

Title	光ファイバ通信における光スイッチ方式に関する研究
Author(s)	荻原, 春生
Citation	大阪大学, 1984, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/2196
rights	
Note	

Osaka University Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

Osaka University

光ファイバ通信における光スイッチ 方式に関する研究

昭和 59 年 4 月

荻原春生

内 容 梗 概

本論文は、光ファイバ通信システムの高度化のために今後必要性が増大すると予想される光スイッチに関する研究研果をまとめたものである。本論文は8章よりなり、その内容は以下のとおりである。

第1章では、本研究の背景、研究の目的について述べる。

第2章では、光スイッチの各種適用形態について考察し、各適用形態で必要とされる光スイッチの性能条件を明らかにし、次章以下で述べる各種光スイッチ研究の目標を示す。

第3章では、モード変換が少く、低挿入損失で大規模化が可能なマトリックススイッチとして望遠光学系を用いて入出力ファイバ端面を結合し、五角プリズムを用いて光路の切替を行う構成を提案し、規模 10×10 、挿入損失1 dB以下のスイッチの試作結果について述べる。

第4章では、V溝によるファイバ整列機構を用いた、大規模 $1 \times N$ 形スイッチの構成法を提案し、 1×9 形および 1×93 形スイッチの試作結果について述べる。

第5章では、1 ms以下の高速切替が可能な 1×2 形スイッチの構成法と制御条件を明らかにし、圧電体バイモルフを駆動源として用いた実験結果について述べる。

第6章では、電気光学効果を用いた 3×3 形光導路スイッチの構成法を提案し、その制御条件を明らかにする。本スイッチは、直線状光導波路のみからなり大規模化に有利であり、しかも原理上 ns 級の超高速動作が期待できることが特徴である。

第7章では、光交換機構成のための、光スイッチ以外の問題点とその解決案について、空間分割形光交換機、時分割形光交換機それぞれについて考察し、前者については、TV電話加入者線交換機を想定した実験機の構成と実験結果について述べる。

第8章は結論であり、本研究で得られた結果を総括し、今後に残された課題を指摘する。

目 次

第 1 章 緒 言	1
第 2 章 光ファイバ通信システムにおける光スイッチへの要求条件	3
2.1 通信網における光スイッチの適用形態	3
2.2 中継系への光スイッチの適用	6
2.2.1 通話路スイッチ網の種類	6
2.2.2 大規模空間分割スイッチ網	8
2.2.3 小規模空間分割スイッチ網	9
2.2.4 時分割交換用スイッチ網	10
2.3 加入者系への光スイッチの適用	12
2.3.1 加入者線交換機のスイッチ網	12
2.3.2 光加入者線保守試験装置用光スイッチ	14
2.4 構内系への光スイッチの適用	15
2.5 光スイッチへの要求条件	16
2.5.1 空間分割交換用スイッチ	16
2.5.2 時分割交換用スイッチ	17
2.5.3 保守試験装置用スイッチ	17
2.5.4 バス状構内網用スイッチ	18
2.6 まとめ	18
第 3 章 N×N形マトリックス光スイッチ	20
3.1 まえがき	20
3.2 マトリックス光スイッチの構成	20
3.3 コリメート光学系の問題点	22
3.4 望遠光学系を用いた構成	28
3.5 光路切替方法	31
3.6 望遠光学系を用いたマトリックススイッチの設計	34
3.6.1 構 成	34

3.6.2	損失配分	37
3.7	試作結果	38
3.7.1	レンズ系およびプリズム	38
3.7.2	接続特性	39
3.8	スイッチの小形化の可能性	41
3.9	まとめ	41
第4章	1×N形大規模光スイッチ	43
4.1	まえがき	43
4.2	V溝による整列機構	43
4.3	可動ファイバのV溝への挿入条件	44
4.4	1×9形光ファイバスイッチの試作	48
4.4.1	構成	48
4.4.2	試作結果	48
4.4.3	試作結果の考察	53
4.5	1×93形スイッチの試作	55
4.5.1	構成	55
4.5.2	試作結果	56
4.6	まとめ	60
第5章	1×2形高速光スイッチ	61
5.1	まえがき	61
5.2	構成	61
5.3	特性	64
5.3.1	ステップ電圧印加時の特性	64
5.3.2	バンバン制御によるチャタリングの抑制	66
5.3.3	光スイッチの接続特性	68
5.4	保持回路	70
5.5	まとめ	71

第6章	3 × 3 形光導波路スイッチ	72
6.1	まえがき	72
6.2	3 × 3 形スイッチの基本構成	72
6.2.1	2 × 2 形スイッチの組み合わせによる構成と問題点	72
6.2.2	3 × 3 形スイッチの提案	74
6.2.3	制御条件の解析	74
6.3	任意長の3 × 3 形スイッチの構成	80
6.3.1	考え方	80
6.3.2	制御条件	82
6.4	スイッチ規模の拡大	85
6.5	まとめ	86
第7章	光交換機の構成	87
7.1	まえがき	87
7.2	空間分割光交換機の構成	87
7.2.1	構成上の課題	87
7.2.2	加入者線光交換機における監視系の構成	88
7.3	時分割光交換機の構成	89
7.3.1	構成上の課題	89
7.3.2	位相同期回路の構成	90
7.3.3	チャンネル位相変換回路の構成	91
7.4	空間分割光交換機の動作実験	93
7.4.1	実験機の構成	93
7.4.2	スイッチおよびスイッチ網の特性	99
7.5	まとめ	102
第8章	結 論	104
謝 辞		106

(付録 1)	コリメート系における光線の角度変換	107
A. 1. 1	ねじれ光線も含めた光度分布の近似式	107
A. 1. 2	光度分布の変換式の導出	107
(付録 2)	コリメート光学系を用いた場合の損失推定	108
(付録 3)	五角プリズムの回転に伴う光線の平行移動量	109
(付録 4)	バンバン制御による切替時間の制御電圧依存性	110
(付録 5)	3 × 3 形スイッチ制御条件の解析解	111
(付録 6)	3 × 3 形スイッチの諸定数推定法	116
A. 6. 1	前提条件	116
A. 6. 2	推定法	116
A. 6. 3	まとめ	123
参考文献		125
本研究に関する発表論文		128
本研究に関する学会・講演会発表		129

第 1 章 緒 言

光ファイバの伝搬損失の低下，半導体レーザーの長寿命化によって，光伝送システムは大容量・長距離伝送用を主体に，大量に通信網へ導入されようとしている。今後は，この量的拡大に伴い，そのシステムとしての高度化が必要となる。この高度化，高機能化のためのキー・デバイスの一つに光スイッチがあり，その実現が重要な課題となつてこよう。

たとえば，今後，広帯域サービスの普及に伴い，加入者線伝送路に光ファイバが大量に導入されると予想される。このとき，加入者線交換局 1 局当りに収容される光ファイバ数は，中継伝送路だけに用いられていた場合に比べ，一桁以上大きな数になると考えられ，その保守試験の効率化は重要な検討課題となっている。保守試験の効率化のためには，光線路を光線路試験機に遠隔操作により自動切替接続する光スイッチが必要である。⁽¹⁾

また，光ファイバは，その細径性・広帯域性・無誘導性の特徴により，バス状構内網に用いられようとしている。バス状構内網とは，一本の伝送路にそつて多数の端末接続点を有し，そこに接続された任意の端末間の通信を，前述の伝送路を共通利用して行う構内通信網のことで，この接続点のことをノードと呼ぶ。各ノードで光／電気変換を行うアクティブノードを用いる場合には，いずれかのノードの障害によりシステム全体の機能停止とならないよう，障害ノードをバイパスするための光スイッチが必要である。⁽²⁾

以上は，既に顕在化している光スイッチの需要であるが，今後考えられる光スイッチの需要として光交換機が考えられる。ここで，光交換機とは，光信号のまま入出力の伝送チャネル相互の切替接続を実現するもので，交換機の通話路系を流れる通話信号を光のまま扱うものであり，それを制御する回路が電子回路であるか光回路であるかは問わない。

光交換方式の電子交換方式に対する優位性，適用範囲等については未だ明らかではないが，光交換の特徴として次の 3 点がある。

- (1) 光伝送路からの信号の交換のために，光→電気，電気→光変換が不要である。
- (2) 波長多重光伝送路と複数のチャネルを束として交換する群中継交換方式⁽³⁾の組み合わせにおいては光／電気変換のみならず，波長多重されてきた信号の分波／合波が不要となる。
- (3) 広帯域信号に対しても，高い漏話減衰量を持つ通話路スイッチ網の構成が容易である。

これらの特徴を有効利用した光交換方式の経済化効果の検討の前段階として，まず光のまま交換する技術を確立する必要がある。光交換機構成のための中心課題も，やはり，通話路用光スイッチの構成技術である。

以上の観点から、本研究では、光ファイバ通信において必要となる光スイッチに対する要求条件を整理し、それを満す光スイッチの構成法について検討し、さらに、それらを用いた光交換機の構成法について検討した。

本論文は、8章で構成され、第2章では、光ファイバ通信システムで要求される光スイッチの性能条件と適用形態について整理し、後の章で述べる各光スイッチの研究目標を明らかにする。第3章では、空間分割光交換機または光伝送路の保守試験装置に使用される $N \times N$ 形スイッチについて、第4章では $N \times N$ 形スイッチと組み合わせて空間分割交換機あるいは保守試験装置に、主として集線効果を実現するために使用される $1 \times N$ 形大規模スイッチについて、第5章ではバス状構内網におけるアクティブノードのバイパス回路への適用をねらった 1×2 形高速スイッチについて、それぞれ設計法と、設計法の妥当性を示す実験結果について述べる。以上の章で取扱うスイッチは、低損失性を主眼として研究したものであり、いずれもマルチモードファイバを使うシステムへの適用をねらった機械的な動きを伴うものである。

第6章では時分割交換機への適用をねらった 3×3 形光導波路スイッチの提案とその制御条件の解析結果について述べる。このスイッチは、超高速動作が原理的に可能であることに特徴があり、シングルモードファイバを使うシステムへの適用を想定したものである。

第7章では、光交換機構成上の光スイッチ以外のハードウェア構成上の諸問題とその解決策について考察し、その結果に基づいて試作した空間分割光交換機の構成と実験結果について述べる。第8章は結論である。

第2章 光ファイバ通信システムにおける 光スイッチへの要求条件

2.1 通信網における光スイッチの適用形態

通信網は、図2-1に示すように、主として伝送路と交換機により構成される。また、通信網は、中継系、加入者系、構内系の各部分網よりなる。ここで、中継系は、中継線交換機と中継伝送路が、加入者系は、加入者線交換機と加入者伝送路が、構内系は、構内交換機と構内伝送路が主たる構成要素となる。

従来、光技術は中継系の光伝送技術として通信網へ導入され、その経済化に寄与してきた。今後は、加入者系、構内系への導入が期待され、その大量導入は光スイッチの需要をもたらし、さらに、将来は、光信号のまま交換する光交換方式の導入によって、より高度の機能を持つ通信網の実現が期待される。

図2-2は、日本の公衆通信網における中継線⁽⁴⁾（加入者線交換局と中継線交換局を結ぶ有線および無線）および加入者線⁽⁵⁾（有線）の距離の累積分布を、図2-3は光伝送方式の無中継伝送距離⁽⁶⁾を示す。これらの図から、 $0.85\mu\text{m}$ の短波長帯の光を使用したのでは、無中継伝送距離は、ほぼ交換局間距離に等しくなるが、長波長帯の光源を使用すれば、局間距離の数倍の距離の無中継伝送が可能となることがわかる。

短波長帯の光を使用した時には、各交換局で再生中継を行う必要があり、そのため現状では、光/電気変換を行う結果、交換機のスイッチは電気信号に対するスイッチで十分であった。

しかし、今後は、より長波長帯の光を使用する方向にあるので、その長い無中継伝送距離の特徴を十分生かすことのできる光交換方式の導入を積極的に考えてゆくことが有利であり、そのための光スイッチが必要になると予想される。

加入者系においても、長波長帯の伝送技術を使い、加入者線交換機の通話路スイッチに光スイッチを使用すれば、加入者宅相互、あるいは加入者宅と中継線交換局間の無中継伝送が可能となり、経済化に寄与できる可能性がある。ただし、音声帯域等の低速通信に対して、光ファイバ加入者線を用いても、既存の平衡ケーブル方式に対して大幅なコストアップになるのみで利点は見い出されず、光ファイバが使用されるのは、広帯域サービス用の加入者線、あるいは広帯域サービスと低速サービスの併用加入者線としてであると予想される。

広帯域サービスの加入者系では、加入者線交換機と加入者宅内は、加入者毎に1本の光ファイバで結ばれるため、加入者線交換局には、加入者の数だけの光ファイバが集まってくる。こ

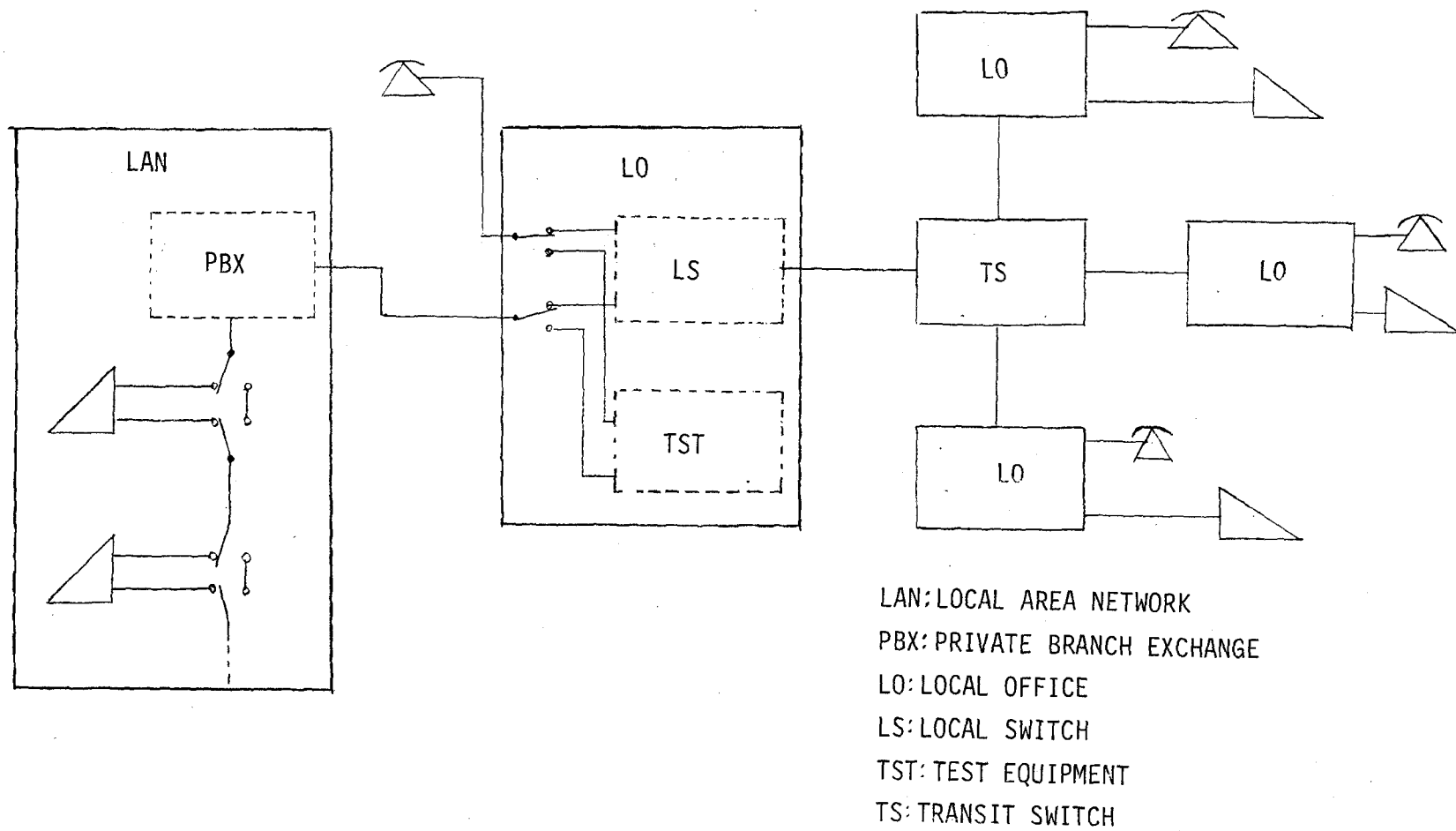


図 2 - 1 通 信 網 の 構 成

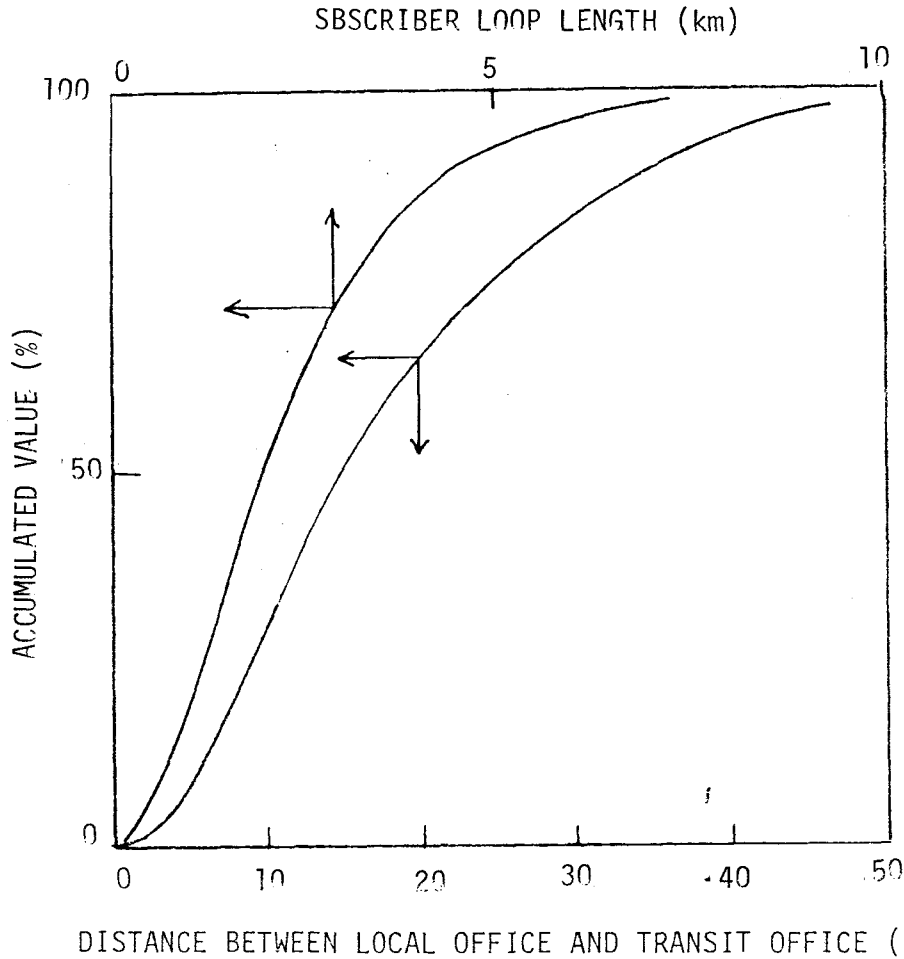
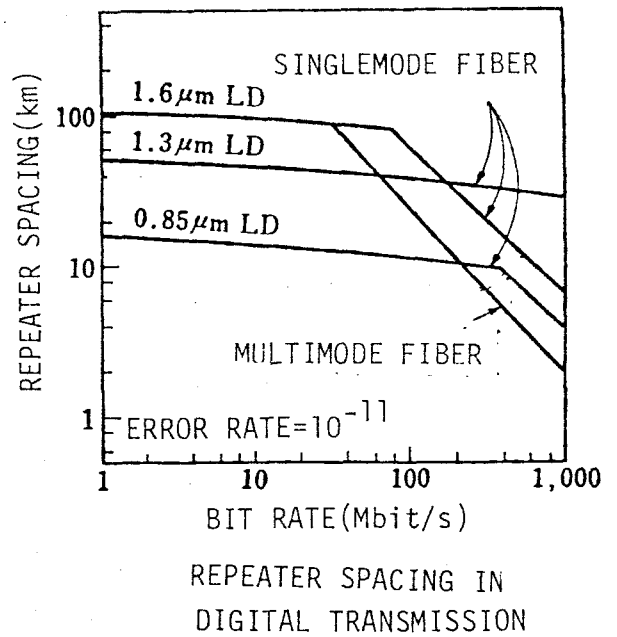
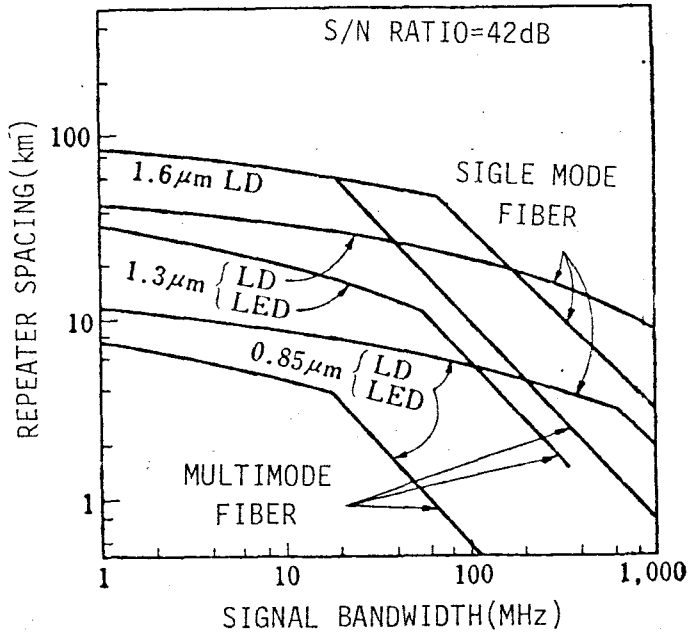


図 2-2 中継線および加入者線の距離の累積分布



REPEATER SPACING IN ANALOG TRANSMISSION

図 2-3 光伝送方式の無中継伝送距離

光ケーブル損失 (含接続損) : 3.5 dB/km (0.85 μm), 0.8 dB/km (1.3 μm), 0.4 dB/km (1.6 μm)

これらの大量の光加入者線について、保守試験を能率よく行うためには、平衡ケーブルによる加入者系と同様に保守・試験の遠隔操作、すなわち、光ファイバ加入者線と試験装置の接続切替を、人手によるコネクタの接続替によることなく、光スイッチにより遠隔制御により切替接続できることが必要である。

構内系では、光ファイバを用いたバス状の網が、無誘導性・増設の容易性などから、使われつつある。各端末をバス状に接続する方法として、各接続点（以下ノードと呼ぶ）で、光／電気変換を行うアクティブノードによる方法と、光の分岐・挿入を受動的に行うパッシブノードによる方法がある。多数のノードを縦続接続する時、前者の方法では信頼性の点から、また、後者の方法によっては、光の損失の点から縦続接続数が制限される。

これらに対する解決案として、光スイッチを用いる方法がある。すなわち、各アクティブノードに光スイッチによるバイパス回路を設けておき、ノードの障害時または主電源断時には、そのノードをバイパスさせて光信号を通過させ、1個のノードの障害により、全システムが機能停止となることを防ぐ方法である。この方式では、切替による信号断時間を短くするため、高速の光スイッチが要求される。

本章では、これらの適用形態を想定し、各適用形態における光スイッチへの要求条件について考察する。

2.2 中継系への光スイッチの適用

2.2.1 通話路スイッチ網の種類

中継系への光スイッチの適用は、中継線交換機の通話路スイッチと、回線編集装置の方路切替スイッチ⁽⁷⁾が考えられる。中継線交換機では、呼に応じて対地^{*}を切替えるのに対して回線編集装置では、各通信チャネルの最終的な対地は固定したまま、その伝送ルートを切替える。これらの装置では、切替の目的には差があるが、いずれの装置でも入回線数と出回線数が同じであり、スイッチ網内での呼損^{**}は十分小さくする必要がある点から、スイッチ網の基本構成は同様になる。したがって、以下では中継線交換機への適用を例に話を進める。

中継交換には、対地の切替を呼毎に行うものと、ある呼の群に対して切替を行う群交換方式がある。現用の通信網では、呼毎に切替える交換方式が使われているが、昼夜の時間帯毎

* 注目している回線が接続される目的地

** 回線の接続要求に対し、それを実現するためのスイッチあるいは伝送路が他の呼の接続に使われており、要求が実現できないこと。

に通信トラフィック交流パターンが変化することに着目し、大局的にみた交流パターンにしたがって、複数のチャンネルをまとめて半固定的に切替え、呼毎に切り替えを必要とする呼量を減じようとする方式が群中継交換方式であり、基礎検討が進められている。⁽³⁾

光伝送路は大容量の伝送路であり、低速信号に対しては多重伝送路として使われる。空間分割光交換機では、各光伝送路を単位に切替接続をすることになるので、低速信号に対しては群交換方式となる。また、時分割光交換機にあっても、低速信号を回線単位で呼毎に交換しようとする、フレーム位相同期のための可変遅延回路（音声信号に対しては、最大1/64 msの遅延が必要、第7章で詳述）のために長い光ファイバが必要であり、実現上問題がある。したがって、時分割光交換でも低速信号に対しては群交換となる。一方、動画像などの広帯域信号に対しては、回線毎に呼毎交換は可能である。

通話路スイッチ網の構成には、その時通話に使用されていない入回線と出回線が指定された時、他の通信中のパスがどのようなようであっても新たなパスを設定できる非閉塞形と、ある少ない確率ではパスの設定できないことを許容する閉塞形がある。さらに非閉塞形には、既に通信中のパスは変更せずに、新たな呼にパスを設定できる狭義の非閉塞形と、ある確率で既に通信中のパスの再配置が必要になる再配置非閉塞形がある。大規模スイッチ網では、ある入出力回線を接続するパスの組み合わせは多数取り得るので、閉塞形としても容易に閉塞確率は十分小さくでき、かつ、閉塞形にすることにより、切替スイッチ数の減少に効果が大きいため、閉塞形の構成とすることが多い。一方、小規模のスイッチ網では、閉塞形にしその閉塞確率を小さくしたスイッチ網と、非閉塞形のそれとで必要とされるスイッチ数の差は少ないので、非閉塞形スイッチ網が採用される。非閉塞形のうち、再配置形は、空間分割スイッチ網に適用すると、パスの接続替え毎に回線の瞬断を伴うため、時分割スイッチ網にのみ使われる。

なお、空間分割スイッチ網とは、入出力の接続関係が与えられた時、スイッチ網の接続状態を時間的に保持したままその接続関係を実現するものであり、時分割スイッチは、与えられた接続関係を時分割多重で、すなわち、スイッチの接続状態を周期的に変化させ、ある時間順序に従って与えられた接続関係を実現するものである。

通話路スイッチ網は、単位スイッチを多段に縦続接続して構成される。この構成は、入出力回線数、加わる呼量、許容される呼損率などの外部的に与えられる条件と、それらの条件を満す範囲で、(a)所要総開閉素子数、(b)その駆動回路量、(c)経路選択論理の複雑さ、などの経済性を定める要因を考慮して決定される。光スイッチ網では、これらに加えて、許容さ

れる挿入損失も考慮する必要がある。

電気信号に対する通話路スイッチ網の研究結果によれば、上記(a)の点からは、 5×5 前後の正方スイッチを単位として構成することが⁽⁸⁾、また(b)、(c)の点も考慮し、リンク形式を与えた場合には、 $8 \times 8 \sim 10 \times 10$ の正方スイッチが最適と言われている。⁽⁹⁾ 光信号に対する挿入損失の点からは、単位スイッチを大きくし縦続段数を減らすことが有利である。

そこで、本研究では、 10×10 スイッチを単位として構成したとき必要となる縦続段数を求め、そのとき単位スイッチに許容される損失をスイッチ実現の目標値とするとともに、より大規模なスイッチの実現法もあわせて検討する。

2.2.2 大規模空間分割スイッチ網

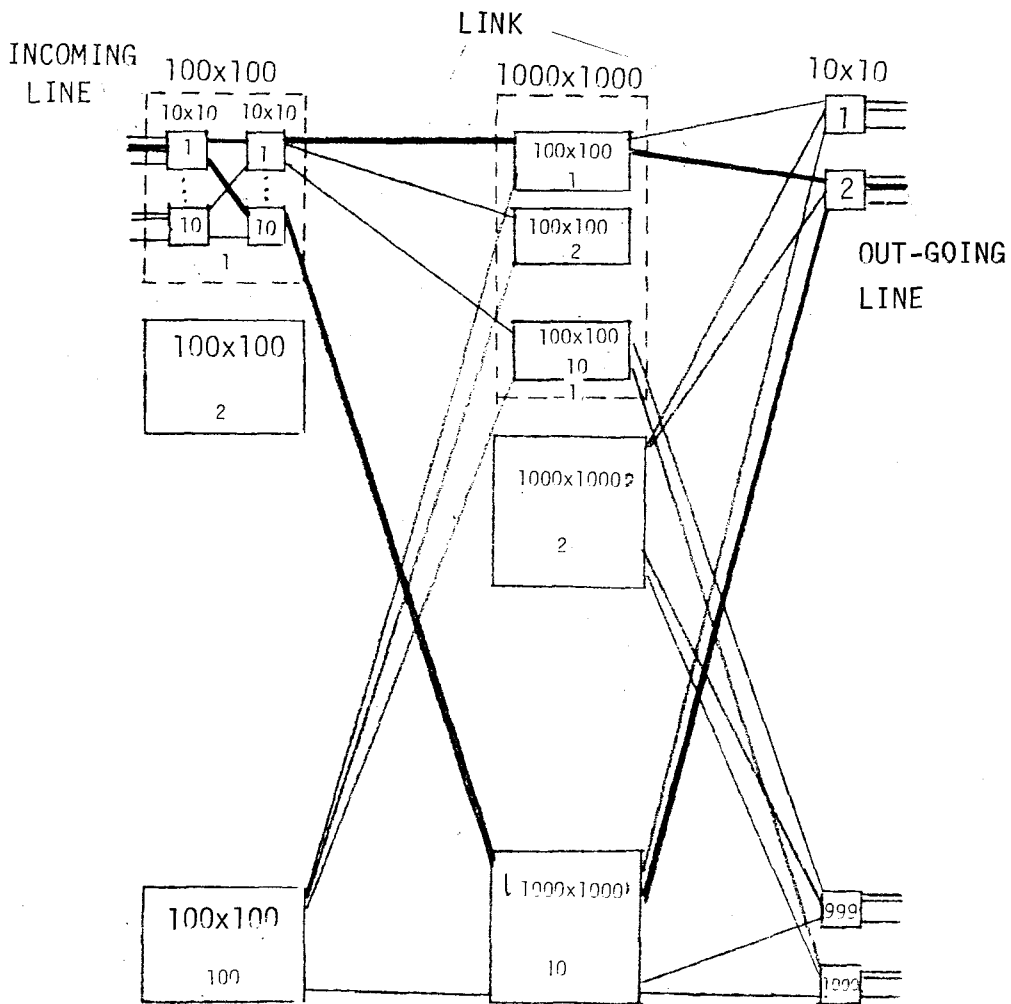
呼毎の中継交換に適用され、 $10^4 \times 10^4$ の入出力回線を収容する大規模空間分割スイッチ網の構成例を図2-4に示す。スイッチ網の設計で重要なパラメータである呼損率は、チャンネルグラフをもとにして計算される。なお、チャンネルグラフとは、ある特定の入線と出線を結ぶ可能なパスを抜き出したもので、図2-4において、丸印は各単位スイッチ、丸印相互を結ぶ線は、スイッチ相互を結ぶ接続線(リンクと呼ばれる)のうち、上記のパスとして選び得るものを示す。

スイッチ網は多数の呼で共用されるので、あるリンクが特定の呼に対して使用可能か否かは確率的に決まる。各リンクの使用状態は独立ではないが、計算を容易とするため、以下では、各リンクの使用状態を独立とみなすC. Y. Leeの近似法⁽⁹⁾によって呼損率を計算する。

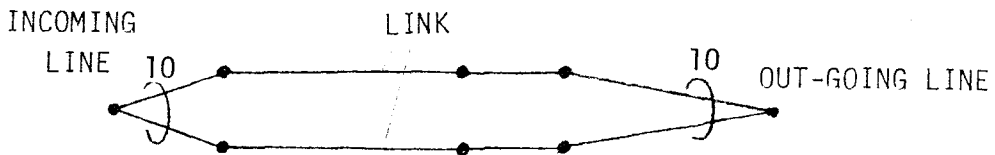
各リンクの設計使用確率 P を小さめに設定すると、同一の呼量を運ぶために、より多くのスイッチが必要になり、また、あまり大きくとると、呼損率の条件を満たすような可能な経路の数を多くするため、やはり、より多くのスイッチが必要になる。したがって、リンク使用確率の設計値には最適値が存在し、 $P \doteq 0.5$ が最適と言われている。⁽⁸⁾ (この場合、中継線の使用率も0.5となる。)

中継交換では、ある入線の呼を指定された対地に向うどれかの出線に接続すればよい。ここでは対地当りの出線数を10として、呼損率を求めた。また、電話の呼毎中継交換では、通常、呼損率を 10^{-3} 程度以下とするので、これらをめやすにスイッチ網を設計した例を表2-1に示す。

入出力線数が一万以上の場合には、各対地毎の入出線を分割し、その分割した線毎に通話路スイッチ網に収容すればよく、スイッチ網の規模としては $10^4 \times 10^4$ を考えれば十分である。したがって、呼毎の中継交換用スイッチ網は、 10×10 スイッチ最大5段の縦続接続で、



(a) SPACE DIVISION SWITCH NETWORK



(b) CHANNEL GRAPH

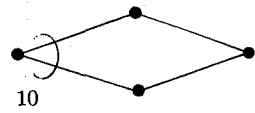
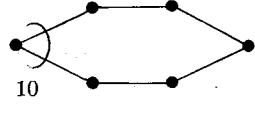
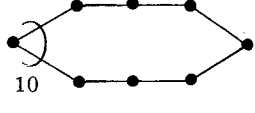
図 2-4 $10^4 \times 10^4$ 空間分割スイッチ網とそのチャネルグラフ

呼損率 1.5×10^{-8} の実用上問題のない値を持つスイッチ網を構成できる。

2.2.3 小規模空間分割スイッチ網

群交換用のスイッチは、規模が小さいこと、および、呼の群を単位に切り替えるので非閉塞形のスイッチ網を用いることがよい。図 2-5 はクロス形の狭義の非閉塞形スイッチ網の

表 2-1 空間分割スイッチ網の設計例

段数 ^{*1}	入出線数	呼損率(1) ^{*2}	呼損率(2) ^{*3}	チャネルグラフ
3	100	0.056	3.2×10^{-13}	
4	1000	0.26	1.6×10^{-6}	
5	10000	0.52	1.5×10^{-3}	

*1 使用スイッチは10×10。 *2 入出力回線を指定した場合。 *3 ルート当り10回線存在するとし、そのいずれかに接続すればよい場合。 いずれもリンク使用率0.5で計算。

構成例を示す。この基本構成は、入出線の数をそれぞれ $(n \cdot m)$ 本とする時、両端にそれぞれ m 個の $n \times (2n - 1)$ 形スイッチを、中央に $m \times m$ 形スイッチを $(2n - 1)$ 個配置し三段リンク接続したものである。⁽¹⁰⁾ 各スイッチはそれぞれがまた複数のスイッチから構成される非閉塞形スイッチ網であってもよい。

図2-5は 100×100 ($n=10, m=10$)の規模であり、各単位スイッチは、量産化を考慮し 10×10 スイッチを基本とし、これに 1×2 形スイッチを組み合わせて、クロス形構成としている。このため、両端の 10×19 形のスイッチは、 1×2 形スイッチ10個と 10×10 形スイッチ2個の組み合わせで 10×20 形のスイッチ網を構成し、スイッチ網全体は5段の縦続接続で構成されている。

2.2.4 時分割交換用スイッチ網

時分割光交換機のイメージは明確ではないが、およそ以下のような仕様が考えられる。

- 情報信号速度：数+M bit/s 以上
- 切替対地数：10対地以上
- 対地当りの光伝送路数：5以上

以上の仕様によれば、スイッチ素子として切替時間がns級あるいはより高速で、スイッチ網の規模で 50×50 以上が必要となる。

電気光学効果を用いた光スイッチを用いれば、動作速度の条件は満し得る。この形のスイ

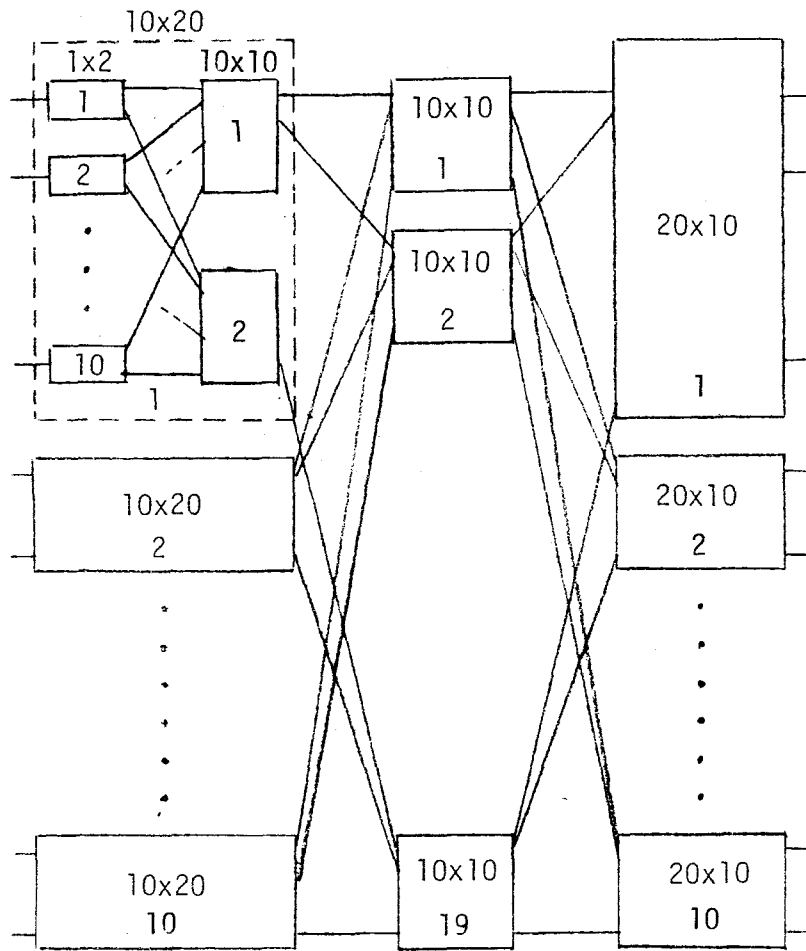


図 2-5 100 × 100 クロス形非閉塞スイッチ網

スイッチは、 2×2 形あるいは本研究で提案する 3×3 形等の小規模のものしか知られていない。表 2-2 は、これらを用いてクロス形再配置非閉塞網⁽¹¹⁾ を設計した結果を、図 2-6 は、その構成を示す。これから、 2×2 形のスイッチで 50×50 の網を構成するには 27 段の縦続接続が必要であるのに対し、 3×3 形スイッチを用いれば 9 段の縦続接続でよいことがわかる。このことから、単位スイッチの大規模化が、縦続段数制限に大きな効果を持つことがわかる。

表 2-2 クロス形再配置非閉塞網の設計例

使用スイッチ		段数			
		1	3	9	27
2	×	2	4	16	256
3	×	3	9	81	6561
4	×	4	16	256	65536

表中の数字は空間的な入出力端子数を示す。

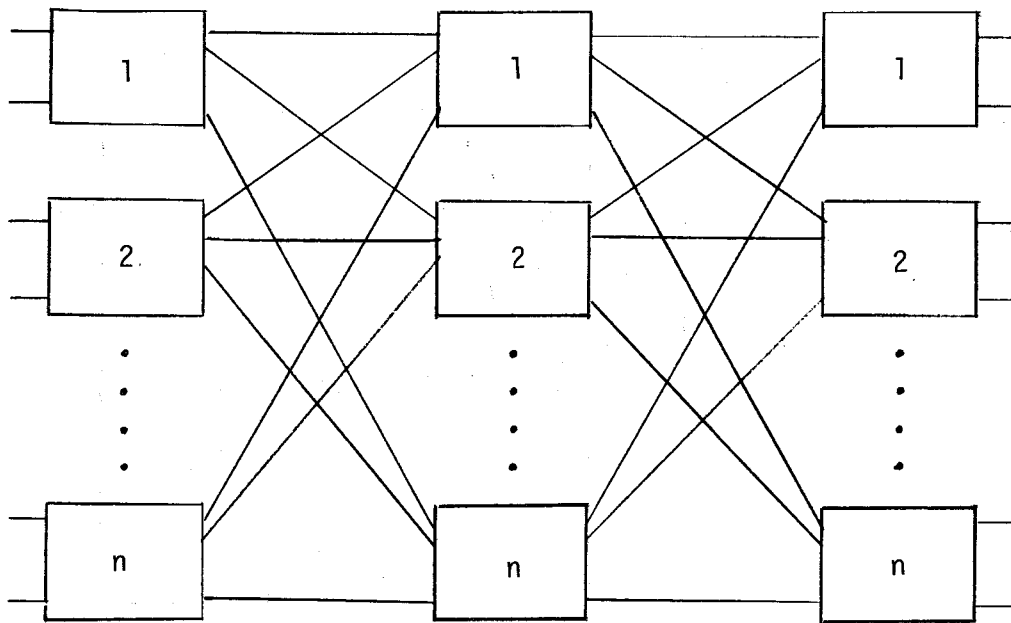


図 2-6 クロス形再配置非閉塞スイッチ網

各スイッチは $n \times n$ 形，9 段接続の場合は，各スイッチを上記の 3 段スイッチで置きかえる。27 段接続では各スイッチを 9 段スイッチで置きかえる。

2.3 加入者系への光スイッチの適用

2.3.1 加入者線交換機のスイッチ網

加入者線交換機が中継線交換機と大きく異なる点は，次の 2 点である。

- (1) 加入者線の使用率は小さい（電話トラヒックの例では，最繁時の 1 時間平均で 0.1 前後）ので，中継線を効率よく利用するため集線を行う。ここで，集線とは，スイッチ網の加入者側の回線数より，中継線側の回線数を少なくすることを言う。
- (2) 各呼を指定された加入者に接続する機能を実現するため，呼毎交換が必須である。

中継系のところでも述べたように，光伝送路では，音声のような低速信号は多重化して伝送され，それに適する交換方式は群交換となる。したがって，呼毎交換を必須とする加入者線交換機では，低速信号に対する光交換は有り得ない。一方，広帯域信号に対しては，加入者毎に光ファイバが設けられると考えられる。したがって，加入者線光交換機は，広帯域信号に対する空間分割交換機しか有り得ない。

図 2-7 は，空間分割加入者線交換機用の通話路スイッチ網の構成例を示す。加入者線の平均使用率は，電話トラヒックの例では，0.05 ~ 0.15 程度であり，中継線の使用率を 0.5

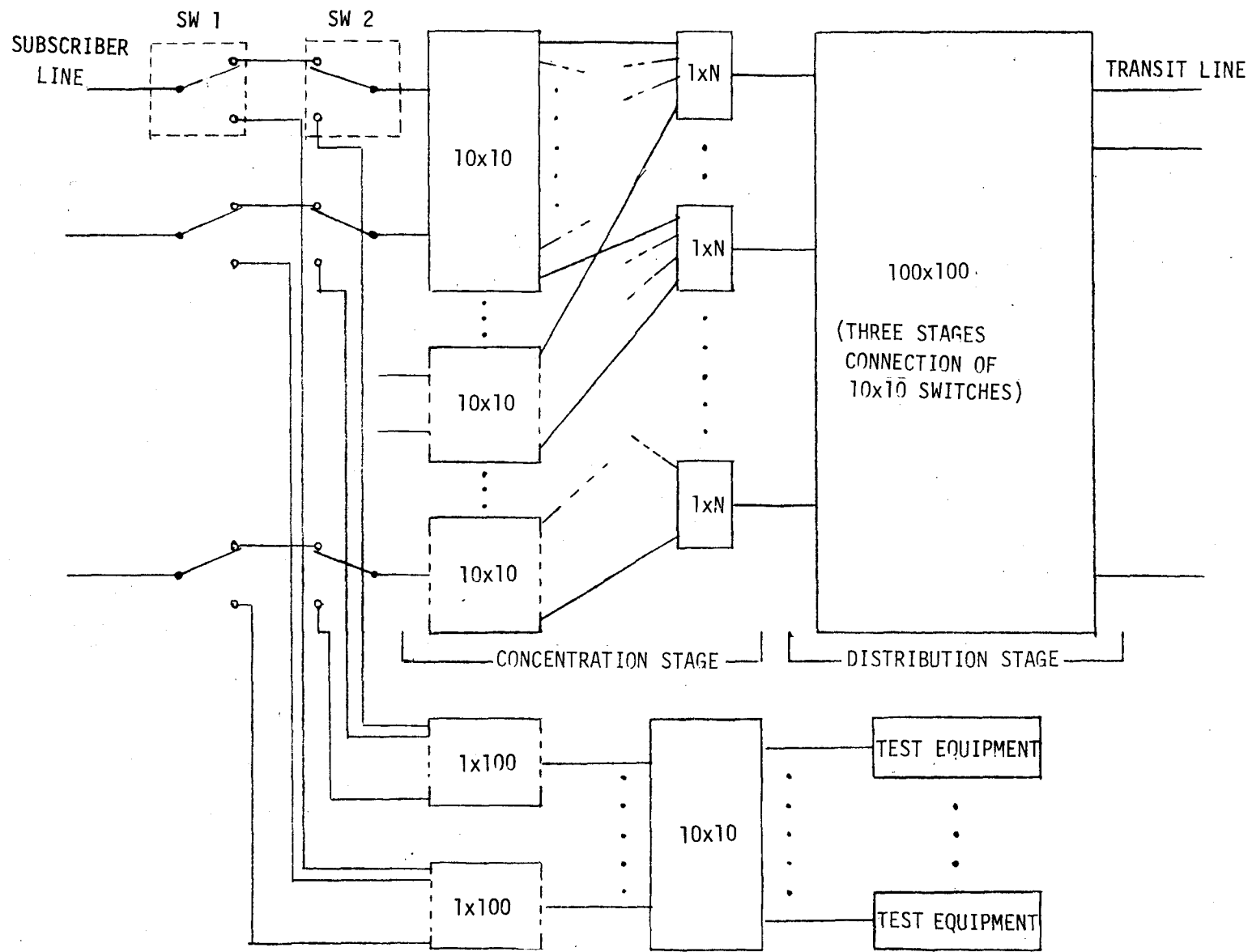


図 2-7 加入者線交換機のスイッチ網構成および加入者線試験系

とするには、3 : 1 ~ 10 : 1 の集線が必要となる。図 2-7 の構成においては、量産効果を考えて、中継線交換機と同じ 10 × 10 形スイッチを基本構成要素とし、これに、集線のための 1 × N 形 (N = 3 ~ 10) スイッチを組み合わせて構成している。このスイッチ網は、5 段の縦続接続で 3000 ~ 10000 加入を収容することができる。より多くの加入者を収容する時にはこのようなスイッチ網を持った交換機を複数設置すればよく、通話路スイッチ網の規模としてはこれで十分である。

2.3.2 光加入者線保守試験装置用光スイッチ

伝送路が障害を起した時、その障害個所をすみやかに確定し、修理する必要がある。障害個所の標定に当たって、障害が局内機器か、局外かの切り分けがまず必要である。また、局外となった場合、障害が加入者線路か加入者宅内設置の装置かを切り分け、その結果に応じて修理者を派遣する。加入者伝送路では、以下の点から、特に障害標定の効率化、迅速化が必要である。

- (1) 中継伝送路に比べて線路数が多い。
- (2) 局と対向する宅内側には保守者が常駐していない。
- (3) 通常は、代替伝送路がないので、伝送路障害が即サービス断となる。

障害標定のためには、試験機から加入者伝送路に試験信号を送り、それを伝送路上の各所に設定した折り返しループを介して返送させた信号を局で受信できるか否かにより、障害個所を識別する手法がとられる。これを図 2-8 に示す。このための試験信号を加入者伝送路に送出するために、光伝送路を試験機に切替接続するため、あるいは各所で折り返しループを作るために 1 × 2 形の光スイッチが必要である。

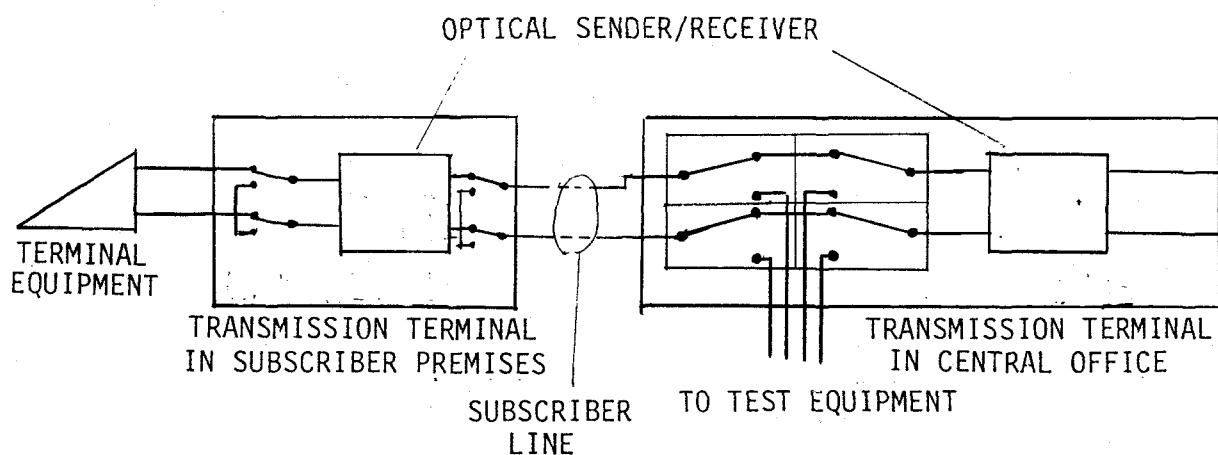


図 2-8 加入者線折り返しおよび試験アクセススイッチ

加入者伝送路の障害率を考慮し、各加入者線と試験機の間集線スイッチを設けることが、試験機の有効利用のために望ましい。電話サービスにおける障害統計によれば、加入者当りの試験呼量 λ は 1.5×10^{-4} アールンである。これを $N : 1$ に集線した時の呼損率 B は、

$$B \doteq \lambda (N - 1) \quad (2-1)$$

となる。電話の保守試験系では $B \leq 0.03$ で設計されているので、 $N \leq 100$ となる。商用システムを構成するとき、保守稼働量を考えると、光加入者系の障害率は電話サービスに同じと同様な値になっているはずであるから、集線比を $100 : 1$ とするよう 1×100 形のスイッチが必要である。

