

平成17年度
研究開発成果報告書

統合的管理機能を有する高効率
全光ネットワークの研究開発

委託先： (株)東芝

平成18年4月

情報通信研究機構

平成17年度 研究開発成果報告書 (一般型)

「統合的管理機能を有する高効率全光ネットワークの研究開発」

目次

1	研究開発課題の背景	2
2	研究開発の全体計画	4
2-1	研究開発課題の概要	4
2-1-1	光ネットワークアーキテクチャの研究開発	6
2-1-2	高効率光変復調の研究開発	7
2-1-3	高速・高安定光周波数制御の研究開発	10
2-2	研究開発目標	12
2-2-1	最終目標(平成18年3月末)	12
2-2-2	中間目標(平成16年3月末)	13
2-3	研究開発の年度別計画	14
3	研究開発体制	15
3-1	研究開発実施体制	15
4	研究開発実施状況	16
4-1	光ネットワークアーキテクチャの研究開発	16
4-1-1	研究開発の概要	16
4-1-2	ノード障害時のプロテクション動作	17
4-1-3	ノード障害時プロテクションのシミュレーション結果	20
4-1-4	Linux OSのPC上へのポーティング	22
4-1-5	光ネットワークアーキテクチャのまとめ	29
4-2	高効率光変復調の研究開発	31
4-2-1	研究開発の概要	31
4-2-2	反転RZ光信号による1.0bit/s/Hz超の波長多重伝送	31
4-2-3	反転RZ光信号を用いた0.8bit/s/Hz光ADM部の検討	32
4-2-4	光スイッチと光合波器対による光ADM部と波長可変光源による光ノード部の機能確認実験	34
4-2-5	周回伝送系による複数段光ノードへの光信号Through実験	37
4-2-6	高効率光変復調技術のまとめ	40
4-3	高速・高安定光周波数制御の研究開発	41
4-3-1	研究開発の概要	41
4-3-2	光周波数検出・制御系の基本設計	41
4-3-3	エタロンの温度補償	42
4-3-4	高速・高安定光周波数制御の実験結果	45
4-3-5	高速・高安定光周波数制御のまとめ	48
4-4	総括	49
5	参考資料・参考文献	50
5-1	研究発表・講演等一覧	50
5-2	参考文献	50

1 研究開発課題の背景

FTTHに代表されるブロードバンドインターネットアクセス、モバイル通信、企業の情報化戦略等により IP パケットを中心とした情報トラフィックが飛躍的に増加している。莫大な情報トラフィックのニーズに応じ、波長多重技術が飛躍的に進歩した。その結果、バックボーンネットワークにおいて、1本の光ファイバに毎秒テラビットのデータを伝送することが可能となった。

通信事業者は、トラフィックが集まるバックボーンネットワークへの集中設備投資により利潤を追求した。その結果、ボトルネックはバックボーンからエンドユーザに近い部分に移動してきた。企業が集中する都市部においては、モバイル通信、企業 LAN、企業とデータセンター等との有機的な接続のニーズが飛躍的に増大すると考えられる。このようなメトロポリタンネットワークにおいては、トラフィックがダイナミックに変動するため、限られたネットワークリソースを有効に利用できるネットワークが要求されてくる。また、LAN、SAN (Storage Area Network) などエンドユーザ (企業) が要求する多種多様なインタフェースやプロトコルに対応するネットワークが要求されるであろう。

従来、企業は ATM 専用線などのデータ専用線サービスを利用し、LAN 間接続を行ってきた。LAN 間を常時接続するメリットはあるものの、高速で瞬時にデータ転送を行うことがコスト面で困難であった。また、インタフェースも通信事業者のサービス品目により限定されてきた。

データ専用線が高コストである理由のひとつとして、データ転送を行うための仕組みが重なっていることが上げられる。すなわち、光ファイバ伝送レイヤ、SDH レイヤ、ATM レイヤなど、それぞれのレイヤに独立した装置が必要であるとともに、レイヤ単位のネットワーク管理が行われていた。しかも、各レイヤ間で管理情報の交換がなく、管理の効率はずいぶん良くなかった。そのため、SDH 伝送装置、ATM 交換機等への設備投資と管理コストが高いことにより、データ専用線サービスが高コストとなっている。また、通信事業者側の ATM 交換機とインタフェースするために、エンドユーザ側インタフェースが ATM に限定されることになる。

光ファイバ伝送レイヤのみでデータ転送が可能となれば、非常に低コストなネットワークが実現できる。

中間のレイヤを極力無くし、ダイナミックに変動するトラフィックを効率的に収容する目的のために、OXC (Optical Cross Connect) 装置を用いた光転送ネットワークが考案されている。現在、OIF (Optical Internetworking Forum)、ITU-T、IETF 等で標準化中のネットワークアーキテクチャは、ノードで波長を変換しながらエンドエンドで光パスを設定する方式である。特に OIF においては、標準化の加速を図るために、ユーザネットワークインタフェースを SDH 信号に絞り込んだ。ノードで波長を変換するネットワークにおいて、光パス設定を行う方式は、IETF で標準化された MPLS (Multi-Protocol Label Switch) を拡張することにより実現できる。この方式は、GMPLS (Generalized Multi-Protocol Label Switch) と称され、現在、IETF および ITU-T で検討が進められている。

しかし、ここで提案するノードで波長を変換しない全光ネットワークにおいて、ダイナミックな光パス設定方式に関する検討は十分に行われていない。また、標準化作業も初期検討の段階である。

全光ネットワークは、途中ノードでは、トランスペアレントに光信号を通過させる。途中ノードで光送受信器を持たないため、ノードコストを非常に低くすることが可能である。また、光パスの端点以外は、エンドユーザのプロトコルに依存しないという特長を持つ。さらに、ノードが自律的に光パスを設定することが可能となれば、トランスペアレントな光パスをダイナミックに設定することが可能となる。

GMPLS は、ネットワークのトポロジーに応じて、秒オーダーで準静的に光パスを設定す

るのに対して、本提案は、ネットワークを流れるフローを検出して、動的に光パスを設定・解放するアーキテクチャを考えている。本アーキテクチャより、さらに先の研究となるのが、光バーストスイッチングネットワーク (OBS と称する) となる。したがって、本研究の位置づけは、IETF で標準化中の GMPLS と先の時代の OBS ネットワークの中間に位置づくものと考えられる。

このような全光ネットワーク全体のスループットを上げるためには、光ファイバ中に多重できる波長数を可能な限り多くする必要がある。トランスペアレントな光パスは、光ファイバや光コンポーネントにおける損失を受ける。この損失を補償するため、光ファイバアンプを導入する。ネットワークのコストを下げるために、使用する波長帯を汎用光ファイバアンプで増幅できる C バンド (コンベンショナルバンド) に限定する。また、1 波長当たりのビット速度を 40Gbit/s とすることにより、光パス端点の装置サイズを小さくすることも重要である。従って、C バンドにおいて、40Gbit/s 光信号の波長多重数を可能な限り多く取れる高効率光変復調技術を開発することが重要となる。

ファイバ分散耐力あるいは非線形耐力を追求した方式としては、近年 CS-RZ (Carrier Suppressed RZ) 変調方式、AC-RZ (Alternate-chirped RZ) 変調方式、光デュオバイナリ変調方式、DCS-RZ (Duobinary Carrier-Suppressed RZ) 変調方式等が提案されている。最近では、RZ-DQPSK (Differential Quadriphase-shift-keying) 変調方式などの光信号の多値化変調により直交偏波多重を用いることなく周波数利用効率が 1.0bit/s/Hz を超えるような波長多重伝送の報告例 [1] がある。また、光周波数利用効率の高い波長多重信号に Add-Drop-Multiplexing (ADM) を適用する試みも報告されている。文献[2]は、周波数利用効率 0.8bit/s/Hz の波長多重信号を、光 ADM 部を有する光周回系に取り込み、光 ADM 部の通過段数を RZ-DPSK 信号や NRZ-Duobinary 信号について測定したものである。文献[3]は同様の実験を RZ-DQPSK 信号について行ったものである。光 ADM 部の構成は、波長多重信号を 1 波ずつ波長分離する光分波器と 1 波ずつの光信号を合波する光合波器を対にした従来から良く知られたものである。また、RZ-DQPSK 変調用の光変調器は 1 つに集積化されているものの、光変調器のバイアス制御や光受信器の構成が複雑であり、伝送路内に光 ADM 部を多数用いたシステムには、その適用が難しくなる。

本研究開発では、非線形耐力が通常 RZ 信号と同程度で分散耐力が極めて大きいと報告されているデュオバイナリ方式とほぼ同等な性能を確保しつつ、全光ネットワークに適した簡易な構成の変復調方式実現を目指す。すなわち、分散耐力に優れ占有光帯域がコンパクトであり、直交偏波多重を用いることなく超高密度波長多重伝送を可能とし、複数の光 ADM 部を通過したことによる光波形劣化が少ないものである。

全光ネットワークのエッジ装置は、光トランシーバが接続される Add/Drop ポート以外に 2 つ以上のポートを持つ。このポートは、光ファイバにより隣接ノードと接続される。Add/Drop ポート数が、ネットワークを構成する自分以外のノード数だけある場合には、光トランシーバの波長を固定し、フルメッシュの光パスを構成できる。しかし、この場合は、ノードのトランシーバ数が非常に多くなってしまいノードコストが増加し現実的でない。また、ノード間のトラフィック量に応じてダイナミックにネットワークリソースを配分できないという問題もある。従って、ノードにおける Add/Drop 光トランシーバの数を限定し、トラフィックをダイナミックに変化できるアーキテクチャが重要となる。そのためには、光パスに応じて、光トランシーバの光周波数を高速に変化させる必要がある。ネットワークの効率は、光トランシーバの光周波数を高速に変化し、かつ安定化できるかに依存する。従って、本研究開発において、高速・高安定光周波数制御技術は、重要な技術課題となる。

近年、波長可変光源、多波長光源、波長変換デバイスなどの研究開発が盛んになってきた。波長可変光源の中には比較的安定性の良い光共振器を内蔵し、光共振器の共振周波数で発振するタイプのものがある [4]。光共振器としては石英導波路によるリング共振器やフ

アブリペロエタロンが用いられるが、レーザの細かいモードホップが生じるため、本研究のような波長ロッカーによるフィードバック制御ほどの安定性は得られていない。多波長光源の多くはファイバーレーザを用いたモードロックによるものであり、レーザ全体の環境温度変化などに対する安定化は未だ不十分なレベルである。また、波長変換デバイスの多くは半導体光アンプ（SOA）中の非線形現象により波長変換を行う[5]。SOAには信号光とともにプローブ光を入射させ、プローブ光の波長に変換する。プローブ光の光源は本研究で行われている高速・高安定な波長可変光源を用いる必要があり、波長変換デバイスは本研究の1つの応用先として位置づけられる。

2 研究開発の全体計画

2-1 研究開発課題の概要

本研究開発の対象とするネットワークの概要を図2.1に示す。

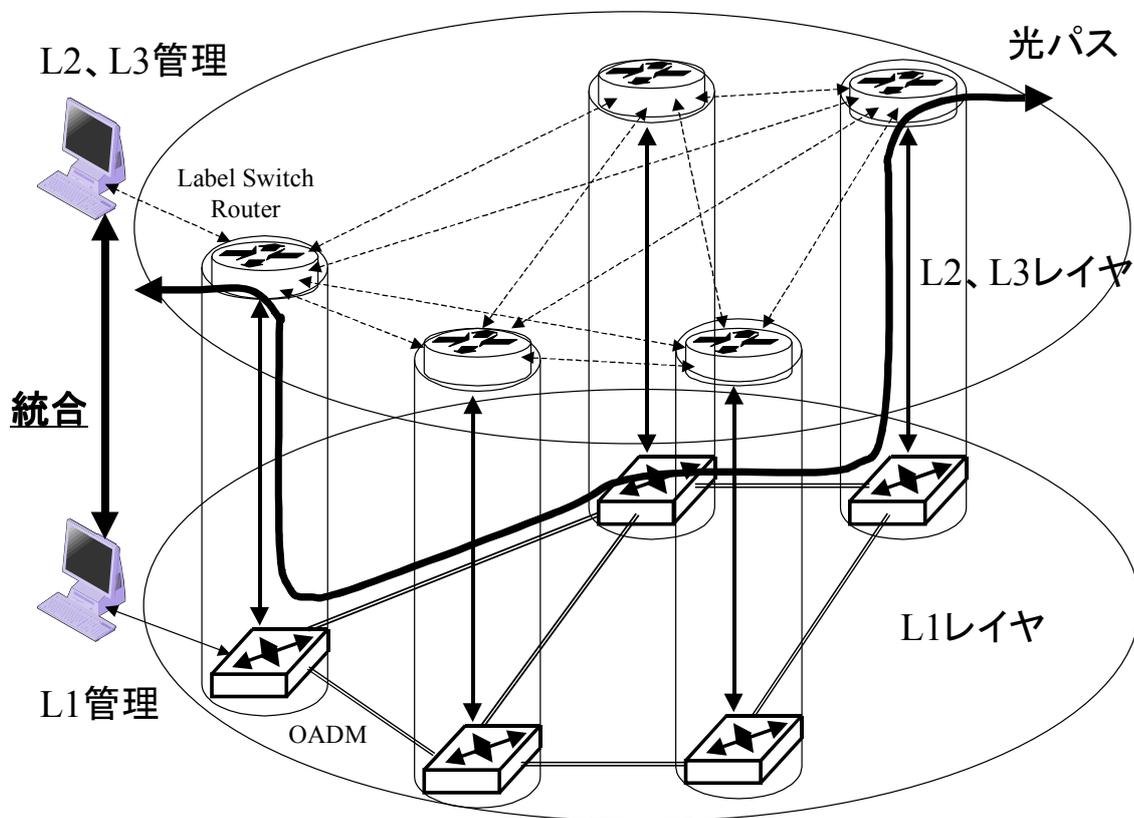


図 2.1 ターゲットとなる全光ネットワークの概念図

全光ネットワークは複数の OADM (Optical Add/Drop Multiplexer) あるいは PXC (Photonic Cross Connect) で構成される。このネットワークにおける光パスの割り当て方法と OADM あるいは PXC を制御する手順を研究開発対象とする。さらに、全光ネットワークの物理層 (L1) を管理する NMS (Network Management System) と、データリンク層 (L2) やネットワーク層 (L3) を管理する NMS を接続し、NMS 間で必要な構成情報、障害情報などをやり取りすることにより、全光ネットワークを統合管理する方法を確立する。この事により、ネットワーク管理の効率化が図れ、真の高効率ネットワークアーキテクチャを実

現することができる。

図 2.1 中に示す光パスは、OADM あるいは PXC ノードを介して設定される。途中ノードにおいて、光パスは、OADM あるいは PXC の光スイッチを介して光信号のまま通過する。波長は変換されない。光パスの端点のデータは、Add/Drop 光トランシーバにより、電気信号に変換される。具体的には、エッジノードに入力される電気信号に付けられた宛先アドレスに応じ、そのエッジノードのネットワーク側出力ポート（光ファイバに対応）と波長を選択することにより、宛先アドレスに該当する遠方のエッジノードまでデータがそのまま転送される。本転送手順を実現するためには、前もって、ノード間に光パスを設定しておく必要がある。

以上のデータ転送の仕組みを実現するノードの概略構成を、図 2.2 に示す。

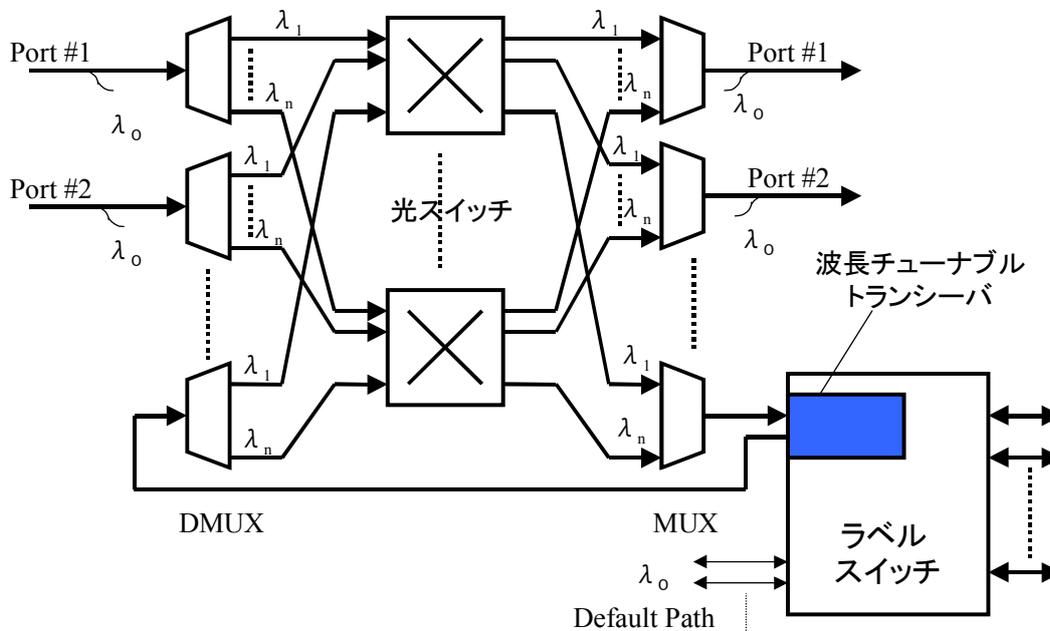


図 2.2 ノードの概略構成

光パスは、デフォルトパスを用いてノード間をホップバイホップで接続したシグナリングレイヤにより制御される。波長チューナブルトランシーバの出力波長は、ラベルスイッチに入力されるラベルに応じて切替えられる。この波長切替により、時間的に異なる光パスにデータを転送することが可能となる。光パスを、特定のポリシーにより消去し、新たに要求のあるノード間に光パスを設定することにより公平性を確保する。

以上に示すネットワークおよびノードの構成を念頭に置き、以下の 3 つの研究開発課題を克服することにより、高効率な全光ネットワークの実現に向けた要素技術開発を行う。

- ① 光ネットワークアーキテクチャの研究開発
- ② 高効率光変復調の研究開発
- ③ 高速・高安定光周波数制御の研究開発

2-1-1 光ネットワークアーキテクチャの研究開発

全光ネットワークの概略的構成を図 2.1、およびノードの構成を図 2.2 に示す。本ネットワークの基本的な考え方を、図面を参照して説明する。図 2-1.1 に 5 ノードのメッシュ

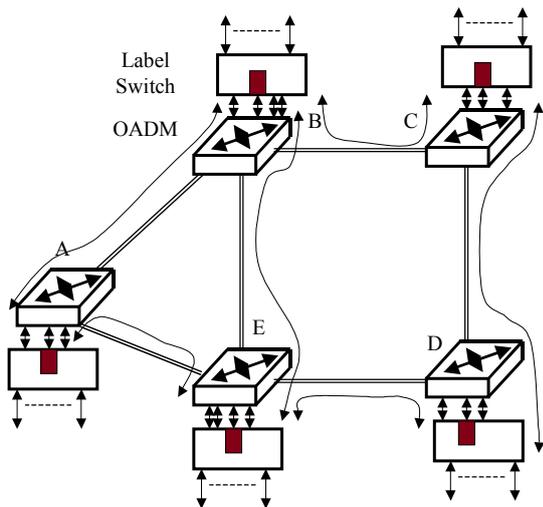


図2-1.1
ネットワークの例

ネットワークを示す。ノードは、ラベルスイッチと OADM で構成されるものとする。このノードの構成は、図 2.2 に示したものと同一である。ノード間は、光ファイバペアで接続されている。

予め定めたデフォルト波長とデフォルトラベルを用いて、ノード間をホップバイホップで接続する。予め設定されたホップバイホップのパスをデフォルトパスと

称する。デフォルトパスを介して、OSPF などネットワークトポロジを把握できるルーチングプロトコルを動作させることにより、制御プレーン上で制御信号を転送することが可能となる。

次に、ユーザデータをデータプレーン上に流すために、上記で確立した制御プレーンを用いてシグナリングを行い、デフォルト波長でデータ転送用ラベルスイッチパスを設定する。このラベルスイッチパスは、ノードのラベルスイッチを介して設定されるパスであるため、全光パスとはなっていない。

ラベルスイッチパス上を流れるトラフィックを測定し、測定したトラフィックが、予め定めたしきい値を超えた場合に、上記の制御プレーンを用いて、光パスを設定するシグナリングを行う。光パス設定シグナリングによりできた光パス上に、しきい値を超えたトラフィックを流し、輻輳を回避する。

光パスは、波長チューナブルトランシーバ 1 台に 1 本張る事ができる。光パスは、次の 2 種類のポリシーに従い消去するものとする。

- ・ 光パスは、予め定めた時間だけ設定するようにし、時間がきたら消去するか、あるいはよりトラフィックの多いパスに切り替える。
- ・ 光パスを流れるトラフィックが、デフォルトパスで流せることが判断できれば、光

パスを解放する。

以上に示す基本的考え方に従い、一般的なメッシュ網において、

- ・ 波長切り替えに要する時間とネットワークスループットとパケット廃棄率の関係の導出（光パスの解放手段の決定）
- ・ 障害に対するプロテクション手法の確立
- ・ 統合的ネットワーク管理手法の確立

などを行う。

2-1-2 高効率光変復調の研究開発

(1) 本提案における高効率化の方向

効率よく高スループットな全光ネットワークを構築するためには1ファイバあたりの容量を増加させることが必須である。ネットワークで使用する波長帯を1550nm帯のCバンドとすると、その帯域は30数nmと限定されているため、帯域利用効率の高い変復調方式の実現が重要な研究開発課題となる。

帯域利用効率を高めるための方法としては、(a)1波長あたりのビットレートを高める、(b)コンパクトなスペクトルを有する変調方式を使用する、(c)偏波多重分離を使用する、という3つの方向がある。

本提案では、(a)に対してはビットレートを40Gbit/sとする。ITU-Tで標準化された50GHzの光周波数間隔に可能な限り情報を詰め込む場合、ビットレートを極力高くする必要がある。現在研究開発が行われている1波あたりの最高のビットレートは40Gbit/sであり（光時分割多重：OTDMシステムを除く）、主に幹線系への導入を目標として研究開発がなされている。本提案ではこれを全光ネットワークに導入し、全光ネットワークでは過去に例を見ない高速伝送を行う。

なおOTDMでは100Gbit/sを超える研究報告がある。OTDMは超短パルス列を光段で多重分離する手法であって、超短パルス間の相互作用の制御が困難であり、ファイバ分散・非線形耐力等の光ファイバ伝搬特性トレランスが小さく、波長多重システム、ひいては、本提案の全光ネットワークには適さない。また、OTDMで40Gbit/sを生成する方式も検討されているが、装置規模が大きくコストパフォーマンスが悪い。本提案では電気段で生成した40Gbit/s信号を光信号に変換する方式を採用する。

(b)については、コンパクトな光スペクトルでかつ、光ファイバ伝搬特性の優れた方式が望まれる。全光ネットワークは敷設済みの光ファイバで構築されることが予想されるため、様々な種類の光ファイバに対応できる光ファイバ分散耐力、非線形耐力が望まれる。このような耐力を有する方式は種々検討されているが、構成が非常に複雑であるなど、特性に一長一短があった。本提案では、シンプルな構成でかつ特性の優れた変調方式の実現を目標とする。

