

波長割り当て光交換方式に関する研究

安井直彦



学位請求論文

波長割り当て光交換方式に関する研究

指導教官 中野義昭助教授
1999年12月1日提出

東京大学大学院工学系研究科電子工学専攻
安井 直彦

目次

第1章 本研究の背景及び研究の目的	1
第2章 光交換技術の現状	3
2.1 交換機構成技術の変遷	3
2.1.1 交換機の構成	3
2.1.2 光交換技術の分類	4
2.2 光ネットワーク、光スイッチング技術の現状	6
2.2.1 光モジュール間接続装置	6
2.2.2 ONTC (Optical Networks Technology Consortium)	7
2.2.3 MWTN (Multi-Wavelength Transport Network)	9
2.2.4 OPEN (Optical Pan-European overlay Network)	10
2.2.5 フォトニック ネットワーク	11
2.3 まとめ	13
「参考文献」	15
第3章 波長割り当て光交換方式の提案	18
3.1 基本原理	19
3.2 スイッチ構成	22
3.3 アクセス方式	25
3.3.1 端末発振波長の安定化手法	28
3.3.2 双方向化の問題	29
3.4 ネットワーク制御法	30
3.5 伝送モデル	33
3.6 クロスコネクタとの相違点	34
3.7 まとめ及び本方式の特徴	35
「参考文献」	38

第4章 WAPS ネットワーク評価式の導出	39
4.1 評価式導出の対象となるネットワークモデル	39
4.2 評価式の導出	41
4.2.1 平均光子数、光子数の揺らぎ	41
(1)光増幅器	41
(2)損失	42
(3)1セクション(漏話を考慮)	43
(4)K段縦続接続	45
4.2.2 誤り率導出	47
4.3 漏話と信号の相関があるとした場合の評価式の導出	50
4.3.1 相関を考慮した平均光子数、揺らぎ	50
4.3.2 K段接続後の平均光子数、及び揺らぎ	53
4.3.3 誤り率	55
4.4 まとめ	56
「参考文献」	57
第5章 光ノード構成法	59
5.1 検討対象とするネットワーク構成	59
5.2 タイプ1モデルの評価	60
5.2.1 対象とするモデル及びQ値	60
5.2.2 パラメータ値	61
5.2.3 得られた結果についての考察	63
5.3 ノード構成	69
5.3.1 トラフィック交流上の仮定	69
5.3.2 チャネル整合法及び呼損率	70
5.3.3 通話路構成	73
5.4 タイプ2評価	75
5.4.1 対象とするモデルおよびQ値	75
5.5 考察	82
5.6 まとめ	84

「参考文献」	84
第6章 波長割り当て交換方式に適応する可変多重分離光時分割交換方式	85
6.1 可変多重分離時分割通話路方式構成	86
6.1.1 方式の概要	86
6.1.2 呼損率及び通話路コスト	91
(1)呼損率	91
(2)通話路コスト	92
(3)アーラン当たりコスト	92
6.2 時間ジャンパによる可変多重分離時分割光交換方式	93
6.2.1 方式の概要	93
6.2.2 時間ジャンパ	94
(1)ジャンパリングアルゴリズム	94
(2)時間ジャンパ実現法	99
6.2.3 呼損率及び通話路コスト	103
(1)呼損率の算定	103
(2)通話路コスト	109
6.3 通話路構成の最適化	109
6.4 本方式の応用についての考察	111
6.4.1 時分割伝送方式との整合性	111
6.4.2 波長多重伝送方式との整合性	112
6.4.3 WAPS への適合性	112
6.5 まとめ	114
「参考文献」	114
第7章 波長割り当て光ネットワークのIP網への適用についての考察	116
7.1 インターネットの問題点	116
7.2 従来の対応策	116
7.3 WAPS への適用	118
7.3.1 半固定接続機能によるIP網	119

7.3.2 ネットワークカットスルーの実現	121
(1) 処理フロー	121
(2) 待ち時間及び必要バッファ量	123
(3) ルータ網との比較	124
7.3.3 1ノードの場合	126
7.3.4 加入者系構成	128
7.4 まとめ	129
「参考文献」	129
第8章 結論	131
謝辞	133
著者発表文献リスト	136

第1章 本研究の背景及び研究の目的

広帯域 ISDN、マルチメディア通信、インターネットサービス等により伝送容量の増大に対する要求が高まり、光ファイバー伝送技術の進歩と相俟って、長距離伝送方式は全て光ファイバー伝送方式に置き換えられ、無線伝送路も次第にファイバ伝送方式、さらには国際間通信用にも光海底ケーブル伝送方式が急ピッチで導入されつつある。このように、ネットワーク上での結び目に位置する交換機（最近ではノードと称している）の廻りが光化するにも拘わらず交換機そのものへの光技術導入が進んではいない。

光交換技術研究の歴史は長く、多くの方式的、技術的検討がされているものの、実用的システムが少ない。その最大の理由はデバイスとしての成熟度が未だに上がっていない点である。光伝送方式実現には基本的には、ファイバー、送信側にレーザ、受信側の光ダイオード、及び光増幅器等があればよいが、光交換実現には特にデジタル交換の場合にはメモリ、ゲートしかも大規模に集積化されたデバイスがどうしても必要となり、それを得るのが極めて難しい。さらに、スイッチング動作時間の早い光デバイスがなかなか得にくい状況にある。

最近、異なる波長を1本のファイバに乗せたとき、波長相互が干渉しないことに着目した波長多重 (WDM: Wavelength Division Multiplexing) 伝送技術が非常に勢いで進歩を遂げ、伝送容量を飛躍的に拡大することに成功している。波長多重は光特有の技術であり、この進展は、LD、PD、ファイバー、光アンプ、光フィルタ等の光デバイス技術の進展に支えられている。波長レベルでの処理の出来るデバイス、具体的にはガラス光導波路技術に基づく波長フィルタ、スイッチ等がシステムとして使用可能レベルまでになってきており、特に伝送システムを実現するため、光スイッチをノードの部分に用い、ネットワーク全体として網の再構成を行う光クロスコネクタが注目され実験が世界各国で行われつつあり、光スイッチが漸く実用システムの中で使われ始めようとしている。

この光クロスコネクタシステムは伝送路の切り替え、ネットワークの準静的な再構築のためのシステムであり、スイッチとしても小規模である。トラフィックに応じた回線切り替えまでは実施していない。このようなシステムが実現されることによって波長多重技術対応のデバイス、光スイッチ技術が進歩してくるものと思われる。そこで、スイッチを大規模化し、トラフィックに応じた接続替えを実施できる光ノードの検討が現実性を帯びてくるものと思われる。しかし、高々空間分割光スイッチが何とかその状況にたわけてあ

り、波長変換、また高速の波長スイッチングも出来る状況にはなっていない。そこで、出来るだけノードとして持つべき機能を単純にし、それにより生じる問題をネットワーク全体としてリソースを管理することによって回避し、ネットワーク全体を光技術によって統一できる方式として波長割り当て光交換方式を提案する。

光交換方式は大きく分けると、空間分割、時分割、波長分割、フリースペースの4方式に分けられる。これらの方式が単独で成立することは珍しく、実際はこれらが混在した方式が一般的である。本論文における光交換方式は何か実用化の兆しの見えて来ている空間分割方式と波長分割方式を組み合わせたものである。光デバイスは未だ論理的処理、また記憶のためのデバイスが未完成であり、その種機能が不要な空間分割光スイッチを基本にし、波長多重技術を組み合わせた方式である。

1つの波長に着目すると、それは1本のファイバーと考えることが出来る。すなわち情報の、速度、形式、等には全く依存せず情報伝達の出来る媒体と考えることが出来る。現在はプロトコル、ビットレートが決められており、可能性を犠牲にしている部分がある。本方式は空間分割スイッチを基本にしており、ビットレートフリー、プロトコルフリーなシステムを供給できる。

本研究論文は以下の構成としている。まず、続く第2章では光交換技術の現状として光クロスコネクトシステムを中心として、ネットワーク全体として捉えた光スイッチの検討状況を示す。第3章では波長割り当て光交換方式(WAPS: Wavelength Assignment Photonic Switching System)の提案および方式構成技術について概略を述べ、方式の基本概念、方式実現に必要な技術の概要、伝送特性から見た本方式の実現性について研究内容を述べる。第4章では本方式に関して適用領域を明確にするため伝送特性上から見たWAPNシステムの評価式を導出し、第5章ではその評価式に基づいて実際のノードの構成について検討する。第6章ではWAPSの機能を向上させるための可変多重分離光時分割方式の提案、その最適化の検討、WAPSへの適用性の検討を行う。第7章では発展著しいインターネットへのWAPSシステムの適用性について考察を行い、第8章にて全体をまとめる。

第2章 光交換技術の現状

2.1 交換機構成技術の変遷

2.1.1 交換機の構成

交換とは入力と出力とを要求に応じて任意に繋ぎ替えることをいう。情報を通す機能と、情報の行き先を任意に変えるための制御の仕組みが必要になる。交換機は図 2.1 に示す如

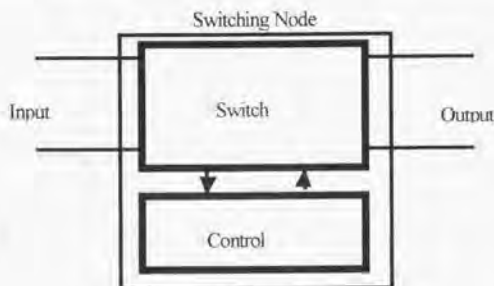


図 2.1 交換機の構成

く、スイッチ（通話路系）と制御系に分けることができる。

この情報を通すスイッチとそれを制御する制御系からなる交換システムの技術の変遷をマクロに表現すると図 2.2 のようになる。

自動交換システムが最初に実用化されたときは、制御系、通話路系が一体化されていた。クロスバー（XB）交換方式では制御系と通話路系がハッキリ分かれたが、制御系はワイア

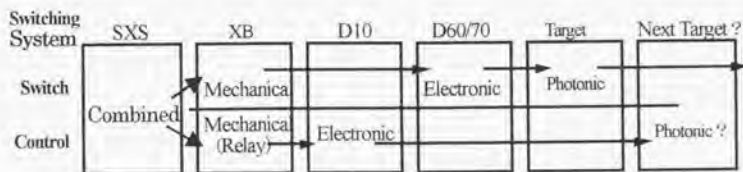


図 2.2 交換方式の変遷

スプリングリレー、通話路系は電磁機械式のXBスイッチであった。ついで電子交換になったとき、制御系はICの導入により電子化がなされたが、やはり通話路系は機械式(XBスイッチよりは小型化されたが)で空間分割形であった。ついで通話路系がデジタル技術により電子化され(時分割多重形-STM: Synchronous Transfer Mode 多重)、最近ではATM-(Asynchronous Transfer Mode) 多重に対応したスイッチが開発されている。光交換技術はこのような電気の交換技術の進歩の延長線上で交換機を光化しようとするものである。本来は、通話路の光化だけではなく制御系自体の光化も考えるべきではあるが、光交換技術の最初のターゲットとして先ず「交換」の本来の機能を実現する部分である通話路の光化を研究の対象としている。制御系の光化は、別の分野の技術である「光コンピューティング技術」の研究成果を利用可能であると考えられるので、本資料での光交換技術としてはこの通話路部分の光化としての研究状況を示すこととする。

2.1.2 光交換技術の分類

光交換技術としては、図 2.3 に示す如く、電気における方式と同じ

(a) 空間分割方式

(b) 時分割多重方式 (ATM 交換も含む)

他に、電気では実際は不可能であり、光技術特有の、

(c) 波長多重方式、

(d) フリースペース方式、

がある。これらの方式は単独で存在することはなく、実際には混在した形での実現が一般的である。

空間分割光スイッチは、電気と同様、空間的に離れた情報相互のスイッチングを行うものである。通話中常時接続状態にする場合にはエネルギー伝送が可能で、その場合には伝送路の一部として見えることとなる。時分割スイッチはそれに対して、時分割多重 (STM) された情報相互の入れ替えを行うものであり、入力情報の時間的位置の入れ替えを行うことが基本のスイッチである。ノードには一般的には複数の伝送路が入ってくる。従って、複数の各々の伝送路からの多重化情報相互の交換をしなければならない。そのため、空間分割スイッチ (これをハイウェイスイッチという) と組み合わせて時分割スイッチを実現することが一般的である。この空間分割スイッチは1ビットタイムの内に空間的

切り替えが出来る必要があり、スイッチング時間の早い素子が必要となる。この場合、空間スイッチはエネルギーの伝送ではなく情報の伝送であり、集積化がし易く、メモリーが

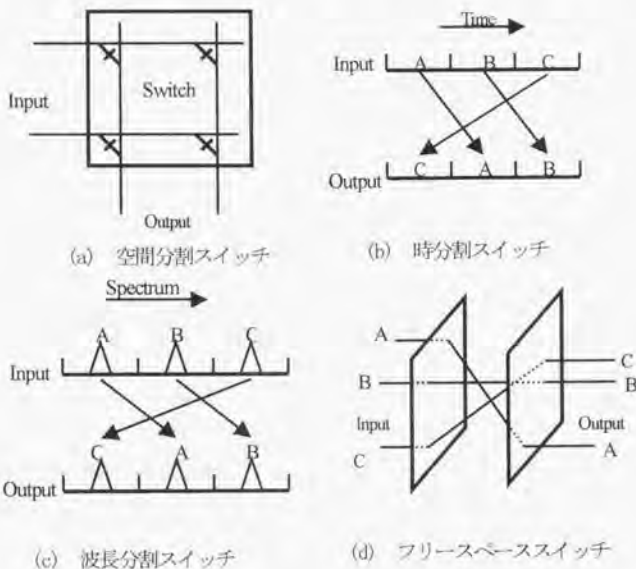


図 2.3 光交換技術分類

使え小形経済化が達成しやすい。

波長分割スイッチは、光技術特有と言って良い技術である。ファイバー中では波長の相互干渉が起き難いことに着目して、波長多重光伝送技術の研究、また導入が行われつつある。本スイッチは伝送されてきた波長多重信号を、別の波長多重伝送路の別の波長に乗せ換えるものである。その実現には、波長の変換機能が基本であるが、複数の伝送路相互の波長多重信号のスイッチのため、一般的には空間的スイッチが併用される。これはハイウェイスイッチである必要はない。

フリースペーススイッチは一種の空間分割スイッチである。光は自由空間（あるいは媒体中で）で平行して走らせても相互干渉のないことに着目して、情報を 3 次元的にスイッチングするものである。光を必要に応じて屈折させ、方向を変え、目的とする方路に出力

する。プリズム、レンズ、いわゆる光学 (optics) 分野に属する技術を用いて実現することが出来る。

2.2 光ネットワーク、光スイッチング技術の現状

ネットワークの中に、トラフィック変動への対処のためのネットワーク再構成、伝送路障害時の通話の確保を目的としての伝送路切り替えの目的で、光スイッチの導入がなされていた。波長多重伝送技術の進歩により、ファイバーのみの切り替えではなく波長レベルの方路の切り替え、スイッチングを行うことにより、サービスの維持を行うシステムが考えられつつある。このようなシステム (モジュール間接続装置、光クロスコネクタ) において用いられている光空間スイッチ、波長スイッチの現状技術について述べる。

2.2.1 光モジュール間接続装置

空間分割スイッチの1つの適用例であるモジュール間接続装置⁽²⁻¹⁾は装置間の接続を切り替えるためのケーブル張り替え等の手間を省き、また1つの装置障害時、自動的に他の装置に切り替え、システムの信頼性を保つための装置である。インターフェースのビットレートが上昇してきている中で装置間接続に光インターコネクションが考えられているがさらに、装置障害時に予備系への自動切り替えに光スイッチを適用したものである。

この装置に適用したエレメントとなる光空間スイッチは PLC (Planar Lightwave Circuit) で構成した図 2.4 に示す MZI (Mach Zehnder Interferometer) 2x2 スイッチで

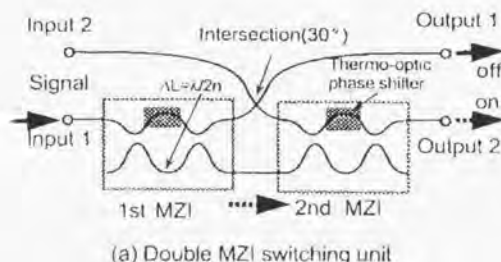


図 2.4 PLC による 2x2 エレメントスイッチ構成⁽²⁻²⁾

あり^[29]、2段構成を採用、漏話低減を行っている。これを基本に、7あるいは8のエレメントスイッチからなるステージを15段直列に接続して合計128のエレメントスイッチにより、8x8マトリックススイッチを実現している。エレメントスイッチの数は8x8を構成する上では64個で良いが、接続ルートによる損失のバラツキを避けるために余分な損失を導入している。具体的には折り曲げたレイアウトで実現している^[29]。その特性等を以下に示す(波長1310nm)。()内は1世代前のスイッチ^[24]における値である。

- ・スイッチサイズ: 70mm x 73mm (52mmx56mm)
- ・挿入損失: 8.8±1.01dB (ave.12.5dB (11.0~14.0dB))
- ・消光比: 45.4±4.33dB (ave.-24.2dB (worst.-20.0dB))
- ・漏話: Ave.34.7dB (ave.-15.8dB (-12.0~18.4dB))
- ・消費電力: 13.7W (7~8W)

この方式は段数が多いこと、まだロスバラツキが大きいことからさらに改良が加えられている^[29]。エレメントスイッチ構成はほぼ同一とし、論理的構成をPILOSS^[24]構成とし、通過するパスの段数が全ての接続に対して同一とした。これによる改良結果は以下の通りである(波長1550nm)。

- ・スイッチサイズ: 68mmx68mm
- ・挿入損失: 5.1±0.3dB
- ・消光比: 60.3±4.2dB
- ・漏話: (45~50dB)
- ・消費電力: (~13W)

消費電力は、導波路構造を変えることによってエレメントスイッチMZI1つで実現した場合の消費電力に近づけることが出来る見通しを得ている。

2.2.2 ONTC (Optical Networks Technology Consortium)

ONTCはシステム名称ではなく、共同組合の名前である^[25]が、そこで室内実験デモシステム^[26]を開発した。ONTCで想定したネットワーク構成^[25]では、光スイッチはWDMクロスコネクトノードに存在し、各波長の方路切り替えのみを実行し、アクセスノード間で同一波長が利用できない場合には、アクセスノードにて電気(即ちOE-EO変換)を介して波長変換を行い接続ルートを設定する。

波長ルーティングは、AOTF (Acousto-Optic Tunable Filter) を用いたハイブリッド

(PBS : Polarization Beam Splitter が集積されていない) 構成の 2x2 光波長スイッチにより実現している^[27]。一種の方向性結合器であり、高周波を表面波に変換し、音波グレーディングと光波の interaction により、偏波スイッチを行い、偏波ダイバーシティにより偏波無依存の特性を実現している。Apodization、Acoustic Absorption、Counter Driving を施して、図 2.5 の特性を得ている。このデバイスは波長を Demux せずに 1 つのデバイスで各波長毎に独立にスイッチングが出来る。しかも加える高周波によって任意の波長間隔にも基本的には対応でき、機能的に理想的である。しかし、測定結果から分かるように、まだサイドローブが大きく、波長間隔をかなり取る必要があること (4nm は必要)、それだけでも漏話が 15dB 程度しか取れていない。さらに、本スイッチは多段接続時のコヒレント漏話、また同時に多チャンネル動作時の漏話等を考慮する必要があり、スイッチ構成を工夫している (dilating : スイッチの冗長構成)^[28]。スイッチを 4 つ用いて 2x2 を実現する (Space Dilating) ことによって、2x2 スイッチの 漏話を 2 次のオーダー (-35dB が得られている) に下げている。デモではこの構成を用いている。

- ・波長 : 1546、1550、1554、1558
- ・挿入損 (fiber to fiber) : Ave.4dB
- ・bitrate 150Mb/s、
- ・素子長 34mm (AOTF 部分のみ)
- ・スイッチング電力 17.5dBm/ch (←56.2mW)

なお、最近の成果では^[29]、8 波 2x2 スイッチにつき、Space dilating ばかりではなく、波長 Dilating も用いて波長間隔 2nm とし、漏話 25dB を得ている。しかしこの場合、必要なスイッチエレメントは 12 個であり、2x2 スイッチは 1 つの Y 分岐デバイス以外の何

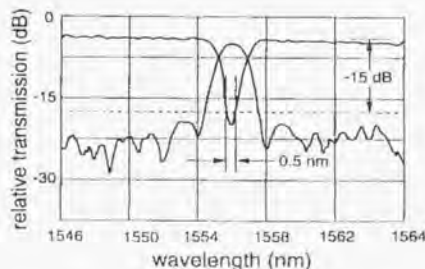


図 2.5 ONTC 用 AOTF 伝送特性^[27]

者でもない結果となっている。

素子長、従って製造精度 (Birefringence (複屈折率) の素子長にわたる均一化が必要)、波長間隔、消費電力等種々解決すべき問題が多いと考えられる。

2.2.3 MWTN (Multi-Wavelength Transport Network)

RACE I の OSCAR プロジェクト^{2,9)}を RACE II として引き継いだプロジェクトである。光クロスコネクタ (Optical Crossconnect) を導入し、波長レベルの切り替えを行うネットワークの実現を目的とした^{16,10)}。ネットワークの基本的考え方は、波長ルーティングによる論理的な光伝送網の再構成実現を可能とすることである。波長間隔は 4nm 間隔 (low-density node)、0.08nm 間隔 (high-density node) の 2 つの方式を考慮したシステムを計画している。ノードの直列最大接続数は 7 ノード、ノード間距離は 50Km (ファイバロス 12dB:0.14dB/km 相当) のネットワークを想定している。

この MWTN におけるノード構成^{2,11)}の基本は ONTC と同様であり、同一の波長相互の接続のみを行うものである。波長変換が必要な時は一度電気に落として実施する。入力としては 3本のファイバ、スイッチは 4x4、想定した波長は 4nm 間隔の 1548、1552、1556、1560nm の 4 波長である。指定された波長を tunable filter (計画の当初は干渉膜フィルタ、その後 InP によるマルチグレーティングフィルタを開発) を用いて選択、伝送路の等化を行い、空間分割スイッチを通して所望の方路にスイッチし、伝送路へと多重化される構成である。従ってスイッチには同時に 1 波長ではあるが、全ての波長が通過する。Splitter による Broadcast、また Combiner による多重化にともなう損失を、出側、入り側に EDFA をもち補償している。このシステムでは、図 2.6 に示すマスクパタンの SOA (Semiconductor Optical Amplifier) を用いた 4x4 スwitch を (8x8 の LN スwitch も考慮) 開発した。SOA を用いる積極的理由は

- (1) 挿入損失が少ない (利得を持たせることもできる)、
- (2) 偏波無依存に出来る (low polarization dispersion)、

であるが、問題点としては、

- (1) ASE (Amplified Spontaneous Emission: 自然放出光) 雑音、
- (2) 利得の変動

が考えられる。本スイッチの単体での諸元等は以下の通りである。

- ・チップサイズ 7mmx3mm、

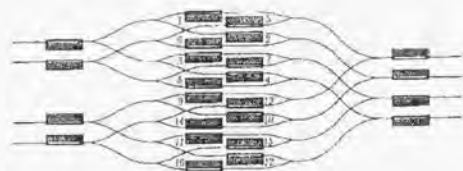


図 2.6 SOA による 4x4 スイッチ^[2-12]

- ・曲げ半径 ~1mm、500 μ m テーパー付き導波路
- ・消光比 40-50dB、
- ・漏話 平均 -40dB、
- ・fiber to fiber 損失 ~2dB、
- ・Polarization dependence (推定) ~6dB
- ・dynamic range of input power : 20dB @622Mb/s (パワーペナルティ 2dB 以下)

このスイッチ単体の供給電力と利得の関係 (入力:20dBm, @1543nm) ではロスになる素子がある^[2-12]。本スイッチ形式は基本的に損失のある (4 分岐している) 形式であるが、SOA がもつ増幅特性により、その損失を補償して 0dB ロスの実現も基本的には可能である。SOA は 2 端子の ON-OFF ゲートであり、消光比も充分取れ、従って漏話も良く、実用的スイッチが出来る可能性は高い。パワーペナルティが偏波に依存しており図 2.6 のままでは実用にはならないが、偏波依存性をなくしたスイッチが実現されつつある^[2-13]。ネットワーク全体として考える場合、入力レベルが小さいときには ASE、大きいときには利得飽和が問題になり、それらを考慮する必要がある (特に多段にした場合には問題が大きくなる)。ファイバー伝送路と接続した現場試験ネットワークでの伝送特性 (2.5Gb/s, @1548nm) では、160km+3 スイッチ直列接続でペナルティ 5dB (@BER=10⁻⁹) を得ている^[2-14]。

2.2.4 OPEN (Optical Pan-European overlay Network)

このプロジェクトは、MWTN に続くプロジェクトである。基本的なネットワーク構成、ノード構成は MWTN を踏襲しており、実際の伝送路を用いてのデモを主たる目的にしたプロジェクトである。このプロジェクトにおいてはヨーロッパの主要な都市を結び実験

ネットワークを構成する^[24]。ここに用いているノードは、MWTN と波長セクタ (Wavelength Selector) の位置が異なり、さらに波長変換器 (Wavelength Converter) を導入し、全ての波長へのアクセスを実現している。マルチキャスト接続を容易に実現出来ることが特徴である^[25]。

用いた光スイッチは、MWTN と同じ形式の 4x4 構成であり、入力側、出力側のカップラ損失を Clamped Gate Array (CG-SOA) による fiber to fiber 利得 約 15dB により補

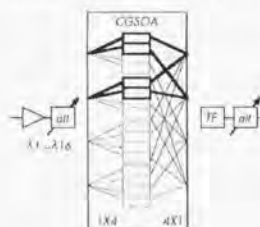


図 2.6 OPEN 用 CG-SOA スイッチ^[26]

償し、全体として 0dB 損失スイッチを実現している。スイッチの部分用最悪全ての波長が通り入力パワー変動が大きく CG-SOA ゲートでは入力の利得飽和が発生しない範囲で利得をクランプし、Cross-Gain Modulation を押さえている。なお、10Gb/s、16 波長 (200G ±5G 間隔、24nm window) 多重でのスイッチ単体の特性は以下の通りである^[26]。

- ・消光比：60dB 以上 (0-160mA)
- ・利得のパラツキ：3dB
- ・スイッチの出力変動：1dB 以下 (24nm 幅)
- ・dynamic range：6dB @penalty 1dB
- ・OSNR：28dB @スイッチ入力 0dBm

実験室での値 (333km 80km AMP 間隔 G652 ファイバ 70% Chromatic dispersion compensation) であるが、この構成により、1665Km、2.5Gb/s、4ch (1546.1-1559.0 400Ghz 間隔) ノード 4 段直列接続で、パワーペナルティが 1dB の良好な特性が得られている (@BER=10⁻⁹)。これは、特に波長変換器 (all-optical SOA-based interferometric wavelength converter^[27]) によるリシェーピング効果に依るところが大である。

2.2.5 フォトニック ネットワーク

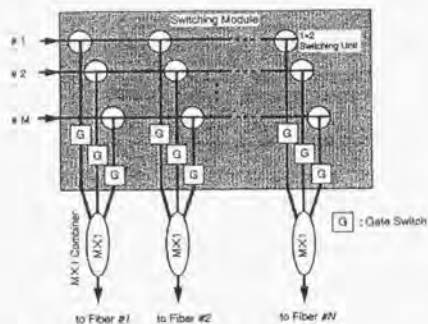


図 2.7 フォトニックネットワーク用 DC スイッチ構成⁽²⁻⁹⁰⁾

想定しているネットワーク構成は波長レベルの切り替えを行うという点で、ONTC、MWTN と同様の位置づけである^{(2-88), (2-10)}。本ネットワーク用に提案しているノードは、ノード容量に対して柔軟に増設が可能(増設する単位が必要によりきめ細かく対応できる)であり、かつ、機能拡張(波長変換を行う機能を追加する)の場合にもアーキテクチャーは全く同一の構成で対応できるモジュラリティの高いことが特徴である⁽²⁻⁹⁰⁾。システム諸元としては伝送速度 2.5Gb/s、波長数 8 (1548nm-1555nm、1nm 間隔)、入りファイバー数 16、ノード間距離 330Km、(総計スループット 320Gb/s) を想定している。本方式は波長を分離後、電気で終端しデジタル再生を行い、その後改めて光に変換、スイッチング後、波長多重を行う構成である。それを実現するため、波長多重光スイッチとして DC (Delivery-and-coupling-type) スイッチ構成を採用した(図 2.7)⁽²⁻⁹¹⁾。同一波長相互、また異波長相互も交換可能である。スイッチ構成は基本的には 16x8 の 1 段のスイッチを並列に 16 個並べたものがモジュール構造になっている。スイッチのクロスポイント部分は、PLC による 2x2 の MZ スイッチを一つは 1x2 の Switching unit として、他の一つは Gate スイッチして用い、全体として 8x16 のスイッチングモジュールを構成し、システム全体の通路路としてはこのモジュールをファーパーポート分(16)接続して 16 入力 x16 出力の通路路を構成している。この方式は ONTC、MWTN、OPEN に比して実用的で大規模なスイッチを実現している。スイッチ単体としては、挿入損が 12.6dB (1x2 Switch + Gate Switch + Coupler)、ON/OFF 比は 42.1dB、隣接チャネル間漏話減衰量-26dB の特性を得ている。

また、175km 伝送時、ネットワークとしての波長によるロスのパラツキは (@ BER=10⁻²¹) で殆どない^[2-21]。なお、本システムにて波長変換を行う方式については OPEN に近い別構成が提案されている^{[2-22], [2-23]}。

2.3 まとめ

光スイッチ、システムにつき 2.2 節の結果を表 2.1 及び表 2.2 に纏める。光スイッチは単独として見たとき、PLC による 8x8 スイッチが優れているように見える。しかしロスが大きい DC スイッチを用いても システム全体としては実用の域に達している。損失を犠牲にしても、モジュラリティ、増設性、低コスト化の目的を果たしている。また、SOA を用いた OPEN プロジェクトもシステムとしての feasibility がある。光海底ケーブル方式のクロスコネクトには、大きさが問題であるが、ロス 0.1dB、漏話 60dB ラッチ機能を

表 2.1 代表的システム例

	光スイッチ	スイッチサイズ	波長数	波長変換機能	規模	ビットレート
OPEN	CG-SOA (アレ-化)	4x4	4 波 (1546.1-1559.0 400Ghz 間隔)	光-光	1665Km	2.5Gb/s
ONTC	AOTF	2x2	4 波 1546、1550、1554、1558	EO-OE (必要時)	実験室内	150Mb/s
MWTN	SOA スイッチ	4x4	4 波 1548、1552、1556、1560nm	EO-OE (必要時)	160km+3 ノード	622Mb/s
フォトニックネットワーク	DC スイッチ	16x16	8 波 (1548-1555nm、1nm 間隔)	リンク毎 EO-OE	1 リンク 175km	2.5Gb/s

表 2.2 使用スイッチ特性

	大きさ	消費電力	消光比	挿入損	漏話
PLC (8x8)	68mmx68mm	7W	60dB	5dB	45-50dB
AOTF(2x2)	length 40mm	60mWx2	30dB	4dBx2	35dB(dilating)
SOA(4x4)	chip 7mmx7mm	100mA/xp	40-50dB	2dB	40dB
CGSOA (4x4)		0n:160mA/xp	60dB	0dB	
DC スイッチ (8x16)	(package) (20cmx20cm)	about 1W/xp	41dB	13dB	26dB

持つ、2x2の光機械スイッチが用いられている。

このようにスイッチ単体だけを取り出してその技術の適用の可否判断は出来ない。適用対象とするシステムによって必要とされる技術が変わる。特にここで取り上げた空間スイッチ、波長スイッチはアナログ伝送路の一部としての評価が必要であり、伝送路も含めてネットワーク全体を先ず考え、その中で適用すべきスイッチを考える必要がある。

しからば、ネットワークとして何を想定するかであるが、最大の問題はこの点にある。フォトニックネットワーク(PN)のモデルを図2.8に示す^[2-21]。これは各ノードのOS/OR部分で、ビットレートトランスペアレンシーを犠牲にし、1度電気に直し、再生中継

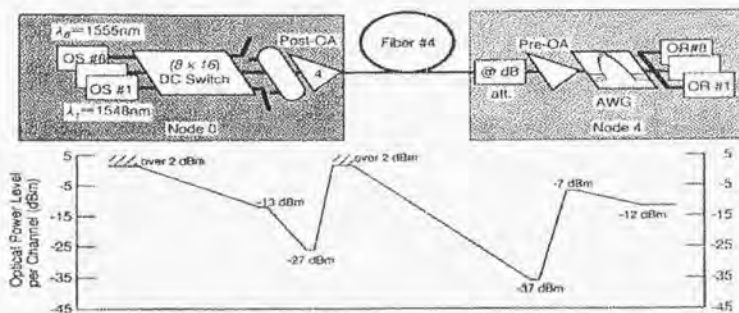


図2.8 フォトニックネットワークでのレベルダイヤ^[2-21]

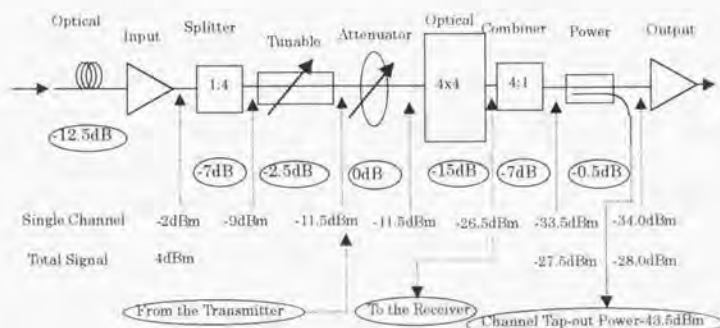


図2.9 MWTN レベルダイヤ^[2-10]

を行う方式であり、1リンク構成で評価をすればほぼ良く、ネットワーク全体の評価も比較的容易である。しかし、MWTNにおいては（OPENも同様）ノードにおいて再生中継はしておらず、図2.9で示す1リンクモデルを⁽²⁻¹⁾多段（MWTNでは最大7段を想定）に接続した形全体として評価する必要がある。

スイッチが寄与する伝送特性上の主な要因は、損失、漏話である。スイッチング機能を付加することにより新たに生じる最大の問題は、当然スイッチ挿入による漏話、損失の劣化は考慮する必要があるが、スイッチングによって、系の構成（伝送路、ノードの組み合わせ）がケースバイケースで変化することであり、アナログ系ではその組み合わせのパラツキによる特性のパラツキを許容範囲に押さえる技術が必要になってくる。その点で、PNのようにリンクバイリンクでの再生中継機能を用いることは極めて現実的な解と言える。MWTNの後のOPENでは、CGSOA（Clamped Gate Semiconductor Optical Amplifier）の採用、パルスリシェーピング機能を持った波長変換器、またAMP出力変動を押さえる工夫して、電気に戻すことなく4つのクロスコネクタを用いて1500km以上の伝送を実現している。もともと、クロスコネクタノードは、伝送路の切り替えが基本機能であり、小規模のスイッチ、ノンブロックである点の特徴である。大規模、かつ呼損が許されるいわゆる交換機に用いるスイッチネットワークに対して要求される条件とは異なってくる。これら背景を踏まえて以下に波長割り当てによる光ノードを含む光ネットワークの提案を行う。

「参考文献」

- 2-1) Akira Himeno, Ryo Nagase, Toshio Ito, Kunikaru Kato, and Masayuki Okuno, 「Photonic Inter-Module Connector Using 8x8 Optical Switches for Near-Future Electronic Switching System」 IEICE TRANS. COMMUN., Vol. E77-B, No.2, pp.155-162, Feb.1994
- 2-2) Akira Himeno, Masayuki Okuno, Yasuji Ohmori, and Masao Kawachi, 「High Extinction Ratio 8x8 Thermo-Optic Matrix Switch Using Silica-based Planar Lightwave circuits」, Proc. Photonics in Switching, paper PThB3, Sendai, April 21-25, 1996
- 2-3) Akira Himeno, Takashi Goh, Masayuki Okuno, Hiroshi Takahashi, and Kuninori

Hattori, 「Silica-Based Low Loss and High Extinction Ratio 8x8 Thermo-Optic Matrix Switch with Path-Independent Loss Arrangement Using Double Mach-Zehnder Interferometer Switching Units」, Proc. ECOC'96 Vol.4, pp.149-152, Oslo 1996

2-4) 西哲也, 山本毅, 黒柳智司, 「PI-LOSS 型スイッチを用いた偏光制御型空間スイッチの一検討」 信学春全大 B-458, 1993

2-5) Charles A.Brackett, Anthony S. Acampora, John Sweitzer, Gregory Tangonan, Mark T. Smith, William Lennon, Keh-Chung Wang, and Robert H. Hobbs, 「A Scalable Multiwavelength Multihop Optical Network: A Proposal for Research on All-Optical Networks」, J. Lightwave Technol., Vol.11, No.5/6, pp.736-753, May/June 1993

2-6) Gee-Kung Chang et al., 「Multiwavelength Reconfigurable WDM/ATM/SONET Network Testbed」, J.Lightwave Technol., Vol.14, No.6, pp.1320-1340, June 1996

2-7) David A. Smith et al., 「Evolution of the Acousto-Optic Wavelength Routing Switch」, J. Lightwave Technol., Vol.14, No.6, pp.1005-1019, June 1996