2.4 構内系への光スイッチの適用

構内系の構成として、光伝送路に多数の端末をバス状に接続して構成される形式がある。この光バスとしては、各端末から光伝送路への接続方法に、受動的な光の分岐挿入素子を用いるパッシブバス方式と、各接続点において、光/電変換を行い、電気信号で接続を行うアクティブバス方式が提案されていた。

パッシブバス方式は、各接続点において光の減衰があるため、多くの端末を接続できないという欠点があった。一方、アクティブバス方式では、多数の光中継器が縦続接続されるため、たとえば電源断などで一台の中継器の動作が停止すると系の全動作が停止するという欠点があった。

これらの欠点を除く方式として、アクティブバスを用い、停電時等には、当該ノードで光をバイパスさせるバイパススイッチを用いる方法が提案されている。切替時の信号断をできるだけ短くするため、切替のための光スイッチは高速動作であることが望ましい。電気光学効果を用いた光スイッチは高速ではあるけれども、現状では損失が大きく上記目的には適しない。そこで、低挿入損失が得られる 1×2 形の機械式スイッチで、高速動作のものが必要になってくる。

図2-9は、このようなスイッチを用いたアクティブノードの構成を示す。正常運用時には、光スイッチは図示の状態となっており、光/電変換、分岐挿入、電/光変換が行われる。障害が検出されると、光スイッチは図示と反対の状態に接続され、光信号は光/電変換を受けることなく、次のノードへ直接送られる。これにより、ある特定のノードの障害による全システムの機能停止を防止する。

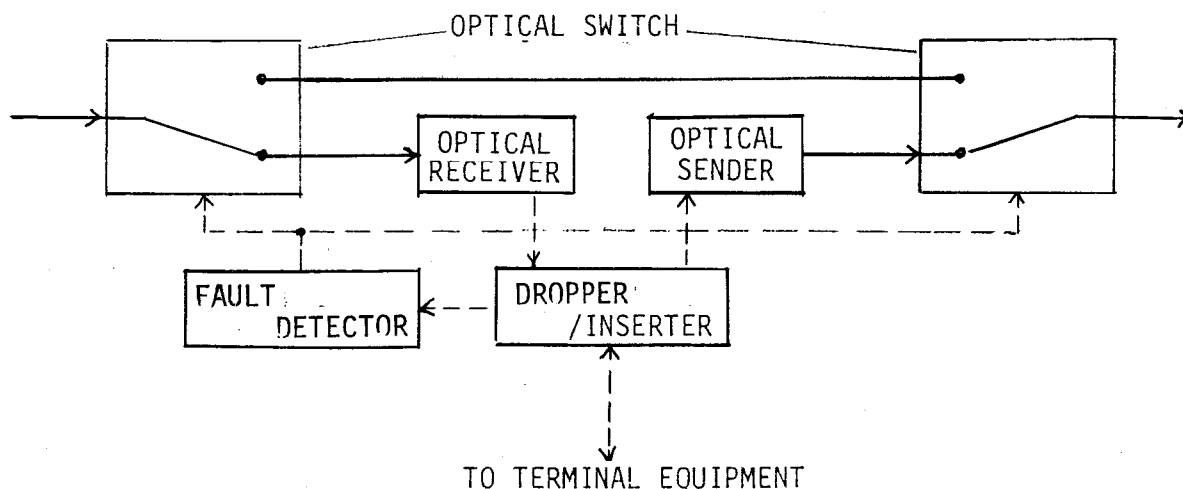


図 2-9 バイパス回路を有するアクティブノード
(実線：光信号，点線：電気信号)

2.5 光スイッチへの要求条件

各種適用形態で要求される光スイッチの規模，縦続段数は前節までに明らかにした。本節では挿入損失・動作速度の要求値について考察する。

2.5.1 空間分割交換用スイッチ

まず，加入者線交換機用スイッチについて検討する。この交換機では広帯域信号の交換が行われる。主な広帯域信号は，アナログ動画信号と想定され，高品位テレビではその帯域幅は 20 MHz となる。図 2.3 から $1.3 \mu\text{m}$ の光を使用すると，この信号の無中継伝送距離は 32 km である。ケーブル損失として 0.8 dB/km を想定しているので，送受信間の許容損失は 25 dB である。

加入者宅相互を光交換機を介して無中継伝送を行う場合，その途中に挿入される光スイッチの数は，片側につき，通話路スイッチ 5，保守試験用スイッチ 3 となる。適用範囲を 90% の加入者とすると，加入者線の距離は 4.5 km であり， 0.8 dB/km のファイバを用いるとその挿入損失は 3.6 dB である。交換機内で監視等のために発生する損失を 1 dB とすると，各スイッチに許容される損失 D_1 は

$$D_1 \leq \frac{25 - 3.6 \times 2 - 1}{(5 + 3) \times 2} = 1 \text{ dB} \quad (2-2)$$

となる。

次に空間分割の中継線交換機用スイッチについて検討する。中継交換では、そこを流れる通話信号はデジタル化されていると想定される。32 M bit/s のデジタル信号に対する許容送受信間損失は図 2-3 から 40 dB (1.3 μm 帯における無中継伝送距離 50 km , 1.6 μm 帯において 100 km) である。

加入者線交換局とそのすぐ上位の中継線交換局である集中局との間の距離累積分布の 90% 値は、図 2-2 から 35 km であり、加入者線交換局相互を無中継で結ぶためには、1.6 μm 帯の伝送方式を使う必要がある。この時、光線路の損失を 0.4 dB/km とすると、5 段縦続接続となる通話路スイッチに、保守試験用のスイッチ 4 個を縦続接続するので、各スイッチに許される損失 D_2 は、

$$D_2 \leq \frac{40 - 35 \times 2 \times 0.4}{5 + 4} = 1.3 \text{ dB} \quad (2-3)$$

となる。

以上から、空間分割交換用の $N \times N$ 形スイッチおよび、 $1 \times N$ 形スイッチの挿入損失の要求値を 1 dB 以下とし、スイッチの具体的構成法を検討する。

切替速度に関しては、電話の発呼検出の走査周期が 200 ms で行われていることを考えると、100 ms 以下であれば十分と推定される。

2.5.2 時分割交換用スイッチ

時分割交換は、デジタル信号の中継交換に用いられ、 3×3 形スイッチを使えば通話路スイッチ網は 9 段の縦続接続で構成できる。したがって、スイッチ当りの許容損失 D_3 は式 (2-3) と同様にして、

$$D_3 \leq \frac{40 - 35 \times 2 \times 0.4}{9 + 4} = 0.9 \text{ dB} \quad (2-4)$$

となるが、実際には、7 章で述べるように、位相同期やチャネル位相変換のため、さらに付加的なスイッチの縦続接続が必要となるので、この数分の 1 (例えば 0.3 dB) の低挿入損失が必要になる。

切替時間は、通話信号の 1 ビットの継続時間の 1/10 以下であれば十分であり、32 M bit/s の信号に対しては 3 ns 以下ということになる。この値は、電気光学効果を使ったスイッチであれば、十分実現できる。

2.5.3 保守試験装置用スイッチ

加入者線の保守試験のための、ループ折り返し試験時には、光伝送路に挿入されている保

守試験用スイッチ 4，測定器切替のための $N \times N$ 形スイッチ 2 の他に， 1×100 形の集線用スイッチ 2 が縦続接続される。前者の許容損失は 2.5.1 で述べたように 1 dB であり，試験はアナログ信号で行われることを考慮し全許容損失を 25 dB とし，さらに試験の精度をあげるため 3 dB のマージンをとると， 1×100 形スイッチの許容損失 D_4 は

$$D_4 \leq \frac{25 - 6 - 3 - 3.6 \times 2}{2} = 4.4 \text{ dB} \quad (2-5)$$

となる。

切替速度は，特に早いことは要求されず，人間の操作時間を考慮すると 0.5 s 以下で十分と想定される。

2.5.4 バス状構内網用スイッチ

アクティブバスにおける接続ノードのバイパススイッチでは，切替時のデータの欠落を少くするため，高速動作が必要である。各端末の通信速度を 64 k bit/s 以下，誤り検出あるいは再送のためのブロック長を 100 ~ 1000 bit と想定すれば，機械式スイッチの限界に近い切替時間 1 ms によって発注するデータの欠落は 64 bit 以下であるので，これによる誤りは自動再送によって救済可能となる。

したがって，このスイッチの動作時間の要求値を 1 ms 以下として検討を行う。挿入損失は，中継距離が短く，中継器間の縦続接続数が少ないことを考慮すると 1 dB 以下であれば十分である。

2.6 ま と め

本章では，光ファイバ通信システムにおいて，その高度化・経済化のために必要となる光スイッチの適用領域とその要求条件について考察し，次章以下で述べられる光スイッチ研究の目標条件を明らかにした。本章の検討結果のまとめを表 2-3 に示す。

表 2-3 各種光スイッチの適用形態と性能条件

網内位置	適用形態	スイッチ規模	損入損失	切替時間
中継系	群交換(空間分割)	10 × 10	< 1.3 dB	< 100 ms
	広帯域交換(空間分割)			
	群交換(時分割)	3 × 3	< 0.3 dB	ns 級
	広帯域交換(時分割)			
加入者系	広帯域交換(空間分割)	10 × 10	< 1 dB	< 100 ms
	保守試験	1 × N (N ≤ 10)		
	保守試験	1 × 100	< 4 dB	< 0.5 s
構内網	アクティブノードのバイパス	1 × 2	< 1 dB	< 1 ms

第3章 $N \times N$ 形マトリックス光スイッチ⁽¹²⁾⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾

3.1 まえがき

第2章で述べたように、空間分割光交換機の通話路スイッチ網は、 10×10 程度の規模の光スイッチを組み合わせて構成することが能率的であり、スイッチ1段当りの挿入損失は1 dB以下が要求されている。また、このスイッチは光加入者伝送系の保守・試験システムにおいても使用される。本章では、このような光スイッチの構成法について検討する。

本研究以前の $N \times N$ 形光スイッチの研究として、 4×4 形⁽¹⁵⁾、 8×8 形⁽¹⁶⁾の研究が報告されている。これらのスイッチでは、コリメート光学系を用いていたので、次節で述べるように、モード変換があるため、本研究で目標とする規模と挿入損失は実現されていなかった。本研究では、コリメート光学系を用いる場合の問題点を明らかにし、その解決案として、望遠光学系を用いる構成を提案する。

機械的可動部分を伴う光スイッチでは、可動部分の位置合せ精度が挿入損失を左右する大きな要因となる。したがって、小さな挿入損失を実現するためには、位置合せ精度を緩和できるような構成を取る必要がある。本研究では光路切替素子として五角プリズムを用いる方法を提案し、切替素子の角度設定誤差を緩和する条件を明らかにする。

本章では、これらの検討結果と、それを踏まえて実際に製作した 10×10 形光スイッチの設計・構成・実験結果について述べる。試作スイッチの挿入損失の平均値は0.95 dBとなっている。

3.2 マトリックス光スイッチの構成

$N \times N$ 形マトリックス光スイッチは、 N 本の入側光ファイバからの光を、任意の1対1の対応で、 N 本の出側の光ファイバに出力するものであり、任意の組み合わせを実現する光路切替機構と、入出力ファイバ端面間を光学的に結合する光学系よりなる。

光路切替機構は、入出力の接続関係を切り替える時、その切り替えに無関係の光路に、瞬断等の影響を与えないものでなければならない。この条件を実現する構成として、各入出力光束の交点に、光の反射／透過を切り替える素子を設置する構成が考えられる。

これらの光路切替素子をファイバ端面間に挿入し、しかも、入側ファイバからの光を効率よく出側ファイバに結合するためには、光路切替部における光の広がり角を小さくする必要がある。伝送用光ファイバからの光束の広がり角は、ファイバの開口数で定まり、通常0.2前後である。したがって、ファイバからの出射光を、そのまま光路切替部に導いたのでは、大部分の

光が空間的に発散してしまい、低い挿入損失は実現できない。そこで、レンズの焦平面にファイバ端面を配置し、ファイバからの光束を平行光束に近い形に変換後光路切替部に導びき、光路切替後、逆の過程で出側ファイバに集光するコリメート光学系を用いる方法が提案されてきた。

コリメート光学系を対向して入出力ファイバを結合する構成を図 3 - 1 に、これを用いたマトリックス光スイッチの構成を図 3 - 2 に示す。

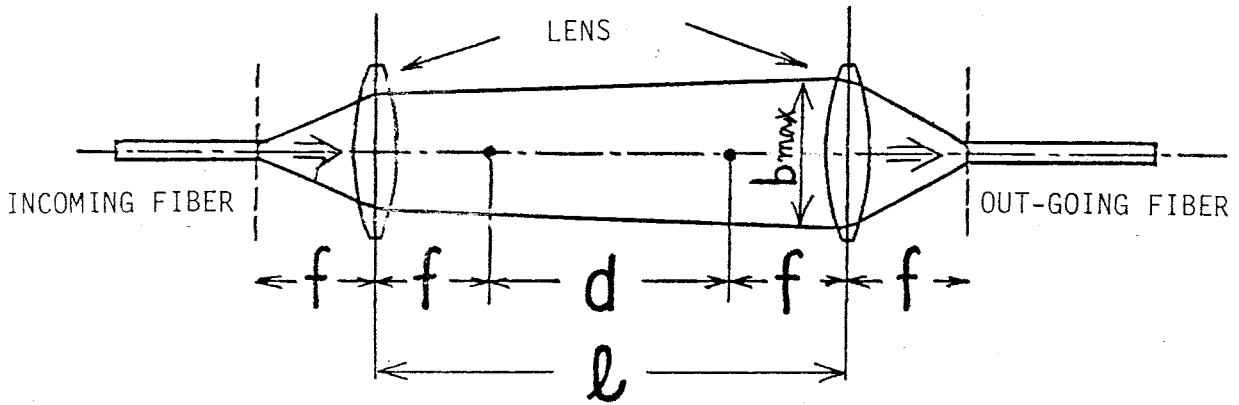


図 3 - 1 コリメート光学系による結合

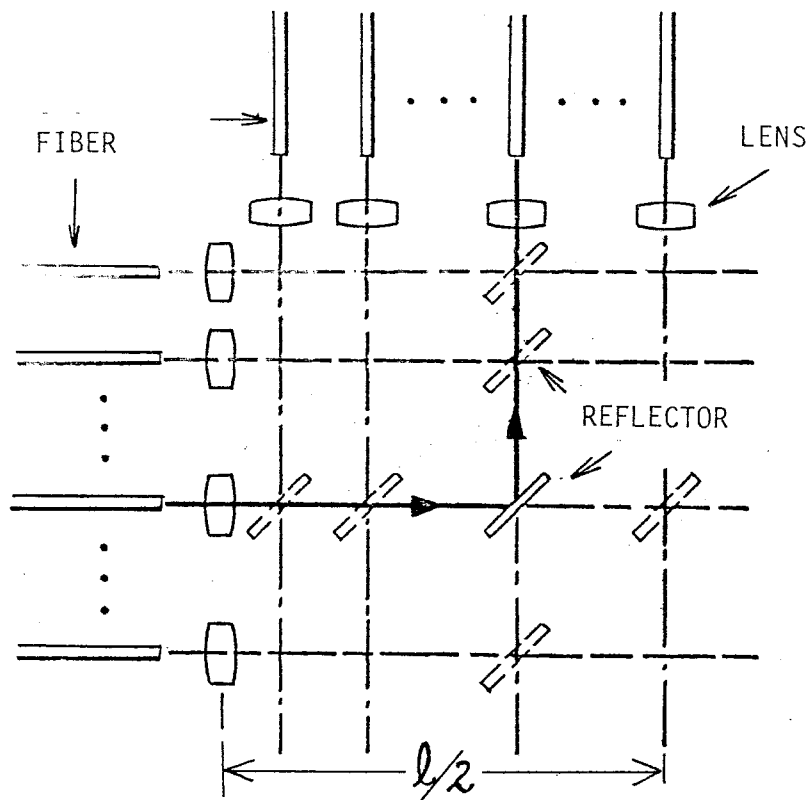


図 3 - 2 コリメート光学系を用いたマトリックス光スイッチの構成

3.3 コリメート光学系の問題点

コリメート光学系を対向して構成した系（以下2枚レンズ系と略す）では、ファイバ端面中心を焦平面上に配置することにより、両端面間を等倍の結像関係とすることができる。しかし、ファイバからの光は、光軸上ばかりでなく、コア部全体から出てくるため、図3-1に示すレンズ焦平面間距離 d が零（すなわち共焦点配置）でない場合には、入側と出側のファイバ端面間において光線の光軸に対する角度が保存されない。

したがって、入側ファイバを伝搬してきたモードと異なるモードが出側ファイバに励起され、放射モードに変換された成分が損失となるだけでなく、モードパワ分布の変化が起る。以下、この関係を解析する。厳密な解析は困難なので、光軸と同一平面内にある光線（以下子午光線と呼ぶ）の変換にのみ着目して解析する。

図3-1において、入側ファイバ端面上で光軸との距離 r_1 、角度 θ_1 で出射した光線が、出側ファイバ端面上では、光軸からの距離 r_2 、角度 θ_2 で入射するとすると、

$$\begin{bmatrix} r_2 \\ \tan \theta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ d/f^2 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1 \\ \tan \theta_1 \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

が成立する。したがって、出側ファイバ端面における光線の傾きは、入側端面での光線の光軸からの距離と、焦平面間距離の積に比例した変化を受ける。

さらに解析を進めるためステップ形ファイバを想定し次の近似をおく。

- (1) 入側ファイバ端面での光強度分布は一様である。
- (2) 入側ファイバ端面における光度^{*}の出射角に関する分布 $P_1(\theta_1)$ は端面位置に依存しない。
- (3) 光軸と角度 θ をなす光束の光度を $P(\theta)$ とすると、端面上のある点で光軸と θ の角をなすすべての光束の光度は、光軸とねじれの関係にある光束も含めれば $|\theta| P(\theta)$ に比例する。これが子午光線の光度で代表されると近似する^{**}。

これらの近似と式(3-1)を用い、入側ファイバ端面における出射光の角度分布 $P_1(\varphi_1)$ と、出側ファイバ端面における入射光の角度分布 $P_2(\varphi_2)$ の関係を求めると

$$\begin{aligned} P_2(\varphi_2) &= \frac{1}{\varphi_2} \int_0^1 \left\{ |\varphi_2 - \delta x_1| P_1(|\varphi_2 - \delta x_1|) \right. \\ &\quad \left. + |\varphi_2 + \delta x_1| P_1(|\varphi_2 + \delta x_1|) \right\} x_1 dx_1, \quad 0 < \varphi_2 \leq 1 \\ &= 0, \quad \varphi_2 > 1 \end{aligned} \quad (3-2)$$

* 与えられた方向の単位立体角当りの光のパワ

** 付録1参照。

となる*。ただし、 φ_i 、 x_i は光線の光軸に対する角度 θ_i 、および光軸からの距離 r_i を開口数 θ_c およびコア半径 a で規格化した

$$\varphi_i = \theta_i / \theta_c, \quad x_i = r_i / a$$

であり、また δ は規格化焦平面間距離

$$\delta = da / \theta_c f^2$$

である。

1例として、 $P_1(\varphi_1)$ が $\varphi_1 = 0.6$ 付近でのみ大きな値を持つ時の、 $P_2(\varphi_2)$ の式(3-2)による計算値と実験値を図3-3に示す。ここで $d = 0$ においては $P_2(\varphi_2) = P_1(\varphi_1)$ であ

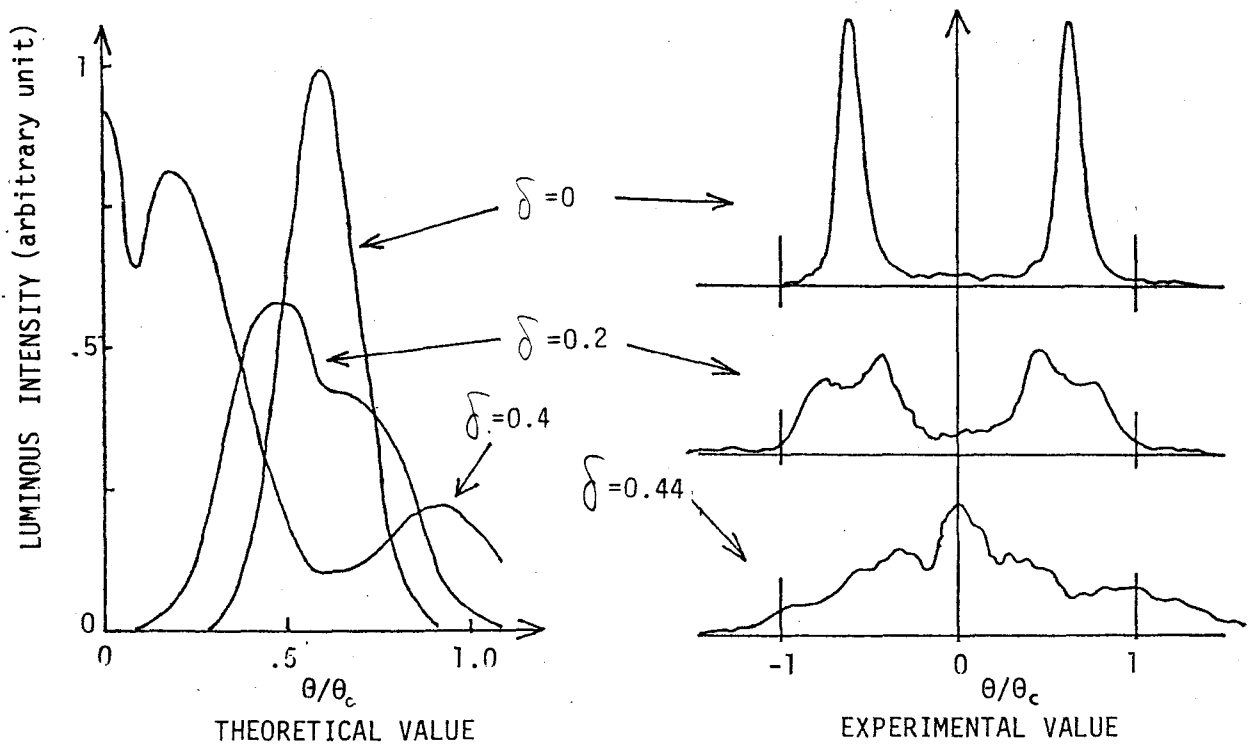


図3-3 コリメート光学系の結合による光線の角度分布の変化
(δ : 正規化焦平面間距離)

る。これから、式(3-2)による計算値は実験値と一致することがわかる。すなわち、先に示した近似によって、光線の角度分布を計算することの妥当性が示された。

図3-4は、式(3-2)により、放射モードとなる成分の量を計算して求めた挿入損失と

* 付録1参照

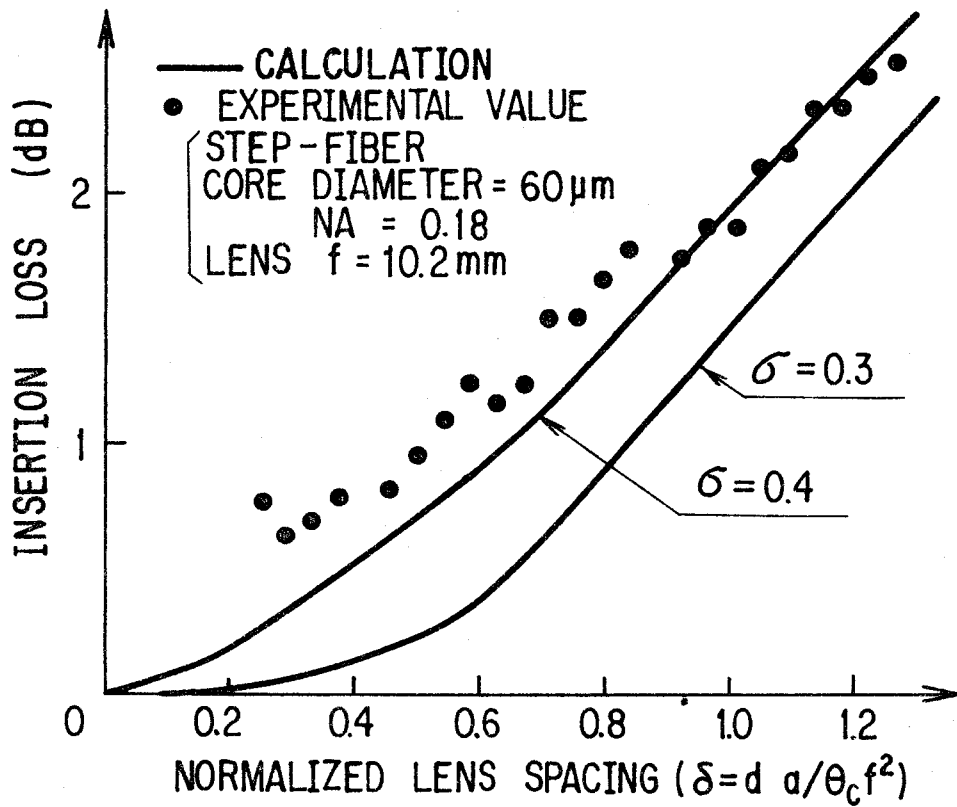


図 3-4 コリメート光学系のレンズ間距離と挿入損失
 (レンズおよびファイバ端面の反射損は除く)

その実験結果を示す*。計算は、

$$P_1(\varphi_1) = (1 / \sqrt{2\pi} \sigma) \exp(-\varphi_1^2 / 2\sigma^2) \quad (3-3)$$

において、角度の広がりを示す量 σ をパラメータとして行った。また、実験は入射ファイバをモードスクランブラを介して $H_e - N_e$ レーザ光で励起して行った。

モードスクランブラの構成とモードスクランブラ通過後のファイバの出射光の角度分布を図 3-5 に示す。分布形は、式 (3-3) で $\sigma \approx 0.4$ とおいたものと近く、図 3-4 に示す計算値と実験値はほぼ一致しており、式 (3-2) により挿入損失を求めることの妥当性が検証された。

グレーデド形ファイバでは、近似(1)、(2)には無理があり、モード変換による損失を簡単な式で表わすことは困難であるが、図 3-4 に示す実験値と同様な損失傾向を示すことが、文献15 に示されている。

* 入出力ファイバ端面どうしは等倍の結像関係となっており、またレンズの直径は十分大きいとして、口径食による損失は零としている。

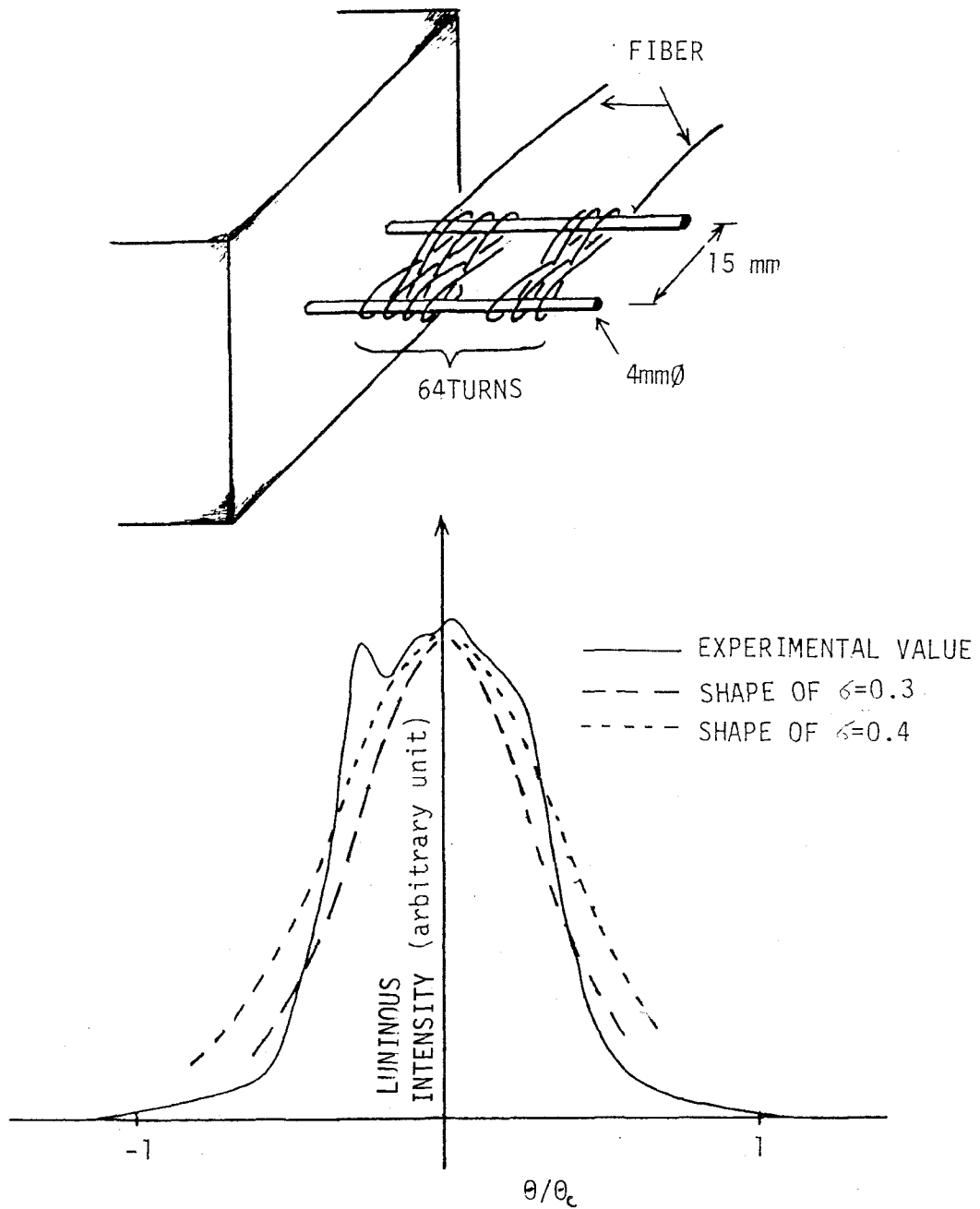


図 3-5 モードスクランブラの構成とそれを通過後の
ファイバ出射光角度分布

図 3-6 は、2 枚レンズ系によるスイッチが多段縦続接続された時の総挿入損失を、図 3-7 は各段の出側ファイバ端面における光線の角度分布を、それぞれ式 (3-2) により計算した結果を示す。これから、スイッチを通過する毎に光線の角度分布は、角度零付近の成分と臨界角付近の成分が相対的に増加し、後者が損失の原因となっていることがわかる。また、多段縦

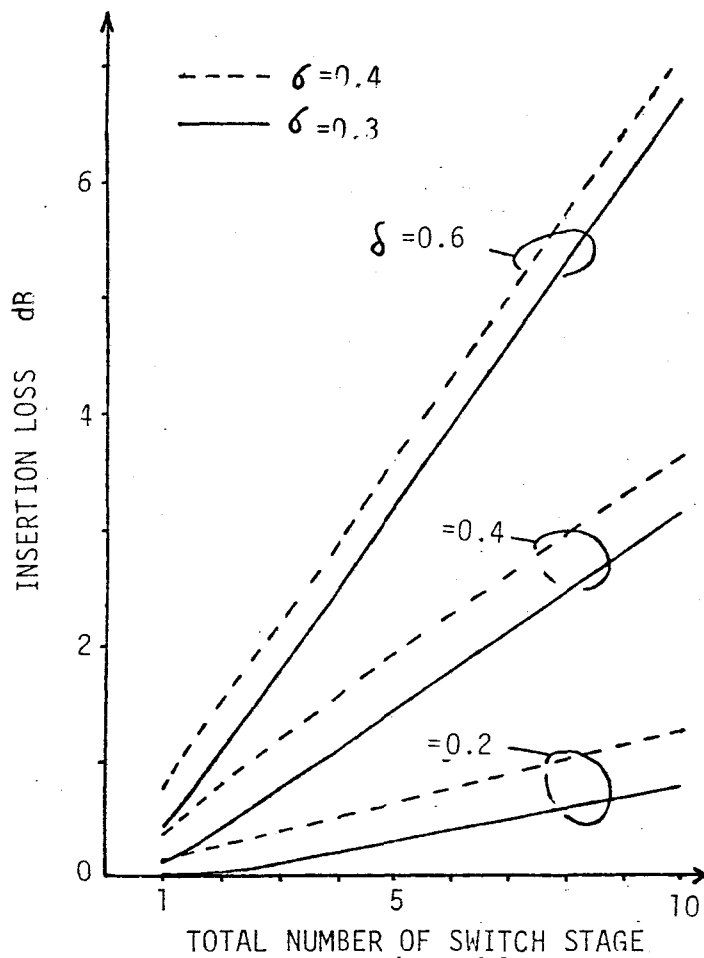


図 3-6 2枚レンズ系の縦続段数と挿入損失
(δ : 正規化焦平面間距離)

続接続によって形成される固有角度分布（スイッチ通過により分布形が変化しない角度分布）より、低次モード成分が相対的に大きい時（ σ が小さい分布の時）には、挿入損失は段数比例より急に増大し、高次モード成分が相対的に大きい時（ σ が大きい分布の時）には、段数比例より緩やかに増大することがわかる。しかし、計算結果によればいずれの場合にも、3段通過後には1段当りの損失増加はほぼ一定となっている。すなわち、3段通過後には、光線の角度分布が固有分布に十分近くなっていることがわかる。

いずれにせよ、2枚レンズ系の挿入損失は入側光線の角度分布に依存し、スイッチが縦続接続されたスイッチ網の総挿入損失が、スイッチ1段当りの損失の段数倍では与えられないという事は、スイッチ網の挿入損失の設計を複雑にし、このスイッチを使わずらいものとしている。

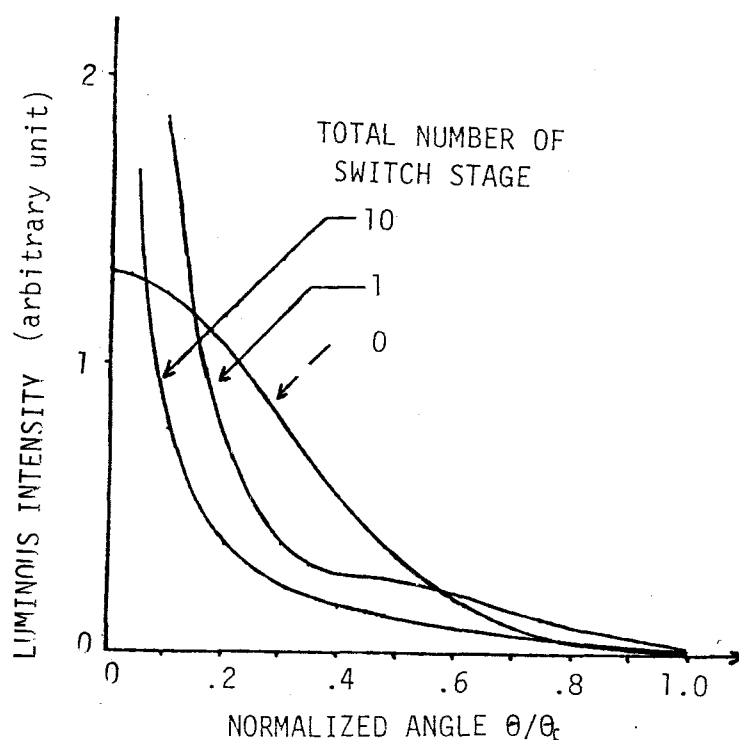


図 3-7 2 枚レンズ系の縦続段数と光線の角度分布
 (正規化焦平面間距離 $\delta = 0.4$, $\sigma = 0.3$
 ガウス形モード分布入力)

さらに、後の試作例と同様に 10×10 形のスイッチを作ろうとすれば、

$$\ell = d + 2f = 260 \text{ mm}, \quad \theta_c = 0.17, \quad a = 0.03 \text{ mm}, \quad f = 6.8^* \text{ mm}$$

で、 $\delta = 0.95$ となり、図 3-4 から 1~2 dB の挿入損失が発生し、要求条件を満たさない**

一方、 $d = 0$ の場合には、光線の角度は保存されモード変換は発生しないが、以下に述べるようにスイッチ規模が制限される。すなわち、図 3-2 のマトリックススイッチの構成からわかるように、口径食を起こさずに実現できる $N \times N$ 形スイッチの規模は、レンズ間距離 ℓ が $2f$ であることから、

$$N \leq \ell / 4r_{\max} + 1/2 = f / 2r_{\max} + 1/2 \quad (3-4)$$

となる。ただし、 r_{\max} は光束の最大半径であり、ステップ形ファイバでは

* 口径食を最小とする光束径を与える焦点距離 (詳細は付録 2 参照)。

** 例えば、 $\ell = 140 \text{ mm}$ とすれば、コリメート系でも原理上は損失を 1 dB 以下にできるが、後に述べるようにモード変換以外の損失要因も無視できず、総合損失 1 dB 以下を実現するには、モード変換による損失は十分小さくしておく必要がある。また、光路切替部のプリズムおよび駆動機構の小形化の制限から、原状では $\ell < 260 \text{ mm}$ の実現は困難である。

$$r_{\max} = a + f\theta_c \quad (3-5)$$

である。したがって、式(3-3)、(3-4)から

$$N \leq f/2(a + f\theta_c) + 1/2 < 1/2\theta_c + 1/2 \quad (3-6)$$

となり、 θ_c が0.2前後であることを考慮すると、 $N < 3$ となり、大規模スイッチは実現できない。したがって、口径食を伴わずに大規模化するには $d \approx 0$ とせざるを得ず、モード変換による損失は避けられない。グレーデド形ファイドの場合にも式(3-6)の左辺と右辺の大小関係は成立するので、上記の制限は、ステップ形の場合と同様に存在する。

以上の検討から、2枚レンズ系は、大規模スイッチ用の光学系には適しないと言える。

3.4 望遠光学系を用いた構成

前節で述べたように、コリメート光学系を用いて大規模スイッチ網を構成しようとする、モード変換とそれによる損失が生ずる。そこでコリメート光学系の単レンズの代わりに、図3-8のように2枚のレンズを焦点を共有して配置した望遠光学系を用いてこの問題を解決した。

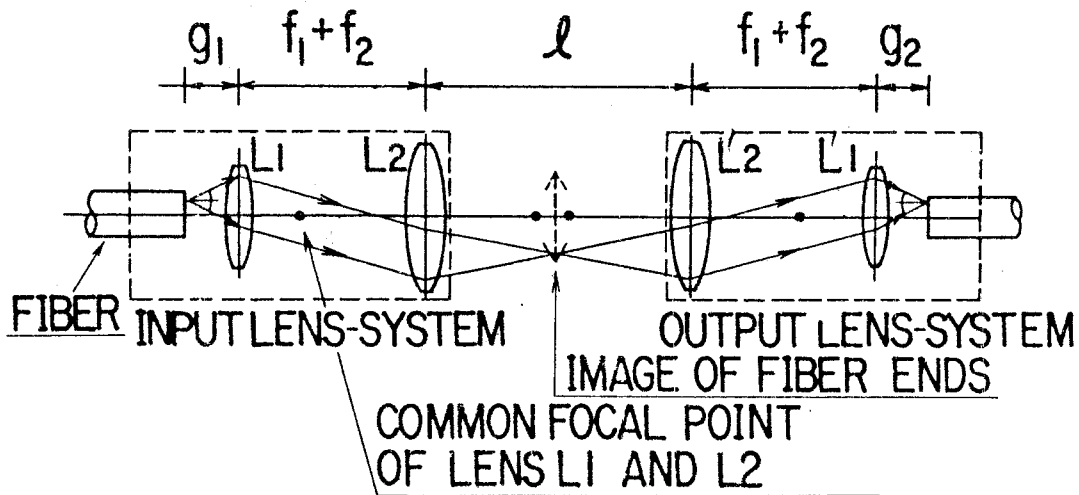


図3-8 望遠光学系を用いた結合

以下にその構成と特性を述べる。

図3-8では、入側から順に、それぞれ焦点距離 f_1, f_2, f_2, f_1 を持つ L_1, L_2, L'_2, L'_1 の4枚のレンズが配置され、 L_1 と L_2 あるいは L'_1 と L'_2 で構成された望遠光学系が対向して配置されている。望遠光学系の共役面*間では、物体の位置にかかわらず、角倍率 α_t (光線と

* 互いに結像関係になる2面を共役面という。

光軸のなす角の比), 横倍率 β_t (光軸に垂直な方向の倍率), 縦倍率 r_t (光軸方向の倍率) は次のようになる⁽⁴⁾。

$$\alpha_t = -f_1/f_2, \beta_t = -f_2/f_1, r_t = (f_2/f_1)^2$$

したがって, 望遠光学系が対向配置された図 3-8 の系全体の倍率はいずれも恒等的に 1 になるので, 入出力ファイバ端面を互いに結像関係に配置すれば, 光線の位置と角度が保存されモード変換は発生しない。

次に, 口径食を起こさずに実現できるスイッチの規模とそれを最大にする条件を検討する。レンズ L_2 , L_2' 間の距離を ℓ , 入出力ファイバ端面とレンズ L_1 , L_1' の距離を g_1, g_2 とすると, ファイバ端面どうしが結像関係となる条件は次のようになる。

$$(f_1 - g_1 + f_1 - g_2) r_t = \ell - 2f_2 \quad (3-7)$$

本式は, ファイバ端面がレンズ L_1 , L_1' の焦平面におかれた時その像がレンズ L_2 , L_2' の焦平面上に形成され, この位置からファイバ端面が光軸方向にずれた時, 像は光軸方向に r_t の比率で動くことから導びかれる。

望遠光学系の場合にも口径食を起こさずに実現できるスイッチ規模 N の限界 N_{\max} は式 (3-4) の左側の不等式で与えられる。対向している 2 組の望遠光学系について $g_1 \cong g_2$ とすれば, それぞれの望遠光学系で形成される光束径が異なるものとなり, N_{\max} はそのうち光束径が大きい方で制限をうけるから, N_{\max} を最大にするには, $g_1 = g_2 \equiv g$ とすることが必要である。この時, 最大光束径は一方の望遠光学系について求めればよい。図 3-8 の左側の望遠光学系に着目すると, 光束径はレンズ L_1 または L_2 において最大となる。その半径をそれぞれ r_1, r_2 とすると, ステップ形ファイバでは

$$\begin{aligned} r_1 &= a + g \theta_c \\ r_2 &= a f_2/f_1 + (f_1 + f_2 - g f_2/f_1) \theta_c \end{aligned} \quad (3-9)$$

の関係が成立する。ここで, レンズ L_1 における光束径による制限を N_1 , レンズ L_2 における光束径による制限を N_2 とすると,

$$\begin{aligned} N_1 &= \ell / 4 r_1 + 1/2 \\ &= \left\{ (f_1 - g) (f_2/f_1)^2 + f_2 \right\} / 2 (a + g \theta_c) + 1/2 \end{aligned} \quad (3-10)$$

$$\begin{aligned} N_2 &= \ell / 4 r_2 + 1/2 \\ &= \left\{ (f_1 - g) (f_2/f_1)^2 + f_2 \right\} / \\ &\quad 2 \left\{ a \cdot f_2/f_1 + (f_1 + f_2 - g f_2/f_1) \theta_c \right\} + 1/2 \end{aligned} \quad (3-11)$$

となる。これから, $g < f_1$ すなわち, ファイバ端面がレンズ L_1 , L_1' の焦平面の内側に設

置される時

$$\lim_{f_2 \rightarrow \infty} N_1 = \infty, \quad \lim_{f_2 \rightarrow \infty} N_2 = \infty \quad (3-12)$$

となり、 f_2 を大にすることにより、任意の大規模スイッチを口径食を起こさずに実現できることがわかる。

また、

$$\frac{dN_1}{dg} = \frac{(a + f_1 \theta_1) \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2 + f_2 \theta_1}{2 (a + g \theta_1)^2} \quad (3-13)$$

$$\frac{dN_2}{dg} = \frac{\left(\frac{f_2}{f_1}\right)^3 a}{2 \left\{ a \frac{f_2}{f_1} + \left(f_1 + f_2 - g \frac{f_2}{f_1} \right) \theta_c \right\}^2} \quad (3-14)$$

であるので、 N_1, N_2 ともに g に関して単調減少である。すなわち、ファイバ端面をレンズ L_1 または L_1' に近づけるほど口径食によるスイッチ規模の制限は緩和される。

グレーデド形ファイバの場合には、光束径は式 (3-8), (3-9) で表わされるより小さくなるが、ほぼ同様な関係が成立する。

以上の検討から、望遠光学系は低損失の大規模スイッチ用の光学系として適することがわかる。

後述する試作スイッチでは、調整の便宜を考え、 $g = f_1$ としている。このとき、

$$N_1 = \frac{1}{2} \frac{f_2}{a + f_1 \theta_1} + \frac{1}{2} \quad (3-15)$$

$$N_2 = \frac{1}{2} \frac{f_2}{a \cdot \frac{f_2}{f_1} + f_1 \theta_1} + \frac{1}{2} \quad (3-16)$$

であり、 $\theta_1 = 0.2$ であることを考慮すると、大規模スイッチを構成するには $f_2 > f_1$ とする必要がある。このとき、 $N_1 > N_2$ となるから、スイッチ規模は N_2 によって制限される。そこで、この制限を最も緩和する f_1 と f_2 の関係を求めると

$$\frac{dN_2}{df_1} = \frac{f_2}{2} \frac{a \frac{f_2}{f_1^2} - \theta_1}{\left(a \frac{f_2}{f_1} + f_1 \theta_1 \right)^2} \quad (3-17)$$

が零となる条件から、

$$f_1 = (a f_2 / \theta_1)^2 \quad (3-18)$$

が得られる。このとき、

$$N_2 = \frac{1}{4} \sqrt{\frac{f_2}{a \theta_1}} + \frac{1}{2} \quad (3-19)$$

である。

3.5 光路切替方法

図3-2のような構成でマトリックススイッチを実現するには、光路切替手段がレンズ系間に必要である。図3-8の望遠光学系の場合には、系の間すなわち光路切替部付近に横倍率 $(-f_2/f_1)$ 、角倍率 $(-f_1/f_2)$ のファイバ端面の拡大像が形成される。つまり、実際のファイバに比べてコア径が (f_2/f_1) 倍、開口数が (f_1/f_2) 倍の仮想ファイバの接続が光路切替部付近で行われていると考えてよい。 $f_2 > f_1$ であることを考慮すると、ファイバの直接接続に比べて、平行移動の許容値は (f_2/f_1) 倍に緩和され、角度誤差の許容値は (f_1/f_2) 倍に小さくなる。

ファイバの突き合せ接続におけるミスアライメントと挿入損失の関係は図3-9⁽¹⁸⁾のようになるので、これによる損失を0.1 dB以下とするためには、 $a = 60 \mu\text{m}$ 、 $\theta_c = 0.2$ のファイバ

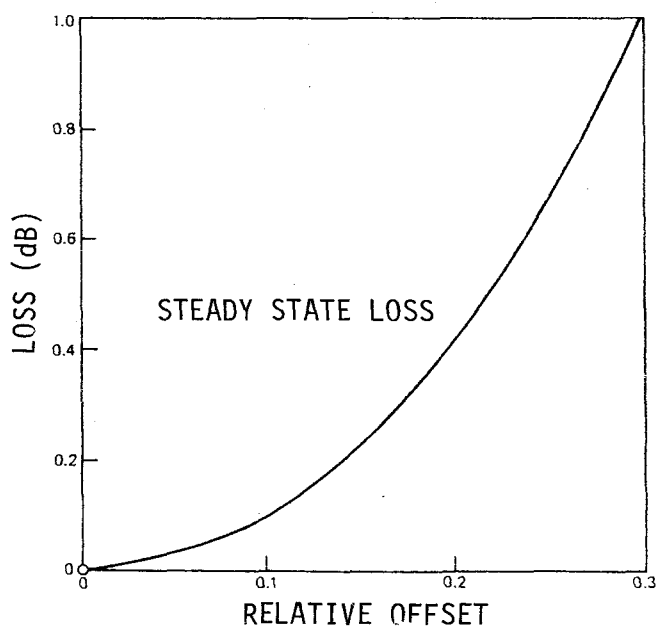


図3-9 ミスアライメントと損失

(横軸は、半径または開口数に対するミスアライメントを示す)

を仮定すると、許容角度誤差は0.4度、平行移動の許容誤差は $1\mu\text{m}$ となる。したがって、望遠光学系の横倍率を50とすると、光路切替部に許される角度誤差は0.008度、平行移動誤差は $50\mu\text{m}$ となる。

検討の結果、平面鏡を機械的に動かす方式では角度誤差の許容値を満たすことが困難であることが分った。そこで五角プリズム⁽⁹⁾を用いる方法について検討した。五角プリズムは、図3-10(a)に示す形の底面とそれに垂直な5面より構成され、底面に平行な入射光は、プリズムの

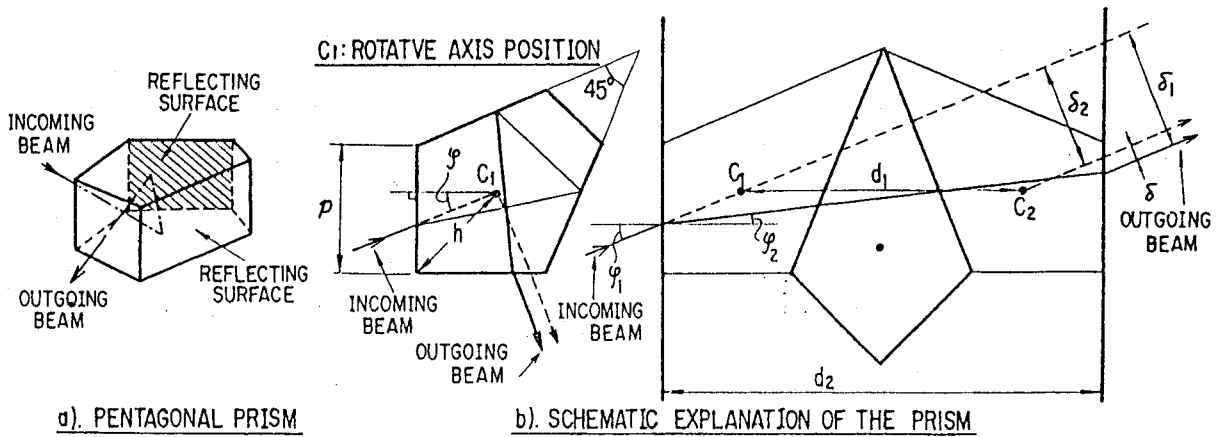


図3-10 五角プリズムとその動作原理

回転にかかわらず底面に平行な面内で直角に曲げられるという性質を持つ。このことは、二つの面における反射を図3-10(b)のように展開したとき、入射面と出射面の虚像が平行になり、反射光線の軌跡の虚像が入射光線に平行になることから理解できる。

