

平成15年度 研究開発成果報告書

「経済的な光ネットワークを実現する高機能集積化光スイッチングノードの研究開発」

目 次

1	研究開発課題の背景	3
2	研究開発分野の現状	4
3	研究開発の全体計画	7
3-1	研究開発課題の概要	7
3-2	研究開発目標	10
3-2-1	最終目標	
3-2-2	中間目標	
3-3	研究開発の年度別計画	12
3-4	研究開発体制	13
4	研究開発の概要（平成15年度まで）	14
4-1	研究開発実施計画	14
4-1-1	研究開発の計画内容	
4-1-2	研究開発課題実施計画	
4-2	研究開発の実施内容	21
5	研究開発実施状況（平成15年度）	23
5-1	高機能集積化光スイッチングノードサブシステムの研究開発（副課題ア）	23
5-1-1	光ハブに対するシステム要件	
5-1-2	5-1-2 光ハブの所要方路数および拡張性	
5-1-3	各モジュール目標特性検討	
5-1-4	光ハブ評価用テストベッド構築	
5-2	波長選択スイッチモジュールの研究開発（副課題イ）	62
5-2-1	波長選択スイッチ開発の方針	
5-2-2	小型分光素子の開発	
5-2-3	スイッチ素子の開発	
5-2-4	モジュール化開発	
5-2-5	今後の課題	
5-3	波長分散補償モジュールの研究開発（副課題ウ）	97
5-3-1	波長分散補償基本構成の検討	
5-3-2	導波路型分散補償器の構造と基本特性の検討	
5-3-3	マイクロオプティクス型の構造と基本特性の検討	
5-3-4	まとめと今後の開発方針	
5-4	偏波モード分散補償モジュールの研究開発（副課題エ）	126
5-4-1	偏波モード分散モジュールの開発方針	

- 5-4-2 偏波制御器の開発
- 5-4-3 可変DGD光回路の開発
- 5-4-4 偏波モニタの開発
- 5-4-5 今後の課題

5-5 総括145

参考資料、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

近年の FTTH (Fiber to The Home) や ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) など数~100 Mbit/s 程度の帯域を持った高速アクセス網の急激な普及により、ホームユーザにおいては、種々のブロードバンドインターネットサービスを楽しむことができる環境が整備されつつある。また、企業網においても、1~10 Gbit/s の高速専用線サービスが開始されている。さらに、次世代携帯電話網においても、10 Mbit/s 程度の高速データ転送サービスが計画されている。これらの通信需要増大に対応するため、バックボーンネットワーク (コア網) では、波長多重技術を用いた超大容量光通信システムの敷設が進みつつある。

その一方で、大都市内や複数の都市間を接続するメトロ領域で二つのボトルネックが指摘されている。一つは、現状の電話網を中心としたネットワークでは、アクセス網から都市間をまたいで接続する際に、市内交換機網と市外交換機網を必ず中継する必要があり、FTTH の持つ広帯域性を活かした新しいサービスに対しては、交換機のスループットが大幅に不足することである。もう一つは、FTTH が本格普及した際には、メトロコア網自体の伝送帯域が高速アクセス網全体の帯域に対して大幅に不足していることである。現状では、Web サービスが主体であり、かつ、種々の専用線が併用されているため、このボトルネックは顕在化していない。しかし、高品質画像配信サービスや大容量コンテンツのピア to ピア転送、IP ネットワークへの企業網の統合・整備の進展など、ネットワークに負荷のかかるアプリケーションやサービスが普及し始めると、メトロ領域の回線交換機能と伝送容量双方の帯域不足が End-to-end での高品質な通信サービスを提供するためのボトルネックとして浮上してくることが予想される。また、現在、電話網を中心としたネットワークから、データ転送を中心とした IP ネットワークに移行されつつあるが、IP ネットワークにおいても、電気によるスイッチング能力の限界が依然として残り、上記の状況は大幅には改善しないものと考えられる。さらに RF タグやマイクロセンサなどが大量に使用されるユビキタス社会が到来すると、これらのマイクロチップとローカルサーバ間の頻繁なアクセスが発生し、アクセス網やメトロ網で発生するトラフィックが爆発的に増大することも予想される。

この状況を打破するためには、帯域ボトルネックになるメトロ領域に新しい光スイッチングノードを設置し、アクセス網とコア網間で、電気スイッチを介在することなく光領域で直接接続する新しいフォトニックネットワークアーキテクチャを構築することが有効と考えられる。メトロコア網にコア網で適用されている超大容量波長多重伝送技術と、波長多重された光信号を直接スイッチングする光ノードを新たに導入することにより、日本国内の任意の地点間で距離を全く意識することなく、FTTH の持つ上り・下り双方向 100 Mbit/s の高速アクセス網の能力をフルに発揮したブロードバンドネットワーク網が実現する。

本提案は、このメトロ領域に導入するための低価格かつ高機能な光スイッチングノードの研究開発を行うものである。以下に、本提案の開発課題と効果について詳細に説明する。

図 1 に提案する次世代フォトニックネットワークの構成を示す。次世代の光スイッチングノードとしては、下記のものがある。

- (a) 光クロスコネクタ： コア網に適用 (コア網内をメッシュ状に接続)
- (b) 光ハブ： メトロコア網に適用 (コア網およびメトロアクセス網と接続)

(c)光 ADM： メトロアクセス網に適用(ユーザと接続)

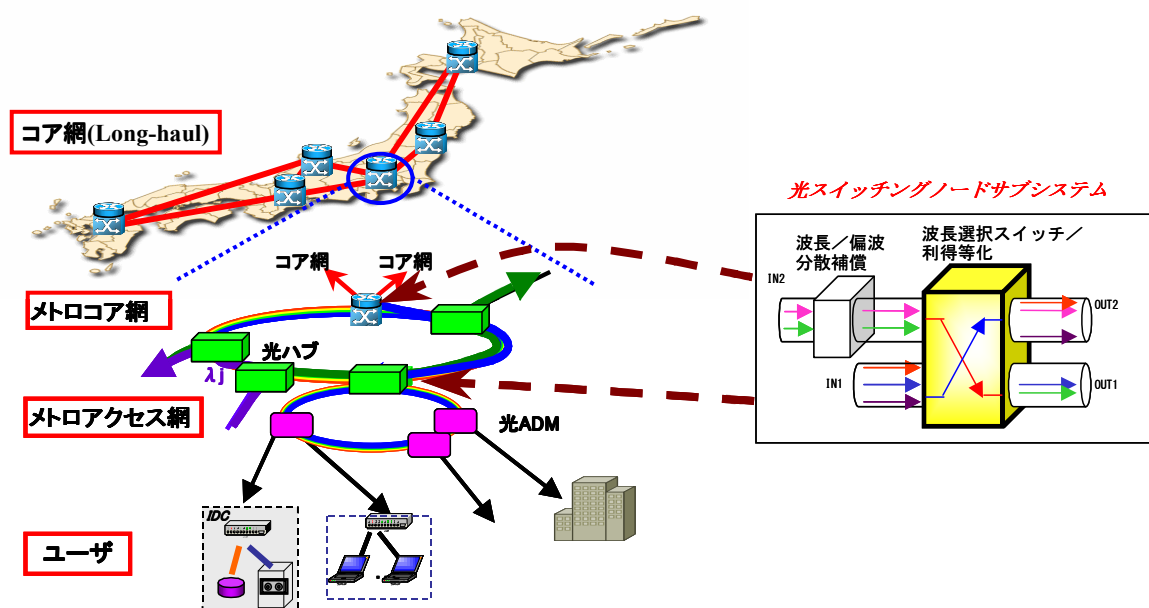


図 2-1 次世代フォトニックネットワーク

2 研究開発分野の現状

従来、光スイッチングノードとしては、コア網に用いられる光クロスコネクタスイッチと、メトロアクセスなど小規模ネットワークに適用される光 ADM (Add Drop Multiplexer) が一般的であった。それぞれ、旧来電気レイヤで行われていたスイッチングを光領域でカットスルーさせることで、電気・光変換部や大規模電気スイッチをバイパスすることが可能となり、ネットワークの大容量化、経済性やフレキシビリティの向上に寄与するため、研究開発が活発に行われ、一部は製品導入が開始されつつある。メトロコア網でも、新たに光ハブと呼ぶ新しい光スイッチングノードをアクセス網とコア網間(図 2-1 に示すメトロコア網とコア網およびメトロアクセス網との接続点)に導入し、これらのネットワークをまたぐ光信号間を直接スイッチングすることで、帯域ボトルネックを解消させる。

この光ハブは、以下に示す新規の機能を必要とする。

- (1) 入出力のファイバ数はそれぞれ 2 本程度と少ないが、2 本のファイバからそれぞれ入力される数十波以上の波長多重信号に対して、波長単位に 2 本の出力ファイバへの経路切り換えをダイナミックに行う。
- (2) 伝送距離が短いアクセス網と伝送距離が長いコア網間を光で接続するため、アクセス網から出力される光信号に対して、長距離伝送に耐えられるように光パワーレベル調整や分散補償(波長分散、偏波モード分散)などの様々な光領域の処理を行う。また、逆に、コア網での長距離伝送で劣化した光信号に対して同様の調整・補償の処理を行って、高品質な光信号状態でアクセス網に送出する。
- (3) メトロ領域への適用に則した非常にシンプルかつ、低価格な構成を有す

る。

従来の光 ADM スイッチは、低価格かつシンプルではあるが、ファイバの入出力数が一本ずつであり、かつ、任意の波長を二つの出力ファイバに経路切り換えを行うことができず、(1)の要件を満足しない。一方、図 2-2 に示す光クロスコネクタスイッチは、複数の入出力ファイバに対応しており、波長単位の経路切り換え機能も有するため、基本的な(1)の機能は満たす。しかし、大規模マトリクス光スイッチの両側に合分波器や光可変減衰器を配置する構成であり、多数の光モジュールから構成されているため、サイズ・価格が大きく、(3)の要件であるメトロ領域に必須の低価格を実現することが非常に難しい。また、全体の挿入損失も 17dB 程度となり、この損失補償のための光増幅器も別途必要となる。これに対して、光ハブに要求される光モジュールの構成を図 2-3 に示す。この構成は波長選択スイッチと呼ばれ、合分波機能と波長毎のクロスバースイッチ機能、波長毎の光パワー調節機能などが一つの光モジュール内で実現される。このため、光ハブに必要な機能が過不足なく実現でき、低価格で小型かつシンプルな光ハブが実現できる。挿入損失もトータルで 5dB 程度(光クロスコネクタスイッチの約 1/20)となり、高価な光増幅器を取り除くことも可能である。

(2)については、これまでは、コア網のポイント to ポイント伝送の課題として研究開発が一部で行われてきていたが、フォトリックネットワークを構築するノード装置への実装を前提とした具体的な検討は行われておらず、新たな技術開発アイテムと考えられる。特に光スイッチング機能と連動するためには、信号劣化状態をモニタする機能を有し、高速なアダプティブ補償動作を行う必要がある。

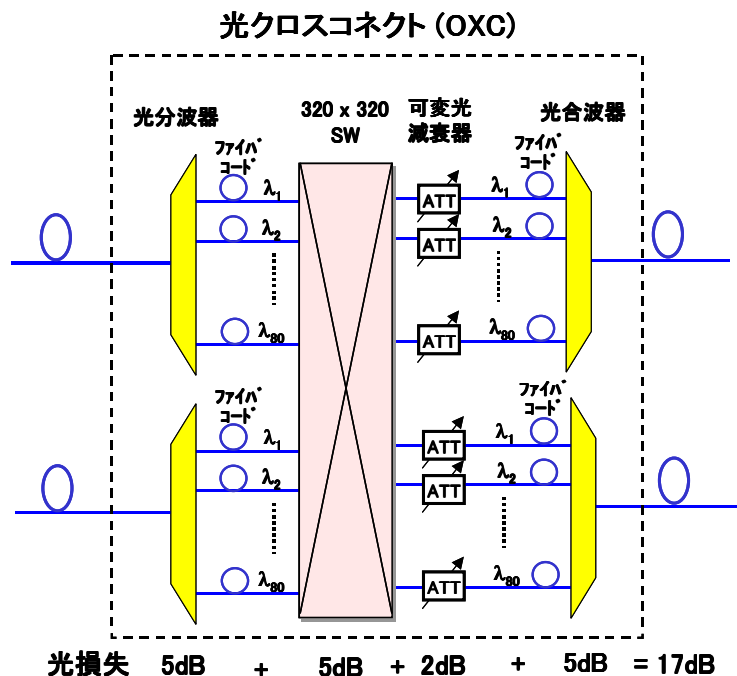


図 2-2 光クロスコネクタスイッチを用いた光スイッチングノード

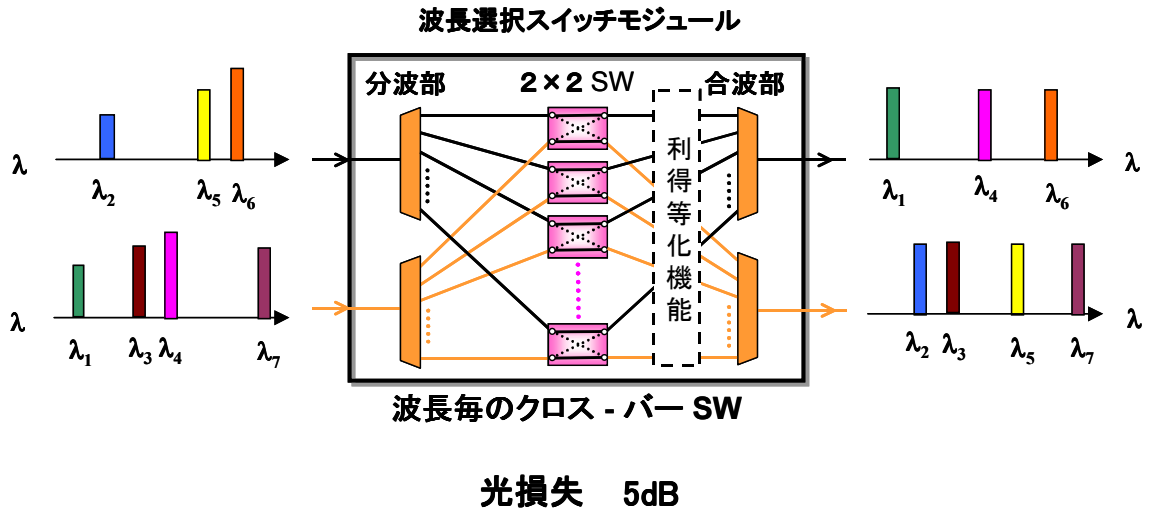


図 2-3 波長選択スイッチを用いた光スイッチングノード

以上示したように、メトロコアで発生する帯域ボトルネックを解消するために、光ハブと呼ぶ、新たな光ノードを導入すること、その光ノードに適用する光スイッチングサブシステムとしては、波長毎の経路切り換え機能の他に光パワーレベル調整機能、波長分散、偏波モード分散などの高度な補償機能を低価格かつシンプルな形態に集積化する必要があることを説明した。本研究開発が終了する数年先では、10 Gbit/s 程度の通信速度が様々な領域に本格的に普及し、一部のユーザは 40 Gbit/s の通信速度の導入開始が予想されるが、今回提案する高機能集積化スイッチングノードを光ハブとしてメトロ領域に導入することにより、これらの高速光信号が距離を全く感じさせずにシームレスに直接接続することが可能となる。光レベルでのルーティング技術による経済的でトランスペアレントかつフレキシブルなネットワークの構築は、今後ネットワークとしての付加価値を生み、多種多様な新しいサービスを創出し、e-Japan に示される IT 社会実現へとつながることが期待される。

光通信分野は材料、デバイスからシステムまでトータルで国際競争力があり、先端的技術開発が社会に与える影響度の大きい技術分野である。光通信の中核技術や様々なノウハウは、長年これらの開発に携わってきた民間企業に蓄積されているが、昨今の経済状況により、世界トップレベルの技術水準の維持が極めて困難な状況になりつつある。本提案は、デバイスからシステムまでを網羅する意欲的な開発を計画しており、研究開発を遂行することで、関係する業界全体を活性化させ、わが国全体の技術的プレゼンスを維持することに大いに貢献すると考える。

3 研究開発の全体計画

3-1 研究開発課題の概要

3-1-1 研究開発課題の背景

近年、高速アクセス網、高速企業網が急速に普及し、これらの通信需要増大に対応するため、コア網では波長多重伝送システムの敷設が進みつつある。その一方で、都市間を接続するメトロ網は、ノードのスループットと伝送帯域が大幅に不足するため、ネットワーク上のボトルネックとなる。この状況を打破するために、図 3-1 に例示するように、メトロ領域に、波長選択スイッチと各種補償機能を集積化した小規模な光スイッチングノード（光ハブ）を設置し、光領域でアクセス網とコア網を直接接続する新しいフォトニックネットワークアーキテクチャの構築を提案する。光ハブをアクセス網とコア網間の接続ノードとして適用することにより、日本国内の任意の地点間で距離を全く意識することなく、FTTH の持つ上り・下り双方向 100 Mbit/s の高速アクセス網の能力をフルに発揮できる経済的ブロードバンドネットワーク網の実現が可能となる。

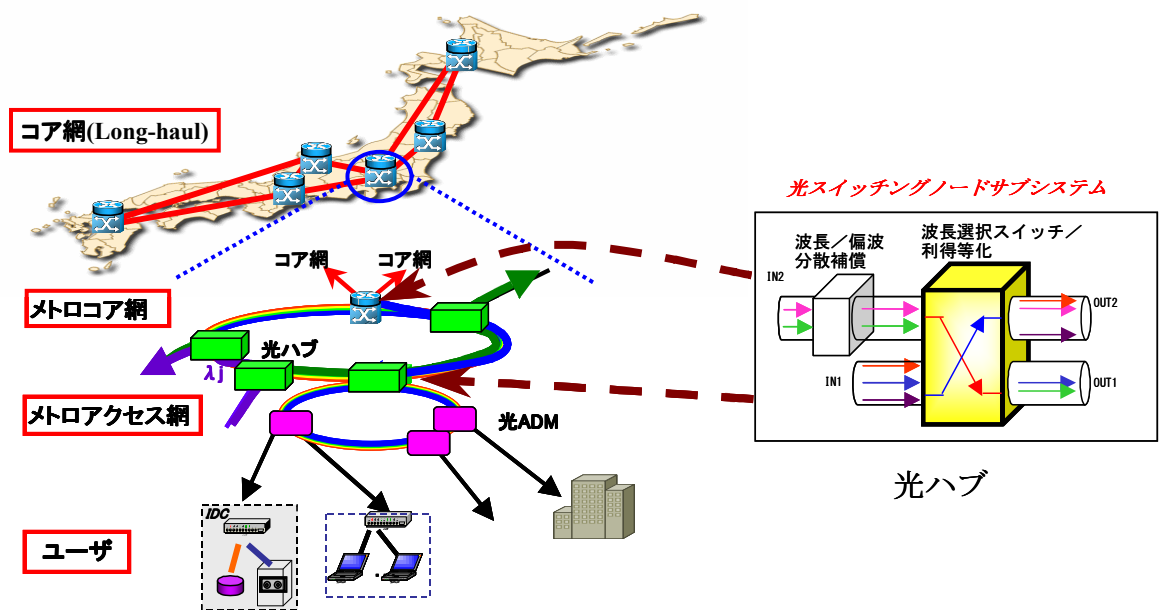


図 3-1 次世代フォトニックネットワークと本研究で開発する光スイッチングノード

3-1-2 研究開発課題の概要

本提案の高機能集積化光スイッチングノード（図 1 に例示）は、メトロコア網に適した小型・低価格かつフレキシビリティの高い光ハブ機能を提供するとともに、End-to-end の高品質な通信状態を確保するために、経路切替に連動してアダプティブに動作する、各種の光補償機能を内蔵することを特徴とする。そのための主要開発項目としては、波長選択スイッチモジュール、波長分散補償モジュール、偏波モード分散補償モジュール、およびそれらを統合したサブ

システムがあり、下記の通り、4つの副課題に大別して本研究開発を実施する。

副課題ア) 高機能集積化光スイッチングノードサブシステムの開発

下記の副課題イ～エの各モジュール機能をインテグレートし、小型・低価格を可能とする機能集積形態を追求する。特に、小型化と低価格化に適した機能統合形態、統合制御と実現性を考慮した各モジュールへの最適な機能配分、今まで世界的にも全く研究実績の無い、光スイッチングとアダプティブな光補償技術の融合を実現する高速モニタ・制御技術の開発を行う。

副課題イ) 波長選択スイッチモジュールの開発

メトロコア網に適した小型・低価格と、フレキシビリティを併せ持つ、波長選択スイッチモジュールの開発を行い、光ハブとしての基本である光ルーティング機能を実現する。図 3-2 のような2入力×2出力の波長選択スイッチ機能、伝送によって生じる波長間の光パワーレベルの偏差を補償する光パワーレベル調整機能を、図 3-3 に示すような形態で一体集積集することにより、従来にない小型、低損失、低価格を目指す。

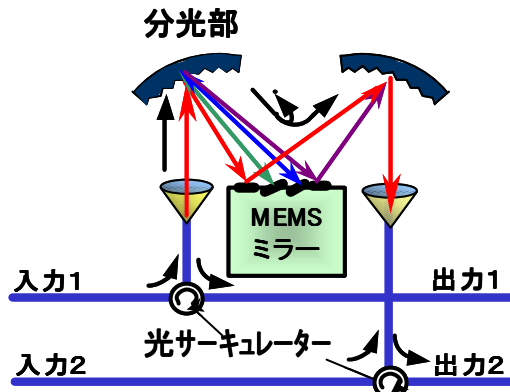


図 3-2 2入力2出力波長選択スイッチ基本構成図

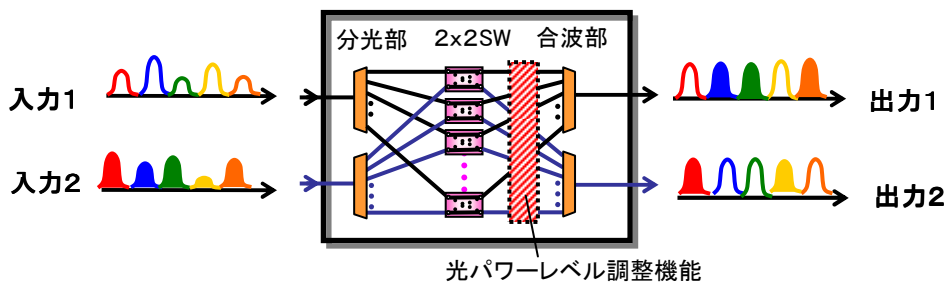


図 3-3 分光部とスイッチ部を一体化した波長選択スイッチの構成例

副課題ウ) 波長分散補償モジュールの開発

10 Gbit/s 以上の高速伝送でネットワークサイズの制限要因となる波長分散をアダプティブに補償する。波長多重信号の波長分散の波長間差(分散スロープ)も併せて補償する機能が重要である。その補償方法は2つある。ひとつはチャ

ネル間の分散量の変化を連続的=分散スロープとして捉え、複数のチャンネルを一括で補償する方法（一括スロープ補償）であり、もうひとつは、隣接チャンネル間の補償量に関らず個別に分散補償量を設定する方法（個別チャンネル補償）である。本副課題では、どちらの方法がよりメトロに適しているか検討し、更に光スイッチングノード適用に重要でありながら従来デバイスで困難であった高速応答特性も可能な構造の実現を目指す。

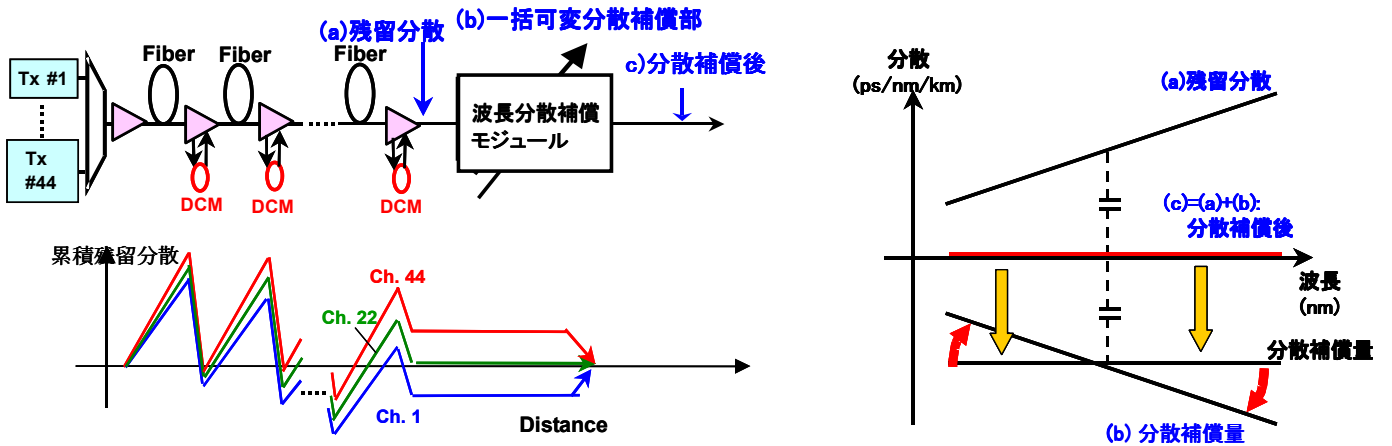


図 3-4 残留分散と波長分散補償モジュールの動作

副課題エ) 偏波モード分散補償モジュールの開発

ファイバ状態によっては、偏波モード分散がネットワークサイズの制限要因となることがあり、そのアダティブ補償を行う必要を生じる。波長毎の現象のランダム性により、補償機能が波長毎に必要なため、徹底した機能集積化、アレイ化により小型、低価格化を図る。本偏波モード分散補償モジュールは、40 Gbit/s 以上の超高速伝送において特に必要となる。

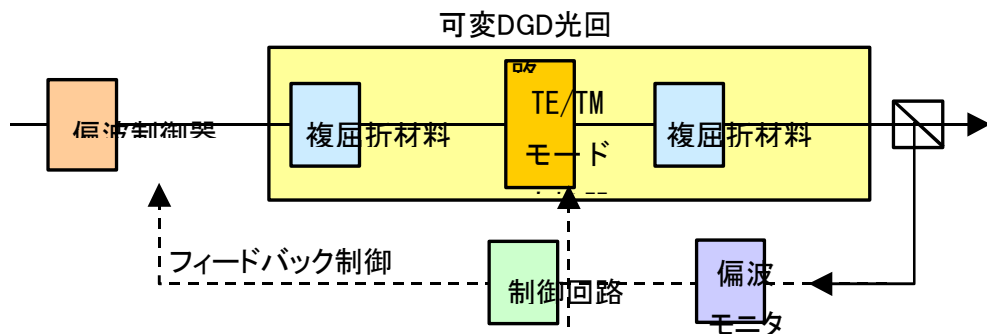


図 3-5 偏波モード分散補償モジュールの基本構成図

3-2 研究開発目標

3-2-1 最終目標（平成20年3月末）

副課題ア）高機能集積化光スイッチングノードサブシステムの開発

波長選択スイッチ（光パワーレベル調整機能を含む）、波長分散補償機能、偏波モード分散補償機能、およびそれらの統合モニタ・制御機能をサブシステムに統合し、実際のネットワークに適用可能な特性を実現する。具体的には、実際のメトロコア網を模擬したリング形態のテストベッドを構築し、サブシステムとしての総合的な機能確認を行う。高機能集積化光スイッチングノードサブシステムの最終目標を下記に示す。

- ・サイズ(体積)、価格：現状技術を用いて光クロスコネクトスイッチ、波長分散補償器、偏波モード分散補償器を構成・統合した値に対して20分の1
- ・応答速度：ネットワーク全体として50ms以下
- ・入出力ポート数：2入力2出力
- ・ビットレート：2.5～40Gbit/s
- ・波長帯：C-band(またはL-band)
- ・波長間隔：25, 50, 100GHz

副課題イ）波長選択スイッチモジュールの開発

- ・小型化、低損失化、低価格化のための分光光学系、モジュール技術の確立
- ・アナログスイッチング技術の確立(制御含めて <1ms)
 - 1ms以下の応答速度のアナログスイッチングデバイス
 - 1ms以下の動作に対応したVOA制御/駆動技術の確立
- ・モジュールの目標
 - サイズ：従来の1/10、損失：5dB以下、価格：従来の1/10
 - 光クロスコネクト型スイッチ(合分波器+マトリクススイッチ+VOA)を基準
 - 波長間隔：25～100GHz
 - 光パワーレベル調整機能の集積化

副課題ウ）波長分散補償モジュールの開発

今まで実現されていなかったシステムに適用可能な広い分散補償範囲の実現と光経路の切替に対応する高速補償動作の実現を最終目標とする。その他、詳細な特性は初年度にシステム仕様の検討の中で決定する。

- ・可変補償幅
 - 分散スロープ補償幅：36ps/nm²（全幅，C or Lバンド）以上
 - 分散補償幅：±2000ps/nm 以上
- ・動作速度：約10ms（制御系の収束時間を含む）

副課題エ）偏波モード分散補償モジュールの開発

偏波モード分散補償モジュールを構成する要素デバイス(偏波制御器、可変GD光回路、偏波モニタ)をアダプティブな制御も含めた機能集積化し、かつ、

アレイ化を行うことにより、小型化・低価格化を達成する。

- ・8波長以上の機能集積化、アレイ化
- ・100 μ s以下の応答速度の実現
- ・個別の現状技術で構成したモジュールと比較して、サイズ・価格ともに1/10以下

3-2-2 中間目標（平成18年1月末）

副課題ア) 高機能集積化光スイッチングノードサブシステムの開発

サイズ・動作速度などに一部制約はあるものの、各モジュールの基本的な機能（光スイッチング機能、光補償機能）は最終目標と同等のものを実現する。これらを用いて、各モジュールを統合制御した状態での動作検証実験を行い、課題を明確化し光デバイス開発にフィードバックすることで、最終目標に向けての開発を推進する。

- ・入出力ポート数：2入力2出力
- ・ビットレート：10 Gbit/s
- ・波長帯：C-band(またはL-band)
- ・波長間隔：50 GHz

副課題イ) 波長選択スイッチモジュールの開発

基本光学系と機能は最終目標と同等のモジュールを実現し、システム実験を通して、制御アルゴリズムの指針を得る。

- ・分光光学系の構成決定
- ・アナログ動作可能なスイッチングデバイスの構造決定

副課題ウ) 波長分散補償モジュールの開発

基本的な光学特性は最終目標と同等とする。システム評価が可能なレベルのモジュール化を行う。

副課題エ) 偏波モード分散補償モジュールの開発

偏波モード分散補償モジュールを構成する要素デバイス(偏波制御器、可変DGD光回路、偏波モニタ)の1波長分の基本構成について所要の性能を達成する。

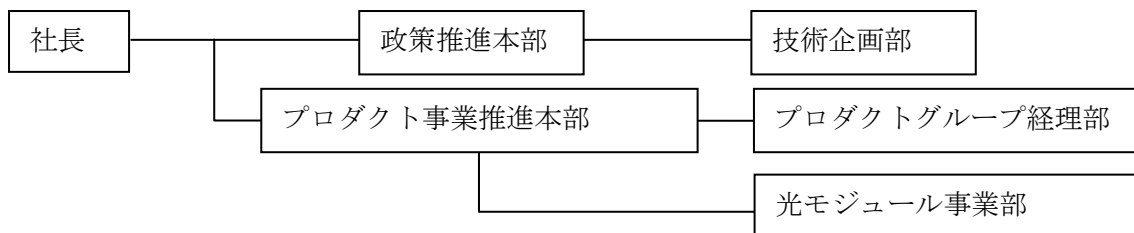
3-3 研究開発の年度別計画

(金額は非公表)

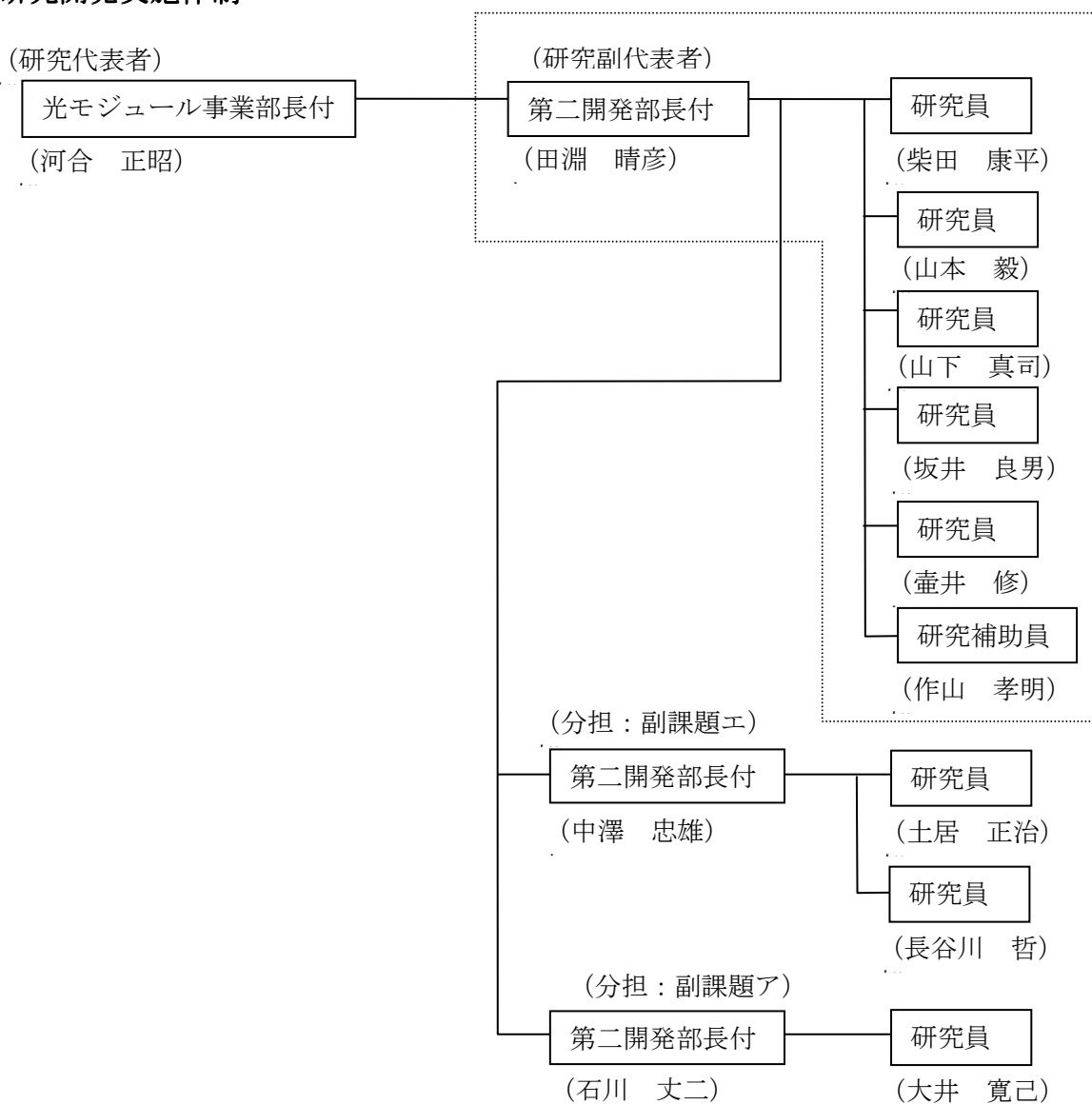
研究開発項目	H15年度	H16年度	H17年度	H18年度	H19年度	計	備考
経済的な光ネットワークを実現する高機能集積化光スイッチングノードの研究開発							
副課題ア) 高機能集積化光スイッチングノードサブシステムの開発					→		
副課題イ) 波長選択スイッチモジュールの開発					→		
副課題ウ) 波長分散補償モジュールの開発					→		
副課題エ) 偏波モード分散補償モジュールの開発					→		
間接経費額 (税込み)							
合 計							

- 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。

3-4 研究開発管理体制



2-2 研究開発実施体制



4 研究開発の概要（平成15年度）

4-1 研究開発実施計画

4-1-1 研究開発の計画内容

本研究開発では、アクセス網とコア網、又はメトロコア網とコア網を接続する光スイッチングノードで、接続する網経路を波長単位で任意に制御する機能（波長選択スイッチ機能）と、経路切り替えに応じて変化する光パワーと伝送路の分散を適応補償し End-to-end で常に高品質な通信状態を確保する各種光補償機能（光パワーレベル調整機能、波長分散補償機能及び偏波モード分散補償機能）を内蔵した、小型・低価格でフレキシビリティの高い集積化光スイッチングノード（光ハブ）を開発する。

本提案の高機能集積化光スイッチングノードは、上記のように光スイッチ機能と、経路切替に応じて適応動作する各種光補償機能を内蔵するため、下記4つの副課題に大別して研究開発を実施する。

- 副課題ア) 高機能集積化光スイッチングノードサブシステムの開発
- 副課題イ) 波長選択スイッチモジュールの開発
- 副課題ウ) 波長分散補償モジュールの開発
- 副課題エ) 偏波モード分散補償モジュールの開発

各副課題における今年度の具体的取り組みは以下のとおりである。

副課題ア) 高機能集積化光スイッチングノードサブシステムの開発

(a) 各モジュールが目標とすべき主要特性、および機能統合形態の検討

メトロコア網に光ハブを適用する上で要求される機能・特性のブレイクダウンを行う。その上で、副課題イ～エと連携して各モジュールの実現性に関する検討状況を踏まえ、それらの目標特性(可変範囲、挿入損失、透過帯域、応答速度等)に関する指針を示す。

それと並行して、サブシステム一体化による低価格化・小型化のメリットを活かせるよう、各機能(光スイッチング、光波形歪補償)の統合形態の得失を比較する。

(b) 光ハブ評価用テストベッド構築

次年度以降の各モジュールおよび統合サブシステムの伝送評価実験に備え、メトロコア網を模擬したテストベッド構築を進める。特に今年度は、上記で検討した各モジュールの目標特性に関して、定量的に評価するための測定系の構築を行なう。

副課題イ) 波長選択スイッチモジュールの開発

光パワーレベル調整機能集積、スイッチング動作の高速化、モジュールの小型化、低価格化を目標として新規構造の波長選択スイッチの開発を進める。これらの目標の達成を目指し、今年度は以下の点を重点的に開発する。

(a) 波長選択スイッチの構成検討と課題抽出

目標である 25、50、100GHz 間隔の波長選択スイッチの実現に向け、副課題ア) と連携してその仕様を検討し、分光部、MEMS ミラー部、制御部に要求される性能を整理する。その結果を元に、小型化、低価格化のための課題の抽出を行う。

(b) 小型分光部の開発

波長選択スイッチのサイズを決める重要部品である分光部(WDM 光を波長ごとに分解する部分)の小型化には高波長分解能が要求される。高波長分解能を低損失、低価格に実現する従来に無い新規の分光光学系の開発を進める。具体的には、回折格子に代表されるマイクロオプティクス型と、導波路型の分光デバイスを中心に色々なタイプの分光素子の比較・検討を波長分解能力、偏波依存性、損失、サイズ、実装性 等の観点から行う。その中から幾つかの候補を絞込み、原理確認のための試作を行う。マイクロオプティクス型は、試作したものを評価し、各構成の得失をまとめる。導波路型は基本的な光回路を設計し、シミュレーションで最適な構造を導出した後に試作し、その特性見通しを明らかにする。これらの評価を通して、波長選択スイッチ構成時の性能、価格、サイズ等の見通しのまとめと、新規デバイスの設計のための課題抽出・ベースとなる技術の明確化を行う。

(c) アナログ動作可能な光スイッチング部の開発

光パワーレベル調整機能の集積化のためには、スイッチ部に VOA(Variable Optical Attenuator)機能を持たせる必要があり、その実現にはスイッチ部のアナログ動作が必須である。この機能の実現を中心に、小型化、低価格化の要求も踏まえ、下記の条件を満たすデバイスとして MEMS(Microelectric Mechanical System)に着目し、構造の検討を行う。

- ①アナログ動作可能なスイッチングデバイス
- ②ms 以下の動作速度のスイッチングデバイス
- ③スイッチングデバイスの狭ピッチアレイ化(小型化の点から)

必要な機能/性能を実現可能な MEMS ミラーの新規構造を数種類考案し、製造性、可能な動作速度、駆動電圧 等の点から比較を行う。それらの中から候補となる構造を選択し、シミュレーションを行い、特性比較と最適構造の導出を行う。狭ピッチ配列、及び微小 MEMS ミラーの実現に向け、高精度加工プロセスを開発し、選択した MEMS ミラーの原理試作・動作性能の評価と特性改善に向けた課題抽出を行う。合わせて微小ミラーの特性評価のための評価系を構築する。

(d) モジュール化開発(光実装技術、入出力光学系開発、制御技術開発)

小型、低価格な波長選択スイッチ実現に向け、入出力光学系、光実装、制御/駆動回路の要素技術(モニタ方式、高速駆動方式)の課題抽出を行う。

副課題ウ) 波長分散補償モジュールの開発

波長分散補償モジュール開発の狙いは、小型低価格化、チャンネル間分散補償量の拡大、高速補償動作である。

今年度は、上記狙いに則した補償構造を考案・抽出し、その実現性の判断に必要な作製上のポイントを把握、副課題アと連携し、実現性を勘案しながらモジュール開発の方向性を絞り込む。

(a) 波長分散補償基本構造の開発

波長分散モジュールの小型低価格化に向けては、複数のチャンネルの分散補償を単一のモジュールで実現することがポイントとなる。そこでアレー集積が期待できる導波路型と、集積化の自由度の高いマイクロオプティクス型の2つに着目する。この2つの構造を基本としてチャンネル間分散補償量の拡大、高速補償動作に適した構造を考案する。また考案した構造に対して副課題アと連携の下で仕様案を作成し、仕様案に対する各構造の開発課題を明確化する。

(b) 波長分散補償モジュール光学系の開発

(a) で考案した構造に対して、光学系のデバイスシミュレーションを実施、作製上の課題を抽出する。各構造について抽出した課題に対して、実用判断のポイントとなる導波路、マイクロ光学系の個別部分の原理試作を行い、仕様案を満足するために必要となる部材の作製精度と実装精度を明確化する。

(c) 波長分散補償モジュールの補償量可変機能の開発

(a) で考案した構造に対して、それぞれに適した可変機能用デバイスを選定する。具体的には、導波路型、マイクロ型のそれぞれに対応したシミュレーション、原理確認試作を行い、各構造に対して実現可能な可変幅、補償分解能、応答速度などを把握する。これにより来年度以降の開発ポイントを明確化する。

副課題エ) 偏波モード分散補償モジュールの開発

今年度は、偏波分散補償モジュールを構成する3つの要素デバイスの中で、偏波制御器、可変 DGD 光回路について、以下の検討・開発を行う。

(a) 課題整理・方針決定

国内外の関連デバイスの動向調査を行い、各種方式を比較・検討する。そして最終目標に向けてデバイスを構成する上での課題を抽出・整理する。この検討結果に基づき、それぞれの要素デバイスに適した構成を絞り込む、もしくは新たな方式を考案するなど、開発方針を決定する。

(b) デバイス基本設計

上記の比較検討を実施するため、候補となるデバイスの基本的な設計を行う。具体的には、重要なデバイス特性（低駆動電圧、低損失、高速動作性など）に着目して、種々の特性シミュレーション、作製プロセス実現性につ

いて検討する。

上記設計に基づきデバイスおよび評価用モジュールを試作して評価し、基本動作を確認する。本評価より新たな課題を抽出し、次年度の開発へのフィードバックを行う。

上記、副課題ア)、副課題イ)、副課題ウ) 及び副課題エ) の具体的な取り組みスケジュールは次のとおりである。

線表

	平成 15 年 9 月	平成 15 年 10～12 月	平成 16 年 1～3 月
副課題ア) 高機能集積化光スイッチング ノードサブシステムの開発 ① 各モジュール目標特性、機能統合形態 検討 ② 光ハブ評価用テストベッド構築		機能統合形態検討	各モジュール目標特性
		テストベッド構成検討	
副課題イ) 波長選択スイッチモジュールの 開発 ①小型分光部開発 ②スイッチング素子開発 ③構成検討／モジュール化開発		構成検討・方式比較	原理試作
		高速アナログ動作型基本設計	原理試作
		構成検討	要素技術課題抽出
副課題ウ) 波長分散補償モジュールの開発 ①波長分散補償基本構造の開発 ②光学系の開発 ③補償量可変機能の開発		構成案抽出／基礎特性解析・検討	
		デバイスシミュレーション	原理試作
		デバイスシミュレーション	原理試作
副課題エ) 偏波モード分散補償モジュール の開発 ①偏波制御器の開発 ②可変DGD光回路の開発		方式検討／基本設計	原理試作
		方式検討／基本設計	原理試作

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
副課題ア) 高機能集積化光スイッチングノードサブシステムの開発				→		
副課題イ) 波長選択スイッチモジュールの開発				→		
副課題ウ) 波長分散補償モジュールの開発				→		
副課題エ) 偏波モード分散補償モジュールの開発				→		
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)。

(合計の計は、「3-1の研究開発課題必要概算経費」の総額と一致)

2 備考欄に再委託先機関名を記載。

4-2 研究開発の実施内容

本提案では波長単位で任意の経路を設定する波長選択スイッチと、切り替えに応じて変化する光パワーレベルの調整、波形劣化(伝送路の波長、偏波分散)を補償し、常に高品質な通信状態を確保する機能を集積化した小型・低価格でフレキシビリティの高い光スイッチングノード(光ハブ)の開発を進めた。

ア) 高機能集積化光スイッチングノードサブシステム

各モジュールが目標とすべき主要特性を検討した。メトロコア網に光ハブを適用する上で要求される機能・特性をブレイクダウンし、各機能モジュールの実現性を踏まえ、目標特性(可変範囲、挿入損失、透過帯域、応答速度等)の指針を示した。並行して、サブシステム一体化による低価格化・小型化のメリットを活かせるよう、各機能(光スイッチング、光波形歪補償)の統合形態の得失を比較した。

イ) 波長選択スイッチモジュール

小型、低価格、高速の光パワーレベル調整機能集積波長選択スイッチモジュールの実現に向け、分光部、MEMS ミラー部、制御部に要求される性能を整理し、課題を抽出した。サイズを決める重要部品である分光部(WDM 光を波長ごとに分解する部分)は回折格子に代表されるマイクロオプティクス型と導波路型の分光素子の比較検討を行った。光パワーレベル調整機能と、小型化を目指し、①アナログ動作、②ms 以下の動作、③狭ピッチ化(100 μ m)が可能な光スイッチ素子として、MEMS (Microelectric Mechanical System)の適用を検討し、MEMS ミラーの原理試作・評価から、特性改善に向けた課題抽出を行った。モジュール化に向け、入出力光学系、光実装、制御/駆動回路の要素技術(モニタ方式、高速駆動方式)の課題抽出を行った。

ウ) 波長分散補償モジュール

小型化、低価格化、チャンネル間分散補償量の拡大及び高速補償動作実現に向け、以下の検討を行い、補償構造の考案・抽出と開発モジュールの方針決めを行った。

①アレー集積が期待できる導波路型と、②集積化の自由度の高いマイクロオプティクス型の2つに着目し、チャンネル間分散補償量の拡大、高速補償動作に適した複数のチャンネルの分散補償を単一のモジュールで実現する構造を考案する。導波路型、マイクロ型のそれぞれに対応したシミュレーション、原理確認試作を行い、各構造に対して実現可能な可変幅、補償分解能、応答速度などを把握した。これにより来年度以降の開発ポイントを明確化した。

エ) 偏波モード分散補償モジュール

偏波分散補償モジュールを構成する3つの要素デバイス(偏波モニタ、偏波制御器、可変 DGD 光回路)について以下の検討・開発を行った。

関連デバイスの動向調査を行い、各種方式の比較・検討、最終目標に向けた課題を抽出・整理し、開発方針を決定した。候補となるデバイスの基本的な設計を行い、比較検討を実施した。具体的には、重要なデバイス特性(低駆動電圧、低損失、高速動作性など)に着目して、種々の特性シミュレーション、作製プロセス実現性について検討した。設計に基づきデバイスおよび評価用モジュール

を試作・評価し、基本動作の確認・課題抽出・開発へのフィードバックを行った。

5 研究開発実施状況（平成15年度）

5-1 高機能集積化光スイッチングノードサブシステムの開発（副課題ア）

5-1-1 光ハブに対するシステム要件

本研究開発課題では、メトロ網での伝送容量不足のボトルネックを打破するために、光ハブを採用することで、End-to-endでの光レベルでのネットワークを構築することを目的とする。本研究開発課題で開発を進める光ハブに対するシステム上の要件を以下に記述する。

①様々なネットワーク形態への対応

光ハブの適用を想定しているネットワーク形態としては、図5-1-1-1の3種類が考えられる。

- (a) Ring interconnection: 2入力2出力程度の光ハブで、複数のリング網間を光レベルで接続する形態
- (b) Mesh interconnection: 数入力数出力の光ハブで、メッシュ状に各ノード間を接続する形態
- (c) Distribution: 大口クライアント（インターネットデータセンター（IDC）、大学、公共研究機関等）に対し、光ハブを用いて波長多重信号の状態での信号分配する形態。

今後は、サービスやノード配置等の様々な要因で、上記の3形態のネットワークは、混在しながら拡大していくと考えられる。もし上記ネットワーク形態によって、光ハブの基本構成・機能等が異なる場合、複数種の光ハブを開発する負担、およびネットワークの変更・拡張に柔軟に対応できない問題を生じる。よって、光ハブに対する要件としては、方路数（入出力ファイバ数）のみを変更し、それ以外は同一の基本構成・機能を持つことで、上記のいずれのネットワーク形態にも共通に適用可能な柔軟性が必要である。

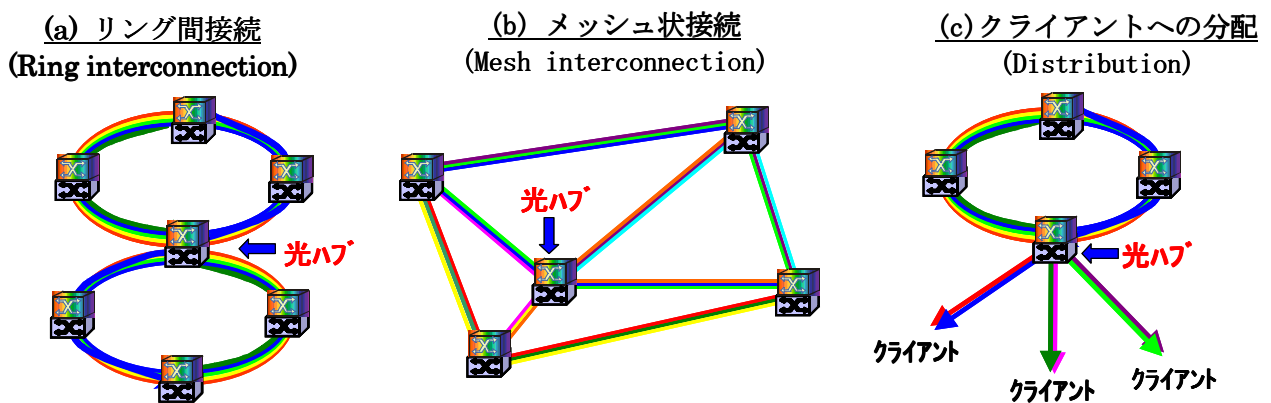


図 5-1-1-1 光ハブ適用が想定されるネットワーク形態

②波長毎の経路切替え機能

通信キャリアの要求する多様なトラフィックディマンド(都市間の通信需要)に対して効率良く波長割り当てを行ない、かつトラフィックディマンドの変動に柔軟に対応するため、さらには波長単位でのサービス(波長貸し等)を実現するため、光ハブには波長毎に自由に経路を切り替える機能が必要である。

③経路切り替えの遠隔制御

光ハブを用いた遠隔での経路切替えを行うことで、オペレーションコストの削減、切替えに要する期間の短縮、さらに手作業ミスでの誤接続を防ぐことによる信頼性の確保が可能になる。

④方路数に対するインサービスでの拡張性

サービス開始時は少ない方路数の光ハブを導入し、ネットワーク拡大要求に従って、図 5-1-1-2 に示すように、光ハブ方路数を拡大する柔軟性が求められる。その際、既にサービス運用中の信号に対して、影響を与えない(切断しない)“インサービス”での拡張が求められる。

