

平成15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」

1 研究開発課題の背景	3
2 研究開発分野の現状	5
2-1 高効率全光ネットワークアーキテクチャ	5
2-2 高効率光変復調	6
2-3 高速・高安定光周波数制御	6
3 研究開発の全体計画	8
3-1 研究開発課題の概要	8
3-1-1 高効率全光ネットワークアーキテクチャ	10
3-1-2 高効率光変復調	11
3-1-3 高速・高安定光周波数制御	14
3-2 研究開発目標	18
3-2-1 最終目標（平成18年3月末）	18
3-2-2 中間目標（平成16年3月末）	18
3-3 研究開発の年度別計画	19
3-4 研究開発体制	20
3-4-1 研究開発管理体制	20
3-4-2 研究開発実施体制	21
4 研究開発の概要（平成15年度まで）	22
4-1 研究開発実施計画	22
4-1-1 研究開発の計画内容	22
4-1-2 研究開発課題実施計画	23
4-2 研究開発の実施内容	25
4-2-1 光ネットワークアーキテクチャ	25
4-2-2 高効率光変復調	25
4-2-3 高速・高安定光周波数制御	25
5 研究開発実施状況（平成15年度）	26
5-1 光ネットワークアーキテクチャの研究開発	26
5-1-1 研究開発の概要	26
5-1-2 提案するネットワークアーキテクチャ	27
5-1-3 提案した全光ネットワークのシミュレータ構成	30
5-1-4 シミュレータ動作確認	32
5-1-5 遅延特性評価	37
5-1-6 光ネットワークアーキテクチャまとめ	40
5-2 高効率光変復調方式の研究開発	41
5-2-1 研究開発の概要	41
5-2-2 帯域制限を施さない32波40Gbit/s反転RZ信号による帯域利用効率80%の波長多重伝送実験	41
5-2-3 40Gbit/s反転RZ光信号に帯域制限を施した帯域利用効率1.0bit/s/Hz超の波長多重伝送のシミュレーションと実験	43
5-2-4 高効率光変復調方式の研究開発のまとめ	47

5-3 高速・高安定光周波数制御の研究開発	48
5-3-1 研究開発の概要	48
5-3-2 中点保持型水晶エタロンによる光周波数モニタ	48
5-3-3 波長可変特性	60
5-3-4 高速・高安定光周波数制御のまとめ	60
5-4 総括	61

参考文献

(添付資料)

1 研究発表、講演、文献等一覧

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、管理の効率はずしも良くなかった。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收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。

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。

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。

2 研究開発分野の現状

2-1 高効率全光ネットワークアーキテクチャ

応用面から光ネットワークアーキテクチャに関する研究開発分野を分類すると以下の3つに大別できる。

- ・ 専用線サービスの供給を自動化するアーキテクチャ
- ・ IP ネットワークのトポロジーを管理し特定のポリシーに従って制御するアーキテクチャ
- ・ IP ネットワークのトラフィックフローに従って自律分散的にネットワークリソースを配分するアーキテクチャ

ここで、現状の光ネットワークアーキテクチャの分野においては、1 番目、2 番目が良く議論されている。

特に、1 番目のアーキテクチャでは、Automatic Switched Optical Network として ITU-T の SG15 や SG13 で標準化が進められている。研究という面では、このような集中管理のテレコムネットワークにおいて、如何に障害耐力を持たせるか、すなわち、プロテクションあるいはレストレーションに関する議論が行われている。

また、2 番目のアーキテクチャでは、IP ネットワークにおけるトラフィックエンジニアリングとして、IETF を中心として積極的に標準化が行われている。既存の IP ネットワークでは、ノードが自律分散で動作する反面、サービスレベルを保障することが困難である。サービスレベルが保障できないネットワークでは、それ自身を収益源とすることが難しい。そこで、IP パケットの外に固定長のラベルを付けラベルスイッチパス (LSP) でコネクションを張る MPLS ネットワークが出てきた。IP ネットワーク管理者は、LSP を管理することにより、IP ネットワークの管理が行えることになった。光パスも同様な考え方を行うというものが 2 番目のアーキテクチャとなる。これは、GMPLS (Generalized MPLS) と称して、標準化とともに研究面でも多くの発表が行われている。特に、物理層パスは、プロトコルに依存せずにデータパケットを転送できるので、最近では、マルチレイヤサービスネットワークという考え方も出てきている。

現状では、GMPLS により設定した光パスの耐障害性を高める内容の発表が多く行われている。ここで議論されているアーキテクチャの多くは、ノードで一度電気に変換するネットワークが検討対象である。しかし、研究面では、全光ネットワークを対象とするテーマが多く見られるようになってきた。

3 番目のアーキテクチャは、ここで提案し、研究開発を実施しているテーマである。自律分散的にトラフィックフローを検出し、自律分散的にネットワークリソースの配分を行うことを目指すアーキテクチャである。トラフィックフローに応じてネットワークリソースの再配分を行うというテーマに関しては、フローの検出とリソースの再配分に時間がかかり、逆にネットワークの性能を落とすという考え方もある。本アーキテクチャは、光バーストネットワークと結果的には似ている面があり、今後、重要となっていく研究テーマであると考えている。

2-2 高効率光変復調

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。

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。さらに最近では、光受信回路にマッハツェンダ干渉計とバランスド PD を用い、従来の 2 倍の受信感度を期待できる方式として DPSK (Differential Phase-shift-keying) 変調方式、および、DPSK 光信号を RZ 化した RZ-DPSK 方式[7]が注目され、超長距離伝送における伝送距離、トータルレートのトップデータを競っている。また、高速光信号の光周波数利用効率を追及した方式としては、光フィルタと CS-RZ 変調方式を併用し、CS-RZ 光信号に対して非対称な光周波数帯域制限を施すことにより、光波長多重密度を極めて高めた伝送に成功した例[8]等がある。加えて、RZ-DQPSK (Differential Quadriphase-shift-keying) 変調方式[9]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[10]等がある。

本研究開発は、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。例えば、本提案の反転 RZ 変調 (Inverse RZ) 方式は光送信器がプリコーダ、光強度変調器 (チャンネルあたり 1 台)、光フィルタのみで構成され、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光周波数利用効率の高い変復調を期待できる。

2-3 高速・高安定光周波数制御

現在、OIF (Optical Internetworking Forum) で波長可変レーザの MSA (Multi Source Agreement) Group が結成されており、50GHz 間隔のグリッドでは±2.5GHz の光周波数精度と 10 msec の光周波数チューニング時間などが制定されている。このグループは主に WDM 伝送のバックアップ光源を目的としており、本研究が目的としているような短時間で波長パスを設定する用途に用いることは考慮されていない。現在、市販されている波長ロッカー付きレーザは全て光フィルタの透過率を DC 的に測定し、波長を検出するものである。したがって、PD の暗電流変化、DC アンプのドリフトが光周波数の誤差となる。本研究の方式は原理的にこのようなドリフトの影響を受けないものである。

光周波数安定化の研究報告としてはアセチレンなどのガスの吸収線を用いて光周波数を安定化する手法があるが、これは DWDM の ITU グリッドを直接得るためではなく、測定器などの光周波数標準に用いるものである。ITU グリッドを直接得る手法としてトライクイント社の Schnaelite[™] エタロンがあり、温度係数が 1.5ppm/K 以下と極めて小さく、外気温変動に対して安定な波長基準である。し

かし、共振器長に変調を掛けることはできないので、前述と同様に DC 的な波長検出が主な用途となり、PD 暗電流の変化、DC アンプのドリフト、光素子透過率変動などの影響を受ける方式である。Schnaelite[®]エタロンの構造は明らかにされていないが、温度係数の更なる改善も考慮して本研究開発を進めて行くつもりである。

3 研究開発の全体計画

3-1 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 3.1 に示す。

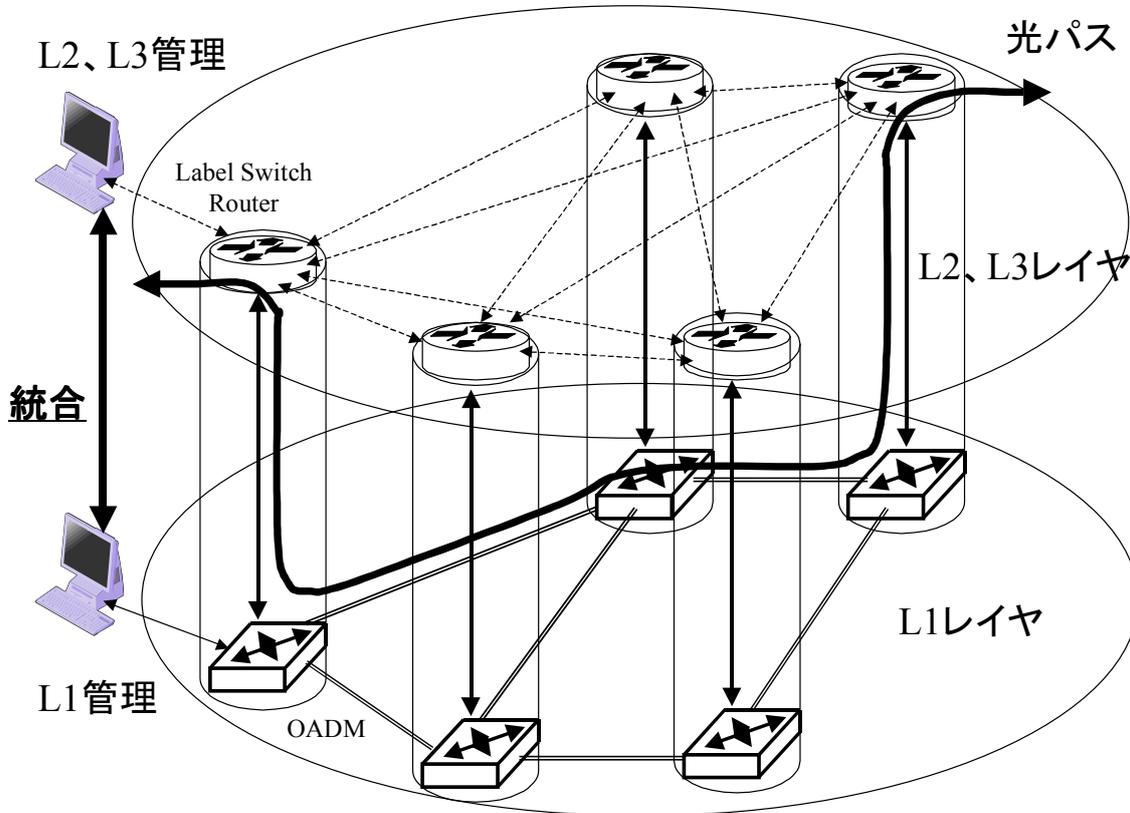


図 3.1 ターゲットとなる全光ネットワークの概念図

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 3.1 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 3.2 に示す。

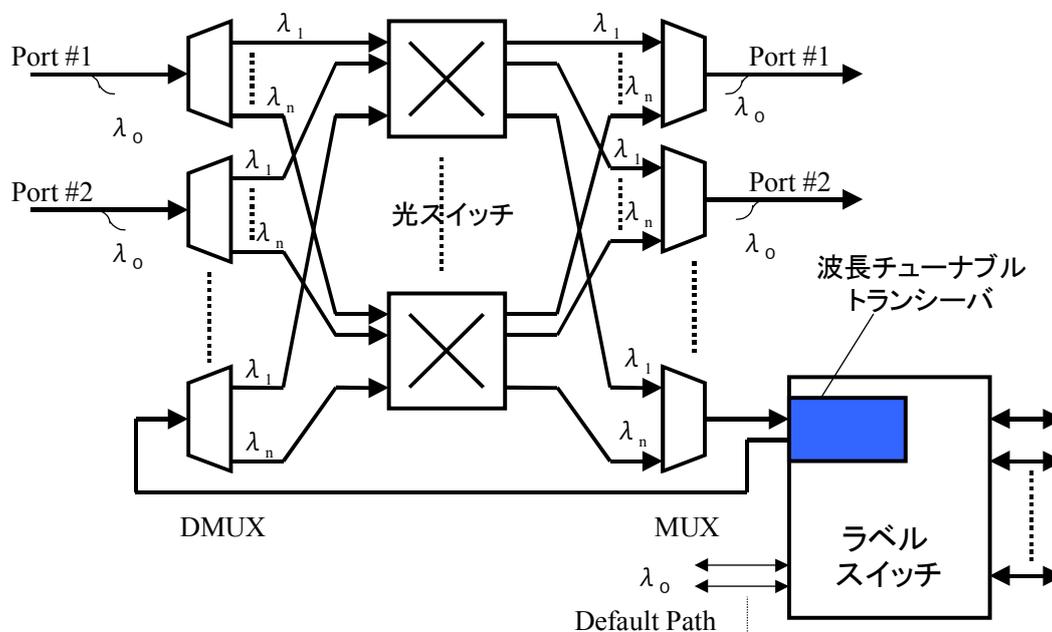


図 3.2 ノードの概略構成

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 高効率全光ネットワークアーキテクチャ
- ② 高効率光変復調
- ③ 高速・高安定光周波数制御

3-1-1 高効率全光ネットワークアーキテクチャ

全光ネットワークの概略的構成を図 3.1、およびノードの構成を図 3.2 に示した。本構成を前提にし、平成 14 年度には、ダイナミックなトラフィック変動に対して、ネットワークリソースを効率的に活用する全光ネットワークアーキテクチャの基本検討を行った。その結果、QoS をポリシーとしてトランスペアレント光パスを設定するネットワークアーキテクチャを開発することに的を絞ることとした。

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 3-1.1 に 5 ノードのメッシュネットワークを示す。

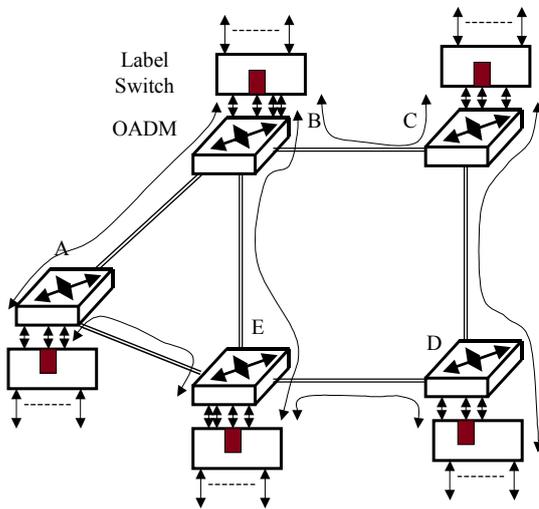


図3-1.1
ネットワークの例

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 3.2 に示したものである。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。

3-1-2 高効率光変復調

(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3-2.1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。

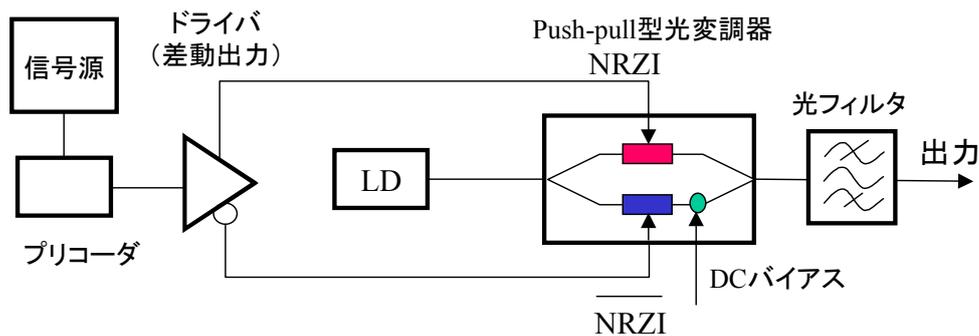


図 3-2.1 反転 RZ 光送信器の構成図

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 3-2.2 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 3-2.3 は図 3-2.1 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。

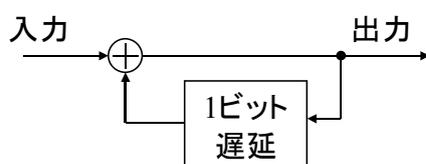


図 3-2.2 プリコーダ

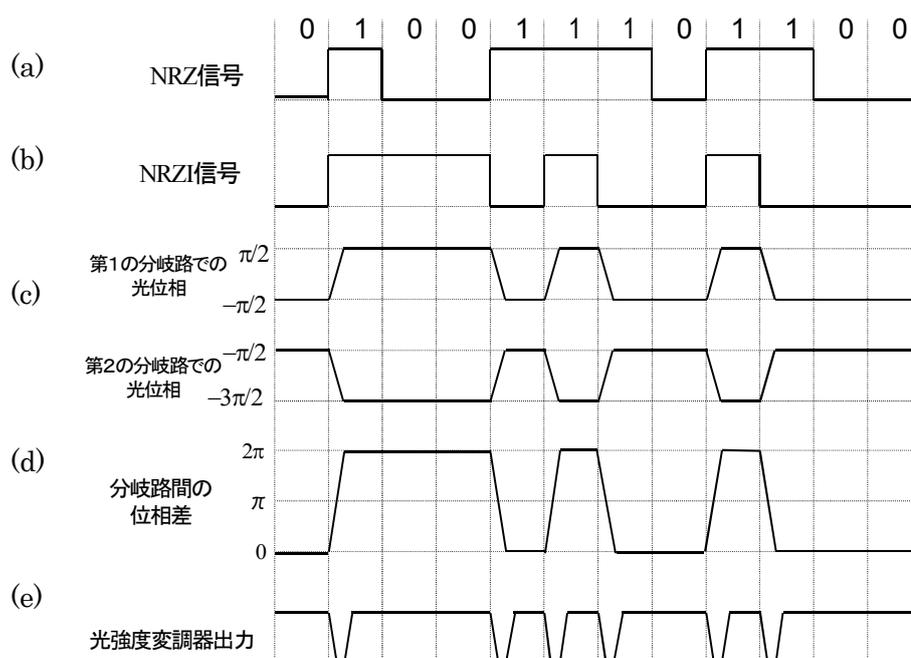


図 3-2.3 反転 RZ 変調方式

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。

3-1-3 高速・高安定光周波数制御

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（ $\sim 30\text{nm}$ ）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 3-3.1 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±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。

