

#### 1.2.4.2 研究開発項目①-3-2「光スイッチ要素機能部品・システム高性能化の研究開発」

##### 【成果の概要】

光電ハイブリッドスイッチシステムプロジェクトにおいて、本研究開発項目では光スイッチネットワークの拡張性を実現するために、大容量アーキテクチャの開発を進めてきた。本項では光スイッチアーキテクチャの開発成果とシステム検証の結果について報告する。

##### 【最終目標】

光スイッチアーキテクチャを開発し、その有効性を実証する。

##### 【成果】

###### ＜空間分割多重技術による大容量化技術の開発＞

本節ではスーパーチャネル技術を用いて光スイッチの大規模化を実現する方法について述べる。空間領域でスーパーチャネルを構成し、信号を密に多重することで従来構成と比較して、より高スループットな光スイッチ構成を実現する。

はじめに、本構成で使用するスーパーチャネル技術および空間スーパーチャネル技術について説明する。スーパーチャネル技術とは、1つの信号を複数のサブチャネルに分割して伝送を行い、それらをまとめて処理することで大容量の伝送を実現する技術のことである。従来、単一のチャネルにおいて大容量伝送を実現するために送信シンボルの多値化を行う、または変調レートを増加させる方策がとられてきた[1]。しかし、送信シンボルの多値化や変調レートの増加によって信号の雑音耐力が低下するため、これらの方法でのチャネルの大容量化には限界がある[2]。さらには変調器の電気帯域の制限によっても変調レートは制限される。これに対し、スーパーチャネル技術はサブチャネル当たりの伝送容量を増加することなくチャネル全体の大容量化が可能である。送受信器やファイバ中を占有する帯域はサブチャネルの数に応じて増加するが、ビットレートあたりの送受信器や帯域のコストは変化しないため、チャネルの大容量化を実現する手段として有効である。

提案構成では信号を空間領域に多重することによりスイッチの高スループット化を実現する。提案する光スイッチの構成を図1.2.4.2-1に示す。スイッチはMN個の空間スーパーチャネル対応波長可変送信器、LN個のM×M DCスイッチ、LM個のN×N波長ルーティングスイッチ、MN個の空間スーパーチャネル対応受信器で構成される。ここでLは空間サブチャネル数を表し、各送信器とスイッチポート間の接続にはLコアファイバなどのL本の伝送路が空間的に多重されたファイバを使用する[3]。送信器は目的の受信器に割り当てられた波長に合わせてL個のサブチャネル信号を生成する。生成されたL個のサブチャネルは、L本の単一コアファイバまたはLコアファイバを通り、L個のM×M DCスイッチにそれぞれ入力される。各空間レイヤのDCスイッチはそれぞれM個の波長ルーティングスイッチから信号の出力先を選択して入力信号を伝送する。波長ルーティングスイッチでは、n個の(N/n)×1カプラが最大N波の信号を多重する。多重された信号はEDFAによって増幅されたのち、n×N ULCF AWGの各入力ポートへと入力される[4]。n×N ULCF AWGによって分波された各空間レイヤの信号は、空間スーパーチャネル対応受信器へと送られ受信される。なお、それぞれの空間サブチャネルはそれぞれ異なる伝送路を通過するため、受信時にはすべてのサブチャネルの受信タイミングが揃わず一部に遅延が生じるが、受信器側でデジタルバッファを挿入すれば容易に補償が可能である。

