

最近のフォトニックネットワーク技術の進展

～光ノード技術および光伝送技術の研究開発動向～

報告書

平成 25 年 3 月

一般財団法人 テレコム先端技術研究支援センター

まえがき

ハイパージャイアントコンテンツホルダの出現やモバイルネットワークの進展により、また将来の SDN(Software Defined Network)の構築に向けてネットワーク技術は進化し続けている。本調査資料では、フォトニックネットワーク技術に焦点を当て、最近の進展と今後の重要な研究開発課題を展望する。

第 1 章では、インターネットのパラダイムの変革を概観し、データセンタ間を転送されるトラフィック量の増加などによるネットワークへの要求条件の変化を述べる。また、将来のネットワークに大きなインパクトを与える映像技術の進展とサービスに触れる。

情報通信による社会の省エネ化には大きな期待が寄せられているが、その一方将来的なトラフィックの増加とともにネットワークで消費される電力が急増することが予測されている。第 2 章では、エネルギー消費における ICT のインパクトを述べる。現在のネットワークにおける消費電力の大半は加入者系であるが、将来的に最も大きな伸びが予測されるのはコア/メトロにおけるルータ機器の消費電力である。しかしながら、シリコンテクノロジーの進展は既に飽和傾向にあり、年率 30%程のトラフィック増に対応する低消費電力化は困難である。将来のネットワークを構築する上で、電気技術と光技術の動向と役割を理解することは重要である。第 2 章では、半導体技術のボトルネックを論じ、さらに伝送機器とスーパーコンピュータの進歩の違いを分析する。

光ネットワーク技術並びに光デバイス技術は、通信の大容量化のみならず低消費電力化においても必須の技術であり、ますますの発展が期待される。第 3 章では、今後重要性が拡大すると考えられる低位レイヤトランスポートによる経済化と低消費電力化、新しい技術として注目を集めているフレキシブルグリッドとエラスティック光パス技術を概観する。

第 4 章では、それまでの議論を踏まえ、将来のネットワークを構築する上で核となる光ノード技術に焦点を当てる。特に大規模光クロスコネクト実現技術、フレキシブルノード実現技術を調査するとともに、最先端の研究成果を紹介する。

第 5 章では、光ファイバ伝送容量の開発競争の最近の状況を紹介する。2012 年の欧州国際会議 ECOC2012 では、マルチコアファイバの使用ながら 1 peta-bit/s の伝送容量が達成された。2005 年以降、Digital Coherent 光通信技術とマルチコアファイバ伝送技術のおかげで伝送容量は著しい発展を遂げた。2 つの核となる技術を中心に紹介している。

第 6 章では、Digital Coherent 光通信によって可能となった光周波数利用効率の高効率化の現状について、簡単な理論とともに開発の状況を紹介する。

第 7 章では、光位相同期技術に焦点をあてる。Digital Coherent 光通信によって身を潜めているアナログ動作の光位相同期であるが、位相感応光増幅や光源の周波数安定化では

必要性が今後高まる可能性がある。

第 8 章では、最近注目を集めており徐々に論文数も増えてつつある、シリコンフォトニクス技術（通信分野に限定）を紹介する。

調査委員会名簿

(順不同 敬称略)

委員長	北山 研一	大阪大学 大学院 工学研究科 電気電子情報工学専攻 教授
委員	佐藤 健一	名古屋大学 大学院 工学研究科 電子情報システム専攻 教授
委員	古賀 正文	大分大学 工学部 電気電子工学科 教授
事務局	安井 哲也	一般財団法人 テレコム先端技術研究支援センター 研究企画部 部長
事務局	宇都 徹	一般財団法人 テレコム先端技術研究支援センター 研究企画部 調査役

目次

まえがき

調査委員会名簿

第1章 インターネットのパラダイムの進化	1
1.1 インターネットコアの進化	1
1.2 映像のインパクト	2
第2章 エネルギー消費におけるICTのインパクト	4
2.1 グリーン化に向けた通信機器の省エネ化の推進	5
2.2 電気技術のボトルネック	6
第3章 フォトニックネットワーク	10
3.1 低位レイヤトランスポートによる経済化と低消費電力化	10
3.2 フレキシブルグリッド	11
3.3 エラスティックオプティカルパス	11
第4章 OXC/ROADMの進展	16
4.1 OXC/ROADM の課題	16
4.2 大規模 OXC 構成技術	17
4.3 Colorless/Directionless/Contentionless (C/D/C) add/drop 機能	33
4.4 チューナブルフィルタ構成技術	44
第5章 光ファイバ伝送容量の開発競争	66
5.1 通信トラヒックの状況	66
5.2 光ファイバ増幅器による波長多重化(WDM)伝送期	67
5.3 高度変調技術への移行期	68
5.4 デジタル信号処理によるコヒーレント光通信技術の復活	69
5.5 マルチコアファイバ空間多重化高密度伝送期	69
第6章 光周波数利用効率	73
6.1 チャネル間隔あたりの伝送容量	73
6.2 Nyquist 帯域幅における SE	74
6.3 アグリゲート周波数利用効率(Aggr.-SE)	77
第7章 光位同期技術	81
7.1 光位同期の基本構成	81
7.2 光位同期の報告例	82
第8章 シリコンフォトニクス	88

あとがき

第1章 インターネットのパラダイムの進化

インターネットの構成はハイパージャイアントと呼ばれる大規模コンテンツホルダの進展[1]により大きく変わりつつある。実際、グーグルのトラフィックはインターネットトラフィックの6%を超えたと言われている[2]。また、将来のサービスを考えた場合にはビデオのインパクトが重要になる[3]。以下にこれらのポイントを述べる。

1.1 インターネットコアの進化

図 1.1-1 に最近の北米の大手ティア-1 キャリアのバックボーントラフィックの内訳を示す[4]。プライベートラインレートサービス（波長貸し専用線等）のトラフィックがコアトラフィックのおよそ15%を占め、さらに低速・高速の専用線サービスのトラフィックを加えると40%に達することが分かる。2008年の末には世界のプライベートネットワークのトラフィックの割合が20%に達したとの報告もある[1]。大規模データセンタ間のトラフィックの転送は主にポイント-ポイントであり、ファイバのリソースを有効に利用することが極めて重要になる[5]。一方、インターネット以外の企業専用線を含む様々なサービスを提供する大規模キャリアでは、途中のノードでの信号のアド/ドロップが効率的なネットワークを構築する上で必須な機能である光レベルでのROADM(reconfigurable optical add/drop multiplexer)による光信号のアド/ドロップ、並びに電気クロスコネクタ機能(LSP(Label Switched Path)スイッチ、VC-XC (Virtual Container Cross-connect)、ODU-XC (Optical channel Data Unit Cross-connect))によるグルーミングが重要となる。第3章で述べる最近注目される技術の1つであるエラスティック光パス技術と、第4章で述べるフレキシブルで大規模なOXC(Optical Cross-connect)/ROADMが低コストで実現できる様になると、光レベルでのグルーミングが可能となるが、それを実現するための技術的な課題は多い[6]。

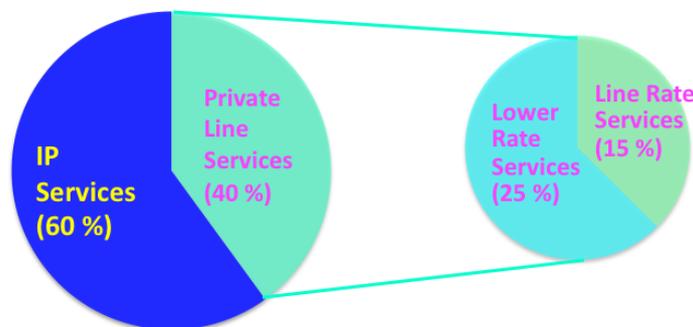


図 1.1-1 ISP バックボーンネットワークのトラフィックタイプの例

1. 2 映像のインパクト

映像技術は着実に進展し、既に 4k (4096×2160 ピクセル)の解像度を持つテレビ受像機の発売も始まっている。ビデオがトラフィック量へ与えるインパクトは極めて大きく、例えば 2025 年に実験放送[7]が予定されている超高精細テレビ (8k: 7680×4320 ピクセル) の素材伝送では、例えば 1 チャンネル当り 72 Gbps の容量を必要とする。一例として例えばセンサーネットワークにおいて、全世界に存在するセンサー数を世界の人口の 10 倍 (700 億個) と仮定し、その各々が同時に 1 kbps のデータを発生したとすると、そのトラフィック総量は約 70 Tbps となる。このトラフィック量は、超高精細映像高々1,000 チャンネルにしか過ぎない (図 1.2-1 参照)。現行のテレビジョン信号中継網においては、チャンネル当り約 1.5 Gbps の高精細映像が配信されているが、その切り替えは年間 4 万回程度と言われており[8]、将来の 72 Gbps 級の信号の配信には、光のファーストサーキットスイッチング[9]あるいは光のフロースイッチングが重要になると考えられる。

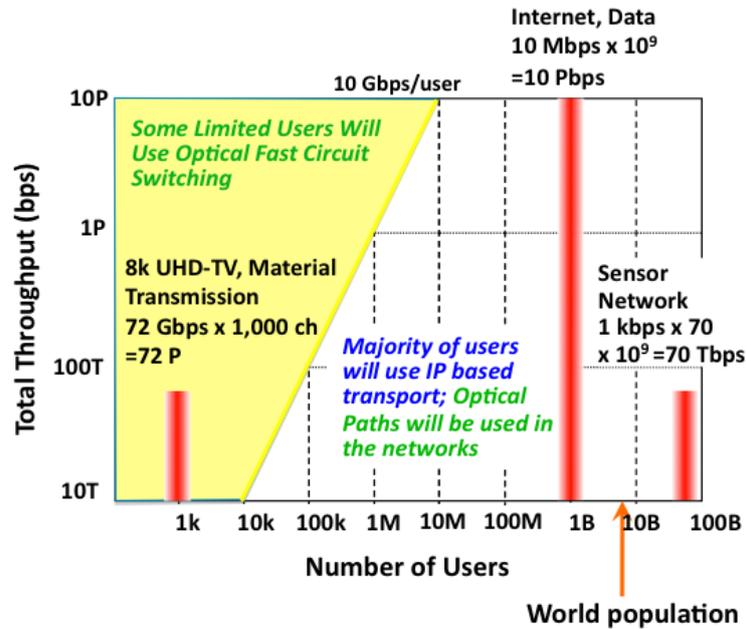


図 1.2-1 サービスとビットレート

[参考文献]

- [1] C. F. Lam, Liu Hong, B. Koley, Zhao Xiaoxue, V. Kamalov, V. Gill, "Fiber optic communication technologies: What's needed for datacenter network operations," IEEE Communications Magazine, July 2010, pp. 32-39.
- [2] C. Labovitz, "Google sets new Internet traffic record," <http://ddos.arbornetworks.com/2010/10/google-breaks-traffic-record/>
- [3] K. Sato, "Optical technologies that enable Green networks," 12th International Conference on Transparent Optical Networks, ICTON 2010, Mo.A.2, Munich, June 27-July 1, 2010.
- [4] A. Gerber and R. Doverspike, "Traffic types and growth in backbone networks," OFC/NFOEC 2011, OTuR1, Los Angeles, March 8, 2011.
- [5] C. Lam and H. Liu, "Data center networking," Short Course, OFC/NFOEC 2011, Los Angeles, March 8, 2011.
- [6] K. Sato, "The path to fully flexible optical network," Proceedings of the SPIE, Volume 8309, pp. 83091Q-83091Q-6, 2011.
- [7] K. Kubota, "Beyond HDTV-ultra high-definition television system," 2nd Multimedia Conference 2006, London, 29 - 30 November, 2006.
- [8] I. Fukuda and Y. Kamite, "Application of MPLS/P2MP-TE to video distribution service," Presented at MPLS Japan 2008, (in Japanese).
- [9] T. Ogawa, H. Hasegawa, and K. Sato, "Optical fast circuit switching networks employing dynamic waveband tunnel," IEICE Trans. on Commun., vol.E95-B, No.10, October 2012, pp.3139-3148.

第2章 エネルギー消費における ICT のインパクト

グリーン ICT に関しては多くの異なる視点があるが、ここでは ICT が消費する電力に焦点を当てる。ICT の使用フェーズにおけるフットプリントについては各種の試算があるが先進国では 5~8%程度と見積もられている。日本においては 2012 年の ICT の電力消費は 570 億 kWh と予測され[1]、その中で通信ネットワーク関連は約 50%程度、全消費電力の約 3%を占めると見積もられている[1]。一方、ICT による全エネルギー消費量削減効果は日本では 2012 年度に 5%程度[1]、2025 年で約 10%程度[2]との試算もある。即ち ICT 技術の進展が社会全体のエネルギー消費量の削減に大きく貢献する事が認識されている。他方、世界的に年率 40%程度の継続的なトラフィックの増大が今後も続くと仮定すると、ネットワークが消費するエネルギーも将来的に指数関数的に増加する事が予想されている。図 2.1-1 にドイツテレコムが試算した通信ネットワークの消費電力の推移[3]を示す(年率 40%のトラフィック増を仮定)。現状ではネットワークの消費電力の大半はアクセス系で消費されており、アクセス系では今後のブロードバンド加入者数の増加により消費電力の増加が考えられるが、実際は現行の xDSL から FTTx へ徐々に移行することによる大幅な消費電力の削減効果に相殺され、加入者系全体での消費電力はほぼ一定と見積もられている。

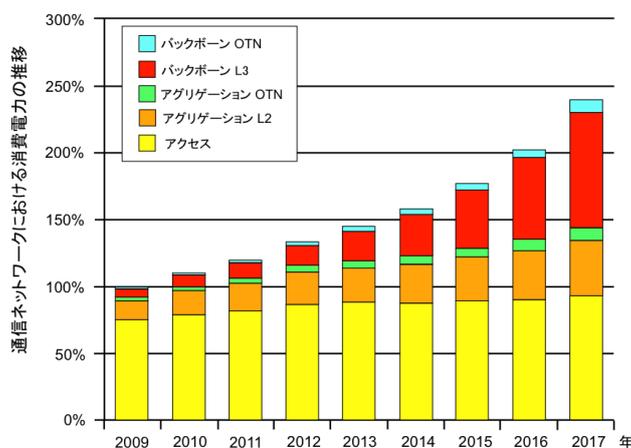


図 2.1-1 ドイツテレコムが試算した通信ネットワークの消費電力の推移

FTTH の普及率が高い日本においても現状のアクセス系での電力消費はネットワーク全体の消費電力の 60~80%を占めると見積もられている[4]。図 2.1-1 におけるもう 1つの重要なポイントは、アクセス系に比べて将来はバックボーンとアグリゲーション（トラフィック集約）におけるレイヤ 3/レイヤ 2 の転送機器（IP ルータ/Ethernet スイッチ）による消費電力が大幅に増大することである。同様な検討は各機関で行われており、メルボルン大学の J. Baliga らの試算によると、現状の技術を用いた場合にアクセス速度 10 Mbps で世界の人口の 1/3 がインターネットを利用するとその消費電力（大半がルータ部分）は現

在の世界の総発電量の約 6 割に達すると見積もられている[5]。日本においてもこのままトラフィックが増加し続けた場合、2020 年まで LSI の駆動電圧の低下が継続し、その時点での駆動電圧を 0.8V、それ以降の低下を困難と仮定した場合、2035 年にはルータの総消費電力が、2007 年の日本の総発電量に達するという試算が示されている[6]。即ち、今後も世界的に普及が拡大すると考えられるブロードバンドインターネットによる通信トラフィックの増加は、人口の増加、交通量の増加、その他の社会的な各種の拡大要因のなかでも増加率が抜きんでており、現状では通信ネットワークが消費する電力は数パーセントであるものの、将来的には極めて大きな割合となり、言い換えれば抜本的な低消費電力化技術を導入しない限り、インターネットの規模拡大は将来的に限界に達すると考えられる。

2. 1 グリーン化に向けた通信機器の省エネ化の推進

前述の様に ICT に関しては ICT 自体の省エネ化の課題（Green of ICT と呼ばれる）とともに、ICT の進展が社会の省エネ化に解決策の 1 つを与える（Green by ICT と呼ばれる）側面がある。ITU-T（International Telecommunication Union, Telecommunication Standardization Sector）においても、ICT サービスによるエネルギー消費削減効果を重視し、それを推進するために ICT による省エネ化のインパクトを計測する国際的に合意された共通の手法を明らかにするための Focus Group（FG）を 2008 年 7 月に設立し、積極的な活動を開始した[7][8]。ICT 自体の省エネ化に関しても、世界各国でグリーン化に向けた通信機器の省エネ化施策が推進されている。日本では 1999 年施行の改正省エネ法（エネルギーの使用の合理化に関する法律）で導入されたトップランナー制度[9]（特定機器の省エネルギー基準を、各々の機器において基準設定時に商品化されている製品のうち、最も省エネ性能が優れている機器の性能以上に設定する制度）により、特定の機器に対する低消費電力化が法律として義務づけられている。そこには、小型ルータ、L2 スイッチ、サーバー等の ICT 機器も含まれている。EU においては、省エネの自主的な目標値として、Code of Conduct[10] を制定、北米では主要キャリアの 1 つ Verizon が自社に導入する通信機器の省エネ基準を設定した、TEEER Requirements（Telecommunications Equipment Energy Efficiency Rating Requirements）を制定し[11]、2009 年以降はそれ迄より 20% 以上省エネ化された装置のみ導入することを発表している。

上記の取り組みはベンダが開発する装置の低消費電力化を加速する上で重要であるが、以下に述べる CMOS 技術の進展の動向を考慮すると、数桁にのぼるトラフィック増に対応する低消費電力化を達成するためには、将来的なネットワークのパラダイムシフトが重要と考えられる。

2. 2 電気技術のボトルネック

前節で述べた様に、スループットの拡大と消費電力の削減が将来の通信ネットワークにとって重要な課題である[12]-[14]。図 2.2-1 に Juniper 社のコアルータのスループットと単位スループット当りの消費電力の推移を示す[12]。スループット並びに電力効率の向上がともに近年飽和傾向にあることが分かる。現状のコアルータの消費電力はラック当りの許容限界（15～20 kW）にほぼ達しており、更なるスループットの拡大には何らかの抜本的な解決策が求められている。

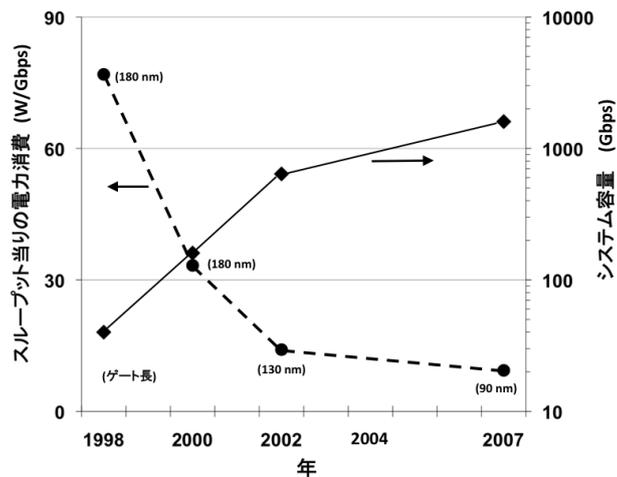


図 2.2-1 Juniper 社のコアルータのスループットと単位スループット当りの消費電力の推移

図 2.2-2 に各種のコアルータのスループットの拡大の様子を示す。現行のコアルータのスループットは最大 2Tbps (WAN カウント；シングルシャシー) 程度であり最近の伝送実験で達成されたファイバ当りの伝送容量 100 Tbps [16] [17] の 2%程度にしか過ぎない。ルータのスループットの進展で注目すべき点は、2005 年以前はその進展がほぼムーアの法則に近いもの（18 ヶ月で 2 倍；年率 60%程度）であったが、それ以降、増加速度は大幅に低下し現在は 20%程度である。一方、トラフィックは年率 30%程度で増え続け [18]、そのギャップが顕在化しつつある。CMOS 技術の進展においては駆動電圧の低下が飽和傾向にあるとともにゲート長の細線化に伴う無効電力の増加により、シャシー当りの許容電力内（15～20 kW）でのスループットの拡大が次第に困難な状況にある。図 2.2-3 に大容量コアルータの消費電力の内訳例を示す[19]。ルータの消費電力はそのアーキテクチャに依存するが、電源のロス並びに冷却に要するパワー（これは他が削減されれば自動的に小さくなる）を除けば、IP パケットのルーティング処理に必要な電力が全体の半分以上を占めていることが分かる。この様な状況で、ルータのコストと消費電力の観点から、ルータを低位レイヤの転送によりカットスルー（通過）する方式の導入がコア/メトロネットワークにおいて進展し始めている。

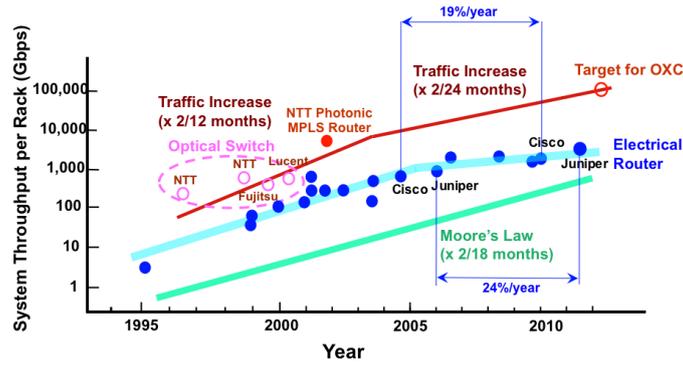


図 2.2-2 コアルータのスループットの進展

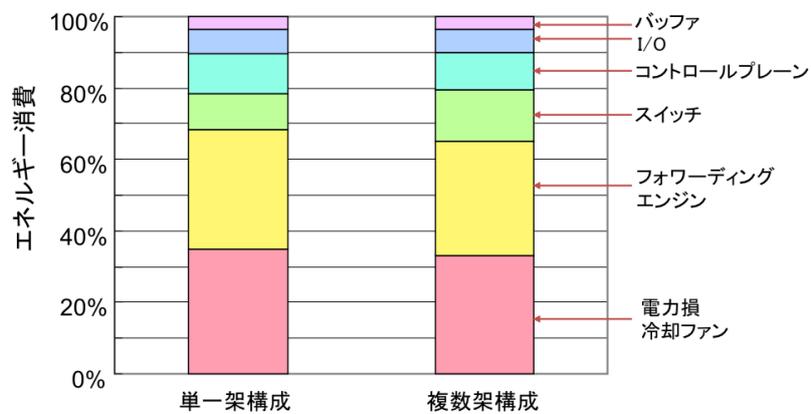


図 2.2-3 大容量コアルータの消費電力の内訳例

一方、半導体技術に大きく依存するスーパーコンピュータにおいてはその計算能力 (Flops) の上昇は大きく、この 20 年以上にわたり継続して年率 90%程度[20]を維持していることは印象的である。しかし最近の Flops の進展はプロセッサコアの並列度の拡大に支えられており、現在 (2011 年 11 月迄のデータ。以下同じ) 最大のコア数は 700,000 を超えている。コア数の拡大に伴い、その消費電力は増加し続けている。図 2.2-4 に、トップ 500 位までの中で、データが得られるものについてコア数と消費電力を 2005 年から 2011 年までにわたりプロットしたものを示す。図 2.2-5 に平均消費電力の推移を示す。消費電力は No. 1 のスーパーコンピュータにおいては年率およそ 60%、第 10 位、100 位までの平均でそれぞれ約 40%の増加を示している。もしも No. 1 スーパーコンピュータ (12.7 MW [20]) において年率 60%の増加を外挿すると 2020 年には消費電力が 1,000 MW (小型の原子炉 1 基の設備容量) に達する。即ち、時期的な問題は別として、消費電力ネックにより計算能力の進展が制限されることが予測される。

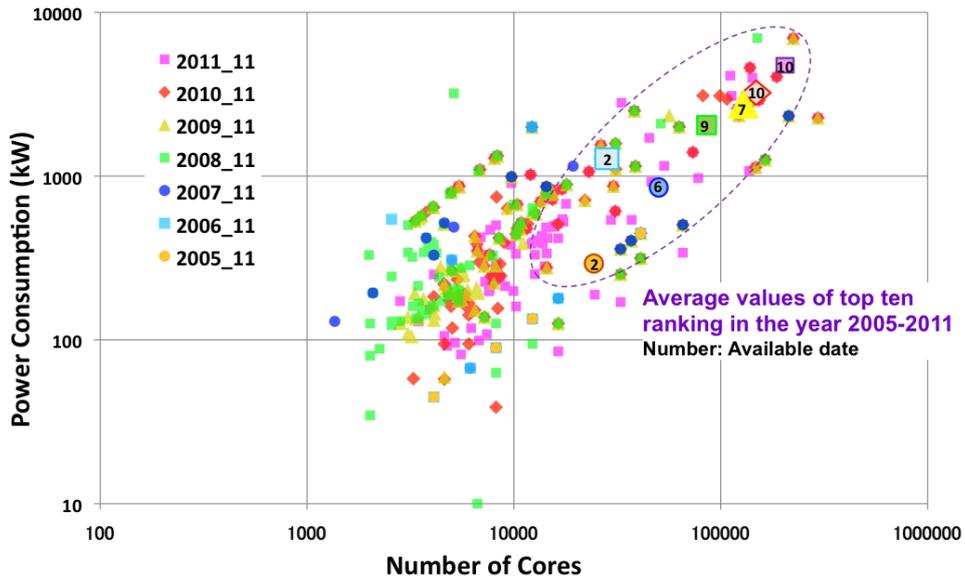


図 2.2-4 トップ 500 スーパーコンピュータのコア数と消費電力

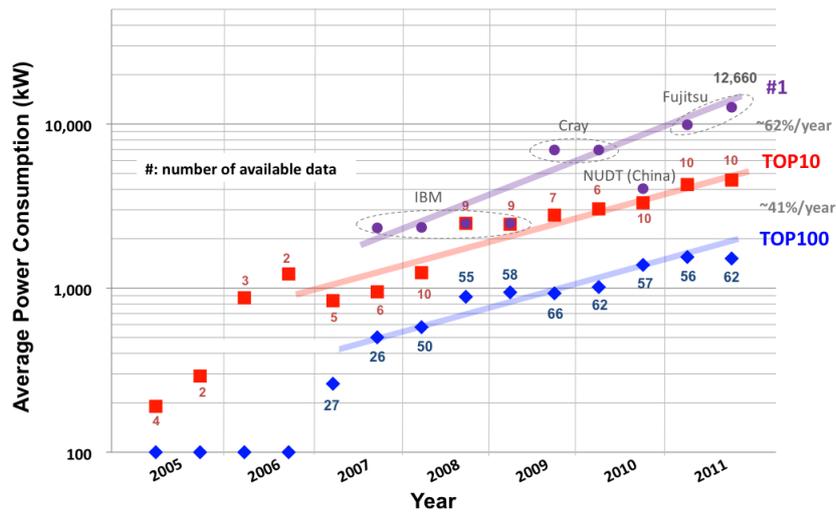


図 2.2-5 トップ 500 スーパーコンピュータの平均消費電力の推移

ルータの様にシェルフ当りの消費電力が制限される状況においては、前述の様に消費電力のボトルネックがより早い段階（2005年頃）で顕在化している。以上述べた様に、現状の半導体技術の延長では将来のネットワークにおいて予想される消費電力の課題を解決することは困難な状況にあり[14]、次章以下で論じるフォトニックネットワーク技術の開発が重要となる。

[参考文献]

- [1] 総務省「地球温暖化問題への対応に向けたICT政策に関する研究会報告書」, 平成20年4月.
- [2] 経済産業省商務情報政策局グリーンITイニシアティブ資料, 平成20年5月.
- [3] C. Lange, and A. Gladisch, "Energy Consumption of Telecommunication Networks – A Network Operator's View," Presented at OFC/OFOEC 2009.
- [4] A. Otaka, "Power saving ad-hoc Report," IEEE 802.3 Interim Meeting Seoul, South Korea, 15-18 September, 2008.
- [5] J. Baliga, K. Hinton and R. S. Tucker, "Energy consumption of the Internet," COIN-AOTF 2007, WeA1-1, Melbourne, Australia, June 24-27, 2007.
- [6] 狭間, インターネットトラヒックとICTエネルギーの課題, OPTRONICS, No. 337, January 2010, pp. 139-143.
- [7] <http://www.itu.int/ITU-T/focusgroups/climate/>
- [8] Y. Somemura, T. Origuchi, Y. Sugiyama, R. Kobayashi, S. Nishi, and T. Sawada, "Standardization Activities on ICTs and Climate Change in ITU-T," NTT Technical Review, vol. 7 No. 9 September 2009, pp. 1-7.
- [9] <http://www.enecho.meti.go.jp/policy/saveenergy/save03.htm>
- [10] Code of conduct on energy consumption of broadband equipment, Version 3, 18 November, 2008.
- [11] Verizon Technical Purchasing Requirements, VZ.TPR.9205, Issue 4, August 2009.
- [12] R. Tucker, "Optical packet-switched WDM networks: a cost and energy perspective," OFC/NFOEC 2008, OMG1.
- [13] ITU Symposia on ICTs and climate change, Kyoto, Japan, April 15-16, 2008.
- [14] 佐藤, "持続的発展可能な情報通信ネットワークと光ネットワーク技術の役割," 電子情報通信学会誌, グリーンICTに向けた光ネットワーク技術小特集, vol. 93, No. 8, pp. 654-658, 2010年8月.
- [15] L. Ceuppens, "Planning for Energy Efficiency Networking in Numbers," OFC/OFOEC 2009, San Diego, March 22, 2009.
- [16] D. Qian et al., "107.1-Tb/s (370x294-Gb/s) PDM-128QAM-OFDM transmission over 3x55-km SSMF using pilot-based phase noise mitigation," OFC/NFOEC 2011, PDPB5, Los Angeles, March 10, 2011.
- [17] A. Sano T. Kobayashi, S. Yamanaka, Matsuura, A. Kawakami, Y. Miyamoto, K. Ishihara, H. Masuda, "102.3-Tb/s (224 x 548-Gb/s) C- and extended L-band all-Raman transmission over 240 km using PDM-64QAM single carrier FDM with digital pilot tone," OFC/NFOEC 2012, PDP5C, Los Angeles, March 4, 2012.
- [18] CISCO White Paper, "Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology, 2011-2016," May 30, 2012.
- [19] R. Tucker, Presented at Photonics in Switching, San Francisco, August 2007
- [20] Top 500 Supercomputer Sites, <http://www.top500.org/>

第3章 フォトニックネットワーク

3.1 低位レイヤトランスポートによる経済化と低消費電力化

前節に述べたルータの消費電力のボトルネックは、ルータで転送されるトラフィックを低位レイヤの転送でカットスルーすることにより大きく改善できる。図 3.1-1 に、各レイヤのトランスポートにおけるスイッチングの粒度（グラニューラリティ）と転送における電力効率を示す [1]。任意の粒度での転送が可能な IP ルータやラベルスイッチルータに比べ、レイヤ 1 の ODU-XC (VC-XC) や光パスクロスコネクトは、粒度が粗いが転送の際の消費電力は圧倒的に小さいことが分かる。自ノードを通過するトラフィックのうち、どれだけ多くのトラフィックを低位レイヤのトランスポートで処理できるかで、低消費電力化の効果が決まる。一方、粒度の粗さはファイバの使用効率を低下させる要因となる。ODU (Optical channel Data Unit)の標準化においては、最近 ODU flex が定義され[2]、その粒度が 1.25 GHz 単位となり、コアネットワークにおいては十分細かい粒度が実現される様になった。また、光パスにおいても従来の固定容量の光パスを発展させたエラスティックな光パス [3][4]が議論されており、将来的には OTU flex (rate-flexible OTUs (Optical channel Transport Units) [5])を用いたフレキシブルな光パスが実現される可能性がある。

消費電力の観点のみでなく、インタフェースコストの観点からも、上記光レイヤならびに電気の低位レイヤのパス (LSP: Label Switched Path、ODU など) をできるだけ利用してネットワークを構築していくことが重要な方向として認識されている [1][6]。その第一段階として、ROADM に基づくネットワーク構築が近年大きく進展した。一方、現行の光パスの粒度ではファイバリソースの有効利用には限りがあり、そのギャップを埋めるグルーミングの手段として、電気の低位レイヤのパス (LSP、ODU など) によるクロスコネクト機能の導入が検討されている [7]。エラスティック光パスを用いた光レイヤでのグルーミングに関しては次節で言及する。

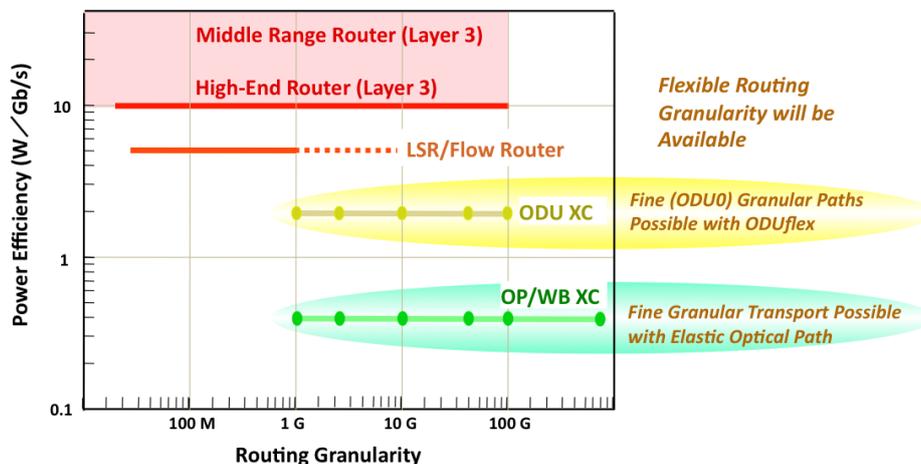


図 3.1-1 各種ノード装置の転送粒度と転送電力効率

3. 2 フレキシブルグリッド

1990年代の中頃にITU-Tで標準化されてから15年以上にわたって利用されてきた固定グリッドに加え、2012年にフレキシブルグリッドが新たに標準化された[8]。本方式では12.5GHzを単位とする可変スロット幅の概念を追加し、中心周波数を6.25GHz間隔で設定可能となった(図3.2-1参照)。即ち、中心周波数は従来のアンカー周波数193.1THzに対して、 $193.1 + n \times 0.00625$ THzで規定される。フレキシブルグリッドを利用することにより、送信信号のビットレートと変調形式に適応して中心周波数とスロット幅を設定できるため、例えば、将来の400Gbpsのスロット幅として必要と考えられている75GHz(DP-16QAM)あるいは125GHz(DP-QPSK)を効率よく配置することができる。また、1本のファイバに(異なるスロット幅を必要とする)異なる速度の信号、即ちミックスドラインレートの信号を効率よく収容できる様になる。

- ・ (可変)スロット幅の概念を追加(12.5GHz刻み)
- ・ 中心周波数を6.25GHz間隔で設定可能

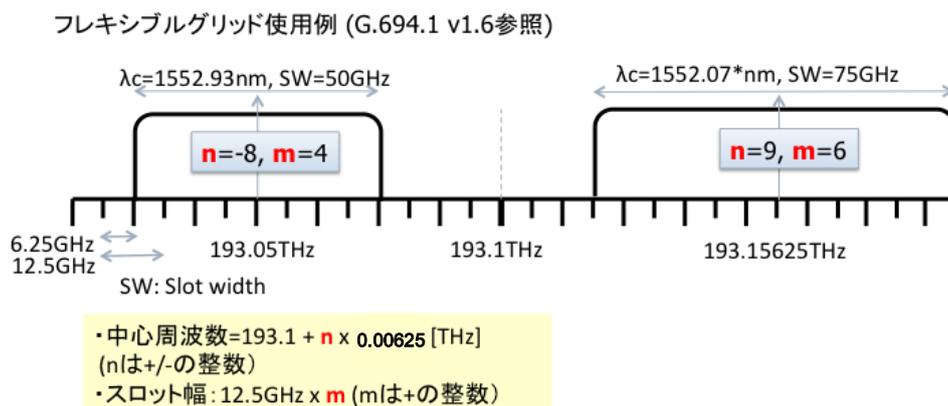


図 3.2-1 フレキシブルグリッド(G.694.1 改版)

3. 3 エラスティックオプティカルパス

上記方式をさらに拡張し、従来のOTN(Optical Transport Network)で規定されていた粗い粒度の光パスに加え、より細かい粒度のパス帯域幅、例えば12.5GHzあるいはそれ以下の粒度を持つパスを実現することにより、ネットワーク上でサービスに合わせた最適の光パスのバンド幅が利用できる様になる。即ち、従来は電気レイヤで行なっていたグルーミングを光レイヤで行なうことにより、電気レイヤに頼らずにファイバリソースの利用率の向上が図れる[9][10]。電気レイヤと光レイヤのグルーミングを図3.3-1に説明する(注: 図3.3-1の全てのレイヤが必要ではなく、実際は選択的に利用される)。例えば、光レイヤでの

グルーミングを行なうことにより、現在導入されつつあるODU-XCなどによる電気レイヤでのグルーミングを省略できる可能性もある。エラスティック光パスはこの様に様々なレベルでの利用法が考えられる。