光路切替用としては、この特性に加えて、各面の軸ぶれを許容値以下とすること、プリズムの回転による反射光束の平行移動を小さくすること、プリズムを高精度で加工できることが必要である。第1の問題については、図3-11のように、プリズムを1点自在継手で支え、平面研磨された基盤に押しつけることで対処できる。第2の問題については、支持位置と回転による出射光線の平行移動量の関係を把握して支持位置を決める必要がある。

プリズムの回転による出射光線の平行移動量 δ を、プリズムの頂角から回転軸（プリズムの中心線上にある上記支持位置。図3-12参照）までの距離 h をパラメータとして求めると、付録3に示す式から図3-12が得られる。これから $h = 1.59p$ （ p はプリズムの入射辺の長さ）とすることにより、プリズムの ± 5 度の回転に対して、反射光線の平行移動量を $|\delta/p| < 2 \times 10^{-4}$ と十分小さくできることがわかる。

プリズムの加工精度としては、適当な大きさのプリズムを使用すれば、角度誤差1分以下を

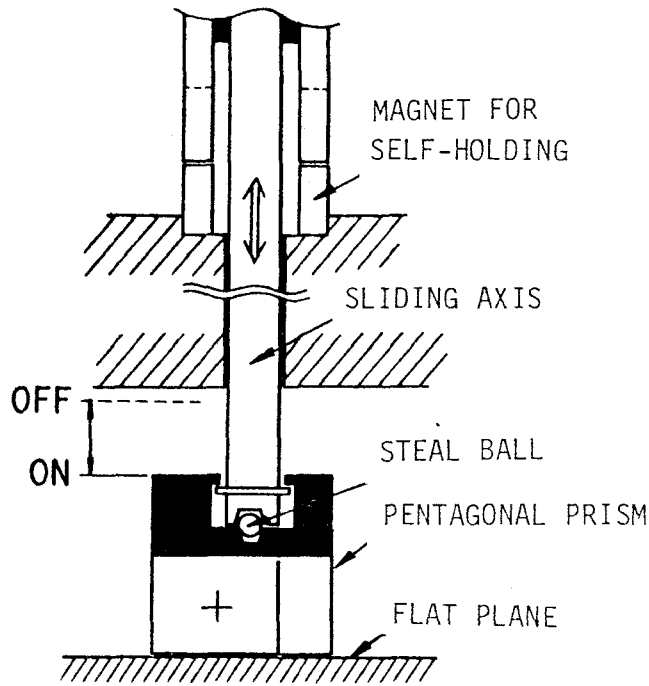


図 3-11 プリズムの支持・駆動機構

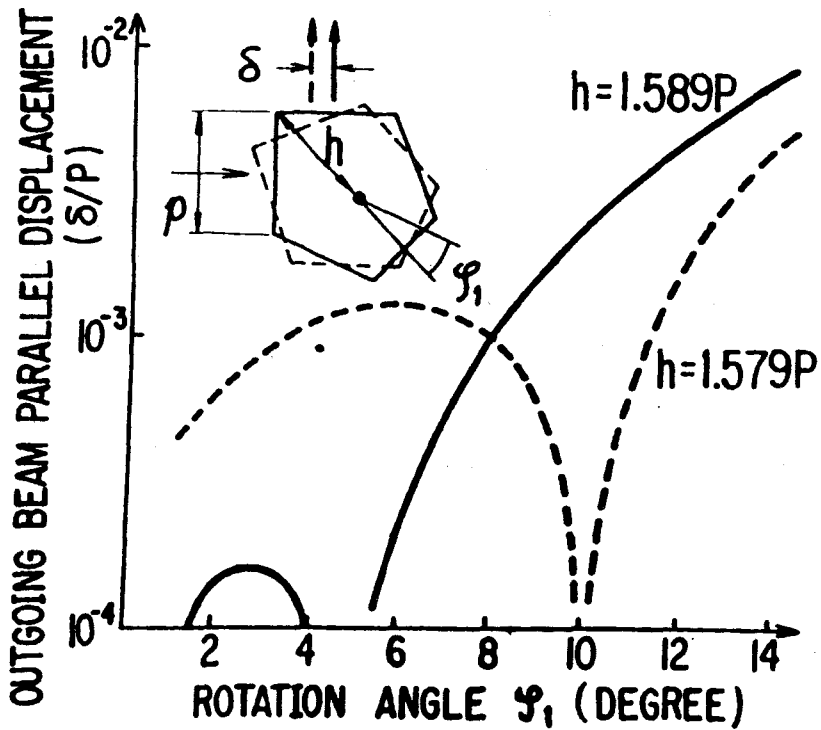


図 3-12 プリズムの回転と反射光の平行移動量

実現できることが知られている。

3.6 望遠光学系を用いたマトリックススイッチの設計

3.6.1. 構成

前節で述べた望遠光学系と五角プリズムを用いたスイッチの実現性を確認するため、 10×10 の規模のスイッチを設計・試作した。本スイッチは、入出力20組の望遠光学系、光路の各交叉点におかれた100個の五角プリズム、それを上下に駆動する機構、各レンズを正しい位置に保持するためのVみぞ、および五角プリズムの底面が押しつけられる平面を持つ基盤により構成される。平面構造と概観を図3-13、図3-14に示す。

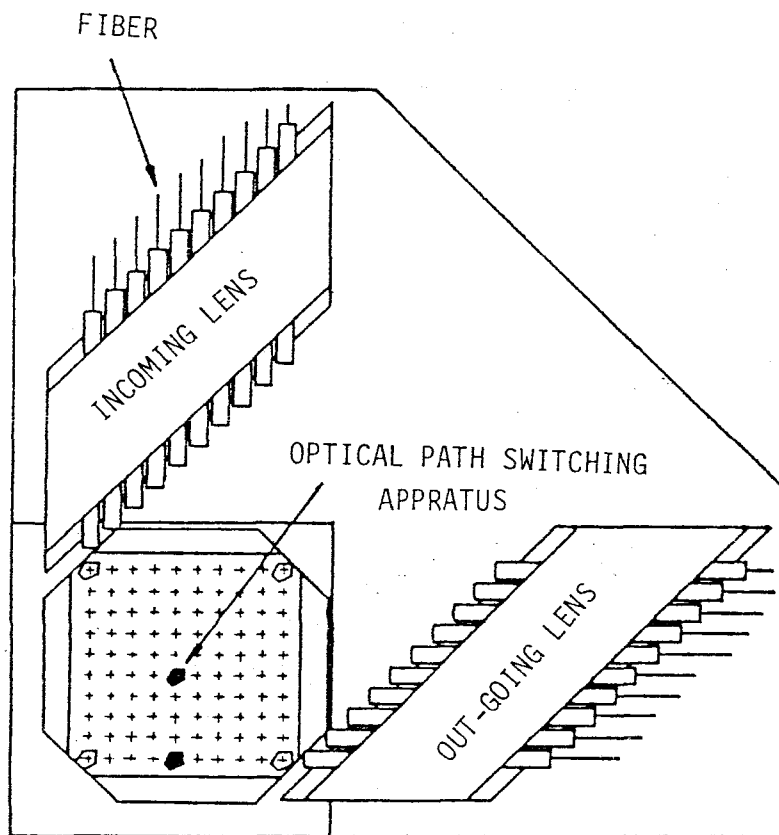


図3-13 10×10 形スイッチの平面図

(1) 光路切替部

スイッチの小形化のためには、五角プリズムは小さい方が望ましいが、小さいほど高精度加工が困難である。また、前節で述べた $h/p = 1.59$ で与えられるプリズム支持位置は、プリズムの端にかたよりすぎており、重量のバランスが悪い。そこで、プリズム部での光線の平行移動の許容値が f_2/f_1 倍に緩和されることも考慮し、試作スイッチでは、 $p = 7 \text{ mm}$ 、 $h = 1.2p = 8.4 \text{ mm}$ とした。なおプリズムの材質は屈折率 $n = 1.516$ のBK7

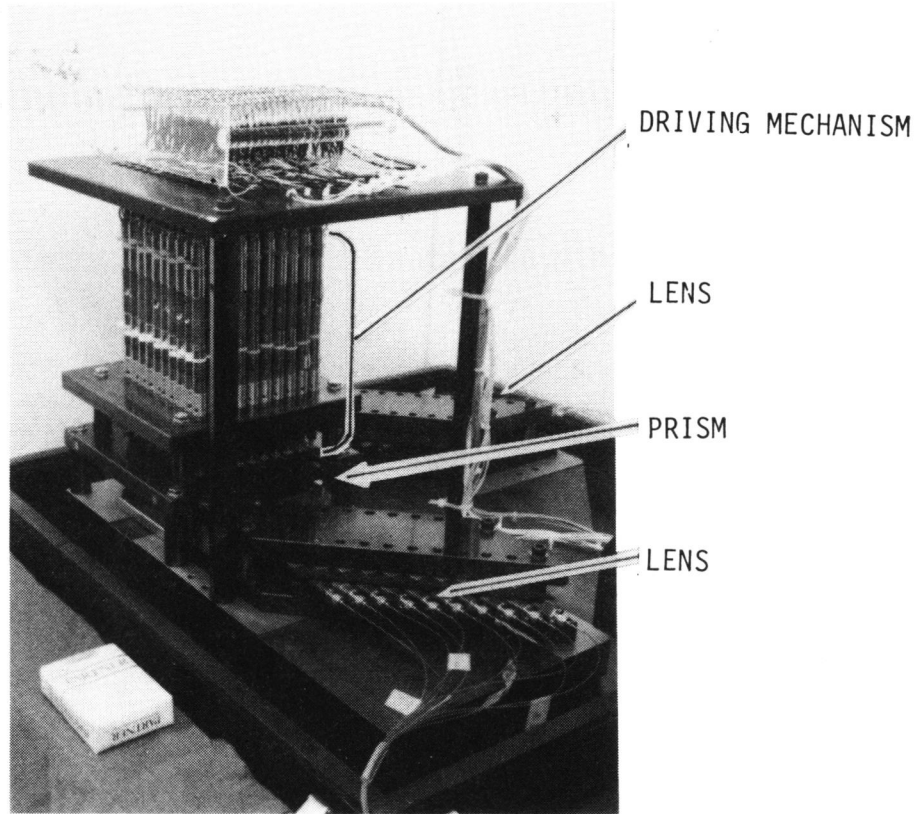


図 3 -14 10×10形スイッチの概観

ガラスである。このとき，プリズムの±1.5度の回転に対する反射光線の平行移動量は100 μm以下となり，後述する平行移動に起因する許容損失0.17 dBを満たしている。

プリズム駆動方式としては，各種方式が考えられるが，ここでは市販部品で構成できる方法を採用し，プリズムごとにソレノイドを設けた。また，発熱を少なくするため自己保持形とした。駆動部を装着したプリズムの写真を図3-15に示す。

(2) レンズ系

入射辺の長さが7 mmのプリズムを使用したため，光路切替部には12 mm×12 mmのスペースが必要である。レンズ系間距離 l はこの20倍以上必要であり，若干の余裕をみて $l = 260$ mmとし， $f_2 = l / 2$ から $f_2 = 130$ mmとした。したがって，コア半径30 μm，開口数0.2のファイバについて式(3-18)を計算すると $f_1 = 4.4$ mmが得られるので， $f_1 = 5$ mmのレンズを用いた。このレンズは収差を減らすため2枚構成とし，計3枚のレンズで望遠光学系を構成した。また，取扱いを容易にするため，レンズ系とファイバはコネクタ接続とし，ファイバ端面を直接焦平面に配置可能な構成とした。試作レンズ系の構成と写真を図3-16，図3-17に示す。

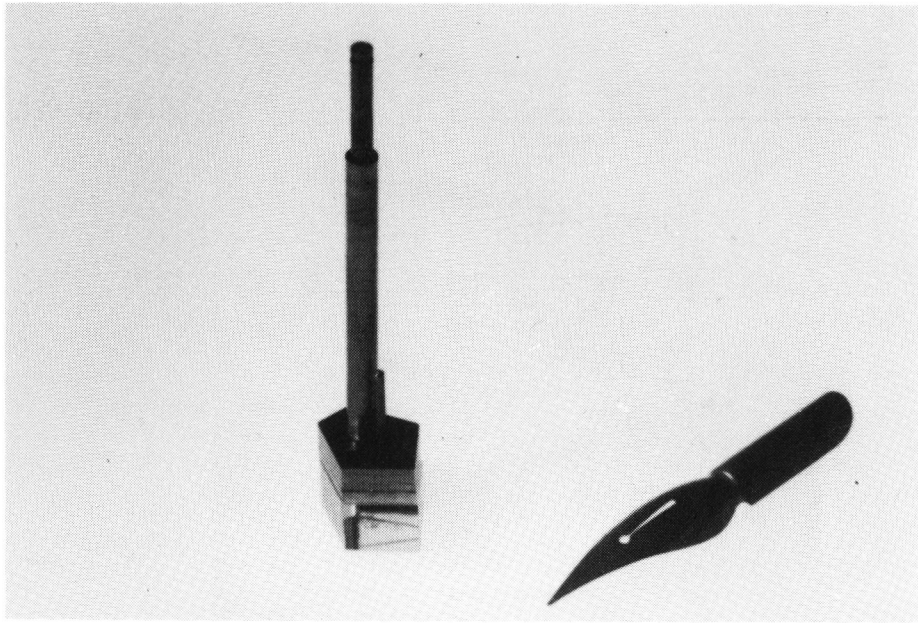


図 3 - 15 駆動部を装着した五角プリズム

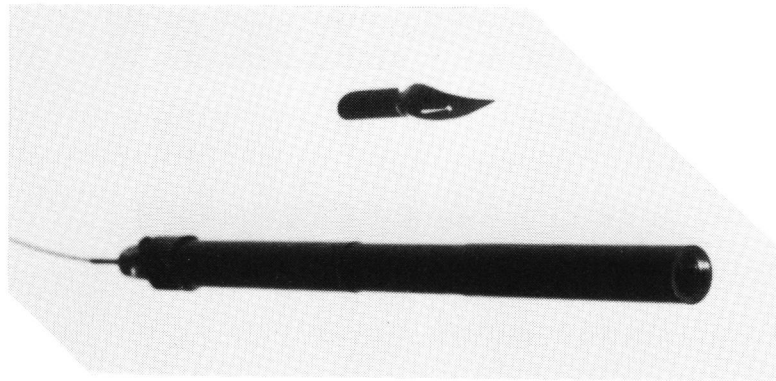


図 3 - 16 試作した望遠光学系の概観

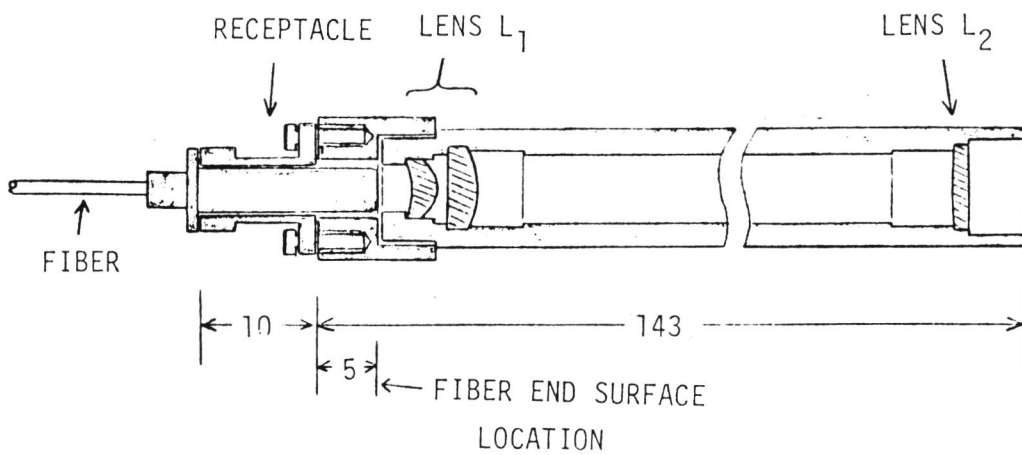


図 3 - 17 試作した望遠光学系の構成
(寸法単位：mm)

(3) レンズ系とファイバの配置方法

入出力ファイバ端面とレンズ間の距離を調節することによって、結像関係を満たすレンズ間距離を変化させることができる。しかし、本試作ではレンズの収差設計を容易にするため、すべてのファイバ端面をレンズ L_1 、 L_1' の焦平面に配置する構成とした。この結果、レンズ系間距離はすべての光路について等しくすることになり、レンズ系を図 3-13 のように雁行状に配置した。

3.6.2. 損失配分

以上の構成において、目標挿入損失を 1 dB 以下として、表 3-1 に示すように損失を配

表 3-1 試作スイッチの損失配分

損 失 要 因	損失配分
空気・ガラス界面 (16面) での透過損 (一面当りの反射率 0.5%, 反射防止膜使用)	0.35 dB
プリズム反射面 (2面) の反射率 (一面当り 98%, 銀蒸着使用)	0.18 dB
レンズ系収差, コネクタ誤差 (位置ずれ, 角度ずれ)	0.30 dB
光路切替部およびレンズ系の誤差	0.17 dB
合 計	1.0 dB

分した。ここで、入出力ファイバ間の空気とガラスの界面は 16 面 (ファイバ端面 2, レンズ面 12, プリズム面 2) であり、反射防止膜蒸着後の面当りの反射率を 0.5%, プリズムの反射面を銀蒸着として反射率 98% (波長 633 nm の光に対して) をそれぞれ想定している。

光路切替部およびレンズ系の位置誤差に起因する損失に配分した 0.17 dB は、次のようにして、軸ずれおよび角度ずれに起因する損失に配分し、各誤差の許容値を定めた。

グレーデド形ファイバの突き合せ接続における損失は次式で定義される正規化誤差の関数となる。⁽¹⁸⁾

$$D \equiv \left\{ (\epsilon_a / a)^2 + (\epsilon_\theta / \theta_c)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3-20)$$

ただし、 a はコア半径、 θ_c は開口数、 ϵ_a は軸ずれ量、 ϵ_θ は角度ずれ量である。損失 0.17 dB は定常モード励振状態において $D \doteq 0.2$ に相当⁽¹⁸⁾するので、 $a = 30 \mu\text{m}$ 、 $\theta_c = 0.2$ のファイバに対しては、各原因の影響を均等に配分して

$$\varepsilon_a \leq 4 \mu\text{m}, \quad \varepsilon_\theta \leq 1.6 \text{度}$$

を許容値とする。

レンズ系間の軸ずれ量の許容値は、 ε_a の f_2/f_1 で与えられ約 $100 \mu\text{m}$ となる。レンズの位置設定はこれより十分高い精度で実現できると考えられるので、この値はプリズムの回転による光束の平行移動に配分することができる。これを考慮して、先に述べたようにプリズムの支持位置を定めた。

レンズ系の光軸およびプリズム部での角度誤差の許容値は、 ε_θ を f_1/f_2 倍し、それをそれぞれに均等配分することにより、各々 1.8 分とした。

3.7 試作結果

3.7.1 レンズ系およびプリズム

試作した 2 組の望遠光学系をテストベンチ上の V 溝を用いて対向配置し、モード変換および損失の観測・測定を行った。測定条件は、

$$\ell = 2f_2, \quad g_1 = g_2 = f_1$$

である。このときの、入出力ファイバ端面の遠視野像の光の強度分布の測定結果を図 3-18 に示す。これから、遠視野像の変化はほとんどみられず、望遠光学系を用いることでモード変換が抑えられることが分かる。レンズ系の透過損は 0.25 dB であり設計値 0.26 dB を満足

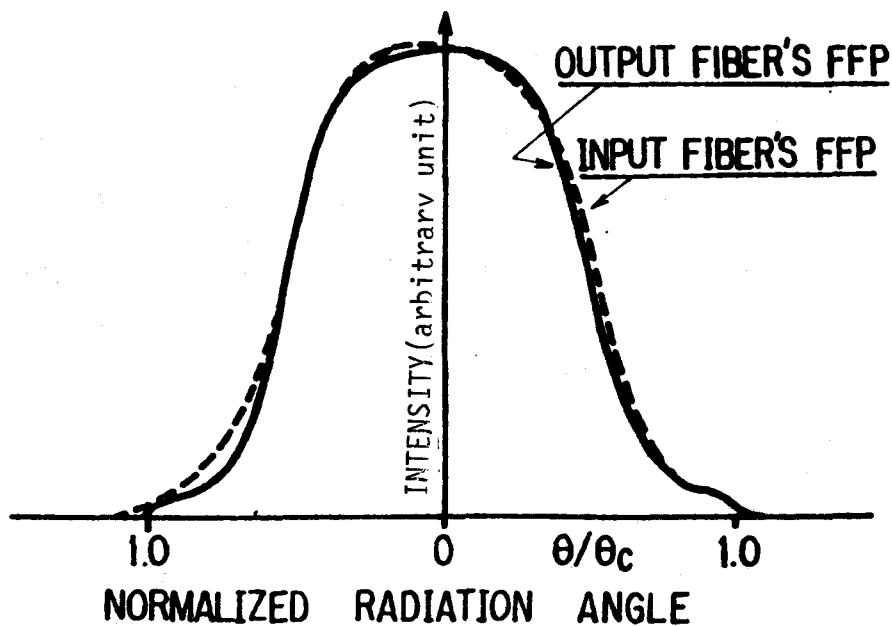


図 3-18 望遠光学系を使う結像系の入出力の遠視野像の強度分布

した。

試作レンズの性能は、その設計データから、点光源の像の80%のパワが半径6 μm の円内に集中すると推定した。

五角プリズムの銀蒸着面の反射率は1面当り94%、角度誤差は1分以下であった。

3.7.2 接続特性

表3-2に試作スイッチの接続特性を示す。実験は、コア半径30 μm 、開口数0.2のグレ

表3-2 10×10形スイッチの接続特性

損失 (コネクタ含む)	0.7 ~ 1.3 dB
漏話減衰量	> 60 dB (光強度)
接続再現性 (標準偏差)	< 0.13 dB
スイッチ時間	< 40 msec
耐久性 (接続繰返し回数)	> 10 万回

ード形ファイバを用い、入側ファイバを H_e-N_e レーザで励起後スクランブラを通して定常モード分布を近似的に実現して行った。

図3-19は10×10の100とおりの接続経路に対して損失を測定した結果を示す。損失の平

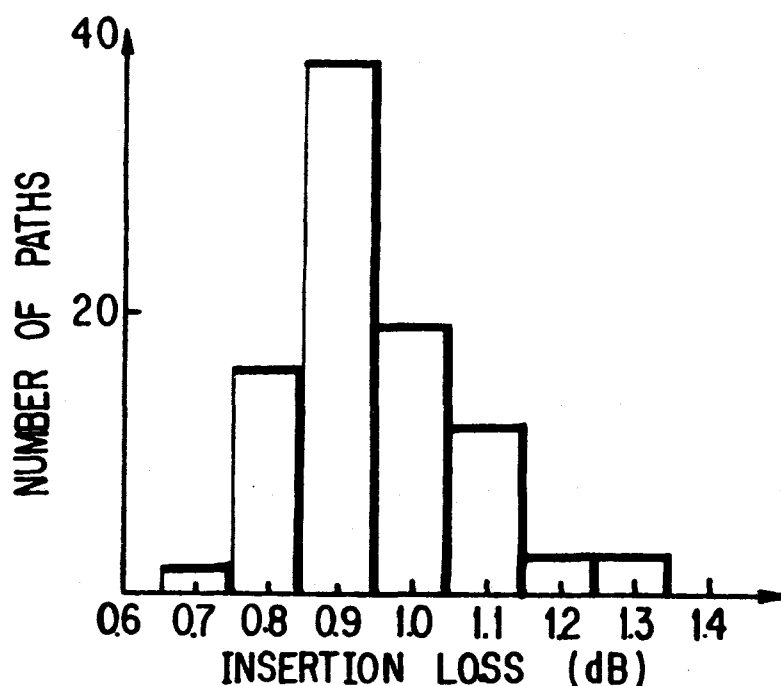


図3-19 全接続経路の損失分布

均値は 0.95 dB であり，目標値をほぼ満した。図 3-20 は特定の接続組み合わせに対して接続

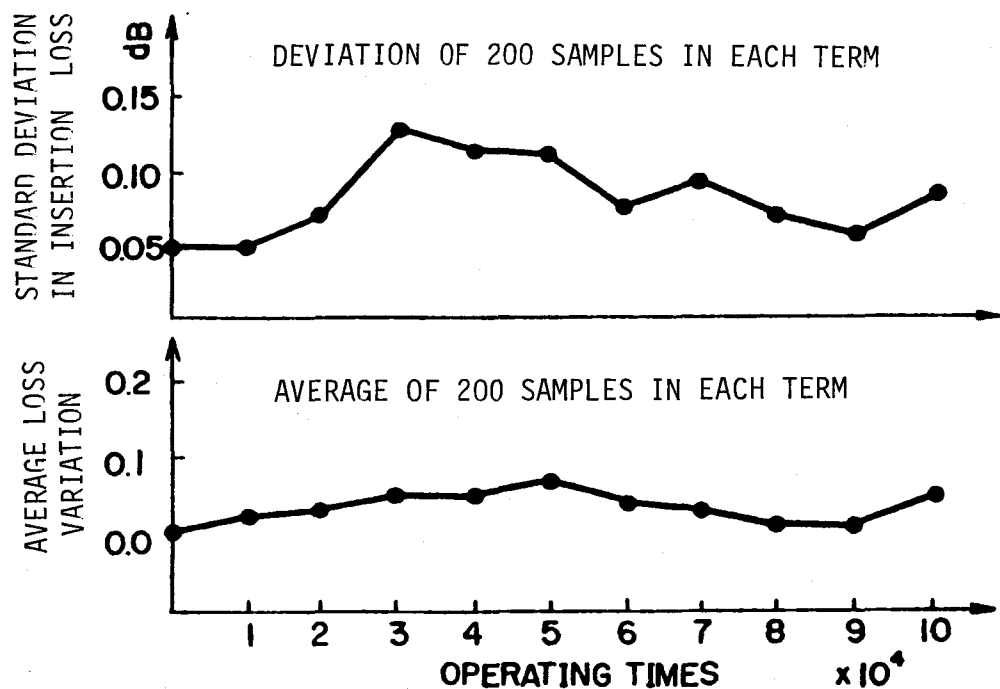


図 3-20 繰返し接続特性

繰返し実験を行った結果であり，図中の各点は 1 万回ごとに最後の 200 回について平均値および標準偏差を算出したものである。10 万回の接続繰返し後において損失の標準偏差は 0.13 dB 以内であり，安定な接続再現性が得られている。スイッチ時間 40ms 以下，漏話減衰量 60 dB 以上は想定している適用目的に対しては十分な値である。

表 3-3 は 3 段の縦続接続を行ったときの全損失と，初段の入側ファイバの励起状態を用いて測定した各段の損失を示す。個々の損失の和 2.54 dB に対して，縦続接続時の損失は 2.52 dB であり，縦続接続時の損失が，実験誤差の範囲内で個々の損失の和に等しい。この

表 3-3 縦続接続特性

測定条件	第 1 段	第 2 段	第 3 段	全体 / 単純和
A	0.80 dB	0.77 dB	0.95 dB	2.52 dB
B	0.80 dB	0.82 dB	0.92 dB	2.54 dB

A : 第 1 段入力にだけモードスクランブラを用いた 3 段縦続接続したときの各段の損失および全体の損失

B : モードスクランブラ出力の定常モードで測定した各段の損失およびその単純和

ことは、本スイッチではモード変換がほとんど生じていないことを裏づけている。

3.8 スイッチの小形化の可能性

レンズ系の配置法に着目して、マトリックススイッチの小形化手法について考察する。

試作スイッチの大きさは、光路切替部が縦 120 mm，横 120 mm，高さ 280 mm，レンズ系の長さが 160 mm，レンズ先端と光路切替部までの距離が最も大きい場合には 120 mm となっている。試作スイッチでは、ファイバ端面とレンズ L_1 ， L_1' 間の距離を等しくとり、すべての光路についてレンズ系間距離を等しく配置したため、図 3-13 のように、ある光路についてはレンズ系先端と光路切替部間にスペースを置く必要があった。

試作スイッチの望遠光学系の縦倍率は $(f_2/f_1)^2 = (26)^2$ であるので、ファイバ端面とレンズ L_1 ， L_1' 間の距離を最大でも 0.18 mm 焦点距離 f_1 より小さくすることで、すべてのレンズ系と光路切替部を接して配置しながら試作スイッチと同じ位置にファイバ端面の同じ大きさの拡大像を作ることができる。この場合でも、角倍率，横倍率は変化しないのでモード変換は原理的には発生しない。

更に、レンズ L_1 ， L_1' の焦点距離を短くできれば、すべての倍率を試作スイッチと等しくしたままでレンズ系を短くできる。例えば、 $f_1 = 2.5$ mm にできれば、レンズ系長を 90 mm にできる。これらの手法により、試作スイッチと同じ光路切替部を用いても、面積比で 60% の小形化が可能である。このためには、短焦点距離で収差の少ないレンズが必要である。更に小形化するためには、小形高精度のプリズム作製法、プリズム駆動の共通化などの検討が必要である。

3.9 まとめ

大規模マトリックススイッチの構成法として、望遠光学系を用いる方法を提案し、規模 10×10 の試作スイッチの設計と試作結果について述べた。

まず、レンズ系に関して、コリメート光学系を用いると口径食またはモード変換による損失が発生することを指摘し、望遠光学系ではこのような損失を生ずることなしに大規模スイッチの構成が可能であることを示した。

次に光路切替機構について、切替後の光線の角度および位置誤差を少なくする方法として、五角プリズムを自在継手で 1 点支持する方法を提案し、支持位置の最適化手法を示した。

試作スイッチの平均損失は 0.95 dB であり、設計目標値 1 dB を満足することができた。漏話減衰量は 60 dB 以上を得た。また、安定性に関しては、さ点当り 10 万回の接続繰り返し実験を

行い、接続特性劣化がないことを確認した。縦続接続時の総合損失は、初段のスイッチの入側モードパワ分布で測定した個々のスイッチにおける損失の和に等しく、本スイッチではモード変換がほとんど生じないことを確認した。

得られた挿入損失特性および漏話特性は実用上の要求を満していると考えられるが、耐久性については実用上の要求回数（例えば 100 万回）を達成するためには機械的可動部分の耐久性の向上が必要である。また、スイッチの小形化のためには、短焦点距離レンズの低収差化、高精度五角プリズムの小形化およびその共通駆動化の検討が必要である。

第4章 $1 \times N$ 形大規模光スイッチ⁽²⁰⁾⁽²¹⁾⁽²²⁾⁽²³⁾⁽²⁴⁾

4.1 まえがき

光中継線交換機におけるクロス形非閉塞スイッチ網あるいは光加入者線交換機における集線スイッチ網の構成のためには 1×10 程度の規模で損失1 dB以下の光スイッチが必要である。また、光伝送路の集中保守試験装置の実現のためには 1×100 程度の規模で損失4 dB以下の光スイッチが必要である。しかし、従来報告されている低挿入損失の光スイッチは、ほとんど 1×2 の小規模スイッチであるので⁽²⁵⁾⁽²⁶⁾、本研究では原理的に大規模化が可能な構成法について検討した。

$1 \times N$ 形のスイッチは、原理的には、前章で述べた $N \times N$ 形の縮退形として実現できる。しかし、 $N \times N$ の2次元の切替を行うことと $1 \times N$ の1次元の切替を行うことには本質的な違いがあり、1次元の切替ではより簡易な構成が可能である。すなわち $N \times N$ 形では空間的に交叉する形で同時に複数の光路の接続を行う必要があるため、光束をいったん自由空間に放射後、再びファイバ内に集束する必要があった。そのため望遠光学系などのレンズ系を必要とした。一方、 $1 \times N$ 形スイッチでは、同時には1本の光路しか形成されないため、他の光路との交叉を考慮しなくてよく、光を自由空間へ放射する必要がない。そのため、レンズ系を介せず、ファイバの直接突き合せの切り替えにより、より簡易に光スイッチが構成できる。

直接突き合せ接続においては、低挿入損失を実現するための位置合せ機構が必要である。また、この位置合せ機構は容易に切り替えができる構造でなければならない。さらに、この構造は、 1×100 程度の大規模スイッチ構成を可能とするものでなければならない。これらの条件を考慮し、本研究では、V溝による整列機構を用い、ファイバの自己弾性力でファイバをV溝中に挿入・整列する方法を採用した。

本章では、スイッチ構成の概要を説明した後、スイッチの耐久性・安定性に大きな影響を与えるファイバのV溝への挿入形状の最適化について、理論的・実験的に検討した結果を述べる。最後に、この結果に基づいて設計・試作した 1×9 形スイッチおよび 1×93 形スイッチの構成と実験結果について述べる。

4.2 V溝による整列機構

図4-1に本スイッチの基本構造を示す。図において、可動ファイバを動かし、接続すべき固定ファイバに対応したV溝を選択し、さらにそのV溝に可動ファイバを挿入することにより

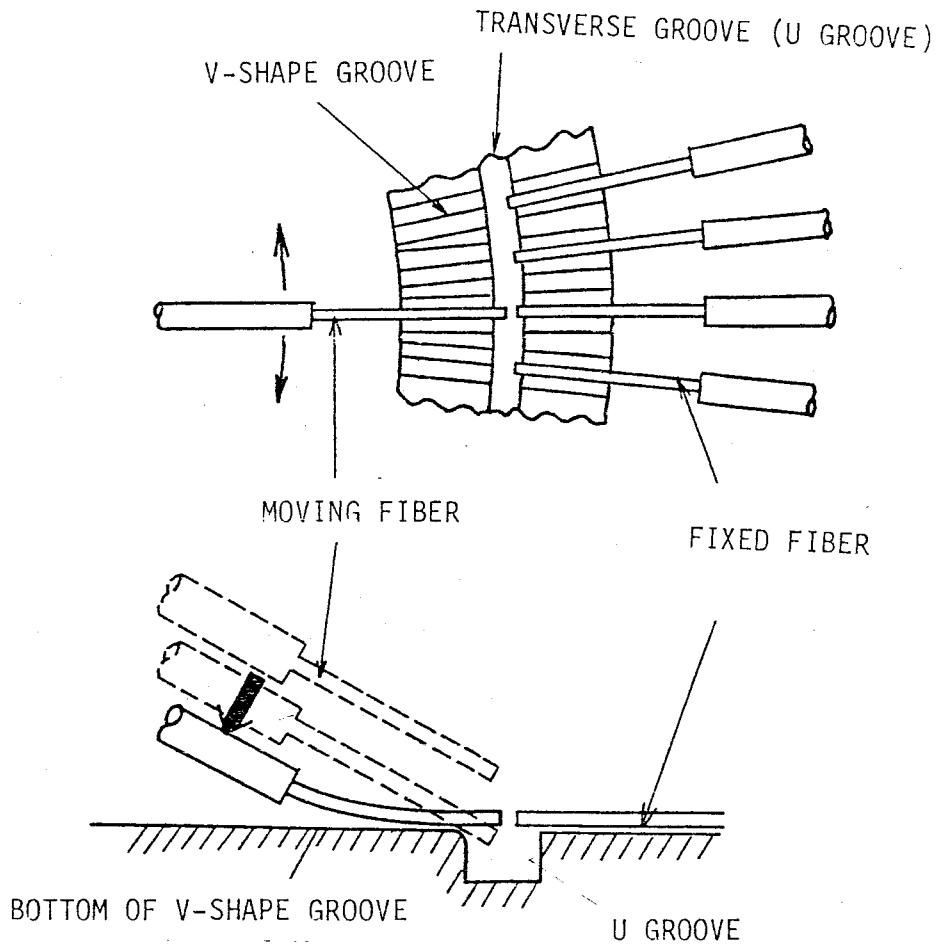


図 4-1 大規模 1×N 形スイッチの基本構造

選択接続を行う。固定ファイバ側の V 溝と可動ファイバ側の V 溝を同時加工しておくことによって、両ファイバを精度よく突き合せ接続することができる。

可動ファイバの V 溝への挿入・押しつけは、ファイバ素線に局部的な力を加えると折れやすいことを考慮し、押しつけのための駆動力はファイバの支持部に与え、それによるファイバの曲げによる自己弾性力を用いることとした。

このような突き合せ接続時の損失要因としては、光軸ずれ、光軸の傾き、端面間隙、端面反射、端面の荒れがある。第 1 と第 2 の要因の影響は図 3-9 に既に示した。端面間隙の影響は小さく $0.2 \times a / NA$ (a : コア半径, NA : 開口数) において 0.2 dB 程度であり、マッチング液の有無にはほとんど依存しない。⁽²⁸⁾ 端面反射による損失はマッチング液を用いない場合 0.3 dB である。

4.3 可動ファイバの V 溝への挿入条件

可動ファイバのV溝への挿入条件は、接続の安定性とファイバの曲げ繰り返しの耐久性の面から最適化する必要がある。V溝への挿入力が弱すぎると、ファイバとV溝側面との摩擦によりファイバがV溝底まで届かず位置合せ誤差の原因となる。一方、押しつけ力を強くするにはファイバの曲げを大きくすればよいが耐久性上限度がある。そこで、応力解析と実験から、これらの要求を満す挿入条件を検討した。

応力解析のための直角座標系を図4-2のように定める。点A ($x=y=0$) は、可動フ

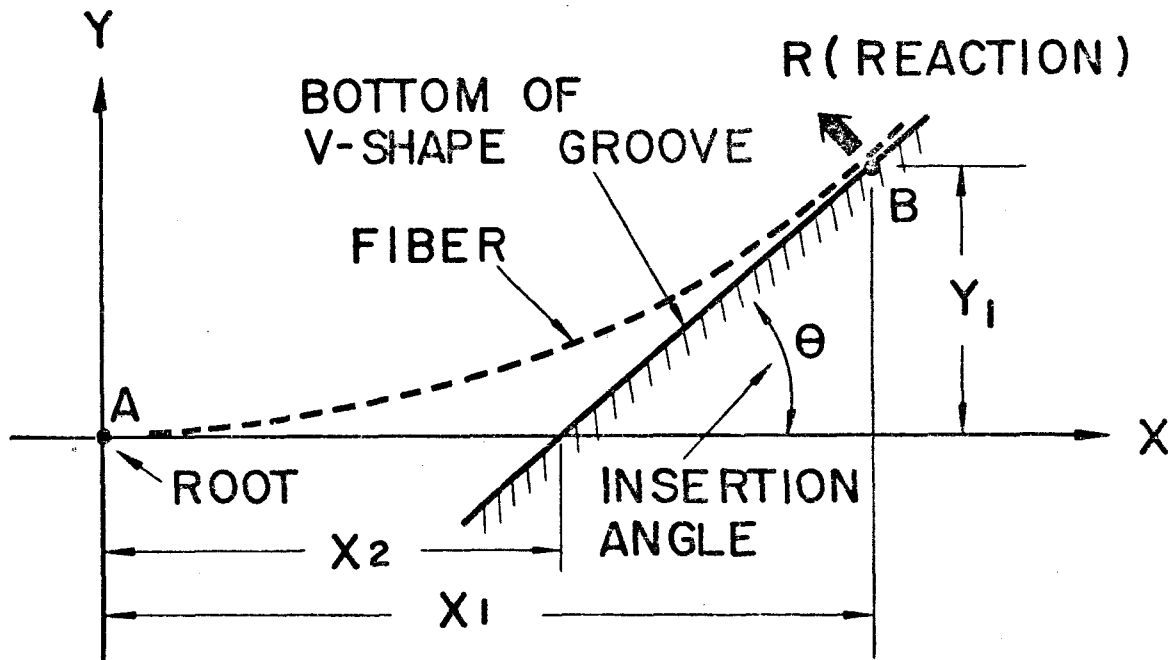


図4-2 応力解析のための座標系

ィバ素線が、それを保護・支持していたパイプから出る始点、点B ($x=x_1, y=y_1$) はファイバがV溝と接する点、反力RはファイバがV溝から受ける力でありその大きさはファイバがV溝に押しつけられる力に等しい。ファイバの挿入形状は、x軸とV溝のなす角 θ 、および点Aからその交点までの距離 x_2 によって決まる。

ファイバ素線のヤング率をE、断面2次モーメントを I_z 、曲げの曲率半径をr、曲げモーメントを M_x とすると次式が成立する。

$$1/r = M_x / EI_z \quad (4-1)$$

$$M_x = R(x_1 - x) \cos \theta + R(y_1 - y) \sin \theta \quad (4-2)$$

$$\frac{1}{r} = \frac{d^2 y}{dx^2} \left\{ 1 + \left(\frac{dy}{dx} \right)^2 \right\}^{-3/2} \quad (4-3)$$

これから

$$EI_z \frac{d^2 y}{dx^2} \left\{ 1 + \left(\frac{dy}{dx} \right)^2 \right\}^{-3/2} = R (x_1 - x) \cos \theta + R (y_1 - y) \sin \theta \quad (4-4)$$

が導びかれる。

境界条件は

$$\left. \begin{array}{l} x=0 \text{ において} \\ y=0, \quad dy/dx=0 \\ x=x_1 \text{ において} \\ dy/dx = \tan \theta, \quad d^2 y/dx^2 = 0 \end{array} \right\} \quad (4-5)$$

である。

式(4-4), (4-5)から, 曲げの曲率半径は点Aにおいて最小値 r_{\min} を取ることがわかる。耐久性の面から r_{\min} は大であるほど, また接続の安定性の面から R も大であるほど望ましい。

図4-3は, R をパラメータとして θ と r_{\min} の関係を式(4-4), (4-5)から計算し

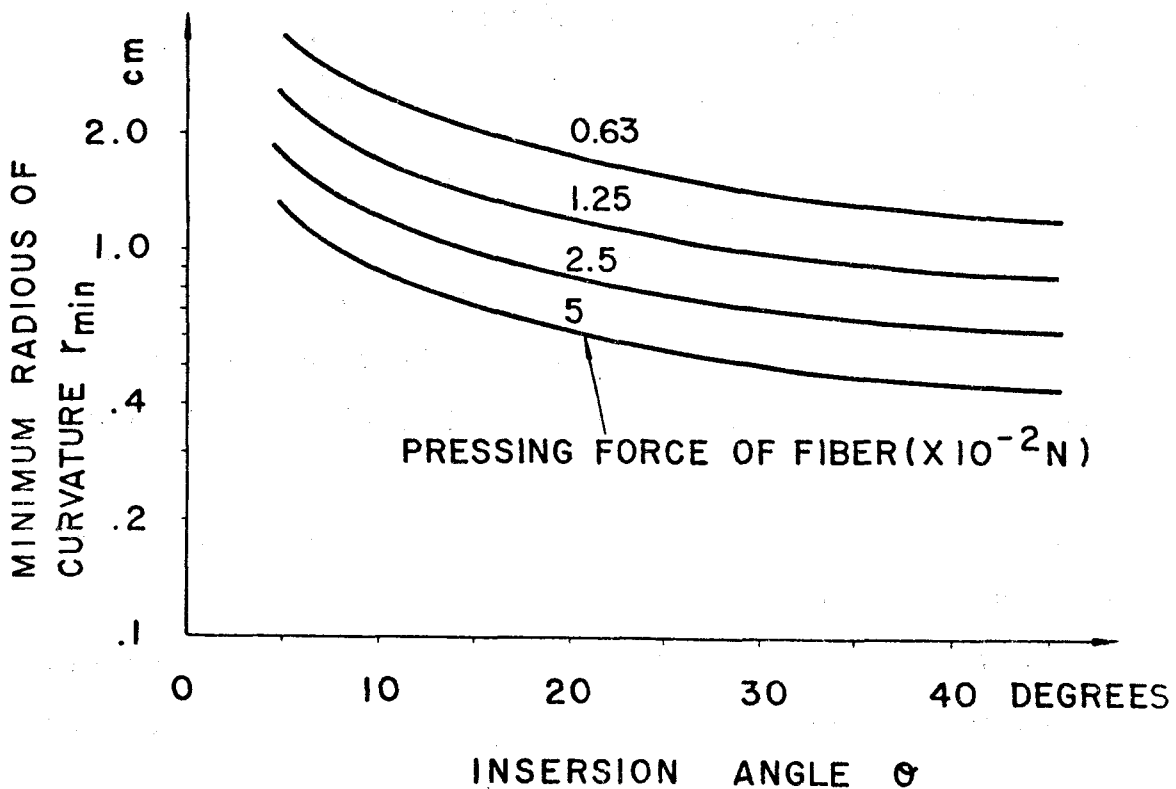


図4-3 ファイバの挿入角度と曲げの最小曲率半径

た結果を示す。これから、 R を一定に保ったまま r_{\min} を大にするには、 θ を小とすればよいことがわかる。しかし、むやみに θ を小とすると θ のわずかの変動による x_1 の変化が大きく、調整が困難となる恐れがある。そこで、実験的に、 r_{\min} および R の要求条件を求めた。

外径 $150 \mu\text{m}$ の石英ファイバによる曲げ繰返し実験の結果、 r_{\min} が 6mm 以上であれば 10^6 回の曲げ繰返しに耐えることがわかった。接続安定性は、図 4-1 の機構において可動ファイバの V 溝への挿抜の繰返しに対する挿入損失の変動で評価した。実験結果を図 4-4 に

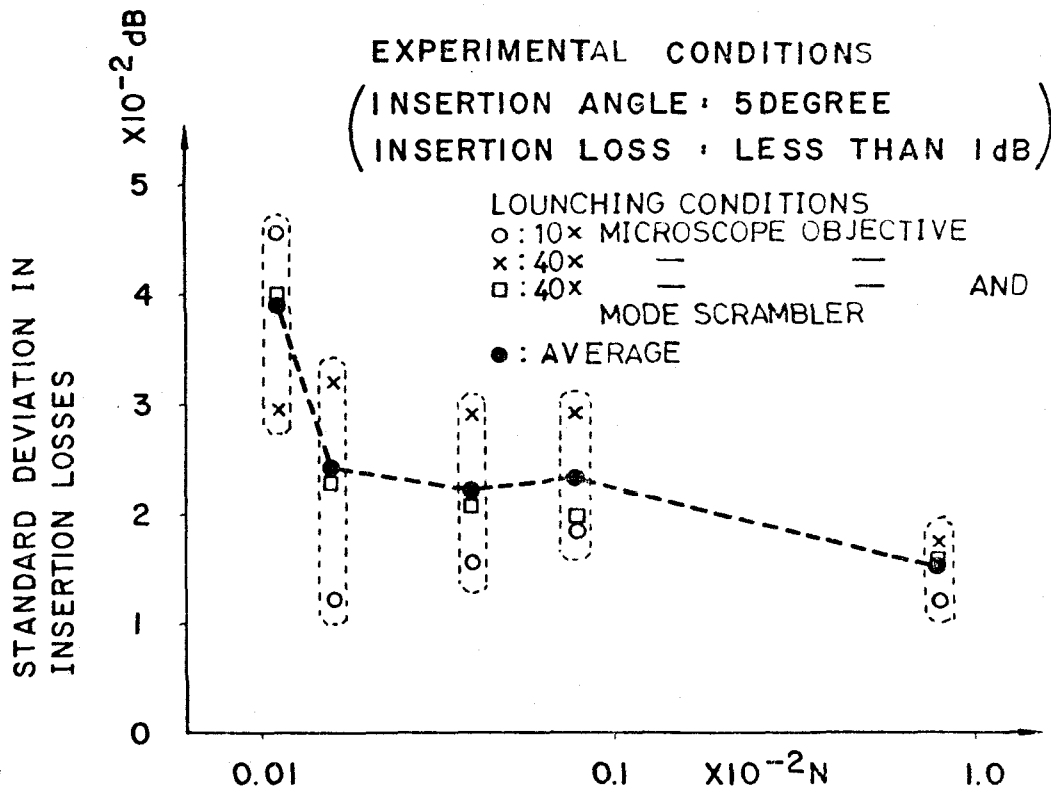


図 4-4 V 溝接続の繰返し特性

示す。図中の各点は、挿入損失 1 dB 以下となるように調整後、 100 回の挿抜を行ったときの標準偏差を示す。これから、挿入角 5 度で押しつけ力 (大きさは R に等しい) 0.01 N で安定な接続繰返しが可能であることがわかる。図 4-3 から、このとき r_{\min} は 20 mm 以上となっており、耐久性上の要求条件も満している。

以上の実験においては、図 4-1 中に示す U 溝は用いていない。このため、挿抜の繰返しにより、ファイバ端面が V 溝底をこすり、それによる切削粉がファイバ端面をよごすことが判明した。そこで実際のスイッチではこの U 溝を設け、ファイバ端面が V 溝底をこすることがないようにした。

4.4 1×9形光ファイバスイッチの試作⁽²⁾⁽²³⁾

4.4.1 構成

これまでの検討をもとにして1×9形のスイッチを試作した。概観および構造を図4-5, 図4-6に示す。本スイッチは深さ1mmのV溝を2°間隔で放射状に9本設けた黄銅製の接