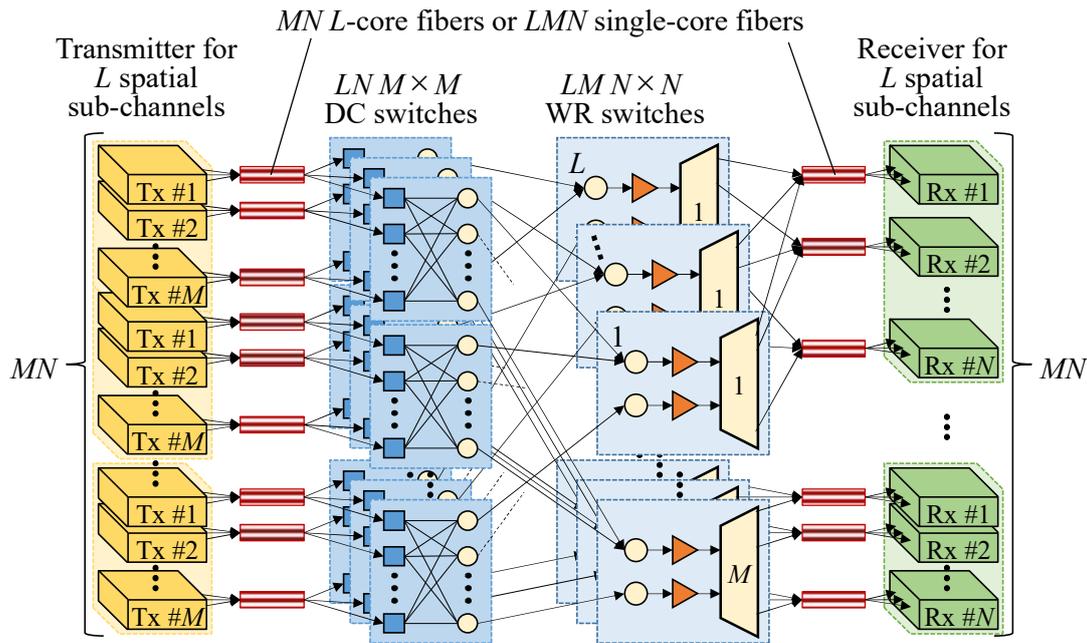


図 1.2.4.2-1 空間スーパーチャネルを用いた光スイッチ構成。

提案光スイッチ構成により実現可能なスイッチの規模をシミュレーションにより明らかにした。各空間サブチャネルに 100Gbps DP-QPSK 信号、150Gbps DP-8QAM 信号、および 200Gbps DP-16QAM を使用し、全 C 帯において 50GHz グリッド上に整列された 96 波長の使用を仮定した。空間多重度  $L$  およびサブチャネルごとの送信器出力をパラメータとした。送信器から出力された信号は  $M \times M$  DC スイッチに入力される。このとき、送信器と DC スイッチを接続する伝送路の損失は、接続損失を含めて 3.5dB とした。なお、伝送路の長さはデータセンタ内での使用を想定して、2km 程度と十分に短い。伝送路にマルチコアファイバを用いた際のコア間クロストークについては考慮していない。 $M \times M$  DC スイッチの損失はカプラの過剰損失を含め  $\text{ceil}(\log_2 M) \times 4\text{dB}$  とした。なお、 $\text{ceil}()$  は天井関数である。 $M \times M$  DC スイッチを通過した信号は  $96 \times 96$  波長ルーティングスイッチへ伝送される。波長ルーティングスイッチのパラメータ  $n$  は 1 から 12 の値で変化させ、その際のスイッチコストおよび達成可能なスイッチ規模を評価した。DC スイッチを通過した信号は  $(96/n) \times 1$  カプラによって合波されたのち、EDFA によって増幅される。増幅によって DC スイッチおよび  $(96/n) \times 1$  カプラの損失が補償された信号は、 $1 \times 2$  スプリッタを通過し、 $n \times 48$  ULCF AWG に入力される。ここで、ULCF AWG の周波数ずれの影響を緩和するために、 $n \times 96$  ULCF AWG を用いる代わりに、 $1 \times 2$  スプリッタと  $n \times 48$  ULCF EDFA を用いて  $n \times 96$  の波長ルーティングを行うことを想定した。波長ルーティングスイッチで用いられる  $(96/n) \times 1$  カプラ、 $1 \times 2$  スプリッタの損失はそれぞれ、 $\text{ceil}(\log_2(96/n)) \times 3.5\text{dB}$ 、3.5dB とした。また  $n \times 48$  ULCF AWG の挿入損失は  $n$  の値によらず 9dB とした。EDFA の雑音指数は 5dB、飽和出力は 20dBm とした。

図 1.2.4.2-2 は、各空間サブチャネル数  $L$  において、サブチャネルあたりの送信器出力と達成可能なポート数の関係を示している。なおこのときの  $n$  の値は 12 とした。例として、16QAM 信号で得られた結果を示すが、他の 2 つの変調方式についても同様の傾向が示された。達成可能なポート数は、空間サブチャネルの数によらず一定である。すなわち、空間サブチャネル数  $L$  を増加させてもビットあたりの送信器のコストは増加しない。

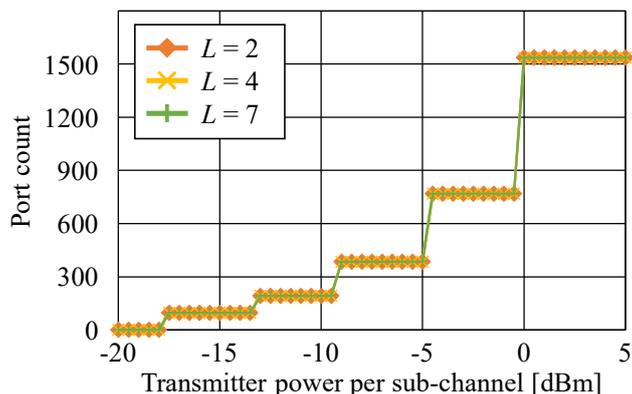


図 1.2.4.2-2 提案構成による実現可能スイッチ規模。

続いて、様々な ULCF AWG の入力ポート数の値についてスイッチコストの評価を行った。図 1.2.4.2-3 は、それぞれの ULCF AWG の入力ポート数  $n$  において、各ポート数を達成するために必要な EDFA の数を示している。このとき、空間サブチャネルの数  $L$  は 7 とした。光スイッチ全体のスイッチの EDFA コストは、 $n$  に比例して増加することが確認できる。

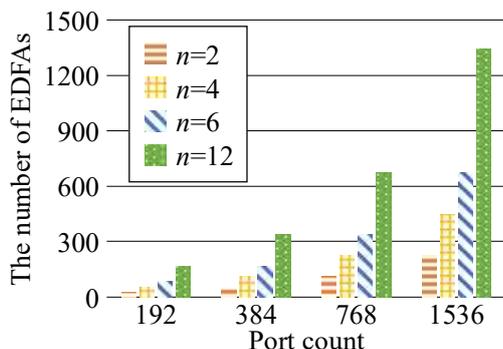


図 1.2.4.2-3 各ポート数を達成するために必要な EDFA 数。

図 1.2.4.2-4 は、それぞれの  $n$  の値における、達成可能なポート数とスループットを示している。横軸はサブチャネルごとの送信器出力電力である。 $n$  の値が増加するにつれて波長ルーティング部のカプラ損失が減少するため、達成可能なポート数とスループットもそれに伴い増加する。例えば、 $n$  を 12、サブチャネル当たりの送信器出力を 0dBm としたとき、200Gbps DP-16QAM 信号を用いれば、ポート数 1536、スループット 2.1Pbps、150Gbps DP-8QAM 信号を用いれば、ポート数 3072、スループット 3.2Pbps、100Gbps DP-QPSK 信号を用いれば、ポート数 6144、スループット 4.3Pbps のスイッチの構成がそれぞれ可能である。送信器の出力パワーが同じであれば、QPSK 信号を用いた場合が最もスイッチのスループットが大きい。一方で、スイッチを構成する素子の個数は QPSK 信号を用いた場合に最大となる。これは帯域幅辺りの送信ビット数が QPSK の場合に最も低くなるためである。

提案手法の有効性を実証するため、実際のスイッチシステムを模擬した実験系を用いて伝送実験を行った。図 1.2.4.2-5 に実験系の概略図を示す。7 空間スーパーチャネル伝送を想定し、送受信器とスイッチの接続には図 3-7 に示す 1km の 7 コアファイバを用いた。シミュレーションの結果に従い、QPSK 信号を使用した場合のポート数は 6144、8QAM 信号を使用した場合のポート数は 3072、16QAM 信号を使用した場合のポート数は 1536 とした。使用する波長は C 帯 ITU-T 50GHz グリッド上の 96 波長とした。ポート数は使用波長数である 96 と DC スwitch のポート数  $M$  の積で決定され