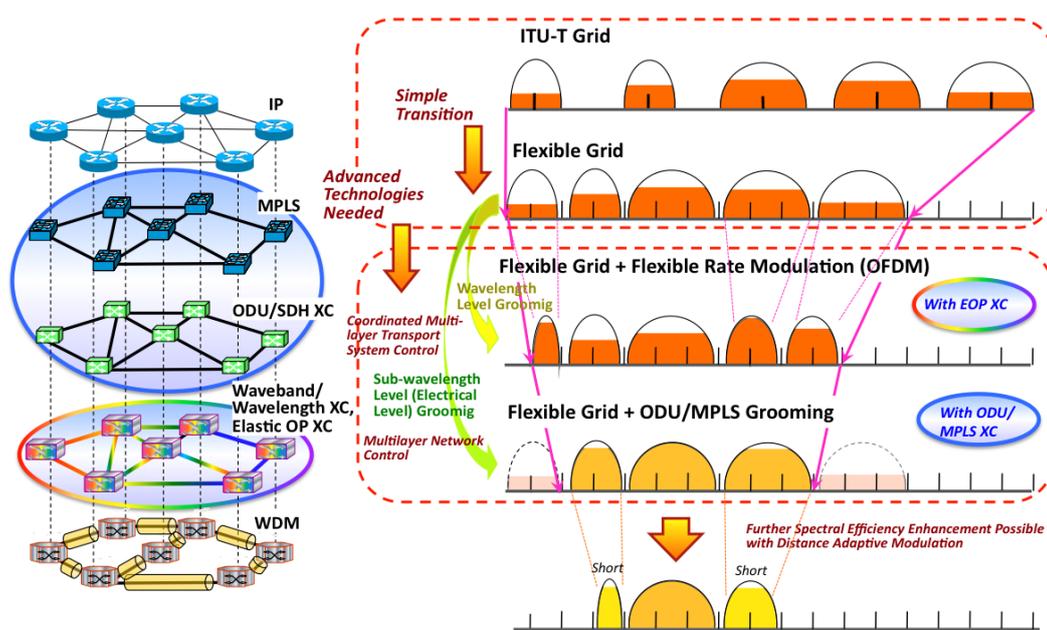


図 3.3-1 フレキシブルグリッドとエラスティック光パスにおける周波数利用効率

これを整理したものを図3.3-2に示す。図3.3-2では、横軸にポイント-ポイントの伝送における適用ネットワークレベルの適用かを、縦軸にはスタティックな利用かダイナミックな利用かで領域を分けてある。即ち、適用領域的に [I]-[IV]の4つの領域に分類してある[10]。第Iの領域は最もシンプルで、ポイント-ポイント伝送における光ファイバ帯域の有効利用が比較的容易に達成される。例えば第2章で述べた様なデータセンタ間の長距離伝送において、ファイバ資源が少ない場合に大きな有効性を示す。フレキシブルグリッド/エラスティック光パス技術が最も早く導入される領域と考えられる。一方、大規模キャリアにおいて各種のサービス提供を行い途中のノードでのアド/ドロップが必要な場合には、フレキシブルな帯域をクロスコネクトできるOXC/ROADMが必要となるだけでなく、これまでの波長衝突を考慮したRWA(Routing and Wavelength Assignment)問題に加えて、異なる帯域幅の波長スロットを効率よく収容するための新たなネットワーク設計アルゴリズムを開発する必要がある。さらにそのダイナミックな運用を考えると(領域 III)、周波数配置が初期設計の最適値からずれ、即ちフラグメンテーションが発生し、ファイバの利用

効率を低下させることになる。これに関してもフラグメンテーションの緩和技術の確立が必要となる[11][12]。フレキシブルなOXC/ROADMはLCOS (Liquid Crystal on Silicon) ベースのWSS (Wavelength Selective Switch)で実現できる。また、エラスティック光パスに適応したネットワーク設計アルゴリズムも、一度確立してしまえば解決する課題である(即ち、他と比べて容易な課題：図3.3-2の点線の箱の技術)。

一方、光レイヤでのグルーミングやダイナミックなサービスを行なう場合(領域 III)には、電気レイヤを含んだマルチレイヤのネットワークコントロール、ダイナミックな運用に適した、かつ大規模な OXC/ROADM が必要になる。これらは困難性の高い課題と言える(図 3.3-2 の実線の箱の技術)。また、信号速度や到達距離に応じて変調形式を変えることができる可変のトランスポンダ技術も重要である(図 3.3-2 の鎖線の箱の技術)[13][14]。

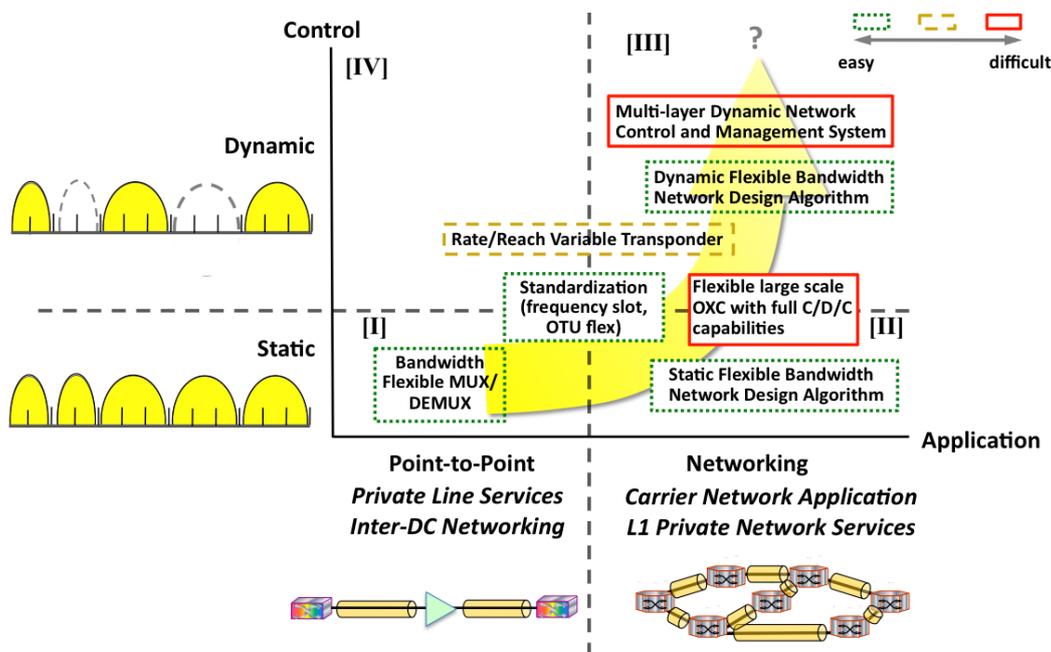


図 3.3-2 エラスティック光パスの適用領域とキー技術

図 3.3-3 に、フレキシブルグリッドあるいはエラスティック光パスに関する設備/オペレーションコストと収益の関係を説明する。本技術により得られる効果は、光ファイバの周波数利用効率を改善することにより得られる効果であることに注意しなければならない。例えばメトロ領域の様にファイバが比較的潤沢に敷設された領域では、ネットワークコストはノードコストとオペレーションコストが主要な部分を占める。即ち、その様な領域で

ファイバコストを下げても、それに伴うハードコスト並びにオペレーションコストの増加を相殺することは一般に困難である。ファイバの周波数利用効率が少し低くても、簡易なシステムが望まれる。さらに一歩進んで、それまで電気レベルで行なっていたグルーミングを光レベルで行い、設置されていた電気クロスコネクトを削減することも可能であるが、上で述べた運用の困難性に基づくコスト増をファイバのコスト減が補えるかどうかのポイントとなる。なお、将来的に（ダイナミックな）エラスティック光パスによる新しいサービスが導入されれば、それによる収益増が期待される。ただし、固定帯域の光パスサービスではなく、より細かい粒度のエラスティック光パスサービスの提供によって加算される収益分が、エラスティック光パス導入の判断に寄与する分である。

以上、エラスティック光パス技術に関連して光レイヤでのグルーミング並びにダイナミックなパス運用を述べたが、現状は固定グリッドの光パスでその運用は静的にとどまっている。また、固定かフレキシブルかにかかわらず、光ノードに関しては将来に向けて解決すべき技術的課題が多数存在する。これに関しては次章で述べる。

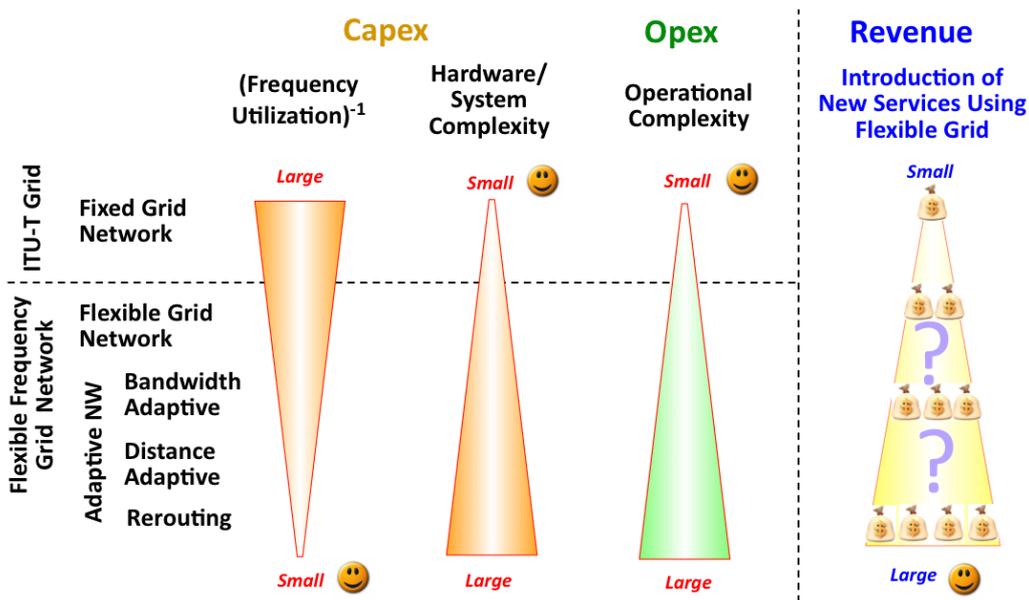


図 3.3-3 フレキシブルグリッド・エラスティック光パスの設備／オペレーションコストと収益の関係

[参考文献]

- [1] K. Sato, "Next generation transport network architecture," OFC/NFOEC 2010, invited, OWR1, San Diego, March 21-25, 2010.
- [2] ITU-T Recommendation G.709/Y.1331 (12/2009), Interfaces for the Optical Transport Network (OTN)
- [3] M. Jinno, H. Takara, B. Kozicki, Y. Tsukishima, Y. Sone, S. Matsuoka, "Spectrum-efficient and scalable elastic optical path network: architecture, benefits, and enabling technologies," IEEE Communications Magazine, pp. 66-73, November 2009.
- [4] M. Jinno, B. Kozicki, H. Takara, A. Watanabe, Y. Sone, T. Tanaka, A. Hirano, "Distance-adaptive spectrum resource allocation in spectrum-sliced elastic optical path network," IEEE Communications Magazine, pp. 138-145, August 2010.
- [5] M. Jinno, T. Ohara, Y. Sone, A. Hirano, O. Ishida, and M. Tomizawa, "Elastic and adaptive optical networks: Possible adoption scenarios and future standardization aspects," IEEE Communications Magazine, pp. 164-172, October 2011.
- [6] K. Sato, "Optical technologies that enable Green networks," 12th International Conference on Transparent Optical Networks, ICTON 2010, Mo.A.2, Munich, June 27-July 1, 2010.
- [7] V. Hutcheon, "OTN to enable flexible networks," OFC/NFOEC 2011, NMC1, Los Angeles, March 2011.
- [8] ITU-T Recommendation G.694.1 (02/2102), Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid.
- [9] K. Sato, "The path to fully flexible optical network," Proceedings of the SPIE, Volume 8309, pp. 83091Q-83091Q-6, 2011.
- [10] K. Sato, "Recent developments in and challenges of elastic optical path networking," ECOC 2011, Mo.2.K.1, Geneva, September 18-22, 2011.
- [11] T. Takagi, H. Hasegawa, K. Sato, Y. Sone, A. Hirano, and M. Jinno, "Disruption minimized spectrum defragmentation in elastic optical path networks that adopt distance adaptive modulation," ECOC 2011, Mo.2.K.3, Geneva, September 18-22, 2011.
- [12] A. Kadohata, A. Hirano, Y. Sone, O. Ishida, "wavelength path reconfiguration to reduce fragmentation and number of operations in WDM mesh networks," ECOC 2011, Mo.2.K.6, Geneva, September 18-22, 2011.
- [13] H. Takara, et al., "Distance-adaptive super-wavelength routing in elastic optical path network (SLICE) with optical OFDM," Proc. ECOC, We.8.D.2, September 2010.
- [14] M. Jinno, K. Yonenaga, H. Takara, K. Shibahara, S. Yamanaka, T. Ono, T. Kawai, M. Tomizawa, Y. Miyamoto, "Demonstration of translucent elastic optical network based on virtualized elastic regenerator," OFC/NFOEC 2012, PDP5B, Los Angeles, March 4-8, 2012.

第4章 OXC/ROADMの展開

4.1 OXC/ROADMの課題

現在導入されている ROADM のポート数は 8 程度であり小規模である。また、光信号のアド／ドロップは静的に行なわれている。第 1 章で述べた様にインターネットトラフィックの増加が年率 30%で推移すると、トラフィック量は 9 年で 10 倍、17 年で 100 倍となる。光ファイバ当りの伝送容量も拡大しているが、いずれフレキシブルで大規模な OXC/ROADM が必要となる[1][2]。図 4.1-1 にフレキシブルで大規模なクロスコネクットの課題と技術を説明する。さらに、光パスのダイナミックな運用[3]を行なうためには、光源の波長選択性と設定時間、光スイッチの切替時間、光ファイバアンプの高速応答性、シグナリング時間の高速化技術などの開発が必要となる。本章では、最も基本となるフレキシブルで大規模な OXC 技術（図 4.1-1 参照）に関する検討状況を概観するとともにその将来展望を述べる。

大規模な OXC/ROADM を実現する上での課題は大きくわけて 2 つある。第一はノードを通過する光パスをクロスコネクするスルーパススイッチ構成、第二はノードで終端する光パスを扱う add/drop 部の構成である。本章では、各々の課題を 4.2 節、並びに 4.3 節で説明する。また、add/drop 部を構成するにあたり有効な方式としてチューナブルフィルタを利用する方法がある。4.4 節において最近のチューナブルフィルタ構成技術の進展を述べる。

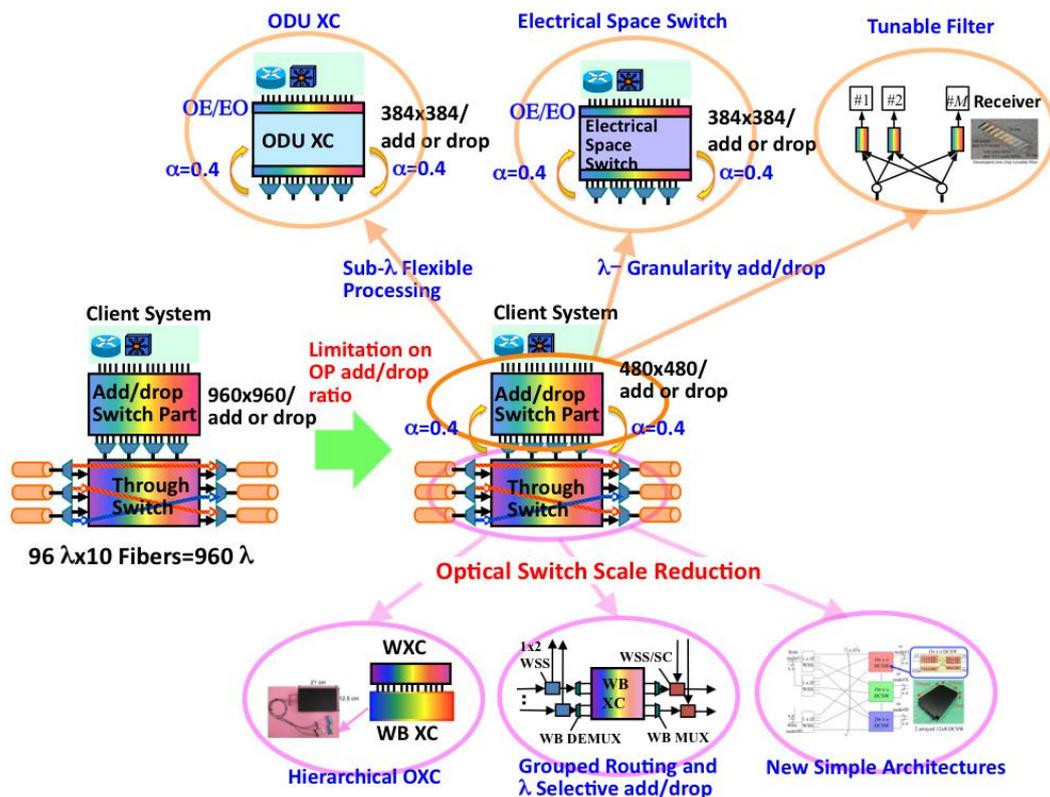


図 4.1-1 フレキシブルで大規模な OXC 技術

4. 2 大規模 OXC 構成技術

現行の多くの OXC/ROADM は 1x9 程度の WSS をベースとしている。大規模な OXC を構築するにはポート数の大きな WSS が必要になるが、現在利用できる最大ポート数は 20+ 程度である。将来的にさらなる大規模化も検討されているが、その構造上低コストでこれを実現することは容易ではないと考えられる。もちろん小規模 WSS をカスケードにすることにより大規模 WSS を実現することは可能であるが、コストと損失が増加する。さらに、現状の OXC 構成の多くは、図 4.2-1 に示す様に broadcast-&-select アーキテクチャ、即ちスターカップラ（入力ファイバ側）+WSS（出力ファイバ側）の構成を取っているが、ファイバ数が増大するとスターカップラのロスが問題となるため、route-&-select アーキテクチャ、即ち入出力側ともに WSS を利用する WSS+WSS 構成が必要となり、必要な WSS 数が倍増する（図 4.2-1 参照）。一例として、60x60 の OXC を 1x20 WSS を用いて実現した場合、必要となる WSS の数は 480 個となり、コスト的に実現が困難なレベルとなる。さらに、4.3 節で述べる add/drop 部の構成にも多数の WSS を必要とする場合もある。本節では、スループススイッチ部に焦点を当て、これまでに提案されているスループススイッチ部を効率的に実現するための幾つかの手法を説明する。

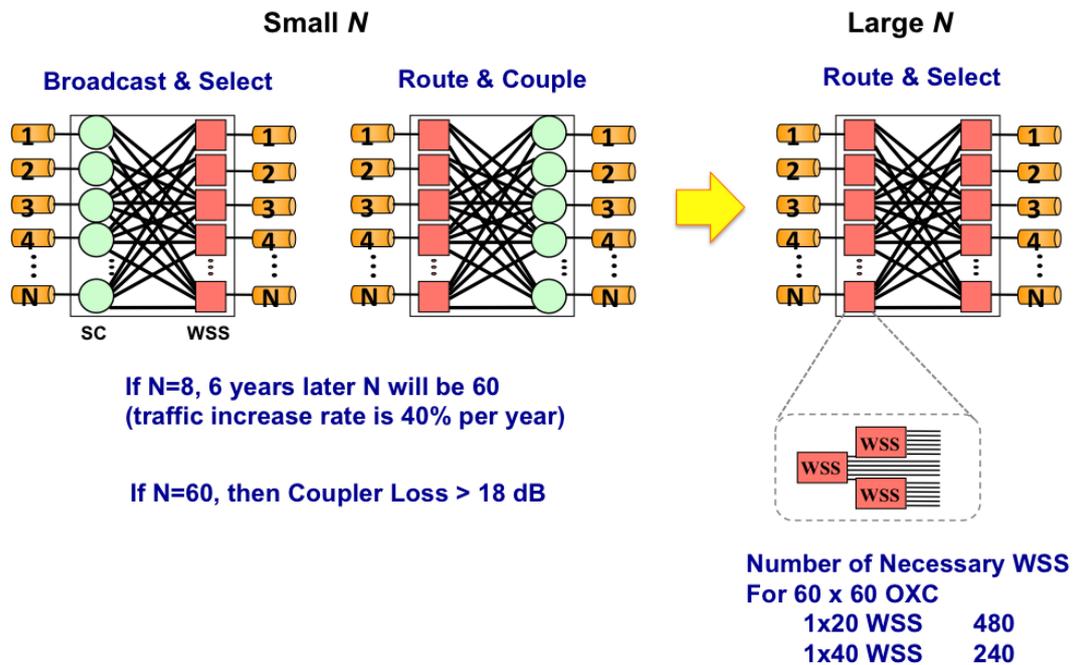


図 4.2-1 WSS をベースとする大規模 OXC 構成

4. 2. 1 階層化光クロスコネクタ構成 [4]-[10]

デジタルの電気スイッチとは異なり、光スイッチの多くは光信号の帯域、ビットレートに無依存でスイッチ可能である。この特性を最大限に活かし、光パスをグループ単位で切り替えることにより、例えば OXC で必要となるマトリクススイッチのサイズを大幅に削減可能となる[9][10]。一例として波長群/波長パスを用いた階層化 OXC において、波長パスのグルーミング率（波長群をほどいて波長パスレベルでクロスコネクタする割合）を 0.2 程度とすると、スイッチ規模（マトリクススイッチの叉点数）を 70%程度削減できる[11]。マトリクスタイプ階層型クロスコネクタ構成とスイッチ規模削減効果の評価例を図 4.2-2 に示す。図 4.2-3 に試作された階層化光クロスコネクタ装置(プロトタイプ)を示す。入出力ファイバ数は各々8、1ファイバ当りの波長パス数は 40、add/drop 率は 50%である。PLC 技術を用い、光スイッチ並びに AWG 等がコンパクトに実装されている [12]。また 3D MEMS(Micro Electro Mechanical Systems)を用いた WSS/WBSS (Wavelength/Wave Band Selective Switch)においてはミラー数を 48%程度削減可能 [12]であることが確認されている。図 4.2-4 に 3D MEMS タイプ階層型光クロスコネクタ構成とスイッチ規模削減効果の評価例を示す[13]。

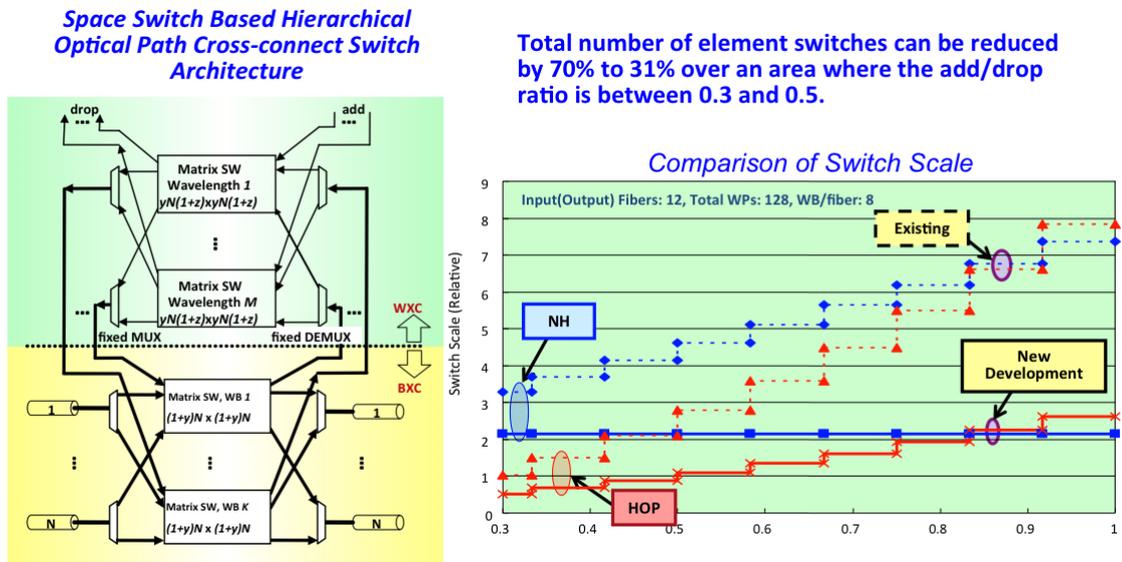


図 4.2-2 マトリクスタイプ階層型クロスコネクタ構成とスイッチ規模削減効果

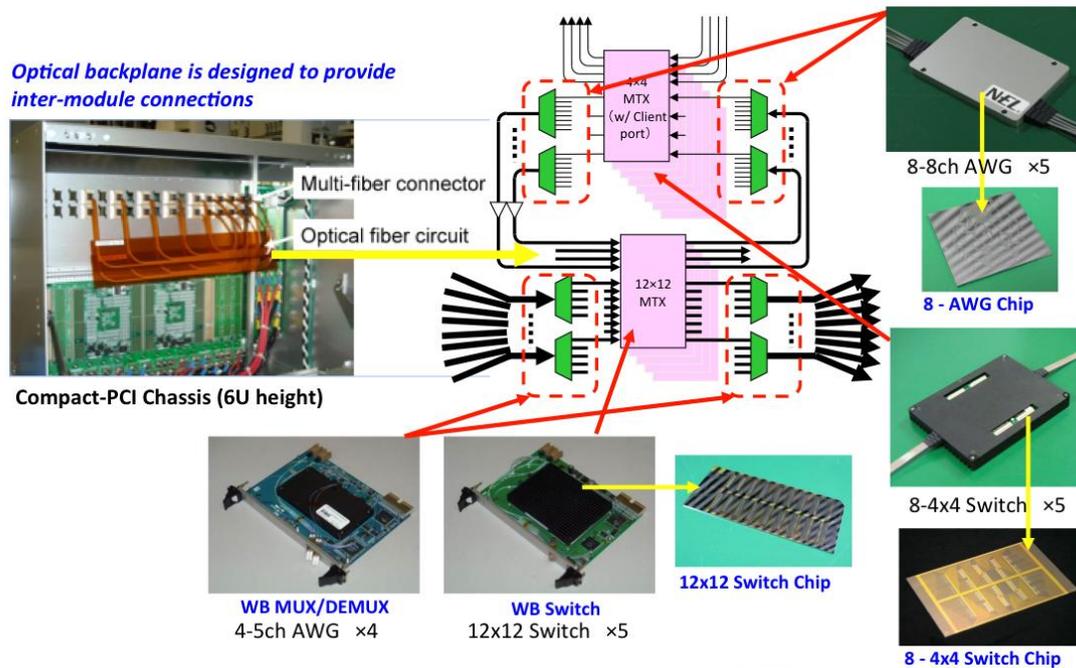
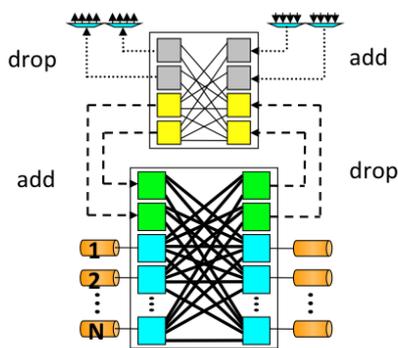


図 4.2-3 階層化光クロスコネクタ装置(プロトタイプ)

WBSS based Hierarchical OXC



Total number of mirrors can be reduced by 48% to 21% over an area where the add/drop ratio is between 0.25 and 0.5.

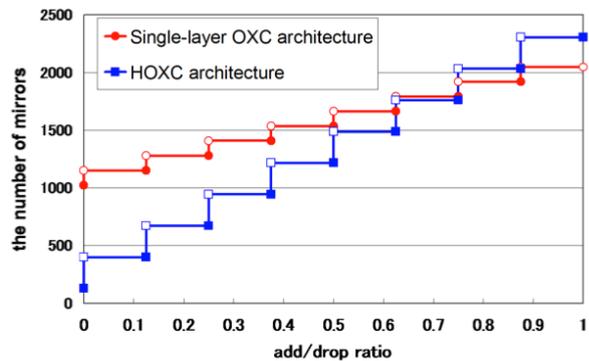


図 4.2-4 3D MEMS タイプ階層型光クロスコネクタ構成とスイッチ規模削減効果

一方、WSS として LCOS(Liquid Crystal on Silicon)技術を用いた場合は状況が異なる。LCOS ベースの WSS においては、WBSS 機能としても通常の WSS と比較してハードウェアの簡素化はほとんど期待できない。しかし、他の技術で実現した効率的な WBSS を適用

することにより、階層化光クロスコネクットのメリットを活かすことが可能となる。一例を図 4.2-5 に示す。この例では WSS/WBSS アーキテクチャにおいて、グルーミングを行なう WSS 部は 1 階層の OXC に比べて例えば 20% でよい。WBSS 部分は PLC (Planar Lightwave Circuit) 技術を用い、1 つの WBSS 機能が 1 チップ (34 x 64 mm²) で実現されている [14]。そのため、5 x 5 の WBXC (Waveband Cross-connect) が極めてコンパクト (135 x 220 x 100 mm³) に実現されている [15]。PLC による WBSS は可動部分が無く高信頼であり、WSS で必要となる光ビームの初期調整が不要でかつ上記の様に小型化が可能である。本例に示す様に、適切な技術を選択することにより、階層化光クロスコネクット構成は大規模なクロスコネクットの実現に有効な一手段を与えることが分かる。波長群の導入によるノードの簡素化を論じる上で、グルーミング率が重要なパラメータである。これまでの検討により、適切なネットワーク設計アルゴリズムを開発することにより [16][17]、グルーミング率の制約がたとえば 0.25 以上であればグルーミング率に制約のないネットワークと比較してコスト増がほとんどないことが知られている。もちろん、トラフィック量が増えれば増えるほど、グルーミング率は小さくてすむ。大規模 OXC が必要となる領域、即ちトラフィックが十分大きい領域では、粒度の大きなルーティング (波長群によるルーティング) に補助的に波長レベルのグルーミングを付加することにより、効率的なネットワークを構築することが可能となる [17]。

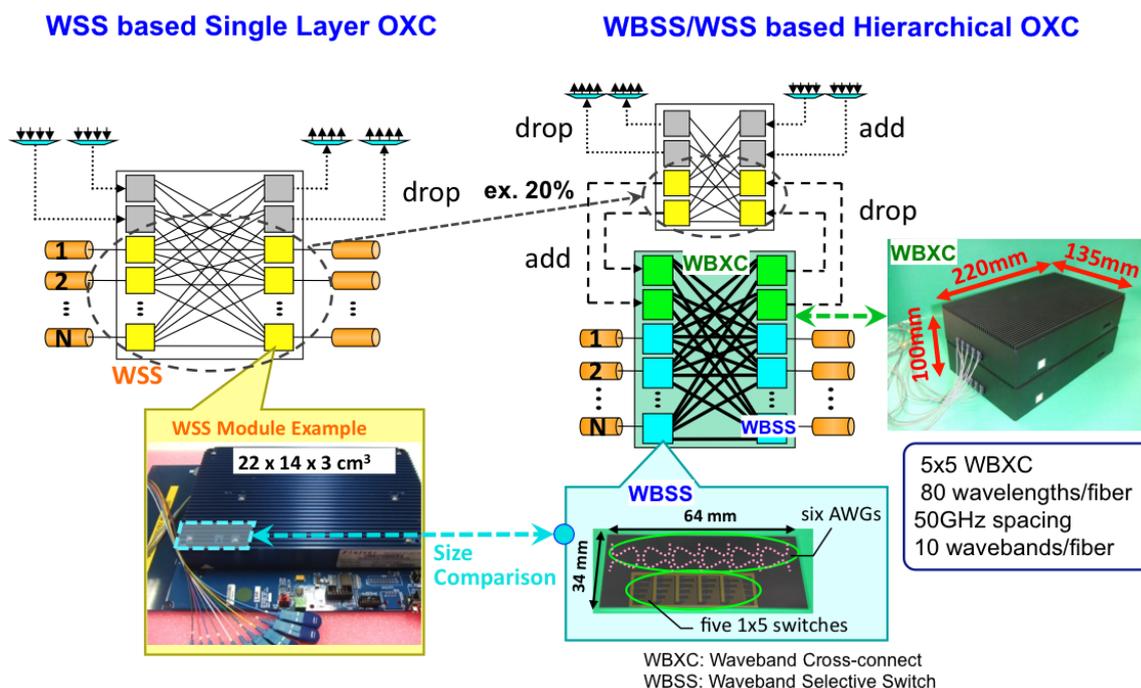


図 4.2-5 WSS/WBSS ベース光クロスコネクット

4. 2. 2 グループルーティングと波長選択アド/ドロップ

上記の大規模ネットワークにおけるルーティングノードの特性を利用し、ノードでのルーティングは粗い粒度（波長群）で行い（波長レベルのグルーミングは行なわない）、波長のアド/ドロップは波長レベルで行なう方式の検討がなされている[18]。ノード構成の概略を図 4.2-6 に示す。ノードの入力側には 1x2 WSS を配置し、drop する光パスとスルーの光パスを分離する。この方式では、ノードで波長群の終端を行なわないため、ITU-T で規定される“パス”の機能を波長群に持たせるのではなく（波長群パスとして扱わない）、単にルーティングを波長の束で行うために利用していることに注意する必要がある。

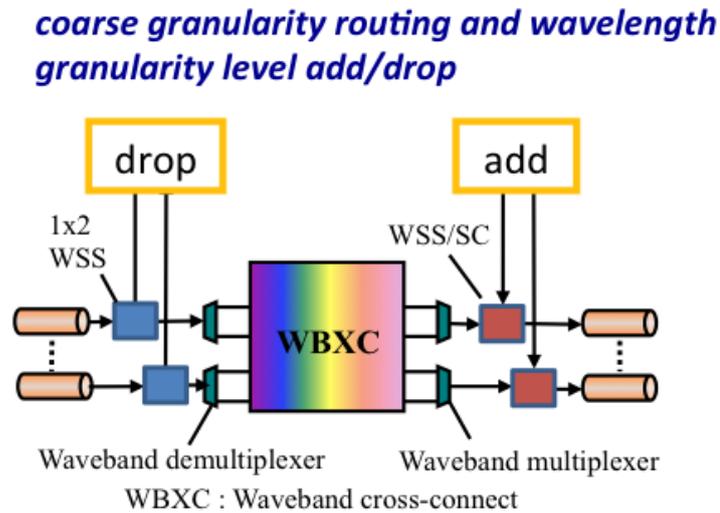


図 4.2-6 グループルーティングのノード構成

本方式においては、ルーティングのエンティティとしての波長の束はグループルーティングエンティティ(GRE)と呼ばれている[18]。図 4.2-7 に示す様に、GRE パイプは始末端点の無いループを形成することも可能である。その一方、ノードにおけるアド/ドロップは波長毎に行ない、柔軟性を確保している。GRE はファイバと光パスの中間のグラニュラリティを提供し、言わばバーチャルファイバとしての役割を果たす。一般のファイバネットワークの様に對地間に十分なトラフィック（光パス需要）があれば、直通の GRE を設定し、現行のメトロリングの様に複数のノードでファイバを共用する場合は、リング状の GRE を設定して利用する。これは、1 本のファイバへの波長多重数が 100 を超える様になった現在、扱い易い中間の単位を実現することにより、ノード構成を簡易化する上で効果的である。即ち、WBSS が PLC あるいは将来的にシリコンフォトニクス技術を適用して、小型・簡易に作成できれば、ノードコストを大幅に削減可能となる。一方、ノードのルーティング能力としては、光パス毎のグラニュラリティを持たないため、通常の OXC と比べて低下する。一例として 7x7 のレギュラー格子網において、1 ファイバ当りの波長数を 80、GRE

パイプの太さを 10 波とした場合のグループルーティングネットワークにおける規格化必要ファイバ数とノードのポート数の評価結果を図 4.2-8 に示す[18]。ノード間の平均トラフィック量（一様分布を仮定）が 6 を超えると、単一レイヤの光パスネットワークと比較して 10%以下のファイバ増により、ノードのポートカウント（マトリクススイッチのポート数/3D MEMS スイッチのポート数）を 88%程度低減することが可能となる[18]。

