

平成14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」

目 次

	ページ
1 研究開発課題の背景	4
2 研究開発分野の現状	6
2-1 高効率全光ネットワークアーキテクチャ	6
2-2 高効率変復調	7
2-3 高速・高安定光周波数制御	7
3 研究開発の全体計画	9
3-1 研究開発課題の概要	9
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 高効率変復調	12
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	18
3-2-2 中間目標	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	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
4-1-1-1 光ネットワークアーキテクチャ	22
4-1-1-2 高効率光変復調	22
4-1-1-3 高速・高安定光周波数制御	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	24
4-2-1 光ネットワークアーキテクチャ	24
4-2-2 高効率光変復調	24
4-2-3 高速・高安定光周波数制御	24
5 研究開発実施状況（平成14年度）	25
5-1 光ネットワークアーキテクチャの研究開発	25
5-1-1 研究概要	25
5-1-2 光ネットワークの標準化動向	26
5-1-2-1 OIFにおける標準化動向	27
5-1-2-2 ITU-T SG-15 Q.12における標準化動向	28
5-1-2-3 IETFにおける標準化動向	28
5-1-6 光ネットワークアーキテクチャまとめ	31
5-2 高効率光変復調の研究開発	32

5-2-1	研究概要	32
5-2-2	DPCS-RZ 変調方式	33
5-2-3	反転 RZ 光変調方式	33
5-2-3-1	方式の説明と特徴	33
5-2-4	半導体レーザ FM 変調	35
5-2-5	まとめ	35
5-3	高速・高安定光周波数制御の研究開発	36
5-3-1	研究概要	36
5-3-2	光周波数検出方式の検討	37
5-3-2-1	光周波数検出方式の比較	37
5-3-2-2	新型水晶エタロンの設計	40
5-3-2-3	原理確認実験	41
5-3-3	波長可変光源の検討	42
5-3-3-1	波長可変光源の比較	42
5-3-3-2	SG-DBR-LD の波長可変特性評価	44
5-3-3-3	MEMS-ECL の波長可変特性評価	45
5-3-4	まとめ	45
5-4	総括	46

参考資料、参考文献

	(添付資料)	49
1	研究発表、講演、文献等一覧	49

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、管理の効率は必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

シグナリング網に IP ネットワークを用い、データ転送網として OXC (Optical Cross Connect) を用いる新しいネットワークについて、OIF (Optical Internetworking Forum)、ITU-T SG15、IETF などにより標準化作業が行われている。

OIF では、標準化作業を迅速に行うため、検討する新しいネットワークのエッジ装置とユーザ側装置とのインタフェース (UNI インタフェース) を SONET/SDH に限定している。ITU-T 等で規定された SONET/SDH 光インタフェースを持つルータが、広く世界中に普及していることが理由である。OIF では、まず、UNI インタフェースを標準化し、次に、ネットワーク内部のノード間インタフェースおよび通信事業者間インタフェース (NNI インタフェース) の標準化作業を行う。OIF で検討している UNI インタフェースおよび NNI インタフェースは、何れも波長を変換する OXC をノードとするネットワークを検討対象としている。

ITU-T SG15 においても、ASON (Automatic Switched Optical Network) のアーキテクチャを記した標準化 G. 8080 の改訂版が出されている。光ネットワークに関する標準化作業は、OIF と同様、ノードで波長を変換する OXC ベースのネットワークが検討対象である。

IETF では、多くのワーキンググループにおいて、IP パケットをファイバあるいは波長多重上に直接マッピングして伝送することに関する標準化作業が行われている。すでに、GMPLS (Generalized Multi-Protocol Label Switching) に関するシグナリング機能記述など RFC3471、RFC3472、RFC3473 が標準化されている。また、アーキテクチャ draft-ietf-ccamp-gmpls-architecture-07.txt に関してもほぼ完成に近くなっている。本ドラフトテキストには、MPLS (Multi-Protocol Label Switching) を光ネットワークに拡張することにより、種々のパス設定を行うシグナリングについて、記載されている。種々のパスとは、ファイバ、波長、TDM (Time Division Multiplexing)、LSP (Label Switch Path) などである。この中で、PXC (Photonic Cross Connect) すなわち波長を変換せずトランスペアレントに光信号を通過させるノードのシグナリングについて若干記載されている。しかし、GMPLS の枠組みの中でシグナリングが可能であることを示すのみであり、課題の抽出とその解決策を提示してはいない。

一方、PXC を用いた全光ネットワークにおける静的な光パス設定の研究は、古くから行われている。例えば、Georgios Ellinas, et al, “Architecture Considerations in Merging Multi-vendor WDM Rings for the MONET Washington D.C. Network,” OFC’ 99 WK5-1 では、波長変換しないノードで構成されるリングネットワークにノードを追加した場合に、固定波長のトランシーバの変更を如何に少なくできるかの検討がなされている。また、静的な光パスの波長を設定するアルゴリズムの検討などが行われている。

本研究開発のメッシュネットワークにおいて、トラフィックに応じてトランスペアレント光パスを設定する手順とその方式の性能評価を行うという研究開発は、初めて行われるものと考えている。

ネットワークの管理システムの統合については、上位の管理システムが集中管理する事により提供するということが ITU-T において検討されている。しかし、本研究開発の課題である全光ネットワークと IP ネットワークを統合管理する方法は、分散処理による今までの方法とは全く異なるアーキテクチャと言える。

2-2 高効率変復調

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、近年新たに 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、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迫及した方式としては、最近、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 [3] 等がある。

本研究開発は、最も非線形耐力が大きいと報告されている DCS-RZ 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 DPCS-RZ (Differential Phase Carrier-Suppressed RZ) 方式は光送信器がプリコーダ、位相変調器、光フィルタのみで構成され、DCS-RZ 方式と同等の性能を有し、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

高速・高安定な光周波数シンセサイザは光周波数検出・制御部と波長可変光源から構成される。市販されている波長ロッカー付きレーザは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。このようなものは電子回路の誤差を含めない条件で $\pm 2\text{GHz}$ 程度の精度が実現されている。本研究では電子回路の誤差を含め、また、波長可変範囲 30nm にわたって $\pm 1\text{GHz}$ の精度を実現するものであり、研究レベルでも報告がなされていないものである。

高速波長可変光源については、DBR 型レーザを用いて数 nsec 程度の波長切り替えを実現した報告がなされている [23] が、切り替え後の波長安定性については言及している報告はない。DBR 型レーザでは、DBR 領域と言われる部分への注入電流を変化させ、DBR 領域のキャリア密度を変化させることにより波長切り替えを行うが、注入電流の変化はレーザ自体の温度変動を生じさせる。キャリア

密度の変化による波長変化と熱による波長変化は逆の特性を有し、熱による波長変化の時定数は数 $100 \mu \text{sec}$ であり、キャリア密度の変化による時定数 (数 nsec) より遥かに長い。そのため、切り替え後に熱効果による光周波数ドリフトが生じ、長時間にわたる光周波数の安定性を保持できない。さらに、DBR 型レーザでは、モード跳躍を伴うために、実用化においては発振モードの安定化が不可欠である。しかし、モード安定性について制御を行っている報告はほとんどなく、所定の範囲を超えなくなる時間を意味する整定時間を用いて議論している論文は皆無である。切り替え後の波長安定性やモード安定性に関する制御系を実装した報告がなされている [20, 21, 22] が、制御対象である 3 電極 DBR レーザでは、波長可変範囲が 7nm 程度しかなく、汎用光ファイバ増幅器の帯域 ($\sim 30\text{nm}$) を全てカバーするためには複数個のレーザを集積化する必要があり、制御系の複雑さや製造プロセスの誤差などからコスト高となる。単一の DBR 型レーザで波長可変範囲を拡大するために、さらに複雑な構造を持つレーザの提案がなされてはいる [12, 13] が、制御方式については未だに解決されていない。

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 MEMS-VCSEL [17] が有望である。しかしながら、MEMS-VCSEL の応答速度を考えると、切り替え時間としては msec オーダーが限界となる。

本研究開発では、単一の波長可変レーザに対して、高速光周波数切り替えおよび切り替え後の発振モードの安定化を含む光周波数安定化技術の開発を行い、将来の全光ネットワークにおいて実用可能な光周波数シンセサイザの実現を目指す。

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 3-1-1 に示す。

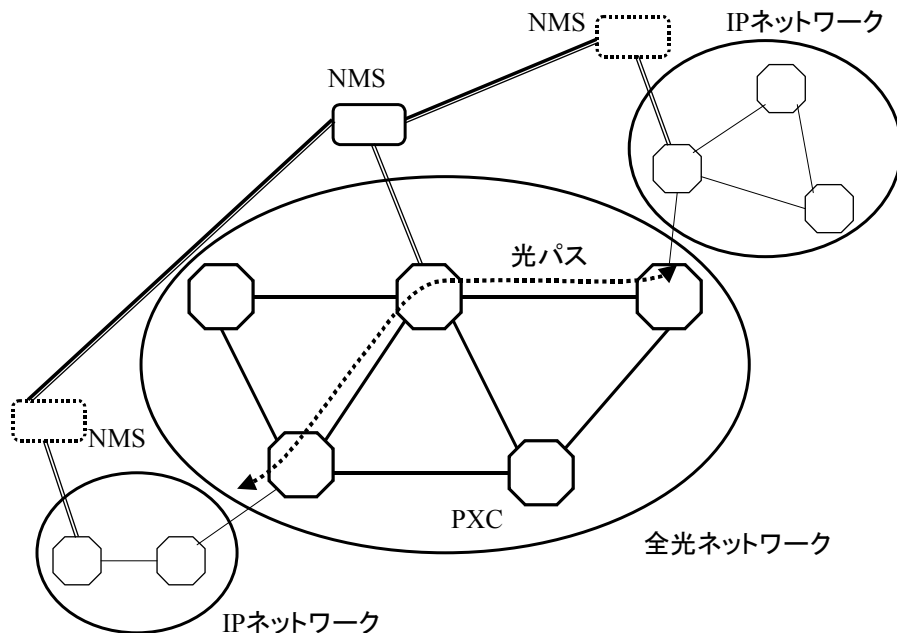


図 3-1-1 ターゲットとなる全光ネットワークの概念図

全光ネットワークは複数の 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 PXC を制御する手順を研究開発対象とする。さらに、全光ネットワークと IP 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、データ転送のみならず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 3-1-1 中に示す光パスは、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、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 3-1-2 に示す。