2-8) Janet L. Jackel et al., 「Acousto-Optic Tunable Filters (AOTF's) for Multiwavelength Optical Cross-Connects: Crosstalk Considerations」, J. Lightwave Technol., Vol.14, No.6, pp.1056-1066, June 1996

2-9) S. Johansson et al., 「Optical Cross-Connect System in Broad-Band Networks: System Concept and Demonstrators Description」 J. of Lightwave Technol. Vol.11, No.5, May 1993

2-10) G.R.Hill et al., 「A transport layer based on optical network elements」J.L.T., Vol.11, pp.667-679, May/June 1993

2-11) Sonny Johansson, 「Transport Network Involving a Reconfigurable WDM Network Layer - A European Demonstration」 J. Lightwave Technol., Vol.14, No.6, pp.1341-1348, June 1996

2-12) M. Gustavsson et al., 「Monolithically Integrated 4x4 InGaAsP/InP Laser Amplifier Gate Switch Arrays」 Electron. Lett., Vol.28, No.24, pp.2223-2225, 19th Nov. 1992

2-13) Erland Almstroem et al., 「Experimental and Analytical Evaluation of Packaged 4x4 InGaAsP/Inp Semiconductor Optical Amplifier Gate Switch Matrices for Optical Networks」 J. L.T., Vol.14, No.6, pp.996-1004, June 1996

- 2-14) A.Jourdan et al., [Fully Reconfigurable WDM Optical Crossconnect: Feasibility Validation and Preparation of Prototype Crossconnect for ACTS "OPEN" Field Trials] Proc. ECOC 97, Vol.3, pp.55-58, September 1997
- 2-15) Amaury Jourdan et al., [Design and Implementation of a Fully Reconfigurable All-Optical Crossconnect for High Capacity Multiwavelength Transport Networks] J. Lightwave Technol., Vol.14, No.6, pp.1198-1206, June 1996
- 2-16) G.Soulage et al., [4x4 space-switch based on clamped-gain semiconductor optical amplifiers in a 16x10 Gbit/s WDM experiment] , proc. ECOC'96, paper ThD.2.1, Oslo 1996
- 2-17) W.Idler, et al., [All Optical Wavelength Converter Modules for Operation up to 10Gbit/s] , Proc. ECOC'96, paper ThB.2.4, Oslo 1996
- 2-18) Satoru Okamoto, Kimio Oguchi, and Ken-Ichi Sato, [Network Architecture for Optical Path Transport Networks], IEEE Trans.COM, Vol.45, No.8, pp.968-977, June 1997
- 2-19) Satoru Okamoto, Atsushi Watanabe, and Ken-Ichi Sato, [Optical Path Cross-Connect Node Architectures for Photonic Transport Network] , J. Lightwave Technol., Vol.14, No.6, pp.1410-1422, June 1996
- 2-20) Atsushi Watanabe, Satoru Okamoto, and Ken-Ichi Sato, [Optical Path Cross-Connect Node Architecture with High Modularity for Photonic Transport Networks] , IEICE TRANS. Commun., Vol.E77-B, No.10, pp.1220-1229, Oct.1994
- 2-21) M. Koga, Y. Hamazumi, A. Watanabe, S. Okamoto, H. Obara, K. Sato, M. Okuno, and S.Suzuki, [Design and Performance of an Optical Path Cross-Connect System Based on Wavelength Path Concept] , J. Lightwave Technol., Vol.14, No.6, pp.1106-1119, June 1996
- 2-22) Mitsuhiro Teshima, Takeshi Kawai, Norio Sakaida, Hiroyuki Ishii, and Masafumi Koga, [Demonstration of virtual wavelength path cross-connect] , Proc. ECOC'97, Vol.3, pp.59-62, September 1997
- 2-23) Osamu ISHIDA et al., [Modular Cross-Connect System for WDM Optical-Path Networks] , Proc. ECOC'97, Vol.3, pp.63-66, September 1997

第3章 波長割り当て光交換方式の提案

光伝送方式、特に光ファイバー、光ファイバ増幅器、レーザーダイオード、フォトディテクタ等のデバイスの進展に支えられて著しい進展を見せている波長多重(WDM)光伝送技術と光空間分割光交換方式とを組み合わせ、ネットワーク全体としてのリソース管理を行うことによって呼毎に波長を割り当てる波長割り当て光交換方式(Wavelength Assignment Photonic Switching System :WAPS)をここで提案し、その方式の概要について述べる。

光交換方式は既に述べた如く、大きく分けると、空間分割、時分割、波長分割、フリースペースの4方式に分けられる。これらの方式が単独で成立することは珍しく、実際はこれらが混在した方式が一般的である。本研究が対象とする光交換方式は空間分割方式と波長分割方式を組み合わせたものである。

光デバイスは論理的処理、また記憶のためのデバイスが未完成であり、その種機能が不要な空間分割光スイッチを基本にして、波長多重技術を組み合わせた方式を提案している。波長多重技術は光特有の技術であり、異なる波長を1本のファイバに乗せたとき、波長相互が基本的には干渉しないことに着目し、空間的広がりファイバ中に閉じこめることにより、小形で大容量の交換機、また効率的ネットワークを構成することが可能で、マルチメディアサービス向けのトランスポートを低廉に提供する事が可能である。

波長という財産は電気と言えばキャリアであり、論理的には伝送路を物理的な線路を単に伝送路を束にしたものと等価である。従って、波長変換をする必要がなく同一波長相互のスイッチングであれば、波長を分離・多重する機能さえあれば空間スイッチでスイッチングが出来る。本システムでは波長変換機能を用いずに、エンドエンドを光で結ぶことが可能である。波長変換を必要とする場合、それを実現する光デバイスは成熟していないため一度電気に戻し、改めて他の波長に変換する事が必要になる可能性が高い。

波長多重の良さは伝送路としてファイバとほぼ同様な特性を持っていると共に、物理的には一本のファイバ中に閉じこめられているため物理的大きさを極端に小さいものと出来る点であり、ビットレートには依存せず、かなりの高ビットレートにも対応でき、また、アナログ/デジタル等の伝送方式に無依存であり、どんな伝送方式にも対応できる。さらにはノードと伝送路とのインターフェースのプロトコルにも無依存とすることが出来、将来出てくるであろう方式に対してもオープンである。

3.1 基本原理

本方式の基本原理は、通話毎、即ち呼毎に波長を割り当て、その通話が終了後はその同じ波長を他の呼の通話に使用するという考え方である。図 3.1 にその考え方を示す。即ちネットワークが波長リソースを貯えておき、呼設定要求に従って、空いている波長を端末に割り当てるものである。波長はいわば1本のファイバーとほぼ同じであり、その使い方は自由に使う側で決めることが出来、ビットレートフリー、プロトコルフリーなネットワークを構築することが可能である。網としてはデジタル情報の同期処理用のクロック分

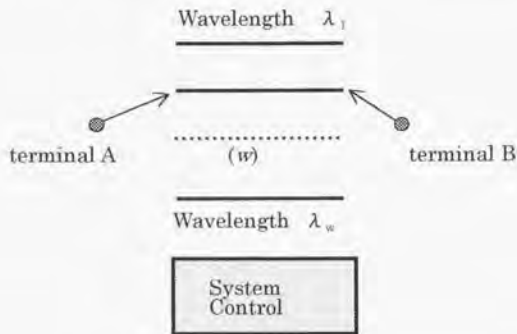


図 3.1 基本原理

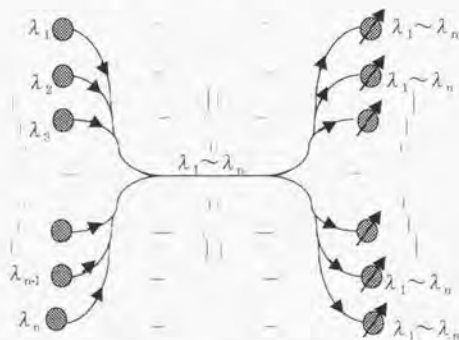


図 3.2 従来の波長割り当て方式

配等原則的にはデジタル技術は不要となる。

このように通信要求に対して波長をその都度用いる考え方は、スターカップラを用いた形態が考えられる。この場合には、送り側は波長を固定して、受け側がその波長を選択する方式(図3.2)、あるいはこれとは逆に、送り側がフローティングで受け側が固定されているかのどちらかである。本方式は、受け側、送り側を双方ともフローティングとしたものである。端末が全ての波長の光源を必要とすること、全ての波長を選択出来る可変波長フィルタを持つ必要があること、またアドレッシング、等複雑な処理をわざわざ行うこととなるが、受け側、送り側とも端末に括りつける考えは、ネットワーク拡大に対して柔軟性がなく、大きいネットワークを想定した場合、この考え方を延長することは出来ない。

図3.1において発信側端末(A)はまず、リソースを管理しているシステムコントロールに通信相手、即ち受信側端末(B)番号情報を通知する。システムコントロールは端末(A)、端末(B)との間で空いている波長を探索し、その波長をA、Bの両端末に通知し、両端末はその波長を送受して通信を行う。

この時、端末の数 N_B (電話加入数は約5000万) 相互の同時接続数 M_t は、呼率 ξ とすれば

$$M_t = N_B \cdot \xi \quad (3.1)$$

である。同時接続数のすべてを異なる波長で実現したとすると、たとえ、端末の呼率が0.01でも波長数 M_t は約50万波長となり、これを実現することは将来に涉っても不可能と考えられる。全波長加入者に対して波長割り振らずに N_B の大きな値に対してそれを実現するための実際のネットワーク構成の原理図を図3.3に示す。

現在のネットワークは、基本的には、1波長のみによって出来ているとみなすことが出来る。その波長を増やしていくと、例えば2波長が使える時は、各波長に対応してサブネットワークを設ける。一般的に、 w 波長に対して、 w 個のサブネットワークを作り、1つのサブネットワークの中では同一波長を使用する構造にする。端末にはそれぞれのサブネットワークから端子が伸びており、 w サブネットワーク(w 波長に対応)に対応した n 端子を端末がネットワークの指示により選択する構成とする。このように構成することにより、サブネットワークの端子数を m とすれば、所用の波長数 w は

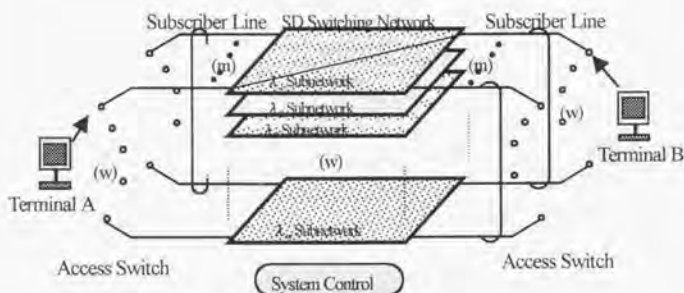


図 3.3 波長割り当て光交換方式の概念図

$$w = M_f / m = N_f \cdot \xi / m \quad (3.2)$$

で与えられる。 $m = N_f \cdot \xi$ の時は、波長数 w は 1 となり現在のネットワークとなる (WDM 伝送方式が伝送路に導入されているが 1 つのネットワークとして見える)。従って、サブネットワークの大きさ m を適当に調節することによって、使用可能な波長数 w に合致したネットワークを構成することが出来る。別の言い方をすれば、 m を固定 (即ちサブネットワークの大きさを固定) し、波長数 w を増やすことによってネットワークの容量を増加できる。アップグレードビリティがあり、モジュラー構造であり、ネットワークの増設が容易である。なお、この時、(3.2)式から判るように、サブネットワークから供給される全端子数 S は

$$S = m \cdot w \quad (3.3)$$

であり、全端末数 (M) より小さい。そのためサブネットワークにアクセスする機能が必須となる。これを図 3.3 で「Access Switch」と表現している。

図 3.3 の論理構成を物理的に表現したのが図 3.4 である。即ち各サブネットワークは、物理的には 1 つのネットワークとなり、その中で伝送路は $\lambda 1, \lambda 2, \dots, \lambda w$ 多重され、スイッチも波長多重スイッチが必要となり、加入者線も波長多重となる。さらに、サブネットワークにアクセスするためのアクセス機能は、必要な波長を選択し、トラフィックの収束を実現する。当然、ネットワーク全体のリソースを管理し、制御するためのシステム

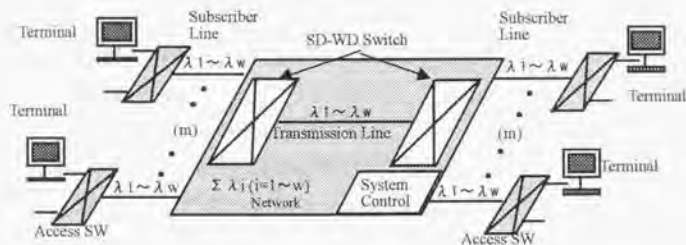


図 3.4 ネットワークの物理構成

コントロールが必要である。

本方式に関する (1)スイッチ構成、(2)アクセス方式、(3)制御方式、(4)伝送モデルの概要について以下に示す。

3. 2. スイッチ構成

本波長割り当て光交換方式実現のためのスイッチ基本構成概念図を図 3.5 に示す。本スイッチは、全く同一なスイッチを波長数分だけ重ね合わせたものであり、接続不可能な入出力端子の組み合わせがある不完全スイッチである。波長多重された信号が入力されると各マトリックスの交点にある波長クロスポイントでは通過させるべき波長のフィルタ

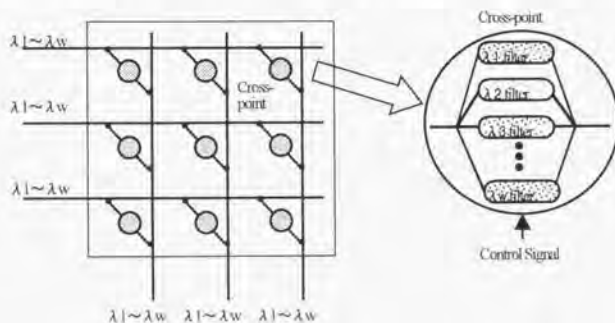


図 3.5 波長スイッチ機能構成

のみアクティブとなり出力される。この波長クロスポイントは、任意のフィルタが任意の組み合わせで全く独立に on/off されなければならない。この種光スイッチとしては以下のようなものが考えられる。

1) AOTF (Acousto-Optic Tunable Filter) ^[5-11]

第2章で既に述べた如く弾性表面波を必要に応じて加えることにより任意にフィルタ特性を作り出すことが出来る点で本デバイスは機能的には本方式に最適である。しかし、まだ1波の通過帯域を狭く出来ず、波長の収容効率が悪いこと、漏話特性が悪い点等改善の余地がまだある。

2) トランスペアラルフィルタ ^[5-12]

デジタルフィルタ技術を用いて AOTF と同様に、任意の通過フィルタ特性を実現する。各波長に対するフィルタ特性を1つ1つ独立に制御が可能である。実現性は確認されているが、実用的検証はされていない。

3) 可変波長フィルタ ^[5-13]

制御信号により指定された波長を任意に取り出せる機能を持つ。これを用いて波長だけ並べることによって目的とする機能を実現できる。半導体で作れるとすれば将来が期待できるものの、現状では可変波長幅が少なくまだ実用にはなっていない。

本方式によるフィルタの個数は同時接続数のみ設置すればよい。その方式を図 3.6 に示す。可変波長フィルタ数をクロスポイント当たり s 、スイッチマトリックスを $n \times m$ 、波長数を w 、クロスポイント部分での呼損率を B とし、同時接続数分布としてアーラン分布

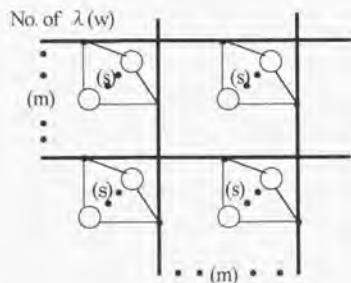


図 3.6 Tunable Filter による方式

(s: Filter 数/クロスポイント m: マトリックスサイズ w: 波長数)

を仮定する。1 リンク当たりの使用率を ξ とした場合クロスポイントに加えられるトラフィック量 a は、1 入力線からのトラフィックが m 個のクロスポイントに均等に加わるとすると、

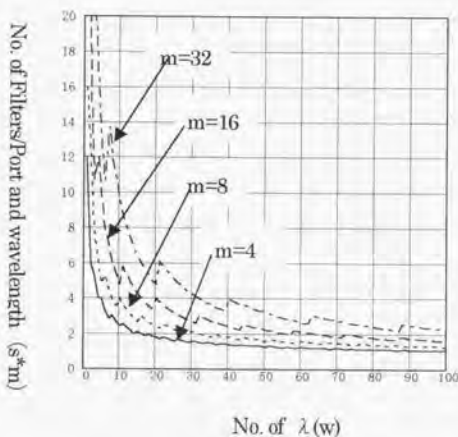


図 3.7 可変波長 Filter 数算出

$$a = \frac{\xi w}{m} \quad (3.4)$$

であるから

$$B = \frac{a^s}{s!} / \sum_{i=0}^s \frac{a^i}{i!} \quad (3.5)$$

となる。リンクの能率を $\xi=0.7$ 、ブロック率 $B=0.01$ として必要個数の例を図 3.7 に示す。これによると波長数 w が 100 程度になると

$$\frac{s \cdot m}{w} \rightarrow 1 \quad \text{従って} \quad s = \frac{w}{m} \quad (3.6)$$

となり、クロスポイント当たりが必要となる可変波長フィルター数は、波長対応に持つ必

要が無く、 $1/m$ 、すなわち入線全体として波長数分持てばよいこととなる。

4)SD スイッチによる解

この方式の現実的な解を図 3.8 に示す。本スイッチ構成法は、波長多重された情報を一旦波長分離回路を用いて波長毎に分離して、分離された情報を空間スイッチで交換し、その後もう一度波長多重して出力するものである。情報を波長多重化されたままでスイッチングすることが難しい現状ではやむを得ない形態と考えられる。種々検討がなされている空間スイッチ (PLC^[34]、LN^[35]、SOA^[36]、MEMS^[37]) を用いることが出来ること、AWG の様な波長多重、波長分離デバイスが使用可能な技術レベルにあることから現実的な解と考えられる。特にMEMSは最近特に進歩しており 8×8 マトリックスを損失 $2.5\text{dB} \sim 3.5\text{dB}$ で実現しており、本方式のようにスイッチング速度をそれほど要求しないシステムには極めて魅力に富んだデバイスとすることがいえる。

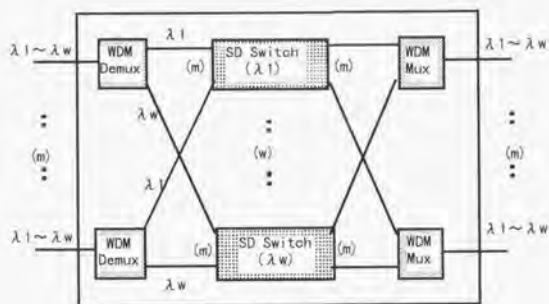
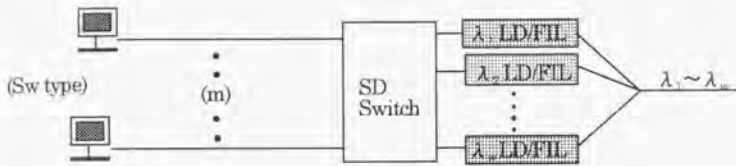


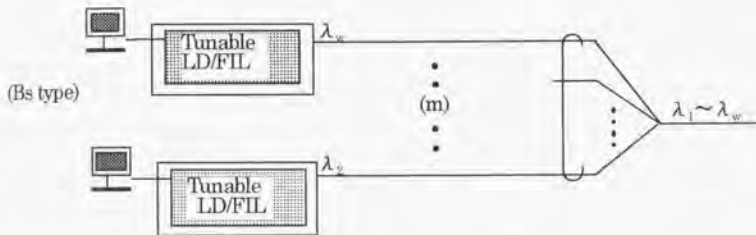
図 3.8 空間分割スイッチを用いた波長スイッチ

3.3 アクセス方式

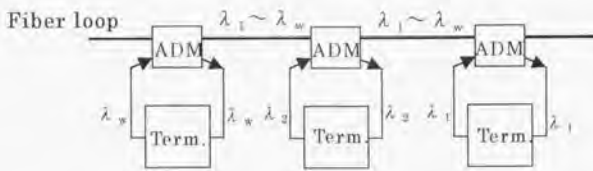
ここで言うアクセス方式とは、トラフィック量によって決まるサブネットワークの入力端子の数と、単に数のみにより決まる端末との整合方式を意味している。必然的に呼率の低い端末のトラフィック収束という問題を含んでおり、任意の入力端子から、任意の出



(1)空間スイッチタイプ加入者系



(2)バスタイプ加入者系 (スター型)



ADM : Tunable Add/Drop Mux. Term. : Terminal

(3)バスタイプ加入者系 (ループ型)

図 3.9 アクセス方式 (3 種類)

力端子への接続というスイッチングの問題である。その方式としては、図 3.9 に示す如く Sw タイプ、Bs タイプがある。

加入者系構成法としては、大別して

- (1) 空間スイッチで波長を選択する構成 (Sw 型: 図 3.9(1))、
- (2) 各端末に波長選択機構を設けたバス型構成 (Bs 型)

(2-1) スター型 (図 3.9(2))

(2-2) ループ型 (図 3.9(3))

の3つの方法がある。

Sw 型はトラフィックの集線機能、また波長選択機能を空間分割のスイッチで実現するものであり、光源、フィルタとも可変である必要はなく、光源も固定の波長を出す LD を波長分 ($\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_w$) だけ持てばよい。その結果、Mux、Demux ともに固定波長対応を扱うだけで (たとえば AWG を用いることが出来る) でよく、カップラによる構成法と異なり損失がそれほど多くはならない構成である。この方式は通信網の中継網 (基幹網、バックボーン網) のみを本方式で置き換えたものに相当する。各波長への変換は収束スイッチ (図 3.9 の SD Switch) の出口で実施する。この方式は、スイッチ、加入者線、端末を含む系 (これを加入者系と定義) の構成を、中継網の構成とは全く異なるものとし得る独立性がある。即ち、加入者側の進歩に合わせて加入者系ネットワークを独立にグレードアップすることが出来る。伝送特性上から見ても (これについては後述)、デバイスの実現性 (固定波長を出力するレーザの実現性は波長多重伝送システム等で明確) の点からも優れている。加入者系だけ別のサービス用に、たとえば IP ネットワーク用に変更することも容易である。

Bs 型では、カップラが加入者系に埋め込まれ、スイッチングネットワークは存在しない。Bs 型としてはさらにループにする構成も考えられる。この Bs 型は PDS (Passive Double Star) あるいは PON (Passive Optical Network) と形態は同様であるが、波長多重技術を用いたトラフィックの集束も行っており機能的には全く異なる。

Bs タイプでは、スイッチング機能、すなわち波長へのアクセス、トラフィック収束機能を各端末に実装したものである。各端末で Sw タイプにおけるスイッチング機能として独立させた機能を全て端末に分散設置するものである。これにより、集中設置したスイッチが不要となり、加入者系はカップラーと端末だけになる。LAN、PDS (Passive Double Star) あるいは、PON (Passive Optical Network) と同様なネットワークであり、光加入者系の 1 形態を提案するものである。図 3.9(3)の例として都市型 CATV のような網形態も考えられる。

Bs タイプに関しては、端末からの発信波長の安定性の問題、また 4 線式通話を考えた場合の問題点につき簡単に次に述べる。その他、これ以外に

- (1) 交換局との制御信号処理方式、

- (2) 情報秘匿方式、
- (3) 伝送特性の検討、

等の多くの課題を解決する必要がある。

3.3.1 端末発振波長の安定化手法

各端末ではネットワークで使用する波長を全て送出出来る構成でなければならぬ。そのためには、波長の送出方式として図 3.10 に示す方式が考えられる。

(1) 端末で光源を持つ

(1-1) 全波長分の LD をもち、ネットワークからの指示により必要により任意に駆動できるようにする。

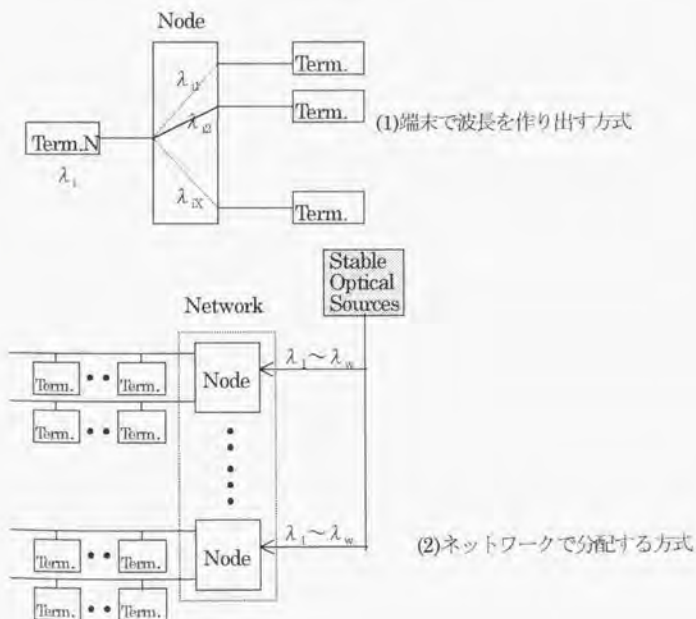


図 3.10 波長送出、配布方式

(1-2)同時には1つの波長しか使わないので可変波長光源を持つ。

(2)ネットワークから波長を必要により配布する。

本方式においてはネットワーク全体で波長の絶対値を同一にすることによって相互交換が実現される。即ち、同じ波長として全ての端末で受けられる必要があり、また全ての端末で同一であることが必須であるため、端末で発振する(1)の方式は何らかしらのネットワークとしての波長制御機構がない限り不可能である。従って基本的には(2)の方式しか考えられない。超安定で、精度の高い発振器を各ノードで、あるいはネットワークで保有し、それを端末に分配する方式である。本方式は現在のデジタルネットワークに於けるクロック分配と全く同一の考え方であるが、ネットワークの規模がある程度大きい場合にはこの方式は充分可能性のある方式である。

このネットワークから波長を供給する方式は今後検討すべき課題であるが、

(1)全ての波長をネットワークとして供給するか、

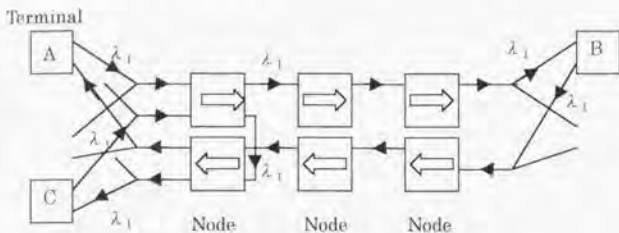
(2)基準となる波長を分配し、端末で他の波長を生成するか

2つの方式が考えられる。(1)については波長分配用のファイバーが別途必要になるのでコスト高になると考えられ、(2)の方式が妥当と考えられる。特に、パイロット波長を基にした周期的な波長の生成はすでに検討がなされている¹³⁾。

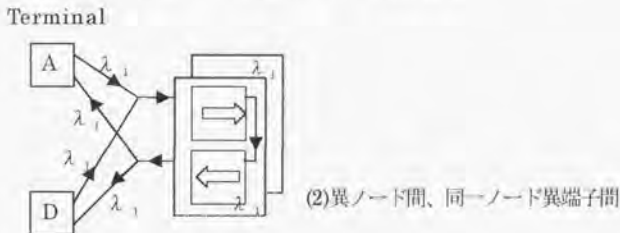
3.3.2 双方向化の問題

通信は基本的には双方向の情報の流れが必要である。Bs タイプにおいて双方向呼を扱う場合問題が生じる。中継系では発信側でネットワークでの回線設定を行いその制御に合わせて下り回線を設定していく。従って改めて下りの回線設定をする手間を省いている。本波長割り当て方式も上りと下りを対にする事を原則として考えている。即ち上りの回線と下りの回線はそれぞれ別のファイバーを用いて回線を設定することとする(FITH等では波長を変えて1本のファイバー上で上下の回線を収容している)。この場合の通話回線設定方を図3.11に示す。異なるノードに収容されている場合、同一ノードでも、異なる端子に収容されている場合には問題はないが、同一端子に収容されている場合、上り、下りとも同一ファイバ内に収容されているため、同一波長は使うことが出来ず、異なる波長を用いた双方向通信とならざるを得ず、その場合には波長のペアを用意して双方の波長が使われていないことをチェックしてからパスの設定が必要である。常にペアをとっておくことは

使用率上好ましくはなく、同一ファイバーに収容された端末相互の通信に限って、上りと、下りの制御を独立して行う事になる。



(1)異ノード間、同一ノード異端子間



(2)異ノード間、同一ノード異端子間

図 3.11 Bs 型における双方向通信

3.4 ネットワーク制御法

提案する波長割り当てネットワークの第 1 番の特徴は、

(1)サブネットワーク間の接続が無い点 (波長変換不要)、

である。波長間の渡りをなくす事により大きなネットワークを小容量のネットワークに分割出来るため、伝送路、交換機共に小容量が小さいとして扱うことが出来る。特に交換機の容量を実質的に小さくした設計のできる点が大きな特徴である。その理由は、空間分割スイッチは基本的にマトリックスサイズに、即ち端子数の 2 乗に比例してコストが上昇する傾向にあり、規模縮小の効果が大きいためである。

一方、伝送路、交換機とも小容量に分割されるため、従来方式のチャネル整合方式 (リ

ンク毎に整合を取っていく方式) ではトラフィック上の特性は悪くなる。従って、本方式では、第2の特徴として

(2)網全体に涉ったチャネル整合が必要、
となってくる。

網全体にわたるバスの探索は、膨大なネットワーク全体のリソース状況を見た処理が必要で、処理の複雑さのため一般的ではない。しかしながら、本 WAPS によるネットワークはサブネットワーク毎に分散されており、サブネットワーク内は他サブネットワークのリソースの状況は考慮に入らず、全く独立にチャネル整合が可能となっている。従って、サブネットワーク内のリソース管理と、それ以外の管理(加入者系リソース管理)を分離する事が出来るので、図3.12のごとく階層的な処理構成を取ることが出来る。即ち、リソースに関するデータを階層的に各サブネットワークコントローラに分散し、並行した処理をする事ができる。図3.12ではさらにノード毎にも分散し、ノード対応のリソース管理を行う構成としている。本方式における処理フローを図3.13に示す。サブネットワークコントローラとシステムコントロールとの間で関係プレーを必要とする。各サブネットワーク内のバス探索を並行して実行できる。従来は、ノード毎に出側の回線管理を実行し、ここで言うシステムコントロールを用いなくてバスの設定を行い十分なトラフィック特性を満足できた。本方式で、サブネットワーク内をノンブロックにすると、システムコントロ

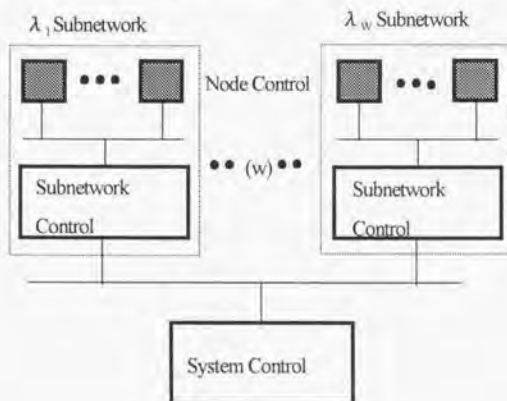


図3.12 制御階層化

ールはサブネットワークからの応答を待たずに空きのリソースを端末に知らせることが可能となり、処理時間の大幅な緩和が出来る。ネットワークが小容量であればこれは可能である。

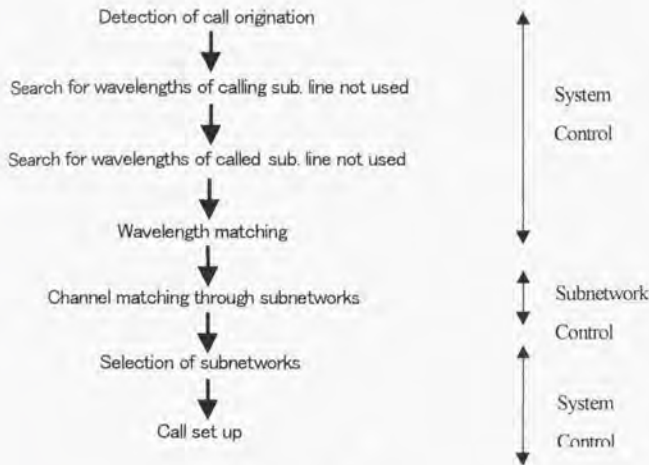


図 3.13 呼制御手順

本システムのチャネルグラフを図 3.14 に示す。各サブネットワークを 1 本のリンクとして考えたとき（実際はここにスイッチが入るので 1 本のリンクにはならないが、サブネットワークとしての呼損率を使用率として考えればこの様に考えても差し支え無い）、チャネルグラフは直並列型の極めて単純な構成となる。そのようなリンク整合手法をとった時の

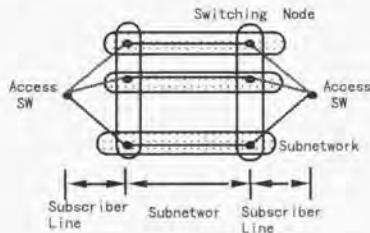


図 3.14 本システムのネットワークポロジ

呼損率 B は、波長多重度 w 、サブネットワーク全体を 1 つのリンクとして考えたときの使用率を α 、加入者線の使用率を γ とした時は、

$$B = (1 - (1 - \gamma)(1 - \alpha)(1 - \gamma))^w \quad (3.7)$$

で与えられる。例えば、 $\gamma = 0.5$ 、 $\alpha = 0.7$ として $B = 0.001$ を満たす $w = 43$ となる。

サブネットワーク内リンクバイリンクの処理を行う事も可能と考えられる。このときは、サブネットワークのリソース管理をさらにノード毎に分散する事になるので、リソース管理は容易（管理すべきデータが少ない）であるが、ブロック率は上昇し、交換機、伝送路の容量が低下することになる。

並列処理が可能であり、処理時間は極めて少なくて良いと考えられるが、加入数が大きい場合（例えば 5000 万端子）を想定したとき、並列処理の実現性についてはさらに検討を要する。処理時間が長すぎる場合には、一括整合はとらず、先ず加入者線だけで波長整合をとり、その波長が属するサブネットワークの中だけでチャネル整合を執る方式が考えられる。この場合には、サブネットワークの使用率を下げるが必要であり、ネットワークの構成を冗長にしなければならぬ。

3.5 伝送モデル

提案した光交換方式によるネットワークの最大規模の推定（物理的広がり、また収容可能端末数）また、ネットワーク全体の実現可能な波長多重度等を推定するためには、途中に必ず必要となるファイバーアンプの帯域、雑音指数（Noise Figure : NF）、またスイッチにおける損失、漏話特性等の伝送特性についての分析、それによる問題点の把握が必須である。

WDM 方式は本質的にはアナログ方式であり、信号の再生、波形整形が不可能で、雑音、波形ひずみは伝送距離に比例して劣化する。図 3.15 は伝送特性の観点から見たネットワークモデルである。アクセス方式の違いによりネットワークモデルが変わる。アクセス方式として Sw 型をとった場合をタイプ 1、Bs 型をとった場合の構成をタイプ 2 とする。

タイプ 1 は従来の 1 対 1 で対向している系、即ち送信と受信のペアが固定している系の中間にそれらの組み合わせを繋ぎ替えるスイッチが入った構成である。スイッチが入ったことによってリンクの組み合わせが全くランダムとなり、全ての組み合わせに対して伝送特性を満たすために、1 対 1 では許されていたシステム毎の違いが許されず、すべてのリ

ンクが同じように見えなければならず、そのための種々の技術 (ex. 自動等価技術あるいは自動利得制御) が必要となる。それら技術の実力、特に特性バラツキ、を考慮してネットワークのハイアラキー、ロス配分等を決める必要がある。

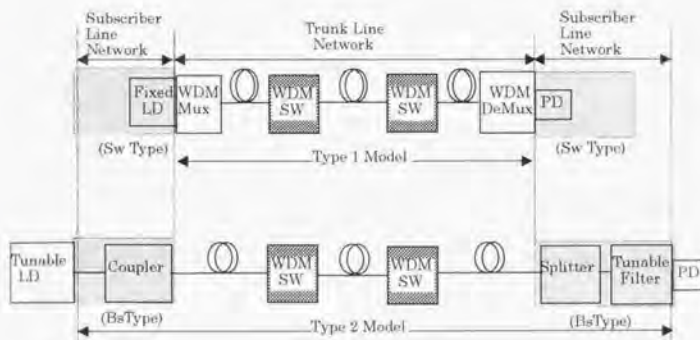


図 3.15 ネットワーク伝送モデル

タイプ 2 モデルにおいては、光源を端末が持つ。固定波長の光源を w 波長分持つことは実際には難しく、可変波長光源が必須であり、発振波長を何処まで安定化できるかが問題である。また端末とサブネットワーク間の距離は端末の位置によって大きくバラつく。従ってタイプ 1 での問題に加えて、波長の安定性、加入者系へのロス配分及び損失の許容範囲、等についての検討が加わってくる。ネットワーク全体としてのいわゆる伝送基準を明確にしなければならない。また、真にビットレートフリー、伝送方式無依存化を実現するためには、各方式により異なる要求条件のそれぞれを満足する条件を見つけたす必要がある。伝送特性上から見たネットワークの構成法については次章で詳述する。

