

平成19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20年4月

情報通信研究機構

平成19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	4
2-3	研究開発の年度別計画	5
3	研究開発体制	
3-1	研究開発実施体制	6
4	研究開発実施状況	
4-1	光ラベル処理による OTDM 高速アクセスの研究開発	7
4-1-1	はじめに	7
4-1-2	アクセス区間の伝送設計	7
4-1-3	SMF20km を用いた伝送実験	11
4-1-4	光 MUX における遅延制御の開発	13
4-1-5	プロトタイプ作製と動作検証	16
4-1-5-1	光信号モニターを用いた光符号化信号の OTDM スロット配置制御	17
4-1-5-2	受信装置における時間ゲート処理の自動制御	20
4-2	総括	21
5	参考資料・参考文献	23
5-1	研究発表・講演等一覧	23

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)

海外のアクセス市場では、G-PON (2.5Gbit/s) の導入が開始され、日本に比べ遅れてはいるもののアクセス系の光化が進んでいる。インタフェース速度としては、10G イーサネット向けに 10Gbit/s の光モジュールが各デバイスメーカーでラインナップされるようになってきている。また、40Gbit/s、100Gbit/s の開発も進んできており、世界的な主要学会である OFC2008 において、100G イーサネット用などに DQPSK(位相変調方式)による 100Gbit/s の変調モジュールなどの展示が行われていた状況である。すなわち、光化に加え、アクセス速度もどんどん速くなってきている。

映像配信では、RF 信号をそのまま光化して配信するトリプルプレイの導入が進んでいるが、IP 統合の IPTV 配信も検討が進んでおり、現状の GE-PON や G-PON で品質が確保できるか問題視され、標準化においても、普及が始まる現時点で既に容量拡張の議論が進められ

ている。

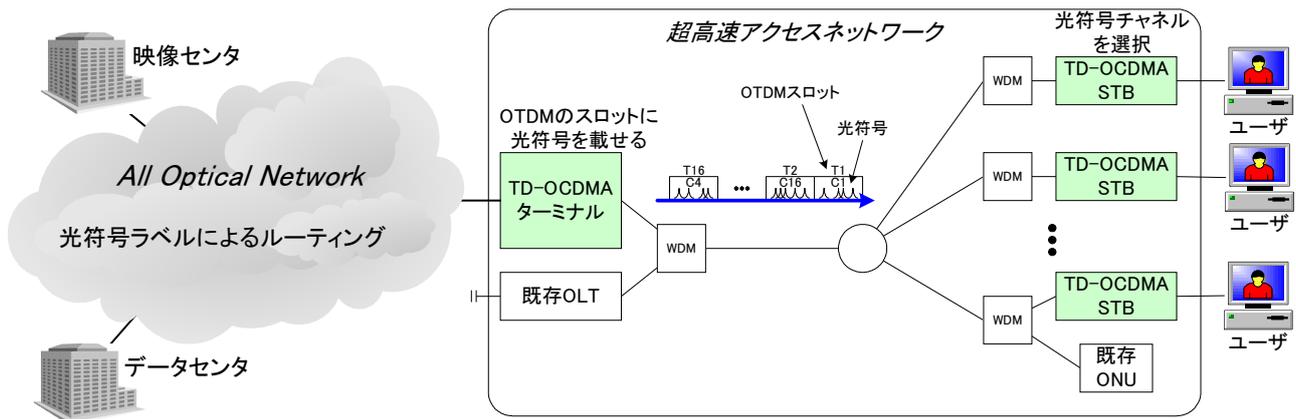
2 研究開発の全体計画

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ポード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 OTDM 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 OTDM 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

尚、中間評価の結果、上記の最終目標の達成に向けて、以下のように計画の見直しを行った。

【19年度の研究】

19年度の研究は、0～20kmの距離（アクセス区間）において、640Gbps相当の伝送を実現し、4MUXのプロタイプを開発することで、基本システムを検証する。

- 640Gbpsの伝送実現
 - モジュールの特性を加味した0～20kmの光伝送路の分散/SN設計（シミュレーションモデル作成）
 - シミュレーション実施から640Gbps伝送を実現するためのパルス幅の条件、入力位相誤差条件、分散補償値条件などを導出
 - 入力位相制御器の立案
 - 分散補償制御器実現の立案
- 4chシステムによる基本構成の検証
 - 上記条件下で、4chシステムのプロタイプを開発（下りの4ch/640Gbps伝送のみ）
 - 基本検証により、システム化に向けた課題抽出

【20年度の研究】

20年度の研究は、最終目標に向けて、16chへの拡張を検証し、16chマルチメディア配信システムを実証します。拡張方法としては、波長分割多重を用い、CWDMグリッド（RZ-640Gbpsの伝送帯域は約11nmのため）による伝送を実現する。

- 波長依存性の検証
 - CWDM4波におけるモジュールの波長依存性を加味した分散設計/SN設計（シミュレーションモデルの作成）
 - シミュレーション実施から640Gbps×4WDM伝送を実現する各種条件を導出
 - 入力位相制御及び分散補償制御の改良
- 16chシステムの実証
 - 上り通信手段をGE-PONとした非対称帯域方式の制御方法立案
 - 10G-Etherのインタフェースを開発
 - 上記条件下で、16chシステムの最小プロトタイプを開発

上記プロトタイプを用いて、16chマルチメディア配信システムを実証

2-3 研究開発の年度別計画

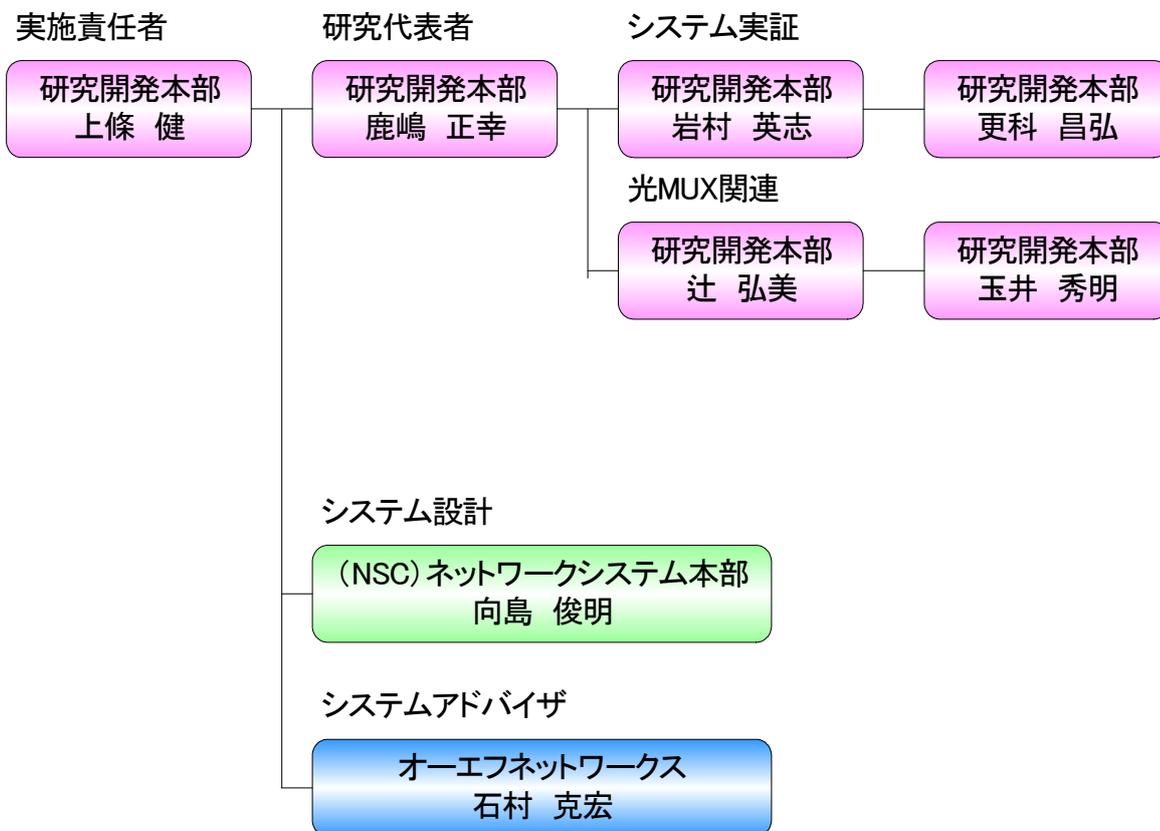
金額は非公表

研究開発項目	16年度	17年度	18年度	19年度	20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 →					-	京都工芸繊維大学
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	-	-	-	-	-	-	
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 光ラベル処理による OTDM 高速アクセスの研究開発