る。6144ポートのスイッチを構成する際のMの値は64、3072ポートのスイッチの場合は32、1536ポートのスイッチの場合は16となる。波長可変レーザから出力されたレーザ光は任意波形発生器およびニオブ酸リチウムIQ変調器を用いて変調され、1kmの7コアファイバを通過してDCスイッチ部へと入力された。このときターゲット信号の送信器出力パワーは、シミュレーション結果に2dBのマージンを加えた値とし、QPSK、8QAM、16QAMの順に、0dBm、1.5dBm、2dBmとした。DCスイッチの損失は、QPSK、8QAM、16QAMそれぞれを用いた場合、順に23dB、19.5dB、16dBであった。帯域内クロストークとして、ターゲット信号と同じ波長の信号をDCスイッチの他のポートへと入力した。DCスイッチを通過した信号は波長ルーティングスイッチ部へと入力され、8×1カプラによって95波長のノンターゲット信号と合波された。8×1カプラの損失は10dBであった。合波された96波長の信号はEDFAによって増幅されたのち、1×2スプリッタを通過し、12×48ULCFAWGに入力された。波長ルーティングスイッチには12×48ULCFAWGを2つ使用した構成とした。この際それぞれのULCFAWGの出力周波数の間隔は100GHzとなり、実際の周波数間隔である50GHzに対して2倍の間隔であった。これによりULCFAWG出力の中心周波数の偏差による信号品質の劣化を緩和した。ULCFAWGの他の入力ポートには帯域内クロストークとしてターゲット信号と同じ波長の信号が入力された。使用した12×48ULCFAWGの消光比は入出力ポートおよび波長に依存し、最小32dB、最大39dBであった。ULCFAWGの出力は1kmの7コアファイバを通過したのち受信器へと入力された。以上に示した実験系を用いて、3つの変調方式について、使用した96の波長と7つの空間サブチャネルの全ての組み合わせについてビット誤り率(BER: Bit error ratio)を計測した。誤り訂正符号の使用を想定して、BERの値が $10^{-2}$ を下回っていれば通信が可能であると判断した。

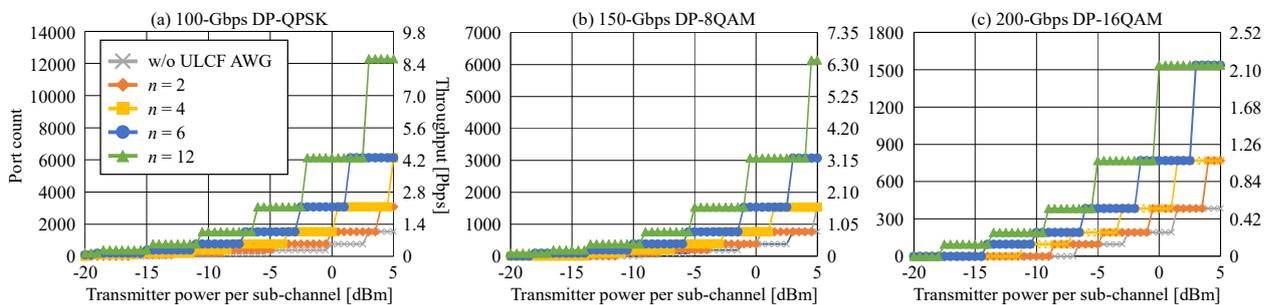


図 1.2.4.2-4 各ULCF AWGの入力ポート数nに対する達成可能なポート数及びスループット。

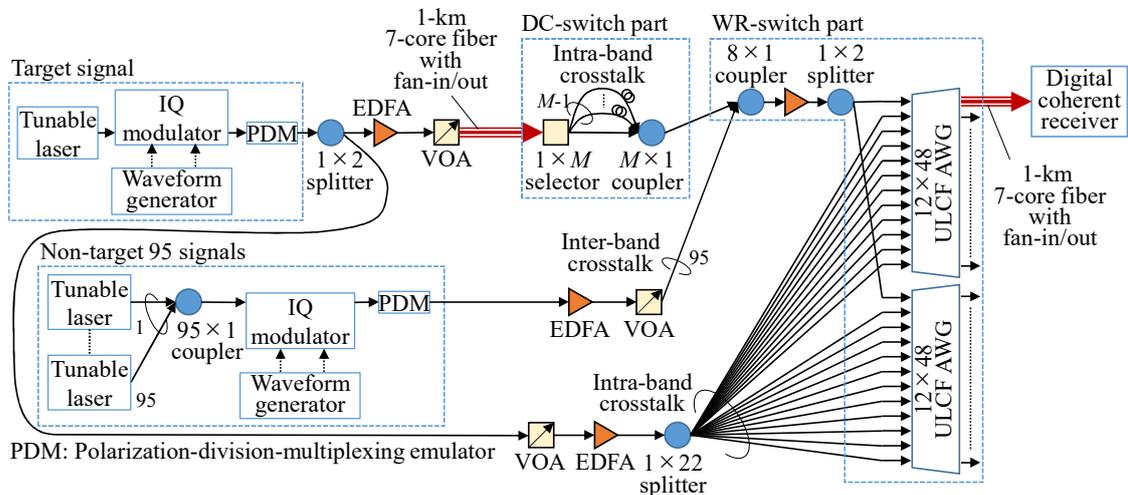


図 1.2.4.2-5 実験系。

図 1.2.4.2-6 には使用した信号の受信後のコンスタレーションを示す。左から QPSK、8QAM、16QAM である。全ての変調方式について受信後のシンボルが分離されていることが確認できる。

続いて図 1.2.4.2-7 に測定した BER を示す。上から順に、QPSK、8QAM、16QAM を使用したスイッチの結果を示している。横軸に波長番号、縦軸に測定された BER の値を示す。各シンボルは空間サブチャネル番号を示している。全ての変調方式、波長及び空間サブチャネルの組み合わせで BER が目標である  $10^{-2}$  を下回っていることを確認した。