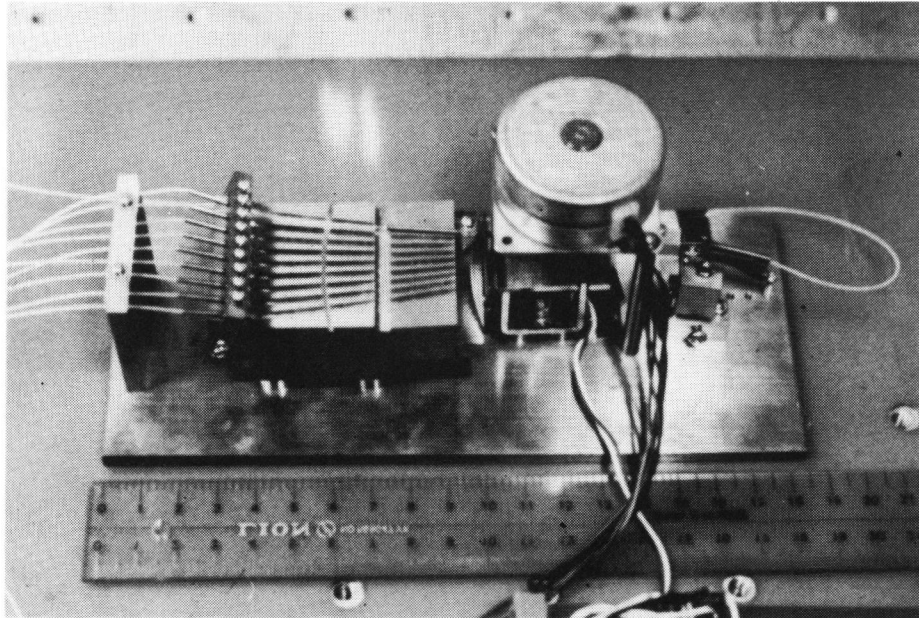


図4-5 1×9形スイッチの概観

続用V溝ブロック, 同様のV溝から成る位置決め用のV溝ブロック, ステンレスパイプに通された可動ファイバ, ステンレスパイプに取付られた間隙調整用くさびおよびそれらの駆動機構よりなる。接続時のファイバ挿入形状を図4-7に示す。素線部分の長さを約15mmとした可動ファイバは, パルスモータとカムによって所定のV溝上まで移動され, 位置決め用のV溝へ, 電磁石によって挿入角度5°で挿入され, さらにくさびが押されることにより, 可動ファイバは固定ファイバの方へ進み, 対向する固定ファイバと接続される。これらの制御は実験の便宜を考慮してマイクロコンピュータによるプログラム制御で行なった。接続位置に設けられたU字形で円弧状の横溝は, 前節で述べたファイバの先端汚染を防ぐための機構であり, 整合液のプールにもなる。接続時のファイバ端面間隔は、接触による傷の発生を防ぎ, かつ損失上許容される値(0.2 dB以下)として10 μ m~30 μ mにした。

4.4.2 試作結果

使用した測定系を図4-8に示す。ここで整合液としてプロピルアルコール($n \div 1.38$)を用いた。これは, アルコールの揮発性による実験の便宜を考慮したためである。

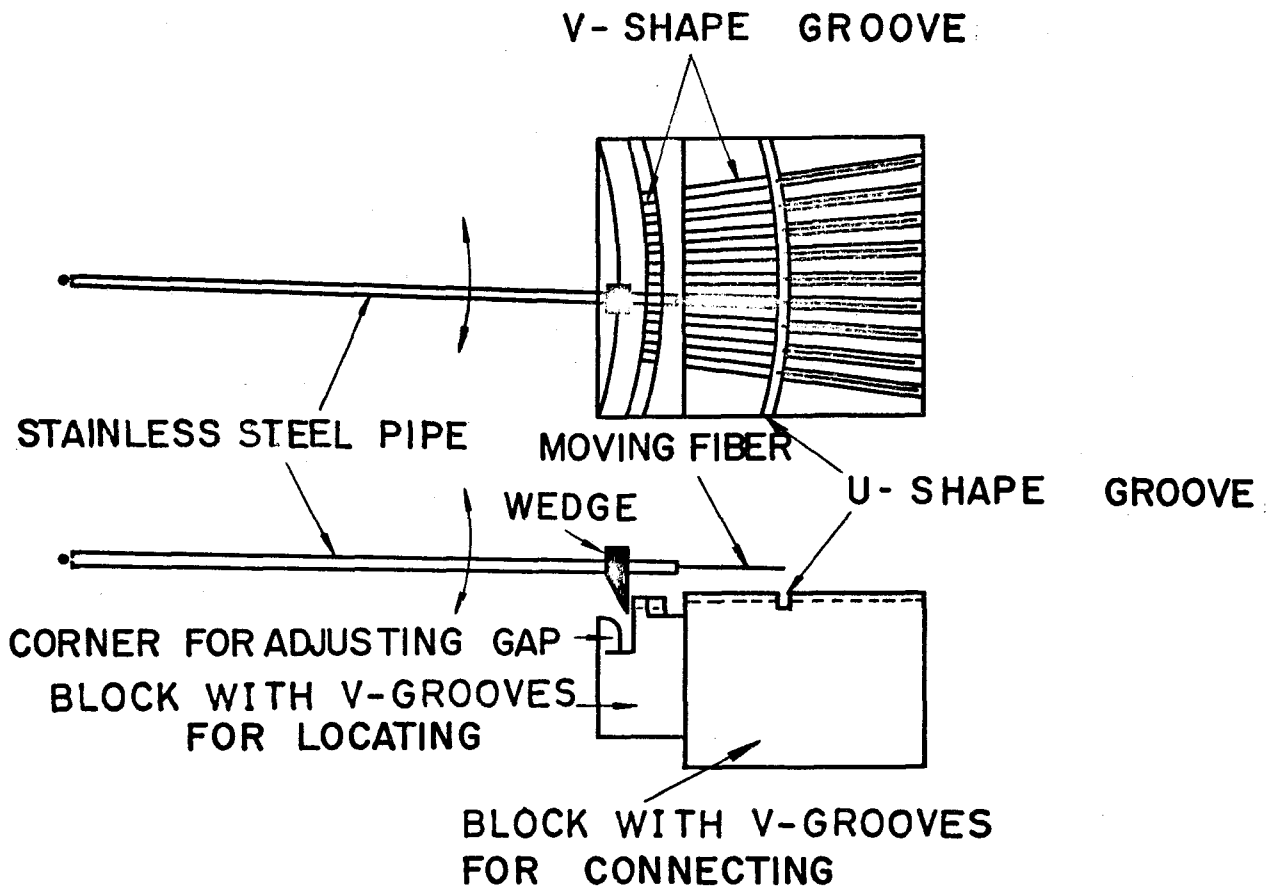


図 4-6 1×9形スイッチの構造

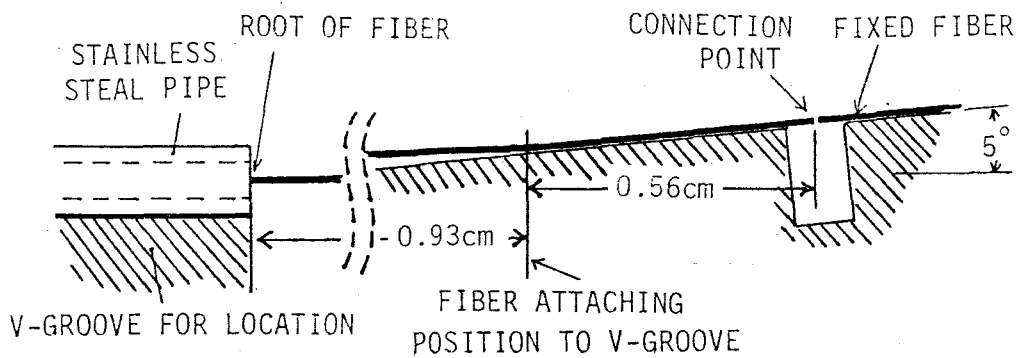


図 4-7 可動ファイバの挿入形状

溝角度が90°の接続用V溝ブロック（試作1）を用いて測定した各スイッチポジションの接続損失の平均および測定値の変動係数を図4-9に示す。

測定回数は、各ポジション10回ずつである。また、短期間の接続再現性として、ポジション0, 4, 6について170回繰返し測定した接続損失の変動状態を図4-10に示す。図4-

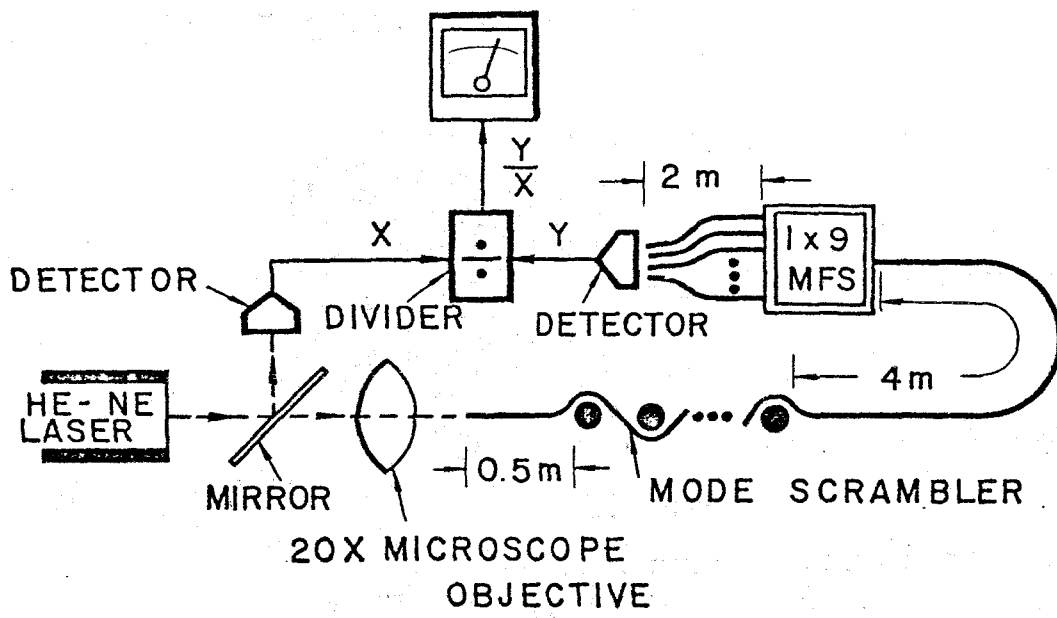


图 4-8 接続特性測定系

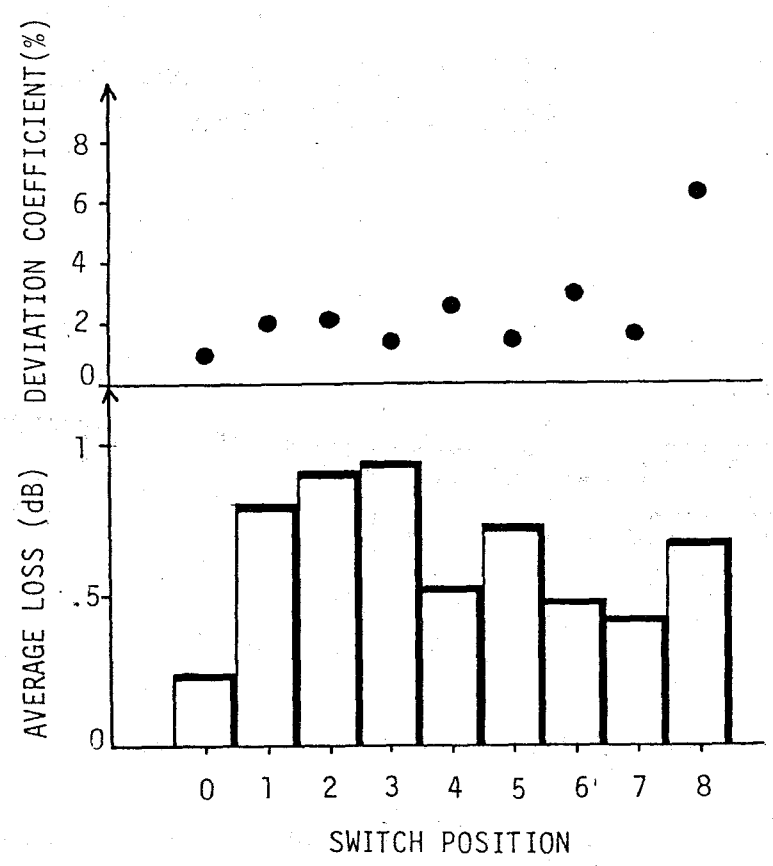


图 4-9 接続損失 (試作 1)

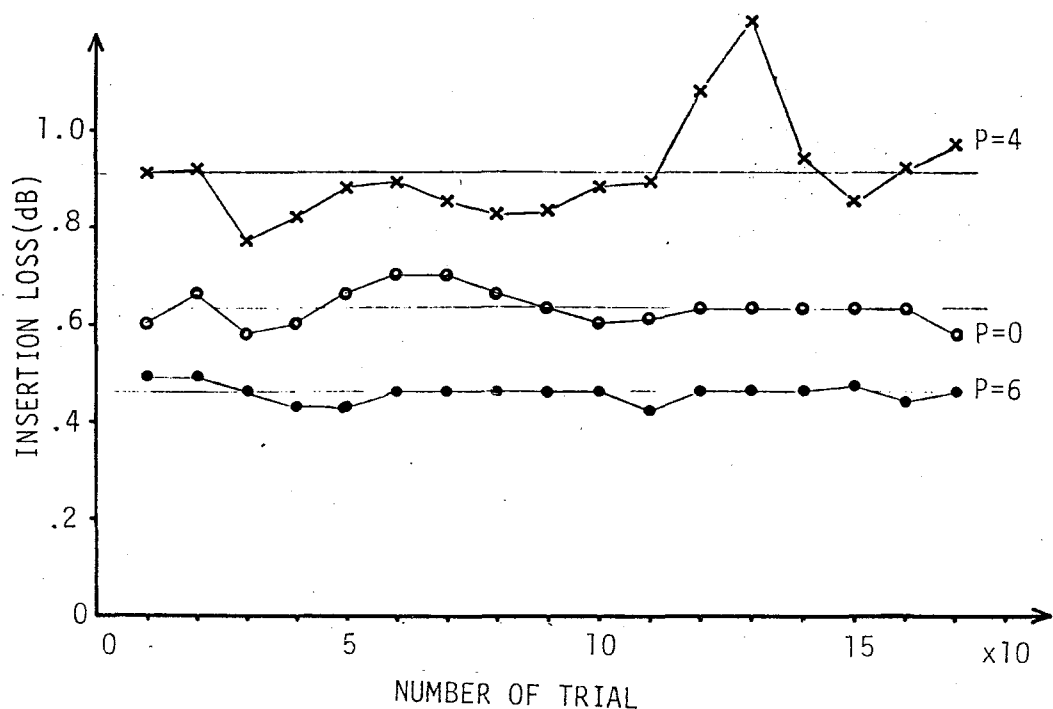


図 4-10 接続再現性 (試作 1)

(P: スイッチポジション)

9において、接続損失のばらつきが目立つが、この主な理由として次のことが考えられる。用いた位置決め用V溝ブロックは、接続用V溝ブロックと同一平面上に置いた状態で、9本のV溝を同時加工した後、接続用V溝の並べられた平面に対して、5度の傾斜をもって組み立てられている。このため、位置決め用V溝の中心面の延長と、接続用V溝の中心面との間には、わずかながらずれが発生する。その結果、可動ファイバ挿入時に、ファイバが接続用V溝の中心からややずれて挿入されることになる。このずれの程度は、接続位置によって異ってくるので、接続位置によって損失が異ってきたものと考えられる。

そこで、これらの点を改良するため、位置決め用V溝の中心面と接続用V溝の中心面がどの接続位置でも一致するようにし、また、V溝角度を60度(後に述べるように、V溝角が小さいほど、ファイバの挿入位置誤差を修正する力は大きくなる)にした(試作2)。実験結果を図4-11、図4-12に示す。接続損失は平均で0.4 dB程度、接続の再現性は、透過率の変動係数にして0.5~3%程度であり、改良した位置決め用V溝ブロックの効果が現われている。ファイバ挿入状態でのV溝の断面を図4-13に示す。

切替時間は最大300msであり、要求値100msを上まわっている。これはカムを介して間接駆動したことに起因しており、パルスモータ直接駆動で高速化が可能と推定される。これは次節で述べる1×93形スイッチの切替時間が200msであり、1×9の部分に制限すれば

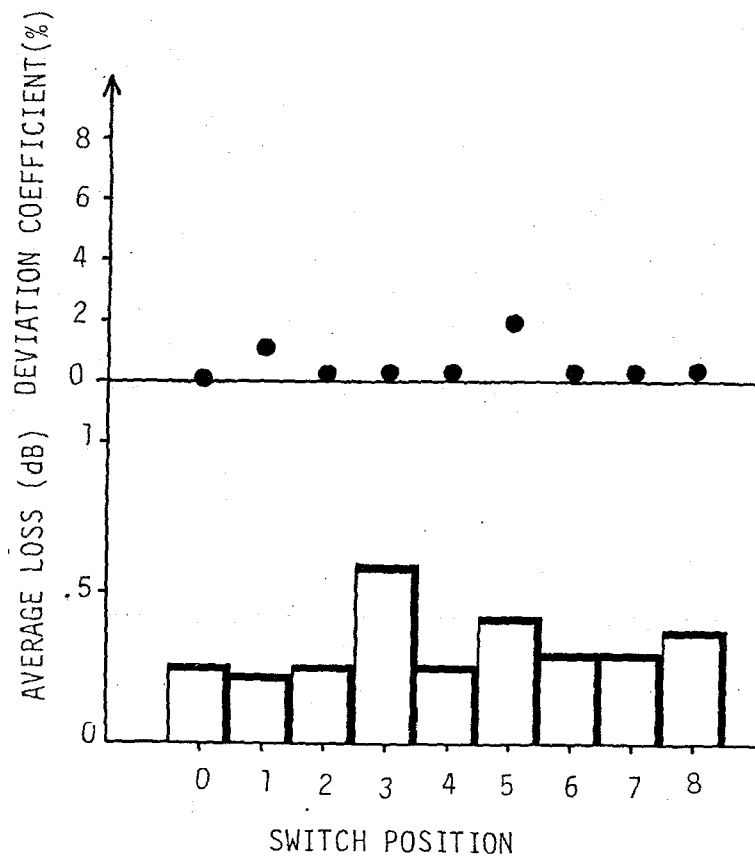


図 4-11 接続損失 (試作 2)

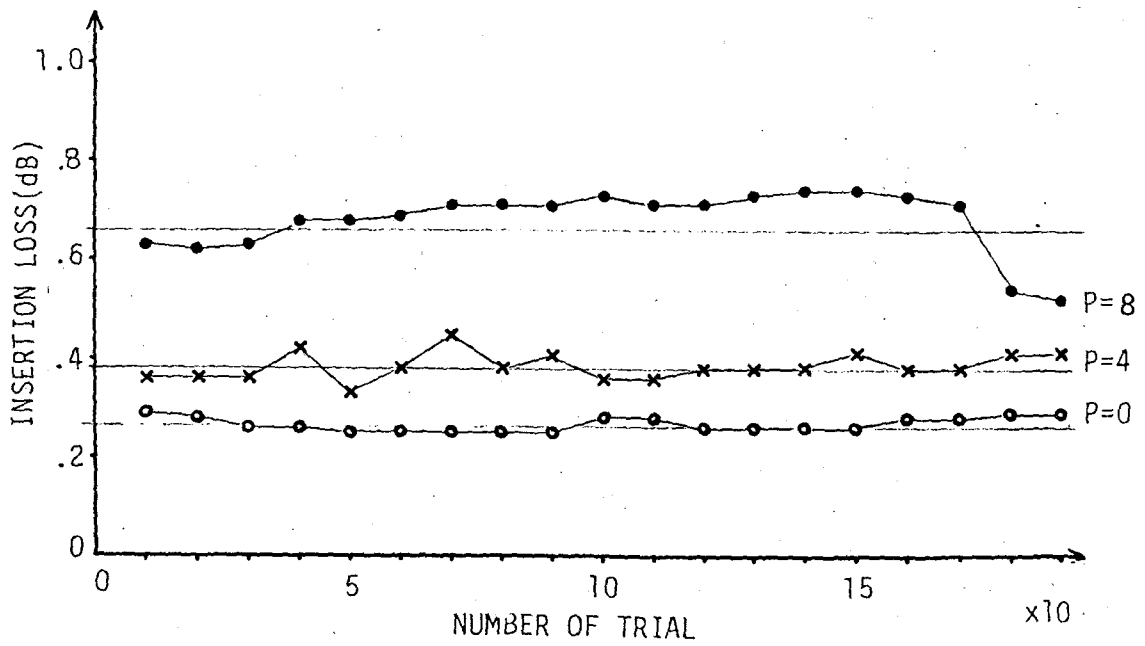
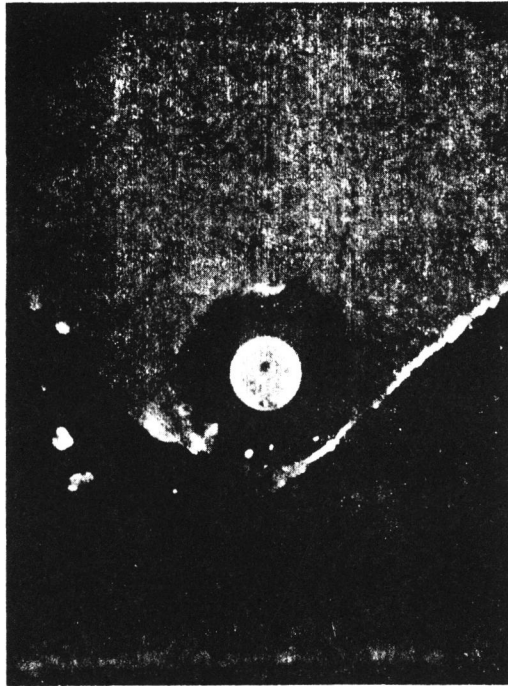
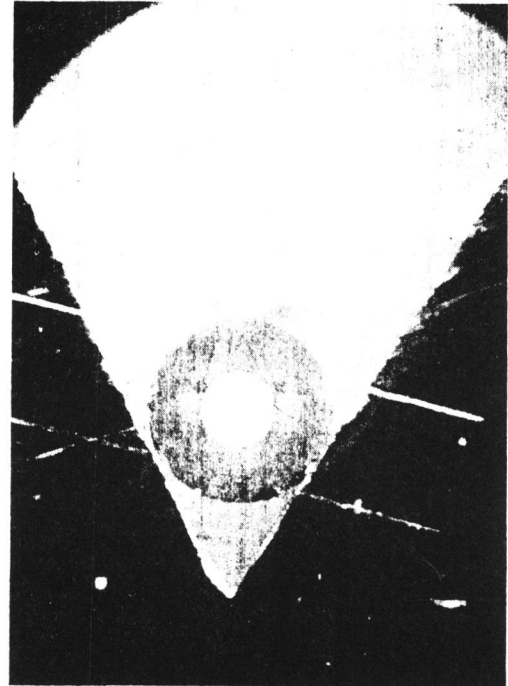


図 4-12 接続再現性 (試作 2)

(P: スイッチポジション)



V-GROOVE ANGLE=90°



V-GROOVE ANGLE=60°

図 4-13 光ファイバ挿入状態におけるV溝の断面

100ms 以下の切替時間となっていることから結論できる。

ファイバの耐久性については、10万回以上の接続繰返しに耐えることを確認している。

4.4.3 試作結果の考察

前節で述べた2種類の試作の結果は、V溝として溝角度60°の方が溝角度90度より良いことを示している。以下この理由について考察する。

V溝によるファイバの整列作用を用いて、ファイバ間の低損失の接続を実現する時、次の2点に注意する必要がある。

- (1) V溝壁面へのゴミの付着、壁面の凹凸などによる軸ずれ量が小さいこと。
- (2) ファイバがV溝中心からずれた位置からV溝へ挿入された時、ファイバをV溝中心方向へ移動させようとする力が大きく働くこと。

まず第1の点について考える。図4-14はファイバが挿入されたV溝の断面を示す。ここで実線で示される円はV溝によつての正規の位置に保持されたファイバの断面で、その中心を0とする。破線で示される円は、ゴミの付着または壁面の凹凸により、微視的にみてV溝の片方の壁が δ だけ面と垂直方向に変化した場合の、ファイバの断面を示す。その中心を0'とする。V溝角度を θ とすると、0-0'間の距離 ϵ は

$$\epsilon = \delta / \sin \theta \quad (4-6)$$

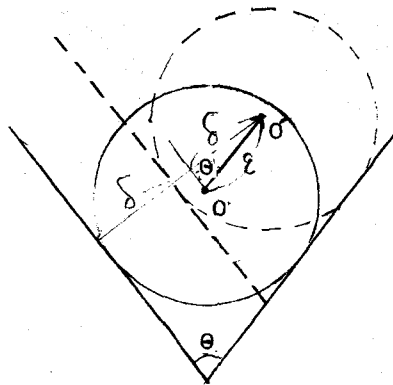


図 4-14 V溝壁の凹凸によるファイバの軸ずれ

となる。したがって $|d\epsilon/d\delta|$ は $\theta = \pi/2$ において最小となる。すなわち、第1の点からは V溝角度を 90° にすることが良い。

次に第2の点について考える。このとき、ファイバには、ファイバをV溝中へ挿入する外力 F 、ファイバを中心からずれた初期挿入位置へ戻そうとする復元力 G 、V溝壁面の抗力 R が作用する。これらの関係を図 4-15 に示す。これらの合成力としてファイバをV溝中心へ

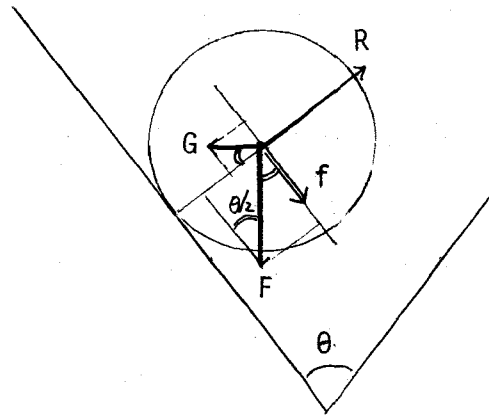


図 4-15 V溝への挿入力 F による軸ずれ補正力 f の発生

動かそうとする壁面に平行な方向の力 f が発生する。 f は次式で表わされる。

$$f = F \cos \frac{\theta}{2} - G \sin \frac{\theta}{2} \quad (4-7)$$

右辺は、 $0 \leq \theta \leq \pi$ で減少関数であるから、 $\theta = 0$ のとき f は最も大きくなる。つまり第2の点からは、V溝角は小さい方が良い。

一般には、この2つの要因の影響の程度により、 $0 \leq \theta \leq \pi/2$ において、軸ずれを最小とする最適V溝角が存在することになる。試作結果は、 $\theta = 60^\circ$ の方が $\theta = 90^\circ$ よりも最適

値に近いことを示している。

4.5 1×93形スイッチの試作⁽²⁾⁽²⁾

4.5.1 構成

本スイッチの構成原理は1×9形スイッチと同様であるが、大規模化を容易に達成しやすいよう次の2点の改良を加えた。

(1) 接続切替数が大きいので、カムを用いて可動ファイバの位置決めを行うことはカムが複雑になりすぎ困難と判断し、パルスモータで直接駆動することにした。

(2) 固定ファイバの端面位置の微小調整機構を設け、可動ファイバと固定ファイバの間隙調整の容易化をはかった。

(3) 可動ファイバ挿入のための上下動の回転中心を、ファイバを支えているステンレスパイプより下側に設け、可動ファイバ挿入時にファイバ端面が固定ファイバ側へ進む構造とし、1×9形スイッチのくさび機構を取り除いた。

図4-16は本スイッチの断面図であり、固定ファイバの長手方向の位置調整は、調整ネジの回転により、ファイバのたわみ量を制御することにより行っている。

図4-17は本スイッチの概観を示す。本スイッチは直径21 cmの円板状の形をしており、

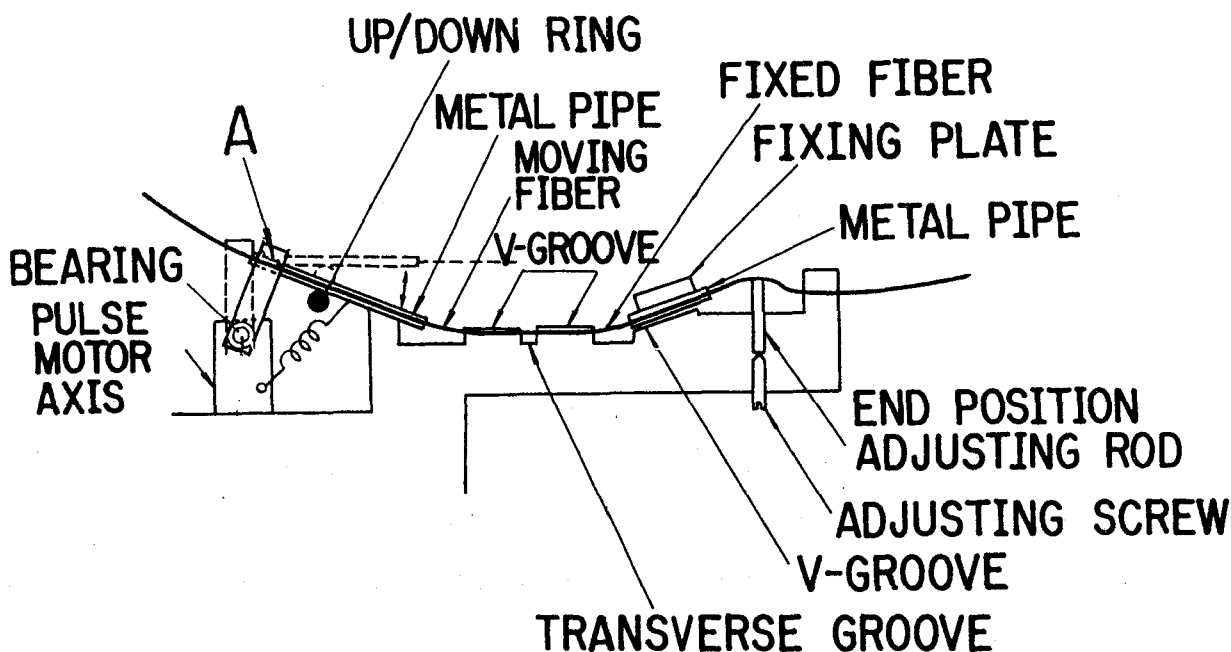


図4-16 1×93形スイッチの断面図

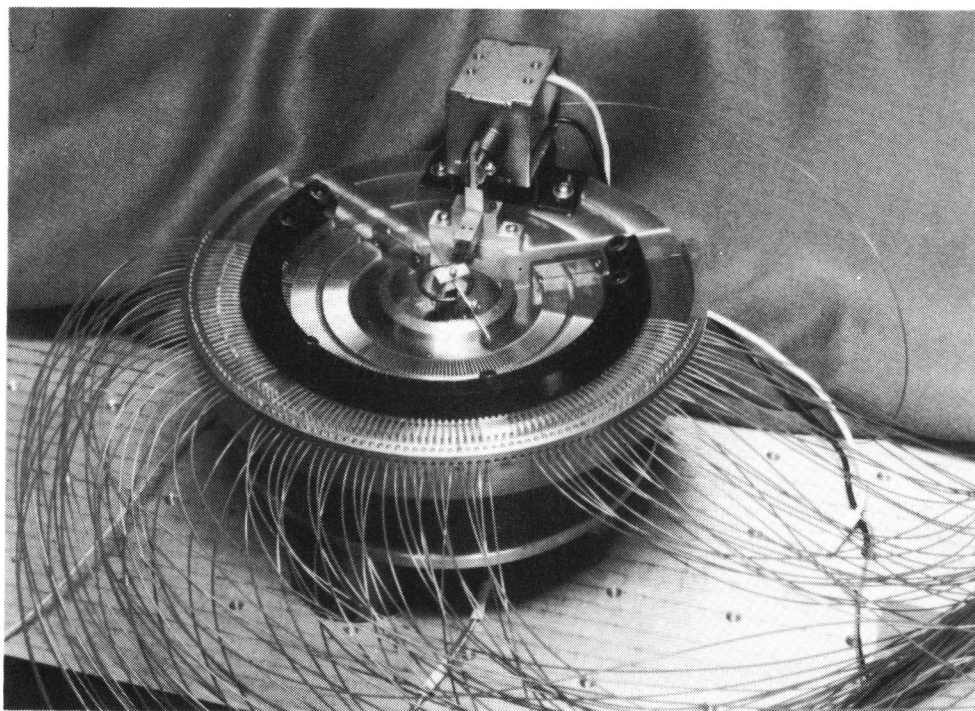


図 4-17 1×93形スイッチの概観

その半円盤上に1.8度毎に放射状に101本のV溝が設られている（このうち8本のV溝は、固定ファイバ支持部品の取付のため使用できず、スイッチ規模は1×93となっている）。円盤の中心には1.8度/ステップで、累積角度誤差3分以下の精度を持つパルスモータがあり、それにより可動ファイバを直接駆動している。可動ファイバのV溝への挿入条件は1×9形スイッチと等しく、ファイバ端面間隔は $10\mu\text{m}$ ～ $30\mu\text{m}$ となっている。

4.5.2 試作結果

図4-8の測定系により、本光スイッチの接続損失の測定を行った。光ファイバは外径 $150\mu\text{m}$ 、コア径 $60\mu\text{m}$ 、屈折率差1.02%のグレーデッド形を使用し、ダイヤモンドで傷をつけた後、曲率を与えて引張る方法⁽²⁾により端面を形成した。波長 632.8nm のHe-Neレーザ光を20倍（ $N.A = 0.4$ ）の顕微鏡対物レンズで集光して可動ファイバを励起した。

測定結果を図4-18～図4-21に示す。図4-18、図4-19は、93の接続点における接続損失のヒストグラムである。平均損失は、マッチング液を使用した場合1.4 dB、使用しない場合2.2 dBであった。また、90%の接続点を含む接続損失の領域は、マッチング液を使用した場合2.6 dB以下、使用しない場合3.6 dB以下であった。なおマッチング液は屈折率1.40のジメチルシリコンオイルを使用した。

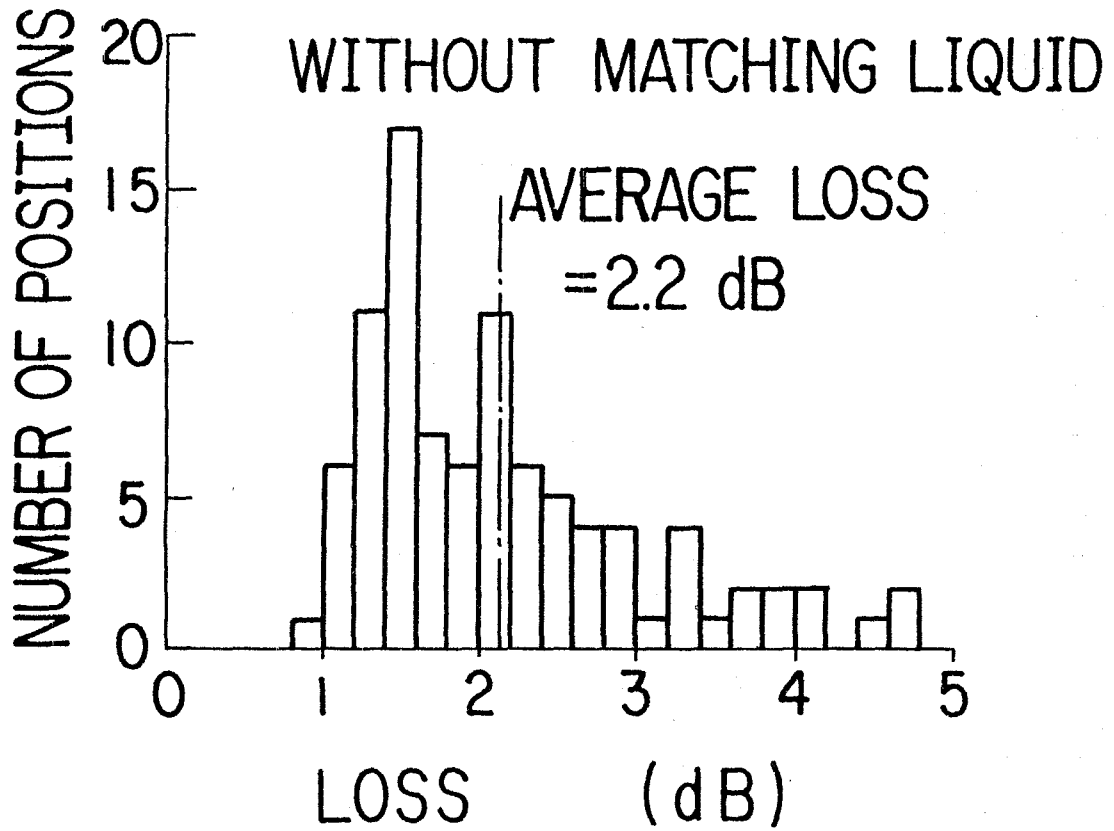


図 4-18 全接続点の損失分布
(マッチング液を用いない場合)

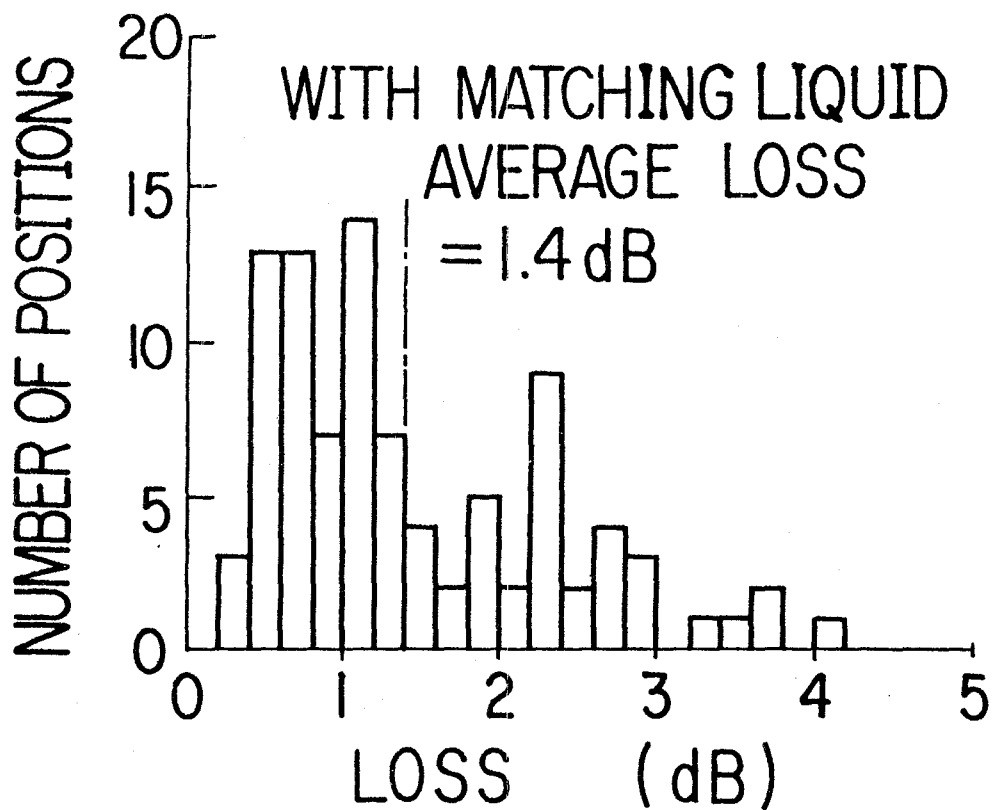


図 4-19 全接続点の損失分布
(マッチング液を用いた場合)

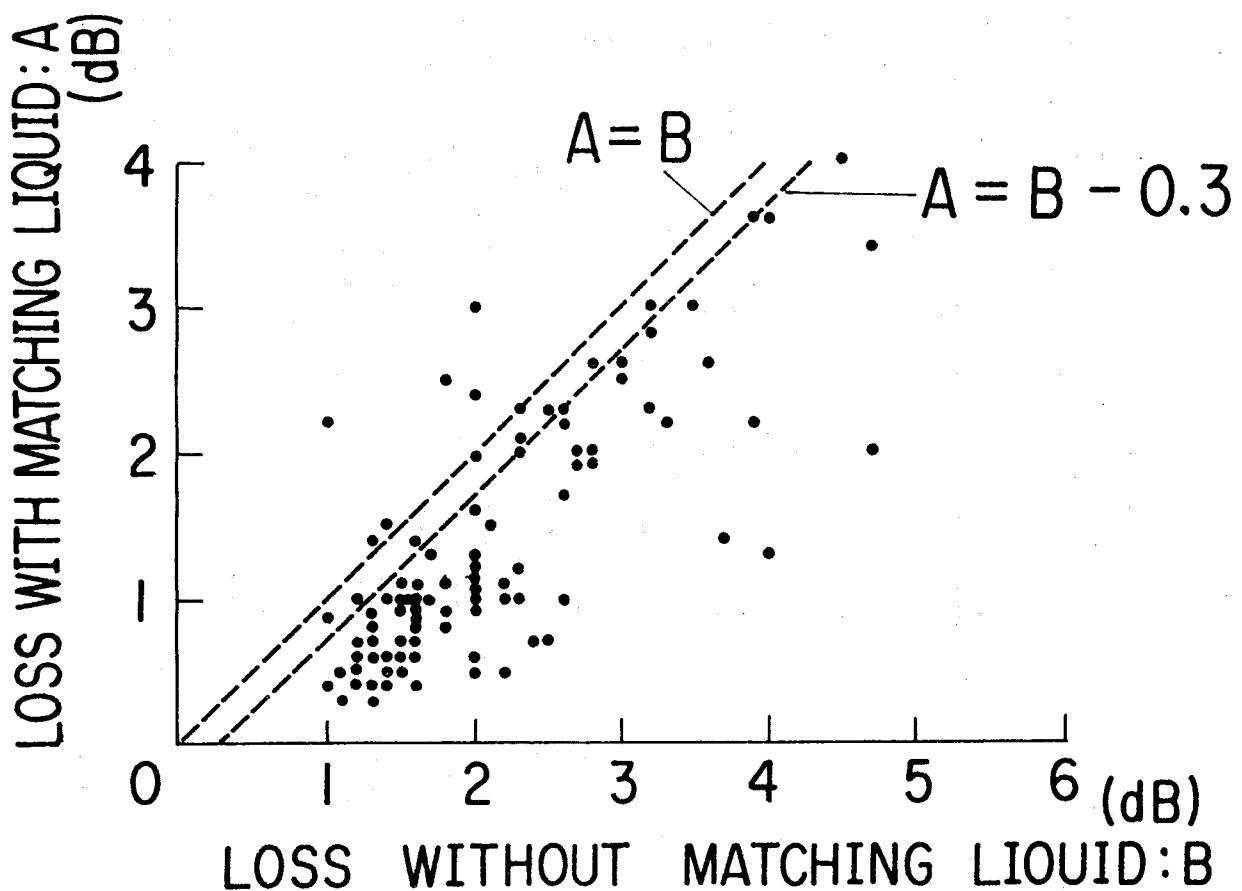


図4-20 マッチング液の有無と接続損失

図4-20に、マッチング液を使用した場合の接続損失 A と使用しない場合の接続損失 B との関係を示す。ここで測定値の多くが $A=B-0.3$ の線より下になっている事は興味深い。光ファイバ端面での屈折率差による反射損失は、マッチング液を使用する事により改善され、その改善量は理論的には 0.3 dB と考えられる*。従ってマッチング液の使用により、反射による損失以外の損失、たとえば光ファイバ端面の傾斜や荒れ等の不完全性に起因する損失も減少している事がわかる。前記の接続損失の平均値より計算すると、光ファイバ端面の不完全性による損失は平均 0.5 dB と推測される。この値は、光ファイバの端面形成技術の向上により、低下しうると考えられる。

図4-21は、いくつかの接続点における接続繰返し実験結果を示す。各図は各々100回の試行に対する接続損失のヒストグラムである。この図から、接続損失の大きい接続点は、単に損失が大きいだけでなく、その分散も大きい傾向があることがわかる。これは接続用V溝

* 前にも述べたように、端面間隔が $30 \mu\text{m}$ 以下の場合には、端面間隙による損失はマッチング液の有無に依存しない。

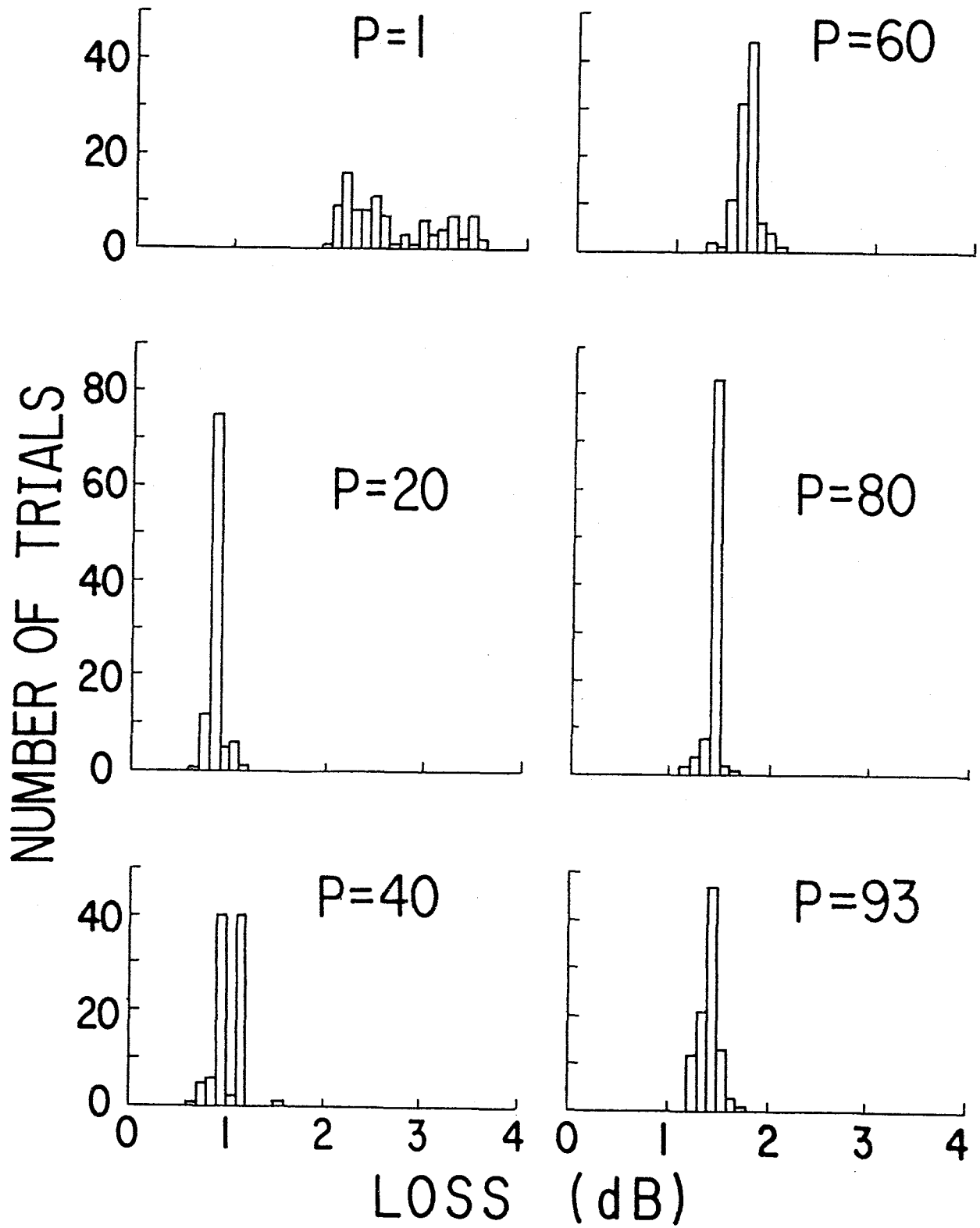


図 4-21 接続繰返し特性
(P: スイッチポジション)

の加工精度（バリの存在等）が主な原因と考えられる。

隣接した接続点間の漏話減衰量は 60 dB 以上，切替時間は 200 ms 以下であった。これらの値は加入者線試験装置への適用に当って十分なものである。

4.6 ま と め

大規模化が可能な $1 \times N$ 形スイッチとして，ファイバ素線どうしを V 溝による整列機構を用いて切り替え接続を行う方式を提案し，その最適構成条件を理論的・実験的に明らかにすると共に， 1×9 形および 1×93 形スイッチを具体的に試作し，構成法の妥当性を示した。

本スイッチ構成上の技術的ポイントは，V 溝へのファイバ挿入・押しつけ条件の最適化であり，これはスイッチの耐久性と接続繰返しの安定性に関係する。本研究では，応力解析と接続繰返し実験により，耐久性・安定性を共に満たす挿入条件を明確にした。

この結果に基づき，実際のスイッチを試作した結果， 1×9 形スイッチでは平均挿入損失 0.33 dB，最悪挿入損失 1 dB 以下を実現でき，また応答速度および漏話減衰量の面からも光交換機用スイッチの要求条件を満たすことが確められた。また， 1×93 形スイッチでは平均挿入損失 1.4 dB，最悪挿入損失 4 dB の結果を得，光加入者線の集中保守試験装置用スイッチの要求条件を満たすことができた。本スイッチの挿入損失の最悪値は，V 溝およびファイバ端面の加工精度の向上により改良できると予想される。

第5章 1×2 形高速光スイッチ⁽³⁰⁾⁽³¹⁾

5.1 まえがき

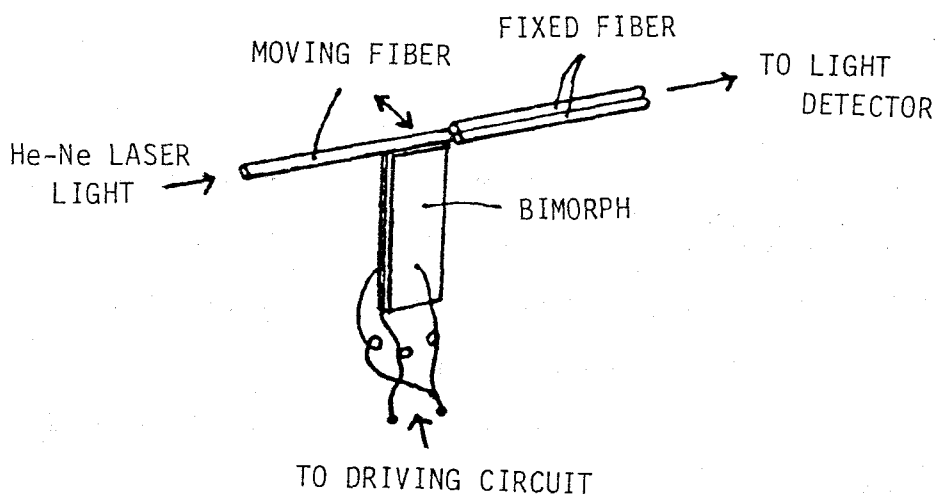
アクティブノードを用いた光ファイバ構内網では、各ノードの電源断時または障害時にノードをバイパスする光スイッチが必要である。このスイッチは低挿入損失で高速動作を必要とする。電気光学効果を用いたスイッチでは、高速動作は可能であるが、現状では低挿入損失化は困難であり、またマルチモードファイバ系への適用も困難である。そこで、マルチモードファイバ系に対して低挿入損失（1 dB以下）の切替が可能な機械式スイッチに関しその高速化（切替時間1 ms以下）を追求した。