3.6 クロスコネクととの相違点

本方式は、空間スイッチを原則的に用いること、ネットワークワイドなリソース管理を行うこと等、第 2 章で既に述べたクロスコネクシステムと似た部分があるが、表 3.1 に示す如く、切り替え様態、通話路容量、通話路への要求条件、扱う情報速度の点で以下のような相違がある。

表 3.1 光クロスコネクととの比較

比較項目	本方式	クロスコネクシステム
切り替え様態	呼毎、動的	伝送路切り替え、準静的
通話路容量	大容量 (1万~10万端子)	小容量 (高々100端子?)
通話路構成	ブロック許容	ノンブロック
伝送速度 (波長当たり)	高々100Mb/s	2.5Gb/s-10Gb/s

(1)交換機でホバスの接続形態切り替えは呼毎に行われることを前提とした設計をする。これに対して、クロスコネクでは伝送路保守、障害、ネットワーク形態の切り替え、等トラフィックに応じたダイナミックな切り替えとは異なり、準静的な切り替えを行うことを前提としたシステムである。

(2)通話路容量は WAPS ネットワークとしては 1000 端子以上、必要によっては 1 万端子、あるいは 10 万端子規模の大容量交換機が必要になるが、クロスコネクシステムに於いては伝送路網の形態にもよるが、高々 256x256 の小規模な通話路容量で十分である。

(3)WAPS の通話路の構成は、ある程度の呼損を許容した構成が可能である。どの程度の呼損が必要かはサービスによって異なるが、ある確率で接続が出来なくても良い、と言う条件の下に設計が可能である。それに対して、クロスコネクシステムは伝送路の障害に対してサービスを中断することなく正常な系に切り替えることを目的にしている場合が多く、呼損が許されないノンブロックの設計をしなければならない。

(4)クロスコネクでは扱うビットレートは伝送方式に対応して極めて高速である。それに対して本方式ではエンドエンドに必要なビットレートでよく高々 100Mb/s で十分である。

3.7 まとめ及び本方式の特徴

呼毎に波長を割り当てることを原理とする波長割り当て光交換方式を提案し、その方式構成、制御スキーム、アクセス機能の実現法、スイッチ構成法、また伝送特性について概略的な考察を行った。本方式は、

(1)ビットレートフリー、帯域フリー、プロトコルフリー、伝送方式無依存、波長変換デバイスが不要で、全くトランスペアレントな、極めて自由度の大きい光ネットワークの構築

が可能である。

(2)エンドエンド通信に波長を割り当て、加入者-加入者間として必要なビットレートを伝送し、波長当たりの伝送ビットレートを低下させることにより得られる伝送特性上の余裕分をスイッチノード導入による特性劣化の救済に配分することにより光スイッチの導入を可能とした。

(3)波長プレーン毎にネットワークをスライスし、交換機を波長毎に完全に分離することによって、小容量交換機を重ね合わせることで大容量交換機を構成し、大容量のWDMネットワークを実現できる。

ことを特徴とする。

(3)の点に関しては、交換ノードとしては各波長プレーン毎にノードがスライスされた形になり、スライスされたノードの容量は1/波長数となり、交換機通路としては容量がそれだけ小容量で実現可能となる。通路構成は端子数（ほぼ容量と等価） N が大きくなると、面的広がりを持つため規模は N^2 に比例して大きくなる。従って、容量が小さくなればその複雑性が2乗分の1と単純になる。即ち光スイッチ等に対する要求条件を緩和することが出来、且つ大容量の通路を作ることが出来る。

たとえば、図3.16に示した如く、波長数(w)100、1波長当たりのビットレート200Mb/s、端子数1000としたとき交換機の容量は20Tb/sとなる。ATM光交換機では高々2.56Tb/s^[94]であり、極めて簡単に大容量の光交換機を実現出来る。

図3.17は、8x8のスイッチを基本にした図3.8の方式による入ファイバー数1024、出

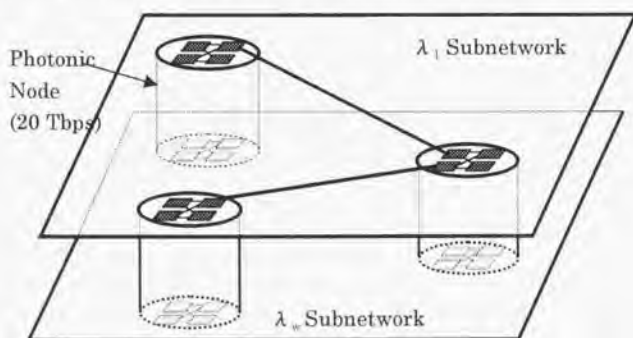


図3.16 20テラビットノード
(100波長 x 200Mb/s x 1000端子の場合)

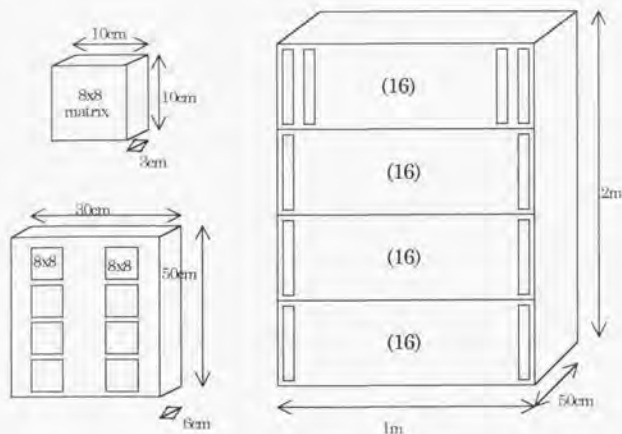


図 3.17 テラビットノード具体例

ファイバー数 1024、波長数 100 の場合の構成例を示している。1000 端子規模の空間分割スイッチは高さ 2.7m、幅 0.9m、奥行き 0.6m 程度の中に収まって実用化されている⁸⁻¹⁰⁾。もし、8x8 で 100 波長多重のスイッチが、D10 空間分割形電子交換機の 8x8 スイッチと同程度の大きさ (10cmHx10cmWx3cmD) で構成されたとすれば、規模としてはその 100 倍の容量となり、小型化という点で可成りのインパクトが期待される。

このような構成でノードを構成し、タイプ 2 のアクセス系を採用した場合のシステムイメージを図 3.18 に示す。集線比を 5:1 とした場合には上記スイッチが実現したとすれば 1

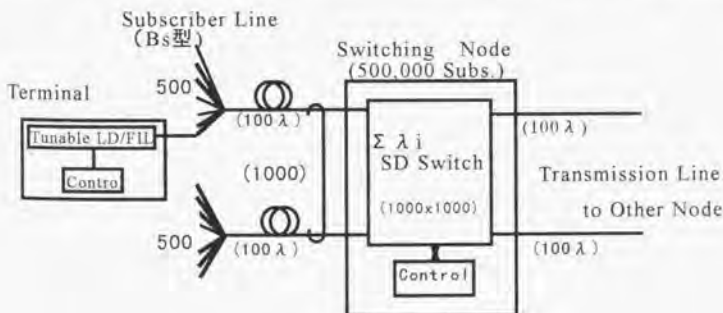


図 3.18 システムイメージ

つり架で50万端子規模の光交換システムが可能となる。

【参考文献】

- 3-1) David A. Smith et al., 「Evolution of the Acousto-Optic Wavelength Routing Switch」, J. Lightwave Technol., Vol.14, No.6, pp.1005-1019, June 1996
- 3-2) 上村, 安井 「光トランスバーサルフィルタを用いた波長選択素子の検討」 91 信学秋期全大, B-290, p3-9
- 3-3) T. Numai, 「1.5 μ m Phase-Shift-Controlled Distributed Feedback Wavelength Tunable Optical Filter」, IEEE J. Quantum Electron, Vol.28, pp.1513-1519, 1992
- 3-4) Akira Himeno, Takashi Goh, Masayuki Okuno, Hiroshi Takahashi, and Kuninori Hattori., 「Silica-Based Low Loss and High Extinction Ratio 8x8 Thermo-Optic Matrix Switch with Path-Independent Loss Arrangement Using Double Mach-Zehnder Interferometer Switching Units」 Proc. ECOC'96 Vol.4, pp.149-152, Oslo 1996
- 3-5) P. Granestrand, B. Langerstroem, P. Svensson, H. Olofsson, J-E. Falk, and B. Stoltz, 「Pigtailed Tree-structured 8x8 LiNbO₃ Switch Matrix with 112 Digital Optical Switches」, IEEE PTL, Vol.6 No.1, January 1994, pp71-73
- 3-6) M. Gustavsson, B. Lagerstroem, L. Thylen, M. Janson, L. Lundgren, A. -C. Moerner, M. Rask and B. Stoltz, 「Monolithically integrated 4x4 InGaAsP/InP laser amplifier gate switch arrays」 Electron. Lett., Vol.28, No.24, pp.2223-2225, 19th Nov. 1992
- 3-7) L. Y. Lin, E. L. Goldstein, and R. W. Tkach, 「Free-space micromachined optical switches with sub-millisecond switching time for large-scale optical crossconnects,」 IEEE Photonics Technol. Lett., Vol. 10, no. 4, p.525-527, 1998.
- 3-8) B. S. Glance, J. Stone, K. J. Pollock, P. J. Fitzgerald, C. A. Burrus Jr., B. L. Kasper and L.W. Stulz, 「Densely Spaced FDM Coherent Star Network with Optical signals confined to Equally Spaced Frequencies,」 IEEE Journal of LT, Vol.6, No.11, pp.1770-1781, Nov.1988
- 3-9) 荒木, 末村, 前野, 田島, 高橋 (成), 高橋 (宏), 逸見, 「2.56Tbps 光パケットスイッチ(1)-アーキテクチャ-」 1999 年信学会総合大会, B-12-1, p558
- 3-10) 高原, 岸上, 城水, 「DEX-21 電子交換方式」 研実報, Vol.20, No.3, 1970

第4章 WAPS ネットワーク評価式の導出

3章で提案し概要を示したWAPSシステムの実現性の検討に当たって検討すべきはそのネットワークがどこまで大きくできるのか大きさの上限（エリアの大きさ、全体の伝送距離）、また、収容できる加入者の数の最大値である。これを明確にする必要がある。そのため、エンドエンドで許される情報の誤り率が許容値に達する加入者数、トータル伝送距離についての見通しを持つ必要があり、ここでは、そのための評価式を導出する。

4.1 評価式導出の対象となるネットワークモデル

上記のようなネットワークを考えたとき、そのネットワークの実現性、即ち、ネットワークの広がりとしてどこまで許されるのかを検討する。その広がりを制限する要因はデジタル情報の場合はS/N比、伝送誤り率であり、本課題はそれら許容値を超えない、広がり可能な最大値を見出すことである。

本ネットワークはend-endで波長の変換を行わず、O/E、E/O変換も行わない、いわゆるアナログ1波長伝送システムである。各波長は基本的に独立であり、ある1つの波長のみに着目した検討のみで全体をみても、第1次的には問題がないと考えられる。

1つの波長に着目した場合の接続リンクモデルは図4.1に示す如く、伝送リンク、ノードが直列に接続された構成になる。ネットワークとしてトラフィックを運ぶ場合、図4.1で示すリンクとノードの組み合わせは、接続相手、ネットワークのその時のトラフィック状況により絶え間なく変わる。呼毎に図4.1のパスが動的に変化する。そのすべての変化

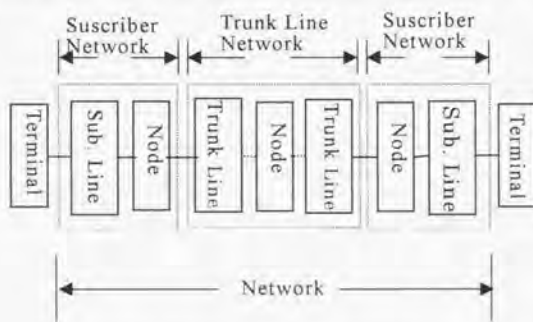


図4.1 ネットワーク評価モデル

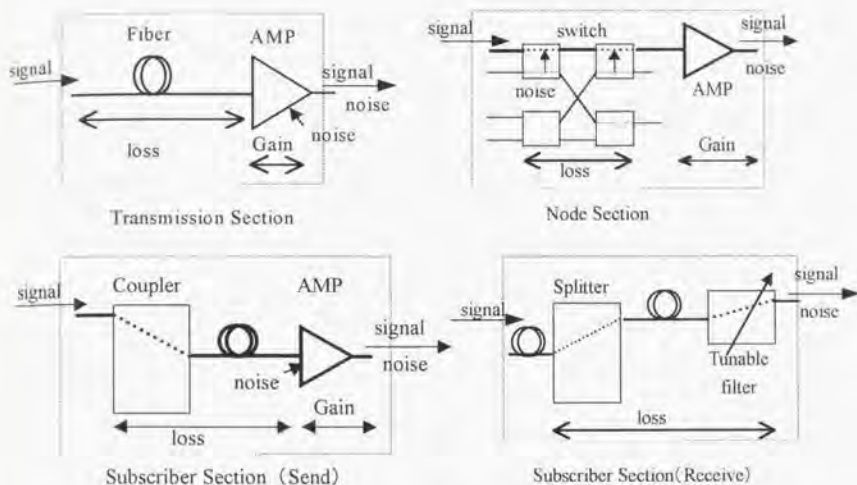
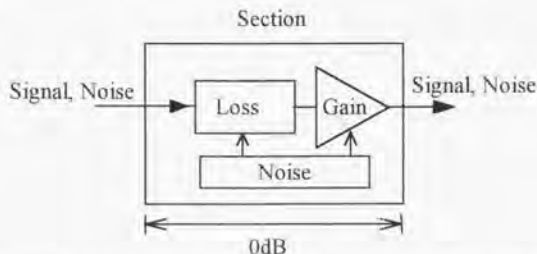


図 4.2 各セクション構成

に対して伝送特性の許容値の範囲に収まらなければならない。信号を受信する側では、接続の如何に関わらず信号は同じものとして（入力レベル一定）扱えるようにする必要である。WAPNでは図 4.1 における各ブロック（ノード、伝送路、加入者線）は損失が基本的に 0dB とし、任意にこれらブロックが接続されるものとする。このブロックを「セクション」と定義する。

セクションとして加入者、伝送路、ノードと図 4.2 に示す 4 種類があり、それぞれの構成が実際は異なる。伝送路セクションは基本的な構成物はファイバーであり、そのセクションの出側にファイバー増幅器を持つ。このセクションではファイバー中での光の減衰（損失）、光増幅器の利得、及び ASE (Amplified Spontaneous Emission) が伝送特性を基本的に決めているものとする。ノードセクションはスイッチとアンプで構成され、スイッチでの損失、漏話が発生し、そのうちの損失をファイバーアンプで補償する。加入者系は基本的に 0dB 伝送は不可能であり損失が存在すると共に、損失、あるいは光源出力の許容変動範囲を設けない限り実現できない。送り側では共通増幅器を設置するものとするが、受け側は個別に増幅器を持つことは経済的ではないとして、持たない構造を考える。加入者系はネットワークの両端に位置し、ただ 1 回のみしかも必ずそこを通ることとなる点が、

中継系と異なる。各セクションの構成、伝送特性への影響がそれぞれ異なるが、どのセクションも図 4.3 の様に統一した形で表現できるので、まず何も区別せず各段が異なるパラメータを有するセクションの直列接続されたものとして、入力側端末では光源、出力側端末には光受信器があるものとし、光受信器で受けたときのその系全体の BER (Bit Error Rate) を求める。



ノード&伝送路では0dB(損失をAMPで補償)。加入者系では許容範囲有り。

図 4.3 セクションモデル

図 4.3 に示すセクションが多段接続されとした場合、増幅器で損失は補償されるが、各セクションではスイッチ等で混入する漏話、光増幅器で発生する ASE による雑音が増加することにより、誤り率が許容値を超える。その限界を見いだすことが課題である。セクションがどのようなつながり方の場合もその伝送特性が推定できるための評価式を導出する。

4.2 評価式の導出

4.2.1 平均光子数、光子数の揺らぎ

以下順を追って、 K セクション連続接続した場合に系から出力される平均光子数、光子数の揺らぎを求める。なお、セクション毎に損失を増幅器で補償することを前提としているが、完全には補償できない状況も考慮して式の導出を行う^{[4][5][6]}。

(1) 光増幅器

十分知られているように、図 4.4 に示す光増幅器においては入射される光信号の 1 ビット

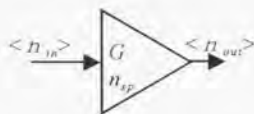


図 4.4 光増幅器

トの時間を T 時間とする時、その時間内に光子が動くその長さ (光速を c とすれば $c \cdot T$) の範囲の中に入力される全光子数を n_{in} 、光増幅器から T 時間内に出力される全出力光子数 n_{out} (n_s 、 n_{sp} 、共に無次元数)、光増幅器の自然放出光係数 n_{sp} 、光増幅器の利得を G とし、平均値を $\langle \rangle$ で表わし、モードの数を M 、偏光数を p とすれば、平均光子数はマスター方程式を解くことにより、

$$\langle n_{out} \rangle = G \langle n_{in} \rangle + pM(G-1)n_{sp} \quad (4.1)$$

となり、出力光子数の揺らぎ (変動分) は以下となる。

$$\begin{aligned} \langle (n_{out} - \langle n_{out} \rangle)^2 \rangle &= \langle n_{out}^2 \rangle - \langle n_{out} \rangle^2 \\ &= \langle n_{in} \rangle G + pM(G-1)n_{sp} + pM \{ n_{sp} (G-1) \}^2 \\ &+ 2 \langle n_{in} \rangle G n_{sp} (G-1) + G^2 \left(\langle n_{in}^2 \rangle - \langle n_{in} \rangle^2 - \langle n_{in} \rangle \right) \end{aligned} \quad (4.2)$$

即ち、(4.2)式の各項は

- 第1項: 信号光によるショットノイズ項
- 第2項: ASE光によるショットノイズ項
- 第3項: ASE光相互のビートノイズ項
- 第4項: 信号光と自然放出光によるビートノイズ項
- 第5項: 信号光の過剰雑音項

である。

(2)損失

図 4.5 の損失だけある系における入力と出力の光子数の関係は、やはり、マスター方程式

から、 L を損失係数とすれば

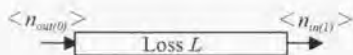


図 4.5 損失のみの光系

$$\langle n_{out(1)} \rangle = L \langle n_{out(0)} \rangle \quad (4.3)$$

であり、出力光子数揺らぎは以下で与えられる。

$$\sigma_{out(1)}^2 = \langle n_{out(1)}^2 \rangle - \langle n_{out(1)} \rangle^2 = L \langle n_{out(0)} \rangle + L^2 \left(\langle n_{out(0)}^2 \rangle - \langle n_{out(0)} \rangle^2 \right) = \langle n_{out(0)} \rangle \quad (4.4)$$

(3) 1セクション (漏話を考慮)

後の式導出の都合を考慮して図 4.6 に示す第 i セクションとして平均光子数、光子数揺らぎの表式を求める。漏話は ASE とは異なり MZ、方向性結合等の残留信号であり、光増幅器に入力される前に累加される。ファイバー中ではこのような仕組みによる漏話は起

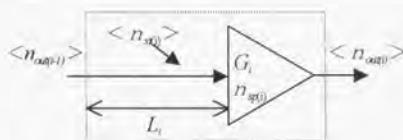


図 4.6 1セクション

こらず、ファイバー中の非線形、あるいは分散による波形歪みに依るものが考えられる。

損失 L を含む光増幅セクションにおける出力の平均光子数 $\langle n_{out(i)} \rangle$ は、信号と漏話は全く独立とし以下で与えられる。

$$\langle n_{out(i)} \rangle = G_i L_i \langle n_{out(i-1)} \rangle + G_i L_i \langle n_{sp(i)} \rangle + pM(G_i - 1) n_{sp(i)} \quad (4.5)$$

ここで、利得、損失のパラツキについて以下のように考え、パラツキパラメータ U_i を導入する。すなわち、我々の目的は、加入者セクションを除き、それぞれのセクションにて発生する損失 L は、そのセクションにあるファイバー増幅器により完全に補償されることを想定している、すなわち、すべての i に対して

$$G_i \cdot L_i = 1 \quad (4.6)$$

が成立することを要求しているが、実際は、それを補償するファイバー増幅器の利得は時間的に変動があること、スイッチは特に接続に使用されるパスによって損失が一定ではないこと、また、利得、あるいは損失に波長依存性があること、等のため完全には補償しきれない。即ち、 $G_i \cdot L_i$ が常に 1 とはならない。そこで、それを考慮に入れるため

$$U_i = G_i L_i \quad (4.7)$$

とし、これより(4.5)式は

$$\langle n_{out(i)} \rangle = U_i \langle n_{out(i-1)} \rangle + N_{st(i)} + pMN_{sp(i)} \quad (4.8)$$

となる。ただし、

$$N_{st(i)} = U_i \langle n_{st(i)} \rangle \quad N_{sp(i)} = (G_i - 1) n_{sp(i)} \quad (4.9)$$

である。

出力段での光子数のパラツキは、漏話と信号は独立、として以下で与えられる。

$$\begin{aligned}
& \langle n_{out(i)}^2 \rangle - \langle n_{out(i)} \rangle^2 \\
&= U_i \langle n_{out(i-1)} \rangle + U_i \langle n_{xt(i)} \rangle + pMN_{sp(i)} \\
&+ pMN_{sp(i)}^2 + 2U_i \langle n_{out(i-1)} \rangle N_{sp(i)} + 2U_i \langle n_{xt(i)} \rangle N_{sp(i)} \\
&+ U_i^2 \left(\langle n_{out(i-1)}^2 \rangle - \langle n_{out(i-1)} \rangle^2 - \langle n_{xt(i-1)} \rangle \right) + U_i^2 \left(\langle n_{xt(i)}^2 \rangle - \langle n_{xt(i)} \rangle^2 - \langle n_{xt(i)} \rangle \right)
\end{aligned} \tag{4.10}$$

(4) K 段連続接続

(4.8)式から、図 4.7 に示す K 段連続接続された系において、1 ビット時間 T 内に出力される平均の光子数は、

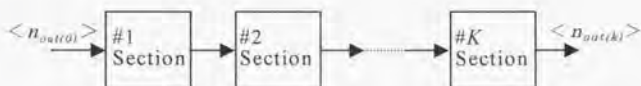


図 4.7 K 段連続接続

$$\langle n_{out(k)} \rangle = Msig + pM \sum_{i=1}^K Msp_i + \sum_{i=1}^K Mxt_i \tag{4.11}$$

で与えられる。ただし、

$$\begin{aligned}
Msig &= U_K U_{K-1} \cdots U_2 U_1 \langle n_{out(0)} \rangle \\
Mxt_i &= U_K U_{K-1} \cdots U_{i+2} U_{i+1} N_{xt(i)} \\
Msp_i &= U_K U_{K-1} \cdots U_{i+2} U_{i+1} N_{sp(i)}
\end{aligned} \tag{4.12}$$

である。

ここで、第 i 段目における漏話減衰量を $X_{(i)}$ とし、漏話は信号成分のみから発生し信号に重畳される雑音成分 (ASE、漏話成分) は無いものとして、全漏話光子数は、

$$\sum_{i=1}^K M X_i = \left(U_K U_{K-1} \cdots U_1 U_1 U_1 \right) \langle n_{out(0)} \rangle \cdot X_{i(1)} = M \text{sig} \sum_{i=1}^K X_{i(1)} \quad (4.13)$$

であり、(4.11)式は、以下で表される。

$$\langle n_{out(K)} \rangle = M \text{sig} + pM \sum_{i=1}^K M s p_i + M \text{sig} \sum_{i=1}^K X_{i(1)} \quad (4.14)$$

次にK段接続後の光子数揺らぎを求める。(4.10)式を変形し以下の漸化式が得られる。

$$\begin{aligned} & \left(\langle n_{out(i)}^2 \rangle - \langle n_{out(i)} \rangle^2 - \langle n_{out(i)} \rangle \right) - U_i^2 \left(\langle n_{out(i-1)}^2 \rangle - \langle n_{out(i-1)} \rangle^2 - \langle n_{out(i-1)} \rangle \right) \\ & = 2U_i \langle n_{out(i-1)} \rangle N_{sp(i)} + 2N_{sp(i)} N_{sp(i)} + pM N_{sp(i)}^2 + U_i^2 \left(\langle n_{in(i)}^2 \rangle - \langle n_{in(i)} \rangle^2 - \langle n_{in(i)} \rangle \right) \end{aligned} \quad (4.15)$$

ここで、入力信号の光子数分布をポアソン分布とすれば

$$\langle n_{out(0)}^2 \rangle - \langle n_{out(0)} \rangle^2 - \langle n_{out(0)} \rangle = 0 \quad (4.16)$$

また、漏話成分の過剰雑音項 (これは信号に ASE 光が乗り、ビート雑音等が発生しているためポアソン分布とはならず、0 とすることは基本的には出来ない) は、信号の過剰雑音項に $X_{i(1)}^2$ を乗じたものであり、十分無視できるとして (近似的には問題ないとして)、K段接続接続後の、T時間の時間間隔の間に出力される光子数揺らぎ (無次元数) σ_K^2 は漸化式(4.15)を解き (4.14)式を用いて、以下となる。

$$\begin{aligned} \sigma_K^2 & = \langle n_{out(K)}^2 \rangle - \langle n_{out(K)} \rangle^2 \\ & = M \text{sig} + pM \sum_{i=1}^K M s p_i + M \text{sig} \sum_{i=1}^K X_{i(1)} + 2M \text{sig} \sum_{i=1}^K M s p_i \\ & \quad + pM \left\{ \sum_{i=1}^K M s p_i \right\}^2 + 2M \text{sig} \sum_{i=1}^K \left\{ X_{i(1)} \sum_{j=1}^K M s p_j \right\} \end{aligned} \quad (4.17)$$

4.2.2 誤り率導出

光受信器における量子効率 η についてはマスター方程式において損失 $L(\eta)$ を受けたものと等価と考えられる。

光子数の平均値 $\langle n_{k+1} \rangle$ 、光受信器での光子数バラツキ σ_{k+1}^2 は以下で与えられる。

$$\langle n_{(k+1)} \rangle = \eta \langle n_{(k)} \rangle \quad (4.18)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{k+1}^2 &= \langle n_{in(k+1)}^2 \rangle - \langle n_{in(k+1)} \rangle^2 \\ &= \eta \langle n_{out(k)} \rangle + \eta^2 \left(\langle n_{out(k)}^2 \rangle - \langle n_{out(k)} \rangle^2 - \langle n_{out(k)} \rangle \right) \end{aligned} \quad (4.19)$$

Q値即ち、誤り率の導出に当たって、漏話雑音について以下のように考えることとする。図4.8において、信号のスペース側には、漏話信号のすべてのマーク信号が重なり、逆に信号のマーク側には雑音が累加しないとし、アイパターンの劣化が最も厳しいものとして

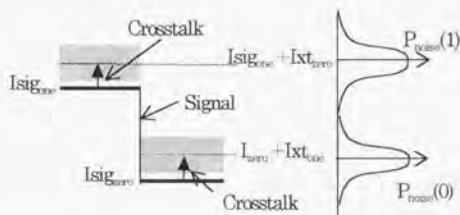


図4.8 漏話量の算定

計算を行う。

まず、マーク側受信電流 I_{mark} は

$$\begin{aligned} I_{mark} &= e \langle n_{out(k+1)} \rangle_m \cdot \frac{1}{T} = e \eta \langle n_{out(k)} \rangle_m \cdot \frac{1}{T} \\ &\cong e \eta \left(M sig_{mark} + pM \sum_{i=1}^K M sp_i \right) \cdot \frac{1}{T} = I sig_{mark} + I sp \end{aligned} \quad (4.20)$$

となり、スペース側受信電流 I_{space} は、

$$\begin{aligned}
 I_{space} &= e \langle n_{out(\kappa-1)} \rangle_{space} \cdot \frac{1}{T} = e \eta \langle n_{out(\kappa)} \rangle_{space} \cdot \frac{1}{T} \\
 &= e \eta \left(Msig_{space} + \sum_{i=1}^K Msp + Msig_{mark} \sum_{i=1}^K Xt_{(i)} \right) \cdot \frac{1}{T} = Isig_{space} + lsp + Ixt_{mark}
 \end{aligned} \tag{4.21}$$

となる。ただし、

$$\begin{aligned}
 Isig_{mark} &= U_K U_{K-1} \cdots U_2 U_1 \frac{\eta e}{h\nu} \frac{2r}{r+1} Pin \\
 Isig_{space} &= U_K U_{K-1} \cdots U_2 U_1 \frac{\eta e}{h\nu} \frac{2}{r+1} Pin \\
 Ixt_{mark} &= Isig_{mark} \sum_{i=1}^K Xt_{(i)} \\
 lsp &= p \frac{M}{T} \sum_{i=1}^K Msp = p \cdot \Delta f \sum_{i=1}^K Msp
 \end{aligned} \tag{4.22}$$

であり、ここで、

$Msig_{mark}$ はマーク信号入力光パワー、

$Msig_{space}$ はスペース信号入力光パワーを示す。また、

Pin は入力信号パワーを、

r は入力光信号の消光比、

$Isig_{mark}$ はマーク電流を

$Isig_{space}$ はスペース側電流

Ixt_{mark} はマーク側漏話電流 (=0)

Ixt_{space} スペース側漏話電流、

$h\nu$ は1光子エネルギー (h : Planck 定数, ν : 信号光の周波数)

p は偏波数、

Δf は光フィルタの帯域幅 ($= \frac{M}{T}$)

を表す。

次に、光子数揺らぎに基づく雑音量を求める。

マーク側雑音電流揺らぎを N_{mark} 、

スペース側雑音電流揺らぎ N_{space}

は以下で与えられる。ただし、

B は光受信器の帯域、

σ_{mark}^2 は信号がマークの時に、観測時間 T 時間内に光受信器が受信する光子数の揺らぎ、

σ_{space}^2 は信号がスペースの時に、 T 時間内に光受信器が受信する光子数の揺らぎを表す。

(4.19)式から

$$\begin{aligned} N_{mark} &= \left(\langle I_{mark} \rangle - \langle I_{mark} \rangle \right)^2 = \left\langle \left(e n_{in(K+1)mark} \cdot \frac{1}{T} - e \langle n_{out(K+1)mark} \rangle \cdot \frac{1}{T} \right)^2 \right\rangle \\ &= \frac{e^2}{T^2} \sigma_{mark}^2 = 2e^2 \sigma_{mark}^2 B \cdot \frac{1}{T} \\ &= 2eB I_{sig_{mark}} + 2e^2 B p \left(\eta^2 \left\{ \sum_{i=1}^K Msp_i \right\}^2 + \eta \sum_{i=1}^K Msp_i \right) \Delta f + 4eB \eta I_{sig_{mark}} \sum_{i=1}^K Msp_i \end{aligned} \quad (4.23)$$

同様に

$$\begin{aligned} N_{space} &= 2e^2 B I_{sig_{space}} + 2eB I_{sig_{mark}} \sum_{i=1}^K X_{t_i} + 2e^2 B p \left(\eta^2 \left\{ \sum_{i=1}^K Msp_i \right\}^2 + \eta \sum_{i=1}^K Msp_i \right) \Delta f \\ &+ 4eB \eta I_{sig_{space}} \sum_{i=1}^K (Msp_i) + 4eB \eta I_{sig_{mark}} \sum_{i=1}^K \left\{ Msp_i \sum_{j=1}^i X_{t_j} \right\} \end{aligned} \quad (4.24)$$

を得る。以上から光受信器への入力光子数分布がガウス分布であることを仮定すれば⁴⁾、(4.20)、(4.21)、(4.23)、(4.24)式より、 Q 値は以下で与えられる⁴⁾。

$$Q = \frac{I_{mark} - I_{space}}{\sqrt{N_{mark} + N_{space}}} = \frac{I_{sig_{mark}} - I_{sig_{space}} - I_{xt_{mark}}}{\sqrt{N_{mark} + N_{space}}} \quad (4.25)$$

これから、符号誤り率 BER は以下で与えられる。

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) = \frac{1}{2} \left(1 - \int_{\frac{Q}{\sqrt{2}}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp(-x^2) dx \right) \quad (4.26)$$

4.3 漏話と信号の相関があるとした場合の評価式の導出

漏話を考慮した場合の平均光子数表式(4.5)、また光子数揺らぎの表式(4.10)は、着目する信号と混入してくる漏話信号と間には何の相関もないものとして導出した。しかし実際の波長毎にスイッチを設けたモデルでは波長がほとんど等しい場合が多く、漏話信号との間に相関のある条件で BER 算出を行う必要がある場合があるので以下にその検討を行う。

即ち、図 4.6 において相関を考慮する場合の課題は出力平均光子数を信号、漏話を一体として扱い、

$$\langle n_{out(i)} \rangle = U_i \langle n_{out(i-1)} + n_{st(i)} \rangle + pM(G_i - 1)n_{sp(i)} \quad (4.27)$$

として表現し、また出力光子数揺らぎを

$$\begin{aligned} \langle n_{out(i)}^2 \rangle - \langle n_{out(i)} \rangle^2 &= U_i \langle n_{out(i-1)} + n_{st(i)} \rangle + pM(G_i - 1)n_{sp(i)} \\ &+ pM \left((G_i - 1)n_{sp(i)} \right)^2 + 2U_i \langle n_{out(i-1)} + n_{st(i)} \rangle (G_i - 1)n_{sp(i)} \\ &+ U_i^2 \left(\langle (n_{out(i-1)} + n_{st(i)})^2 \rangle - \langle n_{out(i-1)} + n_{st(i)} \rangle^2 \right) \end{aligned} \quad (4.28)$$

で与えられるとしたとき、 $\langle n_{out(i)} + n_{st(i)} \rangle$ なる量の平均値、分散の表式を与えることである。

4.3.1 相関を考慮した平均光子数、揺らぎ

n_{st} (漏話源)、 $n_{out(i)}$ (信号) の波長、位相、偏波がほぼ一致している場合について、(4.28)式の過剰雑音項について導出を行う。入力信号の瞬時値を

$$n_{out} = n_{out(i-1)} + \sum_{k=1}^N n_{st(k)} = \left(\hat{E}_s + \sum_{k=1}^N \hat{E}_{st(k)} \right) \left(\hat{E}_s + \sum_{k=1}^N \hat{E}_{st(k)} \right) \quad (4.29)$$

と表す。ただし、従来の表式との関係は

$$\begin{aligned} \hat{E}_s &= \hat{A}_s \exp(-j\omega_s t) & \hat{E}_{x(k)} &= \hat{A}_{x(k)} \exp(-j\omega_{x(k)} t) \\ \langle |\hat{A}_s|^2 \rangle &= \langle n_{out(s)} \rangle & \langle |\hat{A}_{x(k)}|^2 \rangle &= \langle n_{x(k)} \rangle \end{aligned}$$

である。ただし、 N は漏話源の数、 T は1ビットタイム ($=1/(2B)$)、 $h\nu$ は1光子が持つエネルギー、 P_{in} は入力光パワー、を示す。

$$\begin{aligned} \hat{n}_{total} &= \left(\hat{A}_s^* \exp(j\omega_s t) + \sum_{k=1}^N \hat{A}_{x(k)}^* \exp(j\omega_{x(k)} t) \right) \left(\hat{A}_s \exp(-j\omega_s t) + \sum_{k=1}^N \hat{A}_{x(k)} \exp(-j\omega_{x(k)} t) \right) \\ &= |\hat{A}_s|^2 + 2|\hat{A}_s| \sum_{k=1}^N |\hat{A}_{x(k)}| \cos((\omega_s - \omega_{x(k)})t + \theta_{(k)}) + \sum_{k=1}^N |\hat{A}_{x(k)}|^2 \\ &\quad + 2 \sum_{k=1}^N \sum_{l=k+1}^N |\hat{A}_{x(k)}| |\hat{A}_{x(l)}| \cos((\omega_{x(l)} - \omega_{x(k)})t + \theta_{(k,l)}) \end{aligned} \quad (4.30)$$

を得る。ここで、

- $\theta_{(k)}$: 信号と第 k 漏話成分との位相差
- $\theta_{(k,l)}$: 第 k 漏話成分と第 l 漏話成分との位相差
- \hat{A}_s : 信号の複素振幅
- $\hat{A}_{x(k)}$: 第 k 漏話成分の複素振幅
- ω_s : 信号波長の角速度
- $\omega_{x(k)}$: 第 k 漏話成分波長の角速度

を示す。

漏話成分に関して

(1) 波長はすべて同じとする。即ち $\omega_{x(k)} = \omega_{x(l)}$ for all k, l

考えているネットワークを現実的にするためには各端末で独立の光源を持つことは難しいと考えられる。単一の安定光源を作成し、それを各端末の分配し、それを用いて情報を発信する方式がとられると考えられる。従って、光源の周波数は等しいと仮定すべきである。

(2) 各漏話源の位相は全くランダムとする。

光源のスペクトル幅が 1Mhz とすれば、ほぼ $3 \times 10^8 \text{m} / 10^6 \text{Hz} = 300 \text{m}$ がコヒーレンス長となる。実際のネットワークにおいては伝送路長がこの長さ以上の差があると考えられ

る。従って、位相はほぼランダムで均等に分布するとして問題はない。

(3)ファイバー中での波長ドリフトは無いものとする。

(4)漏話信号の偏波はすべて同一と仮定し、最悪値を考える。

上記の条件下で考えると式(4.30)において

$$\begin{aligned} \left\langle \sum_{k=1}^N \cos((\omega_s - \omega_{xt(k)})t + \theta_k) \right\rangle &= 0 \\ \left\langle \sum_{k=1}^N \sum_{l=k+1}^N \cos((\omega_{xt(k)} - \omega_{xt(l)})t + \theta_{(k,l)}) \right\rangle &= 0 \end{aligned} \quad (4.31)$$