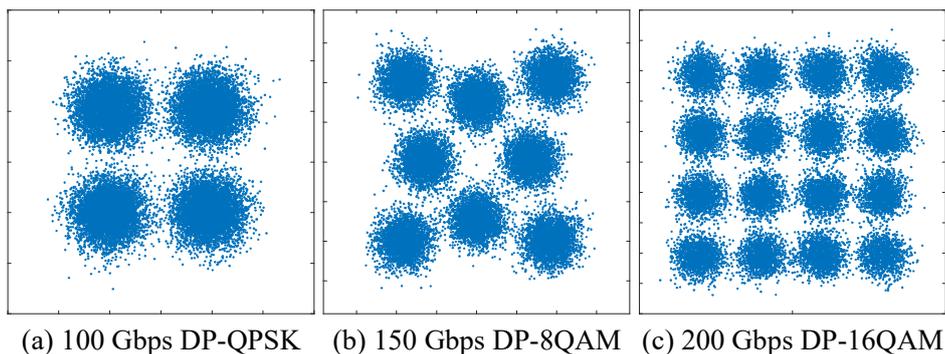


図 1.2.4.2-6 受信信号のコンスタレーションマップ。

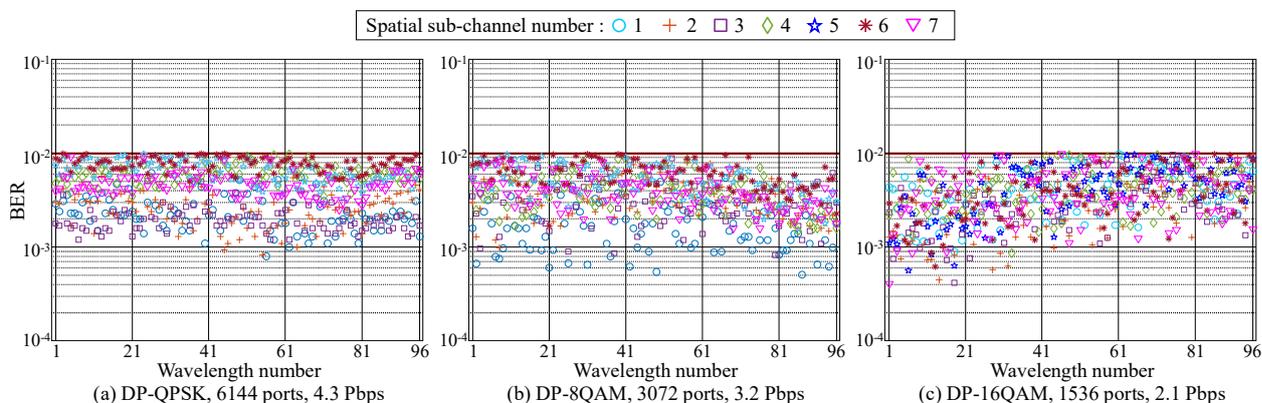


図 1.2.4.2-7 測定された BER。各マーカーは空間サブチャネル番号を示す。

### <超広帯域伝送技術による大容量化技術の開発>

本節では、光スイッチの更なる大容量化を目標として、前節に示した空間スーパーチャネルに加えて新たに遠隔波長スーパーチャネルと呼ばれるスーパーチャネル構成を導入した光スイッチを提案する。光スイッチに使用する波長帯域を拡大することでスイッチの高スループット化を実現することを考える。本研究開発で扱うスイッチには波長分割多重技術が活用されており、C 帯の 4.8THz の帯域をほぼ全域にわたって使用することが前提となっている。本節ではこれに加えて、L 帯と呼ばれる C 帯より長波長の帯域を使用することを検討する。L 帯の帯域幅は約 4.8THz であり、提案光スイッチは従来構成と比較してほぼ 2 倍の帯域を扱うことになる。しかし、帯域幅を増加させたとしても、その分波長ルーティングスイッチが扱う波長数が増加すれば、波長集約用カプラの損失の増加を招くこ

とになる。一方で、全体で使用する波長数を据え置き、1波あたりの帯域幅を倍増させる方法にも限界がある。C帯とL帯を合わせた帯域幅は約9.6THzとなり、これを従来構成と同じように96波で占有するとなると1波あたりの帯域幅は約100GHzとなる。100GHzの帯域幅を持つ信号を扱うためには信号生成用の変調器や受信器についても相当の帯域幅が必要となる。現行の光通信デバイスでこの要求を満たすものは存在せず。実現できた場合でもコストの観点からは好ましいと言えない。ゆえに光スイッチで使用する帯域を拡張するためには何らかの工夫が必要となる。

そこで、これらの問題を回避しつつ光スイッチで使用する帯域幅を広げる手段として波長スーパーチャネルを導入することを検討する。波長スーパーチャネルを用いて2波長の信号をまとめて1チャネルとして扱うことができれば、送受信器の帯域幅への要求を緩和しつつもポートあたりの帯域幅を倍増することが可能である。図1.2.4.2-8に一般的な波長スーパーチャネルの構成を示す。2N個のサブチャネルを2個単位でまとめることでN個の波長チャネルとして扱うことが可能になる。隣接する波長でスーパーチャネルを構成することで、ルーティングを一括で行うことができる。これによりサブチャネル同士のガードバンドを狭くし、帯域の使用率を向上することも可能である。しかし、光スイッチはブロッキングのないルーティングを実現するために、合計2N個すべてのサブチャネルの送信器が拡張されたおよそ9.6THzの波長の出力に対応する必要がある。なかでも送受信器に用いられる波長可変レーザとEDFAについては、現行の技術でC帯とL帯の両方の帯域を1つの素子で出力することは困難である。このためこのように広帯域に対応するデバイスにはC帯用とL帯用の2つの素子を別に組み込んでおく必要がある。レーザにおいては1度に出力する波長はC帯かL帯いずれかの1波のみであり、どちらかの素子については使用されない。つまり隣接波長で波長スーパーチャネルを構成した場合、2N個のサブチャネルを扱うために送信器のレーザ素子はC帯とL帯を合わせて4N個必要であり、運用時は常に2N個の素子は使用されていない。これは受信器に用いるレーザについても同一である。この場合、波長スーパーチャネルを導入しない場合に比べてコストは4倍となっており、光スイッチ全体のスループットが倍増することを考慮して、ビット当たりでコストを比較しても2倍となる。

この問題を解決するために、遠隔波長スーパーチャネルと呼ばれる新たな波長スーパーチャネル構成を提案する。図1.2.4.2-9に示すように、遠隔波長スーパーチャネルではC帯の信号1波とL帯の信号1波を用いてスーパーチャネルを構成する。この構成によりすべてのチャネルのサブチャネルの組み合わせがC帯とL帯の1波ずつとなり、サブチャネル送信器についてもC帯のみに対応した送信器とL帯のみに対応した送信器を1つずつ用いればよくなり、1デバイスに2つの素子を使用する必要がない。これにより素子コストはスループットに比例した増加にとどまり、ビット当たりコストは変化しない。なおルーティングについてはサブチャネルごと別で行う必要があるが、波長ルーティングスイッチの総数もサブチャネル数に比例した増加となり、ビット当たりで見れば個数に変化はないため大きな問題とはならない。また、cyclic AWGを用いることでC帯とL帯のルーティングを同時に行うことができる可能性もあり、その場合は波長ルーティングスイッチのビット当たりコストを削減することが可能である。なお、本節では簡単のためにC帯とL帯の2つの波長帯で遠隔波長スーパーチャネルを構成した場合について説明したが、サブチャネル帯域の区切りはデバイスの対応帯域に合わせて任意に設定することが可能である。またサブチャネルの個数も任意に設定可能である。