本スイッチでは、高速で幾何学的変位を起こさせ切替を実現しているので、変位を発生させる駆動源は軽量である必要がある。また、バイパススイッチとして動作させる目的から、定常接続状態における電力消費が少ないことが必要である。これらの条件を考慮し、本研究では駆動源として圧電体バイモルフを採用した。これを用いて切替実験を行ったところ、切替時間を長くする要因として切替に伴う残留振動があることがわかった。そこで、これを抑圧するための駆動条件を理論的、実験的に求め、切替時間840 μ sを実現した。

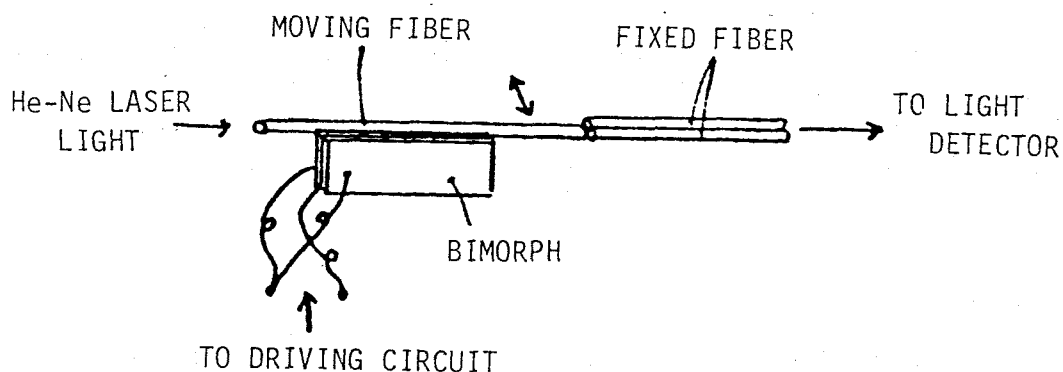
5.2 構成

光スイッチの構成は駆動源であるバイモルフに可動光ファイバを取り付ける方法により図5-1に示す様に2通り考えられる。図5-1(a)に示す取り付け方法では可動光ファイバは、バイモルフの変位量しか変位しないが、(b)の取り付け方法では可動光ファイバの先端をバイモルフよりも突き出すことにより、可動光ファイバの変位はバイモルフの変位量よりも大きく取れる。しかし、変位を大きく取る為に光ファイバをバイモルフより大きく突き出している場合、光ファイバの振動がチャタリングの原因となる。本実験ではバイモルフの変位量が光ファイバの外径程度以上に取れるので、実験の行い易い(a)に示す方法を採用した。原理的には可動光ファイバの変位量が $(n-1)d$ （ n は固定光ファイバの本数、 d は光ファイバの外径）だけ取れる場合には固定光ファイバを n 本とした、 $1 \times n$ 形の光スイッチとすることが出来る。

本実験で使用した光ファイバは、コア径60 μ m、外径150 μ mのステップインデックス型多モード光ファイバで、ポリエチレンのジャケット等は取り除いて使用した。可動光ファイバと固定光ファイバの接続の際、バイモルフの位置決めの為に適当なストッパーを使用することも考慮した。



(a)



(b)

図5-1 可動ファイバのバイモルフへの取付法

駆動部は電歪効果による変位を大きく拡大する為に図5-2に示す様に電歪材を2枚張り合わせたサンドイッチ形バイモルフ構造とした。サンドイッチ形バイモルフ構造にすることの利点は変位を大きく取れる事と共に対称な構成になっている為に熱膨張によって生じる変位が相殺され温度変化によりバイモルフの先端部分が変位することを防げることである。バイモルフの構成には、張り合わせた2枚の電歪材の分極方向の組み合わせ方によって図5-3に示す様(a)並列形、(b)直列形の2通りがある。並列形の利点は直列形に比べ駆動電圧が1/2ですむことである。しかし電極間容量は直列形に比べ4倍になり、充電電流が大きくなる。本実験では駆動電圧をできるだけ低くして使用することを考慮して並列形バイモルフを使用した。

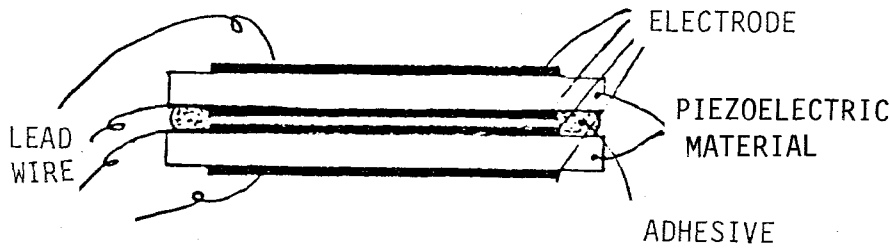


図 5 - 2 バイモルフの構造

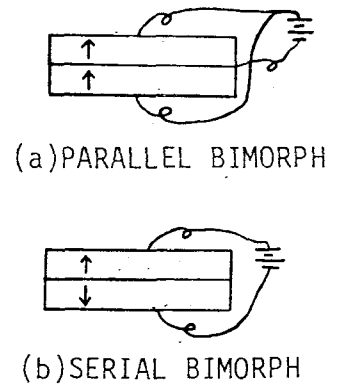


図 5 - 3 バイモルフの接続法
矢印は分極の方向を示す

電歪材としては電歪定数が比較的大きく，入手し易い PZT（チタン酸ジルコン酸鉛）磁器を用いた。

使用したバイモルフは長さ 20 mm，厚さ 0.2 mm の磁器を 2 枚張り合わせた並列形バイモルフである。ここで用いたバイモルフの印加電圧に対する変位量を図 5 - 4 に示す。印加電圧に対する変位のヒステリシスはほとんど認められず，印加電圧 V (V) に対し先端部の変位量 x (m) は図 5 - 4 から次式の様に示される。

$$x = 1.5 \times 10^{-6} V \quad (5-1)$$

一方，PZT 磁器の変位に関する圧電率を d_{31} ，バイモルフの長さ l (mm) 厚さ t (mm)，印加電圧を V (V) とするとバイモルフの変位量 x (m) は次式で与えられることが知られている⁽³²⁾。

$$x = 4 d_{31} \left(\frac{l}{t} \right)^2 V \quad (5-2)$$

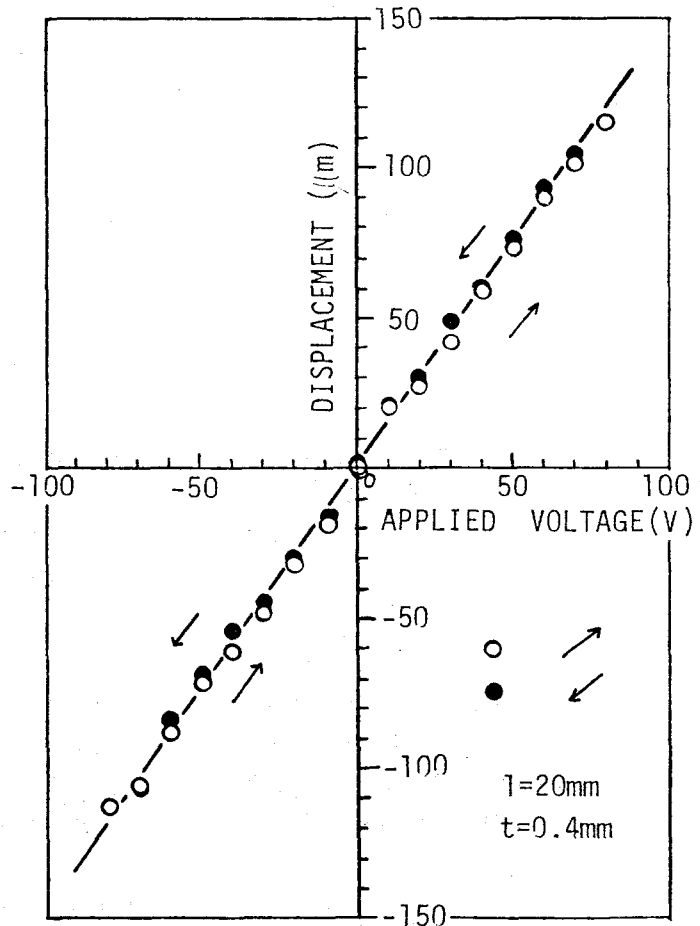


図 5 - 4 バイモルフの変位特性

実験に使用したバイモルフは $d_{31} = 2.0 \times 10^{-10} \text{ m/V}$, $\ell = 20 \text{ mm}$, $t = 0.4 \text{ mm}$ であるから

(5-2) 式は

$$x = 2.0 \times 10^{-6} V \quad (5-3)$$

となる。

ここで式(5-1)と式(5-3)の差は電歪材をはり合わせた接着層が影響している為に、実際には変位量が小さくなっているものと考えられ、式(5-2)から接着層により全体の厚さが17% (接着層の厚さ $70 \mu\text{m}$) 増したと等価になっている。

5.3 特 性

5.3.1 ステップ電圧印加時の特性

可動光ファイバにヘリウム・ネオンレーザ光 (波長 6328 \AA) を導き、固定光ファイバからの出力光をフォトダイオードで検出した。電圧を印加しない時の可動光ファイバの位置は2本の固定ファイバの間にくるようにした。固定光ファイバの中心間距離は、 $150 \mu\text{m}$ であるので、可動光ファイバの変位量は中心位置から、それぞれ $75 \mu\text{m}$ 必要となる。式(5-1)の結果から $75 \mu\text{m}$ の変位を生じさせるにはバイモルフに 50 V の電圧を加える必要がある。バイモルフに -50 V から $+50 \text{ V}$ に切り替わる電圧を印加した場合の出力光の応答波形を図5-5に示す。可動光ファイバの位置決めの為にストッパーを使用しない場合にはバイモルフの共振周波数に従って減衰振動をしていることがわかる。振動の周期は 2.4 ms であることが図5-5から求められる。

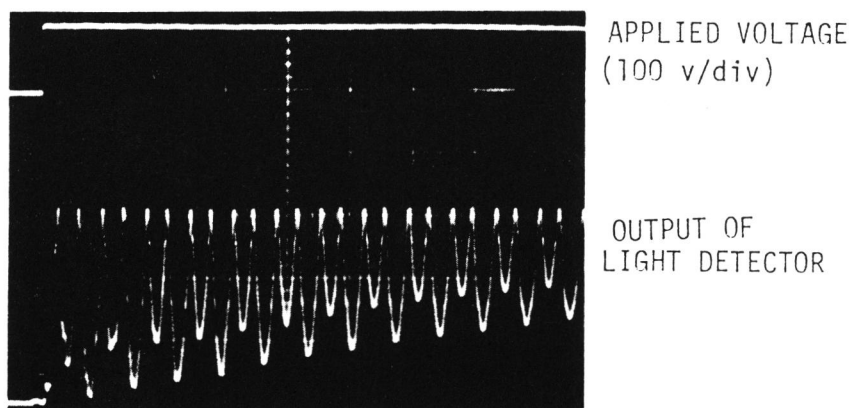


図5-5 ±50 V のステップ電圧印加時の応答波形 (ストッパー無し)

(横軸: 3.5 ms/div)

片側支持の振動系，すなわち本実験における光スイッチのバイモルフの共振周波数 f_r は，次式で与えられることが知られている。

$$f_r = \frac{1.875^2}{2\pi} \cdot \frac{t}{\ell^2} \sqrt{\frac{E}{12\rho}} \quad (5-4)$$

但し， t ：バイモルフの厚さ (m)

ℓ ：バイモルフの長さ (m)

E ：ヤング率 (N/m)

ρ ：密度 (kg/m³)

測定に用いたバイモルフは $t = 0.4 \times 10^{-3}$ m， $\ell = 20 \times 10^{-3}$ m， $E = 6.5 \times 10^{10}$ N/m， $\rho = 7.4 \times 10^3$ kg/m³ であるから式 (5-4) より $f_r = 0.48 \times 10^3$ Hz となり，周期は 2.1 ms と求められる。図 5-5 に示す測定結果から求められた振動周期は 2.4 ms であるから，計算結果よりも周期が若干長くなっているが，その原因として 2 枚の電歪材を接着している接着層（接着層のヤング率が PZT のヤング率より小さいこと）の影響が原因の一つとして考えられる。光ファイバを取り付けたことによる共振周波数への影響は認められなかった。

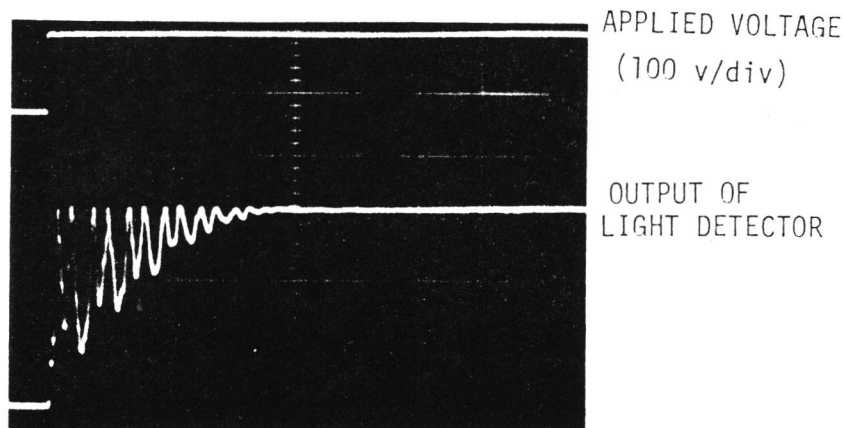


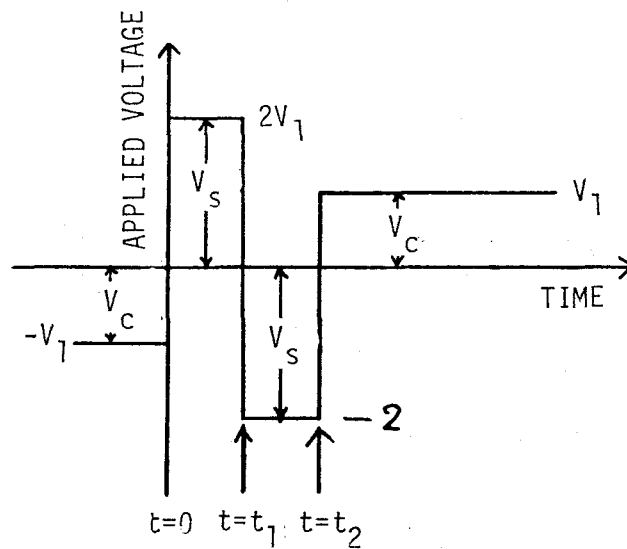
図 5-6 ±60 V のステップ電圧印加時の応答波形
(ストッパー使用) (横軸：3.5 ms/div)

図 5-6 はバイモルフの先端がちょうど光ファイバの接続位置で止まる様にストッパーを設けた時の出力光の応答波形である。ストッパーのバイモルフとの接触部分は反発を少なくする為にビニールテープを張ってある。印加電圧は -60 V から +60 V へステップ的に切り替わる電圧波形でストッパーを 5 g 重の力で押えつけていることになる。この場合，可動光フ

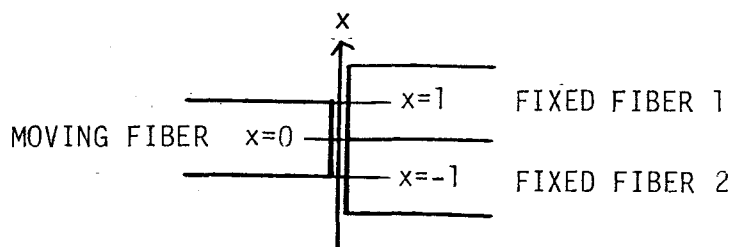
ファイバは減衰振動をしながら接続し、12 ms でチャタリングはおさまっている。

5.3.2 バンバン制御によるチャタリングの抑制

ただ単にステップ状の電圧を加えるのではなく、バイモルフの単振動を短時間で抑制する様な電圧波形を工夫した。印加電圧波形は図5-7(a)に示す様な波形で、 $\pm V_1$ （ここでは $\pm 50\text{ V}$ とした）の電圧（接続電圧）でそれぞれの光ファイバと接続し、接続切り替え時にはその2倍の切り換え電圧 $\pm 2V_1$ （ $\pm 100\text{ V}$ ）を加え、切り替え時間の短縮を計った。印加電圧は時間 $t=0$ で $-V_1$ から $+2V_1$ に切り替わり、 $+2V_1$ から $-2V_1$ へは $t=t_1$ 、 $-2V_1$ から $+V_1$ へは $t=t_2$ で切り替わるものとする。これは制御理論においてバンバン（Bang Bang）制御と呼ばれる手法である。⁽³³⁾ 図5-7(b)に示す様に、印加電圧0の時は可動光ファイバの中心は座標 $x=0$ にあり、固定光ファイバ1及び固定光ファイバ2の中心はそれぞれ座標 $x=+1$ 、 $x=-1$ にあるとする。 $+V_1$ の印加電圧で可動光ファイバは固定光ファイバ1と接続し、可動光ファイバの中心は座標 $x=+1$ にくる。 $-V_1$ の印加電圧に対しては



(a) APPLIED VOLTAGE



(b) LOCATION OF FIBER

図5-7 バンバン制御による駆動

V_s : 切替電圧 V_c : 保持電圧

固定光ファイバ2に接続し，座標 $x = -1$ にくる。

可動光ファイバの変位を x として，図 5-7(a)に示す電圧をバイモルフに印加した時の可動光ファイバの応答について解析する*。ここでは解析を簡単にする為に，バイモルフは周期 T で単振動し，振動における減衰項は無視して考える。ここで角周波数を $\omega = 2\pi/T$ ，単位電圧当り生じるバイモルフの加速度を k とする。

(a) $0 \leq t \leq t_1$ ($V = +2V_1$ 印加中)

$$\ddot{x} = -\omega^2 x + 2kV_1 \quad (5-5)$$

$t = 0$ で $x(0) = -1$ ， $\dot{x}(0) = 0$ の条件で式 (5-5) を解くと

$$x(t) = 1 - 2 \cos \omega t \quad (5-6)$$

と求められる。

(b) $t_1 \leq t \leq t_2$ ($V = -2V_1$ 印加中)

$$\ddot{x}(t) = -\omega^2 x - 2kV_1 \quad (5-7)$$

$t = t_1$ で式 (5-6) を満たすから $x(t_1) = 1 - 2 \cos \omega t_1$ ， $\dot{x}(t_1) = 2\omega \sin \omega t_1$

の条件で式 (5-7) を解くと

$$x(t) = 2 \cos \omega (t - t_1) - 2 \cos \omega t - 1 \quad (5-8)$$

となる。

(c) $t \geq t_2$ ($V = +V_1$ 印加中)

$t \geq t_2$ で式 (5-8) が $\dot{x}(t_2) = 0$ ， $x(t_2) = 1$ の条件を満たすためには

$$\dot{x}(t_2) = -2\omega \sin \omega (t_2 - t_1) + 2\omega \sin \omega t_2 = 0 \quad (5-9)$$

$$x(t_2) = 2 \cos \omega (t_2 - t_1) - 2 \cos \omega t_2 - 1 = 1$$

の関係式が成り立つ。式 (5-9) を満たす解のうち $t_2 \geq t_1 \geq 0$ を満たす最小の値 t_1 ，

t_2 を求めると

$$\cos \omega t_2 = -\frac{1}{2} \quad (5-10)$$

から

$$\omega t_2 = 2\omega t_1 = \frac{2}{3}\pi \quad (5-11)$$

また

$\omega = 2\pi/T$ ， $T = 2.4 \times 10^{-3}$ であるから，

$$t_1 = \frac{T}{6} = 0.4 \times 10^{-3} \quad (5-12)$$

* 切替時に保持電圧の 2α 倍の電圧を印加する場合については付録 4 で述べる。

$$t_2 = \frac{T}{3} = 0.8 \times 10^{-3} \quad (5-13)$$

すなわち $t_1 = 400 \mu\text{s}$, $t_2 = 800 \mu\text{s}$ と求められる。

図5-8は、バイモルフに図5-7(a)に示す様な波形の電圧を印加し、残留振動を出来るだけ抑制した例を示す。ここで $V_1 = 50 \text{ V}$ とした。この図から t_1 , t_2 を求めると $t_1 = 400 \mu\text{s}$, $t_2 = 840 \mu\text{s}$ となり、計算値とほぼ一致する。これから、上述のモデルによりバンバン制御方式の制御パラメータを設計することの妥当性が示された。なお、 t_2 において若干相違が生じているが、これは一つには駆動電源のインピーダンス ($2 \text{ K}\Omega$) とバイモルフの容量 ($0.024 \mu\text{F}$) によって決まる時定数で駆動波形が鈍っていることと、解析の際減衰項を無視したためと思われる。なお、接続部にマッチング液を使用すると、振動の減衰効果が大きくなる問題が発生するので、マッチング液は使用していない。

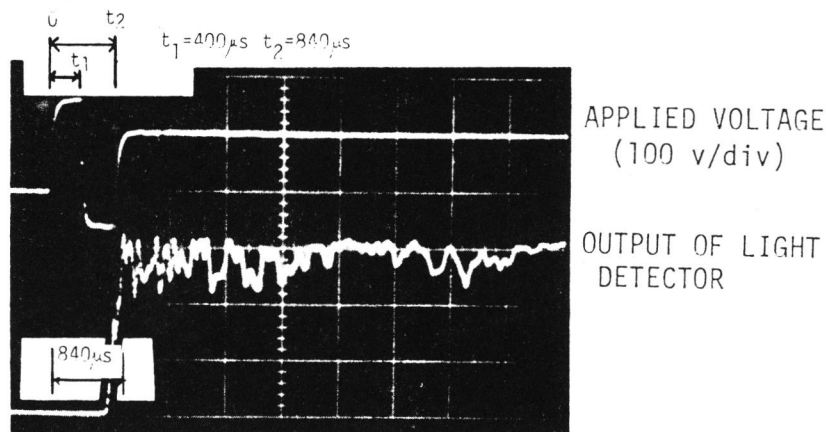
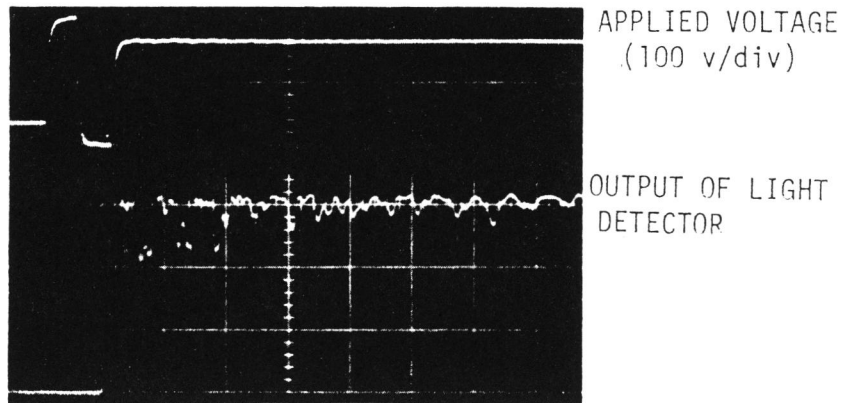


図5-8 バンバン制御による応答波形
(ストッパなし)
(横軸: $700 \mu\text{s} / \text{div}$)

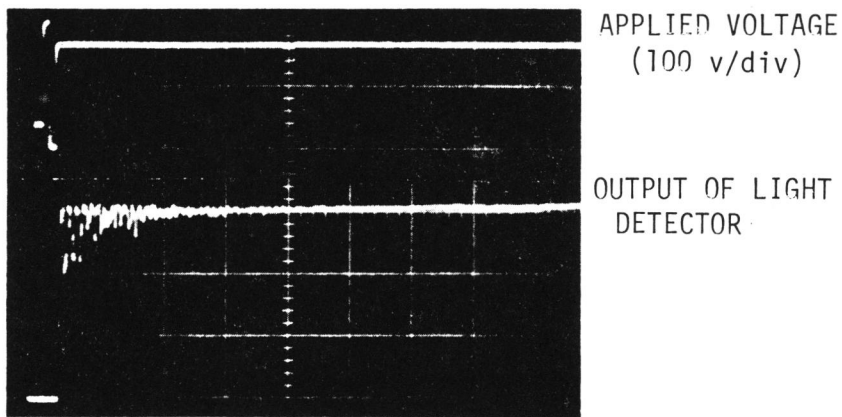
図5-8に示す出力光の波形中、小さな振動が残っているが、これはバンバン制御では制御出来なかった高周波の振動成分が含まれている為と考えられる。可動光ファイバが一方の固定光ファイバから他方の固定光ファイバまで切り替わるのに要する時間を切り替え時間とすると図5-8から $840 \mu\text{s}$ と求められる。なおこの場合ストッパは使用していない。

5.3.3 光スイッチの接続特性

図5-9は、接続をより良くする為にストッパを設け、さらに接続電圧 $\pm 60 \text{ V}$ (すなわちストッパを 5 g 重の力で押え付けている。) 切り替え電圧 $\pm 100 \text{ V}$ を印加した時の接続の様子を示す。可動光ファイバの切り替え時間は図5-8に示す場合と同じ $840 \mu\text{s}$ であ



(a) HORIZONTAL AXIS (700 μ s/div)



(b) HORIZONTAL AXIS (3.5 ms/div)

図 5 - 9 バンバン制御による応答波形

(ストッパー使用)

るが、接続時のチャタリングは減少している。全透過光量に対するチャタリングによる透過光量の減少が 20 % 以下になるのに要する時間は 2 ms , 同じく 10 % 以下になるのに要する時間は 5 ms であった。

接続損失は He - Ne レーザー光 (波長 6328 Å) を低次モードで光ファイバに導波した時、対向する光ファイバの間隔を 20 μ m とする状態で 0.7 dB であった。なお、ここではマッチング液を用いていないので、理想状態でも 0.3 dB の損失が存在する。

バイモルフの耐久性は、図 5 - 7 (a) に示す電圧波形を 10 Hz の繰返しで加えた場合 100 万回以上の接続に対してバイモルフの特性に変化は認められなかった。

図 5 - 10 はバイモルフに加えた切り替え電圧に対する可動光ファイバの切り替え時間の実

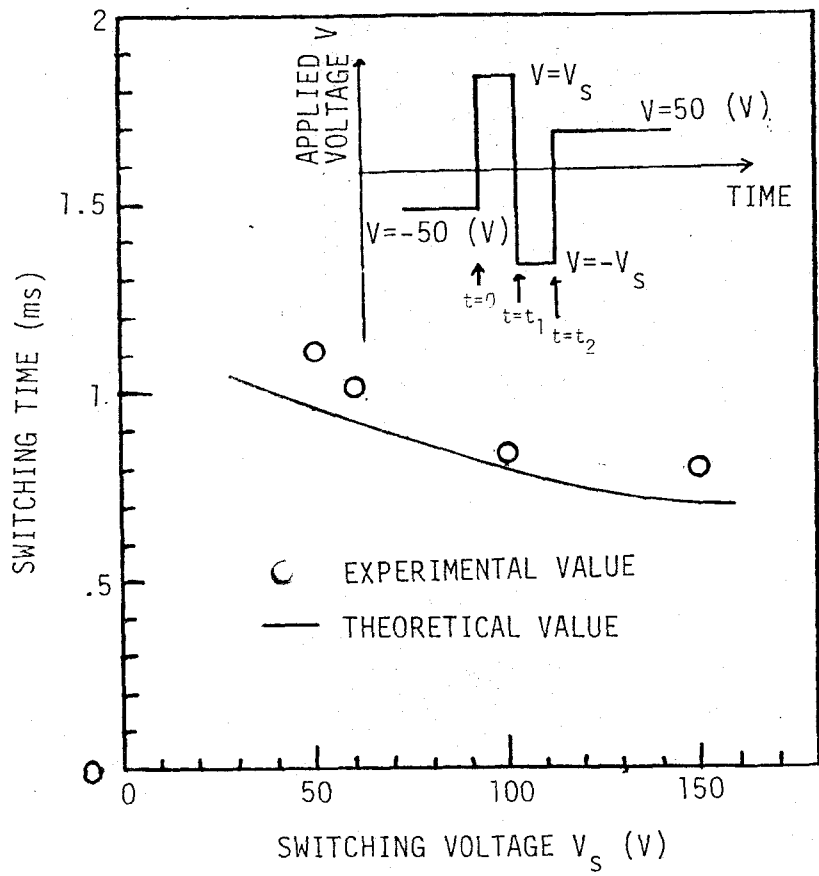


図 5-10 切り替え電圧と切替時間

験値と式 (A-24) による理論値を示したものである。なお接続電圧はすべて 50 V に保ち、切り替え電圧のみを変化させバイモルフの単振動を抑制する様に電圧波形 (t_1, t_2) を調整した場合の切り替え時間である。電圧が高くなるに従い、切り替え時間は短くなるが、実験値は 100 V 以上の電圧に対しては変化が少い。この理由の一つとして、ここで用いた素子は電圧と力が比例する保証範囲が 100 V 以下であったので、印加電圧を増すほどには力が増さなかったことが考えられる。

5.4 保持回路

本スイッチを、主電源断時のバイパススイッチとして使用するためには、バイパス接続状態へ高速で切替った後は、少ない消費電力でその状態を保持できる必要がある。このための駆動回路の構成を図 5-11 に示す。平常状態では Tr_3 のみを ON とし、 $-V_1$ の電圧を印加する。主電源断の時には、 Tr_1, Tr_4, Tr_2 を順次 ON とし、 $2V_1, -2V_1, V_1$ の電圧を印加し高速で切替を行う。バイモルフの電極間容量に V_1 の電圧が充電された後は、すべてのトランジス

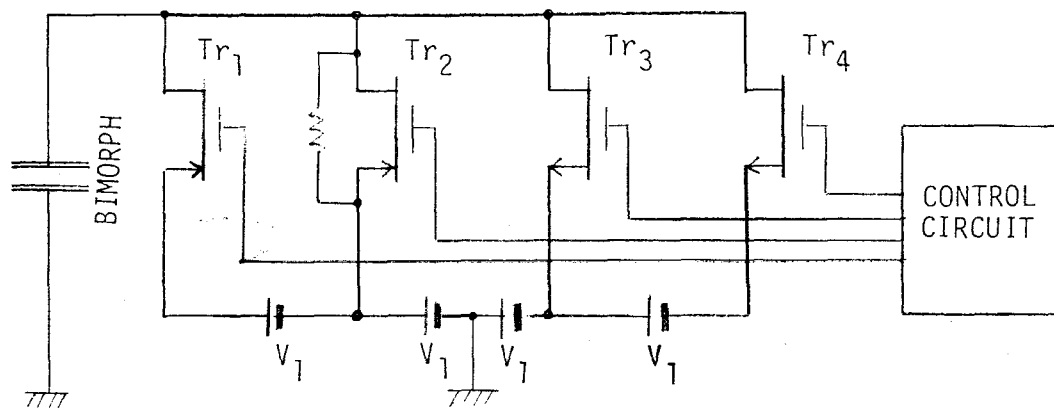


図 5-11 バイモルフ駆動回路

タを off とする。バイモルフの絶縁抵抗は十分高いので、 Tr_2 に並列に接続されている高抵抗を介してバイモルフに印加される電圧だけで、バイパス接続状態を保持できるので、消費電力は十分小さくすることができる。

5.5 ま と め

構内網等に使われるアクティブノードを用いた光バス状通信網への適用を想定して、光路を高速・低挿入損失で切替可能なスイッチとして、圧電体バイモルフでファイバを直接駆動するスイッチを提案し、その構成と実験結果を述べた。

本スイッチの切替時間を制限する要因として圧電体バイモルフの残留振動があり、これを抑圧する駆動波形について理論解析を行い、実験的にその有効性を確認した。この結果、切替時間 $840 \mu s$, 挿入損失 0.7 dB のスイッチを実現することができた。これは想定した用途の要求条件を満すものである。

第6章 3×3形光導波路スイッチ⁽³⁴⁾⁽³⁵⁾⁽³⁶⁾

6.1 まえがき

時分割光交換機を実現するには、ns級の超高速で動作する光スイッチが必要である。この速度は機械式スイッチでは実現不可能であり、電気光学効果を用いた光スイッチが適する。このような素子として、2本のシングルモード光導波路間の結合を用いた2×2形スイッチが提案・実験されている。⁽³⁷⁾⁽³⁸⁾⁽³⁹⁾

第2章で述べたように、ある規模のスイッチ網を実現しようとする時、その構成要素であるスイッチの規模が大きいほど縦続接続段数は減少する。導波路間の結合を用いた光スイッチでは、縦続接続は、同一基板内では曲がり導波路を用いて、他の基板とは光ファイバを用いて接続せねばならず損失発生の原因となる。そこで本研究では、単位スイッチ規模を大きくし、縦続段数を減らすための一手法として、3本のシングルモード導波路間の結合を用いた3×3形スイッチの構成法を提案し、その制御条件を解析する。本スイッチは、シングルモードファイバを用いたシステムへの適用を想定している。

6.2 3×3形スイッチの基本構成

6.2.1 2×2形スイッチの組み合わせによる構成と問題点

図6-1は、2×2形スイッチの構成を示す。このスイッチは、電気光学結晶中に形成さ

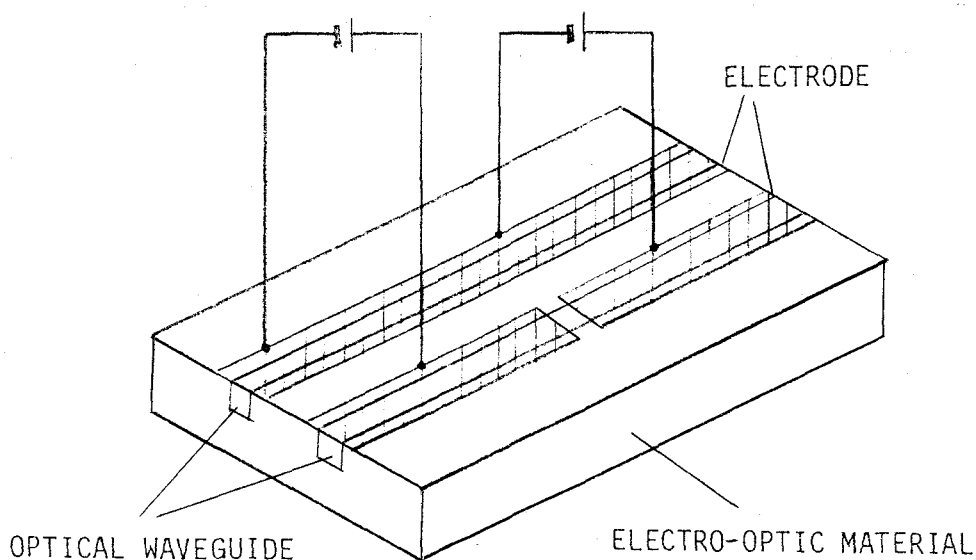


図6-1 2×2形スイッチの基本構成

れた2本のシングルモード導波路と，導波路上に形成された制御電極よりなる。2本のシングルモード導波路が結合した系では，光の電界分布が対称となるモードと，反対称になるモードが存在する。制御電極間に電圧を印加することにより，電気光学効果によって，2本の導波路の媒質の屈折率の差が，したがって伝搬定数差が制御できる。このことにより，前記2つのモードの伝搬定数差が制御され，2つのモードの干渉の結果，素子の入出力間で見ると光のスイッチングが実現される。

図6-2は，2×2形スイッチを組み合わせて構成した3×3形スイッチを示す。

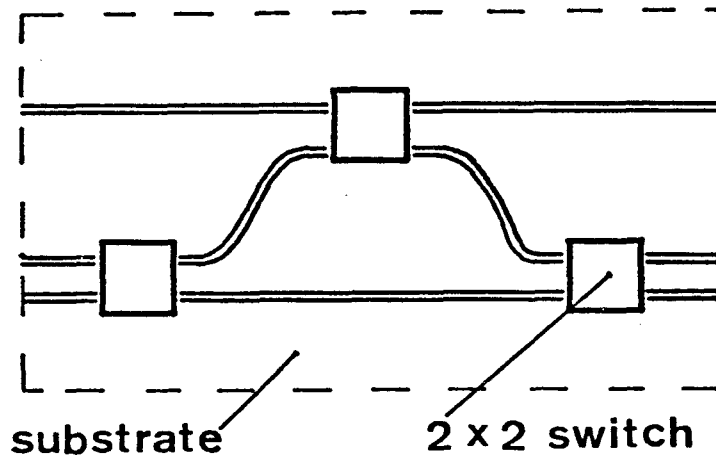


図6-2 2×2形スイッチの組み合わせによる3×3形スイッチの構成

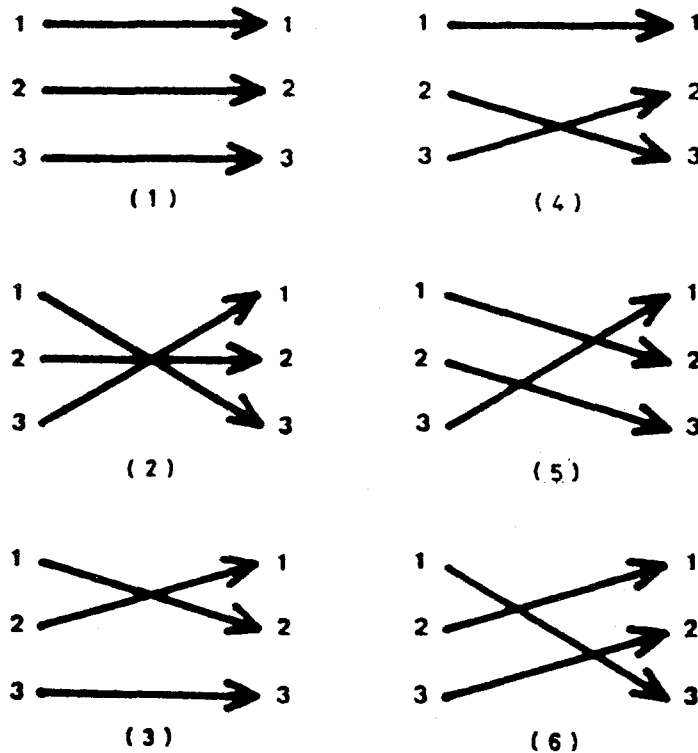


図6-3 3×3形スイッチの全接続状態

3 × 3 形スイッチには図 6 - 3 に示す 6 とおりの接続状態が存在し，図 6 - 2 の構成でこのすべての状態を実現できる。しかし，この構成では曲がり導波路が多用されており，その損失のため，全体の挿入損失の低下が困難である。

6. 2. 2 3 × 3 形スイッチの提案

図 6 - 4 は，本研究で提案する 3 × 3 形スイッチの基本構成を示す。本スイッチは，電気光学結晶中に平行に形成された光導波路と，その上に形成された制御電極よりなり，電極間に電圧を印加することにより，光導波路の伝搬定数を変化させ，それによる導波路間の結合の変化により各種接続状態を実現する。この構成にすることにより，曲がり導波路を必要とせずに，図 6 - 3 に示すスイッチ機能を実現することができる。

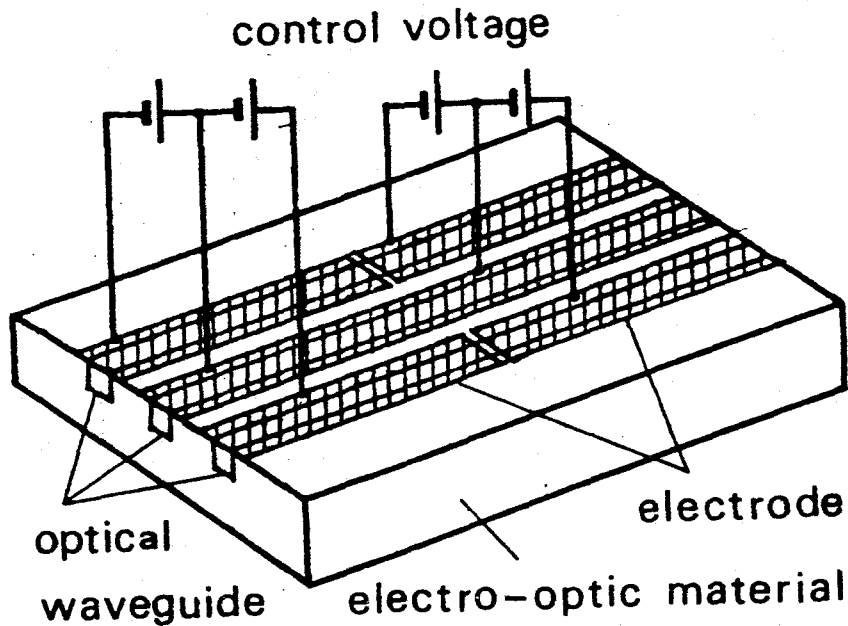


図 6 - 4 3 × 3 形スイッチの基本構成

6. 2. 3 制御条件の解析

第 i 番目の導波路の端から距離 Z の点の光の電界強度を $A_i(Z)$ ，その導波路の伝搬定数を β_i とすると，次式が成立する。

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} A_1(Z) \\ A_2(Z) \\ A_3(Z) \end{bmatrix} = -j \begin{bmatrix} \beta_1 & k & 0 \\ k & \beta_2 & k \\ 0 & k & \beta_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1(Z) \\ A_2(Z) \\ A_3(Z) \end{bmatrix} \quad (6-1)$$

ただし， k は隣接する導波路間の結合係数であり，外側の導波路どうしの結合は十分小さいとして無視した。

まず、式(6-1)の解析解が求まる場合について、図6-3に示すいずれかの状態が実現できるか否かを調べると、 $\beta_1 - \beta_2 = \beta_2 - \beta_3$ の時に、以下に示すような解析解が得られ、状態(1)と(2)の実現条件が導びかれる**。

この場合の解を

$$\mathbf{A}(Z) = \exp(-j\beta_1 Z) \Phi(Z) \mathbf{A}(0) \quad (6-2)$$

とかくと、次のようになる。

$$\Phi(Z) = \begin{pmatrix} \varphi_1 & \varphi_2 & \varphi_3 \\ \varphi_2 & \varphi_4 & -\varphi_2^* \\ \varphi_3 - \varphi_2^* & \varphi_1 & \end{pmatrix} \quad (6-3)$$

ただし、 φ^* は φ の複素共役を示し、また

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= [k^2 + (\varepsilon^2 - k^2) \cos(\varepsilon Z) - j\varepsilon(\beta_1 - \beta_2) \sin(\varepsilon Z)] \varepsilon^{-2} \\ \varphi_2 &= [(\beta_1 - \beta_2) - (\beta_1 - \beta_2) \cos(\varepsilon Z) + j\varepsilon \sin(\varepsilon Z)] \varepsilon^{-2} k \\ \varphi_3 &= [\cos(\varepsilon Z) - 1] \varepsilon^{-2} k^2 \\ \varphi_4 &= [(\beta_1 - \beta_2)^2 + 2k^2 \cos(\varepsilon Z)] \varepsilon^{-2} \\ \varepsilon &= [2k^2 + (\beta_1 - \beta_2)^2]^{1/2} \end{aligned} \right\} (6-4)$$

である。

式(6-3)、(6-4)で、導波路長 L を $\pi/\sqrt{2} k$ とすると、入出力間の結合関係は式(6-3)で $Z = \pi/\sqrt{2} k$ とおき、 $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3$ とすれば

$$\Phi(\pi/\sqrt{2} k) = - \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (6-5)$$

また、 $\beta_1 - \beta_2 = \beta_2 - \beta_3 = \sqrt{6} k$ とすれば

$$\Phi(\pi/\sqrt{2} k) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (6-6)$$

となり、図6-3の状態(2)と状態(1)が実現される。

次に、 $L = \pi/\sqrt{2} k$ において、状態(3)、状態(4)を実現する制御条件を求める。導波路が2本だけ存在する場合に、そこを伝搬する光を相互に交換する条件は明らかにされている⁽³⁸⁾

** 詳細は付録5参照。

(39)。したがって、第3の導波路からの影響を十分小さくできれば、状態(3)、状態(4)は実現できる。第3の導波路からの影響は、その伝搬定数を他の導波路の値と大きく異らせれば、小さくなる。以上の考察をもとに、次に具体的制御条件を求める。

2導波路系について、そこを伝搬する光を相互に入れ替えるには、図6-5のように導波路系を長手方向に2等分し、2導波路間に $\pm r$ の伝搬定数差を与えればよい。(38)(39)ただし、導波路長 L と r の関係は

$$\left\{ 8k^2 / (4k^2 + r^2) \right\} \sin^2 \left\{ L(4k^2 + r^2)^{1/2} / 4 \right\} = 1 \quad (6-7)$$

で与えられる。 $L = \pi / \sqrt{2} k$ に対しては

$$r = 2k \quad (6-8)$$

となる。

ここで、第3の導波路の影響を調べるため、 $|\beta_1 - \beta_2| \doteq 2k$ 、 $|\beta_1 - \beta_3| < 10k$ の条件で式(6-1)の数値解を求め、状態(3)におけるクロストーク量を計算した。なお、後者の条件は、電極間電圧が過大とならないよう設けたものである。

具体的には、図6-6のように伝搬定数偏差 a 、 x 、 y を与えた時のクロストーク量を

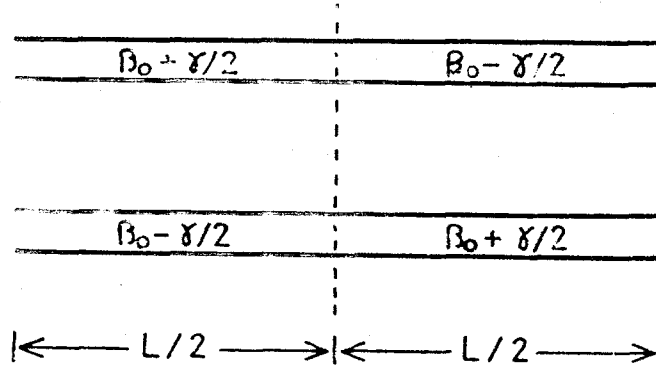


図6-5 2導波路系における切替のための伝搬定数偏差

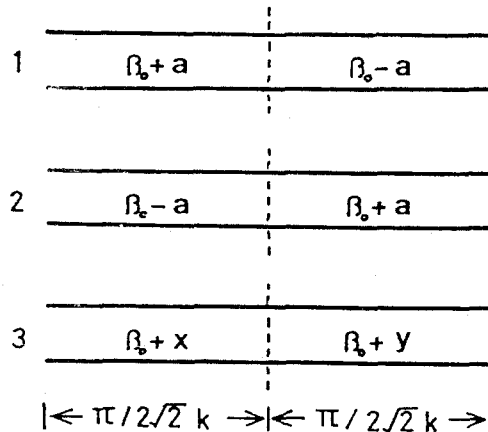


図6-6 3×3形スイッチの状態(3)のための伝搬定数偏差

$0.9k < a < 1.2k$, $|x| = |y| = b < 10k$ の範囲で計算した。結果を図6-7~図6-9に示す。ここで、平均クロストーク比 (ACA) は次式により求めた。

$$ACA = 10 \log \left[\frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 \text{導波路 } i \text{ が単位パワの光で励起された時, 所望外の導波路に出力される光パワの和} \right]$$

これらの図から

$$a = 1.065k, \quad x = -y = -6.8k$$

において、 $ACA = 24 \text{ dB}$ で状態(3)が実現できることがわかる。

図6-10は、この状態における各導波路中の光パワの分布を示す。導波路系の途中では第3の導波路にも1/10程度の光が結合しており、第3の導波路の影響を十分小さくするには至っていない。第3の導波路との結合を考慮した結果、ACAを十分小さくする条件は2本