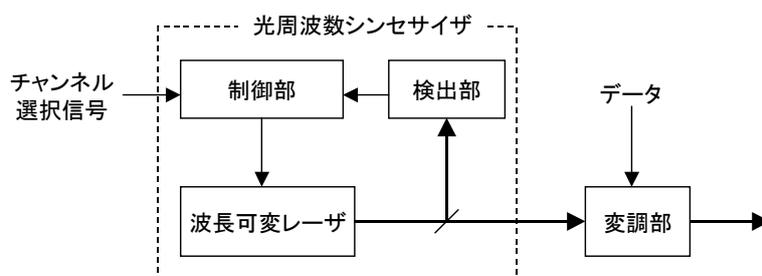


図 3-3.1 光送信部の構成

±1GHz 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 3-3.2 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 500MHz/°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 3-3.3 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 3-3.3 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。

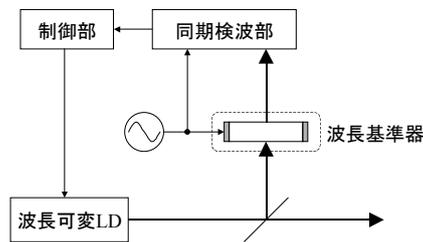


図 3-3.2 光周波数制御系

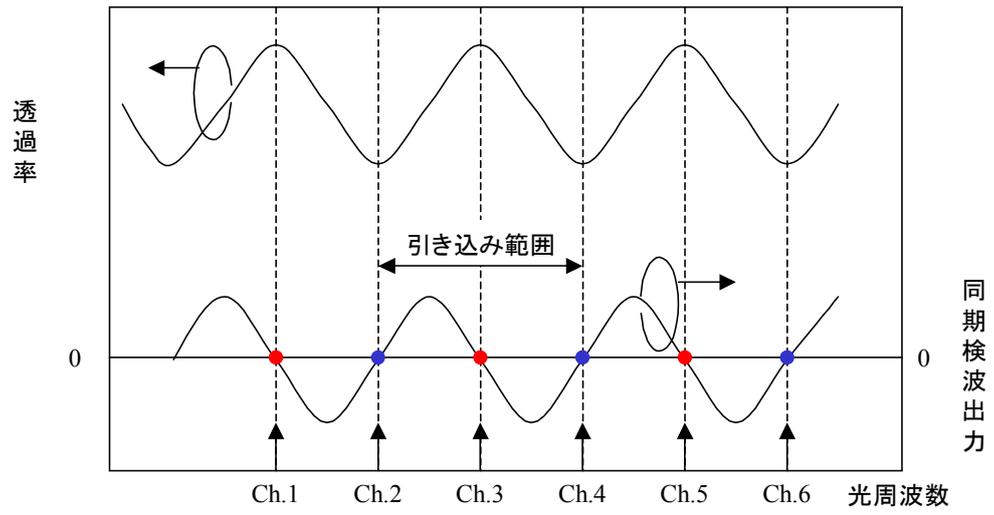


図 3-3.3 光周波数検出方式

3-2 研究開発目標

3-2-1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	$\sim 1\text{bit/s/Hz}$
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	$\sim \pm 1\text{GHz}$

3-2-2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	$> 30\text{nm}$

3-3 研究開発の年度別計画

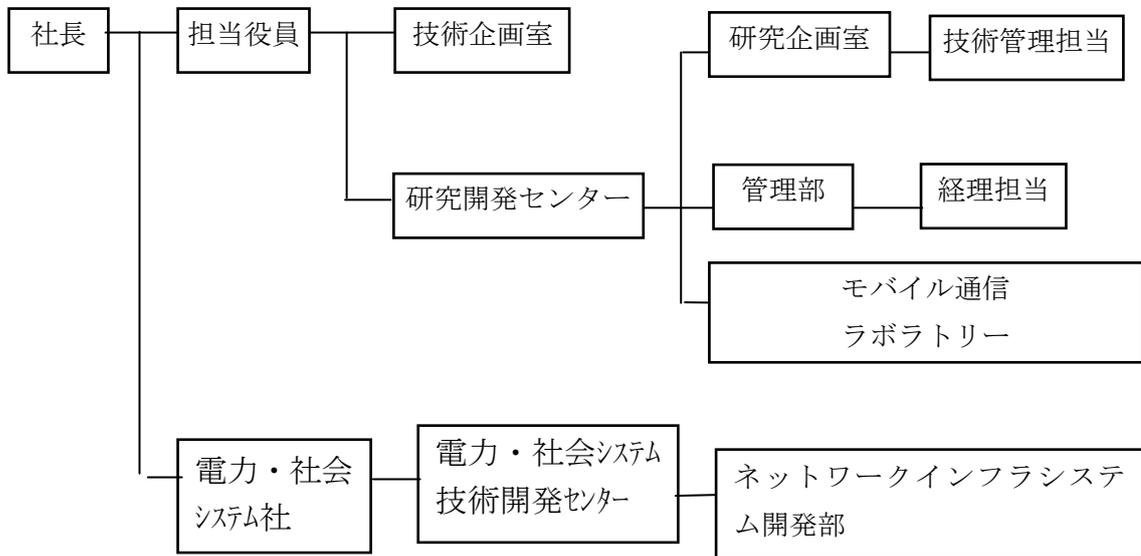
(金額は非公表)

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						

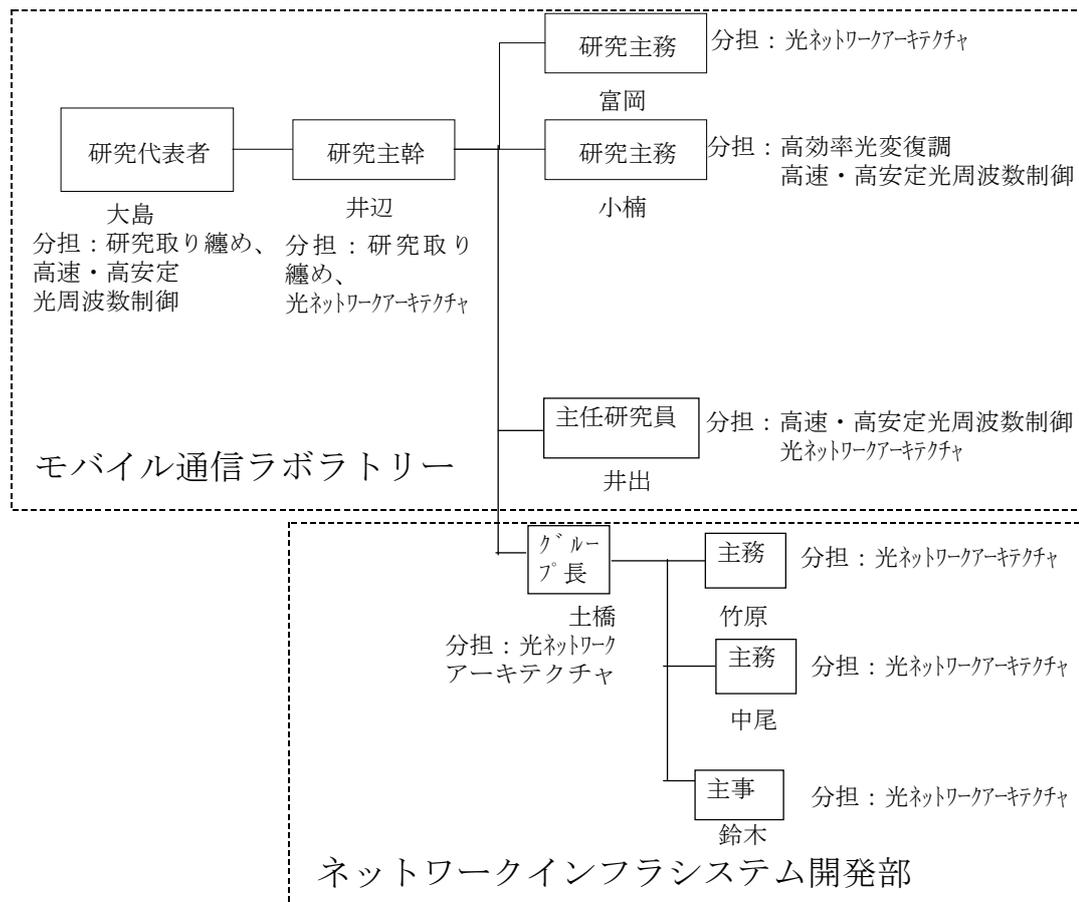
- 注) 1 経費は研究開発項目毎に消費税を含めた額で計上。また、間接経費は直接経費の30%を上限として計上(消費税を含む)。
 2 備考欄に再委託先機関名を記載
 3 年度の欄は研究開発期間の当初年度から記載。

3-4 研究開発体制

3-4-1 研究開発管理体制



3-4-2 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 研究開発の概要（平成 15 年度まで）

4-1 研究開発実施計画

4-1-1 研究開発の計画内容

4-1-1-1 光ネットワークアーキテクチャ

平成 14 年度ではネットワーク及びその管理アーキテクチャに関して標準化動向調査を行い、現状の問題点を確認した後、全光ネットワークに対するパスの割り当て方法とその手順の検討を行う。

平成 15 年度では平成 14 年度の全光ネットワークアーキテクチャの方式設計に基づき、全光ネットワークアーキテクチャの方式設計を完了する。具体的には、ネットワークシミュレータ OPNET を用い、トラフィックパターンに基づいて光パスを設定、解除する際のネットワークの負荷とパケット廃棄率の関係を求め、廃棄率が小さくなる方式を選択するとともに、ネットワークパラメータの最適化を行う。さらに、LAN スイッチを用いて方式確認実験を行うことにより、方式確認の精度を上げる。

4-1-1-2 高効率光変復調

平成 14 年度では分散耐力・光周波数利用効率の高い光変復調を実現するために、コンパクトな光信号スペクトルを有する光変調方式を検討する。また、シミュレータにより光送受信回路の概略設計を行う。

平成 15 年度では平成 14 年度に検討した狭帯域光変調方式を中心に、偏波多重を行わずに周波数利用効率 0.6bps/Hz を達成する。具体的には、40Gbit/s 光信号 3 波以上を同一偏波方位に揃えた状態で波長間隔 0.53nm(周波数間隔 66.67GHz)以下にて波長多重し、受信側で波長分離した中央の光信号がデータ復調可能であることを示す。また、周波数利用のさらなる高効率化に適したパラメータをシミュレーション・伝送実験を通じて詳細設計する。具体的には送・受信側におかれる光合分波器・光フィルタなどの透過帯域・透過特性等を適宜設定し、各部での光信号への帯域制限配分を検討する。

4-1-1-3 高速・高安定光周波数制御

平成 14 年度では光周波数の高速切り替えが可能な光周波数シンセサイザを実現するために、DBR 型、および、外部共振器型 LD などの波長可変特性の検討を行う。また、光周波数シンセサイザの発振周波数高安定化を実現するために、LD の発振光周波数制御方式の基礎検討を行う。

平成 15 年度では光周波数の高速切り替えを可能とするため、高速・高精度な光周波数検出系と制御系の詳細設計を完了する。具体的には波長可変レーザの選定、光周波数検出系の各種パラメータの決定、光周波数制御系の制御方式と各種パラメータの決定を行う。また、原理確認のため部分試作を行い、波長整定時間が 1 msec 以下、波長可変範囲は 30nm 以上を実現する。

4-1-2研究開発課題実施計画

(金額は非公表)

研究開発項目	H14年度 第1四半期	H14年度 第2四半期	H14年度 第3四半期	H14年度 第4四半期	計	備 考
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)光ネットワークアーキテクチャ			→	→		
(2)高効率光変復調			→	→		
(3)高速・高安定光周波数制御			→	→		
間接経費						
合 計						

(金額は非公表)

研究開発項目	H15年度 第1四半期	H15年度 第2四半期	H15年度 第3四半期	H15年度 第4四半期	計	備考
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)光ネットワークアーキテクチャ	→	→	→	→		
(2)高効率光変復調	→	→	→	→		
(3)高速・高安定光周波数制御	→	→	→	→		
間接経費						
合計						

4-2 研究開発の実施内容

4-2-1 光ネットワークアーキテクチャ

平成 14 年度ではネットワーク及びその管理アーキテクチャに関して標準化動向調査を行い、現状の問題点を確認した後、全光ネットワークに対するパスの割り当て方法とその手順の検討を行った。

平成 15 年度では平成 14 年度的全光ネットワークアーキテクチャの方式設計に基づき、全光ネットワークアーキテクチャの方式設計を完了した。具体的には、ネットワークシミュレータ OPNET を用い、トラフィックパターンに基づいて光パスを設定、解除する際のネットワークの負荷とパケット廃棄率の関係を求め、廃棄率が小さくなる方式を選択するとともに、ネットワークパラメータの最適化を行う。さらに、LAN スイッチを用いて方式確認実験を行うことにより、方式確認の精度を上げた。

4-2-2 高効率光変復調

平成 14 年度では分散耐力・光周波数利用効率の高い光変復調を実現するために、コンパクトな光信号スペクトルを有する光変調方式を検討した。また、シミュレータにより光送受信回路の概略設計を行った。

平成 15 年度では平成 14 年度に検討した狭帯域光変調方式を中心に、偏波多重を行わずに周波数利用効率 0.6bps/Hz を達成した。具体的には、40Gbit/s 光信号 3 波以上を同一偏波方位に揃えた状態で波長間隔 0.53nm(周波数間隔 66.67GHz)以下にて波長多重し、受信側で波長分離した中央の光信号がデータ復調可能であることを示した。また、周波数利用のさらなる高効率化に適したパラメータをシミュレーション・伝送実験を通じて詳細設計した。具体的には送・受信側におかれる光合分波器・光フィルタなどの透過帯域・透過特性等を適宜設定し、各部での光信号への帯域制限配分を検討した。

4-2-3 高速・高安定光周波数制御

平成 14 年度では光周波数の高速切り替えが可能な光周波数シンセサイザを実現するために、DBR 型、および、外部共振器型 LD などの波長可変特性の検討を行った。また、光周波数シンセサイザの発振周波数高安定化を実現するために、LD の発振光周波数制御方式の基礎検討を行った。

平成 15 年度では光周波数の高速切り替えを可能とするため、高速・高精度な光周波数検出系と制御系の詳細設計を完了した。具体的には波長可変レーザの選定、光周波数検出系の各種パラメータの決定、光周波数制御系の制御方式と各種パラメータの決定を行った。また、原理確認のため部分試作を行い、波長整定時間が 1 msec 以下、波長可変範囲は 30nm 以上を実現した。

5 研究開発実施状況（平成 15 年度）

5-1 光ネットワークアーキテクチャの研究開発

5-1-1 研究開発の概要

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活用し、変動するトラフィック需要を満たすことができるダイナミックなネットワークが要求されてくる。また、LAN、SAN (Storage Area Network)、場合によっては放送局内非圧縮映像シリアル信号である SDI (Serial Digital Signal) 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。

IP ネットワークは、下位レイヤがコネクションレスであり、パケットが通過する伝送路容量やスイッチ容量がトラフィックに比して十分大きい場合には、トラフィック変動を吸収し、柔軟なネットワークを実現することができる。しかし、トラフィック変動が大きくなってきた場合には、パケットがメモリでバッファされることによるパケット遅延、あるいはパケット損失による TCP レイヤにおける再送処理などにより、ネットワーク性能が急激に劣化する問題がある。トラフィックが大きく変動するネットワークにおいては、パケットの経路をネットワーク管理者が手動で変更するなどの対応が行われる。しかし、経路変更のみでは、トラフィック変動を十分吸収することが不可能であり、伝送路容量を自動的に再配分できる光ネットワークへのニーズが出ている。

ダイナミックに変動するトラフィックを効率的に吸収し、データ転送する目的のために、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 [1]。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 で標準化が進められている。

しかしながら、ノードで波長を変換しない全光ネットワークについては、ダイナミックな光パス設定方式に関する検討が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。

提案する全光ネットワーク[2][3][4][5]は、途中ノードで、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できれば、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。

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 ポート以外にデフォルト状態で通信できるポートを持つ。このポートは、光ファイバによりコア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エッジ装置の数だけある場合には、光トランシーバの波長を固定し、フルメッシュパスを構成できる。しかし、あらたにノードを追加や削除する毎に、全ノードを再設定する必要があり、スケーラビリティが問題となる。また、ノード数に比例してトランシーバ数が必要になり、ノードコストが増加し非現実的である。さらに、エッジノード間の光パスの容量は、光パス 1 本分と決まっており、エッジ装置に外部から流入する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。

エッジノードにおける Add/Drop 光トランシーバの数を限定し、トラフィックに応じて光パスの端点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。光パスは、その波長が同一であると衝突してしまう。したがって、光パスの設定の際に、光トランシーバの光周波数を変化させる。また、同一の光パスに長時間トラフィックを流すと、他のトラフィックに影響を与えるため、強制的に光パスを解放する必要がある。この光パスの解放は、特定の経過時間で解放する方法と、光パスに流れるトラフィック量が他のトラフィックニーズより減少したことを検出して解放する方法などが考えられる。

昨年度実施した全光ネットワークアーキテクチャの基本検討に基づき、全光ネットワークアーキテクチャの方式設計を行った。具体的には、ネットワークシミュレータ OPNET を用いて、提案する全光ネットワークのネットワークシミュレータを試作した。試作したシミュレータを用いてネットワーク負荷とパケット廃棄率の関係を求めた。

5-1-2 提案するネットワークアーキテクチャ

5-1-2-1 ネットワーク構成とアーキテクチャ

図 5-1-2-1 に、全光ネットワークの概要を説明する概念図を示す。ノード装置は、エッジ機能とコア機能の両方の機能を持つこととし、ネットワークを構成するノード装置はすべて同じ機能を持つものとした。また、集中的な制御を行わず、ノードが自律的に、光パスの設定および解放を行うようにした。図 5-1-2-1 に示すように、ノードは、光信号の分岐挿入と通過する光信号の入出力ポートを切替える OADM (Optical Add Drop Multiplexer) 部と、LSR (Label Switch Router) 部で構成される。LSR とは、通常の IP (Internet Protocol) ルータ機能に加え、MPLS (Multi-Protocol Label Switch) 機能を持つルータである。