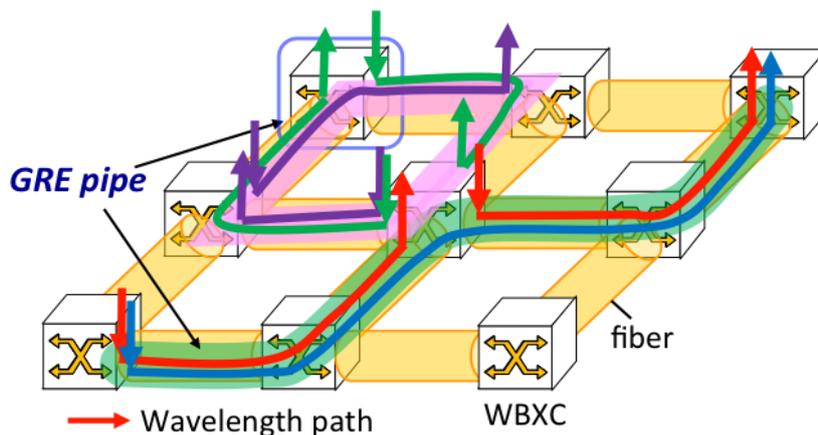


図 4.2-7 グループルーティングネットワーク

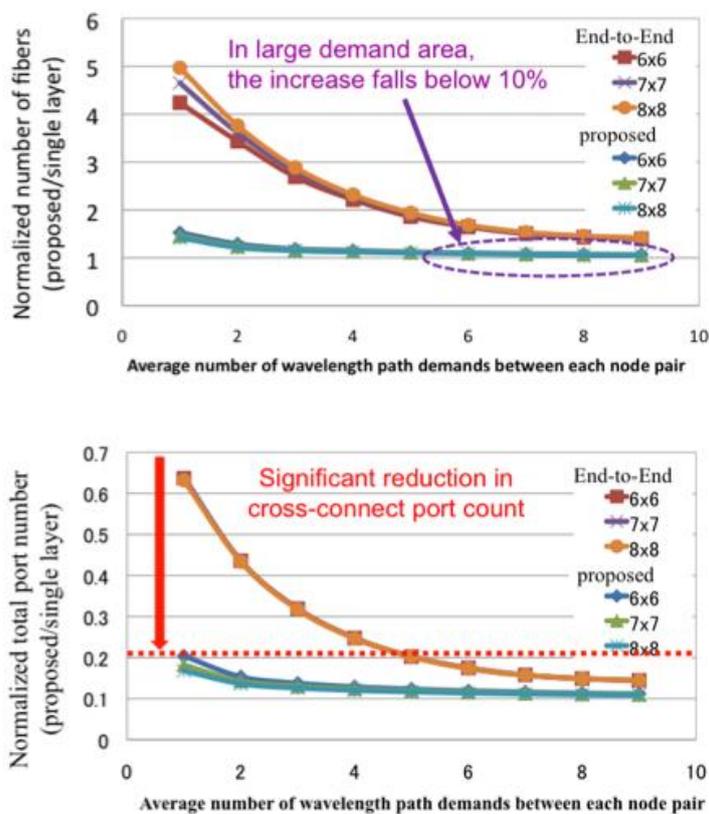


図 4.2-8 グループルーティングネットワークにおける規格化必要ファイバ数とノードのポート数

4. 2. 3 WSS と $1 \times n$ スイッチの組合せ

実際のネットワークトポロジーにおいて、ノードディグリーは一般に小さな値に限られている（例えば最大 6 程度[19]）。また、その値はほとんど固定である（ノードの新設が無い限り）。ここでノードディグリーとは隣接するノード数を意味する。一方、隣接するノード間には複数の並行ファイバがあり、この本数はトラフィックにより増大する。この様な状況では、1 本のファイバからノードに入力され隣接ノードにルーティングされる複数の波長を、隣接ノード間に設定された複数のファイバ間で分散的に収容することは必ずしも必要でない。言い換えれば、1 本の入力ファイバからの光波長に関して、隣接ノードへのファイバの選択に関して若干の制約を導入し、即ち 1 入力ファイバからの隣接ノードへのトラフィックは並行ファイバの内の限られた 1 本あるいは複数 (k) 本のファイバに接続する機能に絞ることにより、ノードの構成は単純化される。この考えに基づき、図 4.2-9 に示される新しい構成の OXC アーキテクチャが提案されている[20]。このアーキテクチャでは 2 ステージのルーティングを利用する。即ち、(i) 初段の WSS において波長パスレベルで適切なグルーピングを行なう、(ii) 次段の $1 \times kn$ スイッチにおいてグループ毎に隣接並行ファイバを k 本選択する構成である（図 4.2-9 は $k=1$ の場合を示している）。この構成により、WSS のポート数を最大 k/n (n :隣接ノード間の並行ファイバ数) に削減できることが示されている[20]。4.2 節で述べた様に、WSS を用いた従来構成において大規模な WSS を実現するためには、WSS をカスケード接続して 2 段構成とする（図 4.2-9 参照）。図 4.2-10 の構成は、その場合の 2 段目の WSS を $1 \times kn$ スイッチで置き換えた構成と見ることができる。なお、図 4.2-9、図 4.2-10 において出力側は共通であり、簡単のために OC (Optical Coupler) で構成してあるが、実際は出力ファイバ数が多いため損失が増大する。これを緩和するためには、WSS と OC の組合せ構成が用いられる [21]。なお、以下のハードウェア規模の評価では、出力部分は共通であるため評価に含めていない。

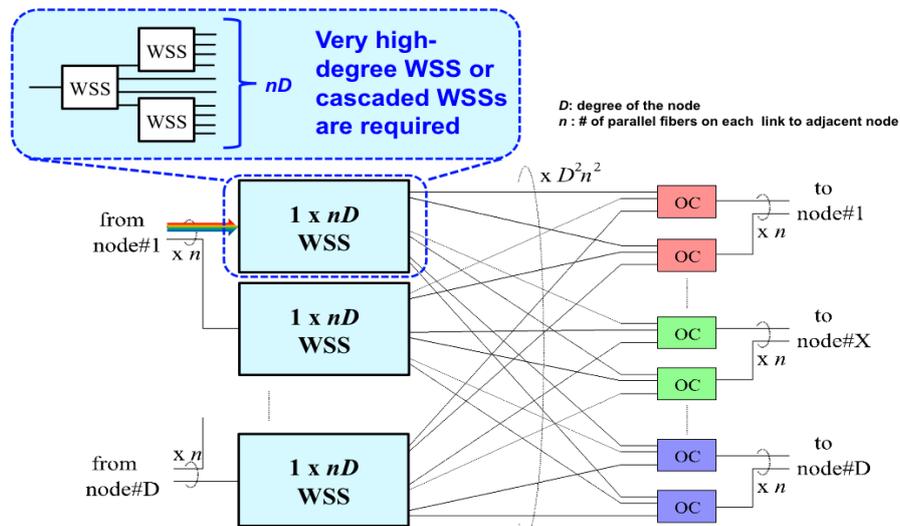


図 4.2-9 カスケード WSS を用いた大規模ノード構成

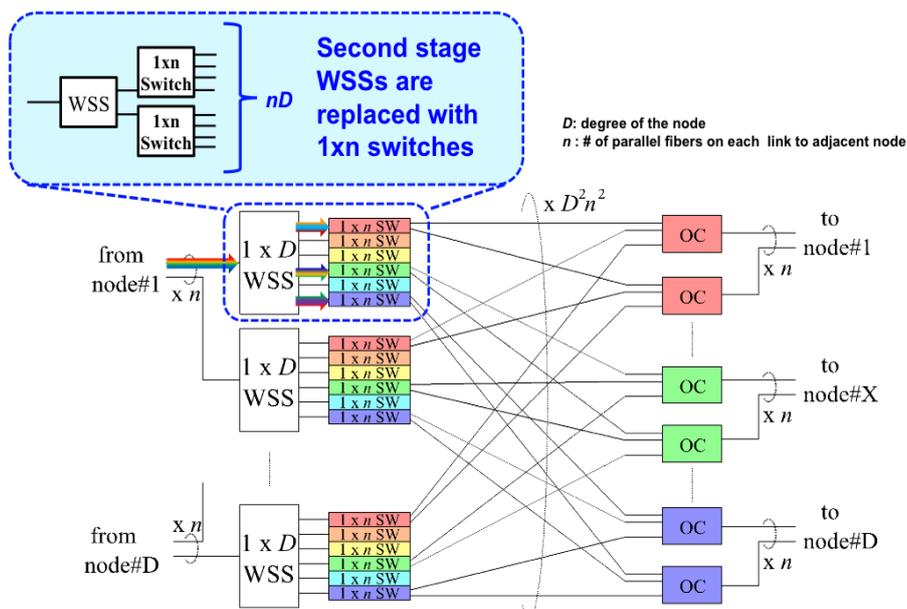


図 4.2-10 WSS と $1 \times n$ スイッチの組合せを用いた OXC アーキテクチャ

提案構成はルーティング能力を一部低減することにより、ハードウェア規模を削減している。ここで k はルーティング能力を規定する重要なパラメータである。図 4.2-11 に 5×5 あるいはノード数 26 のパンユーロピアンネットワークモデル COST266 [22] において必要となる規格化ファイバ数を示す[20]。ここで、規格化ファイバ数とは、完全なルーティング性能を有する WSS ベースのネットワークで必要となるファイバ数にて規格化した値である。平均トラフィックデマンドが増加するにつれ、あるいは k の値が大きくなる程必要となるファイバ数は減少することが分かる。 5×5 並びにパンユーロピアンネットワークモデルにおいて、 $k=2$ の場合、ノード間波長パスデマンドがそれぞれ、15、28 を超えるとファイバ数の増加は高々 5% であることが分かる。図 4.2-12 に示す様に、パンユーロピアンネットワークモデルにおいて、ノード間平均トラフィック量が 20 の場合、 $k=2$ においてファイバ数（ファイバ当たり 80 波）は 6% 程度増加するが、必要な WSS 数（ 1×20 WSS を仮定）の削減率は最大規模のノードにおいて 63% と大幅に削減できることが示されている[20]（ 1×20 WSS を仮定。 1×9 WSS の場合はさらに大きな削減率となる）。また、図 4.2-13 に示す様に、ノードディグリー 6、平行ファイバ数 8（光クロスコネクタとして 48×48 ）のノードに関してプロトタイプが試作され、良好な伝送特性が確認されている[20]。本試作例では、図 4.2-10 の入力側の kDn 個の $1 \times n$ スイッチと出力側の n 個の $kDn \times 1$ OC を 1 チップの PLC 上に集積化してあり、 kD^2n^2 のファイバ配線数を $1/n$ に削減している。

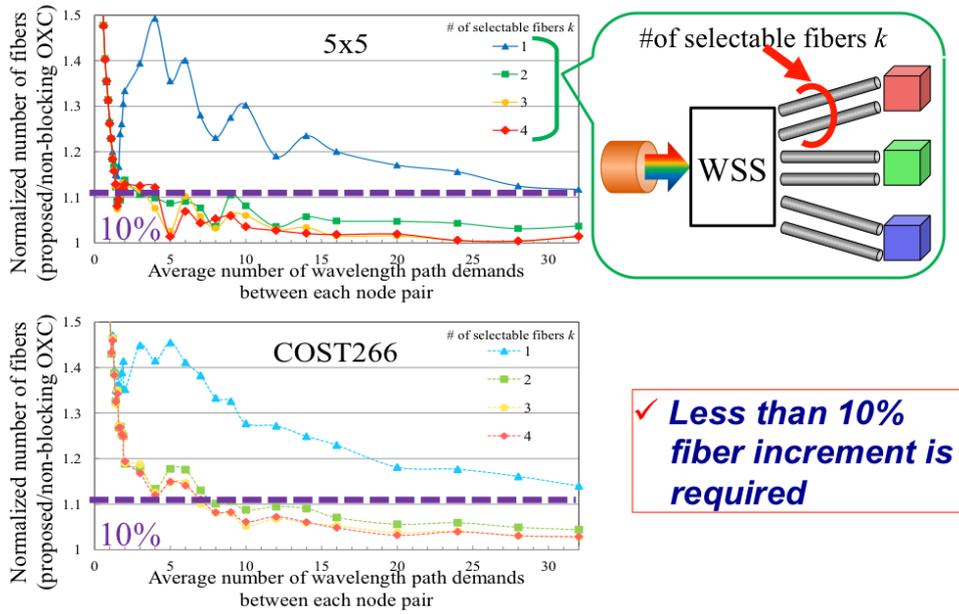


図 4.2-11 5x5 並びにパンユーロピアンネットワークにおける規格化ファイバ数

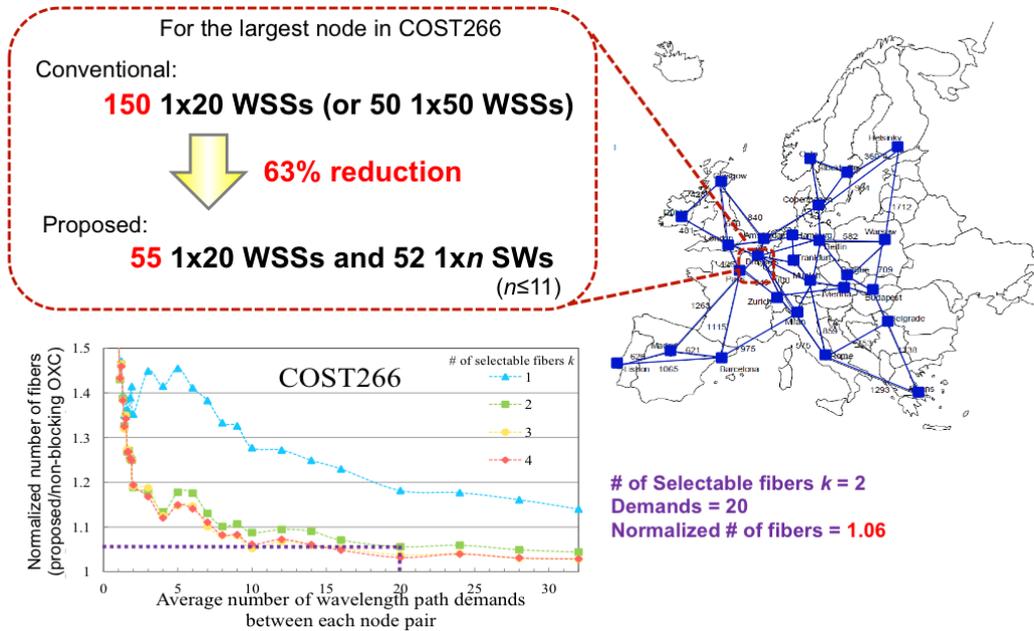


図 4.2-12 パンユーロピアンネットワークモデルにおける規格化ファイバ数とノード規模削減効果

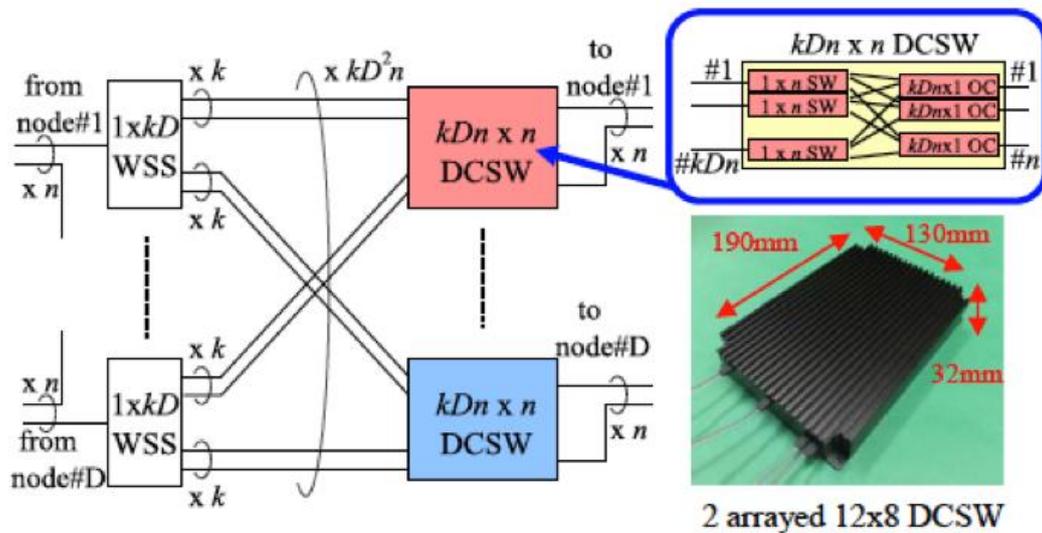


図 4.2-13 DCSW (Delivering and Coupling type Switch) を用いた
48 x 48 OXC プロトタイプ

4. 2. 4 WSS と 1x n WBSS の組合せ

前項の2ステージルーティングアーキテクチャでは、2段目に(ii) $1 \times kn$ スイッチを導入し、グループ毎に隣接並行ファイバを k 本選択する構成を採用したが、本構成では、 $1 \times kn$ スイッチの代わりに、4.2.1 項で述べた波長群選択スイッチ(WBSS)を利用する。図 4.2-14 にノードアーキテクチャを示す [23]-[25]。同図には、 1×9 WSS と最近開発された $1 \times (10+6)$ WBSS (出力側の 6 ポートは信号 drop 用の付加ポート) チップ[26]の大きさを比較する。各々の WBSS は 1 つの隣接ノードへの出力ファイバに接続される。また、1 つの隣接ノードは、各入力ファイバ毎に k 個の WBSS と接続される構成をとる。パラメータ k は WBSS で規定される波長群毎に、各々の波長群に属する波長が選択できる、各リンクにおける最大の出力ファイバ数を規定する。前項の $1 \times kn$ スイッチを用いる構成に比べて波長群毎のグラニュラリティのルーティング能力を持っているため、全体でより高いルーティング能力を有するが、その分ハードウェア構成も複雑化している。なお、前項同様簡単のために出力側は OC (Optical Coupler) で構成しているが、実際は出力ファイバ数が多いため損失が増大する。これを緩和するためには、WSS と OC の組合せ構成が用いられる [21]。

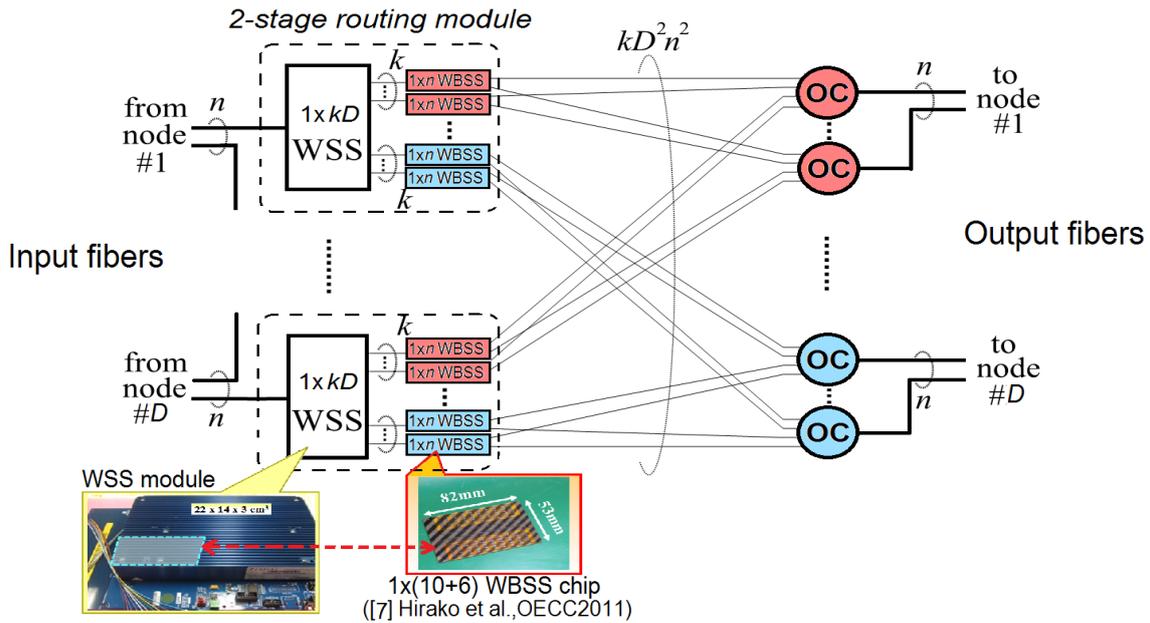


図 4.2-14 WSS と WBSS との組合せを用いた OXC アーキテクチャ

ノードディグリーを D 、隣接ノードへのリンク上のファイバ数を n （ここでは、簡単のためにリンクによらず n は一定数と仮定する）とした場合の、通常の WSS を用いた構成、並びに前項の $1 \times n$ スイッチを用いた構成、並びに WSS-WBSS 構成における必要コンポーネント数を比較した結果を表 4-1 に示す[25]。なお、以下のハードウェア規模の評価では、出力部分は共通であるため、評価に含めていない。表に示される様に、WSS の機能を 2 段階のルーティングで代替することにより、WSS のディグリーを k/n に削減することができる。図 4.2-15 に各リンクのファイバ数 n に対する必要となる WSS 数を各々のアーキテクチャに関して示す[25]。ルーティングを 2 段階に行なう簡略化により、必要な WSS 数が大幅に削減できることが示されている。また、 k が小さい方がハードウェア規模の削減効果が大きいことが示されている。一方、 $1 \times n$ スイッチ、 $1 \times n$ WBSS を使ったアーキテクチャでは、従来必要としなかったこれらの素子が新たに必要となり、その個数は kD^2n で、 k と n に依存して増加する。

表 4-1 スイッチコンポーネントの比較

Components		Comparative OXC architectures		
		Conventional WSS-based OXC	WSS-1xn SW	WSS-WBSS
Number of adjacent nodes		D		
Number of fibers on each link		n		
Number of input/output fibers		Dn		
WSSs	Degree	$1xDn$	$1xkD$	
	Total #	Dn		
1xn switches	Degree	-	$1xn$	-
	Total #	-	kD^2n	-
WBSSs	Degree	-	-	$1xn$
	Total #	-	-	kD^2n
Optical couplers	Degree	$1xDn$	$1xkDn$	
	Total #	Dn		

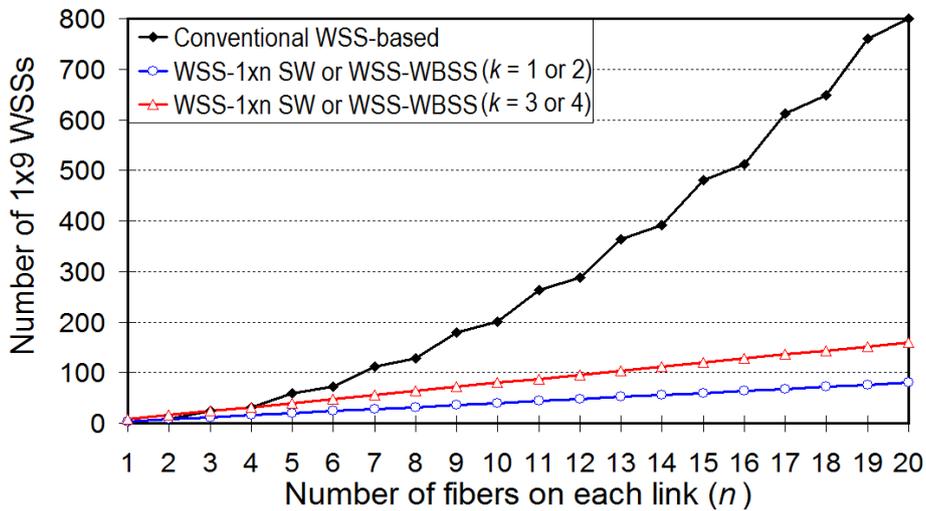


図 4.2-15 WSS と WBSS との組合せを用いた OXC アーキテクチャ

これらのアーキテクチャを用いた場合のネットワークパフォーマンスの評価結果を図 4.2-16～図 4.2-18 に示す。同一トラフィック（波長パス需要）に対してネットワークで必要となる総ファイバ数（図 4.2-16）並びに WSS 数（図 4.2-17）を、WSS のみで構成される通常のノードと比較して示す。ここでネットワークはパンユーロピアンネットワークモデルを用いている。また、WSS のサイズは 1x9、ファイバ容量は 80 波、トラフィックは一様ランダム、 $k=1$ を仮定し、波長群の大きさ W は 2 から 5 まで変化させている。図 4.2-18 は、WSS-WBSS 構成並びに WSS-1xn SW 構成において、 k を変化させた場合の必要総ファイバ数比を示す。トラフィックが例えば 24 の場合、2 段階のルーティングを用いることにより必要な WSS 数は 80%以上低減され、その場合のファイバ数増加は WSS-WBSS 構成において 10%以下に抑えられていることが分かる。

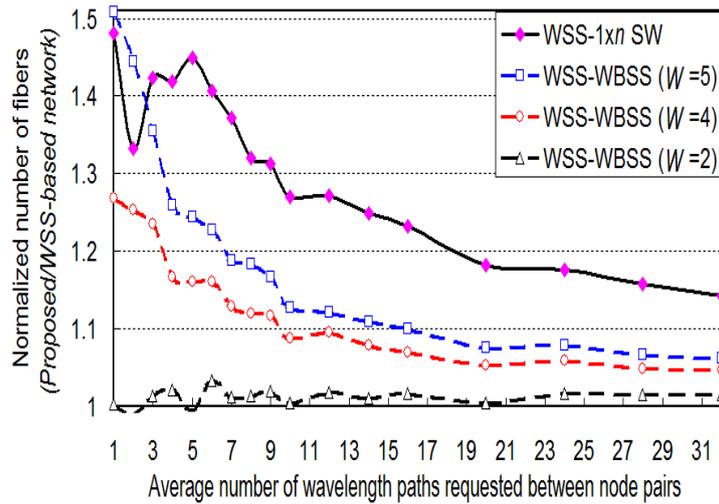


図 4.2-16 規格化必要ファイバ数

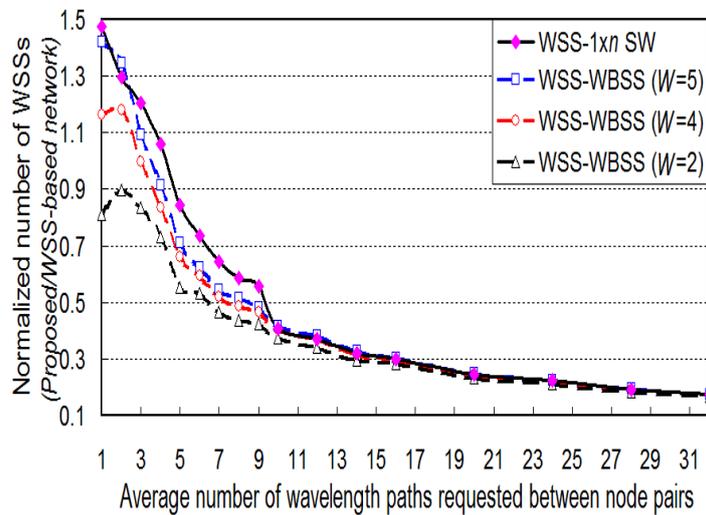


図 4.2-17 規格化必要 WSS 数

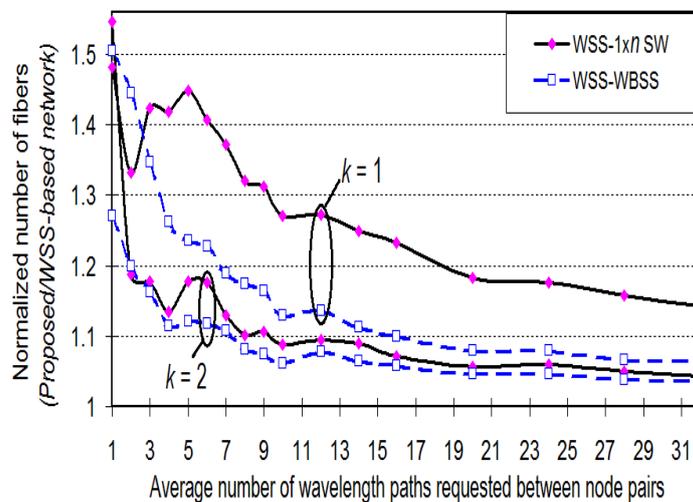


図 4.2-18 パラメータ k のインパクト

4. 2. 5 小規模 OXC サブシステムの利用

大規模 OXC は小規模の OXC サブシステムを組み合わせることで構成することが可能である [27]-[30]。ただし、サブシステム間を接続するファイバにおいてノード内コンテンションが発生する。ノード内コンテンションを考慮したネットワーク設計アルゴリズムを適用することにより、ノード内コンテンションによるブロッキングを最小化することが可能となる [27]-[30]。図 4.2-19 に OXC サブシステム間をリング状に接続して構成した OXC システムの例を示す。図 4.2-20 に、前記の COST266 ネットワークモデルを用いたダイナミックな光パス設定環境において、ブロッキング率 0.001 における収容トラフィック量を従来構成（大規模単一 OXC 構成）と比較したものを示す。ここで、 F_{intra} は、光パスの始終端点間でサブシステムを接続するノード内ファイバを経由できる回数の上限を表す。 F_{intra} の増加とともに、ブロッキング率は急速に改善され、 $F_{intra}=4$ の場合、サブシステム構成は従来の構成と比べて収容トラフィック量の低下が 1%程度であることが分かる。

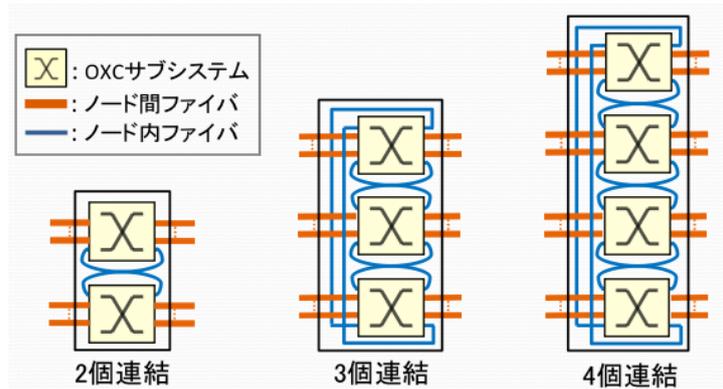


図 4.2-19 OXC サブシステム間をリング状に接続して構成した OXC 構成例

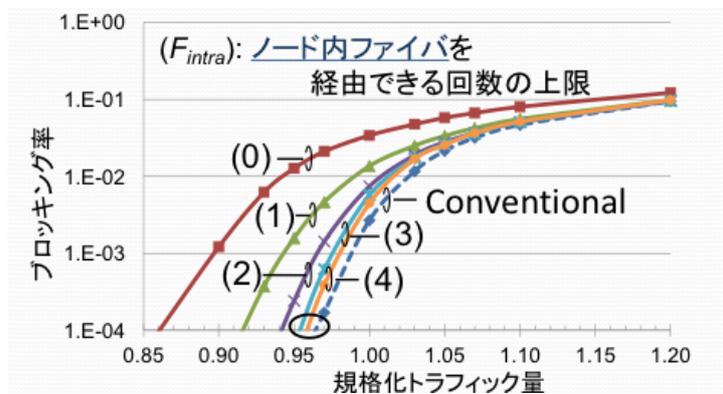


図 4.2-20 トラフィック量とブロッキング率特性の比較

図 4.2-21 に 5x5 ネットワークにおいて評価したパスの WSS 経由数の分布を示す。平均 WSS 経由数は従来型のほぼ半分程度となっている。これは、小規模サブシステムにおいては、Broadcast-&Select（出力ファイバ側にのみ WSS）構成を用いることができるが、単一 OXC の場合は、前述の様に Route-&Select 型（入出力ファイバ側ともに WSS）を用いる必要があるためである。 F_{intra} が増加しても、平均 WSS 経由数に大きな変化はない。また、 $F_{intra} = 8$ でも最大 WSS 経由数は従来型より少なく、 $F_{intra} = 4$ においても最大 WSS 数は従来構成の 72%程度にとどまる。さらに、ネットワーク内で必要となる WSS の総個数は、小規模サブシステム構成とすることで 60% 程度の削減が達成され、極めて大きな削減効果が得られることが確認されている[27][28]。なお、ここで注意すべきことは、本 WSS 経由数、WSS 総数の評価においては、従来型 OXC を構成するために必要な WSS の大きさに制限を設けていないことである。即ち、上記例においては、従来型 OXC では 5x5 ネットワーク並びに COST266 パンユーロピアンネットワークにおいて、それぞれ最大 1x28、1x35 の規模の WSS を仮定している。一方、サブシステム構成においては、全て 1x9 の WSS を仮定している。そこで、全て 1x9 の WSS で構成した場合（大規模 WSS は、1x9 WSS を従属接続して構成：図 4.2-22 参照）のパスの WSS 経由数の分布（5x5 ネットワーク）を図 4.2-22 に示す。最大 WSS 経由数は、 $F_{intra} = 4$ において従来構成の 36%程度であることが分かる。また、この場合のネットワーク内で必要となる総 WSS 数は、サブシステム構成は従来構成と比べて、5x5 ネットワーク並びに COST266 パンユーロピアンネットワークにおいてそれぞれ、76%、72%の削減となり、極めて大きな削減効果が得られることが確認されている。図 4.2-23 にハードウェア規模削減効果をまとめる。

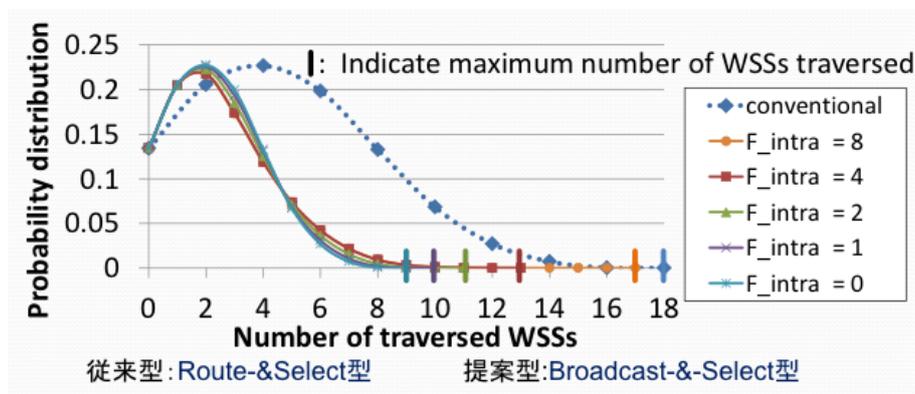


図 4.2-21 パスの WSS 経由数の分布（5x5 ネットワーク）

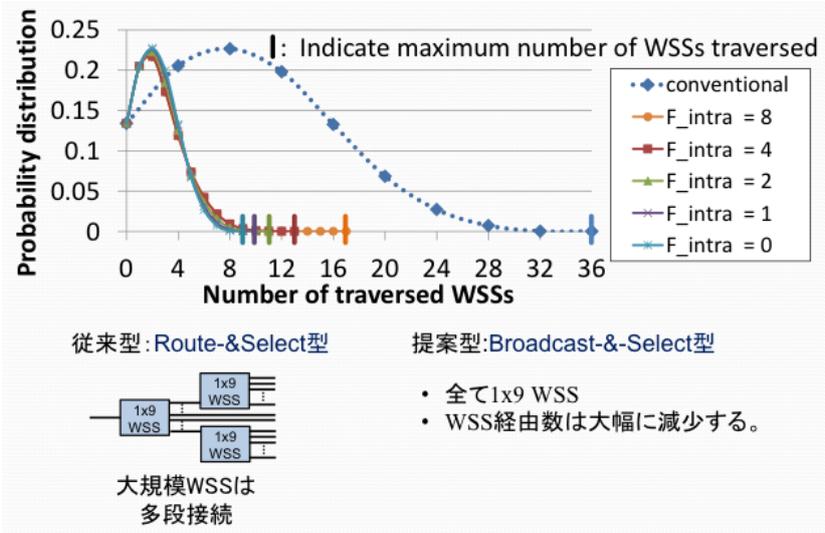


図 4.2-22 1x9 WSS で構成した場合のパスの WSS 経由数の分布 (5x5 ネットワーク)

◆ ノードに使用したWSSサイズ :

	5x5	COST266
従来型	最大1x28	最大1x35
提案型	全て1x9	全て1x9

◆ ネットワークで必要となるWSS数 :

5x5	:62%
COST266	:61% (prop./conv.)