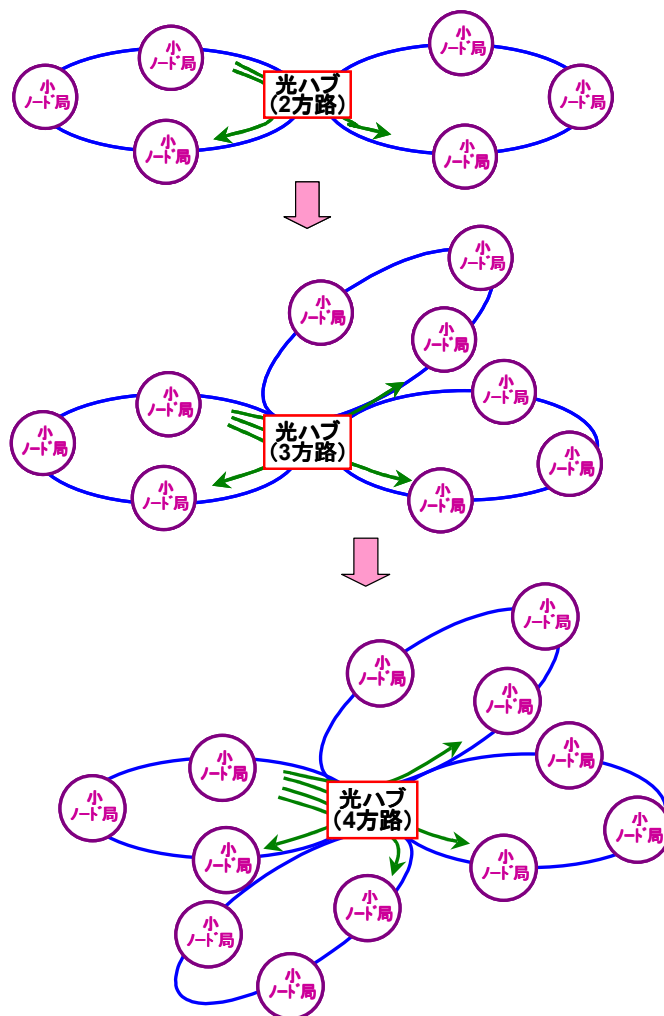


図 5-1-1-2 光ハブ方路数増大によるネットワーク拡大

⑤波長数に対するインサービスでの拡張性

トラフィックダイヤモンドの少ないサービス開始時には、少ない波長数に対応した低コストの光ハブを導入し、トラフィックダイヤモンドの増大に従って多い波長数に対応した光ハブへとインサービスで拡張する柔軟性が求められる。

⑥光パワーレベル調整機能

伝送ファイバ損失および光アンプ利得等の波長依存性により、波長間の光パワーがばらつきを生じ、しかもそれが波長毎の経路切替えにより変動する。そのような光パワー変動は、光信号対雑音比、つまり伝送品質を劣化させる。よって、経路切替えに追随して波長間の光パワーレベルを補償する機能が必要である。

⑦可変波長分散補償機能

コア網、およびリング間接続をしたメトロ網等の長距離伝送では、波長分散による波形劣化が課題になる。様々なファイバ伝送路種や経路切替え等による波長分散変化に対応するため、可変分散補償機能が求められる。

⑧アダプティブ偏波モード分散補償機能

40 Gbit/s 以上の超高速かつ長距離伝送の場合に、偏波モード分散による波形劣化が課題になる。伝送信号の偏波状態が経時的に変動するため、それにリアルタイムに追随可能なアダプティブ補償技術が必要となる。

⑨高速応答特性

オンデマンドで伝送信号の経路を高速に切替える機能の実現のため、上記に示した光ハブが持つ経路切替え、各種補償機能（光パワーレベル調整、可変波長分散補償、偏波モード分散補償機能）には、いずれも高速応答特性が求められる。

5-1-2 光ハブの所要方路数および拡張性

前章で示した光ハブのシステム要件に対して、まず、国内外の4例のネットワーク構成を分析することで、所要方路数(5-1-1①)を求めた。その所要方路数、および方路数の拡張性(④)を満たすための光ハブの基本構成を示した。さらに、波長数を拡張する構成上の手段(⑤)について検討した。下記に各検討の詳細を示す。

まず、所要方路数を求めるための一つ目の例として、次世代フォトニックネットワーク検討で採用されている国内ネットワークモデル[1-1]、および光ノード(図中赤丸)の方路数の分布を図5-1-2-1に示す。各ノードに適用する光ハブとしては、4方路(4入力4出力)まで備えることで、大多数の光ノードをカバーできることが分かる。

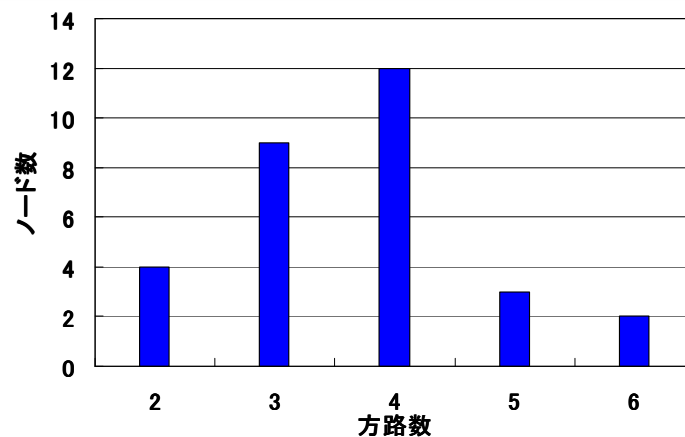
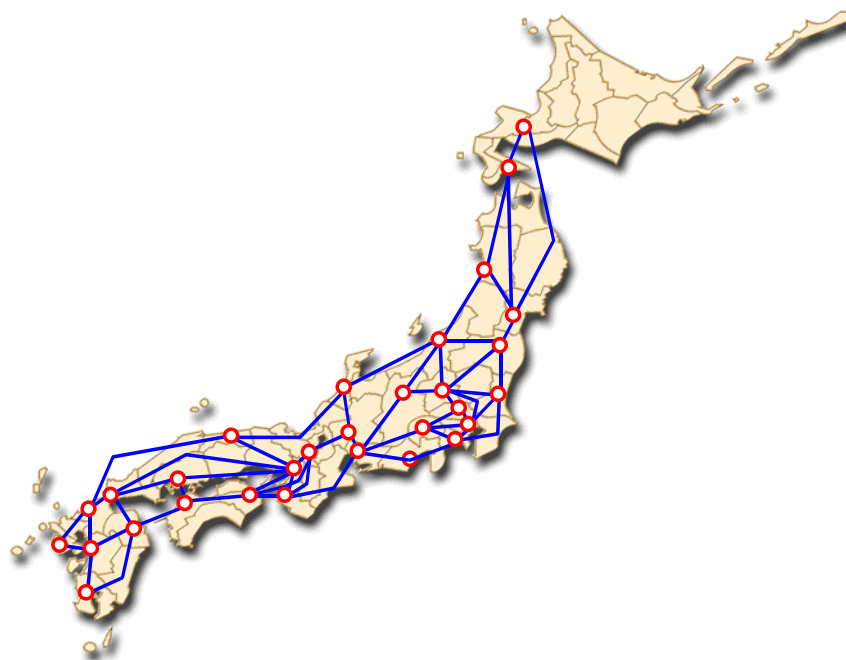


図 5-1-2-1 国内ネットワークモデル例[1-1] およびノード方路数分

また、二つ目の例として、現在研究開発用に一般開放されているギガビットネットワーク(Japan Gigabit Network; JGN) のネットワーク構成[1-2]、および都市に配置されるノードの方路数の分布を図 5-1-2-2 に示す。将来的に都市に光ハブを配置し、これらのファイバ網を光レベルで接続することを想定した場合、光ハブの所要方路数としては、一部が 5 方路があるが、他は全て 2 方路である。

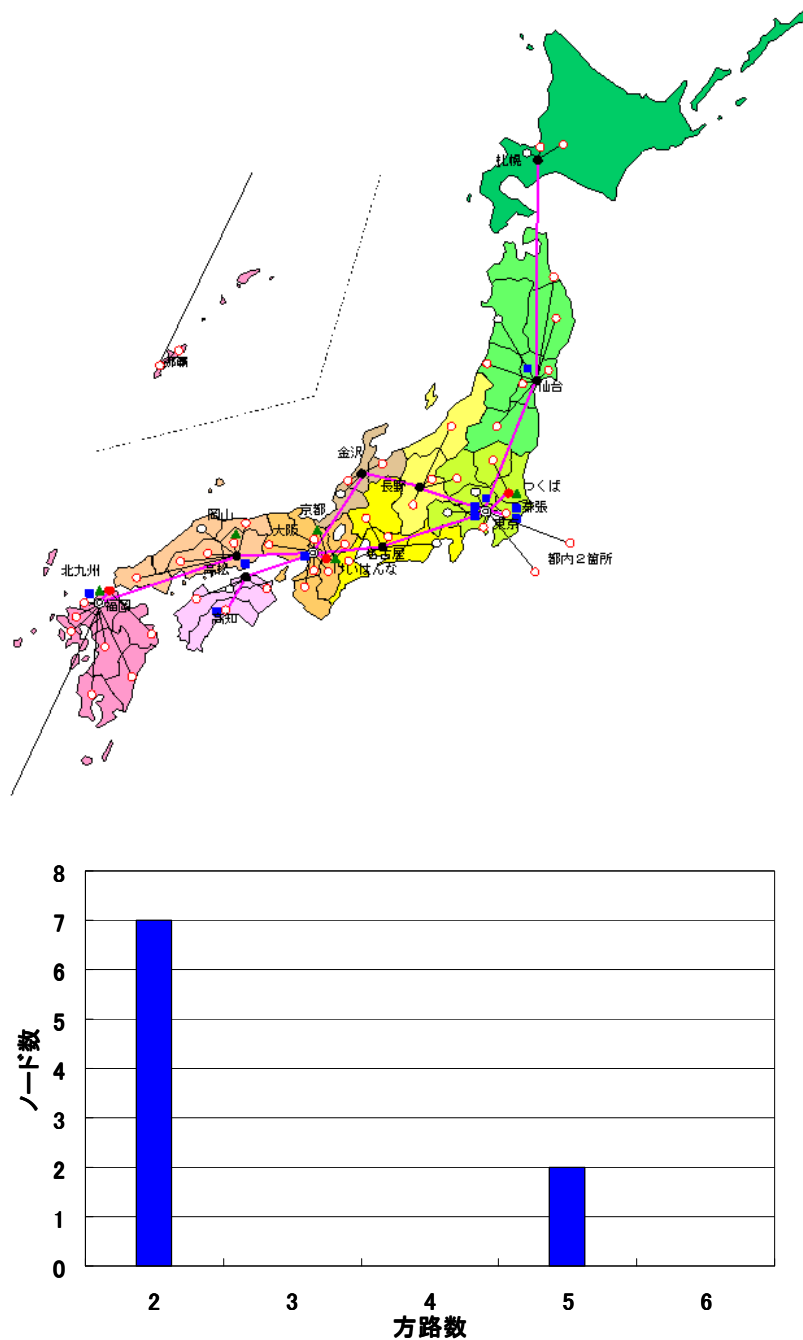


図 5-1-2-2 現状の国内ネットワーク例(JGN[1-2])およびノード方路数分布

また、三つ目の例として、日本テレコムネットワーク構成[1-3]、および都市に配置されるノードの方路数の分布を図5-1-2-3に示す。主要センターを含むネットワーク分岐点に光ハブを配置することを想定した場合、光ハブの方路数としては、全て4方路以下である。

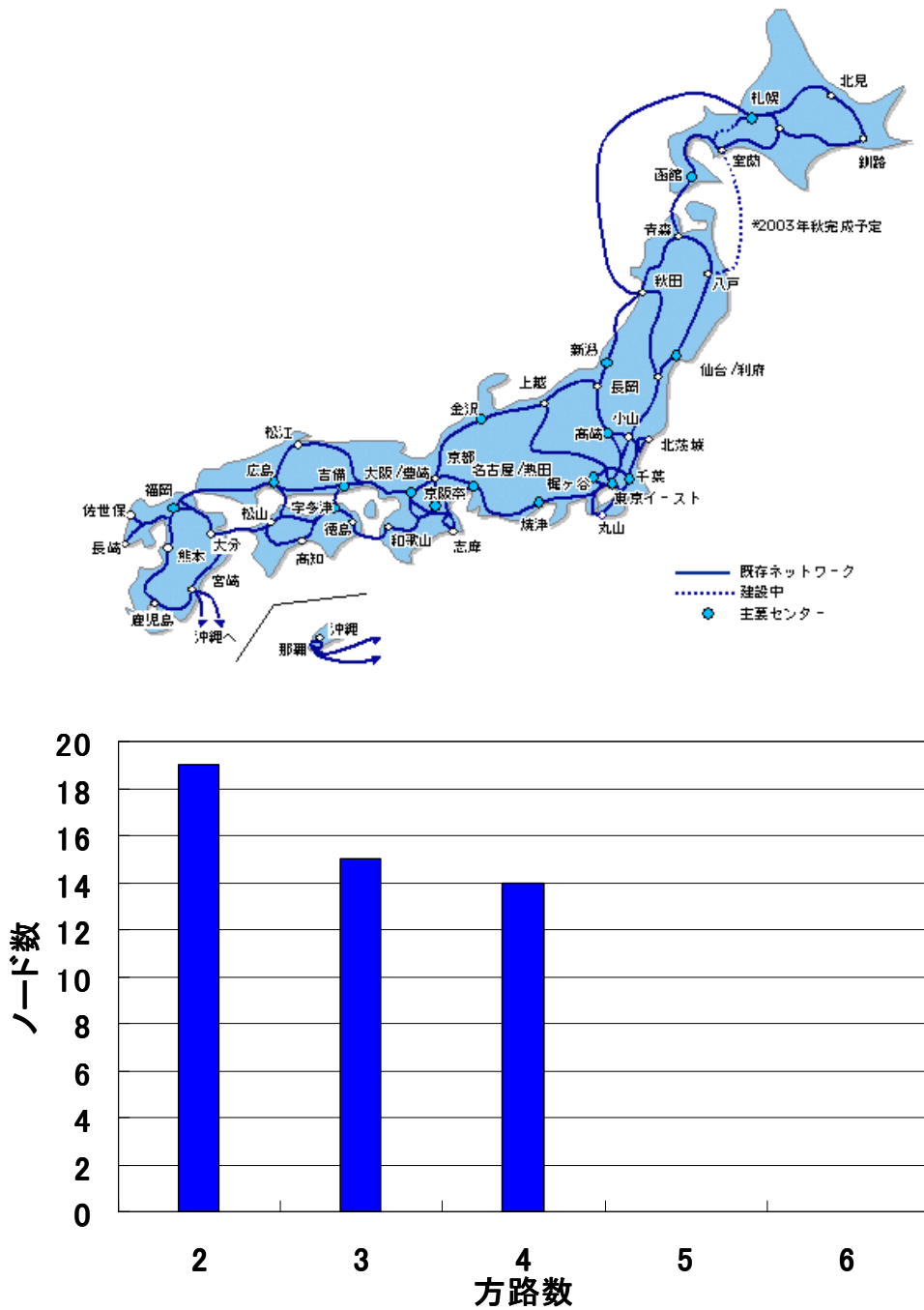


図5-1-2-3 現状の国内ネットワーク例(日本テレコム[1-3])およびノード方路数分布

また、四つ目の例として、北米のネットワークモデル[1-4]とノードの方路数分布を図 5-1-2-4 に示す。3 方路までの光ハブを備えることで、大多数の光ノードに対応可能である。

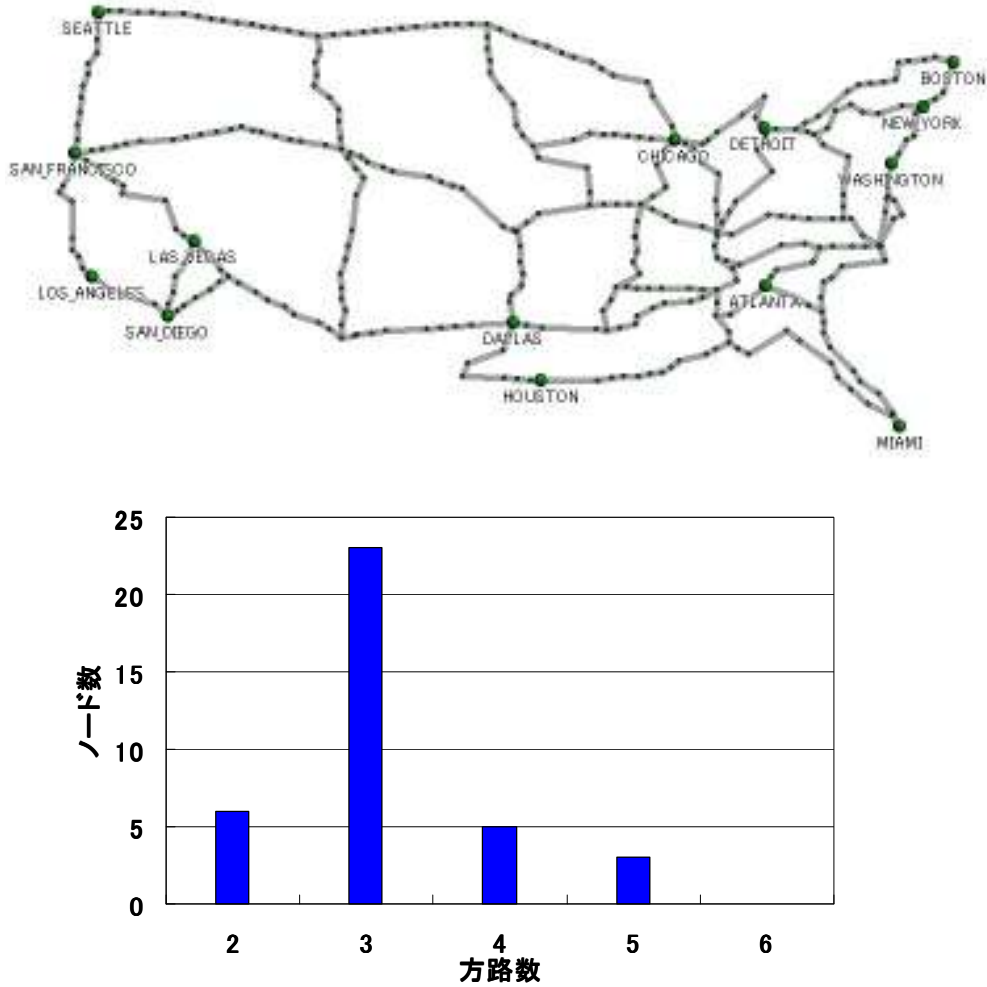


図 5-1-2-4 北米ネットワークモデル例[1-4] およびノード方路数分

さらに、実際の通信事業者のトラフィックディマンドや回線情報からも、上記の検討とほぼ同様の結果が得られており、4方路までの光ハブを適用することで、ほぼ全てのネットワークをカバーできることが分かった。そのため、本研究開発課題では、光ハブの開発目標として、4方路以上が実現可能で、トラフィックデマンドの増大に応じて入出力方路数を2方路から段階的に拡張できる機能の実現を目指すこととする。

本研究開発課題の提案時では、 2×2 型波長選択スイッチ (WSS; wavelength selective switch) を基本要素とし、2方路程度の小規模の光ハブノードの実現を念頭においていた。しかし、一つ目の課題としては、図5-1-2-5のように、 2×2 型波長選択スイッチを用いて4方路光ハブを構成しようとする、三段接続構成にして合計12個の波長選択スイッチを組み合わせる必要がある。二つ目の課題としては、この構成では、2方路光ハブから4方路光ハブへと拡張をする場合、サービス中の信号を切断して波長選択スイッチを増設し、結線を再変更する必要がある。そのため、光ハブの要件である(5-1-1④)インサービスの方路数拡張が出来ない。

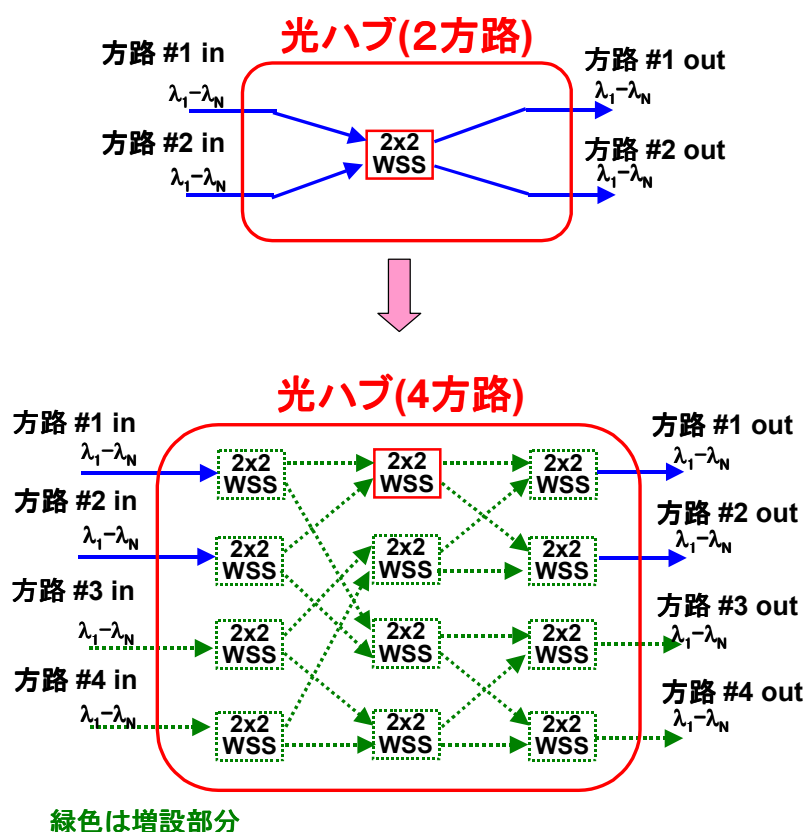


図 5-1-2-5 2×2 型波長選択スイッチを用いた場合の4方路光ハブへの拡張

これらのスイッチ数増大およびインサービスでの方路数拡張の問題を解決するために、 1×4 型波長選択スイッチを基本要素とし、これを組み合わせて4方路光ハブを構成する方法を提案する。図 5-1-2-6 に示すように、システム導入時に適用する2方路光ハブは、 1×4 型波長選択スイッチを4台用いて構成する。そして、3方路に拡張する場合は、新たに 1×4 型波長選択スイッチ2台を追加し、既に接続されているポート間の接続変更はしないで、空きポート間を相互に接続する。さらに4方路への拡張の場合も同様に行なうことができる。このように本構成では、方路数の“インサービス”での拡張が可能であり、必要となる波長選択スイッチの数も8個と、 2×2 型波長選択スイッチの場合より少なくなる。

1×4 型波長選択スイッチは、 2×2 型波長選択スイッチよりも入出力ファイバ数が多いために開発の難易度が高いと予想される。しかし、以上で説明したように、所要スイッチ数および方路数拡張性というネットワーク構成上の必要性から、「 2×2 型波長選択スイッチを用いた2方路光ハブ実現」という提案時の目標から、「 1×4 型波長選択スイッチを用いた4方路光ハブ実現」というより高い本研究開発課題の目標へと変更する。

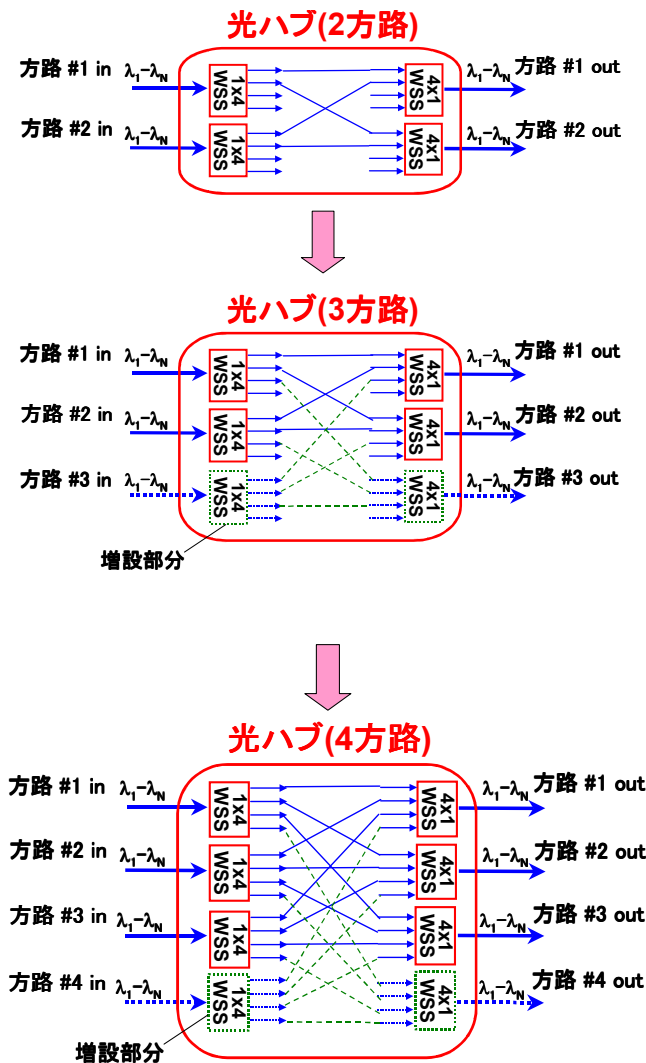


図 5-1-2-6 1×4 型波長選択スイッチを適用した光ハブ方路数の拡張

次に、光ハブのもう一つのシステム要件である、波長数に対する拡張性(5-1-1⑤)に関して検討する。柔軟な拡張性を持つためには、初期導入時にはその時点でのトラフィックディマンドに応じた少ない波長数の波長選択スイッチを適用し、トラフィックディマンド増大に応じて波長選択スイッチを追加できる構成が望ましい。その際、波長の選び方に関して、主に2通りが考えられる。

(ア) 例えば、初期導入時は偶数グリッド波長のみを使用し、増設時に奇数波長を追加する方法

(イ) 例えば、初期導入時は長波長側から所要の波長数を使用し、増設時に順次短波長側を追加する方法

(ア)は、例えば図 5-1-2-7(a)に示すように、初期導入時には、50 GHz/100 GHz インターリーバを挿入した上で、100 GHz 間隔（偶数グリッド）40 波用波長選択スイッチを配置し、さらに、波長数要求が40 波長以上に増大した場合、奇数グリッド100 GHz 間隔の波長選択スイッチを追加する方法である。また、インターリーバを2段挿入して、200 GHz 間隔20 波用波長選択スイッチから順次100 GHz 間隔、50 GHz 間隔へ拡張する方法もある。

(イ)は、インターリーバの代わりに、帯域分割フィルタ（または光カップラ）を用いて、例えば、長波長側から50 GHz 間隔20 波の波長選択スイッチを導入し、順次、短波長側へ20 波ずつ拡張していく方法である。

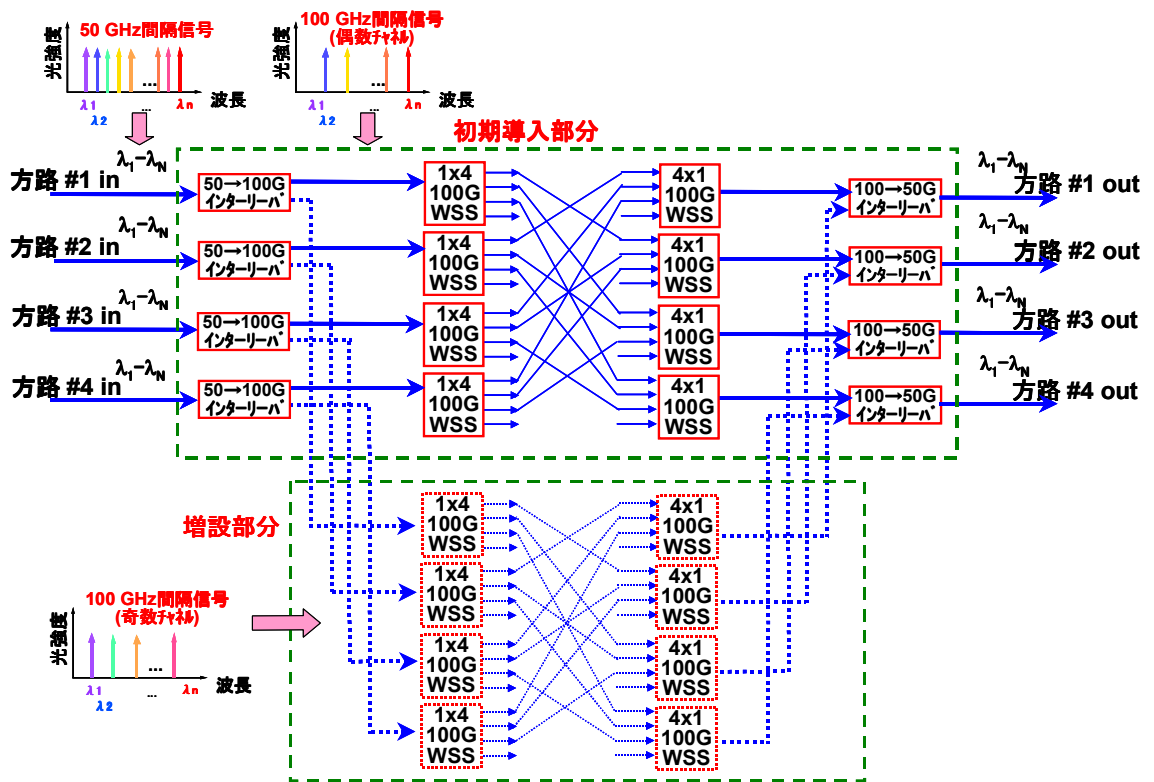
以上の拡張方法に対して、図 5-1-2-7(b)のように、将来必要となる波長数を予測して、初期から全ての波長数を扱う波長選択スイッチを導入しておく方法がある。

これらの方法は、波長選択スイッチのコスト、サイズ、性能などの実現性と光ハブとしての初期導入コストから拡張性まで総合的な比較が必要であり、平成16年度に検討予定である。

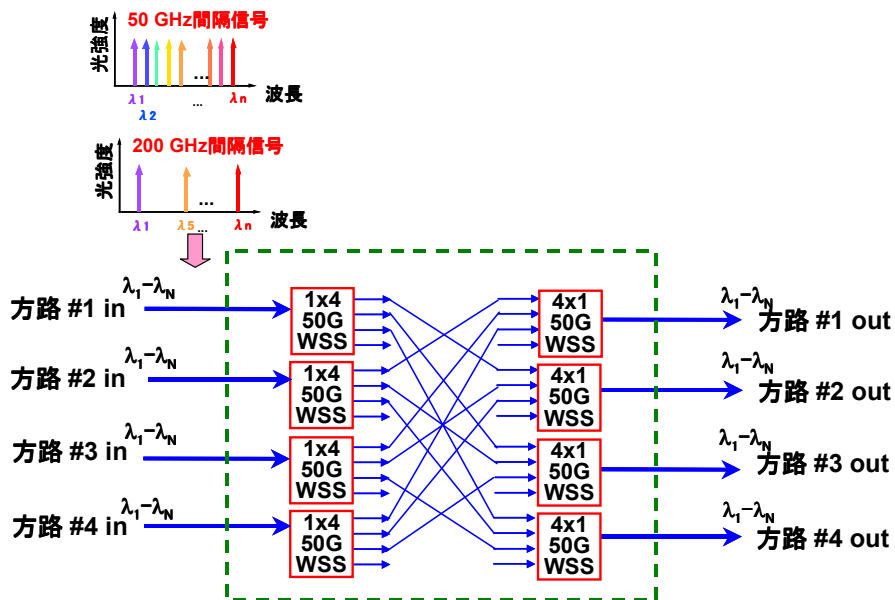
表 5-1-2-1 波長数拡張に関する光ハブ構成案

(最終波長間隔 50 GHz、波長数 80 波の場合)

適用する波長選択スイッチ	メリット	デメリット
(a) (ア) 100 GHz 間隔 40 波用 波長選択スイッチ	・初期導入コストが低く抑えられる。	・インターリーバが必要になる
(イ) 50 GHz 間隔 20 波用 波長選択スイッチ (短波長側、長波長側)		・拡張時にデバイス数が多くなる ・帯域分割フィルタが必要になる ・拡張時にデバイス数が多くなる
(b) 50 GHz 間隔 80 波用 波長選択スイッチ	・デバイス数が少なく構成がシンプル	・波長数の拡張性が無く、初期導入コストが高くなる。



(a) 100 GHz 間隔波長選択スイッチとインターリーバを適用する構成



(b) 初期導入時から 50 GHz 間隔波長選択スイッチを適用する構成

図 5-1-2-7 波長数拡張に関する光ハブ構成案

5-1-3 各モジュール目標特性検討

本章では、まず想定したネットワークモデルについて述べる。本研究開発テーマでは、End-to-end 間を光レベルで接続したネットワークの構築を目指し、コア網とメトロ網の接続点等へ適用する光ハブを開発する。その光ハブへの要求としては、図 5-1-3-1 に示すように、経路切り替え機能に加えて、伝送特性を確保するための各種補償機能（光パワーレベル調整、可変波長分散補償、偏波モード分散補償）をモジュール化して光ハブに内蔵させることが必要である。本章では、その各モジュール機能に関する目標特性の検討結果を示す。

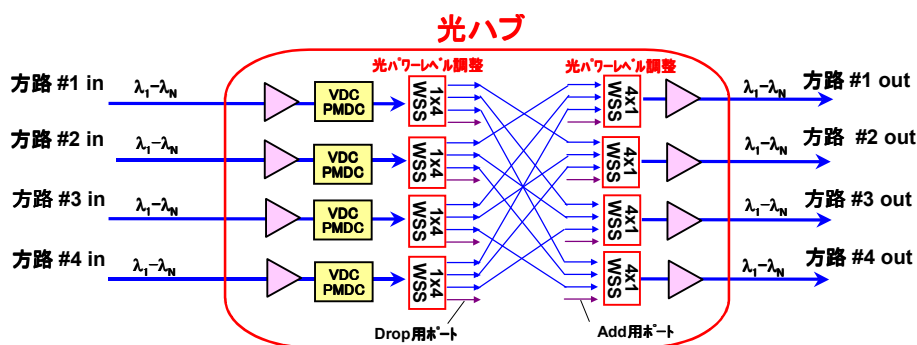


図 5-1-3-1 光ハブの基本構成

5-1-3-1 ネットワークモデル

本検討で前提としたネットワークモデルを図 5-1-3-2 に、ネットワークパラメータを表 5-1-3-1 に示す。2つのメトロコア網間をを最長 300 km 程度のコア網で相互接続する。メトロ網とコア網の接続のポイントには、任意波長の経路切替えをする光ハブを配置する。それぞれのメトロコア網は、最大 150 km 程度のリング網を想定し、最大 16 段（SDH/SONET 規格を参考）の小ノード（分岐挿入のみを行なう小型のノード）を経由する。

現状の 1 波当たり 10 Gbit/s の伝送システムでの最小の波長間隔は、基幹系では 50 GHz、メトロ系では 100 GHz が用いられている。さらに、次世代の 40 Gbit/s 基幹系伝送システムに関して、Point-to-point システムでは波長間隔 100 GHz の実現可能性があることが様々な伝送実験によって報告されている。しかし、本提案で想定したネットワークモデルのように、光ハブ等のノードが多段接続される場合、波長選択スイッチ透過帯域の確保が課題となる。詳細な議論は 5-1-3-2 章に示すが、40 Gbit/s システムでは、波長間隔 100 GHz の実現は難しいため、最小波長間隔を 200 GHz と想定した。

さらに、実際のシステムでは、10 Gbit/s または 40 Gbit/s の単一のビットレートではなく、様々なビットレートが混在すると考えられる。しかも、同一ビットレート信号であっても、初期導入時の波長間隔は 100 GHz 等と広く、波長数要求が高くなるにつれて、波長間隔 50 GHz へと拡張する。よって、光ハブ、および光ハブを構成する各モジュールに関して、様々なビットレートおよび波長間隔に対応する必要がある。波長間隔に関しては、少なくとも 50 GHz、100 GHz、200 GHz の 3 種類の波長間隔への対応が必要と考える。

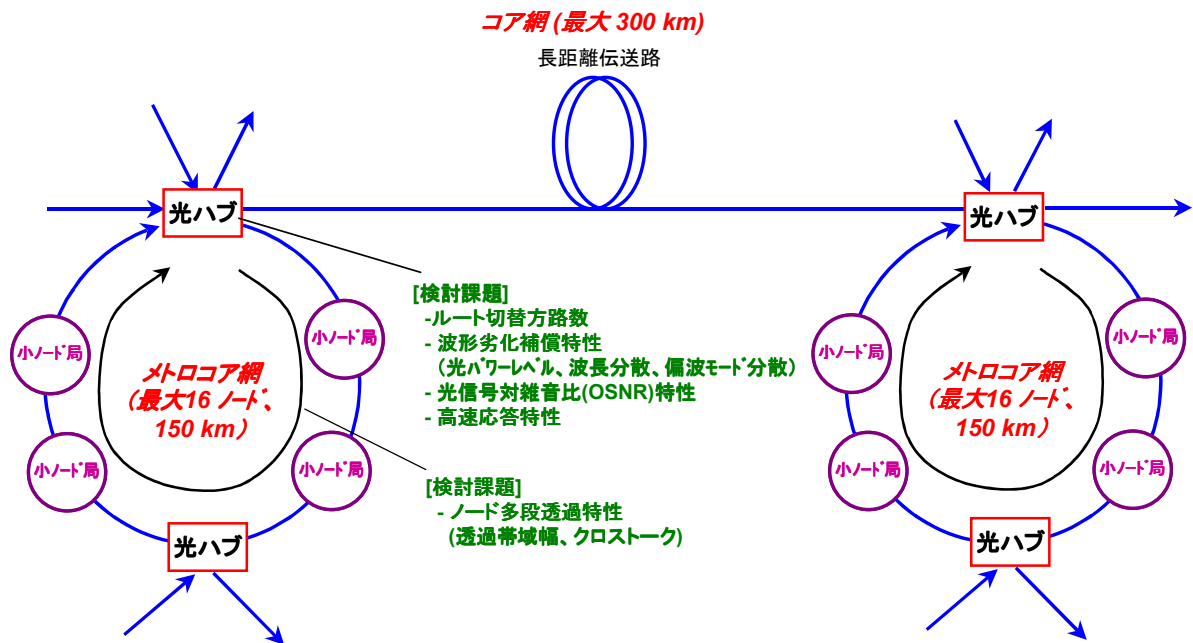


図 5-1-3-2 想定したネットワークモデル

表 5-1-3-1 想定したネットワークパラメータ

項目	値		備考
ビットレート	10 Gbit/s	40 Gbit/s	
波長帯	Cバンド(1531.90 - 1563.05 nm) もしくは L-band (1573.71 - 1606.60 nm)		
波長間隔	50 /100 GHz	200 GHz	
最大波長数	80/40 ch	20 ch	
最大ノード数	メトロ網： 16 ノード コア網： 2 ノード (1 区間)		SDH/SONET 規格(BLSR)を参考
ファイバ種類	SMF/ DSF (L-band)		
伝送距離	最大 600 km (コア網： 300 km、メトロ網 150 km×2)		

5-1-3-2 波長選択スイッチモジュールの目標特性

本研究開発課題では End-to-end での光ネットワークに適用する光ハブ実現を目的とするため、光ハブに適用する波長選択スイッチとしては、波長毎の経路切替え機能をもつことに加え、光ノード多段透過に耐えられる伝送特性の確保が重要である。主な劣化要因としては、①透過帯域幅、②クロストークが考えられ、以下に目標特性に関する詳細な検討結果を示す。

① 透過帯域幅

波長選択スイッチモジュールが多段接続された場合に、トータルでの透過帯域幅はその段数に応じて狭くなり、伝送信号の品質を劣化させる恐れがある。よって、多段透過に耐えられるように、1台当たりの波長選択スイッチモジュールの波長帯域幅を規定する必要がある。

今回の検討では、波長選択スイッチの透過形状に関して、汎用的に利用されている合分波フィルタであるインターリーバを参考にした。インターリーバには、多数の光ノードを多段透過した際の波形劣化を抑えるために、フラットトップ形状であることが求められ、2次ガウシアン波長の透過特性を持っている[1-5]。波長選択スイッチに関しても、同様に(5-1-3-1)式で示す2次ガウシアンの透過形状を仮定した。図5-1-3-3に示すように、透過率が最大値から0.5 dB減少するまでの波長幅を透過帯域幅と定義した。

$$T = 20 \log \left[\exp \left[- \ln \sqrt{2} \cdot \left[\frac{|f|}{\Delta f_{3dB}/2} \right]^4 \right] \right] \quad (5-1-3-1)$$

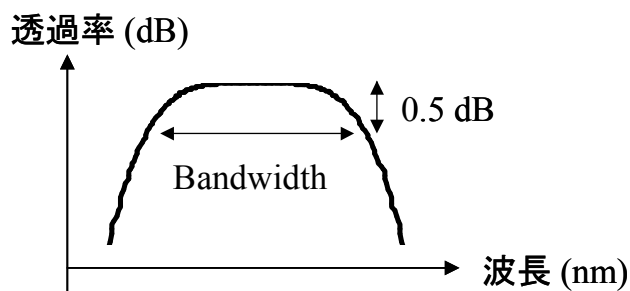


図 5-1-3-3 透過帯域の定義

例として、図 5-1-3-4 に 10 Gbit/s 伝送での波長選択スイッチ(透過帯域 23 GHz、0.5 dB-down) (a)1 段通過、(b) 30 段通過後の光スペクトルを示す。30 段透過時に、光スペクトルが削られることが分かる。

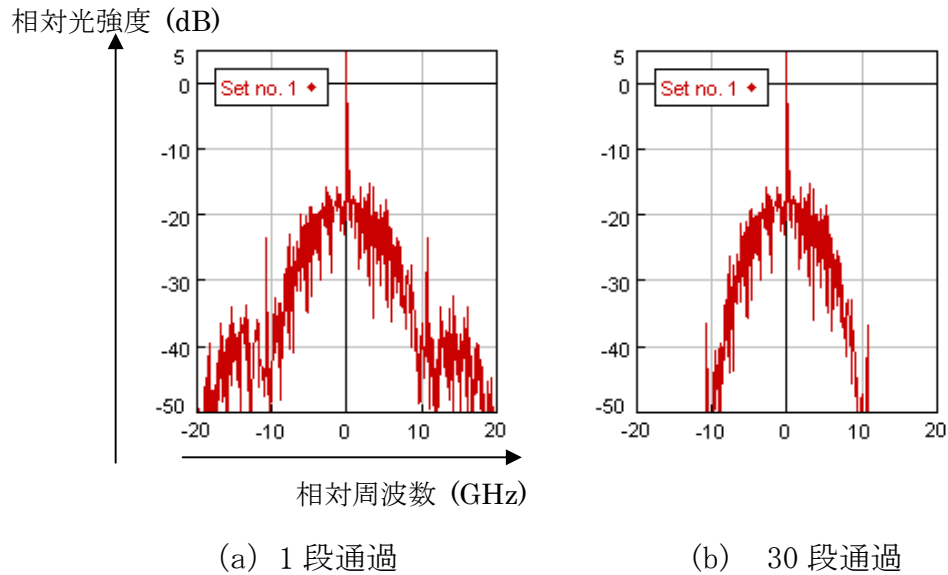


図 5-1-3-4 波長選択スイッチ多段透過による光スペクトル狭窄

今年度は、波長選択スイッチ多段透過の場合の波形劣化に関する伝送波形シミュレーションによって、1 台当たりの波長選択スイッチに要求される透過帯域幅を求めた。なお、ここでは波長選択スイッチ、可変波長分散補償器といった帯域制限デバイスの総透過段数を最大約 40 段(メトロ網 16 段 → コア網 8 段 → メトロ網 16 段)と想定した。

図 5-1-3-5 に、10 Gbit/s システムでの、各デバイス透過段数での透過帯域と Q ペナルティ(光波形品質を表す Q 値の劣化分)の計算結果を示す。許容ペナルティを 1.5 dB とした場合、帯域制限デバイスを 40 段透過するためには 22 GHz の帯域幅が必要になる。

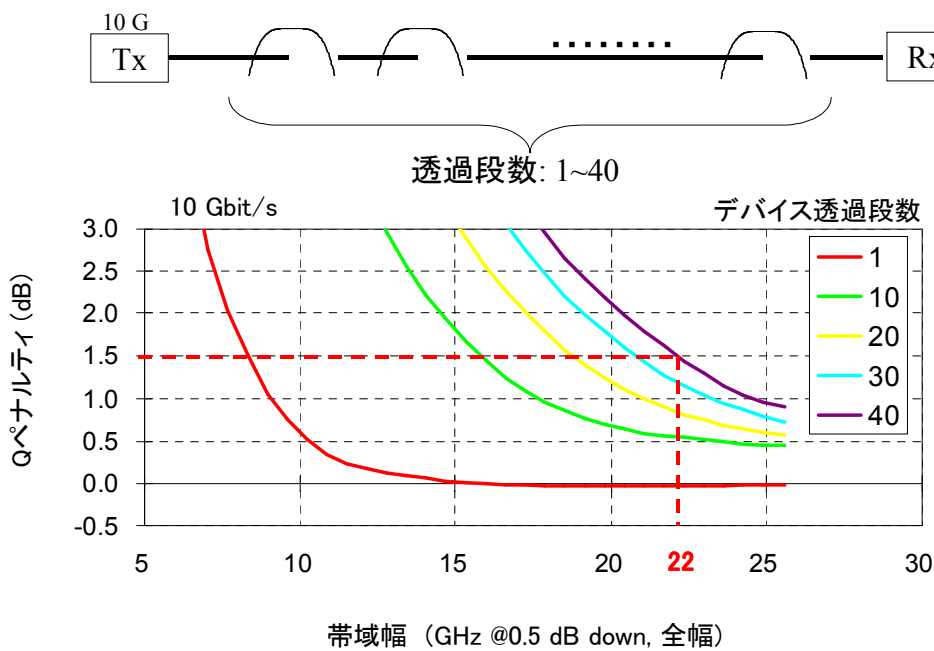


図 5-1-3-5 各帯域制限デバイス透過段数での所要透過帯域計算結果

また、伝送速度が 40 Gbit/s の場合は、光信号スペクトル幅が 10 Gbit/s 信号の 4 倍に広がるため（ビットレートに比例）、波長選択スイッチ所要帯域幅としても 10 Gbit/s の 4 倍の 88 GHz となる。ここで、もし波長間隔を 100 GHz とすると、88 GHz の透過帯域幅を実現し、隣接チャネルとのアイソレーションを確保するためには、透過形状がほぼ長方形である必要があり、特性実現は困難と考えられる。よって、40 Gbit/s システムでの最小の波長間隔は 200 GHz と考える。

なお、5-1-2 章で記述したように、波長数アップグレードの点から、波長選択スイッチとインターリーバを組合せる構成も考えられる。本構成に関しては、多段透過特性に加え、モジュールサイズ、コスト等の要因を加えた総合的な比較が必要であり、平成 16 年度に検討予定である。

② クロストーク

伝送特性に影響を与えるクロストークには、リニアクロストークとコヒーレントクロストークがある。リニアクロストークは、図 5-1-3-6 のように、隣接波長信号からのスペクトル漏れが主信号波長に対して悪影響を与える現象であり、波長が異なるために主信号と光干渉を生じない。そのため、リニアクロストークの影響をうけている信号を電気変換すると、“0”（消光）、“1”（発光）レベルともに信号に雑音を生じる。

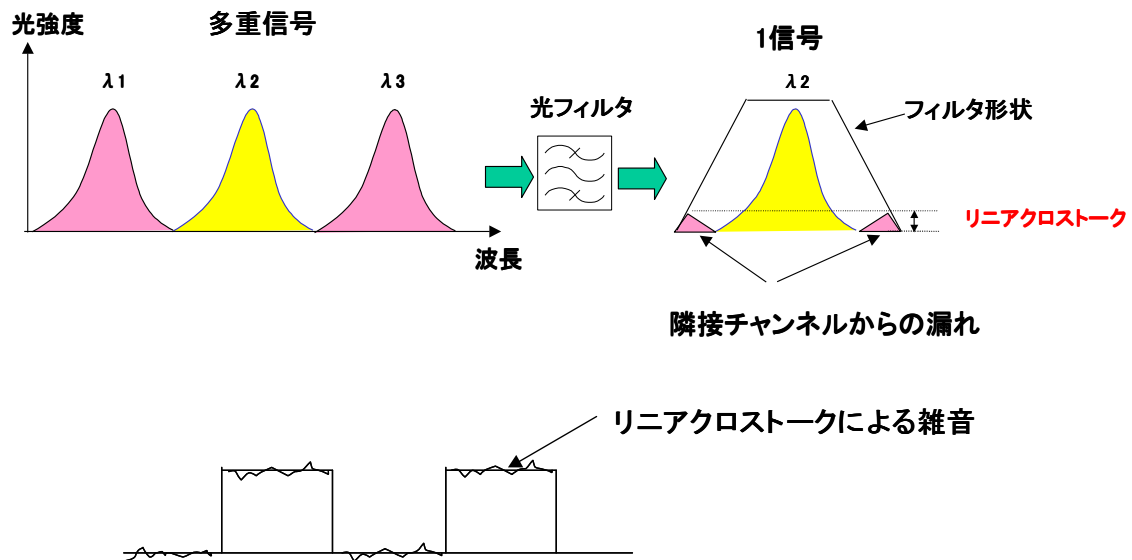


図 5-1-3-6 リニアクロストークの発生要因

それに対しコヒーレントクロストークは、図 5-1-3-7 に示すように、合分波デバイスアイソレーションが不足している場合に、一部の信号が複数の経路を経て再び信号光に重畳される現象である。同一波長によるクロストークであるために、主信号と干渉を生じる。コヒーレントクロストークの影響を受けている信号を電気変換したときの受信電流は下記の式で表される[1-6]。

$$i_p = E_1^2 + \sum_i^N 2E_1E_i \cos(\phi_1 - \phi_i(t)) + \sum_{i,j=2(i>j)}^N 2E_iE_j \cos(\phi_i(t) - \phi_j(t)) + \sum_{i=2}^N E_i^2 \quad (5-1-3-2)$$

E_1 は主信号が所定の電気変換したときの主信号電流強度、 ϕ_i はレーザーの位相ノイズを表している。第一項は所定の光路を透過した主信号の光強度、第四項は他の所定外の光路を透過した主信号の光強度を示している。第二項は主信号と他の所定外光路を透過した信号の干渉によるビート雑音を示している。第三項は、所定外光路を透過した信号同士のビート雑音を示しているが、この影響は無視できるほど小さい。コヒーレントクロストークは、主信号と干渉が生じる。そのため、図 5-1-3-7 に示すように、主信号の 0 レベルよりも 1 レベルの方が、干渉による影響、つまりそのために生じる雑音が大きくなる。

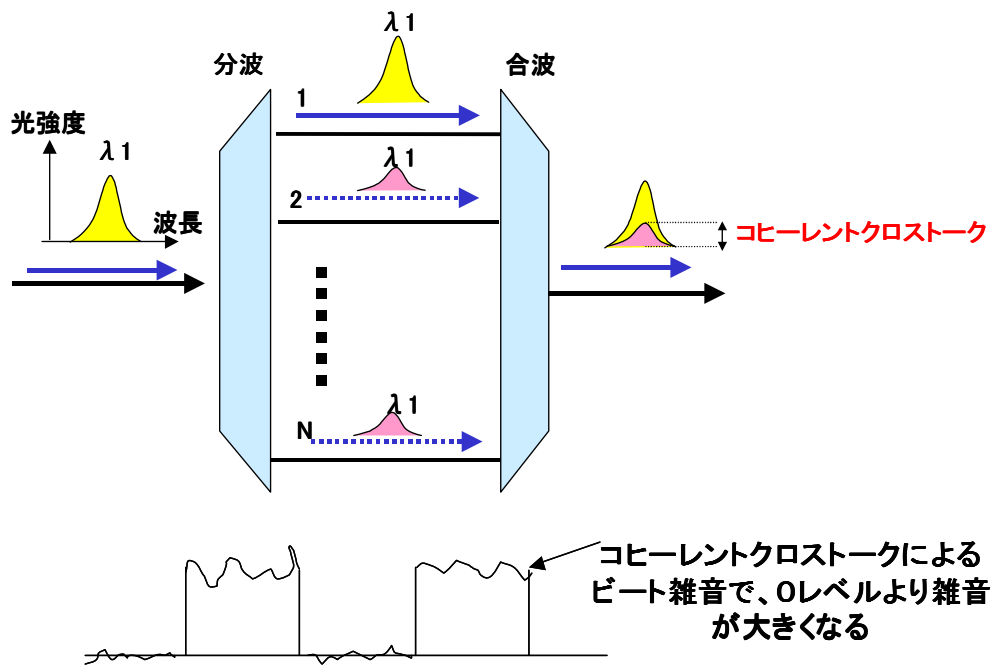


図 5-1-3-7 コヒーレントクロストークの発生要因

今年度は、伝送シミュレーションにより、波長選択スイッチに求められるリニアクロストークの許容量を検討した。波長選択スイッチの透過特性（波長対透過率）としては、”①透過帯域幅”の項で示したように、2次のガウシアン形状とした。図 5-1-3-8 に、リニアクロストークに対する Q ペナルティの計算結果を示す。クロストーク-25 dB 以下では、ほぼペナルティをゼロに抑えることが可能である。