4-1-1 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】を実施した。

4-1-2 アクセス区間の伝送設計

ノイズの要因は、MUX 時のパルス幅の重なり、及び伝送時の分散によるパルス広がりによる重なりにより、発生する光ビートノイズである。そこで、640Gbps が伝送可能なパルス幅の許容範囲と分散耐力をシミュレートした。図 4.1.1 にシミュレーションの構成を示す。CW 光源の中心波長を 1551nm とし、外部変調器から出力されるパルス幅を 0.8ps とした。ここで、実際の短パルス光源の性能を考慮して、65fs のタイミングジッタを与えた。EDFA の NF は 5dB とし、ASE 光のフィルタリングに Gaussian 型の BPF を用いた。光符号器のパラメータには、実際に試作した FBG 型光符号器の特性評価により抽出されたジョーンズマトリクスデータを用いた。光符号化された各チャネルの信号は同一の強度とし、光遅延器により 25ps 間隔に調節して TDM-MUX した。伝送に用いた SMF のパラメータは、ファイバ長 20km、ロス 0.4dB/km、DGD 0.2ps/km、分散 16.75ps/nm/km、分散スロープ 0.092 ps/nm²/km、 A_{eff} 84.9 μm^2 、 n_2 2.6E⁻²⁰ m²/W とした。伝送された信号は、それぞれのチャネル毎に光復号器で復号される。復号された信号は、相互相関によるノイズを除去するため、外部変調器を用いた時間ゲート処理(ゲート幅 14ps)を行うこととした。

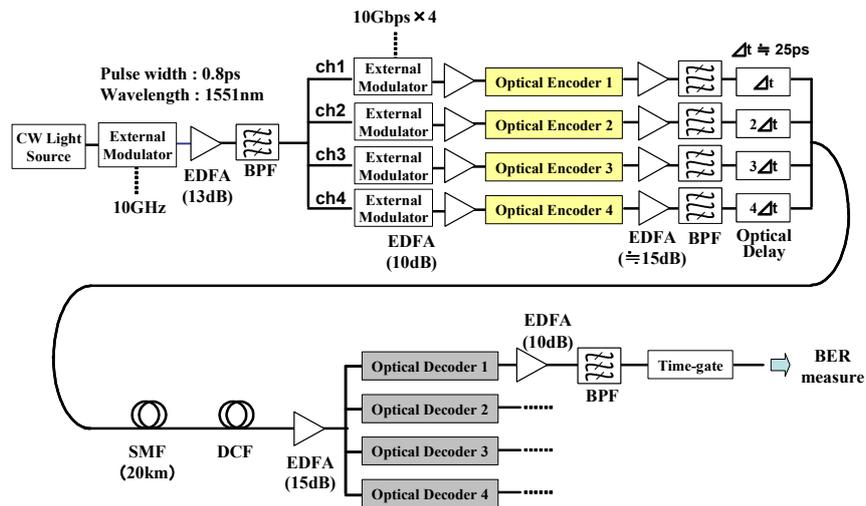


図 4.1.1 シミュレーションの構成

このシミュレーションモデルを用いて、パルス幅の許容範囲を求めた。入力パルス幅に対する受信信号の S/N を図 4.1.2 に示す。図 4.1.2 の結果は、受信側で時間ゲート処理を行った場合の結果である。図に示すように、パルス幅約 2.25ps 以下であれば BER 10^{-12} 以下の受信が可能であることが確認できた。しかし、実際のシステムで時間ゲート処理を行うためには、復号された信号からクロックを抽出する必要がある。このクロック抽出を行う

ためには、復号された信号の自己相関ピークと相互相関ピークの強度差が 2dB 以上必要である。そのため、図 4.1.3 のようなパルス幅 2ps のときの復号波形で示される以上の自己相関/相互相関ピーク比が必要とされる。

参考までに、図 4.1.4(a)、(b)に符号化波形、図 4.1.5(a)、(b)に復号化波形、及び図 4.1.6(a)、(b)に時間ゲート処理後の波形を示す。(a)はパルスが 0.8ps のとき、(b)はパルス幅が 1.6ps のときである。

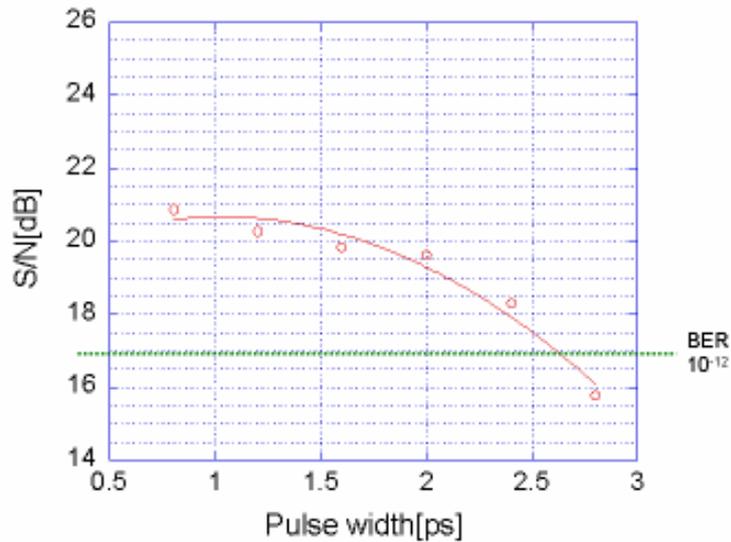


図 4.1.2 入力パルス幅に対する受信信号の S/N

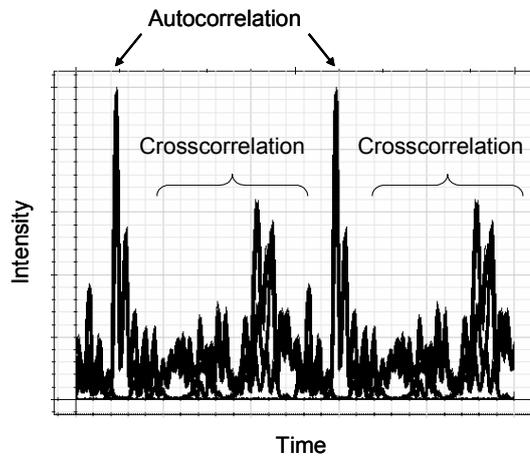


図 4.1.3 復号波形 (パルス幅 2.0ps)