◆ ネットワーク全体で必要となる1x9WSS数 :

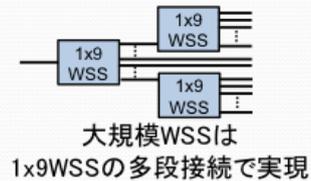
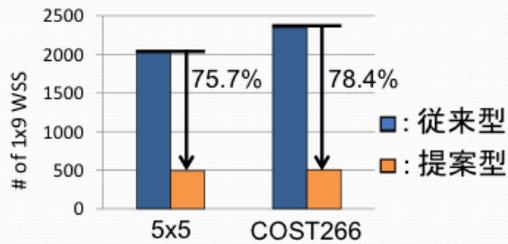


図 4.2-23 ハードウェア規模削減効果 (WSS 数)

4. 3 Colorless/Directionless/Contentionless (C/D/C) add/drop 機能

ノードでの光信号のアド/ドロップはフレキシブルに行なえることが望ましい。即ち、任意の入力ファイバからの任意の波長が、落ちのスイッチで競合することなく自由にドロップできることが望ましい(アドに関しても同じ)。この性能を C/D/C (Colorless /Directionless/Contentionless)と呼ぶ。C/D/C 機能は特にダイナミックな光パスを運用する場合に必須の機能である。これを実現するためには [30]、大規模なマトリクススイッチやチューナブルフィルタが必要であり、これまでの ROADM では実現されていなかった。その理由は、C/D/C 機能を実現するために必要となるハードウェア規模が、入出力ファイバ数が比較的小さい領域においても、スルースイッチ部よりはるかに大きくなる場合が多いためである。ファイバに多重される波長パス数、入出力ファイバ数の増大とともに、C/D/C を実現する add/drop 部の規模が課題となる。そのため、C/D/C のための add/drop 部の規模を削減する研究が精力的に行なわれている。4.3.2 項並びに 4.3.3 項でその概要を紹介する。

4. 3. 1 Colorless/Directionless/Contentionless ROADM 構成

MD-ROADM/OXC (Multi Degree ROADM/OXC)における add/drop は、どのトランスポンダからも任意の光ファイバに任意の波長の光パスを確立できること (C/D/C add/drop 機能) がネットワークリソースの効率的運用には必要である。C/D/C 機能の説明図を図 4.3-1 に示す。C/D/C add/drop の構成方法はいくつか存在するが、主にマトリクススイッチタイ

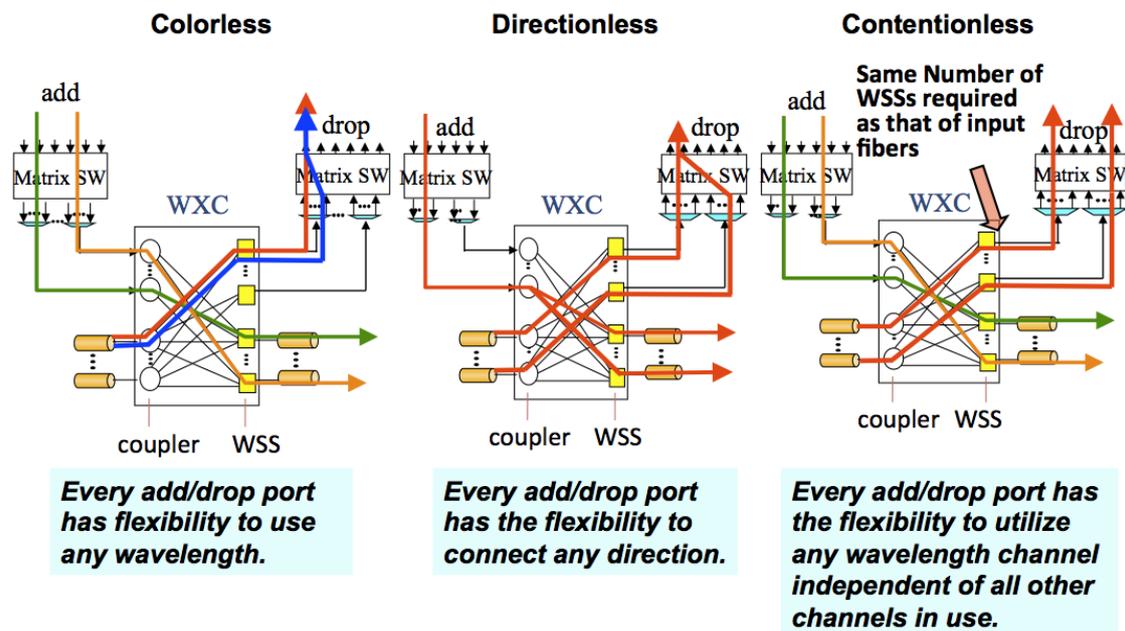


図 4.3-1 Colorless/Directionless/Contentionless (C/D/C) add/drop 機能

プとブロードキャスト&セレクトタイプに大別される [30]。本項では、2つの add/drop 構成について最新の研究動向を述べるとともにその比較を行う。以下では、MD-ROADM/OXC に入力/出力するファイバ数を F 、1 ファイバ当たり多重化されている波長数を L 、add/drop ポート数を W とする。

マトリクススイッチタイプ

図 4.3-2 に単一の大規模マトリクススイッチを用いた C/D/C add/drop の基本構成を示す。初めに、add/drop する光信号の挙動について説明する。drop においては、光ファイバ中を伝送してきた光信号を OXC 側と drop 側に光カプラあるいは WSS で分岐させる。次に drop 側に進んだ多重化光信号を AWG で波長単位に分波し、マトリクススイッチに入力する。マトリクススイッチで波長を任意の方路に組み替えた後、それぞれを Rx に導く。add 側は drop 側と逆の操作を行う。C/D/C 機能を実現するためには、任意の波長を任意の順番に入れ替えることが可能であればよく、それをマトリクススイッチにて実現している。しかし、完全な C/D/C 機能達成するためには、非常に大規模なマトリクススイッチが必要となる。例えば、 $F = 6$ 、 $L = 96$ 、 $W = 6 \times 96 = 576$ (add/drop 率 : 100%) とすると、 576×576 の大規模なマトリクススイッチが必要となる。この要求条件を緩和するため、大規模マトリクススイッチを幾つかに分割することでマトリクススイッチのサイズを現実的な規模に低減することができる。例えば、 576×288 マトリクススイッチ機能 (add/drop 率 : 50% と仮定) を 4 つの 288×288 マトリクススイッチと光カプラを用いて実現する方法が提案されている [31]。図 4.3-3 に構成例を示す。図 4.3-3 は入力ファイバを 2 つの群にわけることにより、4 つの 288×288 のマトリクススイッチと 576 個の 2:1 光スプリタにより構成している。図 4.3-4 に入力ファイバ数が 8 まで拡張可能な C/D/C ROADM アーキテクチャ例を示す [32]。図でファイバ数が 4 の場合は、スプリッタの分岐比は 1:2 でよいが、ファイバ数が 8 に拡張できる様にするために、予め分岐比は 1:4 を使用している。

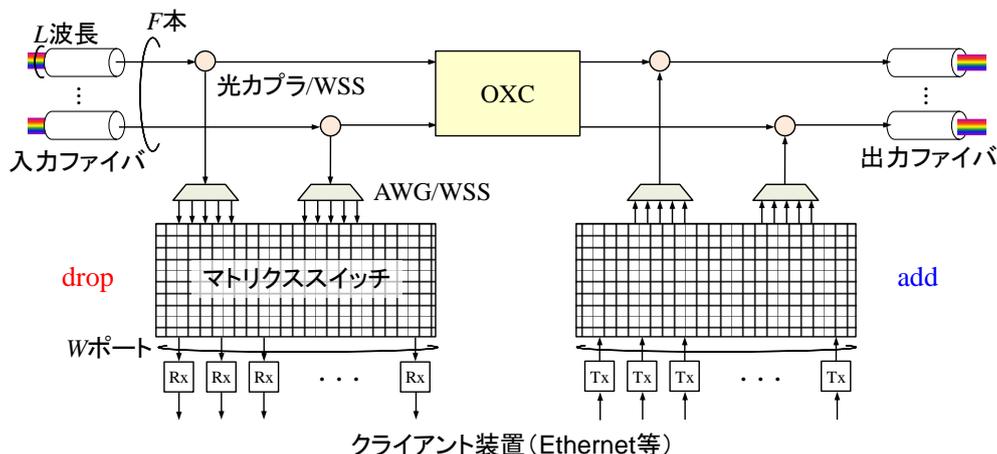


図 4.3-2 マトリクススイッチタイプ C/D/C ROADM 基本構成例

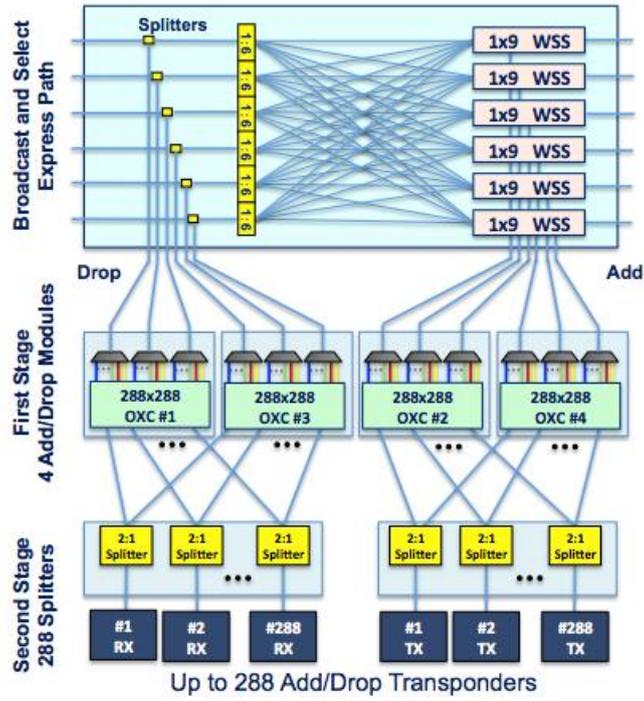


図 4.3-3 C/D/C Add/Drop ノード構成

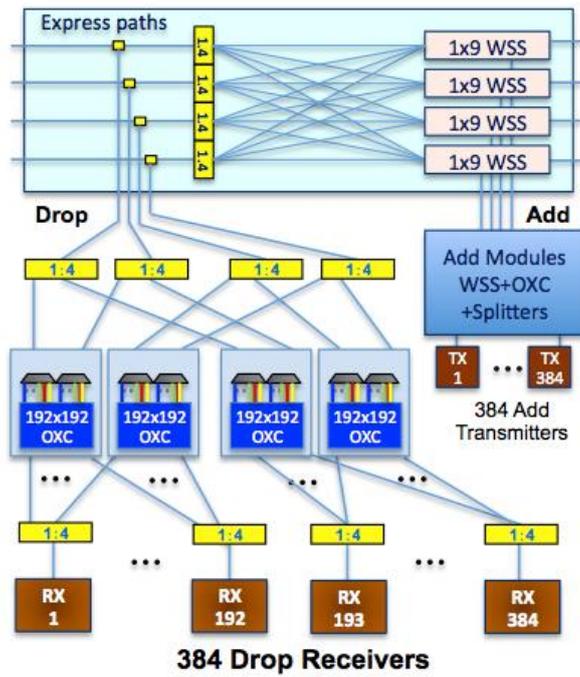


図 4.3-4 入力ファイバ数 8 まで拡張可能な C/D/C ROADM アーキテクチャ

また、クライアント側に光クロスコネクタ（C-FXC: Client-side Fiber Cross-connect）を配置して C/D/C を実現する構成も提案されている [33]。図 4.3-5 に提案例を示す[33]。本構成は、drop 側に配置された WSS 数が入力ファイバの数より小さい場合には、その部分でブロッキングが生じる可能性がある。また、スイッチ規模が大きいため、導入初期においても高コストであることが課題であり、またノードアーキテクチャとしての拡張性に欠け、トラフィック需要増への経済的な対応が困難である。

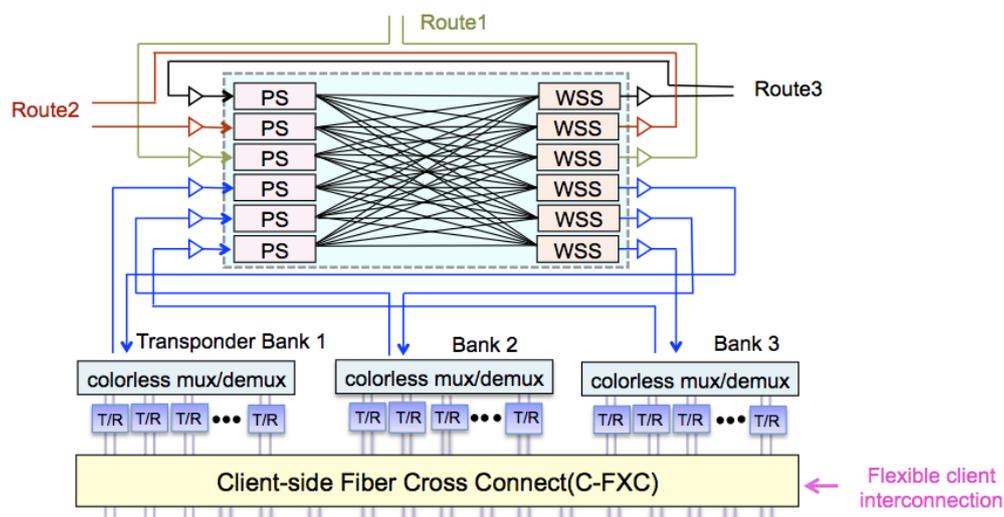


図 4.3-5 クライアントサイドファイバクロスコネクタ構成例

ブロードキャスト&セレクトタイプ

図 4.3-6 にはブロードキャスト&セレクトタイプの C/D/C ROADM 構成を示す。add 側ではそれぞれ Tx から送出された光信号は、光スイッチにて入力する光ファイバを選択したのち、光カプラで合流伝送路ファイバに合流する。光カプラに起因する伝送損失を EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier) 等の光増幅器で補償しているが、複数のクライアントで光増幅器を共用できるため、クライアント側 1 ポートあたりの光増幅器のコストは非常に小さい。この構成は比較的小さなサイズの光スイッチと安価な光カプラで構成されており、光スイッチー光カプラ部は製造が比較的容易である。最近では、PLC 技術を用いて 8 x 12 の光スイッチー光カプラを集積化することにも成功している [34]。

drop 側においても同様に、分岐された光信号はそれぞれ光カプラで drop ポートの数だけ分配され、分配された光信号のうちの 1 つを光スイッチで選択する。しかし、光信号を drop するにあたり、多重化された波長の中から単一の任意の波長を選択する必要があり、チューナブルフィルタによりその機能を実現する。コヒーレント検波をチューナブルフィルタ

の代わりに用いることも可能であるが、光信号の受信に複雑な機構を用いなければならず、現段階ではその利用は主として長距離高速伝送が主体である。図 4.3-7 に PLC を用いて 8x8 光スイッチ-光カプラを集積化した例、並びに 8 アレーチューナブルフィルタ (3 dB 帯域幅 700 GHz) の実現例を示す [35]。

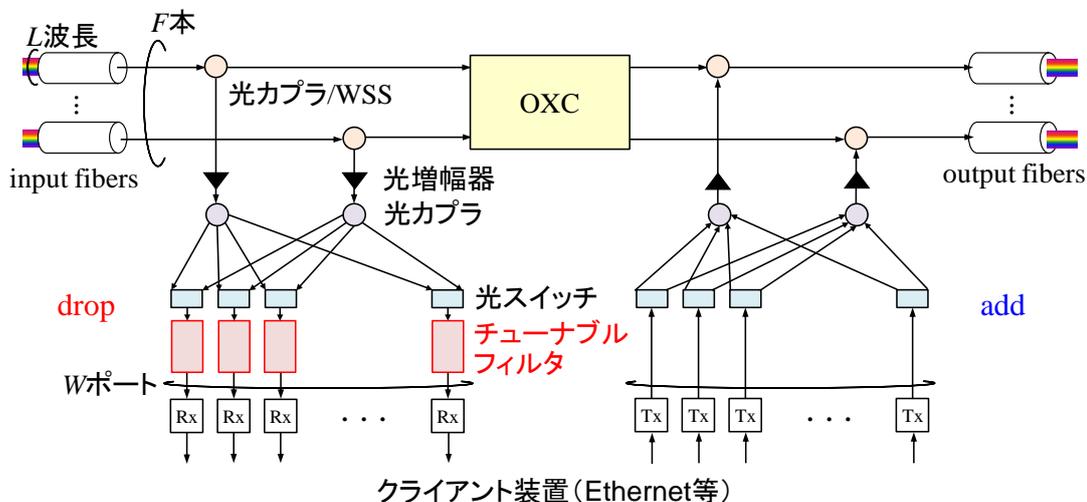


図 4.3-6 ブロードキャスト&セレクトタイプ C/D/C ROADM

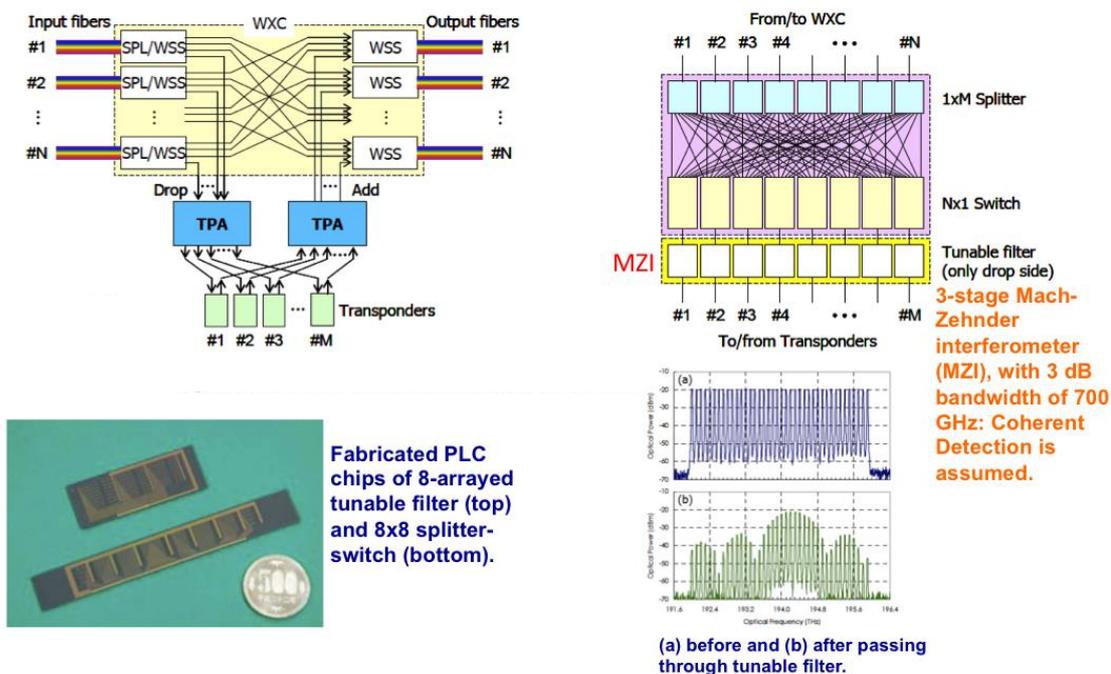


図 4.3-7 PLC による 8x8 光スイッチ-光カプラ、8 アレーチューナブルフィルタの実現例

また、チューナブルフィルタの代わりに、図 4.3-8 に示す様に、NxM WSS を用いることが可能であるが [36]、有効な NxM WSS は開発されていない。この構成の場合、入力ファイバが全ての WSS に接続されていること、任意の入力ファイバに対して、それが接続されている WSS の出力ポート数の総和がファイバ中の多重波長数と等しくないと（落ち率を制限した場合は別）、CDC とはならない。

チューナブルフィルタを用いたノード構成は、トラフィック需要に応じて add/drop ポートを増設できるため、トランスポンダ数を効率的に拡張していくことが可能であり、不要なトランスポンダの数を最少化することができる。しかし単一の波長を抽出するためには、コヒーレント検波あるいはそれぞれの drop ポートにチューナブルフィルタを備える必要がある。ブロードキャスト&セレクトタイプの add/drop 構成の実現には、コヒーレントトランスポンダの低消費電力化・経済化あるいはチューナブルフィルタのコンパクト化・経済化が重要である。

4.4 節では、ブロードキャスト&セレクトタイプ C/D/C ROADM の有する拡張性・経済性に着目し、キーデバイスとなるチューナブルフィルタのコンパクトかつ経済的な実現方法に関する最近の研究成果を紹介する。

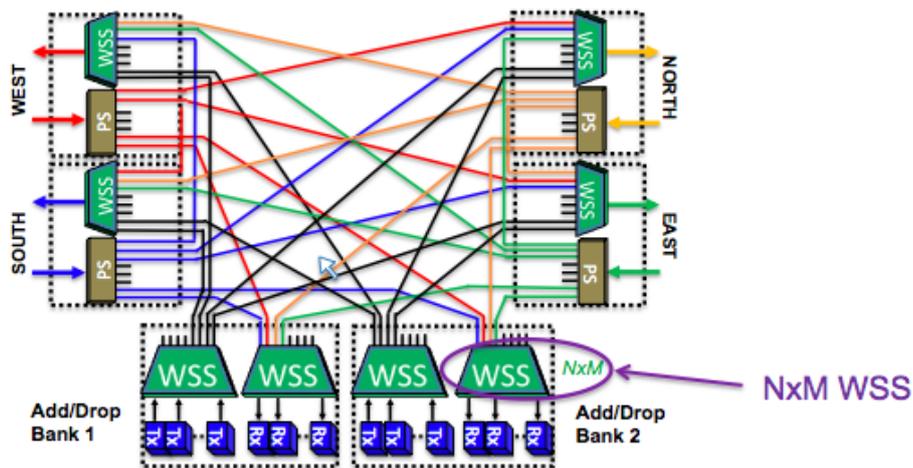


図 4.3-8 NxM WSS による ROADM 構成例（特定の条件下で CDC）

4. 3. 2 add/drop 率に関する制約

C/D/C の実現に必要な光スッチ規模あるいはチューナブルフィルタ数を削減するためには、add/drop 率に制約を設けることが有効である[37]-[39]。ここで add/drop 率とはノードで終端する光パス数と全入力ファイバから入力される光パス数との比で定義される。もちろん、この add/drop 率をあまり低く設定すると、ネットワークの端に位置する通過トラフィックが少ないノードでは、スルースイッチ等に無駄が生じるため、適切な値を選択する必要がある。add/drop 率に関する制約はネットワークで一律の値を与える方式が最もシンプルである。これにより、add/drop 部が簡略化される。またネットワークの設計/動的光パスの設定に当たっては、個々のノードの諸条件を一切考慮することなく上記の制約値のみを考慮した RWA (Routing and Wavelength Assignment)を用いればよく、運用もシンプルである。また、他のメリットとして、ノードの最適化（アンプのゲイン、用いるスターカップラのポート数あるいは損失の最適化）が図れる点も重要である。なお、add/drop 率に制約を与える方法としては、グループによる制約（ルーティングのための波長群とは直接リンクしない[39]）を与える方式や、各波長レベルで制約を与える方式があり[37][38][40]、その各々に関して、全ての波長パスに関する制約、ファイバ毎の制約、波長インデックス毎の制約など、各種の制約の与え方とその効果が報告されている。制約の与え方に関する例を図 4.3-9 に、波長パスに対する 3 種類の制約の与え方を説明する方式図を図 4.3-10 に示す。また、図 4.3-11 に波長パスに対する制約の与え方に対応した、チューナブルフィルタを用いた場合の add/drop 部の構成例を示す [40]。

ここで注意すべきことは、add/drop 率の制約を、キャリアは陽に意識する必要はない。即ち、各ノード間に必要な光パス本数（将来のトラフィック増加を考慮して）を条件として、各ノードの規模と適切な add/drop 率を設計ツールにより算出することができる。その結果、場合によっては、ネットワーク内の総ファイバ本数並びにノードのスルースイッチの規模が最小値より増大する場合があるが、全体として add/drop 部が簡略化されるため、一般にトータルのネットワークコストを削減することが可能となる [40]。

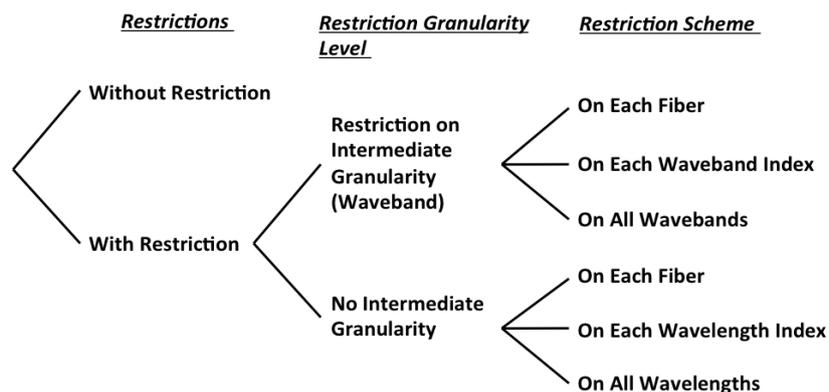


図 4.3-9 add/drop 率の制約を与える各種方式

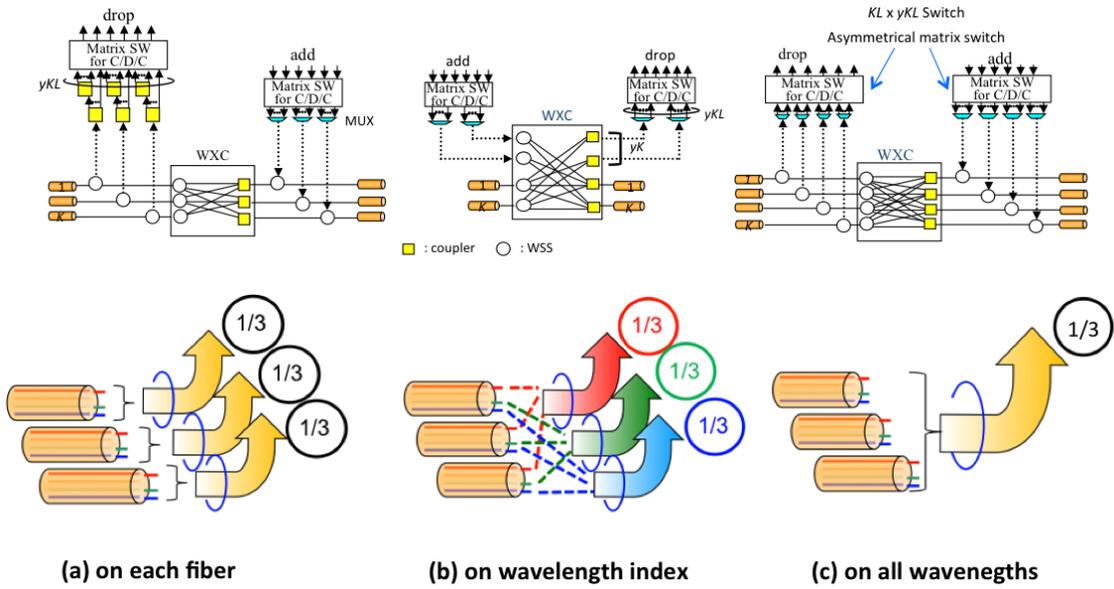


図 4.3-10 波長パスに対する add/drop 率の制約を与える各種方式

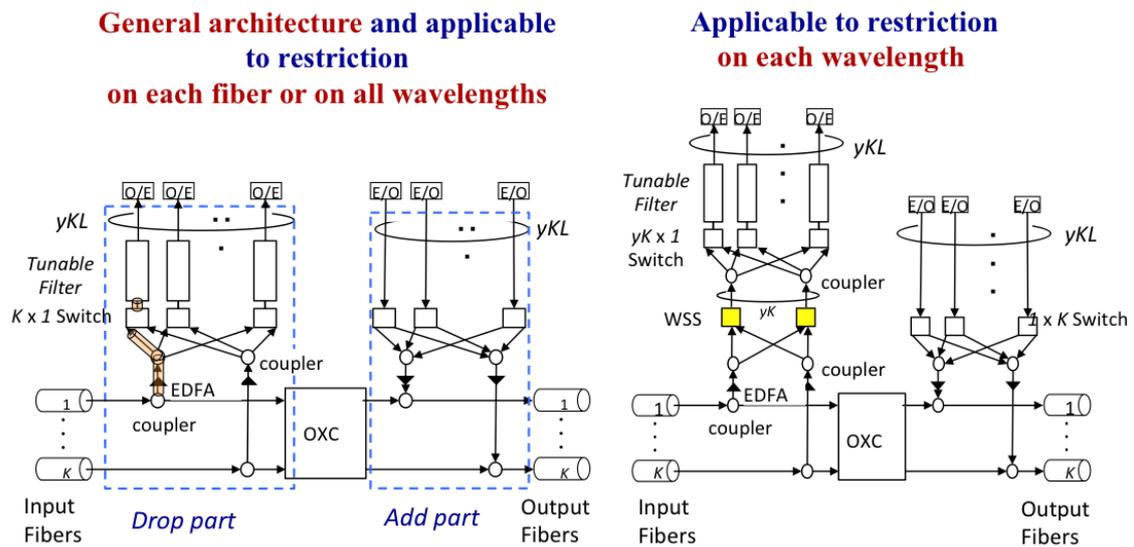
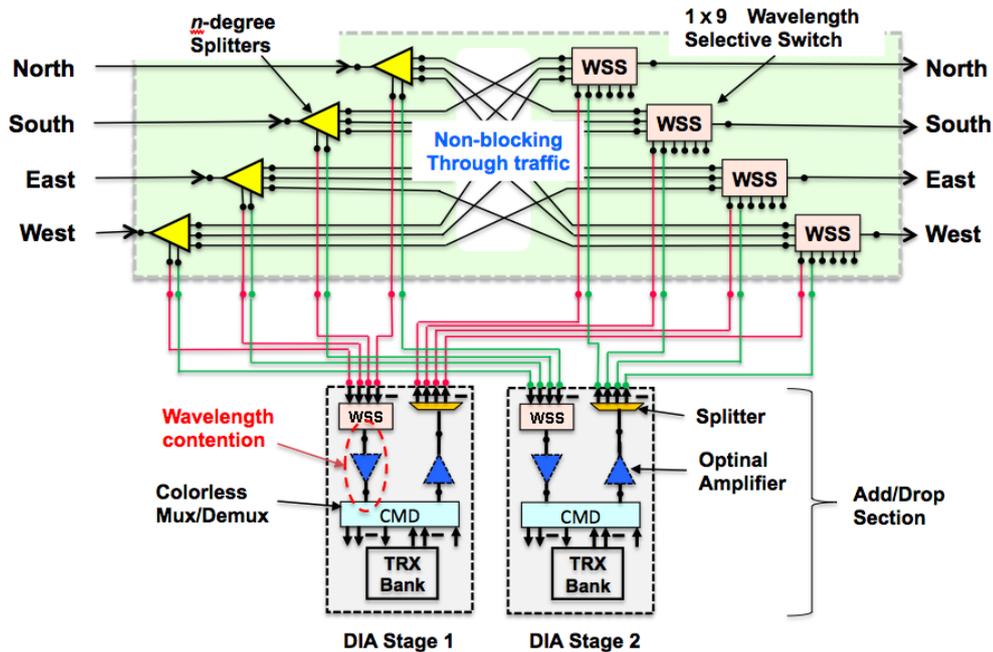


図 4.3-11 波長パスに対する drop 制約の与え方とチューナブルフィルタを用いた場合の add/drop 部の構成例

4. 3. 3 C/D/C 機能に関する制約

Contentionless 機能を緩和し C/D 機能 (C/N とも記される。N: non-directional) とすることにより、add/drop 部分のハード規模を削減する提案が各種成されている。図 4.3-12 に、DIA ステージ (Direction Independent Add/drop stage) の WSS を複数の入力ファイバで共用することにより、簡略化したアーキテクチャ例を示す[41]。本例では、各 DIA ステージの WSS の出力において contention が生じる。



ROADM with colorless and directionless add/drop access

図 4.3-12 DIA ステージの WSS を複数の入力ファイバで共用する例

クライアントサイドに大規模なファイバクロスコネクタ (C-FXC: Client side Fiber Cross-connect) を導入した構成[42][43]に関連しては、大規模な C-FXC ではなく、それを分割することにより、モジュラー的に導入できるアーキテクチャも検討されている[44]。図 4.3-13 に提案例を示す。drop 側の WSS の後段に配置された PS+WSS 構成によりチューナブルフィルタ機能を実現している。トラポンバンクの前段が WSS なので、1つのトラポンバンクでは同じ波長は使えない (CDC ではない)。

上記構成を改良し、トラポンバンクの前に分割型 SW を挿入する事で特性改善を図った構成例を図 4.3-14 に示す [45]。上記構成と比べて、最初から実装しておくべきトラポンバンク数 (トラポン数) が減る、あるいはトラポンバンクの使用効率が上がると考えられる。本構成において、図 4.3-15 に示すトラポンバンクの前の分割型 SW を相互に接続する構成も提案されている [46]。ただし、ファイバ毎の落ち制約を設けない場合は、各々の分割型

スイッチの規模として AWG ポート数（あるいは WSS を用いればそのポート数） + SW 接続用のポート数が必要となり、ハード規模が増大する。何れにせよ相当規模の空間スイッチが必要となる。

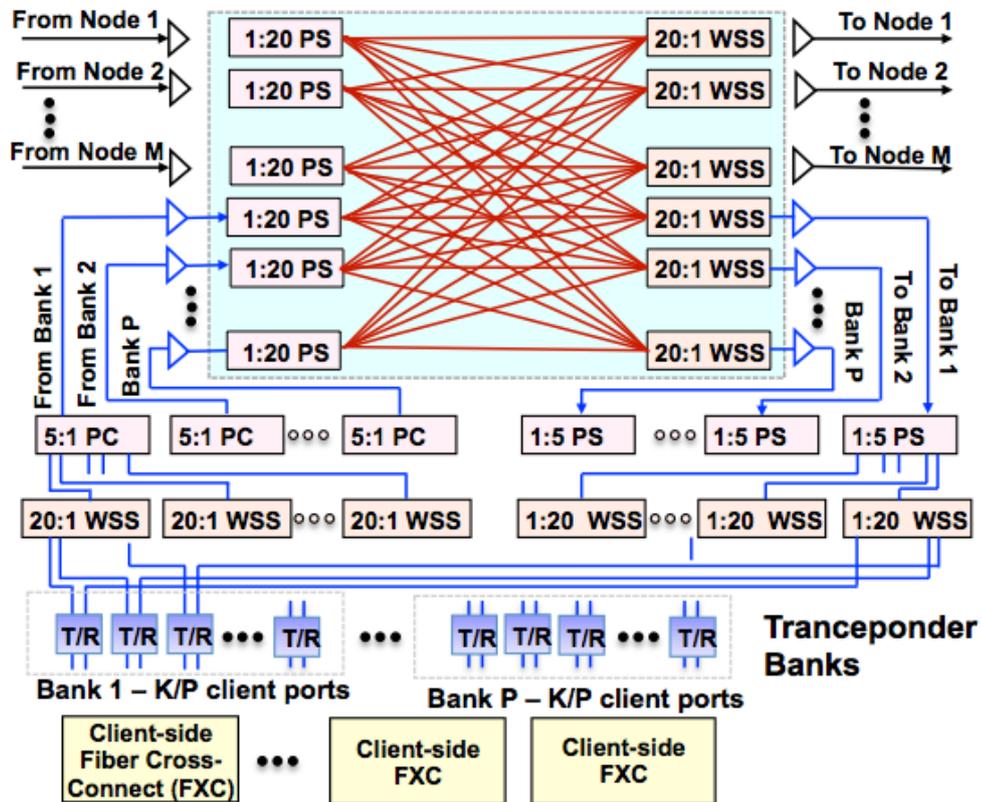


図 4.3-13 分割 C-FXC 構成 ROADM アーキテクチャ

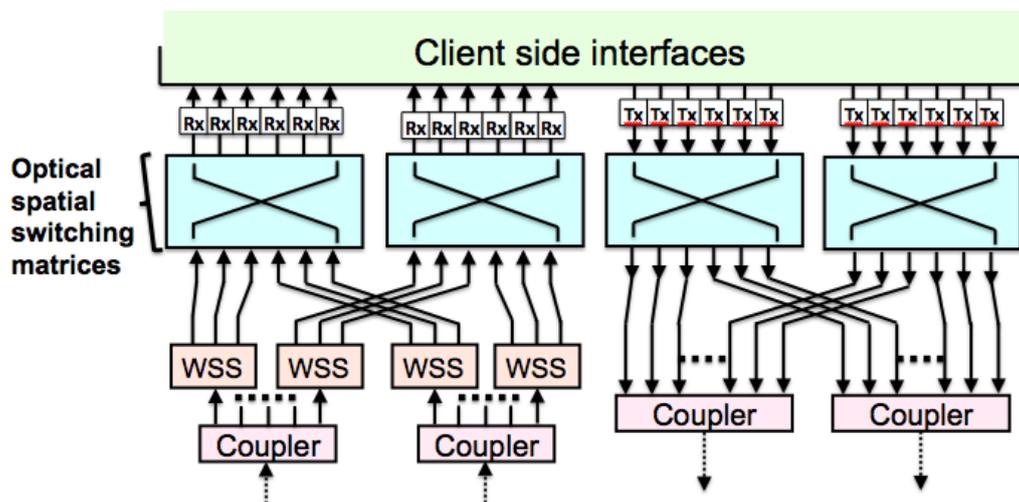
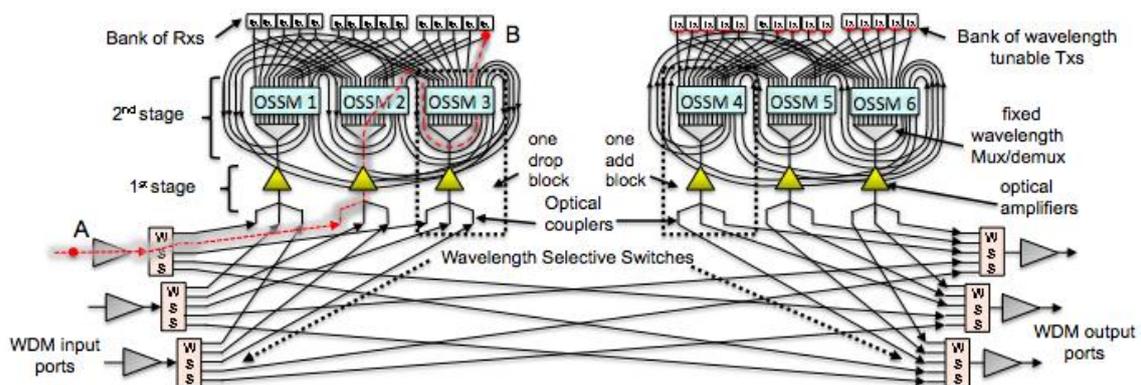


図 4.3-14 分割型 SW 挿入による特性改善を図った構成例



(Tx: WDM transmitter, Rx: WDM receiver, WSS: Wavelength Selective Switch)