(c)に関しては、本提案では偏波多重分離は使用しない。一般に、偏波多重分離（直交する2偏波に異なる信号を乗せ、受信端で偏波分離する）することによって、しない場合と比較して2倍の情報が伝送可能とされている。しかし、敷設済みの光ファイバでは偏波モード分散（Polarization Mode Dispersion: PMD）の上限を規定できず、著しく大きい可能性がある。著しく大きいPMDが存在する場合、直交していた2偏波間で分離不可能なクロスト

ークが発生し、受信品質が劣化する。PMD を補償する機構は幾つか提案されているが、比較的シンプルに構築できるものは、性能が不十分で許容できない誤りを発生させる確率が高い。逆に十分な性能を持つものは構成が非常に大規模で実システムへの導入は実現性が乏しい。

本提案の全光ネットワークはエンドユーザに近い、ある程度の低コスト性が要求されるネットワークである。また、ネットワーク内に複数設けられた OADM ノードは光フィルタや光合分波器などにより構成されるため、OADM ノード数の増大に伴い各波長チャンネル信号への帯域抑圧が厳しくなる。そこで、偏波多重分離を用いることなく、コンパクトなスペクトルと十分な光ファイバ伝搬特性を有し、かつ、シンプルな構成の高効率変復調方式の実現を目標とする。

(2) 高効率化手法

光信号の帯域利用効率を高められる有効な変調方式として、反転 RZ 変調方式を現在検討中である。この変調方式では、通常 RZ 光信号とはマークとスペースの関係が逆転しており、通常マーク時に光強度が最小となる。この反転 RZ 変調方式は図 2-2.1 に上げる構成により実現でき、スペクトルがコンパクトで変調器ドライバ帯域が狭く出来、かつ、光信号がファイバ分散に対して高い耐力を持つことが特徴である。

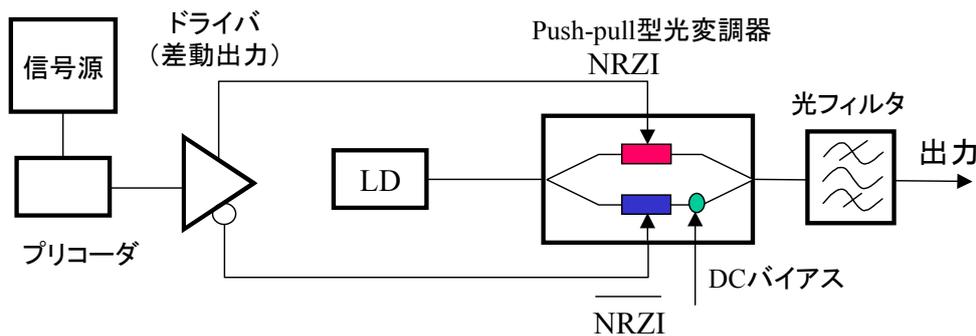


図 2-2.1 反転 RZ 光送信器の構成図

まず、光源（LD）からの CW 光を Push-pull 型光強度変調器に導く。光強度変調器内では、CW 光が 2 分岐される。各分岐路にはそれぞれ光位相変調部が設けられており、各光位相変調部は差動電気信号により駆動される。差動電気信号は、信号源と図 2-2.2 に示すプリコーダ（入力データと 1 タイムスロット前の出力データの排他的論理和を取る回路）と差動出力のドライバにより生成される。

図 2-2.3 は図 2-2.1 の構成によってビット列が変換されていく様子を示している。(a) が信号源から生成された NRZ 信号であり、これをプリコーダに取り込むことにより (b) のビット列（NRZI 信号）が得られる。(b) のビット列、および、この反転ビット列をドライバより取り出し、Push-pull 型光強度変調器に印加すると各分岐路での出力光の位相は (c) のようになる。従って、各位相変調部への駆動（交流）信号レベルと分岐路間での位相差（DC バイアス）レベルを適宜設定すると、光変調器内部で 2 分岐された光信号の位相差は (d) のようにすることができる。よって、2 分岐光が変調器内部で合波されると (e) の光波形（反転 RZ 信号）が得られる。本方式の特徴の一つは、(e) の波形においてマークビットごとに反転マークの光位相が反転していることである。そのスペクトルはキャリア周波数を持たないコンパクトな形状を取っており、光ファイバ分散耐力に優れている。

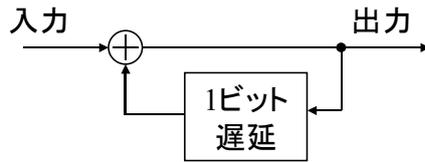


図 2-2.2 プリコーダ

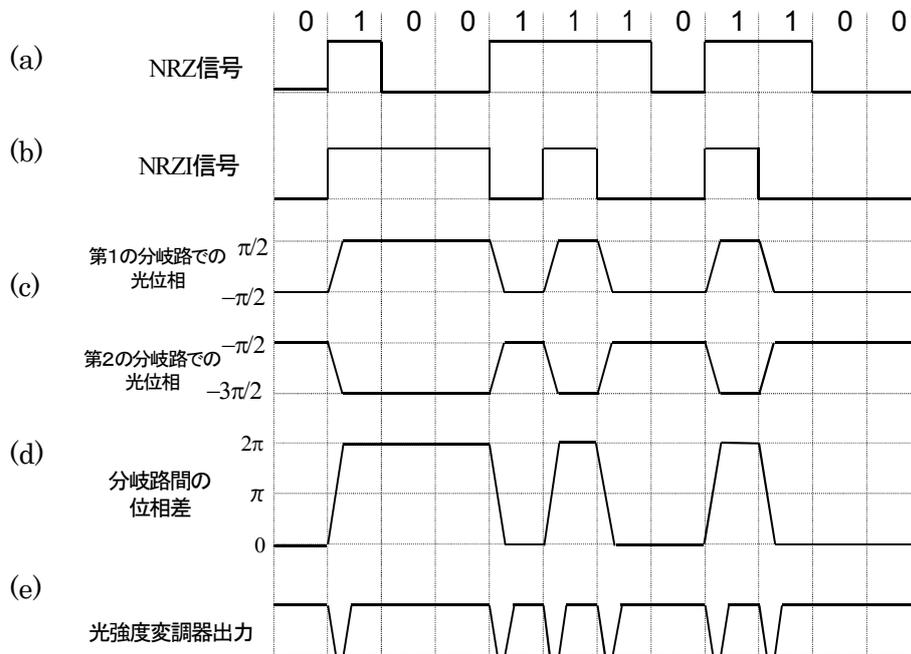


図 2-2.3 反転 RZ 変調方式

もう一つの大きな特徴は駆動信号の立下り、立上りにおいて、各々の反転 RZ パルスが生成するため、立上り／立下りが緩やかで良く、位相変調器の駆動回路に広帯域性が要求されないことである。40Gbit/s の RZ パルス列を得るために必要な駆動回路の帯域が 20 数 GHz 程度で良く、駆動回路への要求が緩和される。また、本方式は、10Gb/s のビットレートにおいては許容分散量として $\pm 2000\text{ps/nm}$ 以上を有し、非線形耐力に関してはファイバ入力光強度の限界値としておよそ +12dBm であり、通常の RZ 光信号並みの非線形耐力を有する。これらのことから、本変調方式による光信号は、ファイバ伝送を行う上で比較的扱いやすいものであるといえる。

本方式と同様の光波形は、電氣的に生成された反転 RZ 電気信号により光強度変調器を駆動しても得られる。しかしながら、隣接反転マーク間の光位相の反転は無いため大きな分散耐力が得られない。また、反転 RZ 光信号の変調部の構成は従来の Duobinary 方式と類似しているが、Duobinary 方式は電気または光領域において電気または光フィルタなどを用いて信号帯域を半分未満に制限する変調方式である。原信号の主要スペクトル成分の一部を除去するため、帯域制限に用いられるフィルタなどは透過・反射特性などの点で制約が厳しく、超高速信号を扱う場合にはフィルタなどの設計が必ずしも容易ではない。一方、反転 RZ 方式では、原信号の主要スペクトル成分をそのまま残して変調器を駆動する平易なものである。

本方式が克服すべき課題としては、以下の点が予想される。まず、本方式による光送信器を用い光帯域の高効率化を試みる場合、送信端や受信端において光バンドパスフィルタを利用するなどして受信に不要な周波数成分を除去し、反転 RZ 光信号のスペクトルをさらに狭める必要がある。従って、ドライバ回路の帯域やファイバ伝送路内に用いる光合分波器

や光フィルタ等の光帯域・透過特性を適宜設定することが求められる。このような各部での帯域配分の検討は、多数の OADM ノードを有する光ネットワーク内に反転 RZ 光信号を適用する上でも重要である。光帯域配分を考慮した OADM ノードの構成方法も検討課題であるといえる。また、反転 RZ 方式は通常の RZ 方式に比べると平均光強度が高い変調方式であるので、受信感度が従来の RZ 方式に比べて劣ることが予想される。反転 RZ 光信号の特徴であるコンパクトな光スペクトルと高分散耐力を活かしつつファイバ伝送を行い、受信端において受信感度が高められうる工夫が必要であろう。

2-1-3 高速・高安定光周波数制御の研究開発

全光ネットワークでは、光送信部において光周波数可変機構（光周波数シンセサイザ）を有することにより、光周波数に応じて宛先ノードを変更でき、ネットワーク利用効率が大幅に向上する。しかしながら、光周波数切り替えに要する時間は、ネットワーク的にはガードタイムとして反映されるために、ネットワークの利用効率の低下を招く。また、光周波数切り替え後の光周波数の安定性は、波長多重における波長密度、すなわち光周波数利用効率と密接に関係しており、安定性が高いほど光周波数利用効率を向上させる。したがって、光周波数シンセサイザには、高速の光周波数切り替え機能と、切り替え後の光周波数安定性が要求される。さらに、装置の小型化・低コスト化の観点から、単一の光源で使用する帯域全て（～30nm）をカバーできることが必要である。

半導体レーザにおける光周波数の切り替え時間としては、数 nsec という報告がなされているが、このような超高速の切り替えにおいては、光周波数検出機能や発振モード安定化がなされていないため、切り替え後、数 msec 程度の時間においてさえも光周波数の安定性を保持できない。全光ネットワークにおいては、一度設定した光パスを長時間にわたって使用することが想定されるので、切り替えた後の光周波数の安定性は非常に重要となってくる。そこで、我々は切り替え時間という言葉ではなく、整定時間という言葉を用いることにする。通常、整定時間は目標値の 2% もしくは 5% 以内に収まり、それ以降再びこの範囲を超えなくなるまでの時間を意味する。ただし、今回のように目標値として 30nm（3750GHz）に及ぶ波長変化が求められる場合では、2% もしくは 5% 程度の精度では所望のチャンネルに波長を設定することは到底出来ない。従って、目標値に対する精度を付け加えて整定時間を取り扱うことにする。

波長多重伝送においては、各チャンネルの光周波数安定度は、一般に光周波数間隔の 10 分の 1 以下と言われ、50GHz 間隔では±2.5GHz 以下となる。しかしながら、全光ネットワークでは、光パスの端点でのみ電気信号が介在するが、途中のノードではトランスペアレントに光信号を通過させる。途中のノードでは、光合分波器などの光フィルタが介在するために、送信信号の光周波数ずれは伝送特性を著しく劣化させる。したがって、光フィルタが多段接続された場合においては、光周波数の安定度はさらに厳しくなり、概ね±1GHz 以下の精度が要求される。

上述した機能を有する光送信部の構成を図 2-3.1 に示す。光源としては波長可変レーザを用い、検出部において光出力パワーおよび光周波数を検出する。この検出結果に基づいて波長可変レーザの出力パワーおよび光周波数の制御を行う。波長可変レーザとしては、DFB (Distributed Feedback) 型、DBR (Distributed Bragg Reflector) 型および外部共振器型の 3 種類があり、それぞれに長所・短所を有している。波長可変レーザとしては、現時点で 30nm 以上という広範囲の可変幅を有し、かつモード跳躍がないという点で外部共振器型の MEMS-VCSEL が有望である。しかしながら、MEMS-VCSEL の応答時間は msec オーダーと長い。また、光周波数の精度を±1GHz とし、3750GHz の周波数を変化させる事を考慮すれば、目標値の±0.03%以内と極めて高い精度が求められている。そこで、

目標値の $\pm 0.03\%$ 以内に収める整定時間を 1msec で実現することを最終目標とする。本研究開発では、可変波長範囲、発振モードの安定性、応答速度、制御の簡便性などについて検討を行い、最終目標を満足できるデバイスを選定し、そのデバイスに適した制御方式の研究開発を行う。

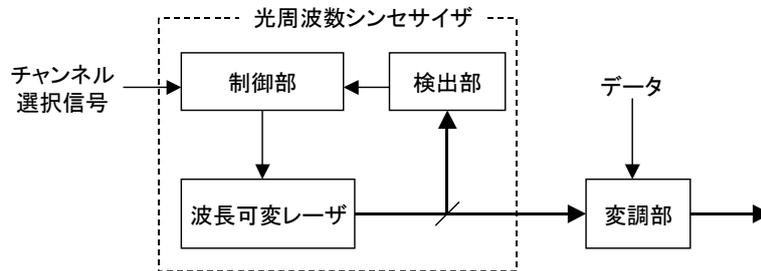


図 2-3.1 光送信部の構成

$\pm 1\text{GHz}$ 以下の光周波数精度を実現するためには、光周波数検出において高精度な波長基準が必要となる。また、安定な光周波数切り替えを実現するためには、広い光周波数引き込み範囲を有する制御系が必要となる。したがって、本研究開発では高精度な波長基準器および広い周波数引き込み範囲を有する制御方式の研究開発を行う。

図 2-3.2 に光周波数制御系の構成を示す。波長基準器としては、Zカット水晶のファブリペロ共振器を用いる。Zカット水晶のファブリペロ共振器は $500\text{MHz}/^\circ\text{C}$ の温度係数となるので、10 分の 1°C 程度の温度制御を行えば、高精度の波長基準器を構成することが可能である。水晶の X カット面に電極を設け、低周波の正弦波信号（ディザ信号）を加えると、ファブリペロ共振器の透過特性に応じて、ディザ信号は光強度変調成分に変換される。したがって、ファブリペロ共振器透過光を同期検波することによって、同期検波出力としては、ファブリペロ共振器の透過特性の一次微分した特性が得られる。このように同期検波を用いる方法ではアンプの DC ドリフトなどの影響が除けるため高精度化が可能となる。また、ファブリペロ共振器にディザ信号を加える方法は光源のスペクトル純度が保たれるため、周波数利用効率の向上につながる。水晶の変調効率が低く、検出時間が長い欠点はファブリペロ共振器の保持方法を改良することにより改善可能と考えている。図 2-3.3 にファブリペロ共振器の透過特性と同期検波出力を示す。ファブリペロ共振器の先鋭度（フィネス）を小さく設定することによって、透過特性とピークとボトムの両方をロックポイントとして利用することができる。図 2-3.3 より、透過特性のピークとボトムの光周波数では同期検波出力はともに 0 となるが、同期検波出力の傾きが逆であるために、どちらか一方のみが安定点として動作する。透過特性のピークのみを安定点として用いた従来の方式では、引き込み範囲がチャンネル間隔程度に制限されていたが、本方式ではチャンネル間隔の 2 倍の引き込み範囲を実現でき、より安定な光周波数制御が可能となる。所望のチャンネルの光周波数近傍に引き込む方法に関しては、レーザの応答速度、発振モードの安定性、制御の簡便性などを考慮し、デバイスに適した制御方式の研究開発を行う。

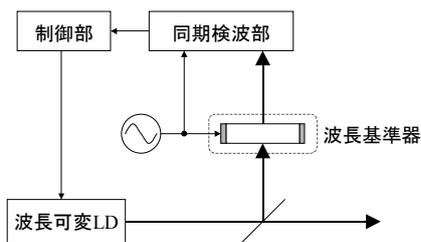


図 2-3.2 光周波数制御系

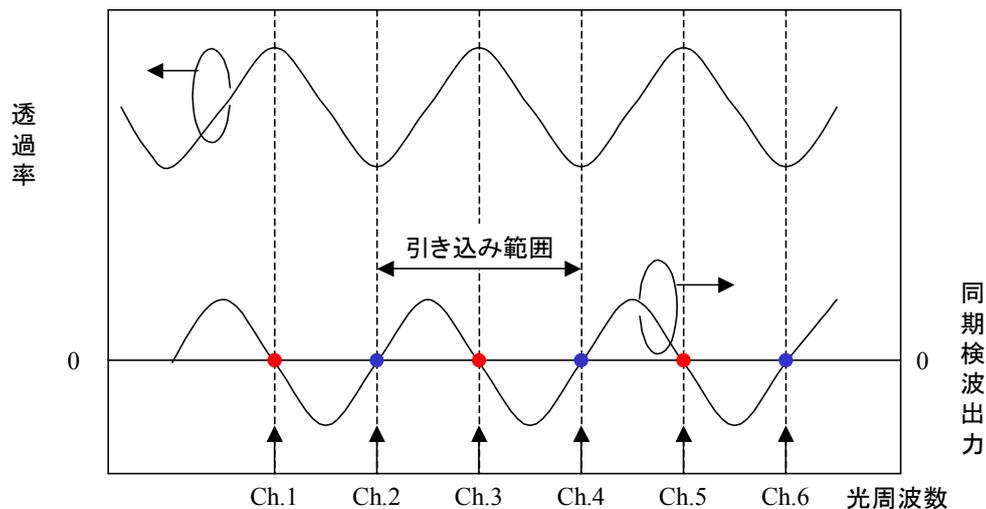


図 2-3.3 光周波数検出方式

2-2 研究開発目標

2-2-1 最終目標 (平成18年3月末)

統合的管理機能を有する高効率全光ネットワークの研究開発

(1) 全光ネットワークアーキテクチャの詳細設計完

- 1 ポートあたりの波長数 ≥ 70
- 1 ポートあたりの容量 $\sim 3\text{Tbit/s}$
- トータルスループット $\sim 50\text{Tbit/s}$
- 1 管理システム内のノード数 ≥ 16

(2) 高効率変復調方式の伝送実験完

- 1 波長あたりのビットレート $\geq 40\text{Gbit/s}$
- 帯域利用効率 $\sim 0.8\text{bit/s/Hz}$
- 偏波多重分離 無し
- 伝送距離 $\geq 200\text{km}$
- Add Drop 機能確認実験
- Add Drop の光周波数間隔 $\sim 50\text{GHz}$
- 光受信器同期確立時間 $\leq 1\text{ms}$

- (3) 高速高安定光周波数制御方式の実験完
- | | |
|-----------|--|
| 光送信波長整定時間 | $\leq 1\text{ms}$ (目標値の $\pm 0.03\%$ 以下) |
| 光送信波長可変範囲 | $> 30\text{nm}$ |
| 送信波長安定度 | $\sim \pm 1\text{GHz}$ |

2-2-2 中間目標 (平成16年3月末)

統合的管理機能を有する高効率全光ネットワークの研究開発

(1) 全光ネットワークアーキテクチャの方式設計完

(2) 高効率変復調方式機能確認試作完

- | | |
|----------------|---------------------------|
| 1 波長あたりのビットレート | $\geq 40\text{Gbit/s}$ |
| 帯域利用効率 | $\sim 0.6\text{bit/s/Hz}$ |
| 偏波多重分離 | 無し |

(3) 高速高安定光周波数制御方式設計完

- | | |
|-----------|---|
| 光送信波長整定時間 | $\leq 1\text{ms}$ (目標値の $\pm 0.5\%$ 以下) |
| 光送信波長可変範囲 | $> 30\text{nm}$ |

2-3 研究開発の年度別計画

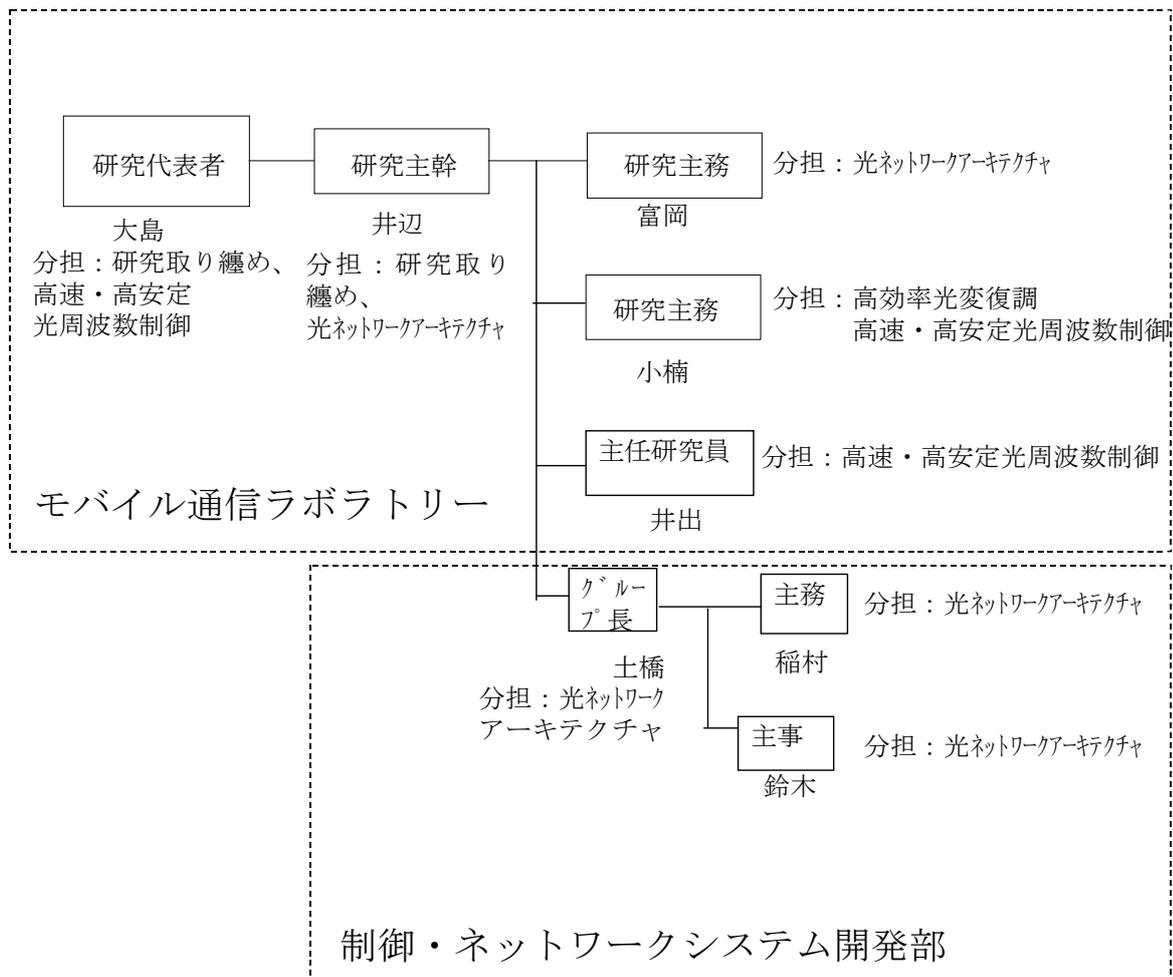
(金額は非公表)

研究開発項目	14年度	15年度	16年度	17年度	計	備考
	概略設計	詳細設計	方式確認	試作評価		
	→					
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