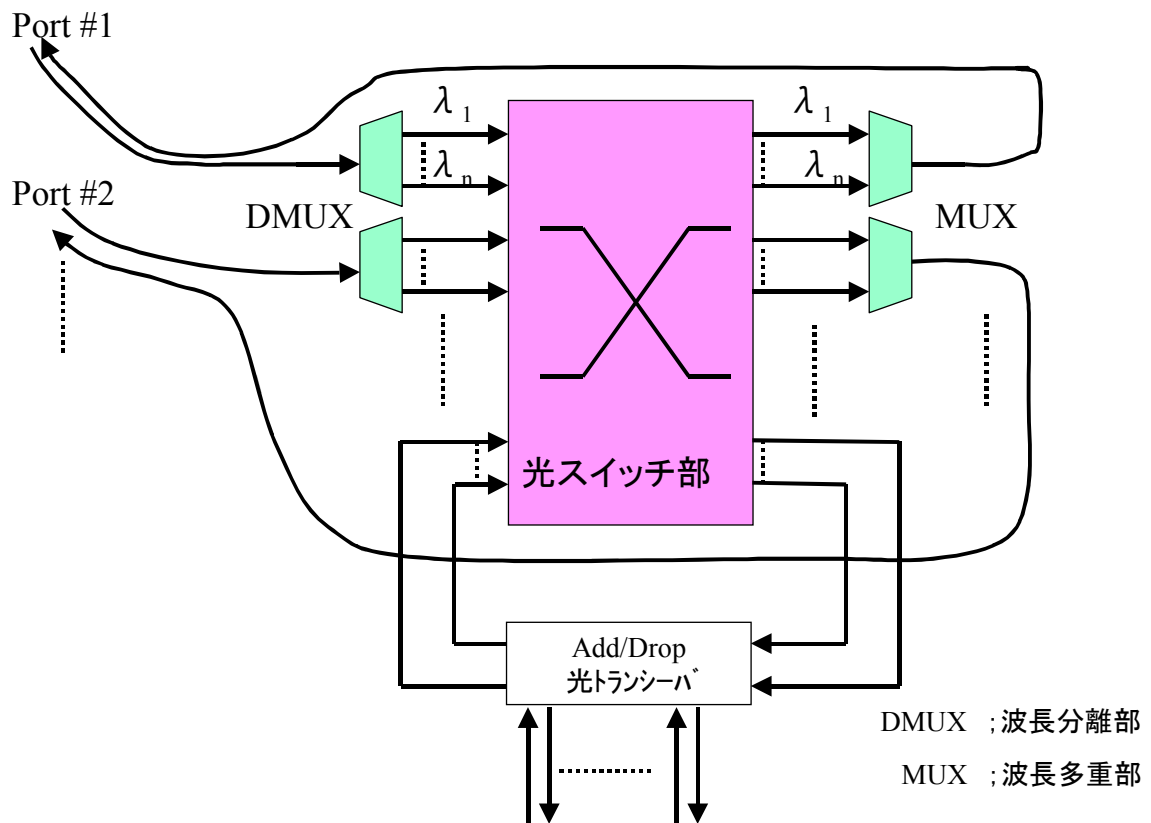


図 3-1-2 ノードの概略構成

光パスは、シグナリングレイヤにより予め設定される。図 3-1-2 では、シグナリングレイヤネットワークを構成する IP ルータなどを示していない。Add/Drop 光トランシーバは、入力される電気信号に付けられた宛先アドレスに応じて送信波長が切替えられる。受信は、送信ポートで設定されている複数の波長の光信号を受信する構成となっている。

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。

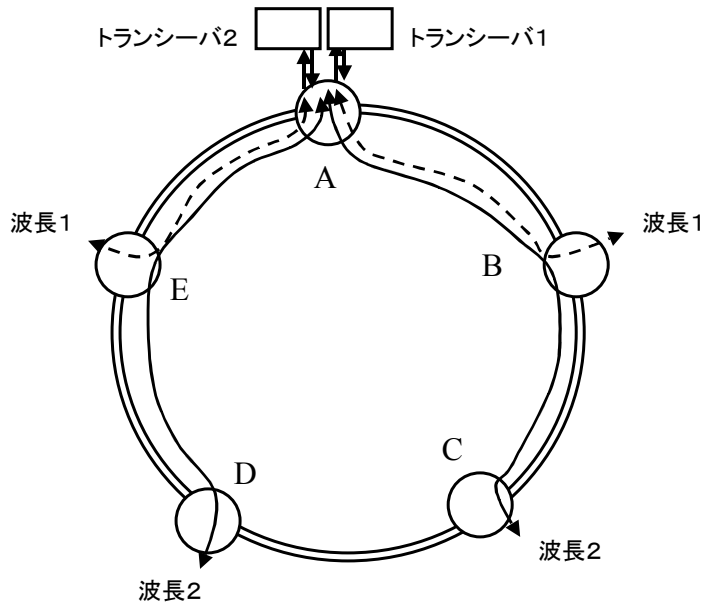
- ① 高効率全光ネットワークアーキテクチャ
- ② 高効率光変復調
- ③ 高速・高安定光周波数制御

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 3-1-1、およびノードの構成を図 3-1-2 に示した。本構成を前提にし、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検討を行う。

本ネットワークの基本的な考え方を、リングネットワークを参照して説明する。図 3-1-3 に波長多重全光リングネットワークを示す。



3-1-3
全光ネットワーク
を説明するための
図

図 3-1-3 では、基本的な考え方を示すために、5 ノードのリングネットワークを示した。それぞれのノード間は、光ファイバ 1 ペアで接続されているものとする。各ノードには、2 つの Add/Drop 光トランシーバがある。例えば、ノード A に関し、トランシーバ 1 は、右側のポート（光ファイバペア）の、トランシーバ 2 は、左側のポート（光ファイバペア）の通信を分担するものとする。

上でも示したように、ノード A とノード B 間に予め波長 1 でトランスペアレントな光パスを設定する。同様に、ノード A とノード C 間には、予め波長 2 でトランスペアレント光パスを設定する。ノード A-E 間、ノード A-D 間も同様である。

例えば、トランシーバ 1 から波長 1 の光信号を送信すると、その信号は、予め設定したトランスペアレント光パスに従い、ノード B に到達し、Drop される。次に、トランシーバ 2 から波長 2 の光信号を送信すると、ノード C に到達し、Drop される。逆に、ノード C から送信する波長 2 の光信号、ノード B から送信する波長 1 の光信号は、ノード A でそれぞれ Drop される。

ノード A-B 間、ノード A-C 間の 2 つのトランスペアレント光パスは、波長が異なるため、同時に送受信することは可能である。しかし、トランスペアレント光パスのコストは、Add/Drop 光トランシーバのコストが支配的であり、トラフィック量が少ない光パスのために光トランシーバを用意することは効率的でない。

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、

- ・ トラフィックパターンに従って全光パスを割り当てる手順
- ・ 波長切り替えに要する時間とネットワーク全体のトータルスループット、遅延との関係
- ・ 障害に対するプロテクションの考え方
- ・ ノードの構成
- ・ Add/Drop 光トランシーバでの同時受信に対する考え方
- ・ 全光ネットワークの統合的な管理方法

などを明らかにする。

3-1-2 高効率変復調

(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 間隔の光キャリア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。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

例えば、現在我々は以下のような方式を検討中である。

提案方式は DPCS-RZ (Differential Phase Carrier Suppressed-RZ) 変調方式と命名した。スペクトルがコンパクトで変調器ドライバ帯域が狭いデュオバイナリ変調方式と、ファイバ分散・非線形耐力が高い CS-RZ (Carrier Suppressed-RZ) 方式の特徴を併せ持つ方式である。

図 3-1-4 に DPCS-RZ 信号を発生させる光送信器のブロック図を示す。

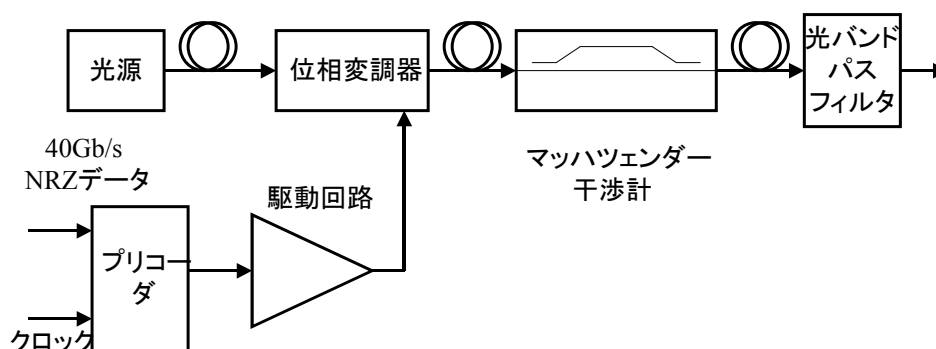


図 3-1-4 DPCS-RZ 光送信器ブロック図

まず、光源からの CW 光を電気信号により位相変調する。位相変調された光を、1 タイムスロット分の遅延差を持つマッハツェンダー干渉計に入力する。一方、位相変調器を駆動する変調信号については、図 3-1-5 に示す回路でプリコードを行う。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である。

図 3-1-6 は図 3-1-4 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) が原信号であり、これをプリコードすることにより (b) のビット列が得られる。(b) のビット列を駆動回路を介して位相変調器に印加すると出力光の位相は (c) のようになる。位相変調のみ掛けているので強度は一定である。(c) のように位相変調された光のチャープング、すなわち周波数変調成分は (d) のようである。これは (c) を微分した波形である。特定の中心周波数成分の周囲に (b) の波形の立ち上がりで正の周波数変化、立下りで負の周波数変化が発生している。これをマッハツェンダー干渉計を透過させることによって、強度変調成分に変換すると (e) の波形が得られる。得られた波形は (a) のビット列に対応した RZ パルス列となっている。

本方式の特徴の一つは、(d)の波形から(e)の波形を得る際に使用するマッハツェンダー干渉計が1ビット遅延の周波数弁別器であるため、(e)の波形はマークビットごとに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・非線形耐力ともに優れている。

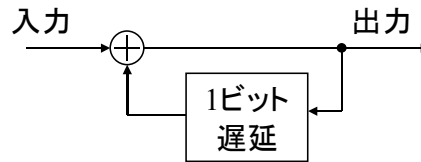


図 3-1-5 プリコーダ

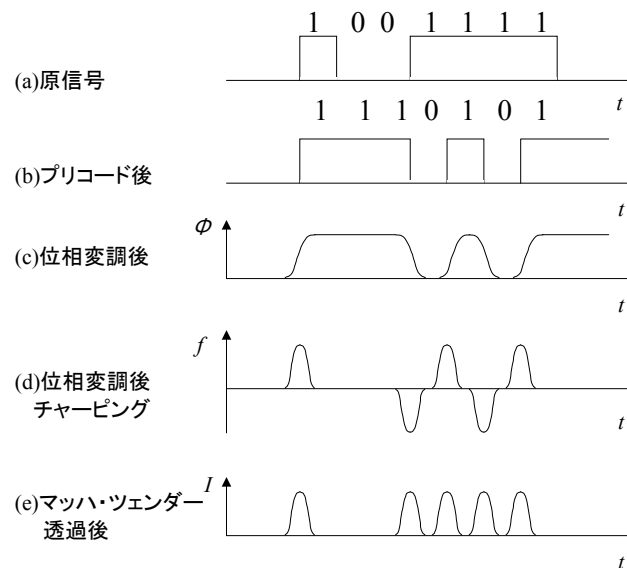


図 3-1-6 DPCS-RZ 変調方式

もう一つの大きな特徴は(c)の位相変調波形の立下り、立上りが(e)の各々のRZパルスに対応するため、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。

本方式と同様の波形はDCS-RZ(Duobinary Carrier-Suppressed RZ)変調方式によっても得られる。DCS-RZ方式は2つのプッシュプル形強度変調器をカスケード接続して用いる。40Gbit/sのパルス列を得るために40GHzを超える駆動回路帯域が必要であり、また、2つの変調器を同期して変調する必要がある。本提案の方式では、駆動回路帯域が狭くてよく、また、同様の性能を単一の位相変調器とパッシブフィルタのみで得ることができる。