図 4.3-15 分割型 SW を相互に接続することにより特性向上を図った例

以上示した各例においては、**add/drop** 部でルーティングの制約を導入することにより、そのハードウェア規模を削減している。一方、ルーティング能力の制約により、CD 構成となっている。これら、**add/drop** 部でのノード内ルーティングの制約を緩和する方法として、ダイナミックな光パス設定において、ノード内ブロッキングを考慮したルーティングアルゴリズムを適用することにより、ある条件下で、例えば、図 4.3-13 分割 C-FXC 構成においても、C/D/C の場合と比べて特性がほとんど低下しないことが示されている[44]。一方、**add/drop** 部のノード内ブロッキングを考慮するには、全てのノードの詳細な設備状況（ノードのファイバ数、チャンネルバンクの分割数、各チャンネルバンクの実装数、C-FXC の分割数等）並びに各ノードの状況変化のたびにデータベースの更新が必要となり、ネットワーク運用に際して大きな負荷となる可能性がある。

4. 4 チューナブルフィルタ構成技術

C/D/C を実現する方式として各種の方式を述べたが、効率的なチューナブルフィルタが実現できればこの課題は解決する。将来的にコヒーレント受信[47]が全てで利用されれば、チューナブルフィルタ機能が自動的に実現されるが、全ての領域でコヒーレント伝送が適用されることは想定できない。固定グリッドで簡単にチューナブルフィルタを実現する方法は、例えば $1 \times L$ (L :ファイバ内の波長数) の AWG と $L \times 1$ の光スイッチを組み合わせれば可能である。しかし、 L は例えば 96 と大きな値であり、スイッチ規模が大きくなる。最近、複数段の波長選択を利用することにより、スイッチ規模を大きく削減する方法が提案された[48-50]。以下に最近の研究の進展を述べる。

4. 4. 1 直接的なチューナブルフィルタ構成

チューナブルフィルタは、光ファイバ中を伝送されてきた WDM 信号の中から任意の単一波長を抽出する機能を備えている必要がある。直接的なチューナブルフィルタ構成方法としては、WDM 信号を構成する L 個の波長数に対して、 $1 \times L$ AWG と $L \times 1$ スイッチを用いることでフィルタを実現できる (図 4.4-1)。 $1 \times L$ AWG は WDM 信号をそれぞれ L 個の波長に分解し、 $L \times 1$ スイッチで任意の単一波長を選択する。この構成は、上述の波長抽出機能を有してはいるものの、AWG の出力ポート数及びスイッチ素子数は L に比例して大きくなる ((4-1)式)。

$$\text{直接的なチューナブルフィルタのスイッチ規模} = L - 1 \quad (4-1)$$

特に光スイッチは能動素子であるため、そのスイッチエレメント数の削減がフィルタの規模削減に大きく寄与する。例えば TO (Thermo Optic Switch) スイッチにおいては、MZ (Mach-Zehnder) 型素子に電力を供給することでスイッチングをする。そのため、スイッチ規模の増大に伴ってその電極及び配線が煩雑化し、フィルタのハードウェア規模の増大につながる。

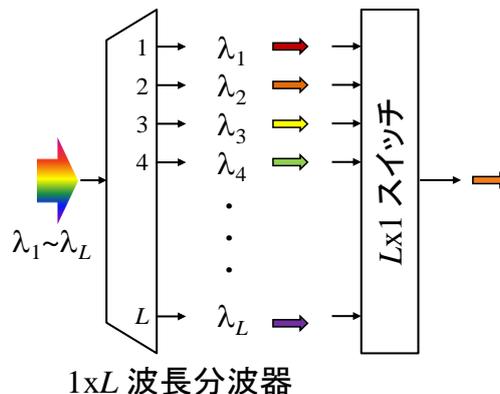


図 4.4-1 直接的なチューナブルフィルタ構成

4. 4. 2 多段選択型チューナブルフィルタ構成 [48]-[50]

直接的なチューナブルフィルタはハードウェア規模が大きく現実的ではない。そのため、ハードウェア規模の縮小を目的として、波長の多段選択を用いたチューナブルフィルタが提案されている。提案チューナブルフィルタでは、所望の波長を段階的に選択していく。図 4.4-2 にはその概念図を示している。チューナブルフィルタに入力された WDM 信号は、分波器により波長のグループ単位に分解される。次に分解された波長グループのうち、所望の波長を含む波長グループをスイッチにて選択する。さらに選択した波長グループを、次段でさらに小さな波長グループに分解し、所望の波長グループを選択する。この操作を段階的に実行していくことで、最終段では任意の単一波長を選択することが可能となる。s 段選択型チューナブルフィルタのスイッチ規模は、波長グループ/波長分波器の構成方法にもよるが、おおよそ以下の式のように見積もることができる。

$$s \text{ 段選択型チューナブルフィルタのスイッチ規模} \approx s \times (\sqrt[s]{L} - 1) \quad (4-2)$$

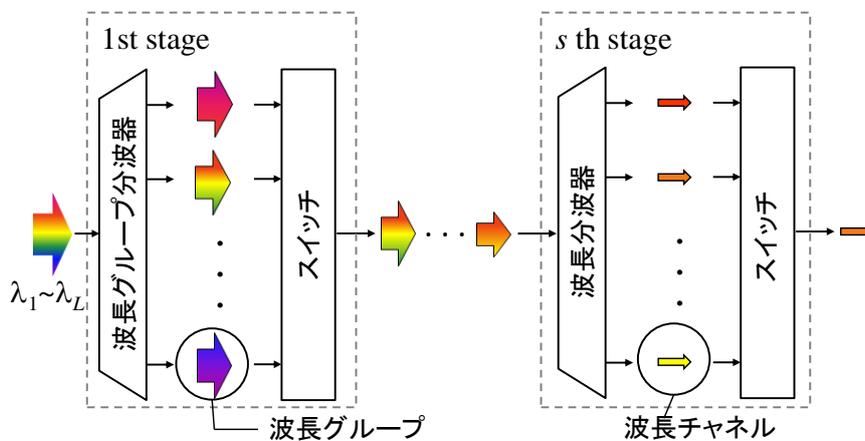


図 4.4-2 多段選択型チューナブルフィルタの概念図

図 4.4-3 には、波長グループ分波器/波長分波器として $1 \times N$ cyclic AWG を用いた場合の波長選択段数に対するスイッチ規模の推移を示している。2 段選択型チューナブルフィルタと 1 段選択型チューナブルフィルタ（直接的なチューナブルフィルタ）を比較すると、波長数が 100 のときスイッチ規模の 81% の削減に成功している。一方で、3 段選択型フィルタと 1 段選択型フィルタを比較すると、スイッチ規模削減率は 88% である。即ち、波長選択段数の増加に対するスイッチ規模縮小の利得は $s \geq 3$ で大幅に鈍化している。また、波長選択段数が増加するに従い、光信号が通過する波長グループ/波長分波器の数が増えるため、信号の伝送損失が問題となる。以降では 2 段選択型チューナブルフィルタを取りあげ、次項ではその具体的な構成方法について述べる。

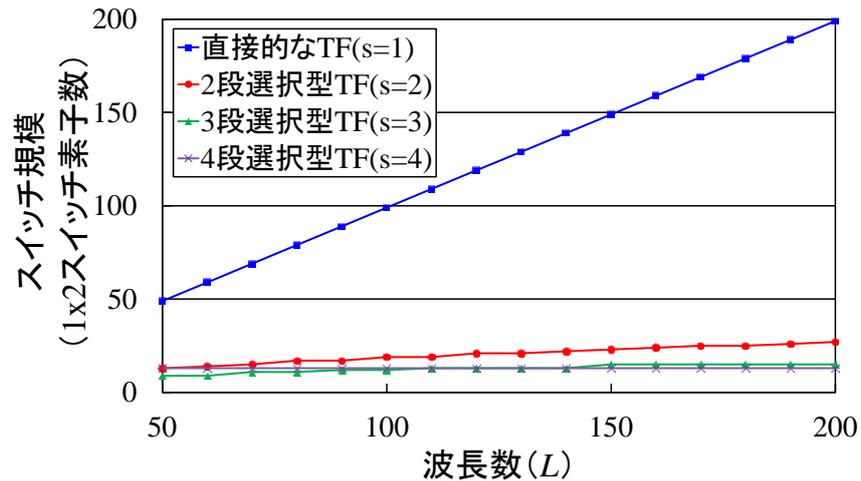


図 4.4-3 波長選択段数とスイッチ規模の比較

4. 4. 3 2 段選択型チューナブルフィルタ構成

波長グループ分波器/波長分波器の構成方法によって、チューナブルフィルタの構成方法は複数存在する。本項では、幾つかの具体的な 2 段選択型チューナブルフィルタ構成法について述べる。以降では、WDM 信号を構成する隣り合う波長の周波数間隔を Δf とする。

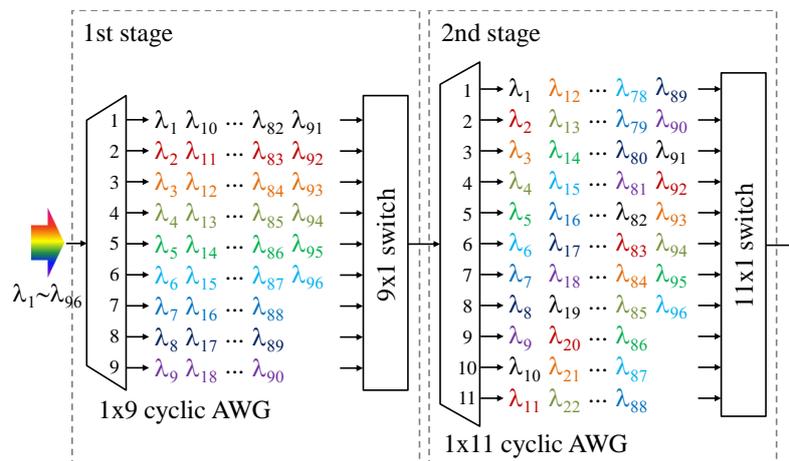
(1) 基本的な 2 段選択型チューナブルフィルタ

基本的な s 段選択型チューナブルフィルタは $1 \times m_1$ 、 $1 \times m_2$ 、... $1 \times m_s$ cyclic AWG (それぞれの AWG のチャンネル間隔を Δf 、FSR (Free Spectral Range) を $m_1 \Delta f$ 、 $m_2 \Delta f$ 、... $m_s \Delta f$ とする) を用いることで実現可能である。このとき、波長数 L に対する完全な波長抽出機能を得るためには、(4-3) 式の条件を満たす必要がある [51]。

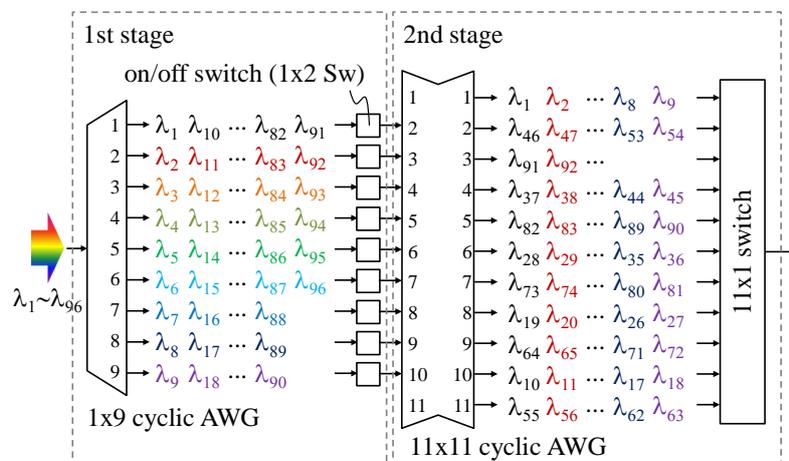
$$\text{最小公倍数 } \text{lcm}(m_1, m_2, \dots, m_s) \geq L \quad (4-3)$$

図 4.4-4 (a) に $L = 96$ に対応する基本的な 2 段選択型チューナブルフィルタの構成例を示す。図 4.4-4 (a) は 1×9 cyclic AWG と 1×11 cyclic AWG を用いており ($\text{lcm}(9, 11) = 99 > L = 96$)、ともにチャンネル間隔は Δf 、FSR はそれぞれ $9 \times \Delta f$ と $11 \times \Delta f$ である。1 段目において、96 波長が 1×9 cyclic AWG によって 9 個の波長グループに分解され、 9×1 スイッチでそのうちの 1 つの波長グループを選択する。次段で、選択された波長グループは波長単位に分解され、所望の波長を選択する。この構成では、直接的なチューナブルフィルタを用いた場合に比べ、スイッチ規模を $(96 - 1) = 95$ から $(9 - 1) + (11 - 1) = 18$ に削減することに成功している。

また図 4.4-4 (b)には 1 x 9 cyclic AWG と 11 x 11 cyclic AWG から構成される別の 2 段選択型チューナブルフィルタ構成を示している。2 つの AWG は、チャンネル間隔はともに Δf 、FSR はそれぞれ $9 \times \Delta f$ と $11 \times \Delta f$ である。図 4.4-4 (a)の構成と同様に、1 段目で WDM 信号は 9 個の波長グループに分解されるが、その波長グループ選択方法が異なる。分解された波長グループはそれぞれ 11 x 11 AWG の異なる入力ポートに対応付けられ、それをオン/オフ スイッチで操作することにより、単一の波長グループを次段に導く。2 段目では 1 段目で選択した波長グループを波長単位に分解し、所望の波長を抽出する。この構成は多入力の AWG を用いているため、入出力ポートに起因する AWG の挿入損失のばらつきが、図 4.4-4 (a)の構成に比べ大きいことが予想される。



(a) 構成 1



(b) 構成 2

図 4.4-4 基本的な 2 段選択型チューナブルフィルタ

他にも、 $L=100$ に対応した 1×10 cyclic AWG と 10×10 cyclic AWG を用いたチューナブルフィルタも提案されている [52]。 10×10 AWG は、挿入損失の均一化のため、それぞれの出力透過域が広い特別な設計を用いているが、挿入損失が 10 dB 以上となる。そのため、SOA (Semiconductor Optical Amplifier) で損失を補償しており、図 4.4-4 に比べ複雑な構成となる。そのため、本研究では一般的な cyclic AWG を適用したフィルタ構成について議論を進める。

(2) 複数のチューナブルフィルタの集約化

4.3.1 項で述べたように、ブロードキャスト&セレクトタイプ C/D/C ROADM は drop ポートにそれぞれチューナブルフィルタを備える必要がある。そのため、複数フィルタでフィルタを共用できる波長合分波器を共用できれば、システム全体の経済化が期待される。複数の波長分波機能を集約化する方法は過去に幾つか提案されているが、本項ではその具体例を取りあげ、チューナブルフィルタへ適用する。

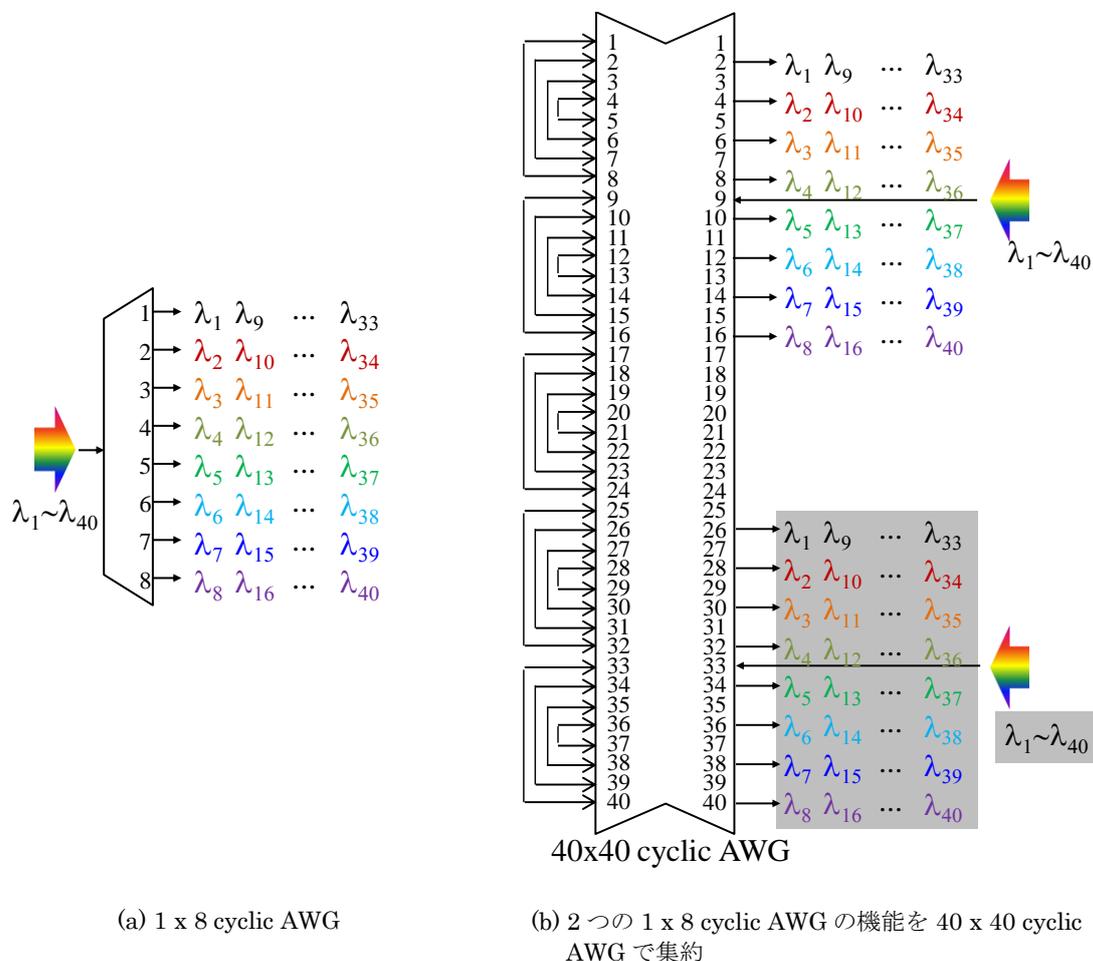
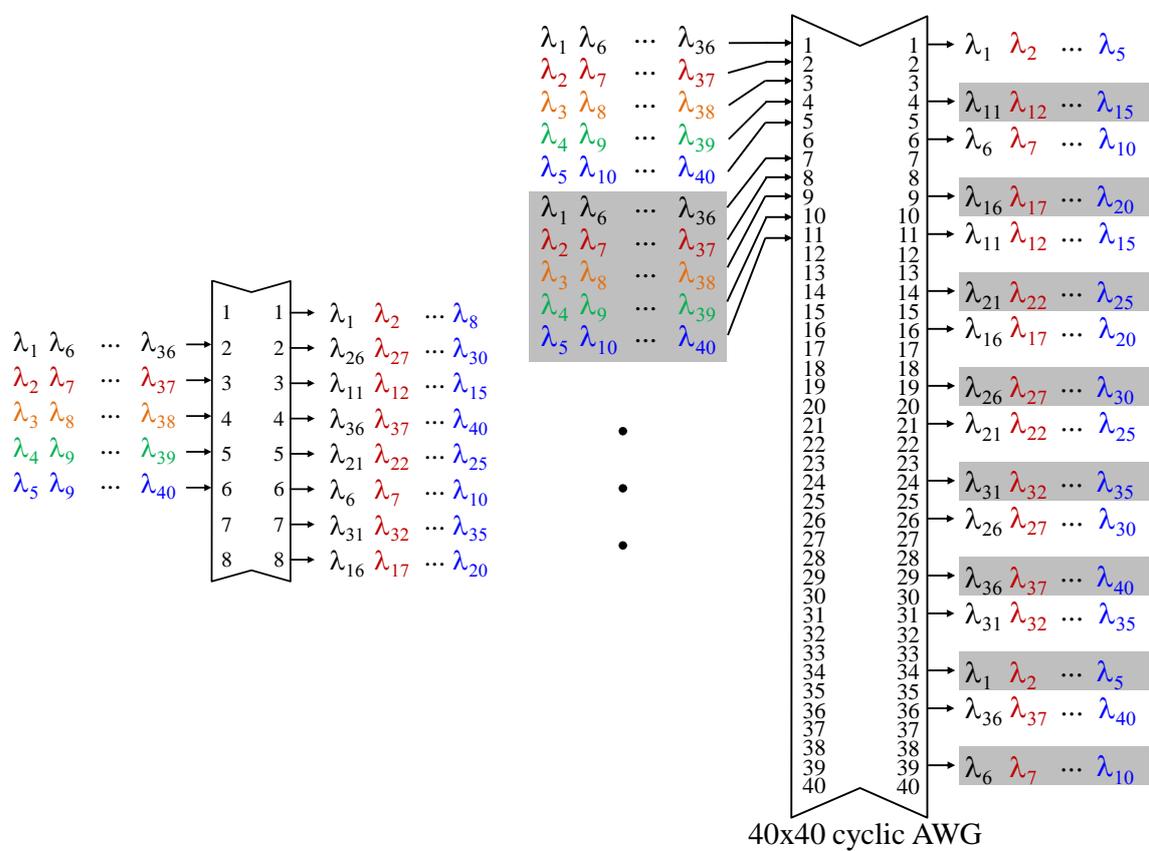


図 4.4-5 $1 \times N$ cyclic AWG の集約方法

まず、複数の $1 \times N$ cyclic AWG の機能を集約する方法を述べる。図 4.4-5 では例として 2 つの 1×8 cyclic AWG の機能を 1 つの 40×40 cyclic AWG で実現する方法を示している [7]。 40×40 AWG は特殊な配線が施してあり、片側の 40 ポートのうちのそれぞれ 20 組を相互接続している。反対側においては、波長の入力と出力が異なるポートに配置されている。この AWG を 図 4.4-5 (a) の 1 段目や 2 段目、図 4.4-5 (b) の 1 段目に適用することで、複数のチューナブルフィルタで AWG を共用することができる。AWG のサイズやポートの接続方法によって波長の分波方法が定まるが、詳細は [53] を参照されたい。

次に、 $N \times N$ cyclic AWG の機能を集約する方法について説明する [53]。図 4.4-6 は 8 波からなる波長グループ 5 個をそれぞれ波長単位に分解する 5×8 DEMUX (Demultiplexer) 機能を 40×40 cyclic AWG で集約する方法を示している。図 4.4-6 (a) の波長入出力関係を満たすように、 40×40 AWG の異なる入力ポートにそれぞれ波長グループを割り当てる。図 4.4-6 (b) の構成では最大 5 個の 5×8 DEMUX 機能を集約することができる。



(a) 8×8 cyclic AWG (5×8 DEMUX)

(b) 2 つの 5×8 DEMUX 機能を 40×40 cyclic AWG で集約

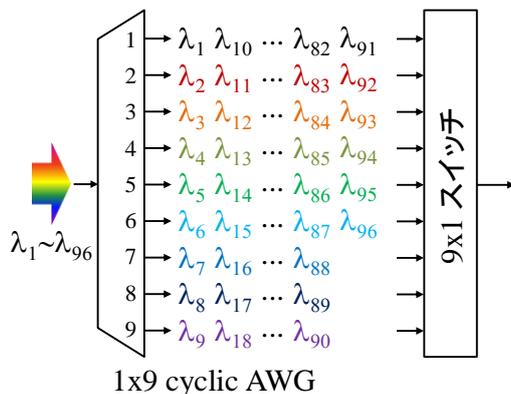
図 4.4-6 $N \times N$ cyclic AWG の集約方法

以上のように、比較的大きなサイズの AWG を用いることで、複数のチューナブルフィルタで AWG を共用することが可能である。しかし、大規模な AWG を用いるがゆえに挿入損失が大きくなることが懸念され、またフィルタ間のクロストークも問題になってくる。そのためフィルタを集積化する上では、このようなトレードオフを考慮する必要がある。

(3) フィルタスイッチ規模の更なる縮小化

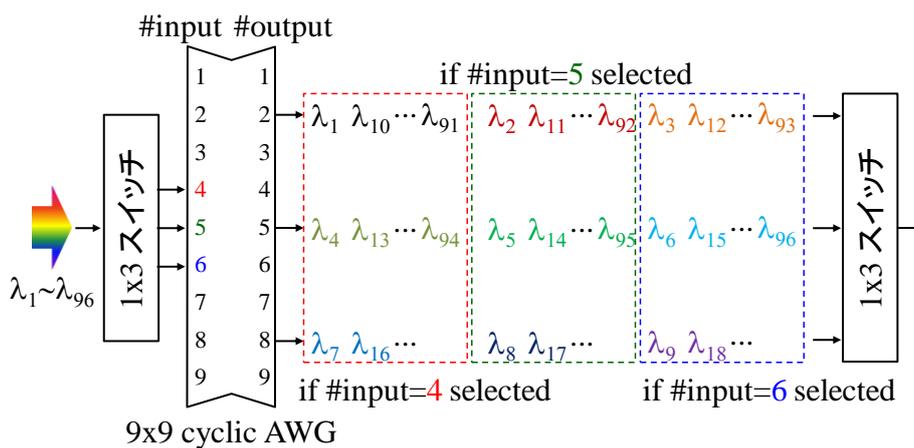
近い将来の通信需要の増大に伴って、光ファイバ中に多重化される波長数は増加することが予想される。波長数の増大はフィルタのスイッチ規模の増大につながるため、本項ではさらなるスイッチ規模の縮小を実現する新たなフィルタ構成を提案する。提案フィルタでは従来の波長の多段選択の機構に加えて、その各段における波長の選択方法を工夫することで、フィルタ全体のスイッチ規模の縮小を実現する。その提案波長選択方法は、 $N \times N$ cyclic AWG のルーティング特性を利用する。AWG はその光路差により波長の合分波を可能としており、 $N \times N$ cyclic AWG の出力波長はその入力位置によってシフトする性質を有する。つまり、AWG の入力位置を光スイッチで選択することで、所望の出力ポートに所望の波長を導くことができる。図 4.4-7 に 本項(1)で用いた基本的な波長選択方法と、ここで提案する波長選択方法との比較を示す。図 4.4-7 (a)は 1×9 cyclic AWG と 9×1 スイッチで構成され、入力 WDM 信号の 9 つの波長グループの中から任意の 1 波長グループを選択することができる。一方で、図 4.4-7 (b)は 9×9 cyclic AWG と 2 つの 1×3 スイッチを用いており、AWG の 3 つの入力ポートのうちのいずれかに光信号を入力することで、3 つの出力ポートから所望の波長グループを選択する。図 4.4-7 に示す 2 つの波長の分解方法は図 4.4-4 と同様である。しかし、スイッチ規模は $9 - 1 = 8$ から $(3 - 1) + (3 - 1) = 4$ に減らすことができる。

図 4.4-8 には図 4.4-7 (a)と(b)の波長選択方法を用いた多段選択型チューナブルフィルタのスイッチ規模の比較を示している。波長選択段数が増加するに従い、スイッチ規模は小さくなっているものの、その削減率はともに小さくなっている。段数が増加するほど、AWG に起因する光信号の損失が問題となることから 2 段選択型チューナブルフィルタに着目する。このとき、図 4.4-7 (a)の波長選択方法を用いた場合は $L = 100$ のときスイッチ規模が 19 であったのに対し、図 4.4-7 (b)の波長選択方法を用いた場合は $L = 200$ のときスイッチ規模が 12 である。即ち、処理する波長数が 2 倍になっても図 4.4-7 (b)の波長選択方法の方が小さいスイッチ規模でフィルタを実現可能である。



1x9 cyclic AWG

(a) 基本的な波長選択方法



9x9 cyclic AWG

(b) AWG の入力ポート選択を用いた波長選択方法

図 4.4-7 波長選択方法の比較

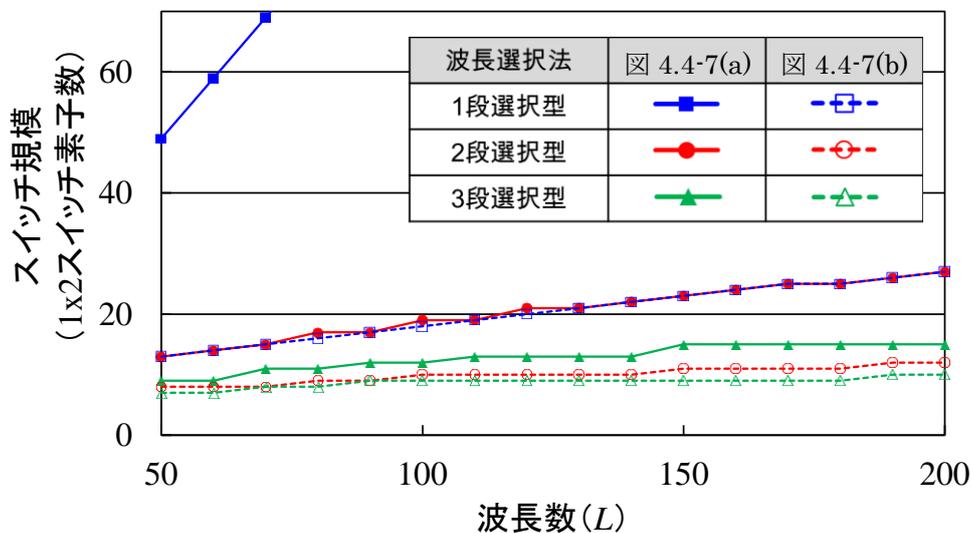


図 4.4-8 図 4.4-7(a),(b)の波長選択方法におけるスイッチ規模の比較

4. 4. 4 試作チューナブルフィルタと伝送実験

本項では、4.4.3 項で提案したチューナブルフィルタの試作を行うとともに、伝送実験を行った結果を示す。試作フィルタはそれぞれ PLC 技術を用いて製作された。

50GHz 間隔 96 波長対応 2 段階選択型チューナブルフィルタ

図 4.4-4 (a)に示した、1 x 9 cyclic AWG (チャンネル間隔 = 50 GHz、FSR = 450 GHz)、1 x 11 cyclic AWG (チャンネル間隔 = 50 GHz、FSR = 550 GHz)、TO スイッチを用いた基本的な構成の 2 段階選択型チューナブルフィルタの試作例を図 4.4-9 に示す。スイッチ規模の削減により、すべてのコンポーネントはモノリシックに製作することが可能であり、図 4.4-9 にその PLC チップの写真も示す。チップサイズは 70 x 15 mm² である。図 4.4-10 にはこの試作フィルタの波長抽出のスペクトル例を示している。図 4.4-10 (a)は 50 GHz 間隔 96 波長から成る入力 WDM 信号 ($191.55 + 0.05 \times n$ [THz]; $n = 0 \sim 95$) であり、図 4.4-10 (b)は λ_{59} (1550.116 nm) を抽出した図である。試作フィルタにより、任意の単一の波長が抽出できていることが確認できている。図 4.4-11 は ITU-T グリッドにおける抽出波長の損失を示しており、損失の平均値と最悪値はそれぞれ 7.5 dB と 10.0 dB である。また、図 4.4-12 に抽出波長に対するクロストークを示す。クロストークレベルは -26.1 dB 以下であった。さらに、図 4.4-13 は 10 Gbps の信号伝送において λ_{59} を抽出した場合のビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) を示す。BER が 10^{-9} のときのパワーペナルティは 0.14 dB であった。

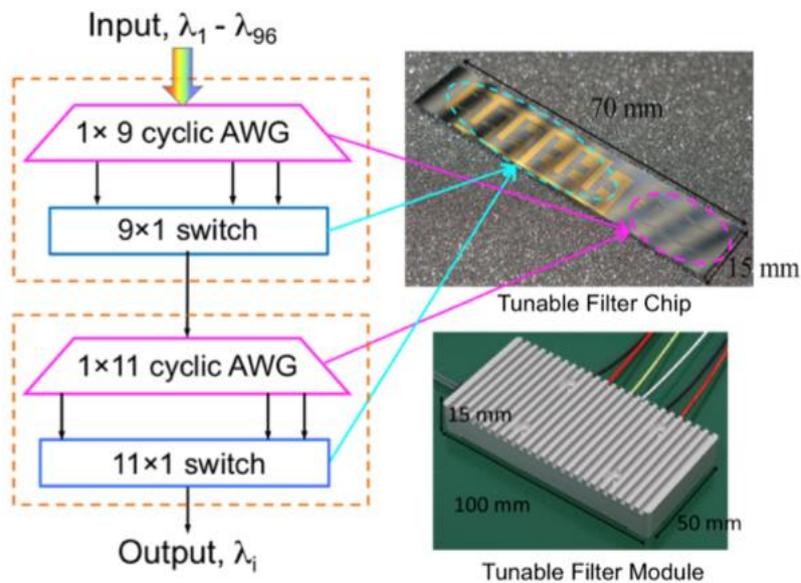
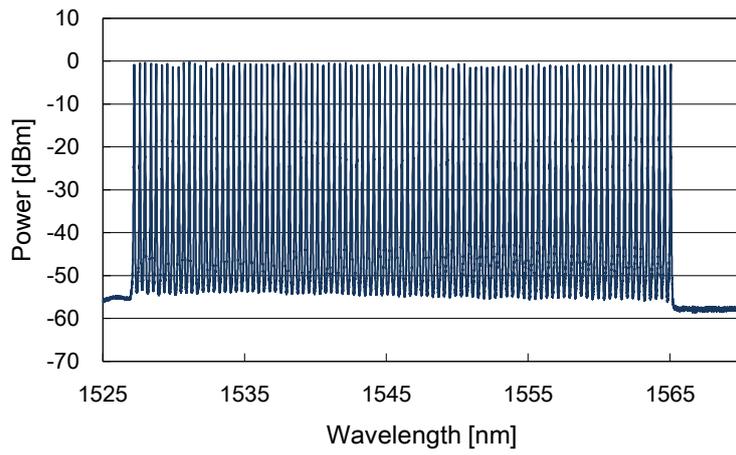
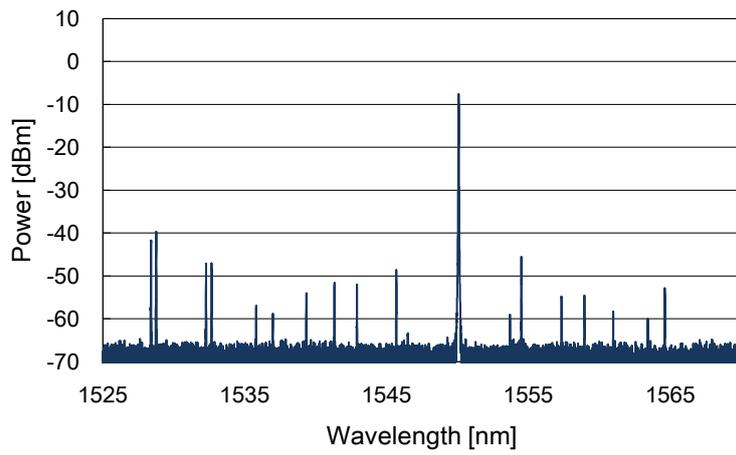


図 4.4-9 50GHz 間隔 96 波長対応 2 段階選択型チューナブルフィルタ



(a) 入力 WDM 信号 (50GHz 間隔 96 波長)



(b) 出力波長チャンネル ($\lambda_{59} = 1550.116 \text{ nm}$)

図 4.4-10 フィルタの特性

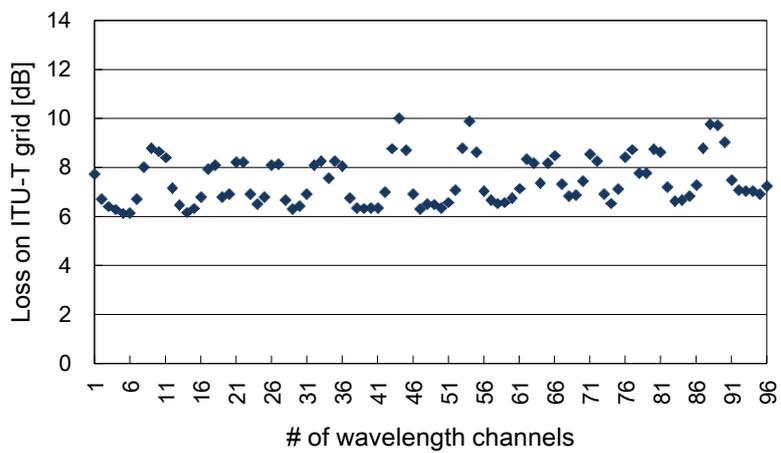


図 4.4-11 ITU-T グリッドにおける損失

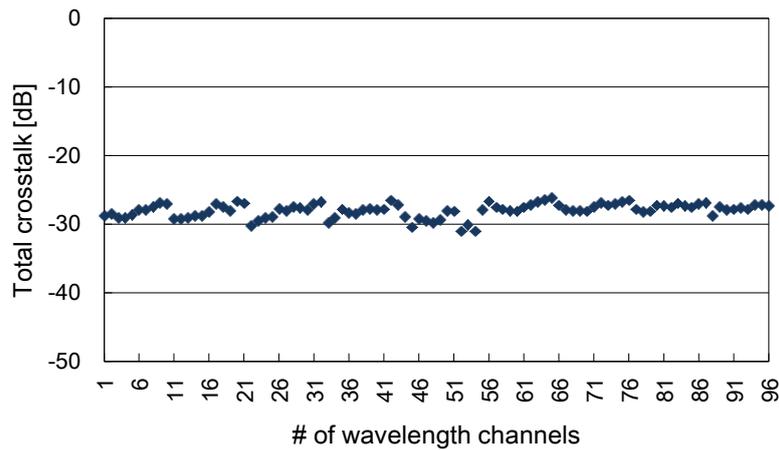


図 4.4-12 クロストーク

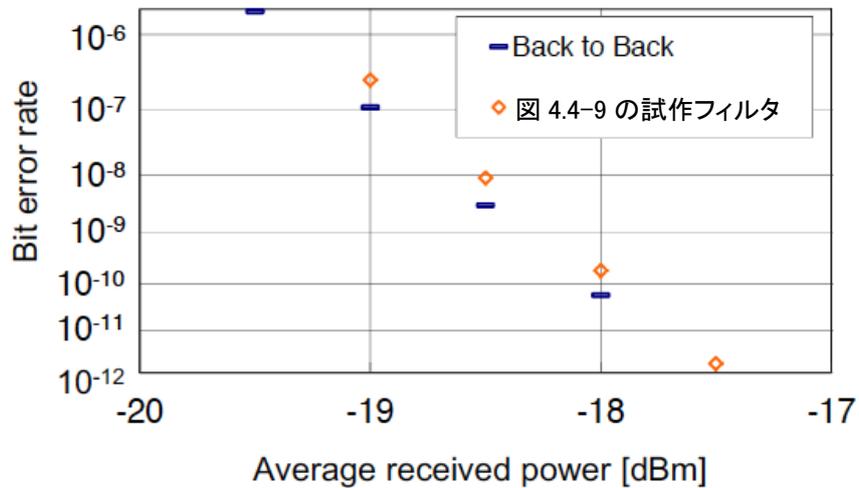


図 4.4-13 10 Gbps におけるビット誤り率 ($\lambda_{59} = 1550.116 \text{ nm}$)