研究実施場所

神奈川県川崎市幸区小向東芝町 1
(株)東芝 研究開発センター内

東京都日野市旭ヶ丘 3-1-1
(株)東芝 日野工場内

4 研究開発実施状況

4-1 光ネットワークアーキテクチャの研究開発

4-1-1 研究開発の概要

ラベルスイッチルータとフォトニッククロスコネクタ (PXC) を組み合わせたノードによりネットワークを構成する。予め、データパケットをスイッチするラベルスイッチパス (P-LSP ; Packet Label Switch Path) を、ノード間にフルメッシュに張っておく。パケットトラフィックがしきい値を超えると、パケットのイングレスノードからイグレスノードに向けて、P-LSP と同一経路で光パスを設定する。特定の時間が経過するあるいは光パス上のトラフィックが少なくなると光パスを解放する。以上のネットワークアーキテクチャを提案した。[6]、[7]、[8]、[9]

提案したネットワークアーキテクチャの機能を、シミュレータ上に実装し、動作させることにより、アーキテクチャの問題点を明らかにし、改良を加えた。

一昨年までに、P-LSP 上のトラフィックを、光パス上に移行する際に、光パス上のパケットが、P-LSP 上のパケットを追い抜くという課題が出た。到着パケットの順序の入れ替わりに関しては、上位レイヤたとえば TCP により、元に戻すことが可能であり、通常は大きい問題とはならない。しかし、Ethernet フレームをカプセル化するような場合においては、フレームの順序の入れ替わりが問題となり、対策を施す必要があった。上記のパケットの順序入れ替わりという異常状態に関して、対策を講じ、学会発表を行った。[10]

また、光パスを設定するためのシグナリングは、イングレスノードからイグレスノードまで途中ノードを含め、OXC の設定と光波長の決定を行う必要がある。このシグナリングには、RSVP-TE (Resource Reservation Protocol Traffic Engineering, rfc3473) を用いる。RSVP-TE は、イングレスノードからのシグナリングメッセージの中に、推奨波長を入れることが可能である。途中ノードで使用中の波長があれば、該当する推奨波長を減らしていき、イグレスノードで、波長を決定する。しかし、光パスの設定頻度が高い場合、シグナリングの途中で、異なるイングレスノードからのシグナリングメッセージが到着し、結果的に、同じノードの同一ポートに、異なる光パスでありながら、同一波長を設定してしまうことがある。この波長競合による異常状態は、完全に発生確率をゼロにすることは出来ない。しかし、工夫により、その確率を小さくすることが可能である。種々の方策を提案し、シミュレーションにより、波長競合の確率を下げる方式を示すことができた。[11]

さらに、ノード間を接続するリンクに障害が起こった場合のリカバリーについて検討した。本ネットワークアーキテクチャは、光パスをパケットトラフィックの変動に対してダイナミックにアサインする方式である。そこで、P-LSP の障害を光パスで救済する方法を新たに提案することができた。前もって、リンクの障害を想定し、障害リンクの上流のノードを Point of Local Repair (PLR) とし、障害リンクの下流のノードを MP (Marge Point) としたとき、PLR から MP へ、障害リンクを除いた Shortest Path を自律分散的に算出する。算出した経路に沿って、バイパス光パスを前もってシグナリングしておく。障害が発生した場合は、MP から波長設定メッセージを出して、バイパス光パスを開通させる。障害リンクを通る全ての P-LSP を一本の P-LSP の中にラベルスタック (ラベルパスの中に複数のラベルパスをカプセル化する) し、さらにバイパス光パスのトンネルに入れる。MP でバイパス光パスから出たスタックされた P-LSP を、元の P-LSP に戻して、障害を回避する。障害を受けたリンク上に輻輳を回避するために設定した通常の光パスがある場合は、それを強制的に解放する。本方式のバイパス光パスに使用する波長は、1 波長で済む。従って、バイパス光パス用の専用波長を前もってアサインすることが出来る。そのため、バイパス光パスの設定は、通常の輻輳回避の光パスと異なり、下流から上流へ RESV メッセージのみで実現することができる。ここで示したリンク障害時のプロテクション方式について電子情報通信学会にて報告した。[12]

今年度は、昨年度に引き続き、ノード障害時のプロテクション動作について検討を進めた。ノード障害時の迂回動作に関しても、リンク障害と大枠において同様な考え方でプロテクションを行うこととした。すなわち、ネットワークが立ち上がった段階で、全てのノードに対して、障害となった場合を想定して、迂回路すなわちバイパス光パスを計算する。障害ノードを想定して、障害ノードの上流のノードをPLRとし、下流のノードをMPとする。PLRからMPへ、障害ノードを除いたShortest Pathを求めて、それをバイパス光パスとする。PLRとMPは、障害ノードの上流と下流の隣接ノードである。PLRとMPは、ひとつの障害ノードに対して複数の組み合わせが存在する。従って、同一リンクにバイパス光パスが複数通り、波長が重ならないように前もって設定しておく。

PLRとMPの両者は、隣接ノードの障害か、リンク障害か不明である。リンク障害の場合には、MPからバイパス光パスのための波長設定メッセージ（バイパスRESVメッセージ）を出して、バイパス光パスを設定する。しかし、ノード障害の場合には、MPからバイパス光パス用波長設定メッセージ（バイパスRESVメッセージ）を出しても、対抗するノードが障害を受けているため、この光パスは設定できない。したがって、バイパス光パス用波長設定メッセージと同時に、PLRに向けて、障害通知を出力する。障害通知を受けたPLRは、自らも隣接ノードとの間のリンク断などの信号障害を検出している場合、隣接ノードの障害であると判定する。次に、MPに対して、ノード障害に対応するバイパス光パスを設定するためのバイパスPATHメッセージを出力する。バイパスPATHメッセージを出力したPLRは、それと同時に、該当するバイパス光パスの中に、複数のP-LSPをスタックして入れることにより、プロテクションを行う。

また、本年度は、昨年度に引き続き、ネットワークシミュレータに実装したシグナリング部分を抜き出し、LinuxのOSで稼動するPC上へ、ソフトウェアをポーティングした。本年度は、スイッチングハブを介さず、直接9台のPCを接続できるようにした。仮想的な障害を発生させることにより、プロテクション動作が、LinuxのPC上で自律分散的に動作することを検証した。

ここでは、本年度実施した、ノード障害時のプロテクション動作を第4-1-2章で説明する。第4-1-3章では、ネットワークシミュレータに実装したノード障害時のプロテクション動作を、パケットの伝送遅延の値を元にして説明する。さらに、第4-1-4章では、Linux-OSのPC上にポーティングしたシグナリング機能部により、プロテクション動作が正常に行われていることを、ログにより示し、説明を行う。最後に、高効率全光ネットワークアーキテクチャとして、最終目標の値が達成できたことを示して、まとめとする。

4-1-2 ノード障害時のプロテクション動作

第4-1-1章において、ノード障害時におけるプロテクション動作について、その概要を示した。ここでは、図を用いて詳細に説明する。図4-1-1には、9ノードのメッシュネットワークを示す。個々のノードの接続形態は、図に示した通りである。波長ゼロのデフォルト光パスを用いて、通常のMPLSネットワークとして、パケットLabeled Switch Path (LSP)によりユーザパケットが転送されているものとする。P-LSPは、全てのノードがフルメッシュで接続されている必要はない。ルーティングプロトコルにより作成されたフォワーディングテーブルに従ってラベルテーブルが作成されるので、トラフィックがないノード間には、P-LSPは設定されない。図4-1-1の中に実線で示されるように、P-LSPが設定されているものとする。P-LSPの設定には、RSVP-TEを用いる。P-LSPを設定する際には、通常は、RESVメッセージによりひとつ下流の入力ラベルを知る。今回は、ノード障害時の対策を考慮し、ノード二つ下流の入力ラベルまで知るように設定した。

次に、リンク障害とノード障害のプロテクションのために、バイパス光パスの予約が行われる。リンク障害のプロテクションにおいては、ただひとつの波長のみが、バイパス光

パスのために予約される。一方、ノード障害のプロテクションに用いるバイパス光パスのための波長の数は、トポロジによって変化する。図4-1-2には、リンクEA、EB、EC、EDが障害を受けた場合のバイパス光パスと、ノードEが障害になった場合のバイパス光パスが予約されていることを示している。例えば、ノードEからノードAへ向かうリンクEAが障害を受けたと仮定する場合、ノードEがPoint of Local Repair (PLR)で、ノードAがMerge Point (MP)となる。ノードEからノードAへの経路の中で、リンクEAを除いた場合のShortest Pathは、E→D→Aの経路となる。

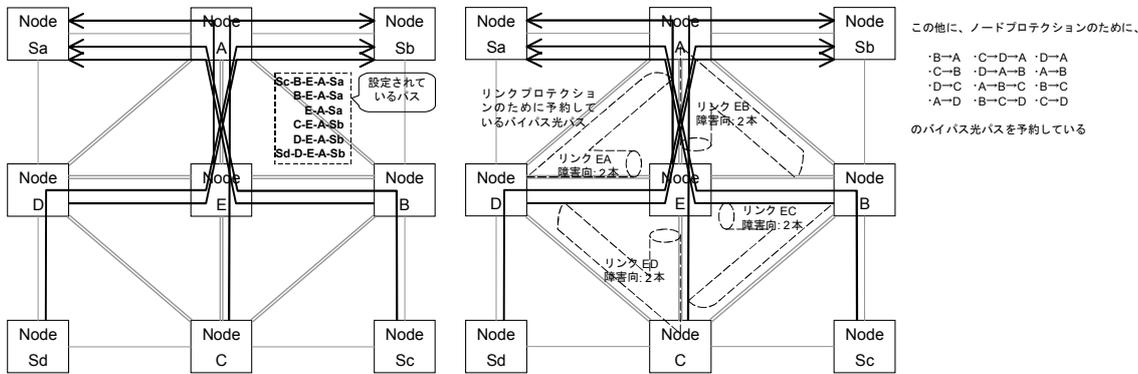


図4-1-1 ノード障害プロテクションを説明するためのネットワーク（図中の実線のパスが設定されている）

図4-1-2 プロテクションのための光パスの予約を説明する図

ノードEが障害となった場合であって、ノードAがMP、ノードB、C、DがPLRの場合には、ノードEを除いたときのPLRからMPへのShortest Pathは、それぞれ、B→A、C→D→A、D→Aとなる。ノードBがMPで、ノードC、D、AがPLRの場合、ノードCがMPで、ノードD、A、BがPLRの場合、ノードDがMPで、ノードA、B、CがPLRの場合のバイパス光パスも、図4-1-2の中に記した。以上より、ノードEに障害があった場合、12本のバイパス光パスが必要になる。また、例えば、C→D→AとD→Aのように、同一リンク上に複数のバイパス光パスが張られるので、予約する波長の数も複数必要となる。ここで予約された波長は、P-LSPを流れるパケットトラフィックが所定のしきい値を超えたときに設定される輻輳回避光パスの波長と競合しないように、輻輳回避光パスの波長を設定する場合の推奨波長から、予め削除される。

次に、ノードEが障害となった場合を考える。図4-1-3に示すようにノードEが障害となり、ノードA、B、C、Dへの信号が断となったと仮定する。ここで、障害の検出では、定期的なハローパケットがこなくなったとして検出することが考えられる。しかし、サービス停止時間として50msecを目標とした場合には、ハローパケットの繰り返し時間を短縮することより、物理層における受信信号断や同期はずれを検出することが妥当と考えられる。ここでは、物理層における障害検出を念頭において、プロテクションの検討を行った。

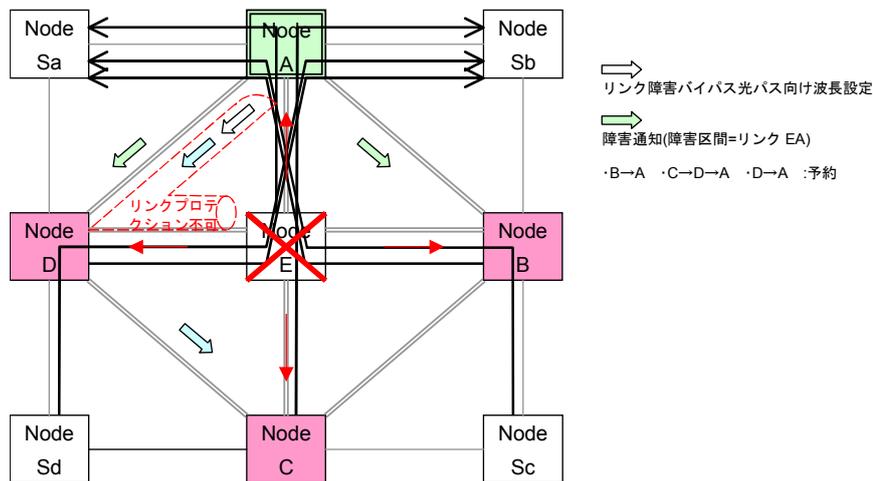


図 4-1-3 ノード障害の場合の制御パケット転送を示す図

ノード A が MP で、ノード B、C、D が PLR の場合を考える。ノード A は、ノード E からの受信信号断を検出したとする。この場合、ノード A は、リンク EA が障害なのか、ノード E が障害なのか不明である。そこで、ノード A (MP) は、リンク障害の PLR (ノード E) に対して、バイパス光パスの設定のための RESV メッセージを出力する。また、RESV メッセージと同時に、ノード障害の PLR (ノード B、C、D) に向けて、障害通知メッセージを出力する。リンク障害を想定して出力した RESV メッセージは、ノード E が故障であるため、バイパス光パスは設定されない。ノード障害の PLR であるノード B、C、D に向けた障害通知メッセージは、ノード B、ノード C、ノード D により受け取られる。また、ノード B、ノード C、ノード D では、ノード E からの信号が断であることを知っている。すなわち、PLR が、障害通知メッセージを受け取り、かつ、隣接ノードからの信号が断の場合は、そのノードが障害であることを認識する。その結果、PLR (ノード B、C、D) は、MP に向けて、ノード障害時のバイパス光パスを設定する PATH メッセージを出力する。この様子を図 4-1-4 に示す。ノード障害バイパス光パスを設定するための PATH メッセージは、輻輳回避のための PATH メッセージと異なり、ネットワークの立ち上がり時点で、波長の予約がなされている。したがって、RESV メッセージのリターンを待たずに、PATH メッセージのみで、予約した経路で、既に決定している波長でバイパス光パスを張ることが出来る。従って、バイパス光パスメッセージを出すと同時に、PLR (ノード B、C、D) は、光パスの中に、障害を受けた P-LSP を入れる。この様子を図 4-1-5 に示す。

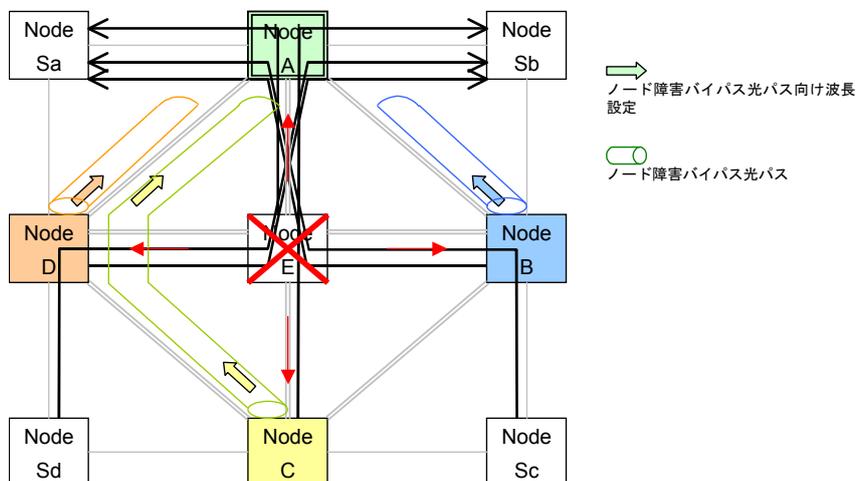


図 4-1-4 ノード障害バイパス光パスを設定するための PATH メッセージ (PLR より MP へ)

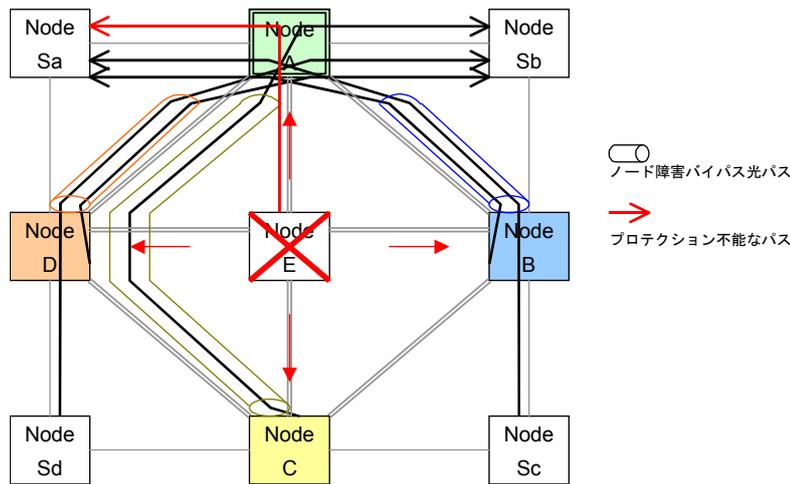


図 4-1-5 PATH メッセージと同時に、光パスの中に P-LSP を入れたプロテクション

PLR (ノード B、C、D) から MP (ノード A) へのバイパス光パスの中に、障害経路上の P-LSP を入れる。このためには、PLR から MP へ向かうラベルドパケットのラベル値を、障害ノードの出力ラベル値に置き換えた上で、同一経路のラベルドパケットを束ねる目的で、ラベルをスタック (ラベルプッシュ) させる必要がある。スタックする外側のラベル値は、ネットワークが立ち上がる時点で、予めノード障害時のバイパス光パスの波長を決める際に、同時にラベル値も決めておく。一方、障害ノードの出力ラベル値は、P-LSP を設定する際、RSVP-TE の RESV メッセージで、ノード二つ手前のラベルを知っていた。この操作を利用し、障害ノードの出力ラベル値を前もって認識することが出来る。以上より、ノード障害時のバイパス光パスを設定したと同時に、PLR にて P-LSP のラベルの付け替えとスタックにより、プロテクションが完了する。

4-1-3 ノード障害時プロテクションのシミュレーション結果

第 4-1-2 章に示した基本設計をベースとして、ネットワークシミュレータ OPNET®上でノード障害時のプロテクション機能を実装した。その機能の検証を目的として、図 4-1-6 に示すトポロジのネットワークシミュレーションを実施した。

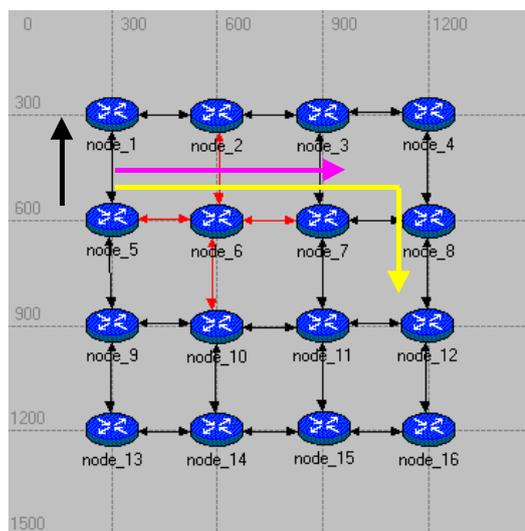


図 4-1-6 16 ノードのグリッドネットワークでのノード障害シミュレーション

ノード間のリンク長は、それぞれ 300km とした。すなわち 1 リンクのファイバ伝送による遅延は、1.5 ミリ秒となる。シミュレーション開始後に、OSPF (Open Shortest Path First) プロトコルにより経路テーブルが作成される。その後、経路テーブルに従って、フルメッシュの P-LSP が設定される。シミュレーション開始後、65 秒からユーザデータとなるパケットトラフィックが生成され、転送される。生成されるトラフィックは、100Mbit/s とした。リンク速度は、40Gbit/s としたので、輻輳光パスは設定されない。ノード 5 からノード 1、ノード 7、ノード 12 の 3 つのノードへ向けてパケットが転送されるように設定した。OSPF により、転送されるパケットは、図 4-1-6 に矢印で記した経路を通る。この経路上に P-LSP が設定されていることになる。

シミュレーション開始から 70 秒後に、ノード 6 に障害を発生させた。設計のとおり、プロテクション機能が動作すれば、瞬時にプロテクション動作が起こるはずである。

その後、シミュレーション開始から 130 秒後に、ノード 6 を除いた、新しいトポロジにより OSPF を用いて新たな経路テーブルが作成される。それにより、P-LSP が再設定されるため、Shortest Path によるパケットの転送が行われる。

シミュレーションの結果として、ノード 5 からノード 1、ノード 7、ノード 12 へ転送されるパケットの遅延時間の変化を求めた。この結果を図 4-1-7 に示す。

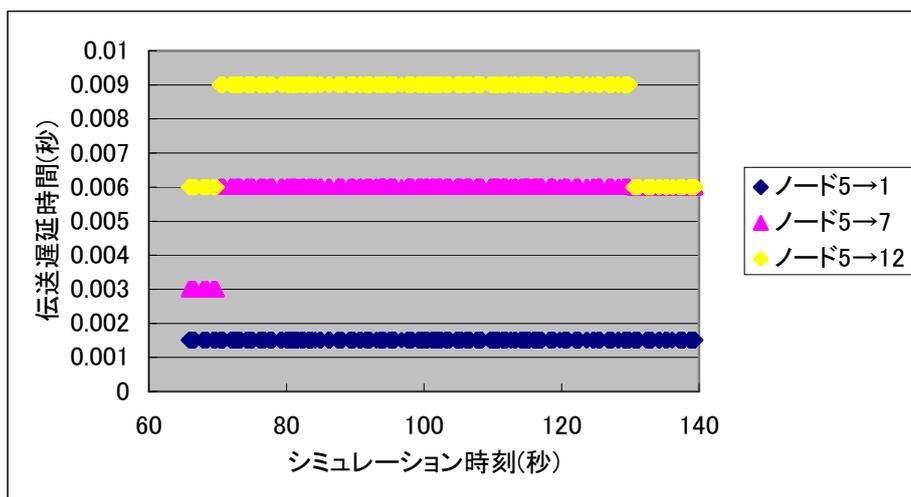


図 4-1-7 ノード 5 からノード 1、7、12 へのパケット遅延時間の変化 (70 秒にノード 6 に障害、130 秒に経路の再計算が行われた)

図 4-1-7 において、ノード 5 からノード 1 へ向かう P-LSP 上のパケット遅延時間は、ノード 6 が障害になっても、なんら変化はない。これは、ノード 6 が障害となった場合に、ノード 5 からノード 1 への経路は、影響を受けていないからである。

一方、ノード 5 からノード 7 へ転送されるパケットについては、70 秒の時点で、パケット遅延時間が、3 ミリ秒から 6 ミリ秒に倍増している。ノード 6 が正常に動作しているときには、経路は、ノード 5 → 6 → 7 の経路で転送され、リンク 2 つ分で 3 ミリ秒の遅延時間となっている。ノード 6 が障害となったときに、PLR がノード 5 で、MP ノード 7 で、ノード 6 を除いた最短経路となるノード 5 → 1 → 2 → 3 → 7 のバイパス光パスが設定される。この為、リンク 4 つ分のパケット遅延である 6 ミリ秒の遅延となって、ノード 7 にパケットが到着する。

ノード 5 からノード 12 へ転送されるパケットについては、P-LSP 上にデータパケットを流し始める 65 秒の時点では、P-LSP の経路は、ノード 5 → 6 → 7 → 8 → 12 となっていた。