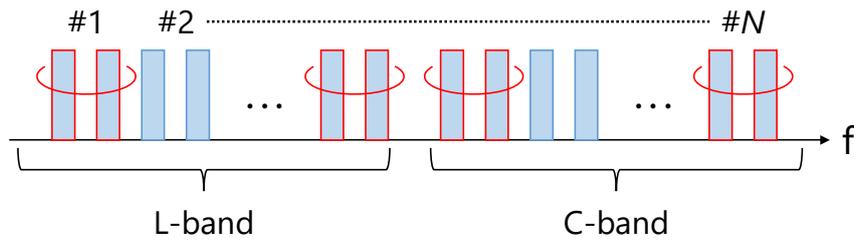


図 1.2.4.2-8 隣接波長により構成される波長スーパーチャネル。

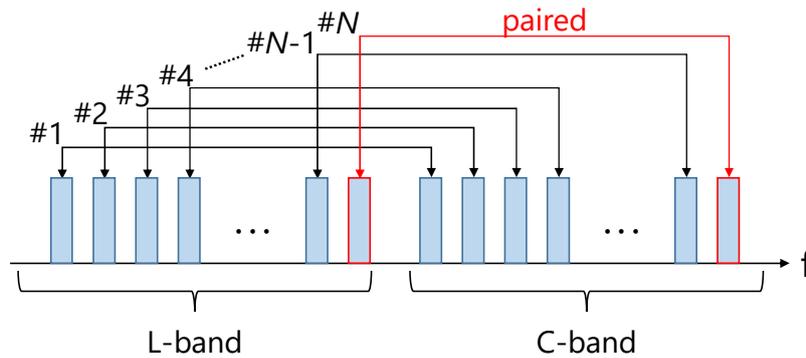


図 1.2.4.2-9 遠隔波長により構成されるスーパーチャネル。

提案する光スイッチの構成を図 1.2.4.2-10 に示す。波長サブチャネルの個数は  $K$  として、 $MN \times MN$  規模のスイッチを構成している。スイッチは  $MN$  個の波長可変送信器、 $N$  個の  $M \times M$  DC スイッチ、 $M$  個の  $KN \times KN$  波長ルーティングスイッチ、 $MN$  個の空間スーパーチャネル対応受信器で構成される。本構成においては  $K$  個のサブチャネルが送受信器とスイッチを接続するファイバおよび DC スイッチを共有する。これは各サブチャネルの波長帯が異なるために、伝送路中で波長の衝突が起こらないためである。これによりファイバコストと DC スイッチコストの削減が可能である。一方波長ルーティングスイッチについては  $K$  個の波長帯を分波したうえでルーティングを行い、ルーティング後に再び合波している。サブチャネル信号の分波は EDFA より前に行う必要があるため可能な限り損失を抑える必要がある。低損失に分波を行う手段として、波長分割多重スプリッタ (WDM スプリッタ) の使用が考えられる。WDM スプリッタは入力された信号を複数の波長帯に分波し、波長帯ごとに異なるポートへ出力することができる。WDM スプリッタは原理上無損失で信号の分波が可能であるが、通常の光カプラと比較して高コストである。そのため、 $M$  個の波長ルーティングスイッチすべてに分波機能が必要であることを考慮すると、WDM スプリッタの使用は好ましくない。損失を伴わずに波長サブチャネルを分波するために、提案スイッチ構成では波長集約用カプラに着目した。提案構成で  $n \times N$  ULCF AWG の使用を想定した場合、波長集約用カプラの次数は  $(N/n) \times 1$  となる。この  $(N/n) \times 1$  カプラを  $(N/n) \times K$  スターカプラに置き換えることで  $K$  個のサブチャネルの分岐を実現できる。損失については  $(N/n)$  と  $K$  のいずれか大きい方で決まる。 $N$  を 96、 $n$  を 12 とした場合、 $(N/n)$  は 8 である。すなわち波長サブチャネル数が 8 以下であれば損失の増加はない。また、分波されたサブチャネル信号には他の帯域の信号も混入するが、後段の EDFA での増幅時に対象の帯域以外の信号は増幅されないため問題にならない。また、本構成ではコヒーレントシステムの使用を想定しているため仮に受信信号に帯域外の信号が混入したとしても問題とはならない。

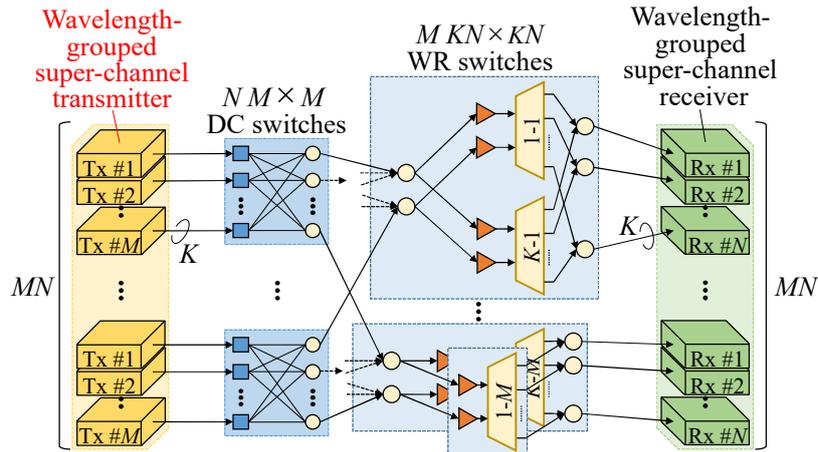


図 1.2.4.2-10 遠隔波長スーパーチャネルを用いた光スイッチ構成。

提案光スイッチ構成により実現可能なスイッチの規模をシミュレーションにより明らかにした。光スイッチの実現可能な最高のポート数及びスループットを明らかにするために、上述した空間スーパーチャネルについてもスイッチへ導入することを想定してシミュレーションを行った。なお空間サブチャネル数は7とした。各空間サブチャネルに 100Gbps DP-QPSK 信号、150Gbps DP-8QAM 信号、および DP-16QAM を使用し、全 C 帯および全 L 帯において 50GHz グリッド上に整列された 192 波長の使用を仮定した。C 帯と L 帯の同一波長番号の信号を遠隔波長サブチャネルの組み合わせとした。サブチャネルごとの送信器出力をパラメータとし、実現可能なポート数およびスループットを評価した。波長ルーティングスイッチの構成は 1×2 スプリッタと 2 つの 12×48 ULCF AWG を使用することを想定した。波長集約用カプラには 8×2 スターカプラを用いて波長集約機能とサブチャネルの分波機能を同時に持つようにした。8×2 カプラ、1×2 スプリッタの損失はそれぞれ、10.5dB、3.5dB とした。また 12×48 ULCF AWG の挿入損失は 9dB とした。EDFA の雑音指数は 6dB、飽和出力は 20dBm とした。