と仮定し得る。その場合に、式(4)は光子平均を取ると

$$\langle n_{total} \rangle = \left\langle \left| \dot{A}_s \right|^2 + 2 \left| \dot{A}_s \right| \sum_{k=1}^N \left| \dot{A}_{xt(k)} \right| \cos(\theta_{(k)}) + \sum_{k=1}^N \left| \dot{A}_{xt(k)} \right|^2 \right\rangle$$

$$+ 2 \sum_{k=1}^N \sum_{l=\{1, \dots, k\}} \left| \dot{A}_{xt(k)} \right| \left| \dot{A}_{xt(l)} \right| \cos(\theta_{(k,l)}) \quad (4.32)$$

$$= \left\langle \left| \dot{A}_s \right|^2 \right\rangle + N \left\langle \left| \dot{A}_{xt(k)} \right|^2 \right\rangle = \langle n_{out(l-1)} \rangle + N \langle n_{xt} \rangle$$

となる。ただし

$$\left\langle \left| \dot{A}_{xt} \right|^2 \right\rangle = \left\langle \left| \dot{A}_{xt(1)} \right|^2 \right\rangle = \left\langle \left| \dot{A}_{xt(2)} \right|^2 \right\rangle = \dots = \left\langle \left| \dot{A}_{xt(N)} \right|^2 \right\rangle = \langle n_{xt} \rangle \quad (4.33)$$

としている。これは、コヒーレント雑音を考慮しない場合（漏話と信号の間に相関のない場合）と同一になる。

この条件で光子数揺らぎを求めると、平均値からの差分は

$$\begin{aligned} \Delta n_{total} = n_{total} - \langle n_{total} \rangle &= \left| \dot{A}_s \right|^2 - \left\langle \left| \dot{A}_s \right|^2 \right\rangle + \sum_{k=1}^N \left(\left| \dot{A}_{xt(k)} \right|^2 - \left\langle \left| \dot{A}_{xt(k)} \right|^2 \right\rangle \right) \\ &+ 2 \left(\left| \dot{A}_s \right| \sum_{k=1}^N \left| \dot{A}_{xt(k)} \right| \cos(\theta_k) \right) + 2 \left(\sum_{k=1}^N \sum_{l=k+1}^N \left| \dot{A}_{xt(k)} \right| \left| \dot{A}_{xt(l)} \right| \cos(\theta_{(k,l)}) \right) \end{aligned} \quad (4.34)$$

であるから

$$\Delta a_{s-st} = 2 \left| A_s \sum_{k=1}^N \dot{A}_{st(k)} \right| \cos(\theta_k) \quad (4.35)$$

$$\Delta b_{st-st} = 2 \sum_{k=1}^N \sum_{l=k+1}^N \dot{A}_{st(k)} \dot{A}_{st(l)} \cos(\theta_{(k,l)})$$

とすれば、

$$\begin{aligned} \langle (\Delta n_{total})^2 \rangle &= \langle (n_{total} - \langle n_{total} \rangle)^2 \rangle \\ &= \langle (\Delta n_{out(i-1)})^2 \rangle + \sum_{k=1}^N \langle (\Delta n_{st(k)})^2 \rangle + \langle (\Delta a_{s-st})^2 \rangle + \langle (\Delta b_{st-st})^2 \rangle \end{aligned} \quad (4.36)$$

となるので、

$$\begin{aligned} \langle (\Delta a_{s-st})^2 \rangle &= \left\langle 4 \left(\dot{A}_s \sum_{k=1}^N \dot{A}_{st(k)} \cos(\theta_k) \right)^2 \right\rangle \\ &= 4 \langle n_{out(i-1)} \rangle \langle n_{st} \rangle \left\langle \sum_{k=1}^N \frac{1 + \cos 2(\theta_k)}{2} \right\rangle = 2N \langle n_{out(i-1)} \rangle \langle n_{st} \rangle \end{aligned} \quad (4.37)$$

$$\begin{aligned} \langle (\Delta b_{st-st})^2 \rangle &= \left\langle 4 \left(\sum_{k=1}^N \sum_{l=k+1}^N \dot{A}_{st(k)} \dot{A}_{st(l)} \cos(\theta_{(k,l)}) \right)^2 \right\rangle \\ &= 4 \langle n_{st} \rangle^2 \left\langle \sum_{k=1}^N \sum_{l=k+1}^N \cos^2(\theta_{(k,l)}) \right\rangle = N(N-1) \langle n_{st} \rangle^2 \end{aligned} \quad (4.38)$$

である。従って(4.36)、(4.37)、(4.38)式から、掃らぎは

$$\begin{aligned} \langle (\Delta \bar{n}_{total})^2 \rangle &= \langle (n_{total} - \langle n_{total} \rangle)^2 \rangle \\ &= \langle (\Delta n_{out(i-1)})^2 \rangle + N \langle (\Delta n_{st})^2 \rangle + 2N \langle n_{out(i-1)} \rangle \langle n_{st(i)} \rangle + N(N-1) \langle n_{st(i)} \rangle^2 \end{aligned} \quad (4.39)$$

となり、従って(4.28)式における過剰雑音項は

$$\begin{aligned} &\left\langle (n_{out(i-1)} + n_{st}) - \langle n_{out(i-1)} + n_{st} \rangle \right\rangle^2 - \langle n_{out(i-1)} + n_{st} \rangle = \langle (\Delta n_{total})^2 \rangle - \langle n_{total} \rangle \\ &= \langle (\Delta n_{out(i-1)})^2 \rangle - \langle n_{out(i-1)} \rangle + N \langle (\Delta n_{st})^2 \rangle - N \langle n_{st} \rangle \\ &+ 2N \langle n_{out(i-1)} \rangle \langle n_{st} \rangle + N(N-1) \langle n_{st} \rangle^2 \end{aligned} \quad (4.40)$$

と表すことが出来る。

第1項：セクション出力の過剰雑音

第2項：混入する漏話の過剰雑音

第3項：漏話と信号のビート雑音

第4項：漏話相互のビート雑音

となる。従来の扱いに対して、3項、4項が新たに加わることとなる。

4.3.2 K段接続後の平均光子数、及び揺らぎ

平均光子数については、(4.33)式から相関を考慮しない場合と等しい。

揺らぎは、(4.28)、(4.40)式から

$$\begin{aligned} \langle n_{out(i)}^2 \rangle - \langle n_{out(i)} \rangle^2 &= U_i \langle n_{out(i-1)} + n_{st(i)} \rangle + pM(G_i - 1)n_{sp(i)} \\ &+ pM((G_i - 1)n_{sp(i)})^2 + 2U_i \langle n_{out(i-1)} + n_{st(i)} \rangle (G_i - 1)n_{sp(i)} \\ &+ U_i^2 \left(\langle (\Delta n_{out(i-1)})^2 \rangle - \langle n_{out(i-1)} \rangle + N \langle (\Delta n_{st})^2 \rangle - N \langle n_{st} \rangle \right) \\ &+ 2N \langle n_{out(i-1)} \rangle \langle n_{st} \rangle + N(N-1) \langle n_{st} \rangle^2 \end{aligned} \quad (4.41)$$

が得られる。ここで各セクションでの漏話量はまとめて

$$N \langle n_{st(i)} \rangle \rightarrow \langle n_{st(i)} \rangle \quad N(N-1) \langle n_{st(i)} \rangle^2 \rightarrow \langle n_{st(i)} \rangle^2 \quad (4.42)$$

として考える。また

$$\langle n_{out(i)} \rangle = U_i \langle n_{out(i-1)} \rangle + U_i \langle n_{st(i)} \rangle + pM(G_i - 1)n_{sp(i)} \quad (4.43)$$

であることから、(4.41)式より、第*i*段目に関して

$$\begin{aligned} \langle n_{out(i)}^2 \rangle - \langle n_{out(i)} \rangle^2 - \langle n_{out(i)} \rangle &- U_i^2 \left(\langle n_{out(i-1)}^2 \rangle - \langle n_{out(i-1)} \rangle^2 - \langle n_{out(i-1)} \rangle \right) \\ &= pM((G_i - 1)n_{sp(i)})^2 + 2U_i \langle n_{out(i-1)} + n_{st(i)} \rangle (G_i - 1)n_{sp(i)} \\ &+ U_i^2 2 \langle n_{out(i-1)} \rangle \langle n_{st(i)} \rangle + U_i^2 \langle n_{st(i)} \rangle^2 \end{aligned} \quad (4.44)$$

なる漸化式が得られる。これからK段連続接続後の光子数揺らぎは

$$\begin{aligned}
& \langle n_{out(K)}^2 \rangle - \langle n_{out(K)} \rangle^2 \\
&= \langle n_{out(K)} \rangle + pM \sum_{i=1}^K (U_i \cdots U_{i+1} (G_i - 1) n_{sp(i)}) \\
&+ 2 \sum_{i=1}^K U_i \cdots U_{i+1} U_i \langle n_{out(i-1)} \rangle U_i \cdots U_{i+1} (G_i - 1) n_{sp(i)} \\
&+ 2 \sum_{i=1}^K U_i \cdots U_{i+1} U_i \langle n_{in(i)} \rangle U_i \cdots U_{i+1} (G_i - 1) n_{sp(i)} \\
&+ 2 \sum_{i=1}^K \{ U_i \cdots U_{i+1} U_i \langle n_{out(i-1)} \rangle \} \{ U_i \cdots U_{i+1} U_i \langle n_{in(i)} \rangle \}
\end{aligned} \tag{4.45}$$

となる。一方、(4.43)式から

$$\langle n_{out(i)} \rangle = U_i \cdots U_2 U_1 \langle n_{out(0)} \rangle + \sum_{j=1}^i U_i \cdots U_{j+1} U_j \langle n_{in(j)} \rangle + \sum_{j=1}^i U_i \cdots U_{j+1} pM (G_j - 1) n_{sp(j)} \tag{4.46}$$

となる。これからコヒーレント雑音を考慮した光子数のバラツキは

$$\begin{aligned}
& \langle n_{out(K)}^2 \rangle - \langle n_{out(K)} \rangle^2 \\
&= M \text{sig} + \sum_{i=1}^K M \text{x}t_i + pM \sum_{i=1}^K M \text{s}p_i + pM \sum_{i=1}^K (M \text{s}p_i)^2 + 2M \text{sig} \sum_{i=1}^K M \text{s}p_i \\
&+ 2 \sum_{i=1}^K M \text{s}p_i \sum_{j=1}^{i-1} M \text{x}t_j + 2 \sum_{i=1}^K M \text{s}p_i \sum_{j=1}^{i-1} M \text{s}p_j + 2 \sum_{i=1}^K M \text{x}t_i M \text{s}p_i \\
&+ 2M \text{sig} \sum_{i=1}^K M \text{x}t_i + 2 \sum_{i=1}^K M \text{x}t_i \sum_{j=1}^{i-1} M \text{x}t_j + 2 \sum_{i=1}^K M \text{x}t_i \sum_{j=1}^{i-1} M \text{s}p_j + \sum_{i=1}^K (M \text{x}t_i)^2 \\
&= M \text{sig} + \sum_{i=1}^K M \text{x}t_i + pM \sum_{i=1}^K M \text{s}p_i + 2M \text{sig} \left(\sum_{i=1}^K M \text{s}p_i + \sum_{i=1}^K M \text{x}t_i \right) \\
&+ pM \left(\sum_{i=1}^K M \text{s}p_i \right)^2 + 2 \left(\sum_{i=1}^K M \text{x}t_i \right) \left(\sum_{i=1}^K M \text{s}p_i \right) + \left(\sum_{i=1}^K M \text{x}t_i \right)^2
\end{aligned} \tag{4.47}$$

が得られる。信号との漏話とのビートの発生、ASE と漏話とのビートの増加、漏話相互のビートの発生部分が加わって、ASE に関してと同様な表式となっている。

4.3.3 誤り率

4.2.2 節での誤り率算定と同様の条件としたとき、信号電流のマーク成分、スペース成分は変化無い。従って(4.21)、(4.22)式は不変である。また、マーク側には漏話が乗らないの

で N_{mark} も不変であり、(4.23)式も不変である。

N_{space} については、漏話の関する表式が変わったため

$$\begin{aligned}
 N_{space} = & 2e^2 B I_{sig_{space}} + 2e B I_{sig_{mark}} \sum_{i=1}^K X_i + 2e^2 B p \left\{ \left(\eta \sum_{i=1}^K Msp_i \right)^2 + \eta \sum_{i=1}^K Msp_i \right\} \Delta f \\
 & + 4e B I_{sig_{space}} \left(\eta \sum_{i=1}^K Msp_i + I_{sig_{mark}} \sum_{i=1}^K X_i \right) + 4e B \left\{ I_{sig_{mark}} \sum_{i=1}^K X_i \right\} \left\{ \eta \sum_{i=1}^K Msp_i \right\} \quad (4.48) \\
 & + 4e B \left(\eta \sum_{i=1}^K (Msp_i) + I_{sig_{mark}} \sum_{i=1}^K X_i \right) + 4e B \left(I_{sig_{mark}} \sum_{i=1}^K X_i \right)^2
 \end{aligned}$$

と変更しなければならない。

4.4 まとめ

呼が発生した都度、網のリソースとしての波長を動的に割り当てるフォトニックネットワーク WAPS の適用領域を伝送特性上から評価するための評価式の導出を行った。それはロスを完全に補償するが、信号が他から漏れ込んでくる漏話と、光AMPで生じるASE雑音が蓄積されるとしてセクションを定義し、その多段接続として系を記述する評価式を導出した。

実際のシステムの評価計算に当たっては下記事項を考慮しつつ評価を行う必要がある。

1) 光受信器における最小受光感度、タイミングジッタ、閾値変動、熱雑音

タイミングについては最適なタイミングで判別するとして計算している。また閾値の変動も考慮していない。熱雑音については大きくないものとして計算には算入していない。

2) ファイバー伝送路における伝送波形歪み

ファイバー伝送路は、よく知られているように波長分散特性を持ち、また非線形特性を持っている。これらにより波形歪みが発生し、隣接チャネルに影響し、SN、Q 値を劣化させる。これはアイバナルティとして評価できると思われる。

3) 漏話量のバラツキ

ノードにおける通路路内での漏話については、スイッチ内でのパスによる漏話バラツキ、波長による変動が存在するとともに、波長 Mux/Demux を用いる場合には、それらについての漏話変動についても考慮する必要がある。これはある程度 U_i パラメータにより計算に

載せることが出来ると考えられる

4) ファイバー増幅器の入力変動による利得変動

光アンプでの平均エネルギー揺らぎによる他波長信号の漏れ込み等がある。このために利得の変動抑圧技術を要するが、それでも補償しきれないものは1種の漏話として考えなければならない。この種対策については種々検討がなされている⁽⁴⁻¹⁰⁾。

5) ファイバー増幅器の利得飽和

増幅器が飽和しない領域で用いることが必要である。そのためには各波長が最大パワーの時に増幅器が飽和しないようパワーの設計を考えなければならない。

一般的に光増幅器への全入力パワーは増幅器の出力の飽和を起こさない範囲の入力で行なければならない。入力の波長数を w 、増幅器の飽和出力パワーを p_{out_max} 、また増幅器の最小受光感度 p_{in_min} とした時、許容される波長当たりの光増幅器の出力、あるいは1つの波長の光送信機の許容出力 p_{out} の範囲は

$$\frac{p_{in_min}}{L} \leq p_{out} \leq \frac{p_{out_max}}{w} \quad (4.49)$$

で与えられる。ここで L はファイバー、あるいはスイッチでの損失、 w は波長数である。例えばここで

$$L = \frac{1}{100} = -20\text{dB} \quad w = 100 = 20\text{dB} \quad p_{out_max} = 15\text{dBm} \quad p_{in_min} = -35\text{dBm}$$

とすれば、

$$-15\text{dBm} \leq p_{out} \leq -5\text{dBm}$$

となり、波長数の増大と共に波長当たりの出力を減少させる必要がある。

「参考文献」

- 4-1) K. Kikuchi: 「Theory of Noise in Optical Amplifier」 Fiber and Integrated Optics, Volume 12, pp369-380, 1993
- 4-2) 石尾秀樹、中川清司、中沢正隆、相田一夫、萩本和男、「光増幅器とその応用」オーム社、1992
- 4-3) 菊池和朗、「光ファイバ通信の基礎」昭晃堂 1997年
- 4-4) S. Yamashita and T. Okoshi, 「Analysis of Optical Fiber Communications Systems

with Optical Amplifiers] IEICE Technical Report, OCS90-20, 1990

4-5) S. B. Alexander: [Optical Communication Receiver Design] SPIE Tutorial Texts in Optical Engineering, Vol.TT22, 1997

4-6) E. L. Goldstein, L. Eskildsen, and A. F. Elrefaie, [Performance Implications of Component Crosstalk in Transparent Lightwave Network] IEEE PTL, Vol.6, No.5, May 1994, pp657-660

4-7) J. Zhou, R. Cadeddu, E. Casaccia, C. Cavazzoni and M.J. O'Mahony, [Cosstalk in Multiwavelength Optical Cross-Connect Networks], IEEE J. Lightwave Technology, Vol.14, No.6, June 1996, pp1423-1435

4-8) M.J. Yadlowsky, and V.L. da Silva, [Experimental comparison of the Effect of Discrete and Distributed Path Inband Crosstalk on System Performance: Application to Predicting System Performance Penalties] J. Lightwave Technology, Vol.16, No.10, Oct. 1998, pp.1813-1821

4-9) H. Takahashi, K. Oda, and H. Toba, [Impact of Crosstalk in an Arrayed-Waveguide Multiplexer on NxN Optical Interconnection] IEEE J. Lightwave Technology, Vol.14, No.6, June 1996, pp.1097-1105

4-10) K. Motoshima, K. Shimizu, K. Takano, T. Mizuochi, T. Kitayama, and K. Ito, [Automatic Gain Control of Erbium-doped Fiber Amplifiers for WDM Transmission Systems] IEICE Trans. Commun., Vol. E80-B, No.9, September 1997

第5章 光ノード構成法

本章では既に導出された WAPS におけるビットエラーレートによる評価式に基づいて、ネットワーク、特にノード構成に関する検討を行う。

5.1 検討対象とするネットワーク構成

WAPS は波長毎に全く同一、かつ独立なサブネットワークを持ち、端末は任意にサブネットワークを選んで通信を実行する波長多重技術による光ネットワークである。

本章では実現性の議論をすることに主眼を置き、検討の対象とするネットワーク構成を仮定して議論を進める。ネットワーク規模として現在の日本の通信ネットワーク（広がり南北 2000Km、端末数 5000 万規模）を想定し、本提案の WAPN を適用した場合の実現性について検討する。

想定するネットワークの構成を図 5.1 に示す。2 階層構成とし、A レイヤはメッシュに回線を張ることとし、B レイヤでは回線設定はスター構成とし、A レイヤを 10 局（これは各地方に 1 局に相当）、B レイヤを 50 局構成（これは各県 1 局の規模に相当する）とする。5000 万端末を想定し、端末が均等に分布するとした場合、B レイヤにおいては 1 局

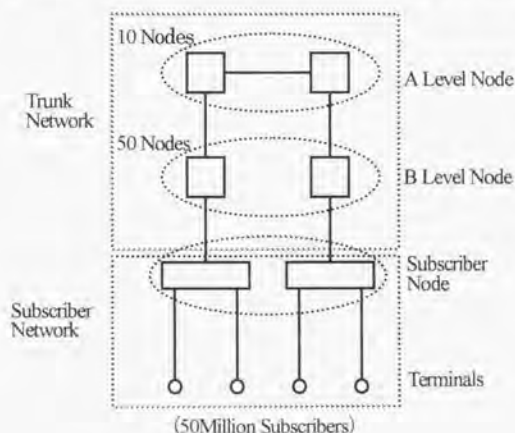


図 5.1. ネットワーク階層モデル

当たりの収容端末数は、100万端末となり、Aレイヤの局当たりの収容数は500万端末となる。

これを評価対象モデルとして考えると加入者系構成の方法によって想定される評価モデルが異なる。既に述べたとおり加入者系構成法としてはSw、Bsタイプが存在しているので

- (1) Sw型加入者系を持ったタイプ1モデル、
- (2) Bs型加入者系を構成したタイプ2モデル

の2つのタイプに分けてそれぞれ評価を行う。各モデルでは最悪値を考慮した場合、4段のノードを経過するとしたモデルとなる。

5.2 タイプ1モデルの評価

5.2.1 対象とするモデル及びQ値

タイプ1におけるWAPN評価モデルを図5.2に示す。1つの波長に着目し、評価対象を加入者系のスイッチの出口から通信相手の加入者系のスイッチ入り口までとする。波長多重分離(WDM Mux、WDM Demux)はAWGの様な固定波長対応のものでよい。以下の条件で、タイプ1における1つのスイッチノードの全損失、全漏話量の関係を求める。条件1)

各ノードセクションは伝送特性上全て同一とする。すなわち各ノードにおける漏話 n_{xi} 、ノード内損失 L_{ni} 、自然放出係数 n_{qi} 、利得 G_i について(ただし、 i はスイッチに関する全て)以下とする。

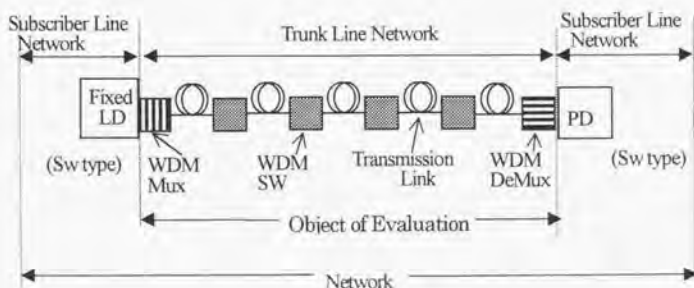


図 5.2. タイプ1評価モデル

$$nxt_i = nxt_{sav}, L_i = L_{sav}, G_i = G_{sav}, n_{qi} = n_{qsav} \quad (5.1)$$

条件2)

各伝送セクションは伝送特性上全て同一とする。すなわち各伝送路における漏話 nxt_i 、ノード内損失 L_i 、自然放出係数 n_{qi} 、利得 G_i について (ただし、 i は伝送路に関する全て) 以下とする。

$$nxt_i = nxt_{tr}, L_i = L_{tr}, G_i = G_{tr}, n_{qi} = n_{qtr} \quad (5.2)$$

条件3)

損失は全てファイバーアンプの利得で補償する場合と、5%の補償残がある場合を考慮する。すなわち

$$G_{sav}L_{sav}=1 \text{ 及び } 0.95 \quad G_{tr}L_{tr}=1 \text{ 及び } 0.95 \quad (5.3)$$

条件4)

ファイバー伝送路セクションでは漏話は無いものとし、スイッチの部分でのみ生じる。また光ファイバーアンプでの他波長からの漏話もないとする。すなわち、

$$nxt_{tr}=0 \quad (5.4)$$

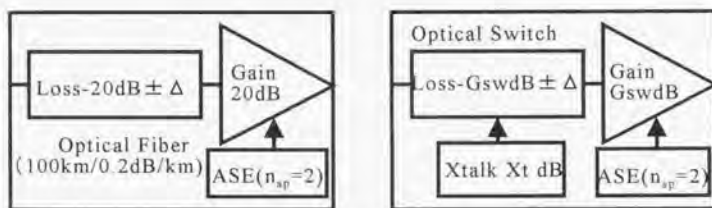
条件5)

考えるべき4段の縦続接続されたノードは、伝送路の中に等間隔に存在するものとする。これは、混入した漏話と各伝送セクション ASE とのビート雑音の総量が、ノードの位置によって変わるためであり、簡単化のためこの条件で考える。

5.2.2 パラメータ値

表 5.1 タイプ1パラメータ値

NRZ bitrate of signal carried: B (Mb/s)	250
On-off Ratio of input signal: r (dB)	13
Spontaneous Emission Coefficient n_{sp}, n_{sp}	2.0
No. of Switching node: K_{sw}	4
Gain of Transmission line section: G_r (dB)	20
No. of Transmission line section: K_r	20
Optical Filter Bandwidth: Δf (nm)	0.1
Optical Frequency: ν (nm)	1558



Optical Transmission Line Section

Optical Switch Section

NRZ Code, $B=250$ Mb/s, $r=13$ dB, $\Delta f=0.1$ nm, $\nu=1558$ nm



Section Cascade Configuration

図 5.3 評価上前提としたパラメータ値とセクション接続構成

全伝送路セクション数を K_r 、全ノード数を K_{sw} 、として想定したパラメータ値を表 5.1 に示す。また、

$$G_r=20\text{dB}, K_r=20 \quad (5.5)$$

とする。ファイバーの損失を 0.2dB/km とすれば、ファイバーアンプの設置間隔が 100km、全伝送距離が 2000km に相当する。これらの関係を図 5.3 に示している。図 5.3 で示す

スイッチノードにおける漏話量 X_{tdB} 、スイッチノードにおける損失 G_{sw} の関係を求めていくことが課題である。

以上の値によるタイプ1モデルにおけるQ値を $U_f=1.0$ の場合について図 5.4 に入力光パワー $P_{in}=-8,-10,-12\text{dBm}$ 、漏話減衰量 $nxt_{sw}=-15,-20,-25\text{dB}$ の場合の1ノードの持つ損失とQ値の関係を示している。、 $U_f=0.95$ の場合について図 5.5 に示す。また、 $Q=6.0$ とした場合のスイッチノード漏話量 (X_t) とスイッチの損失 (L) の関係を図 5.6 に示す。さらには、図 5.7 では、損失の変動を1セクション当たり5%としたときの $Q \geq 6$ 、かつ $P_{in} \geq -12\text{dBm}$ となる許容ビットレートと損失の関係を求めた。図 5.4~図 5.7 では、漏話に関しては信号との相関なし、として導いた式を用いている。相関ありの場合のノード損失とQ値との関係を図 5.8 に示す。図 5.9 では、漏話量を -50dB 、 -30dB 、 -20dB の場合についてノードの損失とネットワーク全体で許容される最大情報ビットレートとの関係を $\Delta=0.95$ 、 $\Delta=1.0$ の場合に対して示している。図 5.10 では特にノード損失の大きい場合について詳細に示している。図 5.11 ではQ値を固定した場合の漏話、損失の関係、図 5.12 では入力パワーとQ値との関係を示している。

5.2.3 得られた結果についての考察

以上の計算により得られた結果は以下の通りである。

- (1) 図5.4からスイッチ損失の変化に対してQ値の変化が極めて敏感でありロスの変動については充分小さくしなければならない。スイッチ損失はスイッチの内部でもバラつくので注意が必要である。また、全てのセクションで5%の損失変動がすべてマイナス側になったとすると図5.5からスイッチノードのロスを25dBとしても入力パワーは10dBm必要となる。図5.8(2)で示すようにコヒーレント雑音モデルでのQ値 ($\Delta=0.95$) においては、図5.4で情報ビットレート($2B$)=500Mb/s、漏話については15dB~-25dBの条件下であったが、同一条件では $\Delta=1.0$ 時でも要求を満足できず(図5.8(1))、ビットレート $2B=100\text{Mb/s}$ 、漏話-30dB~-50dBで漸く許容できる条件となるものの、ノードの損失は30dB~35dBが許容される。
- (2) Q値、ビットレートを一定にした損失と漏話の関係では、漏話が小さくなるとノードの損失許容値はある値に漸近し、損失が小さくなると許容の漏話減衰量がある値に漸近する。即ち、損失はある値以上では系は成り立たない。漏話が下がっても損失の条件はそれほど緩和されない。その理由は、ある程度の損失以上は、ASE雑音リミットになるためである。

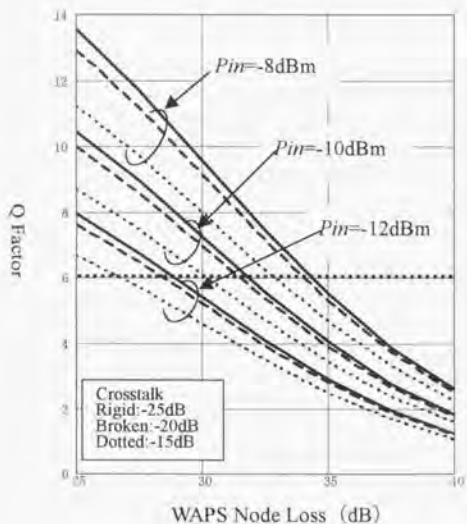


図5.4 タイプ1モデルでのQ値
 $(\Delta=1)$
 情報ビットレート
 $(2B)=500\text{Mb/s}$

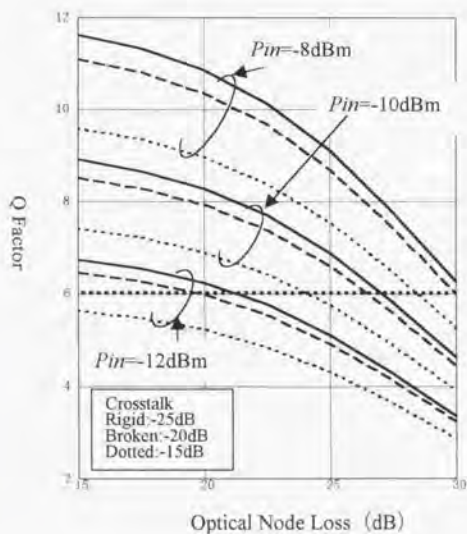


図5.5 タイプ1モデルでのQ値
 $(\Delta=0.95)$
 (情報ビットレート $(2B)=500\text{Mb/s}$)
 $P_{in} = 10\text{dBm}$ 以上、 X_t は
 20dB 以上なければ要求Q値
 は満足されない。

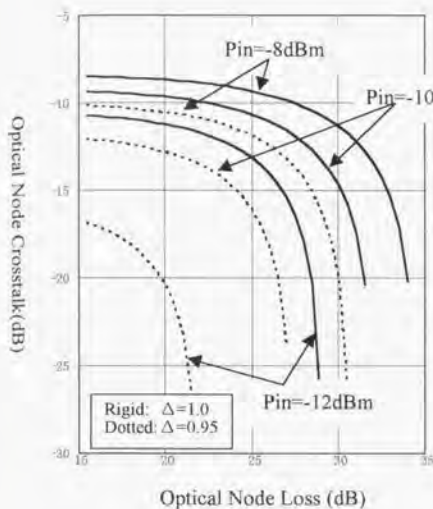


図5.6 $Q=6.0$ とした場合のXt vs. Loss
(Type1モデル, $2B=500\text{Mb/s}$)

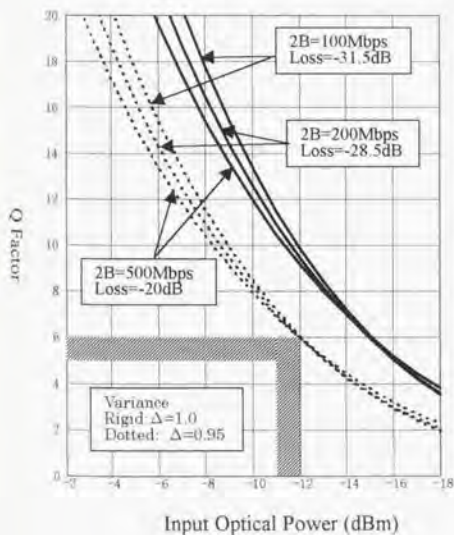


図5.7 Type 1 におけるLoss変動
(5%を仮定)によるパワーペナルティ
光ノードの漏話減衰量=-20dB
最悪入力光パワー=-12dBm、 $Q=6$
を満たす光ノード損失(dB)

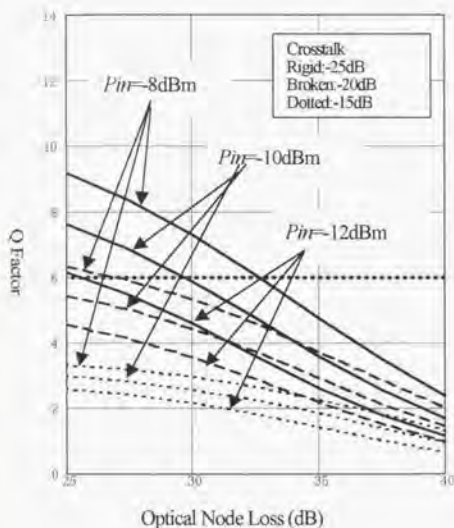


図5.8(1) タイプ1コヒーレント雑音モデルでのQ値 ($\Delta=1$)
 情報ビットレート (2B)
 = 500Mb/s

図5.4と同一条件。
 この条件では、成立しない。

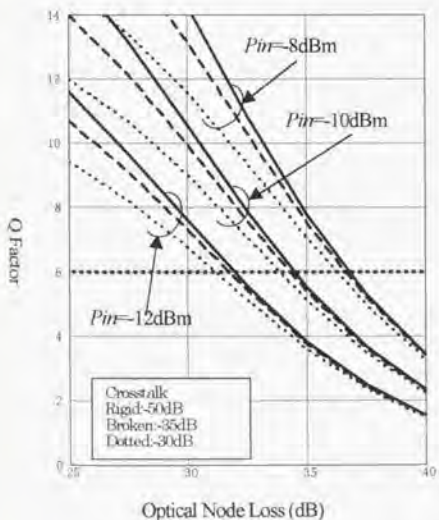


図5.8(2) タイプ1コヒーレント雑音モデルでのQ値 ($\Delta=0.95$)
 図5.4では 情報ビットレート(2B)=500Mb/s、漏話については-15dB~25dBで算出したが、コヒーレントの場合にはビットレート2B=100Mb/s、漏話-30dB~50dBで算出し、ノードロス30dB~35dBが許容される。

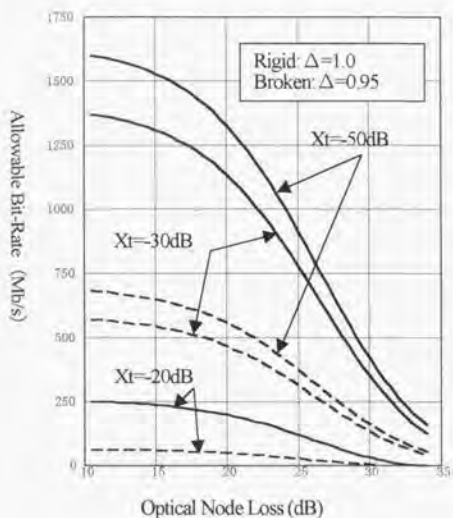


図 5.9 ノード損失と許容情報レート
($P_{in}=12\text{dBm}$)

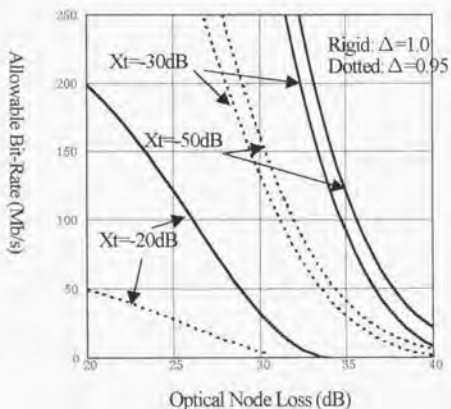


図 5.10 ノード損失と許容情報レート
(図 5.9 の詳細化)
($P_{in}=12\text{dBm}$)

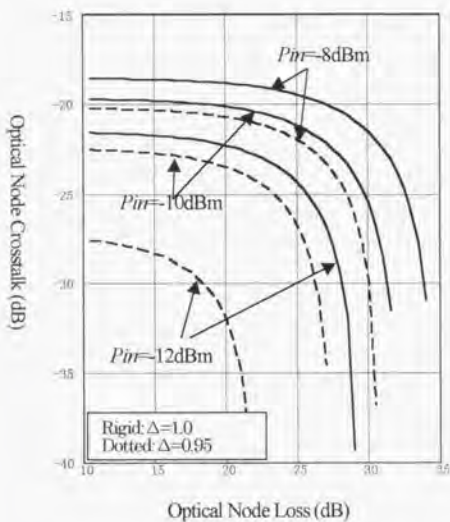


図 5.11 Q値=6を満たすノードの損失と漏話の関係 (コヒーレント雑音考慮した場合)
 (2B=500、破線 $\Delta=0.95$ 、
 実線 $\Delta=1.0$)

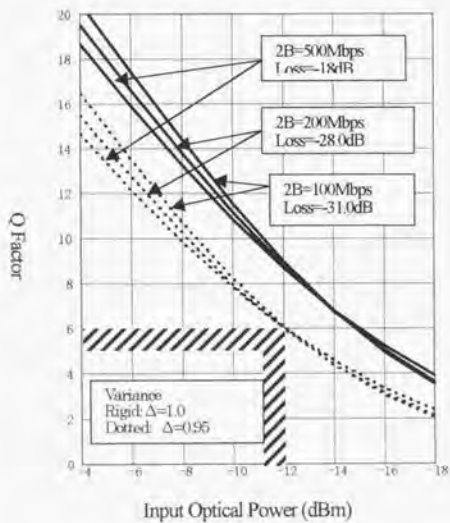


図 5.12 入力パワーとQ値の関係
 (漏話減衰量=-30dB)

従って、図 5.6 (インコヒーレント)、図 5.11 (コヒーレント) のビットレート同一条件下で比較した結果のように、漏話条件が約 10dB コヒーレント時に厳しくなるが、ノードの損失に対する要求に変化はない。

