The University of Osaka
Institutional Knowledge Archive

| | |
|---|---|
| Title | 多モード光ファイバによるディジタル中継伝送方式に関する研究 |
| Author(s) | 中川, 清司 |
| Citation | 大阪大学, 1980, 博士論文 |
| Version Type | VoR |
| URL | https://hdl.handle.net/11094/894 |
| rights | |
| Note | |

*The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA*

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

The University of Osaka

# 多モード光ファイバによるディジタル中継伝送方式に関する研究

中川清司

# 多モード光ファイバによるディジタル中継伝送方式に関する研究

１９８０年２月

中　川　清　司

# 多モード光ファイバによるディジタル中継伝送方式に関する研究

本論文は多モード光ファイバによるディジタル中継伝送方式に関する研究結果をとりまとめたものである。

まず光ファイバ中継系における符号誤り率特性の解析について述べ，各種劣化要因と符号誤り率特性の関係を明らかにした。次に光中継器ＡＧＣ系の特性解析を行い，中継器の設計法を示した。更にステップ形光ファイバとグレーデッド形光ファイバをとり上げ，中継伝送系を構成し，その特性を明らかにした。また多モード光ファイバ伝送系における多値伝送方式について検討し，変調形式としてパルス幅変調を行うことにより，良好な変調特性およびパルス伝送特性が得られることを示した。

本研究により，光ファイバ・ディジタル中継伝送方式の実現性が明らかになり，伝送方式設計の基礎が確立できた。

# 目　　次

第１章　緒　　論 …… 1

第２章　光ファイバ中継系における符号誤り率特性の解析 …… 6

2.1　まえがき …… 6

2.2　伝送系の構成 …… 7

2.3　光ファイバ伝送系の信号対雑音比 …… 14

2.4　各種劣化要因の符号誤り率特性に及ぼす影響 …… 29

2.4.1　送信系の劣化 …… 29

2.4.2　受信系の劣化 …… 32

2.4.3　半導体レーザのモード分配雑音 …… 38

2.5　むすび …… 43

第３章　光中継器ＡＧＣ系の特性解析 …… 44

3.1　まえがき …… 44

3.2　ＡＧＣ回路の基本構成 …… 44

3.3　ＡＧＣ回路のダイナミックレンジ …… 49

3.4　各種ＡＧＣ回路の比較 …… 54

3.5　むすび …… 57

第４章　ステップ形光ファイバ中継伝送系の特性 …… 59

4.1　まえがき …… 59

4.2　中継伝送系の設計 …… 59

4.2.1　中継伝送系の設計条件 …… 59

4.2.2　光ファイバに対する規格値 …… 63

4.2.3　中継装置劣化配分 …… 65

4.3　３２Mb／s光中継装置の設計と特性 …… 67

4.3.1　中継装置の構成 …… 67

4.3.2　光送信回路 …… 71
4.3.3　受光回路 …… 75
4.3.4　波形等化回路 …… 77
4.3.5　ＡＧＣ回路 …… 84
4.3.6　タイミング回路 …… 85
4.4　総合特性 …… 88
4.4.1　符号誤り率特性 …… 88
4.4.2　多中継特性 …… 94
4.5　むすび …… 97

第５章　グレーデッド形光ファイバ中継伝送系の特性 …… 99
5.1　まえがき …… 99
5.2　光ファイバ損失・帯域の波長特性 …… 99
5.3　中継間隔の設計 …… 107
5.4　短波長帯における中継伝送系の特性 …… 110
5.4.1　４００Mb／s 中継装置の設計と特性 …… 110
5.4.2　伝送実験結果 …… 116
5.5　長波長帯における中継伝送系の特性 …… 118
5.5.1　光送信器 …… 118
5.5.2　光受信器 …… 123
5.5.3　伝送実験結果 …… 123
5.6　むすび …… 128

第６章　パルス幅変調による光ファイバ多値伝送系の特性 …… 129
6.1　まえがき …… 129
6.2　多値伝送系の信号対雑音比 …… 130
6.2.1　多値伝送系の信号対雑音比 …… 130
6.2.2　多値伝送系の中継間隔 …… 134
6.3　半導体レーザの多値変調特性 …… 137
6.4　波形等化特性 …… 141