4リンク分の遅延、すなわち6ミリ秒の packets 遅延が生じていた。ノード6が障害となった70秒の時点で、packets 遅延時間は、9ミリ秒となった。これは、PLRがノード5で、MPがノード7であり、ノード5→1→2→3→7のバイパス光パスの中に、このP-LSPがスタックされて入るからである。ノード7を出たP-LSPは、ノード8を介してノード12に設定される。従って、ノード6が障害になった場合の、ノード5から12へ向かうP-LSPの経路は、ノード5→1→2→3→7→8→12となる。遅延は、6リンク分で、9ミリ秒となる。130秒において、ノード6を除いた際の最短経路が再計算される。この結果、P-LSPは、ノード5→9→10→11→12となる。その結果、遅延時間は、4リンク分の6ミリ秒となる。

以上の結果より、ノード障害におけるプロテクション動作が、設計通り動作していることを確認することが出来た。

4-1-4 Linux OS の PC 上へのポータリング

本研究では、提案するネットワークアーキテクチャの機能を、ネットワークシミュレータ上で動作させ、検証することにより、開発を進めてきた。使用しているネットワークシミュレータ OPNET®は、実際の構成要素に近い機能分割が可能であるため、開発したソフトウェアを比較的容易に移植することが可能である。今回、ラベルスイッチパスや、光パスを設定、解放するためのシグナリング機能を、PC上に実装することにより、より現実的なアーキテクチャの検証を行うことを目的として、本ソフトウェアを開発することとした。

昨年度は、ネットワークシミュレータ OPNET®に実装したシグナリング機能の中でプロテクション機能を含まない部分を、Linux OS の PC 上にソフトウェアをポータリングした。この際、PC のネットワークインタフェースはひとつのみとし、スイッチングハブを介して PC 間の通信を行うようにした。従って、想定するネットワークは、実際の物理トポロジと異なるネットワークとなっていた。

今年度は、最大4つまでネットワークインタフェースを持つ PC を、スイッチングハブを介さずに、互いに接続するようにした。PC 間接続の物理トポロジそのものが、ネットワークトポロジとなる。また、シグナリング機能に加え、リンク障害、ノード障害時のプロテクション機能を盛り込んだ。

4-1-4-1 ノードモデル

Linux OS の PC で実現したノードの概略機能構成を、図4-1-8に示す。昨年のモデルとの違いとして、リンク障害とノード障害に対応するバイパス光パス設定機能を追加した。また、外部とのネットワークインタフェースが1つかた4つになった。光パス設定要求機能、波長要求配布機能、ラベル要求配布機能、バイパス光パス設定機能などに入出力する制御パケットのインタフェースは、フォワーディングテーブルによって選択される。フォワーディングテーブルは、物理トポロジに従い、手動で設定するようにした。イーサネットの IP アドレスとノードの IP アドレ

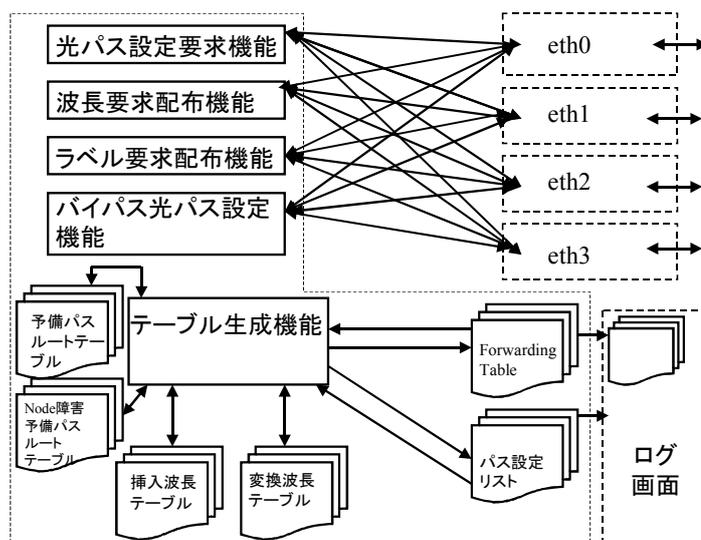


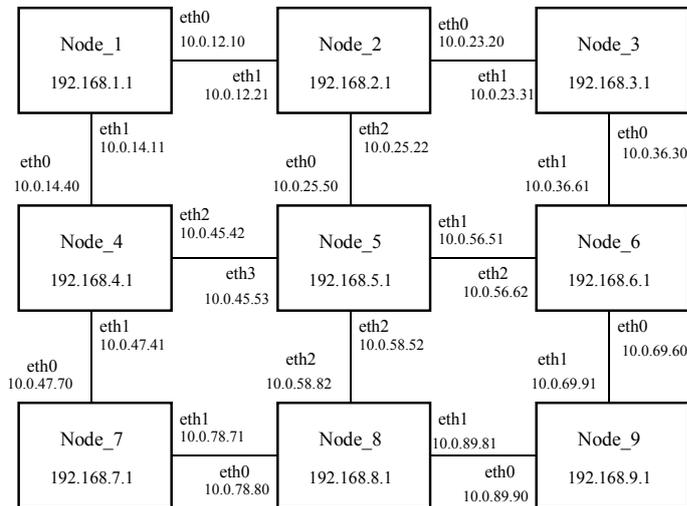
図4-1-8 Linux OS の PC で構成したノード機能ブロック構成

スの対応については、設定ファイルの中に手動で書くようにした。

4-1-4-2 システム構成

ソフトウェアとして、Linux OS は、Red Hat Linux 9 で、カーネルバージョンは、2.4.20 以降である。

4-1-4-3 ネットワーク構成と設定



Linux OS の PC を 9 台準備した。図 4-1-9 に示すように、実装したソフトウェアの評価を行うために、9 ノードのグリッドメッシュネットワークを構築した。各ノードの IP アドレスとインターフェースの IP アドレスを図 4-1-9 に示すように設定した。図 4-1-9 のトポロジを基にして、ネットワーク設定を行った。図 4-1-10 に、ノード 1 におけるネットワーク設定のための設定ファイルを示す。

図 4-1-9 ネットワーク構成

```

1
2 Node Info
3 -----
4 "MyNodeInfo" 自ノード名 自ノードアドレス サービスポート番号 ---接続フラグ
5 "NodeInfo"> node_1> 192.0.0.1> 10001> 1
6
7
8
9 Neighbor Connection Info
10 -----
11 "NeighborNodeNum"> 隣接ノード数 (GUI含む)
12 "NeighborNodeInfoNum"> 3
13
14 "NeighborNodeInfo"> 次ホップノード名 接続IF 接続アドレス 接続ポート 接続フラグ
15 "NeighborNodeInfo"> node_2> 0> 10.0.12.10> 10002> 0
16 "NeighborNodeInfo"> node_4> 1> 10.0.14.11> 10004> 0
17 "NeighborNodeInfo"> GUI> 1> 127.0.0.1> 10010> 0
18
19
20
21 Forwarding Info (Routing Info)
22 -----
23 "HostsTableNum"> NM上のノード数 (自ノード含む)
24 "HostsTableNum"> 9
25
26 "HostsTable"> ---ノード名 ---PVCアドレス
27 "HostsTable"> node_1> 192.168.1.0
28 "HostsTable"> node_2> 192.168.2.0
29 "HostsTable"> node_3> 192.168.3.0
30 "HostsTable"> node_4> 192.168.4.0
31 "HostsTable"> node_5> 192.168.5.0
32 "HostsTable"> node_6> 192.168.6.0
  
```

図 4-1-10 ノード 1 の CONF ファイル

4-1-4-4 シグナリングソフトウェアの保護機能の実行結果

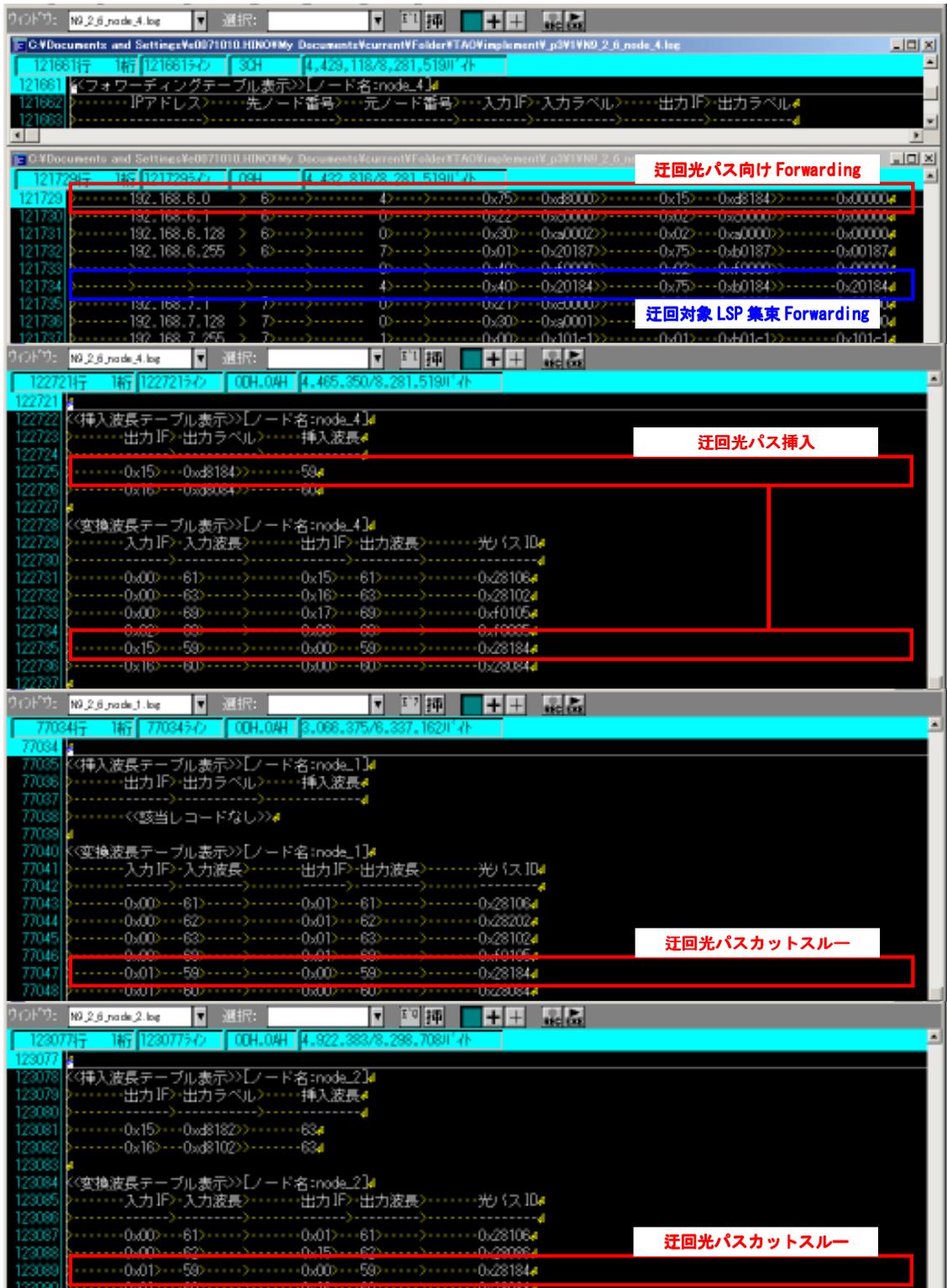




図 4-1-11 ノード 5 障害時のバイパス光パスに、ノード 4 から 6 への
トラフィックがバイパスされている様子

図 4-1-9 に示すネットワークトポロジにおいて、ノード 4 からノード 6 に向かうトラフィックに着目する。ノード 5 でノード障害を模擬的に起こし、バイパス光パスによる障害回避動作を確認する。図 4-1-9 において、ノード 5 が障害となった場合、ノード 4→1→2→3→6 の経路で、バイパス光パスが設定される。図 4-1-11 に示すように、波長 59 番を用いて、ノード 4 から 1、2、3、6 までノード障害時のバイパス光パスが設定されていることが分かる。

その後、ノード 5 が障害のため、ルーティングプロトコルが動作し、ノード 5 を除いたネットワークの再構成が行われる。すなわち、ノード 4 からノード 6 へ向うパケットは、パケットラベルパス P-LSP が、ノード 4→1→2→3→6 の経路であることを確認する。これを、図 4-1-12 に示す。ノード 1、2、3 のラベルテーブルが、図 4-1-12 に示すようになっており、ラベル値が 0x00184 で P-LSP が設定されていることがわかる。ここで、P-LSP

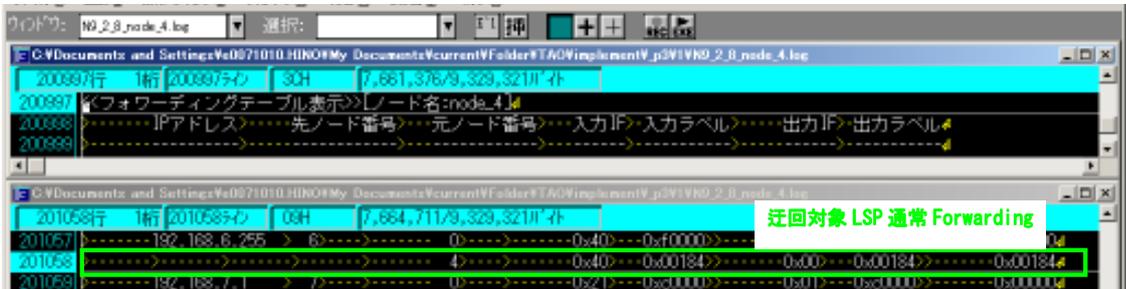
の入出力の値は、異なっても良い。ここでは、同一の値となっている。



図 4-1-12 ノード5を除いたネットワークトポロジ再構築の結果

さらに、その状態で、ノード2に障害を発生させた。この結果、ノード1から4→7→8→9→6→3までバイパス光パスが設定されることが、図4-1-13に示されている。すなわ

ち、光パス ID が、0x080c1 で、波長 63 で、バイパス光パスが、南周りの経路で設定されていることが分かる。ノード 4 からのパケットは、P-LSP でノード 1 に向う。そこから、0x080c1 の光パス ID を持つバイパス光パスで、ノード 3 までカットスルーされる。ノード 3 からノード 6 への P-LSP により、ノード 6 へパケットが出力されている。





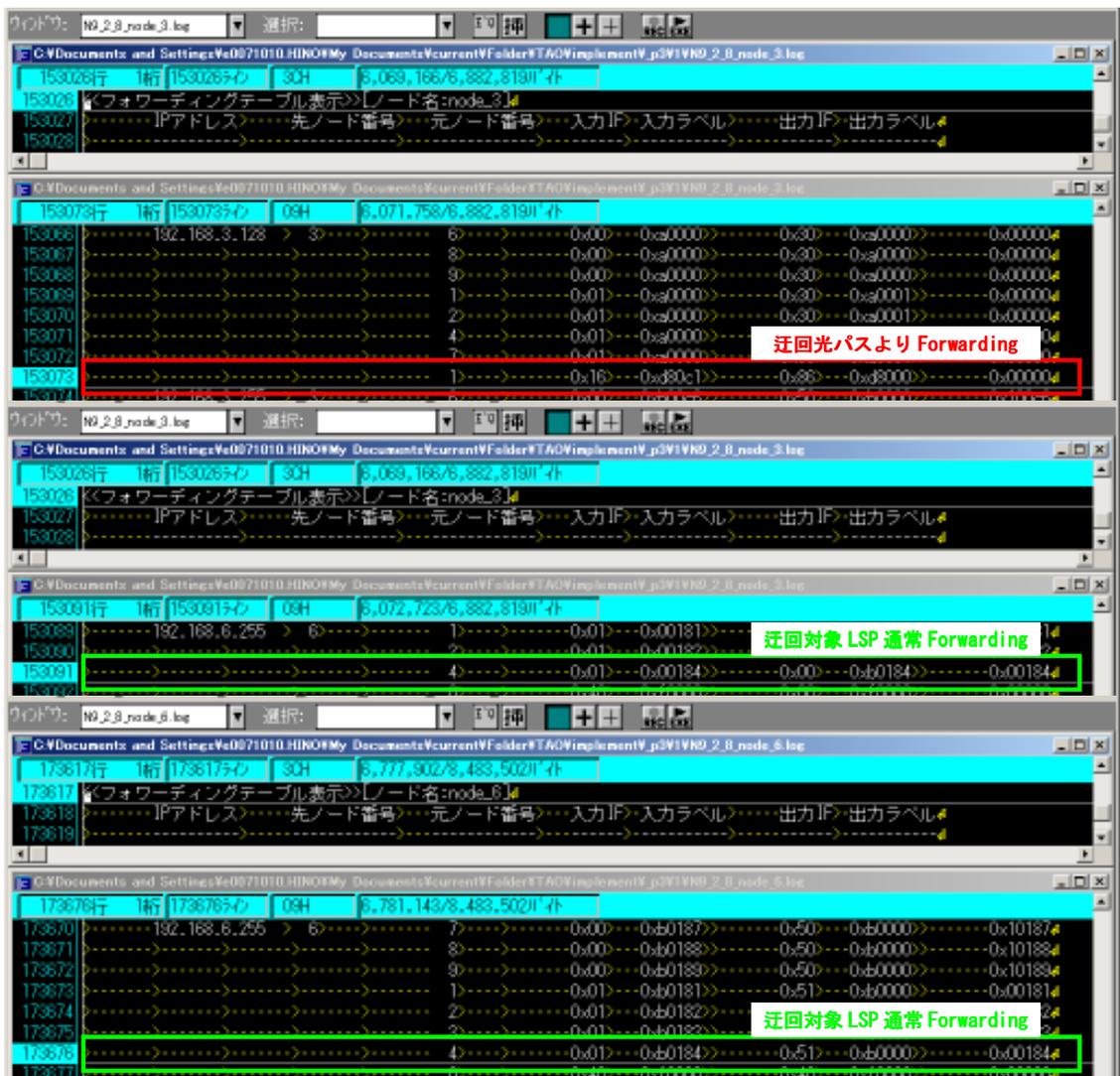


図 4-1-13 ノード2 障害時のバイパス光パスに、ノード4からノード6 へのトラフィックがバイパスされている様子

4-1-5 光ネットワークアーキテクチャのまとめ

ラベルスイッチルータ (LSR) とフォトニッククロスコネクタ (PXC) を組み合わせたノードを用いて、従来の MPLS ネットワークに光パスネットワークをアンダーレイする新しいネットワークアーキテクチャを提案した。通常の状態では、MPLS ネットワークとして動作する。パケットラベルスイッチパス (P-LSP) 上を流れるパケットトラフィックが増加した時に、P-LSP を負荷の軽いノードを通るように移すのではなく、P-LSP と同一経路に光パスを設定して、移すことにより輻輳を回避する。この輻輳を回避する光パスの設定には、高速で安定に波長を変えられることができる光源が必要となる。また、コンベンショナルな光ファイバ増幅器の有限な波長帯域 30nm で、出来るだけ高密度に波長チャネルを多重するための光変調技術も重要となる。

本研究の開始時点で設定した最終目標値は、以下の通りである。

- | | |
|----------------|------------------------|
| 1 ポートあたりの波長数 | ≥ 70 |
| 1 ポートあたりの容量 | $\sim 3\text{Tbit/s}$ |
| トータルスループット | $\sim 50\text{Tbit/s}$ |
| 1 管理システム内のノード数 | ≥ 16 |

制御用パケットを転送するデフォルト波長を含めて 70 波長を、自由に選択して光パスを設定できるパス設定手法を確立した。また、ネットワーク側の入出力インタフェースは、40Gbit/s の速度で、最大 70 波長まで多重できることを想定した。また、ノード数が 16 ノード以上で、モード 8 の接続まで可能なメッシュ状のネットワークを構築できる。ダイナミックルーティング OSPF により、自動で経路テーブルを作成することが出来るために、シミュレータ画面上で、ノードの自由な接続が可能となった。16 ノードのネットワーク規模で、70 波長、40Gbit/s のデータパケットを転送することが可能であるため、ネットワークのトータルスループットとして約 50Tbit/s を超える規模のネットワークをシミュレーションすることが可能である。

さらに、ネットワークを構成する任意のリンクやノードに対して障害を起こし、瞬時にプロテクション動作が開始され、サービスが継続される機能を、ネットワークシミュレータに盛り込んだ。本機能は、障害を受けたリンクやノードに隣接したノードの間だけにバイパス光パスを設定するため、パスプロテクションなどと違って、障害の通知を限定できるために、非常に高速に迂回を行える特長を有している。また、プロテクションの後に、OSPF による経路再計算を行うことにより、常にコストが小さい経路を選択することが可能である。もちろん、輻輳を回避することも常に行われる。

4-2 高効率光変復調の研究開発

4-2-1 研究開発の概要

第2章 2-1 節「研究開発課題の概要」にて提案しているノードの概略構成(図 2.2)では、高密度波長多重信号から所望チャンネル信号を抽出・挿入する光 ADM 部が要である。

そこで、分散耐力に優れ、占有光帯域が比較的コンパクトな反転 RZ 変調方式に注目し、光周波数利用効率が 0.8bit/s/Hz (ビットレート 40Gbit/s 、波長多重間隔 50GHz) の波長多重信号から所望チャンネル信号のみをトランスペアレントに抽出・挿入するための光 ADM 部を光スイッチと光合分波器対により構成し、受信信号品質の評価により光 ADM 部のチャンネル切換動作を確認する。

また、既提案のノード概略構成では、光波長を高速・ダイナミックに可変可能な光源により新規信号を挿入する機能を設けている。そこで、中点保持型水晶エタロンによる波長ロッカーを用い、光キャリア周波数が ITU グリッド周波数上で連続切換する光源を 0.8bit/s/Hz 波長多重信号への Add 信号源として用い、光 ADM 部のチャンネル切換と光源の波長切換を同期させ、伝送実験により各チャンネル信号の受信信号品質を評価する。

これらの評価によりチャンネル切換の機能確認を行い、反転 RZ 変調信号が本研究で提案している光 ADM ノードに適用可能であることを示す。

4-2-2 反転 RZ 光信号による 1.0bit/s/Hz 超の波長多重伝送

伝送路内に複数の光 ADM 部が存在する場合、波長多重光信号が ADM 部を通過する際には光信号帯域が狭窄化され、受信特性が劣化するおそれがある。このため、複数の光 ADM 段を用いた光ネットワークに対しては、多段フィルタリングによる帯域狭窄に強い変調方式を採用することが重要である。ここで注目している反転 RZ 光信号は、2-1-2 節に記載したように反転パルス前後で光位相が反転するため、透過帯域幅が狭い光フィルタを通過しても、アイ開口度劣化が少ないという特徴がある。反転 RZ 光信号が複数段の ADM 部を通過可能ならば、送信部において光フィルタにより信号帯域を削減し、光周波数利用効率 1.0bit/s/Hz 以上の波長多重化に対しても、エラーフリー伝送が可能はずである。

そこで、 40Gbit/s 反転 RZ 信号に対し、ビットレート周波数より小さい透過半値全幅を有する光インターリーバによって帯域狭窄化し、 37.5GHz 間隔にて波長多重伝送する実験を行い、 200km 伝送後の受信信号品質を評価する実験を行った。図 4-2-1 に実験系を示す。 37.5GHz 間隔 CW 光源 (32 台) を偶・奇チャンネル毎に合波し、それぞれ push-pull