(3) 5%バラツクとした結果はかなり厳しい条件となる。全てのアンプが伝送路、スイッチで生じる損失を 5% (約 0.5dB の残留損) 補償しきれない、という仮定である。対象とする 24 セクションがすべて補償されないケースがどの程度あるかによるが、特に入力パワーが少ないときの影響が大きい。図 5.11 においては、0.5dB の残留損を許す場合、ノードの損失改善 7~8dB 程度を要求しており、図 5.10 においても 0.5dB の残留損を許す場合、同一ビットレートを実現するためには損失の改善 7~8dB が必要になる。この値を極力小さくすることが重要である。

(4) ネットワークの伝送可能なビットレートもノード損失に対して極めて敏感であり (図 5.9、図 5.10)、特に漏話が小さく (-50dB)、損失が 20dB~30dB 付近では極めて敏感である。このあたりは使用時には注意が必要と考えられるが、漏話を 30dB-50dB とすることが可能で、かつ損失を 20dB-30dB とできるのであれば、何とか 500Mb/s を通すことは可能と思われる。

(5) 図 5.12 からも分かるが、 $Q=6$ 、 $P_{in}=12dBm$ 、漏話減衰量=30dB、且つ 5%の残留損があるとしたとき、500Mb/s を伝送するためには、ノードの損失は 18dB 以下、200Mb/s を伝送するためには、ノードの損失は 28dB 以下、100Mb/s の場合には 31dB のノード損失が許容できる。この値はそれほど厳しいとは考えられない。残留損があるためのパワーペナルティは全ての場合、約 3dB でありかなり大きい。

以上より、 $BER=10^{-9}$ の時 (これは Q 値=6) としたとき、ノード当たりの漏話減衰量 30dB~50dB、ノード当たりの損失 25dB~30dB の場合に 200Mb/s のエンドエンドの情報運ぶことが可能となる。この条件下で実現可能なノード構成を以下に検討する。

5.3 ノード構成

5.3.1 トラフィック交流上の仮定

トラフィック交流については計算上の仮定を図 5.13 に示す。計算を単純化するため、全

でのトラフィックフローは同一とし、B ノードからのトラフィックの $c\%$ が A ノードに行くものとする。また、A ノードからの全トラフィックは全ての A ノードに均等に分散されるものとする。この条件から、B ノードの全トラフィック量 N_B 及び A ノードの全中継呼量 M_B は以下で与えられる。

$$\frac{1}{\sqrt{B}} \text{erf} M_B = \frac{N \cdot b}{Mn \cdot w} \cdot \frac{c}{100} \text{erf} \quad (5.6)$$

ただし、

- N ネットワーク全体の加入者数、
- Mn Aノード数、
- S : B ノード数、
- c B ノードの出トラフィック(=入りトラフィック)、
- b 加入者当たりの呼量

を表す。

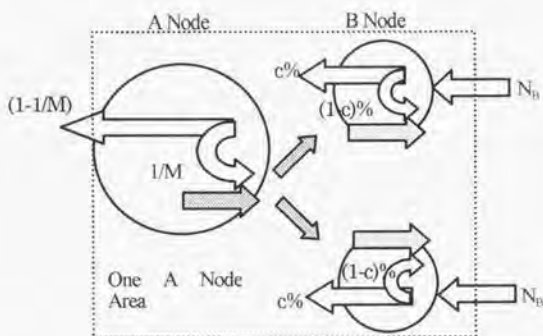


図 5.13 トラフィック交流上の仮定

5.3.2 チャンネル整合法及び呼損率

従来のネットワークにおいては通話路のブロック率は 0.001 以下であり、特に大容量の通話路をこのブロック率で実現することは難しい。しかし、WAPN においては各サブネットワークは全く独立であり(相互接続が一切無い)、設計対象となる通話路容量は $1/w$ に減少する。従っ

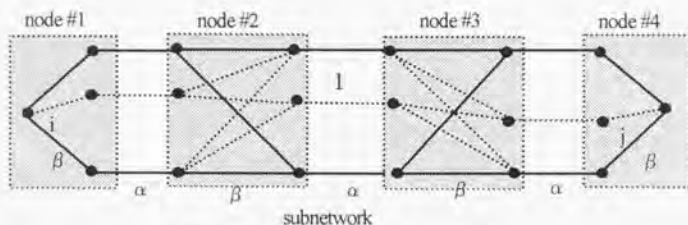


図 5.14(1). エンドエンドチャンネル整合

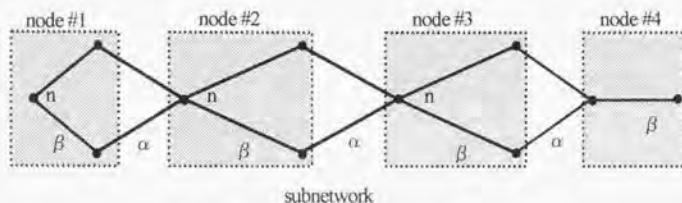


図 5.14(2). リンクバイリンク整合

で小容量通話路と見なし、設計ができる。

WAPN は、ネットワーク全体のチャンネルグラフが並列形式であり、まず、各サブネットワーク内でのリンク整合をとり、その後、アイドルなパスを有するサブネットワークの中で1つ、通話に供給するパスを選択する手順が必要である。サブネットワークにおけるパス探索は、リンクバイリンクで行うと、一般にブロック率が高くなり通話路を大規模にすることが必要になる。そのため、エンドエンドでサブネットワーク内のリンク整合を実施し、それを緩和することが望ましい。WAPN においては、全てのリソースの一括管理をするため制御が複雑になる欠点はあるが、エンドエンドチャンネル整合方式とする。

ノードを4段直列に接続した場合のエンドエンドチャンネル整合法によるチャンネルグラフは図 5.14(1)となる。呼損率を $p_{E-E}(n)$ とすると、以下で与えられる。

$$p_{E-E}(n) = \sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^n \sum_{k=0}^n \left\{ C_i^n C_j^n C_k^n \alpha^{n-i} (1-\alpha)^i \gamma^{n-j} (1-\gamma)^j \cdot \gamma^{n-k} (1-\gamma)^k (\beta^{n+i} + \beta^{n+j} - \beta^{(i+j)n}) \right\} \quad (5.7)$$

また、参考に図5.14(2)にリンクバイリンクの場合のチャネルグラフを示し、その場合のブ
ロック率を $p_{L-L}(n)$ とすれば

$$p_{L-L}(n) = 1 - (1 - \gamma^n)^n (1 - \beta) \quad (5.8)$$

で与えられる。ただし、双方の式とも、各サブネットワークの対応する方路への出線数 n 、
スイッチングノードにおける入線と出線間の等価的な使用率 β 、は伝送リンクの使用率 α
とし、また γ は伝送路とノードを1本のリンクと見た等価リンク能力率として以下で与えら
れる。

$$\gamma = 1 - (1 - \alpha)(1 - \beta) \quad (5.9)$$

以上から、WAPS ネットワーク全体のエンドエンド呼損率 BL_{EE} 、リンクバイリンク呼損
率 BL_{L-L} は以下で与えられる (w は波長数)。

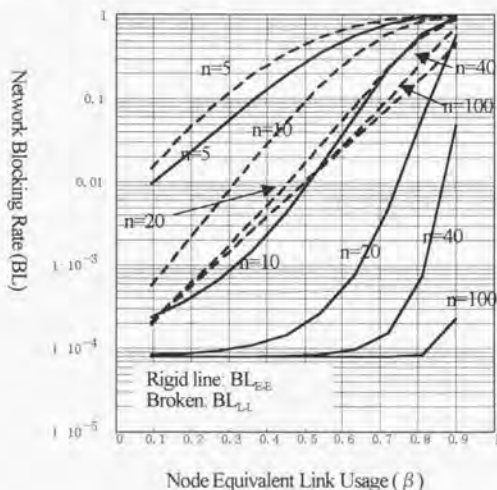


図5.15. WAPS ネットワーク呼損率

$$\begin{aligned}
 BL_{E-E} &= \left\{ 1 - (1-\alpha)^2 (1 - p_{E-E}(n)) \right\}^t \\
 BL_{L-L} &= \left\{ 1 - (1-\alpha)^2 (1 - p_{L-L}(n)) \right\}^t
 \end{aligned}
 \tag{5.10}$$

図 5.15 に、 BL_{E-E} 及び BL_{L-L} と β (ノードにおける等価ジャンパ能率) の関係を

$$n=5, 10, 20, 40, 100, \alpha=0.7, w=100$$

に対して示す。 BL_{E-E} は常に BL_{L-L} より優れている。入り線出線間の使用率 β の値は出来るだけ大きくしたいが、 n が小さいときの事を考慮すれば 0.7 以上にすることは、トラフィック変動への柔軟性から危険側と考えられる。

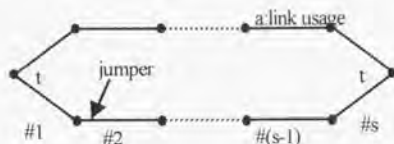


図 5.16. 想定する通話路チャネルグラフ

5.3.3 通話路構成

ここで、図 5.16 に示すチャネルグラフを有する通話路構成を考える。このチャネルグラフの場合の等価ジャンパ使用率 β はジャンパー使用率を a 、リンク多重度を t 、リンク段数を s とすると以下で与えられる。

$$\alpha = \left\{ 1 - (1-a)^t \right\} \tag{5.11}$$

この関係を図 5.17 に示す。既に得られているように波長数 $w=100$ 、 $c=30$ 、 $b=0.1$ とすれば、式 (5.6) から要求される通話路の容量は $M_H=1500\text{erl}$ である。

通話路を全て 8×8 スイッチで構成するとし、4 段構成とすれば最大 $8^4=4096$ 端子 ($s=3$ 、 $t=1$) が構成できる。しかし、 $t=1$ 、 $s=3$ として $\alpha=0.7$ を満たすためには $a=0.33$ でなければならない。これでは通話路容量は $0.33 \times 4096=1354\text{erl}$ となり、容量が少ない。そこで段数を 1 段増加する ($s=4$) ことによって端子を増加せず多重度を増やす ($t=8$) ことにより、式 (11) より $\alpha=0.7$ とすれ

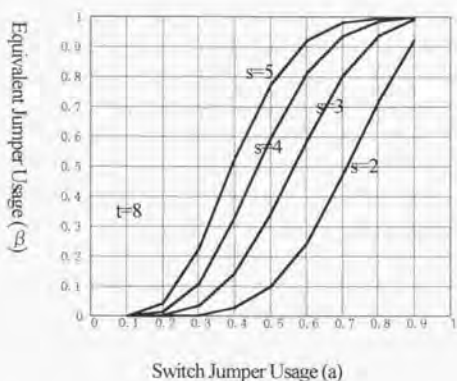


図 5.17 スイッチリンク能率と等価リンク能率 (通話路の呼損率)

ば $a=0.55$ が得られる。この場合の通話路構成は図 5.18 の構成となり、端子数 4096、通話路容量は $2048erl (0.5 \times 4096)$ となる。

この通話路構成を空間分割スイッチで構成した場合を図 5.19 に示す。各波長にまず分離、同一波長間でスイッチングし、再度波長多重をして伝送路に送り出す。即ち、波長 MUX、

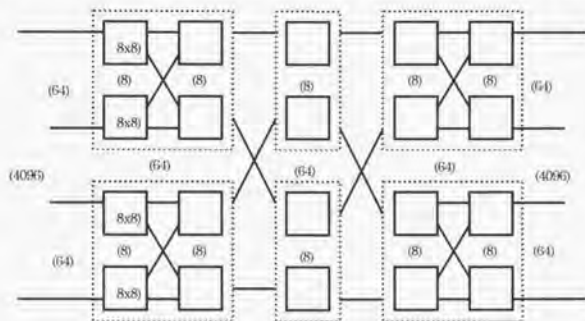
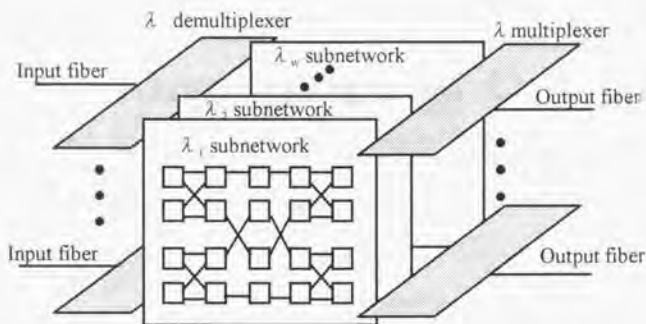


図 5.18 通話路構成

DeMUX の部分での損失、漏話を考慮する必要がある。ノードの損失は $BER=10^{-9}$ として 25dB-30dB 許されるので AWG による MUX、DeMUX は損失 5-7dB とすれば、スイッチ部に与えられる損失の最大値は 15dB-20dB となる。5 段スイッチが必要であり 8x8 スイッチ 1 個



3dB~5dB Loss, -47dB X_t/8x8 Switch Matrix with Mux/Demux=~-7dB

図5.19 実際の光通話路

あたりでは 3dB-4dB の損失しか許容されない。

また、漏話に関しては 8x8 スイッチの漏話減衰量を X_t dB、スイッチ段数を $s+1$ 、1 段 (MUX、DeMUX も各 1 段と想定) での漏話源の数を m_{sw} とするとノード全体の漏話減衰量を $X_{t_{eq}}$ dB は各段での $m_{sw} \cdot X_t$ はすべて等しいとして、以下で与えられる。

$$X_t(dB) = X_{t_{eq}}(dB) - 10 \log(m_{sw} \cdot (s+3)) \quad (5.12)$$

$X_{t_{eq}}=30$ dB とし、 $m_{sw}=7$ and $s=4$ とした時、 X_t として与えられる漏話減衰量は -47dB である。

損失 3-4dB、漏話減衰量 -47dB を実現できる可能性のある空間分割スイッチとしては、PLC (Planar Lightwave Circuit) スイッチ^[65]、あるいはマイクロオプティカルスイッチ^[66]が考えられる。

5.4 タイプ 2 評価

5.4.1 対象とするモデルおよび Q 値

タイプ 2 はタイプ 1 モデルの両側に加入者系を接続したものである。評価モデルを図 5.20

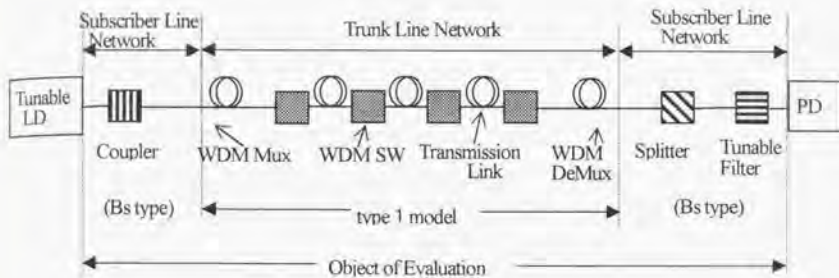


図 5.20 タイプ 2 評価モデル

に示す。加入者系は加入者の位置、加入者からの出力光パワー等に関し種々の条件が存在し、パラメータの絶対値だけではなくそのバラツキを含めた詳細な検討が必要である。しかし、ここでは簡単な見通しを得るためバラツキは考慮せず代表的な値により評価する。

送信側の全てのパラメータには $_{sub1}$ 、受信側の全てのパラメータには $_{sub2}$ を付けるとし、送り側加入者系パラメータ $U_{sub1} (=G_{sub1}L_{sub1})$ 、受け側 $U_{sub2} (=G_{sub2}L_{sub2})$ が 1 とはなり得ないことを考慮して、

$$U_{sub1} = 0.8, \quad nsp_{sub1} = 2.0, \quad G_{sub1} = 20 \text{ dB}, \quad nxt_{sub1} = \infty$$

$$U_{sub2} = 0.005 (=23 \text{ dB}), \quad G_{sub2} = 1 \text{ (AMP 無し)},$$

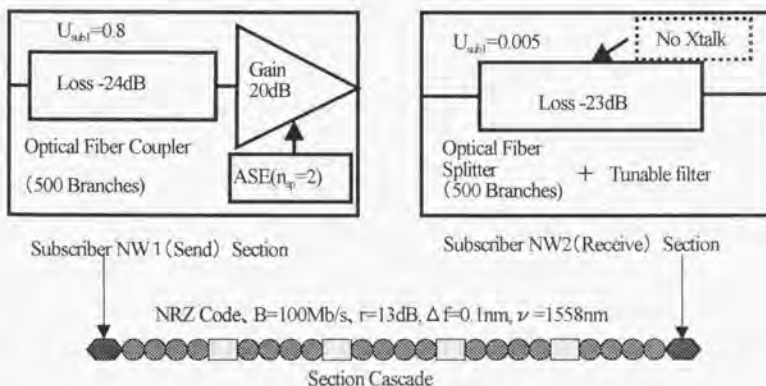


図 5.21 タイプ 2 評価パラメータとセクション接続構成

信号のビットレートを 200Mb/s とする。2 つの加入者セクションのパラメータ、及びネットワーク全体の接続構成を図 5.21 に示す。

他のパラメータは全て表 1 と同じとして結果を図 5.22、図 5.23 に示す。コヒーレントな雑音を考慮した場合について図 5.24 には Q 値と損失、図 5.25 には Q=6 とした場合のノードの損失とノードの漏話減衰量との関係を、図 5.26、図 5.27 には Q=6 として許容情報速度とノード損失の関係を、また、図 5.12 におけると同じ条件(ノードにおける漏話、損失を同じとして)で加入者系を追加してタイプ 2 としたとして、入力パワーと Q 値との関係を図 5.28 に示す。下記事項がこれらの計算結果から言うことが出来る。

(1) スイッチにおける漏話に相関がないとしたとき(図 5.22、図 5.23)、漏話の影響はほとんどなく、入力パワー依存性が極めて高い状況であったが、コヒーレント雑音を考えた場合には(図 5.24 は図 5.22 と全く同じ条件で算出している)、同じ入力パワーとともに、漏話量により著しく Q 値が変動する。これは Q 値を一定にし、2B=200Mb/s として損失と漏話との関係を示した図 5.25 において、丁度グラフの急激に曲がっている変極点近辺のためである。この辺りは、入力変動によるシステムパフォーマンスへの影響が大きい部分であり、タイプ 1 の時と同様、実際のシステムを構成する場合には考慮することが必要であろう。

(2) ノード損失が少ないときの許容ビットレートについては加入者系追加の影響は大きく、ノード損失は図 5.9、図 5.10 において 15dB 時(漏話 50dB)には 1.6Gb/s が可能であったにもかかわらず、図 5.26、図 5.27 においては 1.1Gb/s となっている。同様に、損失 30dB-35dB 近辺でも、ロスに対する許容ビットレートは極めて敏感であり、ロス増加と共に急激にビットレートが下がる。5dB 悪くなると、漏話 30dB の時、ビットレートは 130Mb/s から 30Mb/s へと急激に減少する。漏話 30dB、損失 30dB としたとき、タイプ 1 では約 130Mb/s、タイプ 2 では 90Mb/s となる。

(3) 図 5.11 と図 5.25 を比較すると、ビットレートを 500Mb/s から 200Mb/s に下げることによって、漏話減衰量がある程度以下であれば、ノードの損失を 5dB 程度緩和できる。出力電流はビットレートに無依存で雑音電流が \sqrt{B} に比例し、従って Q 値は $1/\sqrt{B}$ に比例する。そのため、ビットレートを 1/2.5 下げることで Q 値は約 1.58 倍改善される。損失 5dB の改善は、他の効果(加入者系追加)により幾分その効果が減少しているが、この影響が大きいと考えられる。速度を低下し、加入者系を追加してもノードの漏話量に対する条件はほとんど変わらない。むしろ、入力パワーの低いところでは条件が良くなっている。Q 値が緩和されても、その恩恵は漏話量改善に費やすのではなく、損失改善につながっている。系全体の Q 値に対する寄与は損失、ある

は増幅器の要因、即ち ASE に支配されているために、その要因を減少させることに Q 値改善が向けられている。

(4) 図 5.28 より、タイプ 1 のモデルに対して両側に加入者系を追加することにより、500Mb/s→340Mb/s、200Mb/s→134Mb/s、100Mb/s→70Mb/s へとビットレートを落さなければタイプ 1 と同等の特性のネットワークを作ることが出来ない。この理由は、1つは送り側セクションでの光アンプでの ASE の増加、また受け側加入者セクションでの損失による入力レベルの低下がその要因である。

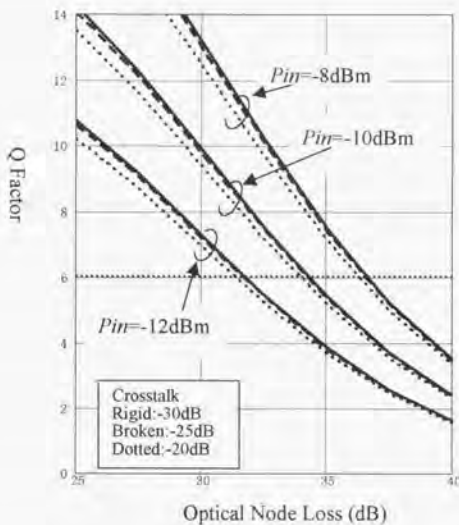


図5.22 タイプ2における(加入者系考慮) Q値 *情報ビットレート(2B)=200Mb/s

* $\Delta=1.0$ (雑音相関無し)

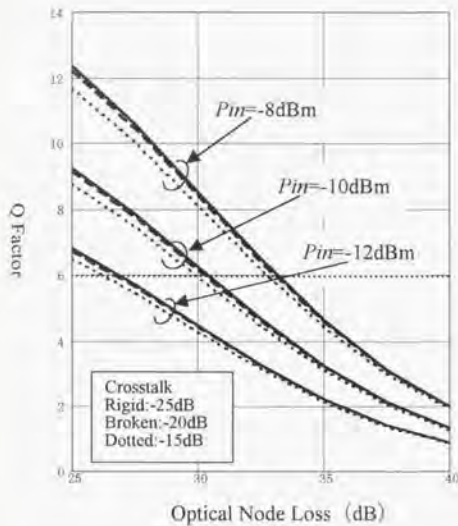


図5.23 タイプ2 (加入者系含む)
でのQ値withバラツキ
情報ビットレート (2B)
=200Mbps
バラツキ $\Delta=0.95$

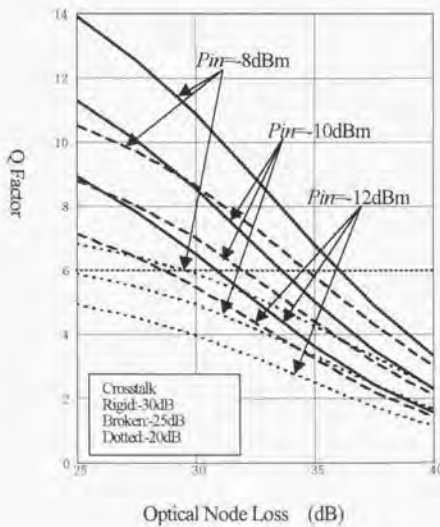


図5.24 タイプ2 ノードにお
ける損失 vs Q 値
(Coherent 雑音
2B=200 Mb/s, $\Delta=1.0$)

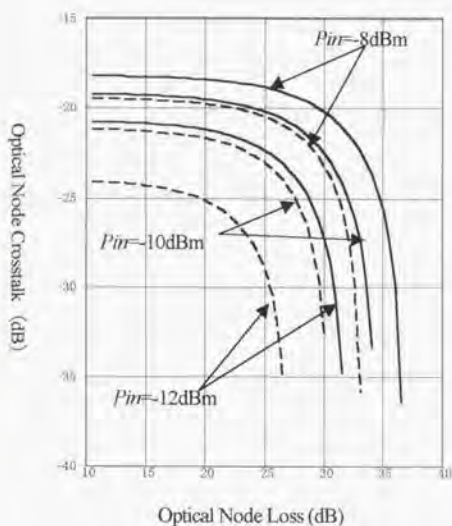


図 5.25 タイプ 2 において Q 値=6
としたノードの損失と漏話の関係
(コヒーレント雑音考慮した場合)
($2B=200$ Mb/s、実線 $\Delta=1.0$ 、破
線 $\Delta=0.95$)

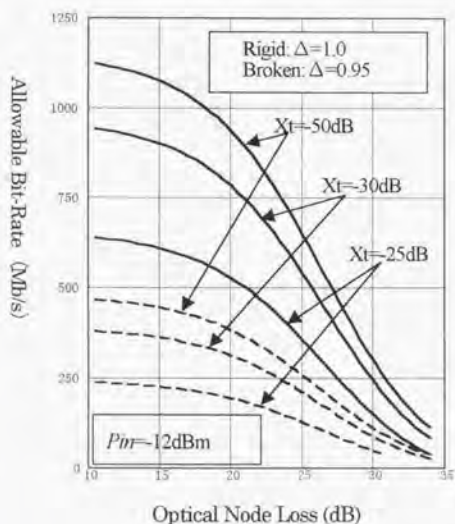


図 5.26 タイプ 2 ノード損失と
許容情報レート
コヒーレント雑音 ($P_{in}=12$ dBm)

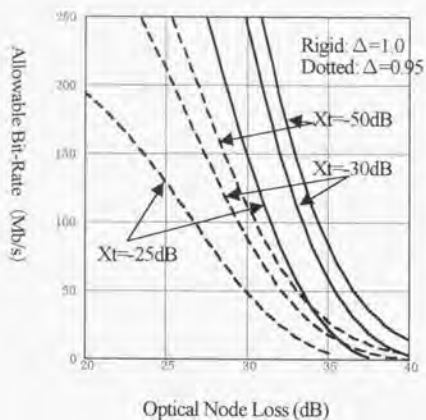


図 5.27 ノード損失と許容情報
レート (図 5.26 の詳細化)、
($P_{in}=12\text{dBm}$)

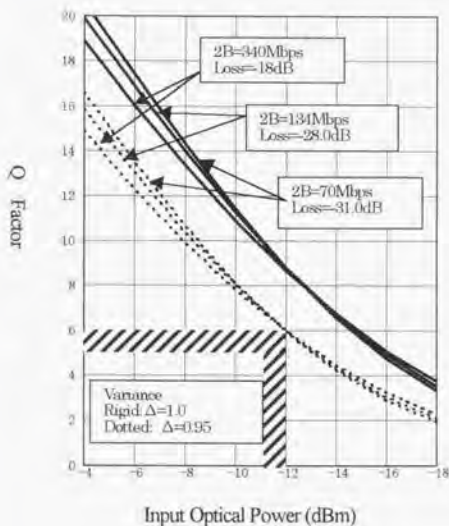


図 5.28 入力パワーとQ値の
関係
(漏話減衰量-30dB)

5.5 考察

WAPN ネットワークの伝送特性は、各パラメータの値により変化する。使用したパラメータ値に関する妥当性に付き考察する。

1) ネットワークとしては、

- ・より高いビットレート、
- ・より長い伝送距離、
- ・より多くの収容加入者、

を実現することが求められる。しかし、ビットレート (B) を 1/2 にすることにより Q 値を 1.4 倍改善できること、また個別加入者間では将来的にも高々 50 Mb/s で十分と思われ、最大必要ビットレートについては吟味が必要である。

2) 入力パワー変動に対応し、漏話に対する要求を緩和するため、スイッチマトリックス損失 (L_{sw}) の減少が必要である。2-3 dB/8x8 マトリックスの実現は現状では難しいが、その可能性はある^[6-9]。

3) 想定したビットレート (~100 Mb/s) ではフィルターの帯域 (Δf) は 0.1 nm (10 G 帯域) である必要はなく、ASE 雑音量を減らすためには狭くすべきである。0.01 nm 程度は十分実現性のあるフィルター幅と考えられるが、低ビットレート用の高多重度用フィルターの検討はされておらず、現時点ではデバイスはない。

4) 消光比 (r) の改善もまたシステム特性改善に役立つ。ビットレートは高々 100 Mb/s、250 Mb/s であり、直接変調で高い消光比を得ることは難しいと考えられるが、高消光比を得るための外部変調技術適用もあり得よう。低速変調速度による高消光比実現 (たとえば 20 dB) についてもコスト、技術を含めた検討が重要である。

図 5.25 において、消光比 $r=13$ dB を $r=20$ に改善、光フィルタ帯域幅 $\Delta f=0.1$ nm (10 G 帯域) から $\Delta f=0.1$ nm (1 G 帯域) に変更出来たとした場合を図 5.29 に示す。漏話、損失共に約 5 dB 程度の改善が見込まれその効果が大きい。特に入力パワーの低いところに対する改善度合いが大きい。図 5.30 には図 5.26 に対応した特性を示す。ほぼ倍程度の改善効果があり、入力パワーの低いところでの改善効果が大きい。損失 30 dB で 200 Mb/s が確実である。

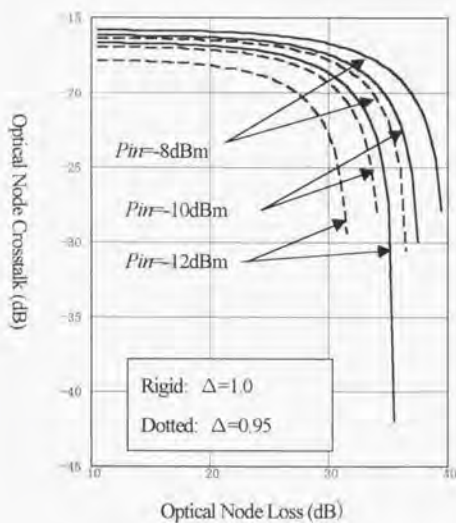


図 5.29 タイプ 2 において Q 値=6 を満たすノードの損失と漏話の関係 (コヒーレント雑音考慮した場合)

($2B=200\text{Mb/s}$, 実線 $\Delta=1.0$, 破線 $\Delta=0.95$)
 $\Delta f=0.01$ (1Gb/s), $r=20\text{dB}$

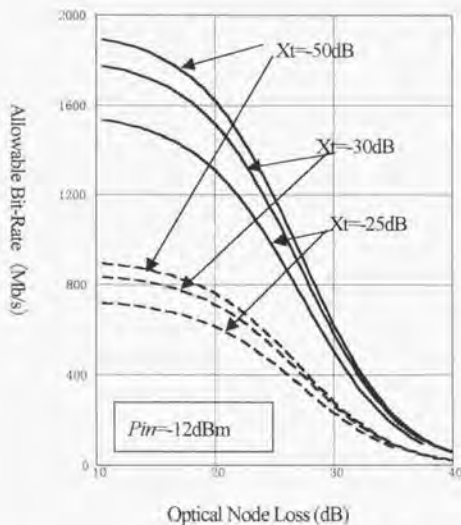


図 5.30 図 5.26 の $\Delta f=0.01\text{nm}$, $r=20\text{dB}$ にした時の特性。タイプ 2 ノード損失と許容情報レート。コヒーレント雑音 ($P_{in}=12\text{dBm}$)

5.6. まとめ

以上、エリア直径 2000 km、端末数 5000 万端末、2 階層構成網を仮定することにより、パラメータにもよるが、1 ノードの通話路を 8x8 空間分割光スイッチマトリックス 5 段で構成可能であること、スイッチマトリックス単体で 3~4dB の損失が確保出来且つ、漏話減衰量として 50dB は確保出来れば、ビットレート 100Mb/s~200Mb/s を端末-端末間で伝送可能であることが判明した。空間光スイッチに現状から厳しい条件ではあるが、十分実現可能性があると考えられ、WAPS の国内通信網への適用可能性は高いものと考えられる。

「参考文献」

(5-1) T. Yasui, and A. Uemura, 「A Proposal of a New Photonic FDM Switching System FAPS - Frequency Assign Photonic Switching System-」 IEICE Trans. Commu., Vol. E77-B, No.2, pp174-183, Feb. 1994

(5-2) 安井、中野、「波長割り当て光ネットワーク(WAPN)の検討—その 1. 光ネットワーク評価式の導出—」 信学技報 Vol.98, No.362, pp.19-24 (PS98-31)

(5-3) Akira Himeno et al., 「Silica-based Low Loss and High Extinction Ratio 8x8 Thermo-Optic Matrix Switch with Path-Independent Loss Arrangement Using Double Mach-Zehnder Interferometer Switching Units」 Proc. ECOC'96 Vol.4, pp.149-152, Oslo 1996

(5-4) L. Y. Lin, E. L. Goldstein, R.W. Tkach, 「Free-Space Micro-Mechanical Optical Cross-connect with Bridging Functionality for Optical Layer Restoration」 Proc. ECOC'98 Vol.1, pp.459-460, Madrid 1998

第6章 波長割り当て交換方式に適応する可変多重分離光時分割交換方式

波長割り当て光交換方式はエンドエンドで波長を割り当て、ビットレートフリーなネットワークを供給できる点で極めて優れているが、ファイバー当たりの運ばれる全情報量 C_{mf} に着目すると、波長数を w 、ビットレートを $2B$ とすれば、

$$C_{mf}^* = 2B \cdot w \quad (6.1)$$

で与えられ、前章の検討で、タイプ2のネットワークでは $w=100$ 、 $2B=100\text{Mb/s}$ 程度である。この場合には 10Gb/s が1本のファイバーで運ばれることになり、ファイバーが伝送可能なビットレートにはなっていない。ビットレートを下げたとき、必要な帯域が狭くなり、波長間隔を狭めることが可能であり、たとえば参考文献^(6.1)におけるAWGにおいては 0.08nm の間隔で16チャンネルの多重化を行っており、この技術の延長からすれば約 30nm のEDFAの増幅帯域幅中には400ch程度の多重化が可能と考えられ、(6.1)式からファイバー当たり 40Gb/s となる。現在の伝送方式は波長当たりのビットレートを上昇させる方向で進歩しており、それとは全く逆の方向であるビットレートを下げて波長多重度を上昇させる方式はなじみのない研究テーマであり、可能性は否定できないと考えられるが、ここでは、このような問題に対して波長の持つ容量まで使用を可能にするため時分割方式を導入することを考える。

時分割方式のノードにおいては、出側伝送路の多重度にあわせた出力を行うことが出来るので、時分割方式を用いることは波長の持つ種々のメリットを殺すことになるが、基本的には伝送方式ぎりぎりまでその能力を用いることが出来る。時分割光交換方式は光ではまだ難しいところがあるが、本章では光技術に向いていると考えられる可変波長多重分離時分割光交換方式について提案し、その方式の概要、波長割り当て光交換方式への適用について考察する。

一般にデジタル時分割交換方式^(6.2)においてはランダムアクセスメモリ、及び論理処理デバイスを必要とする。光技術においては大規模集積化されたランダムアクセスメモリを得るのが現状では困難であり、また、論理的な機能を果たせるデバイスも限られている。従って、光時分割交換方式を実現することは一般的に難しい。

デジタル技術を用いた光交換方式として、現在は光 ATM 技術の検討が進められており^[68]、STM 多重技術による光デジタルスイッチの研究はあまりなされていない。その最も大きい理由はサービスからの要求が強いためであるが、光技術のように処理速度の速い、立ち上がり立ち下がりの時間の早い光論理デバイスがなく、ビットバイビットに処理することが難しいために情報の前後にガードタイムをとってもバケットで情報を送る ATM の場合にはそれほどビットの使用率が悪くならないためである。即ち方式的に素子の問題を救済している。しかし、最大ビットレートでは情報を送れない問題点が依然として存在する。

しかし最近、超高速時分割多重光通信技術、全光信号技術が注目され始めており^[69]、光デバイスとして電子デバイス以上に 200fs 級の立ち上がり、立ち下がり時間を有し、ビットレート 1Tb/s 以上を実現できる高速の光スイッチングデバイスが出現^[69]し、高速の DEMUX の実験も行われている。現在の電気での最大速度は高々 40Gb/s~100Gb/s であり、電気での速度の限界を将来光多重技術 (OTDM) を適用することにより打ち破ることのできる可能性を秘めている。本論文ではそのようなデバイスの進歩を背景にした光交換方式について提案する。本方式は超高速時のタイミング同期上の問題があると思われるが時間的問題を 1つのファイバーに直列に並べることによって、タイミングの問題を回避出来るものと考えられる。集積化によりそれが容易になってきている^[69]。

本章では、可変多重分離交換方式の方式の概要、時間ジャンパを用いた可変多重分離交換方式の方式の概要、時間ジャンパの入れ替えアルゴリズム、その実現法、さらにジャンパを用いた場合と用いない場合の通路のトラフィック特性及びそれに基づいた通路方式の比較を行う。最後に本方式の WAPS への適用性についての考察を行う。

6.1. 可変多重分離時分割通路方式構成

6.1.1 方式の概要

入力の多重度が 1 である多重化スイッチ^[67]の機能を入力の多重度が 2 以上にも拡張し、それを多段に組み合わせて構成する事により可変多重分離時分割交換方式^[68]を実現することが出来る。可変多重分離時分割交換方式は、入力の多重度が 1 である多重化スイッチの概念を、入力が多重化されている場合にまで拡張し、それを多段連続に組み合わせて構成したものである。図 6.1 は多重化スイッチの物理的構成、その空間分割表示を示す。それを 2 段接続したときの 1 例を図 6.2 に示す。またこのような多重化スイッチに用いるこ