50GHz 間隔 80 波長対応 2 段選択型チューナブルフィルタ

4.4.3 項(2) で説明した複数のチューナブルフィルタで 1 つの AWG を共有する構成について、その実現可能性が試作により検証された。図 4.4-14 にはそれぞれのコンポーネントを用いて試作したチューナブルフィルタの構成図と波長マップを示している。試作フィルタは 2 つの 1×10 cyclic AWG (チャンネル間隔 = 50 GHz、FSR = 500 GHz) と 1 つの 80×80 cyclic AWG (チャンネル間隔 = 50 GHz、FSR = 4000 GHz)、TO スイッチにて構成される。2 つのチューナブルフィルタ (Filter A と Filter B) が 1 つの 80×80 AWG を共有する構成となっている。図 4.4-15 (a)、(b) は Filter A と Filter B に同時に入力した 50 GHz 間隔 80 波長の WDM 信号 ($197.70 + 0.05 \times n \text{ [THz]}$; $n = 0 \sim 79$) を示しており、図 4.4-15 (c)、

(d)はそれぞれの波長抽出の例を表している。Filter A、Filter Bともに所望の波長の抽出に成功していることを確認した。図 4.4-16 にはそれぞれのフィルタの波長抽出信号の伝送損失を示している。伝送損失の平均値と最悪値は、それぞれ Filter A では 9.0 dB と 10.5 dB、Filter B では 9.1 dB と 12.1 dB であった。また、図 4.4-17 には波長抽出におけるクロストークを示している。80 x 80 AWG を 2つのフィルタで共用しているため、あるフィルタのクロストークは他のフィルタのスイッチング状態に依存する。ここでは、対象とするフィルタのクロストークは、他方のフィルタのオン/オフスイッチ番号#1、#5、#10 (図 4.4-14 参照) のそれぞれ 1 つのみをオン状態にした場合のクロストークを測定している。いずれの場合もクロストークレベルは - 27.5 dB 以下であった。さらに 10 Gbps における BER を測定した。図 4.4-18 には Filter A、Filter B ともに λ_{46} (1550.116 nm) を抽出した場合の BER を示している。BER = 10^{-9} におけるパワーペナルティは Filter A では 0.11 dB、Filter B では 0.03 dB であった。

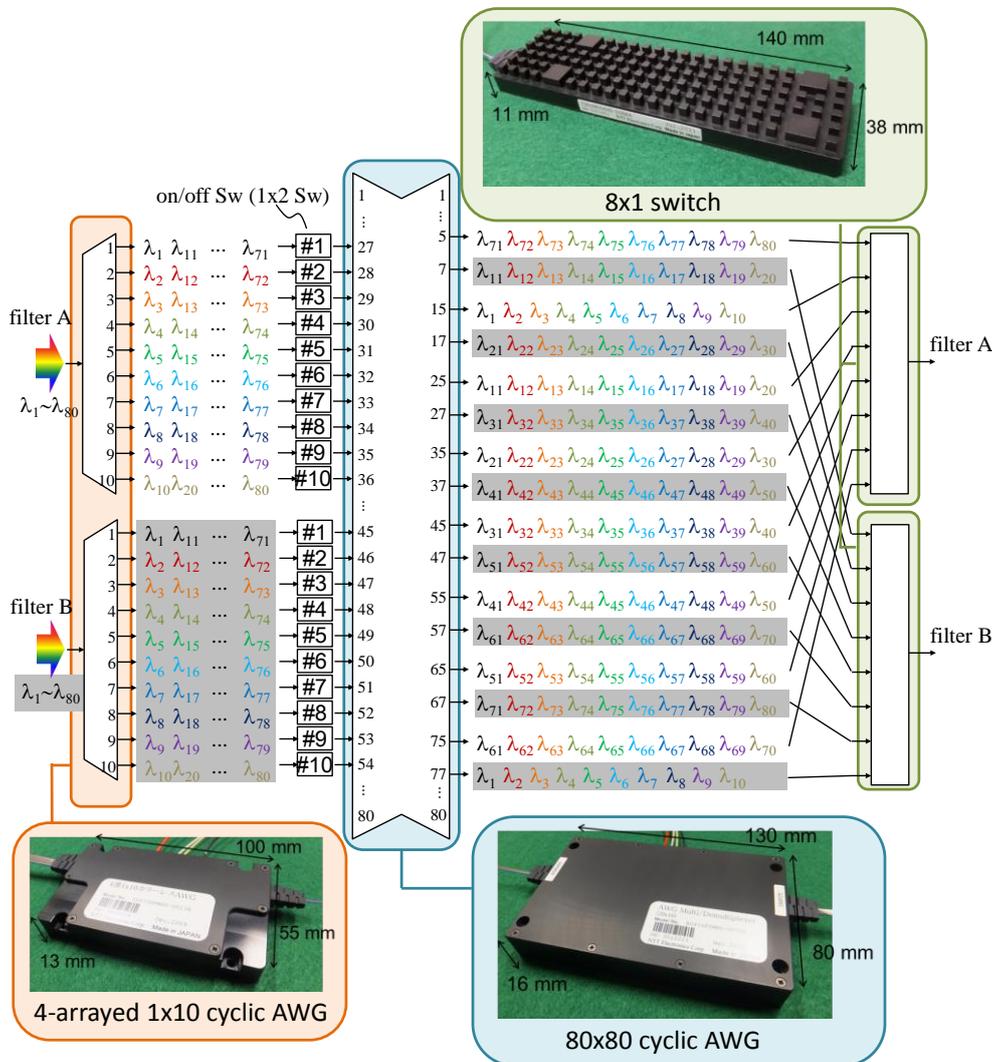
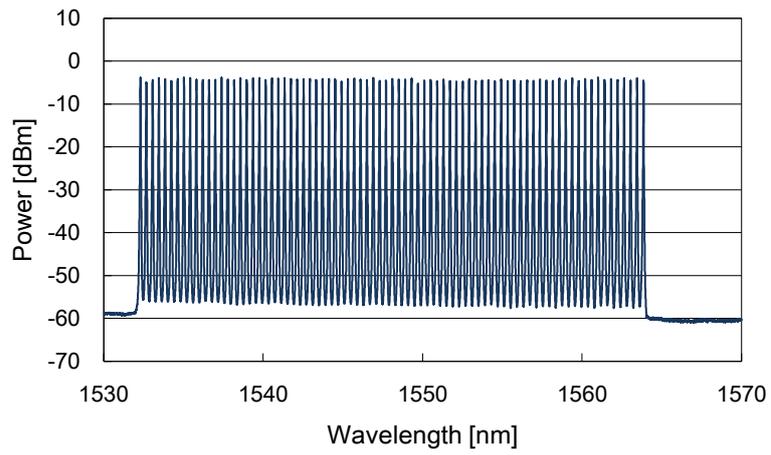
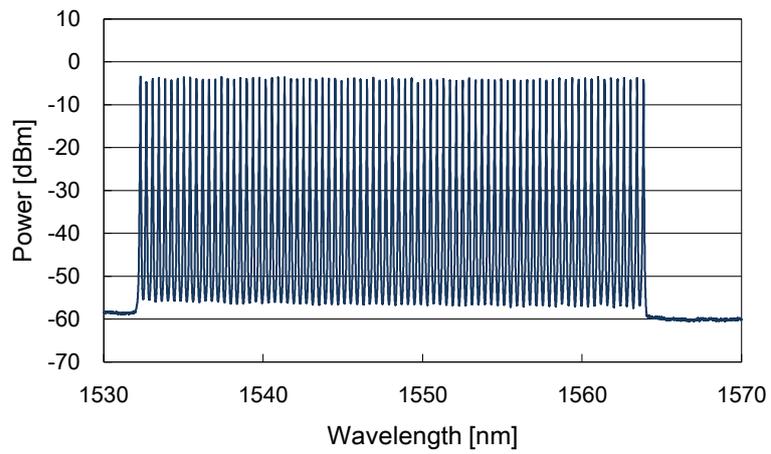


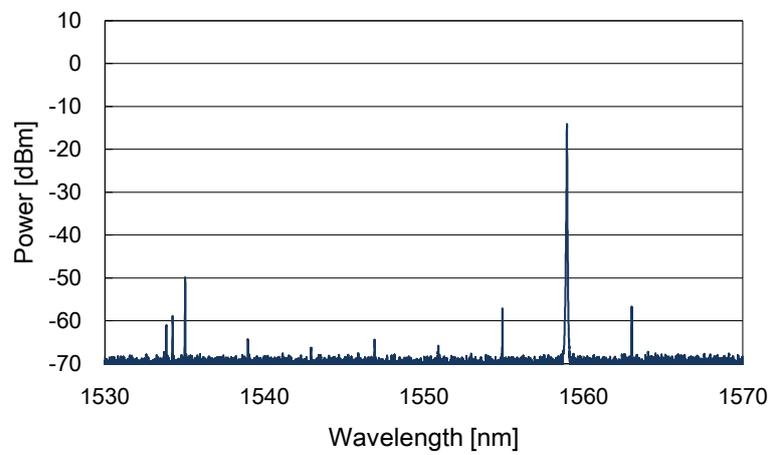
図 4.4-14 2つのチューナブルフィルタによる 80 x 80 cyclic AWG の共有



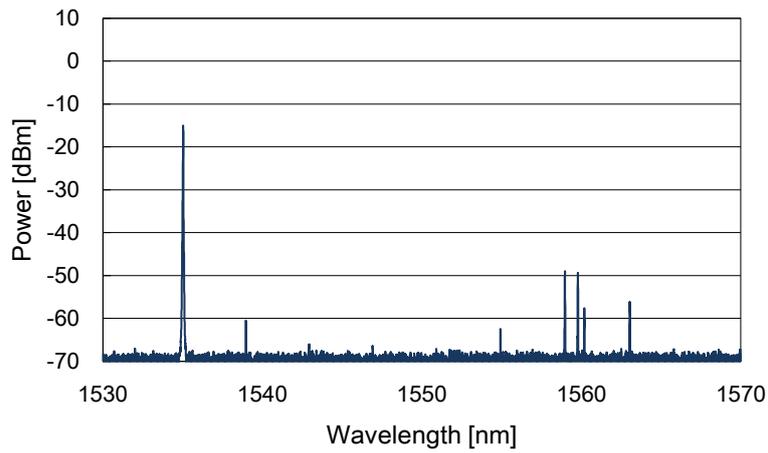
(a) Filter A への入力 WDM 信号 (50GHz 間隔 80 波長)



(b) Filter B への入力 WDM 信号 (50GHz 間隔 80 波長)



(c) Filter A による波長抽出 (λ_{68} : 1558.98 [nm])



(d) Filter B による波長抽出 (λ : 1535.34 [nm])

図 4.4-15 抽出スペクトル

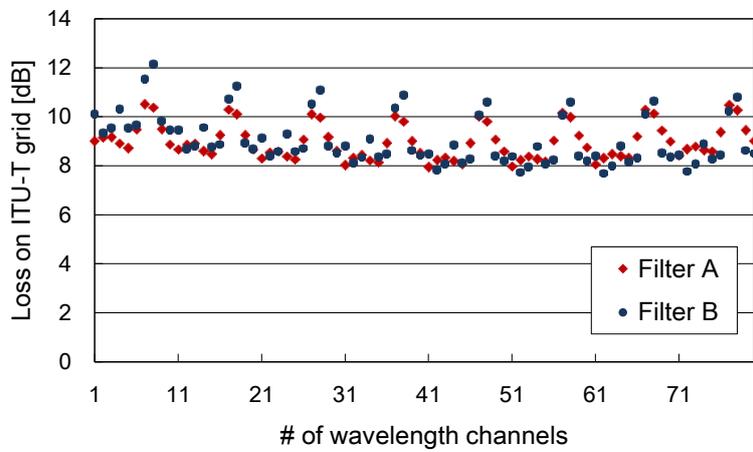


図 4.4-16 ITU-T グリッドにおける損失

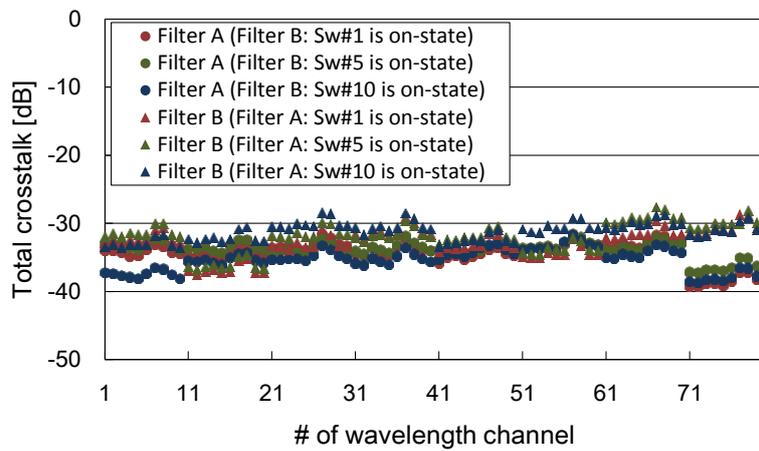


図 4.4-17 クロストーク

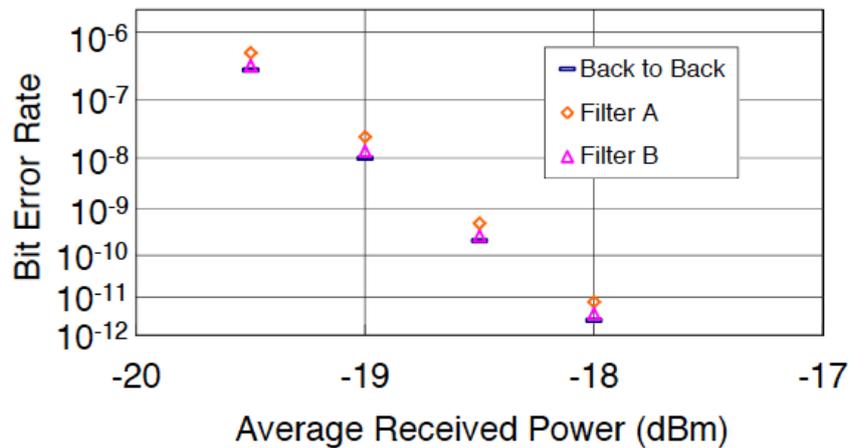
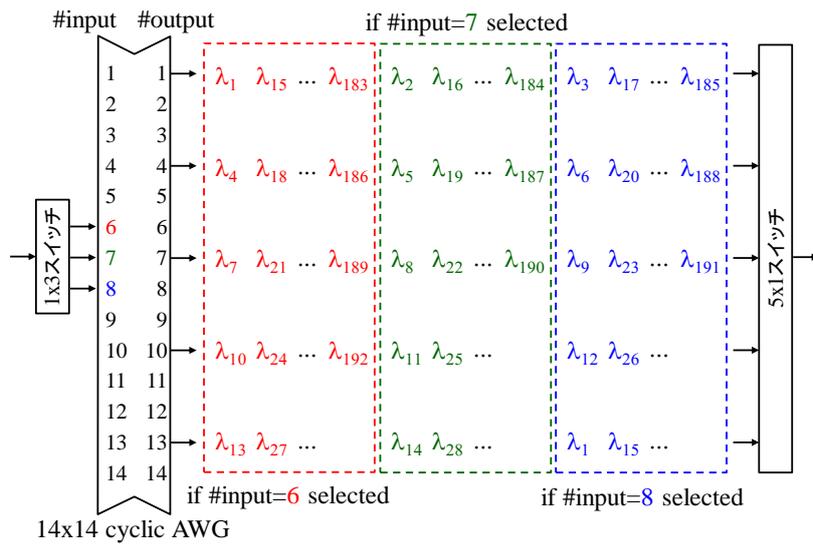


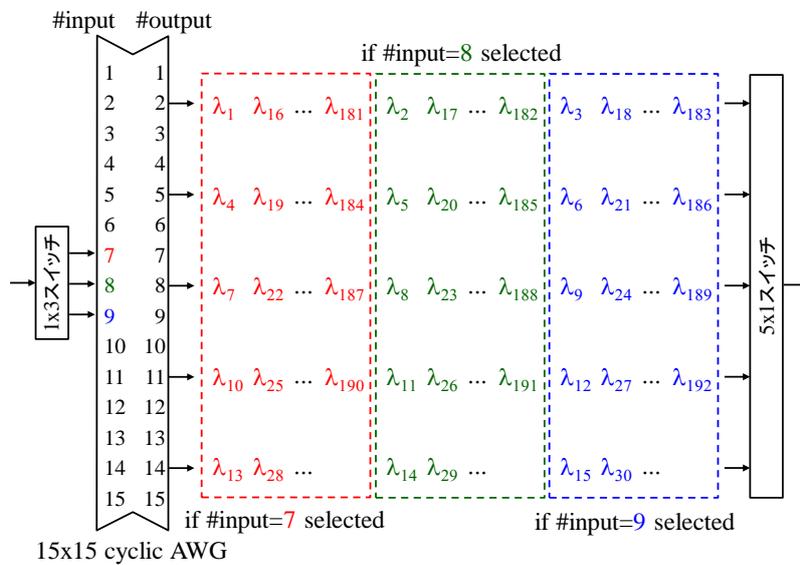
図 4.4-18 10 Gbps におけるビット誤り率 ($\lambda_{46} = 1550.116 \text{ nm}$)

25GHz 間隔 192 波長対応 2 段選択型チューナブルフィルタ

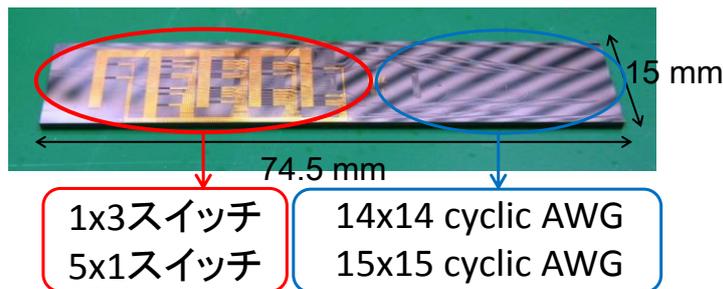
将来の波長数の増加に対応するため、4.4.3 項(3)ではチューナブルフィルタのさらなるスイッチ規模縮小の方法について説明した。本項では、25GHz 間隔 192 波長の WDM 信号に対応する 2 段選択型チューナブルフィルタの試作結果を紹介する。試作フィルタは 14 x 14 cyclic AWG (チャンネル間隔 = 25 GHz、FSR = 350 GHz)、15 x 15 cyclic AWG (チャンネル間隔 = 25 GHz、FSR = 375 GHz)、TO スイッチで構成される。1 段目では、1 x 3 スイッチで 14 x 14 cyclic AWG の入力ポートを選択し、5 x 1 スイッチで所望の波長グループを選択する (図 4.4-19 (a))。2 段目では、1 x 3 スイッチで 15 x 15 cyclic AWG の入力ポートを選択し、波長グループを波長単位に分解した後、5 x 1 スイッチで任意の波長を抽出する (図 4.4-19 (b))。図 4.4-19 (c) に試作チューナブルフィルタの PLC チップ写真を載せている。チップのサイズは 15 x 74.5 mm² である。チップのサイズは、前項で示した 50GHz 間隔 96 波長対応のチューナブルフィルタとほぼ同等であるが、2 倍の波長数を処理することができる。図 4.4-20 には、 λ_{97} (1549.12 nm) を抽出するようフィルタを調整したときの抽出スペクトルを示している。所望の波長の抽出に成功しているものの、抽出波長の両端に比較的大きなクロストークが観察される。これはチューナブルフィルタを構成する 2 つの AWG の透過域が隣接し、それが干渉し合うことで生じる現象であり、WDM 信号が 25GHz 間隔と狭いものであるため、その影響が顕著となった。図 4.4-21 には ITU-T グリッドにおける抽出波長の伝送損失を示している。損失の平均値と最悪値はそれぞれ 10.1 dB と 13.4 dB であった。図 4.4-22 には隣接クロストークを示しており、そのレベルは -31 dB 以下であった。



(a) 1段目の波長選択

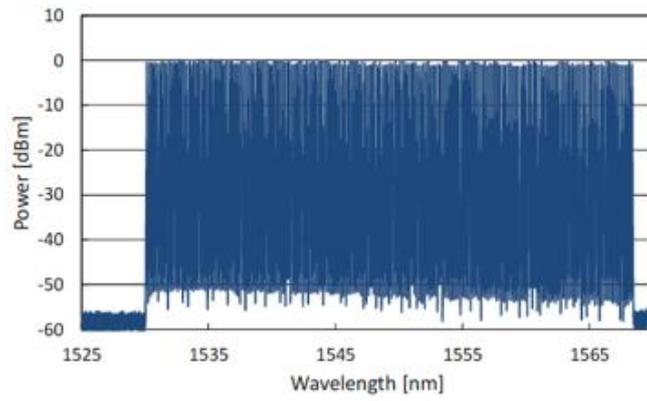


(b) 2段目の波長選択

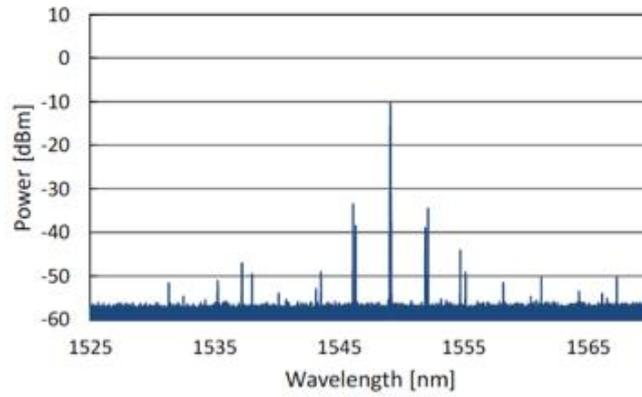


(c) PLC チップ

図 4.4-19 25GHz 間隔 192 波長対応の試作チューナブルフィルタ



(a) 入力 WDM 信号 (25GHz 間隔 192 波長)



(b) 出力波長チャンネル ($\lambda_{97} = 1549.12 \text{ nm}$)

図 4.4-20 抽出スペクトル

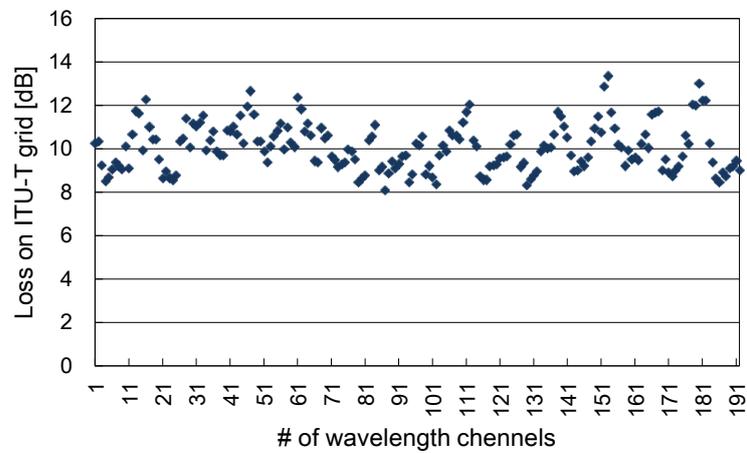


図 4.4-21 ITU-T グリッドにおける損失

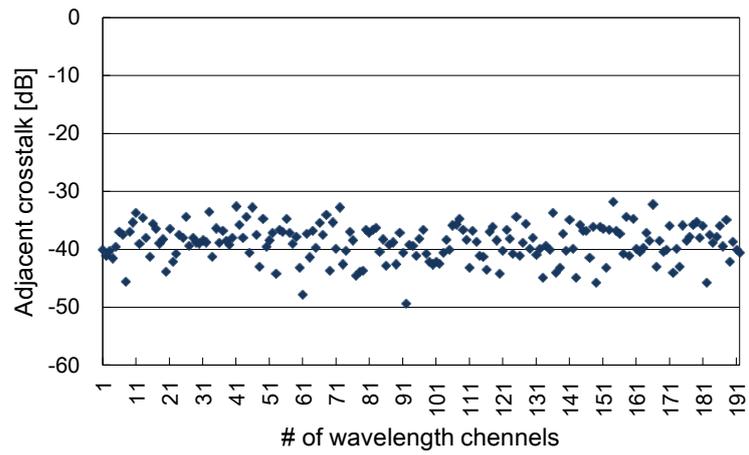


図 4.4-22 クロストーク

以上、3つのフィルタの試作と伝送実験を通じて、提案フィルタ構成の実現可能性が示されている。提案フィルタは、いずれも小規模かつ経済的に実現可能であるため、将来の動的なフォトニックネットワークの実現に向けて重要な役割を担うことが期待されている。

[参考文献]

- [1] P. Pagnan, M. Schiano, "A lambda switched photonic network for the new transport backbone of Telecom Italia," Int. Conf. on Photonics in Switching 2009, ThII2-1, Pisa, Italy, September 15-19, 2009.
- [2] S. Woodward, "Balancing costs & benefits in a flexible grid network," Presented at OFC/NFOEC 2012 WS: What is the value of the flexible grid network?, Los Angeles, March 4, 2012.
- [3] A. L. Chiu, G. Choudhury, G. Clapp, R. Doverspike, M. Feuer, J. W. Gannett, J. Jackel, G. T. Kim, J. G. Klinecicz, T. J. Kwon, G. Li, P. Magill, J. M. Simmons, R. A. Skoog, J. Strand, A. V. Lehmen, B. J. Wilson, S. L. Woodward, and D. Xu, "Architectures and protocols for capacity efficient, highly dynamic and highly resilient core networks," J. Opt. Commun. Network, Vol. 4, No. 1, January 2012, pp. 1-14.
- [4] K. Harada, K. Shimizu, T. Kudou, and T. Ozeki, "Hierarchical optical path cross-connect systems for large scale WDM networks," OFC/NFOEC 1999, pp. 356-358, Feb. 1999.
- [5] X. Cao, V. Anand, Y. Xiong, and C. Qiao, "A study of waveband switching with multilayer multigranular optical cross-connects," IEEE Journal on Selected Areas in Commun., vol. 21, no. 7, pp. 1081-1094, September 2003.
- [6] P.-H. Ho, H. T. Mouftah, and J. Wu, "A scalable design of multigranularity optical cross-connects for the next-generation optical internet," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 21, pp. 1133-1142, September 2003.
- [7] K. Sato, and H. Hasegawa, "Prospects and challenges of Multi-layer optical networks," IEICE Trans. Commun., vol. E90-B, no. 8, pp. 1890-1902, August 2007.
- [8] I. Yagyu, H. Hasegawa, and K. Sato, "An efficient hierarchical optical path network design algorithm based on a traffic demand expression in a cartesian product space," IEEE Journal on Selected Areas in Commun., vol. 26, no. 6, Part Supp., pp. 22-31, August 2008.
- [9] K. Sato, and H. Hasegawa, "Optical networking technologies that will create future bandwidth abundant networks," Journal of Optical Communications and Networking, vol. 1, No. 2, pp. A81-A93, July 2009.
- [10] Y. Yamada, H. Hasegawa, and K. Sato, "Hierarchical optical path network design algorithm considering waveband protection," Journal of Lightwave Technology, vol. 27, No. 24, December 2009, pp. 5736-5748.
- [11] S. Kakehashi, H. Hasegawa, K. Sato, O. Moriwaki, and S. Kamei, "Optical cross-connect switch architectures for hierarchical optical path networks," IEICE Trans. Commun., vol. E91-B, No. 10, October 2008, pp. 3174-3184.
- [12] O. Moriwaki, K. Noguchi, H. Takahashi, T. Sakamoto, K. Sato, H. Hasegawa, M. Okuno, and Y. Ohmori, "Terabit-scale compact hierarchical optical cross-connect system employing PLC devices and optical backplane," OFC/NFOEC 2010, Post Deadline Paper, PDPC9, San Diego, March 25, 2010.
- [13] S. Mitsui, H. Hasegawa and K. Sato, "Hierarchical optical path cross-connect node architecture using WSS/WBSS," Photonics Switching 2008, S-04-1, Hokkaido, Japan, August 4-7, 2008.
- [14] K. Ishii, H. Hasegawa, K. Sato, S. Kamei, H. Takahashi, and M. Okuno, "Monolithically integrated waveband selective switch using cyclic AWGs," ECOC 2008, Mo.4.C.5, Brussels, September 22-25, 2008.
- [15] T. Ban, K. Ishii, H. Hasegawa, K. Sato, H. Takahashi, and M. Okuno, "Development of large capacity ultra-compact waveband cross-connect," 16th Opto-Electronics and Communications Conference, OECC 2011, 6A1-2, Kaohsiung, Taiwan, July 4-8 2011.

- [16] L. H. Chau, H. Hasegawa, K. Sato, "Hierarchical optical path network design algorithm considering waveband add/drop ratio constraint," *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking, JOCN*, vol. 2, No. 10, October 2010, pp. 872-882.
- [17] Y. Yamada, H. Hasegawa, and K. Sato, "Coarse granular routing in optical path networks and impact of supplemental intermediate grooming," *ECOC 2010*, Th.10.F.1, Torino, September 19-23, 2010.
- [18] Y. Taniguti, Y. Yamada, H. Hasegawa, and K. Sato, "A novel optical networking scheme utilizing coarse granular optical routing and fine granular add/drop," *OFC/NFOEC 2012, JW2A.2*, Los Angeles, March 4-8, 2012.
- [19] T. Zami, B. Lavigne, M. Lefrançois, A. Morea, "Transparent Nodes. Yes, but to what extent ?" *ECOC 2009*, 5.3.3, Vienna, Austria, September 20-24, 2009.
- [20] T. Ban, H. Hasegawa, K. Sato, "A novel large-scale OXC architecture that employs wavelength path switching and fiber selection," *ECOC 2012*, We.3.D.1, Amsterdam, September 16-20, 2012.
- [21] T. Ban, L. H. Chau, H. Hasegawa and K. Sato, "Evaluation of hardware requirements for large-scale oxc architecture employing wavelength switching and fiber selection," *PS/OECC 2013, WT2-2*, Kyoto, June 30-July 4, 2013.
- [22] R. Inkret, A. Kuchar, B. Mikac, "Advanced infrastructure for photonic networks – Extended final report of COST 266 action," 2003.
- [23] L. H. Chau, H. Hasegawa and K. Sato, "A Large Capacity Optical Cross-connect Architecture Exploiting Multi-Granular Optical Path Routing," *Photonics in Switching 2012 (PS 2012), Fr-S26-O14*, Corsica, September 11-14, 2012.
- [24] L. H. Chau, H. Hasegawa and K. Sato, "Design of optical path networks employing large-capacity WSS/WBSS-Combined optical cross-connects," *ACP 2012, AF4A.49*, Guangzhou (Canton), China, November 7-10, 2012.
- [25] L. H. Chau, H. Hasegawa and K. Sato, "Performance evaluation of large-scale OXC architectures that utilize intra-node routing restriction," *OECC/PS 2013, MQ2-2*, Kyoto, June 30-July 4, 2013.
- [26] R. Hirako, K. Ishii, H. Hasegawa, K. Sato, H. Takahashi, and M. Okuno, "Development of single plc-chip waveband selective switch that has extra ports for grooming and termination," *16th Opto-Electronics and Communications Conference, OECC 2011, 7E1-4*, Kaohsiung, Taiwan, July 4-8 2011.
- [27] Y. Iwai, H. Hasegawa, and K. Sato, "Large-scale photonic node architecture that utilizes interconnected small scale optical cross-connect sub-systems," *ECOC 2012*, We.3.D.3, Amsterdam, September 16-20, 2012.
- [28] Y. Iwai, H. Hasegawa, and K. Sato, "Efficient routing strategies for interconnected small scale OXC sub-system networks," to appear in *ACP 2012*, Guangzhou (Canton), China, November 7-10, 2012.
- [29] Y. Iwai, H. Hasegawa, and K. Sato, "OXC hardware scale reduction attained by using interconnected subsystem architecture," *OFC/NFOEC 2013, NW1J.2*, Anaheim, March 17-21, 2013.
- [30] K. Sato, "Challenges and opportunities of photonic networking technologies," *PS/OECC 2013, WQ1-1*, Kyoto, June 30-July 4, 2013.
- [31] R. A. Jensen, "Optical switch architecture for emerging colorless/directionless/contentionless ROADM networks," *OFC/NFOEC 2011, OThR3*, March 2011.
- [32] R. Jensen, A. Lord, and N. Parsons, "Highly Scalable OXC-based Contentionless ROADM Architecture with Reduced Network Implementation Costs," *OFC/NFOEC 2012*, paper NW3F.7, Mar. 2012.
- [33] S. L. Woodward, M. D. Feuer, P. Palacharla, X. Wang, I. Kim, and D. Bihon, "Intra-node contention in a dynamic, colorless, non-directional ROADM," *OFC/NFOEC 2010, PDPC8*, San Diego, March, 2010.

- [34] T. Watanabe, K. Suzuki, and T. Takahashi, "Silica-Based PLC Transponder Aggregators for Colorless, Directionless, and Contentionless ROADMs," OFC/NFOEC 2012, paper OTh3D.1, Mar. 2012.
- [35] T. Watanabe, K. Suzuki, and T. Takahashi, "Silica-based PLC Transponder Aggregators for Colorless, Directionless, and Contentionless ROADMs," OFC/NFOEC 2012
- [36] B. C. Collings, "Wavelength selectable switches and future photonic network applications," International Conference on Photonics in Switching 2009, 15-19 Sept. 2009.
- [37] F. Naruse, Y. Yamada, H. Hasegawa, K. Sato, "Optical network design algorithms that consider optical path add/drop ratio restrictions for OXC hardware scale reduction," OFC/NFOEC 2011, NThC3, March 2011.
- [38] F. Naruse, Y. Yamada, H. Hasegawa, and K. Sato, "Evaluations of different optical path add/drop ratio restriction schemes on OXC hardware scale and network resource requirement," OFC/NFOEC 2012, OTh1A.5, Los Angeles, March, 2012.
- [39] Y. Yamada, R. Hirako, H. Hasegawa, and K. Sato, "Colorless/Directionless/Contentionless optical add/drop architecture applying waveband technologies and colorless MUX/DEMUX," OFC/NFOEC 2012, JTh2A.44, Los Angeles, March 4-8, 2012.
- [40] F. Naruse, Y. Yamada, H. Hasegawa, and K. Sato, "Evaluations of different optical path add/drop ratio restriction schemes on OXC hardware scale and network resource requirement," IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking (JOCN), vol. 4, No. 11, pp. B26–B34, November, 2012.
- [41] S. Thiagarajan, and S. Asselin, "Nodal Contention in Colorless, Directionless ROADMs using Traffic Growth Models," OFC/NFOEC 2012, NW3F.2, Los Angeles, March 4-8, 2012.
- [42] S. L. Woodward, M. D. Feuer, P. Palacharla, X. Wang, I. Kim, and D. Bihon, "Intra-node contention in a dynamic, colorless, non-directional ROADM," OFC/NFOEC 2010, PDPC8, San Diego, March, 2010.
- [43] P. Palacharla, X. Wang, I. Kim, D. Bihon, M. D. Feuer, S. L. Woodward, "Blocking performance in dynamic optical network based on colorless, non-directional ROADMs," OFC/NFOEC 2011, JWA8, March 2011.
- [44] I. Kim, P. Palacharla, X. Wang, D. Bihon, M. D. Feuer, S. L. Woodward, "Performance of colorless, non-directional ROADMs with modular client-side fiber cross-connects," OFC/NFOEC 2012, NM3F.7, Los Angeles, March 4-8, 2012.
- [45] Thierry Zami, "Contention simulation within dynamic, colorless and unidirectional/multidirectional optical cross-connects," ECOC 2011, We.8K.4, Geneva, Switzerland, September 18-22, 2011.
- [46] T. Zami and D. Chiaroni, "Low contention and high resilience to partial failure for colorless and directionless OXC," Photonics in Switching 2012, Fr-S27-O15, Corsica, France, 11-14 September, 2012.
- [47] L. E. Nelson, S. Woodward, P. Magill, S. Foo, M. Moyer, and M. O'Sullivan, "Real-time detection of a 40 gbps intradyne channel in the presence of multiple received WDM channels," OFC/NFOEC 2010, OMJ1, San Diego, March, 2010.
- [48] T. Niwa, R. Hirako, H. Hasegawa, K. Sato, M. Okuno, and T. Watanabe, "Compact wavelength tunable filter fabricated on a plc chip that realizes colorless/directionless/contentionless drop function in optical cross-connect," OFC/NFOEC 2012, OTh3D.6, Los Angeles, March 4-8, 2012.
- [49] T. Niwa, H. Hasegawa, and K. Sato, "Novel wavelength tunable filter applying multi-stage selection for colorless, directionless, and contentionless ROADMs," IEICE Electronics Express, vol. 9, No. 16, August 2012, pp. 1297-1303.