6.5　符号誤り率特性 …… 145
6.6　むすび …… 151

第7章　結　　論 …… 152

謝　　辞 …… 154

参考文献 …… 155

# 第1章　緒　　論

社会活動が高度化，複雑化するとともに，多種多量の情報を経済的に，かつ能率良く伝送する伝送方式の開発は重要な課題である。本研究は光ファイバという全く新しい媒体を用いる伝送方式に対し，ディジタル再生中継技術の確立，ならびに再生中継伝送特性の解明と設計法を確立しようとするものである。

光ファイバ伝送方式は，光ファイバの低損失，広帯域な特性とともに，無漏話，無誘導，細心，軽量という特長を有しているので，近距離，長距離，加入者，海底，架間伝送など公衆通信用伝送方式として大きな魅力がある。また，公衆通信以外にも，上述の特長を利用して，ＣＡＴＶ等の地域画像情報システム，電力・鉄道事業における監視・制御信号伝送，構内・船舶・航空機内データリンク等広範囲な分野に応用の可能性がある。

光ファイバ伝送方式を実現させるためには多くの技術を開発し確立する必要がある。すなわち光ファイバ伝送方式の基本技術は

(イ)　光ファイバ・光ケーブルの技術

(ロ)　光源・受光素子の技術

(ハ)　光中継器の技術

(ニ)　以上を総合した伝送方式設計の技術

である。本論文が対象としている分野は主に(ハ)と(ニ)の技術に関するものである。とくに(ニ)の技術は(イ)，(ロ)，(ハ)の技術が密接に関連するので総合的な立場から研究する必要がある。

すなわち本論文の主要点は

(i)　光中継器の符号誤り率特性の解明

(ii)　ディジタル光中継器設計技術の確立

(iii)　ディジタル中継伝送系の特性解明

(iv)　光ファイバ伝送に適した伝送符号の検討

である。

光伝送方式に関する研究は，当初大気中を伝搬させる空間伝搬方式[1]やレンズ，鏡等で長い筒の中を通すビームガイド方式[2]が検討されてきたが，両者とも伝送路の信頼性，安定性が欠けているため，現在では光ガラスファイバを伝送路に使用する方式が主流となっている。

この光ガラスファイバが光伝送路として一躍注目されるようになったのは，１９７０年，コ

ーニング社のKapron 等によって伝送路の伝搬損失が20dB／km の光ファイバ[3]が発表されたことに端を発している。時を同じくして林等によりGaAℓAs 半導体レーザの室温連続発振に成功した報告がなされた。[4] この2つの技術的成功以来急速に光伝送の研究が進歩してきた。