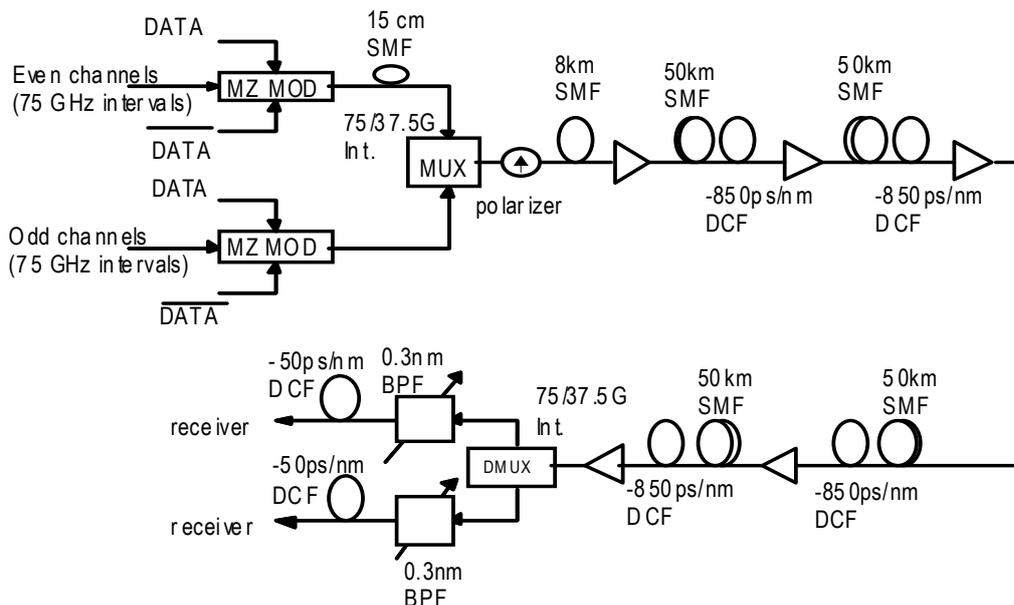


図 4-2-1 1.07bit/s/Hz 伝送実験系

強度変調器に導いて反転 RZ 変調を施す。2 つの変調器出力を 75.0/37.5GHz の光インターリーバ (FWHM : 29.5GHz) にて帯域抑圧・合波する。2 つの変調器は同一の差動 40Gb/sNRZ 信号対により駆動されている。偶・奇チャンネル間のビット相関を解消するため、偶チャンネル側に 15cm 長の SMF を追加した。32 波信号の偏光方位は偏光子により一括して揃えた。この後、EDFA (出力光強度 : -1.7dBm/ch) と 50km の通常分散ファイバと分散補償ファイバ (-850ps/nm) による中継区間を 4 段通過させた。200km 伝送後、WDM 信号は 37.5/75.0G 光インターリーバと 0.3nm 波長可変フィルタにより波長分離される。

図 4-2-2 に 32 波 WDM 信号の光スペクトル、図 4-2-3 に各チャンネルの Q 値測定結果を示す。39.813Gb/s (PRBS : 2²⁰-1) 信号を 200km 伝送時にも全チャンネルでエラーフリー特性 (Q > 17dB, FEC 無し) を確認した。0km (B-B) 伝送時と比較すると Q 値劣化量は 2.0dB 以下であった。従って、反転 RZ 信号は帯域狭窄に強く、1.0bit/s/Hz を超える高密度波長多重伝送にも適用可能であることが判った。

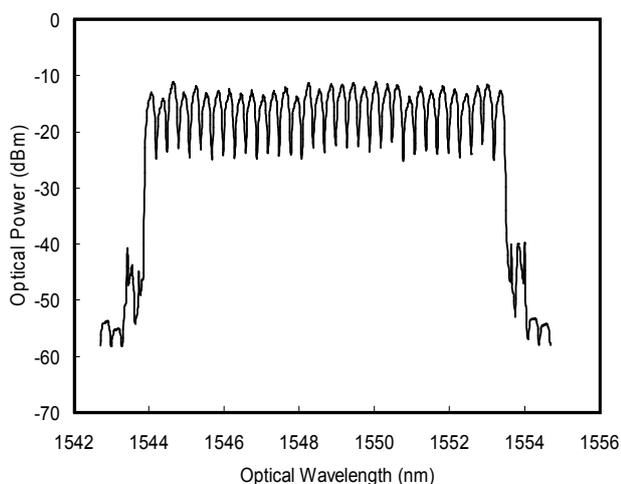


図 4-2-2 32 波波長多重信号スペクトル

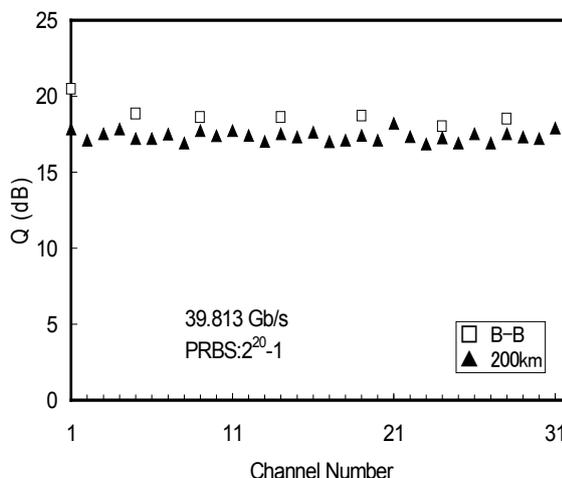


図 4-2-3 Q 値特性

4-2-3 反転 RZ 光信号を用いた 0.8bit/s/Hz 光 ADM 部の検討

光ネットワーク内の光ノードでは、光合分波器や光フィルタなどを用いて波長多重信号から所望のチャンネル信号を分岐・挿入する ADM 機能が求められる。従って、光ノード数が増大すると光ノードを通過する光信号に対しては、光信号帯域が抑圧され伝送特性の劣化するおそれがある。そこで本節では、光周波数利用効率 0.8bit/s/Hz の波長多重信号から所望のチャンネル信号を分岐・挿入する光 ADM 部に関して検討する。

まず、光 ADM 部の透過特性について注目する。図 4-2-4 には ADM 部のブロック図(a)と透過特性(b)を記した。インターリーバ (INT) では、波長多重信号を偶・奇チャンネル信号毎に波長分離する。INT からの偶・奇数チャンネル信号は、それぞれ可変波長フィルタ (ADMF) により Drop・Add・Through される。2 つの ADMF 出力はカプラ (C) により合波され、再び 0.8bit/s/Hz の波長多重信号となる。なお、図 4-2-4 (a) の構成では、Through 信号の光帯域が実質インターリーバにおいてのみ抑圧されるため、光 ADM 部通過による光信号の帯域抑圧は少ないことが特徴である。

次に、図 4-2-4(a)の構成の光 ADM 部を光周回路内に導入し、Through 信号の伝送実験を行って受信誤り率を評価し、光 ADM 部の許容通過段数を調べた結果を記す。図 4-2-5 は 0.8bit/s/Hz の波長多重信号源の構成である。偶・奇数チャンネル用の 16 波 100GHz

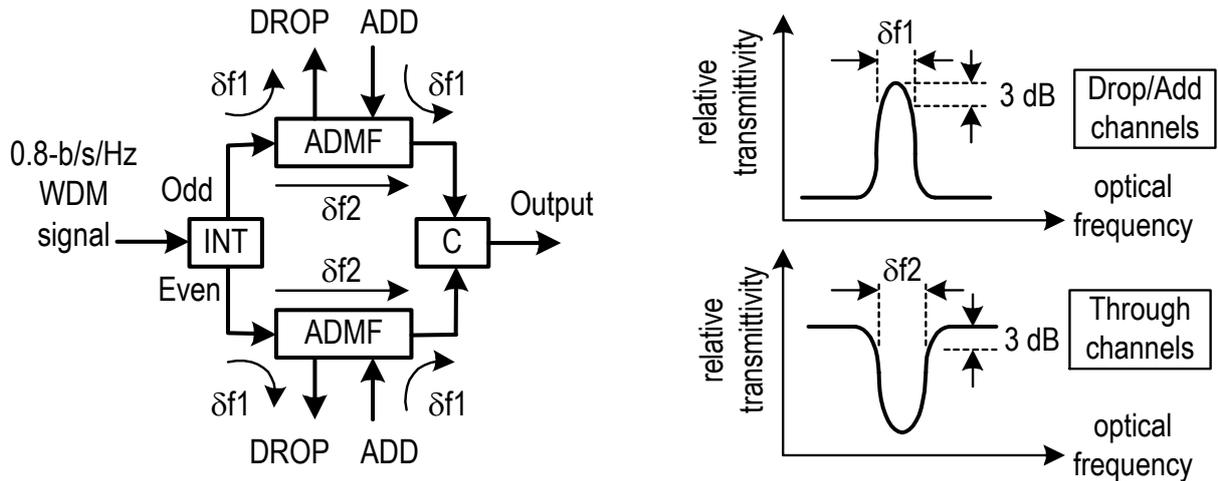


図 4-2-4 (a) 光 ADM 部の構成 (b) Drop/Add ポートの透過スペクトル (上) と Through ポートの透過阻止スペクトル (下)

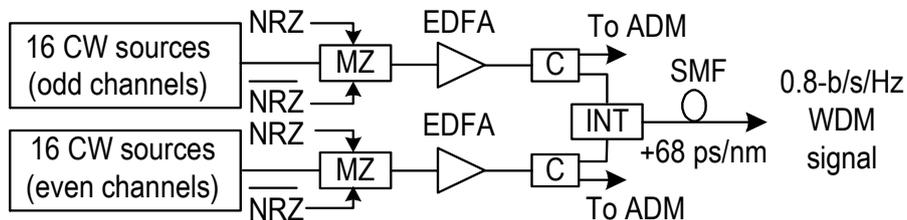


図 4-2-5 0.8bit/s/Hz 波長多重信号源の構成

間隔の光源を MZ 光強度変調器により一括して反転 RZ 変調を施す。2 つの光強度変調器出力を光ファイバ増幅器 (EDFA) により増幅した後、カプラによってそれぞれ 2 分岐し、一部は光 ADM 部に分け、残りは 100/50GHz の光インターリーバ (INT: 各チャンネル信号に対する透過半値全幅 45GHz、透過スペクトル曲線はほぼ 3 次ガウス型) により 0.8bit/s/Hz にて波長多重する。その後、長さ 4km の通常分散ファイバの色分散 (+68ps/nm) を利用して、各チャンネル信号間でのビット相関を解消した。

図 4-2-6(a)は、光周回伝送実験系を示すものである。周回伝送路は、25km 通常分散ファイバと -425ps/nm 分散補償ファイバによる遅延線、3 台の EDFA、偏波コントローラ (PC)、光アッテネータ (ATT)、カプラ (C)、2 台の音響光学 (AO) スイッチ、そして、図 4-2-4(a)の光 ADM 部から構成されている。光 ADM 部内に設置された 2 台の ADMF の同調波長を設定し、32 波信号の内の 20、25 番チャンネルを常に Add/Drop した。ADMF の δf_1 と δf_2 は、それぞれ 56GHz と 103GHz である。また、波長可変フィルタ (透過半値幅 35GHz) を用いて周回路から出力される波長多重信号から所望の 1 波を抽出し、光受信器にて受信した。さらに、2 台の AO スイッチの ON/OFF 駆動する差動ゲート (gate) 信号対の周期とデューティを調整し、周回数毎の Through 信号の受信誤り率を評価した。

図 4-2-6(b)は、周回数 1 と 10 の場合の周回路出力における光スペクトルであり、図 4-2-6(c)は、周回数 (Loop Circulation number: LCN) と各チャンネルの受信誤り率 (BER) の関係である。信号のビットレートは 43.018Gbit/s (PN:23 段) とした。周回数 10 の場合、光 SN 比の最小値と Through 信号スペクトルの半値全幅の平均値はそれぞれ 20dB, 25GHz であった。このとき、誤り訂正 (FEC) を適用時の許容誤り率を 3×10^{-3} [13] と仮定すれば、全チャンネルを伝送可能であることが判った。

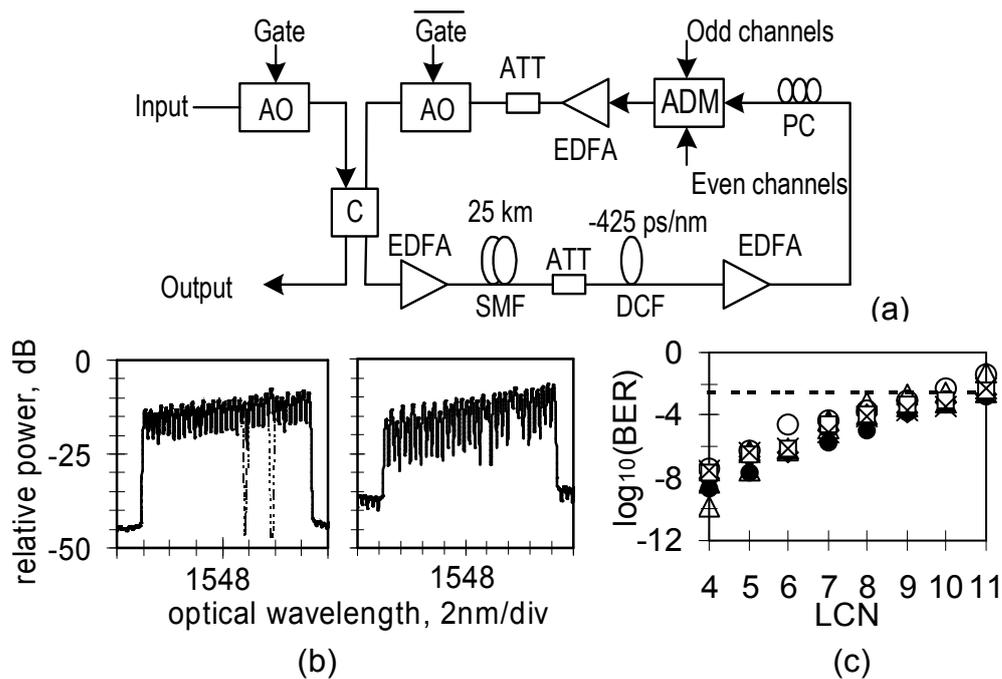


図 4-2-6 (a)光 ADM 部を含む光周回伝送系の構成、 (b) 周回数 1 (左) と 10 (右) における周回路出力の波長多重信号の光スペクトル、図中の点線部は Add 信号を入力しない場合の光スペクトル、 (c) 周回数 (LCN) と受信信号の誤り率 (BER) の関係

4-2-4 光スイッチと光合分波器対による光 ADM 部と波長可変光源による光ノード部の機能確認実験

この節では、図 2.2 の光ノード部に関する光 ADM 機能の確認実験に関して記述する。図 4-2-7 に実験系を示す。偶・奇数チャンネル (100GHz) 間隔 16 波の波長多重光源をそれぞれ 43.0183Gbit/s (PN23 段) の反転 RZ (Inv-RZ) 変調を施し、光インターリーバ (INT) により 0.8bit/s/Hz にて波長多重する。偏波スクランブラ (Pol. Scrambler) により波長多重光の偏光方位を不定とし、およそ 50km 間隔にて EDFA による中継伝送を行う。伝送路の総距離はおよそ 210km である。伝送路中央には偶・奇チャンネルの波長分離用の光インターリーバ (Int)、偶・奇チャンネル用の光合分波器 (計 4 台)、2×2 光スイッチ (計 8 台)、光カプラ (C) による光 ADM 部を設けた。図 2.2 に示す光ノードをデモするため、「高速波長制御技術の研究開発」で開発した中点保持型水晶エタロンによる波長ロッカーにより、50GHz の光周波数グリッド上で高速の波長切換が可能なる SG-DBR レーザを波長可変光源として用いた。SG-DBR レーザの発振波長は、波長コントローラにより一定時間毎に隣接 8 チャンネルに設定した (図 4-2-8)。SG-DBR レーザ出力に反転 RZ 変調を施し、EDFA により光強度を増幅した後、50GHz 間隔波長多重信号用の光分波器に入力した。光分波器の 8 つの出力ポートを 8 つの 2×2 光スイッチの入力ポートに結び、波長可変光源の光波長切換と 8 台の光スイッチの切換動作を同期させ (図 4-2-9)、光ノードでの光 ADM 機能を受信信号誤り率評価により確認する。受信部においては、フリースペクトラムレンジ (FSR) 400GHz、透過半値全幅 35GHz の 1×8 光分波器により 32 波から 4 波ずつ波長分離した後、透過半値全幅 31GHz の可変波長光フィルタにより所望信号を抽出し、光受信器に取り込む。

チャンネル信号毎の受信誤り率を図 4-2-10 に示す。図中、赤のプロットは ADM ノードを Through したチャンネル信号の誤り率であり、青の☆印は ADM ノードで Add したチャンネル信号 (15 番から 22 番の 8 波) の誤り率である。信号信号のビットレートは

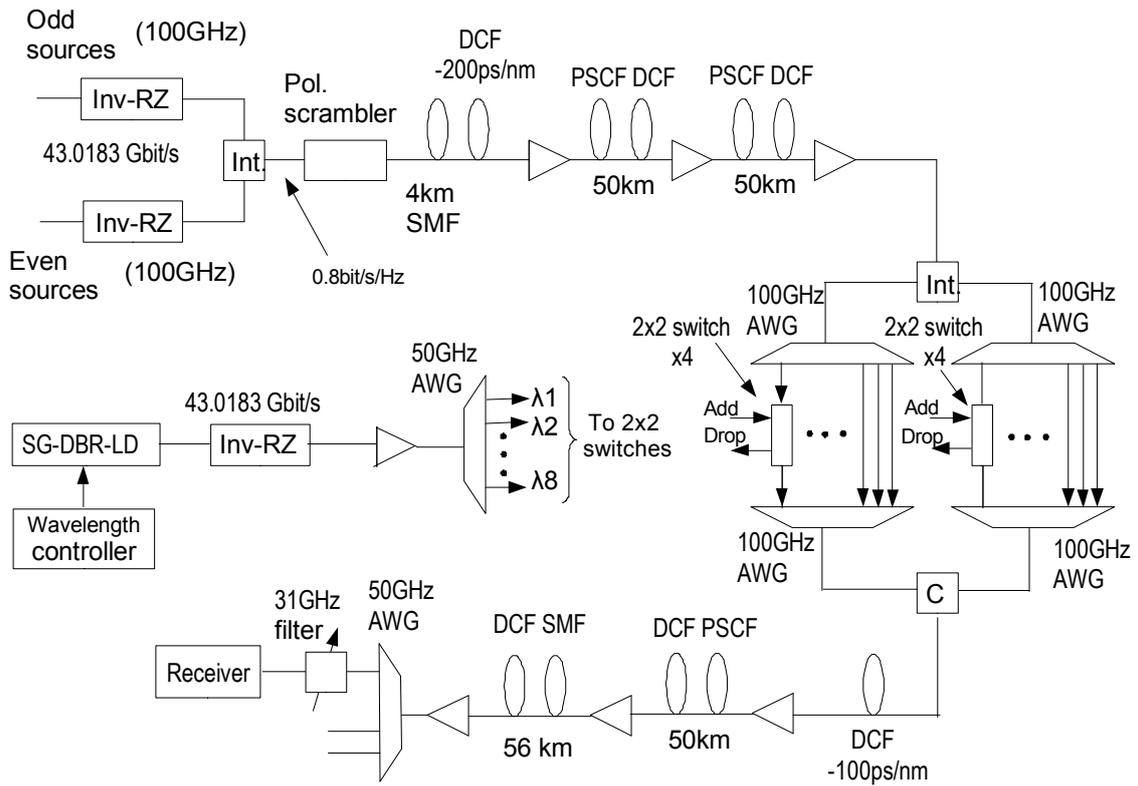


図 4-2-7 210km 伝送路の midpoint に光ノードを配置した伝送実験系

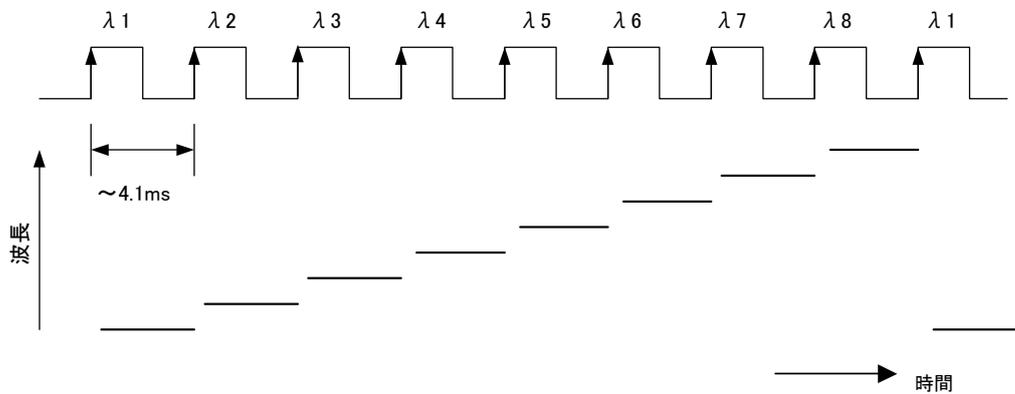


図 4-2-8 SG-DBR レーザの波長切換え動作 (上段: Wavelength controller からの制御トリガ信号、下段: 発振波長)