本ネットワークは、ラベルスイッチルータ間を、デフォルト波長（L0）によりホップバイホップで接続した MPLS ネットワークを基本と考える。MPLS ネットワークは、IP パケットを、LSP（Label Switch Path）と称するトンネルの中を通して、転送するネットワークである。LSP がどのノードを通っているのかが分かるので、トラフィック管理が容易であるという特徴を有している。提案するネットワークでは、各 LSR において、LSP 単位にトラフィックを測定し、既定値を超えた LSP について、LSP に沿うように光パスを設定する。設定した光パスの中に、該当する LSP を移すことにより、ネットワークの輻輳を回避する。特定の時間が経過するか、あるいは、光パスに移した LSP のトラフィックが無くなった時点で、光パスを解放する。

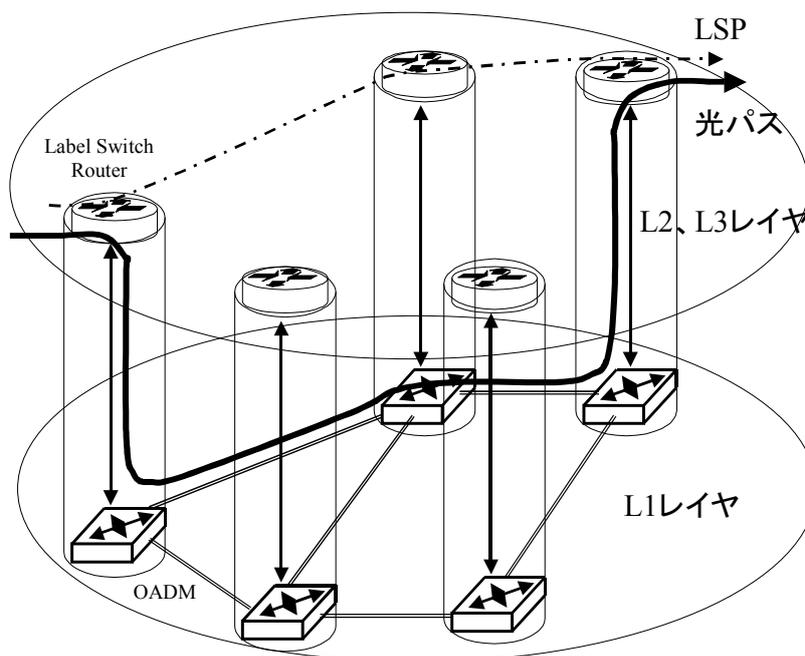


図 5-1-2-1 全光ネットワークの概念図

前述のように、MPLS ネットワークは、LSP を管理できることが特徴であった。したがって、集中制御により、トラフィックのパターンを収集し、輻輳状態にならない様に、LSP の経路を強制的に決めることが可能である。これを TE (Traffic Engineering) と称する。提案するネットワークでは、なるべく集中制御を行わないという考え方にに基づき、LSP の経路を強制的に決めず、ダイナミックルーティングプロトコルをベースに経路を決めることとした。

具体的には、図 5-1-2-2 に従うフローにしたがって、IP パケット転送する。ノード間の接続状況、すなわち物理トポロジが決まると、デフォルト波長を用いて LSR 間の通信が可能となる。LSR 間のホップバイホップの通信によりルーティングプロトコル OSPF (Open Shortest Path First) を動作させ、LSR 内部のフォワーディングテーブルを作成する。また、フォワーディングテーブルを元にして、LSP をフルメッシュに設定をする。LSP の設定には、LSP の始点ノードから終点ノードに向けてラベル割り当て要求を出し、下流から上流に向けてラベル割り当て通知を行う MPLS シグナリングプロトコルを用いる。MPLS シグナリングプロトコルにより、LSR 間にフルメッシュの LSP を設定できる。通常は、この

論理フルメッシュパスを用いて LSR 間の通信を行う。LSR では、LSP 単位に、バッファメモリを準備する。バッファメモリを常時監視し、特定の値を超えた時に、LSP の始点に向けて光パス設定要求を行う。光パス設定要求を受けたノードは、LSP の終点に向けて光パス要求を出し、下流から上流に向けて光パス割り当て通知を行う。光パスのシグナリングと同時に、光パスの中に新たに LSP を設定する。デフォルトパス上の LSP を流れていたトラフィックを、光パス上の LSP に移す。光パスは、途中ノードを光にそのまま通過する。また、その光パスの中を通す LSP の数を制限することにより、この LSP の中を、トラフィックは輻輳なく通過する。結局、ダイナミックに変化するトラフィックに応じて、光パスを設定することができることになる。

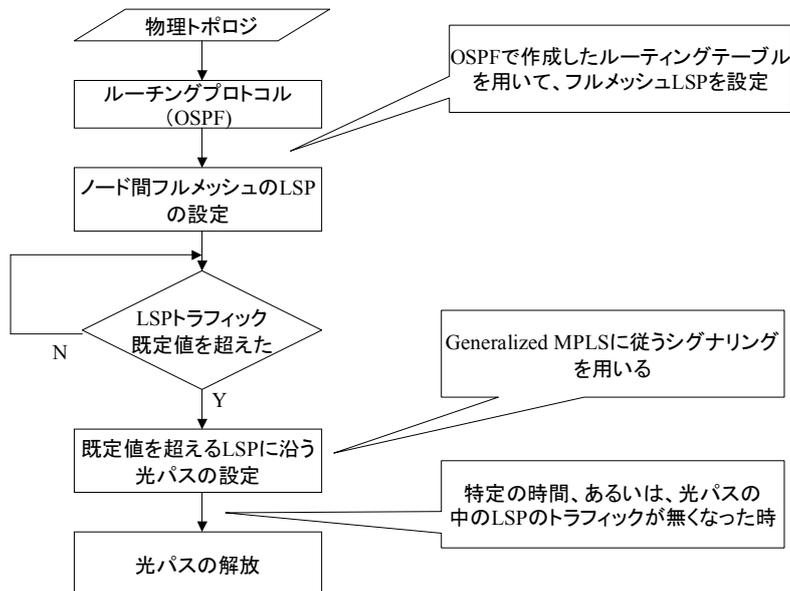


図 5-1-2-2 提案するネットワークの IP パケット転送フロー

5-1-2-2 ノードの構成

提案するネットワークのノードの構成を図 5-1-2-3 に示す。LSR は、エッジ機能を持ち、ユーザの IP パケットをラベルでカプセル化し、ラベルドパケットとして、デフォルトパスあるいは光パス上を転送する。ネットワーク側には、デフォルトパスと光パスでデータをやり取りするためのランシーバが、それぞれ、k 個と m 個存在する。デフォルトパスでデータをやり取りするランシーバは、波長ゼロとし、WDM-MUX/DMUX を介して、入出力インタフェースと接続している。光パスでデータをやり取りするためのランシーバ m 個は、光スイッチと WDM-MUX/DMUX の両者を介して、入出力インタフェースと接続している。

デフォルトパスは、通常の LSR のノード間接続と同じであり、通常は、このパスを介してユーザのラベルドパケットが転送される。また、同時に、LSR 内部の制御用パケットも転送される。制御用パケットとは、ダイナミックルーティン

グ、LSP シグナリング、光パスシグナリングを行うためのパケットである。

光パス用トランシーバは、波長を変化できる。この光トランシーバ送信側の次に接続されている WDM-DMUX により光スイッチを選択し、光スイッチにより出力インタフェースを切り替える仕組みとなっている。光トランシーバの設定波長と光スイッチとにより、接続先ノードを選択できるようになっている。本ノードを通過する光信号に関しては、光のまま、インタフェースだけを光スイッチで切り替える。波長は変化しない。

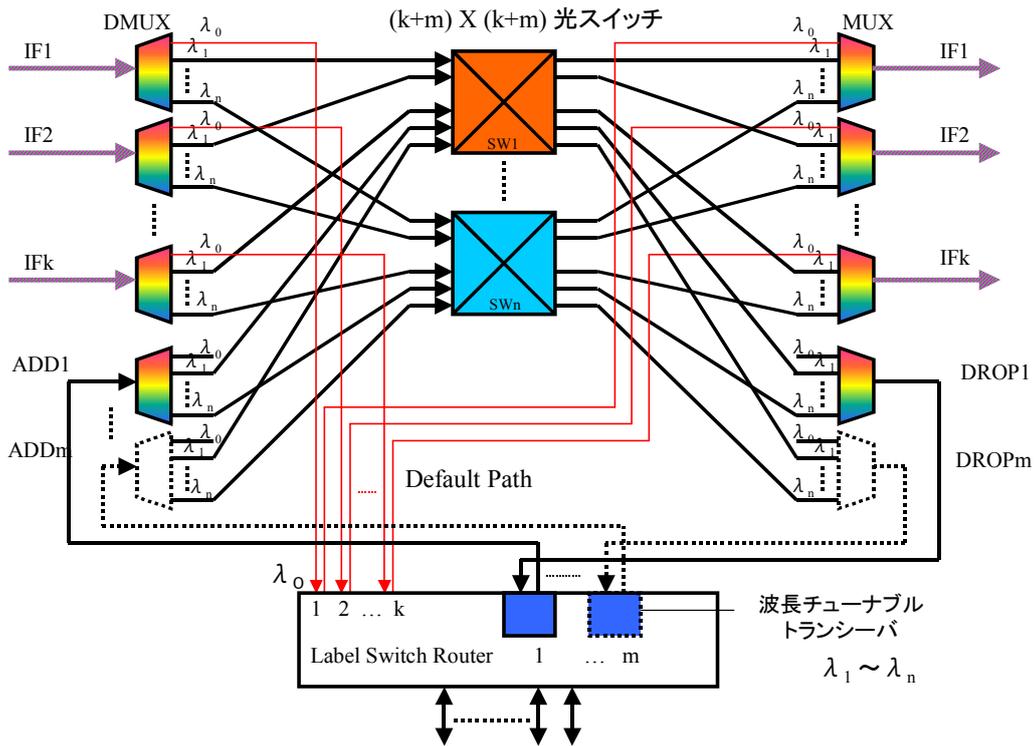


図 5-1-2-3 ネットワークノードの構成

光パス用光トランシーバの数は、 m 個とした。 m の値は、 $1 \leq m \leq k$ である。光トランシーバ数が多いと、ノードコストが上がるが、光パスの設定自由度があがり、トラフィックの変動に対する適応性が高くなる。光トランシーバ数をいくつまで減らすことができるかが、重要な設計パラメータとなる。

5-1-3 提案した全光ネットワークのシミュレータ構成

シミュレータ上のノードの機能ブロック図を図 5-1-3-1 に示す。

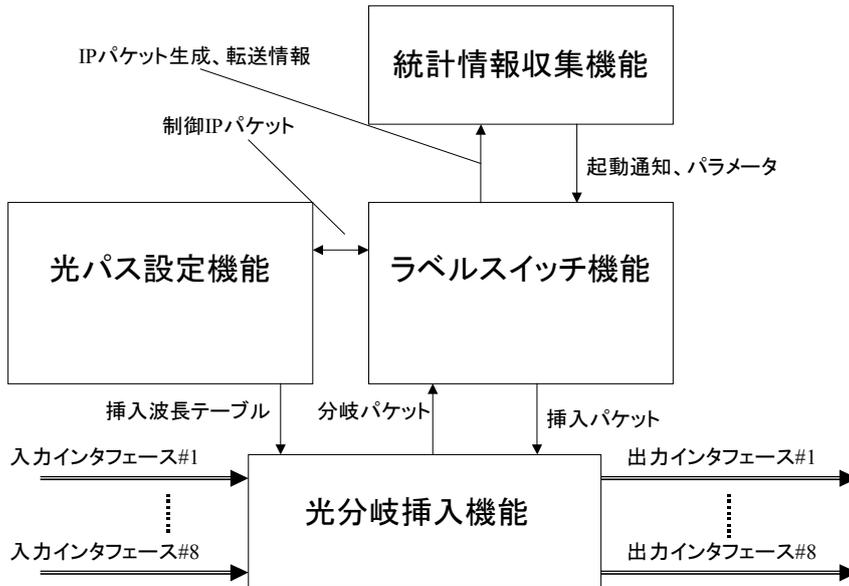


図 5-1-3-1 ノードの機能ブロック図

各ノードは、大まかには、MPLS のラベルスイッチ機能、ネットワークの構成と波長を管理する光パス設定機能、光パス、ラベルスイッチパス(LSP)でパケットを送受する光分岐挿入機能および、解析用データを収集する統計情報収集機能からなる。

ラベルスイッチ機能部では、IP パケットに付加された MPLS ラベルに応じて、ラベルテーブルを参照してフォワーディング先を決める。IP パケットの生成は本機能部で行い、生成した IP パケットにラベルを付加してラベルドパケットを生成する。ノードで終端するラベルドパケットは、本機能部でパケット数を数えてから消滅させる。ラベルスイッチを出たラベルドパケットは、LSP 単位のバッファキューに書き込んだ。バッファキューに蓄積したラベルドパケットの量により、トラフィックを測定する。

光分岐挿入機能部では、挿入波長テーブルに従い、バッファキューから読み出した MPLS ラベルドパケットに、データ長ゼロで波長属性と出力インタフェース属性を付加する。この操作により光パスを模擬した。具体的には、可変波長トランシーバの波長と光スイッチのインタフェースを模擬したことになる。本機能部に隣接ノードから入力するパケットは、波長テーブルに従い、出力インタフェース属性を書き直してそのまま出力するパケットと、分岐してラベルスイッチ部に入力するパケットとに分けられる。

光パス設定機能部は、本シミュレータの中核的機能を持つ。本機能部は、IP レイヤ、MPLS レイヤ、GMPLS レイヤで使用する制御パケットを生成するとともに、隣接ノードと制御通信を行い、種々の制御テーブルを作成する。IP レイヤでは、ダイナミックルーティングとして OPNET 既存の OSPF を使用した。これにより、画面上でノードを自由に設置し、ノード間を接続することが出来る。OSPF パケットは、制御用 IP パケットとして、デフォルトラベルとデフォルト波長により、ノードをホップバイホップして転送される。

GMPLS レイヤで用いる制御パケットとしては、光パス設定要求パケット、波長要求パケット、波長割当パケット、波長解放要求パケットを定義した。何れも、他と同様、デフォルトラベルとデフォルト波長により、ノード間を転送される。ここでの制御パケットは、波長テーブル、波長挿入テーブルを作成するために用いられる。

統計情報収集機能部では、シミュレーション後に、転送されたパケットの遅延やパケット総数などの統計量を求めることが出来るようにした。

光パス設定動作は以下のようである。バッファ蓄積量が既定値を超えたとき、上述した光パス設定機能部より光パス設定要求パケットをインGRESノードに向けて転送する。要求を受けたインGRESノードは、LSP のインGRESノードに向けて波長要求パケットを出す。このとき、インGRESノードでは、使用していない複数のサジェスチョン波長を波長要求パケットに入れて、下流に通知する。下流の途中ノードでは、上流からのサジェスチョンラベルから使用中波長を取り除いた上で、さらに下流に通知することを行う。インGRESノードにおいては、受け取った波長要求パケット内のサジェスチョン波長から、波長を選択し、下流から上流に向けて波長割当パケットを出力する。波長割当パケットを受け取った途中ノードでは、波長テーブルを作成する。また、インGRESノードでは、挿入波長テーブルに、指示された波長を記載する。設定された光パスは、パラメータで定めた時間に応じて、インGRESノードから波長解放要求パケットを出力する。

トラフィックが規定値を越えた LSP に関して、光パスが設定されるまでの間に、LSP 上のノードから連続的に光パス設定要求パケットがインGRESノードに転送される可能性がある。これにより、光パスを複数張ることを防ぐ目的で、波長要求無効タイマを導入した。また、波長割当パケットがインGRESノードに到着した時点で、ラベルテーブルを書き換えると、光パス上のパケットが、デフォルトパス上のパケットを追い越してしまう可能性がある。それを避けるために、ラベルテーブル更新待機時間を設けた。波長要求無効タイマとラベルテーブル更新待機時間は、シミュレーション初期パラメータで設定可能とした。

ノードの入出力ポート数は 8 ポート、分岐挿入数を最大 8 までとした。すなわち、波長可変トランシーバ数は、最大 8 まで可能とした。波長可変トランシーバの波長可変幅は 70 波長とし、その内 1 チャンネルをデフォルト接続及び制御用波長とした。

5-1-4 シミュレータ動作確認

まず、シミュレータの動作を確認した。

5-1-4-1 評価環境

OPNET のバージョンは以下のようであった。

Product	:	Modeler
Core Software	:	9.1.A PL1
Model Library	:	9.1.A (20-Feb-2003)

5-1-4-2 動作確認試験

光パス設定動作の確認を行った。

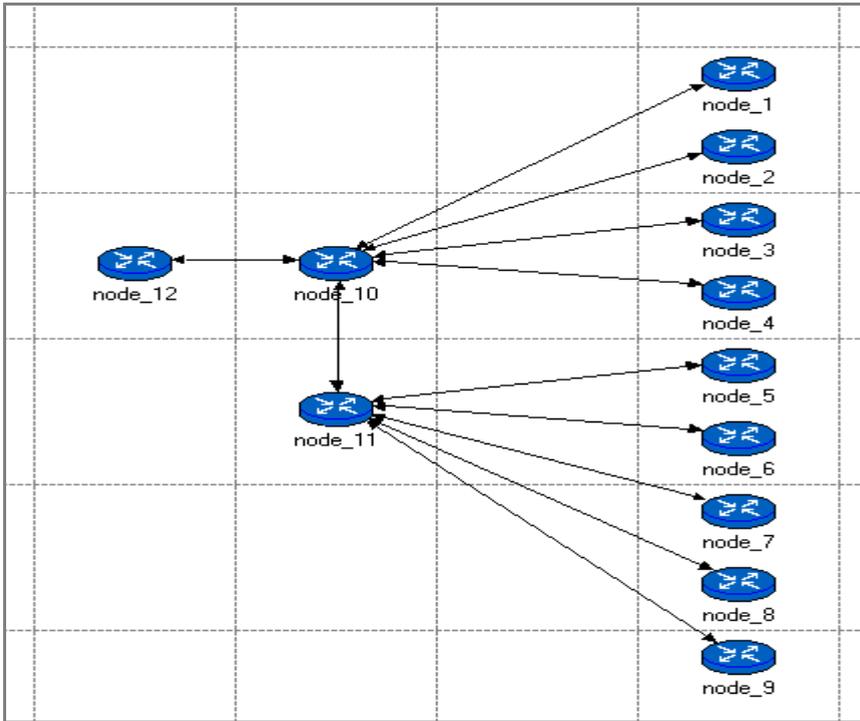


図 5-1-4-1 試験用シナリオ : 2_2_A、2_2_B

表 5-1-4-1 シミュレーション属性 (2_2_A、2_2_B 共通)