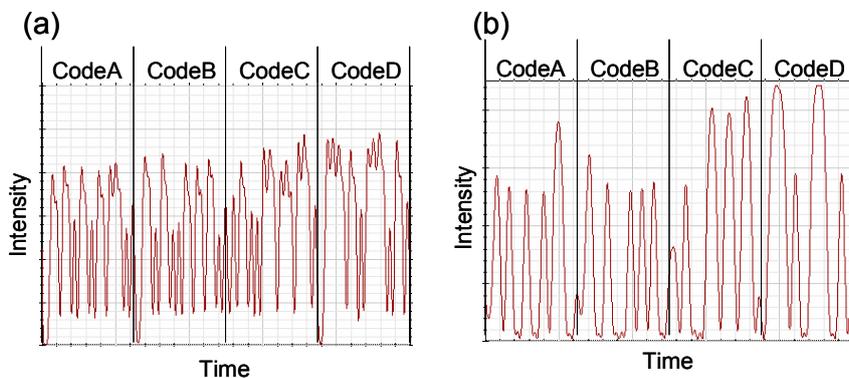


図 4.1.4 符号化波形

(a) パルス幅 0.8ps, (b) パルス幅 1.6ps

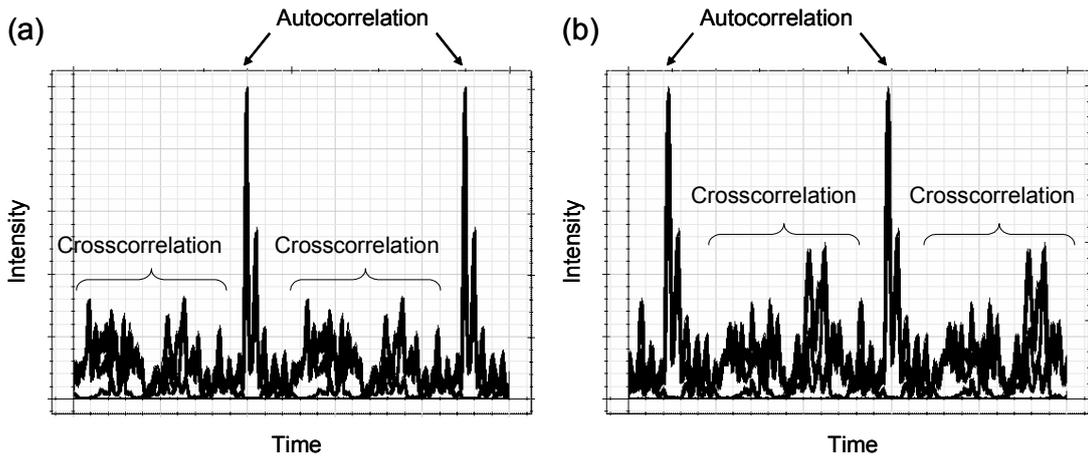


図 4.1.5 復号波形

(a) パルス幅 0.8ps, (b) パルス幅 1.6ps

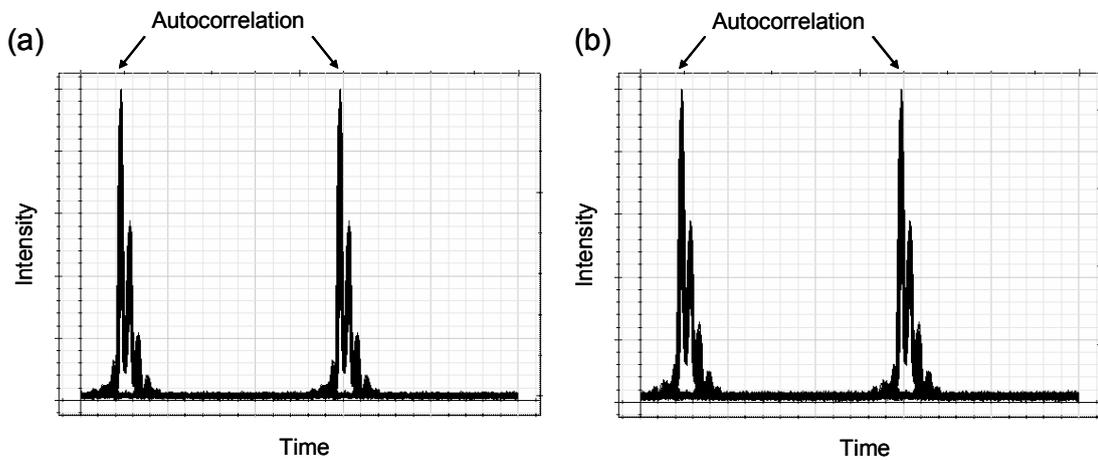


図 4.1.6 時間ゲート処理後の受信波形

(a) パルス幅 0.8ps, (b) パルス幅 1.6ps

次に、伝送距離 20km のファイバに対し、どれほどの分散補償マージンを有するかを確認するために、分散値と分散スロープの値を変化させたときの BER (受信波形の Q 値から換算) の変化をシミュレーションにより確認した。

DCF の残留分散を -3.5 から $+1.5$ ps/nm まで変化させた場合の BER を図 4.1.7 に、各残留分散値における受信波形を図 4.1.8 に示す。図 4.1.7 に示すように、残留分散を 0ps/nm から ±方向に大きくしていくと、BER の値は劣化する。これは、符号化により拡散されたチップパルスが残留分散により広がった状態で復号されるため、図 4.1.8 に示すように、自己相関波形の劣化および、隣接チャンネルからの相互相関信号の入り込みにより、受信信号の S/N が劣化するためである。DCF の残留分散が -1 ps/nm の点で BER の値がもっとも大きくなっているのは、自己相関波形の符号依存性によるもので、自己相関波形劣化および、隣接チャンネルからの相互相関信号の入り込みの影響が、自己相関信号とこの符号特有のサブピークとの重なりを生じさせ、信号の増幅が生じたためであると考えられる。以上の結果から、分散補償量のマージンは、 $BER=10^{-9}$ を保証する 4.2ps/nm であると考えた。

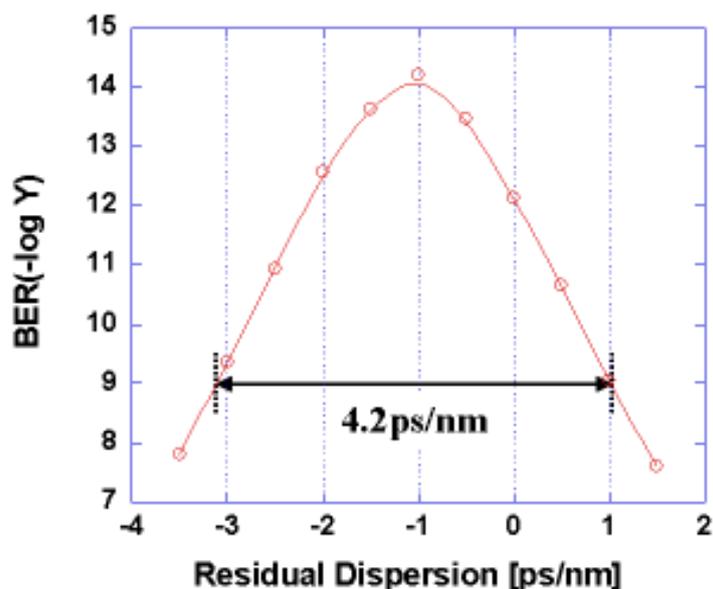


図 4. 1. 7 残留分散に対する BER の変化(受信波形の Q 値から換算)

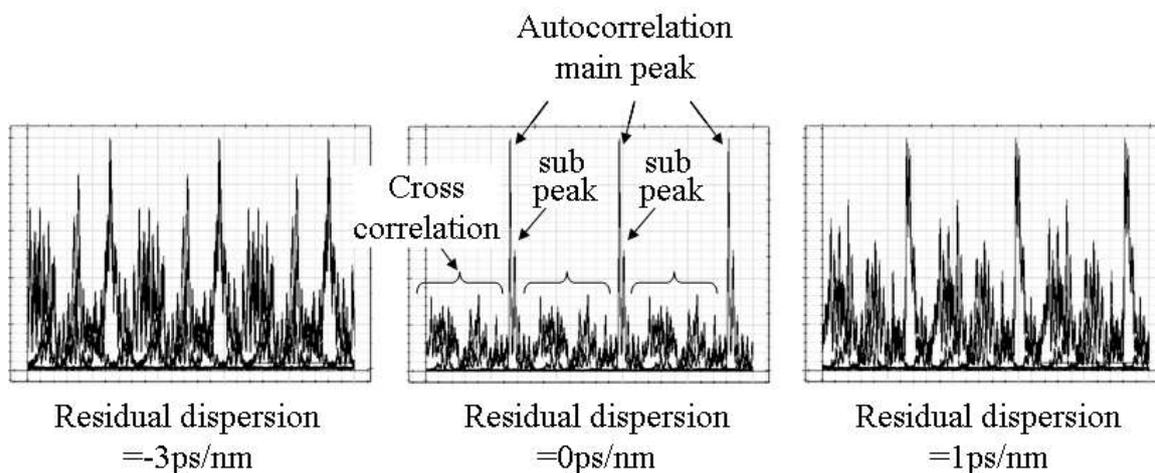


図 4. 1. 8 各残留分散値における受信波形

一方、残留分散スロープを -4 から $+2\text{ps/nm}^2$ まで変化させた場合の BER を図 4. 1. 9 に、各残留分散スロープにおける受信波形を図 4. 1. 10 に示す。図 4. 1. 9 に示すように、残留分散スロープを 0ps/nm^2 から±方向に大きくしていくと、BER の値は劣化する。これは、残留分散を変化させた場合と同様に、符号化により拡散されたチップパルスが残留分散スロープにより広がった状態で復号されるため、図 4. 1. 10 に示すように、自己相関波形の劣化および、隣接チャンネルからの相互相関信号の入り込みにより、受信信号の S/N が劣化するためである。DCF の残留分散スロープが -1ps/nm^2 の点で BER の値がもっとも大きくなっているのは、残留分散を変化させた場合と同様に、自己相関波形の符号依存性によるもので、自己相関波形劣化および、隣接チャンネルからの相互相関信号の入り込みの影響が、自己相関信号とこの符号特有のサブピークとの重なりを生じさせ、信号の増幅が生じたためであると考えられる。以上の結果から、分散補償スロープのマージンは、 $\text{BER}=10^{-9}$ を保証する 4.5ps/nm^2 であると考えた。

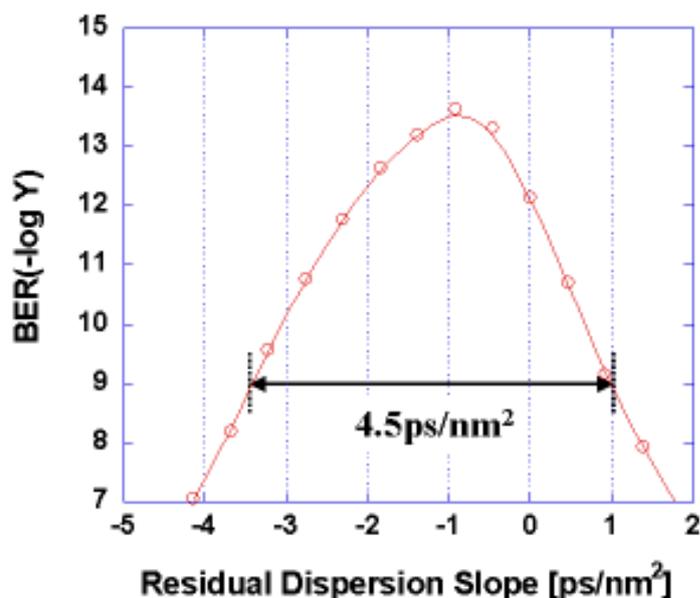


図 4. 1. 9 分散スロープ補償量を変化させたときの BER の変化(受信波形の Q 値から換算)