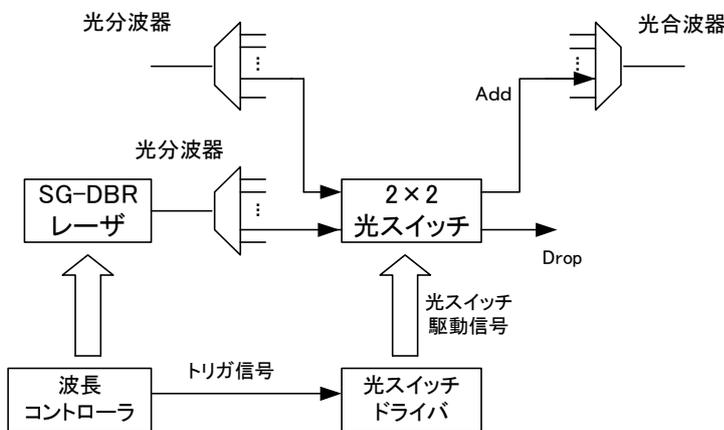


図 4-2-9 SG-DBR レーザの波長切換えと光スイッチ駆動

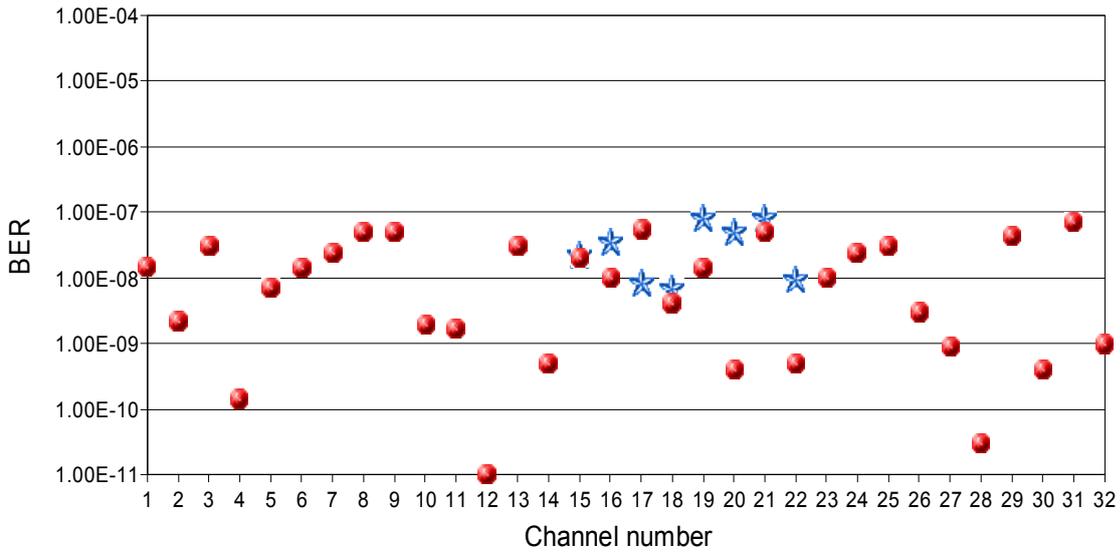


図 4-2-10 各チャンネルの受信誤り率

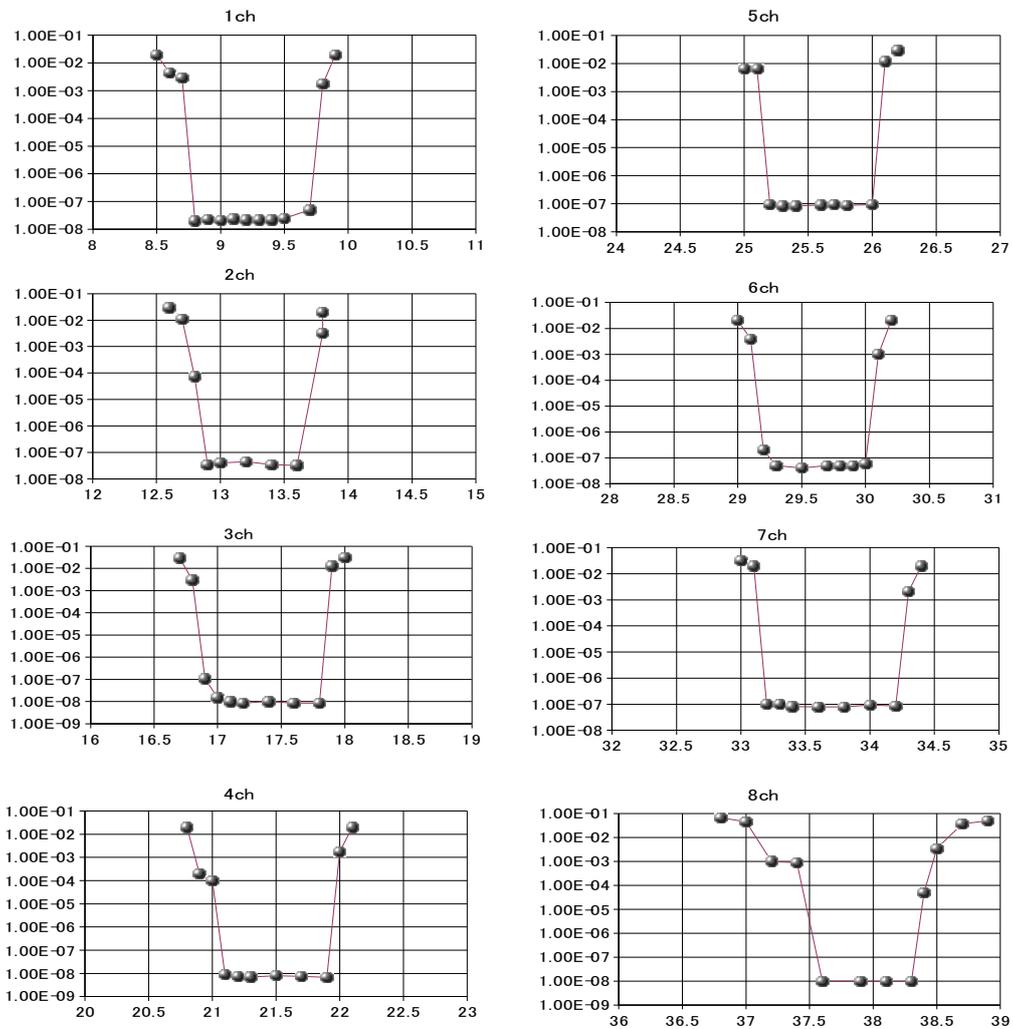


図 4-2-11 3 ms 幅ゲート信号の遅延時間 (横軸: ms) と誤り率の関係

40Gbit/s 信号に誤り訂正 (FEC) 時の 43.0183Gb/s であり、誤り率は 10^{-7} 以下に抑圧されている。従って、210km 程度の伝送では、エラーフリー伝送が可能であることが判った。

続いて、SG-DBR レーザと光スイッチによる Add チャンネル信号の切換時間を誤り率測定により評価した結果を記述する。誤り検出器の測定タイミングを制御するゲート信号をタイミングシンセサイザから生成し、ゲート信号の遅延時間と誤り率の関係を求めた。

図 4-2-11 は、ゲート信号のパルス幅 (誤り率測定を行う時間幅) を 3ms とした時の測定結果である。誤り率が最低値近傍 ($10^{-7} \sim 10^{-8}$) となるゲート信号の遅延時間の幅を見ると、いずれのチャンネルにおいてもほぼ $800 \mu\text{s}$ 程度である。ゲート信号のパルス幅 3ms との加算をとった後、トリガ信号の時間幅 4.1ms との差分をとってチャンネル切換の確立時間を求めると、およそ $300 \mu\text{s}$ でチャンネル切換は完了していることが判った。

4-2-5 周回伝送系による複数段光ノードへの光信号 Through 実験

この節では、4-2-4 の光 ADM 部と Add 信号源である波長切換 SG-DBR レーザを用い、光ノード部を周回系内に導入し、波長多重信号が複数段の光ノードを通過するデモ実験を行った結果について記述する。

図 4-2-12 に実験伝送系を示す。周回路は

- ① 50km の通常シングルモードファイバ (SMF) と分散補償 (-850ps/nm) ファイバによる 56km の伝送路、
- ② 8kmSMF と -50ps/nm の分散補償ファイバによる 10km 伝送路
- ③ 可変光アッテネータ
- ④ 光ファイバ増幅器 (EDFA) 2 台
- ⑤ 50/100GHz 光インターリーバ
- ⑥ 100GHz 間隔 AWG4 台
- ⑦ 2×2 光スイッチ 8 台
- ⑧ 3dB カプラ 2 個
- ⑨ AO スイッチ 2 台

から構成されている。周回路出力には①と同様の構成のファイバ伝送路と EDFA が接続されており、受信部へと導かれる。SG-DBR レーザによる波長可変光源や波長分離用の 50GHz 間隔 AWG は 4-2-4 節で使用のものと同等である。②の伝送路 (総分散量は 96ps/nm) は、AWG や光インターリーバで発生する負の波長分散を補償するために設けたものである。波長可変光源の出力は EDFA により増幅し、チャンネルあたりの平均光強度が Through 信号と Add 信号とでほぼ同等 (約 1dB 以内の偏差) となるように、EDFA 出力に接続した可変光アッテネータの光減衰量を調整した。また、反転 RZ 信号のビットレートは 42.7Gbit/s (PN23 段) とした。

全チャンネル信号の受信誤り率の測定結果を図 4-2-13 に示す。ADM 部を 3 段通過 (258km 伝送) 後において、受信誤り率は 10^{-3} を超えていないことから、FEC を併用すればエラーフリー伝送が可能である [13] ことが判った。ADM 部と分散補償部 (②、⑤、⑥) を取り除いて周回系を構成し、周回数を 6 (およそ 400km) とした場合、誤り率はおよそ 10^{-5} であった。従って、周回数増による受信誤り率の劣化の主要因は、光インターリーバと AWG による光信号帯域の狭窄化であると考えられる。

また、長波長側のチャンネルにおいて誤り率劣化の傾向がある。これは、周回系を構成する光ファイバ増幅器の利得や光インターリーバ・AWG の透過損失の波長依存性により、周回数を重ねる毎に長・短波長信号間で光 SN 比の差が大きくなったことに起因する。

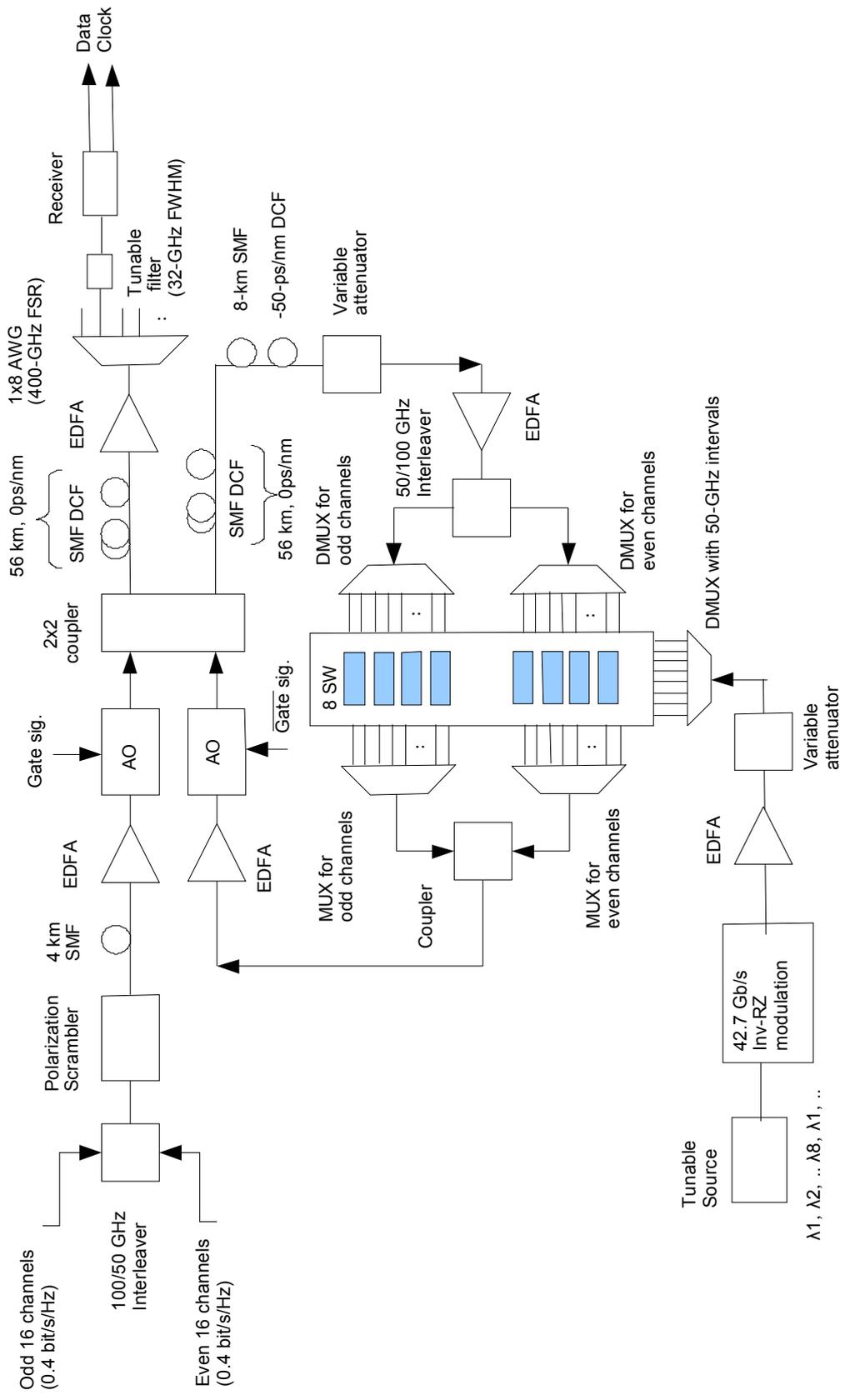


図4-2-12 光ノードを周回路系に導入した伝送実験系

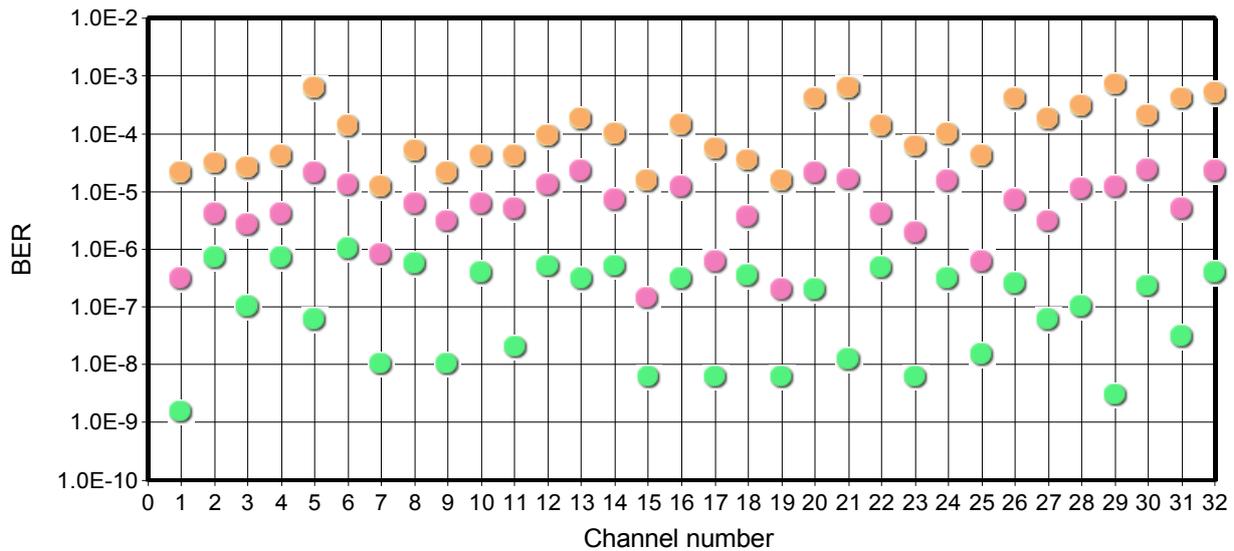


図 4-2-13 誤り率測定結果 (緑：126km, 赤：192km, 橙：258km, 15~22 チャンネルのデータは ADM ノードを THROUGH させた場合のデータ)

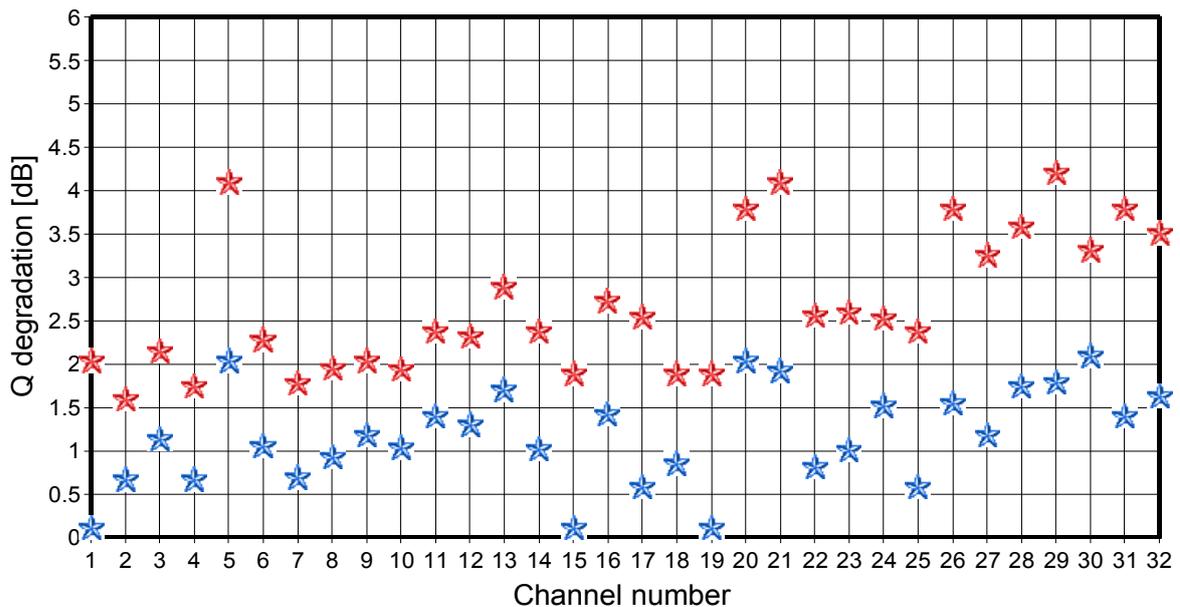


図 4-2-14 周回数 1 の時を基準とした周回数 2 (青) と 3 (赤) における Q 値の劣化量

一方、15~22 チャンネル信号のデータは、8 台の光スイッチの動作を停止させ、波長可変光源からの Add 信号を加えない(15~22 チャンネルを Through チャンネルとして扱う)状態のものである。これらのチャンネルの誤り率とその他 (1~14, 23~32) のチャンネルの誤り率を比較すると、概ね同様である。従って、Add 信号を挿入したことによる Through 信号の伝送特性への影響はほとんど無いことが判った。

次に、図 4-2-13 の誤り率から Q 値を算出し、周回数 1 の状態から比較して周回数 2 と 3 の状態で Q 値がどのように劣化するかを比較した結果を図 4-2-14 に示す。5 番チャンネルでは周回数の増加により Q 値劣化が著しく大きい。これは、2 台の AWG で起き

る透過損失が他のチャンネルに比べて 2dB 程度過剰であったことによる。短波長側のチャンネル信号では、Q 値劣化が 3dB 以内に収まっている。長波長側では、先に述べた周回数増による光 SN 比の劣化が大きいことに起因して Q 値劣化が 4dB 程度に増えている。全てのチャンネル信号に対して、ADM 部の透過損失や光ファイバ増幅器の利得を一様化することができれば、Q 値のばらつきは抑圧可能であると考ええる。

以上の結果をまとめると、42.7Gbit/s 反転 RZ 信号 32 波の 0.8bit/s/Hz 波長多重信号を用い、8 波信号を Add/Drop する ADM 部 3 段を含む 258km の伝送実験を行った。ADM 部を構成する AWG などの波長分散や透過損失のばらつきや光ファイバ増幅器の利得の波長依存性によって、受信誤り率に波長依存性やばらつきが生じた。しかし、FEC 適用を前提すれば、全チャンネルでエラーフリー伝送が実現し、ADM 部の段数を 3 段まで通過可能であることが明らかになった。

4-2-6 高効率光変復調技術のまとめ

「高効率光変復調技術の研究開発」における最終目標値と、本研究で得られた達成値を以下の表 4-2-1 に示す。全ての項目で、最終目標値かそれを超える値を得た。また、本研究開発で取り上げた光ノードの ADM 機能の基本機能について、伝送実験により確認することが出来た。

今後の課題は、図 2. 2 の様に波長多重信号の数が多く光ノードの規模が大きい場合に、光 ADM 部の具体的な構成法（多入力多出力の光スイッチの具体的な構成方法とスイッチング制御方法など）について明確化することであろう。また、光ノードにおいて波長多重信号のチャンネル数や平均光強度がダイナミックに変化する場合には、中継器である光ファイバ増幅器の利得変動の影響が懸念される。ダイナミックな波長数の変化に際しては、Through 信号の信号品質がバースト的に劣化する恐れもあり、光ノードにおけるチャンネル切換や Add/Drop 操作時に光ファイバ増幅器の利得特性を適切に制御する処理が必要になるものと考ええる。

表 4-2-1 項目毎の最終目標値と達成値

項目	最終目標値	達成値
1 波長あたりのビットレート	$\geq 40\text{Gbit/s}$	43.02Gbit/s
帯域利用効率	$\sim 0.8\text{bit/s/Hz}$	1.07bit/s/Hz (37.5GHz 間隔波長多重時)
偏光多重分離	無し	無し
伝送距離	$\geq 200\text{km}$	258km (光ノード 3 段) ~ 400km (光ノード無し)
AddDrop の光周波数間隔	50GHz	50GHz
光受信器同期確立時間	$\leq 1\text{ms}$	光ノードの波長切換時間 $300\mu\text{s}$ を受信 信号誤り率により確認、従って、 同期確立時間は 1ms よりも十分小さい

4-3 高速・高安定光周波数制御の研究開発

4-3-1 研究開発の概要

全光ネットワークのノードに配置する波長可変光トランシーバの光源には高速・高安定な光周波数シンセサイザを必要とする。一度設定した光パスを長時間にわたって使用することも想定されるので、目標値の $\pm 0.03\%$ 以内に収める整定時間を1 msec で実現することを最終目標とした。すなわち、1 msec 以内に光周波数を目標値の $\pm 0.03\%$ の範囲に収め、以後、この範囲を超える事がない。また、波長可変幅は30 nm であり、C バンド帯をほとんどカバーする光周波数シンセサイザを実現する。

H16 年度までの検討では、光周波数検出系としては中点保持型水晶エタロン [14]、波長可変レーザとしては SG-DBR-LD (Sampled Grating - Distributed Bragg Reflector-Laser Diode) [15] を用い、マイクロコントローラのフィードフォワードとアナログ回路による3電極モードホップフリー制御 [16] が高速・高精度な制御として有望であることが分かった。また、波長切換動作を開始してから1 ms 以内に目標値の $\pm 0.03\%$ 、すなわち ± 1 GHz を達成し、長期的には ± 3 GHz 以下を実現した。

今年度は光周波数検出系と制御系を改良することにより、波長可変幅の30 nm 内の50 GHz グリッドにより高精度に安定化させる。さらに、安定性を向上させ、長期的な光周波数安定度が ± 1 GHz 以下となることを見積もり、最終目標を全て達成する。

4-3-2 光周波数検出・制御系の基本設計

光周波数検出器としては図4-3-1に示すように中点保持型水晶エタロンを用いて構成する。Zカット水晶エタロンの温度係数は700 MHz/deg と小さく、波長基準として適している。機械的安定性を向上させるために、補助支柱の挿入、エタロンの次数低減、エタロン支持部の歪を解除するための熱処理を行った。

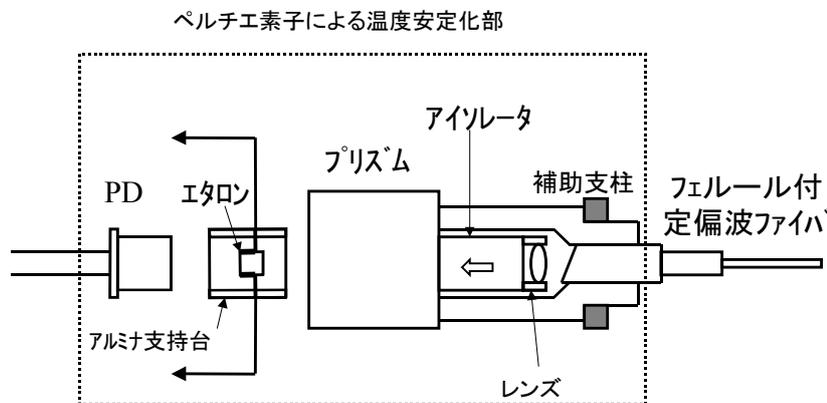


図4-3-1 中点保持型水晶エタロンによる光周波数検出器

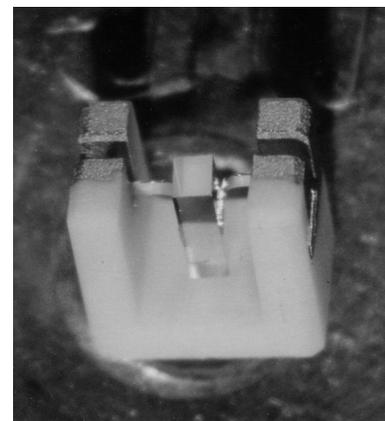


図4-3-2 中点保持型水晶エタロン

水晶エタロンのZカット面には光反射率17%のミラーを、また、Xカット面には金電極を形成し、同期検波法によって光周波数を検出する。図4-3-2に50円玉の穴の上に置かれた水晶エタロンを、また、図4-3-3に同期検波法による光周波数検出器の構成を示す。エタロン自身が水晶振動子として動作し、コルピッツ発信器の出力としてディザ信号が得られる [14]。この方式により、ディザ信号周波数が自動的にエタロンの機械的共振周波数に一致するため、高いQ値にも拘わらず、安定した動作が得られる。FSRが100 GHzのエタロンのボトムとピークの光透過率の両方を用いることにより、引き込み範囲が ± 50 GHzの制御系が構成でき、誤動作の無い制御が可能となる。光反射率17%はボトムでの検