属性名	設定値
PXC traffic limit High	800 (単位 : bits)
PXC traffic limit Low	800 (単位 : bits)
WP Active Time(sec)	1.0
WP Wait Time(sec)	0.01
WReq Wait Time(sec)	0.1

表 5-1-4-2 ノード属性 (2_2_A、2_2_B 共通)

属性名	設定値
subnet.*.Propagation Speed <propagation_speed>	infinity

表 5-1-4-3 ノード属性 (2_2_A のみ)

属性名	設定値		
subnet.node_12.Source.Special Traffic	Node Number	Send Interval	Packet length(bytes)
	1	constant (0.01)	constant (125)
	2	constant (0.01)	constant (125)

	3	constant (0.01)	constant (125)
	4	constant (0.01)	constant (125)
	5	constant (0.01)	constant (125)
	6	constant (0.01)	constant (125)
	7	constant (0.01)	constant (125)
	8	constant (0.01)	constant (125)

表 5-1-4-4 ノード属性 (2_2_Bのみ)

属性名	設定値		
subnet.node_12.Source.Special Traffic	Node Number	Send Interval	Packet length(bytes)
	1	constant (0.01)	constant (125)
	2	constant (0.01)	constant (125)
	3	constant (0.01)	constant (125)
	4	constant (0.01)	constant (125)
	5	constant (0.01)	constant (125)
	6	constant (0.01)	constant (125)
	7	constant (0.01)	constant (125)
	8	constant (0.01)	constant (125)
	9	constant (0.01)	constant (125)

○ 確認方法

① シナリオ (2_2_A)

- ・シミュレーション属性を光パス設定要求の発生しやすいパラメータとした。
- ・node_12 は、8 個所の宛先を指定した。
- ・node12 を始点とする 8 パスの波長要求が発生し、8 波長の光パスが設定されることを確認した。

② シナリオ (2_2_B)

- ・シミュレーション属性を光パス設定要求の発生しやすいパラメータとする。
- ・node_12 は、9 個所の宛先を指定した。
- ・node_12 を始点とする 9 パスの波長要求が発生し、8 波長の光パスが設定され、

9 番目の要求は警告メッセージが表示されて光パスが設定されないことを確認した。

○試験結果

シナリオ 2_2A

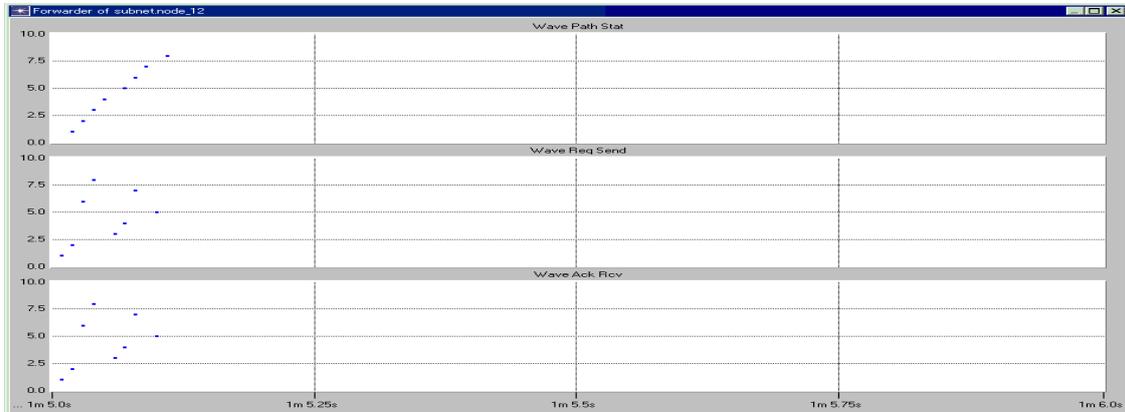


図 5-1-4-2 シナリオ (2_2_A) 試験結果

- ①node_12 の「Forwarder.Wave Path Stat」に出力されている値は「1~8」である。
- ②node_12 の「Forwarder.Wave Req Send」に出力されている値は「8 個」ある。
- ③node_12 の「Forwarder.Wave Ack Rcv」に出力されている値は「8 個」ある。
- ④node_12 の「Forwarder.Wave Rel Send」に値は出力されていない。
- ⑤シミュレーション実行時の「Messages」に「Warning !! ADD IF full !!」は出力されていない。

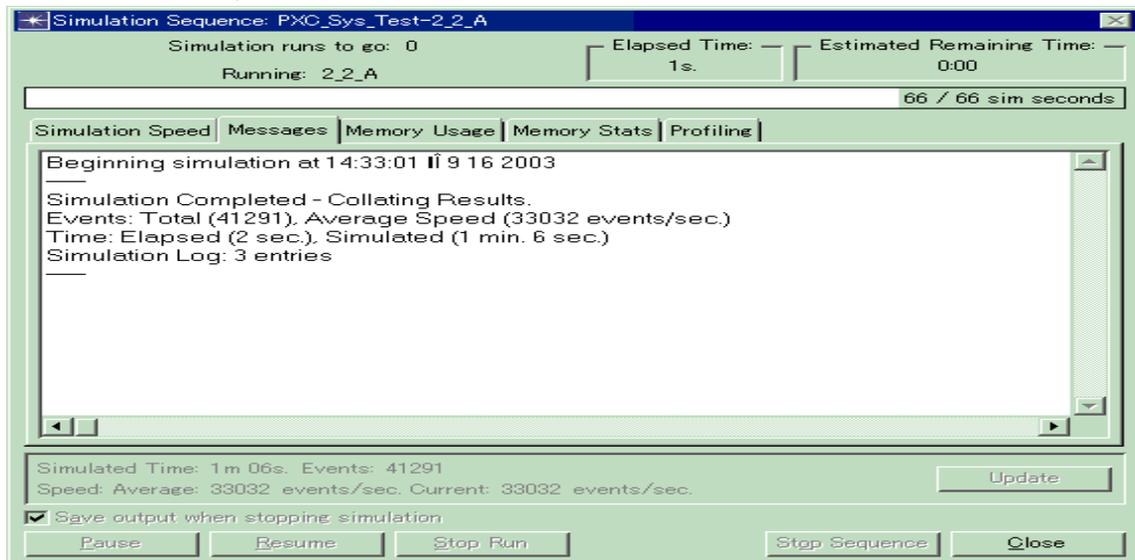


図 5-1-4-3 シナリオ (2_2_A) シミュレーション実行時の「Messages」

シナリオ 2_2B

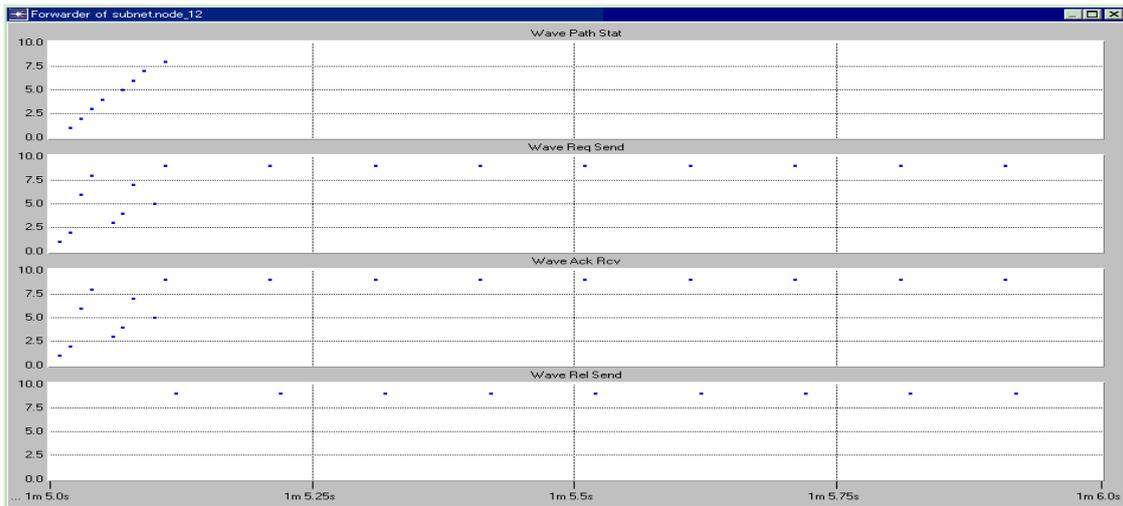


図 5-1-4-4 シナリオ (2_2_B) 試験結果

- ⑥node_12 の「Forwarder.Wave Path Stat」に出力されている値は「1～8」である。
- ⑦node_12 の「Forwarder.Wave Req Send」に出力されている値は「9個」以上ある。
- ⑧node_12 の「Forwarder.Wave Ack Rcv」に出力されている値は「9個」以上ある。
- ⑨node_12 の「Forwarder.Wave Rel Send」に「Forwarder.Wave Path Stat」が「8個」になった後から出力されている値がある。
- ⑩シミュレーション実行時の「Messages」に「Warning !! ADD IF full !!」が出力されている。

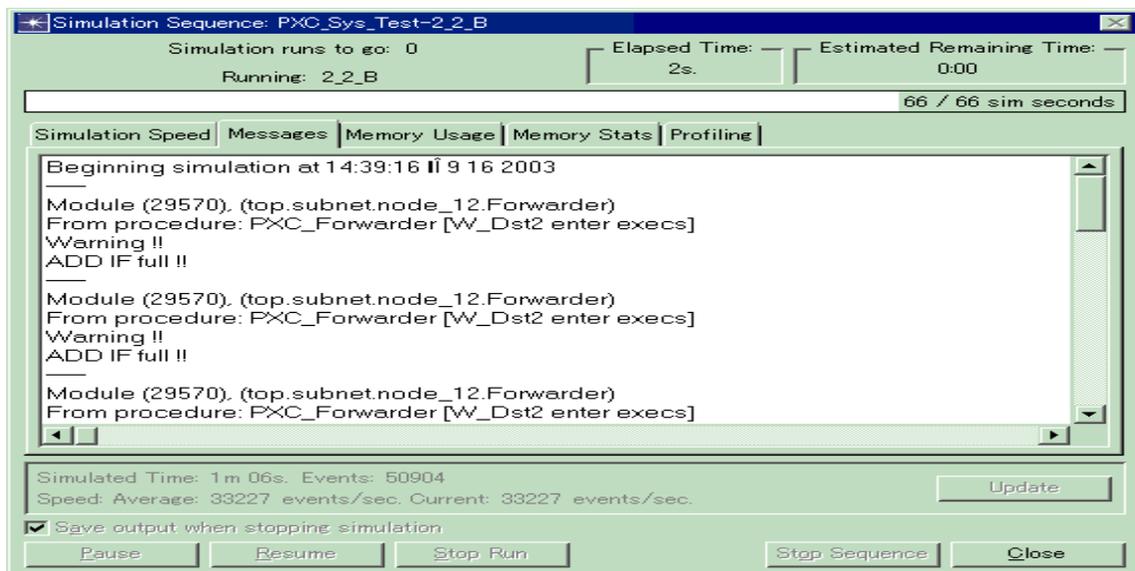


図 5-1-4-5 シナリオ (2_2_B) シミュレーション実行時の「Messages」

以上より、バッファ蓄積量に対応して光パス設定要求が出され、波長要求シグナリングが開始されていることが判る。また、1ノードが8つの光トランシーバしか持たないため、9つ目の光パス設定要求は拒否されていることがわかる。

5-1-5 遅延特性評価

図 5-1-5-1 に遅延時間のシミュレーションを行ったネットワークの構成を示す。本ネットワークが実際に運用された場合に近い状況を想定するために、米国 NSFnet の構成[6]を使用した。ノード数は 14 である。

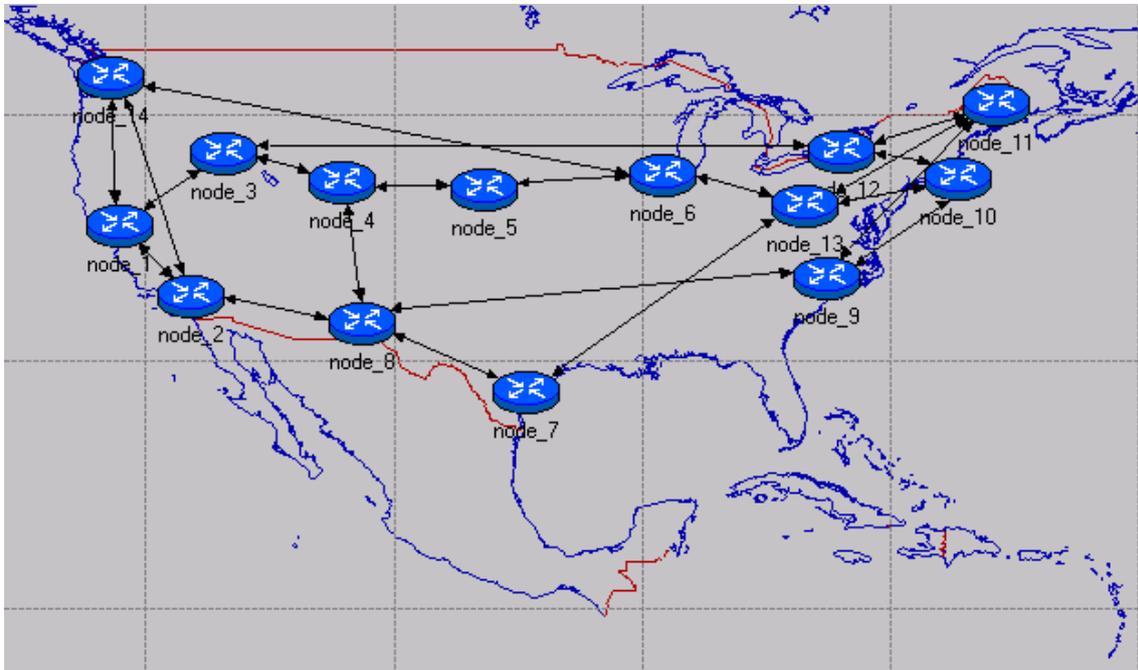


図 5-1-5-1 NSFnet の構成

シミュレーションパラメータは以下のようなものである。

○リンク部

伝播速度 infinity(伝播遅延 0)

ビットレート 1Gbps

○ノード部

Traffic limit high 20000(bit)

Traffic limit low 20000(bit)

WP wait time 0.01 (sec)

WReq wait time 0.1 (sec)

Que bit capacity 250,000,000

パケット長 constant 2000 (byte)

ビットレート 40Gbps

Packet interval uniform(0, t)

ビットレートはリンク部で決まり、事実上 1Gbps のネットワークとなる。パケットインターバルの t と、各ノードに備えられる光トランシーバ数、光パス生存時間を主なパラメータとしてシミュレーションを行った。なお、シミュレーション時間は基本的には 2 秒であるが、光パス生存時間が 1 秒を超える場合は、その 2 倍の時間とした。光パスの解放は、時間のみで行いトラフィックによる解放は今回シミュレーションしなかった。

遅延時間のうち、光ファイバ伝送時間、LSRでのパケット読み込み/書き出しにかかる時間は無視し、バッファに滞留している時間のみをカウントした。具体的には、各ノード対の遅延時間は、これらの項目によってゲタをはいたような形になるので、ゲタを削除して、ゲタより大きい部分のばらつきのみをカウントし、全ノード対について平均化した。

図 5-1-5-2 はノードの波長可変トランシーバ数に対するネットワーク内、全パケットの平均遅延時間変動である。少ないトラフィックでは、光パスが張られる機会が少ないため、トランシーバ数に対する依存も小さい。トラフィックが多くなると、トランシーバ数に対する依存が顕著となる。トランシーバ数 4 以上において、トランシーバ数を増加しても遅延が大きく減少しないことが判った。それぞれのトラフィック量のカーブはフロアを持つと考えられる。フロアを決定する要因としては、①バッファに蓄積されるパケットが 20kB に満たないために、光パス設定要求が出力されない時間が一定の割合で存在すること、②インGRESSノードが波長割当てパケットを受け取ってから、光パスを張るまでに掛かる時間(ラベルテーブル更新待機時間)、の 2 つが挙げられる。

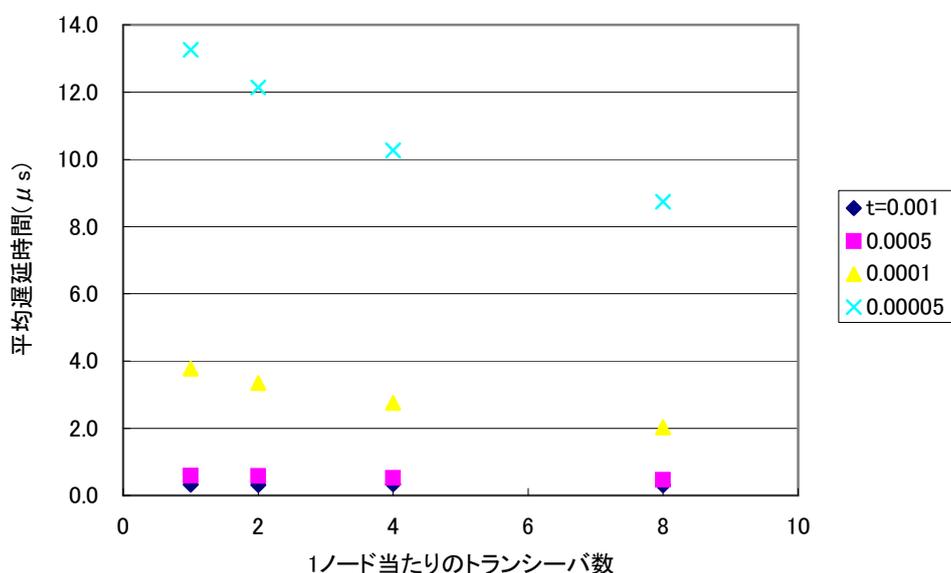


図 5-1-5-2 遅延時間トランシーバ依存性

これらの要因は、光パス生存時間に依存して変化すると考えられる。図 5-1-5-3 に $t=0.0001$ (sec) の場合に、光パス生存時間を変化させた場合のパケットの平均遅延時間を示す。光トランシーバ数をパラメータとした。光パス生存時間が長くなると平均遅延時間が減少することが判る。これは、上記①、②の割合が全時間に対して減少するためである。光トランシーバ数が少ない場合には、光パス生存時間に対する減少の割合が小さくなっている。これは、光パス設定要求に対して十分な数の光トランシーバがなく、遅延時間は主に、全 LSP の合計時間に対する光パスが張られている時間の割合で決定されているためと考えられる。