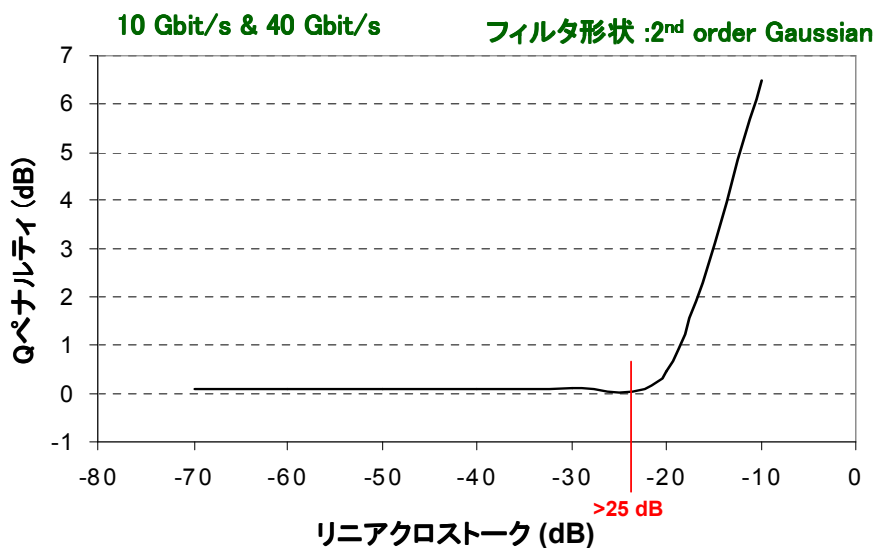


図 5-1-3-8 リニアクロストークとペナルティの関係

また、想定しているネットワークモデルのように、光ノード、つまりは波長選択スイッチを多段透過する場合のリニアクロストークの影響について考察する。リニアクロストーク光は、光干渉を起こさず、多段化された波長選択スイッチのトータルの透過帯域形状によるパワー減衰を受ける。例えば、図 5-1-3-9 に示すように、2 段の波長選択スイッチを光信号が透過する場合、トータルの光フィルタ形状としては、消光比が 3 dB 大きくなり、また透過形状も急峻になる。よって、波長選択スイッチ透過段数が多いほど、リニアクロストーク光は減衰するため、その主信号に与える影響が少なくなる。結果として、図 5-1-3-8 の計算結果に基づき、1 台の波長選択スイッチで発生するクロストーク量が -25 dB であれば、多ノード接続時には問題にならないと考えられる。

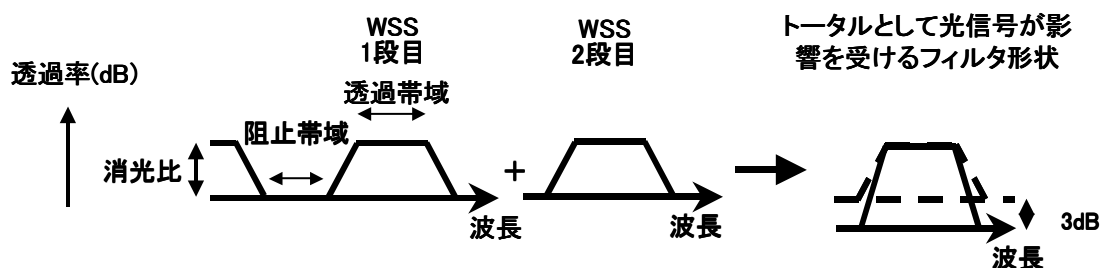


図 5-1-3-9 フィルタ多段化によるリニアクロストークの影響

一方、コヒーレントクロストークに関しては、デバイス内で分波する光路数により許容値は異なる。既に報告されている論文[1-6]では、コヒーレントクロストークによる許容ペナルティを 1 dB とした場合、16 光路では -36 dB、128 光路では -46 dB 以下であることが求められている。光ハブの最大波長数 80 波 (80 光路) に相当する値として、波長選択スイッチに求められるコヒーレントクロストークの目標特性を暫定的に -45 dB 以下とする。但し、主信号と同一波長であるために、コヒーレントクロストーク量を主信号から分離して測定することが難しいこと、また、コヒーレントクロストークとリニアクロストークとによる Q ペナルティの分離が難しいことが課題である。平成 16 年度に、波長選択スイッチ評価でのその課題への対策を検討するとともに、上記クロストーク目標値の検証を行なう予定である。

③ 挿入損失と光パワーレベル可変範囲

光ハブを構成する各モジュールの挿入損失が大きくなると、光ハブで発生する光雑音が増大し、システム全体として許容可能な光信号対雑音比が得られなくなる恐れがある。よって、挿入損失の低減が必要である。また、光ハブの所要(5-1-1⑥)に示したように、伝送ファイバ損失および光アンプ利得の波長依存性等により、波長間で光パワーにばらつきを生じ、しかもそれが経路切替えにより変動するため、経路切替えに追従した波長毎の光パワーレベル調整機能を波長選択スイッチに備えることが重要である。

図5-1-3-10に示す構成で、ノード内透過損失に対する等価NFのシミュレーションを行なった。ここで、ノード内透過損失とは、波長選択スイッチ2台分の最大損失(光パワーレベル調整機能による減衰分を含む)である。また、等価NFとはノード全体を光アンプと見なした場合のNF(雑音指数)を表し、各光アンプのNFを合成することで、以下の式で表される。

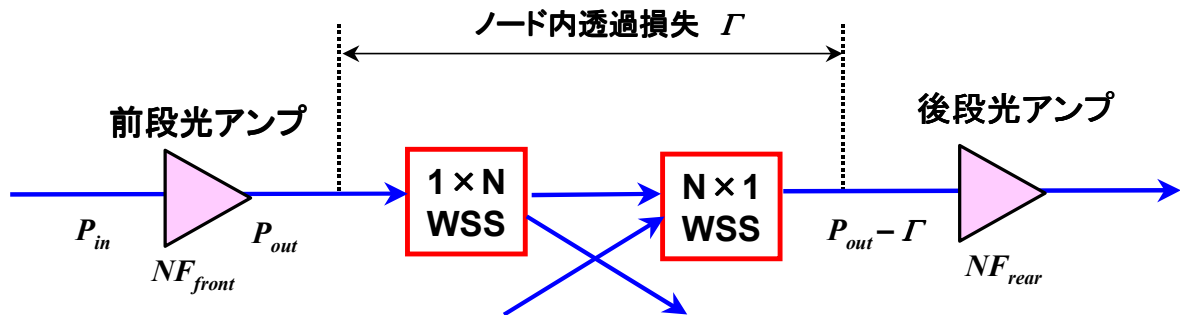


図5-1-3-10 挿入損失特性検討モデル

$$NF_{node} (dB) = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{in}^2 P_{out}}{NF_{front} P_{out} + \Gamma NF_{rear} P_{in}} \right) \quad (5-1-3-3)$$

Γ : ノード内透過損失

$P_{in} = -20$ dBm: 前段アンプ入力光パワー

$P_{out} = 0$ dBm: 前段アンプ出力光パワー

$NF_{front} = 7$ dBm: 前段アンプ雑音指数

$NF_{rear} = 7$ dBm: 後段アンプ雑音指数

(式(5-1-3-3)に代入する際に単位を dB から真数に変換する)

図 5-1-3-11 に、ノード内透過損失対等価 NF の計算結果を示す。総透過損失が 18 dB より大きくなると、等価 NF が急激に劣化することが分かる。

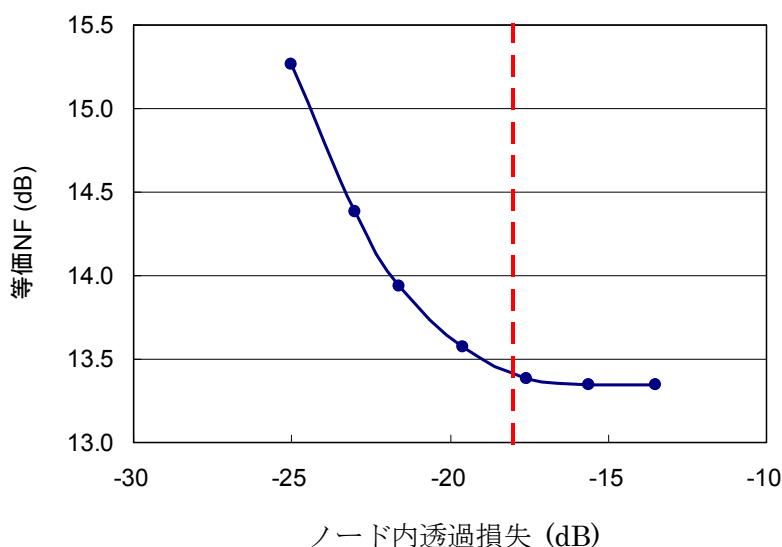


図 5-1-3-11 ノード内透過損失依存性計算結果

上記の許容総挿入損失を、各波長選択スイッチ当たりの挿入損失（光パワーレベル調整機能を最大レベルに設定した場合）と、光パワーレベル調整機能の可変量に配分する必要がある。光パワーレベル調整機能が補償すべき伝送信号のパワーレベル偏差としては下記の要因がある。

- (a) 1 ノード間隔当たりで発生する信号光間誘導ラマン散乱: 1 dB
- (b) 1 ノード間隔当たりで発生するファイバ損失波長依存性: 1 dB
- (c) 光アンプ利得の波長依存性: 4 dB (前段、後段光アンプ合計)
- (a)~(c) 合計: 6 dB

以上より、総透過損失を 18 dB 以下に抑えるため、波長選択スイッチ 1 台当たりの挿入損失目標値を

$$(\text{トータル } 18 \text{ dB} - \text{光パワーレベル調整分 } 6 \text{ dB}) / 2 \text{ 台} = 6 \text{ dB}$$

とした。なお、光パワーレベル可変量 6 dB の連結した 2 台の 1×N 型波長選択スイッチへの配分量に関しては、システム条件に依存して変化するため、いずれの波長選択スイッチにも光パワーレベル可変範囲 6 dB が必要と考える。

④ 群遅延リップル

本研究開発課題で想定している多ノードを透過するネットワークモデルでは、各モジュールの発生する群遅延リップルが累積して波形劣化を引き起こす可能性があるため、波長選択スイッチモジュールに対して、群遅延リップル規定が必要と考える。但し、群遅延リップルは、主に分散補償特性に関係する項目であるため、詳細な検討結果は5-1-3-3章（可変波長分散補償モジュール）で説明する。

⑤ 応答速度

応答速度に関しては、光ハブの所要(5-1-1⑨)に示したように、オンデマンドで伝送信号の経路を高速に切替える機能が要求されると考える。ネットワーク全体としての応答速度の要求から、1ノード当たりの応答速度を決め、最終的には各モジュールへの応答速度へとブレイクダウンする検討を行なう必要がある。但しそのためには、光増幅器等の各種デバイスの高速応答特性が課題になるため、その検討も並行して行なう必要がある。平成16年度には、以上のような点に関する検討を行なった上で、波長選択スイッチに要求される応答速度を決定する予定である。

表5-1-3-2に、以上の①～⑤の検討による波長選択スイッチモジュールの主要な目標特性（一次案）をまとめる。さらに、平成16年度に各モジュールの試作を進める段階で、各仕様項目での制限要因やデバイス実現性を見極めた上で、詳細な仕様をまとめる予定である。

表5-1-3-2 波長選択スイッチモジュール 主要目標特性（一次案）

項目	仕様値		備考
	10 Gbit/s 用	40 Gbit/s 用	
波長帯	Cバンド(1531.90 - 1563.05 nm) もしくは L-band (1573.71 - 1606.60 nm)		
波長間隔	50 /100 GHz	200 GHz	
波長数	80 /40 ch	20 ch	
入出力ポート数	(a) 入力: 1、出力: N (Nは4以上) (b) 入力: N、出力: 1 (Nは4以上)		
透過帯域 (0.5 dB down、全幅)	>22 GHz	> 88 GHz	
クロストーク	リアクロストーク: < -25 dB コヒーレントクロストーク: <-45 dB (暫定値)		
挿入損失	< 6 dB		
光パワー可変範囲	> 6 dB		
群遅延リップル	<+/-3.2 ps	<+/-0.8 ps	
応答速度	H16年度検討予定		

5-1-3-3 可変波長分散補償モジュールの目標特性

可変波長分散補償モジュールの仕様項目としては、波長多重信号に対して様々な伝送路条件でも高い分散補償精度を確保するための①波長分散スロープ可変範囲・ステップ、一次波長分散可変範囲・ステップ、波形劣化を防ぐための②群遅延リップルが重要である。

① 波長分散スロープ可変範囲・ステップ、一次波長分散可変範囲・ステップ

伝送距離が長距離になるほど、主に次の項目に起因して分散補償誤差（最適となる残留分散と実際の残留分散の差）が発生し、伝送波形劣化が課題となる。

- ・ 伝送経路切り替えにより伝送路長が変わることによる総波長分散量の変化
- ・ 伝送路ファイバ、分散補償ファイバ(DCF)がもつ単位長さ当たりの波長分散値や波長分散スロープの製造上のばらつき
- ・ 伝送路ファイバの温度変動による零分散波長のシフト

これらの分散補償誤差を補償するためには、一次波長分散のみならず、波長分散スロープをアダプティブに補償する可変分散スロープ補償機能（VDSC: variable dispersion slope compensator）付き可変分散補償モジュール（VDC: variable dispersion compensator）の適用が必要である。

図 5-1-3-12 に想定する可変波長分散補償モジュールの適用位置を示す。VDC & VDSC” と示すように、メトロコア網からコア網への接続位置の光ハブ内、およびコア網からメトロコア網への接続位置の光ハブ内への配置を想定する。150 km 以下と、コア網に比べて比較的短距離のメトロ網内には、可変波長分散補償モジュールの配置は不要と考える。その結果、メトロコア網からコア網への接続点では、メトロコア網での伝送で劣化した光信号が波長分散補償されてからコア網に送出されるため、長距離のコア網で高い伝送特性の確保が可能である。また、コア網からメトロ網への接続点では、コア網での伝送で劣化した光波形が波長分散補償されてからメトロ網に送出されるため、その結果、ユーザまで高品質の波形状態で光信号が伝送される。

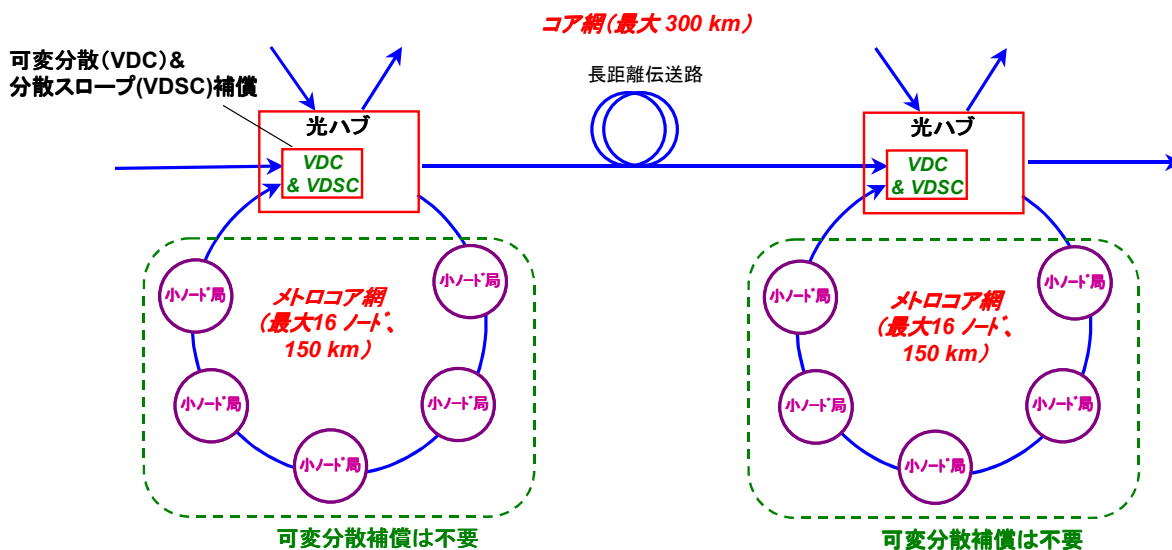


図 5-1-3-12 想定する可変波長分散補償モジュールの適用位置

可変分散補償量の検討モデルとして、表 5-1-3-1 のネットワークパラメータに従い、図 5-1-3-13 に示すように、メトロ網としては 1 スパン 50 km×最大 3 スパン=150 km、コア網としては 1 スパン 100 km×最大 3 スパン=300 km、トータル 600 km のネットワークを想定した。光ハブを配置しない光ノードには、分散補償ファイバ(DCF)を配置する。可変波長分散モジュールをメトロ網からコア網への接続点およびコア網からメトロ網への接続点に配置した。伝送路には現在考えられる光ファイバのうちもっとも波長分散係数の大きい標準のシングルモードファイバを用いた。

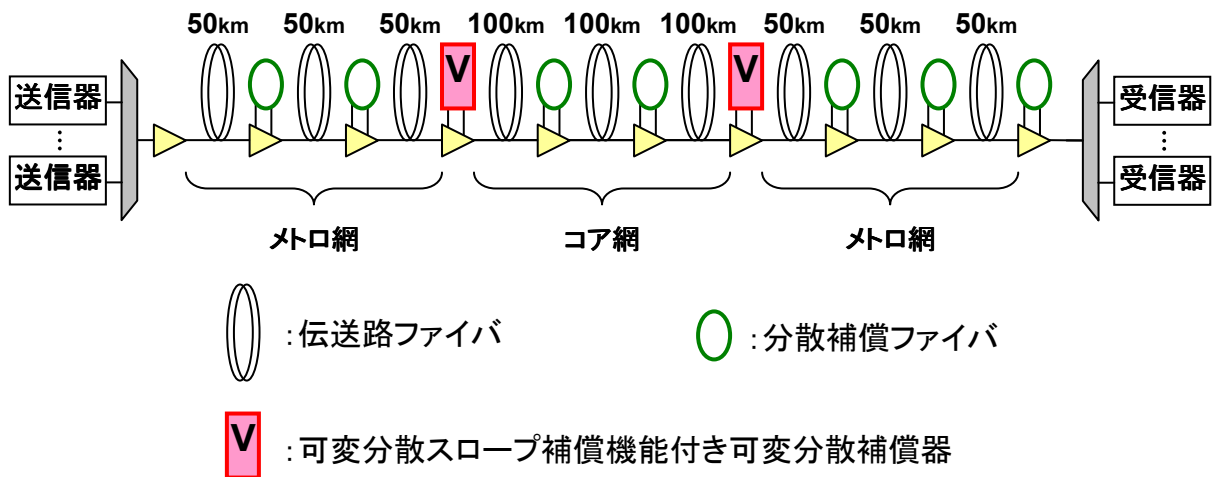
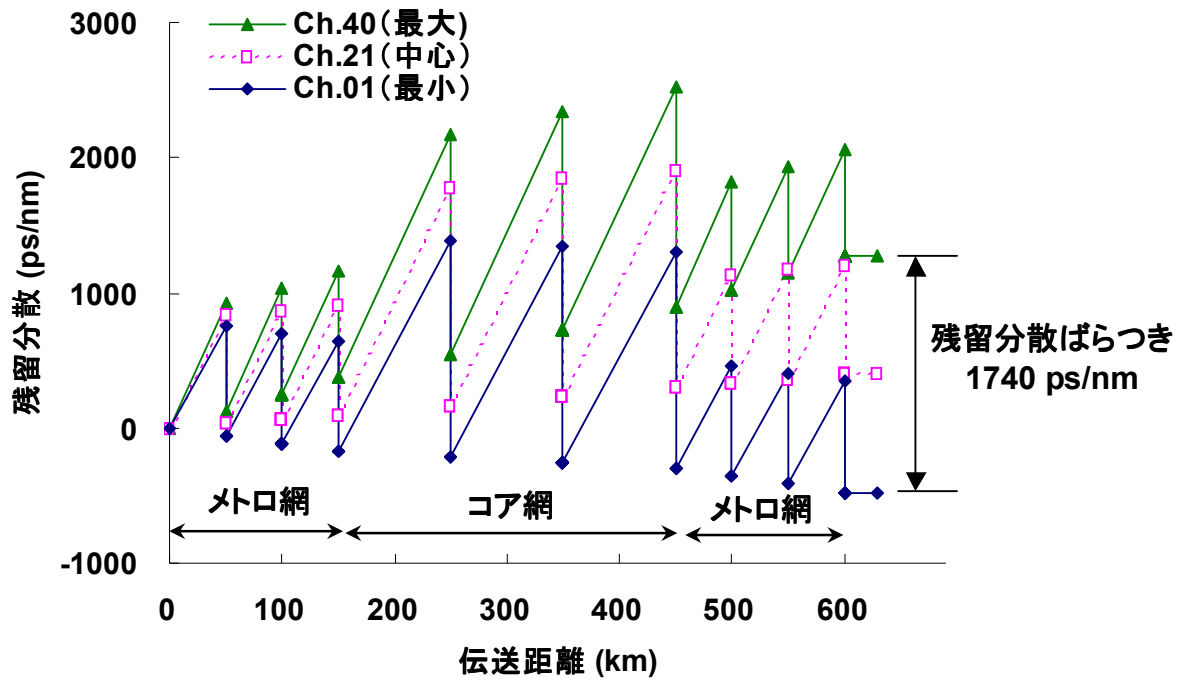


図 5-1-3-13 可変波長分散補償検討モデル

図 5-1-3-14 に、可変波長分散補償モジュールを適用する前後の分散マップを示す。可変分散補償モジュール適用により、受信端での残留分散差が、1740 ps/nm (可変分散補償無しの場合) から 540 ps/nm (可変分散補償ありの場合) と効果的に低減されていることが確認された。



(a) VDSC 機能付 VDC 適用前

↓ VDSC 機能付 VDC 適用

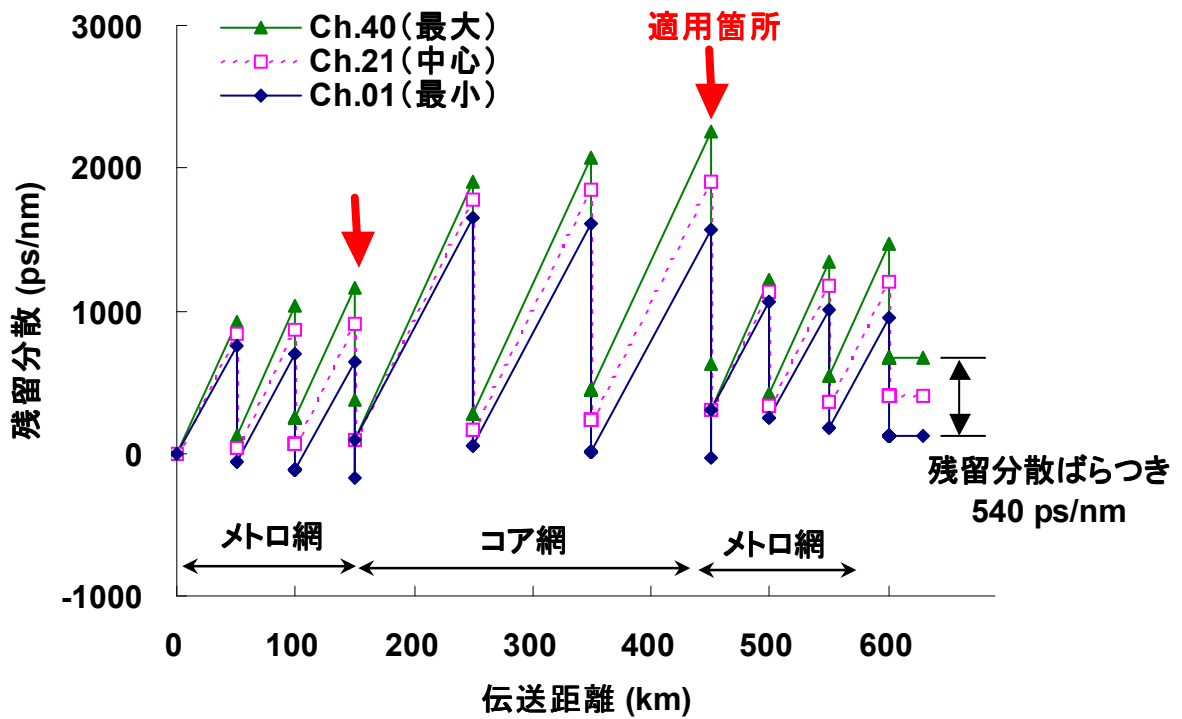


図 5-1-3-14 可変分散補償モジュール適用前後の分散マップ

10 Gbit/s システムで、想定している伝送路（および DCF）の波長分散及び波長分散スロープばらつき量より、可変分散補償モジュールに必要な波長分散スロープおよび一次波長分散の可変範囲を下記の通り求めた。また、10 Gbit/s 伝送で許容される波長分散トレランス（約 1000 ps/nm）から、波長分散スロープおよび一次波長分散の可変ステップを求めた。

[10 Gbit/s]

- 波長分散スロープ可変範囲 $-8 \sim +8 \text{ ps/nm}^2$ 、中心： 0 ps/nm^2
- 波長分散スロープ可変ステップ : $< 2 \text{ ps/nm}^2$
- 一次波長分散可変範囲： $-400 \sim +400 \text{ ps/nm}$
- 一次波長分散可変ステップ： $< 10 \text{ ps/nm}$

また、40 Gbit/s システムで、波長分散スロープおよび一次波長分散の可変範囲に関しては、伝送路条件で決まるため 10 Gbit/s システムと同じになる。波長分散スロープおよび一次波長分散の可変ステップに関しては、許容される波長分散が 10 Gbit/s システムの 1/16 の約 60 ps/nm になるため、小さい値となる。（ビットレートが n 倍になると、信号光スペクトル幅が n 倍に広がり、1 タイムスロットが 1/n となる効果から、波長分散トレランスが $1/n^2$ 倍となる。）

[40 Gbit/s]

- 波長分散スロープ可変範囲 $-8 \sim +8 \text{ ps/nm}^2$ 、中心： 0 ps/nm^2
- 波長分散スロープ可変ステップ : $< 0.12 \text{ ps/nm}^2$
- 一次波長分散可変範囲： $-400 \sim +400 \text{ ps/nm}$
- 一次波長分散可変ステップ： $< 0.62 \text{ ps/nm}$

② 群遅延リップル

群遅延リップルは、ファイバグレーティング (FBG) 等の波長分散補償器で、従来から波形劣化を起こす要因として課題になっていた項目である。FBG での群遅延リップルは、グレーティング周期や屈折率の不均一性、グレーティングの両端での屈折率の急激な変化等によって引き起こされる。理想的な分散補償器では、図 5-1-3-15(b) のように、波長対群遅延特性が直線形状を示すが（傾きが波長分散）、群遅延リップルは、(a) のようにその特性に様々な周期のうねりを生じる現状である。一般に、群遅延リップルの仕様としては、(a) から直線近似 (b) を差し引いた (c) で示す特性の振幅によって規定する。

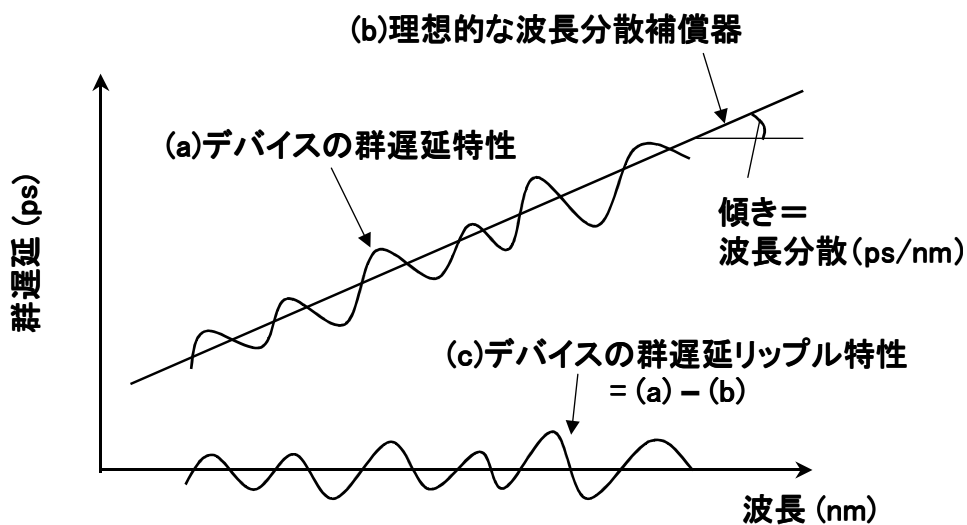


図 5-1-3-15 群遅延リップルの定義

10 Gbit/s および 40 Gbit/s システムで許容される群遅延リップルを計算に求めるため、一般的な手法として、群遅延リップルの形状を図 5-1-3-16 に示すように正弦波と仮定した[1-7]。正弦波の振幅、周期、位相が、群遅延リップルを示すパラメータとなり、それらを変化させて Q ペナルティを評価した。

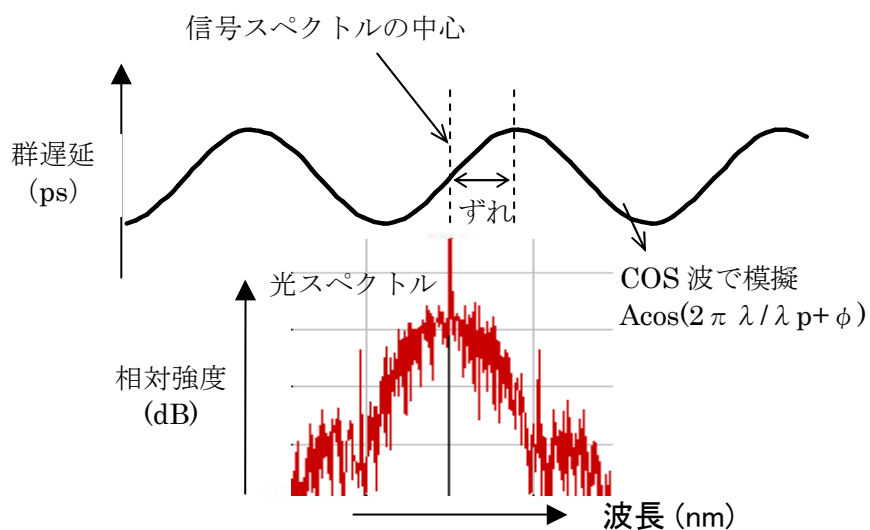


図 5-1-3-16 群遅延リップル計算条件

ペナルティが最悪となる周期、位相の条件に固定した場合のリップル振幅対 Q ペナルティの結果を図 5-1-3-17 に示す。なお、40 Gbit/s システムは 10 Gbit/s システムに対して 1 タイムスロットが 1/4 になる分、同じ Q ペナルティに相当する群遅延リップルの値が 1/4 になる。群遅延リップルによる Q 値劣化量として 1 dB 以下を許容したとき、システム全体で許容される群遅延リップルの振幅は、10 Gbit/s および 40 Gbit/s 信号光に対してそれぞれ +/-20 ps および +/-5 ps である。

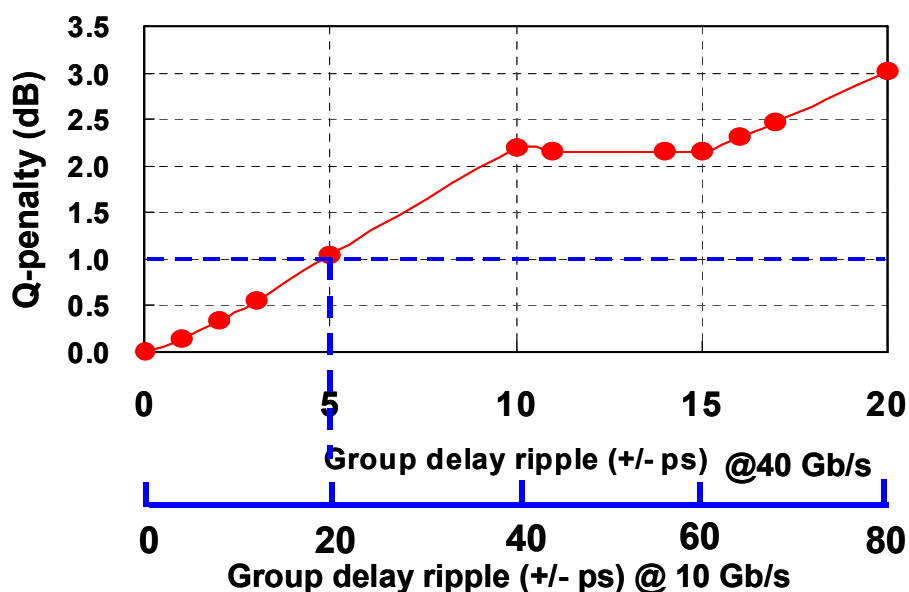


図 5-1-3-17 群遅延リップル計算結果

さらに、本研究開発課題で想定している多ノードを透過するネットワークモデルでは、各ノード内デバイスの発生する群遅延リップルが累積するため、上記の群遅延リップルの許容値を各光モジュールに割り振る必要がある。その累積の仕方としては、群遅延リップルの現れ方（振幅、周期、位相）がノード毎、あるいはデバイス毎にランダムに異なるため、リップル振幅は統計的に加算される（モジュール数の平方根に比例する）と考えられる。波長選択スイッチの章と同じく、デバイス透過段数を 40 台と仮定することで、1 デバイス当たりの許容群遅延リップルの目標特性を下記の通りとした。

[10 Gbit/s]

$$\pm 20 \text{ ps} \div \sqrt{40} = \pm 3.2 \text{ ps}$$

[40 Gbit/s]

$$\pm 5 \text{ ps} \div \sqrt{40} = \pm 0.8 \text{ ps}$$

③ 透過帯域幅

可変波長分散補償モジュールも、波長選択スイッチと同様に、光ノードが多段接続された場合に、トータルの透過帯域幅に影響を与える。可変波長分散補償モジュールの透過帯域幅の目標特性は、波長選択スイッチモジュールと同様の22 GHz以上とする。

④ 挿入損失

挿入損失を補償する光アンプを適用することを前提とし、可変波長分散補償モジュールの挿入損失の目標特性を10 dBとした。

表5-1-3-3に、以上の①～④の検討による可変波長分散補償モジュールの主要な目標特性（一次案）をまとめる。

表5-1-3-3 可変波長分散補償モジュール 主要目標特性（一次案）

項目	仕様値		備考
	10 Gbit/s 用	40 Gbit/s 用	
波長帯	Cバンド(1531.90 - 1563.05 nm) もしくは L-band (1573.71 - 1606.60 nm)		
波長間隔	50 / 100 GHz	200 GHz	
波長数	80/40 ch	20 ch	
波長分散スロープ可変範囲	-8 ~ +8 ps/nm ² 中心：0 ps/nm ²	-8 ~ +8 ps/nm ² 中心：0 ps/nm ²	一次分散と独立に可変
波長分散スロープ可変ステップ	< 2 ps/nm ²	< 0.12 ps/nm ²	
一次波長分散可変範囲	-400 ~ +400 ps/nm	-400 ~ +400 ps/nm	
一次波長分散可変ステップ	< 10 ps/nm	< 0.62 ps/nm	
透過帯域 (0.5 dB、down全幅)	> 22 GHz	> 88 GHz	
挿入損失	< 10 dB	< 10 dB	
群遅延リップル	< +/-3.2 ps	< +/-0.8 ps	
応答速度	H16 年度検討予定		

5-1-3-4 偏波モード分散補償モジュールの目標特性

現状の伝送路では、10 Gbit/s システムでは、偏波モード分散(PMD; Polarization-mode dispersion)はほとんど問題にならないと考えられる。しかし、40 Gbit/s システムでは、偏波モード分散補償トレランスが10 Gbit/sでの値の1/4 (ビットレートに反比例)と厳しくなるため、長距離伝送で偏波モード分散補償が必要になると考えられる。

偏波モード分散の特徴として、伝送信号の偏波状態およびファイバピース間のモード結合状態が波長間で異なる。また、偏波モード分散補償の経時的変動は波長間で相関関係がなく、波長軸上および時間軸上で偏波モード分散補償量が統計的分布を示す。よって、偏波モード分散補償器には、波長毎のアダプティブ補償が必要である。

① 偏波モード分散補償範囲

40 Gbit/s 伝送での偏波モード分散補償能力の評価結果に関しては、既に文献[1-8]で報告されている。報告された偏波モード分散補償器の基本構成は、図5-1-3-18に示すように、偏波コントローラ、可変 DGD 光回路系、偏波モニタから構成される。複屈折成分としては偏波保持ファイバを、偏波コントローラ、位相シフタ、偏波モニタには市販デバイスが適用されている。

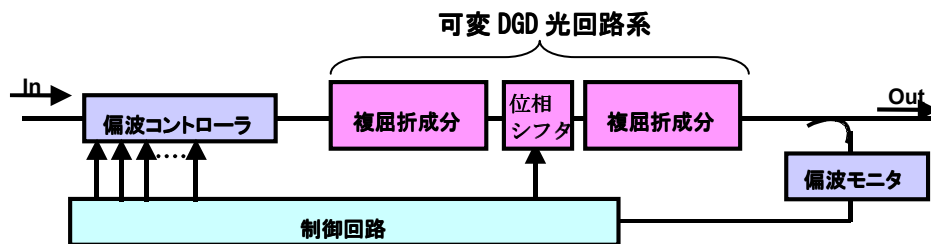


図 5-1-3-18 PMD 補償器基本構成

図5-1-3-19に、同文献による40 Gbit/s 偏波モード分散補償実験結果を示す。今回の40 Gbit/s 偏波モード分散補償範囲の目標特性としては、許容 Q ペナルティを1.5 dBと設定することで、28 psとした。

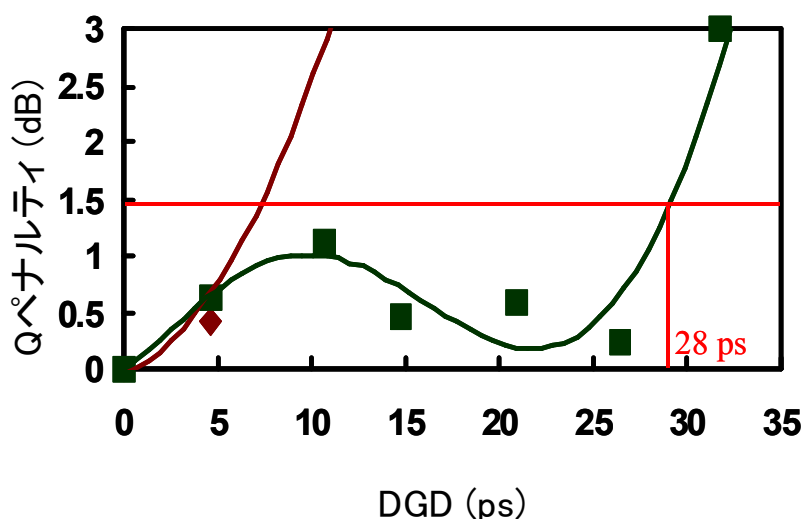


図 5-1-3-19 40 Gbit/s PMD 補償実験結果

② 応答速度

波長選択スイッチモジュールや可変分散補償モジュールの高速応答特性は、主に伝送経路切替への応答に律則されると考えられる。しかし、偏波モード分散補償モジュールに関しては、それらの要因よりも、次に示すような高速偏波変動への追従性の方が、厳しい特性を要求すると考えられる。

埋設されているファイバを伝送している信号光の平均偏波変動は、 $1000^\circ/\text{s}$ 以下であるという報告がある[1-9]。この場合、1秒間にポアンカレ球上を数周する偏波変動量である。この程度の偏波変動では、msオーダーの応答速度で対応可能である。しかし、伝送システムが配置された局舎で、作業員がファイバの脱着作業の際にファイバコードに接触した場合、偏波が高速に変動する。このような偏波の高速変動に対しても偏波モード分散補償は追従することが求められる。偏波変動速度の報告例としては、DCFモジュールをドライバーで強打した場合の偏波変動速度の報告がされている[1-10]。この報告では、偏波変動はポアンカレ球上を45,000周以上まわるために、偏波モード分散補償には μs オーダーの応答速度が求められる。

本研究開発課題の偏波モード分散補償モジュールに要求される応答速度としては、この報告で求められている偏波モード分散補償の応答速度を参考に、暫定値として $10\mu\text{s}$ とした。しかし、この報告では道具を用いてファイバに力を加えており、実際に敷設されたファイバ伝送路を接触した場合の偏波変動に比べて厳しいと考えられる。平成16年度の課題として、偏波モード分散補償モジュールに要求される応答速度の検討を行なう予定である。

③ 挿入損失

挿入損失を補償する光アンプを適用することを前提とし、偏波モード分散補償モジュールの挿入損失の目標特性を10 dBとした。

表 5-1-3-4 に、以上の①～③の検討による偏波モード分散補償モジュールの主要な目標特性（一次案）をまとめる。

表 5-1-3-4 偏波モード分散補償モジュール 目標特性（一次案）

項目	仕様値	備考
	40 Gbit/s 用	
波長帯	C バンド(1531.90 - 1563.05 nm) もしくは L-band (1573.71 - 1606.60 nm)	
波長間隔	200 GHz	
波長数	20 ch	
DGD 補償範囲	0 ~ 28 ps	
挿入損失	< 10 dB	
応答速度	10 μ s (暫定値)	H16 年度に検証実験を実施予定

5-1-3-5 今後の課題

各モジュール目標特性に関する主な今後の検討課題をまとめる。

①高速応答特性の検討

応答速度に関しては、前述のように、オンデマンドで伝送信号の経路を高速に切替える機能への対応を考え、ネットワーク全体の要求速度から各ノード、さらには各モジュールの応答速度へとブレイクダウンする予定である。

②各モジュール、サブシステム目標特性検討

①の検討結果、さらには、各モジュールの実現性を考慮し、各モジュールの目標特性の精度を高める予定である。

③機能統合形態の検討

本年度の目標特性検討に関しては、各モジュールを個別に組み合わせることを前提としての検討であった。平成 16 年度には、各モジュールの実現性を考慮した上で、機能統合の可能性に関して検討を行なう予定である。

5-1-4 光ハブ評価用テストベッド構築

5-1-4-1 光ハブ評価項目、評価系構成案

本研究開発課題の光ハブを構成する各モジュールおよびサブシステムの経路切替特性、各種補償特性（光パワーレベル調整、可変波長分散補償、偏波モード分散補償）をシステム検証するための伝送テストベッドの構築が重要である。今年度は、実験評価項目および評価系構成案を検討した。

(a) 多段透過特性評価

光ハブを多段透過する際の、波長選択スイッチモジュールや可変分散補償モジュールでの光スペクトル狭窄による波形劣化を評価する。図 5-1-4-1 に示すように、ループ実験により光ハブを多段透過させて、符号誤り率(BER)、光波形、光スペクトル等の評価を行なう。

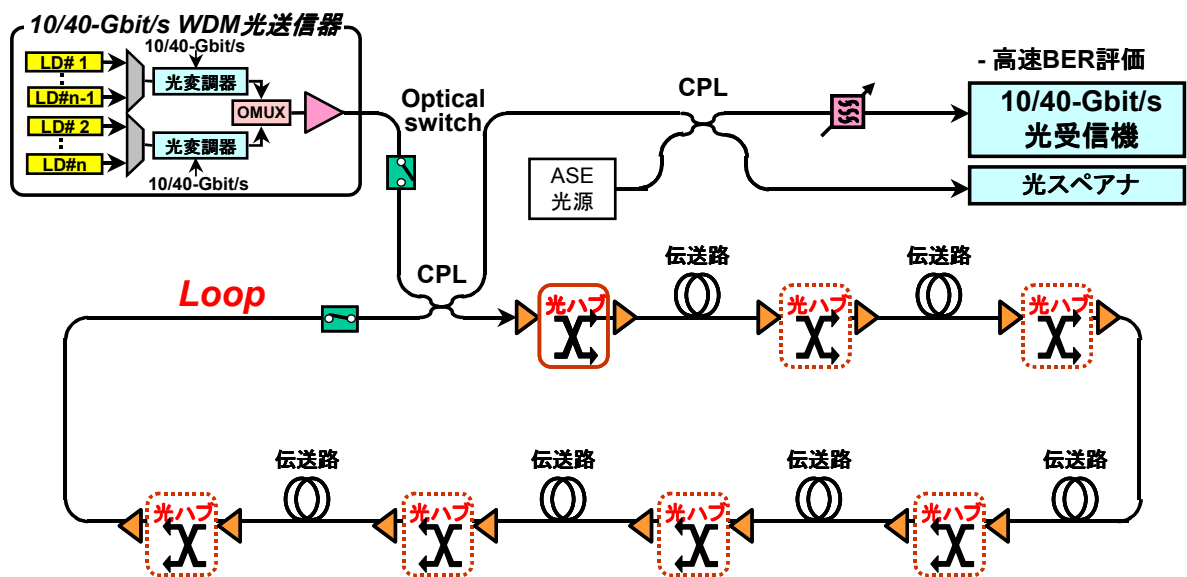


図 5-1-4-1 多段透過特性評価系構成案

(b) クロストーク評価

5-1-3-2 章で説明した波長選択スイッチモジュールのクロストークによる影響を評価するため、図 5-1-4-2 に示す評価系で、LD#1、#2、#3 の 3 波長の伝送を行った場合と LD#2 のみ波長の伝送を行った場合の差、および LD#1、3 の光強度を変化させた場合の伝送特性の変化から、クロストークによる影響を導出する。

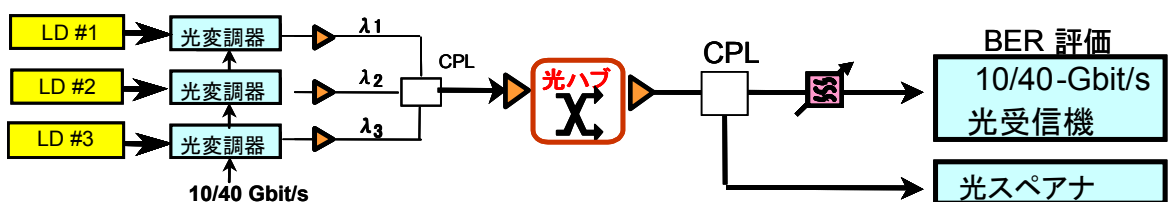


図 5-1-4-2 クロストーク評価系構成案

(c) 可変波長分散補償、偏波モード分散補償特性評価

可変波長分散補償モジュール、偏波モード分散補償モジュールの特性評価のために、図 5-1-4-3 のように、波長分散エミュレータ、PMD エミュレータを伝送路上に配置した伝送実験を行なう。波長分散エミュレータとしては、一次分散と分散スロープが異なるファイバを光スイッチで切替える方法、VIPA 可変分散補償器 (Virtually Imaged Phased Array) を用いて連続的に波長分散量を変化させる方法を検討している。また、PMD エミュレータとしては、複数枚の複屈折板の組合せにより、DGD と高次 PMD を発生させる構成を採用予定である [1-11]。さらに、PMD エミュレータの前段に高速偏波スクランブラを用いて高速偏波変動を擬似的に作り出すことで、偏波モード分散補償モジュールの高速応答評価を行う。

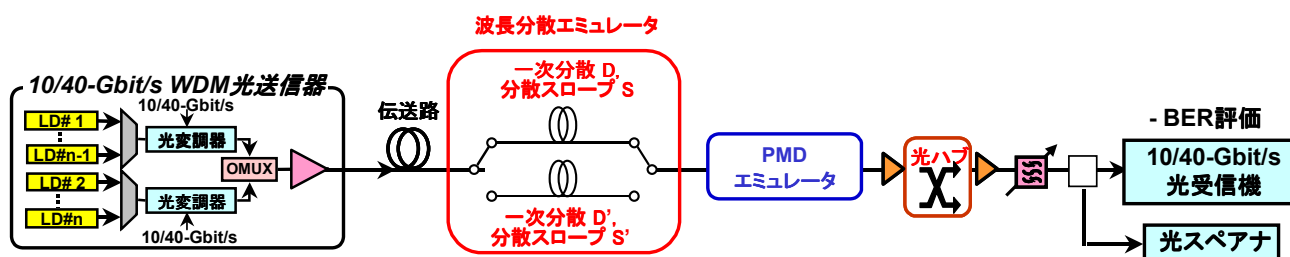


図 5-1-4-3 可変波長分散補償、偏波モード分散補償特性評価系構成案

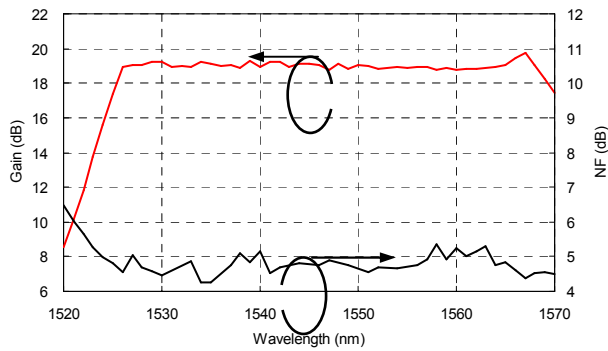
5-1-4-2 テストベッド構築

本年度は、(a) 多段透過特性評価系構築の一段階として、利得平坦性の高い光アンプを導入し、その効果を確認するためのループ周回光スペクトル測定を行なった。

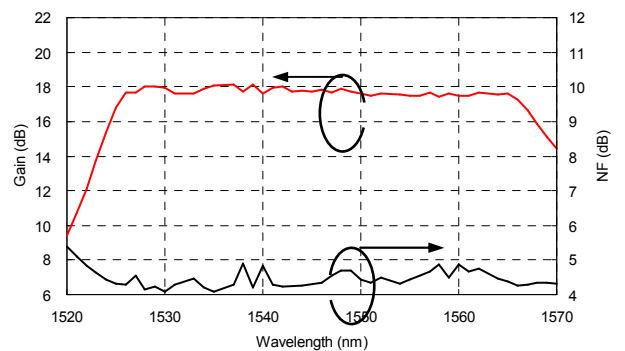
光ハブの多段透過特性を評価するためには、ノードを多段化した際にも十分な光パワーレベルや光信号対雑音比を確保する必要がある、それに耐えられる利得平坦性の高い光アンプの導入が不可欠である。今回、表 5-1-4-1 に示す仕様の光アンプを導入した。また、図 5-1-4-4 に光アンプの波長対利得特性および雑音指数 (NF) 特性を示す。伝送実験用の光アンプとしては、光プリアンプ用 (伝送スパン直後)、光ポストアンプ用 (伝送スパン直前)、光部品損失補償用と、配置位置と目的によって要求される入出力レベルダイヤや雑音指数等の特性が異なるため、それに対応した 3 種類の光アンプを導入した。これらの光アンプはいずれも ± 0.5 dB 以下と、市販品の中では最も高い利得平坦性を持つ。

表 5-1-4-1 光アンプ仕様

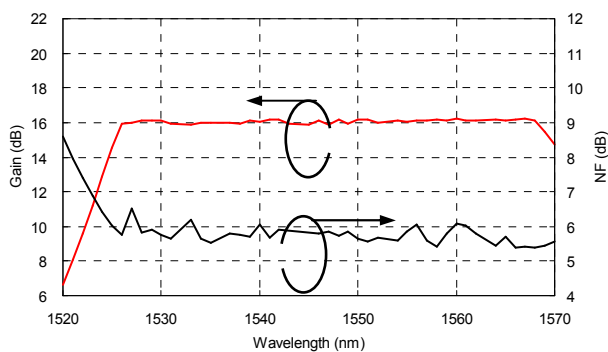
項目	製品名		
	FA1550DCS-GEQ	FA1550SSS-GEQ	FA1550QCS-GEQ
波長帯域	1526-1565nm	1526-1565nm	1526-1565nm
光総入力	+0.0dBm±0.5dB	+0.0dBm±0.5dB	+6.0dBm±0.5dB
光総出力	18.0dBm以上	14.0dBm以上	21.0dBm以上
信号利得	18.0dB以上	14.0dB以上	15.0dB以上
利得平坦性	±0.5dB	±0.5dB	±0.5dB
雑音指数	5.5dB以下	5.5dB以下	7dB以下
PDL	0.3dB以下	0.3dB以下	0.3dB以下
PMD	0.3ps以下	0.3ps以下	0.3ps以下
FWM	40dB以上	40dB以上	40dB以上