出感度を最大にする反射率である。エタロンの寸法 L 、 t 、 H はそれぞれ、0.967 mm、0.8 mm、3 mm であった。

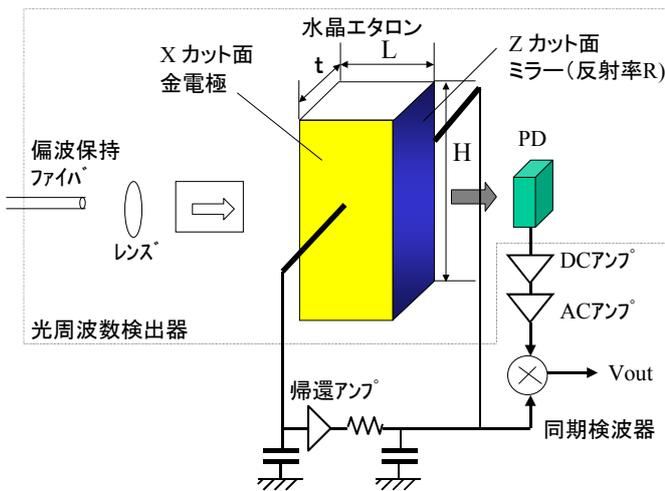


図 4-3-3 同期検波法の構成

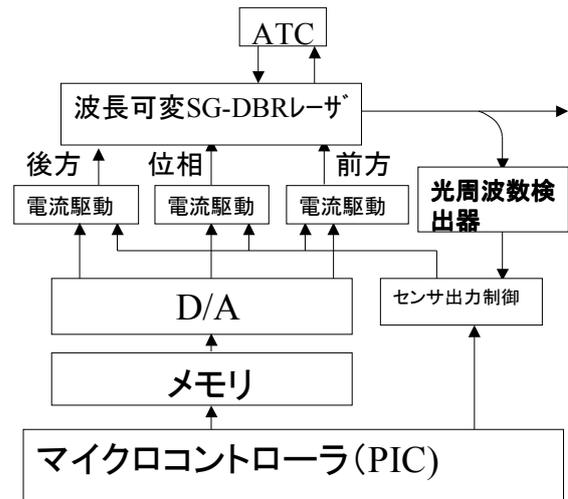


図 4-3-4 3電極モードホップフリー制御の構成

エタロンの角度調整は、まず、FSR を合わせる。最終的には ITU グリッドに合わせることを考慮すると、FSR は 50 MHz ごとの飛び飛びの値になる。そこで、FSR を測定し、入射角を増減させて、FSR が $100,000 \pm 25$ MHz 以内になるように調整する。FSR がこの範囲に入った事を確認してから、透過特性を ITU グリッドに合わせ込む。エタロンの次数が低い (L が小さい) ほど入射角が小さくなり、入射角変動に対して強くなるが、角度調整は難しくなる。尚、FSR は最大で ± 25 MHz の誤差が生じるので、 ± 15 nm (全体で 30 nm が目標値) の波長可変を行うと、18.75 周期に相当する誤差 470 MHz が生じる。

次に SG-DBR-LD の波長制御系について説明する。30 nm の広帯域な波長領域を安定に、かつ、高速に波長を制御するためにマイクロコントローラのフィードフォワード制御とアナログ回路によるフィードバック制御の両方を併用した制御系とした。制御系の構成を図 4-3-4 に示す。通常、フィードバック制御は位相調整領域のみに行うが、安定領域が狭いという問題があった。そこで、安定領域が広い 3 電極モードホップフリー制御を考案した。3 電極モードホップフリー制御は位相調整領域ばかりでなく、前方ミラー領域、後方ミラー領域にもフィードバックし、波長を広い範囲で連続的に可変できる。しかし、広い波長範囲をフィードバックによって変化させることは制御誤差を大きくする。積分制御は制御誤差が小さいが、積分時間が応答速度になるため、高速制御に適さない。そこで、位相調整領域、前方ミラー領域、後方ミラー領域の各電流値をフィードフォワードでマイクロコントローラから与え、誤差分のみを光周波数検出器から得られるアナログ信号に基づいて各電流値を制御することとした。エタロンのボトムとピークの切換はマイクロコントローラからの信号に基づき、センサ出力制御で符合反転する。3 電極モードホップフリー制御は LD の温度変動や経年変化が生じた場合でも、安定性を確保するために有効である。

4-3-3 エタロンの温度補償

水晶エタロンはペルチエ素子により温度制御するため、安定な波長基準になる。しかし、エタロンの光透過部分と温度センサの間に熱抵抗が存在するため、外気温変動の 1% 程度の影響を受ける。図 4-3-5 に光周波数検出器の温度特性を示す。0 ~ 60 度の外気温変動に対して ± 150 MHz 程度の光周波数変動が存在する。そこで、エタロンの温度補償を行い、安定性を高めることを検討した。

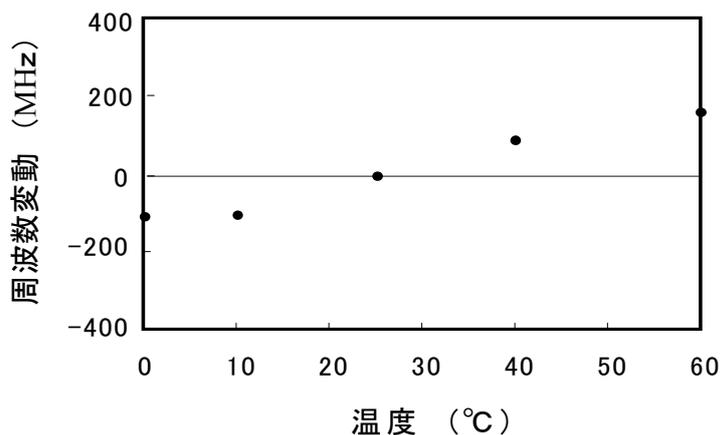


図 4-3-5 光周波数検出器の温度特性

Z カット水晶エタロンの温度係数は $-700 \text{ MHz}/^\circ\text{C}$ である。一方、Z カット LiCAF は逆符号の温度係数 $400 \text{ MHz}/^\circ\text{C}$ を有し、適当な厚さの LiCAF を張り合わせることで温度補償を行うことが可能となる [17]。また、中点保持型的水晶エタロンは光変調効率がよく、ドリフトに強い同期検波法を可能とする。この2つの性質を両立させるために図 4-3-6 に示すように光ビームを透過する部分にのみ温度補償部材の LiCAF を張り合わせた。LiCAF 板は小さいほど機械的損失が下がり、光変調が大きくなる。

厚さ 0.32 mm の Z カット水晶エタロンと厚さ 0.73 mm の LiCAF を張り合わせた。水晶の高さ (H) は 3 mm 、幅 (t) は 0.8 mm であった。また、LiCAF の高さは 1 mm 、幅は 0.8 mm であった。水晶と LiCAF の片面には反射率 17% のミラーを設け、ミラーが無い面を向かい合わせて屈折率が 1.44 の UV 接着剤によって張り合わせた。温度補償エタロンの温度をパラメータとして変え、波長特性を測定したものを図 4-3-7 に示す。この図から、 20°C と 35°C の間でも、 1 GHz 程度のシフトしか観測されず、温度係数は $70 \text{ MHz}/^\circ\text{C}$ と極めて小さい事が分かる。

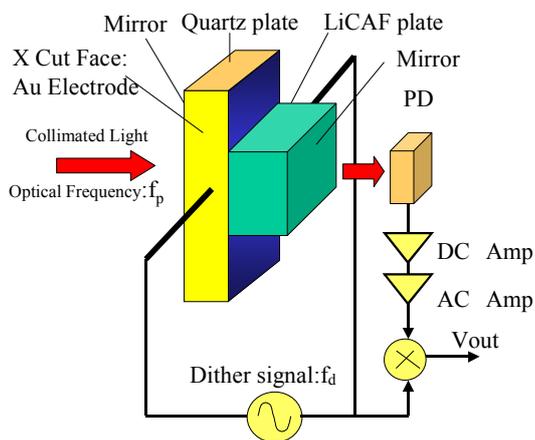


図 4-3-6 温度補償エタロンの構造

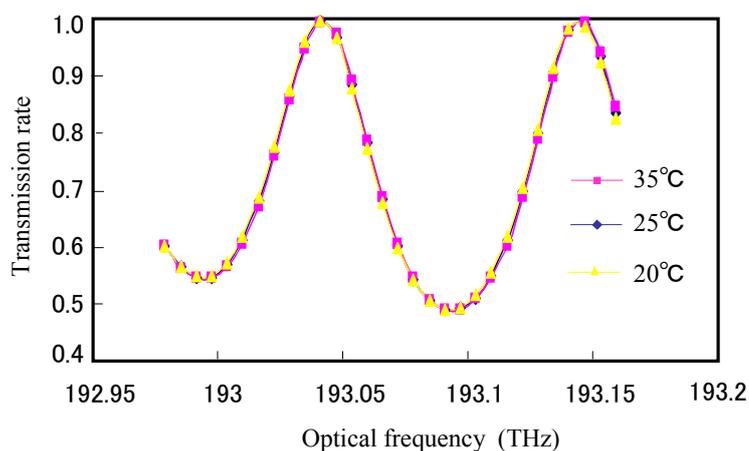


図 4-3-7 温度補償エタロンの温度変動の影響

図 4-3-8 にエタロンに加えるディザ信号周波数に対する光変調を示す。ディザ信号周波数が 924 kHz で共振しており、LiCAF が無い状態での共振周波数 895 kHz より 3% ほど高くなる。この傾向は計算でも確認した。Q 値は 560 であった。LiCAF が無い状態での Q 値は $10,000$ 程度であり、 $1/20$ 程度に小さくなるが、光変調は可能である。図 4-3-9 に光周波数 f_p が 193.02 THz (a) と 193.07 THz (b) の時の光信号波形を示す。(a) と (b) の光信号は位相が反転しており、同期検波出力は異符号の電圧が得られた。光変調はおよそ 0.1% であり、同期検波が可能であることが分かる。

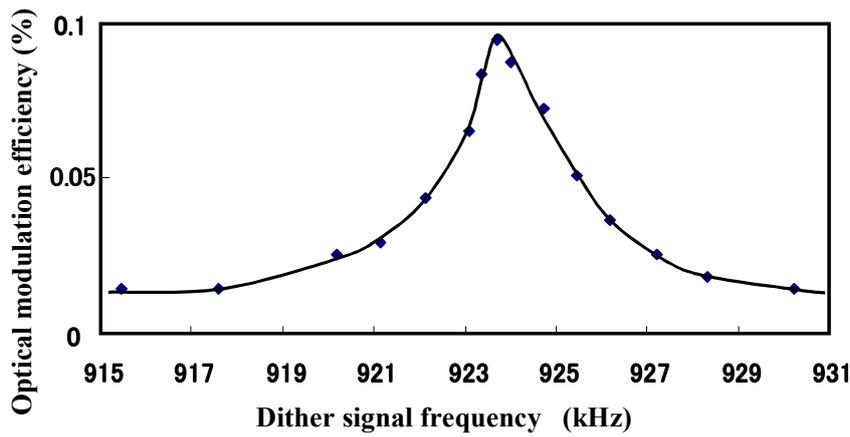


図 4-3-8 ディザ信号周波数に対する光変調度

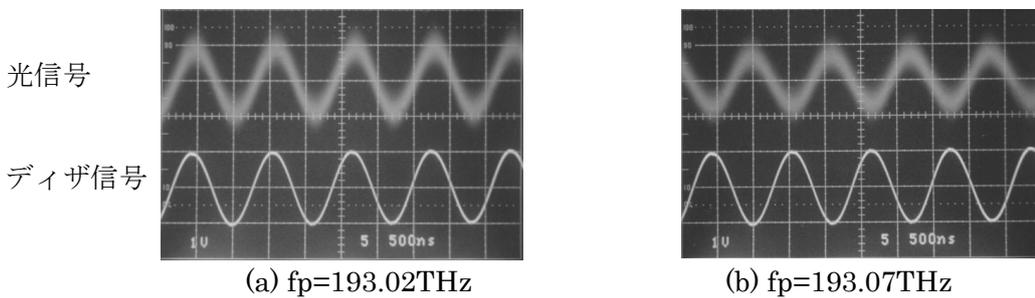


図 4-3-9 エタロン透過光の波形とディザ信号波形

次に温度補償エタロンの FSR 測定実験の結果を示す。同期検波が行えるため、光透過率のピークとボトムが正確に割り出せ、1 周期ごとの FSR の測定が可能となった。結果を図 4-3-10 に示す。DC アンプ出力はエタロンの光透過率に相当し、この微分形が同期検波出力になっている。従って、同期検波出力が零の 때가光透過率のピークもしくはボトムに対応している。そこで、光透過率のピーク間の光周波数を求め、グラフの下部に表示した。この結果、ピーク間隔が均一でなく、不等間隔になっている事が判明した。このことは、30 nm に及ぶ広帯域な波長検出器を $\pm 1\text{GHz}$ の精度で実現することを考慮すると重大な問題であり、原因を究明した。

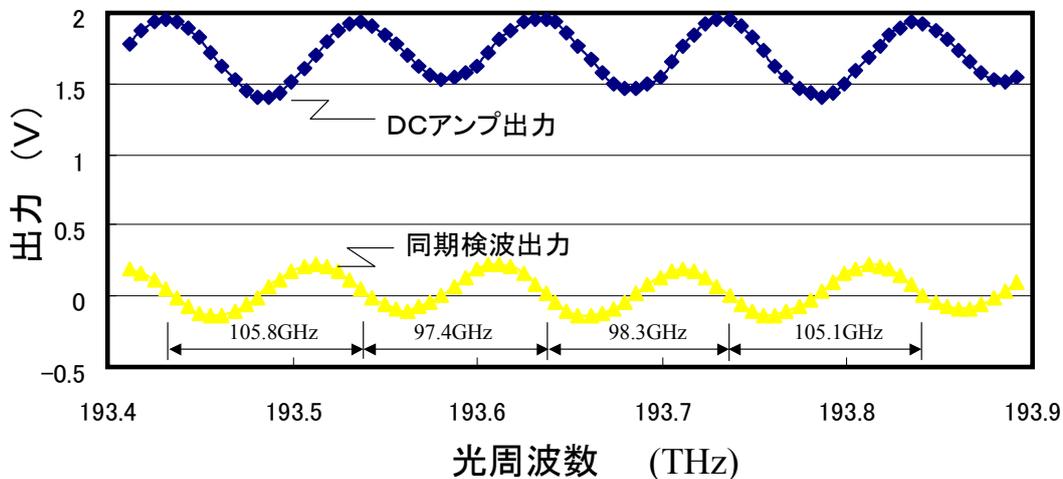


図 4-3-10 エタロンの FSR 測定

結論から言えば、FSR が不等間隔になる原因は水晶と LiCAF の接着面の僅かな反射であり、このため 3 つのミラーから構成されるファブリペロ共振器となる。このようなファブリペロ共振器に関しては S. K. Hogeveen らが既に基本式を導出している [18]。文献 [18] によれば、3 つのミラーの振幅反射係数を r_1 、 r_2 、 r_3 (反射率の平方根) とすれば、このファブリペロ共振器の光透過率 T は以下のように表される。

$$T = (1 - r_1^2)(1 - r_2^2)(1 - r_3^2) / D_3 \quad (4-3-1)$$

$$D_3 = 1 + (r_1 r_2)^2 + (r_2 r_3)^2 + (r_1 r_3)^2 + 2r_1 r_2 (1 + r_3^2) \cos(2\phi_1) + 2r_2 r_3 (1 + r_1^2) \cos(2\phi_2) + 2r_1 r_3 \cos(2\phi_1 + 2\phi_2) + 2r_1 r_2^2 r_3 \cos(2\phi_1 - 2\phi_2) \quad (4-3-2)$$

ここで、 ϕ_1 、 ϕ_2 はミラー 1、2 間および 2、3 間の距離に対応した位相量 ($= 2\pi L / \lambda$) である。 r_1 と r_3 は反射率 17% に相当する 0.41 とし、 r_2 は接着層の厚さによって 0.0097 (反射率 0.01%) から 0.052 (反射率 0.27%) まで変化する。 $r_2 = 0.02$ (反射率 0.04%) の時の波長特性を図 4-3-11 に示す。この場合の周期のばらつきは ± 1.5 GHz 程度である。このことから、温度補償エタロンは複数の ITU グリッドに対して ± 1 GHz を保障するような精度を実現する用途には適さないことが分かる。しかし、1 つの波長に固定する用途であれば温度補償エタロンを適用することは可能であり、この場合は優れた温度特性が期待できる。

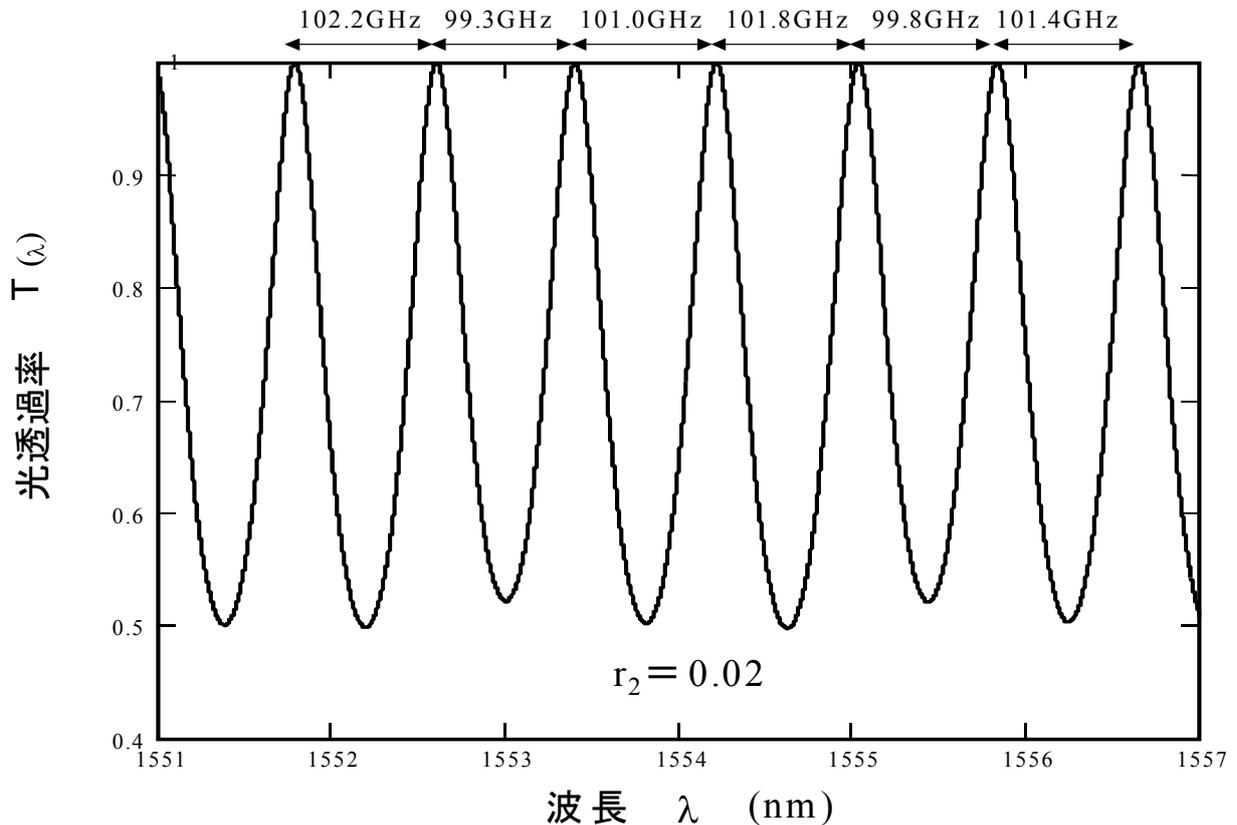


図 4-3-11 3 ミラーエタロンの波長特性

4-3-4 高速・高安定光周波数制御の実験結果

ここでは 4-3-2 で述べた光周波数検出・制御系の基本設計に基づき、高速・高安定光周波数制御の実験結果について述べる。まず、高速光周波数切換実験の結果について述べる。図 4-3-4 のマイクロコントローラから発生するトリガ信号と光周波数検出器の出力信号を図 4-3-12 に模式的に示す。実験に用いた SG-DBR-LD の光周波数が 196.1 THz の時を ch1 とし、これから 50 GHz 下がるごとに ch2、ch3・・・ch88 とした。ch88 の光周波数は 191.75

THz であり、全幅で 4.35 THz (波長では 34.8 nm) である。トリガ信号の立ち上がりでチャンネルの設定を開始し、立下りでチャンネルの設定を完了する。マイクロコントローラがチャンネルを設定する時間 (トリガのパルス幅) はチャンネルによって変わるため、トリガのパルス幅は一定ではない。チャンネルが切り替わると、正確に所定のチャンネルに周波数をロックさせるため光周波数検出器の出力信号を用いたアナログフィードバック系が動作し、チャンネル設定開始から光周波数検出器出力が安定するまでを切換時間とした。光周波数検出器の出力と光周波数の関係を図 4-3-13 に示す。同期検波器のドリフトの影響を低減するために前段のアンプゲインを上げており、飽和領域が生じていた。4 THz の光周波数に渡って、正確に 50 GHz グリッドを刻んでいることが分かる。