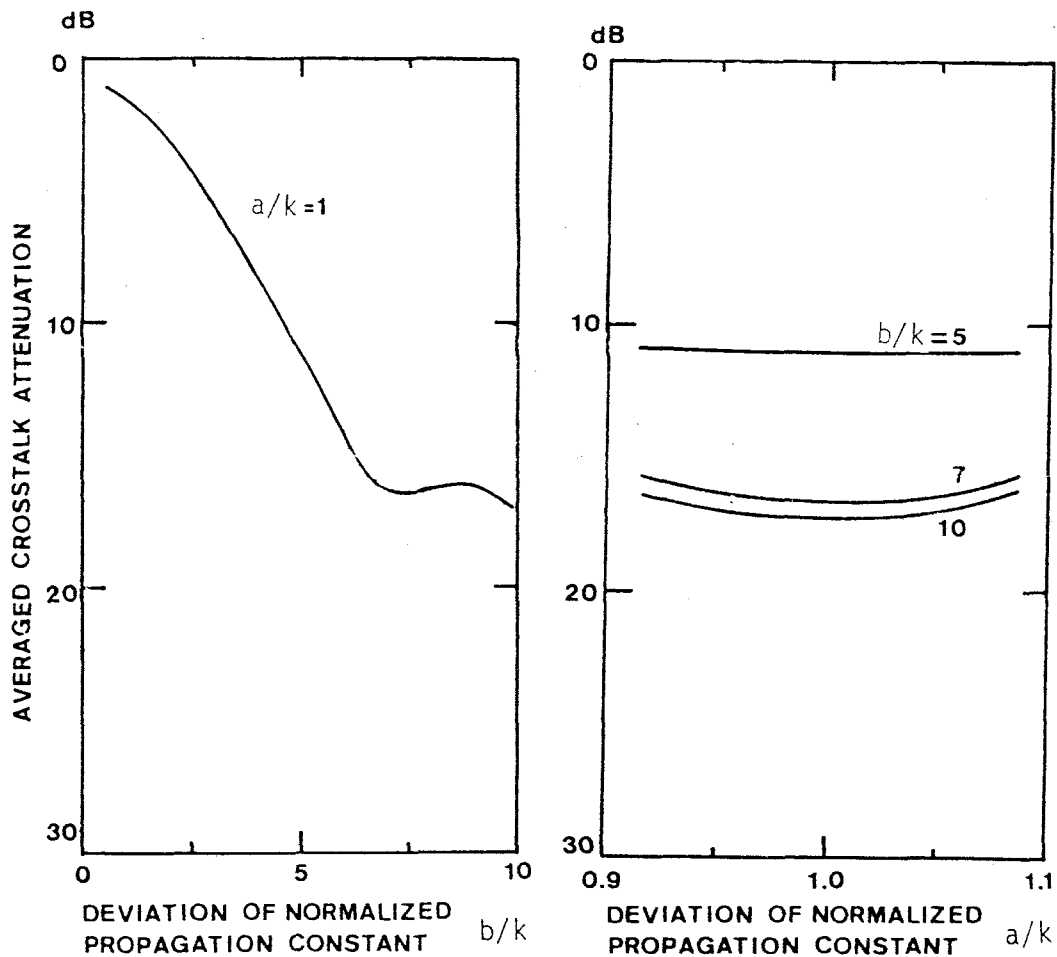


図6-7 伝搬定数差と平均クロストーク比
 $\pm x = \pm y \cong b$ (複号同順) の場合

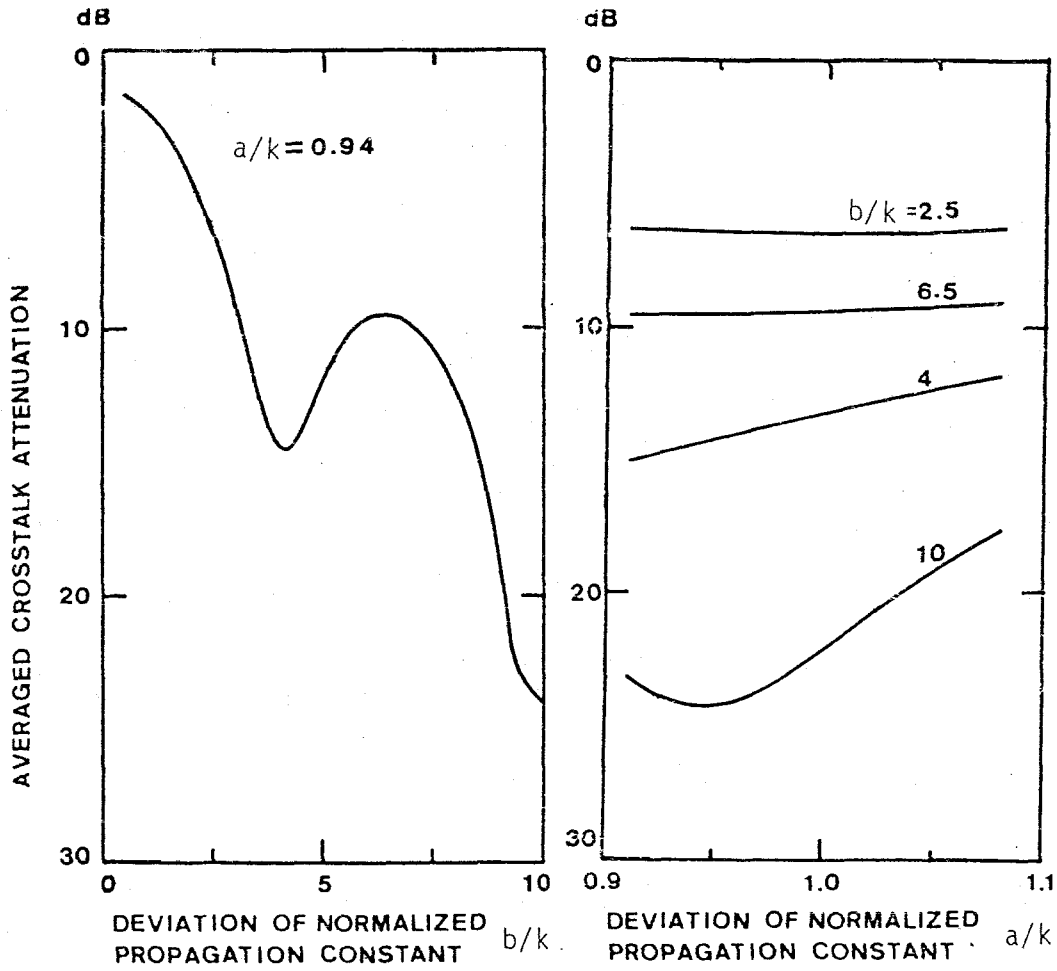


図 6 - 8 伝搬定数差と平均クロストーク比

$$x = -y \cong b \text{ の場合}$$

導波路系のときの $a = k$ とはわずかに異なる値となった。

状態(4)は、状態(3)と同様にして実現できる。また、状態(5)は、状態(2)の素子と状態(4)の素子の縦続接続で、状態(6)は、状態(2)の素子と状態(3)の素子の縦続接続で実現できる。したがって、長さ $2\pi/\sqrt{2}k$ の3本の直線導波路よりなる素子で 3×3 形スイッチのすべての接続状態を実現できる。

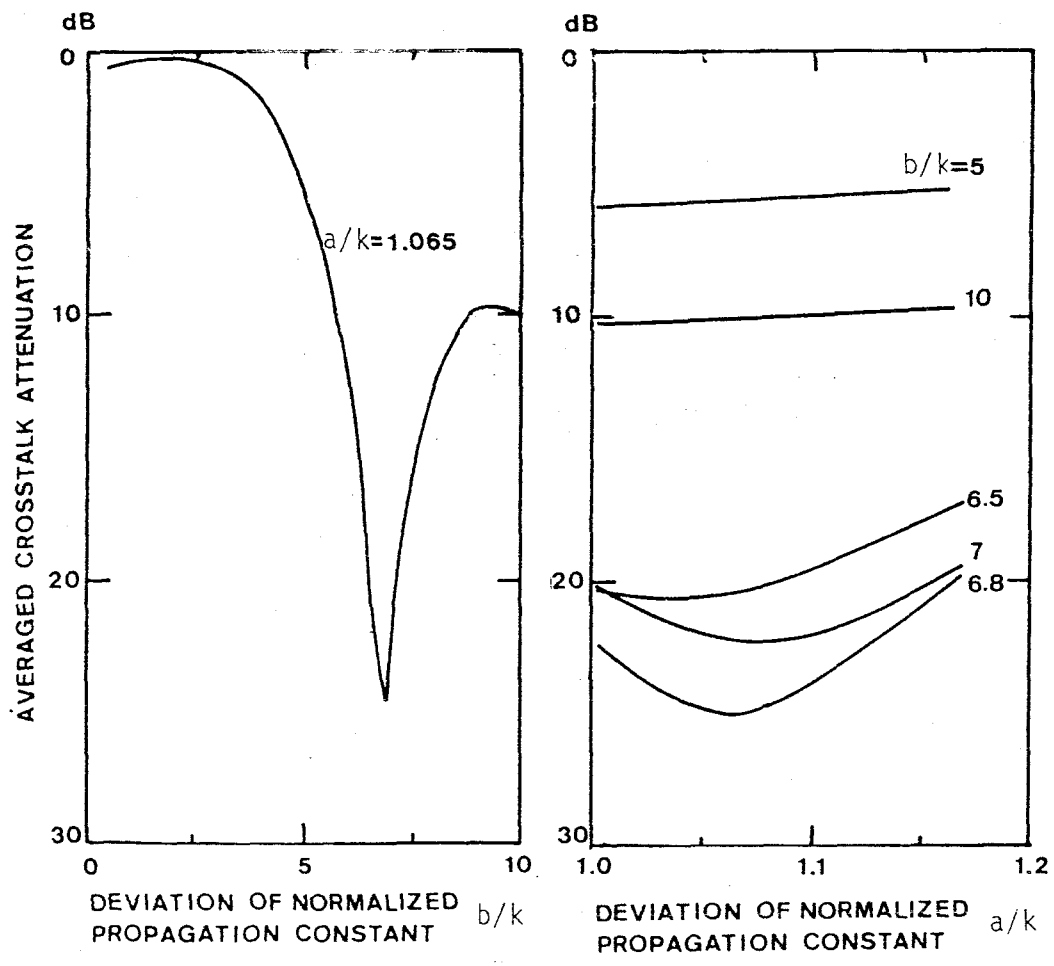


図 6 - 9 伝搬定数差と平均クロストーク化

$$-x = y \triangleq b$$

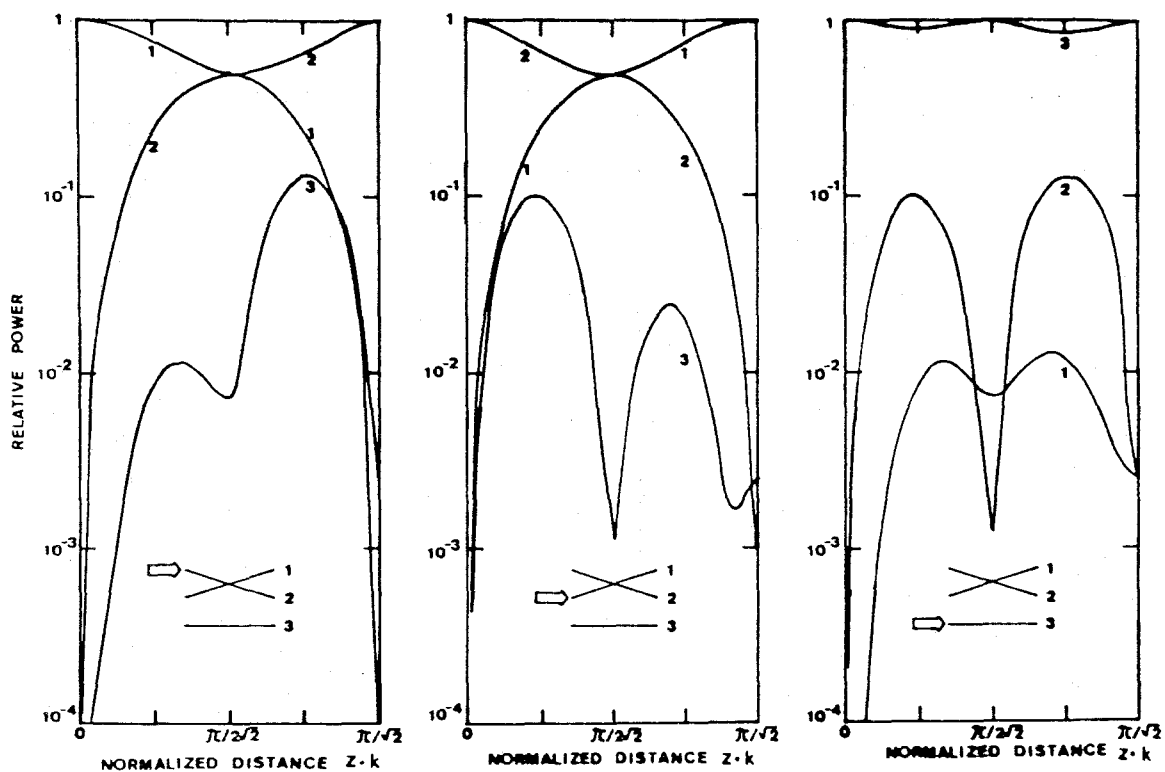


図 6-10 3×3 形スイッチの状態(3)における光パクの分布

($a = 1.065 k$, $-x = y = 6.8 k$)

6.3 任意長の 3×3 形スイッチの構成

6.3.1 考え方

前節で述べたように、長さ $2\pi/\sqrt{2}k$ の素子で 3×3 形スイッチは原理的には実現できるが、 k の値は製作条件の影響を受けやすくこのままでは低い漏話特性の実現は困難である。そこで、以下では k の値が変化して素子長が $2\pi/\sqrt{2}k$ でなくなった場合も含めて、素子長がある値より長い任意の長さにおける制御条件を明らかにする。

式 (6-3), (6-4) から、状態(1)を実現する条件は

$$\beta_1 - \beta_2 = \beta_2 - \beta_3 = \pm \left\{ (2m\pi/Z_0)^2 - 2k^2 \right\}^{1/2} \quad (6-9)$$

ただし、 m は任意整数、で与えられる。これから任意の Z_0 に対して、式 (6-9) を満す β_i ($i = 1, 2, 3$) が存在することがわかる。

一方、状態(2)を実現する条件は、式 (6-3), (6-4) から

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 \quad (6-10)$$

かつ

$$Z_0 k = \sqrt{2} (2n + 1) \pi / 2 \quad (6-11)$$

ただし、 n は任意整数、 k で与えられる。すなわち、 $Z_0 k$ のとびとびの値に対してのみ実現される。

また、状態(3)、(4)は前節における制御条件の導出からわかるように、 Z_0 が式(6-7)を満たす L の近傍において実現可能と推定され、

$$Z_0 \div L \geq \pi / 2 k \quad (6-12)$$

である任意の Z_0 に対し実現可能と推定される(上式の右辺は式(6-7)で $r=0$ の場合の解として与えられる)。

したがって、状態(1)、(2)を実現する部分と状態(1)、(3)、(4)を実現する部分の縦続接続として図6-11に示す手順で素子を製作すれば、結合係数の値が設計値よりずれていても、 3×3 形スイッチのすべての状態を実現できる。

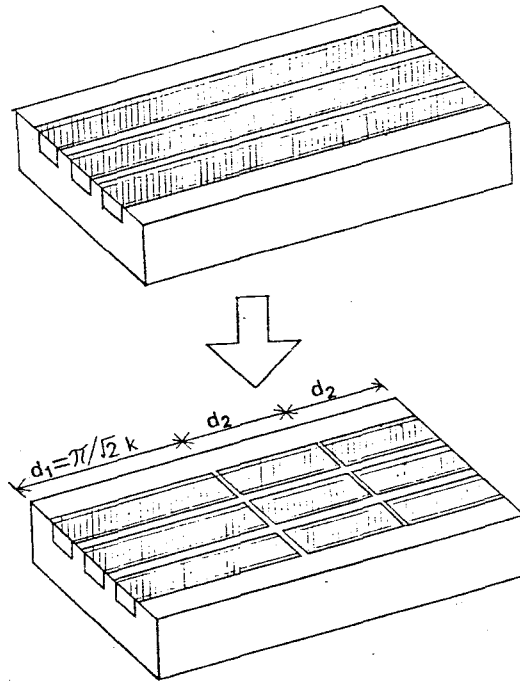


図6-11 任意長の 3×3 形スイッチ製作手順

図6-11に示す手順は、

- (1) 導波路を作製した基板の上に、長手方向に分割されていない制御電極を形成する。
- (2) (付録6) に述べる方法で、結合係数 k の値を推定する。
- (3) 推定した k の値に基づき、 $d_1 = \pi / \sqrt{2} k$ の部分の電極を切り離し残りの部分の電極は d_2 づつに2等分する。ただし、 $d_2 < \pi / 4 k$ となる時には、製作をやりなおす。

以上により作製した素子で、 $d_1 = \pi / \sqrt{2} k$ の部分で、状態(1)と(2)を、残りの部分で状態(1)、

(3), (4)を実現し, これらの組み合わせで, すべての接続状態を実現する。

6.3.2 制御条件

素子全長から $\pi/\sqrt{2} k$ の部分を取った残りである $Z_0 = 2 d_2$ の部分で, 状態(1), (2), (4)を実現するための制御条件を述べる。

状態(1)は, 式(6-3), (6-4)から

$$\beta_1 - \beta_2 = \beta_2 - \beta_3 = \pm [(2m\pi/Z_0)^2 - 2k^2]^{1/2} \quad (6-13)$$

が制御条件となる。ただし m は任意整数である。

次に, 状態(3)を実現する制御条件を見出すため, 6.2節におけると同様に, 図6-12に示すように伝搬定数変化 a, b を与えて, 結合方程式を数値的に解くことにより, 状態(3)の平均漏話減衰量 (ACA) の極大値を与える (a_{opt}, b_{opt}) を求めた。図6-13は $a = a_{opt}$ において, b を変化させたときの ACA の変化を示す。これから (a, b) を適当に制御することにより, $ACA > 23 \text{ dB}$ が実現できることがわかる。

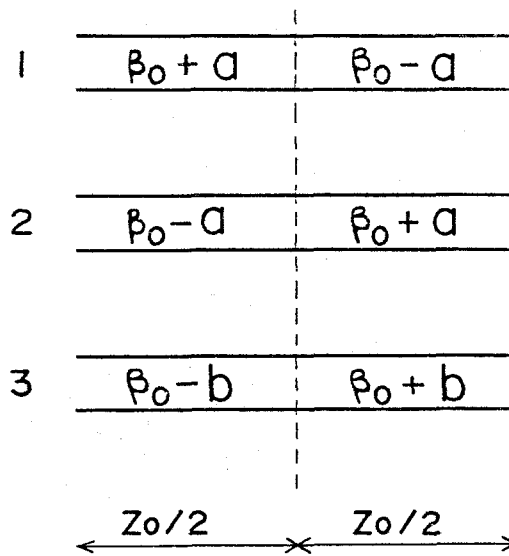


図6-12 任意長の 3×3 形スイッチで状態(3)を実現する伝搬定数偏差

図6-14は, 素子長と a_{opt} の関係を示したもので, いずれの長さにおいても, 式(6-7)で与えられる近似理論式の関係の近傍となっていることがわかる。図6-15は, 素子長と b_{opt} の関係を示したもので, 実線はこれらをつなぐ実験式

$$|b - 0.3r| = \frac{19.3 + 15.4n}{Z + 0.81} - 0.25rZ \quad (6-14)$$

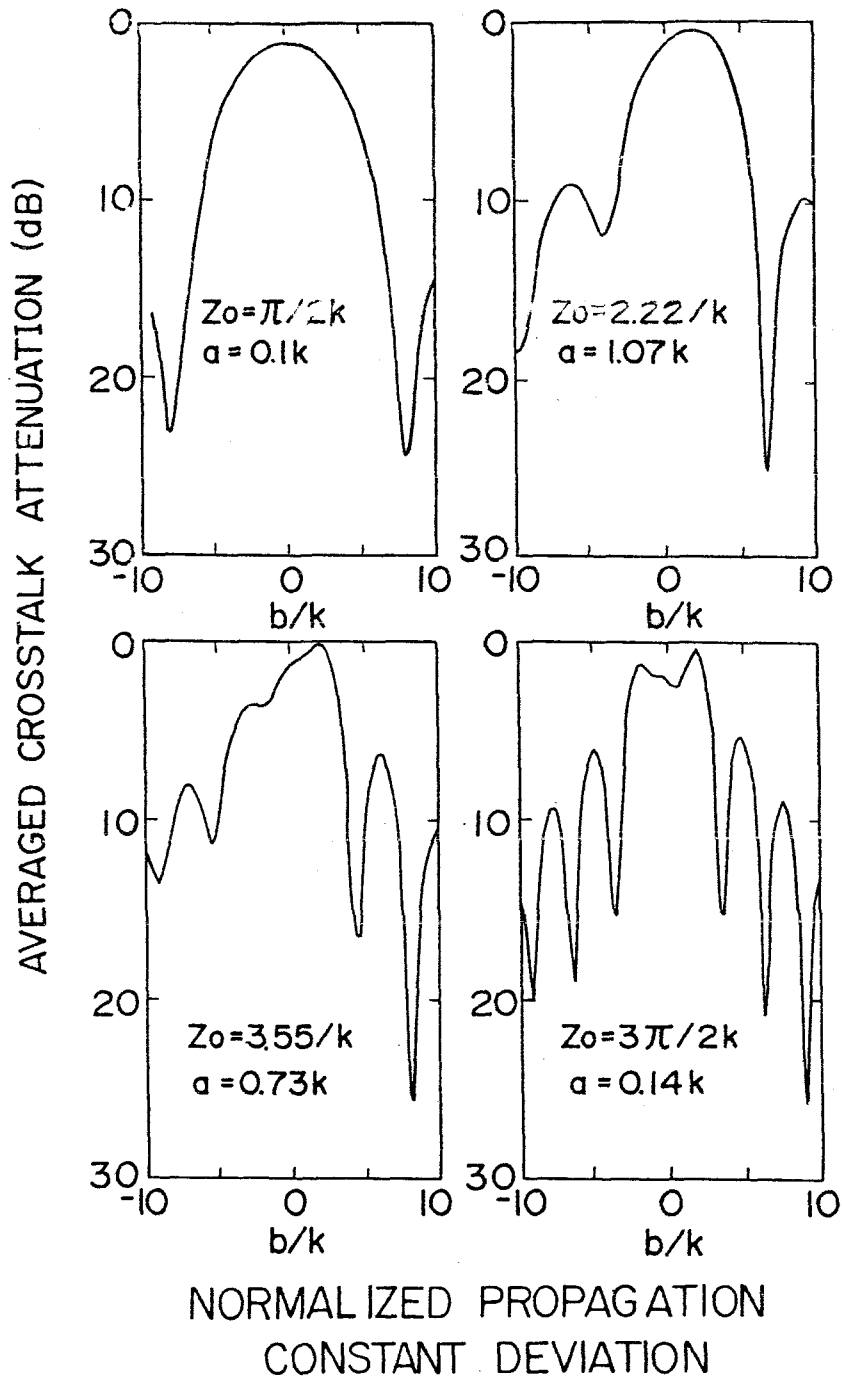


図 6-13 $a = a_{opt}$ における b と ACA の関係

の関係を示す。ただし、 n は自然数、 r は $L = Z$ に対して式 (6-7) を満す最少値である。

この実験式により、 $\pi/2k \leq Z_0 \leq 3\pi/2k$ の任意 Z_0 における b_{opt} を求めることができる。

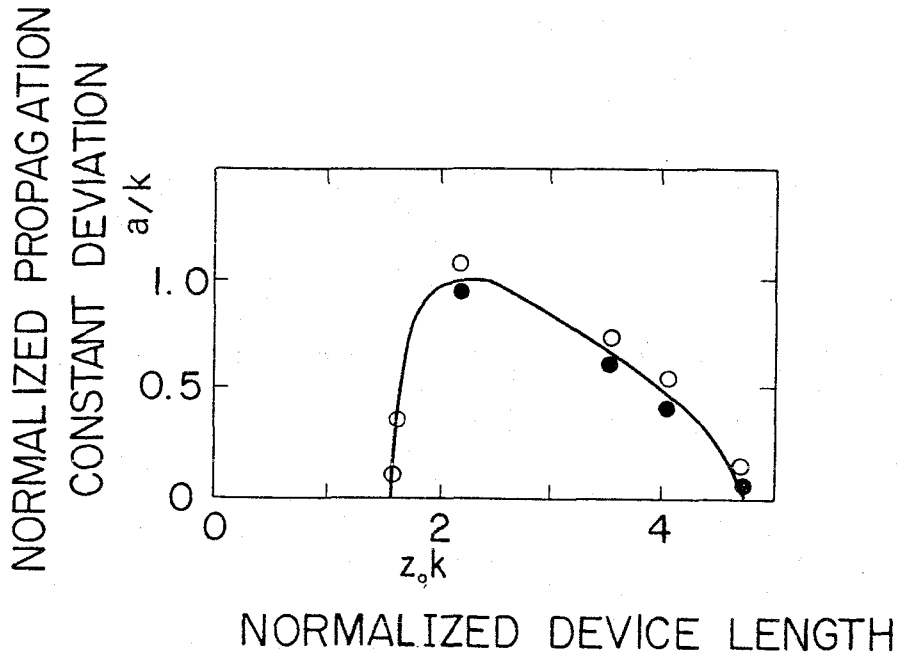


図 6-14 素子長と a_{opt} の関係

(○: 対となる b が正, ●: 対となる b が負, 実線は式 (6-7) で $L=Z_0$ とおいた関係を示す。)

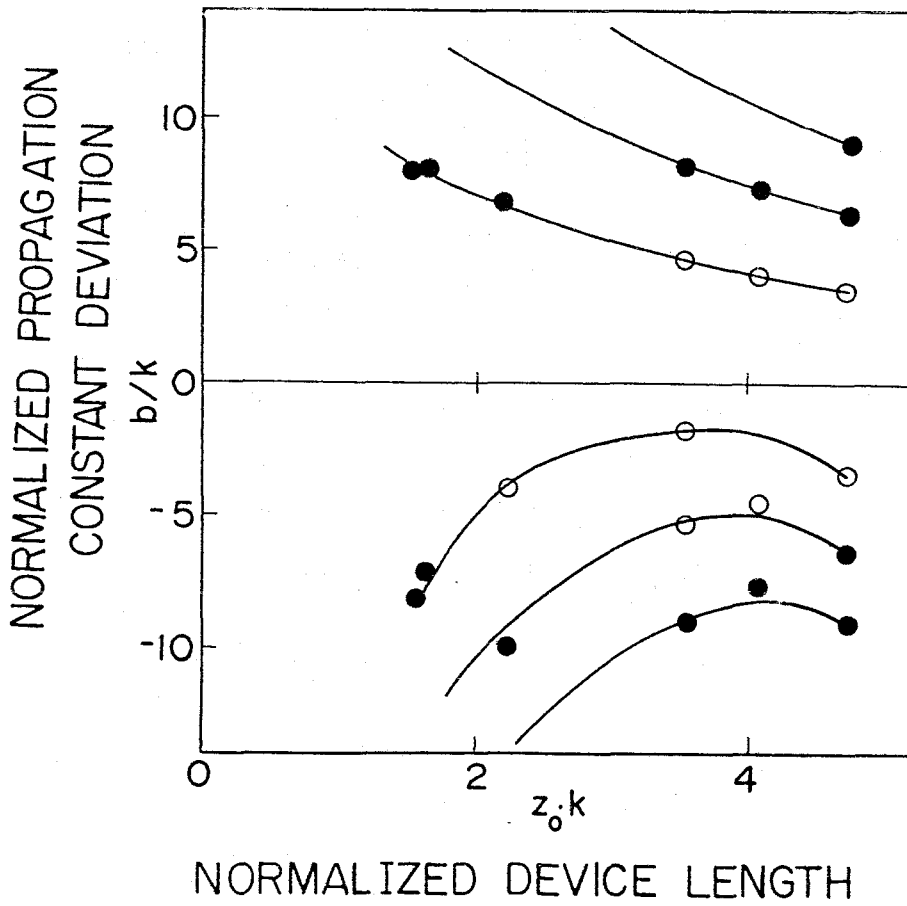


図 6-15 素子長と b_{opt} の関係

(丸印は実際の計算値, 黒丸は $AC A \geq 20$ dB の点を示す。実線は, 実験式 (6-14) の関係を示す。)

6.4 スイッチ規模の拡大

本章で提案した 3×3 形スイッチを用いれば、直線状導波路を用いて複数の 3×3 形スイッチを結合することで、直線導波路だけで任意の規模のスイッチを構成できる。図6-16はこのようにして構成した 4×4 形スイッチを示す。一方、従来提案されている 2×2 形スイッチを用

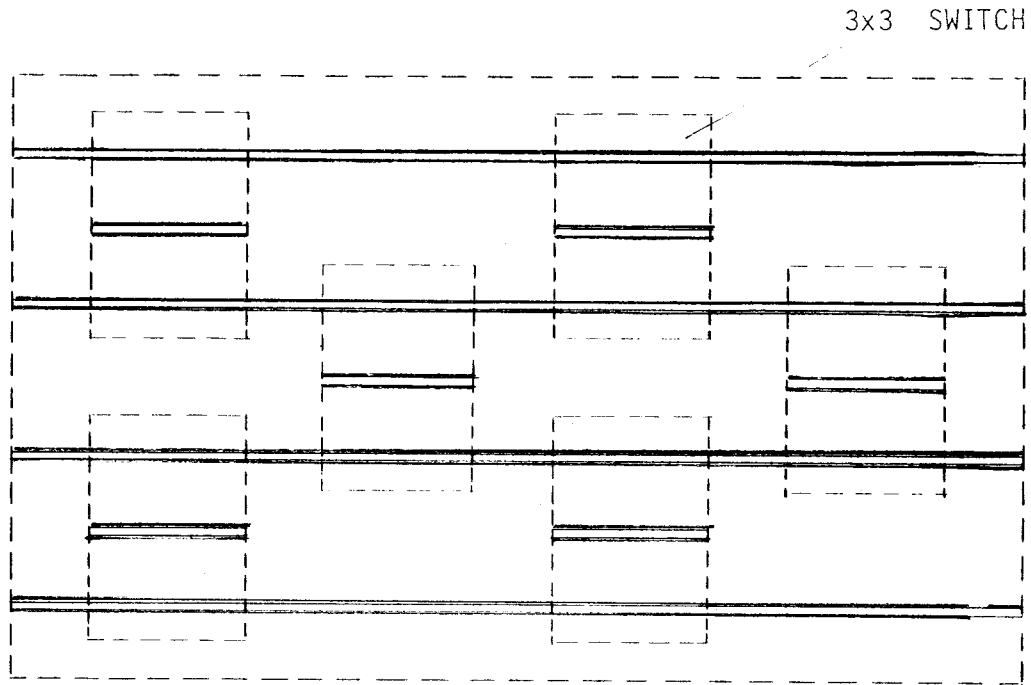


図6-16 3×3 形スイッチによる 4×4 形スイッチの構成

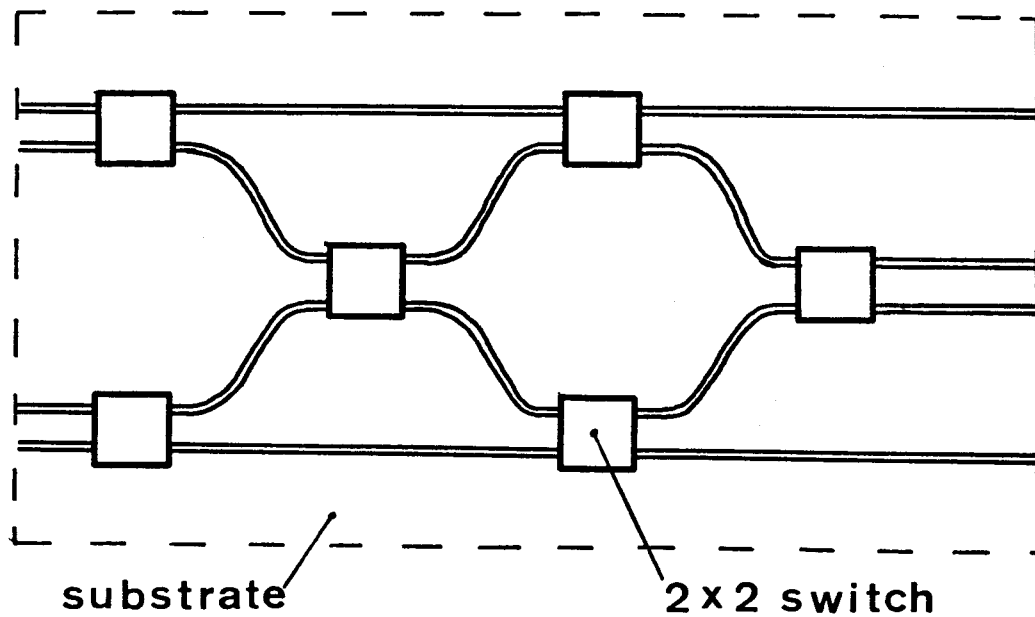


図6-17 2×2 形スイッチの組み合わせによる 4×4 形スイッチの構成

いた 4×4 形スイッチの構成は図 6-17 のようになり，曲がり導波路が必要である。

6.5 ま と め

時分割光交換機用の超高速スイッチ素子として，光導波路間の結合を利用した 2×2 形スイッチが従来提案されていた。スイッチ網の低挿入損失化のためには，より大規模なスイッチが有利である。本章では，大規模化の 1 ステップとして，直線状導波路のみからなる 3×3 形スイッチの構成法を提案し，その制御条件を検討した。その結果，ほぼ任意の素子長に対して，漏話減衰量 23 dB 以上で， 3×3 形スイッチのすべての接続状態を実現する手法を明らかにすることができた。

さらに，このスイッチを組み合わせることで，直線状導波路だけで任意の規模のスイッチを構成できることを示した。

第 7 章 光交換機の構成⁽⁴⁰⁾⁽⁴¹⁾⁽⁴²⁾⁽⁴³⁾⁽⁴⁴⁾

7.1 まえがき

交換機は、大略(1)伝送路を切り替える通話路スイッチ網、(2)論理処理を行う制御系、(3)通話路系と制御系の仲立ちをし、監視信号の受信、制御信号の送信を行う監視系より構成される。光交換機でも制御系は電子回路で構成されると想定されるので、光交換機構成特有の問題は通話路系と監視系の構成の問題に集約される。本章ではこの2点について、空間分割光交換機と時分割光交換機にわけて、考察する。

次に、この考察の結果に従って実際に構成した、テレビ電話の加入者線交換機を想定した空間分割光交換機の構成と実験結果について述べる。なお、この光交換機試作・実験は筆者の知る限りでは世界最初のものである。

7.2 空間分割光交換機の構成⁽⁴¹⁾

7.2.1 構成上の課題

空間分割光交換機の適用領域は、広帯域信号に対しては加入者線交換あるいは中継線交換であり、電話信号に対しては群中継交換である。また、これらの通話路スイッチ網を構成するには、 $N \times N$ 形および $1 \times N$ 形($N \doteq 10$)で挿入損失 1 dB 以下のスイッチが必要である。これらについては第 2 章で詳述した。また、これらのスイッチの具体的構成法は第 3 章および第 4 章で述べた。

したがって、空間分割光交換機構成上残された課題は監視系の構成である。監視系とは、端末装置からの発呼／ダイヤル数字／応答／終話などの制御信号を受信し制御系へ伝え、また、ダイヤル可／相手呼出中／相手話中／通信可などの信号を制御系からの指示に基づいて端末装置へ送出する機能を司るものである。

端末装置と制御系間の信号の送受の手順は加入者線信号方式^{*}と呼ばれる。信号方式には個別線信号方式と共通線信号方式がある。個別線信号方式は、通話のための各情報チャンネル毎に呼制御のための信号路を設ける方式であり、1本の加入者線が1情報チャンネルしか持たない加入者線に主として用いられる。一方、中継系に適用される局間信号方式としては、制御信号をまとめて転送するため高能率である共通線信号方式が主として用いられる。

* 交換局間の手順は局間信号方式と呼ばれる。

中継交換においては、共通線信号方式により、信号は制御装置間で直接通信されるので監視系構成上の特別の課題はない。したがって、以下では広帯域信号に対する加入者線交換機において個別線信号方式の実現について考察する。

7.2.2 加入者線光交換機における監視系の構成

前節で述べたように、加入者線交換機では個別線信号方式が用いられる。表7-1は主な加入者線信号の属性を示す。監視系構成上注目すべき点として、次の2点がある。

表7-1 主な加入者線信号の属性

制御信号名	向 き	交換機監視時期	交換機送出時期
発呼	端末→交換機	待機中常時	
ダイヤル可	交換機→端末		発呼検出後
ダイヤル数字	端末→交換機	ダイヤル可からダイヤル終了まで	
相手呼出中	交換機→端末		ダイヤル終了から通信可まで
通信可	交換機→端末		相手応答時
終話	端末→交換機	通話中常時	
相手切断	交換機→端末		相手切断時

- (1) 発呼検出は、待機中の端末すべてについて継続して行うので、集線することができない。すなわち個々の端末毎に発呼検出回路を設ける必要がある。
- (2) 終話検出は、通話中の端末について継続して行う。したがって、集線後に検出することが可能である。ただ、通話中は広帯域信号が流れており、それを含む信号を監視しながら終話信号を確実に検出する手段を設ける必要がある。また、このとき、通話信号に与える影響を小さくすることも必要である。これは、通話信号の帯域幅が1MHz以上であるのに対して、制御信号の速度が数kbit/s以下であることを利用すれば実現できる。すなわち、通話路系から約1/100の光を分岐し光電検出後、制御信号の帯域に相当したフィルタを通過させれば、通話信号にほとんど影響を与えることなく終話信号を確実に検出することができる。

サービスの高度化のためには、通話中に各種付加的な制御信号（たとえば、第3者着信表示信号、通話中料金表示信号など）を交換機と端末間でやりとりする必要がある。この時、検出は終話信号と同様にして可能である。また、交換機から端末装置への送出は、1/100

程度の結合器を使って、わずかの光を通話路系へ結合することにより、通話信号へほとんど影響を与えずに実現できる。図7-1はこのようにして構成される空間分割光交換機概念

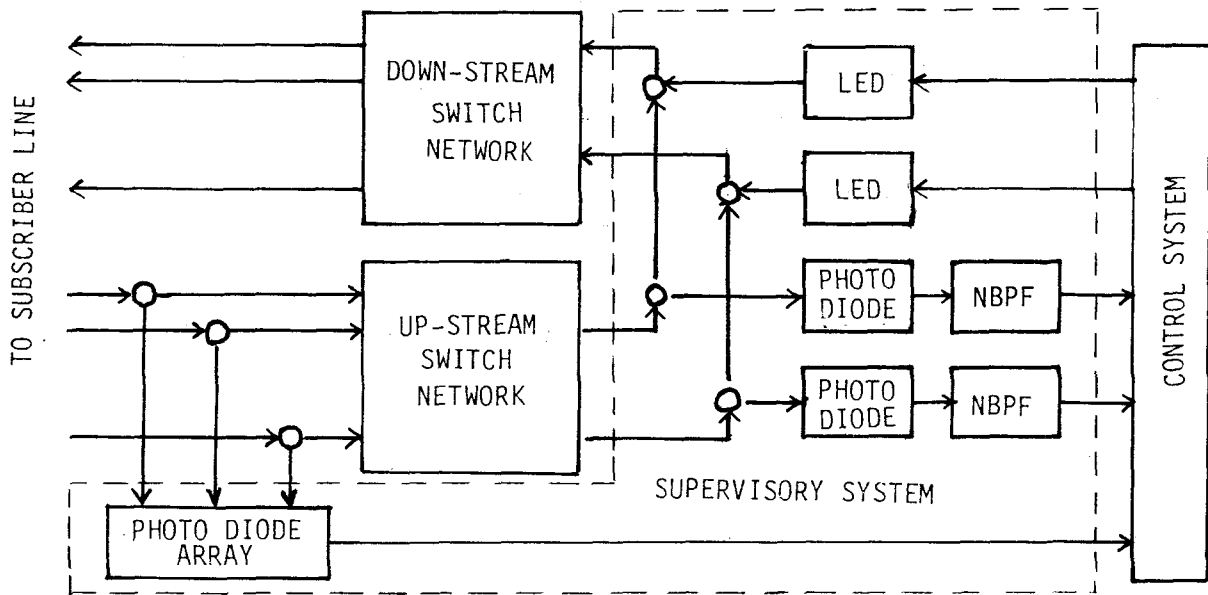


図7-1 空間分割加入者線光交換機の構成

(NBPF: 狭帯域通過フィルタ)

図を示す。ここで、LEDおよびフォトダイオードにより上述の制御信号の送受を行う。

このようにして構成した光交換機では、発呼検出のため端末数だけの光電検出器が必要であり、光のまま交換する意味に疑問が出てくるかもしれない。これに対する回答は次のようになる。通話信号の検出は数MHzの帯域の検波器および増幅器を必要とするのに対し、発呼検出のための帯域幅は10Hz程度でよく、蓄積形などの高感度で高集積化が行いやすい光検波器の使用が可能であり、通話信号をすべて光電変換後、電気信号として交換するより、より簡易な構成にできる可能性がある。

7.3 時分割光交換機の構成

7.3.1 構成上の課題

時分割光交換機は、共通線信号方式が適用される中継線交換機にのみ用いられると想定されるので監視系構成上の問題はない。通話路系構成に関して、入出力の光伝送路を空間的に切り替えるためのスイッチへの要求条件は第2章で、それを満たすスイッチへの一アプローチを第6章で述べた。残された課題は、位相同期の問題、チャンネル位相変換スイッチの構成で

ある。

時分割光交換機では、伝送路の切り替えを、通話信号のデータの遷移中に実行する必要があるが、すべての通話信号に関してこの遷移が同時に発生しないとデータの欠落なしの切り替えができない。一般に、交換機への入力信号は、それが伝わってきた伝送路の長さがまちまちであるため、データの遷移時刻は同一ではない。したがって、信号入力点と時分割スイッチ網の間には、データの遷移時刻を相互に一致させる機能を有する位相同期回路が必要である。

時分割交換機では、伝送路の空間的切替に加えて、出力の多重伝送路の任意のタイムスロットに通話信号を出力できれば、接続切替の自由度が増し呼損率がさげられる。このように、出力信号のタイムスロット割当を任意に変更する機能をチャンネル位相変換という。

位相同期もチャンネル位相変換も入力信号に可変遅延を与えることにより実現できる。

7.3.2 位相同期回路の構成

図7-2は、位相同期回路の基本構成を示す。(a)は、必要な遅延時間を2進数表現を利用

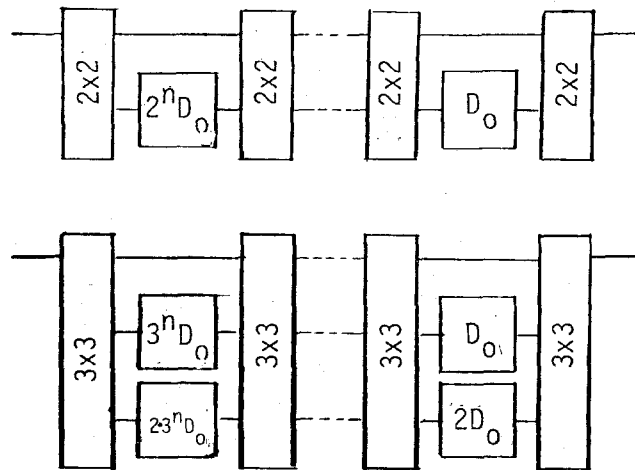


図7-2 位相同期回路 (D_0 : 単位位相調整時間の遅延を与える光ファイバ長)

して実現するものであり、(b)は3進数展開によるものである。それぞれ、 2×2 形または 3×3 形スイッチによって、縦続接続された光ファイバの総延長を可変にすることにより可変遅延線を構成している。

1タイムスロットが n ビットで構成されているとすれば、位相同期も n ビット単位で行う必要がある。したがって、位相同期の精度を $1/10$ ビットとすると、規模 $N \times N$ のスイッチの所要段数 m は

$$N^{m-1} \leq n \times 10 \quad (7-1)$$

で与えられる。 $n = 1$, $N = 2$ とすれば, $m \geq 5$ となる。

7.3.3 チャネル位相変換回路の構成⁽⁴⁴⁾

入出力伝送路間の空間的な接続関係を切り替える空間スイッチを2組用い, それらを接続するリンク部分に, $0 \sim (N-1)T_D$ (T_D は1タイムスロットの時間幅, N は時分割伝送路の多重度数) の N 種の遅延回路をおけば, 入出力間のタイムスロットの変換は原理的には可能である。しかし, この構成では, 時分割スイッチ網に異った伝送路から同時刻に入った信号を, 出側の異った伝送路に同時に出力しようとする, 1個の遅延回路を同時に2つのパスが要求することになり呼損率が高くなる問題がある。

これを解決するための構成を図7-3に示す。(a)は最も簡単な構成であり, この構成では, 入出力のあるタイムスロットと空間的な端子を指定した時, それを結ぶパスが α とおり存在するので, α を適当に選定することにより呼損率を妥当な値まで下げることができる。(b), (c)の構成は, 時分割多重度数が, 1個の空間スイッチのサイズ α より大きい場合に適した構成であり, (a)では多重度数 α までしか扱えなかったものが, (b), (c)ではそれぞれ α^2/ℓ , α^3

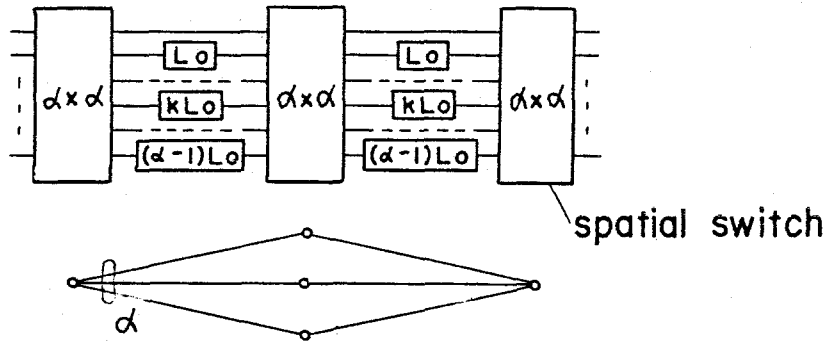
表7-2 チャネル位相変換機能を持つ時分割スイッチ網の設計例

段数	単 スイッチ規模	位 規模	ℓ	多 重 度	総ファイバ長/ L_0	呼 損 率
3	16	—	—	16	240	1×10^{-2}
			—	32	992	1×10^{-4}
4	16	1	1	256	2,160	1×10^{-1}
			2	128	1,200	2×10^{-2}
			4	64	720	1×10^{-3}
			8	32	480	7×10^{-5}
4	32	1	1	1,024	16,864	1×10^{-2}
			2	512	8,928	4×10^{-4}
			4	256	4,960	2×10^{-6}
			8	128	2,976	4×10^{-9}
5	16	1	1	4,096	32,880	4×10^{-1}
			2	2,048	17,520	2×10^{-1}
			4	1,024	9,840	5×10^{-2}
			8	512	6,000	2×10^{-2}
5	32	1	1	32,768	524,768	1×10^{-1}
			2	16,384	270,816	2×10^{-2}
			4	8,192	143,840	2×10^{-3}
			8	4,096	80,352	3×10^{-5}

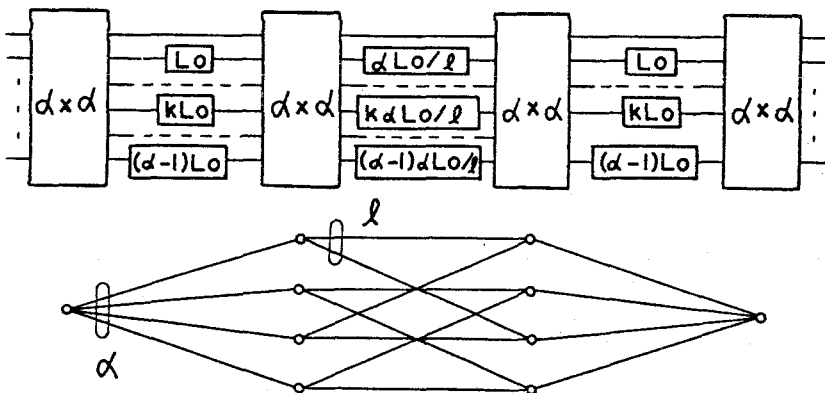
L_0 : 1タイムスロットの遅延に必要なファイバ長

／ ℓ の多重度まで取扱うことができる。また、 ℓ の値を α または α^2 に選び、取扱える多重度を α に制限した時には、スイッチ網全体で、遅延のために必要なファイバの総延長を短くする効果がある。

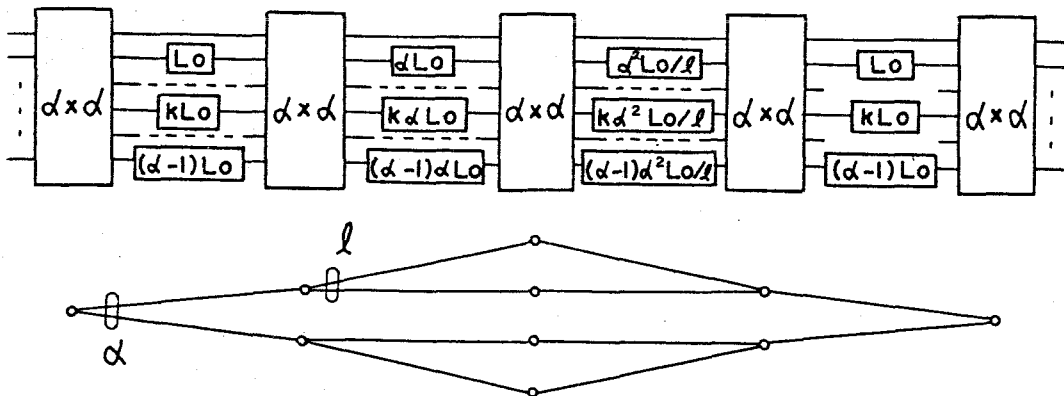
表7-2は、このようなスイッチ網の設計例を示す。



(a) 3 stage



(b) 4 stage



(c) 5 stage

図7-3 チャネル位相変換機能を持つ時分割スイッチ網とそのチャネルグラフ

(L_0 : 1タイムスロットの遅延に必要なファイバ長)

7.4 空間分割光交換機の動作実験 (40)(42)(43)

7.4.1 実験機の構成

7.2.2節で述べた広帯域信号に対する加入者線交換機の実現性を明らかにするため、テレビ電話の加入者線交換機を実際に構成し、発呼ーダイヤルー相手呼び出しー通話ー切断の一連の交換動作を確認すると共に、光交換機構成上注意すべき問題点を把握することができた。以下では、その構成と実験結果について述べる。

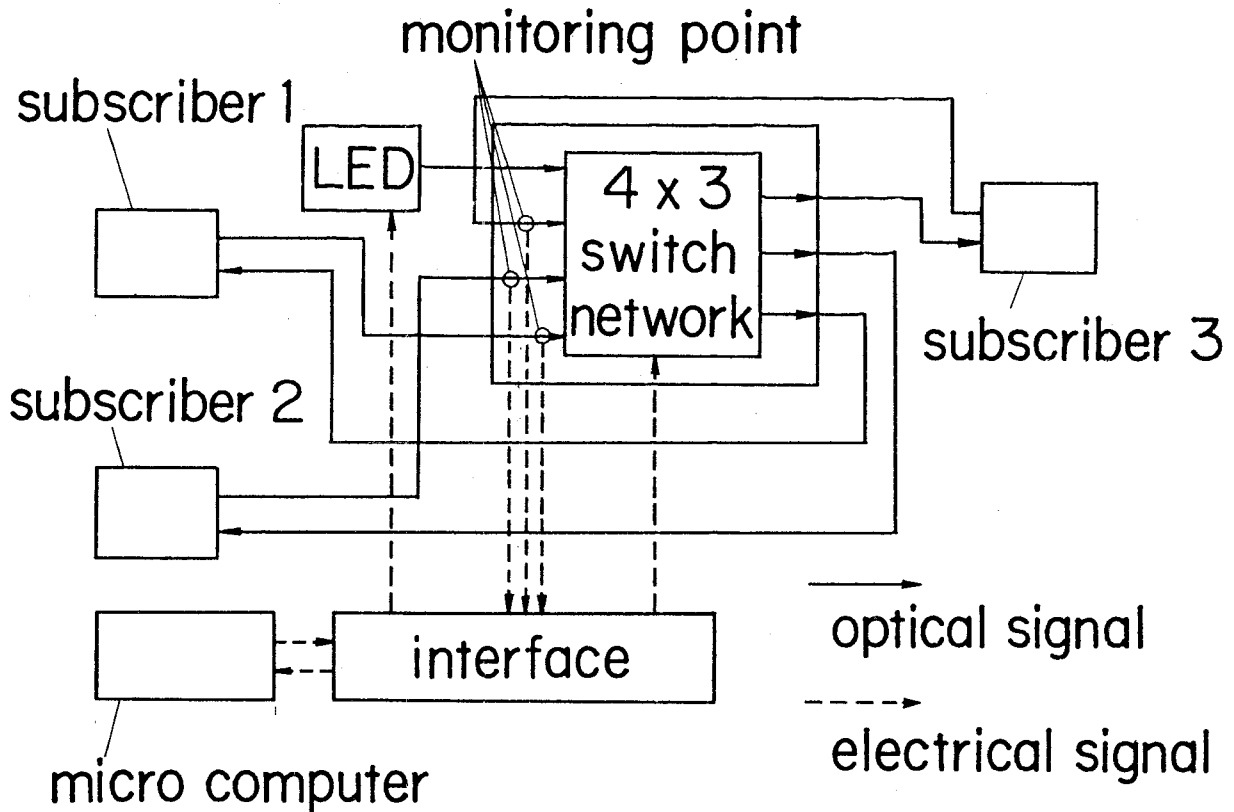


図7-4 空間分割光交換機の実験系構成

図7-4に実験系の全体図を示す。交換機は1×2形光スイッチを組み合わせで構成された4×3形スイッチ網、全体を制御するマイクロコンピュータ、交換機から端末装置へ制御信号を送出するためのLED（発呼ダイオード）、端末からの制御信号を受信するホトダイオードよりなる。なお、本実験系では、収容加入者数が少ないので、系を簡単にするため、2章で述べたような集線段／分配段を意識したスイッチ網構成はとっていない。