(a) 利得特性(FA1550DCS-GEQ)



(b) 利得特性(FA1550SSS-GEQ)



(c) 利得特性(FA1550QCS-GEQ)

図5-1-4-4 光アンプ利得特性、雑音特性(NF)



図5-1-4-5 光アンプ外観

導入した光アンプを用いて、図 5-1-4-6 に示すループ周回実験系を構成し、WDM 信号多段透過実験を行った。50 GHz 間隔で 80 波長の信号光を多重した WDM 信号光を、1 スパンあたり 80 km の伝送路 6 スパンからなる 1 周 480 km のループを周回させ、周回後の光スペクトルを光スペクトルアナライザで測定した。6 スパン後の光増幅中継器には、光ハブの光パワーレベル可変機能適用を想定して市販の可変利得等化器を配置し、主に光アンプ以外の伝送路に起因するスペクトル傾斜（信号光間誘導ラマン散乱、ファイバ損失波長依存性）を補償した。

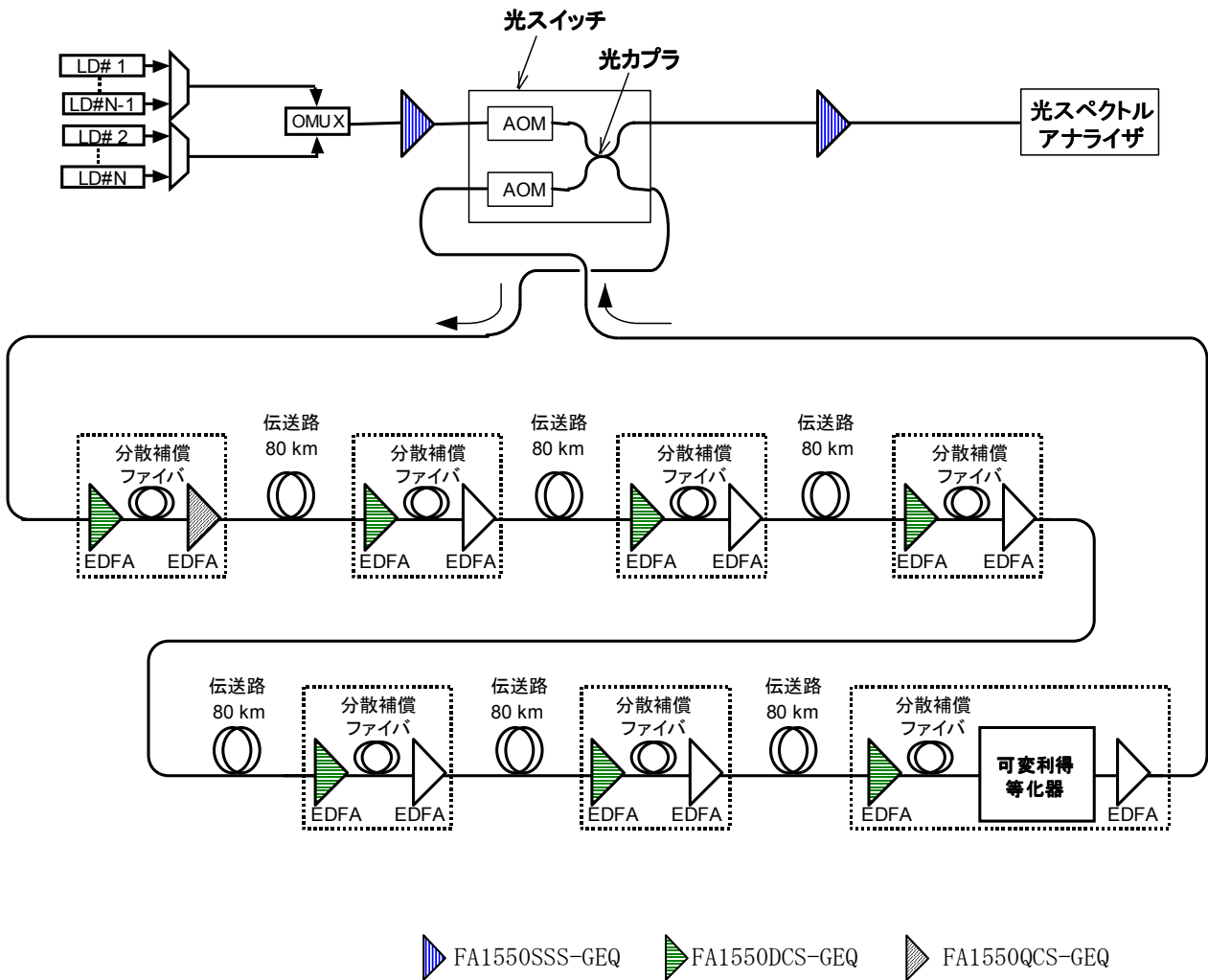
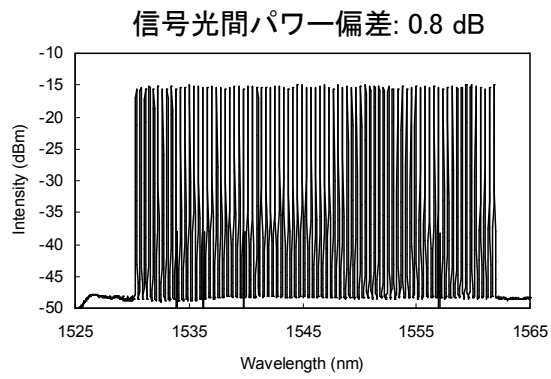
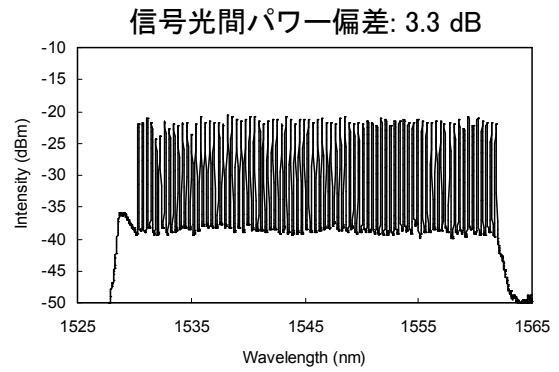


図5-1-4-6 光アンプ評価に適用した伝送実験系

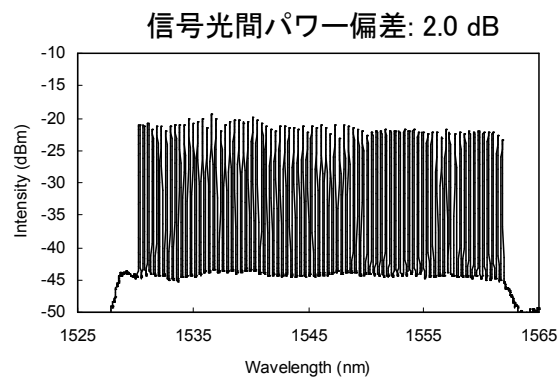
図 5-1-4-7 に、6 スパン毎 30 スパンまでの伝送光スペクトル測定結果を示す。40 スパン伝送を行なっても、信号光間パワー偏差が 5 dB 以下に抑圧されている。システム実験では、ファイバ非線形効果から生じる光パワー上限と、所要光信号対雑音比から生じる光パワー下限の間に伝送光パワーを設定する必要があるが、上記パワー偏差は充分その範囲に入る値であり、伝送実験系が高い利得平坦性を確保していることを確認できた。



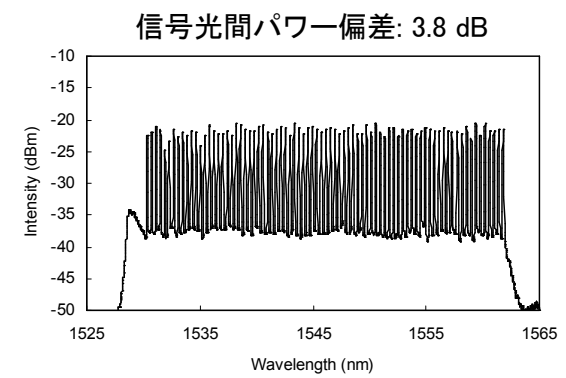
(a) 伝送前



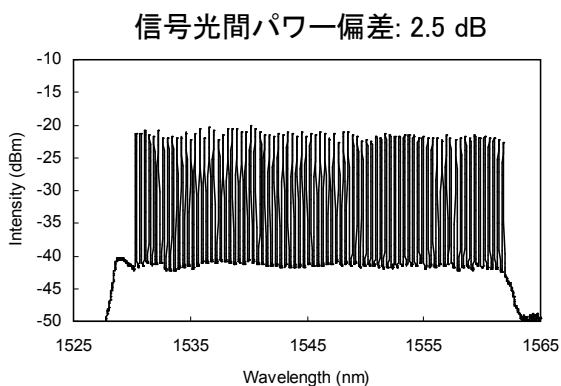
(e) 24 スパン伝送後



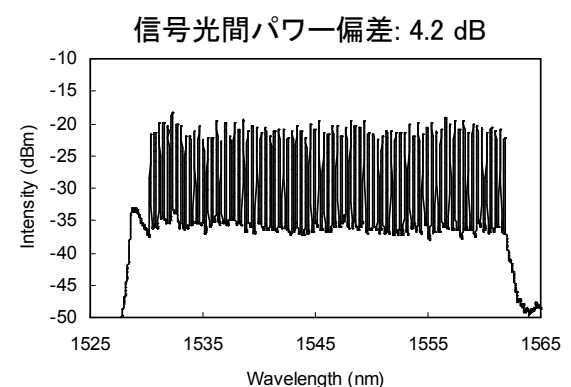
(b) 6 スパン伝送後



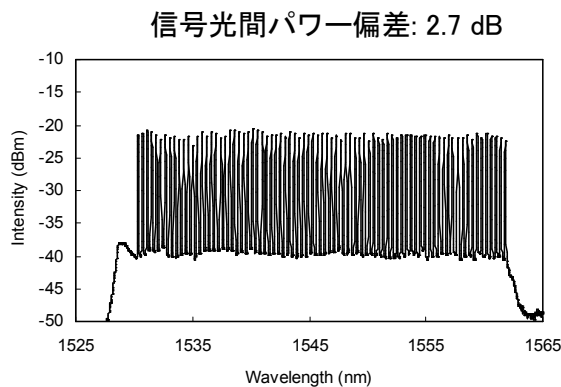
(f) 30 スパン伝送後



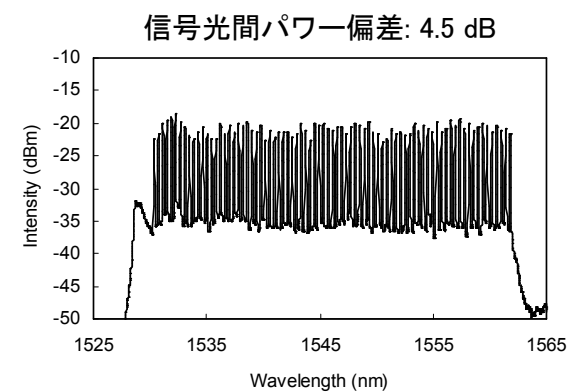
(c) 12 スパン伝送後



(g) 36 スパン伝送後



(d) 18 スパン伝送後



(h) 42 スパン伝送後

図 5-1-4-7 伝送光スペクトル

5-1-4-3 今後の課題

今後のテストベッド構築でポイントとなる点をまとめる。

①クロストーク評価系構築

光ノードを多段接続した場合のクロストーク累積の影響に関して、5-1-4-1 章に記述したように、定量的に検証するための評価系を構築する。

②可変波長分散補償・偏波モード分散補償特性評価系構築

5-1-4-1 章に記述した波長分散、偏波モード分散エミュレータに要求される特性を確認し、具体的な構成を決めた上で、導入を進める。

③高速応答特性評価、

5-1-3 章で示したように、各モジュールの応答速度の目標特性を平成 16 年度に検討予定である。それに合わせて、応答速度を定量的に評価する系を検討する。

5-2 波長選択スイッチモジュールの開発（副課題イ）

5-2-1 波長選択スイッチ開発の方針

波長選択スイッチの機能ブロック図を図5-2-1-1に示す。波長選択スイッチは波長分割多重された光(WDM光)の経路を、波長成分ごとに切り替える機能モジュールであり、提案する光スイッチングノードの経路切り替え部に適用する。15年度は、モジュール構成と分光素子、スイッチ素子等の要素部品の検討を進めた。最初にサブシステム要求の機能・特性を波長選択スイッチモジュール、及び要素毎にブレイクダウンして構成の検討をおこなった。ブレイクダウンした各要素について、分光素子は空間型の回折格子と、導波路型分光素子の二つの方式について、特性の検討を進めた。スイッチ素子は波長選択スイッチに適した構造の検討と原理試作を進め、高精度プロセス等の実現に向けた課題の抽出を早期に図った。

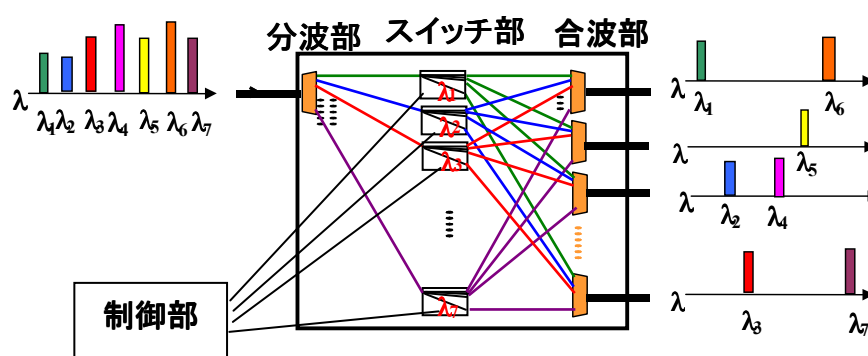


図5-2-1-1 波長選択スイッチのブロック構成

(1) システム要求の整理

課題(ア)のサブシステムの検討から下記の機能、特性が要求された。それらの要求を整理し、要素部品、モジュール化技術(実装、制御)への要求特性へとブレイクダウンし、実現を目標として開発を進めていく。

- ・機能： $1 \times N$ ($N \geq 4$)の光スイッチ、光パワーレベル調整機能

光ハブに必要とされる所要方路数の検討結果から、End-to-endで日本全国を結ぶフォトニックネットワークを構築するためには、4方路以上をカバーする光ハブが必要となることが分かった。本研究開発課題では、4方路以上が実現可能で、トラフィックデマンドの増大に応じて出力方路数を段階的に拡張できる $1 \times N$ ($N \geq 4$)の波長選択スイッチを基本要素とした。 $1 \times N$ ($N \geq 4$)の波長選択スイッチは 2×2 よりも入出力ファイバ数が増加し、難易度は高くなるが、目標を変更した。

光スイッチは入力ポートから入射してきた光を出力ポートへ結合させるデバイスであり、出力ファイバへの光結合効率を調整する事で、光の強度を調整できる。光パワーレベル調整機能は波長選択スイッチへの集積化を検討する。

・目標特性：

サブシステムの検討結果から、下記の特性を目標とする事とした。

表 5-2-1-1 波長選択スイッチモジュール 主要目標特性 (一次案)

項目	仕様値	
	10 Gbit/s 用	40 Gbit/s 用
波長帯	Cバンド(1531.90 - 1563.05 nm) もしくは L-band (1573.71 - 1606.60 nm)	
波長間隔	50 /100 GHz	200 GHz
波長数	80 /40 ch	20 ch
入出力ポート数	(a) 入力: 1、出力: N (Nは4以上) (b) 入力: N、出力: 1 (Nは4以上)	
透過帯域 (0.5 dB down、全幅)	>22 GHz	> 88 GHz
クロストーク	< -25 dB (暫定値。リアクロストークを考慮)	
挿入損失	< 6 dB	
光パワー可変範囲	> 6 dB	
群遅延リップル	< +/-3.2 ps	< +/-0.8 ps
応答速度	H16 年度検討予定	

(2) 基本構成の検討

サブシステムからの要求をブレイクダウンし、波長選択スイッチの構成と使用する部材を検討していく。

・1×N スイッチ光学系

1×Nのスイッチングには、(N-1)段階で光路を切り替えるスイッチ光学系が必要となる。そのため、二段階の切り替えしか行えない偏光制御デバイス(液晶・磁気光学素子等)と偏光分離デバイス(偏光ビームスプリッタ、複屈折板等)を用いる偏光型のスイッチ光学系は適さない(多段の構成となり、損失、クロストーク等の累積が発生するため)。最適となるのは、光路を多段で切り替え、1デバイスで1×Nが構成可能な偏向型のスイッチ光学系(可動ミラー、屈折率の多段制御素子等を用いたもの)である。例えば可動ミラーを用いた光学系を図 5-2-1-2 に示す。波長選択スイッチに適用する場合は、このスイッチ光学系が波長数分だけアレイ化されたものとなる。レンズの焦点距離 f_{sw} の位置に可動ミラーを配置し、ミラーの角度を変化させる事で入射光の角度を切り替え、光路の切り替えを行う。この時、切り替えに必要なミラーの角度を $\Delta \theta$ とすると、可動ミラーに要求する最大振り角 θ は、

$$\theta = (N-1) \cdot \Delta \theta / 2$$

となる。図からもわかるように、スイッチ光学系の長さは f_{sw} が支配要因となり、 f_{sw} を小さくする事がスイッチ光学系の小型化につながる。

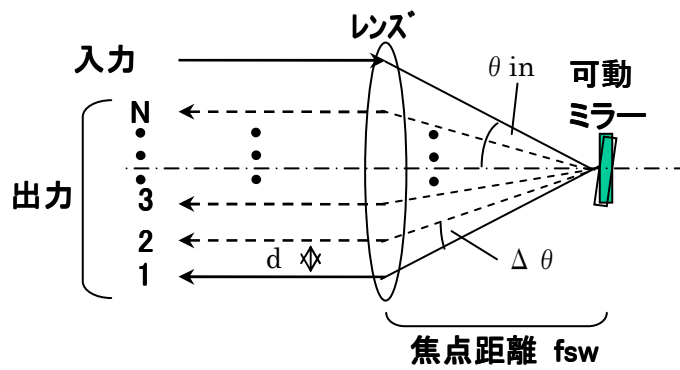


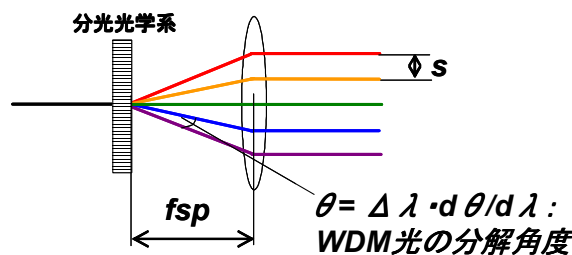
図 5-2-1-2 スイッチ光学系

・分光光学系

波長選択スイッチは波長毎に経路を切り替えるものであり、WDM 光を分離する分光光学系も重要な開発要素となる。その基本構成を図 5-2-3 に示す。分光素子(回折格子 等)により、 $d\theta/d\lambda$ の線分散量(波長を分解する能力； 単位波長あたりの偏向角度)で分解した光を、分光素子から焦点距離 f_{sp} の間隔で離れたレンズで平行な光とし、スイッチ光学系へ入射する。ここで、 $\Delta\lambda$ の間隔で並んだ WDM 光を分解し、 f_{sp} の距離を飛ばした時、分離した光の間隔 s は

$$s = \Delta\lambda \cdot d\theta/d\lambda \cdot f_{sp}$$

となる。図 5-2-1-3 からわかるよう、分光光学系の長さもレンズの焦点距離 f_{sp} が支配要因となる。



$$f_{sp} = \frac{s}{\Delta\lambda \cdot d\theta/d\lambda}$$

図 5-2-1-3 分光光学系

以上に示したスイッチ光学系と、分光光学系を組み合わせ、入出力光学系と制御部を合わせたものが波長選択スイッチの基本構造となる。空間型回折格子を用いた例を図 5-2-1-4 に、光スイッチ光学系から見た面と、分光光学系から見た面からの光学設計モデルを図 5-2-1-5 に示す。可動ミラーは 1 波長を 1 ミ

ラーで切り替えるために、波長方向に並べたミラーアレイを用いる。

- ①入力ファイバから WDM 光を入射し、コリメート光にする。
- ②入射コリメート光を空間型回折格子(分光素子)で波長毎に分光する。
- ③分光された光を凸レンズで平行にする。
- ④波長毎に所望の経路を取れるように、可動ミラーアレイの角度を個別に制御し、切り替えをおこなう。
- ⑤経路を切り替えられた光を集光用の凸レンズで集約する。
- ⑥空間型回折格子(分光素子)で WDM 光に戻す。
- ⑦各出力ポートのファイバへ入射する。

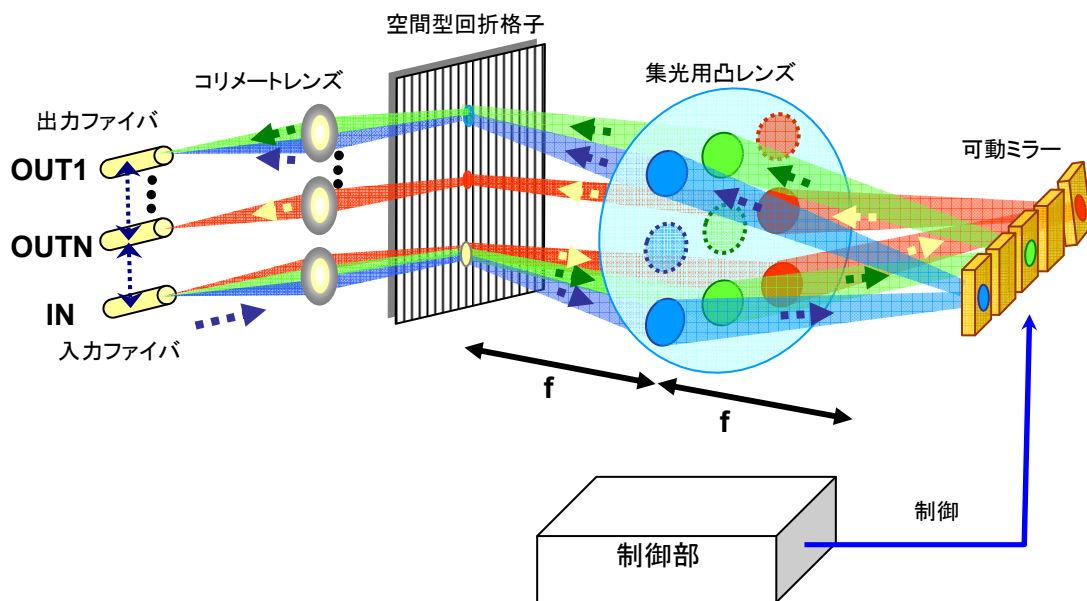


図 5-2-1-4 波長選択スイッチの基本構造(空間型回折格子を用いた例)

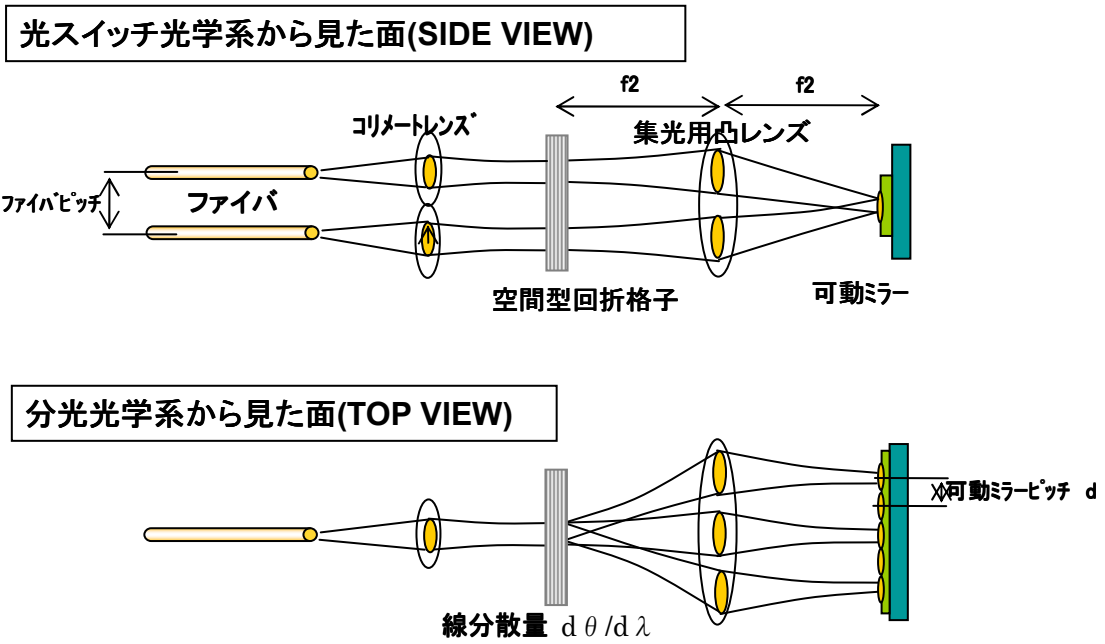


図 5-2-1-5 光スイッチ光学系から見た面と、分光光学系から見た面からの光学設計モデルスイッチ機能面と分光機能面の説明図

他の構成例として、導波路型分光素子を用いた構造を図 5-2-1-6 に示す。

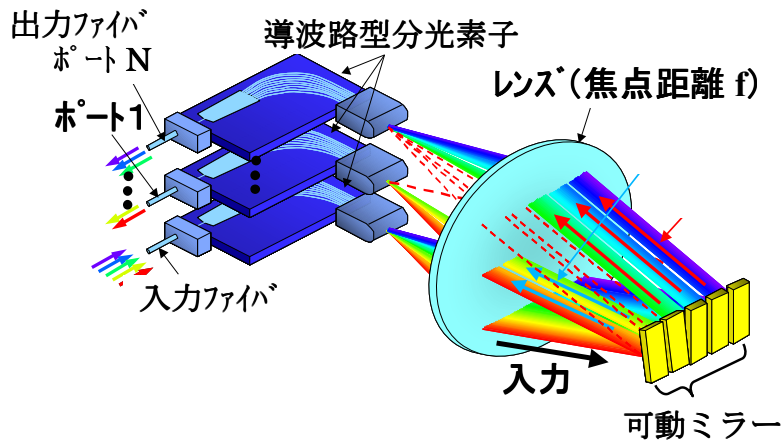


図 5-2-1-6 波長選択スイッチの基本構造(導波路型)

スイッチ光学系と、分光光学系を組み合わせるには、下記の条件を満たす必要がある。

- ①分解した WDM 光を各波長に対応するミラーに入射させるため、ミラーのピッチ p と、分離した光の間隔 s を等しくする。

②入力ファイバからの出射光の、出力ファイバへの光結合効率を高くするには、図 5-2-1-5 に示すように、出力ファイバ端にビームウェストが来るようにする必要がある。そのためには、可動ミラーを折り返し点とし、入力ファイバから可動ミラーまでの光学系と、可動ミラーから出力ファイバまでの光学系を対称にする必要がある。レンズとミラーの間隔をレンズの焦点距離 f し、可動ミラー面にビームウェストが来るようにする事で可能となる。スイッチ光学系面と分光光学系の両面で条件を満たすためには、それぞれの焦点距離 f_{sw} と f_{sp} を等しくする必要がある。

これら条件をまとめると、

$$\theta = (N-1) \cdot \Delta \theta / 2 \quad \Rightarrow \quad N = 2\theta / \Delta \theta + 1$$

$$f = p / (\Delta \lambda \cdot d\theta / d\lambda)$$

$$d = f \cdot \Delta \theta \cdot (\theta_{in} - 1)$$

が波長選択スイッチ設計のための基本条件となり、この式に入出力光学系の光結合の設計を踏まえて波長選択スイッチの詳細検討をおこなう。検討を進めるにあたり、ポート数 N の拡大と、小型化(小さい f を実現するための手法)に注目する。 N の拡大に向けては、ミラーの振り角 θ の拡大とポート間角度間隔 $\Delta \theta$ の縮小を、小型化(f の縮小)に向けては、線分散量 $d\theta / d\lambda$ の拡大、スイッチ素子のピッチ p の縮小を課題して検討を進めていく(関係を図 5-2-1-8 に示す)。線分散量の大きな分光部は回折格子を用いたマイクロオプティクス型と、導波路型の分光デバイスを中心に特性面、実装面の比較検討を進めていく。狭間隔の光スイッチ素子の実現には、偏向型の中でも、狭ピッチ化が可能な MEMS (Microelectric Mechanical System) 型可動ミラーに着目し検討を進めていく。

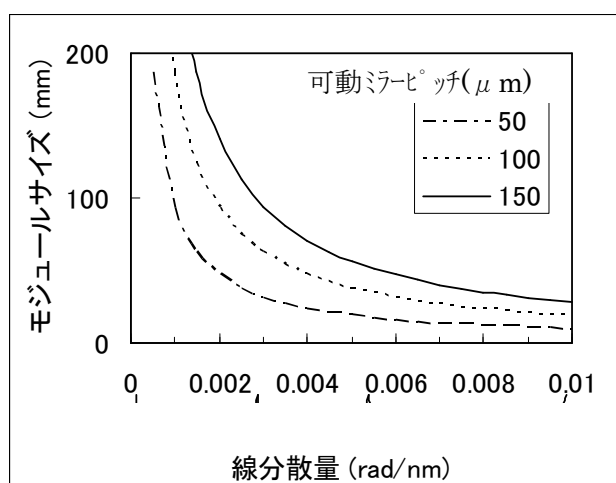


図 5-2-1-8 スイッチサイズの線分散量依存性

5-2-2 小型分光素子の開発

5-2-2-1 空間型回折格子型分光素子の検討

(1) 回折格子に要求される特性の整理

波長選択スイッチへの空間型回折格子の適用可否の判断と、最適の構造と条件を見極めるため、分光素子にブレイクダウンした要求条件(線分散量、損失)に着目し検討を進める。

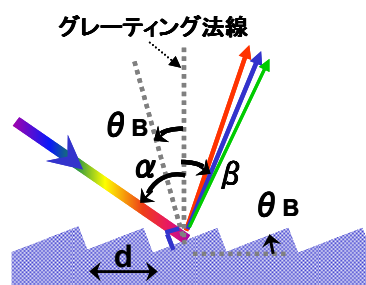


図 5-2-2-1 回折格子の設計パラメータ

一般に、回折格子(図 5-2-2-1)の入射角 α 、出射角 β の間には下記式(1)の関係がある。線分散量 $d\theta/d\lambda$ は波長 λ の変動に対する出射角 β の変動量で表されるため、下記式(2)で表す事ができる。

$$\sin \alpha \pm \sin \beta = N \cdot m \cdot \lambda \dots (1)$$

N : 回折格子 1mm 当たりの溝本数、

m : 回折次数

λ : 波長

$$d\theta/d\lambda = N \cdot m / (\sin \alpha \pm \cos \beta) \dots (2)$$

式(2)より、線分散量の増大化は回折格子の 1mm 当りの溝本数と回折次数の積 $N \cdot m$ を大きくする事で可能な事がわかる(図 5-2-2-2 に、 $\lambda=1550\text{nm}$ 、 $Nm=600$ 、 900 、 1200 の場合における入射角度と出射角度の関係を、図 5-2-2-3 に $\lambda=1550\text{nm}$ ~ 1551nm での出射角度差(分散角)を示す)。 $N \cdot m$ の大きさには制限が有り(式(1)の左辺 $\sin \alpha \pm \sin \beta$ のとり得る範囲が $-2 \sim +2$ の範囲であるため)、線分散量が制限される中で、損失等他の要求と合わせて、最適の構造を検討していく。

回折格子で生じる損失は、回折光が所望の回折次数 m に集中する割合(パワー比)である回折効率が主要因となるため、今回の検討では回折効率の向上について議論をおこなう。回折格子の溝に対して水平な方向と垂直な方向とで、回折効率が異なるため発生する損失差(偏波依存損失; PDL)も回折効率低減の大きな要因となるため、合わせて検討する。回折効率の向上には、ブレード化(図 5-2-6 で溝の角度と、入射角を等しくする構造)する事で、特定の回折次数に回折光のパワーが集中させる方法を中心に検討する。

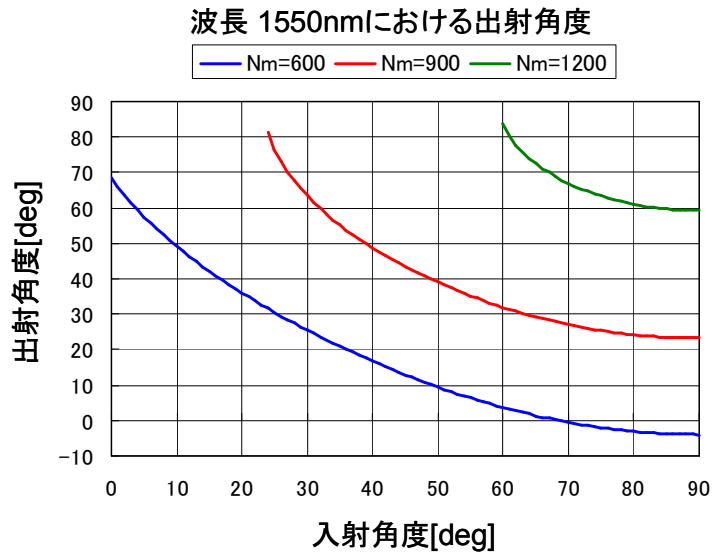


図 5-2-2-2 回折格子への入射角度と出射角度の関係

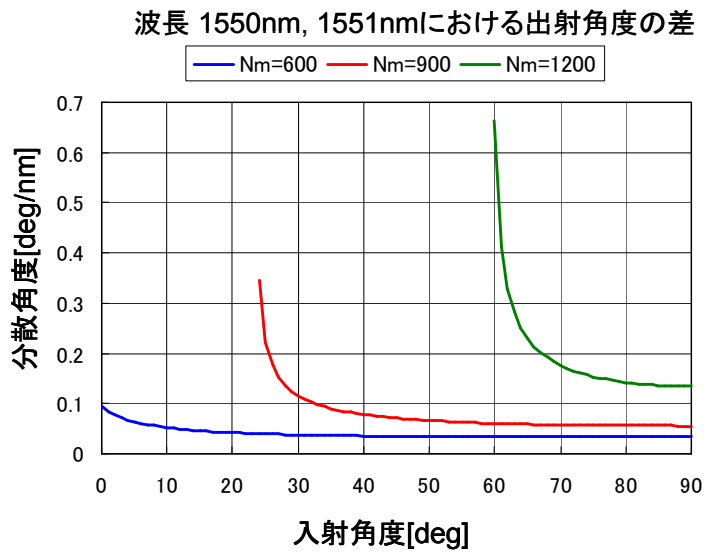


図 5-2-2-3 回折格子への入射角度と分散角の関係

高線分散量・高回折効率の回折格子の構造を明らかにするため、溝本数(N)、回折次数(m)をパラメータとし、3種類の回折格子サンプルの特性調査を行った(表5-2-2-1、図5-2-2-4~6)。波長選択スイッチの挿入損失の目標6dBから、回折格子に許容される損失を1dB(往復で2dB)と仮定し、この値を基準に、線分散量を大きく取れる回折格子の検討を進めた。線分散量、回折効率、PDLの間にトレードオフが有り、最適の構造はさらに調査・検討を進める必要がある。

表 5-2-2-1 回折格子の評価結果まとめ

	溝本数	回折次数	ブレイズ角	線分散量	回折損失	PDL
(1)	600 本/mm	1 次	37 度	0.04deg/nm	0.9dB	<0.2dB
(2)	300 本/mm	3 次	46 度	0.08deg/nm	1.2dB	<0.2dB
(3)	52.67 本/mm	22 次	63.5 度	0.15deg/nm	1.6dB	<1.0dB

※表中の特性値はブレイズ角近傍での値

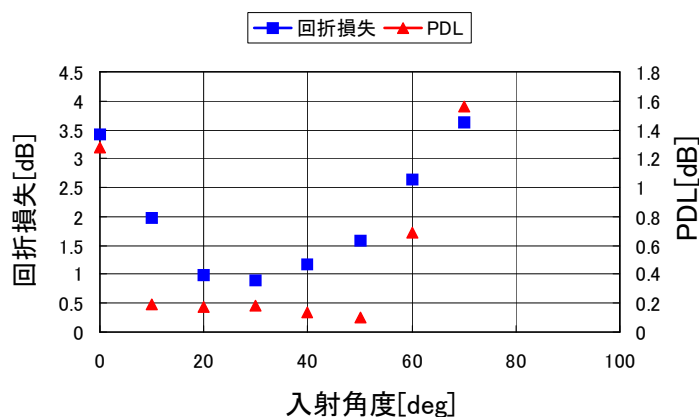


図 5-2-2-4 回折格子 (N=600, m=1) の評価結果

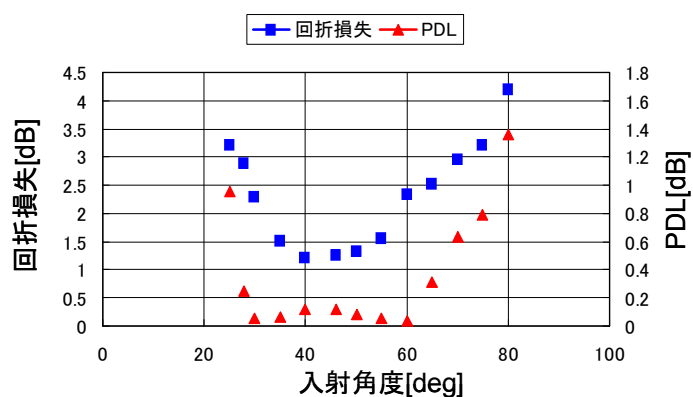


図 5-2-2-5 回折格子 (N=300, m=3) の評価結果

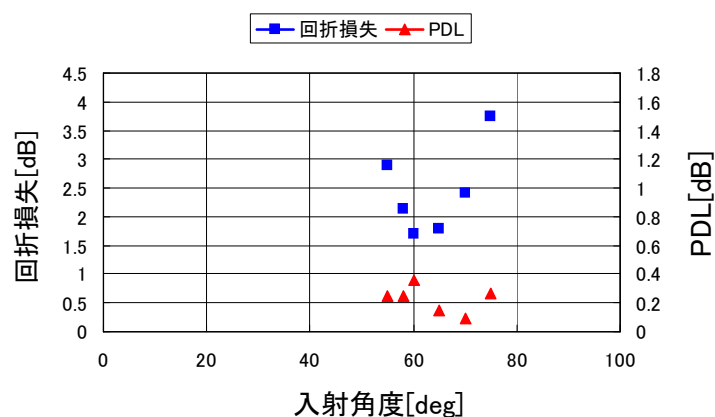


図 5-2-2-6 回折格子 (N=52.67, m=22) の評価結果

5-2-2-2 導波路型分光素子の検討

線分散量を大きくする方法の一つに、導波路のコアパターンで光路差を形成して、回折格子を構成する技術がある。回折次数を大きく取れ、線分散量を大きくする事が可能である。例えば代表的な導波路型分光デバイスであるAWG(Array Waveguide Grating)では回折次数 12 程度のものから、回折次数 74 のものが実現されている[2-1]。15年度は波長選択スイッチに最適の導波路型分光素子の検討をおこなった。

(1) 導波路型分光デバイスの構成と特長

図 5-2-2-7 に開発した分光デバイスの構成を示す。(a)は全体の構成図、(b)は要部断面図である。

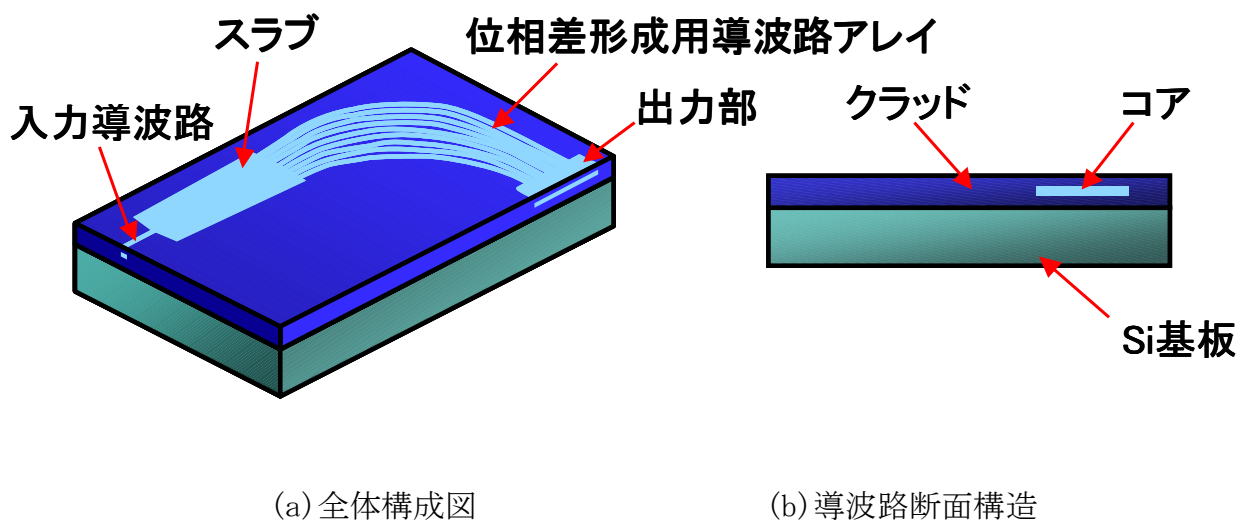


図 5-2-2-7 開発した分光デバイスの構成

図示したように、シリコン基板上の石英導波路で形成した入力導波路、自由伝搬部(スラブ)、位相差形成用導波路アレイ及び出力部により構成される。導波路はコアとその周囲のクラッドのガラス成分を変え、その間に屈折率差をつける事(コアの屈折率をクラッドの屈折率より小さくする)で実現する。この屈折率比は Δ で表され、この値を大きくするほど導波路の曲率を大きくでき、小型化を図る事ができる。出力部パターンは、位相差形成用導波路アレイの光路長を精密に規定する役割を有する(例えば、端面での反射防止のため斜め研磨等の加工を行った場合に、位相差形成用導波路アレイの光路長が変化するのを防止する役割を有する)。

本分光素子を用いる分光系の構成例を図 5-2-2-8 に示す。本構成による分光素子の出力を凸レンズで集光すると、空間型の回折格子等と同様に連続な分光特性が得られる。

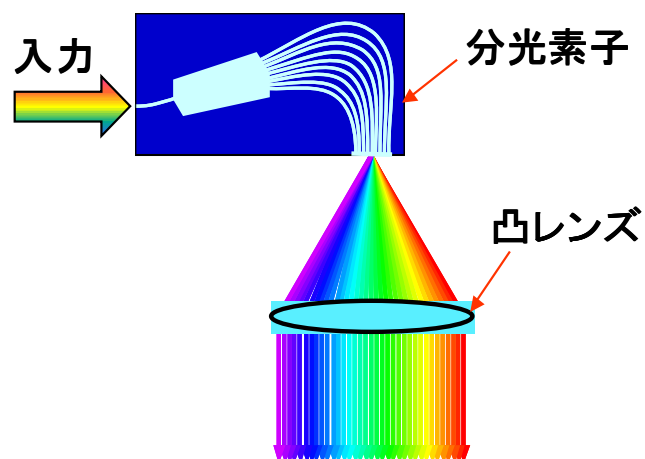


図 5-2-2-8 開発した分光素子の分光特性説明図

図 5-2-2-9 に、検討した導波路型分光素子と MEMS ミラーアレイにより、入力ファイバ数 1、出力ファイバ数 N の波長選択スイッチを構成する例を示す。

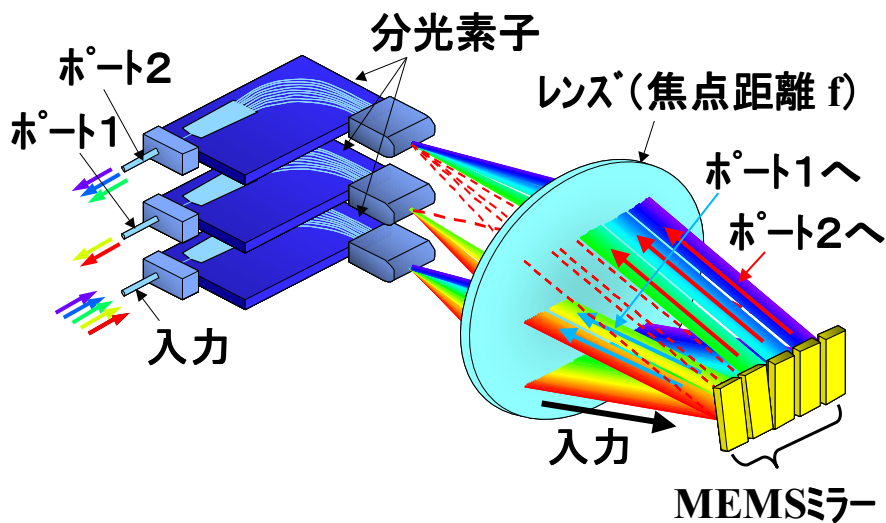


図 5-2-2-9 導波路型分光素子を用いた波長選択スイッチ構成例

波長選択スイッチとしての動作は次のとおりである。

- ①入力ポートから入力された光は分光素子で分光され、MEMS ミラーアレイに達する。このとき、分光される光の角度は光の波長（周波数）に対しほぼ直線的に変化する。
- ②個々の MEMS ミラーの角度を独立に調節し、MEMS ミラーで反射した光を下からどのポートの分光素子に結合させるかを選択する。
- ③MEMS ミラーで反射された光は分光素子により合波された後出力ポートから出力される。

以上のように、入力ポート1に入射した光の出力ポートを、波長毎に任意に選択することが可能になる。

導波路型分光素子を波長選択スイッチへの適用するに辺っては、以下に示すメリットと課題がある。

(メリット)

- ①分光素子が小型である。1ポート当たりの厚さは1mm以下である。
- ②回折次数を大きくして線分散量を大きくすることができ、集光レンズの焦点距離を短くでき、分光光学系が小型化される。
- ③分光素子にファイバをバットジョイント(直接接合)することが可能になり、組立が容易になる。また光学系が小型化されるメリットも生ずる

(課題)

- ①帯域の平坦性、波長間クロストーク特性、小型化という条件をすべて満たす分光素子の実現。
- ②出射光の垂直方向と水平方向の広がり方の違いを補正する低収差光学系の実現。
- ③低歪み、且つ分光特性の温度依存性の補償が可能なチップ実装の実現。

平成15年度は、上記三つの課題のうち、①の要求を満たす分光素子の実現に向け、最適設計と試作による特性検証を行った。

(2) 分光素子の設計指針

まず、線分散量の最大化設計について述べる。

分光素子から出力される光の回折条件は、図5-2-2-10に示すように、位相差形成用導波路の光路差を ΔL 、位相差形成導波路アレイの出力端でのピッチを d 、回折次数を m 、回折光の傾きを α 、 α 方向に回折する光の波長を λ とすると次式で表される。

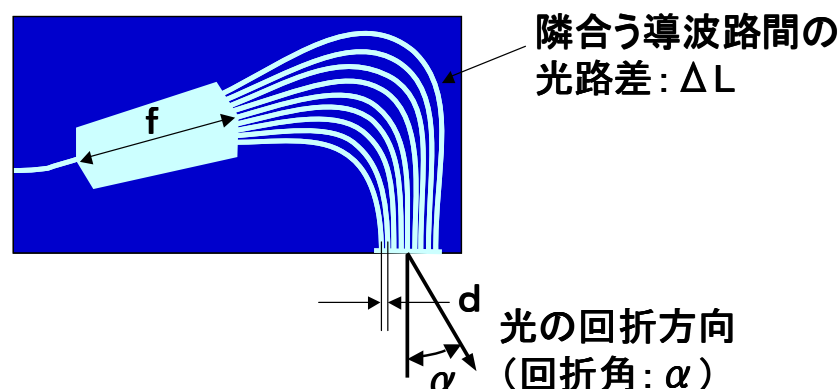


図 5-2-2-10 回折に関するパラメータ

$$d \times \sin(\alpha) + \Delta L = m \times \lambda \quad (1)$$

これより回折角 α は次式で計算される。

$$\alpha = a \sin\left(\frac{m \times \lambda - \Delta L}{d}\right) \quad (2)$$

ここに分光素子の設計中心波長を λ_0 、設計回折次数を m_0 とすると、 ΔL と λ_0 及び m_0 の間には次の関係が成り立つ。ここに α が十分小さいとして、 $a \sin(\alpha) \cong \alpha$ と近似した。

$$\Delta L = m_0 \times \lambda_0, \quad m = m_0, \quad a \sin(\alpha) \cong \alpha \quad (3)$$

式(3)を式(2)に代入すると式(4)になる。

$$\alpha \approx \frac{m \times \lambda - \Delta L}{d} = \frac{m_0 \times \lambda - m_0 \times \lambda_0}{d} = \frac{m_0}{d} (\lambda - \lambda_0) \quad (4)$$

式(4)を λ で微分すると分散を表す式 (式(5)) が得られる。

$$\frac{\partial \alpha}{\partial \lambda} = \frac{m_0}{d} \quad (5)$$

式(5)より、 m_0 を大きくする、あるいは d を小さくすると線分散量 $\frac{\partial \alpha}{\partial \lambda}$ が大きくなるのがわかる。よって線分散量を大きくするため m_0 を大きく、 d を小さくすることが設計指針に沿った選択であるが、次の制限があるため、 m_0 を幾らでも大きく又は d を幾らでも小さくすることはできない。

d の制限： d を小さくすると位相差形成用導波路間クロストークが増加し、挿入損失が増加する。そのため d の縮小には限界がある。今回の設計では、 d を変化させた場合の位相差形成用導波路間のクロストークのシミュレーションを行い、シミュレーションの結果から得られる隣接導波路への光パワーの漏れが -20dB 以下となる d を選定した。具体的な d の値は、 $\Delta 0.8\%$ の導波路を使用する場合は $14 \mu\text{m}$ 、 $\Delta 1.5\%$ の導波路を使用する場合は $10.4 \mu\text{m}$ である。この場合の位相差形成用導波路間のクロストークによる挿入損失の増加は 0.05dB 未満である。

m_0 の制限： m_0 が大きくなると分光スペクトルの短波長端及び長波長端の回折効率が低下し、挿入損失が増加する。よって、回折次数は分光素子の許容損失に制限される。なお、この損失は、位相差形成用

導波路のコア間ギャップにも依存するため、コア間ギャップと組合せて決定する必要がある。

位相差形成用導波路間のクロストークを考慮して選定した上記 d ($14\mu\text{m}@\Delta=0.8\%$ 、 $10.4\mu\text{m}@\Delta=1.5\%$) を用い、 m_0 の最適化設計を行う。

まず m_0 の最適化設計を行うため、 m_0 と回折効率の関係を明らかにする。分光素子の回折効率は位相差形成用導波路を形成する個々の導波路から出力される光の遠視野像 (FFP) の広がり角と m_0 以外の他の次数の回折に分配されるパワーの割合によって変化する。図 5-2-2-11 は、位相差形成用導波路を形成する個々の導波路から出力される光の遠視野像 (FFP) を例示したものである。

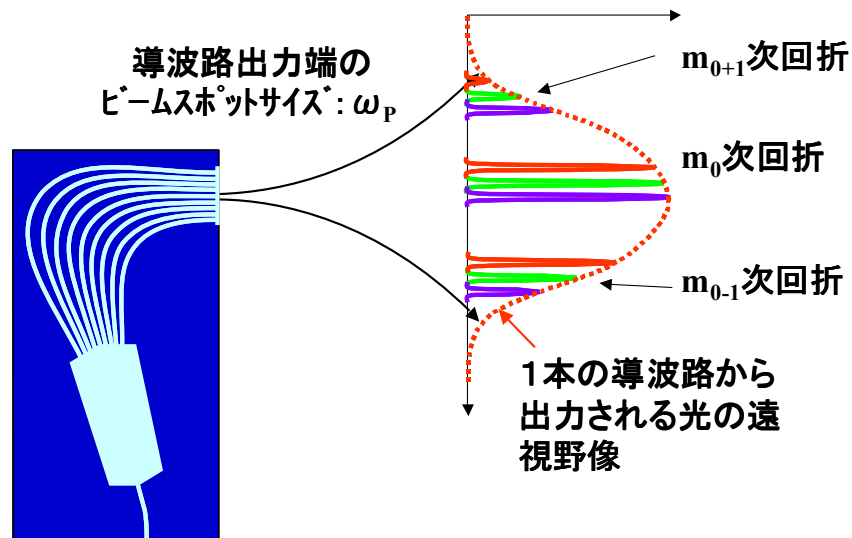


図 5-2-2-11 導波路出力光遠視野像と回折光強度の関係

この遠視野像の光強度分布は、光の波長を λ 、導波路から出力される光の近視野像 (NFP) のスポットサイズを ω_p 、光が放射される角度を θ 、円周率を π とすると次式 ($f1(\lambda, \omega_p, \theta)$) で与えられる。

$$f1(\lambda, \omega_p, \theta) = \exp \left(-2 \frac{\theta}{a \tan \left(\frac{\lambda}{\pi \omega_p} \right)} \right)^2 \quad (6)$$