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 $\pm 2.5\text{GHz}$ 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 $\pm 1\text{GHz}$ 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一例を図 3-1-7 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 $\pm 1\text{GHz}$ とし、 3750GHz の周波数を変化させる事を考慮すれば、目標値の $\pm 0.03\%$ 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。

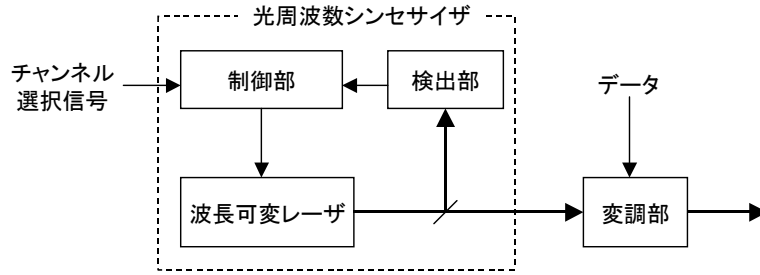


図 3-1-7 光送信部の構成

±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 3-1-8 に光周波数制御系の一例を示す。波長基準器としては、例えばファブリペロ共振器を用いる。ファブリペロ共振器を石英で構成すると、1GHz/°C程度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。ここで、予め波長可変レーザーに低周波の正弦波信号で周波数変調を施しておくこと、ファブリペロ共振器の透過特性に応じて、周波数変調成分は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。図 3-1-9 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 3-1-9 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。

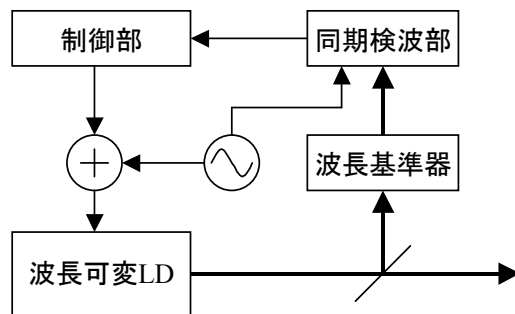


図 3-1-8 光周波数制御系

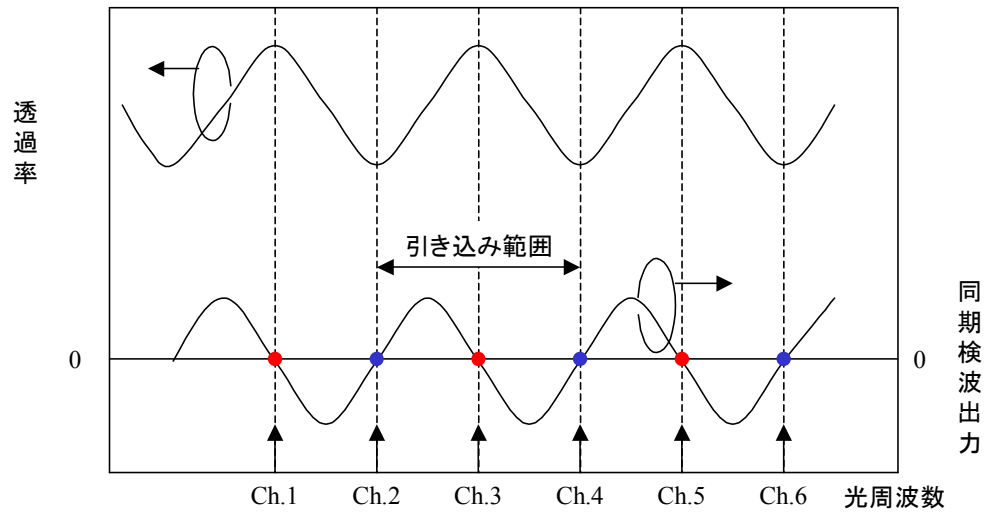


图 3-1-9 光周波数検出方式

3-2 研究開発目標

3-2-1 最終目標

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	$\geq 40\text{Gbit/s}$
Add Drop の波長間隔	$\sim 50\text{GHz}$
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	$\geq 200\text{km}$

(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	$\sim \pm 1\text{GHz}$
光受信器同期確立時間	$\leq 1\text{ms}$

3-2-2 中間目標

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	$> 30\text{nm}$

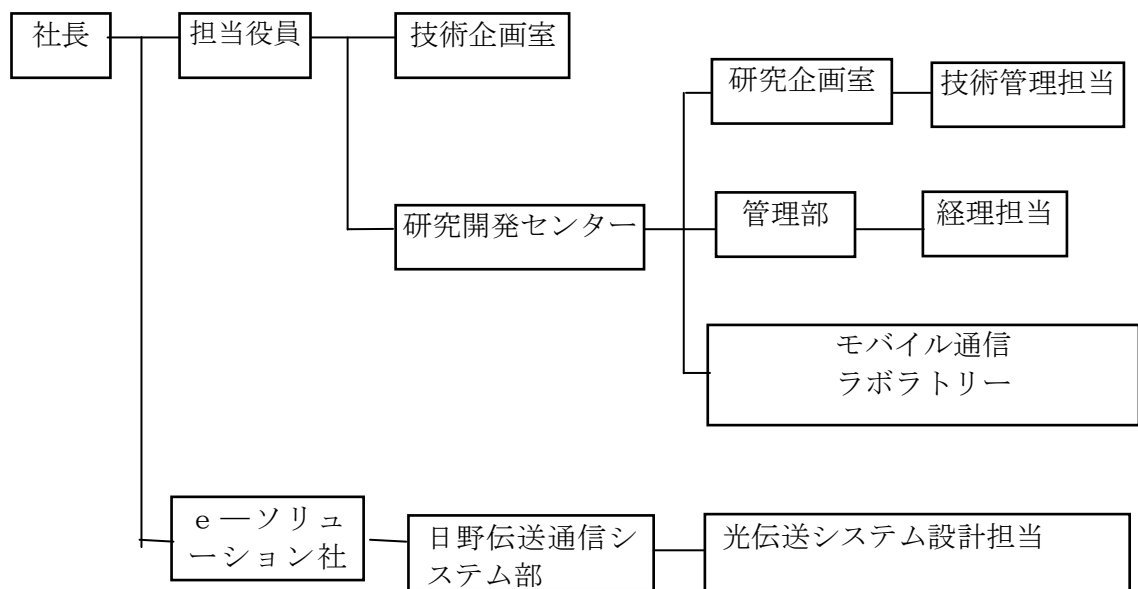
3-3 研究開発の年度別計画

(金額は非公表)

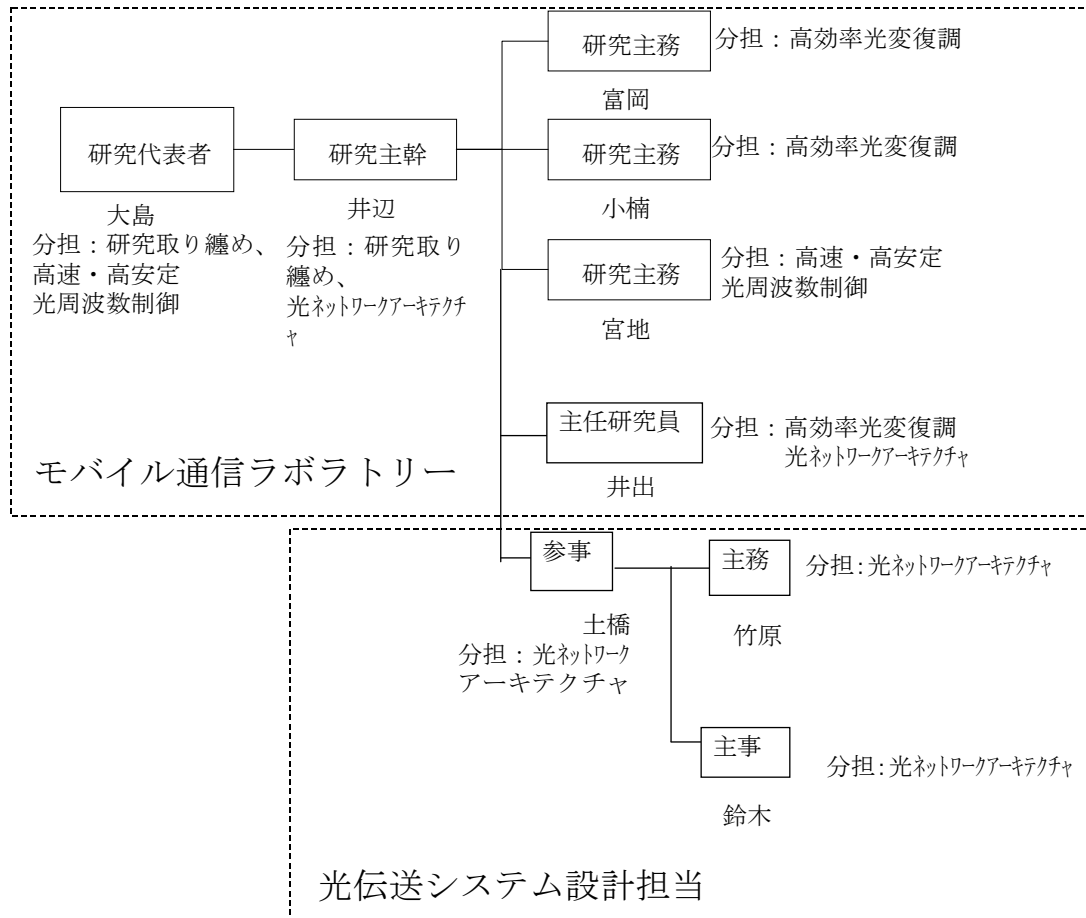
研究開発項目	14年度	15年度	16年度	17年度	計	備考
統合的管理機能を有する高効率全光ネットワークの研究開発	概略設計	詳細設計	方式確認	試作評価		
	→	→	→	→		
間接経費						
合計						

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 e-ソリューション社 日野工場内

4 研究開発の概要

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

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。

4-1-1-2 高効率光変復調

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。

4-1-1-3 高速・高安定光周波数制御

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。

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	第1四半期	第2四半期	第3四半期	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

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、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。

具体的には、標準化動向調査を目的として、OIF (Optical Internetworking Forum) 技術会合に参加した。OIF で議論されている光ネットワークは、ノードにおいて必ず光信号を電気信号に変換して処理するネットワークを基本としており、高コストなネットワークとなる。また、フォトニッククロスコネクタ装置とラベルスイッチルータを組み合わせたノードによる光パスネットワークアーキテクチャの概念設計を実施した。さらに、ネットワークアーキテクチャの方式の検証をネットワークシミュレータ上で実施可能かどうかを検討するため、IP パケット生成、ラベルドパケットの生成機能等を備えるラベルスイッチ機能部のシミュレーションモジュールを試作した。

4-2-2 高効率光変復調

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。

具体的にはコンパクトな光信号スペクトルを有する光変調方式を各種検討・比較し、Push-pull 型光強度変調器を差動 NRZI 信号で駆動することにより得られる反転 RZ 光変調方式に注目した。また、シミュレーション・変調部部分試作により光信号の光スペクトル、光信号波形、分散耐力、非線形耐力の評価を行った。さらに、光周波数利用効率のさらなる向上を目指し、シミュレーションと実験により、光フィルタによる光信号スペクトルの帯域制限を試みた。