図 1.2.4.2-11 にサブチャネル出力パワーに対する実現可能なポート数の関係を示す。サブチャネル当たりの送信器出力を 2.5dBm としたとき、200Gbps DP-16QAM 信号を用いれば、ポート数 1536、スループット 4.2Pbps、150Gbps DP-8QAM 信号を用いれば、ポート数 3072、スループット 6.4Pbps、100Gbps DP-QPSK 信号を用いれば、ポート数 6144、スループット 8.6Pbps のスイッチの構成がそれぞれ可能である。

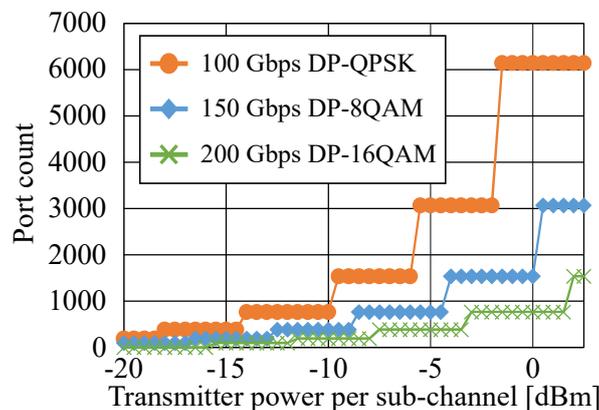


図 1.2.4.2-11 サブチャネル出力パワー対ポート数。

提案手法の有効性を実証するため、実際のスイッチシステムを模擬して伝送実験を行った。図 1.2.4.2-12 に実験系の概略図を示す。2つの波長スーパーチャネルおよび7つの空間スーパーチャネルの合計 14 サブチャネルの使用を想定して実験を行った。送受信器とスイッチの接続には 1km の 7 コアファイバを用いた。シミュレーションの結果に従い、QPSK 信号を使用した場合のポート数は 6144、8QAM 信号を使用した場合のポート数は 3072、16QAM 信号を使用した場合のポート数は 1536 とした。ターゲット信号の送信器出力パワーは、シミュレーション結果に 2dB のマージンを加えた値とし、QPSK、8QAM、16QAM の順に、0.5dBm、2.5dBm、4dBm とした生成された C 帯または L 帯のターゲット信号は波長サブチャネルの合波を想定して WDM カプラを通過したのちにスイッチシステムへと挿入された。DC スイッチおよび波長ルーティングスイッチの構成については上述した実験系と同様である。帯域外クロストーク信号としてターゲット信号を除く 191 波長が波長集約用カプラで合波される。12×48ULCF AWG の 11 個の入力ポートには帯域内クロストークとしてターゲット信号と同一波長の信号が入力された。以上に示した実験系を用いて、3 つの変調方式のそれぞれで、使用した 96 の波長チャネルのうち 15 の波長番号について 2 つの波長サブチャネルと 7 つの空間サブチャネルの組み合わせについて BER を計測した。誤り訂正符号の使用を想定して、BER の値が  $10^{-2}$  を下回っていれば通信が可能であると判断した。

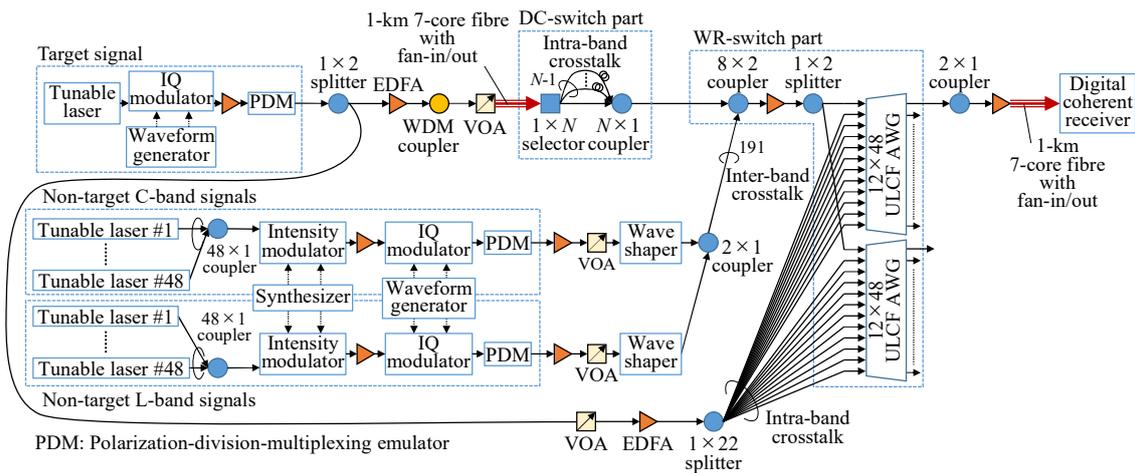


図 1.2.4.2-12 実験系。

図 1.2.4.2-13 に測定した BER を示す。上から順に、QPSK、8QAM、16QAM を使用したスイッチの結果を示している。横軸に波長番号、縦軸に測定された BER の値を示す。各シンボルは空間サブチャネル番号を示している。測定された全ての変調方式、波長サブチャネル及び空間サブチャネルの組み合わせで BER が目標である  $10^{-2}$  を下回っていることを確認した。