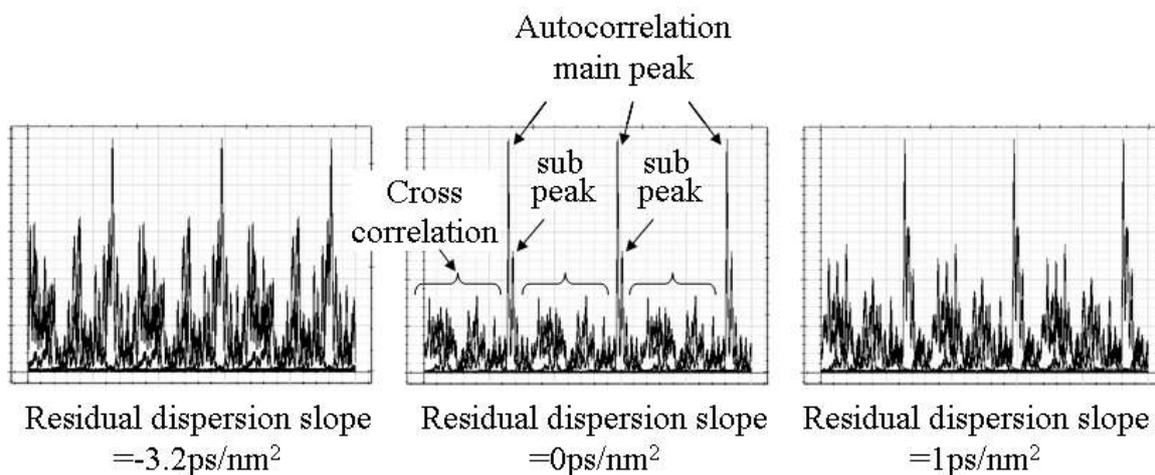


図 4. 1. 10 分散スロープ補償量を変化させたときの受信波形

4-1-3 SMF20km を用いた伝送実験

シミュレーション結果を実証するため、図 4. 1. 11 に示すような実験系を用いて、SMF20km を用いた伝送実験を行った。実験に用いた SMF の分散および分散スロープはそれぞれ、 17.37ps/nm/km 、 $0.0625\text{ps/nm}^2/\text{km}$ であり、これを補償するために分散補償 -347.27ps/nm 、分散スロープ -1.12ps/nm^2 の DCF を用いた。図 4. 1. 12 (a) に伝送前の符号化パルス列を示す。TDM スロット幅 (1.5625ps) に対して、 1.6ps と広いパルス幅であるため、チップパルスどうしの重なりが生じている。比較として図 4. 1. 12 (b) にシミュレーションの波形を示す。このように、実験とシミュレーションの波形は、相似していることが確認できた。復号後の波形を図 4. 1. 13 (a) に、時間ゲート後の波形を図 4. 1. 13 (b) 示す。これらの図に示すように、シミュレーション結果と同様なクリアな受信波形が得られた。図 4. 1. 14 に BER 測定結果を示す。図 4. 1. 14 に示すように、SMF20km 伝送によるパワーペナルティは 0.2dB 以下(赤線と青線を比較)、TDM-MUX によるパワーペナルティは 1.2dB 以下(赤線と黒線を比較)であることを確認した。また、エラーフリー伝送が可能であることが確認できた。