分光素子では全ての位相差形成用導波路から上式で表される広がり角の光が放射される。これらの光が干渉し、 m 次の回折光が次式の α_m の角度に回折される (式(2)より)。

$$\alpha_m = a \sin\left(\frac{m\lambda - \Delta L}{d}\right) \quad (7)$$

ここに、 α_m の角度に回折される光の強度分布を、 I_m と $g(\theta)$ を用い

$$f^2(\theta) = I_m \times g(\theta) \quad (8)$$

と表すと、 I_m が強度（パワーに比例）、 $g(\theta)$ が個々の回折光のスペクトルの広がりを表す関数になる。

I_m は式(6)の θ を α_m に置き換えたものに等しく、次式が得られる。

$$I_m = \exp\left(-2 \left(\frac{\alpha_m}{a \tan\left(\frac{\lambda}{\pi\omega_p}\right)}\right)^2\right) = \exp\left(-2 \left(\frac{a \sin\left(\frac{m\lambda - \Delta L}{d}\right)}{a \tan\left(\frac{\lambda}{\pi\omega_p}\right)}\right)^2\right) \quad (9)$$

上式の I_m が α_m の方向に回折される次数 m の回折光の強度である。図 5-2-1-2-5 に例示する回折光は、各々式(9)の m が、 $m = m_0 - 1$ 、 $m = m_0$ 及び $m = m_0 + 1$ の場合の回折方向と回折光強度（相対値）を例示するものである。

このように、波長 λ の光は次数が異なる複数の方向に回折される。このうち、波長選択スイッチで使用するのは、次数 m_0 の回折光である。ここに、全ての回折光の内、次数 m_0 の方向に回折される光パワーを回折効率 η_{m_0} と定義すると、 η_{m_0} は全ての次数の回折光のパワーと次数 m_0 の回折光のパワーの比として、次式で表される（式(9)より）。

$$\eta_{m_0} = \frac{I_{m_0}}{\sum_m I_m} = \frac{\exp\left(-2 \frac{\left(a \sin\left(\frac{m_0 \lambda - \Delta L}{d}\right)\right)^2}{a \tan\left(\frac{\lambda}{\pi \omega_p}\right)}\right)}{\sum_m \exp\left(-2 \frac{\left(a \sin\left(\frac{m \lambda - \Delta L}{d}\right)\right)^2}{a \tan\left(\frac{\lambda}{\pi \omega_p}\right)}\right)} \quad (10)$$

ここで、式(10)に、 $\Delta L = m_0 \lambda_0$ の関係を用いると、次式になる。

$$\eta_{m_0} = \frac{\exp\left(-2 \frac{\left(a \sin\left(\frac{m_0(\lambda - \lambda_0)}{d}\right)\right)^2}{a \tan\left(\frac{\lambda}{\pi \omega_p}\right)}\right)}{\sum_m \exp\left(-2 \frac{\left(a \sin\left(\frac{m(\lambda - \lambda_0)}{d}\right)\right)^2}{a \tan\left(\frac{\lambda}{\pi \omega_p}\right)}\right)} \quad (11)$$

上記式(11) が次数 m_0 の回折光の割合、即ち回折効率 η_{m_0} である。

図 5-2-2-12 に、上式を用いて計算した回折効率の波長依存性を示す。回折次数 m_0 が 20、30 及び 40 との場合を示す。

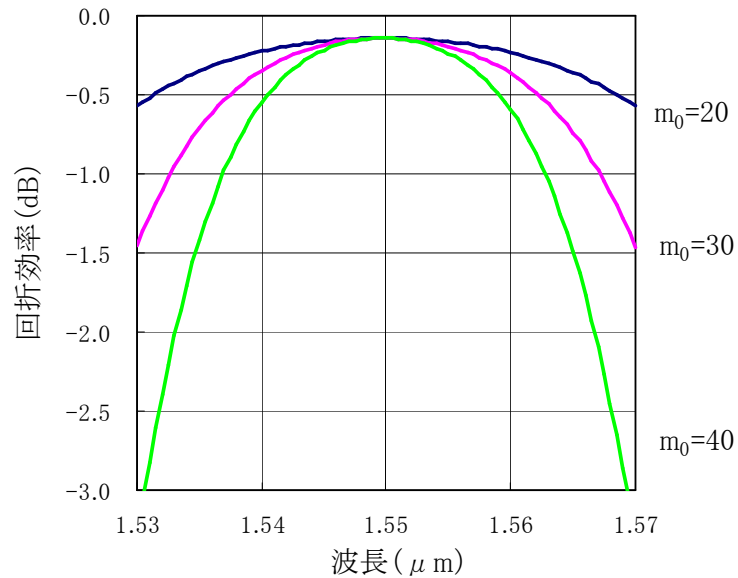


図 5-2-2-12 回折次数による回折効率の波長依存性の変化

グラフに例示するように、回折効率は中心波長で最大となり、中心波長から離れるほど低下する。また、中心波長の回折効率は ω_p に依存し、 ω_p が大きくなると回折効率も大きくなる。なお、 ω_p は導波路間のギャップによって変化し、ギャップを小さくすると ω_p が大きくなる。よって、回折効率の向上にはギャップの縮小が有効である。

中心波長と中心波長からずれた波長の損失の差を損失不均一性と規定すると、回折次数が大きくなるほど損失不均一性が大きくなることがわかる。

図 5-2-2-13 は、中心波長 (1.54972 μm) と C バンドのバンド端波長 (1.53425 μm) の損失差 (損失不均一性) の回折次数依存性である。

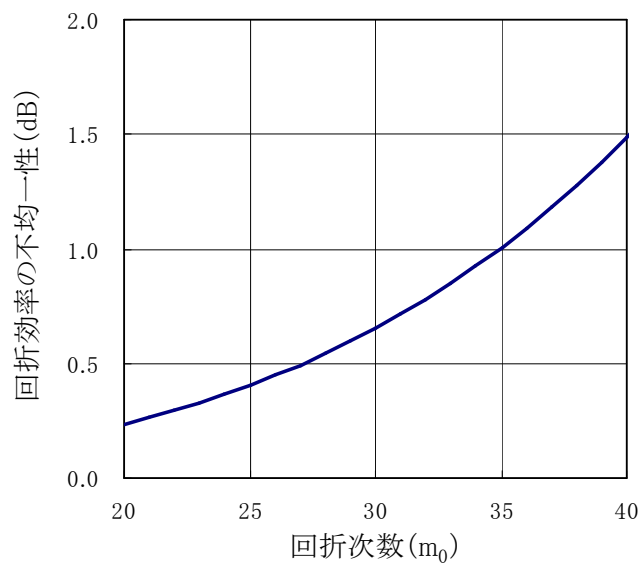


図 5-2-2-13 回折効率の不均一性の回折次数依存性

損失不均一性と回折次数（分散）はトレードオフの関係にある。今回の設計では、損失不均一性を 0.8dB に抑えることを目標とし、回折次数 30 を選定した。このときの分散角（設計値）は次の通りである（式(2)を用いて数値計算）。

導波路 Δ	導波路間隔 d	回折次数 m	線分散量 (deg/nm)
0.8%	$14 \mu\text{m}$	30	0.123
1.5%	$10.4 \mu\text{m}$	30	0.165

図 5-2-2-14 と図 5-2-2-15 に、上記設計 (m 以外) による線分散量の回折次数依存性と上記設計の回折次数 ($m=30$) を用いた場合の線分散量の波長依存性を示す。

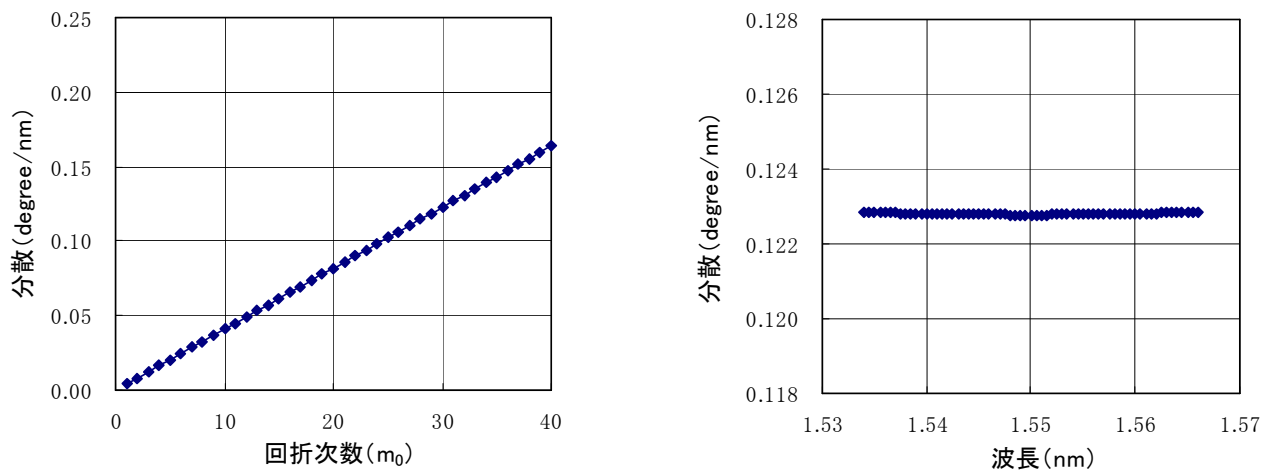


図 5-2-2-14 線分散量の回折次数依存性（左）と $m = 30$ のときの線分散量の波長依存性（右）（ $\Delta=0.8$ ）

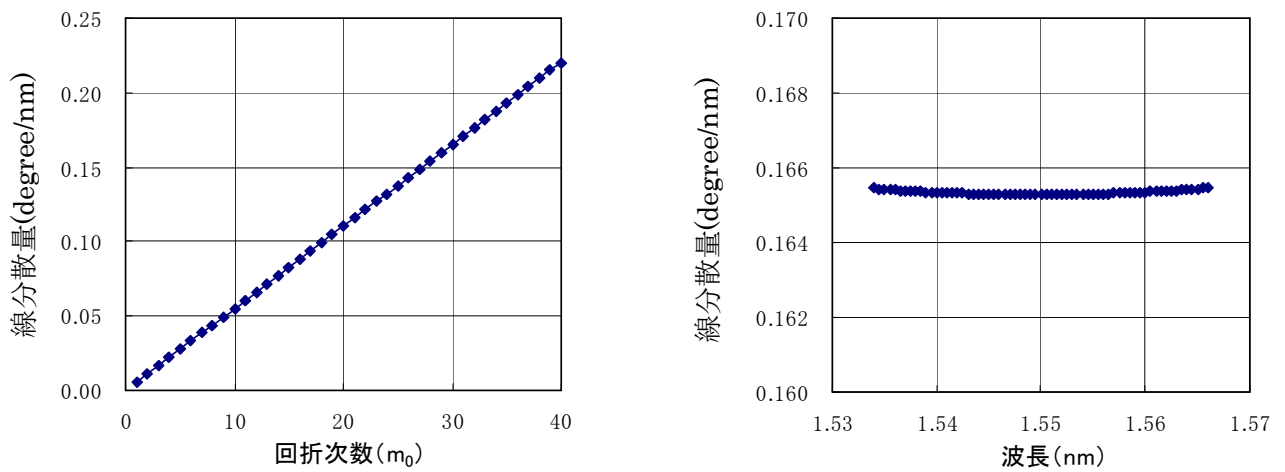


図 5-2-2-15 線分散量の回折次数依存性（左）と $m = 30$ のときの線分散量の波長依存性（右）（ $\Delta=1.5$ ）

Cバンド内では線分散量の変化が非常に小さいことがわかる。

上記 $m_0 = 30$ のときの線分散量、MEMS ミラーの間隔 ($100 \mu\text{m}$) 及びチャンネル間波長間隔 (100GHz ; 0.8nm) より、レンズの焦点距離 f_2 が次のように求められる。

導波路 Δ	線分散量 (deg/nm)	レンズ焦点距離
0.8%	0.123	58 mm
1.5%	0.165	43 mm

次に、目標とするスポットサイズを実現するための分光素子の構造パラメータを決定する。導波路型分光素子の光学系は、スポットサイズに着目すると図 5-2-2-16 と等価である。この等価光学系における MEMS 上のビームスポットサイズ ω_2 は、入力スポットサイズを ω_1 、分光素子のスラブの屈折率を n_s 、スラブの焦点距離を f_1 、集光レンズの焦点距離を f_2 を用い、次式で表される。

$$\omega_2 = \frac{f_2 n_s}{f_1} \omega_1 \quad (18)$$

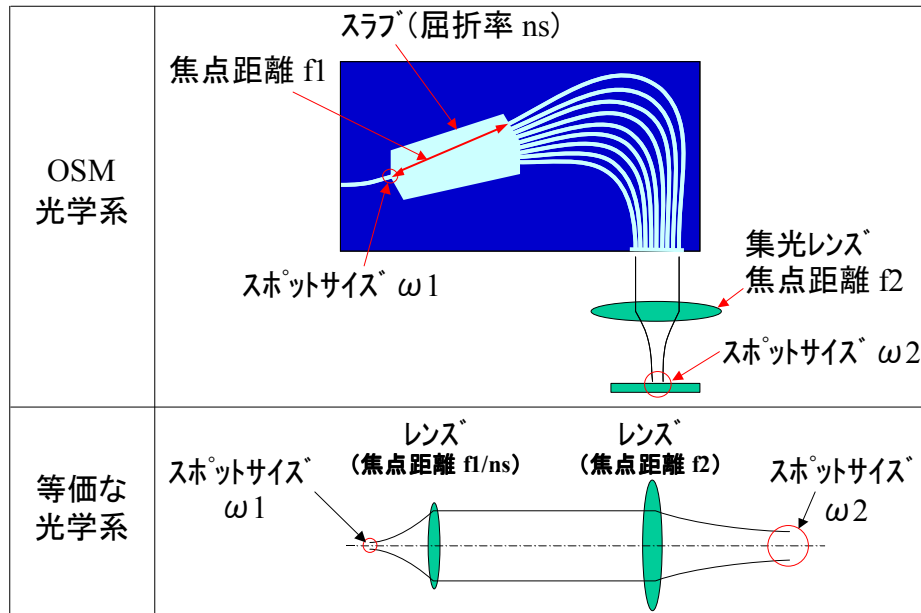


図 5-2-2-16 OSM 光学系と OSM 光学系と等価な光学系

これより、MEMS 上のビームスポットサイズ ω_2 は n_s 、 f_1 及び f_2 で調整できることがわかる。ここに f_2 は分光素子の線分散量と波長選択スイッチの波長間隔よ

り既に決まっている。また n_s は導波路を構成する材料に特有の物性値であるため調整は困難である。よって設計で調節する余地が残されているパラメータは f_1 と ω_1 である。

ここに、小型化の観点からは f_1 はできるだけ小さいほうが良い。そのためにはできるだけ小さい ω_1 を選定すればよい。

ここに、 ω_1 を小さくするにはコア幅を狭くすればよい。しかし、コア幅縮小によるスポットサイズの縮小には限界がある。そこでまず ω_1 が最小になるようにコア幅を選び、次いで所定のスポットサイズを実現するように f_1 を選定する。これにより、素子サイズを最小にすることができる。

$\Delta 0.8\%$ と 1.5% の導波路で、それぞれコア幅が $3.0\mu\text{m}$ と $2.2\mu\text{m}$ のときスポットサイズが最小 ($2.8\mu\text{m}$ 及び $2.0\mu\text{m}$) になる。製造誤差を考慮し、 $\Delta 0.8\%$ の導波路を使用する場合の ω_1 を $3.0\mu\text{m}$ 、 $\Delta 1.5\%$ の導波路を使用する場合の ω_1 を $2.1\mu\text{m}$ とする。

上記を決定すると、スラブの焦点距離 f_1 は次式により求められる。

$$f_1 = \frac{\omega_1}{\omega_2} n_s f_2 \quad (19)$$

以上の結果より、分光素子のコア幅（入力導波路とスラブを接続する部分のコア幅）とスラブの焦点距離を次のように選定する。なお n_s は 1.458 とした。

Δ	MEMS 上スポットサイズ ω_2	スポットサイズ ω_1	レンズ焦点距離 f_2	スラブ焦点距離
0.8%	$16\mu\text{m}$	$3.0\mu\text{m}$	58 mm	15.9mm
1.5%	$16\mu\text{m}$	$2.1\mu\text{m}$	43 mm	8.3mm

最後に位相差形成用導波路の数を決定する。位相差形成用導波路の数が関係する特性は、分光スペクトルの挿入損失とサイドモード抑圧比である。

位相差形成用導波路の間隔 d は、相互の光結合の大きさが一定以下になる範囲で出来るだけ小さくなるように、 $\Delta 0.8\%$ の導波路に足しては $14\mu\text{m}$ 、 $\Delta 1.5\%$ の導波路に対しては $10.4\mu\text{m}$ に選定している。導波路の数を N とすると、スラブを伝搬してきた光を位相差形成用導波路で受光できる角度 α_{ac} (全幅) は、上記 d を用い、次式で表される。

$$\alpha_{ac} = \frac{Nd}{f_1} \quad (20)$$

一方、入力導波路とスラブを接続する部分のコア幅が決まるとスラブ中を伝搬する光の広がり角 α_m は、次式のように変化する。

$$\alpha_{in} = \frac{2}{n_s} a \tan\left(\frac{\lambda}{\pi\omega_1}\right) \quad (21)$$

ここに α_{ac} と α_{in} の比 σ

$$\sigma = \frac{\alpha_{ac}}{\alpha_{in}} \quad (22)$$

を定義とすると、 σ によって損失と分光スペクトルのサイドモード抑圧比が変化する。

図 5-2-2-17 に、損失の σ 依存性を示す。この損失は、入射光のうち位相差形成用導波路の受光角 α_{ac} より外側の成分が位相差形成用導波路に結合できないことにより生ずるものである（以下この損失を「位相差形成導波路のケラレ損」という）。この要因による損失を 0.1dB 以下に抑えることを目標に、 σ を 1.2 以上に選定した。

次に図 5-2-2-18 に分光スペクトルのサイドモード抑圧比と σ の関係の理論値と実験値を示す。サイドモード抑圧比の目標値を 25dB とすると、目標達成に必要な σ の理論値は 1.2、実験値は 1.5 である。理論値と実験値の差は製造誤差によるものと考えている。

ここでは、実験値に基づき、 $\sigma \geq 1.5$ を選定する。

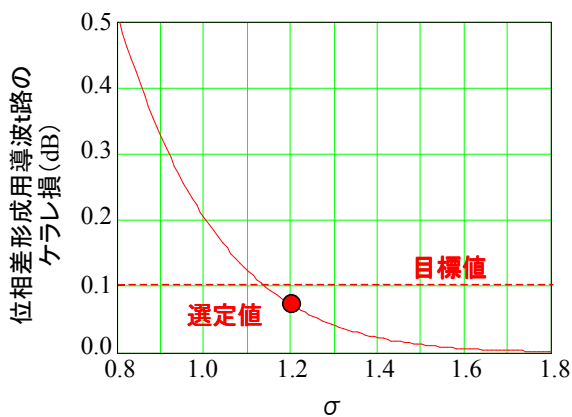


図 5-2-2-17 ケラレ損の σ 依存性

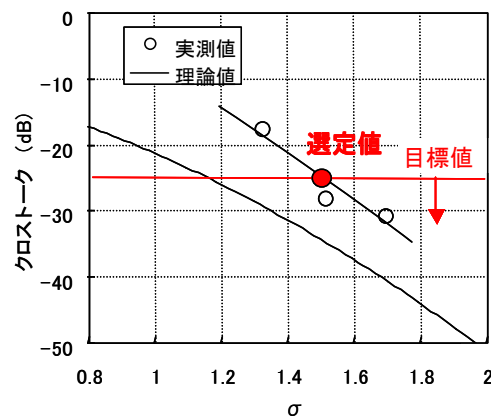


図 5-2-2-18 クロストークの σ 依存性

以上の結果より、 σ の不足に起因する損失を 0.1dB にし、且つ分光スペクトルのサイドモード抑圧比を-25dB 以下にする σ の条件として、 $\sigma \geq 1.5$ を選定する。

σ を決めると、位相差形成用導波路の数 N が次式より導出される。

$$N = \frac{f_1}{d} \frac{2\sigma}{n_s} a \tan\left(\frac{\lambda}{\pi\omega_1}\right) \quad (23)$$

これまでに決定したパラメータを式(22)に代入し求めた N を下に示す。

導波路 Δ	α_{in}	$\sigma=1.5$ となる α_{ac}	位相差形成用導波路の数 N
0.8%	0.22rad	0.33rad	382
1.5%	0.31rad	0.47rad	378

(4) デバイスの試作と評価

設計に従い、比屈折率差 $\Delta 0.8\%$ の導波路を用いる分光素子と比屈折率差 $\Delta 1.5\%$ の導波路を用いる分光素子の2種類の分光素子を作成した。図 5-2-2-19 に試作したチップの写真を示す。 $\Delta 0.8\%$ 導波路を用いた分光素子のチップサイズは $35\text{mm} \times 18\text{mm} \times 1\text{mm}$ (以下この素子をタイプ1と呼ぶ)、 $\Delta 1.5\%$ の導波路を用いた分光素子のチップサイズは $23\text{mm} \times 13\text{mm} \times 1\text{mm}$ (以下この素子をタイプ2と呼ぶ) である。

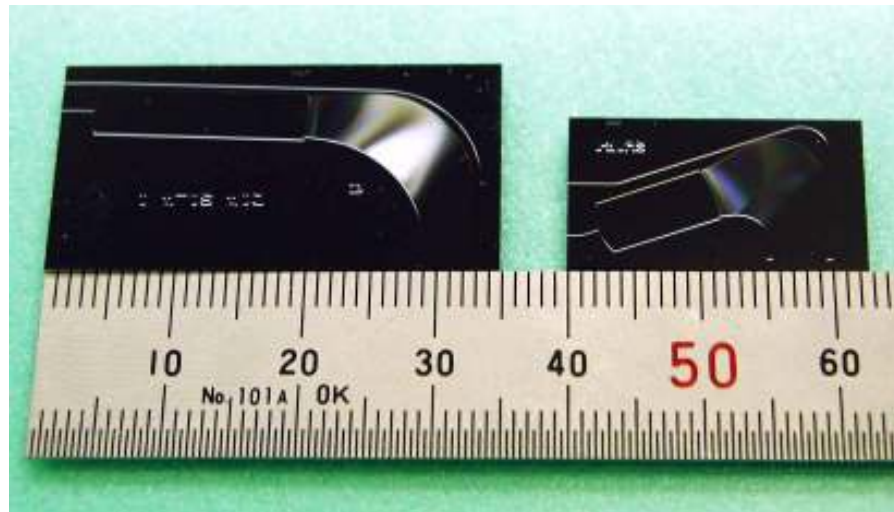


図 5-2-2-19 試作した導波路型分光デバイス (左: タイプ1、右: タイプ2)

この分光素子の出力光を MEMS 上に集光したときのスポットサイズは、分光素子出力端の光強度分布 (スポットサイズ) により決まる。分光素子出力端での基板に平行な方向のスポットサイズを ω_0 、集光レンズの焦点距離を f とすると、

$$\omega_2 = \frac{f\lambda}{\pi\omega_0} \quad (24)$$

$$\omega_0 = \frac{f\lambda}{\pi\omega_2} \quad (25)$$

である。よって式(25)に下記、MEMS ミラー上のビームサイズ目標値と比屈折率差0.8%及び1.5%の導波路を用いた場合の集光レンズの焦点距離を代入することにより、分光素子出力端でのスポットサイズの目標値が、下記のように求められる。

導波路 Δ	レンズ焦点距離	MEMS 上スポットサイズ	分光器出力端スポットサイズ
0.8 %	58 mm	16 μ m	1.79 mm (目標値)
1.5 %	43 mm	16 μ m	1.33 mm (目標値)

MEMS ミラー上のスポットサイズは、分光素子出力端のスポットサイズが大きいにほど小さくなる。よって、目標達成には、試作した分光素子のスポットサイズが上記値より大きいことが必要である。

試作した分光素子のスポットサイズの測定結果を図 5-2-2-20(a) と図 5-2-2-20(b)に示す。(a)はタイプ1の測定結果、(b)はタイプ2の測定結果である。スポットサイズはタイプ1が1.8 mm (全幅3.6 mm)、タイプ2が1.4 mm (全幅2.8 mm) であり、目標とするスポットサイズ (1.79 mm 及び 1.33 mm) より大きなスポットサイズを実現していることがわかる。

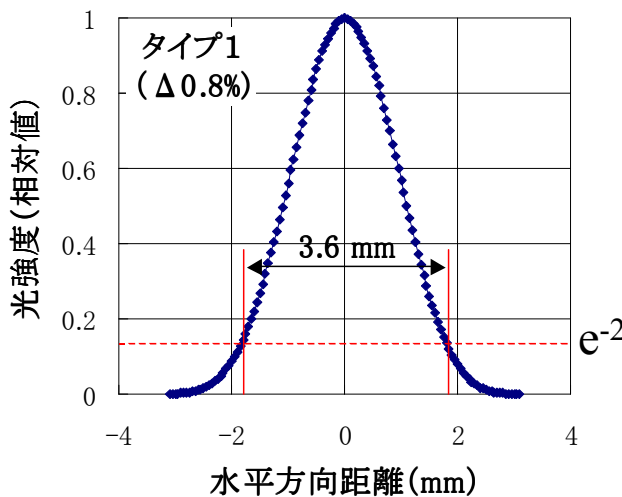


図 5-2-2-20(a)

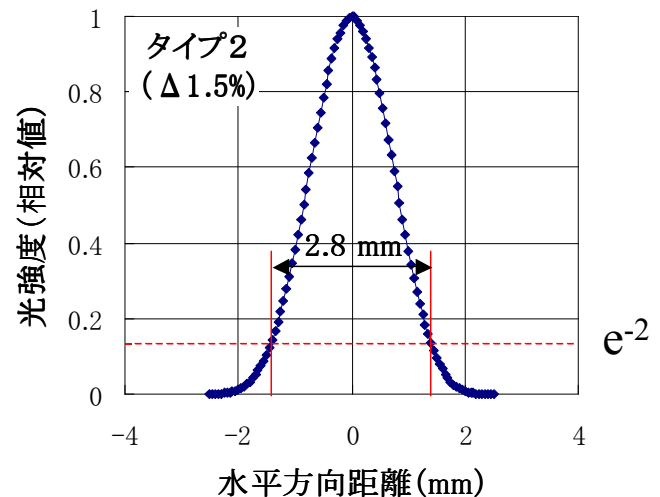
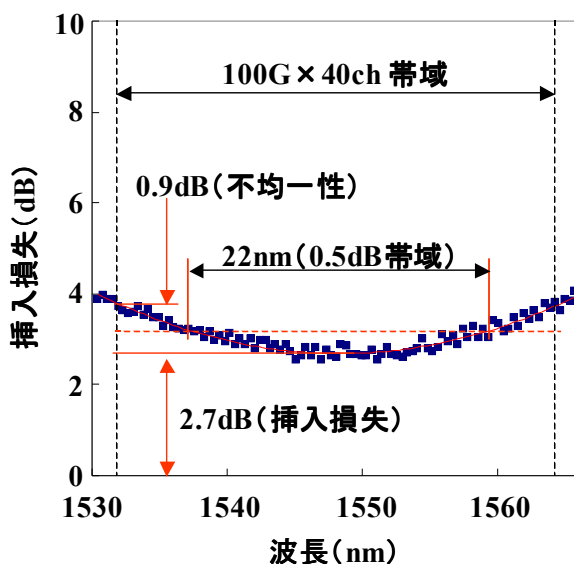


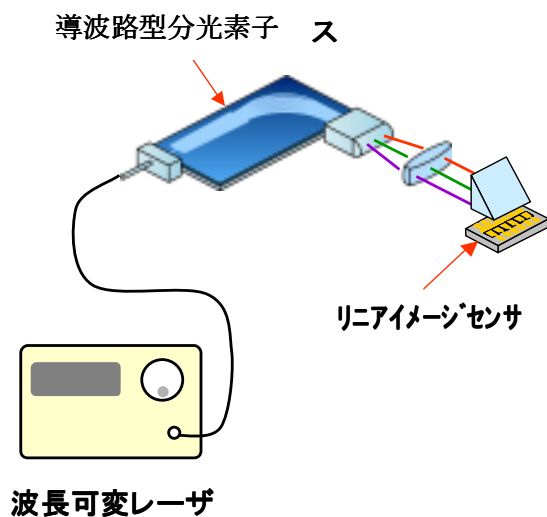
図 5-2-2-20(b)

次に、波長選択スイッチに用いる分光素子は、連続スペクトルを出力でき且つできるだけ均一（フラット）な損失特性を持つことが好ましい。連続スペクトルの出力と損失の均一性を確認することを目的に、図 5-2-2-21(b)に示すように、基板と垂直な方向に広がる光を平行にするための円柱レンズ、集光レンズ及びリニアイメージセンサにより構成される光学系を用い、分光特性を測定し

た。測定結果を図 5-2-2-21(a)に示す。目標どおり、Cバンド全域にわたる連続した分光特性が得られることを確認した。中心波長の挿入損失は 2.7dB、Cバンド内の損失の不均一性は 0.9dB、Cバンド内の最大挿入損失は 3.6dB (2.7dB+0.9dB) である。レンズの焦点距離と波長変化に対するリニアイメージセンサ上の位置の変化より、線分散量の大きさを測定すると、タイプ 1 が 0.12deg/nm、タイプ 2 が 0.157deg/nm であった。設計どおりの大きな分散特性を実現していることを確認した。



(a) 分光スペクトル



(b) 分光特性測定系

図 5-2-2-21 試作した素子の分光特性

(5) まとめと今後の課題

波長選択スイッチに適用したとき、チャンネル内の透過損失の平坦性と低クロストーク特性を実現可能な導波路型分光素子の設計、試作を行った。その結果、設計した分光素子は、目標とするチャンネル内透過損失の平坦性と低クロストーク特性を実現するのに十分なスポットサイズ、帯域の平坦性を有することがわかった。目標とする波長選択スイッチの実現に向け、16年度は制御、実装を見て総合的に判断する。

5-2-3 スイッチ素子開発

スイッチ素子は分光素子と並び、波長選択スイッチを実現するための大きな開発要素である。特に今回の開発では、狭いピッチのMEMSミラーの実現を目標とするため、MEMSミラー構造、高精度プロセス等解決すべき課題が多く、早期の検討開始が必要である。15年度は基本的な課題の検討をサブシステム、スイッチ構成の検討と並行して進めるため、2×2スイッチを前提として各パラメータを仮決定(ピッチ100 μm 、振り角3 $^\circ$ 、共振周波数20kHz、ミラー幅80 μm)し、MEMSミラーの構造検討、原理試作による課題の洗い出しをおこなった。

5-2-3-1 波長選択スイッチ用MEMSミラー

(1)MEMSミラーへの要求の整理

本提案で検討を進めている波長選択スイッチに要求される機能と、それを実現するためにMEMSミラーに要求される機能・特性を整理すると下記に示すものとなる。分光された波長毎に個別の対応をするため、ミラーはアレイ化する必要がある。フラットな波長帯域はこれまで詳細には説明していなかったが、図5-2-3-1に示すように、ビーム径に対するミラー幅の比率が大きい程、広い帯域を確保できる。ビーム径の設計値はミラーのピッチにほぼ比例するため、ピッチとミラー幅の比率を大きく取れるほど(ミラーの有効領域を大きく取れるほど)、広い帯域を確保できる事になる。

表 5-2-3-1 MEMS 可動ミラーへの要求の整理

波長選択スイッチに要求される機能	MEMSミラーに要求される機能・特性 (図 5-2-3-1)
波長数最大 80	①ミラーのアレイ化
1×Nのスイッチ	②ミラーのアレイ方向を軸とした振り ③大きなミラー最大振り角
光パワーレベル調整機能	④アナログ動作(連続動作)
スイッチの小型化	⑤狭いアレイ間隔(ピッチ)
フラットな波長帯域 (図 5-2-3-2)	⑥高いミラー幅/ピッチ比率

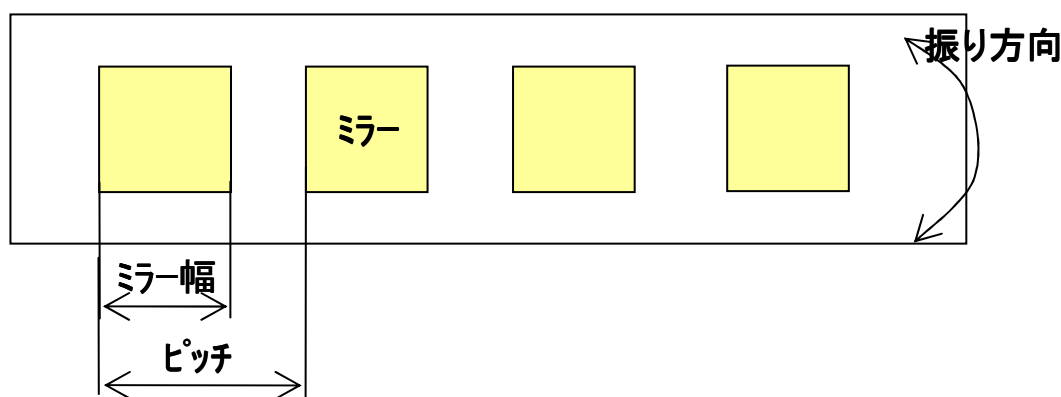


図 5-2-3-1 ミラーアレイのパラメータ

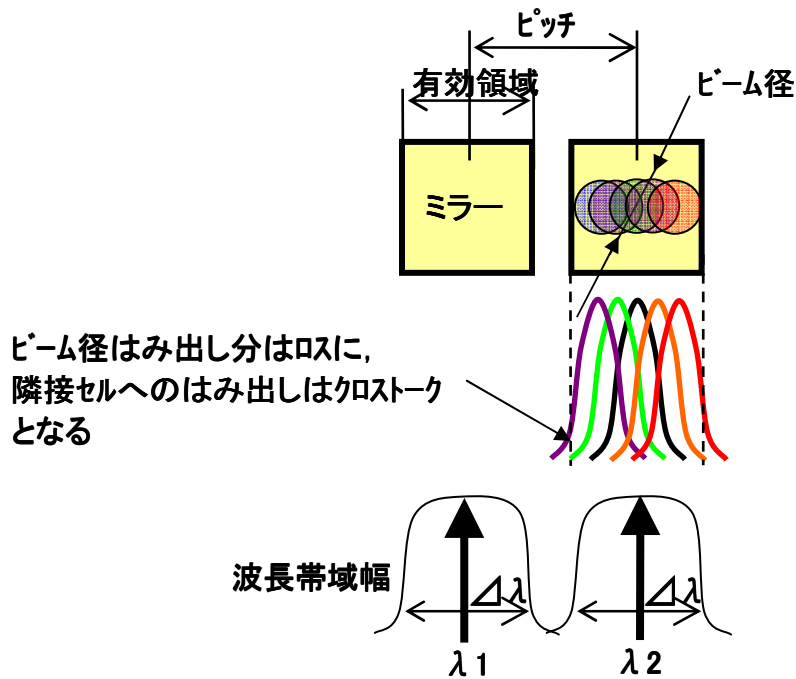
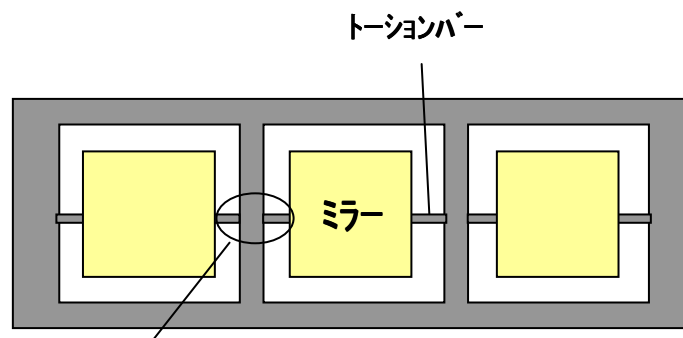


図 5-2-3-2 フラットな波長帯域の実現

上記要求の MEMS ミラーアレイに、弊社が従来開発を進めている 3D-MEMS の構造を応用するには次の課題がある。

③大きな振り角の④連続動作を実現するには、トーシヨンバー型の MEMS ミラーが最適である。②アレイ方向を軸とした振りを実現する構造は図 5-2-3-3 に示す構成となり、トーシヨンバーとミラーが同列に並ぶ配置となるため、⑤狭ピッチ、⑥高いミラー幅／ピッチ比率とするには、トーシヨンバーの領域が非常に狭くなる。そのため、振り角を大きくするだけのトーシヨンバーを実現できなくなる。本開発では、以上の課題を解決する構成の MEMS ミラーの検討を進める。



**トーシヨンバー 及び 保持部が
狭ピッチ, 大有効面積を阻害**

図 5-2-3-3 アレイ方向と垂直方向のティルトミラーの構造

(2) MEMS ミラーアレイの構造検討

最初に、前節での説明した要求を満たす事のできる MEMS ミラー構造の検討を行った。軸の位置として図 5-2-3-4 に示すように、

- ミラーの中心に回転軸が通る横軸式
- ミラー外に回転軸が通る片持ち式

という 2 方式を構造案として挙げた。振れ幅が 3 度である場合、横軸式は正負の方向に振幅させるため最大振り動作角度は半分の 1.5 度でよい。また、ミラーの中心に回転軸があるとミラー先端までの回転半径 r が小さくなるため、角度を θ とおくとストローク Δz は、

$$\Delta z = r \cdot \tan \theta \quad (1)$$

より求められ、 $\Delta z = 1.3 \mu\text{m}$ でよいことがわかる。このように横軸式ではストロークが小さくてよく、またミラー板のイナーシャ(回転モーメント)も小さくできるため、高速・低電圧動作に有利となる。しかし横軸式は動作角度とイナーシャの面から有利であるが、十分なトーションパー領域が確保できないといった問題がある。

また、駆動方法は静電力で考えると図 5-2-3-5 に示すように

- 平行平板型
 - 垂直櫛歯型
- の 2 方式が考えられる。

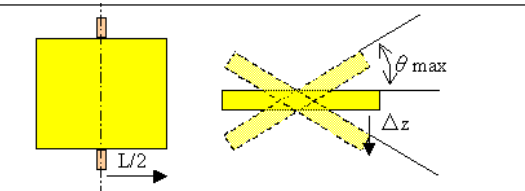
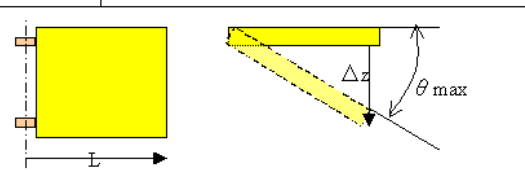
横軸		$\theta_{\max} = \theta_{\text{range}}/2$ $= 1.5^\circ$ $\Delta z = L/2 \sin(\theta_{\text{range}}/2)$ $= 1.3 \mu\text{m}$	片持ちは、 ・半径大=イナーシャ大 ・ θ 大=応力大 ・ストローク大=動作電圧大
片持ち		$\theta_{\max} = \theta_{\text{range}}$ $= 3^\circ$ $\Delta z = L \sin(\theta_{\text{range}})$ $= 5.3 \mu\text{m}$	

図 5-2-3-4 ミラー回転軸位置による構造検討

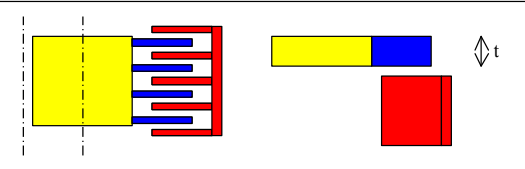
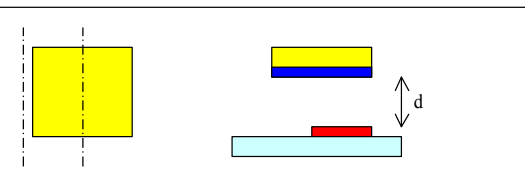
櫛歯 Actuator		櫛歯本数少ない(4本) イナーシャ増加 ストロークより制限 板厚 $t > 2 \mu\text{m}$ (横軸) $> 6 \mu\text{m}$ (片持ち)	・現行プロセスで作製が容易なのは櫛歯タイプ ・動作電圧はどちらが有利か? 試算必要 ・平行平板はチップが薄すぎ、製造難易度高い
平行平板 Actuator		対向面積少ない ギャップ d 形成と薄膜 ミラーの両立困難 $d > 3 \Delta z$ より $d > 4 \mu\text{m}$ (横軸) $d > 16 \mu\text{m}$ (片持ち)	

図 5-2-3-5 ミラー駆動方式による構造検討

(3)MEMS ミラーアレイの構造案と最適設計

まずアクチュエータのイナーシャを無視して特性面の見積りを行った。1次振動系を想定して回転型ミラーの特性見積りを行った。

ミラー部分が長方形板状と仮定すると、横軸式ミラーのイナーシャ I は次式で表せる。

$$I = \frac{\rho}{12} W(HL^3 + H^3L) \quad \dots \quad (2)$$

但し ρ : Si の密度、W : ミラー板幅、H : ミラー板厚、L : ミラー長である。同様に片持ち式ミラーの場合イナーシャは次式で表せる

$$I = \frac{\rho}{12} W(4HL^3 + H^3L) \quad \dots \quad (3)$$

つまり片持ち式は $L > H$ の場合イナーシャが 4 倍程度になることが分かる。実際にミラーのサイズを $100\mu\text{m} \times 80\mu\text{m}$ として板厚を振ると図 5-2-3-6 のような挙動を示す。また捻りバネ定数を k とおくと共振周波数 f_0 は

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{I}} \quad \dots \quad (4)$$

から求められるので必要なバネ定数を求めると、図 5-2-3-6 のような値を示す。

ミラーの板厚を $20\mu\text{m}$ 、共振周波数を 30kHz とすると、イナーシャとバネ定数は

- 横軸 : $I = 3.19\text{E-}19 (\text{kgm}^2)$ $k = 1.13\text{E-}8 (\text{Nm/rad})$
- 片持ち : $I = 1.24\text{E-}18 (\text{kgm}^2)$ $k = 4.40\text{E-}8 (\text{Nm/rad})$

となる。小型ミラーのためイナーシャを抑え相当軽量化できるため、バネ定数はむしろ低くする必要があることが分かった。

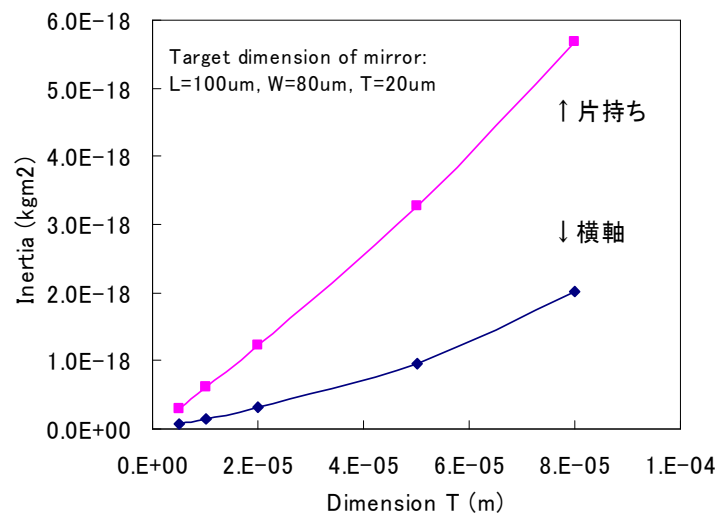


図 5-2-3-6 波長デバイスのイナーシャ見積り

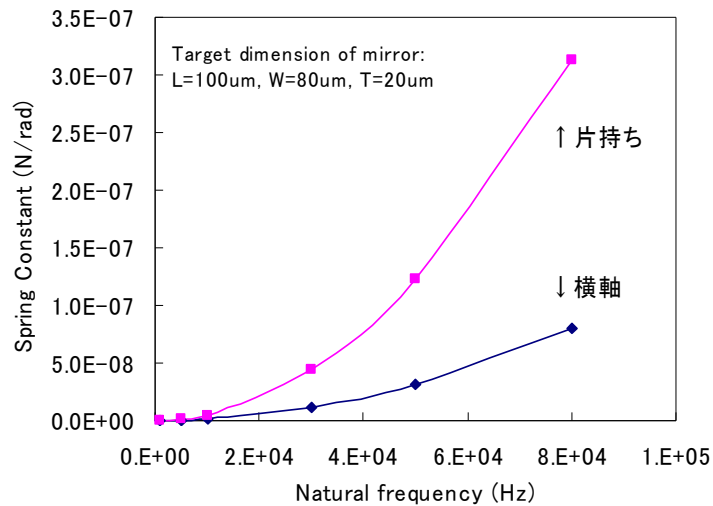


図 5-2-3-7 ばね定数見積り

以上検討した構造について具体的に動作電圧の見積りを行った。静電力とバネの復元力の釣り合いから

$$\theta = \frac{T}{k} \quad \dots \quad (5)$$

但し、 T ：静電力によるトルク、である。従って
単純に横軸式ミラーを想定して理論式を求めると、平行平板型アクチュエータの場合、静電力は、

$$T = \frac{\epsilon W L^2 V^2}{(4d - L \sin \theta)^2} \cos \theta \quad \dots \quad (6)$$

但し、 ϵ ：空気の誘電率、 d ：ギャップ、 V ：印加電圧である。
一方、櫛歯電極型アクチュエータの場合静電力は、

$$T = \frac{\epsilon N}{4d} \{(L + 2l)^2 - (L + 2a)^2\} V^2 \quad \dots \quad (7)$$

但し N ：櫛歯本数、 d ：上下櫛歯間のギャップ、 l ：櫛歯電極長、 a ：上下櫛歯の先端部間隔、である。

以上の基本式を適用して振れ幅 3 度動作させるために必要な電圧を見積った。櫛歯アクチュエータの場合は櫛歯長の最適解が不明なので変数として計算した。検討したモデルは、トーションバーをミラー端に置き片持ち式としたもの（片持ち片持ち）とした。櫛歯アクチュエータを設けた場合の素子レイアウトと断面構造を図 5-2-3-8 に示す。特性見積りの結果、櫛歯型の場合、図 5-2-3-9 に示すように櫛歯長によって動作電圧の最適値があることがわかる。最適櫛歯長は構造によって若干異なっており、横軸式では 100um 弱にすると効率が良いこと

が分かった。結果から、

- 横軸型では楕歯型と平行平板型の差が小さい
- 片持ち式では楕歯型で 154V、平行平板型では 1900V と電圧が高くなりすぎる

ということが分かった。それぞれの最適形状では動作電圧の違いは 46V と意外に小さいことが分かった。片持ち型を候補として、検討を進める事とした。

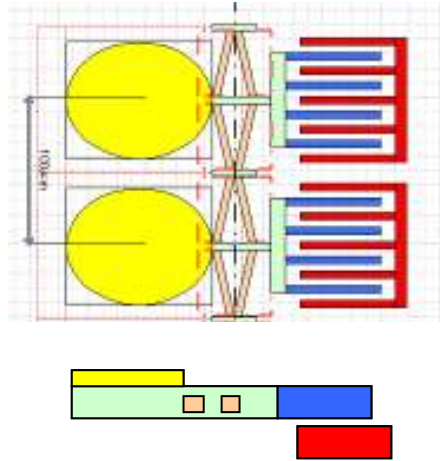


図 5-2-3-8 片持ち型ワイアト

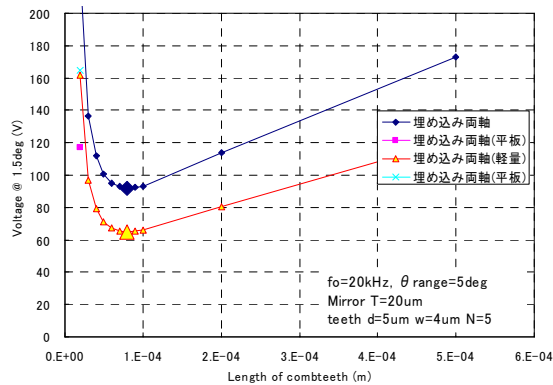


図 5-2-3-9(1) 横軸トーションバー埋込型の特性予想

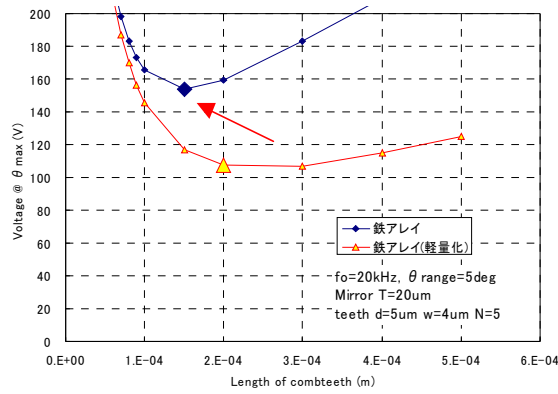
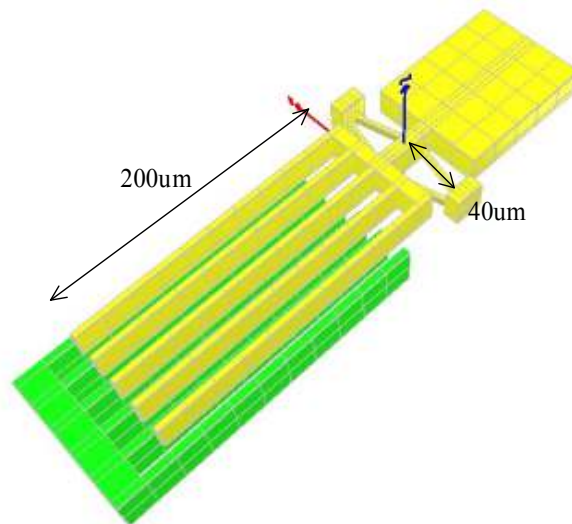


図 5-2-3-9(2) 片持ち型の特性予想

(4) 構造シミュレーションによる検証

最初に、片持ち型で構造シミュレーションを行い、特性を見積もった。図 5-2-3-10 のようなモデルの場合、1 次共振周波数は 44.7kHz となった。トーシオンバー長は 40um しか確保できないので、バネ定数が高くなっている。また櫛歯動作実現のため捻り堅さ比の指標として、高次モードの共振周波数の比 f_5/f_1 を求めると、6.8 程度と非常に低い比率となった。大角度動作の際は櫛歯電極同士の Pull-in が懸念される。このモデルで連成シミュレーションを行った結果、図 5-2-3-11 の結果が得られた。3 度まで動作させる必要があるが、2 度を越えた時点で Pull-In が発生した。原因としてはトーシオンバーの捻り硬さ比の特性不足と櫛歯電極の変形が考えられる。トーシオンバーの厚みを小さくし、共振周波数を下げ、捻り硬さ比を向上させ、シミュレーションをおこなった結果、図 5-2-3-12 に示す結果が得られた、 4.5° 付近までは Pull-in する事無く、動作する事がわかった。