(1) スイッチおよびスイッチ網

図7-5はスイッチ網の接続図、図7-6はその全景を示す。本スイッチ網は、17個の1×2形スイッチを3段または4段縦続接続して構成されており、ファイバとV溝コネク

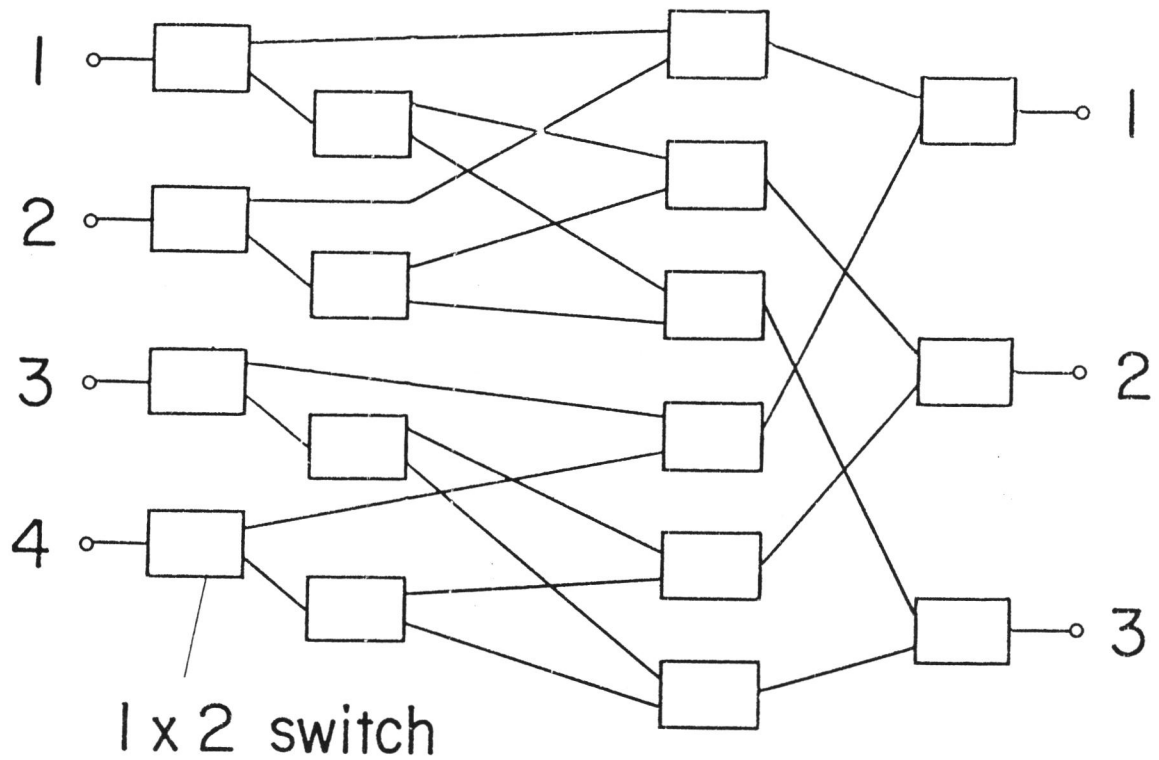


図 7 - 5 スイッチ網の構成

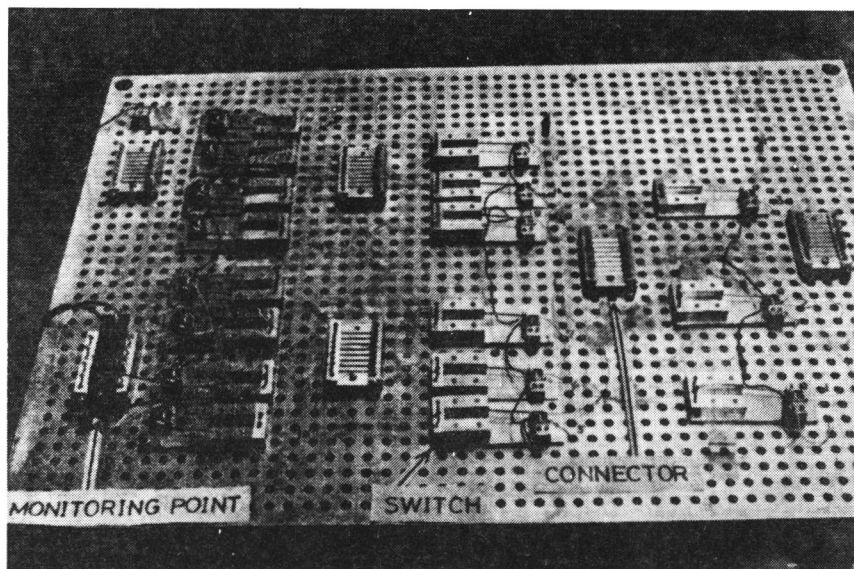


図 7 - 6 スイッチ網の全景

タによりスイッチ相互は接続されている。なお、3章で述べたマトリックススイッチを使えば、1段構成で実現できるが、ここでは多段縦続接続時の問題を把握するため、 1×2 という小規模スイッチを組み合わせて交換機を構成した。本スイッチの基本原理は4章で述べたV溝接続による $1 \times N$ 形スイッチと同じである。ただし、多数製作の簡便さのため、

ファイバ挿入時に可動ファイバ端面を固定ファイバ側へ進める機構は省略した。

電気回路では、複式接続ができるので、 4×3 形スイッチ網は8個の 1×2 形スイッチで構成できる。一方、光回路では、低挿入損失の複式接続ができないので、必要なスイッチ数は電気回路の場合より多くなっている。

図7-7はスイッチの構造を示す。図7-8はその概観である。本スイッチは、側面にV溝が切られた2個のブロック、1本の可動ファイバ、バネがついた電磁石、可動ファイバに対向してV溝中に置かれている2本の固定ファイバ、および固定ファイバを支持して

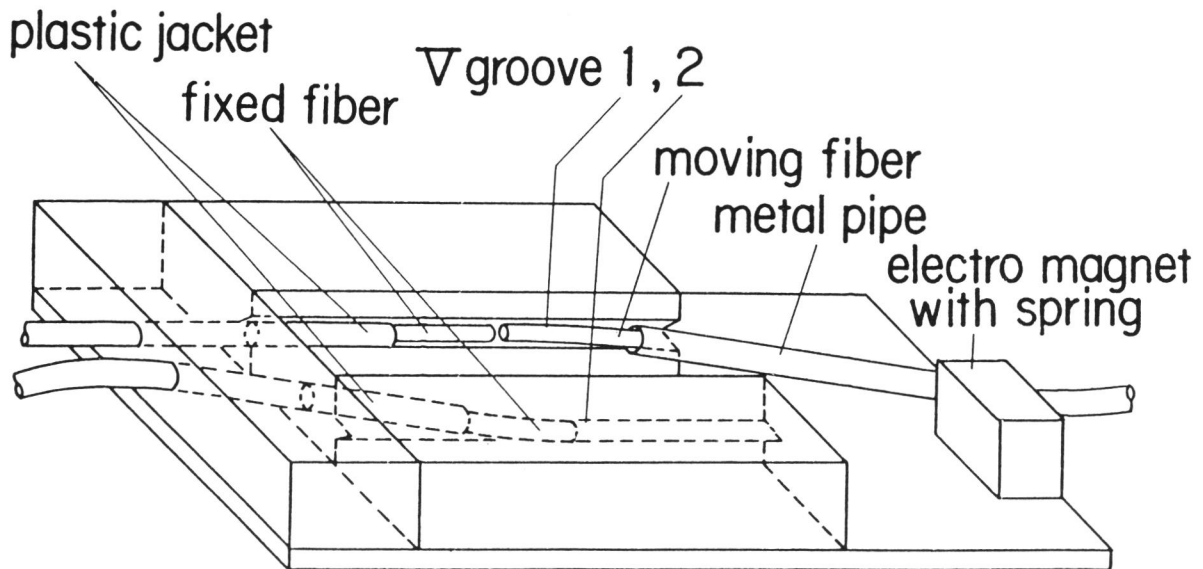


図7-7 1×2 形スイッチの構造

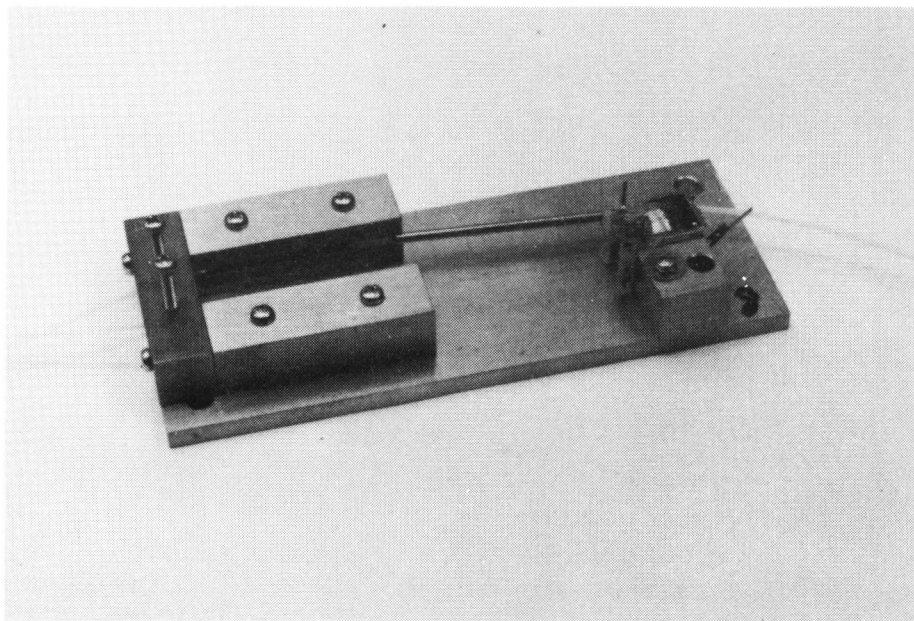


図7-8 1×2 形スイッチの概観

いるブロックよりなる。ファイバはそれ自身の弾性曲げ力によりV溝中に圧挿され整列させられる。大きさは $90\text{ mm} \times 35\text{ mm} \times 10\text{ mm}$ である。

図 7-9 はスイッチ駆動回路の接続を示す。スイッチ S はマイクロコンピュータで直接

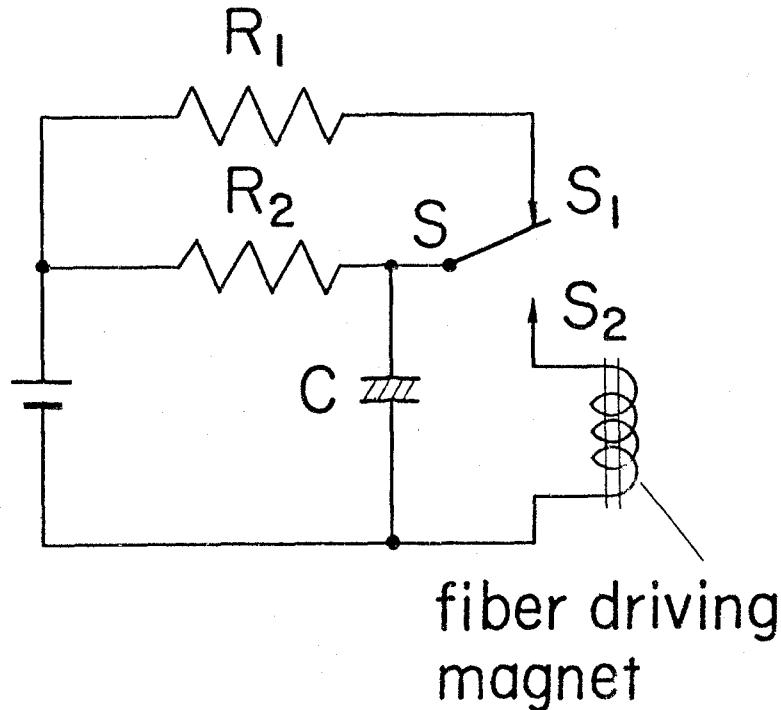


図 7-9 スイッチ駆動回路

制御される。S₁ の方へ倒れているとき、ファイバ駆動磁石は磁化されず可動ファイバは磁石についているバネの力でV溝 1 の方へ押される。そのときコンデンサ C は抵抗 R₁、R₂ を通して充電されている。S が S₂ の方へ倒れるとコンデンサ中の電荷は励磁コイルを通して急速に放電し、電磁石は可動ファイバをV溝 2 に引きつける。いったん引きつけられた後は弱い力で保持できるので、磁石は抵抗 R₂ を通しての少い電流で磁化されている。このようにすると、定常状態における電力消費を減らすことができる。抵抗 R₁ は充電を速めるために使われている。

図 7-10 は、スイッチ間およびスイッチ網と端末からのファイバを接続するためのV溝コネクタの構造を示す。ここでも、ファイバはそれ自身の曲げ弾性力でV溝に圧挿され整列される。スイッチ網と端末からの上りファイバの接続に使われているコネクタの接続部の真上にはホトランジスタが設けられており、ファイバの接続点からの散乱光を受光して端末からの光を監視している。

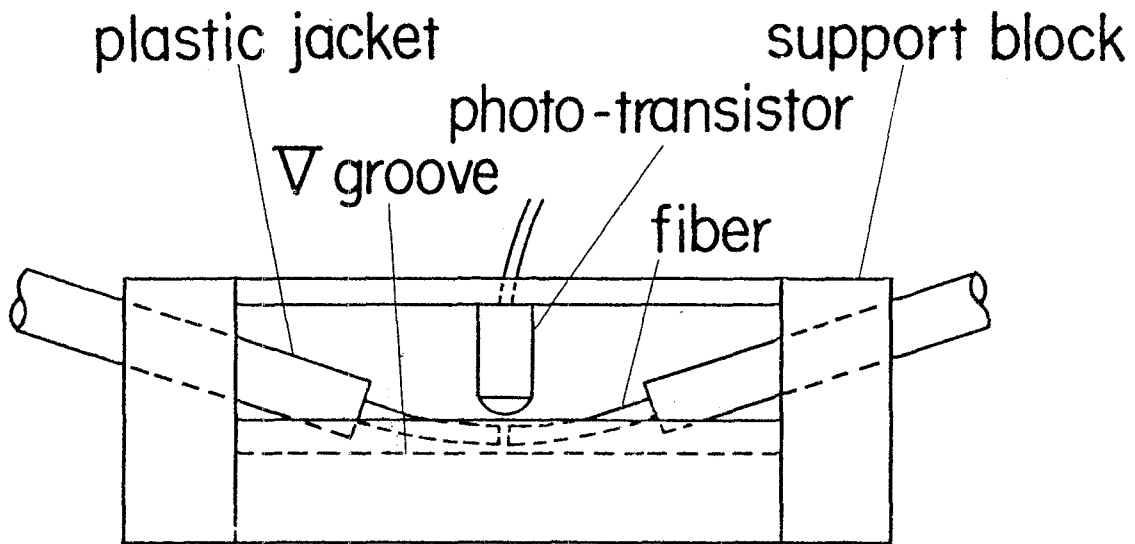


図 7-10 コネクタの構造

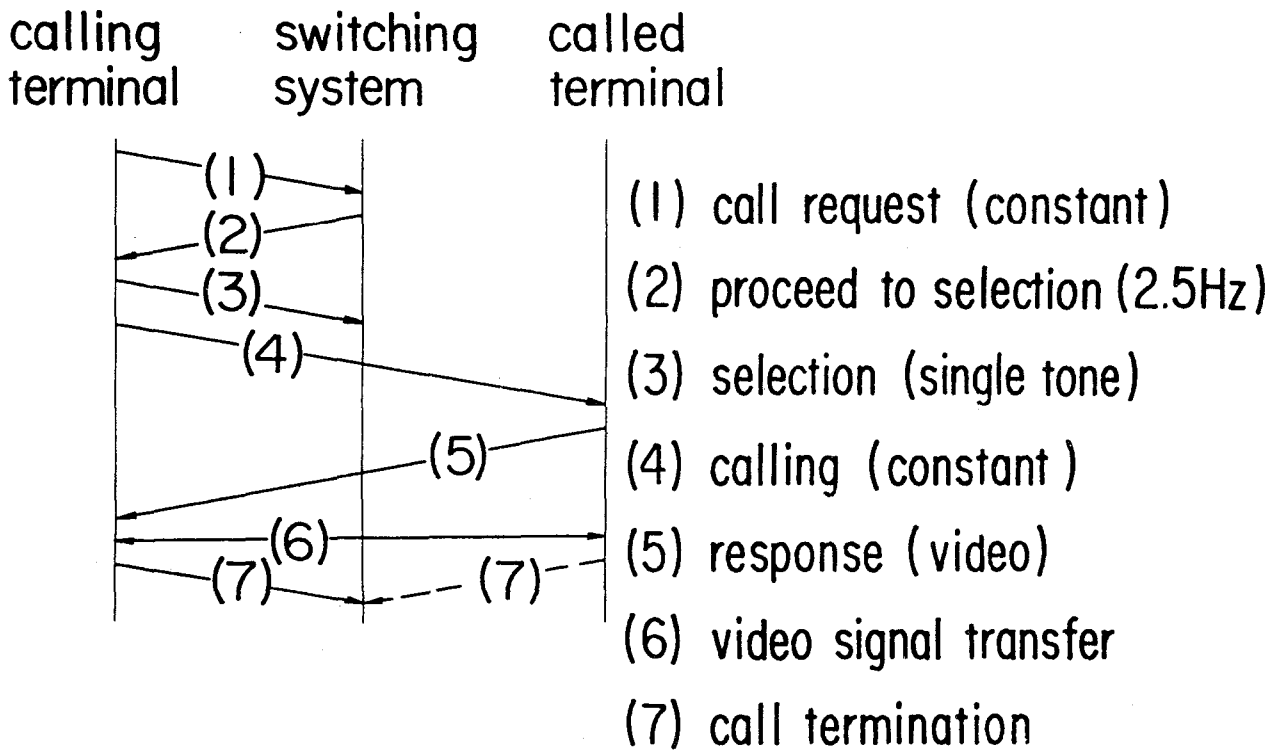


図 7-11 加入者線信号の流れ図

ファイバ中の光の $1/1,000$ がホトトランジスタに分岐受光されたが、端末からの制御信号の帯域は画像信号の帯域に比べ十分狭帯域であるので、このような弱い光でも安定に制御信号を受けることができた。

(2) 信号方式

図7-11に信号の流れ図を示す。加入者の発呼操作により発呼端末は無変調一定強度の光を発呼信号として交換機に送る。交換機は監視点のホトランジスタの出力を走査監視しており、10ms以上監視点に光が継続すると走査を停止し、交換機中のLEDと発呼端末の下りファイバとの間のパスを作る。そして、2.5Hzで変調された光をダイヤル可信号として発呼端末へ送出する。発加入者はダイヤル可信号の受信を端末に設けられた表示用LEDの明滅で確認後、選択信号ボタンを押す。それにより、発呼端末は被呼端末対応に定められた単一周波数で変調された光信号を交換機に送る。

交換機は変調周波数を解析し、被呼端末を決定する。そして、両端末間の2本の光のパスを設定する。発呼端末は、選択信号送出後一定レベルの光を送出しつつけているので、パスが設定されると被呼端末には無変調の光が呼び出し信号として届く。被呼加入者が表示用LEDの点灯により呼び出し信号に気づき端末の送信部をONにすると、被呼端末は画像信号を応答信号として発呼端末へ送る。発呼端末は受信信号の直流分を検知し自動的に通話モードに切り替わる。そして、端末相互間で画像信号の通話が行われる。

交換機は両端末に対応した監視点を監視つつけており、両端末の光が0.5s以上断になると終話と判断しパスを解放し初期状態に戻る。

実験機では、選択信号として150Hz、200Hz、400Hzが使われた。

交換機の動作は6800シリーズのマイクロコンピュータで制御されており、プログラムはアセンブラで260ステップ、メモリ量で620バイトであった。

(3) 加入者端末

図7-12に加入者端末の構成を示す。光信号はPINホトダイオードで受光され差動帰還増幅器で増幅される。この回路はビデオ帯域で高入力インピーダンスであり、直流ドリフトが小さいという点から採用した。

増幅器の出力はリレーの接点 R_2 を介してTVモニタに接続される。また、遮断周波数30Hzの低域フィルタ、閾値回路を通してAND回路の一方の入力に接続されている。閾値回路の出力の状態を表示するLEDが閾値回路の出力に接続されており、端末への制御信号の到来を表示する。閾値回路の出力はまたコンデンサ・整流器・遮断周波数0.2Hzの低域フィルタ、インバータを通過してAND回路のもう一方の入力に接続されている。

光送信用LED駆動回路にはスイッチSがあり光送信のON/OFFを行っている。駆動回路の入力はリレー接点 R_1 を介して非安定マルチバイブレータまたはテレビカメラに接続されている。非安定マルチバイブレータの発振周波数は押しボタンで制御できるようにな

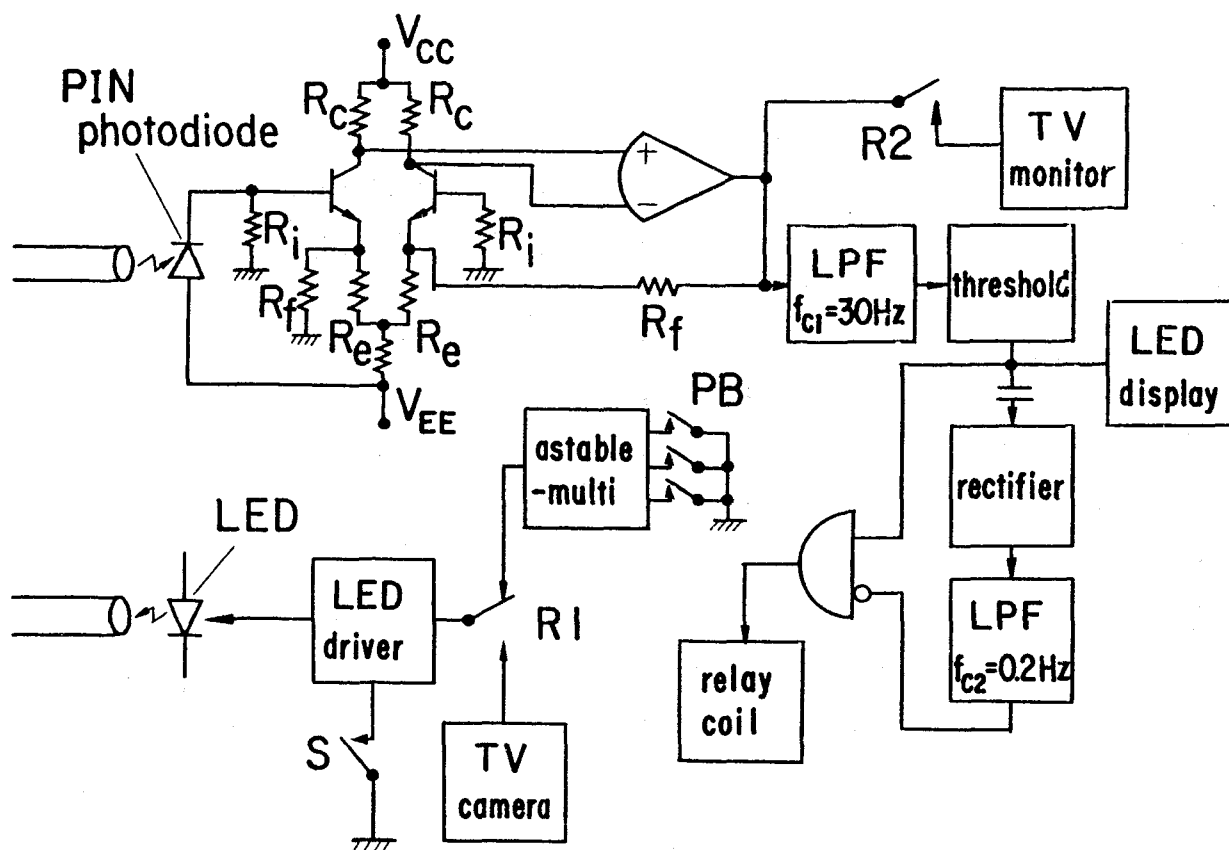


図 7-12 端末装置の構成

っている。

端末が、 2.5Hz で変調されているダイヤル可信号を受信すると、端末の表示用LEDは 2.5Hz で明滅し発加入者にダイヤル可信号の到着を知らせる。そのとき、AND回路の出力はLowに保たれたままであり、リレー接点 R_1 、 R_2 は図示のようになっている。

無変調光またはビデオ信号で変調された光が来ると、整流器出力が零になるので、リレーが動作し、TVモニタおよびTVカメラが接続され、画像信号の送受が行われるようになる。

7.4.2 スイッチおよびスイッチ網の特性

長距離ファイバの定常状態における光パワの分布はガウス形になることが知られているので、各部の挿入損失の測定はガウス分布の光を出すHe-Neレーザを用いて行った。

図7-13は試作した20個のスイッチの40個の接続状態の損失分布を示す。平均損失は 2.6dB であった。損失の主要因は、ファイバ端面どうしが $200\mu\text{m}$ 程度離れていることであり、このすきまは可動ファイバと固定ファイバの衝突を避けるために設けたものである。第4章

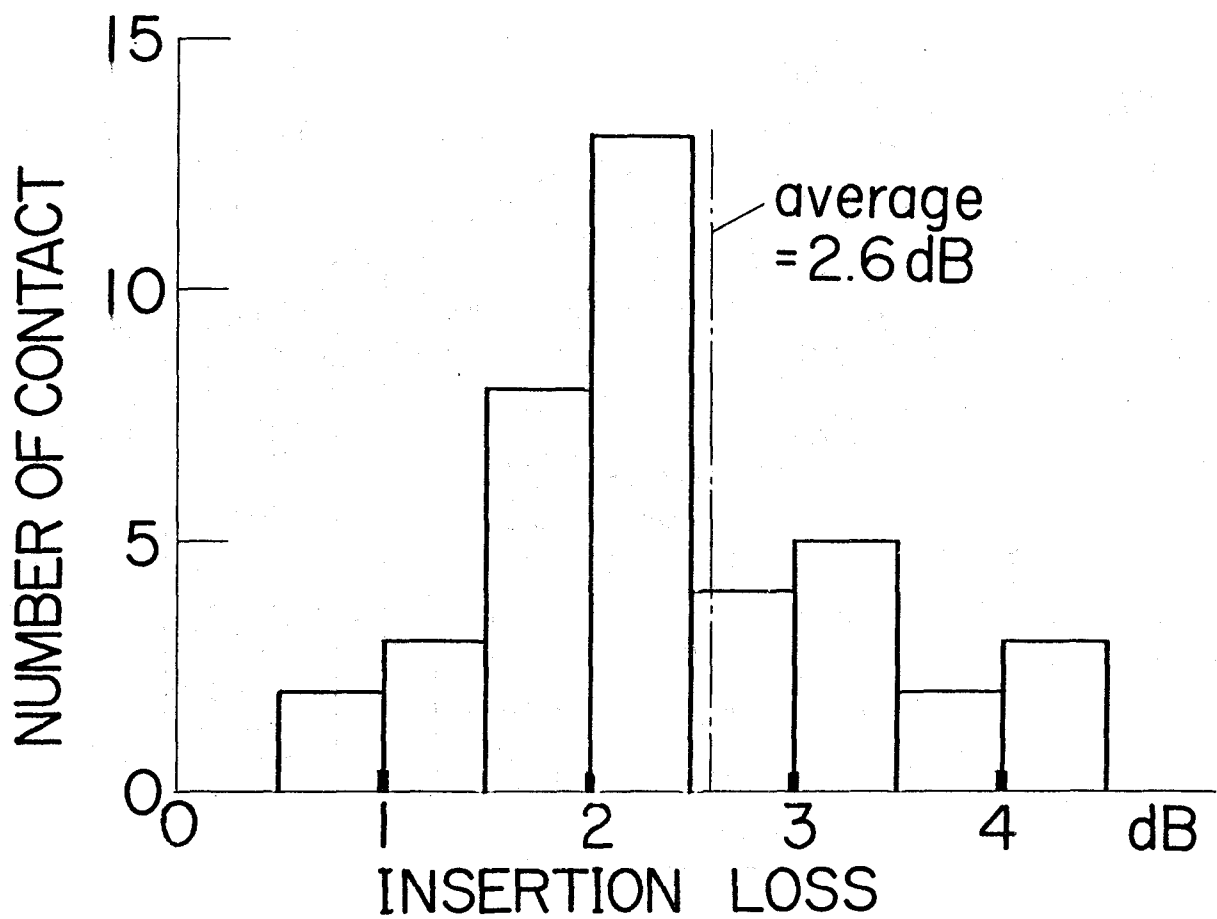


図 7-13 スイッチの損失分布

で述べたスイッチのように構成すれば、この値は $30\mu\text{m}$ 以下とすることができる。

コネクタの平均損失は、反射防止の整合液を用いた状態で 1 dB であった。

表 7-3 は、スイッチ網の挿入損失を示す。これはスイッチ網を構成する個々の要素の損

表 7-3 スイッチ網の挿入損失

		出力端子		
		1	2	3
入力端子		dB	dB	dB
	1	17	20	22
	2	19	20	22
	3	19	20	17
	4	18	18	19

失の和より大きい。各スイッチにおけるモード変換がその原因と考えられるので、図7-14に示す系で、ファイバから出る光の角度に対する光パワの分布を測定した。すなわち、可変開口の直径とその透過光量の関係を測定した。図7-15はその結果を示す。入力側では、透過光量は $1 - \exp[-a(NA)^2]$ の形をしている。ただし NA は開口数で開口の直径 d とファ

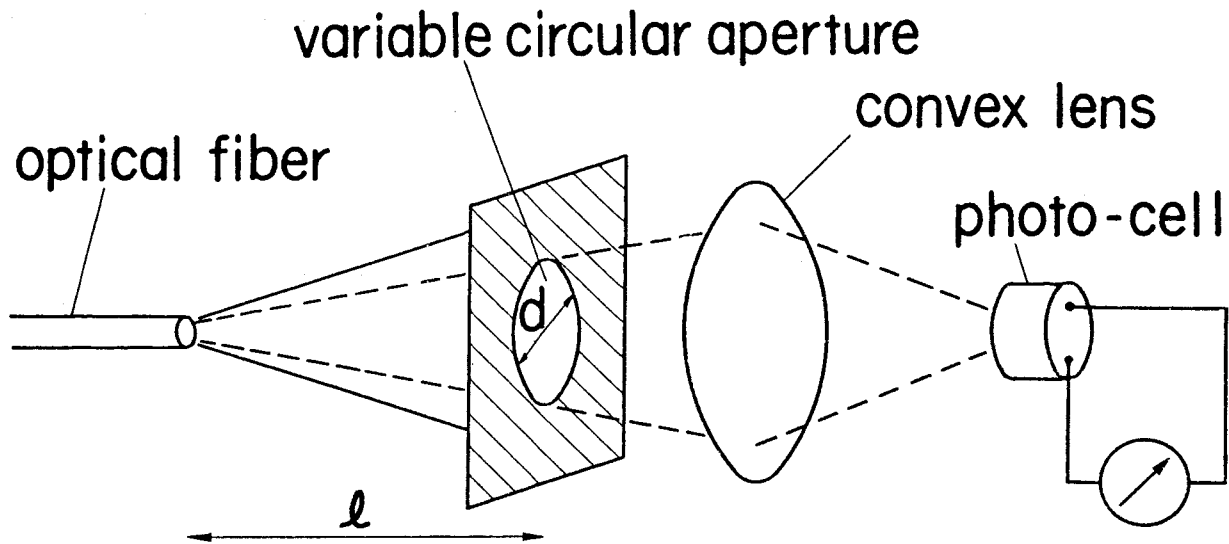


図7-14 ファイバ出射光の角度分布測定系

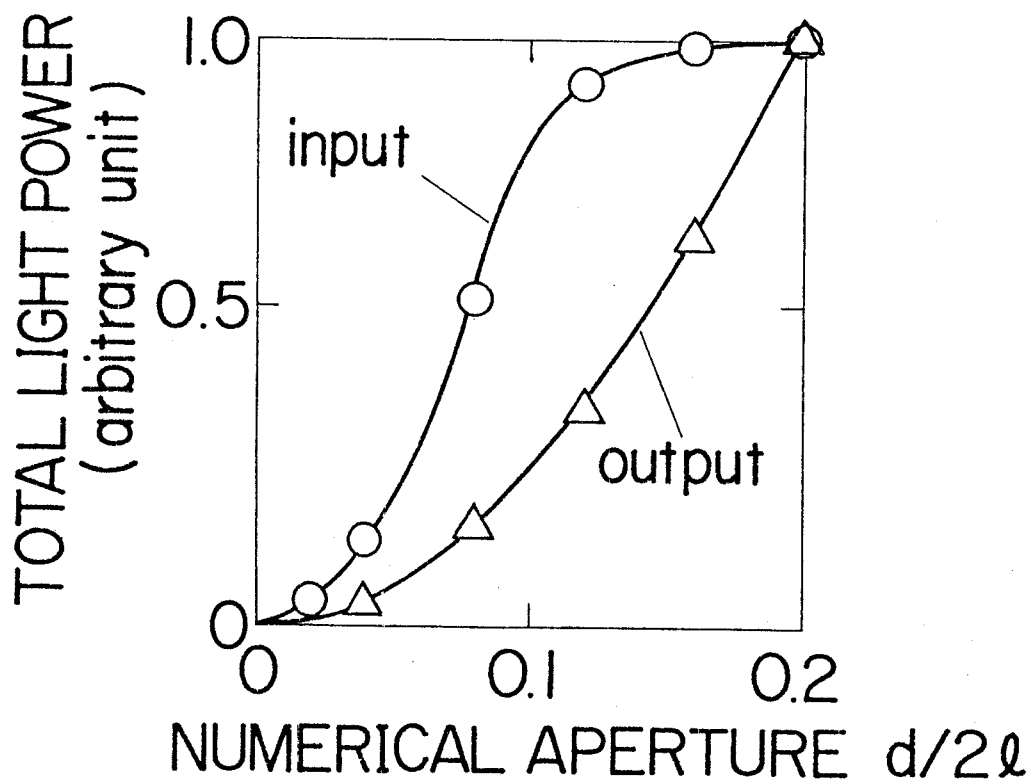


図7-15 ファイバ出射光の角度分布

イバ端から開口までの距離 l を使って $d/2l$ で定義されている。この分布は、He-Ne レーザの分布に対応しており、単位立体角当りの光パワーが半径 r の 2 乗に対して負の指数分布（つまりガウス分布）であることを示している。

スイッチ網の出力側のファイバでの分布は $(NA)^2$ の形になっている。これは単位立体角当りの光パワーが一定であることに対応している。このことは、入力側では低次モードにある光パワーの一部が出側では高次モードに移っていることを示す。接続による損失は高次モードに対しての方が低次モードに対してよりも大きいので、各部におけるモード変換により、スイッチ網の損失は個々の要素の損失の和よりも大になったものと考えられる。これから、多段接続用スイッチおよびコネクタとしては、モード変換の少ないものが必要であることがわかる。

モード変換の影響は、多段に縦続接続されるマトリックススイッチにおいて特に顕著となる。この点から、3章で述べたようにマトリックススイッチではモード変換の起こりにくい構成を取った。1×N形のスイッチでは、集線のためにスイッチ網の入力部に1段設置される形が主要な適用形態であり、マトリックススイッチほどモード変換の影響は顕著には現われない。また、スイッチの実際の構造においても、ファイバの端面間隔を十分小さくする補助機構がついていることもあり、本章で用いたスイッチに比べればモード変換は小さくなっていると考えられる。

ここで使ったような可動光ファイバスイッチでは、クロストークは小さく無視できると考えられる。実際、試作スイッチのクロストークは測定限界 - 60 dB 以下であった。またスイッチ網でのクロストークも観測されなかった。

7.5 まとめ

前章までに述べてきた各種光スイッチを用いて、光交換機を構成する時の検討課題として、空間分割交換機では監視系の構成、時分割交換機では位相同期およびチャネル位相変換の問題が残されていることを指摘した。

次に、この解決案として、空間分割交換機では制御信号が通話信号に対して十分狭帯域であることを利用して、制御信号の分岐／挿入／検出を通話信号にほとんど影響を与えずに実現する方法を提案した。時分割交換機に関しては、光ファイバを遅延線として用い、それを切替接続することにより可変遅延線を構成し、位相同期あるいはチャネル位相変換を実現する方法を提案した。

最後に、テレビ電話の加入者線交換機をモデルとした空間分割光交換機とテレビ電話端末よりなるモデル加入者系通信網を構成し、発呼から切断に至る一連の交換動作を実現した結果を述べた。この実験結果から、交換機用スイッチとしては、モード変換の少ないものが必要であることを指摘した。

第 8 章 結 論

本論文では、光ファイバ通信システムにおける光スイッチの適用形態について考察し、各適用形態において要求される性能を満たす光スイッチの構成法および、これらの光スイッチを用いて構成される光交換機の構成法について明らかにした。本研究で得られた主な成果を以上に示す。

- (1) 光スイッチの適用形態として、光加入者線の保守試験システム、バス状構内網のアクティブバス、光交換機を取りあげ、各システムで要求される光スイッチの規模・挿入損失・切替時間を明らかにした。(以上第 2 章)
- (2) マトリックス光スイッチの構成のための光学系としてコリメート光学系を使うと、モード変換または口径食による損失が発生することを指摘し、これを解決するため望遠光学系を用いることを提案した。
- (3) スイッチ規模の大形化を可能とする望遠光学系のパラメータ選定法を明らかにした。
- (4) 光路切替に伴う光束の角度・位置誤差を少なくする方法を提案し、その支持位置の最適化手法を示した。
- (5) 以上の検討をもとに 10×10 形スイッチを試作し平均損失 0.95 dB を得た。(以上第 3 章)
- (6) 大規模化が可能な $1 \times N$ 形スイッチとして、ファイバ素線どうしを V 溝による整列機構を用いて切り替え接続する方法を提案した。
- (7) この構成で、スイッチの耐久性・接続安定性の重要条件である可動ファイバの V 溝への挿入条件について、理論的・実験的検討を行い最適挿入条件を明らかにした。
- (8) 以上の検討に基づきスイッチを試作し、 1×9 形で平均損失 0.33 dB、 1×93 形で平均損失 1.4 dB のスイッチを実現した。(以上第 4 章)
- (9) 高速・低挿入損失の光スイッチ構成法とし、可動ファイバを圧電体バイモルフで駆動する方法を提案した。
- (10) 切替時間を短縮するため、バンバン制御法による駆動法を提案した。
- (11) 上記手法を用いて、切替時間 $840 \mu\text{s}$ 、損失 0.7 dB の 1×2 形スイッチを実現した。
(以上第 5 章)
- (12) 電気光学結晶上に作られた 3 本の直線状シングルモード光導波路よりなる 3×3 形スイッチを提案し、電圧印加による伝搬定数の変化を利用して 3×3 形スイッチのすべての接続状態が漏話減衰量 23 dB 以上で実現されることを理論的に示した。(以上第 6 章)
- (13) 光スイッチ以外の、光交換機構成上の検討課題として、空間分割交換機では監視系構成、

時分割交換機では位相同期およびチャンネル位相変換の問題があることを指摘し、その解決案を示した。

(14) 上記解決案にそって、テレビ電話の加入者線交換機をモデルとした空間分割光交換機を構成し、発呼から切断に至る一連の交換動作を実現した。(以上第7章)

以上のように、本研究により、空間分割スイッチに関しては、各種適用形態における接続切替性能の要求値を満すものの設計手法を明らかにし、試作によりその妥当性を確かめることができた。一方、時分割スイッチに関しては理論的可能性を示すに止っており、今後の実験的検討が必要である。

本研究は、各種光スイッチの具体的可能性を明らかにすることを主眼においており、スイッチの高信頼化・小形化・調整の容易化・経済化などは今後の課題である。

電気通信研究所では、実用的観点から光交換方式および光加入者線保守試験システムの検討が開始されようとしている。本研究の成果がこれら実用化活動に活用されるものと期待される。

謝

辞

本論文をまとめるに当り、懇切なる御指導，御鞭撻を賜った大阪大学工学部電子工学教室小山次郎教授，通信工学教室熊谷信昭教授，電子工学教室寺田浩詔教授に心から感謝致します。

本論文をまとめるに当り，適切な御助言を頂いた大阪大学工学部電子工学教室児玉慎三教授，電子ビーム研究施設裏克己教授，産業科学研究所角所収教授に心から感謝致します。

本研究を推進するにあたり研究の機会を与えて下さった東京農工大学工学部野田健一教授（前武蔵野電気通信研究所基礎研究部長），葉原耕平研究開発本部通信網企画室長（元基礎研究部第5研究室長），塚田啓一複合交換研究部統括調査役（前基礎研究部第5研究室長）、梶原正聿基礎研究部第五研究室長に心から感謝致します。

また，本研究をまとめる機会を与えて頂いた岩橋栄治基幹伝送研究部長，畔抑功芳基礎研究部長，木村英俊基幹伝送研究部統括調査役，島田禎晋基礎研究部統括調査役，林郁央研究開発本部調査役（前基幹伝送研究部加入者系伝送研究室長），金谷文夫基礎研究部第3研究室長，真野捷司基幹伝送研究部加入者系伝送研究室長に心から感謝致します。

さらに信州大学工学部中村義作教授（前基礎研究部第1研究室長）には，本論文をまとめるに当り，暖い御支援を頂きました。厚く御礼申し上げます。

本研究を進めるに当り，多くの御助言，御協力を頂いた武蔵野電気通信研究所鈴木幸馬調査員，大森裕調査員，研究開発本部山本尚生調査員，武蔵野電気通信研究所横山雅明研究主任に感謝致します。

著者が東京工業大学在学中に御指導頂き，光応用技術研究に携るきっかけを与えて頂いた内藤正博士（元東京工業大学工学部教授），石神政司機械振興協会技術研究所技術主管（元東京工業大学工学部助手），東京工業大学工学部小林彬助教授に感謝致します。

(付録 1) コリメート系における光線の角度変換

A 1. 1 ねじれ光線を含めた光度分布近似式

図 A - 1 に、ファイバ端面上の Q 点から出射する光束を示す。角度 θ の光度を $p(|\theta|)$ とすると、角度が θ と $\theta + d\theta$ の間となる光線は、図の斜線の領域を通る。この領域の単位面積当りの通過光パワーが $p(|\theta|)$ に比例している。斜線部の面積は $|\theta| \cdot d\theta$ に比例するから、光度の角度依存性が子午光線とねじれ光線で変化しないと近似すれば、角度 $\theta \sim \theta + d\theta$ となる光束の総パワーは、 $|\theta| \cdot p(|\theta|) d\theta$ に比例する。

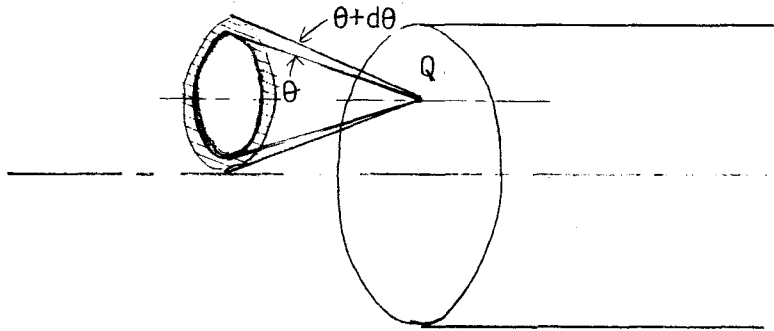


図 A - 1 ねじれ光線も含めた角度 $\theta \sim \theta + d\theta$ の光束

A 1. 2 光度分布の変換式の導出

コリメート系における光度の角度分布の変換が、子午光線に関する変換式でねじれ光線の場合も表わされると近似し、また近軸光線の近似をおくと、式 (3 - 1) から

$$|\theta_2| = \frac{d}{f^2} r_1 - |\theta_1| \quad (A - 1)$$

すなわち

$$\left. \begin{aligned} |\theta_2| &= \left| \frac{d}{f^2} r_1 - \theta_1 \right| \\ \text{または} \\ &= \left| \frac{d}{f^2} r_1 + \theta_1 \right| \end{aligned} \right\} (A - 2)$$

である。

入側ファイバの光軸から r_1 の点から角度 θ_1 で出射した光束を考えると

$$d \{ |\theta_2| p(|\theta_2|) \} \propto |\theta_1| p_1(|\theta_1|) r_1 dr_1 \quad (A - 3)$$

が成立する。ここに、式 (A-2) を代入すると

$$\begin{aligned}
 & d \{ |\theta_2| p(|\theta_2|) \} \\
 & \propto |\theta_2 + \frac{d}{f^2} r_1| p_1(|\theta_2 + \frac{d}{f^2} r_1|) r_1 dr_1 \\
 & + |\theta_2 - \frac{d}{f^2} r_1| p_1(|\theta_2 - \frac{d}{f^2} r_1|) r_1 dr_1
 \end{aligned} \tag{A-4}$$

入側ファイバ端面全体について積分すれば

$$\begin{aligned}
 |\theta_2| p(|\theta_2|) & \propto \int_0^1 \left[|\theta_2 + \frac{d}{f^2} r_1| p_1(|\theta_2 + \frac{d}{f^2} r_1|) \right. \\
 & \left. + |\theta_2 - \frac{d}{f^2} r_1| p_1(|\theta_2 - \frac{d}{f^2} r_1|) \right] r dr_1
 \end{aligned} \tag{A-5}$$

$d=0$ の時を考えて、比例定数を決めると

$$\begin{aligned}
 |\theta_2| \cdot p(|\theta_2|) & = \int_0^1 \left[|\theta_2 + \frac{d}{f^2} r_1| p_1(|\theta_2 + \frac{d}{f^2} r_1|) \right. \\
 & \left. + |\theta_2 - \frac{d}{f^2} r_1| p_1(|\theta_2 - \frac{d}{f^2} r_1|) \right] r_1 dr_1
 \end{aligned} \tag{A-6}$$

となる。ただし、 $|\theta_2| > \theta_c$ (θ_c : 開口数) では、ファイバ中を光が伝搬しないので、 $p_2(|\theta_2|) = 0$ とする。

以上から式 (3-2) が導かれる。

(付録2) コリメート光学系を用いた場合の損失推定

試作スイッチと同じ光路切替部を用いて10×10規模のスイッチをコリメート光学系で構成した場合の挿入損失を推定する。望遠光学系との比較は、レンズ系間距離を試作スイッチと等しくし、その時の光束径を望遠系のそれと等しく、または常に大となる時には光束径最小の条件で行う。

ファイバのコア半径 $a = 30 \mu\text{m}$ 、開口数 $\theta_c = 0.17$ のステップ形ファイバを用いるとすると、望遠光学系を用いた場合の最大光束径は式 (3-9)、(3-18) から 1.63 mm となる。一方、コリメート光学系の場合、 $d \geq 0$ では最大光束径 r_c は

$$r_c = a(l-f)/f + f\theta_c \tag{A-7}$$

となる。したがって、 r_c は

$$f = (la/\theta_c)^{\frac{1}{2}} \tag{A-8}$$

において最小値を取る。 $\ell = 260 \text{ mm}$ を代入すれば、 $f = 6.8 \text{ mm}$ において $r_c = 2.3 \text{ mm}$ が得られる。したがって

$$d = \ell - 2f \quad (\text{A} - 9)$$

を使って規格化焦点間距離

$$\delta = d \alpha_c / \theta_c f^2 \quad (\text{A} - 10)$$

を計算すれば、 $\delta = 0.95$ となる。したがって図 3-4 から、モード変換による損失 1~2 dB が発生する。

(付録 3) 五角プリズムの回転に伴う光線の平行移動量

図 A-2 において、プリズムの支持点を C_1 ，その 2 回反射による虚像を C_2 ， C_1 と C_2 の間の距離を d_1 ，入射面と出射面の虚像との距離を d_2 とする。入射光が入射面に垂直であったときの出射光に対して、それからプリズムが C_1 のまわりに φ_1 だけ回転したときの出射光の平行移動量を求める。図 A-2 では便宜的にプリズムを固定して入射光線を回転しているが本質は変わらない。

プリズムに垂直入射し C_1 を通る光線の虚像は C_2 を通り屈折を受けずに出射面から出てゆく。ここでプリズムが φ_1 だけ回転したときの出射光線の平行移動量を δ_1 とすると、幾何光学的な計算から

$$\delta_1 = d_2 \sin(\varphi_1 - \varphi_2) / \cos \varphi_2 \quad (\text{A} - 11)$$

が求まる。ただし、 φ_2 は入射角 φ_1 に対する屈折角で、プリズムの屈折率 n により

$$\sin \varphi_2 = \sin \varphi_1 / n \quad (\text{A} - 12)$$

で与えられる。

実際の出射光線の平行移動量 δ は、出射光線の虚像に垂直な方向の C_2 の移動量

$$\delta_2 = d_1 \sin \varphi_1 \quad (\text{A} - 13)$$

との差

$$\delta = \delta_1 - \delta_2 = \{ d_2 \sin(\varphi_2 - \varphi_1) / \cos \varphi_2 \} - d_1 \sin \varphi_1 \quad (\text{A} - 14)$$