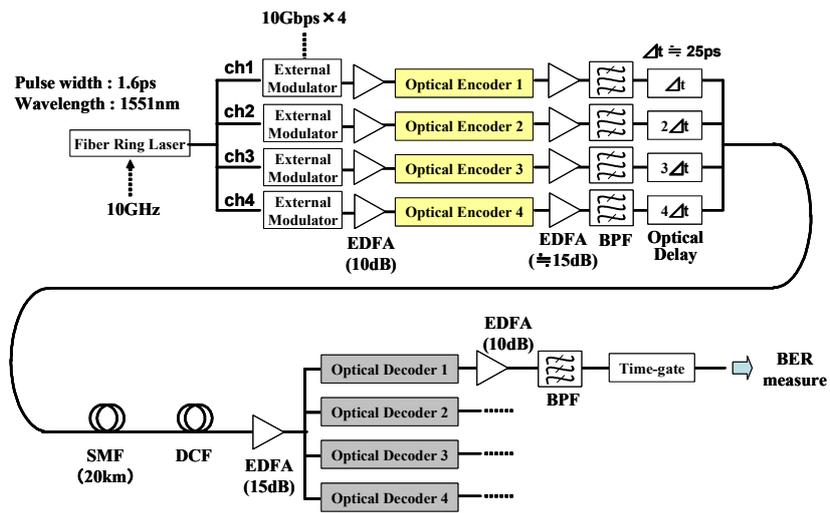


図 4. 1. 11 伝送実験の系

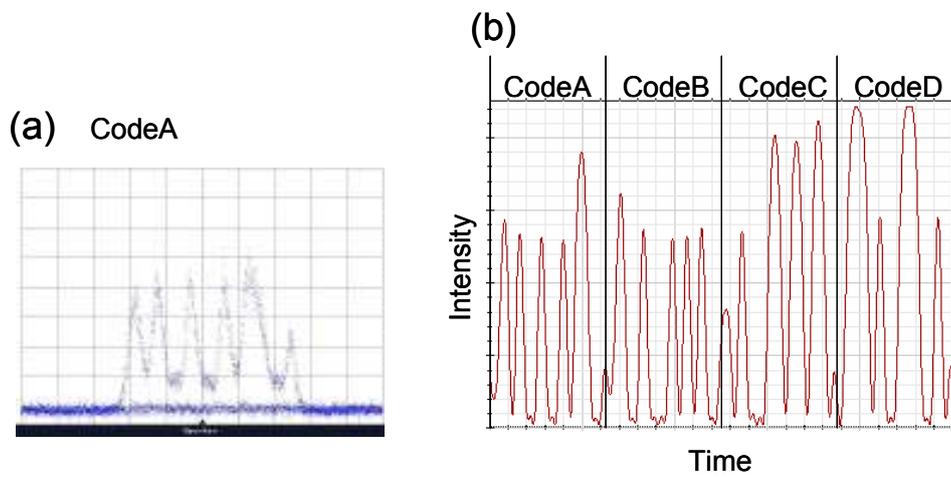


図 4. 1. 12 伝送前の符号化パルス列

(a)実測値, (b)シミュレーション

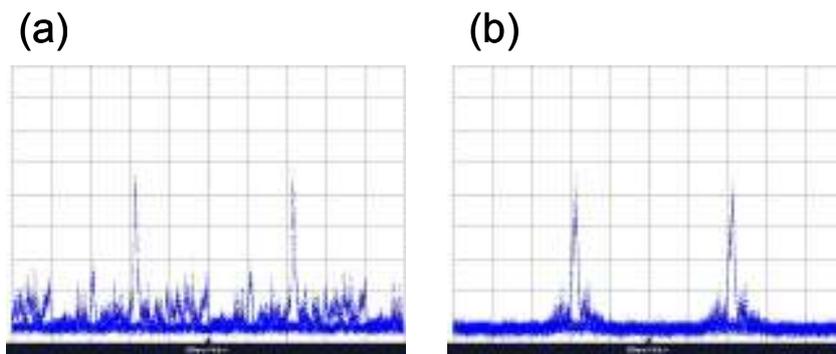


図 4. 1. 13 復号後の受信波形

(a)時間ゲート前, (b)時間ゲート後

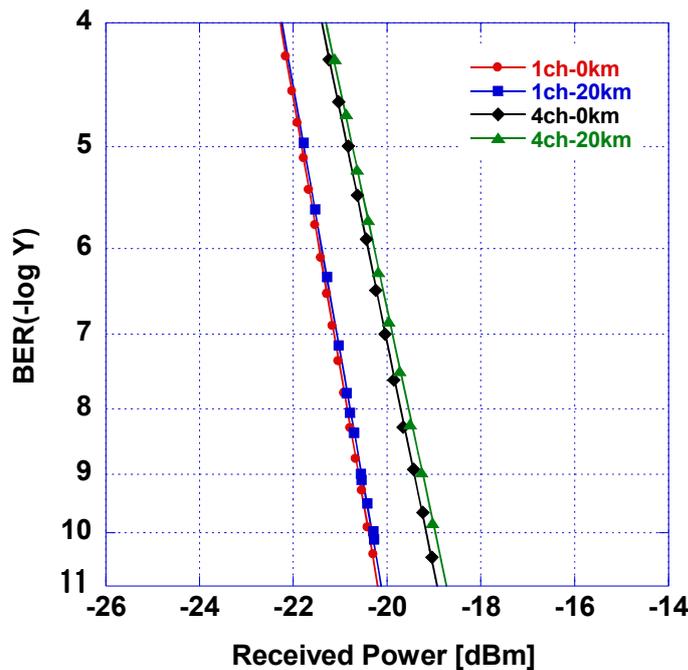


図 4.1.14 BER 測定結果

4-1-4 光 MUX における遅延制御の開発

光信号モニターの構成概略図を図 4.1.15 に示す。本装置は、多重信号光のクロック信号を抽出する装置において、位相比較信号として出力させた差周波成分をモニター信号として取り出し、ピーク信号とフロア成分を測定することで、多重光の時間位置が互いに重なり合っているか隣り合っているかを検出するものである。図 4.1.16 にモニターされた RF スペクトルの説明図を示す。図 4.1.16 中の各線は、光多重信号を光電気変換したときのスペクトル(黒実線)と、EA 変調器へ導入する電気入力信号(黒破線)、EA 変調器から出力される光信号に含まれる差周波信号(赤実線)を示している。光信号モニターにおいて、EA 変調器にクロック周波数から 250MHz 離調した電気信号(黒破線)を入力すると、EA 変調器から出力される光信号には、250MHz(赤実線)のピーク信号が含まれる。この 250MHz 信号を、発信器からの基準信号と位相比較して、その差分を VCO の電圧端子へ付加することで、位相の同期が可能となる。

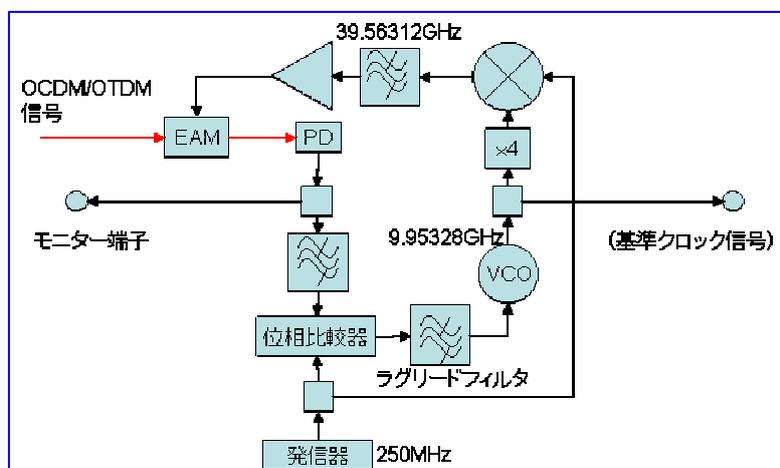


図 4.1.15 光信号モニター構成概略図

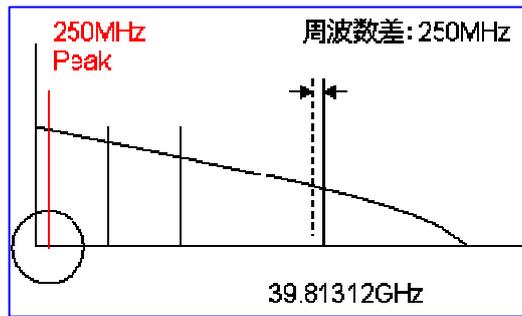


図 4. 1. 16 モニターされた RF スペクトルの説明図

このモニターの感度を評価するために、10GHz の光短パルス信号を 2 多重し、互いの信号間隔を光遅延器により変化させたときの電気信号を測定した。測定系の概略図を図 4. 1. 17 に、測定結果を図 4. 1. 18 に示す。図 4. 1. 18 に示すように、多重した光短パルス信号が重なっている場合(遅延 0 近辺)と離れる場合に、出力されるフロア信号(20MHz で測定)とピーク信号(250MHz)に特徴的な変化が現れた。フロア信号では、光短パルス信号が重なった場合に、最大ピークを与えられ、ピーク信号では、 $\pm 2\text{ps}$ と広い範囲で高いパワーを示しているが、 $\pm 5\text{ps}$ ほど遅延差が生じた場合に減少するような傾向を示した。図 4. 1. 19 に、ピーク信号とフロア信号の強度差を求めた結果を示す。図 4. 1. 19 に示すように、光短パルス信号が重なっている位置でモニター信号が極大を示しており、このモニターを用いることで光 MUX の遅延制御が可能であることが確認できた。

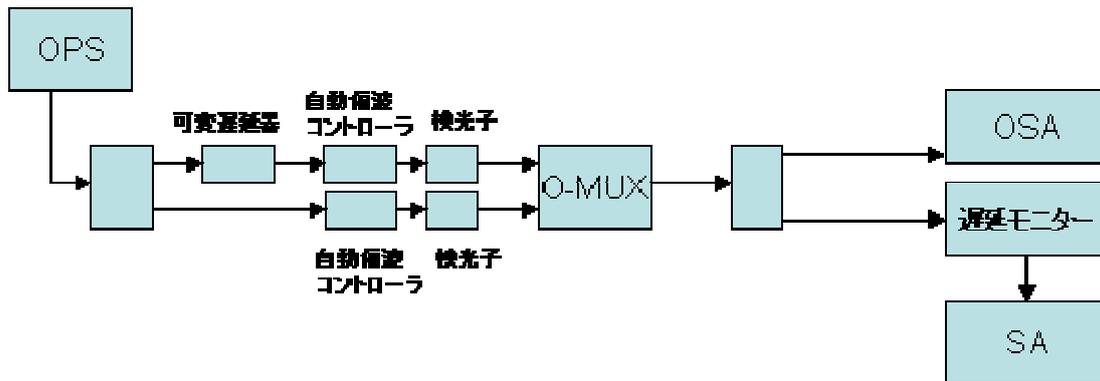


図 4. 1. 17 光短パルス信号を用いた場合の測定系概略図

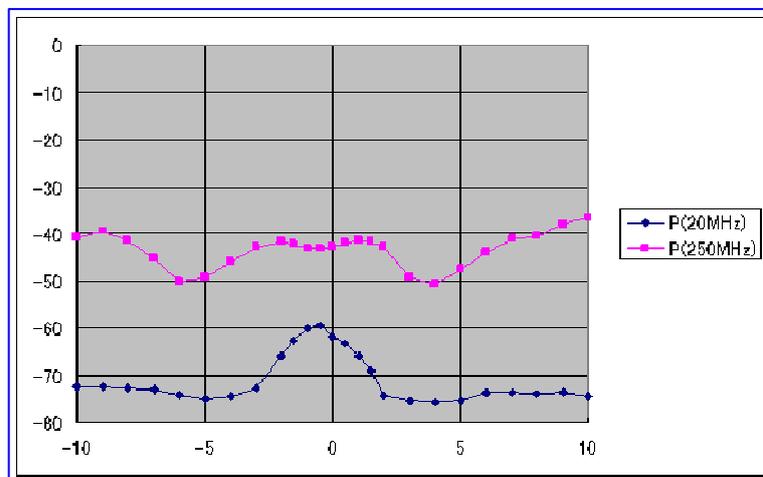


図 4. 1. 18 光短パルスを用いた場合の信号モニターから出力されるピーク信号とフロア信号の遅延依存性

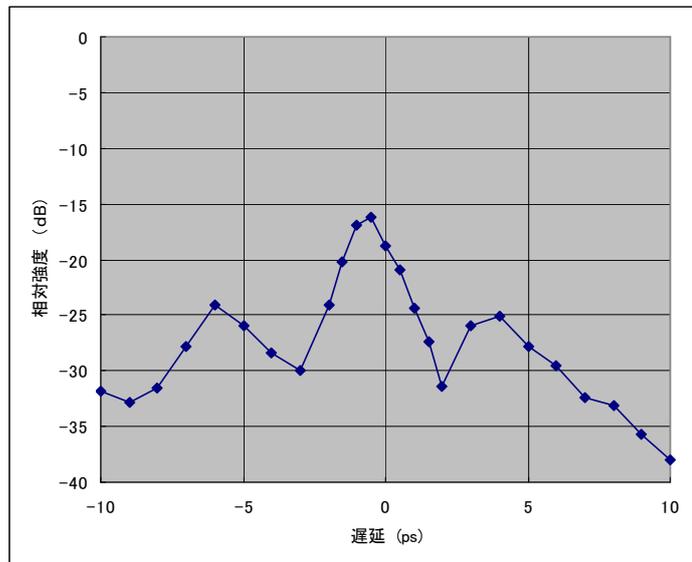


図 4.1.19 ピーク/フロア強度差の遅延依存性

次に、光符号化された信号を 2 多重し、同様の評価を行った。測定系を図 4.1.20 に示す。本測定では、光符号化された信号は、40Gbps 信号の 1 スロット (25p) に拡散されているため、2 多重された信号光は、100ps の繰り返しで重なる。ピーク信号とフロア信号の遅延依存性の測定結果を図 4.1.21 に示す。図 4.1.21 に示すように、光短パルスを用いた場合と比較して感度は悪くなっているが、光 MUX の遅延制御に十分なフロアレベルの変化が得られることを確認した。また、光サンプリングオシロスコープを用いた観測により、フロアレベルの変動点の中心に、2 多重光が正確に配置されていることを確認した。