ミラー幅80um、長さ100um、厚さ20um

櫛歯長100um、幅4um

TBAR幅3um、長さ40um、厚さ5um

位置ずれ1um考慮

図 5-2-3-10 片持ち型モデル

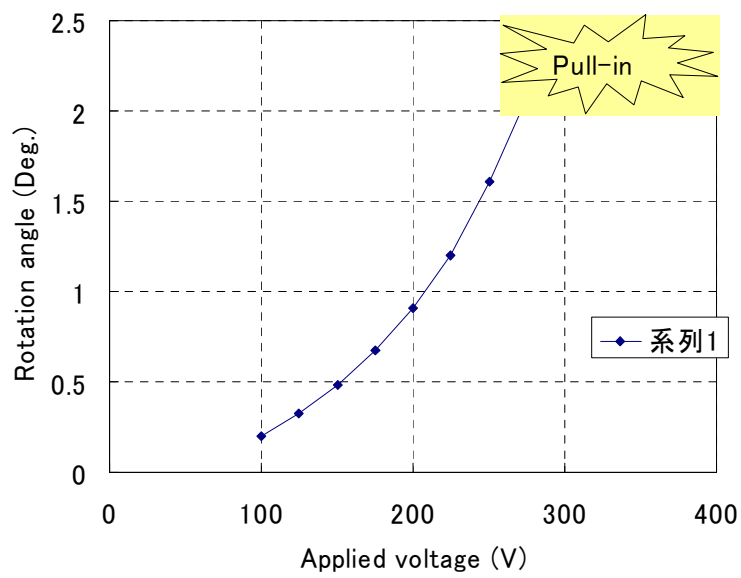


図 5-2-3-11 構造 SIM 結果

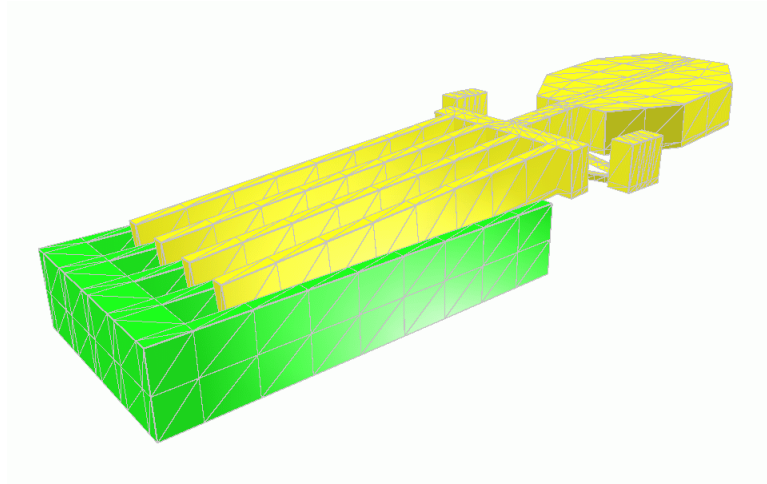


図 5-2-3-12 片持ち型モデル

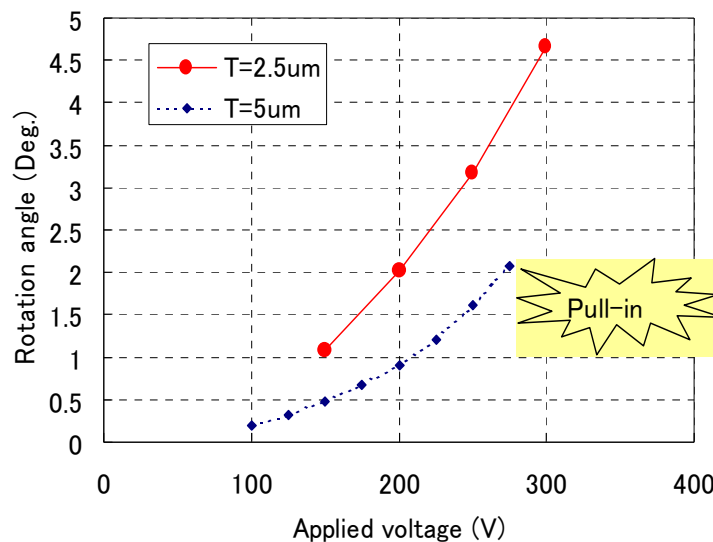


図 5-2-3-13 構造 SIM 結果

5-2-3-2 MEMS ミラーの 1 次試作

シミュレーションの結果を元に、1次元ミラーアレイの試作をおこなった。図 5-2-3-14 に作製したミラーの SEM 写真を示す。ウェーハ内のエッチング分布の影響で、トーションバー厚さはチップにより大きくばらついており、今後の開発課題となった。試作したミラーは幅 80um と非常に小さいため、数 10um 以下のレーザースポットを正確に当て、ミラーの角度を評価する技術が必要となる。今回、レーザードップラー振動計を新規に導入し、光学顕微鏡視野内でミラーの特性を評価可能とした。取得した V- θ 特性を図 5-2-3-16 に示す。印加電圧の 2 乗に比例した特性を示し、設計通りの駆動力が得られた。以上の試作結

果から今回提案の片持ち式についての見通しが得られた。

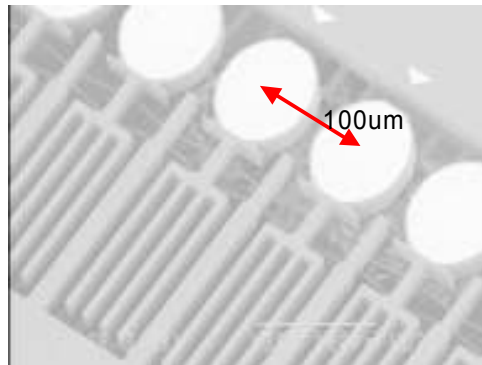


図 5-2-3-14 試作ミラーの SEM 写真

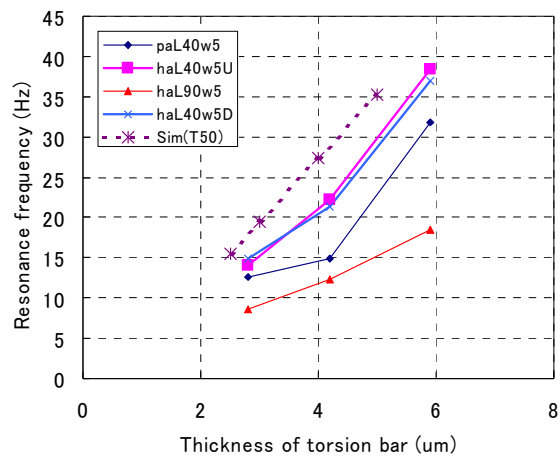


図 5-2-3-15 試作ミラーの共振周波数測定結果

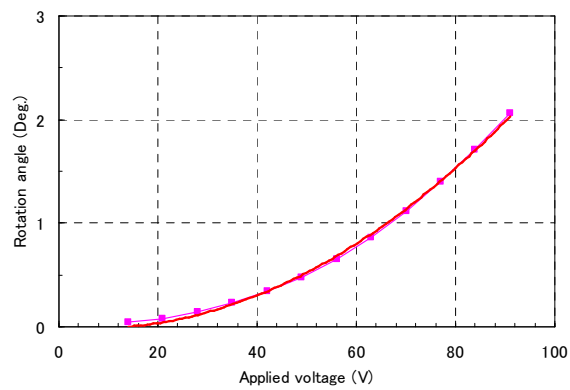


図 5-2-3-16 V- θ 特性評価結果

5-2-3-3 課題の整理

今回の試作を通じて、素子構造上の問題は無い事が確認され、 3° までの振り角を得る事ができた。今後は波長選択スイッチの目標を $1 \times N$ (N は 4 以上) とし、その実現に向け、振り角の拡大と共に、MEMS ミラー構造の最適化を進めていく。また、今回抽出された課題でトーションバーを安定に製造する技術の開発を進める。

5-2-4 モジュール化開発

(1) 制御方式の開発

本研究課題での波長選択スイッチは、各波長に対応する MEMS ミラーの個別制御が求められる。光パワーレベル調整機能の集積化を目標としており、精細なアナログ制御を可能とする技術の開発も必須となる。以上から、制御方式に必要な開発技術は下記にまとめられる。

- ・光パワーレベル調整機能のため、結合効率を高精度にアナログ制御可能な MEMS ミラーの駆動技術
- ・最大 80 枚(波長多重数)のミラーを同時に制御する技術
- ・今回の試作から明らかにたったように MEMS ミラー駆動に必要な 150V 程度の電圧を発生させる駆動回路技術

これら課題の中で、大量のミラーを同時に制御する技術、高電圧の駆動技術は当社でこれまで開発を進めてきた 3D-MEMS スイッチの技術[2-2]をベースに開発を進めていく。高精度の制御/駆動技術は 3D-MEMS スイッチの技術に加え、波長毎の光信号のモニタ技術が新規の開発課題となる。高精度の制御にはフィードバック制御を検討しているが、波長選択スイッチモジュールの波長毎の出力光の強度情報のモニタが必要となる。モニタ方式には、スイッチの内部の波長分割された光をモニタする方式や、スイッチモジュールの出力光を再び波長分割してモニタする方式等が考えられる。今後、これらを比較し、波長選択スイッチに最適の方法を検討していく。

5-2-5 今後の課題

以上、波長選択スイッチの構成から始まり、分光部、スイッチ部、モジュール化技術と、要素部品、要素技術の検討を進めてきた。波長選択スイッチの構造は、基本的なものが固まり、今後光学系の詳細設計を進めていく。分光部は、空間型回折格子と導波路型分光素子の基本的な検討結果を元に、試作モジュールに適用するものを決定していく。スイッチ部は $1 \times N$ (N は 4 以上) の目標に向かい、振り角の拡大と共に、MEMS 構造の最適化、トーションバーを安定に製造する技術の開発を進める。さらに 16 年度は、それらを組み合わせた $1 \times N$ 波長選択スイッチモジュールを試作し、実装技術、制御技術の検討と、評価と課題抽出、各要素へのフィードバックを進めていく。

5-3 波長分散補償モジュールの開発（副課題ウ）

本年度の波長分散補償モジュールの開発では、メトロコア網に適した分散補償構造を複数検討し、特性比較により来年度以降に集中して開発する構造を決定する。

5-3-1 でメトロコア網での分散補償の方式と実現技術の検討から、基本となる構成を明確化する。5-3-2、3 にて各構成の具体的構造と基本特性について検討し、その結果をもとに表 5-3-1-1 に再掲の副課題アによって提示された主要目標特性（一次案）との比較を行い、課題を抽出する。5-3-4 で検討結果をまとめ、各構造の実現性の比較により今後の開発構造を決定する。

表 5-3-1-1 可変波長分散補償モジュール 主要目標特性（一次案）

項目	仕様値		備考
	10 Gbit/s 用	40 Gbit/s 用	
波長帯	Cバンド(1531.90 - 1563.05 nm) もしくは L-band (1573.71 - 1606.60 nm)		
波長間隔	50 / 100 GHz	200 GHz	
波長数	80/40 ch	20 ch	
波長分散スロープ可変範囲	-8 ~ +8 ps/nm ² 中心：0 ps/nm ²	-8 ~ +8 ps/nm ² 中心：0 ps/nm ²	一次分散と独立に可変
波長分散スロープ可変ステップ	< 2 ps/nm ²	< 0.12 ps/nm ²	
一次波長分散可変範囲	-400 ~ +400 ps/nm	-400 ~ +400 ps/nm	
一次波長分散可変ステップ	< 10 ps/nm	< 0.62 ps/nm	
透過帯域 (0.5 dB、down 全幅)	> 22 GHz	> 88 GHz	
挿入損失	< 10 dB	< 10 dB	
群遅延リップル	< +/-3.2 ps	< +/-0.8 ps	
応答速度	H16 年度検討予定		

5-3-1 波長分散補償基本構成の検討

副課題アでの開発コンセプト「光レベルかつ波長多重状態でのルーティング」、「多方路への波長ルーティング」、「波長切替の高速かつ遠隔自動制御」、「様々なトポロジー（リング、メッシュ等）への対応」、「可変波長分散補償機能」は、メトロコア網で発生する波長分散とその補償方法に対して、以下の内容を有すると解釈できる。

- ・「波長多重された光信号の各波長（チャンネル）は異なるファイバ種、伝送距離からなる任意経路を伝播するため、それぞれ異なる波長分散値を有する。」
- ・「各チャンネルの分散値はルーティング方路の変更により変化する。」
- ・「これに対応する波長分散補償器は、分散量の変化にアダプティブにその補償量を設定できること必要である。」

本小節では、上記要求の経済的実現に適した波長分散補償器の基本構成を検討する。

5-3-1-1 分散補償方式の検討

上記のメトロコア網における、分散補償に関する3つの要求を経済的に実現するためには、開発する波長分散補償器の基本機能は以下の3要件を満たす必要がある。

《波長分散補償器の要件》

- 要件1：複数チャンネルの補償を単一モジュールで一括に行う。
- 要件2：チャンネル毎に異なる波長分散量を補償する。
- 要件3：補償量の設定値はアダプティブに可変できる。

波長多重された光信号の波長分散補償の方式としては、図5-3-1-1に示す「分散スロープ補償方式」と「個別チャンネル補償方式」2通りが考えられる。それぞれの方式で、上記要件の満足が可能かの検討が必要であるが、要件1の判断には、具体的な構成方法が必要であるため、次小節で検討し、ここでは要件2、3の実現性について述べる。

<分散スロープ補償方式>

分散スロープと呼ばれる伝送路ファイバが有する波長分散量のチャンネル間の連続変化に応じて、隣接チャンネル間の分散補償量を連続的に変化させ補償する方式を、分散スロープ補償方式と呼ぶことにする。

この方式では、ネットワークに含まれる全ての経路および方路毎に補償器を設置し、どの経路を伝播しても波長分散が発生しないネットワーク構成とすることで、要件2を満足することができる。

要件3の可変機能に関しても、ルーティング方路の変更に対しては設定値の変更の必要がない。ただし、分散補償コスト低減のためノード毎に異なる補償量の設定値に対して、同一種のモジュールで対応できることが求められるため、初期設定用の可変機能は必要である。

要件1の実現に向けては、分散補償器の構造に補償量の波長依存性を与える構造の考案が必要となる。

<個別チャンネル補償方式>

補償器が設置されるノードにおいて、波長多重される個々のチャンネルが有する波長分散を隣接チャンネルに対する補償量と相関なく独立に補償する方式を、個別チャンネル補償方式と呼ぶことにする。

本方式では、分散スロープ補償方式のように全ての経路および方路毎に補償器を設置せずとも、隣接チャンネルの波長分散補償量は相関なく設定できるため、要件2、3は自動的に満足する。分散が完全に補償されていない経路を含むルーティング方路の変更に対しては補償量の再設定が必要となるが、本方式は、完全には分散補償ができていないネットワークとの接続も可能であり、拡張性、柔軟性において、分散スロープ補償方式より優れている。

要件1の実現に向けては、多くのチャンネルでの波長分散補償を行う光学系の共有する構造、または個別補償器の多チャンネル集積する構造の考案が必要となる。

以下に続く検討を通して、双方具体的な構成を考案し実現性を含めて優劣を判断していく。

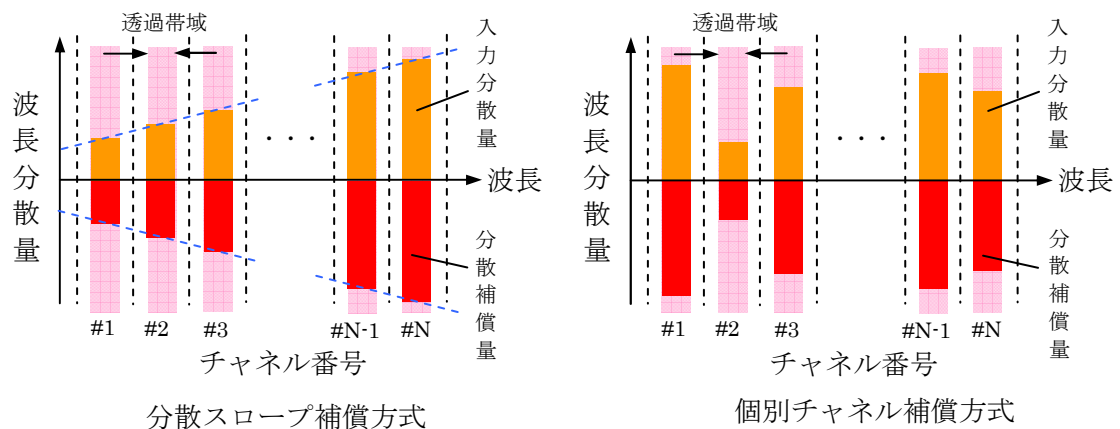


図 5-3-1-1 2つの分散補償方式

5-3-1-2 分散補償技術の検討

波長分散補償を行うための実現技術について分類を検討し、各技術の特徴から、本テーマに適した技術を提案する。

波長分散は、ファイバ屈折率の波長依存性により波長毎に伝播速度が異なるため、伝播後に近接する波長の光に位相に差が生じることが原因である。この位相差を零にすることが波長分散補償である。位相差を零とするために補償器で付与される位相は、伝達特性（群遅延特性）で決まり、伝達特性は光学路長である屈折率 N と経路の伝播経路長 L との積の関数となっている。これより、分散補償器の実現方法は次の2に大きく分類される。

方法1：「伝播路の有する屈折率 N の波長依存性を利用する」

方法2：「波長毎に伝播経路長 L が異なる構造を与える」

方法1に対応するのは、光ファイバや光導波路でコアと呼ばれる部分の伝播方向に垂直な面の屈折率を変化させる方法であり、DCF（Dispersion Compensating Fiber）などがこれに属する。この方法では補償量はファイバ長や導波路長で設定している。この方法で補償量を可変にするには難しい。これは、屈折率を熱光学効果により変化させることは可能であるが、分散補償量の変化となる屈折率変化の波長依存性の変化が小さいためである。

方法2で波長分散補償を行うためには、以下の3機能を有する必要がある。

機能1：波長が隣接する光を空間的に分離する波長分散機能

機能2：分離された光を波長毎に異なる位相を与える位相差付与機能

機能3：位相差付与後に分離された光を再び統合する波長合波機能

補償器作製の基礎技術である光導波路技術、ファイバ技術、マイクロオプティクス技術における上記3機能の実現方法とアダプティブな補償量設定の機能実現の適性について説明する。

<光導波路技術>

光導波路技術では、光入力信号を光カップラにより、長さの異なる導波路に分岐し、再び光カップラにより結合する構成をとることで、波長合分散機能と位相差付与機能を実現する。図5-3-1-2に示すように、光カップラが2分岐の場合、分離するカップラと結合させるカップラが異なる場合にはMZI（マッハツェンダー干渉計）となり、同一の場合にはリング共振器となる。MZI、リング共振器のいずれも、カップラで挟まれた2つの導波路の長さが異なり、同一位相で分離され、合波時には波長毎に位相が異なった状態で合成され、近接する波長の位相関係を連続的に変化させ、機能1～3を実現する。

補償量の設定を可変にするには、この導波路間の光学路長差を熱光学効果や電気光学効果を用いて変化させることにより実現する。

MZI 型は光が MZI を一回通過するのみなので、波長間に多くの位相差を発生するためには多くの段数が必要となる。そのため大きなチップ面積が必要となることや、制御すべき素子が増加することから好ましくない。

一方、リング共振器型は、フィードバックループが起因となり、より少ない素子数で大きな位相差を得ることができ、MZI 型に比べ小型で制御すべき素子が少ない分散補償器の実現が期待できる。

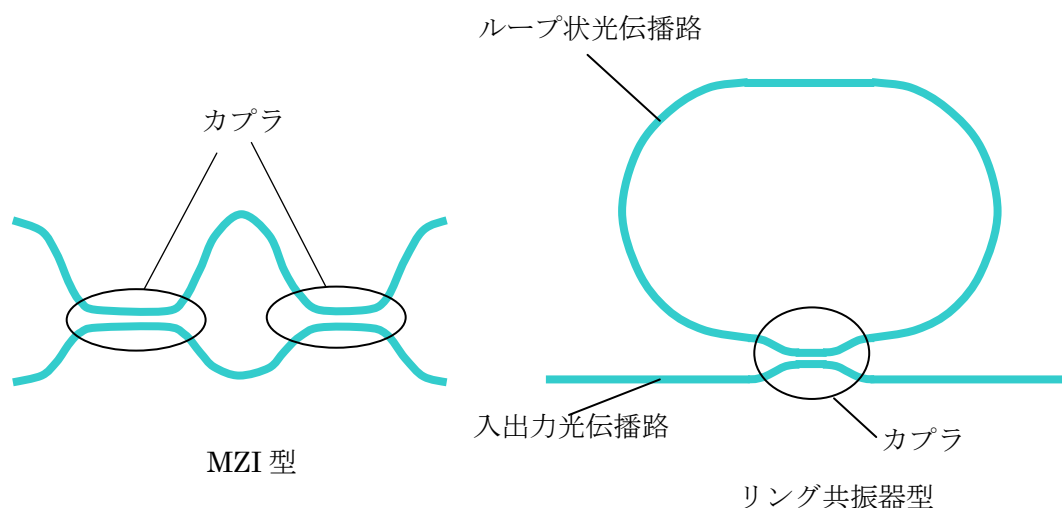


図 5-3-1-2 光導波路技術を用いた分散補償器の例

<ファイバ技術>

ファイバ技術では、光の伝播方向に屈折率の異なる領域をあるピッチで形成し、その界面での反射波同士の干渉により特定の波長を取り出すことができる。これは Fiber Bragg Grating と呼ばれる。上記ピッチを連続的に変化（チャープ）させたものが図 5-3-1-3 に示す Chirped Fiber Bragg Grating（以下 C-FBG）である。C-FBG では各波長は特定のピッチとなった所で反射することで機能 1 を実現し、反射される距離が波長毎に異なりことから、波長毎に異なる光学路長差が与えられ、これが位相差を生み機能 2 を実現する。C-FBG での補償量可変は上記ピッチ間の光学路長を導波路型と同様に熱光学効果等を用いて調整することで実現可能であるが、調整により群遅延リップル等の制御が煩雑になるといった問題がある。

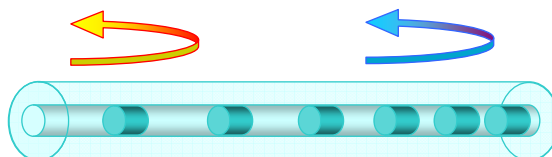


図 5-3-1-3 ファイバ技術を用いた分散補償器の例（C-FBG）

<マイクロオプティクス技術>

マイクロオプティクス技術では、波長分散機能+位相差付与機能+波長合波機能の3機能を、それぞれ直接個別の素子や光学系で構成する。

図5-3-1-1に反射型回折格子での構成例を示す。図5-3-1-1では、2枚の回折格子が格子面を向い合せとなる状態で平行に設置した例である。この場合、回折格子1での分光が機能1となり、分光された短波長の光は経路A、長波長の光は経路Bを通り、回折格子2に再び入射することが機能2となる。回折格子2で短波、長波が平行になり、この状態で集光することが機能3に該当し、機能3の作用が完了した状態で光路長差(A-B)=位相差(波長分散)が発生する。発生する波長分散量は2枚の回折格子の距離を調整することにより可変にすることができる。

補償量を大きく取るためには、大きい分散角を有する分光素子を用いることと、分光素子間の距離を長くとることがポイントである。採用する分光素子を決定した場合、波長分散量を可変にする方法は、前述のように分光素子間の距離を変えることである。ここで、分光素子間の配置を決定し、分光素子間に光路長を調整する手段(偏向ミラー等)を配することで可変としてもよい。

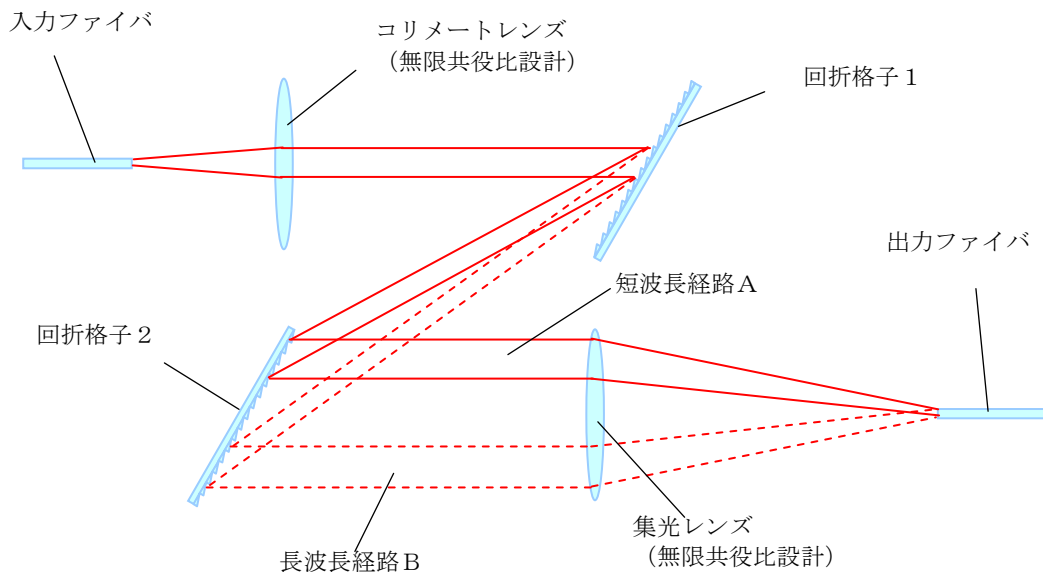


図5-3-1-4 マイクロオプティクス技術を用いた波長分散補償器の例

以上の検討結果を表5-3-1-2にまとめる。

表 5-3-1-2 波長分散補償器の実現方法と基礎技術

実現方法	基礎技術	補償量の可変手段	補償量の可変制御し易さ	実施例
屈折率Nの波長依存性を利用	ファイバ (光導波路)	熱光学効果	×	DCF
光学路長Lの波長依存性を利用	ファイバ	熱光学効果	△	C-FBG
	光導波路	熱光学効果 電気光学効果	○	MZI リング共振器
	マイクロ オプティクス	反射手段 の可動機構	○	分光素子+ 可動ミラー*

*例として 5-5-3 小節での VIPA 可変分散補償器が挙げられる。

屈折率Nの波長依存性を利用する方法1は先の要件3（アダプティブな補償量設定）を満たさないため、以後の検討から除外する。

光学路長Lの波長依存性を利用する方法2では、アダプティブな補償を行う場合に制御性に問題があるファイバ技術を除外し、アダプティブな補償の実現に有利と考えられる光導波路技術、マイクロオプティクス技術で検討を進める。

光導波路技術では、小型化の観点からリング共振器に着目し、マイクロオプティクス型では、高速な光学路調整に関して有利な MEMS 技術を用いた可動ミラーに着目し構造検討を進めていく。

5-3-1-3 構造検討の候補

前小節までの検討結果より、メトロコア網での分散補償に対する3要件を分散スロープ補償方式、個別チャンネル補償方式の2方式ともに満足すること、及び、アダプティブな補償量設定には光導波路技術とマイクロオプティクス技術が有利であることが判った。

本結果を受け、上記の2つの補償方式について、それぞれ導波路技術、マイクロオプティクス技術で構成する以下の4つの補償器構造が考えられる。

- ①個別チャンネル補償導波路型
- ②分散スロープ補償導波路型
- ③個別チャンネル補償マイクロオプティクス型
- ④分散スロープ補償マイクロオプティクス型

個別チャンネル補償は、チャンネル毎に独立に一次の波長分散を補償するため、一次の分散補償の構造をベースに検討することができ、特性の確保は有利と考えられるが、実現には多チャンネルの集積化構造の簡素化が課題であり開発のポイントとなる。

分散スロープ補償は、隣接する複数のチャンネルの波長分散量が連続的に変化する分散スロープに一つのデバイス対応するため、「任意経路（異なるファイバ種、伝送距離）にアダプティブに対応する」には、スロープ補償形状を任意かつ連続的に設定できる構成を考案することが開発のポイントとなる。

④の分散スロープ補償マイクロオプティクス型構造に関しては、VIPA 可変分散補償器をベースとした構造を本プロジェクト以前に開発済みである。

しかし、スロープ補償特性を用途ごとにカスタマイズする必要があり、本プロジェクトのコンセプトである「任意経路（異なるファイバ種、伝送距離）にアダプティブに対応する」することができないことが判っている。

また、③の個別チャンネル補償構造が実現できれば、④の分散スロープ補償構造の補償特性を大幅に上回るものとなると考えられる。

そのため、本プロジェクトにおいては、①の個別チャンネル補償導波路型、②の分散スロープ補償導波路型、③の個別チャンネル補償マイクロオプティクス型の3つの構造について検討を進める。

5-3-2 導波路型分散補償器の構造と基本特性の検討

上述の3方式の内、一括スロープ導波路型、個別チャンネル導波路型は、小型かつ制御個所の少なさからリング導波路を基本としており、本小節ではその伝播、補償特性から実現性を把握する。

5-3-2-1 導波路型の基本設計

導波路型分散補償器に対する設計値の主要なものは、①分散補償量、②FSR : Free Spectral Range (共振ピーク間隔に対応)、③中心波長位置であり、リング共振器では、それぞれ①カプラ分岐比、②③ループ周回長の設計に対応する。このことをリング共振器の伝播関数を用いて説明する。

カプラ部の伝達行列 m を以下のように表わす。

$$m = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & +\cos \theta \end{pmatrix} \quad \text{ここで } \det m = 1 \quad \dots (1) \text{ 式}$$

またループ部で発生する位相シフト： $h(\lambda)$ はループ部周回長： L_r 、導波路実行屈折率： n 及び入力波長： λ を用いて

$$h(\lambda) = \exp[-j2\pi \cdot L_r \cdot n / \lambda] \quad \dots (2) \text{ 式}$$

と表される。この m と $h(\lambda)$ を用いて、リング型共振器の伝達関数： $H(\lambda)$ は

$$H(\lambda) = \frac{h(\lambda) - m_{22}}{h(\lambda) m_{11} - 1} = \frac{h(\lambda) - m_{11}^*}{h(\lambda) m_{11} - 1} \quad \dots (3) \text{ 式}$$

と表される (m_{11}^* は m_{11} の複素共役を表す)。伝達関数の位相部 $\arg H(\lambda)$ を $\omega (=2\pi c / \lambda)$ で微分することにより群遅延： $D(\lambda)$ 、さらに群遅延を波長 λ で微分することにより、波長分散： $DS(\lambda)$ が得られる。

$$D(\lambda) = - (\lambda^2 / 2\pi c) (d/d\lambda) (\arg H(\lambda)) \quad \dots (4) \text{ 式}$$

$$DS(\lambda) = (d/d\lambda) D(\lambda) \quad \dots (5) \text{ 式}$$

FSR とループ周回長 L_r との関係を最も簡単な例として、カプラに波長依存性を無視できる場合について説明する。この場合、伝達関数において周期性を有する要素は、ループ部で発生する位相シフト： $h(\lambda)$ のみである。この $h(\lambda)$ に含まれる $L_r \cdot n / \lambda$ が整数になる波長 λ の変化量により FSR は決定され、

$$\text{FSR (Hz)} = C / (L_r \cdot n) \quad , \quad C \text{ は光速} \quad \dots (6) \text{ 式}$$

となる。中心波長については $L_r \cdot n(\lambda)$ をどの(任意の) λ の整数倍となるように設定するかに関り、周期性より、 $\pm 0.5\lambda$ の範囲で L_r または $n(\lambda)$ のどちらかを調整することで設定が可能である。

分散補償量については、 $m_{11} = 0$ （カプラ分岐比 100%に対応）の時、 $H(\lambda) = h(\lambda)$ 、群遅延は $D(\lambda) = L_r \cdot n / C \sim$ 定数となり、分散補償量 0 である。この $m_{11} (< 1)$ を増やしていくとは、分岐比を 100% から減少させることに対応し、伝達関数の位相部分に波長変調を発生し、波長分散を与えることになる。

具体的に m_{11} を可変にするには、カプラを結合比が可変にできる MZI に置換することで実現する（以下チューナブルリング共振器と呼ぶ）。伝達関数上はリング共振器のカプラ伝達行列 m を、MZI の光路長差： ΔL_m と、カプラ結合角： θ_1 、 θ_2 、導波路実行屈折率： n 及び入力波長： λ を用い、MZI の伝達行列 $m(\lambda)$ で置換することにより得られる。

$$m(\lambda) = \begin{pmatrix} \cos \theta_2 & -\sin \theta_2 \\ \sin \theta_2 & \cos \theta_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \exp[-j\pi \cdot \Delta L_m \cdot n / \lambda] & 0 \\ 0 & \exp[j\pi \cdot \Delta L_m \cdot n / \lambda] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 \\ \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{pmatrix} \quad \dots (7) \text{ 式}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \arg H(\lambda) = \arctan \left(\frac{\sin(-2\pi \cdot L_r \cdot n / \lambda) - \beta}{\cos(-2\pi \cdot L_r \cdot n / \lambda) - \alpha} \right) \\ -\arctan \left(\frac{\alpha \sin(-2\pi \cdot L_r \cdot n / \lambda) - \beta \cos(-2\pi \cdot L_r \cdot n / \lambda)}{\alpha \cos(-2\pi \cdot L_r \cdot n / \lambda) - \beta \sin(-2\pi \cdot L_r \cdot n / \lambda) - 1} \right) \end{array} \right. \quad \dots (8) \text{ 式}$$

$$\alpha = \cos(\pi \cdot \Delta L_m \cdot n / \lambda) \cos(\theta_1 + \theta_2) \quad \dots (9) \text{ 式}$$

$$\beta = \sin(\pi \cdot \Delta L_m \cdot n / \lambda) \cos(\theta_1 - \theta_2) \quad \dots (10) \text{ 式}$$

この構造を、チャンネル間の分離のために導波路上に形成されたアレイ導波路型回折格子等と一緒に集積することにより、個別チャンネル補償導波路型の可変分散補償器を構成することができる。

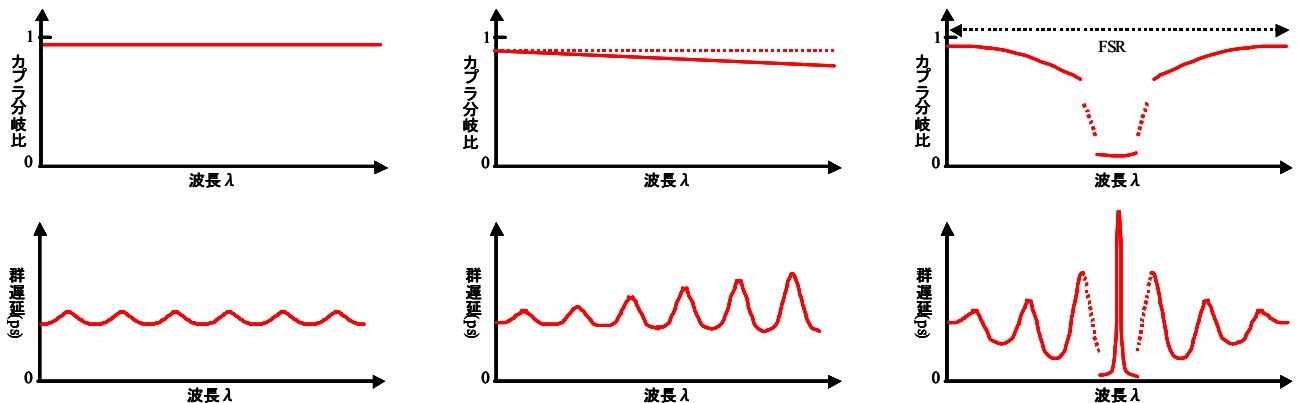


図 5-3-2-1 リング共振器の結合比と群遅延特性との関係

一方、チューナブルリング共振器を用いて分散スロープ補償を行うには、図5-3-2-1に示すように、カプラの分岐比に波長依存性を与えればよい。

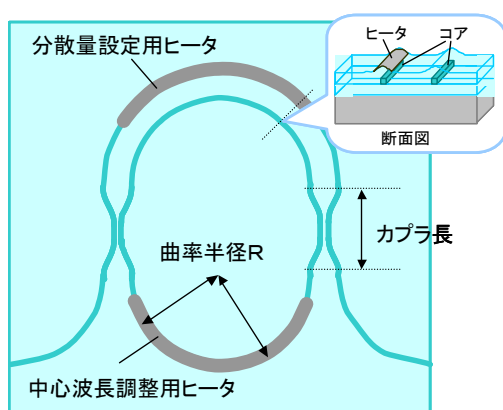
カプラ分岐比で波長依存性を有するのは、(7)式に示す $m(\lambda)$ の構成より、 $\exp[\pm j\pi \cdot \Delta L_m \cdot n/\lambda]$ である。従って、 $\Delta L_m \cdot n$ が大きい程、 λ の変化に対する m_{11} 変化が大きくなり、分散スロープ量を増加させる。

例えば、所望する波長範囲をCバンド($\Delta\lambda \sim 40\text{nm}$)において、 m_{11} が波長に応じて1~0.8程度の範囲で変化するためには、 $n \sim 1.45$ (石英光導波路)では ΔL_m は0~数 $10\mu\text{m}$ の変化を与えればよい。

しかし可変方法に熱光学効果や電気光学効果を利用した光導波路モノリシック分散スロープ補償器の構造では、分散スロープの可変幅が少なく、スロープ量を任意設定とはできないという問題がある(図5-3-2-2)。

例えば、石英光導波路でより大きな屈折率変化が可能な熱光学効果を利用した場合、屈折率の温度依存性(Δn)は $\Delta n = 10^{-5}/^\circ\text{C}$ 程度であり、実際に使用される温度差(ΔT)として $\Delta T = 30^\circ\text{C}$ を限度とすると、光学路長を $1.5\mu\text{m}$ ($= 1\lambda$:Cバンド付近の1波長)程度変化させるためにはヒータ長(L_H)は 5mm ($= \lambda/\Delta T \cdot \Delta n$)程度必要となる。分散量の調整にはMZIカプラ部の分岐比が100~80%の範囲の変化であり、MZI枝間光路長差で $0.3\mu\text{m}$ ($= \lambda/5$)程度の変化量に対応しヒータ長は 1mm 程度で実現可能である。一方、スロープ量の調整には上述のように0~ $20\mu\text{m}$ 程度のMZI枝間光路長差の変化が求められるが、分散補償が必要となる10Gbps以上の信号を伝送するためのループ長 10mm (帯域20GHz)以下では最大でも0~ $3\mu\text{m}$ までのMZI枝間光路長差が限界である。

このように光導波路モノリシック構造では可変型分散補償器としては10Gbps/FSR50GHz付近までは作製可能であるが、十分な可変幅を持ったスロープ補償器を実現することができない。



分散可変機能にヒータ長3.5mm 必要*

分散量設定 : $\lambda/5$ 変化 \Rightarrow ヒータ長1.0mm
中心波長設定 : $\lambda/2$ 変化 \Rightarrow ヒータ長2.5mm

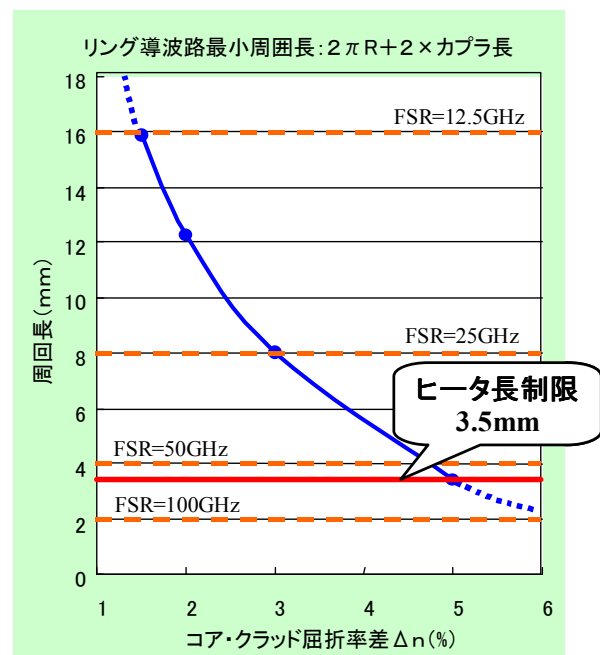


図5-3-2-2 リング型導波路の作製上の制限

そこで、図 5-3-2-3 に示すように、チューナブルなリング共振器の MZI の枝の一部を空間的に分離し、光路長が機械的に調整する機能を考案した。これにより上記制限を回避することができ、任意のスロープ補償値を得る。

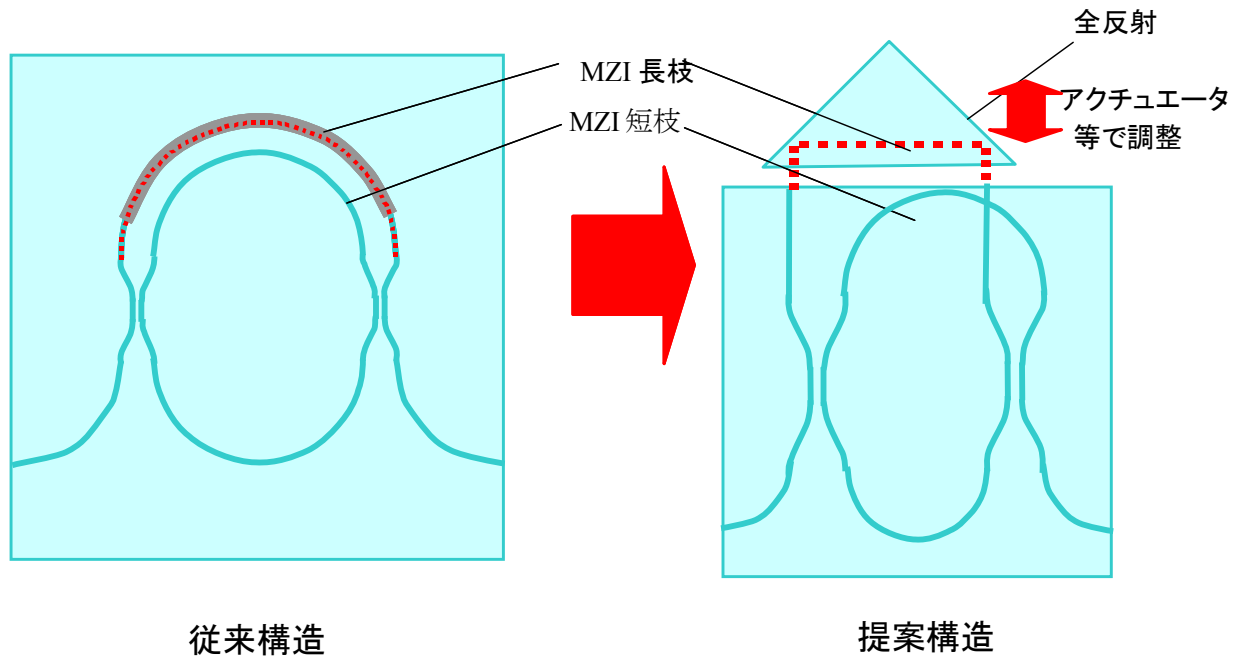


図 5-3-2-3 可変スロープの実現方法

5-3-2-2 リング導波路特性シミュレーション

5-3-2-1 で述べたリング導波路の伝達関数を用いて、特性シミュレーションを行う。このリング型補償器の一段当たりの特性は (5) 式より、補償量×補償帯域の二乗=一定という関係があり、補償量もしくは補償帯域の拡大のため直列に多段接続した構成も含め検討した。

図 5-3-2-4～9 にシミュレーション結果を示す。シミュレーションより得られた特性間の関係を示す。

- ①分散補償量と補償帯域とはトレードオフの関係にある。(図 5-3-2-5)
- ②群遅延リップルの許容量に応じて補償帯域が拡大。(図 5-3-2-6)
- ③多段化段数を増やすと補償帯域が拡大する。(図 5-3-2-7)
- ④最大損失、最大 K 値*は分散補償量に応じて増加する。(図 5-3-2-8)
- ⑤最大損失、最大 K 値は周回損失と比例関係にある。(図 5-3-2-9)

*K 値：透過振幅特性における波長依存性であり、dB (強度) /nm (波長) などの単位を用いる。K 値が大きい場合は信号の変調特性に影響を与え、受信レベルを劣化させる。

本シミュレーションで取得したパラメータ相関から、仕様となる補償量、帯域、群遅延リップルの特性を決定した場合、必要な多段化段数と、許容される周回損失を求めることができる（図 5-3-2-10）。

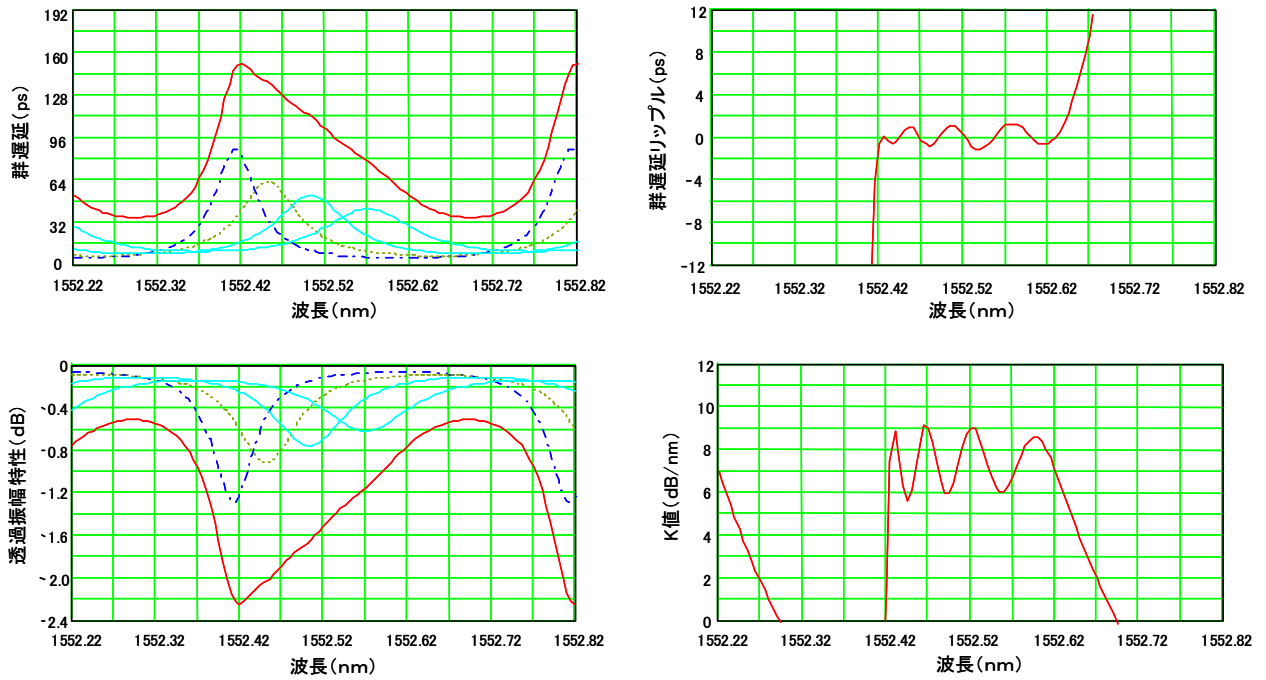


図 5-3-2-4 リング導波路の補償特性（4段構成）

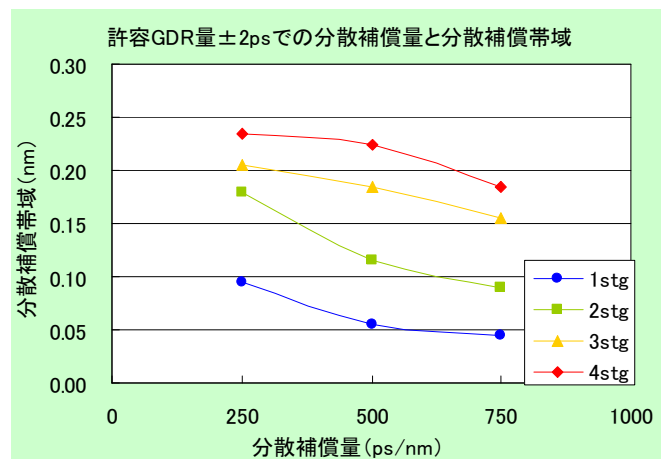


図 5-3-2-5 分散補償量と補償帯域との関係

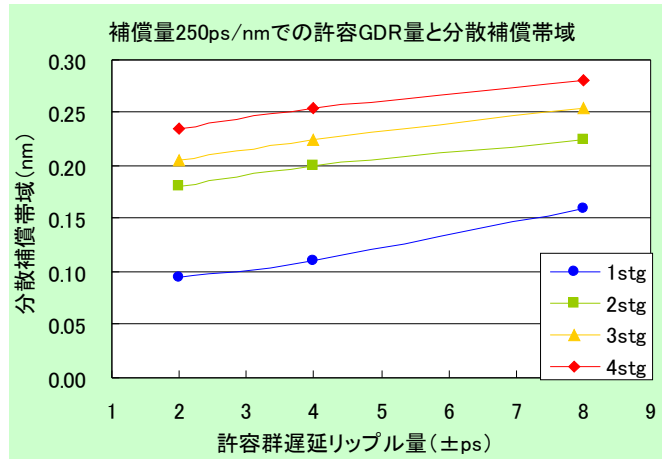


図 5-3-2-6 補償帯域と群遅延リップル

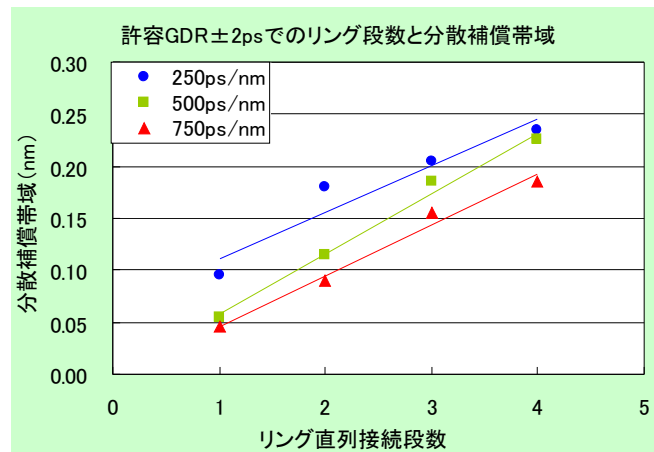


図 5-3-2-7 多段化数と補償帯域との関係

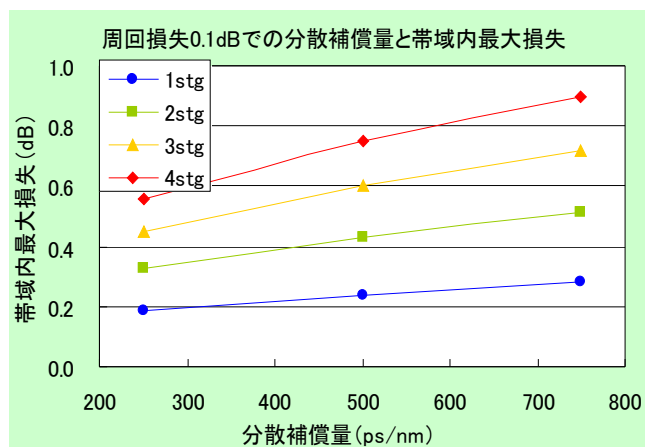


図 5-3-2-8 補償量と最大損失との関係

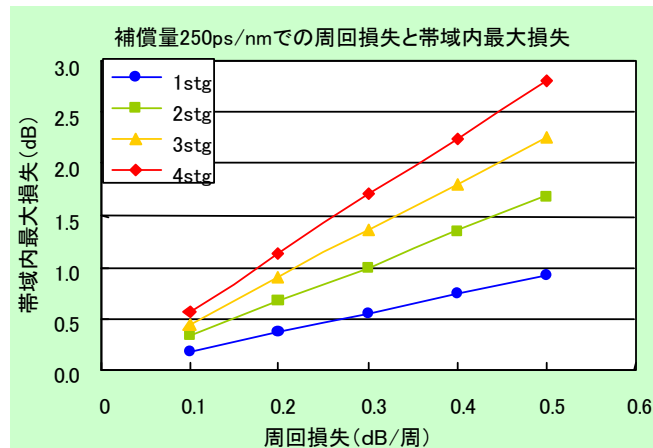


図 5-3-2-9 周回損失と補償帯域との関係

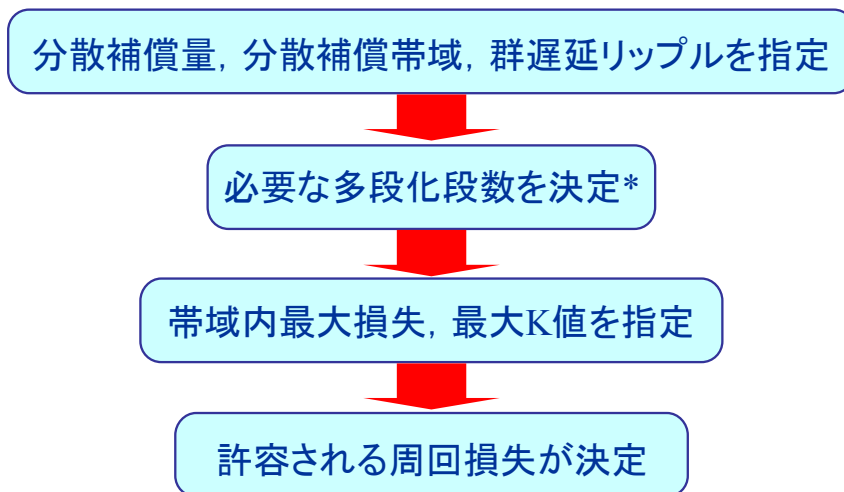


図 5-3-2-10 リング共振器型波長分散補償器の設計手順

可変スロープ補償器に対応するシミュレーション結果を図 5-3-2-11～15 に示す。周回損失の存在により単チャンネルでの上記の議論より以下の関係があることが判る。