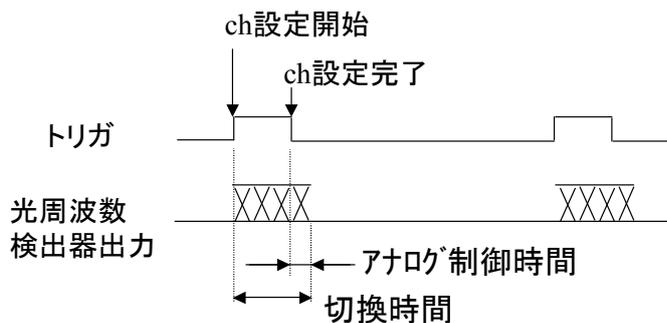


図 4-3-12 トリガ信号と光周波数検出器の出力信号

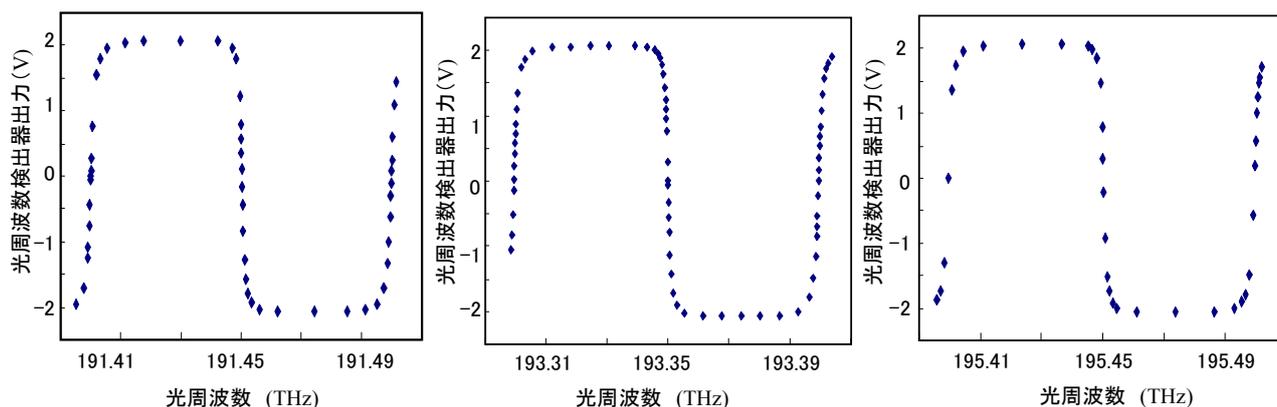


図 4-3-13 光周波数検出器の出力と光周波数の関係

図 4-3-14 にトリガ信号と光周波数検出器の出力信号の実測値を示す。トリガのパルス幅は広いものでも 0.11 ms 程度であり、その後、光周波数検出器出力が落ち着くまでの時間は 0.05 ms 程度であった。両者を合わせた切換時間は 0.2 ms 以下であることが分かる。切換後の光周波数検出器出力値は比例制御の制御誤差である。制御誤差を小さくするにはループゲインを増せば良いが、高速応答と高ループゲインの両立は容易ではない。本実験でのループゲインは 30 dB であった。制御誤差が最も大きいところで、光周波数検出器出力が 0.15 V であり、光周波数に換算すると 130 MHz であった。

以上より、34.8 nm の波長が可変でき、波長切換開始後 0.2 ms で ± 130 MHz 以内に光周波数が安定化することが分かった。

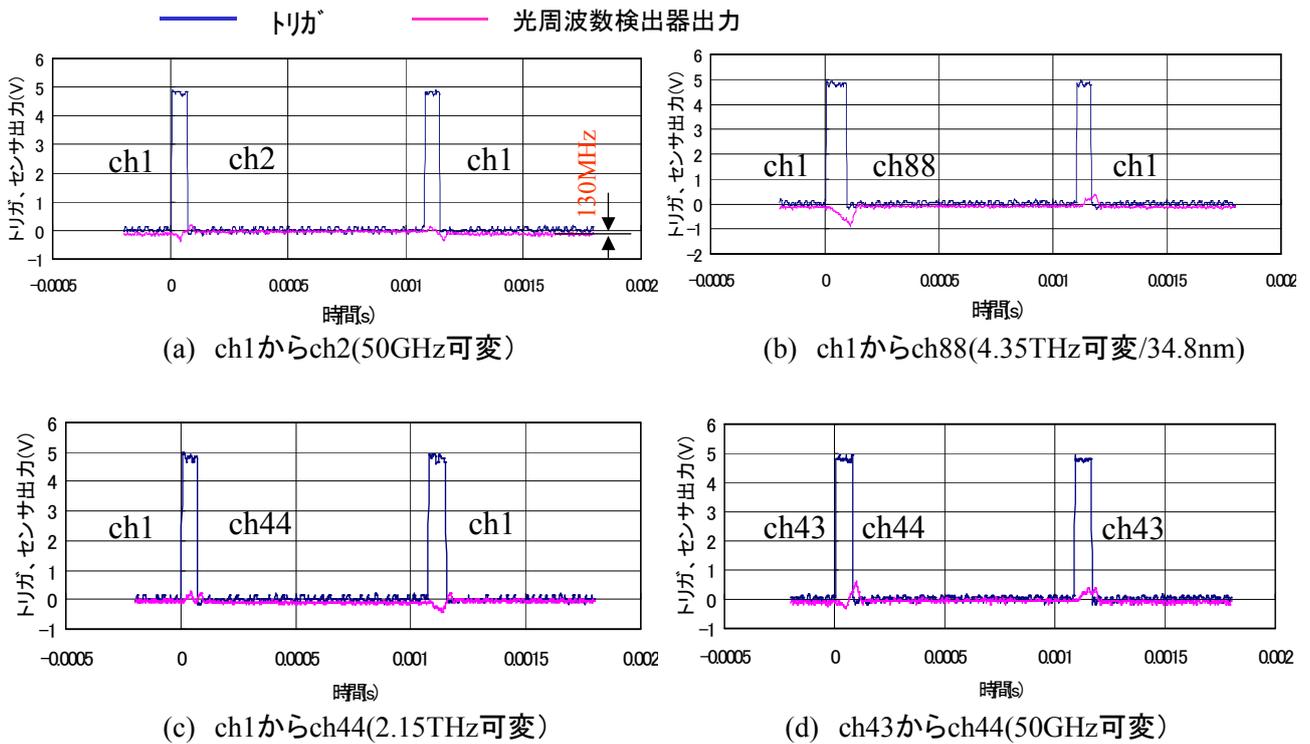


図 4-3-14 トリガ信号と光周波数検出器の出力信号の実測値

次に、光周波数の長期的な安定性について説明する。一般に周波数の安定性はアラン分散 [19] によって議論される。アラン分散 $\sigma^2(\tau)$ は式(4-3-3)によって与えられる。

$$\sigma^2(\tau) = \frac{1}{2(m-1)} \sum_{k=1}^{m-1} (\overline{y_{k+1}} - \overline{y_k})^2 \quad (4-3-3)$$

ここで、 τ は積分時間を表し、 $\overline{y_k}$ は τ 秒間の平均周波数を表す。従って、アラン分散 $\sigma^2(\tau)$ は τ 秒間の平均周波数の隣接値を取り、その差異の平方を平均して得られる。

光周波数を安定化したSG-DBR-LDの出力光を波長計に入力し、その出力をパソコンに取り込む構成で光周波数を計測した。波長計は10回の測定の平均値を出力し、データ取り込みは2.5秒ごとに行なった。取り込み回数は $2^{13} = 8192$ 回とし、約6時間連続動作させた。6時間の光周波数変動の実時間測定結果を図4-3-15に示す。光周波数変動は波長計による変動分が無視できないほどあるが、光源の変動と分離できないので、このままのデータでアラン分散を求めた。アラン分散の平方根である偏差 $\sigma(\tau)$ を縦軸に取ったものを図4-3-16に示す。積分時間が5120 sと10240 s(2.8時間)はサンプル数が少ないため、精度が劣るが、積分時間 τ が2.8時間で偏差5 MHzに達している。以後、赤線が示すようなランダムウォーク領域となって τ の1/2乗に比例して偏差が増大したと仮定しても1年後に250 MHzの偏差と見積ることができる。このようなドリフトの更なる積算を避けるためには、年に1度の定期検査でキャリブレーションすれば良い。

以上の検討から安定性として温度特性、比例制御誤差、ドリフトを考慮すれば、それぞれ、 ± 150 MHz、 ± 130 MHz、 ± 250 MHzとなり、全てを足し合わせても ± 530 MHzとなる。これは最終目標値の安定度 ± 1 GHzを十分に満たしている。安定度ではないが、精度という観点では4-3-2で述べたFSR設定精度による誤差が大きい。この誤差は ± 470 MHzであり、これを加えて、光周波数精度として ± 1 GHzとなる。

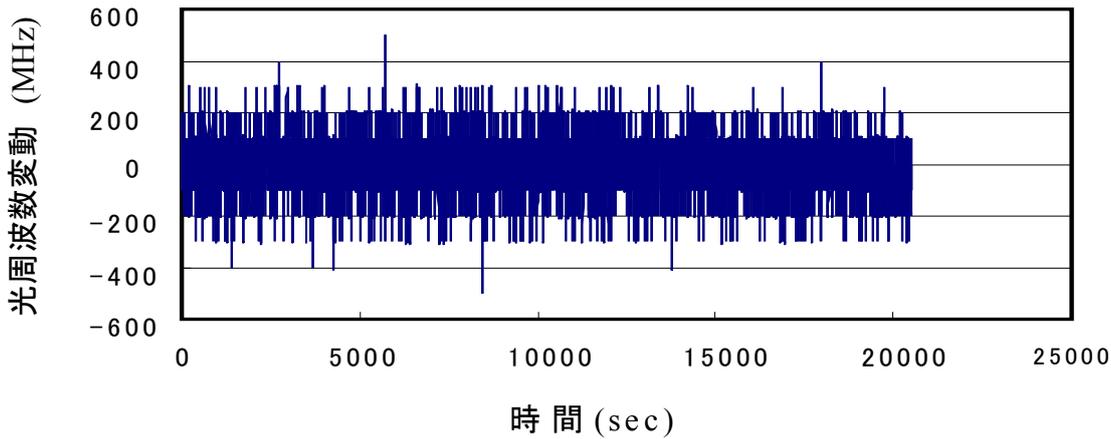


図 4-3-15 光周波数変動の実時間測定

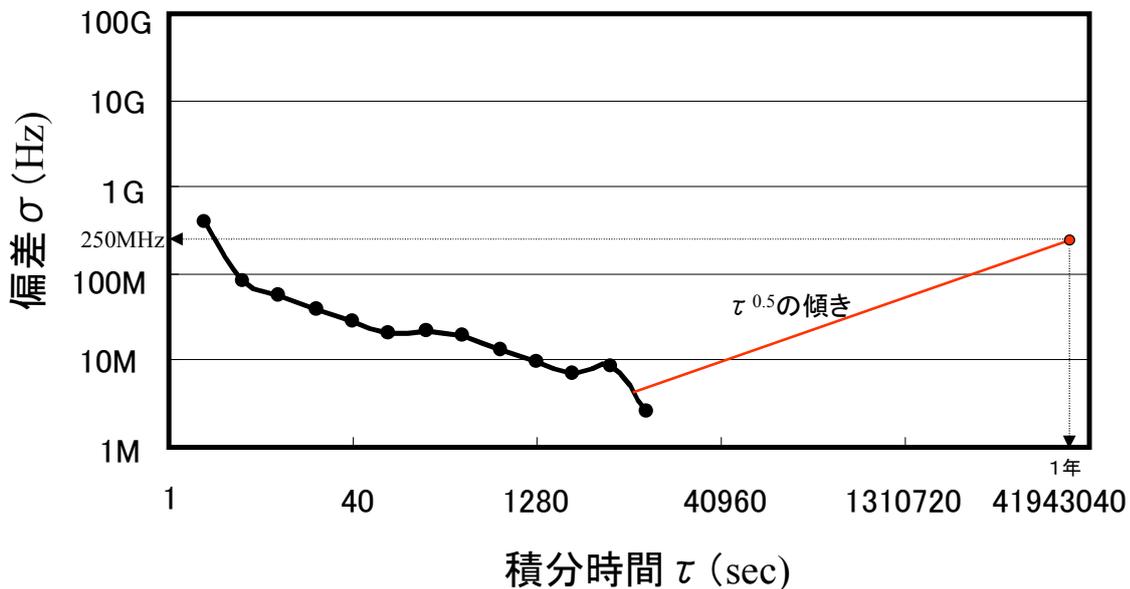


図 4-3-16 アラン分散の平方根と長期的見積

4-3-5 高速・高安定光周波数制御のまとめ

光周波数検出系としては中点保持型水晶エタロン、波長可変レーザとしてはSG-DBR-LDを用い、マイクロコントローラのフィードフォワードとアナログ回路による3電極モードホップフリー制御を行った。また、機械的安定性を向上させるために、補助支柱の挿入、エタロンの次数低減、エタロン支持部の内部歪解除を行った。さらに、水晶とLiCAFの組み合わせにより温度補償し、中点保持型による同期検波法と両立した構造の水晶エタロンを実現した。しかし、温度補償エタロンはFSRが不等間隔になるため、1つの波長に固定する用途にのみ有効な手法であることが分かった。

以上の光周波数制御技術により波長可変光源を実現し、光送信波長整定時間 ≤ 0.2 ms、光送信波長可変範囲 > 34 nm、送信波長安定度 $\sim \pm 530$ MHzを達成し、最終目標を全て達成した。

尚、FSR設定精度による誤差 ± 470 MHzを加えても、光周波数精度として ± 1 GHzとなり、高い精度が得られた。

4-4 総括

光ネットワークアーキテクチャの研究開発ではラベルスイッチルータ (LSR) とフォトニッククロスコネクタ (PXC) を組み合わせたノードを用いて、従来の MPLS ネットワークに光パスネットワークをアンダーレイする新しいネットワークアーキテクチャを提案し、ネットワークの詳細設計を完了した。ネットワーク側の入出力インタフェースは、40Gbit/s の速度で、最大 70 波長まで多重でき、ノード数が 16 ノード以上で、ネットワークのトータルスループットとして約 50Tbit/s を超える規模のネットワークをシミュレーションすることが可能になった。また、ネットワークを構成する任意のリンクやノードに対して障害を起こし、瞬時にプロテクション動作が開始され、サービスが継続される機能を、ネットワークシミュレータに盛り込んだ。

高効率光変復調の研究開発では反転 RZ 光信号により 1.07bit/s/Hz の帯域利用効率を実現するなど、全ての項目で最終目標値かそれを超える値を得た。本研究開発で取り上げた光ノードの ADM 機能についても伝送実験により確認し、送信波長切替から受信同期確立までの波長切替時間として 300 μ s を得た。

高速・高安定光周波数制御の研究開発では、光周波数検出系として、中点保持型水晶エタロン、波長可変レーザとしては SG-DBR-LD を用い、マイクロコントローラのフィードフォワードとアナログ回路による 3 電極モードホップフリー制御を行った。そして、全ての項目で最終目標値を超える値を得た。

本委託業務で行った研究開発の内容をすべて実施することができ、最終目標を全て満たした。また、研究開発の全体計画がすべて完了し、本研究開発が成功裏に終了したことになる。

高効率全光ネットワークの実現には解決すべき課題が多く存在した。しかし、本研究プロジェクトの研究成果により、ネットワークアーキテクチャから光変復調方式、光周波数制御方式などの要素技術まで大きく進歩し、全光ネットワーク実現に向けた多大な貢献となり得る。

5 参考資料・参考文献

5-1 研究発表・講演等一覧

番号	発表方法	発表雑誌名 講演会名 学会名等	発表者	発表タイトル	発表時期	査読の有無
1	学会	電子情報通信学会ソサイエティ大会	大島、宮地	中点保持型Zカット水晶エタロンによる波長検出系	H15 9月	無
2	学会	電子情報通信学会ソサイエティ大会	小楠、宮地、大島	32波×40Gb/s 反転 RZ 光信号の 0.8b/s/Hz 波長多重実験	H15 9月	無
3	学会	電子情報通信学会ソサイエティ大会	富岡、井辺、井出、宮地、土橋、竹原、中尾、鈴木	高効率全光ネットワークアーキテクチャ	H15 9月	無
4	学会	電子情報通信学会 (OCS) 研究会	小楠、宮地、井出、大島	反転 RZ 光信号による超高密度波長多重伝送の検討	H15 11月	無
5	新聞	日経産業新聞	東芝	1兆ビット級通信へ方式改良	H15 11月	無
6	学会誌	電子情報通信学会	東芝	光周波数利用効率 100%超の波長多重技術開発	H16 3月	無
7	学会	電子情報通信学会ネットワークシステム・情報ネットワーク合同研究会	富岡、井辺、井出、宮地、土橋、竹原、中尾、鈴木	波長可変光トランシーバを用いた全光ネットワークの基本特性	H16 3月	無
8	学会	電子情報通信学会総合大会	大島、小楠、井出	水晶エタロン振動子による波長ロッカー内蔵 LD モジュール	H16 3月	無
9	学会	電子情報通信学会総合大会	小楠、井出、大島	帯域抑圧反転 RZ 光信号による超高密度波長多重実験	H16 3月	無
10	学会	電子情報通信学会総合大会	井辺、富岡、土橋、竹原、中尾、鈴木	高効率全光ネットワークの特性解析(1) -シミュレータ構成-	H16 3月	無
11	学会	電子情報通信学会総合大会	富岡、井辺、土橋、竹原、中尾、鈴木	高効率全光ネットワークの特性解析(2) -遅延特性-	H16 3月	無
12	論文誌	IEICE Transactions on Communications	Ogusu, Ide, and Ohshima	Ultra-dense WDM with over 100% spectral efficiency by using 40-Gb/s inverse-RZ signals	H17 1月	有
13	国際会議	OECC/COIN 2004	Ogusu, Ide, and Ohshima	0.8-b/s/Hz WDM of 40-Gb/s Inverse-RZ signals without using polarization-division-multiplexing and pre-filtering techniques	H16 7月	有

14	論文誌	IEICE Transactions on Communications	Ohshima, Ogusu, and Ide	Wavelength Lock System Using a Quartz Etalon Supported at the Middle Point	H17 4月	有
15	国際会議	ECOC2004	Ogusu, Ide, and Ohshima	Comparison among pre-filtered 40-Gb/s signals of Inverse-RZ, DPSK, and DPSK-RZ toward co-polarized DWDM with 37.5-GHz intervals	H16 9月	有
16	学会	電子情報通信学会 研究会	大島、小楠、井出	中点保持型水晶エタロンの振る舞い	H16 5月	無
17	学会	電子情報通信学会 第2種研究会	小楠、井出、大島	反転 RZ 光信号による超高密度波長多重の検討	H16 6月	無
18	学会	電子情報通信学会 ソサイエティ大会	小楠、井出、大島	周回系を用いた 0.8b/s/Hz WDM 反転 RZ 光信号への帯域狭窄実験	H16 9月	無
19	学会	電子情報通信学会 ソサイエティ大会	大島、井出、小楠	水晶エタロン付き SG-DBR-LD の高速波長可変特性	H16 9月	無
20	学会	電子情報通信学会 ソサイエティ大会	富岡、井辺、土橋、竹原、中尾、鈴木	光パスへのトラフィック移行時における効率的なパケット順序逆転防止方法の提案	H16 9月	無
21	国際会議	OFC2005	Ogusu, Ide, and Ohshima	Fast and precise wavelength switching of an SG-DBR laser for 1.07-b/s/Hz DWDM systems	H17 3月	有
22	学会	電子情報通信学会 全国大会	竹原、井辺、富岡、鈴木、土橋、稲村	光パス設定時間が全光ネットワークに与える影響の検討	H17 3月	無
23	学会	電子情報通信学会 全国大会	大島、井出、小楠	波長ロッカー用水晶エタロンの温度補償方法	H17 3月	無
24	学会	電子情報通信学会 全国大会	小楠、井出、大島	反転 RZ 光信号を用いた 1.07b/s/Hz WDM 伝送系による SG-DBR 光源の高速・高安定波長切替実験	H17 3月	無
25	学会	電子情報通信学会 ネットワークシステム・情報ネットワーク合同研究会	富岡、井辺、鈴木、竹原、土橋、稲村	全光ネットワークの光パス設定シグナリング時における波長競合軽減方式の検討	H17 3月	無
26	国際会議	The Fourth International Conference on the Optical Internet (COIN2005)	Ibe, Tomioka, Suzuki, Takehara, Dobashi	QoS Guaranteed Network Establishing All Optical Path Automatically According to Packet Flow	H17 5月	有
27	論文誌	IEICE Transactions on Communications	Tomioka, Ibe, Suzuki,	Comparison of Techniques to Mitigate Wavelength Contention in a Photonic	H18 4月	有

			Takehara, Dobashi, Inamura	Network with Frequent Optical Path Setups		
28	論文誌	IEE Electronics Letters	Ogusu	ADM configuration for 0.8-b/s/Hz WDM of inverse-RZ signals	H17 10月	有
29	学会	電子情報通信学会 全国大会	富岡、井辺、鈴木、竹原、土橋、稲村	全光ネットワークの光パス設定シグナリング時における波長競合軽減方式の改良	H17 9月	無
30	学会	電子情報通信学会 全国大会	大島、井出、小楠	SG-DBR-LD のモードホップフリー制御による波長チューニング	H17 9月	無
31	学会	電子情報通信学会 全国大会	鈴木、井辺、富岡、土橋、竹原、稲村	全光ネットワークにおける障害回避方式の提案	H17 9月	無
32	国際会議	World Telecommunications Congress 2006	Ibe, Tomioka, Ide, Ohshima,	Multi Layer Traffic Engineering GMPLS Network Architecture using Rapid Wavelength Tunable Optical Transceiver	H18 5月 予定	有
33	国際会議	The Forum at ITU TELECOM WORLD 2006	Ogusu ,Ibe, Ide, Tomioka, Ohshima, Suzuki, Inamura, Dobashi	Low Latency IP Network Architecture for Fixed Mobile Convergence	H18 12月 予定	有
34	学会	電子情報通信学会 総合大会	小楠、井出、大島	反転 RZ 信号による 0.8b/s/Hz 波長多重向け光 ADM の検討	H18 3月	無
35	学会	電子情報通信学会 総合大会	大島、井出、小楠	波長ロッカー用温度補償水晶エタロンの光変調特性	H18 3月	無
36	学会	電子情報通信学会 総合大会	鈴木、井辺、富岡、土橋、稲村	全光ネットワークにおけるノード障害回避方式の提案	H18 3月	無
37	学会	電子情報通信学会 OCS 研究会	小楠、井出、大島	光 ADM 部と波長可変光源による光ノードの機能確認実験	H18 5月 予定	無

5-2 参考文献

- [1] N. Yoshikane and I. Morita, OFC2004, PDP38, 2004.
- [2] G. Raybon, et al., ECOC2004, Mo 4.5.1, 2004.
- [3] A. Gnauck, et al., ECOC2004, Th4.4.1, 2004.
- [4] M. Takahashi, et al., OFC2005, PDP19, 2005.
- [5] Y. Liu, et al., OFC2005, PDP17, 2005.
- [6] 富岡、他、「高効率全光ネットワークアーキテクチャ」、信学ソサイエティ大会、H15年9月
- [7] 富岡、他、「波長可変光トランシーバを用いた全光ネットワークの基本特性」、H16年3月 信学会 IN・NS 研究会
- [8] 井辺、他、「高効率全光ネットワークの特性解析(1) —シミュレータ構成—」、信学全大、H16年3月
- [9] 富岡、他、「高効率全光ネットワークの特性解析(2) —遅延特性—」、信学全大、H16年3月
- [10] 富岡、他、「光パスへのトラフィック移行時における効率的なパケット順序逆転防止方法の提案」、信学ソサイエティ大会、
- [11] 富岡、他、「全光ネットワークの光パス設定シグナリング時における波長競合軽減方式の検討」、H16年3月 信学 NS 研究会
- [12] 鈴木、他、「全光ネットワークにおける障害回避方式の提案」、信学ソサイエティ大会、B6-9-7、17年9月
- [13] 例えば、A. H. Gnauck, et al., ECOC2004, Th4.4.1 など
- [14] S. Ohshima, et al., “Wavelength lock system using a quartz etalon supported at the middle point,” IEICE Trans. Commun. vol.E88-B, no.4, pp.1523-1530, 2005
- [15] V. Jayaraman, et al., IEEE J. Quantum Electron. , vol. 29, pp. 1824-1834, 1993
- [16] 大島 他 「SG-DBR-LD のモードホップフリー制御による波長チューニング」、2005年電子情報通信学会総合大会、B-12-9
- [17] 大島 他、「波長ロッカー用水晶エタロンの温度補償方法」、2005年電子情報通信学会総合大会、C-3-123
- [18] S. J. Hogeveen et al., , Applied Optics, vol.25, no.22, pp.4181-4184, 1986
- [19] D.W. Allan, Proceedings of the IEEE, 54, No. 2, pp.221-231, 1966