図1.1は光ファイバの低損失化の経過を示す。光ファイバの損失要因となっていた不純物イ

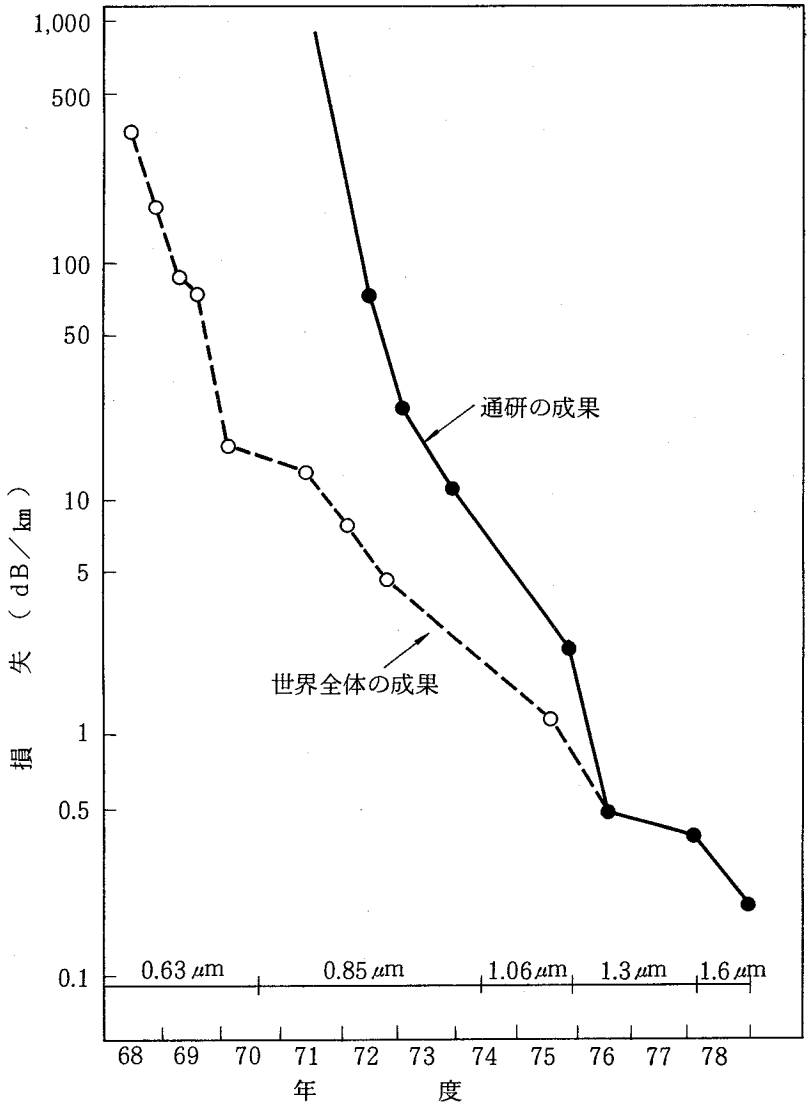



図1.1　光ファイバ低損失化の歩み

オンの除去と，OH基の混入を極力抑えることにより，1978年には理論限界に近い0.2dB／km の極低損失光ファイバが実現した。[5] 図1.2は光ファイバの波長－損失特性を示す。低損失波長域は1.0～1.7μm の間にあるが，この事実は1976年[6]頃に実証されたばかりであ

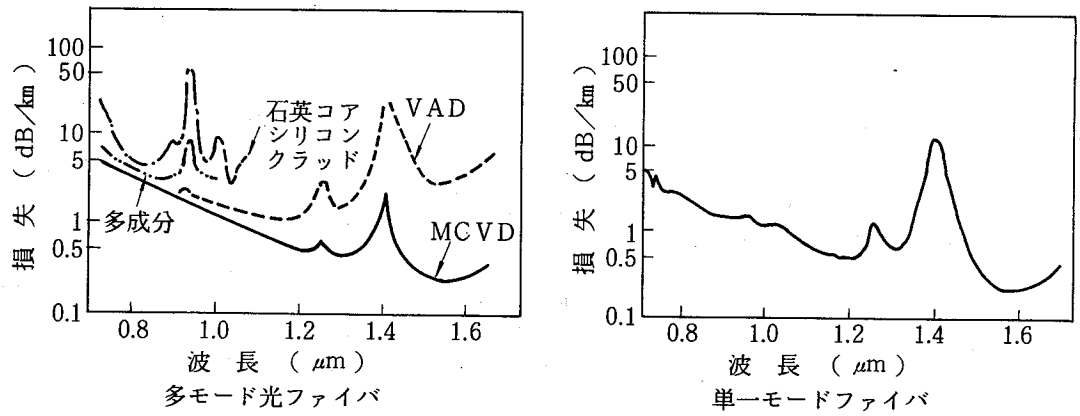



図1.2　各種光ファイバの損失特性

り，それまでは波長0.85μm帯および1.05μm帯において低損失性が実現されていた。したがって，光伝送方式の開発もそれらの波長帯，なかでも半導体光源の存在する0.85μm帯の研究が中心であった。

