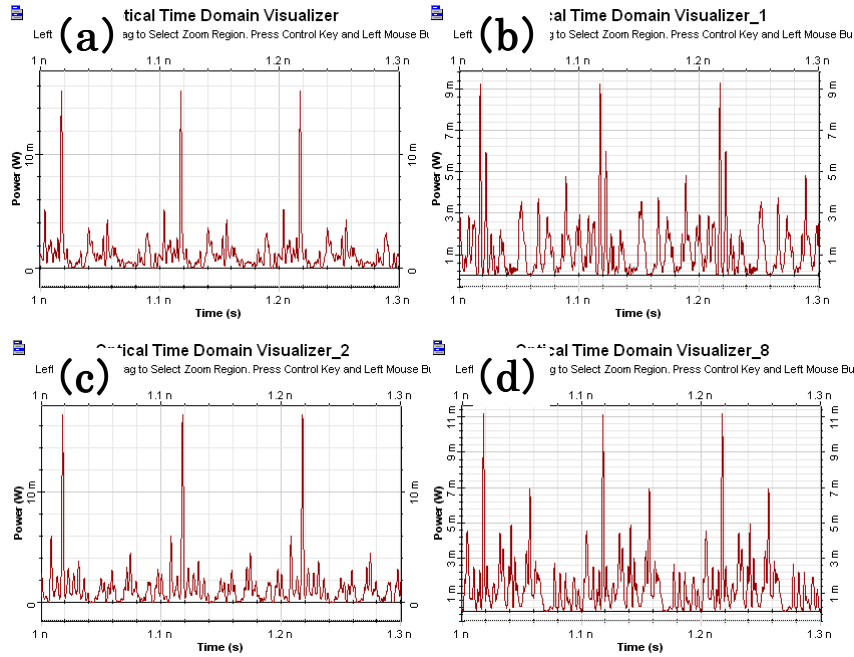


図 4. 2. 21 各単位位相復号器からの復号波形

(a) A(1561nm), (b) C(1551nm), (c) C(1561nm), (d) A(1551nm)

表 4. 2. 3 のとおりに遅延器 D1~D4 を設定することで、符号 1 と符号 2 を復号した。アイダイアグラムを図 4. 2. 22 に示す。図に示すように、送信符号数を増加させたことによる相互相関によるノイズの増大が確認されるが、自己相関ピーク自体はクリアなアイダイアグラムが確認できた。これを時間ゲート処理することにより図 4. 2. 23 に示すようなアイダイアグラムが得られる。時間ゲート後の波形は、相互相関成分が低減された自己相関波形が得られる。得られた波形から、閾値アンプ等による非線形処理を行うことでさらに S/N を改善し、データ再生が可能となる。