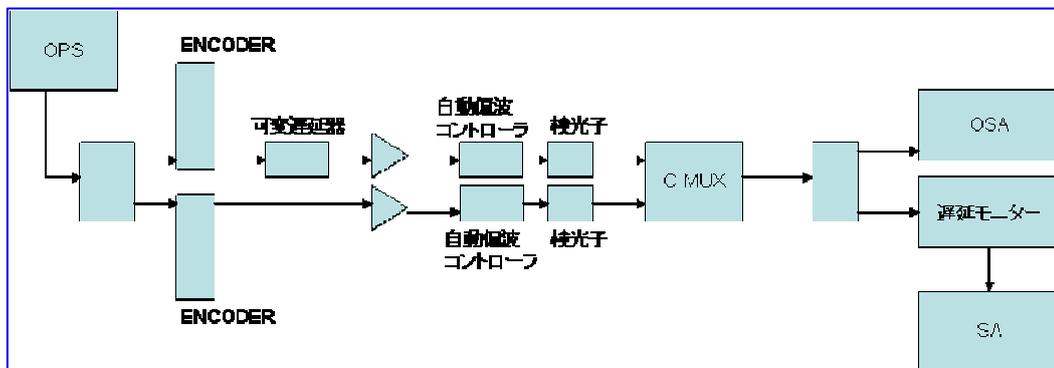


図 4.1.20 光符号化された信号を用いた場合の測定系概略図

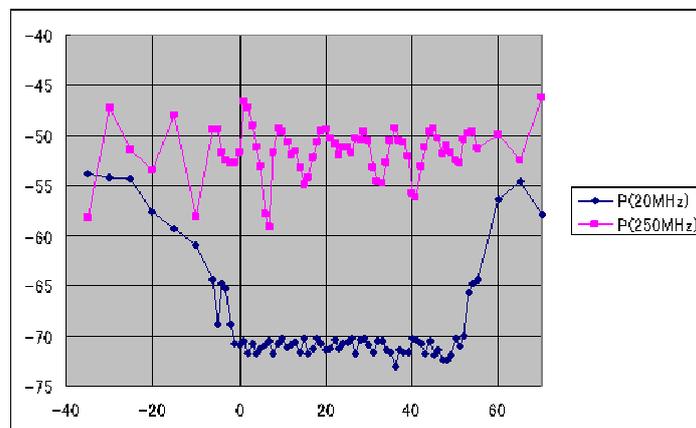


図 4.1.21 光符号化された信号を用いた場合のピーク信号とフロア信号の遅延依存性

4-1-5 プロトタイプ作製と動作検証

本システムのプロトタイプを作製し、動作確認を行った。図 4. 1. 22 に概観を、図 4. 1. 23 に構成を示す。ファイバリングレーザからの出力を 4 分岐し、データ変調装置を用いてそれぞれ 10Gbps の RZ 変調を与える。これらの信号に、光符号化装置を用いて、それぞれ異なる光符号を与える。光符号化されたこれらの信号は、TDM-MUX によりそれぞれ 25ps の OTDM スロットに多重される。この OTDM スロットへの配置は、TDM-MUX に接続された光信号モニターにより調整される。OTDM された信号は、SMF、DCF と EDFA を通した後 4 分岐され、受信器に入力される。図 4. 1. 24 に光サンプリングオシロスコープを用いた信号波形の測定結果を示す。従来の測定結果と同様に、クリアな受信波形が得られており、本装置が正常に動作していることが確認できた。本システムの動作検証として、光信号モニターを用いた光符号化信号の OTDM スロット配置制御と、受信装置における時間ゲート処理の自動制御について報告する。