- [50] T. Niwa, H. Hasegawa, K. Sato, T. Watanabe, H. Takahashi, and S. Soma, "Compact Integrated Tunable Filter Utilizing AWG Routing Function and Small Switches," Optical Fiber Communication Conference 2013 (OFC 2013), OW1C, Anaheim, California, March 17-21, 2013.
- [51] K. Ishii, H. Hasegawa, and K. Sato, "Formulation of MUX/DEMUX Functions for Multiple Input-Output Cyclic AWG," in Proceedings of Asia Communications and Photonics Conference (ACP), paper AS4A.4, Nov. 2012.
- [52] N. Kikuchi et al., "Monolithically Integrated 100-Channel WDM Channel Selector Employing Low-Crosstalk AWG," *IEEE Photonics Technology Letter*, vol. 16, no. 11, pp. 2481-2483, Nov. 2004.
- [53] S. Kakehashi et al., "Analysis and Development of Fixed and Variable Waveband MUX/DEMUX Utilizing AWG Routing Functions," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 1, pp. 30-40, Jan. 2009.

第5章 光ファイバ伝送容量の開発競争

5.1 通信トラヒックの状況

世界経済は必ずしも回復基調とは言えないが、通信トラヒックの増加はとどまるところを知らず、増加率も高まっている。その一要因として挙げられるのが **Smart Phone** をはじめとする携帯端末の普及である。通信速度の増加と端末によるアクセス頻度の増加がバックボーン容量を押し上げている。インターネットトラヒックの推移はその様子を顕著に表している。図 5.1-1 は総務省が毎年公表している我が国のインターネットトラヒックの現状である。縦軸は、総ダウンロードトラヒックを示しており、2011年11月時点で1.7Tbit/sに達し、過去2年間では24%を超える伸び率を示している。2012年には通信トラヒックの輻湊のために通信システムがダウンする事態も起きていることから、伸び率がさらに高まっていることが予想できる。

このような通信トラヒックの増加を支えているのが光ファイバ通信技術である。1965年に光ファイバの減衰特性の理論が提案されて以来、「1本の光ファイバによってどれだけの情報容量を伝送できるのか」というテーマはいつの時代にも命題として掲げられ、これまで熾烈な開発競争が繰り返されてきた。もちろん時代ごとに中心となる技術は変遷している。

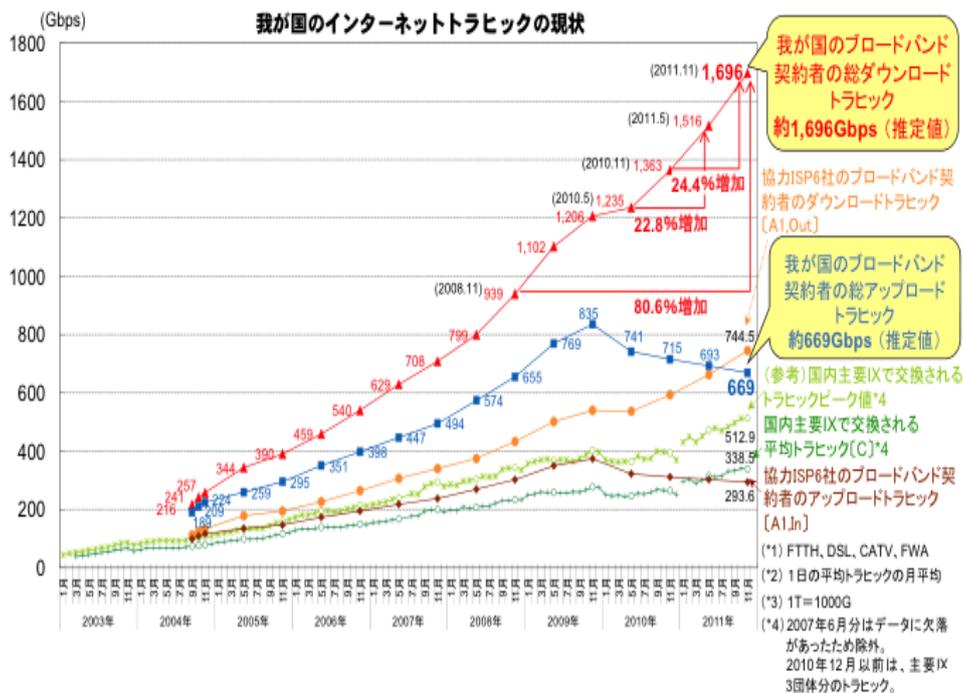


図5.1-1 我が国のインターネットトラヒックの現状
(総務省ホームページより引用)

本章では、1990年代以降の伝送容量の開発競争について、4つの技術世代に分けて時代を象徴する伝送技術を中心にとりまとめた。

5.2 光ファイバ増幅器による波長多重化(WDM)伝送期

図 5.2-1 はエポックメイキングとなった中心技術とともに開発競争の歴史をまとめた図である。1980年初頭には、MMF(Multi-mode fiber)から SMF(Single-mode fiber)へ、光源は LED から LD へと移行した時期である。後期から 1990年代には、エルビウム添加ファイバ光増幅(EDFA)技術がシステム構成に大きなインパクトを与えた[1]。光ファイバ増幅(EDFA だけでなく分布ラマン増幅を含む)による伝送容量の開発競争は、2000年代初頭に一旦足踏みするまで続く。80km ごとに再生中継装置が必要であったそれまでのシステムは、640 km まで拡大されることになる。EDFA による線形中継を 80km ごとに 7回実施して再生中継を行うという方式であるので、線形中継によるコスト低減効果は非常に大きく、それだけシステム導入インパクトは大きかった。

EDFA が真価を発揮するのは波長多重化 (WDM: Wavelength-Division Multiplexing) 伝送技術としてである。潜在的に有する広帯域な増幅帯域のおかげで瞬く間に伝送容量が伸びていった。光増幅帯域は、1550nm を中心とする C-band の他に 1580nm を中心とする L-band が開発され、年次あたりの伝送容量の伸びは、それまでの単一チャンネルに比べて 2倍近くまで高まった (スロープが 2倍)。1996年には 1Tbit/s が世界の 3機関から同時に国際会議にて発表された記念すべき年となっている[2],[3],[4] (図 5.2-1 には明示的に示してはいない)。この EDFA による WDM 信号一括増幅のおかげで、線形中継システムコストはほぼ無視できるようになり、通信量に比例せずに価格設定が可能なサービス提供を可能とした[5]。インターネット時代の通信基盤がここに構築されたことになる。このような単純な WDM 伝送技術による伝送容量の開発競争は、2001年の 10.92-Tbit/s まで続くことになる[6]。

実用化システムとしては、2000年代初頭には1Tbit/sにおよぶ10Gbit/s×80波=800Gbit/sの伝送システムが日本で導入されている。実用システムとしては、IM-DD (Intensity Modulation-Direct Detection)と呼ばれるLD光の強度変調・直接検波方式はこのあたりですでに限界に達しつつあった。そこで2006年に登場したのがDQPSK(Differential Quadrature Phase Shift Keying)変復調方式である。

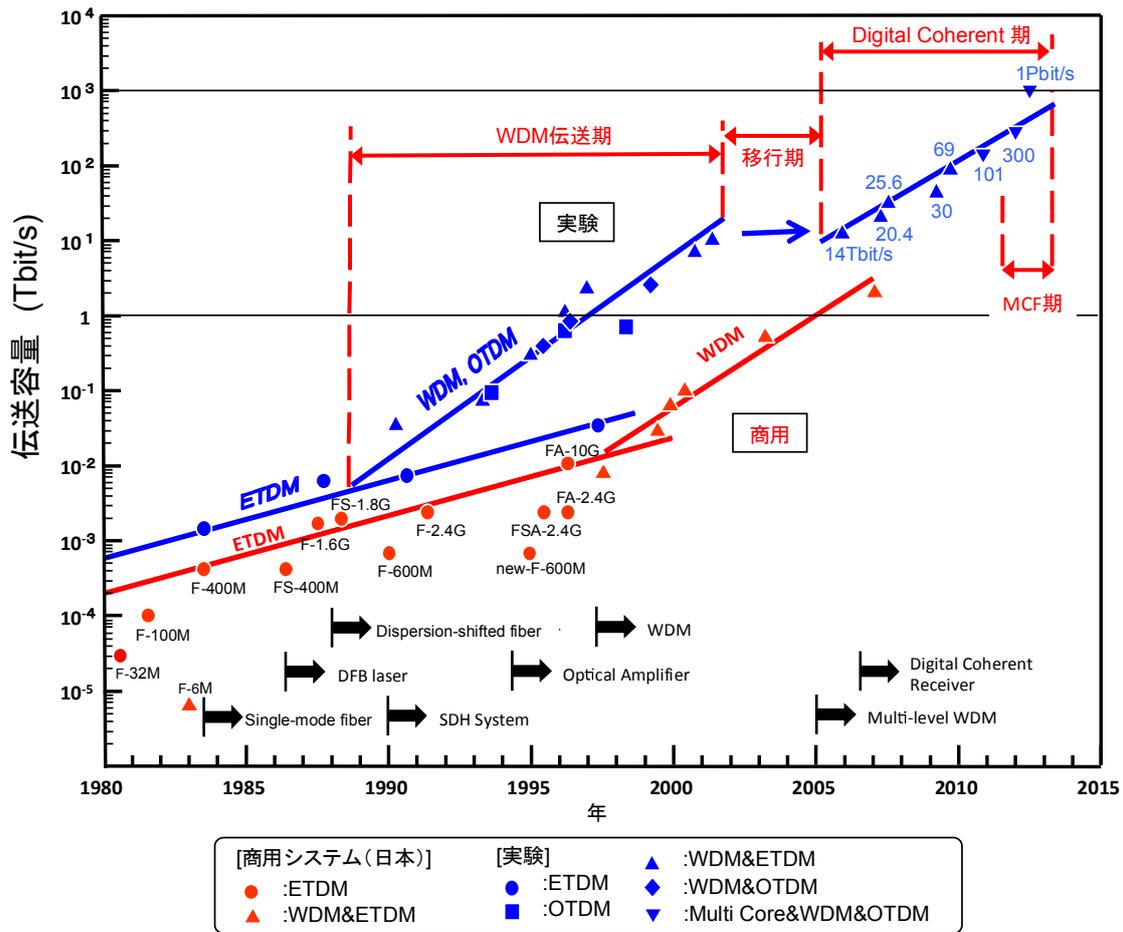


図5.2-1 光ファイバ伝送容量の開発競争の推移

5. 3 高度変調技術への移行期

2006年欧州国際会議 ECOC2006にて、40Gbit/s DQPSK方式によるWDM伝送によって、伝送容量の記録が14Tbit/sに塗り替えられることになる[7]。ここから多値伝送方式時代の幕開けである。ただし、この場合検波方式はまだ同期検波ではなく遅延検波であったので、受信感度はIM-DD方式から3dB高まったにすぎない。この間のことを山下氏が文献[8]の中で次のような興味深い記述をされている。「本誌において、『甦る超大容量光ファイバ通信』と題した特集号をお届けできることを心からうれしく思う」。本特集号は、2001年3月に報告された10.9Tbit/sという大容量光ファイバ通信の世界記録が、2006年9月に5年半ぶりによりやく破られたのを受けて企画されたものである。ITおよび通信バブル崩壊による光ファイバ通信市場の氷河期というだけでなく、様々な符号変調方式の検討が行われたが伝送容量を飛躍的に拡大できる技術的決め手とはならなかった。この間の技術的整理は、文献[9]中のTable Iに詳しく記されている。

5. 4 デジタル信号処理によるコヒーレント光通信技術の復活

DQPSK 変復調方式に並行して、菊池氏によるデジタルコヒーレント(Digital Coherent)光通信技術が 2005 年に提案され、コヒーレント通信技術が復活を遂げた[10]。コヒーレント技術は、すでに多くの著書等でも述べられているように[11]、1980 年代に各国で盛んに研究された技術である。1980 年代の Coherent 通信技術では、レーザ光源スペクトル線幅の狭線幅化の未熟さにデバイス技術の不十分さが加わって、安定性・再現性・信頼性に欠けていた。当時、光位相同期ループ(OPLL: Optical Phase-Locked Loop)を用いて 2 つの独立したレーザ光間の位相揺らぎを抑圧制御することは、大きな技術的困難を伴ったのである。そのため、エルビウム添加光ファイバ増幅器(EDFA)によって伝送容量開発競争の主役の座を奪われ、Digital Coherent 技術として復活するまでに 20 年の時を要することになる。

飛躍の原動力となったのは DSP(Digital Signal Processing)技術の高速化である。上述したアナログ的 OPLL の不安定性・再現性・信頼性を高速 DSP が一挙に解決したことになる。Digital Coherent 技術の特筆すべき事項は、得られた位相と電界振幅情報に対して、DSP の領域で培われた適応フィルタ技術を適用することによって、光位相推定のみならず線形ファイバ伝達関数等化が可能となったことである。波長分散ならびに偏波モード分散による波形劣化は、極めて高い精度によって線形等化が可能となった。Digital Coherent ホモダイン検波技術(正確には Intra-dyne)では、光源のスペクトル線幅が 1MHz を超え、光キャリアと局発光との間に数 GHz のオフセットがあっても、光キャリア位相を DSP によって容易に推定できている[12]。研究開発の当初はオフライン信号処理であったが、専用 LSI の開発によって実時間処理が可能となっている[13]。しかしながら、その消費電力の大きさは無視できるものではなく、今日のエネルギー問題が顕在化した社会には何らかの手段を講じる必要がある。

5. 5 マルチコアファイバ空間多重化高密度伝送期

1本の光ファイバでどれだけ容量を情報伝送できるかという命題に対して、さらにマルチコアファイバの研究開発が加わった。マルチコアファイバは、1本の光ファイバというより 1つのコアによって伝送できる強度的物理限界に危機感を募らせた盛岡氏(デンマーク工科大学教授(当時、NICT))等によって、「光通信の飛躍的高度化に向けた課題」の1つとして掲げられ、研究開発が進んでいる技術である。2008年に EXAT 研究会(EXAT: EXtremely Advanced Transmission)(委員長:東北大学 中沢教授)として技術課題のとりまとめのための研究会が日本で発足し、その方向性が世界的に評価されて、その後の国際会議にて Workshop としても広く議論が行われている[14]。大きく 3つのテーマ、3M から構

成されている; Multi-core, Multi-mode, Multi-level modulation である。ここでは、Multi-core に関連する技術について報告を行う。なお、Multi-level modulation は、上記 Digital Coherent 技術の一環として報告することとする。2010 年以降、マルチコアファイバによる開発競争により容量増加の傾向がさらに高まった。2012 年 9 月にアムステルダムにて開催された欧州国際会議 ECOC2012 では、1 本の光ファイバにて 1Pbit/s が記録された[22]。1Tbit/s が記録されたのが 1996 年米国 OFC であるので、16 年を経て 3 桁上昇したことになる。エポックメイキングとして歴史に残る実証である。今後は SNR を高めて伝送距離を確保することが肝要となるであろう。誤り訂正技術は技術的に理論限界に近づいてきており、SNR を光学特性として高める原点に回帰する必要に迫られると考えられる。

[参考文献]

- [1] K. Hagimoto, K. Iwatsuki, A. Takada, M. Nakazawa, M. Saruwatari, K. Aida, K. Nakagawa, and M. Horiguchi, "250 km non-repeated transmission experiment at 1.8 Gb/s using LD pumped Er-doped fiber amplifiers in an IM/Direct-detection system, *Electron Lett.*, vol.25, No.10, pp.662-664, 1989.
- [2] H. Onaka, H. Miyata, G. Ishikawa, K. Otsuka, H. Ooi, Y. Kai, S. Konoshita, M. Seino, H. Hishimoto, and T. Chikama, "1.1Tb/s WDM transmission over a 150 km 1.3mm zero-dispersion single-mode fiber," in *Proc OFC1996*, PD19, 1996.
- [3] T. Morioka, H. Takara, S. Kawanishi, O. Kamatani, K. Takiguchi, K. Uchiyama, M. Saruwatari, H. Takahashi, M. Yamada, T. Kanamori, and H. Ono, "1 Tbit/s (100Gbit/s x 10 channels) OTDM/WDM transmission using a single supercontinuum WDM source," *Electron.Lett.*, vol.32, pp.906-907, 1996.
- [4] A. H. Gnauck, A. R. Chraplyvy, R. W. Tkach, J. L. Zyskind, J. W. Sulhoff, A. J. Lucero, Y. Sun, R. M. Jopson, F. Forghieri, R. M. Derosier, C. Wolf, and A. R. McCormick, "One terabit/s transmission experiment." presented at the Optical Fiber Conf., San Jose, CA, PD20-1, 1996.
- [5] 古賀、高知尾、宮本、"波長多重光伝送システムの現状と将来、" *信学誌*、vol.83, no.7, pp.569-575, July 2000.
- [6] K. Fukuchi, T. Kasamatsu, M. Morie, R. Ohhira, T. Ito, K. Sekiya, D. Ogasawara, and T. Ono, "10.92-Tb/s (273 x 40-Gb/s) triple-band/ultra-dense WDM optical-repeated transmission experiment," in *Proc. OFC2001*, PD24, 2001.
- [7] A. Sano, H. Masuda, Y. Kisaka, S. Aisawa, E. Yoshida, Y. Miyamoto, M. Koga, K. Hagimoto, T. Yamada, T. Furuta, and H. Fukuyama, "14-Tbi/s (140 x 111-Gb/s PDM/WDM) CSRZ-DQPSK Transmission over 160 km Using 7-THz Bandwidth Extended L-band EDFAs," in *Proc. ECOC2006*, Th4.1.1, 2006.
- [8] 山下真司、"「甦る超大容量光ファイバ通信」特集号企画にあたって" *O plus E* vo..29.No.8, pp.767-768, 2007.
- [9] A. H. Gnauck, R. W. Tkach, A. R. Chraplyvy, and T. Li, "High-Capacity Optical Transmission Systems," *IEEE Journal of Lightwave Technol.* Vol. 26, No.9, pp.1032-1045, May 1, 2008.
- [10] S. Tsukamoto, D.-S. Ly-Gagon, K. Katoh, and K. Kikuchi, "Coherent demodulation of 40-Gbit/s polarization-multiplexed QPSK signals with 16-GHz spacing after 200-km transmission," in *Proc. OFC/NFOEC2005*, PDP29, 2005.
- [11] T. Okoshi and K. Kikuchi: "Coherent optical fiber communications," Kluwer Academic Publishers 1988.
- [12] S. Tsukamoto, Y. Ishikawa, and K. Kikuchi, "Optical homodyne receiver comprising phase and polarization diversities with digital signal processing," in *Proc. ECOC2006*, Cannes, France, Mo4.2.1, Sep. 2006.
- [13] 鈴木扇太、宮本裕、宮澤将人、坂野寿和、村田浩一、美野真司、柴山充文、渋谷真、福知清、尾中寛、星田剛司、小牧浩輔、水落隆司、久保和夫、宮田好邦、神尾享秀、"光通信ネットワークの大容量化に向けたデジタルコヒーレント信号処理技術の研究開発"、*信学誌*、vol. 95 no. 12, Dec 2012.
- [14] 中沢、鈴木、盛岡編者、「光通信技術の飛躍的高度化」オプトロニクス社、2012年4月。
- [15] H. Masuda, A. Sano, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, Y. Hibino, K. Hagimoto, T. Yamada, T. Furata, and H. Fukuyama, "20.4Tb/s (204 x 111 Gb/s) transmission over 240km using bandwidth-maximized hybrid Raman/EDFAs," in *Proc. OFC/NFOEC 2007*, CA, PDP20, 2007.

- [16] A. H. Gnauck, G. Charlet, P. Tran, P. J. Winzer, C. R. Doerr, J. C. Centanni, E. C. Burrows, T. Kawanishi, T. Sakamoto, and K. Higuma, "25.6-Tb/s C+L-Band transmission of polarization –multiplexed RZ-DQPSK signals," in *Proc. OFC/NFOEC 2007*, CA, PDP19, 2007.
- [17] T. Kobayashi, A. Sano, A. Matsuura, M. Yoshida, T. Sakano, H. Kubota, Y. Miyamoto, K. Ishihara, M. Mizoguchi, and M. Nagatani, "45.2Tb/s C-band WDM transmission over 240km using 538Gb/s PDM-64QAM single carrier FDM signal with digital pilot tone," in *Proc. ECOC 2011*, Th.13.C.6 ,2011.
- [18] D. Qian, M. Huang, E. Ip, Y. Huang, Y. Shao, J. Hu, and T. Wang, "101.7-Tb/s (340x294-Gb/s) PDM-128 QAM-OFDM Transmission over 3x55-km SSMF using Pilot-based Phase Noise Mitigation," in *Proc. OFC 2011*, PDPB5, 2011.
- [19] A. Sano, T. Kobayashi, S. Yamanaka, A. Matsuura, H. Kawakami , Y. Miyamoto, K. Ishihara, and H. Masuda, "102.3-Tb/s(224x548-Gb/s)C-and Extended L-band All-Raman Transmission over 240 km Using PDM-64QAM Signal Carrier FDM with Digital Pilot Tone," in *Proc. OFC 2012*, PDP5C.3, 2012.
- [20] J. Sakaguchi, Y. Awaji, N. Wada, A. Kanno, T. Kawanishi, T. Hayashi, T. Taru, T. Kobayashi, and M. Watanabe, "109-Tb/s(7x97x172-Gb/s SDM/WDM/PDM)QPSK transmission through 16.8-km homogeneous multi-core fiber," in *Proc. OFC 2011*, PDPB6, 2011.
- [21] J. Sakaguchi, B. J. Puttnam, W. Klaus, Y.Awaji, N. Wada, A. Kanno, T. kawanishi, K. Imamura, H. Inaba, K. Mukasa, R. Sugizaki, T. Kobayashi, and M. Watanabe, "19-core fiber transmission of 19x100x172-Gb/s SDM-WDM-PDM-QPSK signals at 305Tb/s," in *Proc. OFC2012*, PDP5C.1 , 2012.
- [22] H. Takara, A. Sano, T. Kobayashi, H. Kubota, H. Kawakami, A. Matsuura, Y. Miyamoto, Y. Abe, H. Ono, K. Shikama, Y. Goto, K. Tsujikawa, Y. Sasaki, I. Ishida, K. Takenaga, S. Matsuo, K. Saitoh, M. Koshihara, and T. Morioka, "1.01-Pb/s (12 SDM/222 WDM/456 Gb/s) Crosstalk-managedTransmission with 91.4-b/s/Hz Aggregate Spectral Efficiency," in *Proc. ECOC2012*, Th.3.C.1, 2012 .
- [23] B. Zhu, X. Liu, S. Chandrasekhar, T.F.Taunay, M. Fishteyn, M. F. Yan, J.M.Fini, E.M.Monberg, and F.V.Dimarcello, "112-Tb/s (7x160x107Gb/s) Space-Division Multiplexed DWDM Transmission over a 76.8-km Multicore Fiber," in *Proc. ECOC 2011*, Tu.5.B.5, 2011.

第6章 光周波数利用効率

6.1 チャンネル間隔あたりの伝送容量

光周波数利用効率(SE: Spectral Efficiency)は、時代の技術によって少しずつ定義が異なる。2000年代半ばまで、実効的な定義として次の式を用いている論文が多かった[1],[2]。

$$SE = \frac{R_B}{\Delta f} \quad (6-1)$$

ここで、 R_B はチャンネル(光キャリア)あたりの伝送速度(ビットレート)、 Δf は波長多重化伝送(WDM)上のチャンネル間隔を示している。したがって、100GHz 間隔で 40Gbit/s の信号伝送を行うシステムでは、 $SE=0.4\text{bit/s/Hz}$ となる。この定義では LD を初めとする光学部品の波長揺らぎも Δf に含まれるので、実効性に長けた定義と考えられる。

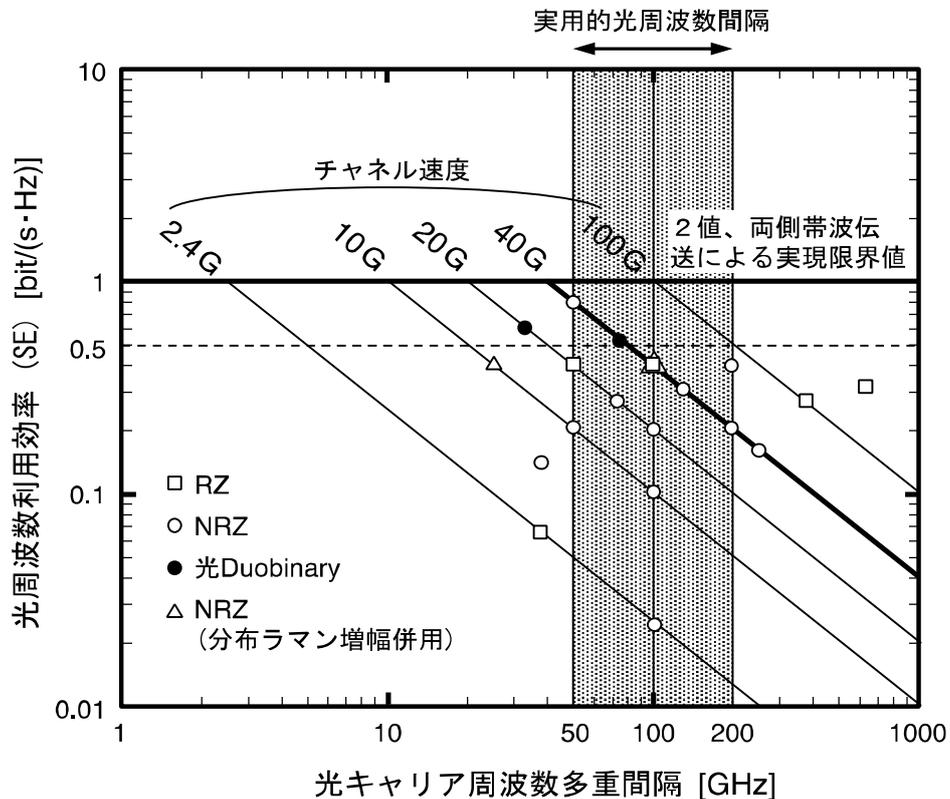


図 6.1-1 光キャリア周波数間隔別 SE

式(6-1)にしたがって取りまとめられた SE は、文献[2]中の図 6-27 にまとめた形で示されている。2001 年までの論文について整理した結果となっており、ここまででは、 0.8bit/s/Hz が最高値となっている。これは、50GHz 間隔 WDM にて 40Gbit/s を伝送実証したものである。

6. 2 Nyquist 帯域幅における SE

光学部品の波長揺らぎを無視して“ある種の帯域が制限された条件下”(Nyquist 帯域幅) $W[\text{Hz}]$ における SE を、Digital Coherent 通信技術の評価に用いている。“ある種の帯域が制限された条件下”とは、符号間干渉(ISI: Inter Symbol Interference)を生じない最小の帯域幅であり、この条件下で伝送可能な最大 symbol 数は 2 symbols/s/Hz となる。この単位周波数あたりに伝送可能な Symbol 数を“symbol-rate packing”と称する[3]。

この制限帯域下における多値(M -degree)変調方式に対する光周波数利用効率は、

$$SE[\text{bit} / \text{s} / \text{Hz}] = \frac{R_B}{W} = 2 \log_2(M) \quad (6-2)$$

と表すことが出来る[2],[3]。ここで、 M は symbol set size を意味し、QPSK 変調方式では $M=4$ となる。 M -ary PSK 変調方式において $M=2, 4$ ではそれぞれ $SE=2, 4 \text{ bit/s/Hz}$ が理論限界となる。この制限帯域 W は理想的 Nyquist フィルタ (矩形) であって一般には実現はできないとされているが、Digital Coherent 技術の中でデジタルフィルタを用いて挑戦しようとする論文も最近発表されている[4],[5]。

符号間干渉(ISI)を抑える一方で帯域幅を可能な限り狭める研究は古くからあり、多くの教科書に“Raised-Cosine Filter”として紹介されている。古くは文献[6]があり、50 頁に Raised-Cosine Filter を

$$X(\omega) = \begin{cases} T & 0 \leq \omega \leq \frac{\pi}{T}(1-\alpha) \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 - \sin \left[\frac{T}{2\alpha} \left(\omega - \frac{\pi}{T} \right) \right] \right\} & \frac{\pi}{T}(1-\alpha) \leq \omega \leq \frac{\pi}{T}(1+\alpha) \end{cases} \quad (6-3)$$

と記している。パラメータ α はロールオフ係数と呼ばれており、文献[6]の著書の中ではスペクトル $X(\omega)$ を次のように表現している; “a parameter which is the amount of bandwidth used in excess of the minimum Nyquist bandwidth divided by the Nyquist bandwidth”。 $\alpha=0$ のとき、フィルタは矩形となり帯域幅は最小、 $\alpha=1$ のとき矩形時の 2 倍となる。 $\alpha=0.5$ のとき、Raised-Cosine Filter の使用によって帯域は 1.4 倍まで拡大し、 $M=2, 4$ に対してそれぞれ $SE=1.4, 2.8 \text{ bit/s/Hz}$ となる。 $\alpha=1$ のとき、それぞれ $SE=1, 2 \text{ bit/s/Hz}$ となる。

論文では SE と同時に“Shannon limit”が示されている[1],[7],[8]。Shannon limit をここで求めておく。Shannon が 1948 年に著した通信路符号化定理 [9] ;

$$C[\text{bit} / \text{s}] = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (6-4)$$

に基づいて計算されている。 $W[\text{Hz}]$ なる帯域幅を提供できる伝送路(チャネル)があったとき、信号対雑音比が S/N である信号が 1 秒間に情報伝送できる情報量が $C[\text{bit/s}]$ とする定理であ

る。両辺を W で割った量 C/W は、そのまま周波数利用効率[bit/s/Hz]を表すことになる。無線デジタル通信の世界では、SNR よりもそれを規格化したエネルギーコントラスト比 E_0/N_0 で表現することが多い。ここで、 E_0 は 1 ビットあたりの信号エネルギーであり電力にビット占有時間 T_b をかけた量となる。 N_0 は雑音電力スペクトル密度である。すると、

$$\frac{E_0}{N_0} = \frac{S}{N} \left(\frac{W}{R_b} \right) \quad (6-5)$$

となる。伝送速度がチャネル容量に等しい $R_b = C$ なる限界条件下では式(6-4)は、

$$C/W [\text{bit/s/Hz}] = \log_2 \left(1 + \frac{E_0}{N_0} \left(\frac{C}{W} \right) \right) \quad (6-6)$$

となる。変形すると、

$$C/W [\text{bit/s/Hz}] = \frac{E_0}{N_0} \left(\frac{C}{W} \right) \log_2 \left(1 + \frac{E_0}{N_0} \left(\frac{C}{W} \right) \right)^{1/\frac{E_0}{N_0} \left(\frac{C}{W} \right)} = x \log_2 (1+x)^{1/x} \quad (6-7)$$

となり、 $C/W \rightarrow 0$ の極限では、 $\lim_{x \rightarrow 0} (1+x)^{1/x} = e$ なので

$$\frac{E_0}{N_0} = \frac{1}{\log_2 e} = 0.693 = -1.6\text{dB} \quad (6-8)$$

が求まる。文献[7]中 Fig.1 に縦点線で(-1.6dB)と示してあるのは、式(6-8)を示している。エネルギーコントラスト比が 0.693 まで低下すると、帯域を確保できてもチャネル容量はゼロ、すなわち誤りなく信号を送送できないことを示している。

多値化が進めば、 R_b/W が $\log_2 M$ に比例して増加し、 $M=2^m$ 値シンボルは $S/N = m(E_0/N_0)$ と表すことができるので、式(6-4)は

$$C/W [\text{bit/s/Hz}] = \log_2 \left(1 + m \frac{E_0}{N_0} \right) \quad (6-9)$$

となる。このように帯域制限下における SE をまとめた結果を図 6.2-1 に示す。図 6.2-1 は文献[10]を参考に最新化した伝送距離別 SE の情報である。2011 年以降に発表された論文に関しては、その文献番号と変調方式も掲載した。

QPSK 変調信号に関して眺めてみると、ほぼ理論限界の SE が達成されていることになる。4bit/s/Hz が示されているのは、偏波多重が行われており、これをひとつの SE と見なしているためである。総じて OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)技術により長距離化・高 SE 化の傾向がうかがえる。Digital Coherent 技術によって振幅と位相を電気的に処理できるようになったおかげで、複雑な通信方式を光通信領域にて実現できるようになっており、その成果と言える。

6.3 アグリゲート周波数利用効率(Aggr.-SE)

最近の論文ではアグリゲート SE なる表現が加わっている。これは、マルチコアファイバにおける空間多重化技術によって 1 本の芯線径約 125–200 μm にて伝送可能な情報容量を

$$\text{Aggr.-SE} = \text{マルチコア数} \times (\text{C/W}) \quad (6-11)$$

で定義して用いており、“アグリゲート SE” なる用語で表している。

マルチコアファイバの研究開発は、EXAT 研究会による課題提起以来、研究開発が活発化してきた。Homogeneous と Heterogeneous の 2 種類に大別できて、前者はコア間結合が強く、後者はコア間結合が弱くクロストークを抑圧できる。後者の Heterogeneous マルチコアファイバによる Aggr.-SE に関する伝送実験実証例が 2008 年以降増加してきている。Aggr.-SE については、文献[15]中の Fig.1 によくまとめられている。同 Fig.1 を参考に修正を加えて示したのが、図 6.3-1 である。横軸がコア数を、縦軸が SE を示している。Aggr.-SE は、式(6-11)からも明らかなようにコア数に比例する。この式(6-11)をパラメータとして描いたのが、左上から右下へ引かれた破線である。右上に向かうほど Aggr.-SE は大きくなる。

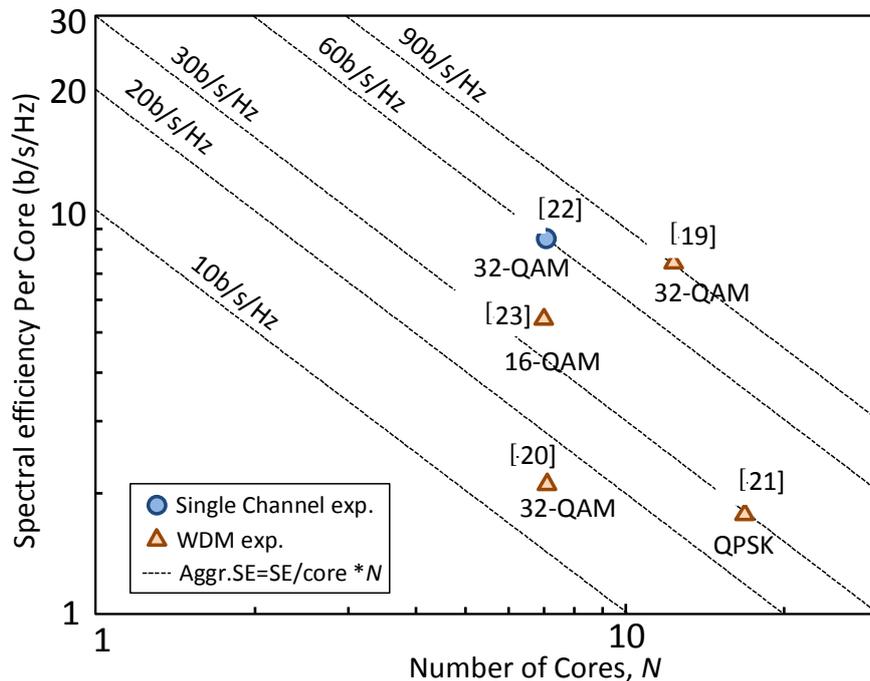


図 6.3-1 アグリゲート光周波数利用効率の状況

コア数の多いマルチコアファイバが開発されれば Aggr.-SE も増加するが、マルチコアファイバにおけるコア数はクロストーク量とのトレードオフとなる。2008 年開発着手当初には 7 コアファイバにて -30dB/100km であったが、2012 年には 12 コアにて同等の -32dB が報告されている。