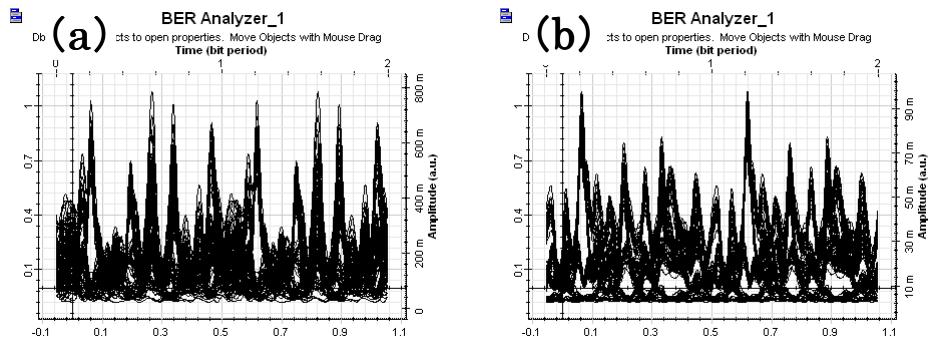


図 4. 2. 22 復号後のアイダイアグラム

(a) 符号 1, (b) 符号 2



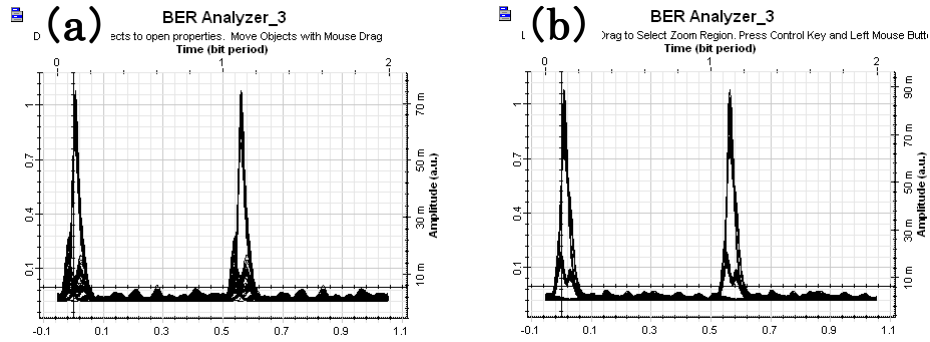


図 4. 2. 23 時間ゲート処理後のアイダイアグラム  
(a) 符号 1, (b) 符号 2

#### 4-2-9 まとめ

以下に成果を示す。

- 光 MUX モジュールを用いた 2 符号多重の系を構成し、それぞれの出力の光信号の偏波の状態を、SOP モニタを用いて測定した結果、2 x 1 合波器へ入力される光信号は、DOP (Degree of Polarization) 98%と安定していることを確認した。また、液晶の設定を変化させることにより、光パワーの透過特性を確認した結果、1.5~2dB の範囲で透過パワーを変化させることが可能であることを確認した。
- 新規作製した 4ch 光 MUX モジュールの結合損失特性を測定した結果、過剰損失は、OUT1 では、0.58~1.43dB、OUT2 では、0.46~1.19dB と、損失が抑制されていることを確認した。また、最大結合損失と最小結合損失の差が OUT1、OUT2、それぞれ、0.85 dB と 0.53 dB であり、両者共に各々の光路上に配した液晶型光アッテネータの仕様である 3dB に対して十分に小さく、調製が可能な範囲に収まっていることを確認した。
- 各光路に搭載した液晶型光アッテネータに電圧を印加して得られる消光比特性を測定した結果、全て 3.5dB 程度の調整が可能であり、その消光特性はほぼ一定であることを確認した。これにより、液晶を用いた光減衰器特性は、光短パルス信号としても十分に活用できることが確認できた。
- 4 多重光 MUX モジュールを用いて、FBG によって符号化した信号の多重を行った結果、光源のパルス幅が約 2.0ps と広がっている影響により、それぞれのスロット間で、光の干渉が生じることを確認した。
- 4 多重光 MUX モジュールを用いて、FBG によって符号化した信号の多重を行った結果、光源のパルス幅が約 2ps (半値幅) と広がっている影響により、それぞれのスロット間で、光の干渉が生じることを確認した。
- 光変調器をフロントエンドとして、変調信号に差周波を導入して駆動させ、出力された光信号から差周波成分を取り出し、その信号をモニターとして用いることで、光スロットの確定を行う方法を検討した。
- 符号器への入力パルス幅を 0.8ps から 2.0ps まで 0.4ps 間隔で変化させたときの復号信号のアイダイアグラムの変化をシミュレーションにより確認した結果、いずれの場合でもデータを抽出するに十分なアイダイアグラムが得られており、符号化信号が伝送路分散による影響を受けた場合でも、復号できることが確認できた。
- 可変符号器を構成する単位位相符号器の作製を行い、スペクトル特性の評価結果から、シミュレーションどおりの符号器が構成できることを確認した。
- 単位位相符号器の特性評価を行い、その実測結果から抽出したジョーンズマトリクスデータを用いて、Optisystem (Optiwave 社製) による可変符号動作シミュレーションを行っ

た。その結果、可変復号器を構成する光遅延器を調整することにより、符号可変が可能であることを確認した。

- この方式では、符号切り替えに要する光遅延量は最大 75ps であり、空間型光遅延器の作動距離約 2.25cm と小さいため、調整に要する時間とあわせても 50ms 以下の符号切り替え時間の実現できた。
- 送信符号数を増加したときの可変符号動作シミュレーションを行った結果、受信側の相互関係ノイズが増大するが、クリアなアイダイアグラムが得られることを確認した。

### 4-3 総括

[光サイドバンド変調による光ラベル発生の研究開発]

平成 18 年度の達成度：100%

最終目標の進捗：100%

今後課題として、符号／復号特性は使用する波長及びパルス間隔が一致することが重要であり、商品化開発として、多波長光源発生の波長安定化、符号器／復号器の波長及び位相の安定化技術の開発が必要である。

[光ラベル処理による OTDM 高速アクセスの研究開発]

本サブテーマの研究は、可変符号器の研究と光 MUX/DEMUX の研究がある。

【可変符号器の研究】

平成 18 年度の達成度：100%

最終目標の進捗：100%

今後の課題は、商用化に向けて、コスト削減及び安定動作を考慮すると、符号／復号による SN 比（自己相関と相互相関ノイズとの比）が大きく取れる方式を検討し、コスト、サイズ、性能等のトータル的に評価し、商品仕様を決定する必要がある。本研究で開発費用及び期間の関係上、弊社保有技術である FBG 符号器による方法で実施した。FBG 符号器はコンパクトに作製できる反面、反射型であるため相互相関ノイズが大きくなる。しかし、相関後に非線形アンプを使用することで、低 SN 比でも受信可能である。透過型の符号器は、サイズが大きくなる反面、相互相関ノイズを抑えることができ、非線形アンプが不要となる可能性がある。

【光 MUX/DEMUX の研究】

平成 18 年度の達成度：100%

最終目標の進捗：20%

今後は、MUX の位相制御や分散制御の自動制御を開発し、本研究の目標である 640Gbps 相当の伝送を行うために、伝送路の SN 設計、分散補償設計を行い、プロトタイプによる試作検証を行う。

## 5 参考資料・参考文献

### 5-1 研究発表・講演等一覧

(16年度)

- ・電子情報通信学会 2005年3月 : B-10-79
- ・IEICE Transactions. Vol.E88-B No.10 p.3971, 2005

(17年度)

- ・電子情報通信学会 2005年9月 : B-10-37
- ・電子情報通信学会 2006年3月 : B-12-34
- ・電子情報通信学会技術研究報告 2006年1月 : PN2005-62
- ・Proceedings of CPT2006 J-3 2006年1月
- ・Proceeding of the OFC-NFOEC, 2006年3月

(18年度)

- ・電子情報通信学会技術研究報告 2006年5月 : OFT 研究会
- ・電子情報通信学会技術研究報告 2007年3月 : PN2006-89
- ・Joint Workshop on OCDMA and OPS, 2006年12月