4-2-3 高速・高安定光周波数制御

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。

具体的には 30nm 以上の波長可変が可能な光源として、SG (Sampled Grating)-DBR (Distributed Bragg Reflector)-LD および MEMS を用いた外部共振器型 LD (External Cavity Laser: ECL) を選定し、半導体レーザの電極を直接操作することにより、レーザ自身が有する波長可変特性およびスイッチング応答特性について測定を行った。また、光周波数高安定化のための光周波数制御方式の基礎検討として、整定時間 1msec を実現する時定数を見積もった。さらに、この時定数を満たす波長検出系の比較・検討と新型の Z カット水晶エタロンの原理確認実験を行った。

5 研究開発実施状況

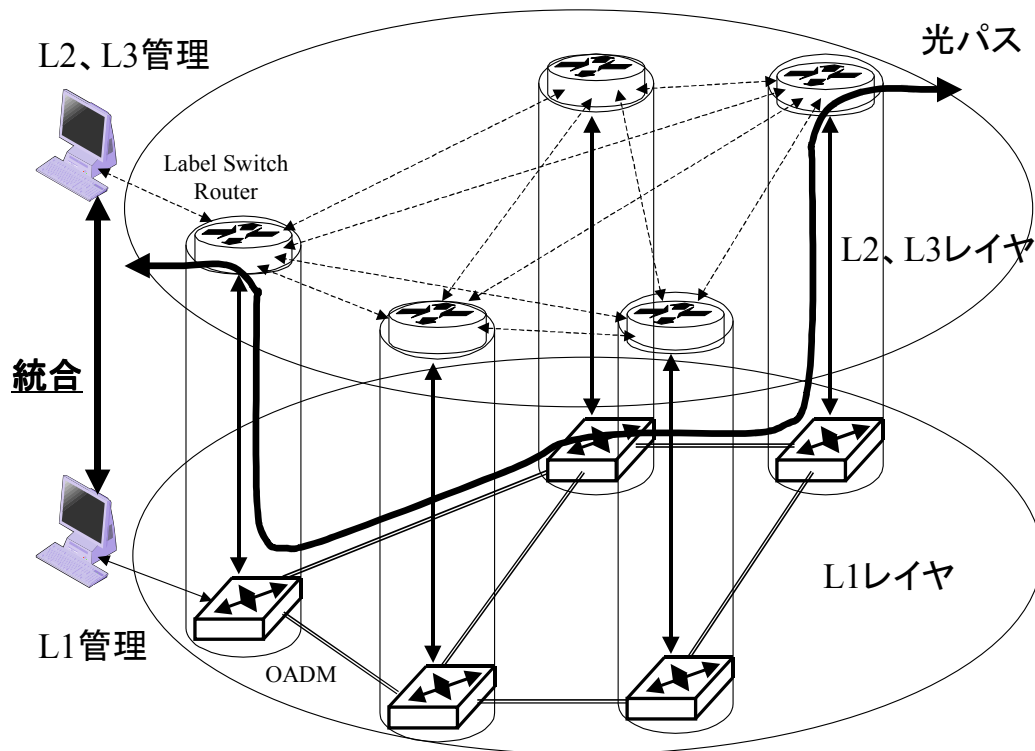
5-1 光ネットワークアーキテクチャの研究開発

5-1-1 研究概要

ブロードバンドインターネットアクセス、2G/3G ワイヤレス、企業の情報化戦略等により、データトラフィックが飛躍的に増加している。しかし、米国における通信のバブル崩壊以来、通信への設備投資額は今後大きく増加することはないといわれている。したがって、今後、通信システムや装置の開発においては、設備コストと運用コストを如何に下げられるかが重要な課題となる。

従来、データは、光ファイバ伝送レイヤ、SDH レイヤ、ATM レイヤなどの多数のレイヤ構造で転送されてきた。そのため、新規に通信設備を導入する際には、各レイヤの装置、すなわち、SDH 伝送装置、クロスコネクタ装置、ATM 交換機、ルータ等を導入する必要があった。また、導入した装置を、伝送レイヤ、交換レイヤ単位に運用・管理することが要求されてきた。

光ファイバや波長多重分離機能部において、伝送機能のみではなく、スイッチの機能を持たせることができれば、ネットワークは非常に簡素化できる。さらに、パスの途中で光トランシーバや波長変換装置を用いない全光ネットワー



クとすれば、非常に低コストなネットワークが実現できる。

図 5-1-1-1 ターゲットとなる全光ネットワークの概念図

我々は、図 5-1-1-1 に示すように、制御プレーンと L2/L3 レイヤを統合したネットワークプレーンと、光 Add/Drop (OADM) がノードとなるトランスポートプレーンからなる、全光ネットワークの検討を開始した。

5-1-2 光ネットワークの標準化動向

シグナリング網に IP ネットワークを用い、データ転送網として OXC (Optical Cross Connect) を用いる新しいネットワークについて、OIF (Optical Internetworking Forum)、ITU-T SG13、SG15、IETF など標準化作業が行われている。

OIF では、標準化作業を迅速に行うため、活動開始時点では、検討するネットワークのエッジ装置とユーザ装置とのインタフェース (UNI インタフェース) を SONET/SDH に限定していた。ITU-T 等で規定された SONET/SDH 光インタフェースを持つルータが、広く世界中に普及していることが理由である。OIF では、まず、SONET/SDH のユーザ・ネットワークインタフェース 1.0 (UNI 1.0) を標準化した。[24] さらに、ネットワーク内部のノード間インタフェースおよび通信事業者間インタフェース (NNI インタフェース) の標準化作業を行っている。OIF で検討している UNI および NNI は、何れも一度電気信号に戻した後、波長を変換する OXC をノードとするネットワークを検討対象としている。

ITU-T SG15 においても、ASON (Automatic Switched Optical Network) の標準化作業が進められている。この標準化作業は、OIF と同様、ノードで波長を変換する OXC ベースのネットワークが検討対象である。

IETF では、ネットワークレイヤより下のレイヤを検討する Sub-IP エリアの 6 つのワーキンググループにおいて、IP パケットをファイバあるいは波長多重上に直接マッピングして伝送することに関する標準化作業が行われている。この中の代表的なドラフトテキストとして、GMPLS (Generalized Multi-Protocol Label Switching) アーキテクチャがある。[25] 本ドラフトテキストには、MPLS (Multi-Protocol Label Switching) を光ネットワークに拡張することにより、種々のパス設定を行うシグナリングについて、記載されている。種々のパスとは、ファイバ、波長、TDM (Time Division Multiplexing)、MAC (Media Access Control)、LSP (Label Switch Path) などである。この中で、PXC (Photonic Cross Connect) すなわち波長を変換せずトランスペアレントに光信号を通過させるノードのシグナリングについても若干記載されている。しかし、GMPLS の枠組みの中でシグナリングが可能であることを示すのみであり、十分な課題の抽出とその解決策を提示してはいない。

一方、PXC を用いた全光ネットワークにおける静的な光パス設定の研究は、古くから行われている。例えば、Georgios Ellinas, et al, “Architecture Considerations in Merging Multi-vendor WDM Rings for the MONET Washington D.C. Network,” OFC’ 99 WK5-1 では、波長変換しないノードで構成されるリングネットワークにノードを追加した場合に、固定波長のトランシーバの変更を如何に少なくできるかの検討がなされている。また、静的な光パスの波長を設定するアルゴリズムの検討などが多く行われている。

5-1-2-1 OIF (Optical Internetworking Forum) における標準化動向

(1) UNI 1.0

OIF では、UNI1.0 をインプリメンテーションアグリーメントとしてインターネット上で公開している。[24]UNI1.0 は光ネットワーク (サーバー側) とユーザ装置 (クライアント側) 間のインタフェース仕様である。UNI のユーザデータ信号として SONET/SDH に焦点を合わせている。ユーザ装置 (クライアント装置) には、IP ルータ、ATM スイッチ、Ethernet スイッチ、SONET ADM、SONET クロスコネクタ等があげられている。図 5-1-2-1 に示す形態が参照システムとなる。

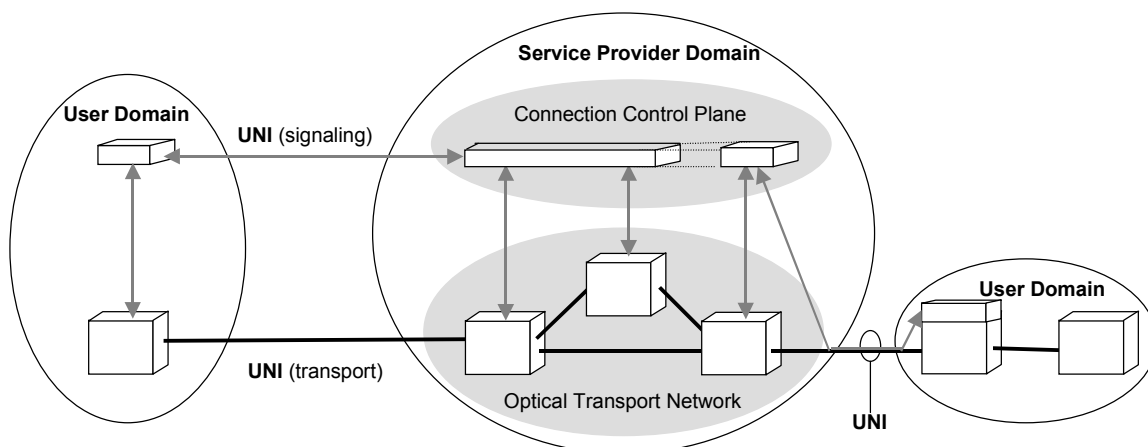


図 5-1-2-1 UNI1.0 の参照システムの図

UNI1.0 は、クライアント装置とトランスポートネットワークの間のサービスコントロールインタフェースを定義する。クライアントインタフェースとして、まずは、SONET/SDH をターゲットとする。

UNI1.0 のドキュメントに示される内容は、以下の9つの項目に大別できる。

- UNI シグナリングの参照ネットワークの定義：直接シグナリングと間接（プロキシ）シグナリング
- UNI を通じて要求されるサービスの定義
- インファイバおよびアウトオブファイバにおける異なる2つのシグナリングチャンネル設定の定義
- UNI1.0 上のアドレッシング方法の定義
- 隣接発見手順の定義：隣接相互の存在の認識と相互のパラメータの認識を行うために TNE (transport network element) とクライアントデバイスの両方に必要
- サービス発見手順の定義：クライアントデバイスに要求され、UNI を介しサービスを特定すること
- UNI シグナリングメッセージとその属性
- UNI シグナリングプロトコル：UNI1.0 シグナリングプロトコルは2つの MPLS シグナリングプロトコルアダプテーション、すなわち、LDP と RSVP-TE が基本となる。
- セキュリティ

(2) OIF の最近の標準化動向

アーキテクチャとシグナリングワーキンググループでは、既に標準化を終えた UNI1.0 の次のユーザ・ネットワークインタフェース UNI2.0 の標準化に関する拡張の議論と、キャリア間インタフェースである NNI1.0 (Network Network