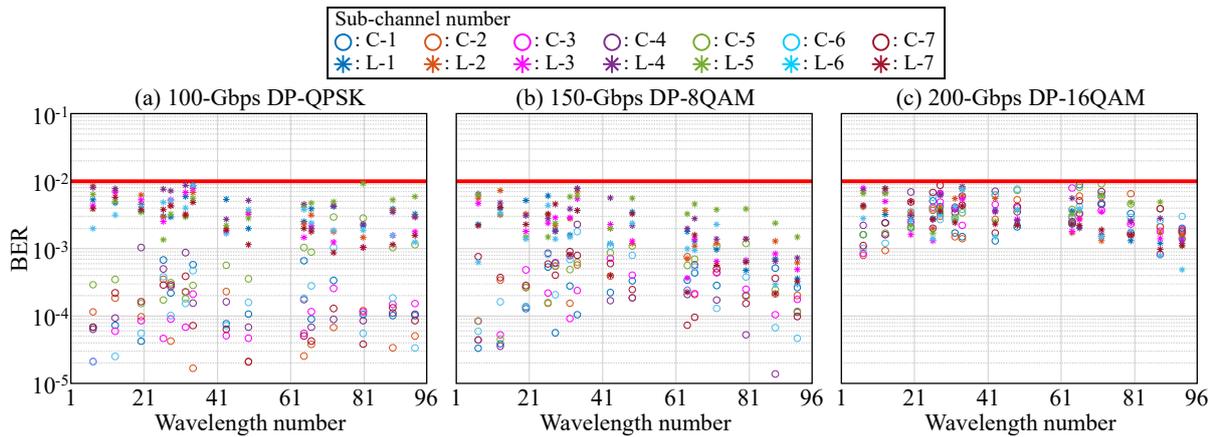


図 1.2.4.2-13 測定された BER。各マーカーは空間/波長サブチャネル番号を示す。

<超高密度波長分割多重技術による大容量化技術の開発>

本節では、光スイッチの更なる大容量化のため、新たに超高密度波長分割多重技術を導入した光スイッチを提案する。スループットの更なる向上のためには周波数利用効率の向上が不可欠である。そのため、周波数帯域を極限まで活用可能なナイキスト波長分割多重技術によるスループットの向上が期待される[5]。しかしながら、波長ルーティングスイッチ内部の AWG はナイキスト WDM 信号に対して十分な通過域を有しておらず、深刻な信号品質劣化を引き起こす。この問題に対して、提案光スイッチは、相互補完的な通過域を有する一対の AWG を用いることで、ナイキスト WDM 信号を通過させるための十分な通過域を実現している。

図 1.2.4.2-14 に提案波長ルーティングスイッチを示す。波長数を  $N$  とすると、 $N \times N$  波長ルーティングスイッチは、 $n$  個の  $(N/n) \times 1$  スプリッタ、 $n$  個の EDFA、 $n$  個の  $1 \times 2$  スプリッタ、及び 2 個の  $n \times (N/2)$  ULCF AWG により構成される。  $1 \times N$  AWG を用いる代わりに、 $n \times N$  ULCF AWG を用いることで、波長ルーティングスイッチに用いられるカプラの次数を  $n$  分の 1 に減らし、損失を抑えることが可能となる。図 4 に提案波長ルーティングスイッチのルーティング動作を示す。提案波長ルーティングスイッチのコンセプトを、 $6 \times 6$  波長ルーティングスイッチを例に説明する。まず、 $3 \times 1$  カプラによって集約された 6 波長の光信号を  $1 \times 2$  スプリッタにより分岐する。6 つの異なる波長の光信号は、低周波数のものから順に、それぞれ 1 から 6 の波長番号を持つものとする。  $1 \times 2$  スプリッタにつながれた 2 つの AWG はそれぞれ、波長番号が奇数のものと偶数のものを出力するように設計されている。1 つの AWG が担当するチャンネル数を半分に減らすことで、各 AWG の通過域を倍に拡張することが可能となり、ナイキスト WDM 信号を分離するために必要な広い通過域を確保することができる。信号は隣接チャンネルが残存した状態で受信されるものの、デジタルコヒーレント光受信器では、アナログフィルタ及びデジタルフィルタにより、帯域外クロストークを完全に除去することが可能である。

提案光スイッチにおける実現可能なポート数をシミュレーションにより明らかにした。波長サブチャネルとして 200Gbps の 24Gaud DP-32QAM 信号の利用を仮定した。波長ルーティングスイッチの同一ポートから出力される、2 つの隣接した波長サブチャネルにより 1 つの空間サブチャネルを構成した。空間サブチャネル数  $S$  を 7 とした。使用する波長サブチャネル数は 192 とした。送信器出力  $P_m$  及び ULCF AWG の入力ポート数  $n$  をパラメータとした。送信器から出力された信号はマルチコアファイバを通過し、 $M \times M$  空間スイッチに入力される。この時、ファンイン、1km マルチコアファイバ、

ファンアウトの損失を合わせて 3 dB とした。M×M 空間スイッチの損失はカプラの過剰損失を含め  $4 \times \log_2 M$  dB とした。空間スイッチの消光比は 36 dB とした。光信号は、M×M 空間スイッチを通過し、 $96 \times 96$  波長ルーティングスイッチへと入力される。光信号は、波長ルーティングスイッチ内部の  $96/n \times 1$  カプラを通過後、EDFA によって増幅される。波長ルーティングスイッチ内部のスプリッタで生じる損失は、スプリッタの出力ファイバ数を  $96/n$  とすると、余剰損失を含めて  $3.5 \times \log_2(96/n)$  dB とした。光信号は、 $1 \times 2$  スプリッタを通過し、 $n \times 48$  ULCF AWG に入力される。 $1 \times 2$  スプリッタ及び ULCF AWG の損失をそれぞれ 3.5 dB、9dB とした。ULCF AWG の消光比は 32 dB とした。AWG のフィルタ形状はガウス関数で近似し、通過域は 66.6 GHz とした。EDFA の雑音指数は 5 dB、飽和出力は 23 dBm とした。

図 1.2.4.2-15 に送信器出力に対し、実現可能なポート数を示す。目標 BER は  $10^{-2}$  とした。サブチャネルあたりの送信器出力が 7 dBm のとき、2.8 Tbps の DP-32QAM 信号を用いて  $3072 \times 3072$  スwitch の構成が可能である。