- ①チャンネル間の分散補償量は分散スロープ量に応じて一定の変化量となる。
(図 5-3-2-13)
- ②分散スロープ補償量と補償チャンネル数は反比例の関係にある。(図 5-3-2-14)
- ③最大損失、最大 K 値は周回損失に応じて増加する。(図 5-3-2-15)

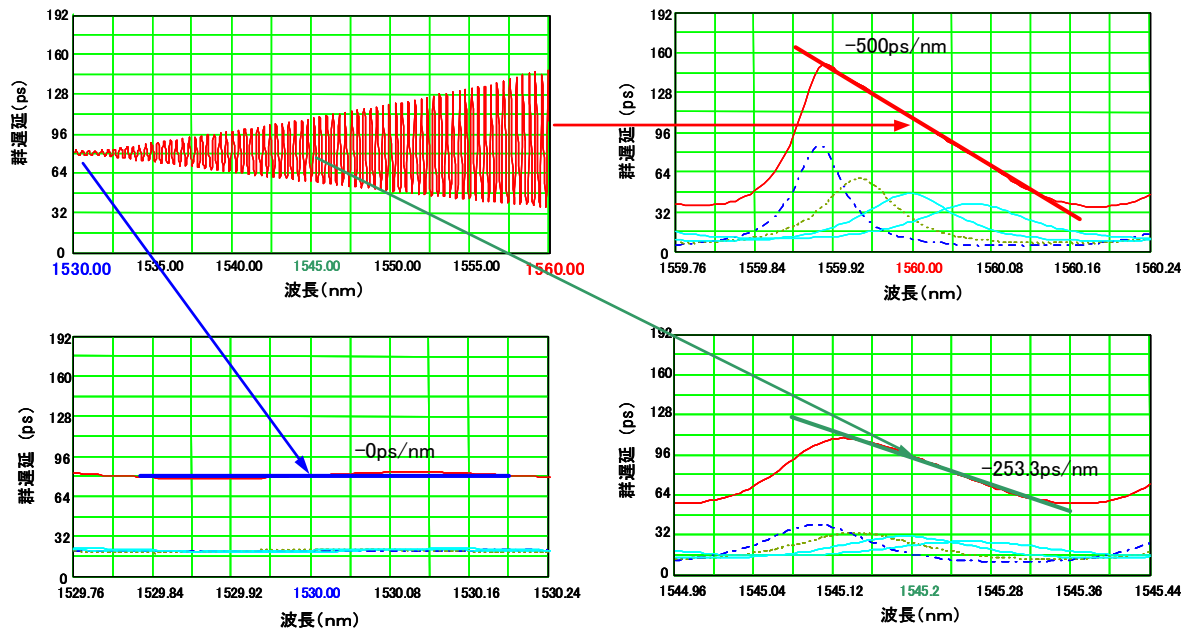


図 5-3-2-11 リング共振器ベースのスロープ補償器の波長分散特性

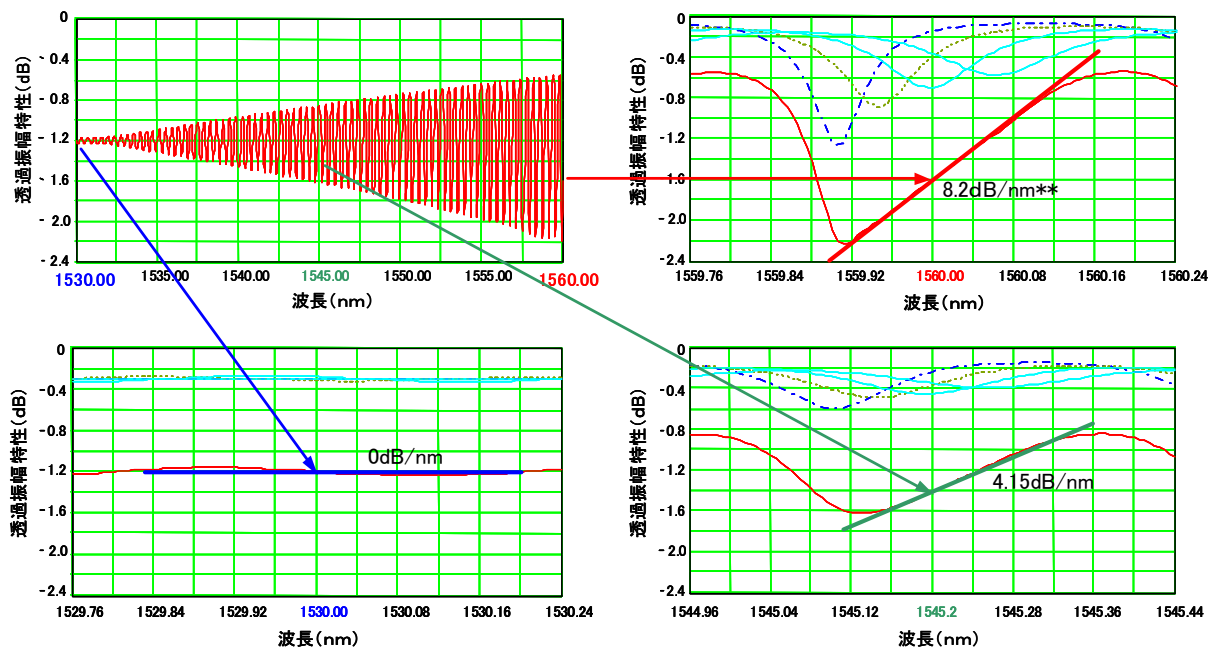


図 5-3-2-12 リング共振器ベースのスロープ補償器の透過振幅特性

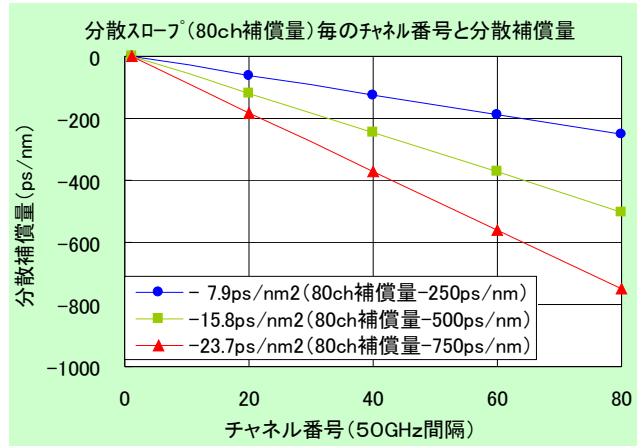


図 5-3-2-13 チャンネル毎の補償量とチャンネル番号

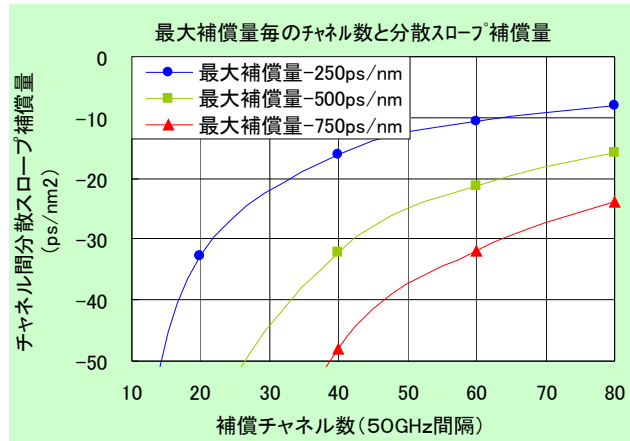


図 5-3-2-14 スロープ補償量とチャンネル番号

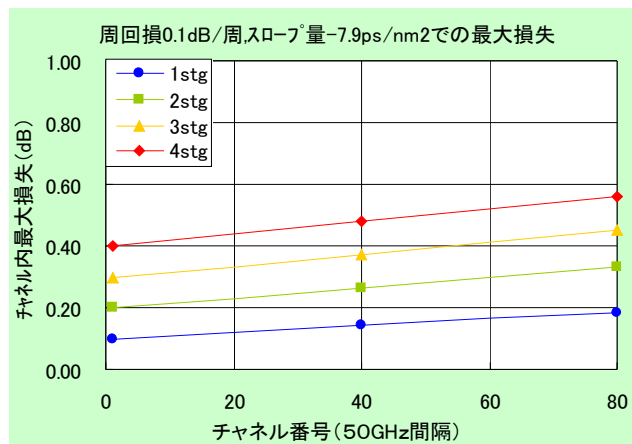


図 5-3-2-15 最大損失と周回損失との関係

5-3-2-3 導波路型原理試作評価

シミュレーション結果において、周回損失が透過帯域特性に大きく影響を与えるパラメータであることが判明したため、試作により、現状での最良の周回損失を予測することとした。試作では可能な限り周回損失を低減した状態での評価をするため、光の閉じ込め効果の高いが、伝播損失の大きくなる導波路コアとクラッド層との屈折率差 Δ が高いプロセスではなく、より低損失な導波路が得られる Δ の低いプロセスを用いた。更に曲がり導波路のオフセットレイアウト等や、低 Δ を用いることによるループ導波路からの放射損失を抑えるために、曲率半径が大きく出来るFSR10GHzでの設計などにより低損失化を図った。

試作したチップを図5-3-2-16に示す。図5-3-2-16の右は1段構成で単独での特性(群遅延量と損失)を把握する目的の原理試作チップで、左は2段構成の多段化による補償帯域の拡大を確認する目的の原理試作チップである。

特性を図5-3-2-17に示す。透過振幅特性の傾きが周回損失に起因していることを利用し、シミュレーションによるフィッティングから周回損失が0.8dB/周発生していることが判った。

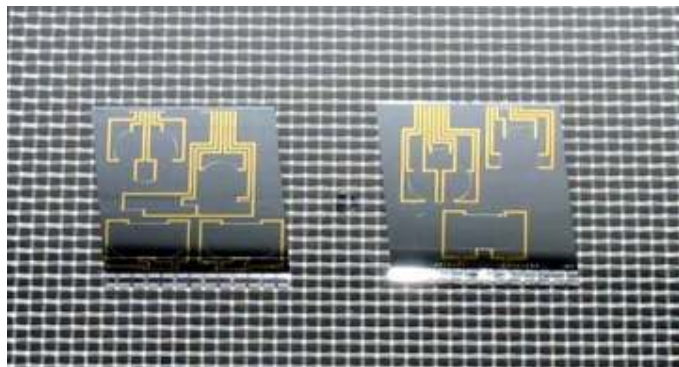


図5-3-2-16 リング型分散補償器試作チップ

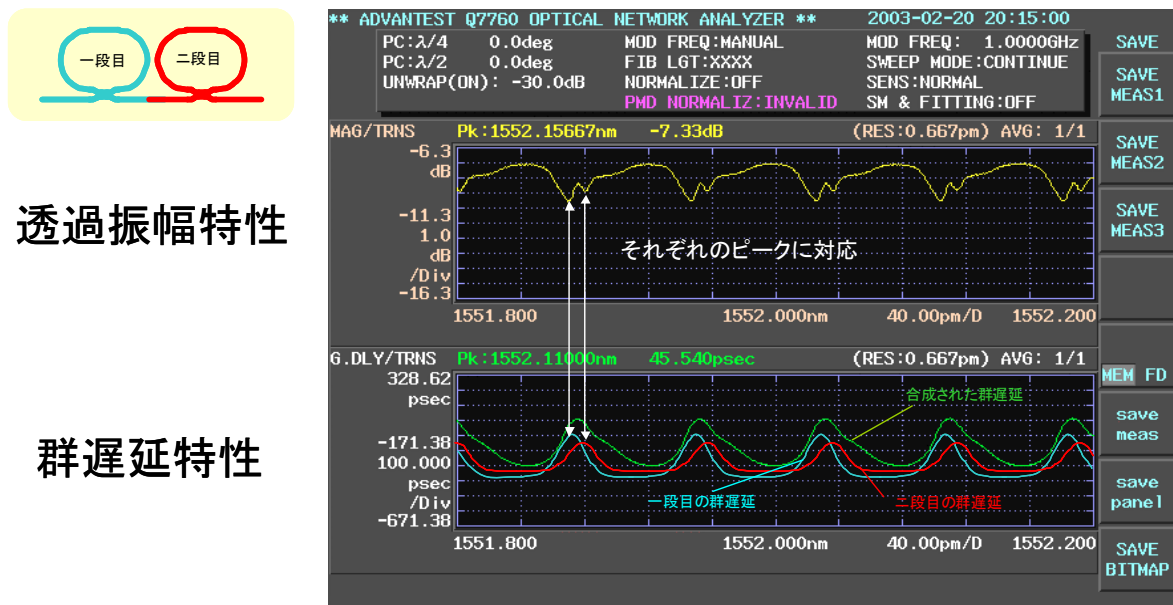


図5-3-2-17 試作チップの補償特性と透過振幅特性

5-3-2-4 導波路型の予想特性

表 5-3-2-1 に副課題アより提示された主要目標特性（一次案）に対する、導波路型の特性予想値を示す。

透過帯域の目標値が厳しいことから、パラメータ設定は、図 5-3-2-10 の「リング共振器型波長分散補償器の設計手順」とは異なり、非常に小さな周回損失（0.1dB/周）が実現できたと仮定し、群遅延リップルを最適化した段数として 3 段構成を選択し、どの程度の特性が得られるか見積もった。

表 5-3-2-1 に示すように、周回損失 0.1dB/周を仮定しても、分散スロープ補償範囲、一次分散可変範囲共に、倍以上不足することが予想される。

低い周回損失が期待された試作結果からは、0.8dB/周と大きな値が示された。

以上より、導波路型の開発課題は周回損失の低減であるが、今後、所望の波長間隔実現に必要な高 Δ プロセスを適用した場合には、さらに周回損失は増加する方向であり、所要特性の実現が困難であることが予測される。

表 5-3-2-1 導波路型可変分散補償器 予想特性

項目	上段 10 Gbit/s 用 下段 40 Gbit/s 用	導波路型 特性予想値	備考
波長間隔	50 GHz/ 100 GHz 200 GHz	50GHz 上記以上は困難	周回長と FSR との 関係より制限
波長数	80/40 ch 20 ch	80ch	
波長帯	C または L-band	対応可能	
分散スロープ 可変範囲	-8 ~ +8 ps/nm ² 中心： 0 ps/nm ²	0~8 ps/nm ² 中心 4ps/nm ²	多段直列構成のため 中心値 8ps/nm ² は困難
分散スロープ 可変ステップ	< 2 ps/nm ² < 0.12 ps/nm ²	H16 年度検討予定	
一次分散 可変範囲	-400 ~ +400 ps/nm	0~+250ps/nm	3 段直列構成
透過帯域 (0.5 dB)	> ± 10 GHz > ± 40 GHz	± 10 GHz 困難	周回損失 0.1dB/周未 満が必要
挿入損失	< 10 dB	対応可能	3 段直列構成
群遅延 リップル	< +/-3.2 ps < +/-0.8 ps	< +/-3.2 ps 可 < +/-0.8 ps 困難	3 段直列構成 制御分解能に依存
応答速度	H16 年度検討予定	H16 年度検討予定	

5-3-3 マイクロオプティクス型の構造と基本特性の検討

構成の自由度の高いマイクロオプティクスを用いて個別チャンネル分散補償器の構成方法を検討する。

5-3-3-1 マイクロオプティクス型の分散補償部の基本構成

マイクロオプティクスでの実現方法は、前述のとおり分光素子、光路長調整手段、分光素子の順で光が通過する構成が基本であり、波長分解能の高い分光素子を用いることが小型化に有利であることを先に述べた。この観点において、弊社開発の VIPA (Virtually Imaged Phased Array) 分光素子を用いることが有利となるため、VIPA 可変波長分散補償器の光学系をベースに説明を行う。

図 5-3-3-1 に弊社開発済みの VIPA 可変波長分散補償器を示す。本構成は光路長調整手段をミラーとし、分光素子に返送する構成となっている。

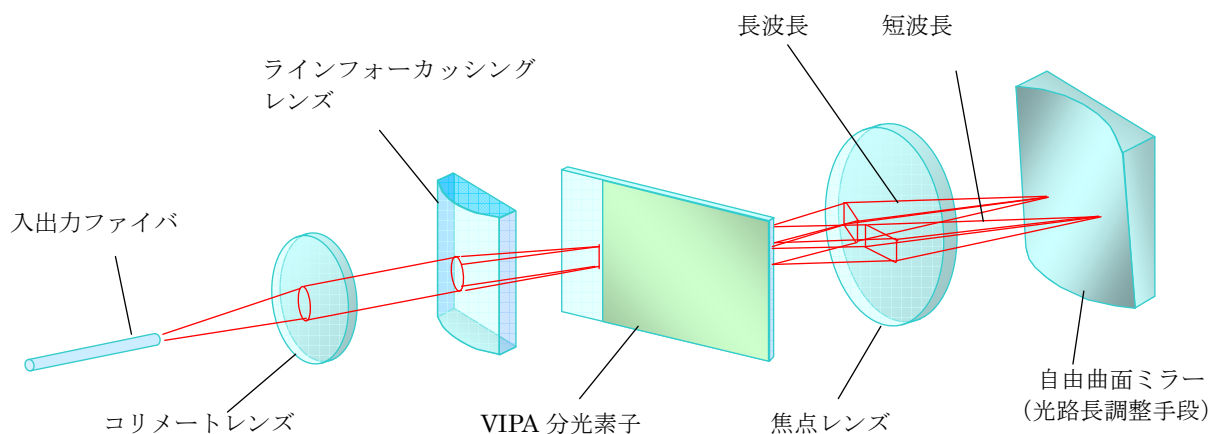


図 5-3-3-1 VIPA 分散補償器

VIPA 分光素子は図 5-3-3-2 に示すような反射率 100% の膜と平行に設置された反射率 100% 未満の 2 つの膜との間の多重反射により分光を行う構造となっており、この膜厚により高い回折次数を得ることができる。また返送された光に対しては図 5-3-1-1 において、回折格子をより寝かせた配置となるため大きな光学路長差（補償量）を与えることができる。

補償量は図 5-3-3-3 に示すようにミラーの形状により VIPA 分光素子への返送位置により決定することができ、この形状を連続的に並べた非平面ミラーを VIPA 板の分光方向に対して垂直に移動することで補償量を可変的に設定することができる。

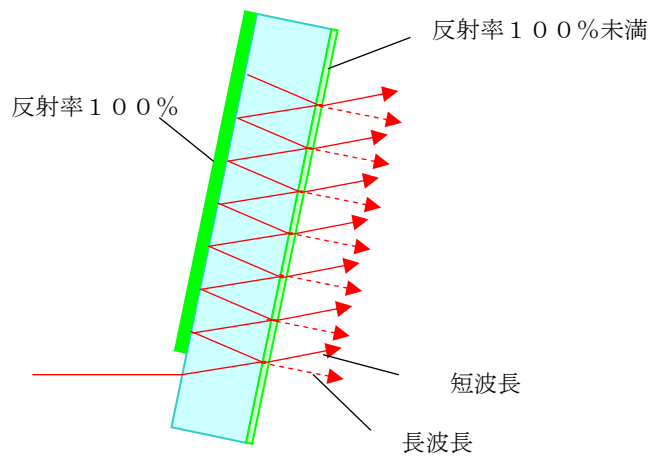


図 5-3-3-2 VIPA 分光素子

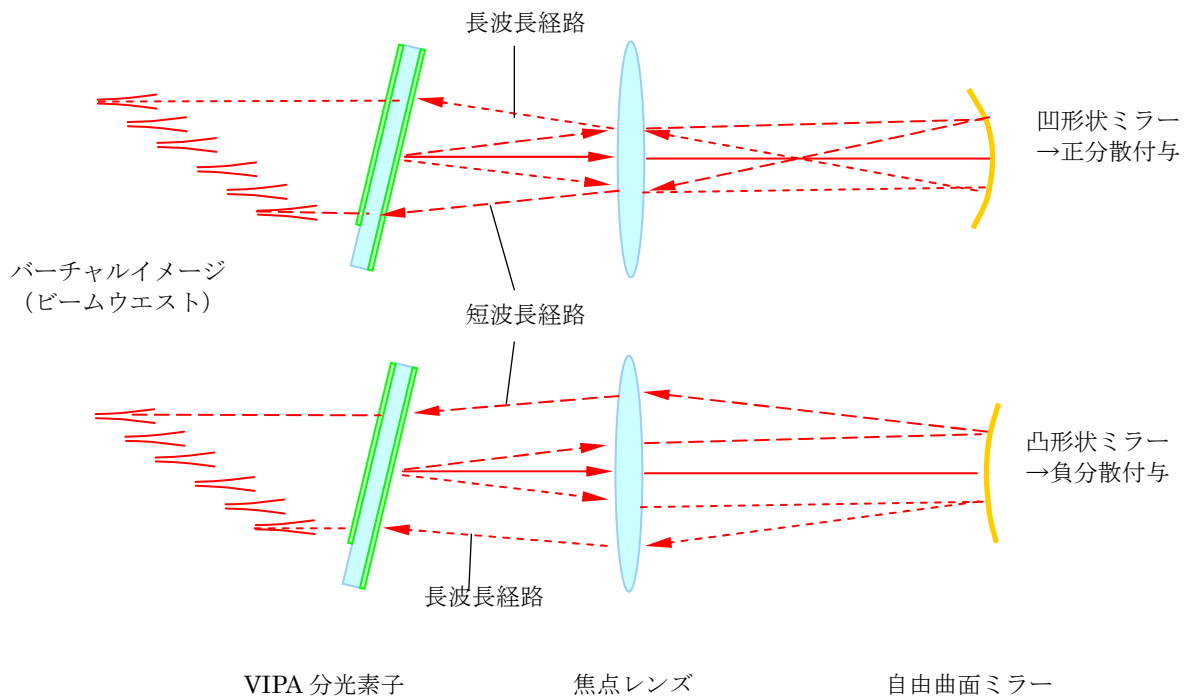


図 5-3-3-3 VIPA 分散補償器での波長分散補償原理

しかし VIPA 可変分散補償器は VIPA 板の分光特性から、補償特性に周期性があり、WDM 伝送に用いる場合には、チャンネル間隔をこの周期に合わせて設計する。

そのため全チャンネルの補償量は同じ値をとるので、各チャンネル独立に分散補償するためには、図 5-3-3-4 に示すように、予めチャンネル間隔に分光し、チャンネル毎に VIPA 可変分散補償器を接続することが必要となる。

このモジュール数増加による分散補償コストの問題に対して 5-3-1-3 で述べたように分散スロープ補償マイクロ型として、図 5-3-3-5 のような構造を本研究以前に既に開発している。

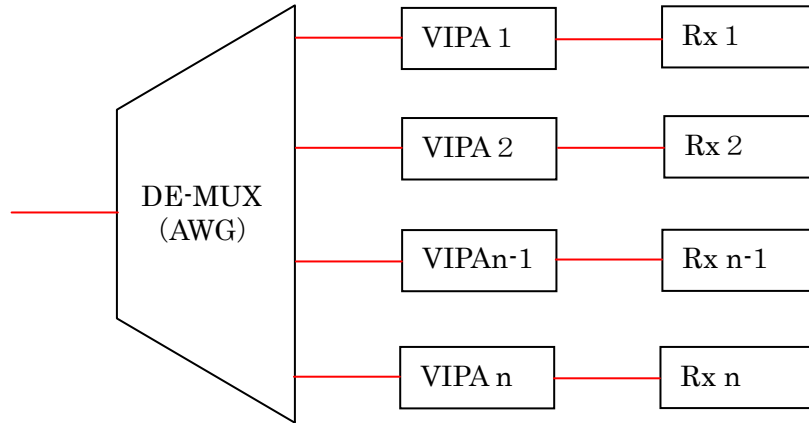


図 5-3-3-4 開発済 VIPA 分散補償器での個別チャンネル対応

この構成は、VIPA 可変分散補償器の光学系にて、VIPA 分光素子と焦点レンズとの間に透過型回折格子を波長の分散方向を VIPA の分散方向と直角になるように配置したものである。自由曲面ミラーの断面形状が補償量に対応していることから、回折格子での分散により、自由曲面上の集光位置がチャンネル毎に異なり、隣接チャンネル間の分散補償量が曲面形状に対応して連続的に変化することで分散スロープ補償器となる。しかしながら、本構成では、自由曲面ミラーの回折格子での分散方向の曲率の変化により分散スロープ補償特性が決定される。そのため予め想定したファイバ種への対応となる。

また、透過型の回折格子を二枚対向させ、回折格子間の距離を調整することによりスロープ量を調整する方法も検討済であるが、スロープ量の可変範囲に制限を有するなどの問題がある。

いずれも、メトロコア網を想定した本プロジェクトのコンセプトである「任意経路にアダプティブに対応する」ことに対して不十分である。

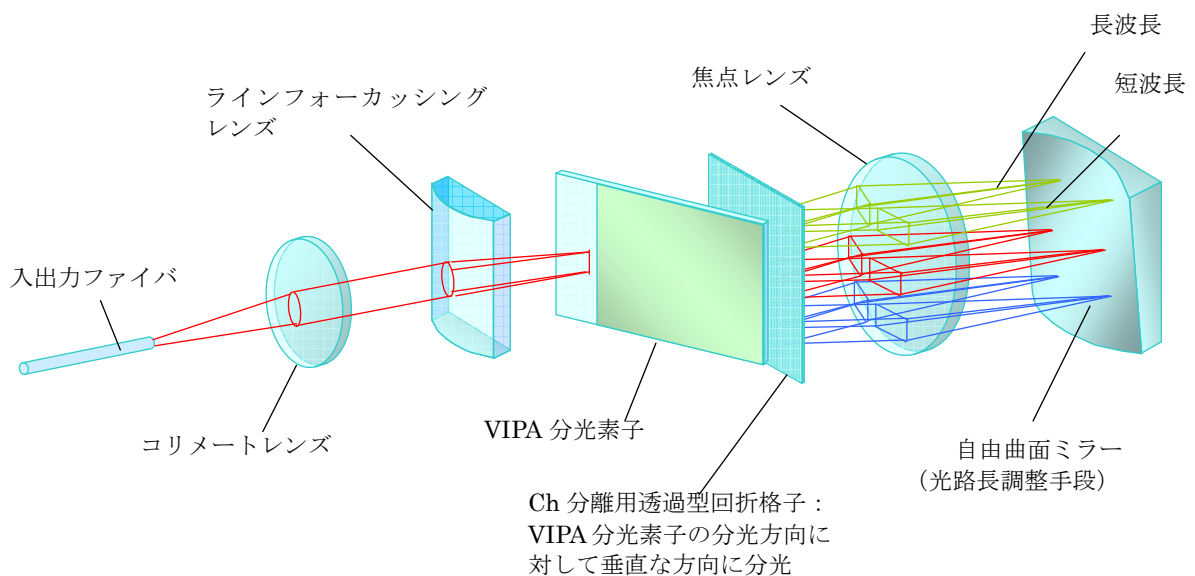


図 5-3-3-5 VIPA 可変分散補償器を応用した分散スロープ補償器

5-3-3-2 個別チャンネル補償の単一モジュール化コンセプト

メトロコア網で求められるスロープ補償への柔軟な対応としては個別チャンネル補償が理想的である。

この個別チャンネル波長分散補償器を構成するためには基本機能として、以下の3機能を実現する必要がある。

- 機能1：波長多重された信号を「チャンネル毎」に分離する。
- 機能2：チャンネル毎に補償量を設定する。（例えば短波長側と長波長側で光の進行方向を変える）
- 機能3：チャンネル内に含まれる波長範囲において短波長側と長波長側で光学路長差を連続的に与える（前述の分散補償機能）。

複数のチャンネルに対応する可変分散補償器を単一のモジュールで実現するためには、機能3の構造を、機能1で分離された複数のチャンネルで共有することがポイントとなる。

一例として図 5-3-3-6 に示すような、二枚の回折格子とアレイ状に集積化された反射面形状が変形するミラーで構成された例が Lucent より提案されている (David T. Neilson et al., OFC 2003, PD29-1)。本構成の特徴は、回折格子を4回通過する構成として、補償量を拡大している点である。さらに他の例として図 5-3-3-7 に示すような、一枚の回折格子と反射面形状が変形するミラーで構成された例が住友電工より提案されている (M. Harumoto et al., ECOC'03, We4, P. 60)。

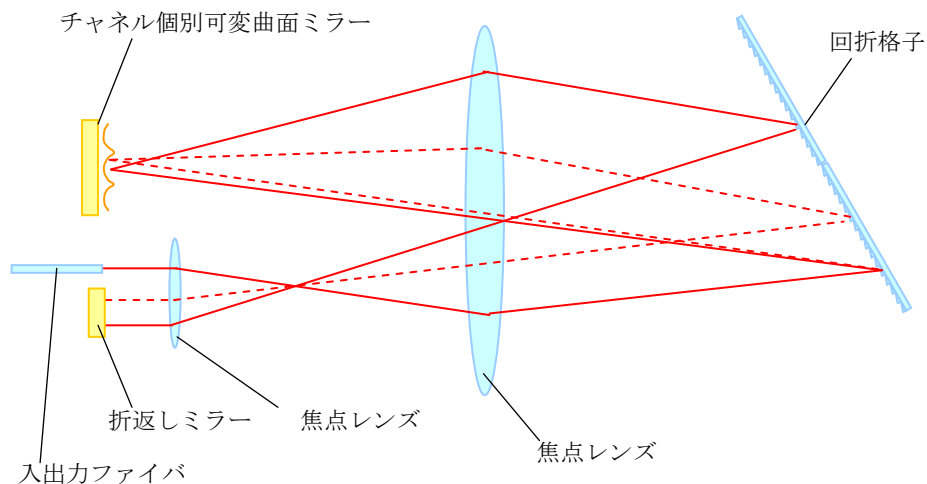


図 5-3-3-6 可変曲面 MEMS を用いた個別チャンネル波長分散補償器の従来例 1

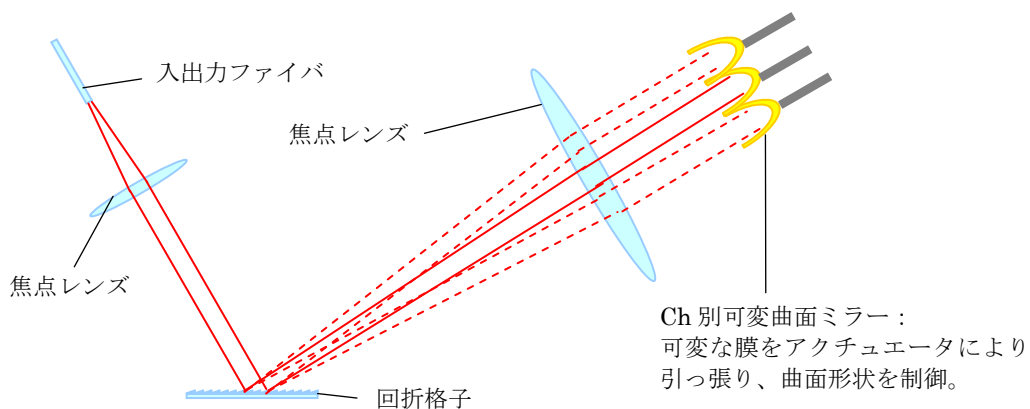


図 5-3-3-7 可変曲面 MEMS を用いた個別チャネル波長分散補償器の従来例 2

いずれも、回折格子を複数回通過させる構成で補償量を発生させ、補償量の調整機能の実現に曲面変形型のミラーをアレイ状に集積化することを特徴としている。

これらは、補償量を可変にする手段としてミラー曲面の形状を変化させることがポイントとなっている。しかし、このミラー面の形状はミラー材料の疲労、経時劣化等により長期間（例えば、20年以上）の使用により変形の仕方が変わってくることが予想される。この変形の仕方のずれは群遅延リップル等の原因になり、受信レベルを劣化させる。

この劣化の発生具合や変形具合は、曲面ミラー作製時のミラー部分の膜厚分布設計等により予め決まってしまう、補正が難しいと予想される。

更に、通常回折格子での角度分散により、チャネル内の分光も行っているため、群遅延リップルの発生などを抑制するためにミラー曲面を非常に微細に作製する（nm オーダーのより高度な加工精度が必要）か、もしくは十分な加工サイズになるまで分光素子とミラーとの距離を取る（モジュールの大型化）かしなければならない。

そこで本研究では、メトロコア網での分散補償に対する要件の他、上記課題の克服も狙い、補償特性の信頼性確保と補償量の柔軟かつ高速な設定に適し、小型であることを個別チャネル補償マイクロ型の分散補償器の開発コンセプトとする。

5-3-3-3 個別チャネル補償の構成方法

構成の考案においては、上記コンセプトを実現するため、以下の4ポイントに着目した。

- ポイント1：チャネル間分離とチャネル内分離のレベルを分ける。
波長の分離をチャネル間分離レベルとチャネル内分離レベルに分け、それぞれの配置を直交させる。これにより波長分散付与に関するチャネル内の分光素子と独立に分散角を設定でき、波長分散付与の光学路調整に関する加工精度や、補償量設定に関する設計の自由度を増やす効果がある。
- ポイント2：補償量設定にチルト型MEMSミラーを用いる。
自由曲面MEMSではなく、自由曲面ミラーとチルト型MEMSとの組合せにより、高速かつ再現性の高い補償を実現する。Lucent等の例において同一の部品で構成されていた補償量を設定する手段（曲面ミラーの可動）と、光路長調整手段（曲面ミラー形状）とを分離することにより、光路長調整手段を固定の形状とすることができ、補償特性の経時変化の発生を防ぐことが可能となる。
- ポイント3：VIPA補償光学系を用いて波長分散付与部の小型化する。
分光素子にVIPAを用いることによりチャネル内分離の分散角を大きくし、その結果、自由曲面ミラーの有効面積を増加させ郡遅延リップルの少ない加工を可能とする。
- ポイント4：曲面ミラーの平行移動で補償メニューを拡大する。
曲面ミラーを補償量設定部とは独立に平行移動されることにより、WDM伝送に用いる波長範囲の中心波長において、その補償量の絶対値を任意に設定できるようになり、補償メニューを拡充することができる。

ポイント1、2への対応として、個別チャネル補償器を補償量設定部と波長分散付与部との2構造に分離して考案する。

具体的には、波長分散付与部は図5-3-3-8に示すようにVIPA波長分散補償器の光学系において、VIPA板と曲面ミラーとの間の焦点レンズを同心円レンズからシリンドリカルレンズとすることで実現する。本構成によりVIPA板入力部の位置の違いで補償量を変化させることができるようになる。この構成はポイント1、3、4を実現している。

図5-3-3-9に補償量設定部の基本構成を示す。この光学系はコリメートレンズ、焦点レンズ、MEMSミラーからなり、MEMSミラーの角度で補償量に応じた波長分散付与部の入力位置が平行に移動する構成となっている。

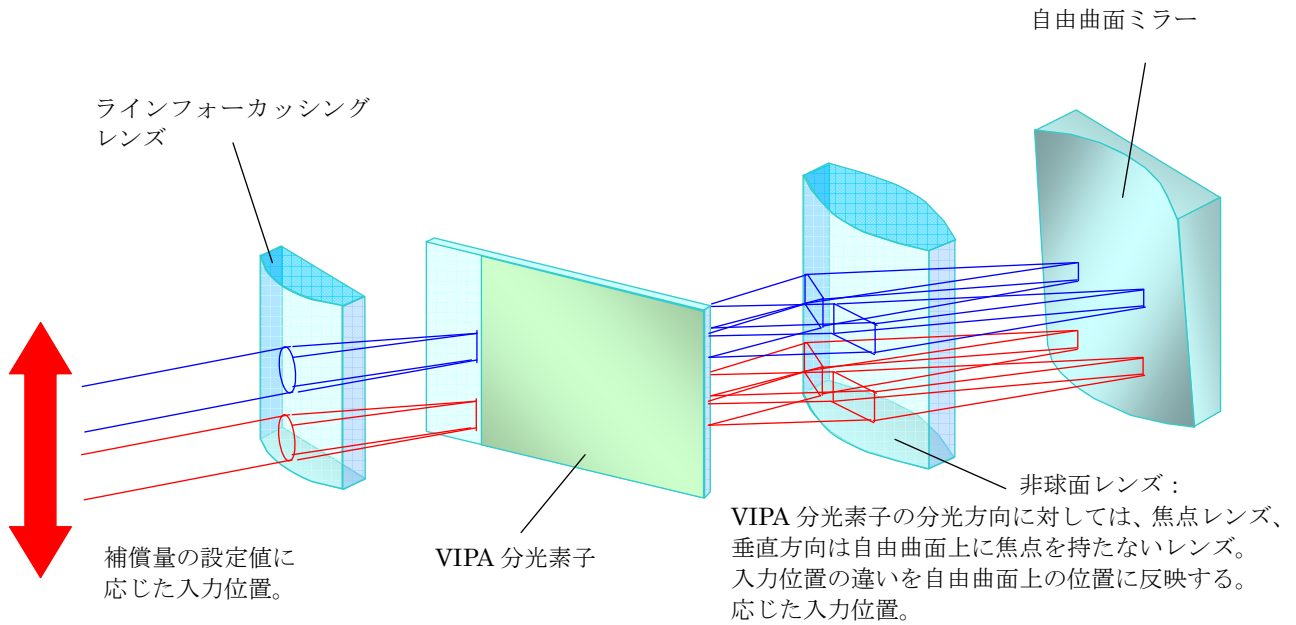


図 5-3-3-8 個別チャンネル用波長分散付与部の構成

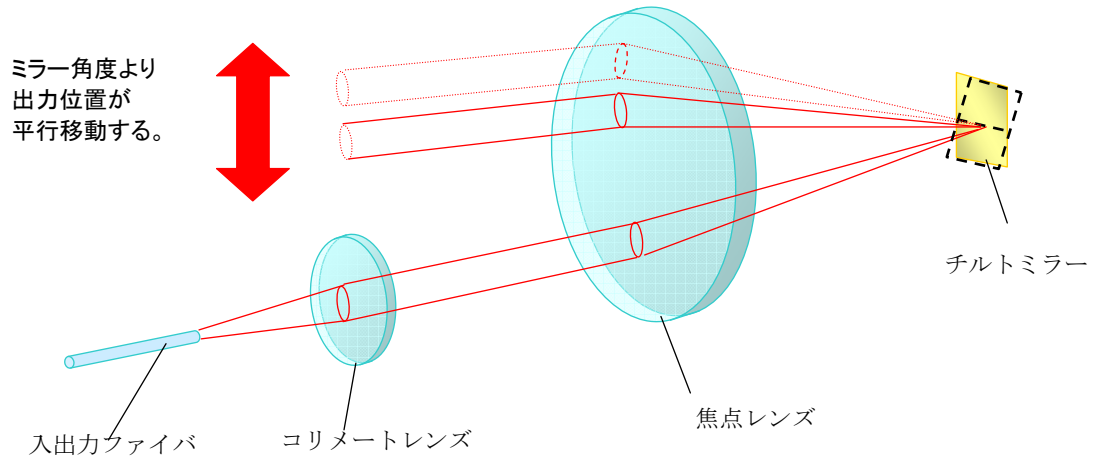


図 5-3-3-9 補償量設定部の基本構成

更に個別チャンネル化するために図 5-3-3-10 に示すように、コリメートレンズと焦点レンズとの間にチャンネル分離のための回折格子などの分散素子を配置する。この構成ではポイント 1、2 を実現する。この構成は更に波長分散付与部のインターフェイス部を複数のファイバとコリメートレンズで置き換えることにより波長選択スイッチと同様の光学系となり、波長選択スイッチとの部品の共有化による低コスト化を図ることができる。

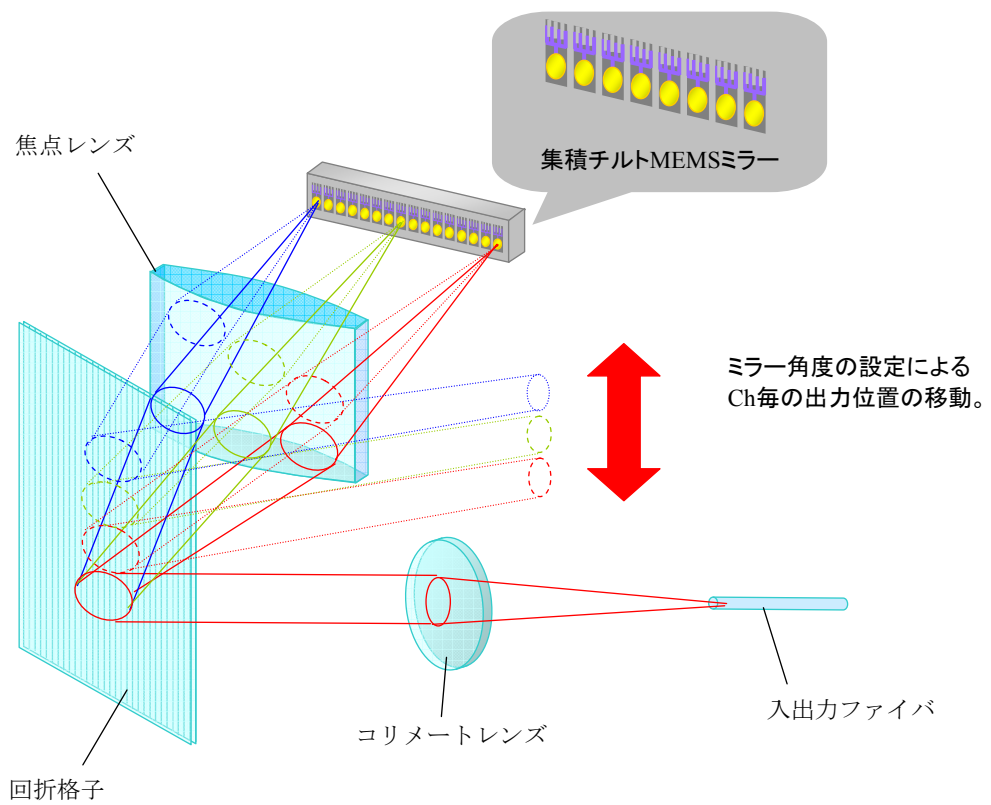


図 5-3-3-10 個別チャンネル用補償量設定部の構成

図 5-3-3-8 の波長分散付与部と図 5-3-3-10 の補償量設定部を組み合わせることにより、メトロコア網での分散補償への 3 要件を満たす個別チャンネル補償マイクロオプティクス型波長分散補償器を構成することができる。

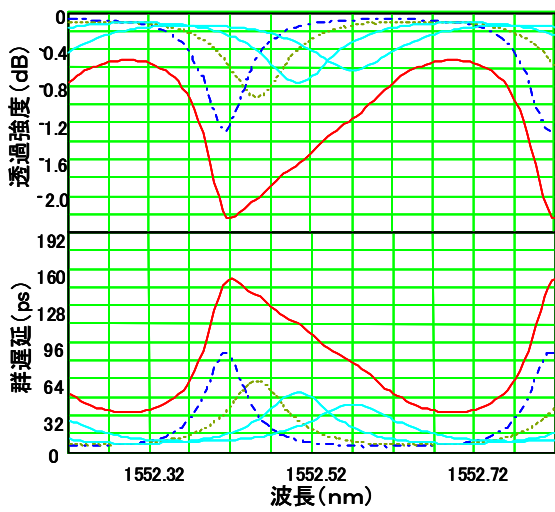
5-3-3-4 マイクロオプティクス型の予想特性

表 5-3-3-1 に VIPA をベースに推測したマイクロオプティクス型の予想特性を示す。導波路型にて問題となった特性の多くに対応可能なことが予測される。

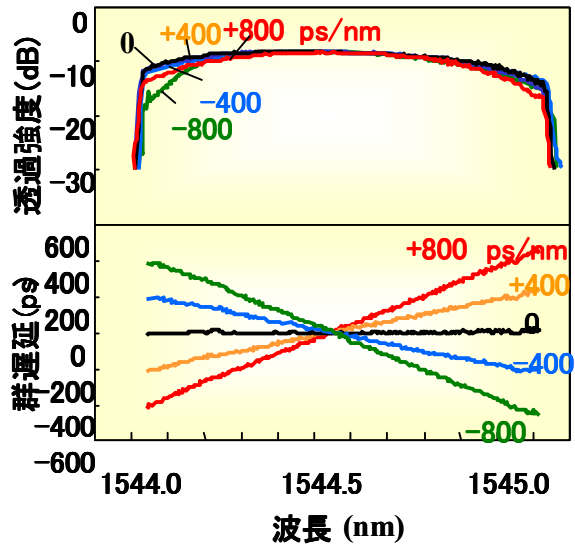
これは図 5-3-3-11 に示すように、導波路型では周回損失が原因で補償特性と透過強度特性との相関が強いことに対して、VIPA をベースとしたマイクロオプティクス型では、補償特性と透過強度特性との相関が少ないことによると考えられる。

表 5-3-3-1 マイクロ型可変分散補償器 予想特性

項目	上段 10 Gbit/s 用 下段 40 Gbit/s 用	導波路型 特性予想値	備考
波長間隔	50 GHz/ 100 GHz 200 GHz	対応可能	現 VIPA 可変分散補償器 より推定
波長数	80/40 ch 20 ch	対応可能	現 VIPA 可変分散補償器 より推定
波長帯	C または L-band	対応可能	
分散スロープ 可変範囲	-8 ~ +8 ps/nm ² 中心： 0 ps/nm ²	対応可能	個別チャネル型のため。
分散スロープ 可変ステップ	< 2 ps/nm ² < 0.12 ps/nm ²	H16 年度検討予定	
一次分散 可変範囲	-400 ~ +400 ps/nm	H16 年度検討予定	対応可能範囲と予想
透過帯域 (0.5 dB)	> ± 10 GHz > ± 40 GHz	対応可能	現 VIPA 可変分散補償器 より推定
挿入損失	< 10 dB	H16 年度検討予定	対応可能範囲と予想
群遅延 リップル	< +/-3.2 ps < +/-0.8 ps	< +/-3.2 ps 可 H16 年度検討予定	現 VIPA 可変分散補償器 より推定
応答速度	H16 年度検討予定	H16 年度検討予定	



導波路型リング共振器の補償特性



VIPA 可変分散補償器の補償特性

図 5-3-3-11 導波路型とマイクロオプティクス型の補償特性

5-3-4 まとめと今後

本年度は、メトロコア網の構成に着目し、異なる経路による波長分散量を経済的に補償する構造として以下の3つについて、具体的構成の考案とその特性予測を行った。

- ①個別チャネル補償導波路型
- ②分散スロープ補償導波路型
- ③個別チャネル補償マイクロオプティクス型

導波路型①②については、シミュレーションによりリング導波路の周回損失を0.1dB/周未満しても、暫定目標値を満足することが難しいことが判明した。しかも0.1dB/周未満の実現性に関しては曲率半径が小さくかつ、導波路の比屈折率差が少なくでき、より低い周回損失が得られる波長間隔を広げた原理試作においても、0.8dB/周程度発生することが判った。

従って今後、所望の波長間隔実現に必要な高 Δ プロセスを適用した場合には、さらに周回損失は増加する方向であり、所要特性の実現が困難であることが予測される。

個別チャネル補償マイクロオプティクス型③について、VIPA 可変分散補償器、波長選択スイッチの光学系を応用し、補償特性や長期信頼性において学会レベルにおいて発表されている構造に対して、有利となることが予想される構造を考案した。またその特性は、実現されているVIPA 可変分散補償器の特性から、暫定目標を満足する可能性が高いこと予想される。

以上の結果を踏まえ、来年度以降の開発はマイクロオプティクス型の開発を優先する。

5-4 偏波モード分散補償モジュールの開発（副課題エ）

5-4-1 偏波モード分散補償モジュールの開発方針

偏波モード分散補償モジュールは、伝送中に生じた偏波モード分散（Polarization Mode Dispersion:PMD）を補償するもので、図 5-4-1-1 に示すように、偏波制御器、可変 DGD(Differential Group Delay)光回路、偏波モニタの3つの要素デバイスによる構成が提案されている[4-1]。偏波制御器で可変 DGD 光回路への入力偏波を調整して、可変 DGD 光回路で伝送中に生じた PMD 量を補償する。可変 DGD 光回路からの出力の一部を取り出して、偏波モニタで偏波状態を評価して、制御系にフィードバックして、偏波制御器、及び、可変 DGD 光回路を調整する。

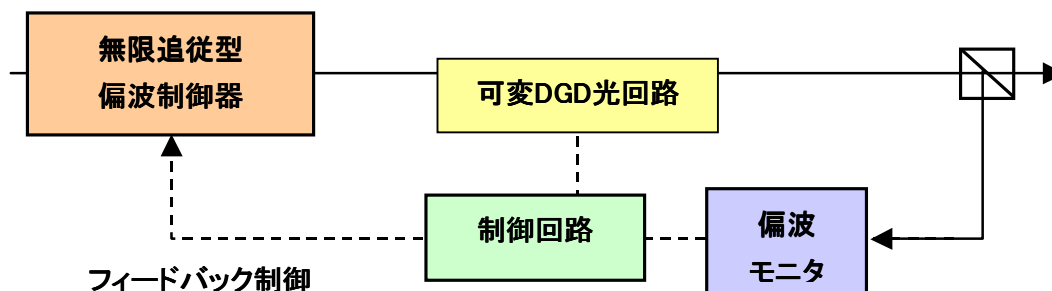


図 5-4-1-1 偏波モード分散補償モジュールの構成

表 5-4-1-1 に、副課題アのサブシステムで検討された PMD 補償モジュールの目標特性の検討結果を再掲する。この中で、開発にあたって課題となる項目は、波長数、DGD 補償範囲、挿入損失、応答速度である。挿入損失に関しては、複数の要素デバイスを組み合わせるため、個々のデバイスの低損失化、及び、各デバイスの集積化における低損失化を行う必要がある。応答速度については、 $10 \mu\text{s}$ （暫定値）と速い応答が要求されるため、応答速度の速い電気光学効果を用いたデバイスを中心に検討を行う必要がある。波長数に関しては、波長間での PMD には相関がなく、波長単位で個別に補償する必要がある。そのため、使用する波長数分、PMD 補償モジュールが必要となり、ノードが非常に大きくなる。そこで、小型にするために、PMD 補償モジュールの各要素デバイスの小型化、アレイ化、もしくは、集積化する必要がある。したがって、各要素デバイスの開発方針として、小型化を含めて開発していく必要がある。

そこで、各デバイスについて、上記の指針に沿って各種方式について検討するとともに、チップ試作、評価を行うこととした。

表 5-4-1-1 偏波モード分散補償モジュールの目標特性

項目	仕様値	備考
	40 Gbit/s 用	
波長帯	Cバンド(1531.90 - 1563.05 nm) もしくは L-band (1573.71 - 1606.60 nm)	
波長間隔	200 GHz	
波長数	20 ch	
DGD 補償範囲	0 ~ 28 ps	
挿入損失	< 10 dB	
応答速度	10 μ s (暫定値)	H16 年度に検証実験を実施予定

5-4-2 偏波制御器の開発

5-4-2-1 課題

偏波制御器は、その後段に用いられる可変 DGD 光回路への入力偏波を調整する必要があるため、無限追従が必要となる。また、高速応答が必要となるが、その詳細な仕様については、5-1-3-4 節で述べているように来年度の検討事項であるが、少なくとも μs オーダの高速応答が可能なデバイスを検討しておく必要がある。

5-4-2-2 デバイスの基本設計

偏波制御器の基本構成は、図 5-4-2-1 に示すように、4 分の 1 波長板、及び、2 分の 1 波長板からなり、これらを個別に回転させることにより偏波を自在に制御することが可能である。任意の偏波状態から任意の偏波状態に無限に追従動作を行うためには、もう 2 枚追加して 4 枚構成にして冗長性を持たせることにより可能となる。しかし、PMD 補償モジュールに用いられる偏波制御器は、後段に接続する可変 DGD 光回路に入射する偏波を制御するためのもので、任意の偏波状態から特定の偏波状態に無限に追従動作できればよいため、波長板 3 枚構成でよい。

一般的な構成として、バルクの波長板を回転させる方式や、光ファイバにひずみを与えて、偏波を制御する方式がある。しかし、これらは高速動作や小型化には適していない。高速動作、小型化を考えた場合、電気光学効果等を用いた導波路型デバイスが有望であると考えられる。