Interface) の標準化に関する議論が中心となっている。

NNI 1.0 の相互接続試験は、当初、2002 年の Supercomm 会場で行う予定であったが、トポロジーの自律分散的な把握を行うルーティングプロトコルに関して全体の同意が得られず、延期されていた。具体的には、キャリアが要求するルーティングプロトコルは、IS-IS ベース(*1)の DDRP (Domain Domain Routing Protocol) であるのに対して、ベンダー側は OSPF 拡張(*2)を主張して結論が出ないという状況であった。結局、OSPF 拡張に決着した。

UNI2.0 は、2001 年に ALGATEL から提案されたユーザ・ネットワークインタフェースについての標準化案がベースとなっている。本来は、OVPN (Optical Virtual Private Network) のサービスなどが可能なように UNI1.0 を拡張する目的で提案がなされたものであった。2002 年の春の TC 会合で、Ethernet インタフェースを持つ拡張仕様が追加されたが、詳細は決まっていなかった。2002 年秋の会合において、Ethernet の VLAN タグを光パスに対応させる提案がなされたが、キャリアからの反対意見が多く、議論が進まなかった。

(*1) IS-IS ベース ; OSI で定めたネットワークトポロジーを把握できるルーティングプロトコルであり、IP ベースの OSPF と類似している。日本ではあまり使われていないとのことだが、米国のキャリアは古くから本プロトコルを採用していて、実績があるプロトコルである。

(*2) OSPF 拡張 ; IP ルーティングプロトコルの中で、ネットワークトポロジーを把握できるルーティングプロトコルである。それを拡張して、波長リソース、ファイバの障害に対するリスクレベルなどの情報もコストとして算出できるように拡張することを示している。

5-1-2-2 ITU-T SG-15 Q.12 における標準化動向

ITU-T SG-15 では、光ネットワークのアーキテクチャとして、2001 年 10 月の合意を経て、G. 8080 の勧告を行った。現在、G. 8080 に対する補正の審議が行われている。G. 8080 は、” Architecture for the Automatic Switched Optical Network, ” に関する勧告であり、従来の光ファイバネットワークを構成するトランスポートプレーンを、制御プレーンで自動的に切り替えて、パスを設定するアーキテクチャが記されている。特徴的なのは、トランスポートプレーンと制御プレーンに加えて、管理プレーンが明確に記載されていることである。トランスポートプレーンは、光ファイバ、波長、タイムスロットなどで切替が可能である。トランスポートプレーンは、ITU-T G. 707 の SDH ネットワークと ITU-T G. 709 の OTN (Optical Transport Network) である。

ちなみに、ITU-T SG-13 では、L1-VPN の標準化を行っている。

IETF (The Internet Engineering Task Force) では、数年間のテンポラリなワーキングエリアとして、以下の 6 つのワーキンググループが存在する。

- ccamp-WG (Common Control and Measurement Plane)
- gsmp-WG (General Switch Management Protocol)
- ipo-WG (IP over Optical)
- te-WG (Internet Traffic Engineering)
- mpls-WG (Multi-protocol Label Switching)
- ppvpn-WG (Provider Provisioned Virtual Private Networks)

(1) ccamp-WG

本ワーキンググループでは、O-O や O-E-O の光スイッチ、ATM、フレームリレー、MPLS などの各種物理パスやトンネル技術のシグナリングプロトコルや測定方法を規定している。GMPLS (Generalized Multi-protocol Label Switching) のアーキテクチャや、LMP(Link Management Protocol)に関して、本 WG で標準化が進められている。[25], [26]

GMPLS に関し、RFC3471, RFC3472, RFC3473 が既に標準となっている。また、アーキテクチャに関しては、現時点で、draft-ietf-ccamp-gmpls-architecture-07.txt が公開されている。GMPLS は、MPLS を拡張したもので、SONET/SDH などのタイムスロット、波長、光ファイバなどを切り替えることにより、パスを設定するアーキテクチャである。ユーザデータを実際に転送するユーザプレーンは、光ファイバや波長やタイムスロットなど複数の階層が考えられる。その複数のユーザプレーンを、統一的に制御するのが、制御プレーンである。GMPLS は、この制御プレーンを規定するものである。制御プレーンは、シグナリングプロトコルが動作するシグナリングプレーンと、ルーティングプロトコルが動作するルーティングプレーンの 2 つが存在する。また、ユーザプレーンと制御プレーンの関連において、完全に独立しているのがオーバーレイモデルと称される。OIF や ITU-T において標準化されているのがオーバーレイモデルである。一方、ユーザプレーンと制御プレーンが密接に関連しているモデル、すなわち、ユーザデータをフォワーディングするアドレス体系と制御データをフォワーディングするアドレス体系が同一である統合モデル(ピアモデルとも称する)が考えられる。GMPLS は、オーバーレイモデル、統合モデルのいずれも対応可能となっている。

LMP (Link Management Protocol) は、GMPLS によるシグナリングと同時に使用されるプロトコルである。たとえば、ノードにおいて、波長を切り替えてパスを張るネットワークでは、非常に多くの波長リンクでノード間が結ばれる。この場合、制御プレーンで、多くの波長パスをひとつのトラフィックエンジニアリング(TE)パスとして扱うことができればスケラビリティが向上する。LMP を用いて、制御チャンネルの正常性チェックや、ユーザプレーンの物理的接続性の確認、あるいは、ユーザデータリンクの異常箇所の特定などを行うことができる。

LMP は、制御プレーンでやり取りされるプロトコルである。ユーザプレーンのリンクの障害により、リンクの端点ノードで LOL (Loss of Light) を検出した場合、LMP を用いて制御プレーンで、障害の通知を行う。この通知により、障害箇所を特定する。制御プレーンの障害に関しては、LMP を用いて正常性の確認を行う。また、ルーティングプロトコルを用いて、制御プレーンの障害を復旧させる。

上記に示すように、従来、物理レイヤの障害、構成、運用などを管理していたマネージメントネットワークの枠組みを、LMP を用いて、制御プレーン上で行える可能性が出てきた。そうすることにより、LMP を含んだ GMPLS の考え方を利用すれば、管理ネットワークを統合することが可能となる。

(2) gsmp-WG

GSMP は、ATM やフレームリレー等を含む各種ラベルスイッチを管理、制御する方法を規定している。既に GSMP v3 に関しては、標準となっている。現在、光スイッチや TDM スイッチなどをリモートで制御するためのプロトコル拡張を行っている。

(3) ipo-WG

光パスの設定／解放手段に影響を与える光伝送特有の課題を明確化する。要求条件とフレームワークを検討することが目的であり、具体的なプロトコルについては、ccamp-WG で検討される。

(4) te-WG

te-WG では、ドメイン内のトラフィックの測定と制御、およびネットワークリソース配分の検討を行う。TE のための既存技術には、ATM やフレームリレーのオーバーレイモデル、MPLS に基づいたアプローチ、制約ベースルーティング、および Diffserv 環境におけるトラフィックエンジニアリングが存在する。TE-WG では、前述の既存技術あるいは、その他の技術に関して分類し、如何に協調して有効に機能させるかを検討する。

(5) MPLS-WG

MPLS-WG では、POS (Packet over SONET)、Frame Relay、ATM、Ethernet、Token Ring など種々のリンク上でラベルスイッチングを利用するための基本技術の標準化を行う。

(6) ppvpn-WG

ppvpn-WG では、サービスプロバイダが提供する VPN (Virtual Private Network) のソリューションセットを提供する。具体的には、PPVPN を構築するための共通構成要素と部品を定義するフレームワークの検討を行う。さらに、BGP-VPN、Virtual Router、ポートベース VPN の 3 つの VPN へのアプローチについて検討する。さらには、L2-VPN に関する検討も行う。

5-1-6 光ネットワークアーキテクチャまとめ

次世代の光ネットワーク、特に、新興のサービスプロバイダ等が新規に設備導入を行う際にコストメリットが大きいネットワークアーキテクチャについて、標準化動向調査を含め、検討を行った。

また、ラベルスイッチネットワークに関して、機能仕様を作成した。

さらに、ラベルスイッチ機能部の一部についてシミュレーションモジュールを試作した。

5-2 高効率光変復調の研究開発

5-2-1 研究概要

1波あたりのビットレートを40Gb/s級とし、シンプルな構成でかつファイバ伝搬特性に優れ、光信号スペクトルがコンパクトな変復調方式を検討した。1波あたりのビットレートをさらに高められうる方式として光時分割多重方式や偏波多重方式が存在するが、いずれもファイバ色分散・非線形・偏波分散効果等の光ファイバ伝搬特性に対してトレランスが小さく、これらの伝搬特性の補償を試みると装置規模が大きくなることが予想されるため、採用しない。コンパクトな光信号スペクトルを実現しうる方式として、以下の3方式について詳細に扱ったので記述する。

- ・ 差動位相キャリア抑圧 (Differential Phase Carrier Suppressed-) RZ 変調方式
- ・ 反転 RZ 変調方式
- ・ 半導体レーザ FM 変調+光フィルタ方式

以下にこれらの方式の特徴を概説する。

差動位相キャリア抑圧 RZ (以下 DPCS-RZ と略す) 変調方式は、光位相変調器とマッハツェンダ光干渉計からなるシンプルな構成で RZ 光信号を生成可能な方式である。特徴としては、非線形耐力が高いこと [1] と通常 RZ 光信号と比較して光信号スペクトルがコンパクトであることがあげられる。

反転 RZ 光変調方式は、通常の RZ 光信号の 1 と 0 の論理を反転させた信号である。特徴としては、信号スペクトルがコンパクトであることと分散耐力が高いこと [2] があげられる。

半導体レーザ FM 変調+光フィルタ方式は、半導体レーザの注入電流をデータ信号により直接変調することでレーザ出力光の周波数と強度を同時に変調し、光フィルタにより光信号の帯域制限を行ってスペクトルをコンパクトにすると同時に周波数変調成分を強度変調成分に変換するものである。特徴としては、外部変調器が不要であり構成が簡素であることがあげられる。

これら変調方式の詳細な説明と予想される課題などを 5-2-2、5-2-3、5-2-4 に順次記述し、5-2-5 に検討結果をまとめる。

5-2-2 DPCS-RZ 変調方式

図 5-2-2-1 に DPCS-RZ 信号を発生させる光送信器のブロック図を示す。

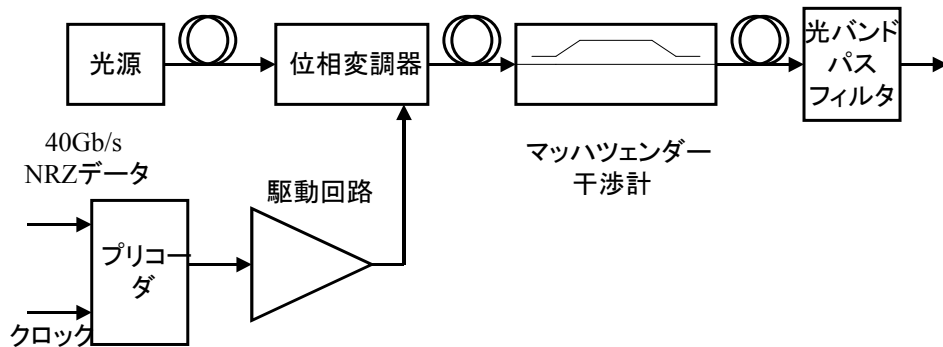


図 5-2-2-1 DPCS-RZ 光送信器ブロック図

光通信シミュレータを用い、図 5-2-2-1 の構成から生成される DPCS-RZ 光信号の波形シミュレーションを行った。その結果、最終目標値の達成が困難であることが判った。