表1.1に半導体光源および受光素子の現状を示す。光伝送用素子に関する研究は，波長1.3μm帯に重点が移りつつある。

ところで光ファイバは伝搬モード数から多モード光ファイバと単一モード光ファイバに分けられる。多モード光ファイバは，コアの屈折率差が一様なステップ形光ファイバと，伝搬モード間の速度差をなくすように光が通る部分の屈折率分布を2乗分布にしたグレーデッド形（集束形）光ファイバとがある。ここで各光ファイバのベースバンド帯域を比較すると，単一のモードだけを伝搬させる単一モード光ファイバが最も広い。従って将来単一モード光ファイバが大容量光伝送に主に使われることになると予想される。しかしながら，単一モード光ファイバは，コア径が多モード光ファイバの場合の数分の1以下であり，スプライシング，コネクタ，半導体レーザと光ファイバの結合等に高精度なものが要求されよう。多モード光ファイバは単一モード光ファイバにおけるこのような短所は少ないので，安定な伝送系が構成できれば，広範な通信の分野に適用可能となろう。[7][8][9]

本論文の目的は，多モード光ファイバを用いたディジタル伝送方式において，基本的な技術を正確に把握，評価し，技術的可能性を示すと同時に，多モード光ファイバを用いた光伝送方式の技術的限界を明確にすることである。なお本論文で確立された技術は単一モード光ファイバ伝送方式の基本技術としても位置づけられるものである。

表1.1　発光素子・受光素子の開発状況

| 素子 | | 波長 | 組成 | 特長 | | 研究機関 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 発光素子 | LD | 0.8～0.9 μm | GaAℓAs 又は GaAs | ファイバ入射パワー ＋2mW<br>遮断周波数 ～1GHz<br>波長半値幅 1～2nm<br>短波長帯に比べて長波長帯の温度特性は悪い | プレーナ・ストライプ型 | 市販 |
| | | | | | モード制御あり | TJS（三菱），SWAN（通研） CSP（日立），BH（日立），PCW（日電），SML（富士通），V-Groove LD（テレフンケン）他 |
| | | 1.2～1.3 μm | InGaAsP | | モード制御なし（プレーナストライプ型） | 通研，KDD，東工大，三菱，日電，ベル研，MIT，Laser Lab，RCA，STL，テレフンケン |
| | | | | | モード制御あり | BH（日立），通研，東工大，富士通 |
| | | 1.5～1.6 μm | InGaAsP | | （室温連続発振） | 通研，KDD，（ベル研），東工大 |
| | LED | 0.8～0.9 μm | GaAℓAs | ファイバ入射パワー ～300μW<br>遮断周波数 ～100MHz<br>波長半値幅〔 40nm（短波長）<br>100nm（長波長） | | 市販 |
| | | 1.2～1.3 μm | InGaAsP | | | 通研，富士通，日電，ベル研，Laser Lab，Varian，RCA，Plessey |
| | | 1.55 μm | InGaAsP | | | 通研 |
| 受光素子 | APD | 0.8～0.9 μm | Si | 効率 50～85%<br>過剰雑音指数 x<br>遮断波長 ～1GHz<br>暗電流 $I_d$ | x＝0.3～0.4<br>$I_d$≃0.1nA | 市販 |
| | | 1.0～1.55 μm | Ge | | x＝0.8～1.0<br>$I_d$≃1μA | 通研，富士通 |
| | | 1.0～1.7 μm | InGaAsP 又は InGaAs | | x＝ ?<br>$I_d$＝1nA | 通研，富士通，KDD，日電，Rockwell，MIT，Varian，ベル研，RCA Thomson-CSF，Stuttgart |
| | PIN | 0.8～0.9 μm | Si | 50～90%の効率 | ～300MHz | 市販 |
| | | 1.2～1.65 μm | InGaAs 又は InGaAsP | 35～90%の効率 | | 通研，富士通，日電，三菱，ベル研 Varian，Plessey Thomson-CSF |

これまでの，この方面に関する内外の研究状況についてみると，イギリスの郵電省（BPO）は，１９７６年にマートルシャム研究所と１２km離れたイプスウィッチを結ぶ８Mb／s及び１４０Mb／s の光ファイバ伝送実験を行った。[10] アメリカのベル研究所は，１９７６年にアトランタ研究所構内で１４４心のリボン積層形光ファイバケーブルを用いた所内実験を行った。[11] 西ドイツ，フランス，カナダ，イタリア，ベルギーなどでも中継実験が行われている。