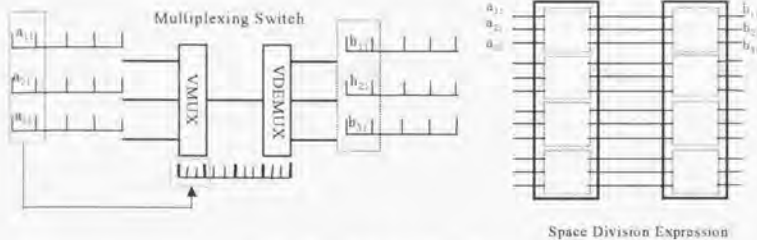


図 6.1 多重化スイッチ原理

とが出来る素子として FESTA (Femtosecond Technology Research Association) の成果として発表されている SMZ (Symmetric Mach-Zehnder all-optical Switch) ¹⁹⁾ 用いた場合の多重化スイッチの例を図 6.3 に示す。参考文献¹⁹⁾ではまだ速度が問題と思われるが基本的には実現可能である。ビット多重方式により実現し、光メモリは不要である。

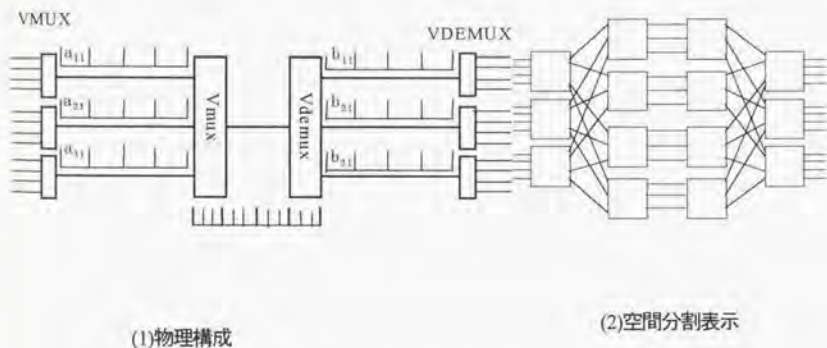


図 6.2 多重化スイッチの 2 段接続の例

一般に、入り線の多重度を n_1 、入り線数を m_1 とする可変多重スイッチ回路 Vm_{11} (n_1, m_1) の構成、機能、空間分割表現を図 6.4 に、出線数を m_1 、出線の多重度を n_1 とする可変分離スイッチ回路 $Vdem_1$ (n_1, m_1) の構成、機能、空間分割表現を図 6.5 に示す。 Vm_{11} 、 $Vdem_1$ の空間分割表現は同じになる。この表現から、また、既に示した例でも分かる

ように

$n_i=1$ (入力、あるいは出力が多重化されていない)

の場合を除いて、入力と出力の接続が不可能なものが存在する不完全線群のスイッチである。

Vm_{ux_i} を s 段縦続接続して多段可変多重スイッチ回路 $Vm_{ux}(s)$ ($Vm_{ux_i}(n_i, m_i); i=1 \sim s$) とし、また可変分離スイッチ回路 $Vd_{em_i}(n_i, m_i)$ を s 段縦続接続して多段可変分離スイッチ $Vd_{em}(s)$ ($Vd_{em_i}(n_i, m_i); i=1 \sim s$) とし、この $Vm_{ux}(s)$ と $Vd_{em}(s)$ を図 6.6 の如く高速バスで接続した時、 $2s$ 段の可変多重分離時分割通路 $VTDS$ (Variable Multi/Demultiplexing Time Division Switch) が構成できる。

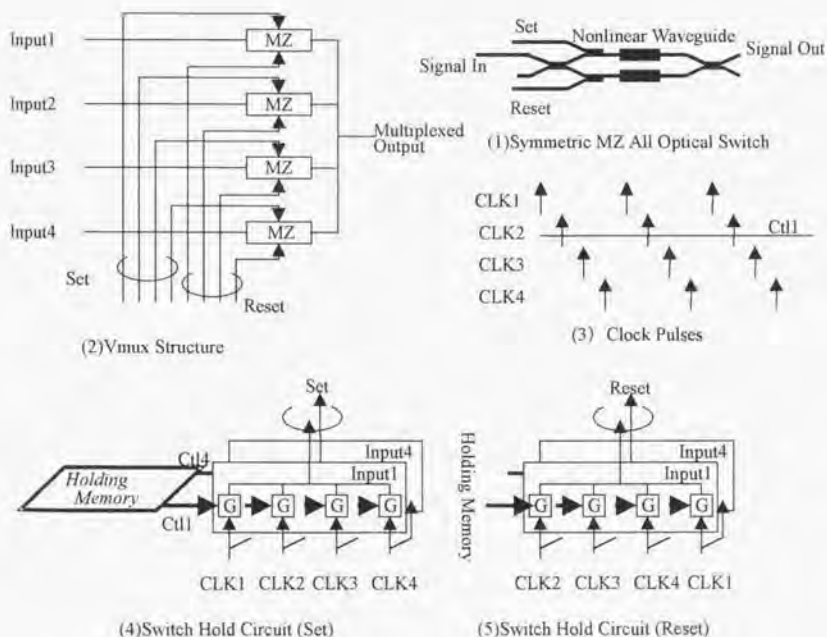


図 6.3 多重化スイッチの例

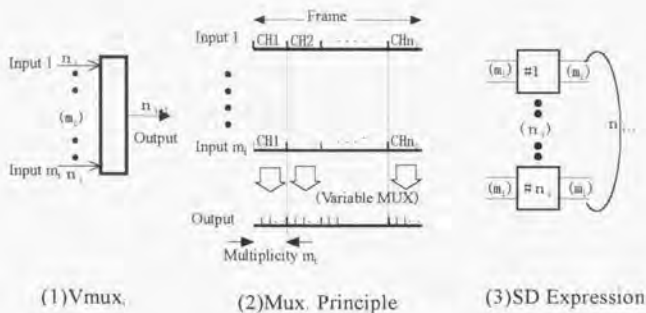


図 6.4 可変多重スイッチの構成と機能

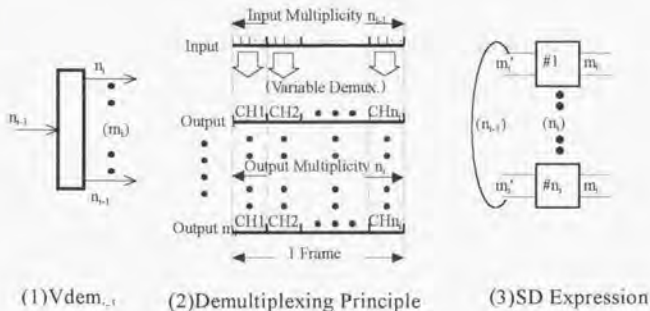


図 6.5 可変分離スイッチの構成と機能

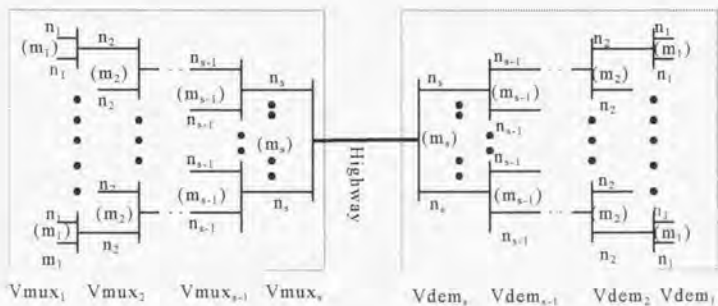


図 6.6 可変多重分離時分割通路 (VTDS)

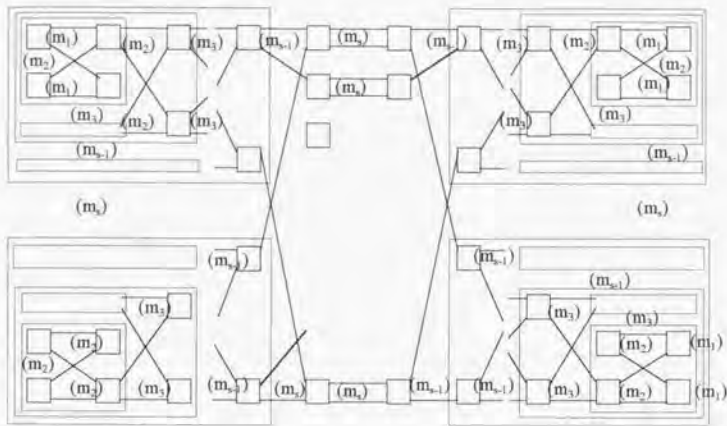


図 6.7 VTDS の空間分割スイッチ表現

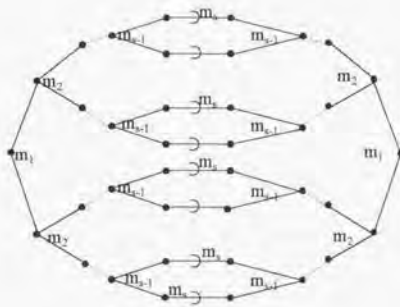


図 6.8 VTDS チャンネルグラフ

VTDS 全体の空間分割表現は図 6.7、チャンネルグラフは図 6.8 で示される。チャンネルグラフは直並列となるのが特徴である。

VTDS を構成する各段の論理的なスイッチが全て正方形のスイッチマトリックス、即ち

$$n_{i+1} = n_i \cdot m_i \quad (6.2)$$

とする。この時、参考文献¹⁰⁾の如く、経路形式に於いて展開段を D、混合段を M と表現すると、VTDS (図 6.8) の経路形式表現は、多段可変多重スイッチの第 i 段で開いた経路が、多段可変分離スイッチの第 (s+1-i) 段で混合されることから、D、M の対応は以下のような表現 (直並列経路形式) となる。

$$D_1, D_2, \dots, D_{s-1}, D_s, M_1, M_2, \dots, M_{s-1}, M_s \quad (6.3)$$

なお、 D_i, M_i は i 段目のスイッチの大きさ m_i に等しい。

6.1.2 呼損率及び通話路コスト

(1) 呼損率

図 6.8 のチャンネルグラフに示される経路形式における呼損率は以下で与えられる。展開段の段数を s とし使用するスイッチマトリックスはすべて正方形で各段のリンク能力は全

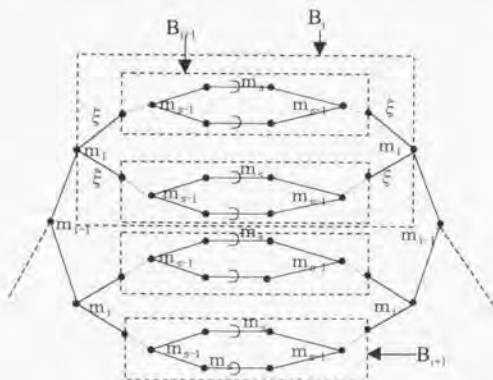


図 6.9 VTDS の呼損率算定補助図

て等しくかつ互いに独立とすれば、図 6.9 の様にブロック率 (=使用率) B_i 及び $B_{s,i}$ を定義すると以下の漸化式が得られる。

$$B_i = \left\{ 1 - (1 - \xi)^i (1 - B_{i+1}) \right\}^m \quad (6.4)$$

ただし、

$$i=1 \sim s-1 \quad (\text{第 } s \text{ 段は 1 つのスイッチと見なされる}), B_s = \xi$$

であり、 B_i が VTDS 全体の呼損率を与える。

(2) 通話路コスト

全体の通話路のコストは様々な要因により決定されるが、ここでは単純に、1 つのゲートデバイスコストは出力での多重度に比例するとする。出力の多重度を M_i 、比例計数を C_0 としたとき、 i 段目の 1 つの変多重スイッチ V_{mux_i} のコスト C_{MUX_i} は、ゲートが m_i 個あることを考慮して

$$C_{MUX}(i) = C_0 \cdot M_i \cdot m_i = C_0 \cdot (m_1 m_2 \cdots m_i) m_i \quad (6.5)$$

となる。展開段が s 段ネットワークにおける第 i 段目においてはその V_{mux_i} の数 $N_{MUX}(i)$ は

$$N_{MUX}(i) = \frac{T}{m_1 \cdot m_2 \cdots m_i} \quad (6.6)$$

で与えられる。従って V_{mux} 全体のコスト $C_{MUXtotal}$ は、

$$C_{MUXtotal} = \sum_{i=1}^s C_{MUX}(i) \cdot N_{MUX}(i) = C_0 \cdot T \sum_{i=1}^s m_i \quad (6.7)$$

となる。これは、通話路を構成する各段を m_i のスイッチマトリックスで構成されると見たときのクロスポイント数にそのクロスポイントコスト C_0 を掛けたものとして通話路全体を考えられると言うことである。

VTDS は高速ハイウェイ部に関して対称であるから通話路コストは(6.7) で求めた $C_{MUXtotal}$ の 2 倍となる。

(3) アーラン当たりコスト

端子数が同一の場合でも、同じ呼損率に対してリンク能率が異なる。すなわち処理できる呼量容量が異なる。従って単位容量当たりの呼量で比較することが妥当である。端子数

T とし、 ξ をリンク能率とすると通話路の全体の処理できる容量 C_{ap} は

$$C_{ap} = T \cdot \xi \quad (6.8)$$

で与えられる。これから容量当たりの通話路コスト β は

$$\beta = \frac{2C_{MUTTotal}}{C_{ap}} = \frac{2C_0}{\xi} \sum_{i=1}^n m_i \quad (6.9)$$

で与えられる。

6.2 時間ジャンパによる可変多重分離時分割光交換方式

6.2.1 方式の概要

高木の理論^{6,10)}によれば、通話路ネットワークの最適経路形式(容量当たり通話路クロスポイント数最小の通話路形式)が、スイッチの大きさが中央に向かって次第に大きくなる形式の場合(この形式以外での最適構成は求められない)、直並列形式が最適ではない。そのためトラフィック特性改善のできる他の通話路構成が存在する可能性がある。

ここで提案する時間ジャンパによる可変多重分離光交換方式は、電気技術による可変多重分離時分割交換方式^{6,9)}を根拠に、より高能率の時分割通話路を光技術を用いて提供しようとするものである。具体的には可変多重スイッチ回路、可変分離スイッチ回路を結合する中央部にジャンパを導入し、通話路のリンク能率を高めることによりトラフィック特性を改善した光交換方式を提案する。可変多重分離時分割交換方式において高速/ハイウェイの両端に接続されるスイッチは等価的には1つのスイッチとしてしか機能しない構成であり、ジャンパをその間に設置してそのスイッチを有効に用いることが出来る。ところで、高木の定理によれば、

$$m_n > m_{n-1} > \dots > m_2 > m_1 \quad (6.10)$$

の条件では、(6.11)に示す経路形式の通話路は、(6.3)の経路形式の通話路よりさらに呼量容量を大きくすることが可能である。



可変多重分離時分割通話路 VTDS においては、多重化スイッチ V_{mux} 部、また、分離スイッチ V_{dem} での混合、分離機能の混在は不可能である。しかし、(6.11)の経路形式は V_{mux} 、

Vdem の接続部での経路形式の変更で良く、VTDS に於いては、高速ハイウェイ部分で経路形式を変更することによって対処可能である。即ち、高速ハイウェイ部にジャンパ機能を設置することによってトラフィック特性を改善し、より呼量容量の大きい通話路を実現出来る可能性がある。ここでは単に(6.10)式に示した条件だけでなくその条件を外して、(6.11)式に対応関係を有する通話路全体を対象として検討し通話路のトラフィック特性を調べ最適な構成を見つげだすこととする。ここでジャンパ機能は具体的には、高速ハイウェイ部で時分割多重された情報の時間的な入れ換え、即ち、時間ジャンパを意味する。

6.2.2. 時間ジャンパ

(1) ジャンパリングアルゴリズム

図 6.10 に示したごとく、高速ハイウェイに時間ジャンパを設置した通話路構成をジャンパ構成可変多重分離時分割通話路 (JVTDS : Jumpered VTDS) と称する。通話路形式 (6.11) に対応する JVTDS のチャネルグラフを図 6.11 に示す。

目的とするジャンパは、ある特定の入力端子 (多重度 1 とする)、特定の出力端子に着目した時、

$$m_1 \rightarrow m_2 \rightarrow \dots \rightarrow m_{j-1} \rightarrow m_j$$

の順番で展開された (時間的に多重化された) 経路を、

$$m_1 \rightarrow m_2 \rightarrow \dots \rightarrow m_{i-1} \rightarrow m_i$$

の順番で混合出来るように高速ハイウェイ部で時間を入れ換えを行うことである。このジャンパー法をメッシュ形と以後、称する。

具体的な並べかえのアルゴリズムを求める前に、多重化された高速ハイウェイの入力端、即ち、Vmux の出力端での情報の並び方を表すオペレータを導入する。

Vmux での多重化の方法は以下のように表現できる。

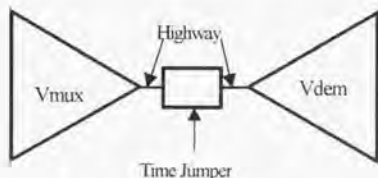


図 6.10 JVTDS 構成

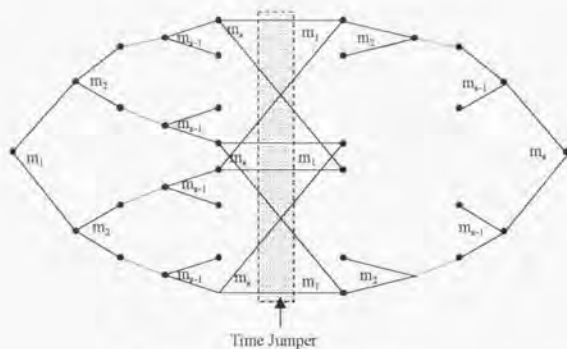


図 6.11 JVTDS のチャネルグラフ

即ち、第 1 段では後段での並び方に無関係に m_1 チャネルが

$$a_1 a_2 \cdots a_{m_1}$$

の順番で並ぶものとする。Vmux の第 2 段では第 1 段で分割された m_1 個のそれぞれのチャネルがさらに m_2 個のチャネルに分割される。すなわち、第 1 段で特定の i_1 チャネルにルーティングされた情報は、第 2 段では m_2 に分割された i_1 の内どれかにしかルーティングされない。分割されるそれぞれのチャネルは互いに近接している必要があるので、時間的に

$$a_{11} a_{12} \cdots a_{1m_2} a_{21} a_{22} \cdots a_{2m_2} \cdots a_{m_1 1} a_{m_1 2} \cdots a_{m_1 m_2}$$

の順序で並んでいる。

第 3 段でも第 2 段までに分割されたそれぞれの i_2 チャネルがそれぞれ m_3 個のチャネルに分解され、

$$a_{11} \cdots a_{1m_3} \cdots a_{1m_2 1} \cdots a_{1m_2 m_3} a_{21} \cdots a_{2m_3} \cdots a_{m_1 1} \cdots a_{m_1 m_3} \cdots a_{m_1 m_2 1} \cdots a_{m_1 m_2 m_3}$$

と並ぶ。以下同様に、第 s 段経た後の本方式におけるチャネルの並び方は以下のように表現できる。

$$\prod_{i=1}^{m_1} \prod_{j=1}^{m_2} \cdots \prod_{k=1}^{m_s} a_{i_1 i_2 \cdots i_s j_1 j_2 \cdots j_s k_1 k_2 \cdots k_s} \quad (6.12)$$

但し、オペレータ

$$\sum_{i=1}^m a_i$$

は、チャネル a_i ($i=1\sim m$)を時間的に $i=1\sim m$ の順序に並べる事を意味する。複数個並んでいるときは、内側のオペレータを優先して並べる。また i_k は展開段第 k 段におけるスイッチの出側の端子番号を示しており、 $k=1\sim m_k$ の値を取る。

時間ジャンパーでは、式(6.12)で示す時間順序で高速ハイウェイに出力された情報が、メッシュ形通路路形式を実現する時間順序を変換しなければならない。その時間ジャンパーリングアルゴリズムを図6.12に示している。

1) 先ず、第1段で開いた m_1 個の各枝に属する $(m_2 m_3 \cdots m_s m_e)$ 個のチャネルから異なる異なるグループの中から、

$$i_2 \cdots i_{s-1} \quad i_s$$

の等しいチャネルを1つずつ選出し1つのグループとし、隣接して(ひと固まりとして)並べる。そのグループ内での並べる順番は基本的に任意でよいが、規則性を確保するため、

$$i_1 = 1 \sim i_1 = m_1$$

の順番で並べることをする(図6.12の(1))。この順序に並べることによって、混合段第1

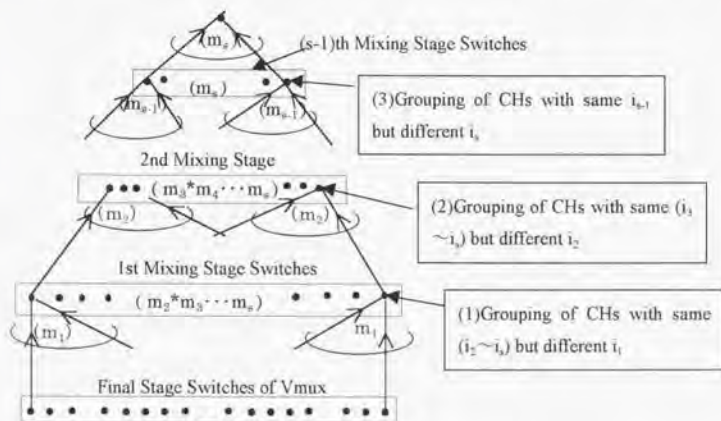


図6.12 時間ジャンパーアルゴリズム

段での m_1 の混合が可能になる。しかしこの状態では、同一グループ内での順番は決まるが、 $(m_2, m_3, \dots, m_{k-1}, m_k)$ 個のグループ (要素の数が m_1 チャンネル) 相互の並べ方の順序が決められていない。

2) 一般に、第 k 段で開いた m_k 個の枝のそれぞれに属する $(m_{k+1}, m_{k+2}, \dots, m_{s-1}, m_s)$ 個のチャンネルからなる異なるグループ (チャンネル数は $m_1 \cdot m_2 \cdot \dots \cdot m_k$) の中から

$$i_{k+1}, i_{k+2}, \dots, i_{s-1}, i_s$$

の等しいチャンネルを1つつつ選び出し、1つのグループとし近接して並べる。並べる順番は基本的には任意でよいが、規則性を確保するために、 $i_k=1 \sim i_k=m_k$ の順番で並べる。

この順序に並べることによって、混合段第 k 段での m_k の混合が可能になる。

3) 2) の操作を $k=s$ まで続け、最後に、展開段第 s 段で開いた m_s 個のグループ (=要素チャンネル数 $m_1 \cdot m_2 \cdot \dots \cdot m_{s-1}$) を1つに纏める (図 6.12 の(3))。

これを(6.12)で定義した時間並べ方のオペレータZによって表すと

$$\prod_{i_1=1}^{m_1} \prod_{i_2=1}^{m_2} \dots \prod_{i_{k-1}=1}^{m_{k-1}} \prod_{i_k=1}^{m_k} a_{i_1 i_2 \dots i_{k-1} i_k} \quad (6.13)$$

となる。即ち、メッシュ形通路を与える時間ジャンパは

$$\prod_{i_1=1}^{m_1} \prod_{i_2=1}^{m_2} \dots \prod_{i_{k-1}=1}^{m_{k-1}} \prod_{i_k=1}^{m_k} a_{i_1 i_2 \dots i_{k-1} i_k} \rightarrow \prod_{i_1=1}^{m_1} \prod_{i_2=1}^{m_2} \dots \prod_{i_{k-1}=1}^{m_{k-1}} \prod_{i_k=1}^{m_k} a_{i_1 i_2 \dots i_{k-1} i_k} \quad (6.14)$$

の変換を与えるものである。上記アルゴリズムを適用してジャンパを構成した JVTDS における展開段、混合段の具体的構成は図 6.13、空間分割表示は図 6.14 に示す。VTDS とは異なり混合段スイッチは $m_1 \rightarrow m_2 \rightarrow m_3 \rightarrow \dots \rightarrow m_k$ の順に並び、各リンクに於ける多重度がそれに対応して展開段とは異なる構成となる。時間ジャンパアルゴリズムの1例を $2 \times 2 \times 2$ の場合について図 6.15 に示す。

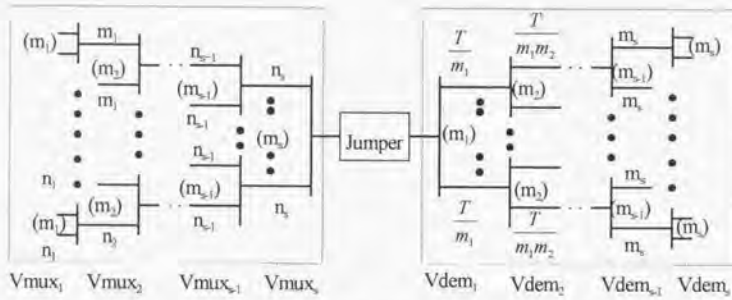


図 6.13 JVTDS の具体構成

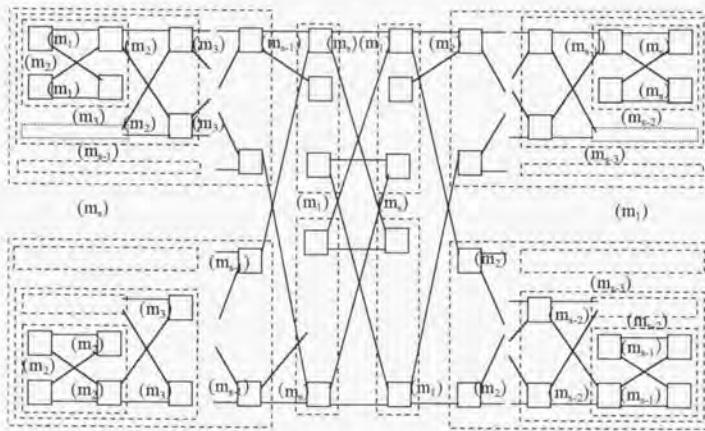


図 6.14 JVTDS の空間分割スイッチ表現

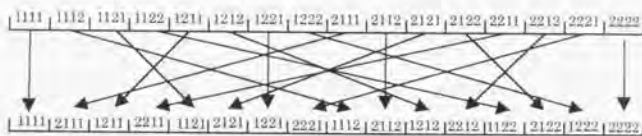


図 6.15 時間ジャンパーアルゴリズムの例 (2x2x2x2 の場合)

(2) 時間ジャンパ実現法

具体的なジャンパー実現法について考察する。ジャンパの基本的構成は図 6.16 の如くファイバーの遅延線と光パルス分配器、及び結合器から構成される。時間順序を入れ替えるためにはメモリーが基本的に必要とされるが、光の場合にはそれが存在しない。図 6.16 の方式においての重要な要素は遅延量の大きさではなく、分配ゲートの数と考えられるので、遅延時間の種類数の定量化を検討する。

式(6.12)に示されている時分割ハイウェイ上で、多重化されたチャネル番号 α_{i_1, \dots, i_m} の情報は、

$$i_1 = i_2 = \dots = i_m = 1$$

を基準 0 の時間位置、即ち チャネル $\alpha_{1, \dots, 1}$ を原点としたときとしたとき、先頭の位置から

$$t_{out} = (i_m - 1) + m_s(i_{s-1} - 1) + m_s m_{s-1}(i_{s-2} - 1) + \dots + m_s m_{s-1} \dots m_2(i_1 - 1) \quad (6.15)$$

チャネル分だけ離れている。このチャネルは時間ジャンパにより、

$$\prod_{i=1}^{m_s} \dots \prod_{i=1}^{m_2} \alpha_{i_1, \dots, i_m}$$

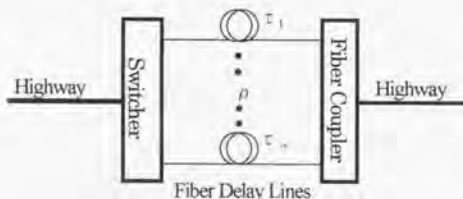


図 6.16 時間ジャンパー構成

と並び替えられる。これが時間ジャンパーされた後先頭からの位置は

$$t_m = (i_1 - 1) + m_1(i_2 - 1) + m_1 m_2(i_3 - 1) + \dots + m_1 m_2 \dots m_{s-1}(i_s - 1) \quad (6.16)$$

となる。従って、必要な遅延時間は相対値として

$$\begin{aligned} \Delta(i_1, i_2, \dots, i_s) &= t_m - t_{out} \\ &= (1 - m_1 m_2 \dots m_{s-1})(i_1 - 1) + (m_1 - m_1 m_2 \dots m_{s-1})(i_2 - 1) + \dots \\ &\quad + (m_1 m_2 \dots m_{s-2} - m_s)(i_{s-1} - 1) + (m_1 m_2 \dots m_{s-1})(i_s - 1) \end{aligned} \quad (6.17)$$

となる。この式の意味は (i_1, i_2, \dots, i_s) のあらゆる組み合わせに対して(6.17)式で表される遅延量を実現すれば、所望の時間ジャンパーが実現されるということである。(6.17)式の時間差は元の時間位置からの相対的なものであり、時間差が正の値の場合は、最も大きい正の値をゼロとするように絶対的な遅延を与える必要がある。具体的例を $m_1=2, m_2=2, m_3=2$ としたとき

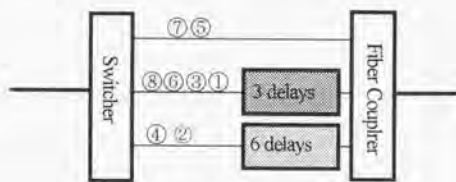
$$\Delta(i_1, i_2, i_3) = 3(i_3 - i_1)$$

となり、 i_3 には無依存で且つ、 i_3 と i_1 の差分だけによる。 $1 \leq i_3, i_1 \leq 2$ であるから、 Δ の値は

$$0 : (i_1, i_2, i_3) = (1, 1, 1), (1, 2, 1), (2, 1, 2), (2, 2, 2)$$

$$-3 : (i_1, i_2, i_3) = (2, 1, 1), (2, 2, 1),$$

$$3 : (i_1, i_2, i_3) = (1, 1, 2), (1, 2, 2)$$



①: Channel Number

図 6.17 2x2x2 の場合の JVTDS 光ジャンパ回路

の3種類、ジャンパ構成は図 6.17 に示すようになる。

(6.16)式で実現すべき遅延量は $m_1 \sim m_s$ の値により最大、存在する全チャンネルがすべて異なる遅延時間を要求する場合（すなわち端子数分）もあり、通話路構成に依存する。種類の数が少なくなる条件を求める。(6.17)式の $i_1 \sim i_s$ の係数

$$(1 - m_s m_{s-1} \cdots m_2), (m_1 - m_s m_{s-1} \cdots m_2), \dots, (m_1 m_2 \cdots m_{s-2} - m_s), (m_1 m_2 \cdots m_{s-1} - 1)$$

は一般に互いに素なる整数であるが、以下のような条件下では種類数を少なくできる。

a) s が偶数の時、

$$m_1 = m_2, m_2 = m_3, \dots, m_{s/2} = m_{s/2+1} \quad (6.18)$$

とすれば i_k, i_{s+1-k} ($k=1 \sim s/2$) の係数が等しくなり

$$\begin{aligned} \Delta(i_1, i_2, \dots, i_s) \\ = (1 - m_1 (m_2 \cdots m_{s/2})^k) \chi(i_1 - i_s) + m_1 (1 - m_2 (m_3 \cdots m_{s/2})^k) \chi(i_2 - i_{s-1}) \\ + m_1 m_2 (1 - m_3 (m_4 \cdots m_{s/2})^k) \chi(i_3 - i_{s-2}) + \dots + m_1 m_2 \cdots m_{s/2-1} (1 - m_{s/2})^k \chi(i_{s/2} - i_{s/2+1}) \end{aligned} \quad (6.19)$$

となり、差分だけが種類に寄与する。さらに $1 \leq i_k, i_{s+1-k} \leq m_k = m_{s+1-k}$ と変化範囲も等しいので、 $i_k - i_{s+1-k}$ は、最大値 $(m_k - 1)$ 、最小値 $-(m_k - 1)$ の間の全整数をとる。従って、(6.18)式での $k(=1 \sim s/2)$ 番目の項の種類 $\rho_{\text{even}}(k)$ は

$$\rho_{\text{even}}(k) = 2m_k - 1 \quad (6.20)$$

で与えられる。これから遅延線の種類数 ρ_{even} は係数間が独立であれば

$$\rho_{\text{even}} = \prod_{k=1}^{s/2} (2m_k - 1) \quad (6.21)$$

となる。以下に 2^{10} 端子、 2^{16} 端子の場合の例をしめす。

1) 2^{10} 端子の場合

1-1) $s=2$ では $m_1 = m_2 = 2^5$ の組み合わせのみ可能で、種類数は 63 種。

1-2) $s=4$ とすれば、 $(m_1, m_2, m_3, m_4) = (2^3, 2^2, 2^2, 2^3), (2^2, 2^3, 2^3, 2^2)$ の時、係数は共に互いに素であるから同じ値となり 105 種類を必要とする。 $(m_1, m_2, m_3, m_4) = (2^4, 2^1, 2^1, 2^4), (2^1, 2^4, 2^4, 2^1)$ 時も係数間に互いに素なる関係があるので $(2 \cdot 16 - 1) \cdot (2 \cdot 2 - 1) = 93$ 種となる。

1-3) $s=6$ では $(m_1, m_2, m_3, m_4, m_5, m_6) = (2^3, 2^1, 2^1, 2^1, 2^1, 2^3)$ の時、(6.19)式における $k=1 \sim k=3$ の係数 $(-123, 56, 16)$ 間は互いに素ではないが、最小公倍数に達するには $i_k - i_6 = \pm 2$ でかつ、 $i_3 - i_6 = \pm 7$ が必要であるが不可能であり、種類数は $(2 \cdot 8 - 1) \cdot (2 \cdot 2 - 1) \cdot (2 \cdot 2 - 1) = 135$ 種となる。

また、 $(m_1, m_2, m_3, m_4, m_5, m_6) = (2^2, 2^2, 2^1, 2^1, 2^2, 2^2)$ のときにも、(6.19)式での係数 $(-255, 60, 8)$ は変化範囲内ではオーバーラップはしないので遅延種類は $(2 \cdot 4 - 1) \cdot (2 \cdot 4 - 1) \cdot (2 \cdot 2 - 1) = 147$ 種で与えられる。

2) 2^{16} 端子の場合

一般的に式(4.4)の関係を持つことが不可能であり、種類数は多くなる。

2-1) $s=4$ の場合、 $(m_1, m_2, m_3, m_4) = (2^3, 2^1, 2^2, 2^2)$ の時、(6.17)式の $i_1 \sim i_4$ の係数 (-511, -192, 64, -511) は1項、4項の係数の絶対値が等しくなることから $(2 \cdot 64 - 1) \cdot (2 \cdot 4 - 1) = 889$ 種となる。しかし同様の組み合わせである $(m_1, m_2, m_3, m_4) = (2^3, 2^2, 2^2, 2^2)$ の時、係数 (-16383, -254, 64, 8191) 間の関連性が少なく、種類は 27,350 種と多い。

2-2) $s=6$ とし、 $(m_1, m_2, m_3, m_4, m_5, m_6) = (2^5, 2^2, 2^1, 2^1, 2^1, 2^5)$ の時、(6.16)式での $i_1 \sim i_6$ の係数は (-1023, -224, 0, 192, 480, 1023) であり、3項の係数が0、1項と6項の係数の絶対値が等しいことから $(2 \cdot 32 - 1) \cdot (4 \cdot 2 \cdot 2 - 1) = 945$ 種。

同様の組み合わせであるが $(m_1, m_2, m_3, m_4, m_5, m_6) = (2^5, 2^1, 2^2, 2^1, 2^1, 2^5)$ の時、係数は (-1023, -480, -64, 192, 480, 1023) であり、1項と6項の係数が等しいこと、2項、5項の絶対値が等しいこと、第3項が0にはならないことから、種類は $(2 \cdot 32 - 1) \cdot (2 \cdot 2 - 1) \cdot (4 \cdot 2 - 1) = 1323$ 種となる。

b) s が奇数の時

$$m_1 = m_2, m_2 = m_{s-1}, \dots, m_{s-1/2} = m_{s+1/2} \quad (6.22)$$

とすれば

$$\begin{aligned} & \Delta(i_1, i_2, \dots, i_s) \\ &= (1 - m_1(m_2 \cdots m_{s-1/2})^{m_{s-1/2+1}})(i_1 - i_s) + m_1(1 - m_2(m_3 \cdots m_{s-1/2})^{m_{s-1/2+1}})(i_2 - i_{s-1}) \\ &+ m_1 m_2(1 - m_3(m_4 \cdots m_{s-1/2})^{m_{s-1/2+1}})(i_3 - i_{s-2}) + \dots + m_1 m_2 \cdots m_{s-1/2-1}(1 - m_{s-1/2} m_{s-1/2+1})(i_{s-1/2} - i_{s-1/2+2}) \end{aligned} \quad (6.23)$$

となり、種類数は(6.21)式と同様に、第 k 番目 ($k=1 \sim (s-1)/2$) の項の種類を ρ_{odd} 、係数間が互いに独立としたときの種類数を ρ_{odd} とした時、

$$\rho_{\text{odd}} = \prod_{k=1}^{(s-1)/2} \rho_{\text{odd}}(k) = \prod_{k=1}^{(s-1)/2} (2m_k - 1) \quad (6.24)$$

となり、中央段 ($i_{s+1/2}$) には依存しない。従って、中央段を可能な限り大きくし、それ以外を可能な限り小さくすることにより種類数を極端に小さくすることができる。具体的には端子数を 2^r ($r > s$) とした時、

$$m_{\frac{s+1}{2}} = \frac{T}{2^{r-1}}, m_1 = m_2 = \dots = m_{\frac{s-1}{2}} = 2 \quad (6.25)$$