5-2-3 反転 RZ 光変調方式

5-2-3-1 方式の説明と特徴

この変調方式では、通常の 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（ピーク）時に光強度が最小となる。この反転 RZ 変調方式は図 5-2-3-1 にあ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。

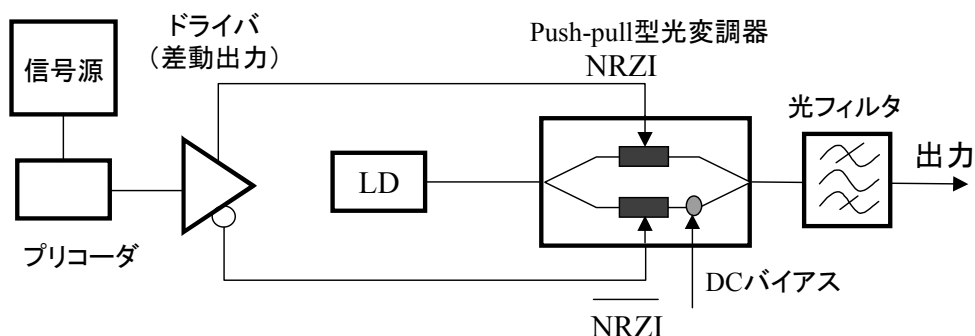


図 5-2-3-1 反転 RZ 光送信器の構成図

まず、光源 (LD) からの単一モード光を Push-pull 型光強度変調器に導く。光強度変調器内では、単一モード光が 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対によりそれぞれ駆動される。差動電気信号対は、信号源と図 5-2-3-2 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 5-2-3-3 は図 5-2-3-1 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。光強度変調器出力に接続された光フィルタは、反転 RZ 光信号の帯域制限により帯域利用効率を高めるためのものである。

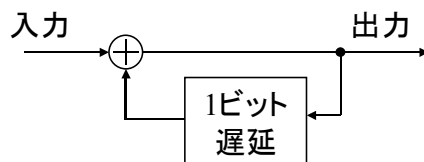


図 5-2-3-2 プリコーダ

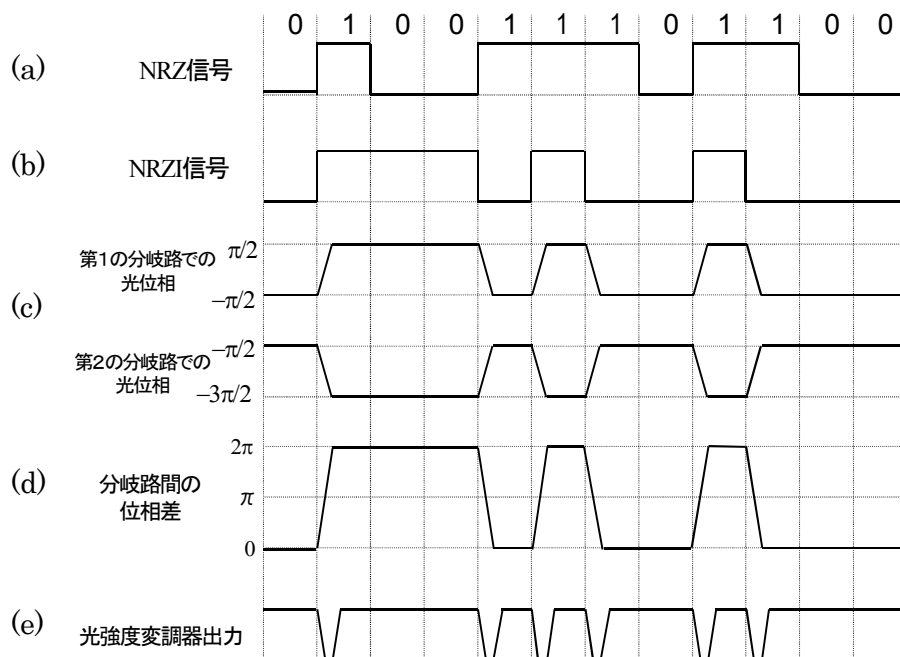


図 5-2-3-3 反転 RZ 変調方式

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 $+12\text{dBm}$ [2]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。

検討結果から、反転 RZ 光変調方式は光周波数利用効率の高い光変調が可能となる見通しが得られた。

5-2-4 半導体レーザ FM 変調

半導体レーザへの直接変調によって高効率光変調が実現できれば、送信器が小型・低コストにできる。そこで、半導体レーザの FM 変調を利用した高効率直接光変調方式を検討した。

半導体レーザに直接変調を掛けると、チャーピングによって同時に FM 変調が掛かり、OOK (On-Off Keying) と FSK (Frequency Shift Keying) が同時に掛かった信号となる。光スペクトルはデータ”1”にあたるピークと”0”にあたるピークが重なり合った形状となるが、”1”のピークを光フィルタで抽出することによって、コンパクトなスペクトルを有する強度変調信号が得られる可能性がある。

検討の結果から、半導体レーザの FM 変調による高効率変調はシステム技術のみで対応することは困難であることが判明した。

5-2-5 まとめ

光信号スペクトルがコンパクトな変調方式として、DPCS-RZ 光変調方式、反転 RZ 光変調方式、半導体レーザ FM 変調方式を取り上げ、検討した。

DPCS-RZ 光変調方式では、光位相変調により発生する周波数チャープ成分をマッハツェンダ光干渉計によって検出することにより RZ 光信号を生成する手法であり、高効率変調の実現が困難である。

一方、反転 RZ 光変調方式では、高効率化に有効であり、分散・非線形耐力が保持されることが判った。

半導体レーザ FM 変調方式では、データ信号により直接変調した半導体レーザと光フィルタを用い、光フィルタによる光スペクトルの狭窄化と同時にレーザ出力光に含まれる周波数変調成分をフィルタの透過特性を利用して強度変調成分に変換するものである。半導体レーザの FM 変調による高効率変調を実現する上でシステム的な手法のみでは得策ではないことが判明した。

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。半導体レーザにおける光周波数の切替え時間は数 nsec という報告があるが [23]、発振モードの変化により数 msec の時間においてさえも光周波数の安定性を保持できていないのが実情である。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 30nm 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。

光周波数シンセサイザは光周波数検出・制御部と波長可変光源から構成され、それぞれの部分において高速性が求められる。さらに、光周波数検出・制御部では±1GHz（目標値の±0.03%に相当）の高安定性を波長 30nm にわたって実現することが重要な技術課題となる。また、波長可変光源では波長可変範囲 30nm 以上を 100 μ sec 以下の時間で切替る性能が求められる。本年度は概略設計として、光源の光周波数制御を行うための光周波数検出方式の検討と波長可変光源の波長可変特性の検討を行う。光周波数検出方式の検討については 5-3-2 に、また、波長可変光源の検討については 5-3-3 にて詳述する。

5-3-2 光周波数検出方式の検討

5-3-2-1 光周波数検出方式の比較

光周波数の検出方法は周波数基準器の種類と誤差信号の抽出方式によって特徴付けられる。周波数基準器としてはアセチレンなどのガスの吸収線を用いる方法 [4] とファブリペロ共振器 [5, 6] や AWG [7] などの周期的な透過特性を有する干渉計がある。ガスの吸収線による方法は基準器としての安定性に優れるが、ITU グリッドなどの周期的な多波長基準を作ることは困難である。一方、干渉計は安定性に関しては少し劣るが、周期的な透過特性を有することから ITU グリッドと整合した基準が容易に作れる。

誤差信号の抽出方式としては光透過率を所定の値とする DC 的な検出・制御方式と AC 的な検出・制御方式がある。DC 的な検出・制御方式は構成が簡易であり、検出時間も短い。しかし、DC アンプの DC ドリフト、PD の暗電流や感度の変化、光素子の透過率変化などが光周波数検出誤差になるため、長期的な精度は劣る。DC 的な検出・制御方式では $\pm 1 \text{ GHz}$ の精度を 10 年以上維持することは容易でない。AC 的な検出・制御方式では光共振器もしくは光源の波長をディザ信号によって変動させ、同期検波により誤差信号を生成するので構成が複雑になり、検出時間も長くなる。しかし、前述のような変動は光周波数検出誤差にならず、長期的に高い精度が得られる。図 3-1-8 に示すように光源の波長をディザ信号で変動させる方式は構成が簡便であり、多くの波長基準に対応できるが、光源のスペクトルを広げてしまう欠点を有する。

エタロンの温度特性は $1/n \cdot (\partial n / \partial T + \alpha)$ によって与えられる。ここで、 n は屈折率、 T は温度、 α は線膨張率である。Z カット水晶エタロン [6] では $\partial n / \partial T$ と α の符号が逆であるため、およそ $500 \text{ MHz} / ^\circ\text{C}$ となる。この値は安定な材料として良く知られている石英ガラスの半分の大きさであり、化学的にも極めて安定な材料である。また、水晶はピエゾ効果と電気光学効果を有しており、X カット面に電極を設け、ディザ信号を加える事により共振器長を変調する事ができる。図 5-3-2-1 に Z カット水晶エタロンを用いた波長安定化システムの基本構成を示す。LD の出射光の一部を水晶エタロンの 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 fd 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 fd をエタロンの機械的共振周波数と一致させると振動が大きくなり、光変調効率が向上する。図 5-3-2-2 に示すように、同期検波器出力はエタロンの光透過率の一次微分形となり、エタロンの光透過特性のピークもしくはボトムが零クロス点となる誤差信号が得られる。この誤差信号を LD の光周波数可変電極にフィードバック制御することにより光周波数を零クロス点にロックすることが可能となる。引き込み範囲は安定点を中心に対称であり、極性を変えてピークとボトムの両方に波長を安定化することにより通常の 2 倍の引き込み範囲が確保される。