電電公社電気通信研究所では，１９７５年頃から本格的な光伝送方式の研究が行われ，１９７６年に横須賀電気通信研究所構内で６４kmの光ファイバケーブルを使って３２Mb／s のビットレートで総合実験が行われた。[12][13][14] この実験は光ファイバの動作特性を解明する上で最も基本的と考えられるステップ形多モード光ファイバが使用された。１９７７年～１９７８年にかけては，グレーデッド形光ファイバケーブルを用いた所内伝送実験が実施され，１００Mb／s，４００Mb／s の高速ディジタル伝送に関する特性解明が行われている。[15] １９７８年１０月には，所内伝送実験の結果を反映して，東京の唐ケ崎－蔵前間２０km の区間で光ファイバ伝送方式の総合的な現場試験が実施されている。[16]

本研究は，これらの光ファイバ伝送方式所内伝送実験を対象に進めたものであり，多モード光ファイバによるディジタル中継伝送方式において，光中継器の技術と伝送方式設計の技術に関して理論と実験の両面から検討を加えている。

第２章では光ファイバ・ディジタル中継系の基本となるショット雑音・熱雑音の混在する受信系の信号対雑音比と符号誤り率特性について述べ，次に送信系，受信系，伝送線路における各種劣化要因による符号誤り率特性に及ぼす影響を解析している。第３章では光中継器ＡＧＣ系の特性解析を行い，中継器設計法を解明している。第４章，第５章ではステップ形光ファイバとグレーデッド形光ファイバをとり上げ，中継伝送系の特性を明らかにしている。以上の章ではスクランブル化２値符号を対象としていたが，第６章では狭帯域な光ファイバ伝送系での多値符号伝送系を採り上げ，その特性を解明している。

# 第2章　光ファイバ中継系における符号誤り率特性の解析

## 2.1　まえがき

光ファイバ伝送に用いる光源には半導体レーザ，発光ダイオード，固体レーザがある。半導体レーザ，固体レーザはコヒーレントな光を発生するといっても，光の位相情報を直接使おうとすると，コヒーレンシィが十分でない。例えば，発光中心波長1 μm すなわち中心周波数300THz において，スペクトル半値幅1Åは30GHz という広い周波数幅になる。このような光源からの光を位相変調したのでは良好な信号対雑音比（SNR）を得ることは難しいので，光電力を変化させる強度変調（intensity modulation ; IM）が最も多く利用される。

受信側では，光を光検波器で2乗検波し，その電力に比例した出力を取出す。このような光伝送系では，従来の伝送方式ではあまり問題とならなかったショット雑音が支配的雑音となることが多い。ショット雑音は，光・電気変換において発生する電子の粒子性に起因するものであり，本質的に信号と強い相関を有している。さらにAPD（avalanche photodiode）を光－電気変換素子として用いる場合の過剰増倍雑音，電気回路の熱雑音，符号間干渉など性質の異なる雑音が混在している。

多モード光ファイバでは受光レベルの他に光ファイバのベースバンド帯域と等化関数，APDの増倍率，識別判定値によって信号対雑音比は変化し，複雑な形となる。また半導体レーザの縦モードのゆらぎ[17]と光ファイバの波長分散によっても，受信信号には劣化が発生することがわかってきた。ディジタル光伝送方式の伝送品質を評価するためには，これらの符号誤り率を劣化させる要因による影響を定量的に把握しておく必要がある。

本章では，光ファイバディジタル中継系の基本となるショット雑音と熱雑音の混在する受信系のSNRと符号誤り率特性について定式化を行い，[18][19][20]次にそれをもとに送信系，受信系，伝送線路における各種劣化要因による符号誤り率特性に及ぼす影響を解析する。[21][22]これらの検討により，多モード光ファイバ伝送系では，ショット雑音，光ファイバのベースバンド帯域，半導体レーザのモード分配雑音[23]が中継系の符号誤り率特性を決定する主要因であることを明らかにしている。