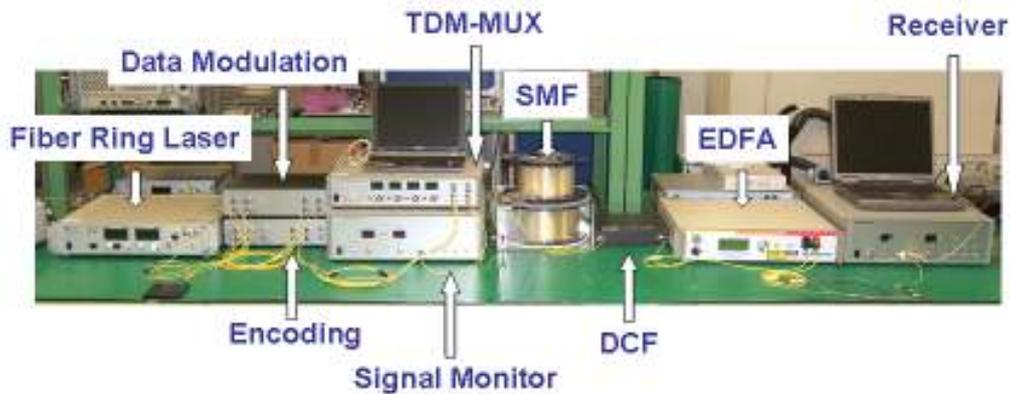


図 4. 1. 22 プロトタイプの概観

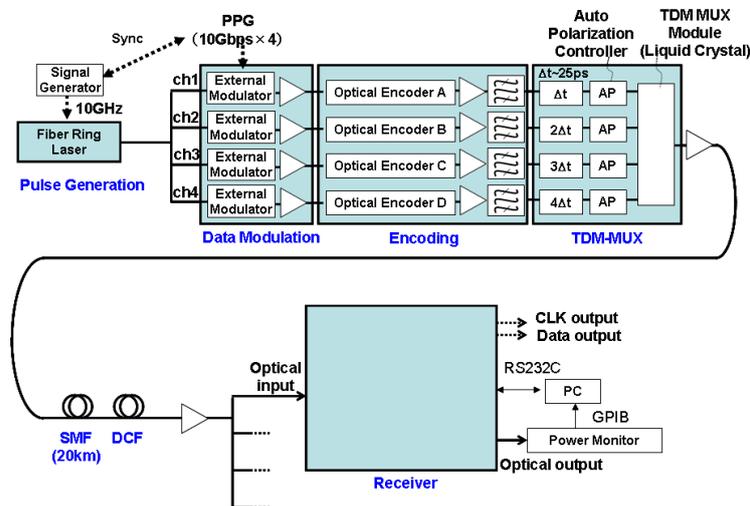


図 4. 1. 23 プロトタイプの構成

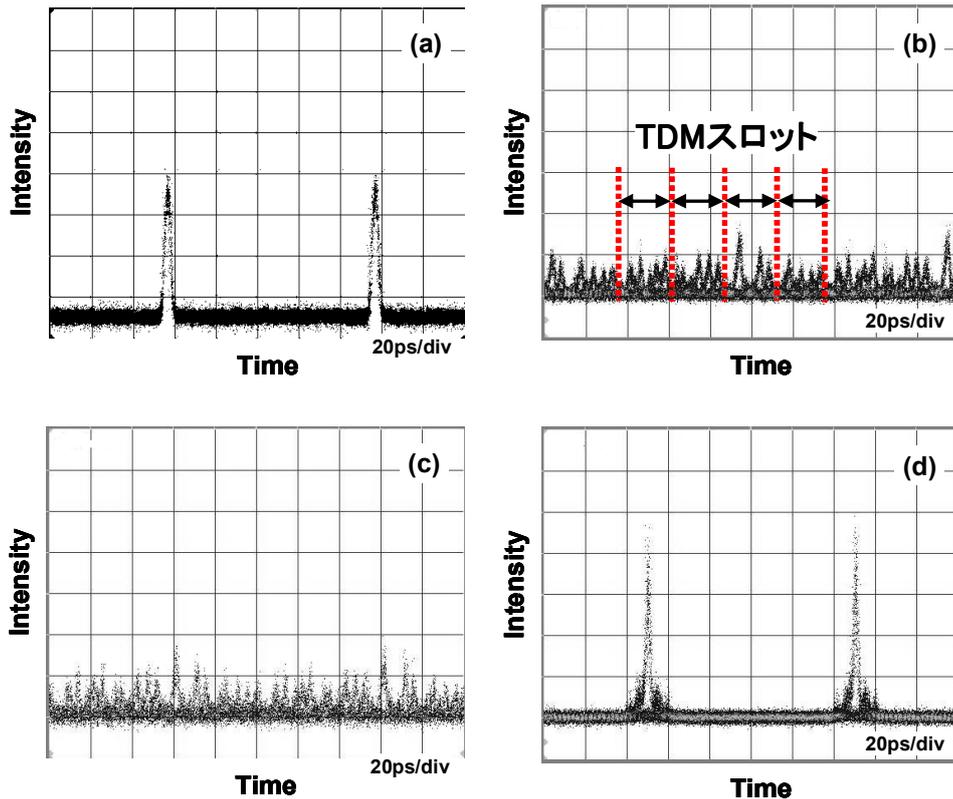


図 4. 1. 24 光入出力波形の測定結果

(a) ファイバリングレーザ出力, (b) TDM-MUX 出力, (c) 伝送後, (d) 受信器出力

4-1-5-1 光信号モニターを用いた光符号化信号の OTDM スロット配置制御

光信号モニター装置は、40GHz、20GHz、10GHz それぞれの周波数での位相比較を可能とすることを想定しているが、現時点での部品構成は、従来との比較を意図して、40GHz での位相比較するものとした。光符号化信号を 2 チャンネル OTDM スロットに配置制御したときの測定結果を図 4. 1. 25 に示す。従来との測定結果では、図 4. 1. 21 に示すように、ピーク信号(250MHz)の出力が非常に小さく、測定値のばらつきが大きかったが、本装置では、図 4. 1. 25 に示すように、数十 dB の改善が得られており、出力パワーも安定していることが確認できた。この測定結果をもとに、スロットは位置制御方法を検討した。図 4. 1. 25 に示すように、25ps のそれぞれのスロットの中央に一致する遅延を与えた場合に、ピーク強度が最大となっていることが確認できる。しかし、それぞれのピーク強度の位置はかなりフラット(3dB 帯域で 5ps 以上)であるため、最大値を検出し、制御するのは感度の問題で難しいと判断した。そこで、ピークが最小になる位置(図中赤丸で囲んだ部分、100ps と 126ps)を検出し、その遅延の中間となる光遅延(図中▼113ps)に設定する方法がより確実であると判断した。実際の動作時には、一定の遅延でのモニターとなるため、モニターピーク値を測定することとなる。この場合、遅延制御の感度が、1dB で±2.5ps 程度のずれが生じている。したがって、この手法によって、定常状態での遅延のずれを精度良く出力するためには、さらに高分解能なモニターが必要であると判断した。

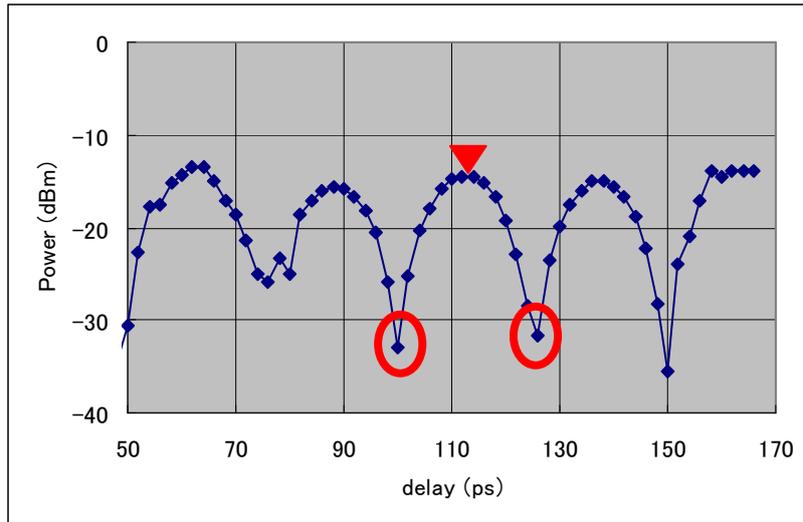


図 4. 1. 25 ピーク信号(250MHz)の遅延依存性

さらに、4多重合波用の遅延制御について以下に検討する。図 4. 1. 26 に遅延制御系の構成概略図を示す。光 MUX モジュールは、出力ポートとして、2 多重出力を 2 ポート、4 多重出力を 2 ポート有する。そのうち、4 多重出力の 1 ポートは主信号出力ポートとなり、他の 3 ポート(2 多重出力を 2 ポート、4 多重出力を 1 ポート)は、光信号モニターへ導入される。2 多重出力の 2 ポートは、2 多重光が適正な位置に入力されているかが検出可能であり、4 多重出力の 1 ポートは副信号出力ポートとして、4 多重の隣接チャネル間の位置関係を常にモニターする光信号モニターとなる(実際の構成では、光変調器、光符号器、偏波コントローラ、検光子などを有するが、ここでは省略する)。実際の動作中に、4 多重の隣接チャネル間に遅延が生じた場合、自動で最適な遅延に再設定する必要がある。今回、図 4. 1. 26 の 4 多重出力ポートについてピーク信号をモニタリングした。図 4. 1. 27 に、4 多重光のうち、1 チャネルの遅延が変動した場合について測定した結果を示す。図 4. 1. 27 に示すように、113ps を中心として ± 12 ps 遅延量に変化した場合に、ピーク信号が約 11dB 低下しているため、遅延量が大きい場合には十分な特性を得られることが確認できた。しかし、 ± 3 ps 程度と遅延量が小さい場合には、ピーク信号の低下が約 1dB ほどであり、現状のモニター方式では検出が難しいと考えられる。今後、さらに感度を上げるための方式を検討する。

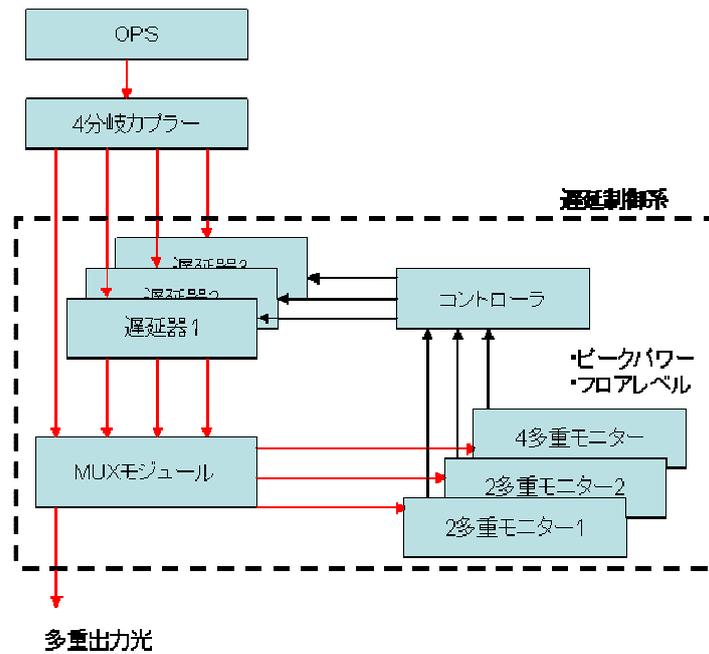


図 4. 1. 26 4 多重合波に用いる遅延制御系の構成概略図

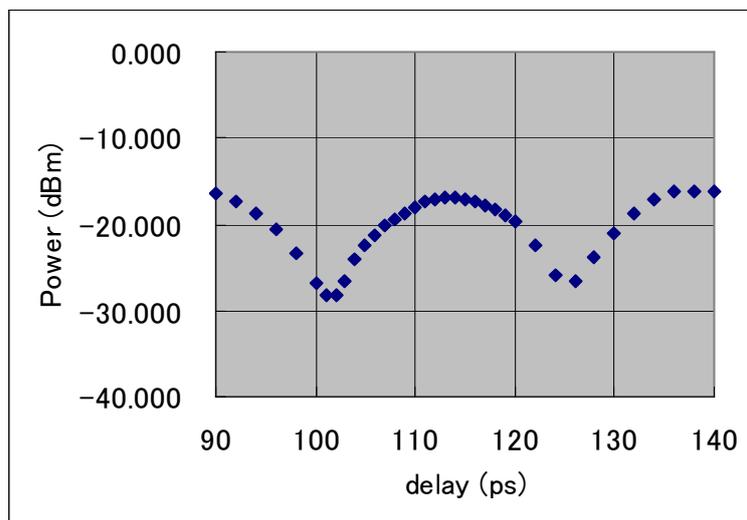


図 4. 1. 27 4 多重光のうち 1 チャンネルの遅延を変えた場合のピーク信号(250MHz)の遅延依存性

さらに本装置は、遅延の初期設定(インスタレーション)でも使用可能である。以下に設定手順を示す。

- ① 2 通倍出力ポートからの光に、光遅延器に自動で遅延を与えて、変化点を抽出する。100ps + α の遅延の中に、最小点は 4 箇所あり、このうち、最大点 2 箇所の間となる位置の両側に位置する最小点を選び、それぞれの遅延を出力する。
- ② 最小点のそれぞれの遅延の間となる遅延量を算出して、その遅延に固定する。(光サンプリングオシロで波形を見ながら、中心にあることを確認する)
- ③ 2 つの 2 通倍ポートに対して、①②ステップを完了する。