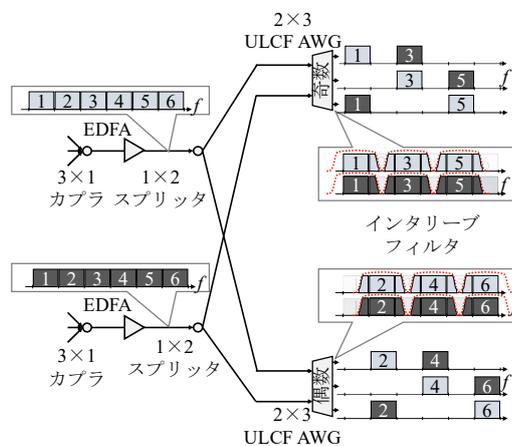


図 1.2.4.2-14 超高密度波長分割多重分離を可能とする波長ルーティングスイッチ構成。

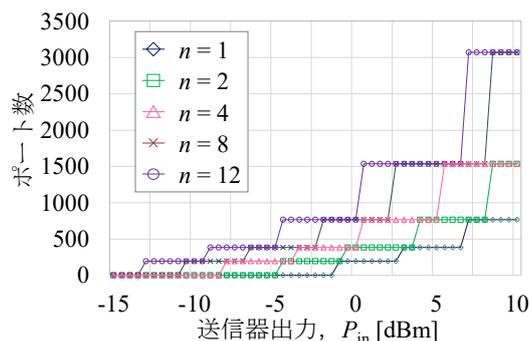


図 1.2.4.2-15 送信器出力パワー対ポート数。

提案光スイッチの実現可能性を実験により確認した。図 1.2.4.2-16 に実験系を示す。空間スイッチのポート数を 32、使用波長数を 190 として、ポート数が 3040 となる光スイッチの一部を構成した。7 空間スーパーチャネル伝送を想定し、コア数が 7 のマルチコアファイバを使用した。送信器部では波長可変レーザ、任意波形発生器、ニオブ酸リチウム IQ 変調器、偏波多重エミュレータを用いて 200Gbps DP-32QAM 信号を生成した。光信号の信号パワーを EDFA と可変光減衰器(Variable optical attenuator: VOA)により調整した後、光信号を  $1 \times 8$  スプリッタにより分岐した。VOA では、 $1 \times 8$  スプ

リッタを通過後の光パワーが各波長で7 dBm となるように調節した。1×8 スプリッタの損失は9.8 dB であり、7 コアファイバ、ファンイン、ファンアウトの合計損失は4dB であった。7 コアファイバを通過した光信号を、32×32 の入出力ポートを持つ空間スイッチと 95×95 の入出力ポートを持つ波長ルーティングスイッチから構築された光スイッチへと入力した。この光スイッチは 3040×3040 の入出力ポートを有する。空間スイッチの損失は18.4 dB であった。波長ルーティングスイッチは、12 個の 8×1 カプラ、12 個の 1×2 スプリッタ、12 個の EDFA、12×48 ULCF AWG、12×47 ULCF AWG で構成される。AWG の通過域は 100 GHz グリッドシステムにおいて利用される AWG の帯域域と同一である。帯域間クロストークとして、異なる 187 波長の信号を生成した。8×1 カプラにより、ターゲット信号とその隣接波長を合わせた 3 波長の信号と、残りの 187 波長の信号を合波し、190 波長の 200 Gbps 波長分割多重信号を生成した。これを 95 波長の 400Gbps 信号とみなした。従って、各チャンネルは 2 つの波長サブチャンネルと 7 つの空間サブチャンネルから構成され、その容量は 2.8Tbps(=200 Gbps×2×7)である。ULCF AWG の 23 の入力ポートには帯域内クロストークとして、評価する信号と同一波長の信号を入力した。ULCF AWG の消光比は 32 dB から 39 dB であり、その値は波長とポートによって変化する。最後に、評価する信号をデジタルコヒーレント受信器により受信した。

図 1.2.4.2-17 に受信した 32QAM 信号のコンスタレーションマップと測定した各波長サブチャンネルの BER を示す。本実験結果はコア間クロストークが最大となるマルチコアファイバの中心コアを通過した信号を計測し得られたものである。結果より、計測した全ての BER が  $10^{-2}$  を下回ることを確認した。光スイッチのポート数は 3040 であるため、本光スイッチのスループットは 8.512 Pbps(=2.8 Tbps×3040)に達する。

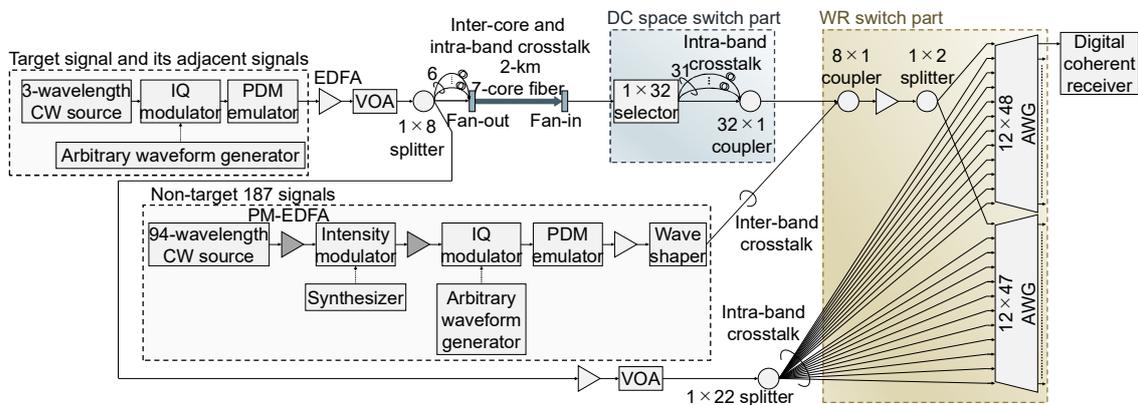


図 1.2.4.2-16 実験系。

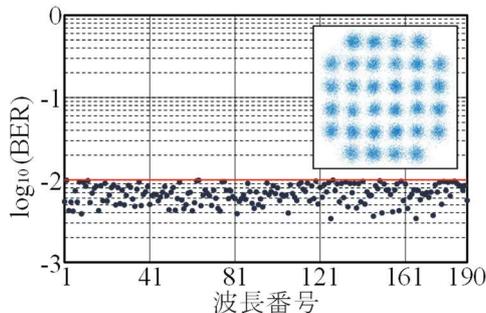


図 1.2.4.2-17 測定された BER。

<まとめ>

本研究開発項目では、現在のネットワークにおける需要だけでなく、将来の動向も見据えたアーキテクチャを模索し、光スイッチネットワークの大容量化を実現するアーキテクチャを開発した。現在研究開発が進められている空間分割多重技術、超広帯域伝送技術、超高密度波長分割多重技術を効果的に光スイッチネットワークに導入する方法を考案した。これらの技術を駆使することで、1 ペタビット毎秒を超えるスイッチ容量を実現できることを示した。