公平性を保つためには、光パス生存時間は短い方が望ましく、図 5-1-5-3 より、各々の光トランシーバ数のカーブにおいて、フロアを示し始める程度の光パス生存時間が最適であることが判る。

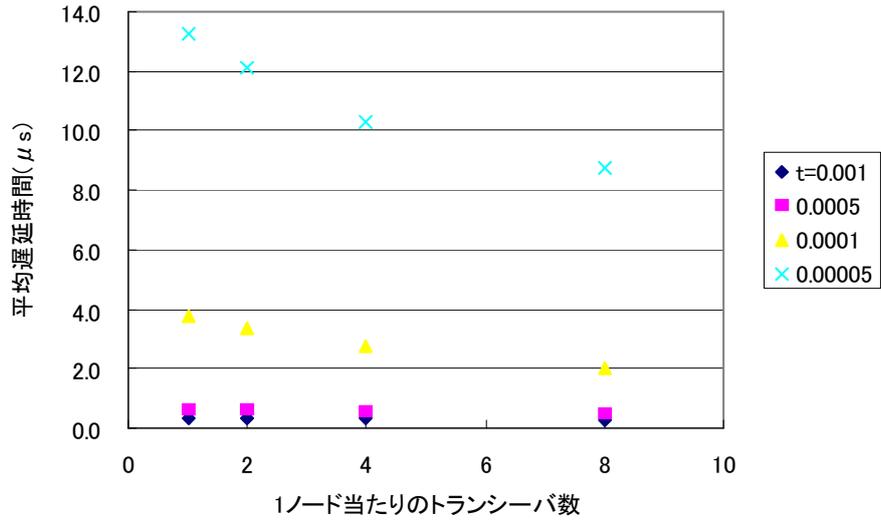


図 5-1-5-3 パケット遅延時間の光パス生存時間依存特性

5-1-6 光ネットワークアーキテクチャまとめ

平成14年度の成果である全光ネットワークアーキテクチャの基本検討に基づいて、全光ネットワークアーキテクチャのネットワークシミュレータソフトウェアをコーディングし、結合および総合試験を行い、ベースとなるシミュレーションソフトウェア **OPNET** 上で正常に動作することを確認した。本シミュレーションソフトウェアを用いることにより、光パスの設定から解放までの時間とパケット遅延時間の関係や、ノードのトランシーバ数とパケット遅延時間の関係など、提案するネットワークの詳細な設計を行う事が可能となった。

また、トランシーバ数を限定したネットワークの **OPNET** シミュレータの動作を確認し、ネットワークの基本的特性のうち、遅延特性に関してシミュレーションを行った。各基本的な動作(経路選択、データ到達性、パラメータ数値の境界値等)が正しく動作していることが確認された。

遅延特性に関しては、バッファ滞留時間のみをカウントしたが、光パスを必要に応じて張るという特性に起因して、4~8 程度のトランシーバ数で遅延時間が飽和する現象が見られ、トランシーバ数が限定されていても、遅延性能が確保できることが確認された。

さらに、平成15年度後半では、「パス設定状態の追加」、「ADD インタフェース予約機能の追加」の機能改善を行った。これにより光パス設定・開放処理の途中で発生するイベントに対してパフォーマンスの改善が図れた。また、「光パス ID 機能」、「トラフィック減少による光パス開放機能」の新規機能を追加した。「光パス ID 機能」の追加により将来のシミュレーションモジュールの機能拡張性を持たせた。「トラフィック減少による光パス開放機能」の追加により、「一定時間経過による光パス開放」との優位性比較を行うことが可能となる。

5-2 高効率光変復調方式の研究開発

5-2-1 研究開発の概要

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、直交偏光多重を利用せずに光周波数利用効率が 0.8bit/s/Hz 以上（ビットレート 40Gbit/s、波長多重間隔 50GHz 以下）の波長多重を伝送実験・シミュレーションにより試みる。光変調器出力において、反転 RZ 光信号の主要帯域はビットレート周波数の 2 倍程度であるが、光フィルタによる帯域抑圧によって、主要帯域をビットレート周波数以下に抑圧可能である。このような特徴から、以下の条件にて帯域利用効率の高い波長多重・分離が可能であるかを検証することにした。

- ・ 波長多重前に帯域抑圧を施さず、かつ、全光信号の偏光方位を同一とした状態で、0.8bit/s/Hz の波長多重する。受信側で狭帯域光フィルタによりチャンネル選択を行い、受信信号の誤り率特性を評価する。(5-2-2)
- ・ 波長多重前に帯域抑圧を施し、かつ、全光信号の偏光方位を同一とした状態で、1.0bit/s/Hz を超える光周波数利用効率による波長多重伝送の可能性を実験・シミュレーションにより確認する。(5-2-3)

これらの検討項目を明らかにすることにより、反転 RZ 変調方式の高効率伝送への有効性を示す。

5-2-2 帯域制限を施さない 32 波 40Gbit/s 反転 RZ 信号による帯域利用効率 80%の波長多重伝送実験

図 5-2-1 に示す実験系では、50 GHz 間隔の DFB レーザ光 32 波を 32×1 AWG により合波し、偏光子 (Pol) と偏波コントローラ (PC) により 32 波 CW 光と Push-pull 型 LN 変調器 (MOD) の偏光方位に合わせた後、39.813 Gb/s (PRBS: $2^{23}-1$) の差動 NRZ 信号対により反転 RZ 光変調を 32 波に一括して施した。送信側では光インターリーバ等による光帯域抑圧を一切施していない。32 波 WDM 信号は EDFA、SMF (50 km)、DCF から成る中継段を 4 段通過する。その後、1×8ch の AWG (50 GHz 間隔、FSR 400 GHz) により 8 つのポートに振り分けられ、各ポートから可変波長フィルタにより 1 波を抜き出す構成とした。なお、中継区間の 1～3 段目までは完全分散補償を施し、4 段目においておよそ +50 ps/nm の分散を与えた。また、各段での SMF への入力光強度はおよそ -1.7 dBm/ch とした。

図 5-2-2 に 200 km 伝送後の 32 波 WDM 光スペクトル (左) と 1×8 AWG の 4 番目ポート出力での光スペクトル (右) を示す。また、可変波長フィルタで選択した最も長波長側の信号の光スペクトルと受信波形を図 5-2-3 の左右に示す。AWG と可変波長フィルタで合成された -3dB 透過帯域幅はおよそ 30 GHz であることから、帯域抑圧によって反転 RZ から NRZ 型の光信号波形となるが、マーク・スペースが識別可能であり、全チャンネルでエラーフリー受

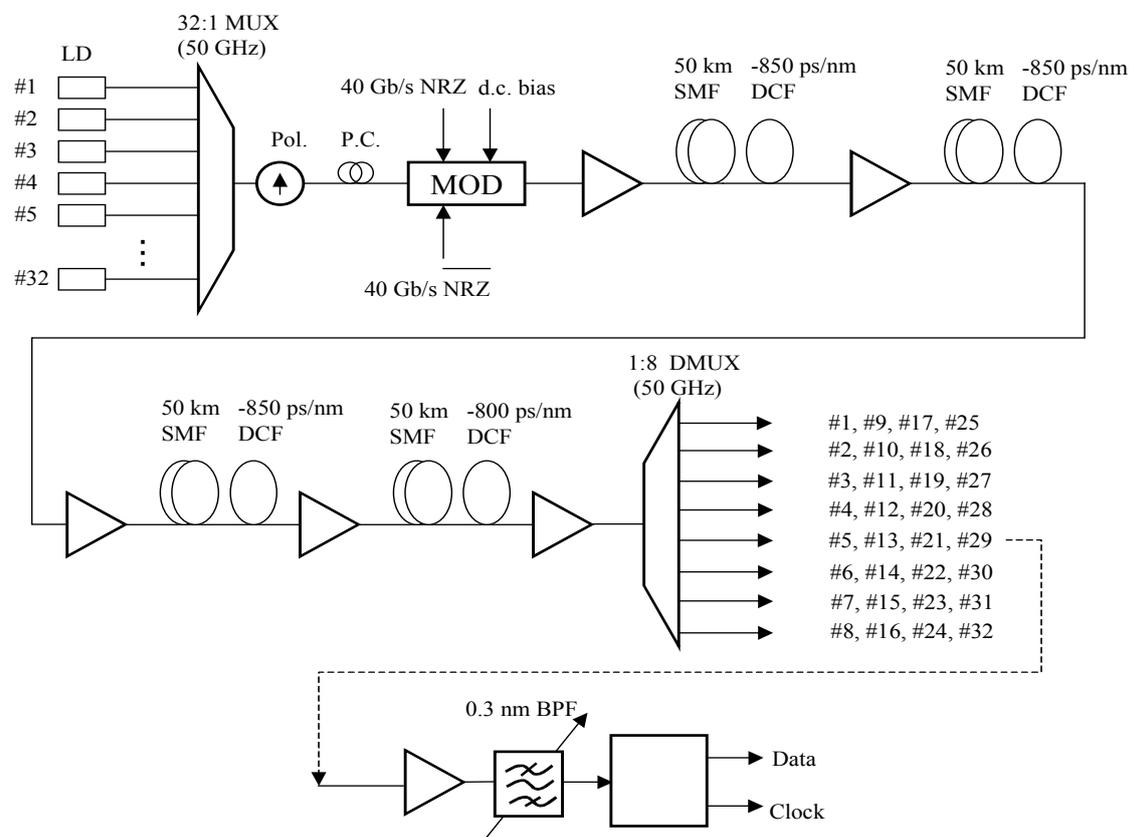


図 5 - 2 - 1 0.8bit/s/Hz 波長多重実験系

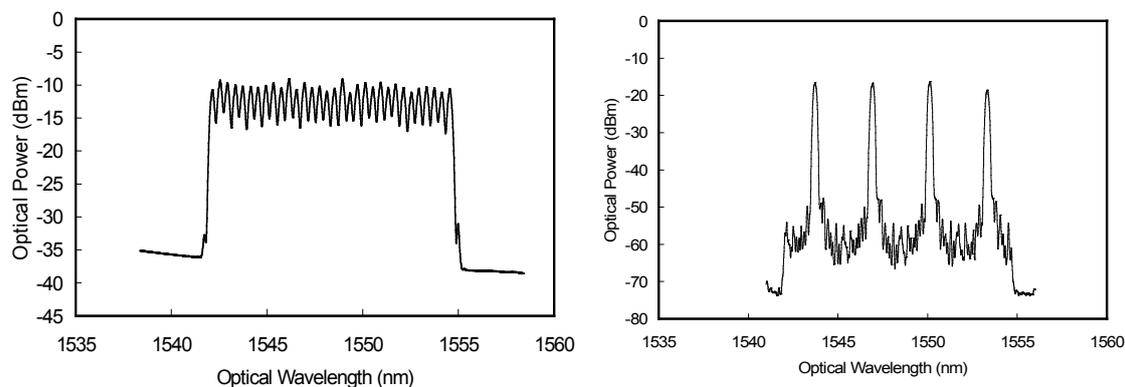


図 5-2-2 0.8bit/s/Hz の 32 波 WDM 信号スペクトル (左側) と 1×8AWG に より波長分離された 8 波 WDM 信号 (右側)

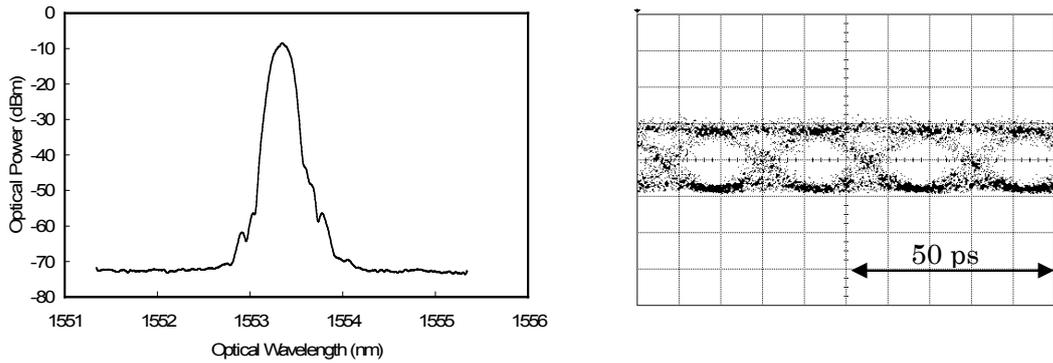


図 5-2-3 可変フィルタ出力の光スペクトル (左) と波形 (右)

信を確認した。Back-to-back (□ : 単一チャンネル、○ : 32 波 WDM) と 200km 伝送 (● : 32 波 WDM) の場合について、誤り率が 10^{-9} となる受信感度を測定した (図 5-2-4)。ただし、Ch #1 の単一チャンネル時の受信感度を基準とした。隣接チャンネル間クロストークによる受信感度劣化 (チャンネル毎の □ と ○ の差) は 1.5dB 以下であった。各チャンネルの受信感度ばらつき (最大 2.5 dB) は、各レーザの光周波数の設定誤差や 1×8 AWG の各ポートでの波長透過特性の差異等が原因と考えられる。

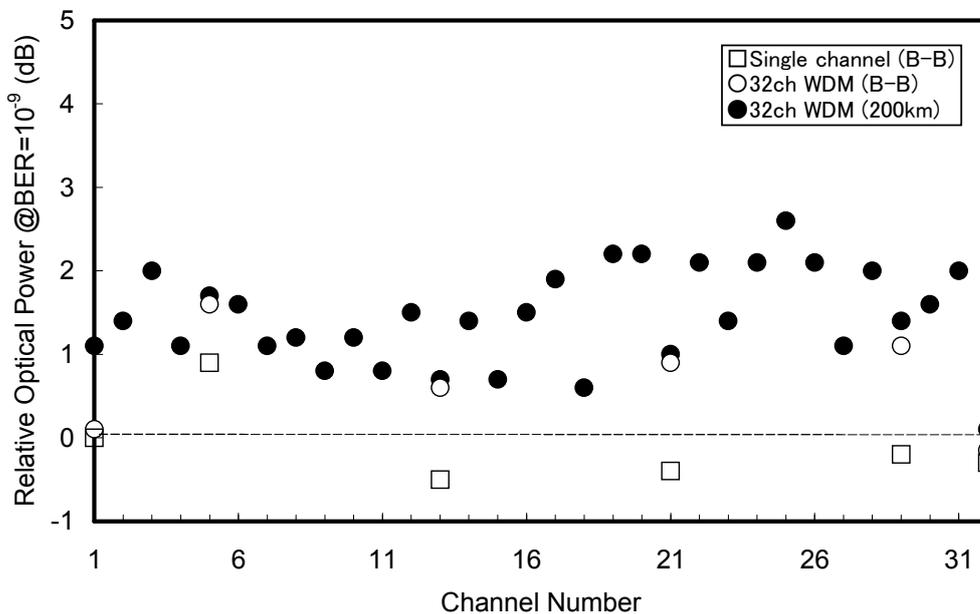


図 5-2-4 チャンネル間の受信感度比較

5-2-3 40Gbit/s 反転 R Z 光信号に帯域制限を施した帯域利用効率 1.0bit/s/Hz 超の波長多重伝送のシミュレーションと実験

波長多重前に光フィルタによる帯域抑圧を施さない場合は、0.8bit/s/Hz が周

波数利用効率のほぼ限界と考えられる。一方、反転 RZ 光信号に帯域制限を施した (pre-filtering した) 後波長多重すれば、更なる帯域利用効率の向上が見込まれる。そこで、図 5-2-5 に示す 4ch 信号の波長多重・分離の B-B 伝送モデルに対し波形シミュレーションを行った。チャンネルあたりのビットレートを 43Gbit/s、チャンネル周波数間隔を 37.5GHz (ITU グリッドの最小間隔 12.5GHz の 3 倍) とし、反転 RZ 光信号を帯域幅 31GHz の 3 次ガウスフィルタ (フィルタ A) により pre-filtering を行って合波している。受信側では帯域幅 33GHz の 3 次ガウスフィルタ (フィルタ B) により各チャンネル信号を選択した。

光スペクトルと光信号波形の関係を図 5-2-6, 図 5-2-7 に示す。ただし、光フィルタの透過特性は理想的であるとし、光フィルタの色分散特性は考慮していない。CH2, CH3 の波形と CH1, CH4 の波形を比較すると、チャンネル間クロストークによるアイ開口の劣化が若干見られるものの、帯域利用効率 1.15bit/s/Hz においても送受信可能な見通しが得られた。また、フィルタ A, B を 3 次ガウス型とし、半値全幅が 30~33GHz の範囲内であれば、アイ開口の変動量は 1dB 以下であることが判った。