これまでのステップで、それぞれの 2 通倍ポートが設定されるので、次は、4 通倍ポートに対して制御を行うこととなる。

- ④ 2 つの遅延器をリンクさせて動かせる。光サンプリングオシロでの観測をしながら、50ps + α の遅延を自動で与えて、モニター信号の変化点を抽出する。①と同様に、最小点を 2 箇所抽出し、最大点を与えない側の間となる遅延に設定する。

以上の手法により、インストール時に自動で光遅延を制御できると判断し、精度を向上させるために最終目標に向けて改良予定である。

4-1-5-2 受信装置における時間ゲート処理の自動制御

受信装置のプロトタイプを作製し、動作確認を行った。図 4.1.28 に構成を示す。本装置は、伝送後の光信号が入力されると、復号、クロック抽出、および時間ゲート処理を自動で行い、クロック信号およびデータ信号を再生する機能を有する。また、クロック抽出の動作確認をするための電気信号出力ポート(リミッティングアンプ後, PLL 出力)を2箇所有する。時間ゲート処理では、強度変調器を用いて復号後の信号から所望の信号を抽出するときに、その抽出タイミングを光遅延器により調節する。そのフィードバック制御を行うために、時間ゲート後の光出力ポートと、光遅延器を制御するための RS232C 入出力ポートを有する。

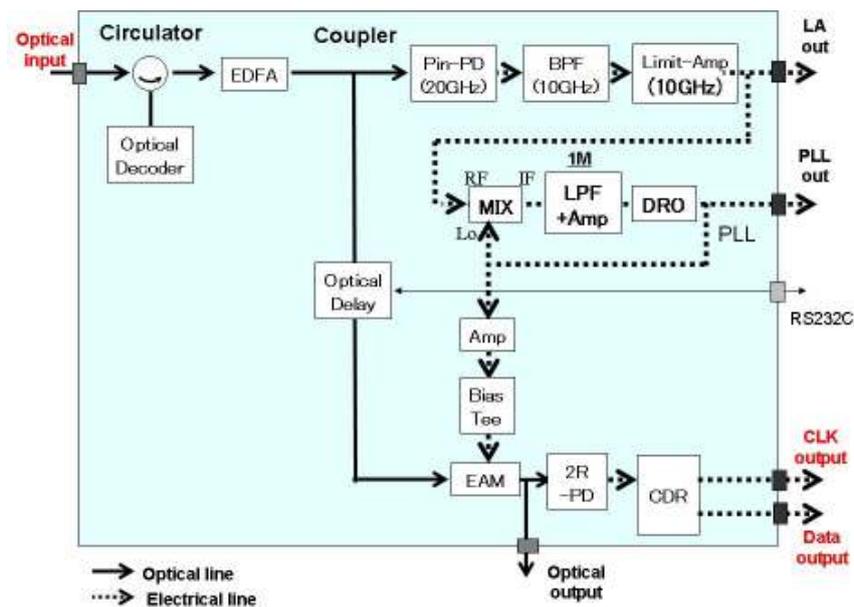


図 4.1.28 受信装置の構成

時間ゲート処理の最適化は、光遅延量を変化させたときの時間ゲート後の光出力強度変化をパワーモニタリングし、最大強度の位置を検出することでおこなう。フィードバック制御を行うため、本受信装置の RS232C 入出力ポートとパワーモニタの GPIB 入出力ポートを PC と接続した。図 4.1.29 に光遅延量に対する時間ゲート後の光出力強度の測定結果を示す。図 4.1.29 に示すように、抽出タイミングが最適化された位置 (0ps) と外れた位置 (± 50 ps) で 0.5dB 以上の光出力強度差があるため、これを検出することにより時間ゲート処理の最適化を行った。

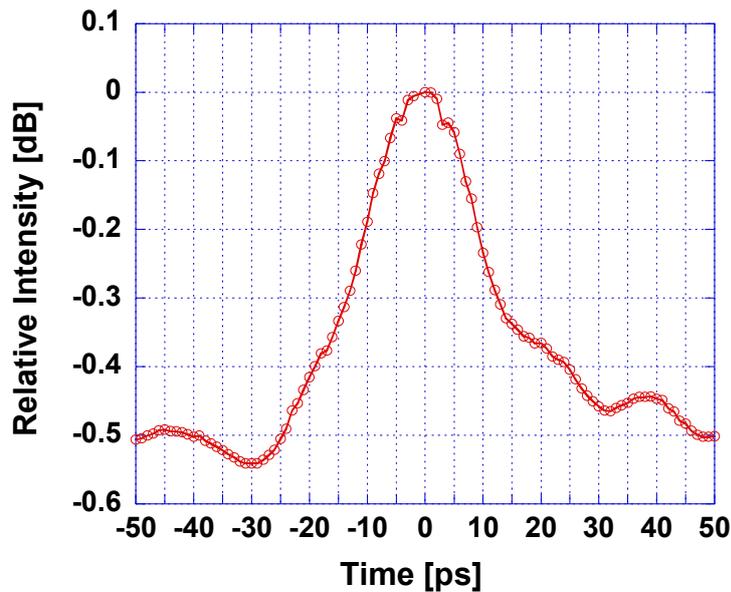


図 4.1.29 光遅延量に対する時間ゲート後の光出力強度

4-2 総括

以下に成果を示す。

- アクセス区間の伝送設計を行うため、各構成デバイスの特性を考慮したシミュレーションモデルを作成した。
- シミュレーションモデルを用いて入力パルス幅の許容範囲を求めた。その結果、2.25ps 以下であれば BER 10^{-12} 以下の受信が可能であることが確認できた。しかし、時間ゲート処理に用いるクロックを抽出するためには、自己相関/相互相関ピーク比が 2dB 以上必要であり、その条件を満たすためには入力パルス幅を 2ps 以下にしなければならないことが確認できた。
- シミュレーションモデルを用いて伝送距離 20km のファイバに対する分散補償マージンを求めた。その結果、分散補償量のマージンは 4.2ps/nm であり、分散スロープのマージンは 4.5ps/nm² であることが確認できた。
- シミュレーション結果を実証するために、SMF20km を用いた伝送実験を行った。その結果、シミュレーション結果と同様なクリアな受信波形が得られ、SMF20km 伝送によるパワーペナルティは 0.2dB 以下、TDM-MUX によるパワーペナルティは 1.2dB 以下であることが確認できた。
- 光信号モニターによる光 MUX の隣接チャンネル間遅延制御方式を検討した。光入力として光短パルスを用いた場合は、光信号モニター出力の RF スペクトルからフロア信号 (20MHz) とピーク信号 (250MHz) を求め、その強度差を検出することにより遅延制御が可能であることが確認できた。一方、光入力として光符号化された信号を用いた場合は、フロア信号 (20MHz) の強度変化を検出することで遅延制御が可能であることが確認できた。
- 本システムのプロトタイプ作製と動作検証をおこなった。光サンプリングオシロスコープを用いた測定結果から、従来の測定結果と同様にクリアな受信波形が得られており、本装置が正常に動作していることが確認できた。
- プロトタイプ装置を用いて、光信号モニターを用いた光符号化信号の OTDM スロット配置制御の動作検証を行った。その結果、光入力として 2 チャンネルの OTDM 信号を用いた場合は、ピーク信号 (250MHz) が最小になる位置を検出し、その遅延の中間となる光遅延に設定する方法により隣接チャンネル間遅延制御が可能であることを確認した。一方、光入力として 4 チャンネルの OTDM 信号を用いた場合は、遅延量が大きい場合には十分な特

性を得られることが確認できたが、遅延量が小さい場合には、モニター方式の改良が必要であることが確認できた。

- 受信装置における時間ゲート処理の自動制御の動作検証を行った。その結果、抽出タイミングが最適化された位置と外れた位置で 0.5dB 以上の光出力強度差があるため、これを検出することで時間ゲート位置の最適化が可能であることが確認できた。

本年度の研究成果である、アクセス区間の伝送設計、光 MUX における遅延制御の開発、4ch システムのプロトタイプ動作検証結果をもとに、20 年度に実施する最終目標である 16ch システムを試作/実証する。

5 参考資料・参考文献

5-1 研究発表・講演等一覧

- 電子情報通信学会 2007 年 9 月
岩村他 “FBG 型光符号器を用いた OTDM 信号のチャネル識別に関する検討” B-10-60
- OFC 2008 年 3 月
H. Iwamura, et al. “A Study of 160Gbps PON System Using OTDM and OCDM Technologies” JWA110
- ECOC 2008 (査読付論文投稿中)
H. Iwamura, et al. “Asymmetric PON System Using OTDM and Optical Coding Technologies”
- Journal of Lightwave technology (査読付論文投稿中)
H. Iwamura, et al. “A Study of Hybrid OTDM-OCDM PON System”
- Photonic Technology Letter (査読付論文投稿中)
H. Iwamura, et al. “Measurement of 640Gcps Optical Coded Signals through the 20km SMF”