文献[15]は、このマルチコアファイバを用いて 2012 年欧州国際会議にて Aggr.-SE=91.4-b/s/Hz = 12 x 7.62-b/s/Hz の達成を報告している。これが、2013 年 3 月時点での世界記録となっている。文献[16]では、コア数は 7 であるが 32-QAM による SE=8.6b/s/Hz にて実証しているので、Aggr.-SE = 60-b/s/Hz を達成している。コア間クロストークは、-35dB 以下とあるが、伝送距離は 76.8km である。文献[18]は、19 コアを用いて伝送容量として 100Tbit/s を記録したが、クロストークが大きく、伝送距離は限られていた。他に、文献[17]がある。参考にされたい。

図 6.2-1 に示した単一コアにおける Super-channel 方式での SE は、10,000km の伝送距離を達成するとき、4bit/s/Hz である。光ファイバ全伝送帯域を 25THz とすると、100Tbit/s per core となる。20 コアファイバが実現できると、2-Pbit/s の伝送容量が 200 μm^2 の空間密度の中で実現できることになる。

[参考文献]

- [1] P. J. Winzer, A. H. Gnauck, C. R. Doerr, M. Magarini, and L. L. Buhl, "Spectrally Efficient Long-Haul Optical Networking Using 112-Gb/s Polarization-Multiplexed 16-QAM," *IEEE Journal of Lightwave Technol.*, vol.28, no.4, pp.547-556, 2010.
- [2] 佐藤編・著、古賀著、"広帯域光ネットワークング技術、" 電子情報通信学会、2003.
- [3] B. Sklar, "Digital Communications –Fundamentals and Applications-,", second edition, Prentice-Hall, Inc. 2001.
- [4] G. Bosc, A. Carena, V. Curri, P. Poggiolini, and F. Forghieri, "Performance Limits of Nyquist-WDM and CO-OFDM in High-Speed PM-QPSK Systems," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vo.22, p.1129, 2010.
- [5] 平岡、韓、菊池、"ナイキストWDM信号におけるチャンネル間クロストークペナルティの適応フィルタによる抑圧、" 信学会総大(岐阜)、B-10-51, 2013.
- [6] R. W. Lucky, J. Salz, and E. J. Weldon JR, "Principles of Data Communication," McGraw-Hill Book Company, 1968.
- [7] M. Yoshida, S. Okamoto, T. Omiya, K. Kasai, and M. Nakazawa, "256 QAM Digital Coherent Optical Transmission Using Raman Amplifiers," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E94-B, No.2, Feb. pp.417-424, 2011.
- [8] K. Roberts, D. Beckett, J. Berthold, and C. Laperle, "100G and beyond with Digital Coherent Signal Processing," *IEEE Comm.Mag.*, pp.62-69, July 2010.
- [9] C.E. Shannon, "Communication in the presence of noise," *Proc. IRE*, vol. 37, pp.10-21, July 1949.
- [10] H. Takahashi, W. R. Peng, Y. Kawaguchi, T. Tsuritani, and I. Morita, "Optical OFDM for beyond 100Gbit/s Transmission," *in Proc. OECC2012*, 4B3-3, Korea, 2012.
- [11] D. Qian, M-F. Huang, E Ip, Y-K. Huang, Y. Shao, and T. Wang, "101.7-Tb/s (370 x 294-Gb/s) PDM-128QAM-OFDM Transmission over 3x55-km SSMF using Pilot-based Phase Noise Mitigation," *in Proc. OFC/NFOEC 2011*, PDPB5, 2011.
- [12] X. Zhou, L. E. Nelson, R. Isaac, P. D. Magill, B. Zhu, D. W. Peckham, P. Borel, and K. Carlson, "4000km Transmission of 50 GHz spaced, 10x494.85-Gb/s Hybrid 32-64QAM using Cascaded Equalization and Training –Assisted Phase Recovery," *in Proc. OFC/NFOEC 2012*, PDP5C6, 2012.
- [13] J. Wang, J. Yang, I. M. Fazal, N. Ahmed, Y. Yan, B. Shamee, A. E. Willner, K. Birnbaum, J. Choi, B. Erkmen, S. Dolinar, and M. Tur, "Demonstration of 12.8-bit/s/Hz Spectral Efficiency using 16-QAM Signals over Multiple Orbital-Angular-Momentum Modes," *in Proc. ECOC 2011*, WE.10.P1.76, 2011.
- [14] D. Qian, M. F. Huang, S. Zhang, P. N. Ji, Y. Shao, F. Yaman, E. Mateo, T. Wang, Y. Inada, T. Ogata, and Y. Aoki, "Transmission of 115x100G PDM-8QAM-OFDM Channels with 4bits/s/Hz Spectral Efficiency over 10,181km," *in Proc. ECOC 2011*, Th.13.K3, 2011.
- [15] X. Liu, S. Chandrasekhar, B. Zhu, P.J. Winzer, A. H. Gnauck, and D.W. Peckham, "Transmission of a 448-Gb/s Reduced-Guard-Interval CO-OFDM Signal with a 60-GHz Optical Bandwidth over 2000 km of ULAF and Five 80-GHz-Grid ROADMs," *in Proc. OFC/NFOEC2010*, PDPC2, 2010.
- [16] R. Dischler, and F. Buchali, "Transmission of 1.2 Tb/s Continuous Waveband PDM-OFDM-FDM signal with Spectral Efficiency of 3.3 bit/s/Hz over 400 km of SSMF," *in Proc. OFC/NFOEC2009*, PDPC2, 2009.
- [17] Y. Ma, Q. Yang, Y. Tang, S. Chen, and W. Shieh, "1-Tb/s per Channel Coherent Optical OFDM Transmission with Subwavelength Bandwidth Access," *in Proc. OFC/NFOEC2009*, PDPC1, 2009.
- [18] S. Chandrasekhar, X. Liu, B. Zhu, and D. W. Peckham, "Transmission of a 1.2Tb/s 24-Carrier No-Guard-Interval Coherent OFDM Superchannel over 7200-km of Ultra-Large-Area Fiber," *in Proc. ECOC2009*, PD2.6, 2009.

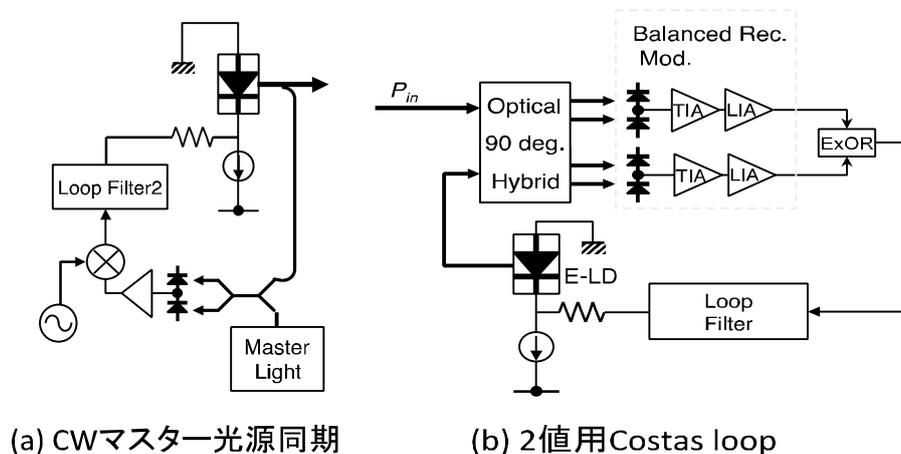
- [19] H. Takara, A. Sano, T. Kobayashi, H. Kubota, H. Kawakami, A. Matsuura, Y. Miyamoto, Y. Abe, H. Ono, K. Shikama, Y. Goto, K. Tsujikawa, Y. Sasaki, I. Ishida, K. Takenaga, S. Matsuo, K. Saitoh, M. Koshiha, and T. Morioka, "1.01-Pb/s (12 SDM/222 WDM/456 Gb/s) Crosstalk-managed Transmission with 91.4-b/s/Hz Aggregate Spectral Efficiency," *in Proc. ECOC2012*, Th.3.C.1, 2012.
- [20] S. Chandrasekhar, A. H. Gnauck, Xiang Liu, P. J. Winzer, Y. Pan, E. C. Burrows, B. Zhu, T.F. Taunay, M. Fishteyn, M. F. Yan, J. M. Fini, E.M. Monberg, and F.V. Dimarcello, "WDM/SDM Transmission of 10x128-Gb/s PDM-QPSK over 2688-km 7-core Fiber with a per-Fiber Net Aggregate Spectral-Efficiency Distance Product of 40,320 km-b/s/Hz," *in Proc. ECOC2011*, Th.13.C.4, 2011.
or B. Zhu, X. Liu, S. Chandrasekhar, T. F. Taunay, M. Fishteyn, M. F. Yan, J. M. Fini, E. M. Monberg, and F. V. Dimarcello, "112-Tb/s (7 x 160x x107Gb/s) Space-Division Multiplexed DWDM Transmission over a 76.8-km Multicore Fiber," *in Proc. ECOC2011*, Tu.5.B.5, 2011.
- [21] J. Sakaguchi, B. J. Puttnam, W. Klaus, Y. Awaji, N. Wada, A. Kanno, T. kawanishi, K. Imamura, H. Inaba, K. Mukasa, R. Sugizaki, T. Kobayashi, and M. Watanabe, "19-core fiber transmission of 19x100x172-Gb/s SDM-WDM-PDM-QPSK signals at 305Tb/s," *in Proc. OFC2012*, PDP5C.1, 2012.
- [22] X. Liu, S. Chandrasekhar, X. Chen, P. J. Winzer, Y. Pan, B. Zhu, T. F. Taunay, M. Fishteyn, M. F. Yan, J. M. Fini, E.M. Monberg, and F.V. Dimarcello, "1.12-Tb/s 32-QAM-OFDM superchannel with 8.6-b/s/Hz intrachannel spectral efficiency and space-division multiplexed transmission with 60-b/s/Hz aggregate spectral efficiency," *Optics. Express*, vol.19,no,26, pp.B958, 2011.
- [23] A. H. Gnauck, S. Chandrasekhar, X. Liu, S. Randel, S. Corteselli, T. F. Taunay, B. Zhu, and M. Fishteyn, "WDM Transmission of 603-Gb/s Superchannels over 845-km 7-core Fiber with 42.2b/s/Hz Spectral Efficiency," *in Proc. ECOC2012*, Th.2.C.2, 2012.

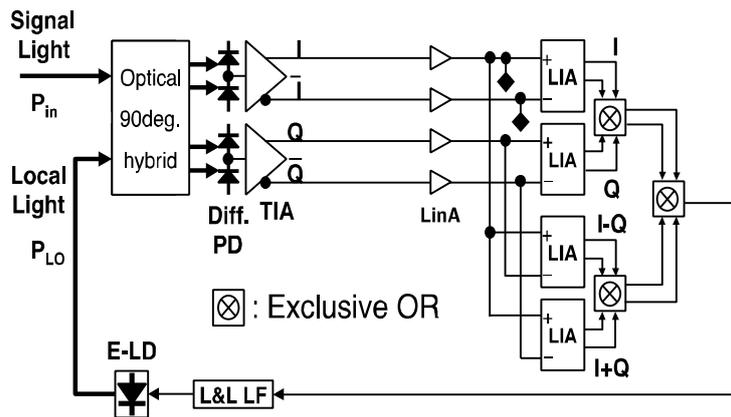
第7章 光位同期技術

Digital Coherent 技術によって光キャリア位相はデジタル信号処理(DSP)によって推定可能となった。そのため光位同期技術の研究開発は必要性が薄れ、多くの主要な研究機関では実施されていない。しかしながら、将来を見据えたとき、低雑音性を誇る位相感応型光増幅器(PSA: Phase Sensitive Amplifier)の研究開発、光キャリア周波数の高精度安定化への対応が可能な光位同期技術は今後重要性を増してくると考えられる。PSA の最近の報告例を見ていると、伝送信号から光キャリア再生を行っている訳ではなく、並行して伝送する光キャリア成分から光位相を再生または注入同期によって再生している。実用的方式からはほど遠い。また、光位同期技術に関して世界的な動きを眺めたとき、一部の研究機関では現在でも推進されている。ここでは、コヒーレント技術用に開発された 1980 年代の光位同期技術ならびに最近の研究開発成果に焦点をあてて報告を行う[1],[2]。

7.1 光位同期の基本構成

光位同期系の基本構成は、CW (Continuous wave)光へ同期させるヘテロダイン(オフセット)同期と、変調信号から光キャリア位相を再生する Costas Loop とに分類できる。Costas Loop は多値度が上がり、位相に求められる分解能 π/M (M は整数)が高まるに伴って構成は複雑になる。基本構成を図 7.1-1 に示す[9],[10],[11]。図 7.1-1 (a)が CW 光へのヘテロダイン位同期構成、図 7.1-1 (b)は BPSK(binary phase-shift keying)変調信号用、図 7.1-1 (c)は QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)変調用 Costas Loop である。いずれも実用性の高い方式構成である。以降の報告にかかわる説明は、ここで示した方式構成を前提として説明を行う。なお、マスターCW 光への位同期には他に注入同期も行われる。文献[3]などを参考にされたい。





(c) QPSK用Costas loop

図7.1-1 光位相同期の基本構成

7. 2 光位相同期の報告例

光位相同期の性能は、同期時に得られる位相誤差偏差 σ_ϕ とその安定性、引込み範囲によって決まる。位相誤差は、文献[1]によれば、同期される Master 光源と同期する Slave 光源の FWHM(Full Width at Half Maximum)をそれぞれ δf_T δf_L とし、ループ帯域を B とすると、

$$\sigma_\phi^2 = \frac{\delta f_T + \delta f_L}{2B} \quad (7-1)$$

で表される。本式を計算して、ループ帯域をパラメータとして描くと図 7.2-1 となる。位相誤差が誤り率特性に影響を与えないのは、概ね 2° (34.9mrad)以下である。レーザスペクトル線幅が 1MHz の場合、ループ帯域を 1GHz 確保する必要があることが分かる。スペクトル線幅が 100kHz まで細くできると、100MHz でよい。

1992 年に発表された 8Gbit/s QPSK 光ホモダイン検波実験では[2]、光キャリア光源には外部共振器付き LD が採用されており、そのスペクトル線幅は 60kHz であると記されている。局部発振光源には多電極 DFB-LD(distributed-feedback laser diode)を使用したとあるが、その線幅までは不明である。残留位相誤差は 6.4° である。これから推定されるループ帯域は、図 7.2-1 から分かるように 7MHz 程度である。本論文に掲載されているアイダイアグラムならびにコンスタレーションマップは、1992 年当時としては画期的データであるが必ずしもはっきりと開いているものではなく、ファイバ伝送までには至っていない。本論文で特徴的なのは、変調器が現在のように MZI (Mach-Zehnder interferometer) を並

列に並べて相互位相を $\pi/2$ だけ差を設けて足し合わせる構成ではなく、直列に位相変調器を設け $\pm\pi/2$ と $\pm\pi/4$ だけ変調する構成となっていたことである。

1995年に発表された文献[5]では、10Gbit/s BPSK信号について最小受信感度の報告が行われている。誤り率 10^{-9} に対して受信感度-38.9dB、ショット雑音限界からの劣化を10dBと報告している。ただし、I-Q-armへの入力光強度という表現があるので 90° 光ハイブリッドへの入力ではなく、Balanced twin pin-PDへの入力光強度であると推定される。参考までにショット雑音限界における光電流を記すと、

$$i(t) = \frac{\eta e P_{sig}}{h\nu B} \quad (7-2)$$

となる。ここで、 P_{sig} はBalanced pin-PD入力光強度、 B は雑音帯域幅である。 η は量子変換効率を示している。 90° 光ハイブリッドへの入力光強度で定義するときには、その原理損失6dBと過剰損失1~2dBが差し引かれることになる。この報告では、残留位相誤差標準偏差が 10.2° 、これに対応する受信感度劣化が0.4dBと記されている。

コヒーレント光通信の研究開発が盛んであった第1期における論文は、この1995年の論文を最後にしばらく投稿が見られない。1990年代から2000年代中まで、第5章5.2節で述べたように光ファイバ増幅器(EDFA)と誤り訂正技術の登場によって、光SNRは十分に長距離伝送に必要な値が維持されることになった。

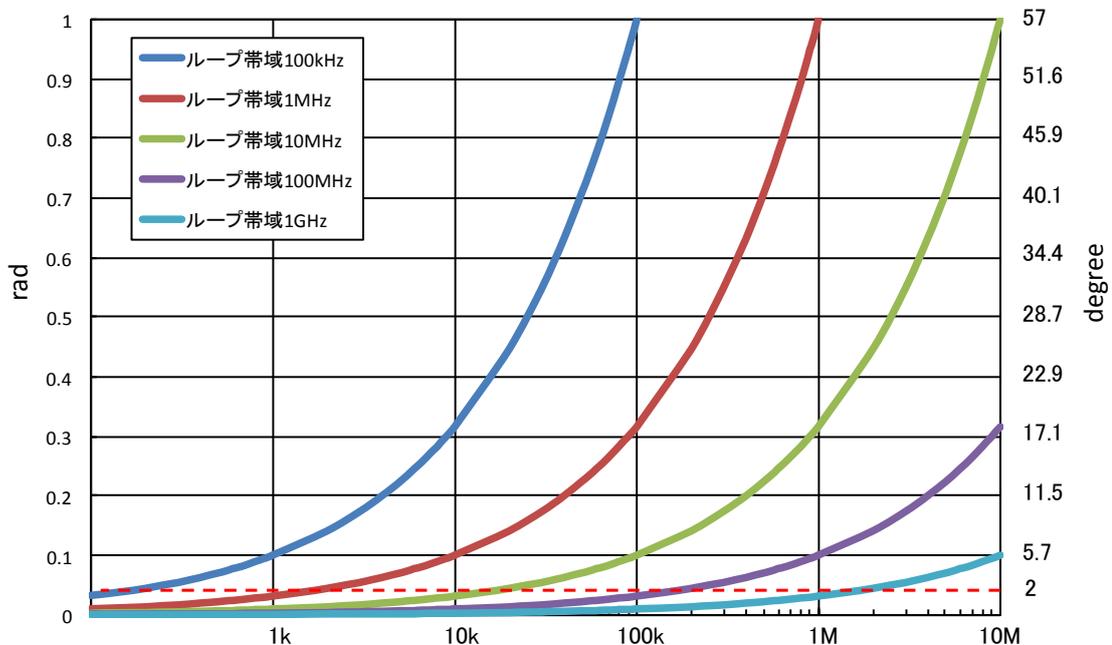


図 7.2-1 レーザの線幅値に対する位相雑音

2006年に改めて Decision-driven Costas loop による sub-carrier を使った PLL の論文が OFC にて発表されている。伝送速度は 2.5Gbit/s である。sub-carrier を使うのは、LD の FM 変調帯域が狭いために変調帯域を十分に確保するために行う方式である。位相誤差信号を MZI に帰還することによって光位相同期を実現する方式である。しかしながら、LD へ直接帰還する方式に比べてループ長は長くなるので、制御工学で言う無駄遅れが大きくなるため、両者はトレードオフの関係にある。この論文では、ループ制御帯域や位相誤差分散が記されていないので光 PLL の特性の詳細は不明である。

University of California, Santa Barbara 校 Mark J. Rodwell のグループは、光 PLL の集積化技術の研究開発に取り組んでいる[8]。課題として掲げているのは、

- (1) ループ帯域
- (2) LD 光源の FM 応答

である。ループ delay が大きくなると絶対的遅延がループ帯域に加わり、位相補償では対応が困難である。一般にループ長が 2m におよぶとループ遅延時間は 10nsec となり、位相余裕を 45° 以上維持するには制御帯域が 2~3MHz に制限されてしまう。すると、図 7.2-1 からも分かるように、位相誤差を 5° に維持するにはスペクトル線幅が 100kHz 以下、 2° 以下に維持するには 3kHz 程度に制限されることになる。スペクトル線幅 100kHz の LD 光源を用いて位相誤差 2° 以下を維持するには、ループ帯域を 100MHz 以上必要とする。この場合、個別部品を使ってファイバピグテール処理を行っているようでは、実現は困難である。この点において、パッケージ実装の意義は大きい。

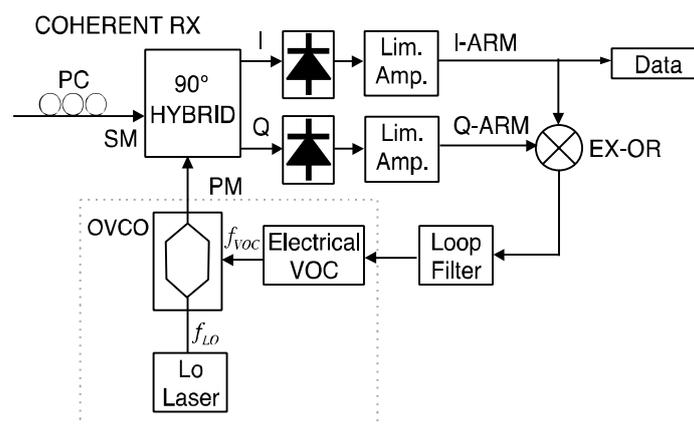


図 7.2-2 サブキャリアを用いた BPSK 変調信号用コスタスループ [7]

ループ長をパッケージ実装によって短尺化したとしても、重要な課題が残る。ひとつは、DFB-LD における FM 応答である。一般に、DFB-LD の FM 応答は、その構造に応じて概ね 100kHz から 10MHz において位相反転が生じる。低い周波数では周波数変調は導波路の屈折率温度依存性によって行われ、注入電流増加によって光周波数は減少する（波長は増加）。これを red-shift と呼ぶ。高い周波数では温度の変化には追従できず、キャリアプラズマ効果による屈折率変調が支配する。このとき、注入電流増加に伴い光周波数は高まる（波長は減少）。これを blue-shift と呼ぶ。Red-shift から blue-shift へ変化する周波数が 100kHz から 10MHz であって、この変化点以上に制御帯域を広げることは困難である。したがって、この論文では多電極構造とし、位相反転が生じず、10kHz から 20GHz まで FM 応答が平坦な Complex-coupled DFB-LD を開発している。集積化 OPLL は、ループ遅延時間 1.8nsec、ループ制御帯域 300MHz を報告している。もうひとつは、同符号連続時位相追従である。例えば、10Gbit/s の変調速度では、 $2^{31}-1$ 擬似ランダムパターンで 31 個だけ同符号が連続することが想定される。するとループ帯域が 340MHz を超えると同符号連続位相へ局発光位相が PLL によって追従することになる。本パッケージではループ帯域が 1GHz と述べられているので、10 個程度の同符号連続時にも追従するため、出力位相反転が生じることになる。したがって、コヒーレント受信用 PLL の帯域は、高々 100MHz 程度であることが望ましい。

その後、このグループは 2012 年に ECOC にて同レーザを内蔵した 40Gbit/s BPSK 用コヒーレント受信機を開発して報告している。ループ遅延時間が 120psec、ループ制御帯域が 1.1GHz である。スペクトル線幅は 10MHz である。構成の詳細を図 7.2-3 に示す。ループ

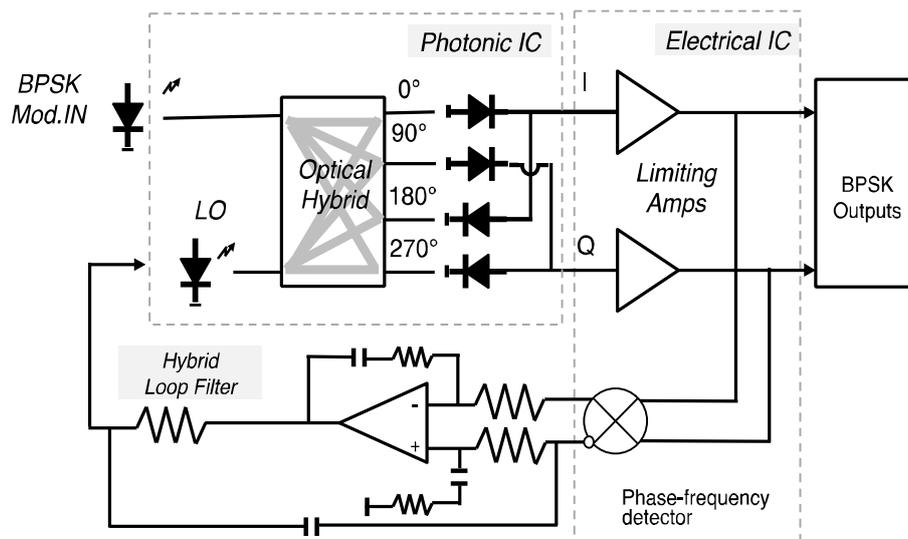


図 7.2-3 40Gbit/s Coherent Receiver の構成[8]

フィルタにはグループ遅延が極めて小さくなるようにInP HBT (Heterojunction Bipolar Transistor)を使用したと報告している。ただし、ループ帯域が1.1GHzとなっているので、上述したような同符号連続時位相追従問題は残る。

同じ ECOC 2012 では、12.5Gbit/s BPSK Stable Optical Homodyne Detection の報告もある [9]。こちらはコヒーレント通信時代の究極を目指しており、LD スペクトル線幅も 3kHz と非常に細い。そのため PLL ループ帯域も 2MHz 程度で位相誤差 2° を達成している。位相誤差 2° の実現には、LD の FM レスポンスにおける位相補償も施されている。これは、初めの課題である LD FM 変調特性上の位相反転問題を実測し、ループフィルタで位相を補償したものである。位相補償した結果を図 7.2-4 に示す。位相補償によって、ループ利得が 1 となる周波数で位相余裕が増加し、共振ピークが抑圧されている。本報告によると位相誤差は、約 0.4° 改善されている。

これまで述べてきたように、光 PLL 技術は将来を見据えて少しずつではあるが進展している。

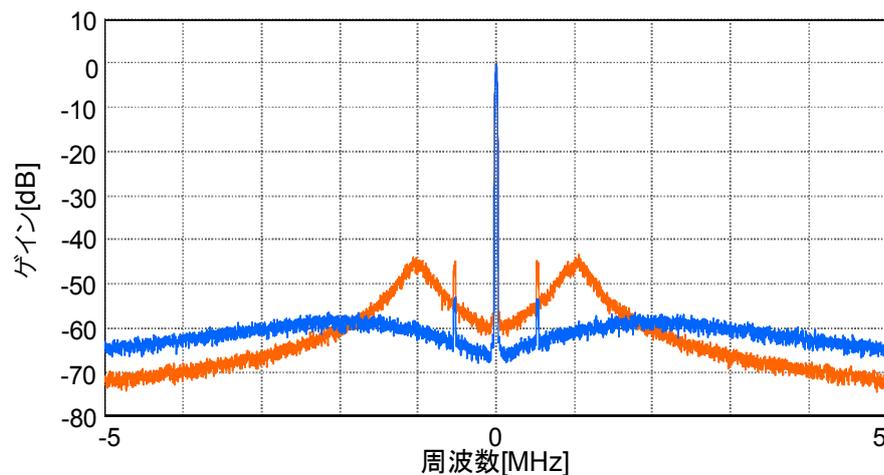


図 7.2-4 FM 応答を補償した位相同期回路における RF スペクトルの様子 文献[10]
(オレンジプロット：位相補償前、青プロット：位相補償後)

[参考文献]

- [1] T. Okoshi, and K. Kikuchi, "Coherent Optical Fiber Communications," KTK Scientific Publishers, 1988.
- [2] L. G. Kazovsky, "Decision-Driven Phase-Locked Loop for Optical Homodyne Receivers: Performance Analysis and Laser Linewidth Requirements," *IEEE Journal of Lightwave Technol.* Vol.3, pp.1238-1247, 1985.
- [3] 応用物理学会編、「半導体レーザーの基礎」、オーム社、1987.
- [4] S. Norimatsu, K. Iwashita, and K. Noguchi, "An 8 Gbit/s QPSK optical homodyne detection experiment using external-cavity laser diodes," *IEEE Photon. Tech. Lett.*, Vol.4, No.7, pp.765-767, 1992.
- [5] S. Norimatsu, H. Mawatari, Y. Yoshikuni, O. Ishida, and K. Iwashita, "A 10 Gbit/s optical BPSK optical homodyne detection experiment with solitary DFB laser diodes," *IEEE Electron. Lett.*, Vol.31, no.2, pp.125-127, 1995.
- [6] S. Camatel, V. Ferrero, and P. Poggiolini, "2-PSK Homodyne Receiver based on a Decision Driven Architecture and a Sub-Carrier Optical PLL," in *Proc. OFC/NFOEC2006*, OTuI3, 2006.
- [7] S. Ristic, A. Bhardwaj, M. J. Rodwell, L. A. Coldren, and L. A. Johansson, "An Optical Phase-Locked Loop Photonic Integrated Circuit," *IEEE Journal of Lightwave Technol.* Vol. 28, NO. 4, pp.526-538, 2010.
- [8] H. Park, M. Lu, E. Bloch, T. Reed, Z. Griffith, L. Johansson, L. Coldren, and M. Rodwell, "40Gbit/s Coherent Optical Receiver Using a Costas Loop," in *Proc. ECOC2012*, Th.3.A.2, 2012.
- [9] A. Mizutori, M. Sugamoto, and M. Koga, "12.5Gbit/s BPSK Stable Optical Homodyne Detection Using 3-kHz Spectral Linewidth External-Cavity Laser Diode," in *Proc. ECOC2012*, P3.13, 2012.
- [10] 菅本、水鳥、古賀、「3kHz 線幅半導体レーザーの FM 応答特性補償による高精度注入電流制御光 PLL」、IEICE Technical Report, OCS2012-78, pp.7-10, 2012.
- [11] A. Mizutori and M. Koga, "Stable Costas Loop Homodyne Detection for 20-Gbit/s QPSK," in *Proc. ECOC2013*, Mo.4.C.1, 2013.

第8章 シリコンフォトニクス(Si-photonics platform)

シリコン基板をプラットフォームとするシリコンフォトニクス技術は、大量生産性、高い歩留まり、低コスト生産性への期待から研究開発が進められている。これまで培われた CMOS 技術の方法論を開発ロードマップ上で実現できる魅力を有していることも期待の 1 つである。Si-photonics 技術は通信分野だけではなく chip 間インタコネクションや 3D ディスプレイ領域で発展しつつあるが、すべての技術分野にこの考え方が当てはまるとは限らないことは注意しておく必要がある。例えば、MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) 技術は 3D ディスプレイには大きな貢献を果たしているが、通信分野では実用性としては信頼性の点で普及には至っていない。本報告では、通信分野における技術の現状を調査した結果を報告する。

光導波路(PLC: Planar Lightwave Circuit)としての性能指標を石英系 PLC と比較する。石英系 PLC はすでに多くの実用化実績があるので、これと比較することによって Si-photonics の潜在能力が見えてくると考えられる。

Si-photonics platform と石英系 PLC とを比較するとき、違いとして影響が大きいのが、導波路径ならびに伝搬モード径である。基本的な性能仕様を表 8-1 に示す。石英系 PLC は、その材料がゆえに実効屈折率は 1.46 程度ならびに導波路径も 8 μ m 前後となり、光ファイバと非常に整合性がよい。一方、Si-photonics では実効屈折率が 2.11(TE-mode for 400 \times 200 nm waveguide の場合)、導波路径も 0.3 μ m 程度と非常に小さい。それだけ集積性は高まるが、光ファイバとの整合性には欠けるので、接続点における損失が大きい。1 接続あたり 5dB が一般的値として報告されており、入出力では 10dB となる。この点は実用化へ向けて克服すべき今後の技術課題として検討が行われる必要がある。したがって、受動だけでなく能動光回路も可能な限り Si-photonics platform 上に構築し、光ファイバとの接続点数を減少させることが肝要となる。

表 8-1 Silicon Photonics と Silica-PLC との基本性能比較

	Silicon	Silica-PLC
導波路	~0.4 μ m	~10 μ m
屈折率差	~0.5	<0.01
光ファイバとの接続性	△	◎
Bend Radius	~5 μ m	5mm
集積性	◎	○

光導波路による光機能回路を実用的な特性として実現するには、表 8-1 で示した特性の他に、製造プロセス上、実効屈折率揺らぎ $\Delta n_c (= \Delta(\beta/k))$ が重要である。岡本氏の論文[1]によると、 $\Delta n_c \sim 10^{-5}$ である。この値は ITU-T 光周波数グリッドにおける周波数精度が $\delta\lambda \sim \pm 0.02 \text{ nm} (\sim \pm 2.5 \text{ GHz})$ であることから設定されたものである。AWG (arrayed waveguide grating) の場合、アレイ格子上的 Δn_c の平均値を ”path-averaged effective-index fluctuation” と呼んで、 δn_c と新たに定義している。石英系 PLC では、 $\delta n_c \sim 10^{-6}$ と測定値が報告されている。その結果、クロストーク (XT) は非常に良好な特性を示し、表 8-2 に示すように -40dB となっている。

一方、Si-wire 光導波路では、 $\Delta n_c \sim 10^{-3}$ と 2 桁大きい。 δn_c を推定すると 10^{-4} となり、石英系 AWG に比べて 2 桁大きい。したがって、XT は -18dB 程度と不十分な値となっている。WDM 伝送に適用するには不十分な値であるので、他の適用領域を模索するか、製造プロセスの革新的進歩が必要となる。

表 8-2 AWG を例とする Silicon Photonics と Silica-PLC との比較
(参考文献[1]より抜粋)

	Ch Spacing	Ch Number	Bend Radius	$\Delta L (\mu\text{m})$	Crosstalk
Silica AWG	50 GHz	64	5 mm	6.3	- 40 dB
Silica PEG	100 GHz	48	-	21.4	- 32 dB
InP AWG	50 GHz	64	500 μm	27	- 25 dB
Si-Rib AWG	200 GHz	46	10 μm	8.6	- 18 dB
Si-Wire AWG	200 GHz	16	4 μm	21	- 18 dB

偏波依存性も重要な性能指標である。すでに知られているように、石英系 AWG ではわずかな補正を加えることにより、偏波無依存化が実現できている。Si-photonics では、TE/TM モードに対する実効屈折率差が表 8-3 に示すように非常に大きいので、偏波無依存化には難がある。また、TM モードは TE モードに比べて後方散乱光が約 1 桁小さいという報告がある[3]。前方散乱も同様に TM の方が小さいようであれば、言い換えると、コア側壁の粗さに対して鈍感であれば、TM モードによって光回路を構築するのが好ましいと言える。

表 8-3 Si-Photonics における偏波モード別実効屈折率

	TE	TM
n_{eff}	2.11	1.58
n_g	4.17	2.61

上記のように光フィルタを構成例にとり特性を比較評価してみると、光通信分野では現状特性では適用が困難であると考えられ、今後製造プロセスの向上による性能向上が待たれる。

[参考文献]

- [1] K. Okamoto, "Recent Advancement in AWG Technology," in *Proc. OECC2012*, 3E1-1, Busan, Korea, 2012.
- [2] K. Okamoto, *Laser&Photon.Rev.*, 6,14, 2012.
- [3] F. Morichetti, A. Canciamilla, C. Ferrari, M. Martinelli, and A. Melloni, "Backscattering in silicon photonic waveguides and circuits" *SPIE7943*, 79430J, 2011.
- [4] P. De. Dobbelaere, "Si Photonics Based High-Speed Optical Transceivers," in *Proc. ECOC2012*, We.1.E.5, Amsterdam, 2012.
- [5] T. Hino, "Silicon Photonics Based Transponder Aggregator for Next Generation ROADM Systems," in *Proc. ECOC2012*, Tu.3.A.5, Amsterdam, 2012.
- [6] K. Kim, "Electronics and Photonics Convergence on Si (CMOS) Platform," in *Proc OECC2012*, Busan, Korea, Plenary1, pp. p1, 2012.
- [7] V. Katopodis, C. Kouloumentas, A. Konczykowska, F. Jorge, P. Groumas, Z. Zhang, A. Beretta, A. Dede, J. Y. Dupuy, V. Nodjiadjim, Giulio Cangini, G. Von Bu ren, E. Miller, R. Dinu, N. Keil, H.-G. Bach, N. Grote, A. Vannucci, and H. Avramopoulos, "Integrated Transmitter for 100 Gb/s OOK Connectivity Based on Polymer Photonics and InP-DHBT Electronics," in *Proc. ECOC2012*, Th.3.b.4., 2012

あとがき

本報告書では、最近のインターネットのパラダイムの変化と、将来的に情報通信社会が継続して発展を遂げるために重要なエネルギー消費における ICT のインパクトを述べた。フォトニックネットワーク技術は、今後のよりフレキシブルで低消費電力なネットワークを構築する上でキーとなる技術であり、引き続き技術革新が期待される。

次に、フォトニックネットワーク技術に関する最近の重要な発展を概観した。特に、1990年代のなかばに標準化された固定グリッドの光周波数配置に加え、2012年に新勧告化されたフレキシブルグリッドの意義とその役割を俯瞰した。

フォトニックネットワークの重要な構成要素は、ノード技術、リンク技術、並びにネットワークのオペレーション技術である。本報告書では、前記の2つの技術に焦点を当てた。ノードに関しては大容量の光クロスコネクタが将来的に重要な役割を果たすと考えられる。現在の技術状況と最先端の研究成果を紹介した。また、リンク技術に関しては、最近実用化が可能となったコヒーレント技術と上記フレキシブルグリッドに関連する光周波数利用効率改善技術、光位相同期技術を述べた。これらは、位相感応光増幅や光源の周波数安定化とも関連して重要である。また最後に、将来的なデバイス技術として、シリコンフォトニクス技術を紹介した。

本報告書が、最近のフォトニックネットワーク技術の進展を理解する上での参考となることを期待している。