で与えられる。

入射面の一辺の長さを p ，プリズムの直交する頂点から C_1 までの距離を h とすると、プリズムの形状から

$$d_1 = (2 + \sqrt{2}) p - \sqrt{2} h \quad (\text{A} - 15)$$

$$d_2 = (2 + \sqrt{2}) p \quad (\text{A} - 16)$$

となる。これを式 (A-14) に代入すれば

$$\delta / p = \sqrt{2} (h / p) \sin \varphi_1 - (2 + \sqrt{2}) \{ \sin \varphi_1 + \sin (\varphi_2 - \varphi_1) / \cos \varphi_2 \} \quad (\text{A-17})$$

が得られる。

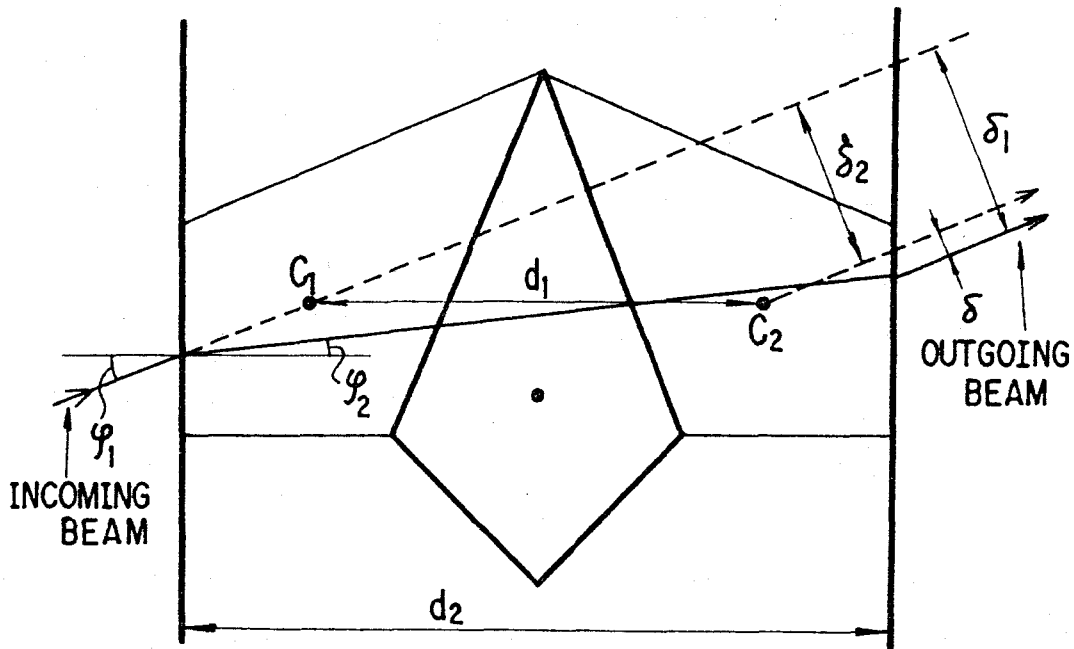


図 A-2 五角プリズムの回転による出射光の平行移動

(付録 4) バンバン制御による切替時間の制御電圧依存性

式 (5-5) ~ (5-13) においては、静止時の保持電圧の 2 倍の電圧を用いてバンバン制御を行う場合を解析した。本付録では、より一般化し、保持電圧の 2α 倍の電圧を用いてバンバン制御を行う場合の切替時間の理論式を導出する。

(a) $0 \leq t \leq t_1$ ($V = 2\alpha V_1$ 印加中)

$$\ddot{x} = -\omega^2 x + 2k\alpha V_1 \quad (\text{A-18})$$

$t=0$ で $x = -1, \dot{x} = 0$ の条件で解くと

$$x = -(1 + \alpha) \cos(\omega t) + \alpha \quad (\text{A-19})$$

となる。

(b) $t_1 \leq t \leq t_2$ ($V = -2\alpha V_1$ 印加中)

$$\ddot{x} = -\omega^2 x - 2k\alpha V_1 \quad (\text{A-20})$$

$t = t_2$ で $x = 1$, $\dot{x} = 0$ の条件で解くと

$$x = (1 + \alpha) \cos \{ \omega (t - t_2) \} - \alpha \quad (\text{A-21})$$

$t = t_1$ においては (a) による解と (b) による解が x および \dot{x} の連続性の条件のもとに接続される。この条件を用いると

$$t_2 = 2 t_1 \quad (\text{A-22})$$

$$\cos \omega t_1 = \frac{\alpha}{1 + \alpha} \quad (\text{A-23})$$

書きなおせば

$$t_2 = 2 t_1 = 2 \frac{1}{\omega} \cos^{-1} \frac{\alpha}{1 + \alpha} \quad (\text{A-24})$$

となる。

(付録5) 3×3形スイッチ制御条件の解析解

結合方程式は

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{bmatrix} = -j \begin{bmatrix} \beta_1 & k & 0 \\ k & \beta_2 & k \\ 0 & k & \beta_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A-25})$$

上式の右辺の正方行列の固有値を λ_i ($i=1, 2, 3$), 対応する固有ベクトルを \mathbf{v}_i とすると, 上式の解は次のように書ける。

$$\mathbf{A}(z) = \sum_{i=1}^3 a_i \mathbf{v}_i \exp(-j \lambda_i z) \quad (\text{A-26})$$

ただし, $\mathbf{A}(z) = [A_1(z), A_2(z), A_3(z)]^T$, a_i は3本の導波路の入力端における振幅分布で決まる定数である。式(A-26)は, ℓ 番の導波路の振幅が \mathbf{v}_i の第 ℓ 成分であり, その伝般定数が λ_i で表わされる3個の結合モードの合成により, 任意の導波路の任意の点における振幅が表わされることを示している。

固有方程式は

$$\begin{vmatrix} \beta_1 - \lambda & k & 0 \\ k & \beta_2 - \lambda & k \\ 0 & k & \beta_3 - \lambda \end{vmatrix} = 0 \quad (\text{A-27})$$

であるから, 展開して

$$(\beta_1 - \lambda)(\beta_2 - \lambda)(\beta_3 - \lambda) - k^2(\beta_1 + \beta_3 - 2\lambda) = 0 \quad (\text{A-28})$$

となる。これから, 固有値が閉じた形で求まるのは, $2\beta_1 = \beta_1 + \beta_3$, $2\beta_2 = \beta_1 + \beta_3$, または $2\beta_3 = \beta_1 + \beta_3$ のいずれかの場合, すなわち, $\beta_1 = \beta_3$ か $2\beta_2 = \beta_1 + \beta_3$ のいずれかの場合であることがわかる。

(1) $\beta_1 = \beta_3$ の場合

固有値は

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= \beta_1 \\ \lambda_2, \lambda_3 &= \frac{\beta_1 + \beta_2 \pm \sqrt{(\beta_1 - \beta_2)^2 + 8k^2}}{2} \end{aligned} \quad (\text{A-29})$$

固有ベクトルは

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_1 &= (1, 0, -1)^T \\ \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3 &= \left(k, \frac{-\beta_1 + \beta_2 \pm \sqrt{(\beta_1 - \beta_2)^2 + 8k^2}}{2}, k \right)^T \end{aligned} \quad (\text{A-30})$$

となる。

特別な場合として、 $\beta_1 = \beta_2$ として、 $\mathbf{A}(0) = (1, 0, 0)^T$

を考えると 式 (A-26) から

$$\begin{aligned} \mathbf{A}(z) &= \begin{pmatrix} \frac{1}{2} \\ 0 \\ -\frac{1}{2} \end{pmatrix} \exp(-j\beta_1 z) + \begin{pmatrix} \frac{1}{4} \\ \frac{\sqrt{2}}{4} \\ \frac{1}{4} \end{pmatrix} \exp\{-j(\beta_1 + \sqrt{2}k)z\} \\ &\quad + \begin{pmatrix} \frac{1}{4} \\ -\frac{\sqrt{2}}{4} \\ \frac{1}{4} \end{pmatrix} \exp\{-j(\beta_1 - \sqrt{2}k)z\} \end{aligned} \quad (\text{A-31})$$

となるから、 $z = \pi / \sqrt{2}k$ においては、結合モードの第1, 第2導波路の成分は互いに打ち消しあい、第3導波路の成分は、互いに加え合わされ、

$$\mathbf{A}(\pi / \sqrt{2}k) = (0, 0, -1)^T \exp(-j\beta_1 \pi / \sqrt{2}k) \quad (\text{A-32})$$

となり、第1導波路の光が $z = \pi / \sqrt{2}k$ では第3導波路に移ることがわかる。同様に $\mathbf{A}(0) = (0, 1, 0)^T$, $\mathbf{A}(0) = (0, 0, 1)^T$ を考えると、結局図6-3の(2)の接続状態が実現されていることがわかる。

一般に伝達行列 $\Phi(z)$ を使って

$$\mathbf{A}(z) = \Phi(z) \mathbf{A}(0) \quad (\text{A-33})$$

と表わすと、式 (A-26), (A-29), (A-30) から

$$\Phi(z) = \exp(-j\phi) \begin{bmatrix} \Phi_1 + \frac{1}{2} \exp(-j\phi) & \Phi_2 & \Phi_1 - \frac{1}{2} \exp(-j\phi) \\ \Phi_2 & 2\Phi_1^* & \Phi_2 \\ \Phi_1 - \frac{1}{2} \exp(-j\phi) & \Phi_2 & \Phi_1 + \frac{1}{2} \exp(-j\phi) \end{bmatrix} \quad (\text{A-34})$$

となる。ただし

$$\left. \begin{aligned} \Phi_1 &= \frac{1}{2} \cos(\alpha z) - j(\beta_1 - \beta_2) \sin^2(\alpha z) / 4\alpha \\ \Phi_2 &= jk \sin(\alpha z) / \alpha \\ \phi &= (\beta_1 + \beta_2) z / 2 \\ \varphi &= (\beta_1 - \beta_2) z / 2 \\ \alpha &= \sqrt{(\beta_1 - \beta_2)^2 + 8k^2} / 2 \end{aligned} \right\} \quad (\text{A-35})$$

である。

式(A-34)で対角要素の絶対値が1で他の要素の値が0になれば、第 ℓ 導波路に入った光は第 ℓ 導波路から出てゆくことになり、(1)の接続状態となる。条件を書くと

$$\left| \Phi_1 + \frac{1}{2} \exp(-j\phi) \right| = 2 \left| \Phi_1 \right| = 1 \quad (\text{A-36})$$

かつ

$$\Phi_1 - \frac{1}{2} \exp(-j\phi) = \Phi_2 = 0 \quad (\text{A-37})$$

となり、式(A-35)を代入して整理すると、

$$\cos(\alpha z) = \cos \varphi = \pm 1 \quad (\text{A-38})$$

となる。さらに計算すると

$$\beta_1 - \beta_2 = \frac{2\sqrt{2}n}{\sqrt{m^2 - n^2}} k \quad (\text{A-39})$$

$$z = \sqrt{2} \pi \sqrt{m^2 - n^2} / 2k \quad (\text{A-40})$$

が得られる。ただし m, n は $|m| > |n|$ で共に偶数か共に奇数の任意整数である。

また、式(A-34)の逆対角要素の絶対値が1で他の要素の値が0であれば、第1導波路の光と第3導波路の光が入れ替わり(2)の接続状態となる。条件式を書くと

$$\left| \Phi_1 - \frac{1}{2} \exp(-j\phi) \right| = 2 \left| \Phi_1 \right| = 1 \quad (\text{A-41})$$

かつ

$$\Phi_1 + \frac{1}{2} \exp(-j\phi) = \Phi_2 = 0 \quad (\text{A-42})$$

となり、式(A-35)を代入して整理すると

$$\cos(\alpha z) = -\cos \varphi = \pm 1 \quad (\text{A-43})$$

となる。さらに計算すると

$$\begin{cases} \beta_1 - \beta_2 = \frac{2\sqrt{2}n}{\sqrt{m^2 - n^2}} \\ z = \frac{\sqrt{2}}{2} \pi \sqrt{m^2 - n^2} \end{cases} \quad (\text{A-44})$$

が得られる。ただし、 m, n は $|m| > |n|$ であり、一方は偶数、他方は奇数である。

(2) $2\beta_2 = \beta_1 + \beta_3$ の場合

固有値は

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= \beta_2 \\ \lambda_2, \lambda_3 &= \beta_2 \pm \sqrt{(\beta_2 - \beta_1)^2 + 2k^2} \end{aligned} \quad (\text{A-45})$$

固有ベクトルは、

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_1 &= \left(1, \frac{\beta_2 - \beta_1}{k}, -1 \right)^T \\ \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3 &= \begin{pmatrix} \beta_1 - \beta_2 \pm \sqrt{(\beta_1 - \beta_2)^2 + 2k^2} \\ 2 \\ -\beta_1 + \beta_2 \pm \sqrt{(\beta_1 - \beta_2)^2 + 2k^2} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A-46})$$

となる。これを使うと

$$\Phi(z) = \exp(-j\beta_1 z) \begin{pmatrix} \varphi_1 & \varphi_2 & \varphi_3 \\ \varphi_2 & \varphi_4 & -\varphi_2^* \\ \varphi_3 & -\varphi_2^* & \varphi_1^* \end{pmatrix} \quad (\text{A-47})$$

ただし

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= [k_2 + (\varepsilon^2 - k^2) \cos(\varepsilon z) - j\varepsilon(\beta_1 - \beta_2) \sin(\varepsilon z)] \varepsilon^{-2} \\ \varphi_2 &= [(\beta_1 - \beta_2) - (\beta_1 - \beta_2) \cos(\varepsilon z) + j\varepsilon \sin(\varepsilon z)] \varepsilon^{-2} k \\ \varphi_3 &= [\cos(\varepsilon z) - 1] \varepsilon^{-2} k^2 \\ \varphi_4 &= [(\beta_1 - \beta_2)^2 + 2k^2 \cos(\varepsilon z)] \varepsilon^{-2} \\ \varepsilon &= [2k^2 + (\beta_1 - \beta_2)^2]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (\text{A-48})$$

である。

これから

$$\cos(\varepsilon z) = 1 \quad (\text{A-49})$$

すなわち

$$z = \frac{2m\pi}{\varepsilon} \quad (m: \text{任意の自然数}) \quad (\text{A-50})$$

のとき対角要素は1になり、他の要素は0にならから、図(1)の接続状態となる。また

$$\cos(\varepsilon z) = -1 \quad (\text{A-51})$$

かつ

$$\beta_1 = \beta_3 \quad (\text{A-52})$$

のとき、逆対角要素は-1になり、他の要素は0になるから(2)の接続状態となる。

以上をまとめると、

(1)の接続状態となるのは、

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta_1 = \beta_3 \\ \beta_1 - \beta_2 = \frac{2\sqrt{2}n}{\sqrt{m^2 - n^2}} k \\ z = \frac{\sqrt{2}}{2k} \pi \sqrt{m^2 - n^2} \end{array} \right. \quad (\text{A-53})$$

ただし、 m, n は $|m| > |n|$ で共に偶数か共に奇数

または、

$$\left\{ \begin{array}{l} 2\beta_2 = \beta_1 + \beta_3 \\ z = \frac{2m\pi}{\sqrt{2k^2 + (\beta_1 - \beta_2)^2}} \end{array} \right. \quad (\text{A-54})$$

ただし、 m は任意の自然数

のときである。

(2)の接続状態となるのは、

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta_1 = \beta_3 \\ \beta_1 - \beta_2 = \frac{2\sqrt{2}n}{\sqrt{m^2 - n^2}} k \\ z = \frac{\sqrt{2}}{2k} \pi \sqrt{m^2 - n^2} \end{array} \right. \quad (\text{A-55})$$

ただし、 m, n は $|m| > |n|$ で一方は偶数、他方は奇数

のときである。

同一の z に対して、伝搬定数を制御することにより、状態(1)と状態(2)を実現できる組合せは、

式 (A-54) と (A-55) による解の組である。式 (A-54) の組による解は、任意の z に対して存在するから、式 (A-55) で表わされる z に素子の結合域の長さを選べばよい。そのうち最小の z は

$$z = \pi / \sqrt{2} k \quad (\text{A-56})$$

であり、状態(1)を実現するには、

$$\beta_1 - \beta_2 = \beta_2 - \beta_3 = \pm k \sqrt{8m^2 - 2} \quad (\text{A-57})$$

とすればよい。ただし m は任意の自然数である。

また、状態(2)を実現するには、

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 \quad (\text{A-58})$$

とすればよい。

(付録 6) 3 × 3 形スイッチの諸定数推定法⁽³⁵⁾

A 6.1 前提条件

被推定量は、導波路間の結合係数、外部印加電圧を零にしたときの導波路間伝搬定数差、および伝搬定数差を所望の値に設定するために必要な外部印加電圧の値である。

それらの値を推定するに当って次の仮定が成立するものとして進める。

- (i) 3本の導波路に図 A-3 のように順に番号をふったとき、導波路 1 と導波路 2 の結合係数と導波路 2 と導波路 3 の結合係数は等しい。
- (ii) 導波路 1 と導波路 3 の結合係数は隣接する導波路間の結合係数に比べて十分小さく零とみなせる。
- (iii) 外部印加電圧による結合係数の変化は十分小さく零とみなせる。
- (iv) 各導波路の伝搬定数は外部印加電圧に対して線形に変化する。
- (v) その係数は導波路 1 と導波路 3 では同じ値を取る。

A 6.2 推定法

(1) 伝搬定数の偏差の推定

図 A-3 に推定のための電気系の結線を示す。導波路 1 上の電極と導波路 3 上の電極との間に電圧 V_1 が加えられ、それに並列に接続された抵抗の midpoint と導波路 2 上の電極の間に電圧 V_2 が加えられている。

中央の導波路 2 に光を入射し、出力端の光強度を観測するとその大きさは一般に導波路毎

に異なる。導波路1および導波路3の伝搬定数 β_1, β_3 が等しければ、任意の β_2 (導波路2の伝搬定数)の値に対しそれらの出力端における光強度は等しくなる。したがって、 V_1 を変化させて、導波路1と導波路3の出力が等しくなり、それが任意の V_2 に対して成立する点を探せば、そこで $\beta_1 = \beta_3$ となる。 V_1 の変化に対する β_1 と β_3 の変化は、仮定(V)により互い

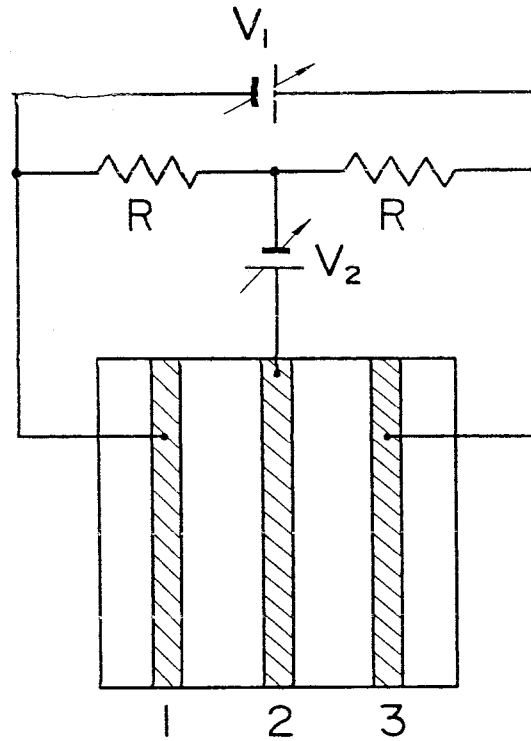


図 A - 3 伝搬定数偏差推定のための結線

いに逆符号となるので、必ず $\beta_1 = \beta_3$ とすることができる。その電圧を V_{10} とする。

結合方程式は

$$\frac{d}{dZ} \begin{bmatrix} A_1(Z) \\ A_2(Z) \\ A_3(Z) \end{bmatrix} = -j \begin{bmatrix} \beta_1 & k & 0 \\ k & \beta_2 & k \\ 0 & k & \beta_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1(Z) \\ A_2(Z) \\ A_3(Z) \end{bmatrix} \quad (\text{A} - 59)$$

ただし $A_i(Z)$ は入射端から距離 Z の点における導波路 i の光の複素振幅、 k は隣接する導波路間の結合係数である。 $\beta_1 = \beta_3$ の場合の解は次のようになる。

$$\begin{bmatrix} A_1(Z_0) \\ A_2(Z_0) \\ A_3(Z_0) \end{bmatrix} = e^{-j\phi} \begin{bmatrix} A + \frac{1}{2} e^{-j\phi} & B & A - \frac{1}{2} e^{-j\phi} \\ B & 2A^* & B \\ A - \frac{1}{2} e^{-j\phi} & B & A + \frac{1}{2} e^{-j\phi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1(0) \\ A_2(0) \\ A_3(0) \end{bmatrix} \quad (\text{A} - 60)$$

ただし

$$A = \frac{1}{2} \cos(\alpha Z_0) - j(\beta_1 - \beta_2) \sin(\alpha Z_0) / 4\alpha \quad (\text{A-61})$$

$$B = j k \sin(\alpha Z_0) / \alpha \quad (\text{A-62})$$

$$\phi = (\beta_1 + \beta_2) Z_0 / 2 \quad (\text{A-63})$$

$$\varphi = (\beta_1 - \beta_2) / 2 \quad (\text{A-64})$$

$$\alpha \equiv \sqrt{(\beta_1 - \beta_2)^2 + 8k^2} / 2 \quad (\text{A-65})$$

Z_0 は結合域の長さ

* は複素共役を示す。

導波路 2 を単位パワの光で励起したときの導波路 1 および導波路 3 の出力光強度は式 (A-60) から $|B|^2$ となる。 $(\beta_1 - \beta_2)$ と $|B|^2$ の関係は式 (A-62), (A-65) から $\beta_1 - \beta_2 = 0$ に関して対称になる。この関係の概略を図 A-4 に示す。(a) は

$$n\pi - \pi(1 + \delta_{n1}) / 2 < \sqrt{2} k Z_0 < n\pi \quad (\text{A-66})$$

の場合で, $\beta_1 - \beta_2 = 0$ で $|B|^2$ は極大値を取る。ただし n は自然数, δ_{n1} はクロネッカのデルタ。(b) は, $\sqrt{2} k Z_0 = n\pi$ の場合で, $\beta_1 - \beta_2 = 0$ で $|B|^2$ は零となる。(c) は

$$n\pi < \sqrt{2} k Z_0 < n\pi + \pi / 2 \quad (\text{A-67})$$

の場合で, $\beta_1 - \beta_2 = 0$ で $|B|^2$ が零でない極小値を取る。

仮定 (V) により, V_2 を変化させても $\beta_1 = \beta_3$ の条件はくずれない。また仮定 (IV) から $\beta_1 - \beta_2$ と V_2 は線形関係にある。したがって V_2 を変化させ $|B|^2$ の変化を測定すれば図 A-4 のどれかの形のグラフが得られるはずである。これは $\beta_1 - \beta_2 = 0$ に関し対称であるから, 対称の中心を与える電圧 V_{20} において $\beta_1 = \beta_2$ となる。

以上により, 伝搬定数偏差を補償する電圧の値が得られた。後に電圧の変化量と伝搬定数の変化量の比例定数が与えられるので, それを使えば伝搬定数偏差が計算できる。

(2) 結合係数の推定

図 A-4 のグラフにおいて, $\beta_1 - \beta_2 = 0$ のつぎに表われる極大点 ($\beta_1 - \beta_2 = 0$ を含まず) の光強度を b_1 , その次の極大点の光強度を b_2 とすると, 式 (A-62), (A-65) から

$$b_i = \alpha \frac{4k^2}{(\beta_1 - \beta_2)^2 + 8k^2} \sin^2 \left\{ \frac{\sqrt{(\beta_1 - \beta_2)^2 + 8k^2}}{2} Z_0 \right\} \quad (\text{A-68})$$

ただし

$i=1$ に対しては

$$\frac{\sqrt{(\beta_1 - \beta_2)^2 + 8k^2}}{2} Z_0 / 2 = (n+1/2)\pi \quad (\text{A-69})$$

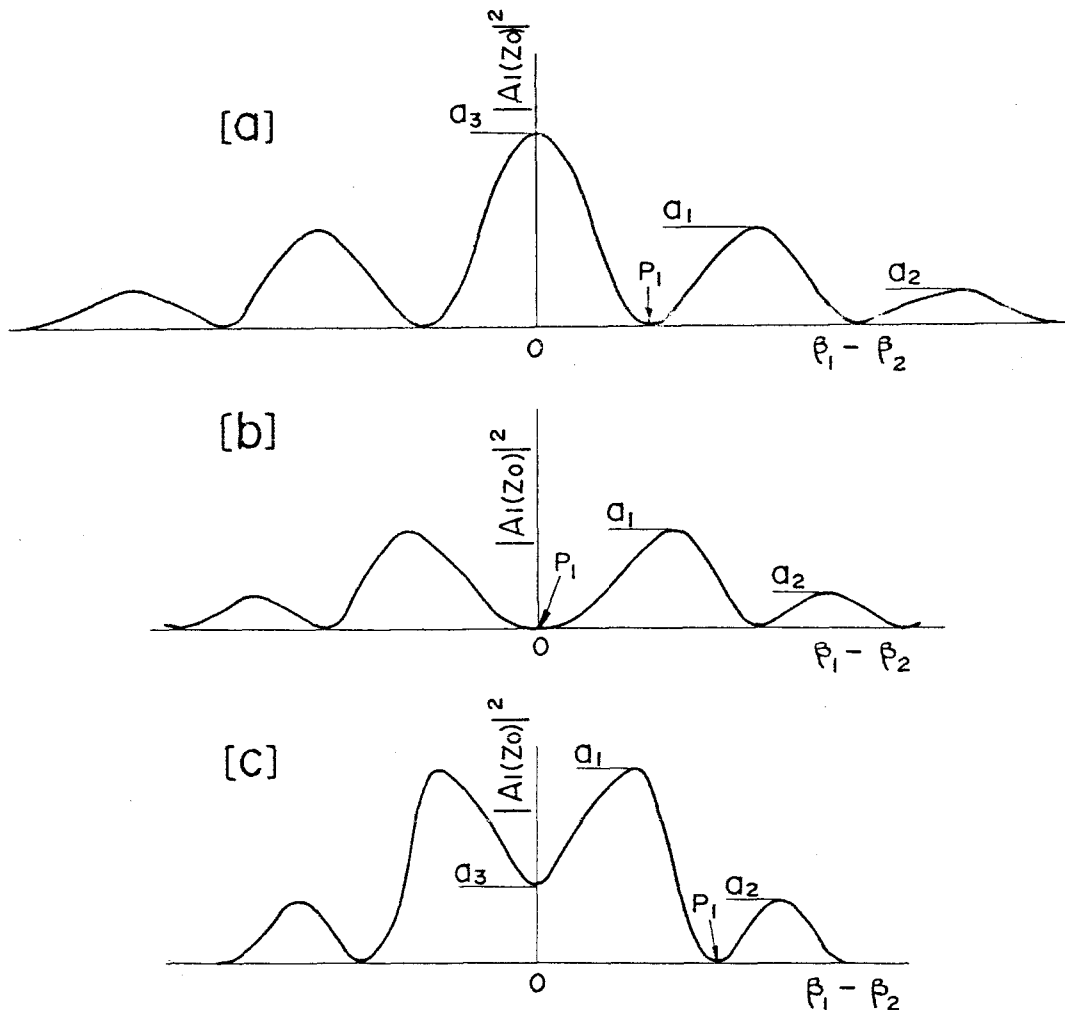


図 A - 4 $(\beta_1 - \beta_2)$ と導波路 2 → 導波路 1 の伝達率
 (a) $n\pi - \pi(1 + \delta_n)/2 < 2^{1/2} k Z_0 < n\pi$; (b) $2^{1/2} k Z_0 = n\pi$;
 (c) $n\pi < 2^{1/2} k Z_0 < n\pi + \pi/2$.

$i=2$ に対しては

$$\sqrt{(\beta_1 - \beta_2)^2 + 8k^2} Z_0 / 2 = (n + 1 + 1/2)\pi \quad (\text{A} - 70)$$

ここで、 n は非負の整数である。また、 α は導波路の損失を表わす定数である。式 (A-68) から

$$b_2 / b_1 = (n + 1/2)^2 / (n + 1 + 1/2)^2 \quad (\text{A} - 71)$$

である。 n が整数であることに注意して、測定値 b_1 , b_2 から n を決定できる。

また式 (A-69) から図 A-4 で $\beta_1 - \beta_2 = 0$ から最初の極大点までに零点がないとき (図 A-4(c) に対応) には、

$$(n + \frac{1}{2})\pi > \sqrt{2} k Z_0 > n\pi \quad (\text{A} - 72)$$

であり、最初の極大点までに零点が現われるとき（図 A-4(a)に対応）では

$$n\pi > \sqrt{2} k Z_0 > \left(n - \frac{1}{2}\right)\pi \quad (\text{A-73})$$

が成立している。これから k の値の範囲が決定される。次に詳しい値の推定法を述べる。図 A-4 に示すデータを得る実験における $\beta_1 - \beta_2 = 0$ での出力光強度を b_3 とすると、式 (A-62)、(A-65) から

$$b_3 = \alpha \cdot \frac{1}{2} \sin^2(\sqrt{2} k Z_0) \quad (\text{A-74})$$

となる。これと式 (A-68)、(A-69) から

$$\sqrt{2} k Z_0 / \left(n + \frac{1}{2}\right)\pi = \sqrt{b_1 / b_3} \sin(\sqrt{2} k Z_0) \quad (\text{A-75})$$

となる。これと式 (A-72) または式 (A-73) で表わされる k の範囲を連立させれば、 k の値を決定できる。

(3) 制御電圧変化と伝搬定数変化の比例定数

(1) で求めた伝搬定数偏差補償電圧 V_{10} 、 V_{20} によって与えられる電圧 $V_{10}/2 + V_{20}$ 、 $V_{10}/2 - V_{20}$ を図 A-5 のように制御電圧 v_{1c} 、 v_{2c} に直列挿入すれば、 $v_{1c} = v_{2c} = 0$ において $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 \equiv \beta_0$ になる。

各導波路の伝搬定数の β_0 からの変化 $\Delta\beta_i$ は制御電圧との比例定数 a_i を使って、仮定 (IV) および (V) により次のように書ける。

$$\begin{aligned} \Delta\beta_1 &= a_1 v_{1c} + a_2 v_{2c} \\ \Delta\beta_2 &= -a_3 v_{1c} + a_3 v_{2c} \\ \Delta\beta_3 &= -a_2 v_{1c} - a_1 v_{2c} \end{aligned} \quad (\text{A-76})$$

図 A-4 で、 $\beta_1 - \beta_2 = 0$ から出発して最初の零点（図 A-4(b)の $\beta_1 - \beta_2 = 0$ の点を含む）を与える V_2 を V_{21} とする。そのとき式 (A-62)、(A-65) から $\beta_1 - \beta_2 \equiv \delta_1$ は次式から決定される。その符号は電圧の符号から決まる。

$$\sqrt{\delta_1^2 + 8k^2} Z_0 / 2 = (n+1)\pi \quad (\text{A-77})$$

(図 A-4 (c))

$$\sqrt{\delta_1^2 + 8k^2} Z_0 / 2 = n\pi \quad (\text{A-78})$$

(図 A-4 (a)(b))

この状態は図 A-5 の結線では、

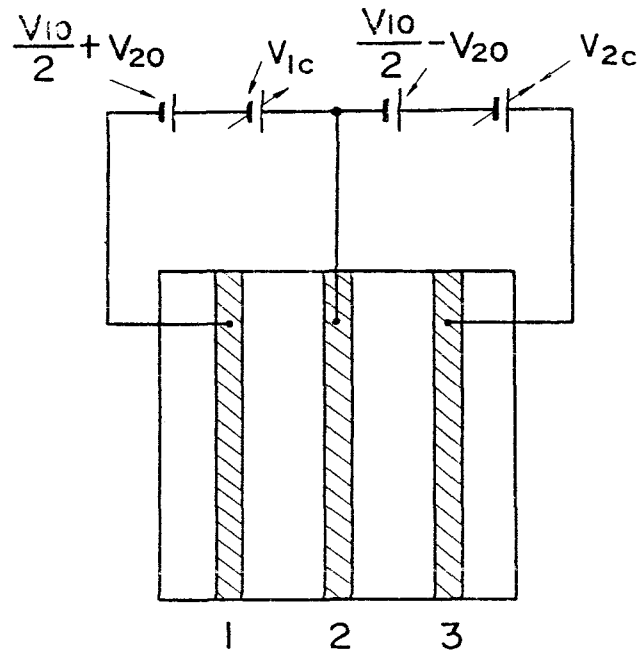


図 A - 5 伝搬定数差の補償電圧 V_{10} , V_{20} ,
制御電圧 v_{1c} , v_{2c} の結線

($v_{1c} = v_{2c} = 0$ で $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3$)

$$\left. \begin{aligned} v_{1c} &= V_{21} - V_{20} \\ v_{2c} &= V_{20} - V_{21} \end{aligned} \right\} \quad (\text{A} - 79)$$

とすることにより得られる。

式 (A-76) より

$$\delta_1 = (a_1 + a_3) v_{1c} + (a_2 - a_3) v_{2c} \quad (\text{A} - 80)$$

であるから、式 (A-79) を使えば次式が得られる。

$$a_1 - a_2 + 2a_3 = \frac{\delta_1}{V_{21} - V_{20}} \quad (\text{A} - 81)$$

式 (A-76) で $v_{1c} = v_{2c}$ とおくと、

$$\Delta\beta_1 - \Delta\beta_2 = \Delta\beta_2 - \Delta\beta_3 \quad (\text{A} - 82)$$

となる。この場合式 (A-59) の解は次のようになる。

$$\begin{bmatrix} A_1(Z_0) \\ A_2(Z_0) \\ A_3(Z_0) \end{bmatrix} = \exp(-j\beta_1 Z_0) \begin{bmatrix} \varphi_1 & \varphi_2 & \varphi_3 \\ \varphi_2 & \varphi_4 & \varphi_2^* \\ \varphi_3 & -\varphi_2 & \varphi_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1(0) \\ A_2(0) \\ A_3(0) \end{bmatrix} \quad (\text{A} - 83)$$

$$\left. \begin{aligned}
\text{ただし } \varphi_1 &= [k^2 + (\varepsilon^2 - k^2) \cos(\varepsilon Z_0) - j\varepsilon(\beta_1 - \beta_2) \sin(\varepsilon Z_0)] \varepsilon^{-2} \\
\varphi_2 &= [(\beta_1 - \beta_2) - (\beta_1 - \beta_2) \cos(\varepsilon Z_0) + j\varepsilon \sin(\varepsilon Z_0)] \varepsilon^{-2} k \\
\varphi_3 &= [\cos(\varepsilon Z_0) - 1] \varepsilon^{-2} k^2 \\
\varphi_4 &= [(\beta_1 - \beta_2)^2 + 2k^2 \cos(\varepsilon Z_0)] \varepsilon^{-2} \\
\varepsilon &= [2k^2 + (\beta_1 - \beta_2)^2]^{1/2}
\end{aligned} \right\} \quad (\text{A-84})$$

これから

$$\cos(\varepsilon Z_0) = 1 \quad (\text{A-85})$$

であれば、導波路 i から入った光は導波路 i からだけ出力されることがわかる。

図 A-3 の接続において、 $V_2 = V_{20}$ とすれば、 V_1 の任意の値に対し式 (A-82) が成立しているから、この状態で V_1 を可変にして式 (A-85) を満たすことができる。 V_1 を V_{10} から可変にして最初に式 (A-85) を満たす電圧を V_{11} とすると、 $\beta_1 - \beta_2 \equiv \delta_2$ は次式により求められる。その符号は電圧符号より決まる。

$$\sqrt{2k^2 + \delta_2^2} Z_0 = m\pi \quad (\text{A-86})$$

ただし、先の実験が図 A-4(c) に対応するときには m は $n+1$ 以上の最小偶数、(a)(b) に対応するときには、 n 以上の最少偶数である。

このような電圧は、図 A-5 の結線では

$$v_{1c} = v_{2c} = -\frac{V_{10}}{2} + \frac{V_{11}}{2} \quad (\text{A-87})$$

とすることにより実現される。したがって式 (A-76) から

$$\delta_2 = \beta_1 - \beta_2 = (a_1 + a_2) \left(-\frac{V_{10}}{2} + \frac{V_{11}}{2} \right) \quad (\text{A-88})$$

だから次式が得られる。

$$a_1 + a_2 = \frac{2\delta_2}{V_{11} - V_{10}} \quad (\text{A-89})$$

ところで、スイッチの状態を制御するには、伝搬定数差を制御すればよい。したがって伝搬定数差と制御電圧の関係が得られれば十分である。その関係は、式 (A-76) から

$$\begin{pmatrix} \beta_1 - \beta_2 \\ \beta_2 - \beta_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 + a_3 & a_2 - a_3 \\ a_2 - a_3 & a_1 + a_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{1c} \\ v_{2c} \end{pmatrix} \quad (\text{A-90})$$

式 (A-88), (A-89) から

$$a_1 + a_3 = \frac{\delta_1}{2(V_{21} - V_{20})} + \frac{\delta_2}{V_{11} - V_{10}} \quad (\text{A-91})$$

$$a_2 - a_3 = \frac{\delta_{21}}{V_{11} - V_{10}} - \frac{\delta_1}{2(V_{21} - V_{20})} \quad (\text{A-92})$$

となり，所望のスイッチ状態を得るための制御電圧を決定できる。

また，

$$v_{1c} = -\left(\frac{V_{10}}{2} + V_{20}\right) \quad (\text{A-93})$$

$$v_{2c} = -\left(\frac{V_{10}}{2} - V_{20}\right) \quad (\text{A-94})$$

とすれば，外部印加電圧は零になる。そのときの伝搬定数偏差は式 (A-90) から

$$\begin{aligned} \beta_1 - \beta_2 &= -(a_1 + a_3) \left(\frac{V_{10}}{2} + V_{20}\right) - (a_2 - a_3) \left(\frac{V_{10}}{2} - V_{20}\right) \\ &= (a_1 + a_2) \frac{V_{10}}{2} - (a_1 - a_2 + 2a_3) V_{20} \\ &= \frac{V_{10}}{V_{10} - V_{11}} \delta_2 - \frac{V_{20}}{V_{21} - V_{20}} \delta_1 \end{aligned} \quad (\text{A-95})$$

$$\begin{aligned} \beta_2 - \beta_3 &= -(a_2 - a_3) \left(\frac{V_{21}}{2} + V_{20}\right) - (a_1 + a_3) \left(\frac{V_{10}}{2} - V_{20}\right) \\ &= -(a_1 + a_2) \frac{V_{10}}{2} + (a_1 - a_2 + 2a_3) V_{20} \\ &= \frac{V_{10}}{V_{10} - V_{11}} \delta_2 + \frac{V_{20}}{V_{21} - V_{20}} \delta_1 \end{aligned} \quad (\text{A-96})$$

となる。

A 6.3 ま と め

以上の結果をまとめると次のようになる。

(1) 伝搬定数偏差補償電圧の推定

図A-3の実験系について，導波路2へ光を入射したとき，任意の V_2 の値に対し導波路1と導波路3の出力強度を等しくする V_1 を捜しそれを V_{10} とする。 $V_1 = V_{10}$ において V_2 に対する導波

路 1 の出力グラフの対称の中心点を見つけそれを V_{20} とする (図 A-4)。

$V_1 = V_{10}$, $V_2 = V_{20}$ において $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 \equiv \beta_0$ である。

(2) 結合係数の推定

$V_1 = V_{10}$ において, V_2 を V_{20} から変化させたときの導波路 2 から入射して導波路 1 から出力する光の強度の最初の極大値と次の極大値の比から, 結合係数 k の範囲がきまる。また最初の極大値と $V_2 = V_{20}$ における導波路 1 の出力の比から得られる式 (A-75) と上で求めた k の範囲を連立させる値として結合係数が推定される。

(3) 制御電圧と伝搬定数差の比例定数の推定

図 A-5 の結線において, 伝搬定数差 $\beta_1 - \beta_2$, $\beta_2 - \beta_3$ と制御電圧の関係は次のようになる。

$$\begin{pmatrix} \beta_1 - \beta_2 \\ \beta_2 - \beta_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p & q \\ q & p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{1c} \\ v_{2c} \end{pmatrix} \quad (\text{A-97})$$

ただし

$$p = \frac{\delta_1}{2(V_{21} - V_{20})} + \frac{\delta_2}{V_{11} - V_{10}} \quad (\text{A-98})$$

$$q = \frac{\delta_2}{V_{11} - V_{10}} - \frac{\delta_1}{2(V_{21} - V_{20})} \quad (\text{A-99})$$

外部印加電圧をすべて零としたときの伝搬定数差は

$$\beta_1 - \beta_2 = \frac{V_{10}}{V_{10} - V_{11}} \delta_{21} - \frac{V_{20}}{V_{21} - V_{20}} \delta_1 \quad (\text{A-100})$$

$$\beta_2 - \beta_3 = \frac{V_{10}}{V_{10} - V_{11}} \delta_2 + \frac{V_{20}}{V_{21} - V_{20}} \delta_1 \quad (\text{A-101})$$

ただし, δ_1 , δ_2 は式 (A-77), (A-78), (A-86) より決まる定数である。

参 考 文 献

- (1) 宮永, 松本 “光加入者系障害切分け試験用48チャンネルスイッチ” 昭和58年度信学総全 2273 (1983).
- (2) S. Aoki, T.P. Tanaka, M. Maeda and H. Takashima “Paired optical-fiber switch for optical data-bus system” Optics Letters, Vol. 4, No 11, p.346 (1979).
- (3) N. Shimasaki, A. Okada and T. Yamaguchi “Group transit switching - a new operational approach applicable to switched communication network” Trans. IECCE J., Vol. E59, No 3, p.9 (1976).
- (4) 清水, 鈴木 “通信ネットワーク概論” p.215, オーム社 (1974).
- (5) 八木, 坂本 “デジタル加入系の構成” 信学技報, CS-82-50 (1982).
- (6) 島田 “光伝送方式の構成” 信学誌, Vol. 63, No 11, p.1107 (1980)
- (7) 永田, 大西, 立川, 土谷 “局内光伝送方式の設計と特性” 通研実報, Vol. 30, No 9, p.2287 (1981).
- (8) 池野 “交換回路網における接続点数” 信学誌, Vol. 42, No 4, p.432 (1969).
- (9) C.Y. Lee “Analysis of Switching Network” Bell Syst. Tech. J., Vol. 34, No 6, p.1287 (1955).
- (10) C. Clos “A Study of non-blocking switching networks” Bell Syst. Tech. J., Vol. 32, No 2, p.406 (1953).
- (11) V.E. Benes “On Rearrangeable Three-stage connecting networks” Bell Syst. Tech. J., Vol. 41, No 4, p.1619 (1964).
- (12) H. Yamamoto, H. Yokoyama, H. Ogiwara and M. Yoshida “Large-scale and low-loss optical switch matrix for optical switching system” Journal of optical communication, Vol. 1, No 2, p.74 (1980).
- (13) 山本, 荻原, 横山 “10×10マトリックス光スイッチ” 信学論C, Vol. J64-C, No 12, p.819 (1981).
- (14) 山本, 横山, 荻原 “モード変換を考慮した大規模マトリックス光スイッチの提案” 信学技報, OQE-79-98 (1979).
- (15) 藤井, 永田, 箕輪, 青山, 土肥 “光伝送用マトリックススイッチ” 信学技報, CS-79-9 (1979).

- (16) J. Minowa, Y. Fujii, Y. Nagata, T. Aoyama and K. Doi " Nonblocking 8×8 optical matrix switch for fiber-optic communications " *Electron. Lett.*, Vol. 16, No 11, p.422 (1980).
- (17) 久保田 " 光学 " 岩波書店, p.24(1964) .
- (18) D. Gloge " Offset and tilt loss in optical fiber splices " *Bell Syst. Tech. J.*, Vol. 55, No 7, p.905 (1976).
- (19) 久保田 " 光学 " 岩波書店, p. 9(1964)
- (20) H. Yamamoto and H. Ogiwara " Moving optical-fiber switch experiment " *Applied Optics*, Vo. 17, No 22, p.3675 (1978).
- (21) H. Ogiwara, M. Yokoyama and Y. Ohmori " Optical fiber switch of 1×93 :an experimental trial " *Optical and Quantum Electronics*, Vo.12, No 1, p.87 (1980).
- (22) 山本, 荻原, 鈴木 " 光ファイバスイッチの一検討 " 昭53信学全, 8-193(1978) .
- (23) 山本, 荻原 " 1×9 可動光ファイバスイッチ " 信学技報 OQE-78-78 (1978).
- (24) 横山, 大森, 荻原 " 1×93 光ファイバスイッチ " 信学技報 OQE-79-97 (1979).
- (25) P. G. Hale and R. Kompfner " Mechanical optical-fiber switch " *Electron. Lett.*, Vol.12, No 15, p.388 (1976).
- (26) 森, 清水, 梶谷, 大友 " 光ファイバスイッチの試作 " 信学技報, OQE-77-63 (1977).
- (27) 楓, 水戸, 石川, 松下 " 低損失マイクロオプティック光スイッチ " 信学技報, MW-77-115 (1977).
- (28) 大洞, 岩間, 宮内 " グレーデッドインデックスファイバの接続特性 " 信学技報, CS-77-149 (1977).
- (29) D. Gloge, P. W. Smith, D. L. Bisbee and E. L. Chinnock " Optical fiber end preparation for low-loss splices " *Bell Syst. Tech. J.*, Vol. 52, No 9, p.1579 (1973).
- (30) Y. Ohmori and H. Ogiwara " Optical fiber switch driven by PZT bimorph " *Applied Optics*, Vol. 17, No 22, p.3531 (1978).
- (31) 大森, 荻原 " 圧電バイモルフ駆動光ファイバスイッチ " 昭53 信学光・電波部門全, p.293 (1978).
- (32) 染井謙一 " 圧電セラミックスとその応用 " 電波出版社, p.178 (1974).
- (33) 例えば, 市川邦彦 " システム理論と最適制御 " 朝倉書店, p.168(1970).

- (34) H.Ogiwara and H. Yamamoto " Optical waveguide switch (3x3) for an optical switching system " Applied Optics, Vol.17, No 8, p.1182 (1978).
- (35) H.Ogiwara " Optical waveguide 3x3 switch : theory of tuning and control " Applied Optics, Vol.18, No 10, p.510 (1979).
- (36) 荻原, 山本 " 3 × 3 光導波路スイッチの理論 " 第24回応物連合大会予稿, p.388 (1976).
- (37) H. F. Taylor " Optical-wave guide connecting networks " Electron. Lett., Vol.10, No 4, p. 41 (1974).
- (38) R.V.Schmidt and H.Kogelnik " Electro-optically switched coupler with stepped $\Delta\beta$ reversal using Ti-diffused LiNbO₃ Waveguides " Appl. Phys. Lett., Vol. 28, No 9, p.503 (1976).
- (39) H.Kogelnik and R.V. Schmidt " Switched directional couplers with alternating $\Delta\beta$ " IEEE J. Quant. Electron, Vol. QE-12, No 7, p.396 (1976).
- (40) H.Ogiwara and K. Suzuki " Optical switching system experiment " IEEE Trans. Com., Vol. COM-27, No 2, p.517 (1979).
- (41) 荻原, 鈴木 " 光交換機構成上の問題の一検討 " 昭53 信学全, 8-197 (1978).
- (42) 荻原, 鈴木 " 空間分割光交換機の動作実験 " 昭53 信学通信部門全, p.446 (1978).
- (43) 荻原, 鈴木 " 空間分割光交換機の一試み " 信学技報, SE-78-42 (1978).
- (44) 荻原 " 時分割光通話路スイッチにおける時間スイッチの一構成法 " 昭54 信学総全, 4-218 (1979).

本研究に関する発表論文

- (1) H.Ogiwara and H.Yamamoto "Optical waveguide switch (3x3) for an optical switching system" Applied Optics, 17, pp 1182-1186 (1978).
- (2) H.Ogiwara "Optical waveguide 3x3 switch: theory of tuning and control" Applied Optics, 18, pp 510-515 (1979).
- (3) H.Yamamoto and H.Ogiwara "Moving optical-fiber switch experiment" Applied Optics, 17, pp 3675-3678 (1978).
- (4) Y.Ohmori and H.Ogiwara "Optical fiber switch driven by PZT bimorph" Applied Optics, 17, pp 3531-3532 (1978).
- (5) H.Ogiwara and K.Suzuki "Optical switching system experiment" IEEE Trans. Com., COM-27, pp 517-521(1979).
- (6) H.Ogiwara, M.Yokoyama and Y.Ohmori "Optical fiber switch of 1x93: an experimental trial" Optical and Quantum Electronics, 12, pp87-89(1980)
- (7) H.Yamamoto, H.Yokoyama, H.Ogiwara and M.Yoshida "Large-scale and low-loss optical switch matrix for optical switching system" Journal of optical communication, 1, pp74-78 (1980).
- (8) 山本, 荻原, 横山 "10×10マトリックス光スイッチ" 信学論C, J 64-C, pp819-826 (1981).
- (9) 横山, 山本, 荻原, 大森, 鈴木 "光スイッチ構成法" 通研実報, 30, pp2779-2792 (1981).

本研究に関する学会・講演会発表

- (1) 荻原, 山本 “ 3×3 光導波路スイッチの理論” 第24回応物連合大会予稿 p 388 (1976).
- (2) 荻原, 鈴木 “光交換機構成上の問題の一検討” 昭53 信学全 8-197 (1978).
- (3) 山本, 荻原, 鈴木 “光ファイバスイッチの一検討” 昭53 信学全 8-193 (1978).
- (4) 荻原, 鈴木 “空間分割光交換機の動作実験” 昭53 信学通信部門全 p. 446 (1978).
- (5) 大森, 荻原 “圧電バイモルフ駆動光ファイバスイッチ” 昭 53 信学光・電波部門全 p.293 (1978).
- (6) 荻原, 鈴木 “空間分割光交換機の一試み” 信学技報 SE 78-42 (1978).
- (7) 荻原 “時分割光通話路スイッチにおける時間スイッチの一構成法” 昭 54 信学総全 4-218 (1979).
- (8) 山本, 荻原 “光通話路スイッチ網における漏話累積特性の一考察” 昭54 信学総全 4-219 (1979).
- (9) 山本, 荻原 “ 1×9 可動光ファイバスイッチ” 信学技報 OQE 78-78 (1979).
- (10) 横山, 大森, 荻原 “ 1×93 光ファイバスイッチ” 信学技報 OQE 79-97 (1979).
- (11) 山本, 横山, 荻原 “モード変換を考慮した大規模マトリックス光スイッチの提案” 信学技報 OQE 79-98 (1979).
- (12) 山本, 横山, 荻原, 吉田, 山本, 梶原 “大規模マトリックス光スイッチを用いた光交換方式の一検討” 昭 58 信学通信部門全 1-153 (1980).