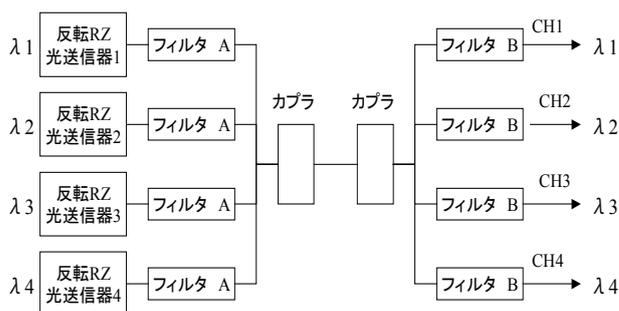


図 5-2-5 シミュレーションモデル

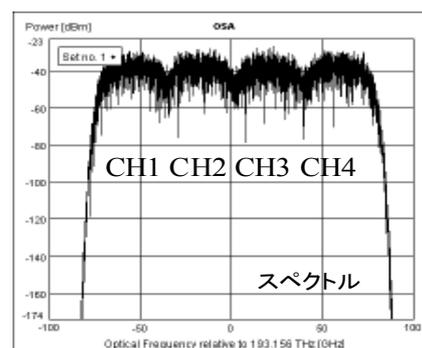


図 5-2-6 1.15bit/s/HzWDM 時の光スペクトル (縦軸: 10dB/div, 横軸: 50GHz/div)

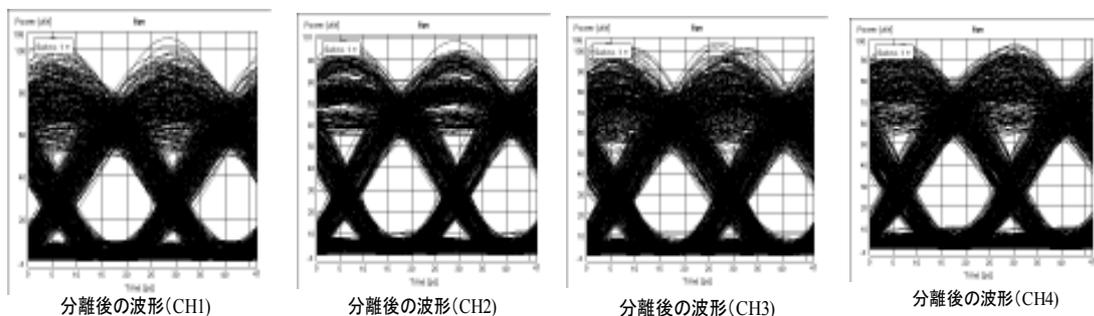


図 5-2-7 フィルタ B により分離後の各信号波形 (横軸: 時間 5 ps/div, 縦軸: 光強度)

次に、反転 RZ 光信号に帯域抑圧を施して、1.0bit/s/Hz 以上の帯域利用効率を実験により試みる。図 5-2-8 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 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 37.5/75.0GHz 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。

直交偏波多重を用いず帯域利用効率が 1.0bit/s/Hz を超えるような波長多重の場合、厳しい帯域抑圧に起因する信号波形へのパターン効果や光インターリーバでの群遅延による波形歪などの影響が懸念される。そこでまず、単 1 チャンネル (30 番目) 信号を伝送させ、その光スペクトルと受信波形を観測した (図 5-2-9)。CW 光源の光キャリア周波数が光インターリーバの中心透過周波数と同調した場合 (a) と 3GHz 程度離調した場合 (b) を比較したところ、周波数離調時の方が受信波形のジッタ量や帯域抑圧によるパターン効果を低減可能であることが判った。また、2 つのインターリーバの群遅延による波形歪みは、伝送路側で総分散量を完全補償した場合 (1) よりも +50~+90ps/nm 程度分散を残留させること (2) によって補正可能であることが判った。そこで、CW 光源の各周波数を 3GHz 程度離調し、WDM 信号への伝送路の総分散量を +86ps/nm とし、波長多重実験を行った。図 5-2-10 に 32 波 WDM 信号の光スペクトル、図 5-2-11 に各チャンネルの Q 値測定結果を示す。39.813Gb/s (PRBS : $2^{20}-1$) 信号を 200km 伝送時にも全チャンネルでエラーフリー特性 ($Q > 17$ dB、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。

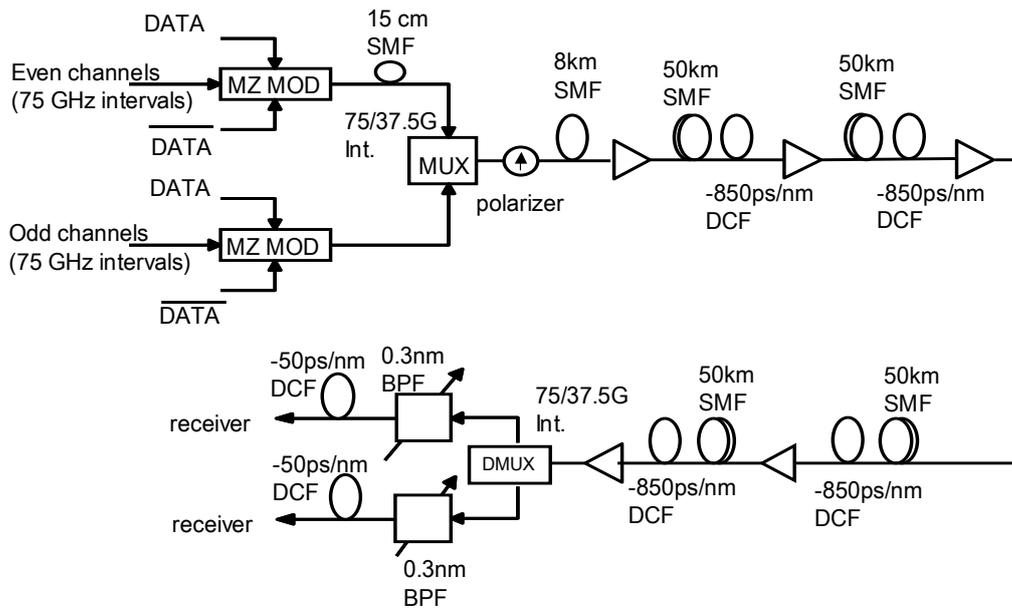


図 5-2-8 実験系

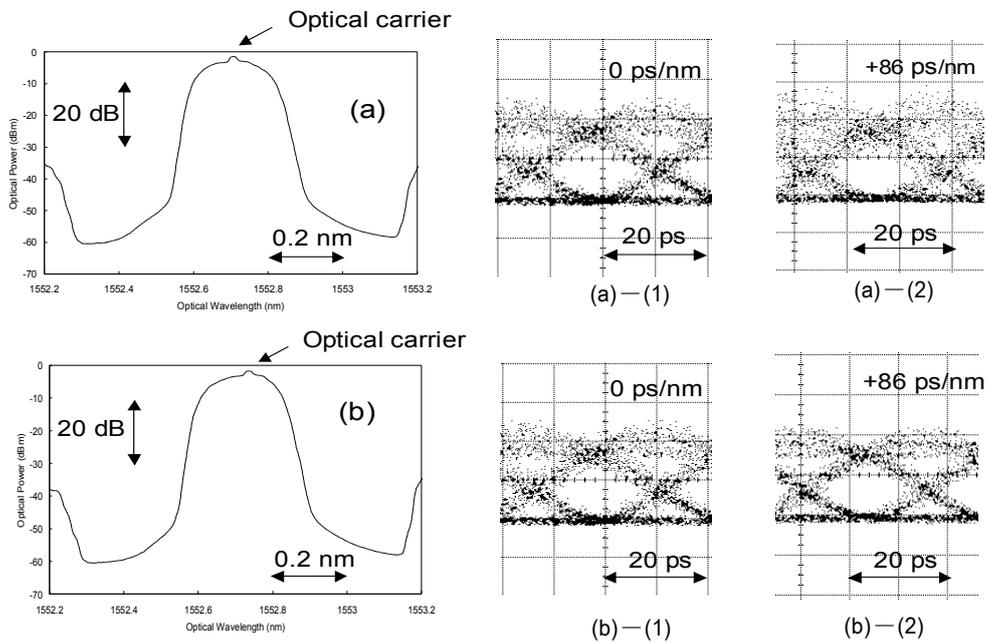


図 5-2-9 光スペクトルと受信波形。(a) CW 光源と光インターリーバの光周波数が同調, (b) 3GHz 離調。中央の 2 波形は付与分散値が 0ps/nm、右側の 2 波形は付与分散値が +86ps/nm。

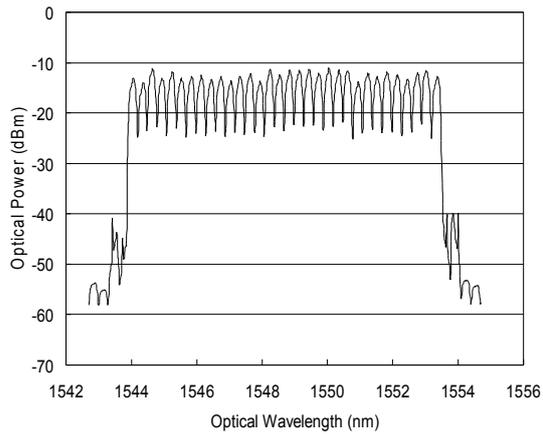


図 5-2-10 1.07bit/s/Hz WDM 信号のスペクトル

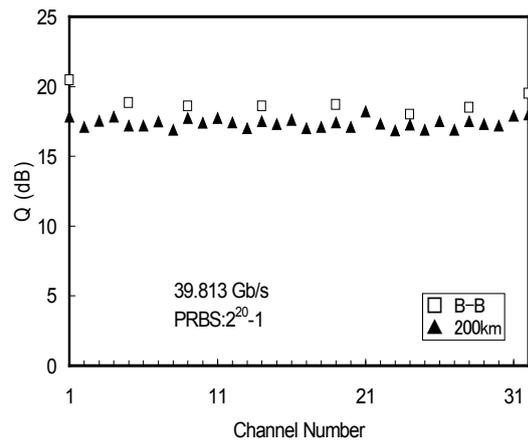


図 5-2-11 各チャンネル信号の Q 値

5-2-4 高効率光変調方式の研究開発のまとめ

反転 RZ 光信号を用い、周波数利用効率 0.8bit/s/Hz 以上の波長多重伝送を実証した。40Gbit/s 信号を 50GHz 間隔で波長多重する際には、光フィルタによる信号帯域の抑圧を一切行わずにエラーフリー伝送が可能であることが判明した。さらに、光フィルタによる帯域抑圧を施した後に波長多重した場合には、周波数利用効率が 1.07bit/s/Hz の超高密度波長多重も実験により実証し、シミュレーションにより 1.15bit/s/Hz まで可能であることを明らかにした。

5-3 高速・高安定光周波数制御の研究開発

5-3-1 研究開発の概要

全光ネットワークにおける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±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した。すなわち、1msec以内に光周波数を目標値の±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。

H14年度の検討により、光周波数検出方式としては中点保持型水晶エタロンが、また、波長可変レーザとしてはSG-DBR-LD (Sampled Grating – Distributed Bragg Reflector-Laser Diode) が有望であることが分かった。今年度は高速・高精度な光周波数検出系と制御系の詳細設計を行った。光周波数検出系の各種パラメータの決定、光周波数制御系の制御方式と各種パラメータの決定を行った。また、原理確認のため部分試作を行い、目標値の±0.5 %以内に収める整定時間を1 msec以下、波長可変範囲は30 nm以上を実現した。光周波数モニタについては5-3-2に、また、波長可変特性については5-3-3にて詳述する。

5-3-2 中点保持型水晶エタロンによる光周波数モニタ

H14年度の光周波数検出方式の比較検討により、中点保持型水晶エタロンが高速・高精度な光周波数モニタとして有望なことが分かった。そこで、中点保持型水晶エタロンの振舞いを理解するために、5-3-2-1で詳細な解析を行った。5-3-2-2では、入力光ビームの偏波変動や入射角変動を避けるために、DFB-LDモジュールに中点保持型水晶エタロンを組み込み、試作実験を行った。ここではディザ信号を水晶エタロンによって発振させる方法についても示す。5-3-2-3では、中点保持型水晶エタロンを用いた光周波数モニタの試作結果について示す。

5-3-2-1 中点保持型水晶エタロンの解析

中点保持型水晶エタロンを用いた光周波数モニタの基本構成を図5-3-2-1に示す。ファイバの出射光を水晶エタロンのZカット面に入射させ、エタロンの透過光をPDにて受光する。水晶エタロンのXカット面に周波数 f_d のディザ信号を加えると、水晶エタロンは振動し、キャビティ長が変調される。周波数 f_d をエタロンの機械的共振周波数に一致させると変調効率が向上する。同期検波法により、エタロンの光透過特性のピークとボトムで零クロスとなる誤差信号

が得られる。中点保持型のエタロンは機械的損失が大きい接着層が無く、振動モードの節となる中点を保持していることから高い Q 値が得られる。また、節部分の光変調度が最大となることから高い光変調効率が得られる。

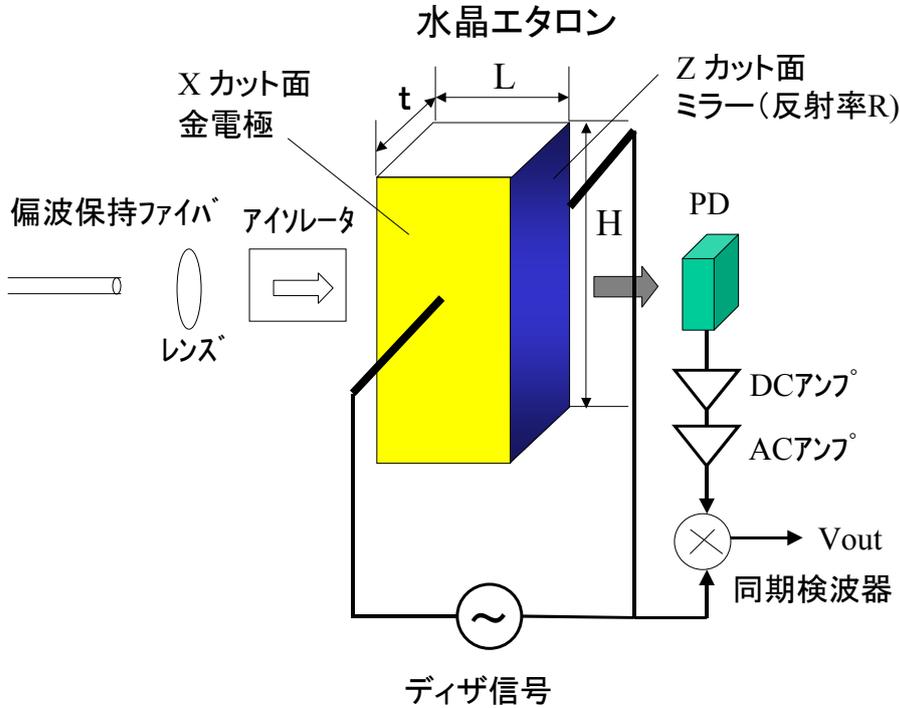


図 5-3-2-1 光周波数モニタの基本構成

エタロンの光学長 nL が変調を受け、 $nL + \Delta(nL)$ に変化するとし、透過率は $K + \Delta K$ に変化するとすれば、 ΔK は透過率の 1 次微分として式 (5-3-1) で与えられる。

$$\Delta K = - \frac{16 R \pi \sin(2 \pi n L f p / c) \cos(2 \pi n L f p / c) (1-R)^2}{\lambda \{(1-R)^2 + 4 R \sin^2(2 \pi n L f p / c)\}^2} \Delta(nL) \quad (5-3-1)$$

ここで、 n 、 $f p$ 、 c はそれぞれ、エタロンの屈折率、光周波数、光速を表す。 $\Delta(nL)$ が求めれば、光透過率の変化分 ΔK が求まる。 $\Delta(nL)$ は式 (5-3-2) で与えられる [11]。

$$\begin{aligned} \Delta(nL) &= n_o L \left\{ -\frac{1}{2} n_o^2 [r_{11}^s + (p_{11} - p_{12}) d_{11} + p_{14} d_{14}] E_1 \right. \\ &\quad \left. + \left[-\frac{1}{2} n_o^2 (p_{11} s_{12} + p_{12} s_{11} + p_{13} s_{13} - p_{14} s_{14}) + s_{13} \right] T_2 \right\} \\ &= 1.53 L \{ -0.54 E_1 (V/m) - 4.7 T_2 (N/m^2) \} \times 10^{-12} \quad (5-3-2) \end{aligned}$$

ここで、 r_{ij}^s 、 p_{ik} 、 s_{kj} 、 d_{jk} 、 E_1 、 T_2 はそれぞれ、結晶の変形を伴わない場合のポッケルス定数、光弾性係数、弾性コンプライアンス、圧電係数、 x 方向の電界、 y 方向の応力である。この式で E_1 の項は電気光学効果を表し、 T_2 の項は光

弾性と変形による影響を表している。 T_2 が分かれば、式(5-3-1)、(5-3-2)により光変調 ΔK が求まる。

T_2 を求めるために、機械振動系を機械・電気変換を用いて解析する。解析に用いるためのモデルを図 5-3-2-2 に示す。エタロンは中点からずれた所で保持されているとし、保持しているリード線の長さを L_n 、質量を M_n 、コンプライアンスを C_n 、機械損失を R_n で表した。これらは式(5-3-3)～(5-3-5)により表すことができる。

$$C_n = \frac{L_n^3}{12 \pi E d^4} \quad (5-3-3)$$

$$M_n = \pi d^2 \rho_w L_n / 4 \quad (5-3-4)$$

$$R_n \propto M_n^2 \quad (5-3-5)$$

ここで、 E 、 d 、 ρ_w はリード線のヤング率、直径、密度である。 R_n の絶対値は取り付け構造や結晶状態に依存し、大変複雑である。

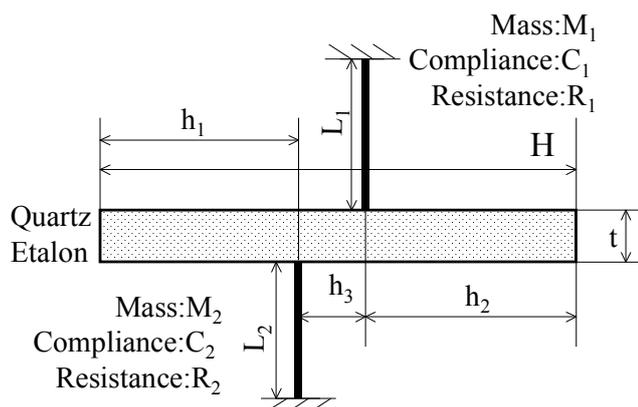


図 5-3-2-2 水晶エタロンの構造

機械・電気変換では力 F は電圧に、速度 V は電流に変換される。振動モードとして基本モードを仮定し、等価回路を図 5-3-2-3 に示す。エタロンは伝送線路、質量はインダクタンス、コンプライアンスはキャパシタンス、機械損失は抵抗に変換した。エタロン両端部に機械力 $F=d_{11}E_1Lt/s_{11}$ が発生し、エタロンが振動する。求めるべき量は力 $F(y)$ であり、これから応力 $T_2(y)$ は $T_2(y) = F(y)/Lt$ として求めた。 M_n 、 C_n 、 R_n を求める時以外はリード線の太さを無視すれば、リード線の前後でのエタロンの動きは同一と見なせる。従って、リード線前後のエタロンの速度（電流）は同一であり、 M_n 、 C_n 、 R_n が直列に挿入される。それぞれの地点から見た線路のインピーダンス Z_n は式(5-3-6)～(5-3-11)で与えられる。