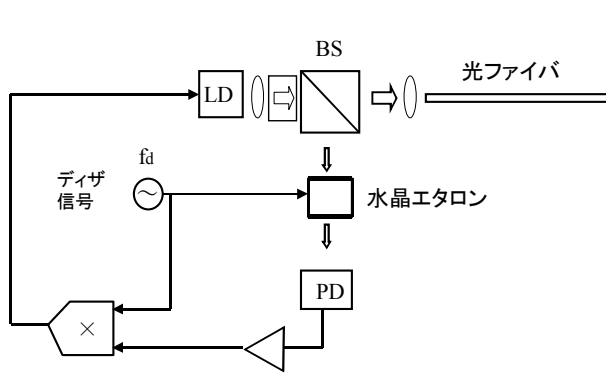


図 5-3-2-1 水晶エタロンによる波長検出系

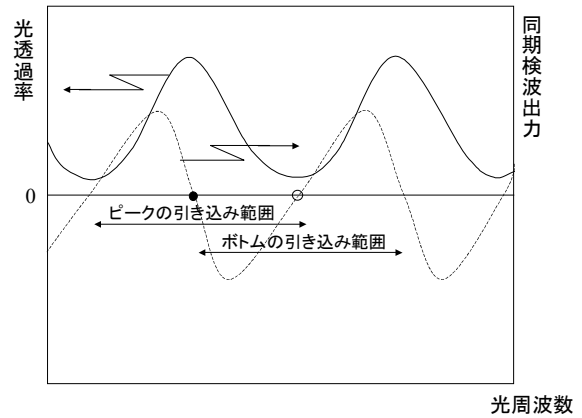


図 5-3-2-2 波長検出原理

水晶エタロンに変調をかける方式は光源のスペクトルを広げることなく、AC的な検出・制御を可能とする。しかし、水晶の電気光学効果は極めて小さいため、機械的共振器のQ値を増大させ、S/Nの良い信号を得ることが重要である。Q値はエタロンの構造によって著しく異なるので、水晶エタロンの振舞について整理する。対称とするエタロンの構造は図 5-3-2-3 に示すような片端固定型のエタロンとし、エタロンの寸法はh、L、t、質量はMとする。エタロン、付加質量は接着層 h'、h'' によって固定し、この構造の内部の応力 T_y は式(1)～(3)で与えられることが知られている [8]。

$$T_y = \frac{-0.18 \times Z_0 Z_0' Ex(\cos \beta y + j \alpha y \sin \beta y)}{A + jB} \quad (1)$$

$$A = Z_0 Z_0' \cos \beta h - \omega M Z_0' \sin \beta h - \beta' Z_0 \cos \beta h \left\{ \omega M (2h'' + h') - \frac{Z_0 h''}{\tan \beta h} \right\} - \beta' \sin \beta h (Z_0^2 h'' + Z_0'^2 h') \quad (2)$$

$$B = \left\{ \omega M (Z_0' \alpha h + 2Z_0 \alpha' h'' + Z_0 \alpha' h') - \frac{Z_0^2 \alpha' h''}{\tan \beta h} \right\} \cos \beta h + \left\{ \alpha' (Z_0^2 h'' + Z_0'^2 h') + \alpha h Z_0 Z_0' \right\} \sin \beta h \quad (3)$$

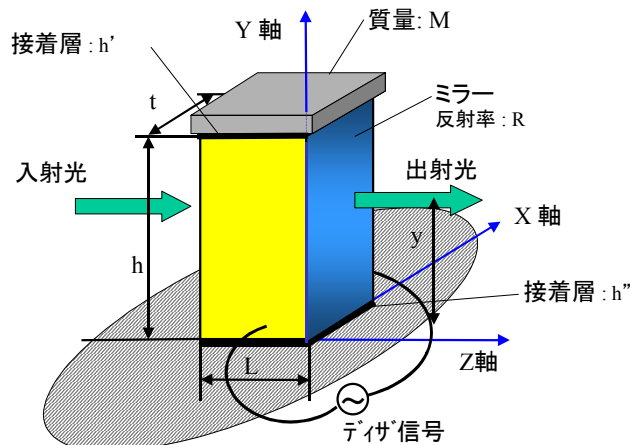


図 5-3-2-3 片端固定型的水晶エタロンの構造

ここで Z_0 は伝送線路特性インピーダンスであり、 α 、 β は伝搬定数の実数部と虚数部を表す。また、プライム符号は接着層を表し、プライム符号がないものはエタロンを表す。これらは、密度 ρ 、水晶の弾性コンプライアンス s_{11}^E 、接着層のヤング率 E、角周波数 ω 、損失定数 ε 、速度 v を用いて、それぞれ、 $Z_0 = Lt (\rho / s_{11}^E)^{0.5}$ 、 $Z_0' = Lt (\rho' E)^{0.5}$ 、 $\alpha = \omega^2 \varepsilon / (2v)$ 、 $\beta = \omega / v$ となる。機械的共振条件は $A=0$ であり、微小量を見捨てるならば

$$Z_0 \cos \beta_0 h - \omega_0 M \sin \beta_0 h = 0 \quad (4)$$

となる。ここで β_0 は共振周波数における伝搬定数を表わす。また、共振器のQ値は式(5)により与えられる。

$$Q = \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{\frac{Z_0 Z_0' h}{v} + Z_0' M \left(\frac{\omega_0^2 h M}{v Z_0} + 1 \right)}{\omega_0^2 M^2 \left\{ \frac{Z_0'}{Z_0} \alpha h + \alpha' (h' + h'') \right\} + Z_0 Z_0' \alpha h + \alpha' (Z_0'^2 h' + Z_0^2 h'')} \quad (5)$$

質量が付加されていない場合、すなわち、 $M=0$ の時は式(4)から $\cos \beta h=0$ となる事が分かる。 $\alpha \ll 1$ より、式(1)より自由端 ($y=h$) では $T_y \doteq 0$ 、すなわち、ほとんど光変調されない。光変調が最大となるのは $y=0$ であり、エタロンの固定端である。また、この構造では接着層の機械的損失が大きく、Q値は数10であり、光変調度は0.01~0.1%程度である。

質量が付加されると式(4)より共振周波数が低下する。 α 、 α' は ω_0^2 に比例するため、 α 、 α' は著しく低減し、共振時には大きな応力 T_y が加わる。質量が付加されるとQ値が増大することは式(5)からも理解でき、Q値を100以上に増大させる事が可能となる。また、質量が付加されると $\cos \beta h \neq 0$ とり、自由端においてもかなりの光変調度が得られる。これらの効果により光変調度は0.1~1%程度が得られる。しかし、機械的共振周波数が下がることは検出時間が長くなり、光周波数の高速制御は困難になる。

以上の問題点を省みて、Q値を上げる方法として新型エタロンを提案する。

以上をまとめたものを表5-3-2-1に示す。新型エタロンは全ての項目に対して比較的良好である。次に良好なものは水晶エタロンによるDC的検出・制御方式であるが、精度が問題である。従って、当面、新水晶エタロンを第一候補として検討を進めることとする。

表5-3-2-1 各種光周波数検出方式の比較

方式	精度 (安定度)	ITUグリッドとの整合	検出時間	光源スペクトルへの影響	大きさ	調整の容易さ	コスト
アセチレンガス	◎	×	△	△	○	○	○
AWG DC制御	△	○	○	○	△	○	△
石英エタロンDC制御	×~△	○	○	○	○	○	○
石英エタロンAC制御	△	○	△~○	△	○	△	○
水晶エタロンDC制御	△	○	○	○	○	○	○
水晶エタロンAC制御	△~○	○	△	○	○	△	○
質量付加水晶エタロン	○	○	×	○	○	△	○
新水晶エタロン	○	○	△~○	○	○	○	○

5-3-2-2 新型水晶エタロンの設計

(4) 自由スペクトル間隔 (FSR)

ここではファブリペロ共振器の自由スペクトル間隔 (FSR) について述べる。FSR [Hz] は良く知られているように光速 c 、エタロンの屈折率 n 、光学長 L 、エタロンへの入射角 θ によって次のように表せる。

$$FSR = \frac{c}{2nL \cos \theta} \quad (8)$$

50GHz 間隔で光信号を並べるのであるが、引き込み範囲を大きく取るために FSR は 100GHz とし、周波数特性の山と谷の両方にロックさせる。

(5) 光反射率

ファブリペロ共振器周波数特性の山と谷の両方にロックさせる場合では、谷における検出感度が最大になるように光反射率を設計すると良い。

ファブリペロ共振器の光透過率 T は良く知られているように

$$T = \frac{(1-R)^2}{(1-R)^2 + 4R \sin^2(2\pi nL / \lambda)} \quad (10)$$

と表される。ここで、 R は光反射膜の反射率である。同期検波器の出力は式 (10) の 1 次微分 dT/dL の形であり、 dT/dL の傾きは波長の検出感度を表す。ボトムの際の $|dT/dL|$ を最大にする条件は $d^2T/dL^2 = 0$ から求められる。式 (10) を変形し、 $d^2T/dL^2 = 0$ とすれば

$$R^2 - 6R + 1 = 0 \quad (11)$$

を得る。この 2 次方程式を解き、 $R = 3 - 2\sqrt{2} = 0.172$ となる。すなわち、反射率が 17% の時にボトムの波長検出感度が最大となる。

5-3-2-3 原理確認実験

ここでは新型の水晶エタロンを実際に試作・評価し、その光変調度が従来のもものと比較して大幅に向上することを示す。

5-3-3 波長可変光源の検討

5-3-3-1 波長可変光源の比較

波長可変光源としては、注入電流を調整することにより媒質の屈折率を電気的に変化させる集積型レーザと外部に回折格子を配置し共振波長を機械的に変化させる外部共振器型レーザ（External Cavity Laser：ECL）に大別される。さらに、集積型レーザは共振器構造から分布帰還型（Distributed Feedback：DFB）レーザ（LD）と分布ブラッグ反射型（Distributed Bragg Reflector：DBR）LDに分類される。

DFB-LDは、活性層内のキャリア密度はしきい値で概ね一定となるために、注入電流に対する波長可変特性は、 $\sim +1$ GHz/mA（ -0.01 nm/mA）と非常に小さく、30 nm以上という大きな波長可変幅を得ることは不可能である。一方で集積型レーザの媒質の屈折率は、温度でも変化させることができ、DFB-LDの場合、約 -10 GHz/ $^{\circ}$ C（ $+0.1$ nm/ $^{\circ}$ C）である。そこで、各々発振波長の異なる複数のDFB-LDを一つの基板に集積化し、発振させるべきDFB-LDを選択しLDの温度を制御することで、30 nm以上の広い波長可変幅を有する波長可変光源を実現している[10, 11]。しかしながら、波長可変機構が温度制御であること、および複数のDFB-LDを集積化することから基板が大きくなり、熱容量が増大することから、応答速度は秒オーダーと非常に遅くなる。

DBR-LDは利得領域とDBR領域がそれぞれ独立に制御できる構造であるために、大きな波長可変幅が実現できる。しかしながら、通常のDBR-LDの波長可変幅は10 nm程度である。そこで、波長可変幅拡大のためにより複雑な構造を有するSuper Structure Grating（SSG）DBR-LD [12]とSampled Grating（SG）DBR-LD [13]が提案されている。これらのデバイスは、利得領域の前後に周期構造を有するグレーティング領域を構成し、前後のグレーティング領域からの反射スペクトルの重なりを注入電流で調整することにより、大きな波長可変幅を実現する。波長可変幅としてはSSG-DBR-LDで約100 nm [14]、SG-DBR-LDで約62 nm [15]の報告がなされている。また、DBR-LDの波長可変機構が電氣的に媒質の屈折率を変えていることから、応答速度はナノ秒程度と非常に高速である。ただし、注入電流の変化はLDの温度変化も引き起こす。温度による屈折率変化は、キャリア密度（注入電流）による屈折率変化を打ち消すために、応答速度としてはLDが熱平衡に達するまでの時間を考慮する必要がある。熱平衡に達するまでの時間は概ね数マイクロ～数100マイクロ秒である[16]。