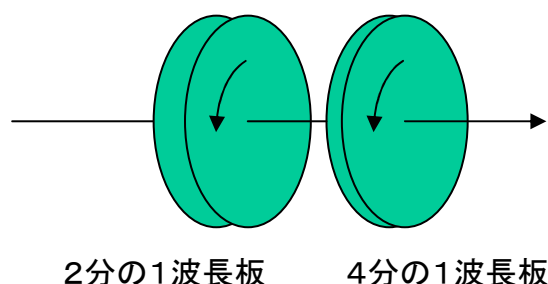


図5-4-2-1 偏波制御器の基本構成

そこで、電気光学効果を用いた導波路型デバイスとして、光変調器として既の実績のある LiNbO_3 結晶を用いた構成について検討した。まず、原理は既に報告されている図 5-4-2-2(a) に示す X-cut Z 伝搬の構成が考えられる [4-2]。4 分の 1 波長板、2 分の 1 波長板、4 分の 1 波長板が縦続した構成となっている。動作原理は以下である。図 5-4-2-2(b) に示す断面構造で、両端の電極に電圧を印加して、電界を X 方向、及び、Y 方向に発生させることにより、偏波面の軸回転が生じる。印加電圧の大きさ、X, Y 方向の比率によって、位相差、及び、回転角度が決まる。X 方向の電界を E_x 、Y 方向の電界を E_y とすると、結晶軸の回転角 θ は、

$$\theta = (1/2) \cdot \text{Tan}^{-1}(E_x/E_y) \quad (5-4-2-1)$$

となる。また、波長板の厚さは、 $\sqrt{(E_x^2 + E_y^2)}$ に比例する。2分の1波長板の場合、X方向に電界を印加するために必要な電圧の最大値を V_0 、Y方向に電界を印加するために必要な電圧の最大値を $V_{\pi/2}$ とすると、図 5-4-2-2(b) に示す各ポートに印加する電圧は、

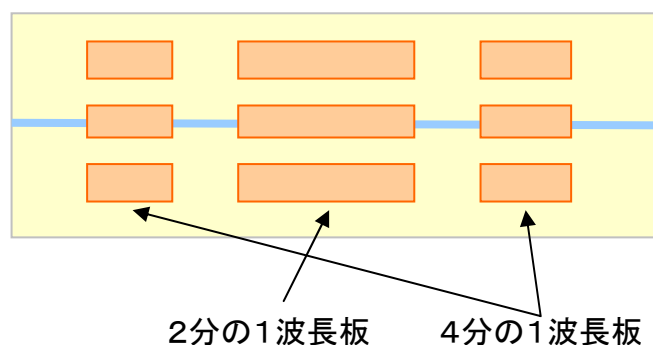
$$\begin{aligned} V_1 &= V_0 \cos(2\theta) + V_{\pi/2} \sin(2\theta) + V_b \\ V_2 &= 0 \\ V_3 &= V_0 \cos(2\theta) - V_{\pi/2} \sin(2\theta) - V_b \end{aligned} \tag{5-4-2-2}$$

となる。ここで、 V_b はバイアス電圧である。本来は、Z伝搬であるため、複屈折が生じない筈であるが、導波路の形成等により複屈折が生じる。その複屈折を除去するための電圧である。

この構造は、直線導波路だけであるため、挿入損失を小さくすることができる。しかし、後述する LiNbO_3 を用いた可変 DGD 光回路と伝搬方向(Y伝搬)が異なるため、可変 DGD 光回路との集積化は困難である。

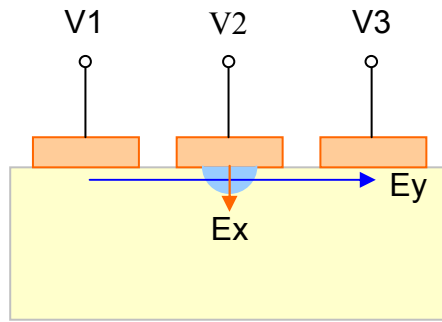
そこで、可変 DGD 光回路との集積化が可能となる X-cut Y伝搬の構成について検討を行い、図 5-4-2-3 に示す構成を考えた。2箇所位相シフト部とその間にはさまれた波長板が一つの構成となる。しかし、波長板を3枚挿入する構成のため、波長板挿入部での過剰損失が 1 dB 以上生じる。そのため、仕様の一つである挿入損失に関して、現状では、クリアできないと考えられる。

そこで今回は、X-cut Z伝搬の偏波制御器を試作・評価することとした。



(a)上面図

図5-4-2-2 X-cut Z伝播LiNbO3偏波制御器の構成



(b)断面図

図5-4-2-2 X-cut Z伝播LiNbO3偏波制御器の構成

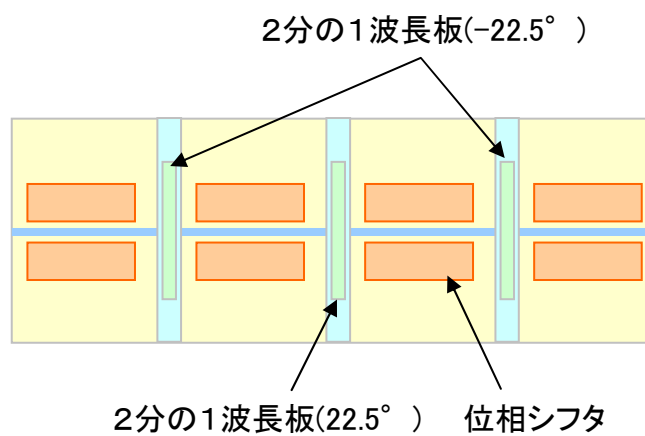


図5-4-2-3 X-cut Y伝播LiNbO3偏波制御器の構成

5-4-2-3 試作評価

試作した X-cut Z 伝搬の偏波制御器チップの評価を行った。電極長は、2分の1波長板の箇所を4分の1波長板の箇所の2倍として、駆動電圧の最大値が同じになるようにした。その結果、挿入損失は2.4 dBで、 V_o は20 V、 $V_{\pi/2}$ は15 V、バイアス電圧 V_b は30 Vであった。図5-4-2-4に横方向電界 E_y (V_{π})を0として、縦方向電界 E_x を可変した場合の入射偏波一定状態に対する出力偏波の変化状況をプロットしたものを示す。円弧を描いており、偏波制御がうまくできていることがわかる。

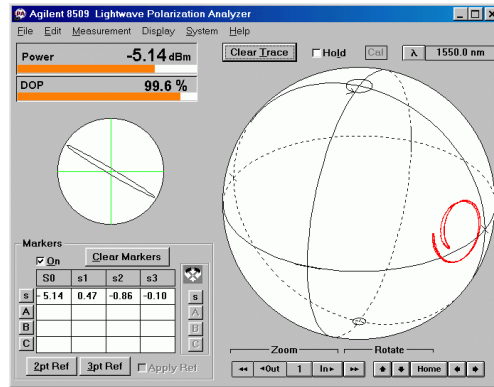
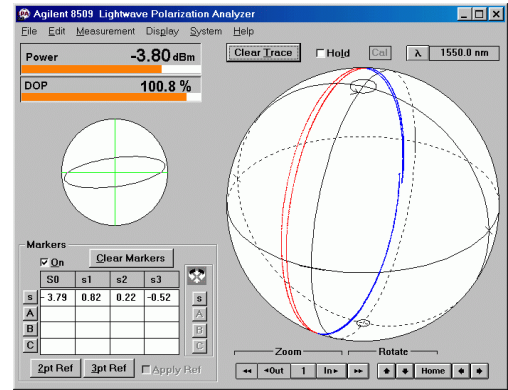
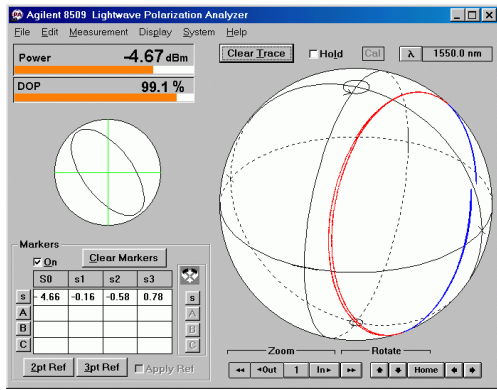


図5-4-2-4 試作X-cut Z伝播LiNbO3偏波制御器の特性

5-4-3 可変 DGD 光回路の開発

5-4-3-1 課題

可変 DGD 光回路は、伝送中に生じた DGD 量を補償するデバイスであり、補償すべき DGD 量としては、5-1-3-3 節での検討結果により最大 28 ps である。高速応答については仕様の決定は平成 16 年度であるが、 μs オーダの応答が必要と考えられる。また、5-4-1 節で述べたようにノードの小型化のために、デバイスの小型化、アレイ化、他のデバイスとの集積化が可能な構成を検討する必要がある。

5-4-3-2 デバイスの基本設計

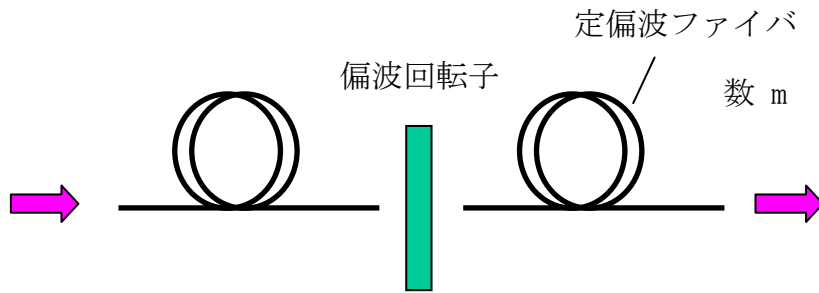
可変 DGD 光回路の基本構成は、図 5-4-3-1 に示すように、複屈折材料の間に、TE/TM モード変換器を挿入した構成である。複屈折材料の軸に対して 45 度直線偏波入射で、モード変換させない場合に、前後の複屈折材料で垂直直線偏波と水平直線偏波との間に生じる遅延量 τ の倍となるため、DGD 量が最大となり、偏波を 90 度回転させた場合に、前後の複屈折材料での遅延量の差となるため、DGD 量が最小となる。したがって、前後の複屈折材料の遅延量を補償すべき DGD 量の半分以上となるように設計すればよい。



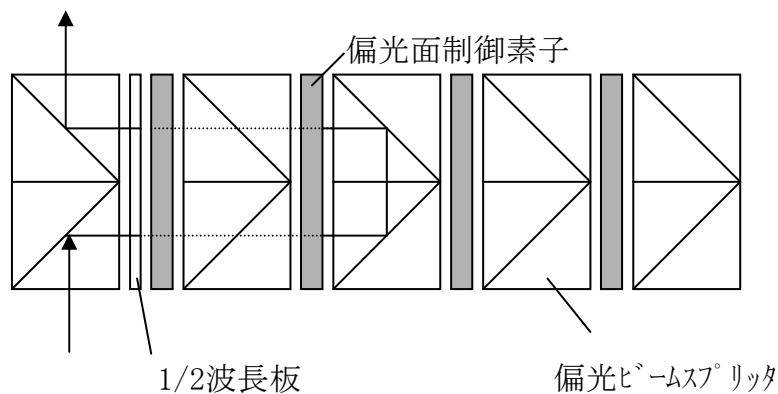
図5-4-3-1 可変DGD光回路の構成

従来の可変 DGD 光回路の構成を図 5-4-3-2 に示す。(a)は、定偏波ファイバを複屈折材料として用いて、モード変換器として、偏波回転子を用いている[4-3]。DGD 量を 28 ps 補償する場合、ファイバは数メートルとなり、装置構成が大きくなる。また、(b)は、各段の偏波面制御素子を調整することにより、偏光ビームスプリッタで透過、反射を切換えることができ、光路長を可変することができる[4-4]。この場合、光路長はデジタル的に変化するため、微調をすることができない。また、両者とも高速応答ができない。

そこで、所要の DGD 量を可変することができ、かつ、高速応答、小型化が可能な可変 DGD 光回路の構成の検討を行った。



(a) 定偏波ファイバ+PLZT



(b) 光路長可変型

図5-4-3-2 従来の可変DGD光回路の構成

高速応答が可能な可変DGD光回路として、既に報告している図 5-4-3-3 に示す電気光学効果(EO 効果)を用いた LiNbO_3 導波路型デバイスがある[4-5]。X-cut Y 伝搬を用いて複屈折材料部を形成し、TE/TM モード変換部は、位相シフタの両側に $1/4$ 波長板を 45 度の角度で挿入した構造である。導波路型であるため、アレイ化、集積化は容易である。しかし、この構造は波長板を 2 枚挿入する構造であるため、前節の偏波制御器の箇所でも述べているように、波長板挿入溝による過剰損失が課題となる。

そこで、他の構成についても検討し、図 5-4-3-4 に示す磁気光学効果(MO 効果)を用いたデバイスを考案した。TE/TM モード変換部に、MO 素子であるファラデー回転子を用い、複屈折材料には、バルクのものを用いる構成である。この構成では、各単体の挿入損失は、 0.5 dB 以下であるため、低損失化が可能である。しかし、バルク構成のため、アレイ化、集積化が困難となる。

上記の二つの構成について、挿入損失とアレイ化・集積化の点で一長一短があるため、試作・評価を行い、比較検討することとした。

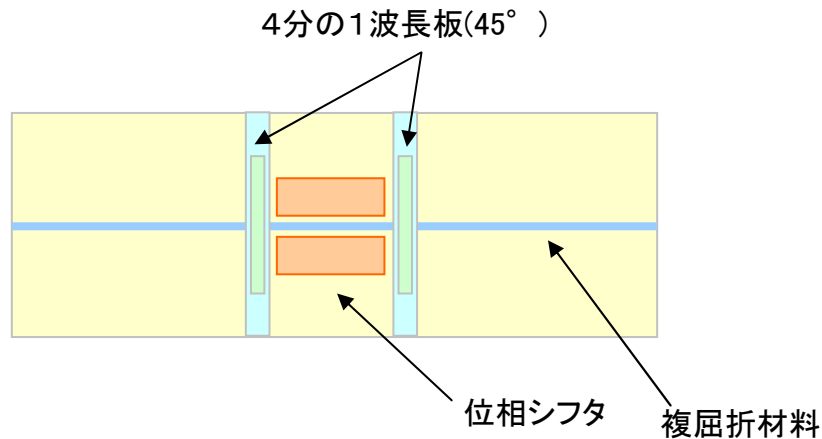


図5-4-3-3 EO型可変DGD光回路の構成

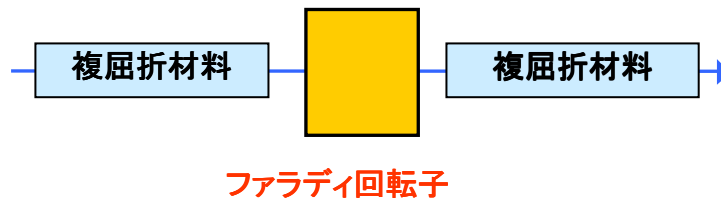


図5-4-3-4 MO型可変DGD光回路の構成

5-4-3-3 試作評価

まず、EO効果を用いた可変DGD光回路について試作・検討した。図5-4-3-5の破線で示すように、DGD量が3~20 psの可変を示し、TE/TMモード変換部のDGD量により、最小DGD量が0 psにできない。その対策として波長板の厚みを変えることで補償できることを見出しており、モード変換部の長さを10 mm、複屈折材料部の長さを40 mmとした場合、3.7分の1波長板を用いることにより、図5-4-3-5の実線で示すように0 psから可変できることがわかっている。

この設計に基づいて可変DGD光回路の試作を行った。挿入損失は波長板の挿入溝による過剰損失が1箇所1.5 dB発生して、5.5 dBであった。また、モード変換部の印加電圧に対するDGD量の評価を行ったところ、図5-4-3-6に示すように0~23 psの可変を確認した。DGD量の最小値から最大値まで得られる駆動電圧の差は約50 Vであった。また、波長依存性について評価を行い、図5-4-3-7に示す結果が得られた。図5-4-3-8に示すシミュレーション結果とよく一致していることがわかる。

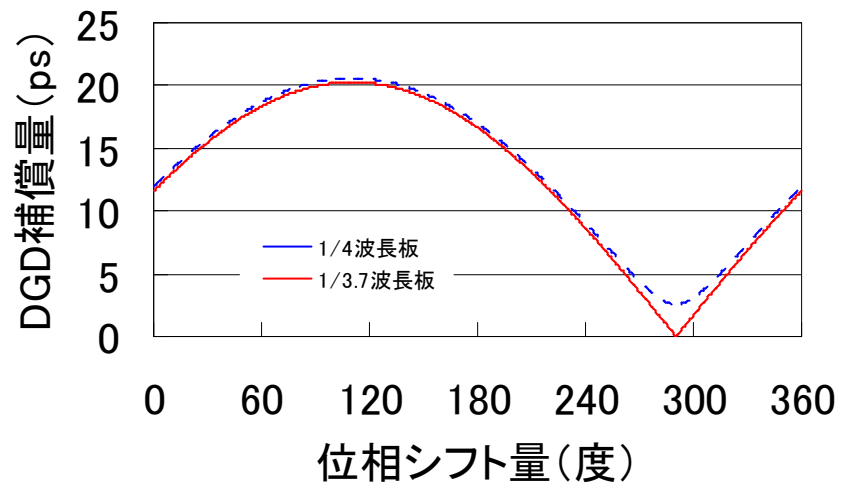


図5-4-3-5 E0型可変DGD光回路の特性 (計算値)

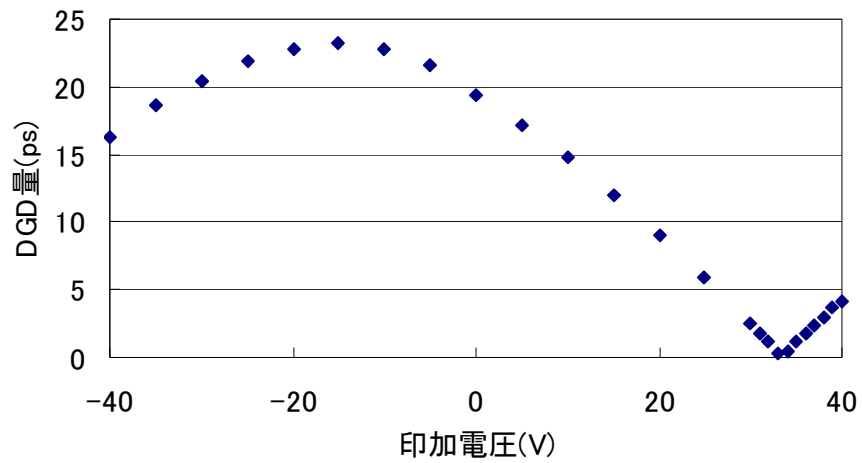


図5-4-3-6 E0型可変DGD光回路の特性 (測定)

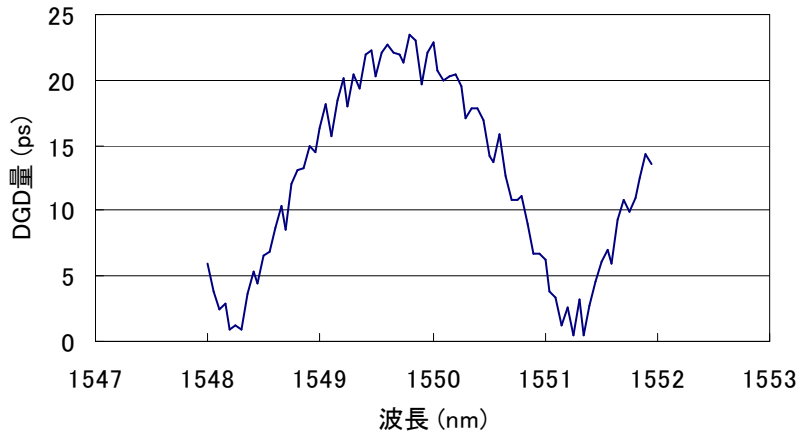


図5-4-3-7 E0型可変DGD光回路の波長依存性（測定値）

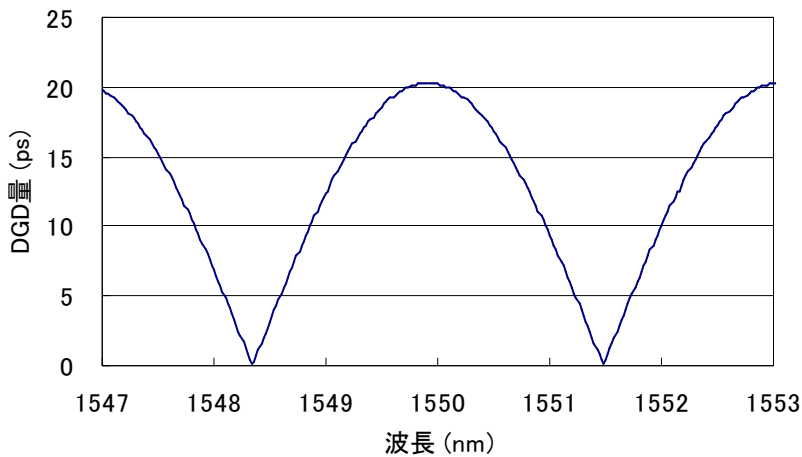


図5-4-3-8 E0型可変DGD光回路の波長依存性（シミュレーション）

次にMO効果を用いた構成の試作・評価を行った。MO素子として、電流駆動のファラディ回転子を用いた。また、複屈折材料としては、複屈折の大きい結晶であるルチルを用いた。その大きさは $1 \times 1 \times 20 \text{ mm}^3$ で結晶軸が45度方向のものである。この長さでTMとTE偏波の間で、約10 psの群遅延が生じるため、DGDの可変量としては、約20 psまで可変できると考えられる。

まず、ファラディ回転子の電流に対する偏波回転角度の評価を行った。その結果を図5-4-3-9に示す。電流値が約7 mAから13 mAの範囲で偏波回転角が180度から90度まで90度変化することがわかり、低駆動化が可能であることがわかった。

次に、各部材を図5-4-3-10に示すように1枚の板の上に配置した状態で評価を行った。挿入損失は0.5 dBであった。可変DGD量の評価を行ったところ、図5-4-3-11に示すように、0~20 psまで可変することができた。また、波長依存性について評価したところ、図5-4-3-12に示すように波長依存性もほとんどない結果が得られた。

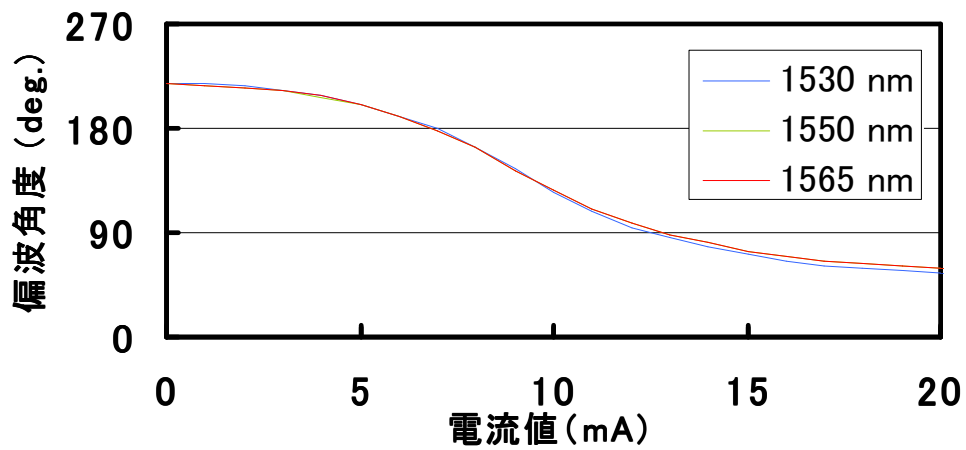


図 5-4-3-9 ファラディ回転子の特性

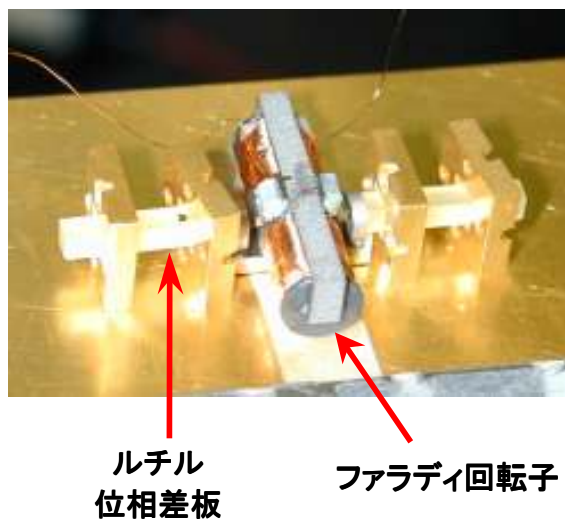


図5-4-3-10 MO型可変DGD光回路の素子配置構成

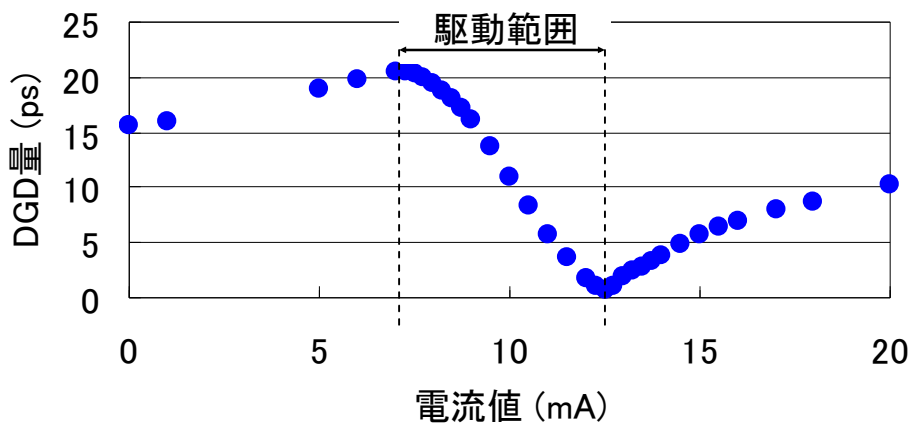


図 5-4-3-11 MO型可変DGD光回路の特性

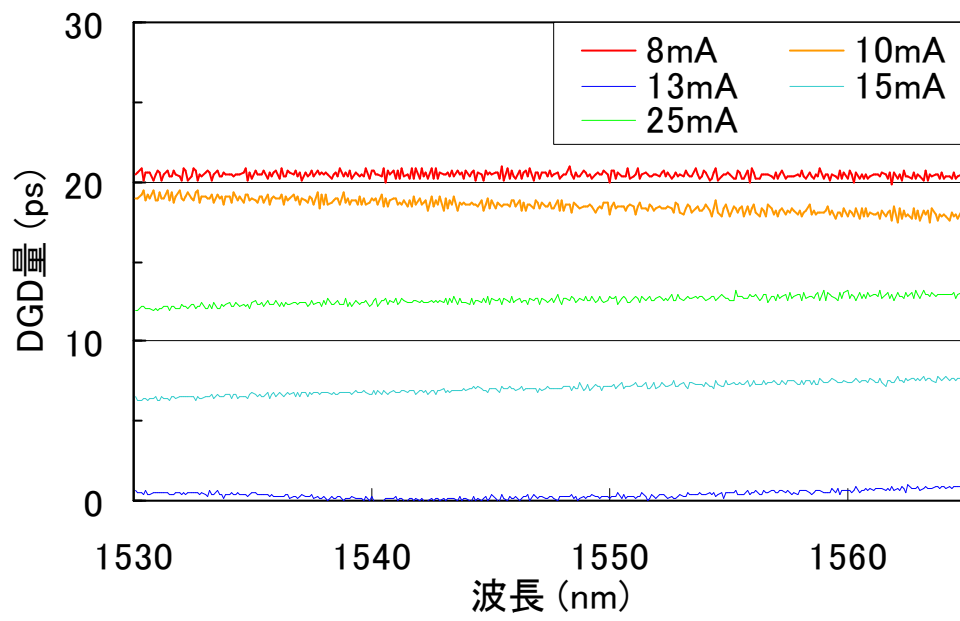


図 5-4-3-12 MO型可変DGD光回路の波長依存性

5-4-4 偏波モニタの開発

5-4-4-1 課題

偏波モニタの基本構成を図 5-4-4-1 に示す[4-6]。PD#0 から PD#4 までの受光強度を測定することにより、偏波状態を表すストークスパラメータを求めることができる。

課題としては、他のデバイスと同様に、小型化、集積化、アレイ化、及び、応答速度が挙げられる。他に、偏波状態の検出については、偏光度(Degree of Polarization : DOP)の精度として1%以下が要求される。

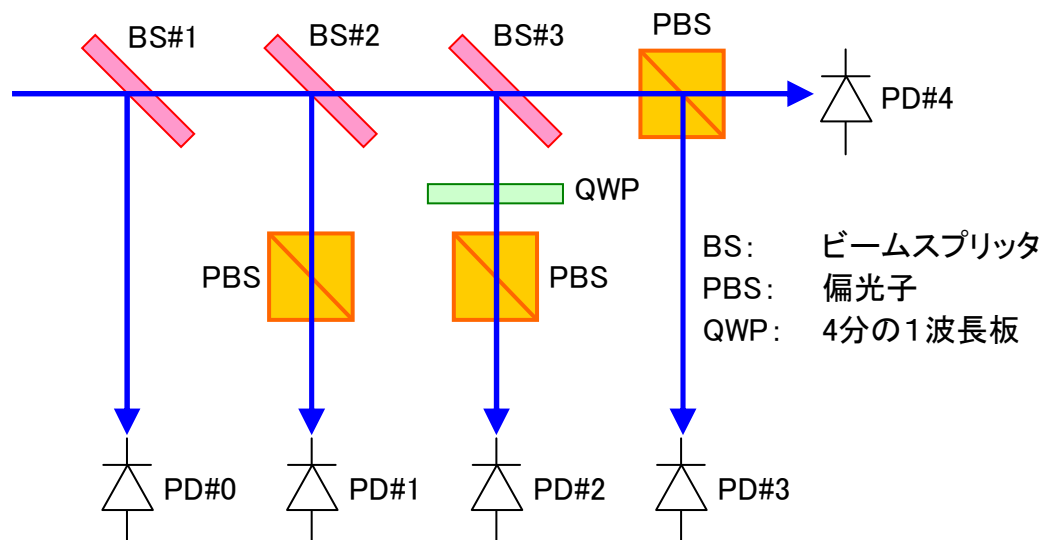


図 5-4-4-1 偏波モニタの基本構成

偏波モニタの構成としては、この基本構成をもとにしたバルクでの小型化が考えられる。今年度は、バルクでの小型化について検討を行った。

5-4-4-2 デバイスの基本設計

小型偏波モニタを試作するに際して、低コスト化を考慮して各部品は一般品を使用することとし、偏波状態の検出精度の低下を独自に開発した補正演算を用いることで補うこととした。補正演算を行うことで、各部品の取り付け角度の微調整を省略することによるコスト削減が可能となる。

小型偏波モニタの構成を図 5-4-4-2 に示す。光路に沿って3つのビームスプリッタを配置している。分岐後の4つの光信号強度が等しくなるように、3つのビームスプリッタの分岐比は、光の入力側から1:3、1:2、1:1とした。最初のビームスプリッタで分岐された信号は、直接PDに入力される。2番目、3番目に分岐された光信号は、それぞれ予め設定した角度に対して軸が 0° と 45° に配置された偏光子を通過後PDに入力される。4番目の光信号は軸の角度が 0° に配置された偏光子と軸の角度が 45° に配置された1/4波長板を通過後PDに入力される。また、全体をペルチェ上に配置することで温度制御可能とした。

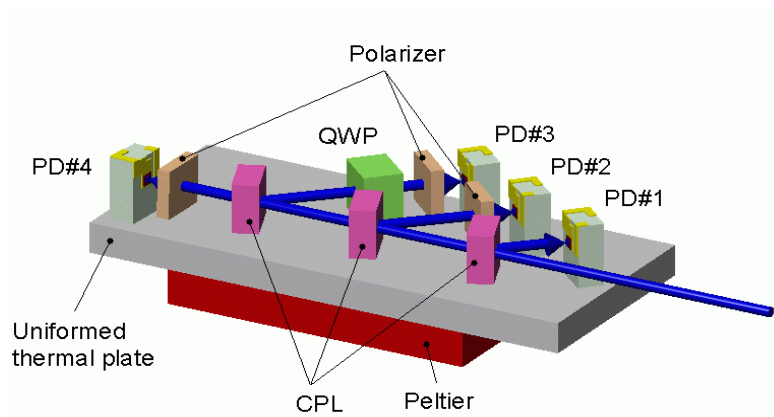


図 5-4-4-2 偏波モニタの構造

偏光度 (Degree of Polarization: DOP) を高精度に検出するためには、偏光子及び 1/4 波長板を設定した軸に対して正確に配置する必要がある。また、部品の取り付け角度だけではなく、個々に微妙に異なるビームスプリッタの分岐比や PD の応答速度の補正を行う必要がある [4-7, 8, 9]。このような補正を偏波モニタ毎に行った場合、コストが増大する。また、人手による補正では DOP の検出精度に限界がある。そこで、我々は独自の補正方式を開発することで、コストを掛けずに検出精度を上げることに成功した。初めに DOP が 100% の光を偏波モニタに入射する。この際、偏波制御器を用いて、偏光がポアンカレ球を全て覆うように光を入射させる。偏光状態を変化させながら、4 つの PD によりそれぞれの偏光成分の光強度を検出し記録する。PD で得られた光強度分布から 4 つの PD それぞれの位置を求めることができる [4-10]。

例えば、PD#2 と PD#3 の光強度分布を図 5-4-4-3(a) に示す。分布は図に示すように楕円になり、楕円の対角線 (長軸、短軸) の端を結んだ直線と対角線 (長軸) の角度 α が得られる。角度 α の 2 倍がポアンカレ球上における PD 間の角度と等しい。また、PD#2 と PD#3 のポアンカレ球上の位置は、それぞれの PD で検出される光強度が最大の際の偏光状態 (方位角 θ 、楕円率 ε) の 2 倍であり、それぞれの PD の位置は $2\theta_2, 2\varepsilon_2$ and $2\theta_3, 2\varepsilon_3$ と表すことができる。このように、PD 間の角度と位置を計算することで、図 5-4-4-3(b) に示されるようにできる。同様に、他の PD の組み合わせによる光強度分布図により全ての PD の位置が求められる。

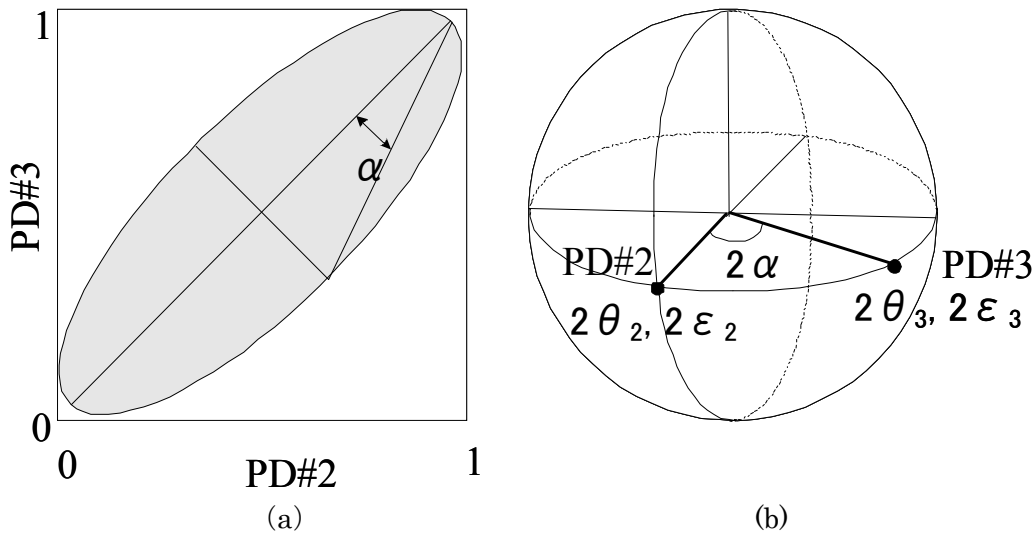


図 5-4-4-3 強度分布図と PD の相対位置

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tau_{a1} & \tau_{d1} \cos 2\theta_1 \cos 2\epsilon_1 & \tau_{d1} \sin 2\theta_1 \cos 2\epsilon_1 & \tau_{d1} \sin 2\epsilon_1 \\ \tau_{a2} & \tau_{d2} \cos 2\theta_2 \cos 2\epsilon_2 & \tau_{d2} \sin 2\theta_2 \cos 2\epsilon_2 & \tau_{d2} \sin 2\epsilon_2 \\ \tau_{a3} & \tau_{d3} \cos 2\theta_3 \cos 2\epsilon_3 & \tau_{d3} \sin 2\theta_3 \cos 2\epsilon_3 & \tau_{d3} \sin 2\epsilon_3 \\ \tau_{a4} & \tau_{d4} \cos 2\theta_4 \cos 2\epsilon_4 & \tau_{d4} \sin 2\theta_4 \cos 2\epsilon_4 & \tau_{d4} \sin 2\epsilon_4 \end{pmatrix} \cdot \vec{S} \quad (5-4-4-1)$$

θ_n, ϵ_n は、PD で検出した光強度が最大値における偏光状態を表している。また τ_{an}, τ_{dn} は有限の消光比を表している。この補正演算を行うことで DOP 検出精度を上げることが可能となる。

PMD 補償モジュールの自動制御用のモニタとして偏波モニタを使用する場合、DOP の検出精度及び、応答速度が重要になる。PMD 補償モジュールでは、伝送路中の経時的な PMD の変動に対して、高精度に検出するために DOP の誤差精度を 1% 以下に抑える必要がある。

また、ファイバの振動などの高速の偏波変動に対して、PMD 補償モジュールが追従するためには 10 μ s 程度の応答速度が求められる。

5-4-4-3 試作評価

上述の構成に基づいて試作した小型偏波モニタモジュールの外観を図 5-4-4-4 に示す。大きさは 25.2×20×8mm³ である。従来の市販品のモジュールに比べて、1/10 以下の大きさである。

次に、DOP 精度の評価を行った。ここでの DOP 精度とは、入力信号の DOP と、偏波モニタにおける検出値の差である。評価は、C、Lバンドの波長帯域の ITU-T グリッドの波長で行った。各波長において、DOP が 100% の偏光状態を変化させながら光を入射させる。入射光はポアンカレ球上を覆うように、10000 の偏光状態で測定を行った。また、入力パワーは -12 dBm とした。図 5-4-4-5 に入力波長が 1550.116 nm のとき偏波モニタで得られた DOP のヒストグラムを示す。全ての偏光状態において、DOP 誤差が 1% 以内を達成している。また、図 5-4-4-6 に

示すようにC、Lバンドの全波長帯域での標準偏差は0.35 %以内を達成した。

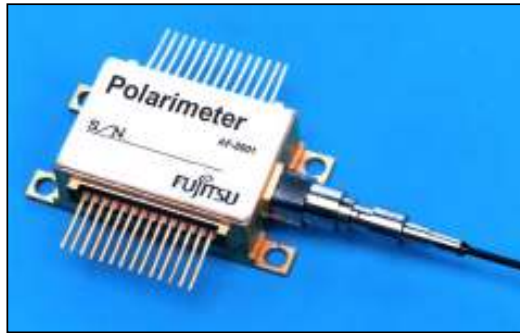


図 5-4-4-4 試作した小型偏波モニタの外観図

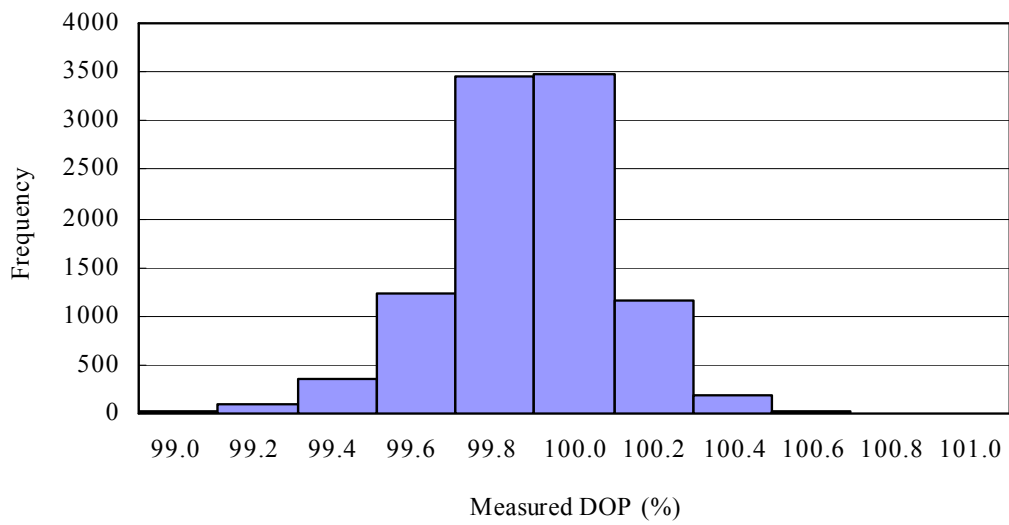


図 5-4-4-5 DOP 測定 of ヒストグラム

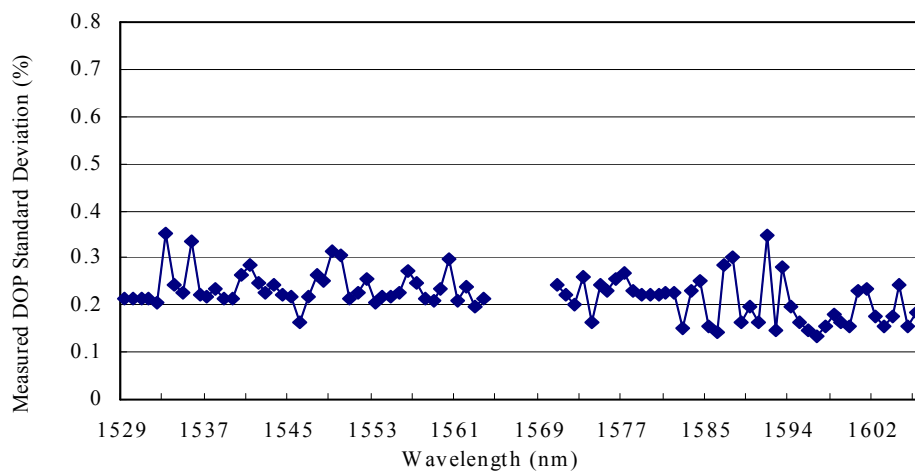


図 5-4-4-6 DOP 精度の標準偏差

次に応答速度の評価として、偏波変動と DOP 精度の関係を測定した。LiNbO₃ 型偏波制御器を用いて入力偏光がポアンカレ球上を 1 周するように制御した。偏波モニタから出力される DOP の値は、ある一定時間の平均である。図 5-4-4-7 に今回開発した偏波モニタと一般的な偏波モニタの周波数と DOP の検出値を示す。入力光の偏光度は 100 % である。従来の一般的な偏波モニタの応答時間が ms オーダであるのに対して、試作した小型偏波モニタの応答時間は 10 μ s 以下である。

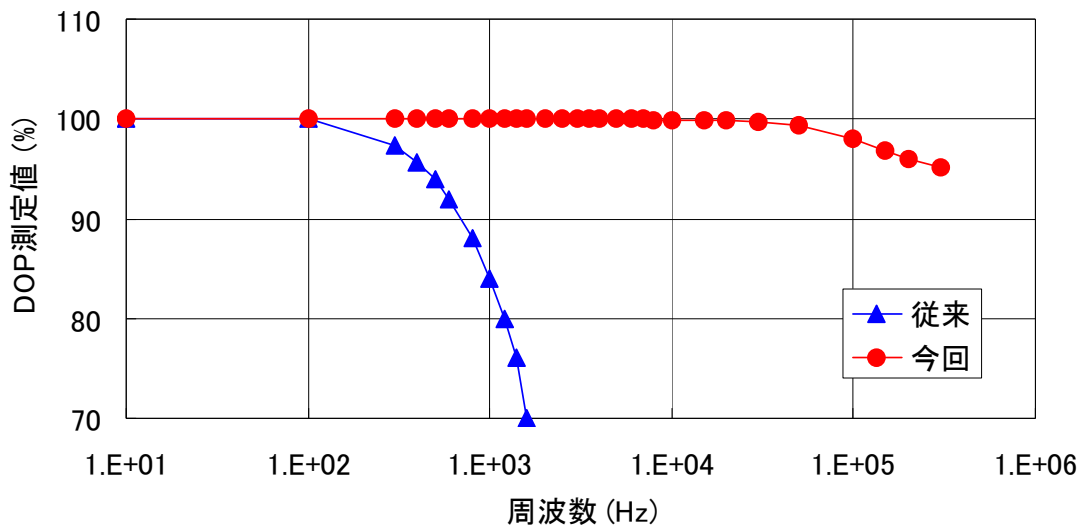


図 5-4-4-7 偏波モニタの応答速度

5-4-5 今後の課題

5-4-5-1 偏波制御器

今回の X-cut Z 伝搬 LiNbO₃ 偏波制御器の試作で、動作確認を行うことができたが、駆動電圧が 20~30V と大きいため、今後、駆動電圧を低減する必要があると考えられる。また、導波路形成で生じた複屈折の低減する方法を検討し、バイアス電圧も低減する必要がある。

一方、X-cut Y 伝搬 LiNbO₃ 偏波制御器に関しては、波長板挿入の過剰損失の低減の可能性を見極めた上で、試作・評価を行う予定である。

また、信頼性の観点から、LiNbO₃ 基板を用いているため、変調器と同様、DC ドリフト対策を行う必要がある。しかし、電源数が多いため、制御方法についても検討を行う必要がある。

5-4-5-2 可変 DGD 光回路

今回の試作評価では、サブシステムでの検討結果である最大 DGD 補償量 28 ps には到達していないが、原理確認することができた。最大 DGD 補償量については、複屈折材料部を長くすることにより仕様を満足することは可能である。

E O 効果を用いた構成では、駆動電圧が約 50 V と大きかったが、今後、電極の最適化を行うことにより 30 V 以下にできると考えられる。

また、MO 効果を用いた構成については、今後、モジュール試作を行い、モジュールでの特性確認を行う。

E O 効果を用いた構成は、過剰損失の低減が課題であり、MO 効果を用いた構成では、アレイ化、集積化が課題である。詳細な特性比較を行い、どちらか一方への絞込みを行う。

5-4-5-3 偏波モニタ

今回試作したバルク型偏波モニタは、従来の市販品に比べて、10 分の 1 以上の小型化を達成することができた。但し、他のデバイスとの集積化やアレイ化については困難であるため、今後、導波路型偏波モニタについて検討を行い、今回のバルクタイプと比較検討する。

5-5 総括

都市間を接続するメトロ網のノードのスループットと伝送帯域の不足によるネットワーク上のボトルネックに対し、波長単位での経路設定機能と、切り替えに応じて変化する波形劣化の補償機能を集積化した光スイッチングノード(光ハブ)の開発を進めた。トラフィックダイヤモンドや回線情報を考慮した所要の方路数の調査結果から、光ハブの開発目標を4方路以上と変更した。光ハブに対するシステム上の要件の検討結果から、波長選択スイッチモジュール、波長分散補償モジュール、偏波モード分散補償モジュールとの要素デバイスへ目標特性をブレイクダウンし、各モジュールの要素技術の検討を行った。

波長選択スイッチは4方路のハブの実現と拡張性の点も考慮して $1 \times N$ (N は4以上)を基本単位として開発を進めた。モジュール構成と、要素部品(分光素子、MEMS可動ミラー)の検討を進めた。16年度は各要素を組み合わせた $1 \times N$ 波長選択スイッチモジュールを試作し、評価と課題抽出、各要素技術(分光素子、MEMS可動ミラー、実装技術、制御技術)へのフィードバックをおこなう。

波長分散補償モジュールは、メトロコア網の構成に着目し、異なる経路による波長分散量を経済的に補償する構造として①個別チャンネル補償導波路型、②分散スロープ補償導波路型、③個別チャンネル補償マイクロオプティクス型の3つについて、具体的構成の考案とその特性予測を行った。その結果を踏まえ、16年度はマイクロオプティクス型の検討を優先する事とした。

偏波モード分散補償モジュールは、偏波制御器、可変DGD光回路、偏波モニタの各要素技術について、試作による検証を中心に検討を進め、原理確認をおこなった。16年度は特性の向上とアレイ化について検討を進めていく。

以上、15年度は光ハブの構成検討と、各モジュールの要素技術についての検討を中心に進めた。16年度はその結果を受け、目標特性の精度向上と各要素デバイスのモジュール化と課題抽出を進めていく。

参考文献

- [1-1] 渡辺 篤、岡本 聡、「オプティカルパスによる IP バックボーンネットワーク構成」、1999 年電子情報通信学会総合大会 B-10-118.
- [1-2] <http://www.jgn.nict.go.jp/03-about/3-2.html>
- [1-3] http://www.japan-telecom.co.jp/aboutus/network/c_nt_j_fs.html
- [1-4] Norihiko Shinomiya, Takeshi Hoshida, Yuichi Akiyama, Hisao Nakashima, Takafumi Terahara, Masatake Miyabe, and Noriyuki Nakayama, “Translucent Photonic Network Dimensioning for Equipment Cost Minimization”, OFC 2004, FH6.
- [1-5] Gerardo Castanon, Olga Vassilieva, Seemant Choudhary, and Takeshi Hoshida, “Requirement of filter characteristics for 40 Gbit/s-based DWDM systems”, ECOC2001, Mo.F.3.5.
- [1-6] Hiroshi Takahashi, Kazuhiro Oda, and Hiromu Toba, “Impact of Crosstalk in an Arrayed-Waveguide Multiplexer on N×N Optical Interconnection”, Journal of Lightwave Technology. Vol.14, No.6, June 1996.
- [1-7] C. Scheerer, C. Glingener, G. Fischer, M. Bohn, and W. Rosenkranz, “Influence of Filter Group Delay Ripples on System Performance”, ECOC’99, I-410.
- [1-8] 磯村章彦, イェンス ラスマッセン, 秋山祐一, 石川丈二, “偏光度モニタを用いた 43 Gbit/s 自動 PMD 補償実験”, 2003 年電子情報通信学会総合大会, B-10-124.
- [1-9] D.L. Peterson Jr, P.L. Leo, and K.B. Rochford, “Field measurements of state of polarization and PMD from a tier-1 carrier”, OFC 2004, FI1.
- [1-10] P.M. Krummrich and K. Kotten, “Extremely fast (microsecond timescale) polarization changes in high speed long haul WDM transmission systems”, OFC 2004, FI3.
- [1-11] Wenyu Zhao, Lan Wang, Hongxiang Wang, Yuefeng Ji, Jens C. Rasmussen, Hiroki Ooi, George Ishikawa, and Shinya Hasuo, “Crystal-Optical Higher-Order PMD-Emulator for 40 Gbit/s Systems”, OECC/IIOC 2001, ME-3, p. 45.
- [2-1] 鈴木: 「アレイ導波路回折格子 (AWG) デバイス」、電子情報通信学会誌、Vol. 82, No. 7, pp. 746-752 (1999)
- [2-2] Satoshi Ide et al. “High-Speed 80x80 MEMS Optical Switch Module with VOA”, ECOC-IIOC 2003, Vol.1, p.30-33
- [4-1] 磯村 他, “偏光度モニタを用いた 43 Gbit/s 自動 PMD 補償実験”, 2003 年電子情報通信学会総合大会, B-10-124 (2003).
- [4-2] F. Heismann, and M. S. Whalen, “Broadband reset-free automatic polarisation controller”, Electron. Lett., Vol.27, pp.377-378 (1991).
- [4-3] J. C. Rasmussen, et al., “Demonstration of automatic, simultaneous compensation of PMD and chromatic dispersion in a 44x43Gbit/s transmission over 6x100km high-PMD SMF”, Proc. ECOC’02, PD4.5 (2002).
- [4-4] L. - S. Yan, et al., “Fast Digitally Variable Differential Group Delay Module Using Polarization Switching” Proc. OFC’02, paper FA5 (2002)
- [4-5] 土居 他, “PMDC 用 LiNbO3 導波路型可変 DGD 装置”, 2003 年電子情報通信学会総合大会, C-3-121.

- [4-6] 小関、“光伝送回路”、電子情報通信学会、2.1 節(2000)
- [4-7] P. S. Westbrook, “All-fiber polarization monitoring and system applications”, Proc. OFC’ 01, paper WJ1-1 (2001)
- [4-8] E. Krause, et al., “1 MHz high speed fiber-inline-polarimeter”, Proc. ECOC’ 02, paper10.4.7. (2002)
- [4-9] A. Doberstein, et al., “Miniaturized Stokes polarimeter for high speed polarization measurements in optical communication networks”, Proc. OFC’ 03, paper WC5 (2003)
- [4-10] J. C. Rasmussen, “Selbstkalibrierender faseroptischer Polarisations analysator”, ISBN 3-826544-50-1 (1996)