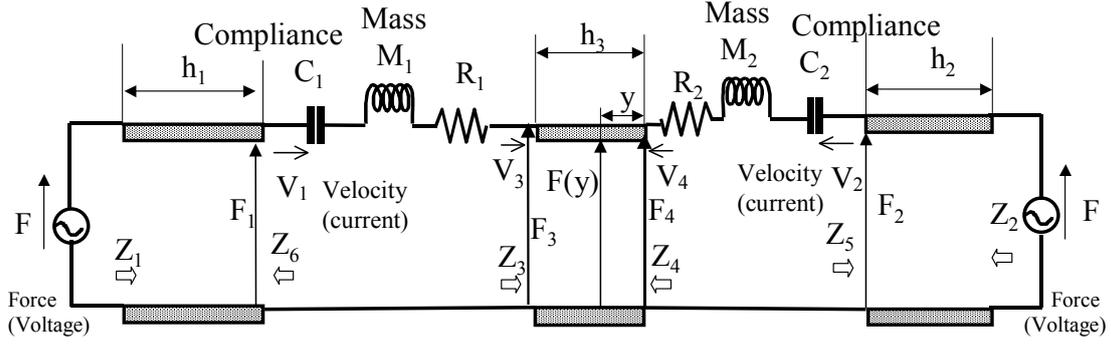


図 5-3-2-3 機械振動系の等価回路

$$Z_6 = Z_0 \tanh \gamma h_1 \quad (5-3-6)$$

$$Z_5 = Z_0 \tanh \gamma h_2 \quad (5-3-7)$$

$$Z_4 = Z_0 \frac{Z_6 + j\omega M_1 + R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + Z_0 \tanh \gamma h_3}{Z_0 + (Z_6 + j\omega M_1 + R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}) \tanh \gamma h_3} \quad (5-3-8)$$

$$Z_3 = Z_0 \frac{Z_5 + j\omega M_2 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + Z_0 \tanh \gamma h_3}{Z_0 + (Z_5 + j\omega M_2 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}) \tanh \gamma h_3} \quad (5-3-9)$$

$$Z_2 = Z_0 \frac{Z_4 + j\omega M_2 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + Z_0 \tanh \gamma h_2}{Z_0 + (Z_4 + j\omega M_2 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}) \tanh \gamma h_2} \quad (5-3-10)$$

$$Z_1 = Z_0 \frac{Z_3 + j\omega M_1 + R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + Z_0 \tanh \gamma h_1}{Z_0 + (Z_3 + j\omega M_1 + R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}) \tanh \gamma h_1} \quad (5-3-11)$$

ここで、 Z_0 、 γ 、 ω はそれぞれ、特性インピーダンス、伝搬定数、角周波数 $2\pi f_d$ である。 Z_0 と γ はそれぞれ式(5-3-12)と(5-3-13)で与えられる。

$$Z_0 = \rho v L t = L t \sqrt{\frac{\rho}{s_{11}}} \quad (5-3-12)$$

$$\gamma \equiv \alpha + j\beta \approx \frac{\omega^2 \varepsilon}{2v} + j \frac{\omega}{v} \quad (5-3-13)$$

ここで、 ρ 、 v 、 ε は水晶の密度、音響速度、損失定数である。減衰定数 α は周波数の2乗に比例するので、高い周波数ほどQ値を高くする事が困難になる。

F_1, V_1, F_3, V_3 は左の動力源 F によって、また、 F_2, V_2, F_4, V_4 は右の動力源 F によって生じるとすれば、これらは以下ようになる。

$$F_1 = F \cosh \gamma h_1 + \frac{Z_0 \sinh \gamma h_1}{Z_1} \quad (5-3-14)$$

$$F_2 = F \cosh \gamma h_2 + \frac{Z_0 \sinh \gamma h_2}{Z_2} \quad (5-3-15)$$

$$V_1 = \frac{F \cosh \gamma h_1}{Z_1} + \frac{F \sinh \gamma h_1}{Z_0} \quad (5-3-16)$$

$$V_2 = \frac{F \cosh \gamma h_2}{Z_2} + \frac{F \sinh \gamma h_2}{Z_0} \quad (5-3-17)$$

$$F_3 = F_1 - (j\omega M_1 + R_1 + \frac{1}{j\omega C_1})V_1 \quad (5-3-18)$$

$$F_4 = F_2 - (j\omega M_2 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_2})V_2 \quad (5-3-19)$$

$$V_3 = V_1 \quad (5-3-20)$$

$$V_4 = V_2 \quad (5-3-21)$$

左の動力源 F によって生じる力 $F(y)$ を $F_L(y)$ 、右の動力源によって生じる力を $F_R(y)$ とすれば次式のように求められる。

$$F_L(y) = F_3 \cosh[\gamma(h_3 - y)] + Z_0 V_3 \sinh[\gamma(h_3 - y)] \quad (5-3-22)$$

$$F_R(y) = F_4 \cosh \gamma y + Z_0 V_4 \sinh \gamma y \quad (5-3-23)$$

重ね合わせの理により力 $T_2(y)$ は次式で表される。

$$T_2(y) = \frac{F_L(y) + F_R(y)}{Lt} \quad (5-3-24)$$

特別な場合として、 $h_1 = h_2$ 、 $h_3 = 0$ 、 $\alpha = 0$ となる場合を考え、共振条件を考慮すれば共振周波数 f_0 は次式で与えられる。

$$f_0 = \frac{v}{4h_1} = \frac{1}{4h_1 \sqrt{\rho s_{11}}} \quad (5-3-25)$$

水晶の定数を代入すれば、 f_0 (kHz) = 1359/ h_1 (mm) となる。これは片端を接着固定したタイプ [12] の2倍高い周波数である。

共振特性は式 (5-3-3) ~ (5-3-24) により応力 $T_2(y)$ を求めれば分かる。図 5-3-2-4 に中点保持 ($h_1 = h_2$ 、 $h_3 = 0$) の時の $T_2(y)$ の計算例を示す。エタロンの寸法は $L=0.97$ mm、 $t=0.8$ mm、 $H=3$ mm とし、FSR は 100 GHz である。後述するように中点保持型エタロンの試作実験では Q 値として 10000 程度が得られており、損失定数 ε を 2×10^{-11} とすることにより計算値の Q 値を実験値と一致させた。

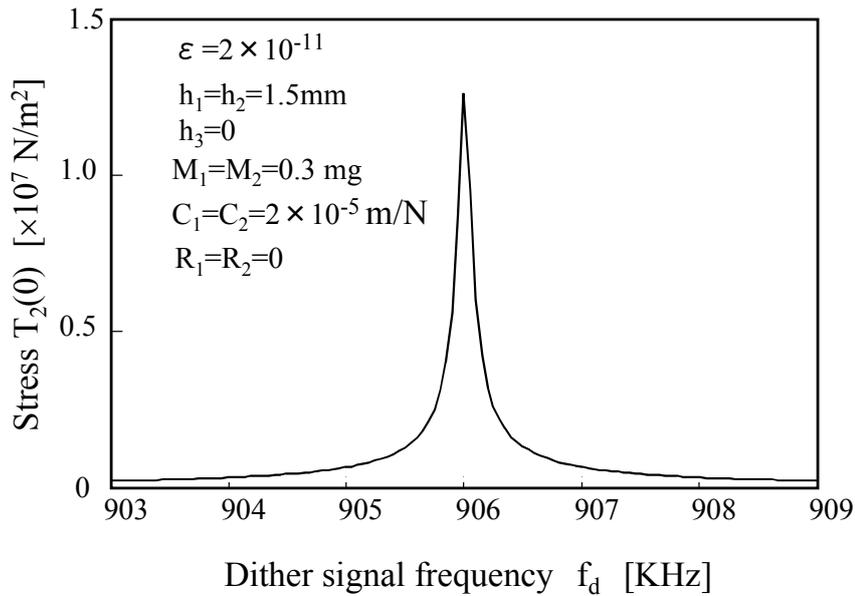


図 5-3-2-4 ディザ信号周波数に対する応力 $T_2(y)$ の特性

図 5-3-2-4 ではエタロンが中点保持されているとしたが、中点で保持されない場合は共振のピーク値が減少する。中点からずれて保持した場合を図 5-3-2-5 に示す。この図から抵抗 R_1 、 R_2 が零の場合は支点の変位による劣化は少ないが、抵抗が大きい場合は変位による劣化が顕著になることが分かる。すなわち、抵抗が大きくても中点で支持されていれば劣化が少ないことが分かる。

次に2つのリード線のずれに相当する h_3 が零でない場合の共振のピーク値を図 5-3-2-6 に示す。この図も図 5-3-2-5 と同様な傾向を示しており、抵抗 R_1 、 R_2 が大きい場合は h_3 による劣化が顕著になる。また、抵抗成分が大きくても、ずれがなければ劣化が少ない。

以上より、エタロンの中点で正しく保持すれば、リード線の損失に依らず、良好なエタロンが製作可能になる事が分かる。

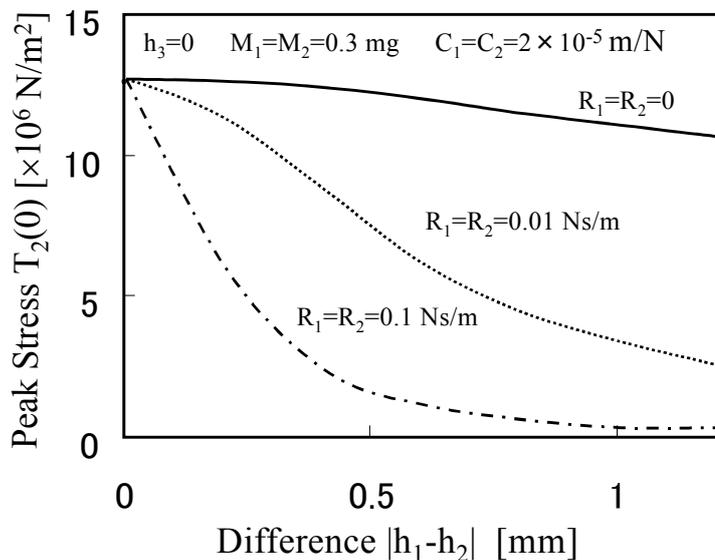


図 5-3-2-5 中点からのずれ $|h_1 - h_2|$ に対する応力 $T_2(y)$ の変化

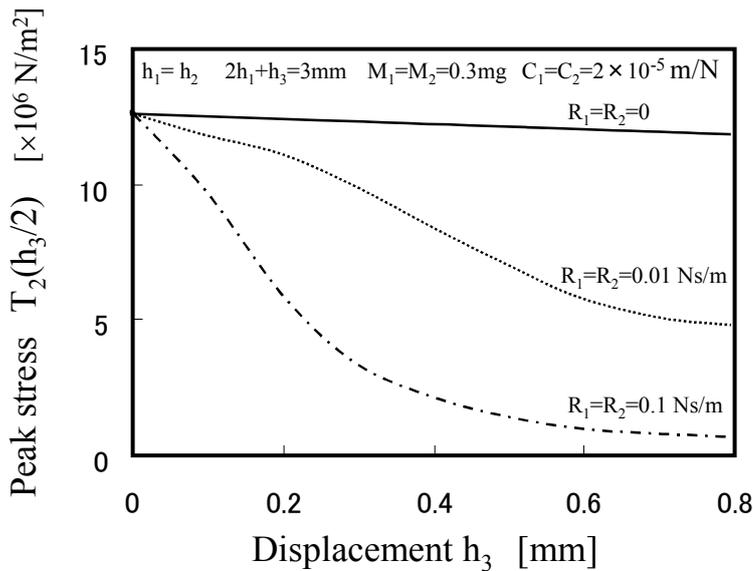


図 5-3-2-6 2つのリード線のずれ h_3 に対する $T_2(y)$ の変化

式(5-3-3)～(5-3-5)から M_n 、 C_n 、 R_n はリード線の直径 d の関数である。そこで、共振のピーク値の d 依存性を図 5-3-2-7 に示す。ただし、抵抗 R_n は $d=0.18$ mm の時、0.01 とした。この図から d は小さいほうが良い共振特性が得られる事が分かる。しかし、 d が小さいと、振動・衝撃に弱くなり、熱抵抗も大きくなることから、他の問題が生じる。従って、ある程度太いリード線を用い、正しく中心に取り付けることが重要である。

振動・衝撃の強さについてはエタロンを保持している系の共振周波数を求めると目安になる。リード線の長さを $L_1=L_2$ とし、水晶エタロンを質量 M kg の質点と見なした時の共振周波数 F_0 は式(26)により表せる。図 5-3-2-8 に計算例を示す。共振周波数 F_0 を 10 kHz 以上に設定すれば振動衝撃の耐力は良好となるので、 L_1 は 1.7 mm 以下が望ましい。

$$F_0 = \frac{d^2}{2} \sqrt{\frac{3E}{\pi M L_1^3}} \quad (5-3-26)$$

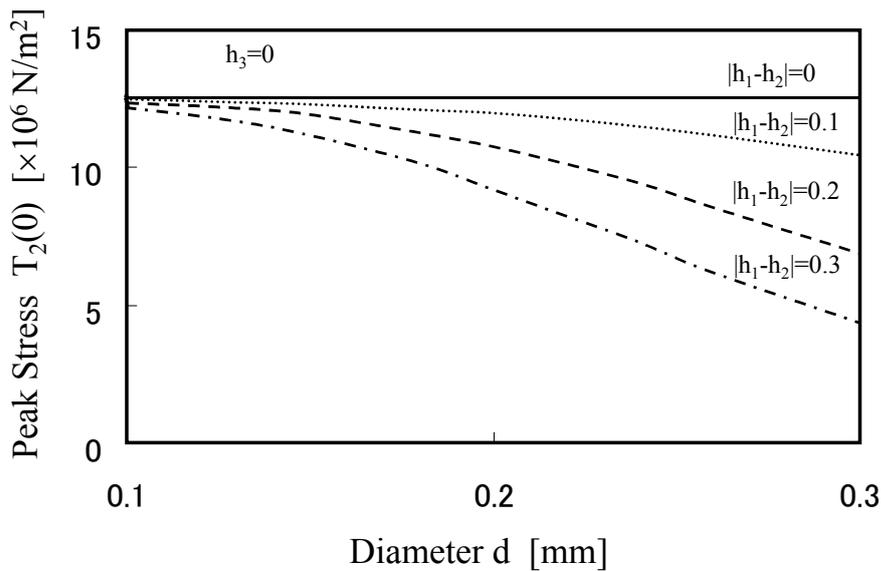


図 5-3-2-7 リード線径 d の依存性

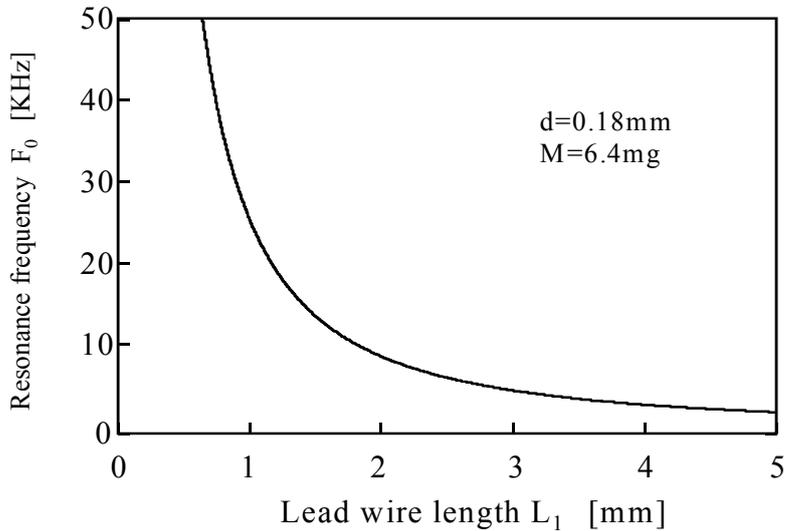


図 5-3-2-8 エタロン取り付け構造の共振周波数

5-3-2-2 中点保持型水晶エタロン付きDFB-LDモジュール

入力光ビームの偏波変動や入射角変動を避けるために、DFB-LD モジュール内に中点保持型水晶エタロンを組み込み、試作実験を行った。エタロンのミラーの反射率は $R=17\%$ とした。機械的共振特性を測定した例を図 5-3-2-9 に示す。ディザ信号周波数に対する AC アンプ出力の振幅をプロットした。共振周波数は 895 kHz であり、式 (5-3-25) の計算値と一致する。Q 値は 10000 であり、図 5-3-2-4 と同様な傾向を表している。