## 2.2 伝送系の構成

光ファイバ伝送系の基本モデルを図2.1に示す。図はＡＰＤのように内部増幅機構を有する光検波器を使う場合を示している。内部増幅機構を有する光検波器は，ＡＰＤのほかに光電導形素子，フォトトランジスタ，光電子増倍管がある。内部増幅機構のないフォトダイオード，pinフォトダイオード，光電管などに対しては，この図で内部利得を１とすればよい。光ファイバ伝送系では，小形，高感度，高速応答などの点で優れているＡＰＤ，pin フォトダイオードが最も良く利用されている。

まず，信号の流れについて述べる。光源には通常半導体レーザや発光ダイオードが用いられるが，変調周波数特性や非直線歪があり，伝送系を論じるために強度変調された送信変調波形 $Pg \cdot g(t)$を考える。受光系では，ファイバの損失，ベースバンド周波数の特性の影響を受け，受信光電力$Pr \cdot r(t)$となる。受光系では，受光素子であるフォトダイオードの直線性は比較的よいので，光電力は検波電流へ変換され，その変換係数は（$\eta e/h\nu$）Mで表わされる。ここで$\eta$はホトダイオードの量子効率，Mは電流増倍率であり，ｅは電子の電荷（$1.602\times10^{-19}$C）$h\nu$ は光子のエネルギー（ｈ：プランク定数＝$6.625\times10^{-34}$Ｊｓ，$\nu$：振動数）である。検波器および受光回路を含めた周波数特性を$H_p(f)$ とする。波形等化器$H_{eq}(f)$は，伝送系全体の総合伝達特性を$S(f)$にし，識別時点で最も検出誤りの小さい等化波形とするのが目的である。

光ディジタル伝送方式では，線路符号としては，強度変調を行っていることや，直線性の制約から単極２値符号が最も多く使われる。従来の同軸伝送用中継で問題になったような直流分やリタイミング特性に注目すれば，ｍビットから成るビットブロックを，それより長いｎ個のビットブロックに変換する冗長化２値符号（mBnB符号）が優れていることになる。しかし光ファイバ伝送では，給電を分離できるので，中継器の低域しゃ断周波数を十分低く選べ，またクランプ回路等を用いて直流再生が容易に行え，一方タイミング抽出も，最近のモノリシック水晶フィルタや弾性表面波フィルタなど高Ｑの共振器が利用できるようになってきたため，これらは重視しなくてもよい。むしろスクランブル化２値符号を用いることにより，比較的簡便にこれらの問題を解決できるので，伝送帯域を重視する単極２値符号伝送系を採用することとする。なお帯域制限が厳しい場合には，多値伝送が適しているが，それは第６章で述べている。

半導体レーザや発光ダイオードはｐｎ接合に注入する電流を変化させることにより，直接強度変調できる。変調速度は２値ＰＣＭ－ＩＭの場合半導体レーザで数Ｇｂ／ｓ，発光ダイオードで１０～１００Ｍｂ／ｓである。ＲＺ（return-to-zero）符号とＮＲＺ符号（non-return-