とすることである。この場合、式(6.24)から全て $\rho_{\text{odd}}(k)=3$ ($k=1 \sim (s-1)/2$) となり、端子数とは無関係に $s=3$ の時 3 種、 $s=5$ の時 $3 \times 3=9$ 種類、 $s=7$ の時は $3^3=27$ となる。展開段の

段数が奇数段の場合には種類数を極端に減らすことが可能である。

表 6.1 最小遅延種通話路

$T=2^{10}$	Delays	Switch Size
$s=2$	63	$m_1=2^6, m_2=2^6$
$s=3$	3	$m_1=2^7, m_2=2^6, m_3=2^7$
$s=4$	93	$m_1=2^4, m_2=2^7, m_3=2^7, m_4=2^4$
$s=5$	9	$m_1=2^7, m_2=2^7, m_3=2^6, m_4=2^7, m_5=2^7$
$s=6$	135	$m_1=2^3, m_2=2^7, m_3=2^7, m_4=2^7, m_5=2^7, m_6=2^3$
$T=2^{15}$	delays	Switch Size
$s=2$	32765	$m_1=2^8, m_2=2^7$
$s=3$	3	$m_1=2^7, m_2=2^{10}, m_3=2^7$
$s=4$	889	$m_1=2^6, m_2=2^7, m_3=2^7, m_4=2^6$
$s=5$	9	$m_1=2^7, m_2=2^7, m_3=2^{11}, m_4=2^7, m_5=2^7$
$s=6$	945	$m_1=2^6, m_2=2^7, m_3=2^7, m_4=2^7, m_5=2^7, m_6=2^6$

2^{10} 端子、 2^{15} 端子で、通話路段数(s)が 2~6 の場合で、スイッチマトリックスサイズを 2×2^s (2^{10} 端子の時 $1 \leq r \leq 10-(s-1)$ 、 2^{15} 端子の時 $1 \leq r \leq 15-(s-1)$) とした時のジャンパ種類の最も少ないメッシュ形通話路形式を表 6.1 に示す。奇数段では極端に少ない種類の遅延種で実現可能である。

6.2.3 呼損率及び通話路コスト

時間ジャンパを設置した可変多重分離時分割通話路 (JVTDs: Jumpered VTDS) の場合、端子数を同じにしたとき、並列型に比して通話路のリンクの能率を上昇させることが可能である。その定量化を行い、最適な通話路形式を導き出す。評価関数は通話路容量当たりのコストとする。ここでコストとしては従来の空間分割スイッチでは単位容量当たりの接点数をもって評価関数としていたが、ゲートのコストが支配的と考えてそれをを用いた最適化を行う。

(1) 呼損率の算定

通話路の呼損率を算定するに当たっては全てのリンクは独立と仮定し 2 項分布に従うも

のとする。また、展開段、混合段それぞれ s 段のスイッチで構成されており、第 i 段は m_i 、 m_i の正方形のスイッチで構成され、かつ全てのリンク能力は等しく ξ で与えられるものとする。ここでリンク数 n 、空きリンク i 、リンク使用率 ξ の場合の 2 項分布確率

$$p(i, n, \xi) = {}_n C_i (1 - \xi)^i \cdot \xi^{n-i} \quad (6.26)$$

を定義する。

(1-1) $s=2$ の場合

図 6.18 にチャネルグラフを示す。1 次リンクの特定の i 本のリンクが空、残りの $(m_1 - i)$ 本が塞がり、かつ、3 次リンクの特定の j 本のリンクが空、 $(m_3 - j)$ 本が塞がっている状態でのメッシュ形の通話路の呼損率は、

$$(1 - \xi)^i \xi^{m_1 - i} (1 - \xi)^j \xi^{m_3 - j} \xi^{m_2} \quad (6.27)$$

で与えられる。 i, j は全く独立に変化できるから、展開段 2 段のメッシュ形通話路の呼損率 BL_2 は

$$BL_2 = \sum_{i=0}^{m_1} p(i, m_1, \xi) \cdot \{\xi + (1 - \xi) \cdot \xi^{m_2}\}^{m_2} = \sum_{j=0}^{m_3} p(j, m_3, \xi) \cdot \{\xi + (1 - \xi) \cdot \xi^{m_2}\}^{m_2} \quad (6.28)$$

で与えられ、 m_1, m_3 に対して対象な式になる。これはチャネルグラフを左右を逆にしても結果は変わってはならないことから明らかである。

(1-2) $s=3$ の場合

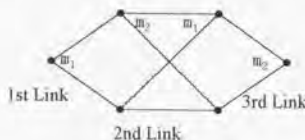


図 6.18 $s=2$ の場合のチャネルグラフ

チャネルグラフを図 6.19 に示す。1 次リンクの内、 i 本のリンクが空、 $(m_1 - i)$ 本のリンクが塞がっているとす。また、5 次リンクの内 j 本が空、 $(m_5 - j)$ 本のリンクが塞がっているとす。1 次リンクの空きの i 本につながる 2 次リンクで特定の i_1 本空、 $(i - i_1)$ 本塞がり、5 次リンクの空きの j 本につながる 4 次リンクで特定の j_1 本空、 $(j - j_1)$ 本塞がり、この条件下で、2 次、3 次、4 次リンクで塞がる条件付き確率 $B(i_1, j_1)$ は

$$B(i_r, j_k) = (1 - \beta)^k \beta^{s-i_r} \cdot (1 - \beta)^k \beta^{s-j_k} \cdot \beta^{i_r j_k} \quad (6.29)$$

で与えられる。2次、3次、4次のリンクで作られる m_2 枚の面は相互に独立であり、並列系であるから、1次リンクが i 、5次リンクが j 空いているときの2、3、4次リンク全体のブロック率 $B_{2-4}(i, j)$ は、式(6.25)、(6.28)から

$$B_{2-4}(i, j) = \left(\sum_{i_r=0}^i \sum_{j_k=0}^j p(i_r, i, \xi) p(j_k, j, \xi) \cdot \beta^{i_r j_k} \right)^{m_2} \quad (6.30)$$

となる。従って1次、5次リンクを含めた全体のブロック率 $BL_{s=3}$ は

$$BL_{s=3} = \sum_{i=0}^{m_1} \sum_{j=0}^{m_5} p(i, m_1, \xi) p(j, m_5, \xi) B_{2-4}(i, j) \quad (6.31)$$

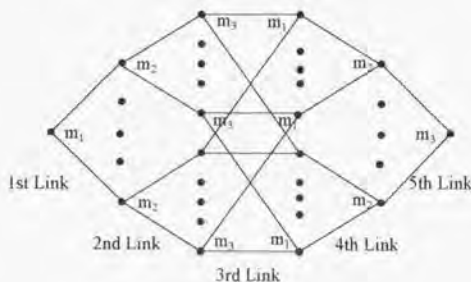


図 6.19 $s=3$ の場合のチャネルグラフ

で与えられる。本表式も、 m_1 、 m_5 に対して対称な式である。

(1-3) $s=4$ の場合

図 6.20 にチャネルグラフを示す。S1 面で i 本のリンクが空き、それ以外は塞がっている条件下でその空いている i 本のリンクに繋がる特定の S2 面で j_5 本のリンクが空き、他が塞がっており、かつ、T1 面で j 本空きでそれ以外は塞がっており、かつ空きの j 本のリンクに繋がる特定の T2 面のリンクの内 j_3 本のリンクが空いており他は塞がっている条件下で、S3 面、ST 面、T3 面内のリンク内のどこかでブロックされる確率 $B_{\theta}(i_{S_1}, j_{S_2})$ としたとき、全ての S3-ST-T3 面のどこかでブロックされる確率は

$$B_{S3-T3} = \prod_{i=1}^{m_1} \prod_{j=1}^{m_5} B_{\theta}(i_{S_1}, j_{S_2}) = \prod_{i=1}^{m_1} \prod_{j=1}^{m_5} \sum_{j_3=0}^{j_5} p(i_{S_1}, i_{S_1}, \xi) \left\{ \xi + (1 - \xi) \xi^{j_3} \right\}^{j_5} \quad (6.32)$$

となる。S1 面で i 本、T1 面で j 本空いている条件下で S2-T2 面のどこかでブロックされ

る確率は、

$$B_{s_2-\tau_2} = \prod_{k=1}^{m_1} \left\{ \sum_{i_k=0}^{m_1} p(i_k, i, \xi) \right\} \prod_{r=1}^{m_1} \left\{ \sum_{j_r=0}^{m_1} p(j_r, j, \xi) \right\} B_{s_3-\tau_3} \quad (6.33)$$

となる。これから展開段4段のJVTDSのブロック率は

$$BL_4 = \sum_{i=0}^{m_1} p(i, m_1, \xi) \sum_{j=0}^{m_1} p(j, m_1, \xi) B_{s_2-\tau_2} \quad (6.34)$$

で与えられる。

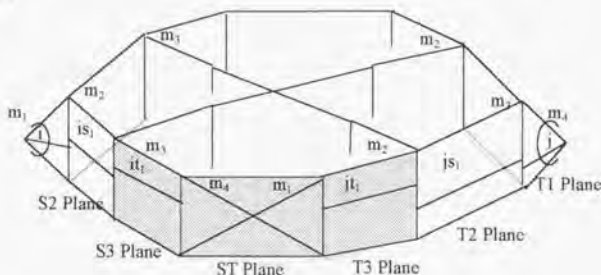


図 6.20 $s=4$ の場合のチャネルグラフ

(1-4)5 段構成の場合

チャネルグラフを図 6.21 に示す。太線部分が3段 ($m_2 \times m_3 \times m_4$) のメッシュ型通路路になることに着目すると、 m_1 に開いた特定の等価リンク (S4 面-TS 面-T4 面) 内での呼損率を $B_0(it_i, jt_j)$ とした時、S4-T4 面全体でブロックされる確率 B_{S4-T4} は

$$B_{S4-T4} = \prod_{i=1}^{m_1} \prod_{j=1}^{m_1} B_0(it_i, jt_j) = \prod_{i=1}^{m_1} \prod_{j=1}^{m_1} \sum_{q_i=0}^{m_1} p(it_i, i, \xi) \xi + (1-\xi) \xi^{q_i} \quad (6.35)$$

で与えられる。S2、T2 各面で is (添え字 $s=1 \sim m_1$)、 js (添え字 $s=1 \sim m_1$) それぞれ空きであることから S3 面 T3 面間でブロックされる確率は S3-S4-ST-T4-T3 で構成される 1 つの面は相互に独立であることを考慮して

$$B_{s_3-\tau_3} = \left[\prod_{k=1}^{m_1} \left\{ \sum_{i_k=0}^{m_1} p(i_k, is_k, \xi) \right\} \prod_{r=1}^{m_1} \left\{ \sum_{j_r=0}^{m_1} p(j_r, js_r, \xi) \right\} B_{S4-T4} \right]^{m_1} \quad (6.36)$$

で与えられる。従って展開段5段の呼損率は

$$BL_{s_1} = \sum_{i=0}^{m_1} p(i, m_1, \xi) \sum_{j=0}^{m_2} p(j, m_2, \xi) \prod_{k=1}^{m_2} \left\{ \sum_{i_k=0}^j p(i_k, i, \xi) \right\} \prod_{r=1}^{m_2} \left\{ \sum_{j_r=0}^i p(j_r, i, \xi) \right\} \cdot B_{S_3-T_3} \quad (6.37)$$

で与えられる。ただし、

$$\prod_{k=1}^{m_1} \left\{ \sum_{i_k=0}^{i_1} p(i_k, i_1, \xi) \right\}$$

等の表現は、単に形式的に

$$\sum_{i_1=0}^{i_1} p(i_1, i_1, i_1, \xi) \cdots \sum_{i_{m_1}=0}^{i_{m_1}} p(i_{m_1}, i_{m_1}, \xi)$$

を短縮したものである。

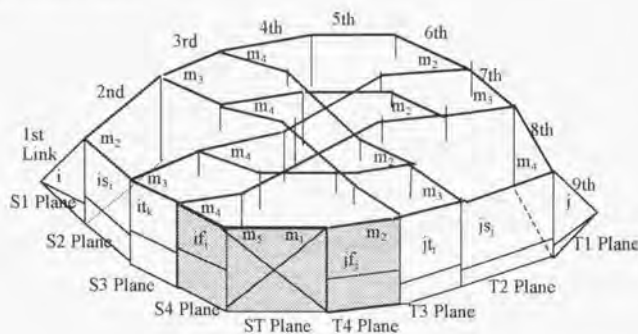


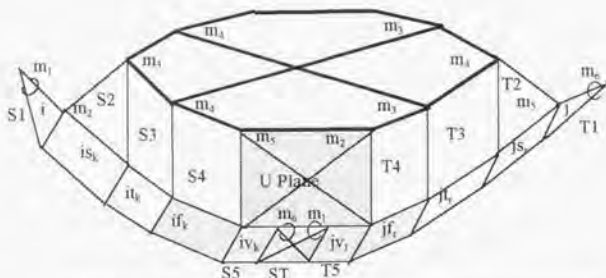
図 6.21 $s=5$ の場合のチャネルグラフ

(1-5) 6段の場合

図 6.22 にチャネルグラフを示す。6段の場合、5段の場合（図 6.21）に m_5 で開き、 m_1 で閉じた部分が太線で示した如く 2 段メッシュ通路路として考える点以外 5 段の場合とほぼ同様である。

特定の S5、ST、T5 面を取り上げ（この 3 面は分岐が無く等価的に 1 本のリンクとして考えられこれを U 面とする）、 i_k^* 、 j_k^* の条件下でのブロック率を B_{k^*} とした時、特定の U 面全体でのブロック率 $B_{S_5-T_5}$ は

$$B_{S_5-T_5} = \prod_{k=1}^{m_2} \prod_{r=1}^{m_2} B_{k^*} = \prod_{k=1}^{m_2} \prod_{r=1}^{m_2} \sum_{i_k=0}^{i_k} C_{i_k} (1-\xi)^{i_k} \xi^{i_k-r} \left\{ \xi + (1-\xi)\xi^{i_k} \right\}^{i_k} \quad (6.38)$$



$k=1 \sim m_2$	$is_k=1 \sim i_1$	$it_k=1 \sim is_k$	$if_k=1 \sim it_k$	$iv_k=1 \sim if_k$
$r=1 \sim m_4$	$js_r=1 \sim j_1$	$jt_r=1 \sim js_r$	$jr_r=1 \sim jt_r$	$jv_r=1 \sim jr_r$
$l=1 \sim m_3$	$u=1 \sim m_6$			

図 6.22 $s=6$ の場合のチャネルグラフ

で与えられる。次に特定の S4, U, T4 の繋がった面を取り上げ (この 5 面も分岐が無く 1 本のリンクとして考えられる), it_{lk} ($l=1 \sim m_2$), jt_{ur} ($u=1 \sim m_4$) の条件下でのブロック率を B_{it} としたとき, S4, U, T4 で作る面全体のどこかでブロックされる確率 B_{S4-T4} は,

$$B_{S4-T4} = \prod_{l=1}^{m_2} \prod_{u=1}^{m_4} B_{it} = \prod_{l=1}^{m_2} \prod_{u=1}^{m_4} \prod_{k=1}^{m_2} \prod_{r=1}^{m_4} \sum_{i_{l,k}=0}^{i_{l,k}} p(if_k, it_{l,k}, \xi) \prod_{r=1}^{m_4} \sum_{j_{u,r}=0}^{j_{u,r}} p(jf_r, jt_{u,r}, \xi) B_{S5-T5} \quad (6.39)$$

となる。これから S3-T3 間でのブロック率 B_{S3-T3} は

$$B_{S3-T3} = \prod_{l=1}^{m_2} \left\{ \sum_{it_{l,1}=0}^{it_{l,1}} p(it_{l,1}, is_1, \xi) \cdots \sum_{it_{l,m_2}=0}^{it_{l,m_2}} p(it_{l,m_2}, is_{m_2}, \xi) \right\} \quad (6.40)$$

$$\prod_{u=1}^{m_4} \left\{ \sum_{jt_{u,1}=0}^{jt_{u,1}} p(jt_{u,1}, js_1, \xi) \cdots \sum_{jt_{u,m_4}=0}^{jt_{u,m_4}} p(jt_{u,m_4}, js_{m_4}, \xi) \right\} B_{S4-T4}$$

これから, S2-T2 間のブロック率 B_{S2-T2} は

$$B_{S2-T2} = \prod_{k=1}^{m_3} \sum_{is_k=0}^1 p(is_k, i, \xi) \prod_{r=1}^{m_4} \sum_{jv_r=0}^1 p(jv_r, j, \xi) B_{S3-T3} \quad (6.41)$$

で与えられるので, 展開段 6 段における JVTDS の呼損率 BL_6 は

$$BL_6 = \sum_{i=0}^{m_1} p(i, m_1, \xi) \sum_{j=0}^{m_6} p(j, m_6, \xi) B_{S2-T2} \quad (6.42)$$

となる。

(2) 通話路コスト

1) 可変多重化スイッチコスト

これはVTDSの V_{mux} コストと同じであり、(6.7)式で与えられる。

2) 可変分離スイッチコスト

ジャンパー直後の分離スイッチを第1段として、入力の多重度を D_i 、比例計数を C_0 としたとき(多重化スイッチ用ゲートと同一比例計数とし、入力多重度にコストは比例するとする)、混合段第 i 段目の可変分離スイッチ V_{dem_i} のコスト $C_{DEM}(i)$ は

$$C_{DEM}(i) = C_0 \cdot D_i m_i = C_0 \cdot (m_1 m_{r+1} \cdots m_{r-1} m_s) m_i \quad (6.43)$$

となる。第 i 段目における V_{dem_i} の数 $N_{DEM}(i)$ は

$$N_{DEM}(i) = \frac{T}{m_1 m_{r+1} \cdots m_{r-1} m_s} \quad (6.44)$$

で与えられる。従って混合段全体のコスト $C_{DEMtotal}$ は、

$$C_{DEMtotal} = \sum_{i=1}^r C_{DEM}(i) \cdot N_{DEM}(i) = C_0 \cdot T \sum_{i=1}^r m_i \quad (6.45)$$

となり、可変多重化スイッチコストと一致する。

3) アーラン当たりコスト

端子数が同一の場合でも、同じ呼損率に対してリンク能率が異なる。すなわち処理できる呼量容量が異なる。従って単位容量当たりの呼量で比較することが妥当である。端子数 T とし、 ξ をリンク能率とすると通話路の全体の処理できる容量 C_{op} は

$$C_{op} = T \cdot \xi \quad (6.46)$$

で与えられる。これから容量当たりの通話路コスト β はVTDSと同様

$$\beta = \frac{C_{MUXtotal} + C_{DEMtotal}}{C_{op}} = \frac{2C_0}{\xi} \sum_{i=1}^r m_i \quad (6.47)$$

で与えられる。

6.3 通話路構成の最適化

6.1節ではVTDS、6.2節ではJVTDsの方式、呼損率、アーラン当たりコストを求めた通話路の呼損率を(6.28)、(6.31)、(6.34)、(6.37)、(6.42)、の各算出式において、

$BL_1=BL_2=BL_3=BL_4=BL_5=BL_6=0.001$ とし、端子数 $T=1028$ (2^{10})、 32364 (2^{15})、 $s=2\sim 6$ (通話路段数としては4段~12段構成) における最適解をもとめると図 6.23 になる。併せて

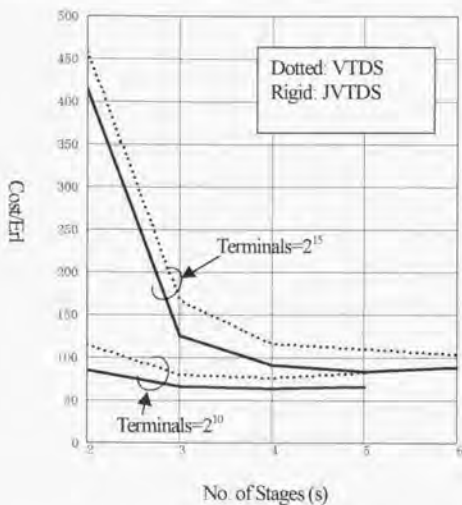


図 6.23 端子当たりコストとスイッチ段数 (端子数 2^{10} 、 2^{15} の場合)

表 6.2 最適通話路構成

$T=2^{10}$	ξ	Optimum Switch Sizes
$s=2$	0.751	$m_1=2^5, m_2=2^5$
$s=3$	0.540	$m_1=2^4, m_2=2^2, m_3=2^4$
$s=4$	0.376	$m_1=2^3, m_2=2^2, m_3=2^2, m_4=2^3$
$s=5$	0.362	$m_1=2^2, m_2=2^1, m_3=2^2, m_4=2^1, m_5=2^2$
$T=2^{15}$		
$s=2$	0.926	$m_1=2^8, m_2=2^7$
$s=3$	0.764	$m_1=2^6, m_2=2^6, m_3=2^5$
$s=4$	0.613	$m_1=2^4, m_2=2^4, m_3=2^3, m_4=2^4$
$s=5$	0.573	$m_1=2^4, m_2=2^2, m_3=2^3, m_4=2^2, m_5=2^4$
$s=6$	0.519	$m_1=2^4, m_2=2^2, m_3=2^2, m_4=2^1, m_5=2^2, m_6=2^2$

時間ジャンパの無い並列型の通話路構成における容量当たりコストを示している。JVTDsにおける最適通話路構成、リンク能率を表6.2に示す。時分割ジャンパのない並列型に比べてかなり改善される。時間ジャンパコストについては考慮していないが、図6.24に通話路構成の最適解に於ける必要な時間ジャンパ種類を最適解におけるリンク能率で除した値を示している。最適解の通話路が必ずしもジャンパコストが最小ではなく、ジャンパ構成によっては最適値が変わる可能性がある。

なお、図6.23、表6.2の数値計算に当たっては、繰り返し演算を減らすため

$$\sum_{i=0}^n p(i, n, \xi) f(i) \equiv f(n(1-\xi))$$

なる近似式を用いて計算した^[6-10]。

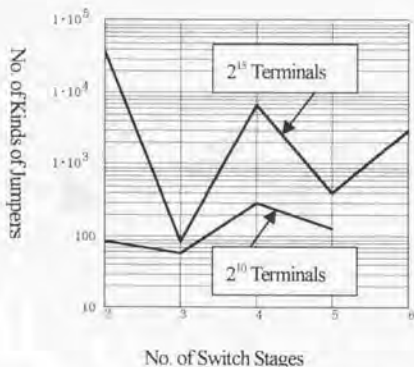


図6.24 最適JVTDsの遅延種類

6.4 本方式の応用についての考察

6.4.1 時分割伝送方式との整合性

本方式は基本的には多重化、分離回路を可変にしたものであり、伝送方式との適合性が極めてよい。光ファイバー伝送方式は150 Mb/s→600 Mb/s→2.4 Gb/s→10 Gb/sと進歩してきており、さらに40 Gb/s、100 Gb/sと伝送ビットレートが上昇しようとしている。こ

の伝送方式における多重化、分離回路部を可変にすることによって伝送ハイアラキーに対応した交換網を作り上げることが出来る。伝送技術で進展する光デバイス、部品等を利用してコストの低い交換機を構成できる可能性がある。

6.4.2 波長多重伝送方式との整合性

一方、波長多重伝送方式が急激に導入され始めている。本ジャンパ方式による交換方式はトラフィック特性がジャンパを用いない方式に対してリンク能率を上昇できるので交換容量を拡大するが、ジャンパ回路部分のコストが上昇する。しかし、波長多重方式にこれを適用した場合には、波長毎に同一交換網にするとすればジャンパアルゴリズムは各波長毎全く同一であり（これは式(6.17)導出の過程から明らかである）、波長によらず、情報のパターンによらない。従って、図 6.25 に示すごとく、波長多重化後にジャンパ回路を設置することにより、各波長で共用が可能になるので、波長当たりではコストを低下するこ

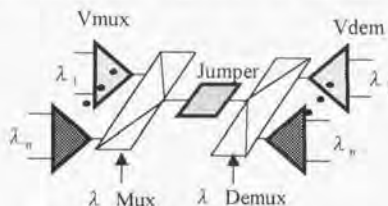


図 6.25 WDM 方式への JVTDS 適用

とが可能である。

6.4.3 WAPS への適合性

可変波長割り当て光交換方式 WAPS は、3 章～5 章で述べた如くスイッチの分散制御を行い、エンドエンドに波長を割り当てる方式である。この方式は波長多重度を上昇することは限界があり、従って波長の持つ全帯域を加入者が使用することはなく、波長の持つ帯域の有効利用が難しい。そこで本光交換方式を適用し、図 6.26 に示す如く、伝送方式に対応して分散している多重、分離回路を時分割可変分離多重化することによって、波長の持っている帯域一杯まで使用することが可能となる。サブネットワーク対応の方式構成は図 6.27 の様に、全く同一構成の時分割通話路がサブネットワーク対応に設置されるが、相

互接続は全くない。本方式による WAPS は波長の持つ種々の特徴（たとえばビットレートフリー）を放棄することにはなるが、伝送路の有効活用に適している。

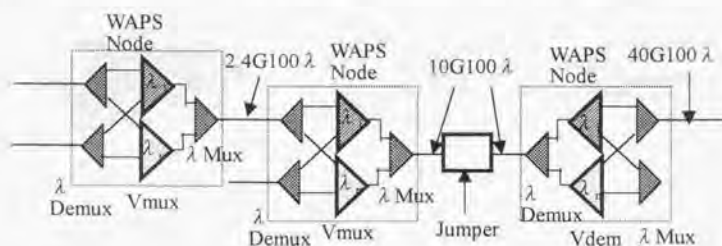


図 6.26 WAPS への適用

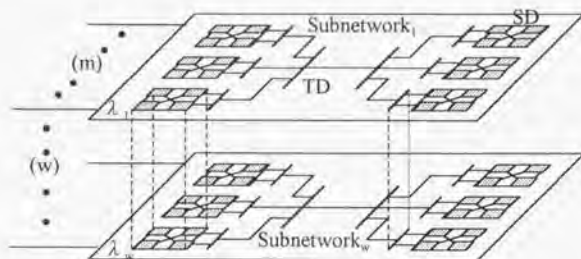


図 6.27 WAPS の時分割化構成

WAPN に本方式を適用する上で

- 1) ベースバンドを加入者には提供し、網内でデジタル多重をはかっていく方法と、
- 2) 端末にデジタル多重化された切り口を提供する方法

の 2 つが考えられる。2) は図 6.28 に示す如く、多重度=1 のインタフェースを省略し、ハイアキーの途中を加入者に見せる方式である。端末は波長と時分割のチャンネルの双方を選択することが必要であるが、サブネットワークの数は波長数×チャンネル数(t)となり各サブネットワークの収容端子数を 1/t に縮小できるので、サブネットワーク全体をノンブロックに構成できる可能性があり、チャンネル制御は極めて簡単になる。

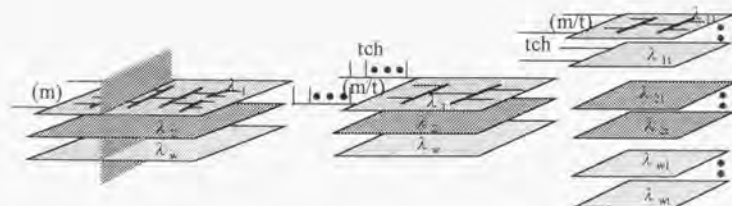


図 6.28 WAPS での多重インタフェース化

6.5 まとめ

波長多重分離型時分割方式として提案していた方式に時間的ジャンパを導入し、ドラフティック特性を改善した光時分割方式を提案し、光ジャンパーのアルゴリズム、その実現法、また通話路呼損率を算定し、アーラン当たり通話路コスト上から見た最適な通話路構成を求めた。

本方式は従来必要とされたランダムアクセスメモリーを必要とせず、多重化、分離化部分を可変にしたもので伝送方式との整合性がよく分散型スイッチ、高速化がむしろ容易であり、波長多重方式との整合性、また WAPS 方式との整合性が極めてよく今後の光交換方式の一つとして有望と思われる。この後、さらにデバイスを含めた総合的な具体的検討が必要であり、それに伴いより詳細な方式的検討も必須である。

「参考文献」

- (6-1) H. Yamada, K. Takada, Y. Inoue, Y. Ohmori, and S. Mitachi, 「Statically-phase-compensated 10GHz-spaced arrayed-waveguide grating」, Electronics Letters, Vol.32, No.17, pp.1580-1582, 15th Aug. 1996
- (6-2) 安井直彦、江川哲明、佐藤隆昭：「ディジタル加入者線交換機的方式構成」通研実報 Vol 31, No. 11, pp1955-1965, 1982
- (6-3) 例えば、K. Habara, T. Matsunaga, A. Misawa, Y. Yamada, M. Tsukada, T. Okugawa, K. Sasayama and K. Yukimatsu, 「Large-Capacity Frequency-Division-Multiplexed Photonic ATM Switches」 XVI World Telecom Congress Proceedings, IS-

03-13, pp.493-500, Sept. 1997

(6-4) 川西悟基, 「超高速時分割多重光通信技術」電子情報通信学会誌, Vol.82, No.3, pp.293-295, 1999年3月

(6-5) S. Nakamura, Y. Ueno and K. Tajima, 「Ultrafast (200-fs Switching, 1.5-Tb/s Demultiplexing) and High-Repetition (10 Ghz) Operations of a Polarization-discriminationg Symmetric Mach-Zehnder All-Optical Switch」, IEEE PTL, Vol.10, No.11, pp.1575-1577, Nov. 1998

(6-6) J. Leuthold, P.A. Besse, J. Eckner, E. Gamper, M. Duell, and H. Melchior, 「All-Optical Space Switches with Gain and Principally Ideal Extinction Ratios」 IEEE J. Quantum Electron., Vol. 34, No.4, pp.622-633, April 1998

(6-7) 秋山稔: 「近代通信交換工学」 電気書院, p.303, 1979

(6-8) 安井直彦, 高橋達郎, 「可変タイムスロット多重化分離回路を用いた時分割通話路の提案」信学論(B), Vol.J66-B, No.2, pp193-200, 1983

(6-9) 田島一人, 上野芳康, 中村滋, 佐々木, 杉木, 加藤, 下田, 伊藤, 畠山, 玉貫, 佐々木, 「ハイブリッド光集積対称マッハツェンダ型全光スイッチ」, 99 春応物(東京理科大), 30a-A-9, p.1225

(6-10) 秋丸春夫, 池田博昌, 「現代交換システム工学」 オーム社, p167, 1989

(6-11) 高木謙三, 「最適経路形式を用いた多段リンク方式の設計」, 通研実報, Vol17, No.7, p91-123, 1968

(6-12) 高木謙三, 伊藤正彦, 「電子交換機用8段リンク方式の内部輻輳率」 通研実報, Vol.18, No.8, p1808, 1969

第7章 波長割り当て光ネットワークのIP網への適用についての考察

インターネットトラフィックが予想を上回る勢いで伸びている。そのトラフィックはいずれ、既存の音声のトラフィック量を凌駕するものと予測されており、今後の新しいネットワークはそのトラフィックを無視しては構成できない、さらにはそれを主たるトラフィックとして検討しなければ無意味な状況になっている。本章ではインターネットトラフィックに対する波長割り当て光交換方式の適用性について考察する。

7.1 インターネットの問題点

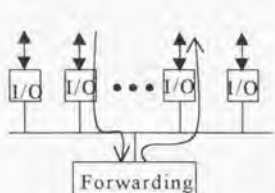
現行インターネットは Send & Pray モデル、あるいは Best Effort Service と呼ばれ、種々の問題が指摘されている。具体的には以下のような問題点がある。

- (1) ネットワーク全体としての品質規定、安定性等に関する規定が一切無い。パケットの紛失等に対する信頼性、遅延時間等伝送品質に関する保証がない。
 - (2) 経路による伝送路の容量、途中のルータの処理容量等が全く任意であるため、時間的に、あるいは宛先への方路により品質変動がある。特に、高速データの処理の場合、パケット遅延、紛失等の可能性が高い。
 - (3) 基本的に store & forward のシステムであり、時間間隔保証が一切無い。したがって、リアルタイムな情報の転送が難しい。
 - (4) 広域にわたった企業内ネットワークを構築しようとしたとき、他の悪意あるトラフィックにより容易に妨害される。そのため、その企業に閉じたネットワークを安定的に提供することが不可能である。
 - (5) 情報伝達上情報の秘密性が本質的にない。
- これら問題を解決する事が必要である。

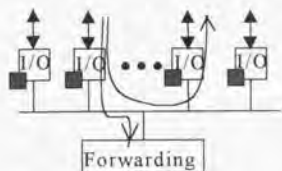
7.2 従来の対応策

ルータ相互の無秩序な接続を許しているがために網の大規模化と複雑化に対しては種々の問題が生じている。最大の問題点は経路制御（ルーティング処理）と転送処理（データ

転送)との分離が出来ていないために経路情報処理が転送処理を圧迫して転送処理能力が低下する⁽⁷⁾と言うことである。この問題はまずルータ単体から起こっている。ルータのアーキテクチャ的な変遷は図7.1に示したとおり⁽⁷⁾である。

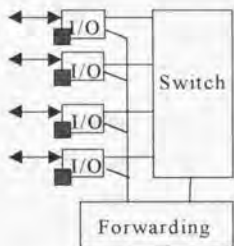


(1)第1世代ルータ



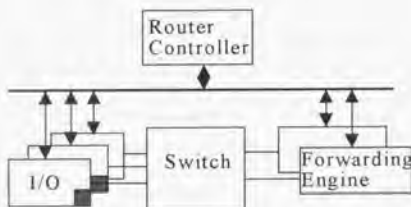
(2)第2世代ルータ

(I/O部に個別プロセッサ)



(3)経路制御と転送処理を分離

(カットスルー)



(4)負荷分散方式

(処理能力ネックの解消)

図7.1 ルータアーキテクチャの変遷

(1)単一プロセッサ/シェアドバス (図7.1の(1))

共通バス部ではプロセッサへの入力パケットの全てのパケット転送と、プロセッサからの全てのパケット転送がこのバス上を通るためバスネックが存在し、処理能力を大きくすることが出来ない。

(2)マルチプロセッサ/シェアドバス (図7.1の(2))

I/O部分でルートを識別できるようにI/O部にForwarding機能を分散(プロセッサとキャッシュを実装)したものであるが、処理能力がトラフィックパターン依存性があるので、またバスボトルネック相変わらず発生する。

(3) マルチプロセッサ/空間スイッチ (図 7.1 の(3))

パケット転送時のバスネック解消のためスイッチを設け、最初のパケットは Forwarding 部に転送してアドレス解決を行うが、次のものは I/O 部で宛先を識別し、Forwarding 部をバイパスし、スイッチ部を通して出力する構成とし、I/O 相互間のパケット転送に十分な帯域を確保する。これによるバスネックは解消される。この結果、汎用のプロセッサで実行していたパケットプロセッシングがボトルネックとなってくる。

(4) シェアード並列プロセッサ/空間スイッチ (図 7.1 の(4))

パケット処理のための並列処理を導入。パケットヘッダだけがプロセッサに送られ、ペイロードは送付せずそれは直接 I/O 間で転送される。

図から分かるように、ルータにおいては当初、転送処理ルートと経路処理は一緒に行っていたが、転送処理は IP スイッチによるカットスルー機能で処理し、必要に応じて経路処理を起動するように機能を分離することによって処理能力を上げる構成に変化してきている。すなわち、カットスルー機能はコネクションレス機能を極力「コネクションオリエンテッド」な経路制御実現へと変換されつつあると考えられる。

IP 網に関する他の対策として、各ルータの協力により網内のバスの帯域を予約するためにプロトコル (RSVP: Reservation Protocol) の開発、マルチキャストに関するプロトコル、アドレス拡張を目的とした IPv6、Differentiated Service 実現のためのルータ改良、等の検討がなされている。

また、ルータ単体での問題解決では限界があり、ネットワーク全体の信頼性の向上、通信性能の保証、セキュリティ確保等を目的として、現在のネットワーク構成を維持しつつネットワーク全体をみてカットスルーを行う MPOA (Multi-Protocol over ATM) の検討、さらには、光アクセスネットワーク、エッジノード及びコアネットワークからなる 1 種の巨大なルータを構成して IP 問題の解決を図ろうとする GMN-CL (GigaMedia Network-Connectionless) の提案⁽²⁹⁾がある。WAPS で目的とする方向も、GMN-CL と同様、ネットワーク全体として IP 網の問題を解決しようとするものである。

7.3 WAPS への適用

WAPS は原則的に 1 トラフィック毎に回線を設定するコネクション型通信網であり、IP ネットワークを実現する基本的な考え方は図 7.2 に示す如く、半固定接続、及びフロー

毎の回線設定の2種類の接続方式で対処するものである。

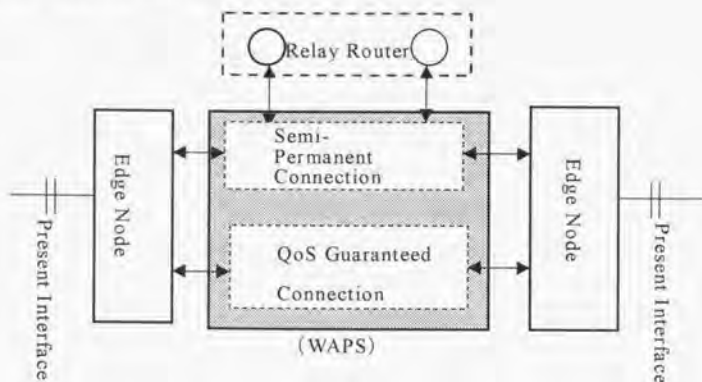


図 7.2 WAPS での CL 網

7.3.1 半固定接続機能による IP 網

これは、EN (Edge Node) 間、中継ルータ間、中継ルータ-EN 間に WAPS による光バス網を提供するものである。これにより従来と同様のルータネットワークが構築可能で、「IP over WDM」を実現することが出来る。本方式におけるノードではスイッチをフロー毎に切り替えるのではなく、半固定的に接続し続けることとなり、光クロスコネクと全く同様な機能である。この際、その光バス網はそれぞれの区間で終端される。EN、中継