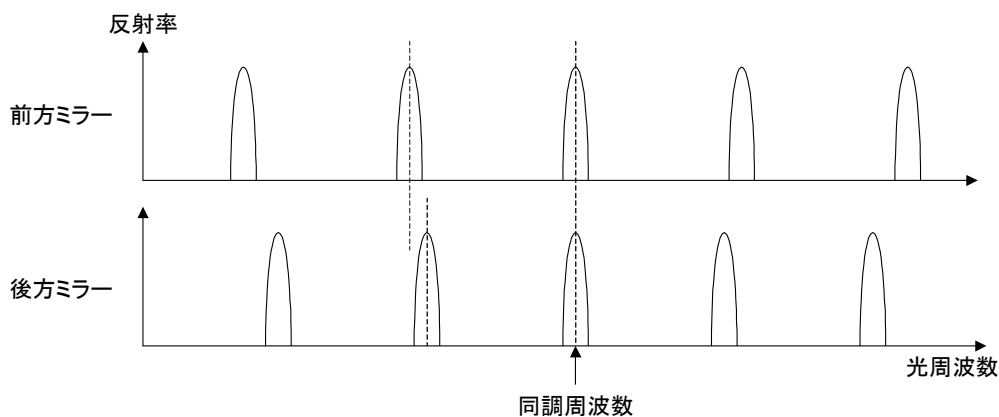
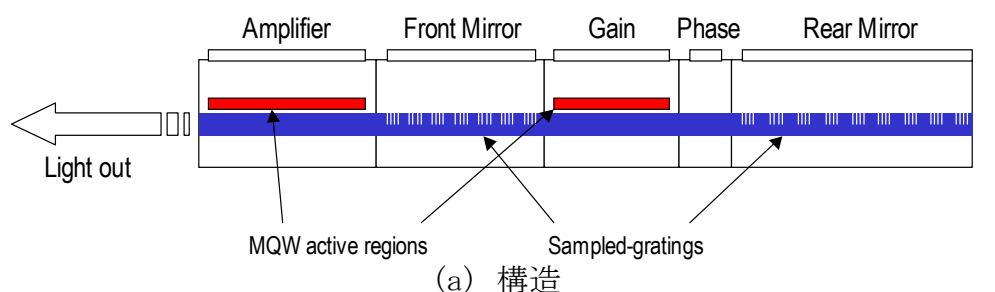
ECLにおいては、近年MEMS（Micro-ElectroMechanical Systems）を用いて外部ミラーを駆動することにより、モードホップフリーで大きな波長可変幅を実現している。MEMSを用いる方式には二通りの方式がある。一方はMEMSミラーとVCSEL（Vertical Cavity Surface Emitting Laser）を集積化する方式（MEM-VCSEL）である[17]。レーザ発振は外部からポンプ光を注入する光励起を用いる。MEM-VCSEL方式で40 Vの印加電圧で50 nmの波長可変幅が得られている。他方は従来通りLDとミラーを個別に配置し、MEMSアクチュエータでミラーを駆動する方式である（MEMS-ECL）。この方式で ± 140 Vの印加電圧で37 nmの波長可変幅が得られている[18]。応答速度については、MEMSの構造に大きく依存するために一概には断言できないが、数十マイクロ秒から数十ミリ秒程度で

あるものと推測される。

このようにいずれのタイプを用いても最終目標である 30 nm 以上の波長可変範囲は達成できる。しかしながら、1 msec 以下の整定時間（目標値の±0.03 % 以下）を実現するためには DFB 型では非常に困難であり、DBR 型もしくは外部共振器型を選択する必要がある。そこで、今回は DBR 型および外部共振器型として入手可能な SG-DBR-LD と MEMS-ECL の波長可変特性について評価を行った。

5-3-3-2 SG-DBR-LD の波長可変特性評価

図 5-3-3-1 に SG-DBR-LD の構造および発振の原理を示す。今回評価を行った SG-DBR-LD の構造は、前方ミラー領域、利得領域、位相領域、後方ミラー領域に加え、半導体光増幅器 (Semiconductor Optical Amplifier : SOA) が集積化されており、従来 DBR-LD で問題となっていた出力パワー不足を解消したタイプである [19]。SG-DBR-LD では前方ミラー領域および後方ミラー領域において、それぞれ光周波数に対して周期的に高い反射率を有し、前方ミラー領域と後方ミラー領域ではその周期が若干異なる。そのため、前方ミラー領域と後方ミラー領域からの特定の高反射ピーク同士が同調した光周波数において共振器損失が最小となるため、その近傍の縦モードで発振する。なお、本報告書においては、特定の高反射ピーク同士が同調した光周波数を同調周波数と呼ぶ。



(b) 前方および後方ミラーからの反射特性

図 5-3-3-1 SG-DBR-LD の構造と発振原理

5-3-3-3 MEMS-ECL の波長可変特性評価

図 5-3-3-10 に MEMS-ECL の構造を示す[18]。ファブリペロレーザ (FP-LD) の後方出射光は、レンズでコリメートされ、回折格子へ入射される。回折格子では、異なる波長の光は異なる方向へ回折されるので、回折格子は共振器の中で光フィルタの役割を果たす。特定の角度で回折された光ビームは、マイクロアクチュエータの上に設置されたミラーにより反射され、FP-LD へと結合する。このとき、FP-LD へ結合するような角度で回折された光ビームが有する波長が、MEMS-ECL の発振波長となる。したがって、ミラーの角度を変えることで、波長を変えることができる。ここで、モードホップを防止するためには、共振器長とミラーの角度を同時に変更する必要がある。そのために、仮想的な枢軸 (Mirror Pivot) を中心にマイクロアクチュエータによりミラーを回転させることで、共振器長とミラーの角度を同時に調整している。

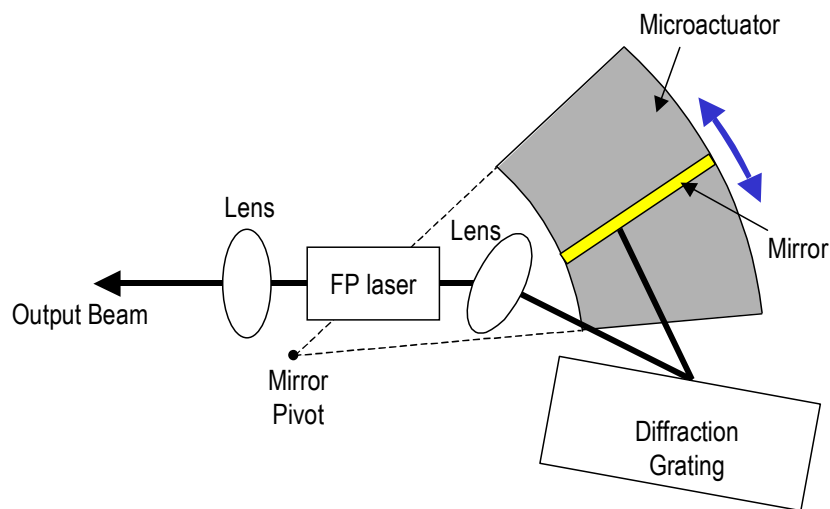


図 5-3-3-10 MEMS-ECL の構成

5-3-4 まとめ

全光ネットワークのノードに配置する光周波数シンセサイザとして、高速・高安定性を両立する光周波数検出・制御部と波長可変光源について検討した。

光周波数検出系では 50GHz グリッドに適合する方式として新型の水晶エタロンが有望であり、エタロンの基本設計を行った。設計したエタロンを製作し、原理確認実験を行ったところ、高い性能が得られた。

波長可変光源については、波長可変幅や応答速度の観点から実験的に評価した。その結果、最終目標である 1 msec 以下の整定時間を満足するためには、SG-DBR-LD が有望であることが明らかになった。

以上の検討により基本的な方式が定まり、概略設計を完了した。

今後、周波数検出・制御系ではエタロンの最適化を行い、波長可変光源について発振モードの安定化について検討を行う。

5-4 総括

OIF では、ノードで光信号全て電気信号に変換するネットワークに関して、ユーザネットワークインタフェースやネットワークネットワークインタフェースの標準化を行っている。本研究開発では、全光ネットワークに関する研究であり、OIF より先行した研究内容である。また、光ネットワークアーキテクチャの検証に関して、ネットワークシミュレータを活用できることも分かった。

高効率光変復調では反転RZ光信号を中心に検討し、コンパクトな光信号スペクトルから優れた分散耐力を有することを確認した。また、変調部の試作により、40Gb/s 反転RZ光信号の生成とエラーフリー特性を確認した。

高速・高安定光周波数制御に用いる波長検出系として、新型Zカット水晶エタロンを中心に検討した。この方式は高速検出が可能であり、S/Nの良い検出信号が得られという特徴を有し、原理確認実験により基本動作を確認した。波長可変光源としてはSG-DBR-LDが有望であることが分かった。

以上述べたように、本年度の研究開発により基本的な方式決定がなされ、概略設計を完了した。

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。

参考資料、参考文献

- [1] 宮地、2002年度電子情報通信学会通信ソフトウェア大会、B-10-63
- [2] 小楠ほか、2003年度電子情報通信学会総合大会 B-10-128
- [3] 森田ほか、2003年度電子情報通信学会総合大会、B-10-70
- [4] S.Sudo et al., IEEE Photon. Technol. Lett., vol.1, pp.392-394, 1989
- [5] H.Nasu et al., OFC2002, WF5, 2002
- [6] S.Ohshima et al., IEEE J. Lightwave Technol., vol.13, no.9, pp.1838-1846, 1995
- [7] Emil S. Koteles et al., OFC' 99, WM23-1, 1999
- [8]大島他、信学技報 OCS2003-4、2003
- [9]小川 智哉、“結晶物理工学”、裳華房、昭和62年
- [10]K.Kudo et al., Proc. of OFC' 2001, TuB4, 2001
- [11]B.Pezeshki et al., Proc. of OFC' 2002, ThGG71, 2002
- [12]Y.Tohmori et al., IEEE J. Quantum Electron., vol.29, pp.1817-1823, 1993
- [13]V.Jayaraman et al., IEEE J. Quantum Electron., vol.29, pp.1824-1834, 1993
- [14]H.Ishii et al., IEEE Photon. Technol. Lett., vol.5, pp.613-615, 1993
- [15]V.Jayaraman et al., Electron.Lett., vol.30, pp.1492-1494, 1994
- [16]C.Braagaard et al., IEEE Photon. Technol. Lett., vol.6, pp.694-696, 1994
- [17]D.Vakhshoori et al., Electron. Lett., vol.35, pp.900-901, 1999
- [18]D.Anthon et al., Proc. of OFC' 2002, Tu07, 2002
- [19]B.Mason et al., IEEE Photon. Technol.Lett., vol.12, pp.762-764, 2000
- [20]S.L.Woodward et al., IEEE Photon. Technol.Lett., vol.4, pp.417-419, 1992
- [21]H.Ishii et al., J. Lightwave Technol., vol.16, pp.433-441, 1998
- [22]M.Miyachi et al., Proc. of OECC' 99, vol.2, pp.1303-1305, 1999
- [23]B.Glance et al, IEEE Photon. Technol.Lett., vol.4, pp1186-1188, 1992
- [24]UNI1.0 Signaling Specification,
<http://www.oiforum.com/public/documents/OIF-UNI-01.0.pdf>
- [25]draft-ietf-ccamp-gmpls-architecture-07.txt,
<http://www.ietf.org/internet-drafts/draft-ietf-ccamp-gmpls-architecture-07.txt>
- [26]draft-ietf-ccamp-lmp-08.txt,
<http://www.ietf.org/internet-drafts/draft-ietf-ccamp-lmp-08.txt>

(添付資料)

- 1 研究発表、講演、文献等一覧
なし