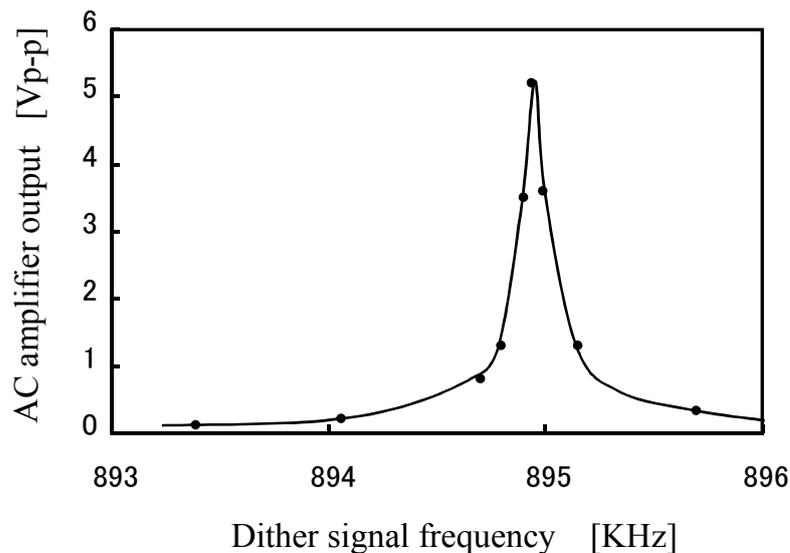


図 5-3-2-9 機械的共振特性

Q が高いとディザ信号周波数をエタロンの機械的共振周波数に合わせることに困難になる。また、経年変化によって両者の周波数がずれるなどの問題も生じる。この問題を解決するために水晶エタロンを振動子として動作させ、ディザ信号を発生させる方法を開発した。この方法では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と一致する。水晶振動子としてのアドミッタンス ($1/|Z_q|$) の測定結果を図 5-3-2-10 に示す。水晶振動子は図 5-3-2-11 の等価回路によって表わせ、アドミッタンスの測定値にフィットする実線の各パラメータは $C_p=0.7$ pF、 $L_e=28.8$ H、 $C_e=0.0011$ pF、 $R_e=13.3$ k Ω であった。 R_e は通常的水晶振動子の 10 倍から 100 倍程度大きい。これは光を透過させるため通常的水晶振動子より電極間隔 t を大きくしているためである。 R_e が大きいにもかかわらず、Q は 10000 ほどあるので自励発振が可能である。図 5-3-2-12 に発振回路を含めた構成図を示す。水晶の両電極を反転増幅器の帰還回路に挿入し、コルピッツ発振回路としてディザ信号を生成する。エタロンの共振器長を変調するとともに、同期検波器にも信号を加えた。図 5-3-2-13 に同期検波入力 A, B と発振器出力波形を示す。同期検波入力 A と発振器出力は位相差が 90° であるため、位相調整回路を通して同期検波入力 B に接続した。

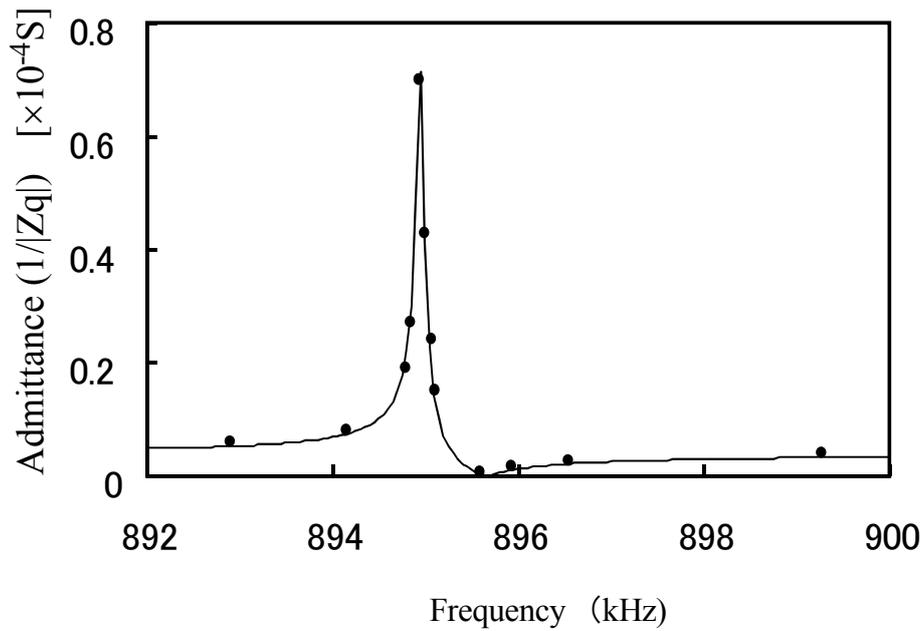


図 5-3-2-10 アドミッタンスの測定結果

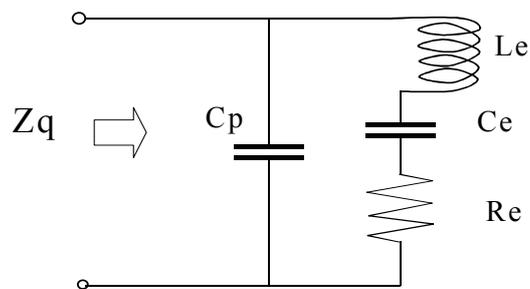


図 5-3-2-11 水晶振動子の等価回路

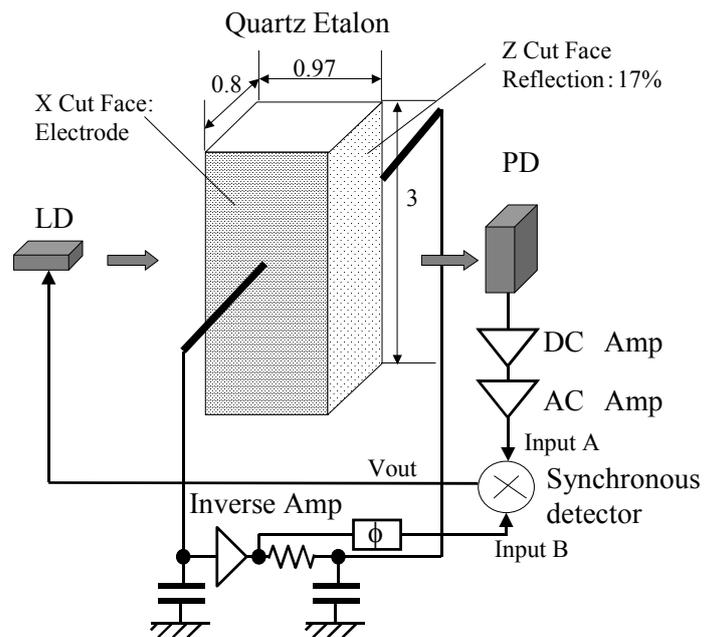


図 5-3-2-12 エタロンによる発振回路の構成

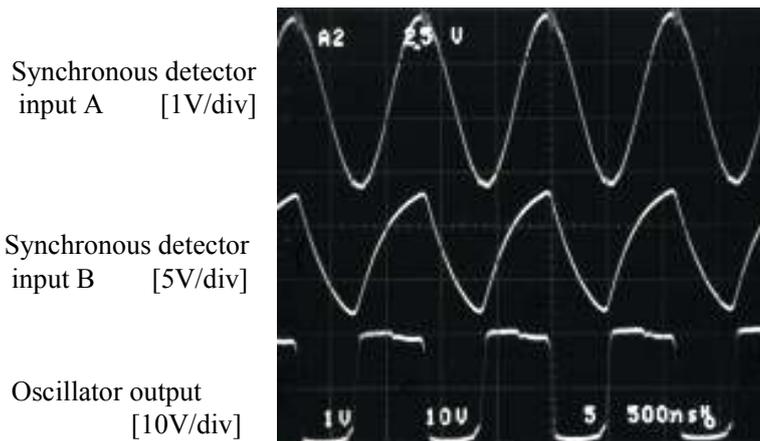


図 5-3-2-13 各部の波形

オープンループ状態において、レーザを矩形波で駆動した時の DC アンプ出力と同期検波出力を図 5-3-2-14 に示す。DC アンプ出力はほぼ波長変化の様子を表しており、同期検波出力がこの光周波数 ω の応答を表している。この図から光周波数 ω の時定数はおよそ $10 \mu\text{sec}$ であり、高速な波長検出が可能である事が分かる。

図 5-3-2-15 にエタロンとレーザの温度をペルチエ素子の駆動により変えたときの水晶発振周波数の変化を示す。温度係数は 6 ppm/deg であり、通常の水晶振動子より大きい。しかし、本方式では水晶発振の温度係数は問題にならず、安定した動作が得られる。図 5-3-2-16 はオープンループ状態にして図 5-3-2-15 と同様にエタロンとレーザの温度をペルチエ素子の駆動により変え、DC アンプ出力 V_{dc} と同期検波出力 V_{out} をプロットしたものである。横軸は光周波数であり、光周波数が 193.7 THz の時が 37°C 、 193.9 THz のときが 13°C に対応している。DC アンプ出力はほぼエタロンの光透過率に相当する。同期検波出力は式(5-3-1)が示すように光透過率の一次微分形になっている。温度が 20 度以上変わっているため、水晶の発振周波数は 100Hz 以上変化しているが、正しい一次微分形の出力が得られている。これは水晶の発振周波数の変化が障害にならない事を表している。

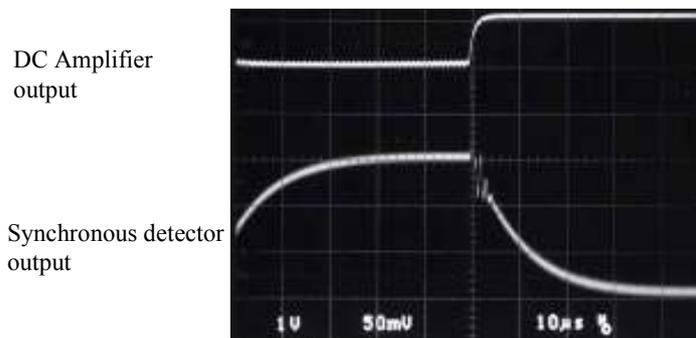


図 5-3-2-14 光周波数モニタの応答特性

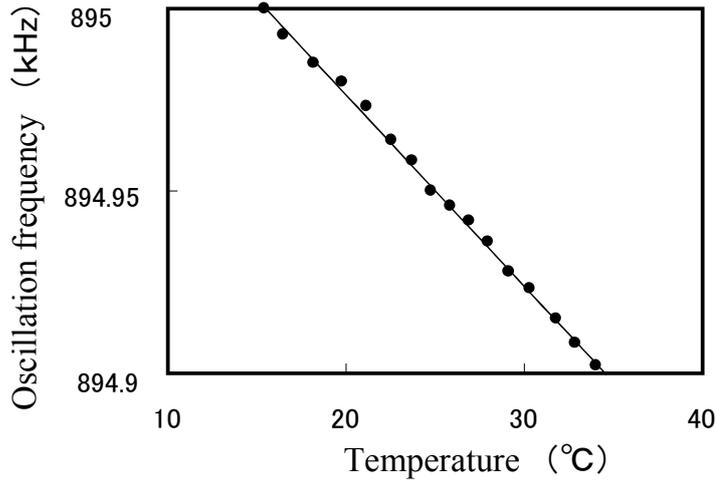


図 5-3-2-15 水晶発振周波数の温度特性

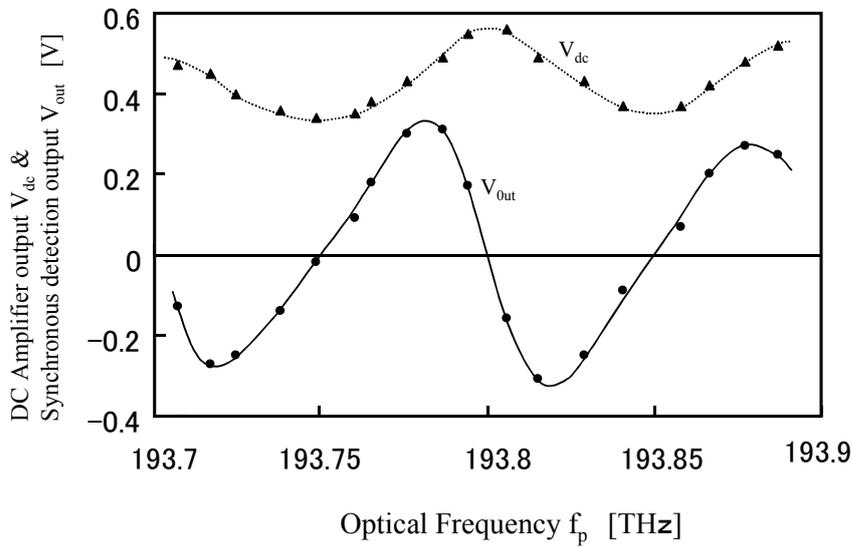


図 5-3-2-16 光周波数変化に対する V_{dc} と V_{out}

クローズドループにした時の外気温変化に対する光周波数変動を図 5-3-2-17 に示す。LD モジュールと制御回路ともに恒温槽に入れた。エタロン透過率のピークにロックした時とボトムにロックした時を示しているが、どちらも同じ傾向を示している。ループゲインはどちらも 26 dB になるように制御回路を調整した。0-60 °C の変化で ± 150 MHz 以下の変動であり、安定した動作を確認した。

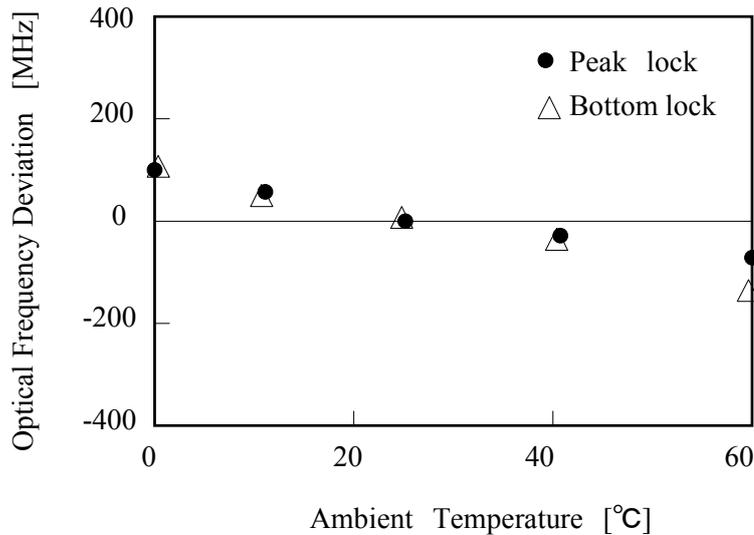


図 5-3-2-17 外気温変動の依存性

5-3-3 波長可変特性

ここでは中点保持型水晶エタロンと SG-DBR-LD (Sampled Grating-Distributed Bragg Reflector-Laser Diode) を組み合わせて光周波数検出系を部分試作した結果について記述する。

光周波数精度は、中間目標値の 0.5 % に対しては十分満足している。また、波長整定時間に関しても目標値 1 msec を十分に満たす値が得られた。

5-3-4 高速・高安定光周波数制御のまとめ

中点保持型水晶エタロンによる光周波数モニタを試作し、SG-DBR-LD と組み合わせて光周波数切替え実験を行った。エタロンは水晶の Z カット面に光を通し、X カット面に電極を設け、中点保持型である。自励発振によりディザ信号を生成し、10 μ sec の時定数で光周波数を検出した。エタロンの FSR は 100,000 MHz であり、ITU グリッドに合わせ込んだ。光周波数を 3.9 THz (31.2 nm) 変化させ、中間目標を十分満足する結果を得た。

5-4 総括

平成 14 年度の成果を踏まえ、各研究課題ではより詳細な設計を行った。

全光ネットワークアーキテクチャの研究開発では、シミュレータ上に複数のノードから構成される全光ネットワークを構築し、種々のパラメータとパケット遅延時間の関係がシミュレーション可能になった。このシミュレータを用いてネットワークの特性評価を行い、種々のパラメータが、どのようにネットワーク性能に影響を及ぼしているかを把握した。また、機能改善を行い、光パス設定・解放処理の途中で発生するイベントに対してパフォーマンスの改善を図った。基本的なパラメータの把握や機能改善を施し、全光ネットワークアーキテクチャの方式設計を完了した。

高効率高効率光変調方式の研究開発では反転 RZ 光信号を用い、偏波多重分離を用いることなく、周波数利用効率 1.07bit/s/Hz の波長多重伝送を実証した。具体的には 40Gbit/s 反転 RZ 光信号を 37.5GHz 間隔で波長多重し、200km 伝送後の受信光信号の Q 値が 17.4 dB 以上を得た。

高速・高安定光周波数制御方式では中点保持型水晶エタロンによる光周波数モニタを試作し、SG-DBR-LD と組み合わせて光周波数切替え実験を行った。また、水晶エタロンの自励発振によりディザ信号を生成し、10 μ sec の時定数で光周波数検出することを確認した。光周波数を 3.9 THz (31.2 nm) 変化させ、中間目標を十分満足する結果を得た。

各研究課題とも順調に進展し、中間目標を上回る成果が得られた。

尚、本報告書は Web 公開用として編集したものであり、外為法による未公開リスト規制技術に該当する部分は割愛した。

参考文献

- [1] K. Sato, et al., IEEE Communication Magazine, p. 78, August, 1999
- [2] 富岡他、2003年 電子情報通信学会ソサエティ大会 B-6-140
- [3] 富岡他、2004年3月 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
- [4] 井辺他、2004年 電子情報通信学会全国大会 SB-2-7
- [5] 富岡他、2004年 電子情報通信学会全国大会 SB-2-8
- [6] <http://www.nsf.gov/>
- [7] A. Gnauck, OFC2003, ThE1, 2003.
- [8] 森田ほか、2003年度電子情報通信学会総合大会、B-10-70
- [9] C. Wree, et al., IEEE Photonics Technology Letters, vol. 15, p 1303, 2003.
- [10] N. Yoshikane and I. Morita, OFC2004, PDP38, 2004.
- [11] S. Ohshima, and M. Miyachi, “Analysis of Z-Cut Quartz Etalon for Wavelength Stabilization”, IEEE J. Quantum Electronics, vol.39, pp. 1246-1251, (2003)

1 研究発表、講演、文献等一覧

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	—
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	—
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	M. Ogusu, K. Ide, and S. Ohshima	Ultra-dense WDM with over 100% spectral efficiency by using 40-Gb/s inverse-RZ signals	H16 6月 予定	有
13	国際会議	OECC/COIN2004	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 予定	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	H16 9月 予定	有