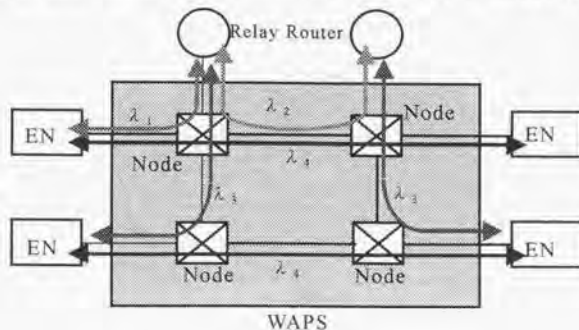


図 7.3 半固定接続による IP over WAPS

ルータで波長を終端し、1度電気に変換する（波長を終端しない方式は後述する）。

この光バス網はGMN-CLにおける「コア層」に相当する。一般のルータネットワークと異なる点は、WAPSにおいてはネットワーク全体としてリソース管理、ネットワーク構成管理が可能となるので、トラフィックに応じた構成変更、品質保証が可能となる。この方式はGMN-CLと同様、網内用の秩序のあるアドレス体系（GMN-CLでは、「コアアドレス」と称している）を独自に作る事が可能であり、これによりアドレス解決を極めてシンプルにし、高速のルーティングを実現することが出来る。

この場合、半固定接続を実施することに依る WAPS ノードのトラフィック容量低下をもたらすので、どの程度までこの半固定接続を許すのか、光クロスコネクタとして別途機能を独立すべきか否かについては詳細な検討が必要である。

この中継ルータを光化し、光ルータとすることが考えられる。光を終端する場合にはルータとしては全く従来と同様に、IP カットスルー機能を実現することが可能であるが、光バスの終端をしない場合、IP のヘッダを（GMN-CL でのコアパケット）識別できる ATM 等の電気技術とは全く異なり、ヘッダを光レベルでは読めないため、ヘッダ情報を別ルートで得なければならない。そのためには、情報の転送機能と経路制御機能を分離し、ネットワークワイドなバス設定を行う方法しかそれを実現する方法が現時点ではない。これは、フロー毎にバスを張る処理方式にならざるを得ないことを意味している。即ち図 7.4 に示す如く、経路制御のための情報ルートである信号網と、情報を伝達するための転送網とを用いてネットワーク全体としてバス設定を行うことが必要となる。即ち、光ルータを実現するにはフロー毎にネットワーク全体としてのバス設定が必要であり、これは、QoS 保証

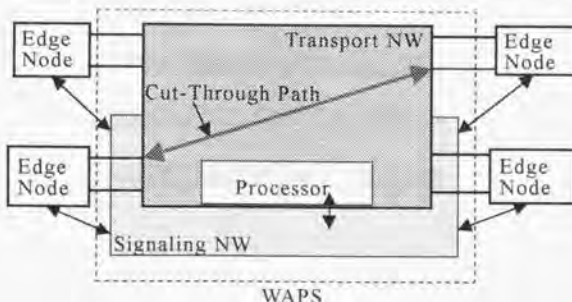


図 7.4 ネットワークカットスルーの実現方式

接続を実現することと等しい。以下にそれについて検討する。

7.3.2 ネットワークカットスルーの実現

(1) 処理フロー

本方式における IP ヘッダを受信し終わってから、IP を目的とする着 EN に送出し始めるまでの処理フロー、及びその時間は下のようになる。方式構成図を図 7.5 に示し、() 内はそれに要する時間を示す。

(i) EC (Edge Control) : IP アドレス解決を実施する (t_{win})。

t_{win} は通常のルータが行う機能であり、ルータとの比較上は無視して良いと考えるが、通常の IP アドレスとは異なるコアアドレス体系を用いることが可能であり、通常のルータに比して各段の高速なアドレス解決が可能である。

(ii) EC から SC (System Control) データを転送する (①)。

(iii) SC は EC からの受信データを解析する。相手先 EN の波長使用状況から空き波長を検出、対応する SNC (Subnetwork Control) に内部バスの設定可否を打診するための情報作成、送出する (t_{SNC})。

t_{SNC} は発側の EN のリンクの空き状況、着 EN への入り側のリンクの空き状況から同一波長で空いているリンクを見つけ出す時間であり、波長数に依存するだけでサブネットワーク、ネットワーク全体の大きさにはほとんど依存しない値である。サブネットワークへのインターフェース部分が時分割多重インターフェースとすれば、等価的にサブネットワークが増えるのでこの t_{SNC} は増加する。

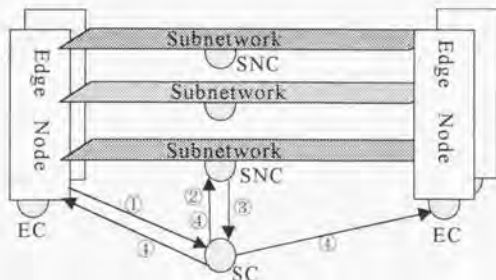


図 7.5 ネットワークカットスルー方式構成

(iv) SC から SNC にデータを転送する (②)。

(v) SNC は SC からの受信データを解析する。当該サブネットワークにおける BI 情報から空きバスを探索、仮リザーブ。空きバスの有無を SC に伝えるためのデータを作成、送出する (t_{SNCant})。

この値はサブネットワークの大きさに依存する。サブネットワークは多段の通路路からなるノードが多段連続に接続されている。SC より与えられた発側、着側の端子情報に基づき、スイッチ内ジャンパー、伝送路の空塞状況をすべて把握し、空きバスを探索する。EN-WAPS 間が時分割多重の場合には、等価的にサブネットワークは小容量のネットワークとなるのでこの t_{SNCant} は短縮される。さらに、ノンブロック化が可能であれば、 $t_{SNCant} = 0$ である。

(vi) SNC はスイッチのクロスポイントを閉じるための制御を行う (t_{cont})

t_{cont} はデバイスによる。熱光学効果によるスイッチ制御を取っている PLC ではどうしても時間がかかる。SOA を用いた場合、LN を用いた場合にはかなりの高速性が期待できる。時分割技術を用いた場合には保持回路への書き込み時間だけ出よく電子的技術で制御が可能となるので、PLC によらない限りこの時間は問題とならないと思われる。しかし、残念ながら現時点で用いることの出来るデバイスは PLC のみである。

(vii) SNC から SC へデータを転送する (③)。

(viii) SC は空きバス確定情報に基づき発信 EC、着信 EC へのバス設定完了を通知するデータを作成し、それらを発 EC、着 EC、SNC に送付する (t_{S2In})

(ix) SC から発 EC、着 EC、SNC にデータを転送する (④)。

(x) 発 EC ではデータ送出処理 (t_{E2In})、着 EC では受信処理、あるいは導通試験等の処理を行い、SNC でバス選択されなかったバスの解放等の処理を行う。

以上から大体の目安を得るため、全てのコントロールでのソフト処理時間は等しく、即ち、 t_s をソフト処理時間として

$$t_s = t_{S2Ant} = t_{S2SNCant} = t_{S2In} = t_{E2In} = 1.5 \text{ms} \quad (7.1)$$

とする。この値は、電子交換機ソフトウェアにおける起呼接続時のダイナミックステップを参考⁷⁻⁴⁾に 1500 ステップとし、且つ処理装置の 1 命令実行時間を 1 μ s と仮定して算出した。

また、全ての情報転送時間は等しく t_s として

$$t_s = ① = ② = ③ = ④ \quad (7.2)$$

とする。

信号網の選択は極めて重要である。従来の共通線信号方式 64Kb/s 網を用いて、1 回の情報転送で 48 バイト（共通線信号方式では、制御情報が 15 バイト必要であるので、実際の情報は 33 バイト）を転送する場合には $t_s = 6ms$ であり、この転送時間が WAPS での処理時間の大半を占めることとなり、使用できない。考えられる信号網としては、ATM バックボーンネットワークがある。これを用いることにより 1Mb/s 信号網は容易に実現可能である。他の案として WAPS の半固定接続網そのものを用いることが考えられる。これにより、10Mb/s、あるいは 100Mb/s 網が可能と考えられる。ここでは ATM 網を想定し $t_s = 0.75ms$ とする。また、スイッチ制御時間は当面の使用可能スイッチと考えられる熱光学効果による PLC スイッチを前提に $t_{cont} = 10ms$ とする。

以上から前処理時間 t_{pm} は

$$t_{pm} = t_{abs} + t_s = t_{abs} + 10ms + 6ms + 3ms \quad (7.3)$$

であり、 $t_p = 19ms$ が得られる。 t_p は WAPS に特有な前処理時間である。

(2) 待ち時間及び必要バッファ量

着側のリンクビジー、あるいはサブネットワークでの内部呼損のため通話がブロックされる確率が存在する。その対策として以下の 2 つの方法が考えられる。

(i) 呼損とし、IP を廃棄する。

呼損率は 10^{-4} 以下とすることが出来る。廃棄率の規定が無いので、許されるか否か不明である。

(ii) 待ち合わせを行う。

呼損としない時の送出されるまでの待ち合わせ時間は t_m で与えられる。ブロックとなったときの待ち合わせ時間を t_w とすると、平均待ち合わせ時間は T_w は

$$T_w \approx t_{pre} + t_w BL_{E-H} \quad (7.4)$$

で与えられる。 BL_{E-H} が小さくほとんど問題にならないと考えられるが、平均待ち合わせ時間を (7.3) 式を参考に、 $T_w = 50ms$ とした場合のバッファ量は以下になる。

$$500Kbits \cdot 3000IP = 1500Mbits = 188Mbytes$$

ただし、1IP 当たりのビットレート 10 Mb/s とし、波長数を 100、1 波長当たりのビットレートを 300 Mb/s として算出した。1EN 当たりのパッファ量は、この程度であれば、現状技術では十分実現可能である。この値は、技術の進展により低下していく。

(3) ルータ網との比較

転送時間についてルータ網との比較を行う。図 7.6 に IP ネットワークでの転送モデルを示す。全体として x ビットの情報をデータ部 p ビット、ヘッダ部 h ビットのパケットに分割して送る ($x \gg p+h$)。回線のビットレート b [b/s]、 k ホップ (中継 $(k-1)$ 回) とするとき、総遅延量の最小値を与える p は以下になる。ただし、伝送遅延、処理遅延は無視する。

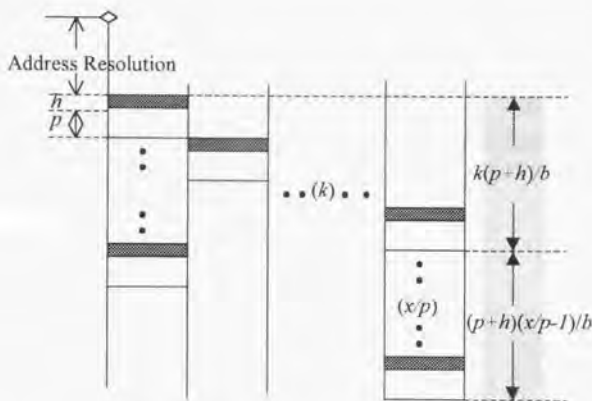


図 7.6 IP ネットワークでの転送モデル

図から送信開始から終了までにかかる時間 t は

$$t = \frac{1}{b} \left(kp + kh - p - h + x + \frac{hx}{p} \right) \quad (7.5)$$

t の最小値を与える p は t を p で微分すると、 p に関して単調増加で 0 の時極小かつ最小になる。従って

$$p = \sqrt{\frac{hx}{k-1}} \quad (7.6)$$

の時に最小値となる。ルータでの全転送時間はアドレス解決の時間を加えて、(2)式を(1)式に代入して、

$$t_{IP} = t_{addr} + \frac{1}{b} \left(k \sqrt{\frac{hx}{k-1}} + kh - \sqrt{\frac{hx}{k-1}} - h + x + \sqrt{hx(k-1)} \right) \quad (7.7)$$

で与えられる。

一方、IP over WAPS の場合の処理時間 t_{WAPS} は図 7.7 より

$$t_{WAPS} = t_{pre} + \frac{1}{b} \left(x + h \frac{x}{p} \right) = t_{addr} + t_1 + \frac{1}{b} \left(x + h \frac{x}{p} \right) \quad (7.8)$$

となるので、転送時間の差 ($\Delta = t_{WAPS} - t_{IP}$) は

$$\Delta = t_1 - \frac{1}{b} \left(k \sqrt{\frac{hx}{k-1}} + kh - \sqrt{\frac{hx}{k-1}} - h \right) \quad (7.9)$$

で与えられる。

(7.9)式において $\Delta=0$ とおいて、 $k=10$ ホップ、 $h=20$ バイトとし、 $t_1=5\text{ms}$ 、 10ms 、 20ms 、 50ms とした場合の情報長 x (Kbits) と伝送速度 b (Kb/s) の関係を図 7.8 に示す。これから以下のことが言える。

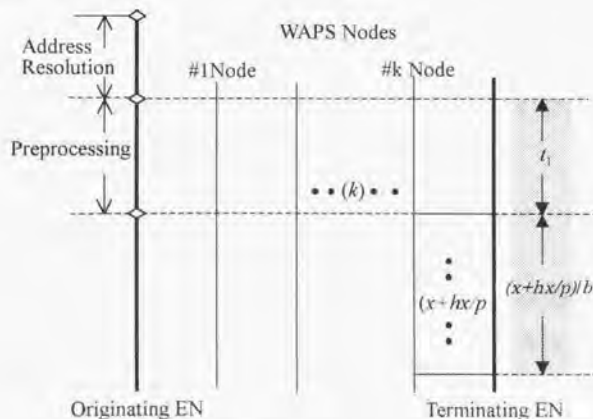


図 7.7 WAPS での転送モデル

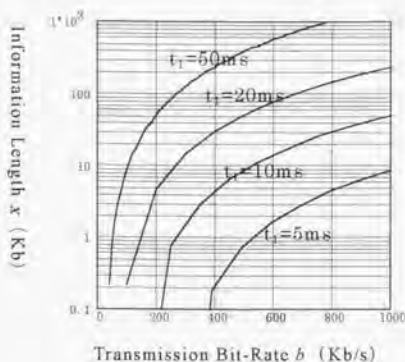


図 7.8 WAPS 適用範囲

(i) 前処理に 20ms かかる (1Mb/s 共通線信号網、命令実行時間 $1\mu\text{s}$ 、TO 型光スイッチ) 場合、情報長が 10K バイト以上であれば問題ない。前処理が $1/10$ となり、 $t_1=2\text{ms}$ とし得る場合には情報長 100 バイト程度で WAPS が有利となる。

(ii) スイッチング時間が最大のネックになる。その時間を半導体デバイスではかなり緩和できるが、漏話の点で満足させるには難しい点がある。なお、MEMS では多少緩和できる可能性⁷⁹⁾がある。

(iii) 命令の実行時間については 1 桁以上の改善は可能と考えられる。

ルータ方式については待ち合わせ無しで考えているが、実際の状況を反映していない、さらに詳細な検討が必要である。

7.3.3 1 ノードの場合

この場合の構成を図 7.9 に示す。処理フローは以下ようになる。

(i) エッジノードでは IP を終端し IP パケット受信によりアドレス解決を行う。相手 EN のコアアドレスを含む対 NC (Node Control) 情報を作成、送出する (t_{vsn})。

この値はネットワークカットスルー時の t_{vsn} と同一である。

(ii) EC から NC にデータを転送する (①)。

(iii) NC は相手 EN の入り側リンクの空塞状況をチェックし、パスを探索し、制御情報を

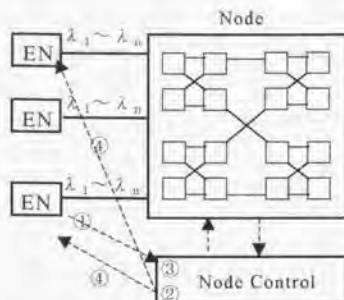


図 7.9 1 ノードにおけるカットスルー

作成する。 $(t_{NChannel})$

$t_{NChannel}$ は与えられる通話路構成により処理時間が異なる。WAPS はサブネットワーク毎に完全に独立な小規模 (1000x1000) な通話路を単に重ね合わせただけであり、各波長対応に全く独立である。サブネットワーク毎に制御装置を持ち、それぞれでチャネル整合処理をすることによって、原理的には 1000x1000 という極めて小規模な通話路におけるチャネル整合の時間で実施できると考えられる。

1000x1000 規模であれば 1 つのスイッチで出来る可能性がある。もしこれが可能であれば、各サブネットワークの各通話路はノンブロックで、チャネル整合が不要となる。この結果、 $t_{NChannel}$ は相手 EN の入力リンクの空塞状況判別だけの時間でよく、 $t_{NChannel}$ をさらに短縮できる。

また、光時分割方式の適用により、波長をチャネルに分割し、等価的にサブネットワークの数を増大することによって、例えば 100 チャネルに分割したとすれば、通話路は 10x10 という極めて小規模なものとなり、チャネル整合時間は実質的には現在 IP スイッチルータが行っている程度の量になる。

(iv) NC は通話路バスを設定し、発 EC、着 EC に対してのバス設定完了通知を作成、送出する。 (t_{set})

(v) NC は発 EC、着 EC にデータを転送する (④)。

(vi) 発 EC、着 EC は通信開始の処理を行う (t_{start}) 。

t_{start} は各 EN とシステムコントロール間の制御情報バスの速度による。ATM では通

話路そのものを用いて実行している。EN が同一局内とすれば WAPS では別の制御線を各 EN から設定することが妥当である。

本形態はシステムコントロールを必要とせず、NC は SC と SNC とが一体化されたものとして動作すること、また、伝送時間も②、③に相当する時間が不要であること、から (7.3)式で与えた前処理時間 t_1 はこの場合、以下で与えられる。

$$t_1 = t_{\text{NC,Class}} + t_{\text{user}} + t_{\text{EN,Trans}} + \text{①} + \text{④} \quad (7.10)$$

ここで、EN が WAPS と同一局内とすれば、信号転送時間は 0 と考えられるので

$$t_1 = 13\text{ms}$$

となる。この場合も、図 7.8 はそのまま適用できる。かなり条件は緩和されるが、伝送速度 1 Mb/s の時、情報長約 1k バイト以上の転送時に WAPS が有利となる状況である。プロセッサ処理能力を 10 倍 (1 ステップ 100ms) とし、スイッチを光時分割にし 1ms 程度とすれば、 t_1 が 1/10 出来、情報長 50 バイト程度で WAPS 有利となり得る。

7.3.4 加入者系構成

WAPS での加入者系としては既に述べた如く、Bs 型と、Sw 型を想定しており、以上の議論は加入者系を Sw 型とし、SD スイッチの部分に EN を配置した構成である。EN で

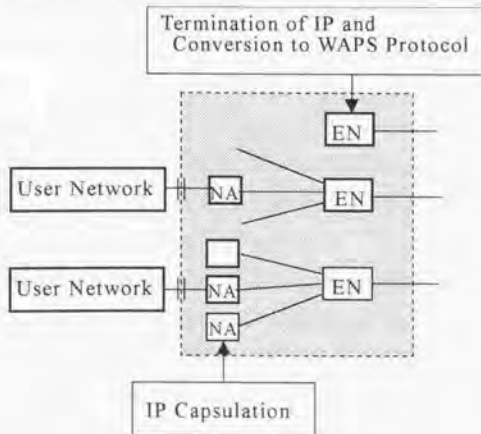


図 7.10 加入者系構成イメージ

WAPS へのアダプテーションを全て行う。そのイメージを図 7.10 に示す。分散配置される NA (Network Adapter) で既存インタフェースを提供し、加入者系形態に合わせたカプセル化を行い、EN で既存インタフェースプロトコルを終端して、WAPS 網内プロトコル、コアアドレスへの変換を行う。この加入者系部分は例えば現在の銅線、あるいはファイバーを用いることもできる。WAPS を用いることによる加入者系構成への制約は特にないと考えられる。

Bs 型の加入者系を用いる WAPS では光ファイバーループあるいは光バスが考えられるが詳細は今後の課題である。

7.4 まとめ

IP ネットワークはそのコストの安さで、不満を常に受けながら発展しているように思われる。現在の方式に比して、実際に安くしうる仕組みはあるのか、それが本方式の適用に関しても問われている。専用線、ルータを全く独立に発展できる従来の極めてオープンなネットワークと本方式でのネットワークは全く異なる。本方式のようにネットワークプロバイダがネットワークを提供して品質を保証しようとしても、安いネットワークが欲しいという要求はそれを止めることは出来ない。その中で本方式を適用するのは未だ機が熟しているとは言い難い。リアルタイム処理が難しいことへの不満、広帯域画像サービスの品質に対する不満等がどうしようもない段階で徐々に導入がなされていくものと考え、GMN-CL が先導的役割を果たすものと期待している。

「参考文献」

- (7-1) 渡辺直也、市川弘幸、新羽純、谷川真樹、原博之、加藤慎一、北爪秀雄、村山純一「次世代コンピュータネットワークバックボーン系構成法」NTT R&D Vol.47, No.4, 1998, pp435-444
- (7-2) Vijay P.Kumar, T. V. Lakshman and Dimitrios Stiliadis, 「Beyond Best Effort: Router Architectures for the Differentiated Services of Tomorrow's Internet」Bell Laboratories, Lucent Technologies (IEEE Com. Mag. May 1998)
- (7-3) 杉岡寛、小柳恵一、安達徹、千葉常之「次世代コンピュータネットワークに向けた展開構想」NTT R&D Vol.47, No.4, 1998, pp411-414
- (7-4) K.Habara, M. Kajiwara, M. Eguchi and H. Ogiwara, 「Information Theoretical

Analysis of Switching Processing] Tran. IECEJ, Vol.E60, No.9, Sep. 1977, pp459-466
(7-5) L.Y.Lin, E.L. Goldstein, and R.W. Tkach, [Free-space micromachined optical
switches with sub-millisecond switching time for large-scale optical crossconnects,]
IEEE Photonics Technol. Lett., Vol. 10, No.4, pp525-527, 1998

第8章 結論

本論文では、点であるノードと線である伝送リンクとが組み合わされている通信ネットワーク全体を一つの通路 (Switching Fabric) と捉え、リンク部分には波長多重 (WDM: Wavelength Division Multiplexing) 光伝送システムが導入されつつある現状を踏まえて、ノード部分に WDM 光スイッチング技術を導入することとし、エンドエンドの通信に1波長を呼毎に割り当てることを基本にする波長割り当て光交換方式 (WAPS: Wavelength Assignment Photonic Switching System) を提案した。本論文では、特に伝送特性から見たネットワーク全体の評価を行い、実現性の確認に主眼をおいた検討を実施した。ネットワーク全体として捉えることにより、エンドエンドで波長変換を実施せず、スイッチも空間分割スイッチのみでネットワークが構築可能である。ネットワークリソースの全体管理という制御に負荷を掛ける代わりに、要求される伝送特性条件を緩和し、光スイッチング技術を導入し易くすることが基本的な提案の考え方である。

本論文ではまず、ネットワーク全体を捉えた光交換技術の研究の現状として光クロスコネクトシステムの研究の現状をのべると共に、交換システムとの違いを明確にした。つづいて WAPS の提案および方式構成技術について概略を述べ、方式の基本概念、方式実現に必要な技術の概要、伝送特性から見た本方式の実現性について考察し、適用領域を明確にするため伝送特性上から見た WAPS ネットワークの評価式を導出し、その評価式に基づいて実際のノードの構成について検討した。その結果、端末数 5000 万が直径 2000km 内に分布したとして、2 階位網構成 (上位網 10 局、下位網 50 局) とした場合について、加入者一加入者間で 100 Mb/s を運びうるネットワークを実現できる見通しを得た。本研究論文ではさらに伝送方式において各端局に機能として存在する多重化、分離機能を可変にしスイッチング機能を持たせることによりスイッチング機能をネットワークに分散することにより、WAPS の機能を向上させ、伝送路容量の使用率を向上し得る可変多重分離時分割方式の提案、検討を行い、その最適な構成につき考察した。最後に将来ネットワークトラフィックの大部分を占められるインターネットトラフィックへの適用性についての検討を行い、半固定接続とフロー毎に接続を行う 2 形式を備えることにより、現在と同様な IP トラフィックを運ぶと同時に、信号網を充実することにより将来必要とされる QoS 保証型の通信サービスに十分対応可能であることを明らかにした。

「システム化」とは技術者にとっては問題集である。システムを検討していく上では、ある意味では脈絡のない種々の問題が発生して来る。それらを1人の人間が解決、あるいは検討することはほとんど不可能であり、複数人でチームを組み、検討しその結果の積み上げつつ全体の研究が進むものである。本WAPSシステムはその意味で問題集であり、著者はその一部を解いたに過ぎないと考えている。

今後さらに研究、検討が必要な多くの項目があるが、特にインターネットに適用するためには詳細な検討、必要であれば試作等を含めて検討が必要と考えられる。インターネットについての問題点を整理するとコネクショニアリエンテッド側からみればほとんど解決できる問題の様に思える。その意味で回線交換的ネットワークへの回帰の予兆が出てきているのではないかの思いを強くしている。

また、時分割化については光デバイスがどこまで必要な機能を実現できるようになるのか、それにかかっている。空間分割スイッチがまだ十分でない以上に時分割用デバイスが十分ではない現時点で何ともいえないが、デバイス開発加速をシステム化と共に進める必要があるかと考える。

論文の中でも述べたが、本方式の基本は波長としての融通性を出来るだけ確保することが基本である。現在の方向である波長多重度の向上と、ビットレートの向上を共に狙うのではなく、ビットレートを上昇せずに波長帯域の狭窄化を狙う研究方向は基本的にあり得ないのか、そのような課題に対する研究結果が出てくることを期待している。

謝辞

本論文を纏めるに際して懇切なるご指導、ご鞭撻を賜りました東京大学大学院工学系研究科電子工学専攻中野義昭助教授に心から感謝の意を表します。

また、本論文作成に当たって有益なご助言、ご教授を賜りました東京大学斎藤忠夫教授、青山友紀教授、菊池和朗教授、保立和夫教授、落合卓四郎教授、学術情報センタ浅野正一郎教授、上智大学小関健教授に厚く御礼申し上げます。特に菊池教授には光通信システムにおける伝送特性解析上での中心的な部分について懇切なご指導を頂き心から感謝申し上げます。また菊池研究室の講師多久島裕一氏にはコヒーレント雑音解析に関して多大なご教授を頂きありがたく感謝申し上げます。小関健教授には相談にお伺いすると、いつも素晴らしい示唆と励ましを与えていただき次の新しい一歩を踏み出すことが出来、感謝であります。

光交換研究との関わりが始まったのは、著者が昭和 59 年武蔵野電気通信研究所基幹交換研究部高速デジタル交換研究室長を拝命し、光交換グループを研究室の 1 つのグループとした時からであります。当時の通信網第一研究所所長葉原耕平氏（現 NTT-AT）、及び基幹交換研究部長池田博昌氏（現大阪大学）、複合交換研究部長塚田啓一氏（現松下電器）、グループリーダの菊地克昭氏（現三菱電機）、グループメンバの松永亨氏、葉原敏士氏、山口正泰氏、錦戸淳氏、と言う枠組みの中で、本論文をまとめ上げる基礎となる光技術に対するセンスを勉強させていただいたと思っております。

光交換研究を単に NTT 内にとどまらず日本全体として大学、代表的な産業界の方々と光交換研究をしていこう、と言う当時の通信網第一研究所所長五嶋一彦氏（現東京工科大学）、複合交換研究部長塚田啓一氏（現松下電器産業）のご指導により、光交換に関連するデバイス、方式の錚々たる先生方にお話をさせていただき、談話会を作ることが出来ました。秋山稔教授（現芝浦工大）、多田邦雄教授（現横浜国大）はその中心的立場で方式、デバイスの両輪から日本における光交換研究を推進されました。この談話会が元となり、電子情報通信学会に光スイッチングに関する時限研究会が出来、10 年以上を経て 1998 年からは「光スイッチング研究会」として恒久的の研究の場として認知されることとなりました。デバイスと方式が一緒になり研究を推進することによって日本の光交換研究が世界に類のない形で進んでおり、この連携の中から神戸で行われました光交換国際会議（PS'90）の

招致が成功したものと思っております。著者はこのような光交換研究の流れの中に身を置かせて頂き、デバイスにも興味を持ち始める非常によいきっかけとなり、動機となりました。長期間電子交換方式の研究開発に従事し、光交換を真に支える技術の研究には若い時代には触れておらずマネージメントのみに従事してきた著者が、デバイスを主として担当されている中野先生の研究室の入ることとなりましたのは、多田教授と秋山教授の連係プレーの中で育てられた著者としては当然の結果であったと考えます。両教授には、最大限の感謝を捧げます。

秋山稔教授、また水沢純一助教授（現 NTT-AT）には、波長割り当て光交換方式の説明を致しました折り、早速研究テーマの1つに取り上げていただきました。本方式の可能性につき、意を強くした思いが今でも心に残っております。

著者が三菱電機に入社しました平成元年以降も光交換の研究を継続できることとなりましたのは、当時の通信システム研究所所長藤原謙一氏（現久米電気）、複合交換開発部部长柳沢忍氏（現三菱電機情報ネットワーク社）、同じく山前瑞穂氏（現エムテック社）のご理解の賜物と感謝しております。そのメンバでありました上村有朋氏には数々の点で難しいことがあったと推測しておりますが、上村氏の研究支援を頂き英文誌をなんとかが著すことが出来ました。ここで改めて感謝を致します。

さらに、交換技術研究部長を拝命し、光交換チームにより光交換研究を続けることが出来たことは、当時の通信システム研究所所長山内歳胤氏（現大井電気）のご支援、また、グループマネージャ内田雅幸氏、チームメンバの上村有朋氏、小宮剛氏、市川俊亨氏のご努力によるものと深く感謝を致します。

また、現情報技術総合研究所所長片木孝至氏には、著者の社会人入学をお許し頂き、終始温かい目で見守っていただき、ご支援いただきましたことを感謝申し上げます。

本論文を書くに当たっては、三菱電機（株）情報技術総合研究所技師長伊東克能氏（現東洋大）には光伝送技術の基本をご教授いただき、また光通信部前部長北山忠善氏、現光通信部部長の笠原久美雄氏をはじめとする光通信部の方々には光通信の実システムに関する状況をお教えいただきましたことを心より感謝いたします。また、先端技術総合研究所の井須俊郎氏には FESTA の研究状況を詳しくお教えいただきました。また NTT 光エレクトロニクス研究所の姫野明氏には PLC による光スイッチ、あるいは AWG に関する文

献についての種々の情報を提供いただきましたことを厚く御礼申し上げます。

以上の方々の他にも名前をあげておりませんが、多くの方々のご支援により本論文が出来たものと考えております。それらの方々にこの場を借りて感謝を致します。本当に有り難うございました。

最後に、土曜日、日曜日になると朝から晩までワープロをたたきまくり、食事時にしか降りて来ず、家のことにはほとんどノータッチで過ごしたこの1年間以上を、我慢し、許し、見守り、協力頂いた妻薫子、長女光代、次女雪枝、長男啓行に心から感謝いたします。特に、啓行には英文論文誌のTEX化に際して全面的に協力を頂き改めて感謝を致します。

著者発表文献リスト

1. 学会論文

- (1) 安井直彦、高橋達郎、「可変タイムスロット多重化分離回路を用いた時分割通話路の提案」

電子通信学会論文誌, Vol.J66-B, No.2, pp193-200, 1983/2

- (2) K. Hiraide, S. Nakajima, and T. Yasui, 「Broadband Switching System Architecture」

IEEE JSAC Vol. SAC-5, No.8, October 1987

- (3) T. Yasui, and A. Uemura, 「A Proposal of a New Photonic FDM Switching System FASP - Frequency Assign Photonic Switching System-」

IEICE TRANS. COMMUN., VOL. E77-B, NO.2, pp174-183, FEBRUARY 1994

- (4) T. Yasui and Y. Nakano, 「Switching Node Consideration from the Aspect of Transmission Characteristics in Wavelength Assignment Photonic Network (WAPN)」

IEICE TRANS. COMMUN., VOL. E82-B, No.2, pp306-316, FEBRUARY 1999

- (5) 安井直彦、中野義昭、「時間ジャンバを用いた可変多重分離時分割光交換方式」

電子情報通信学会論文誌 B Vol.J83-B, No.4, pp.-, Apr. 2000. 掲載予定。

- (6) T. Yasui, K. Kasahara, and Y. Nakano, 「IP Networking Based on Wavelength Assignment Photonic Switching System (WAPS)」

IEICE TRANS. COMMUN. (B) に投稿中。

- (7) 安井直彦、中野義昭、「4線式可変多重分離時分割光交換方式の効構成」

電子情報通信学会論文誌 B 投稿準備中

2. 研究実用化報告

- (1) 清水敏、安井直彦、立岡茂三郎、「DEX-21方式データチャネル装置の実用化」

通研実報, Vol.21, No.6, pp963-988

- (2) 安井直彦、江川哲明、佐藤隆昭、「デジタル加入者線交換機的方式構成」

通研実報, Vol.31, No.11, pp19-29, 1982

3. 国際会議論文 (invited paper)

- (1) T. Yasui, 「High-speed, broadband switching technology」
NTT international Symposium 86, May 1986
- (2) T. Yasui, 「Telecommunications Network Principles and Structure towards Information Network System」
RIENA Joint Conference Proceedings pp196-202, Rome 1986
- (3) T. Yasui, and K. Kikuchi, 「Photonic Switching System/Network Architectural Possibilities」, Topical Meeting on Photonic Switching, WB4 March 1987
- (4) T. Yasui and A. Uemura, 「Present and future of FDM photonic Switching」
Topical Meeting on Photonics in Switching, PTuB1 pp90-93, March 1993

4. 研究会資料 (代表的なもの)

- (1) 安井直彦、高橋達郎、「可変チャネル多重分離回路を用いた時分割通話路に関する検討」 信学技報、SE76-92、pp25-32、1976
- (2) 安井直彦、徳島尚、秋山延義 「混合集線方式の検討」
信学技報、SE81-81、pp25-32、1981
- (3) 安井直彦、後藤裕一、「光交換トピカルミーティング報告」
信学技報、SE87-15、pp43-48、1987年5月21日
- (4) 安井直彦、上村有朋、「波長分割光交換方式の検討」
信学技報、VOL90、No.366、SSE90-97、pp1-6、1990年12月19日
- (5) 安井直彦、「最近の光交換研究の動向」
光スイッチング時限研究会資料、OSW88-2、pp3-8、1988
- (6) 上村有朋、安井直彦、「波長割当光交換方式の提案」
第2回光スイッチング技術時限研究会資料、PTS91-25、pp39-45、1991.7.9
- (7) 安井直彦、「光交換方式」 第3回光スイッチング技術時限研究会資料、
PTS91-30、pp1-11、1991年10月21,22日
- (8) 安井直彦、中野義昭、「波長割り当て光ネットワーク(WAPN)の検討-その1.光ネットワーク評価式の導出」(光スイッチング研究会) 信学技報、PS98-31、pp19-24、1998.10
- (9) 安井直彦、中野義昭、「波長割り当て光ネットワーク(WAPN)の検討-その2.光ノード構成」 (光スイッチング研究会) 信学技報、PS98-61、pp37-42、1998.12.

- (10) 安井直彦、中野義昭、「空間分割光スイッチにおけるコヒーレント雑音に関する検討」
(光スイッチング研究会) 信学技報、PS99-8 (OCS-99-34)、pp13-18、1999.7.29.
- (11) 安井直彦、中野義昭、「波長割り当て光交換方式のIP網への適用に関する検討」
(光スイッチング研究会) 信学技報、PS99-31、pp25-30、1999.11.2
- (12) 安井直彦、中野義昭、「波長割り当て光交換方式(WAPS)のIP網への適用検討」
(第2回フォトニックネットワークをベースとする次世代インターネット技術時限研究会資料) PNI99-18、pp75-82、1999.11.25

5. 学会全国大会 (代表的なもの)

- (1) 安井直彦、「可変チャネル化した多重分離回路を用いた交換方式の提案」
昭和51年度電子通信学会通信部門全国大会、講演番号52、pp52-53
- (2) 安井直彦、「高速・広帯域交換技術の展望」
昭和59年度電子通信学会通信部門全国大会、講演番号S7-6、pp1-473-474
- (3) 安井直彦、菊地克昭、「光交換機のアーキテクチャ」
昭和62年電気・情報関連学会連合大会、講演番号19-5、pp3-100~3-103
- (4) 安井直彦、松永亨、「光交換機と通信」
昭和62年電気・情報関連学会連合大会、講演番号28-3、pp4-166~4-169

6. 解説記事

- (1) 安井直彦、三瓶健、「高速・広帯域交換方式」
電子情報通信学会誌、Vol.70、No.5、pp.488-495、1987.5
- (2) T. Yasui and Y. Goto、「Overview of Optical Switching Technologies in Japan」
IEEE Comm. Mag., Vol.25、No.5、May 1987
- (3) 多田邦雄、安井直彦、「光交換技術の動向」
電子情報通信学会誌、Vol.71、No.10、pp.1023-1027、1988.10
- (4) 安井直彦、「ISDN時代に向けての企業内通信」
電子情報通信学会誌、Vol.76、No.6、pp611-617、1993.6

以上