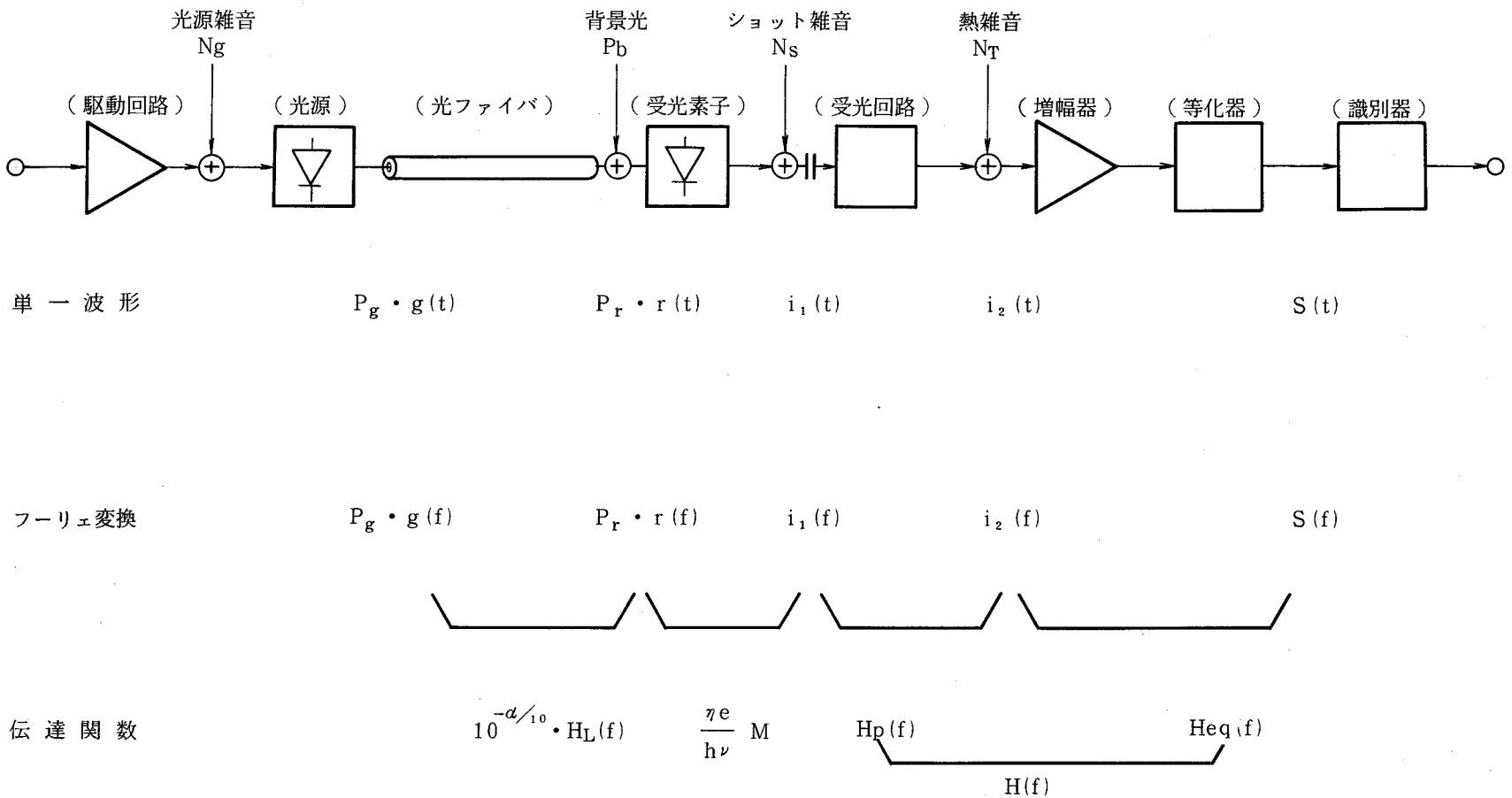



図 2.1　光ファイバ伝送系の基本モデル

to-zero)符号では，半導体レーザの立上り遅れの影響を受けにくいＲＺ符号が主に用いられる。

半導体レーザの強度変調時の雑音電力は，変調出力の周波数特性とほぼ同じ傾向にあり，緩和振動周波数で最大となる。ＳＮＲで表現すると，緩和振動周波数の近傍で２０ｄＢ以上，その他の周波数で５０ｄＢ以上は確保される。[24] したがって，３０ｄＢ前後のＳＮＲが要求される２値ＰＣＭ伝送においては，すくなくとも緩和振動周波数以下のビットレートでは問題にならない。ＳＮＲの観点から問題となるのは，消光比（光のオン，オフ時における光電力の比）であり，高速変調時のパターン効果などの変調特性である。

ＡＰＤにおける過剰雑音Ｆ（Ｍ）は，Ｒ．Ｊ．McIntyreによって次式で表わされることが示されている。[25]

$$F(M)=M\left[1-(1-k)\left(\frac{M-1}{M}\right)^2\right] \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.1)$$

ここで，ｋは電子およびホールのそれぞれのイオン化率の比である。式（２．１）は複雑な形をしているため，受信回路の設計では，

$$F(M)=M^x \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.2)$$

で近似し，$x$を過剰雑音指数と呼んでいる。

受光部フロントエンド回路の構成例を図２．２に示す。ＡＰＤは内部抵抗の非常に大きい電流

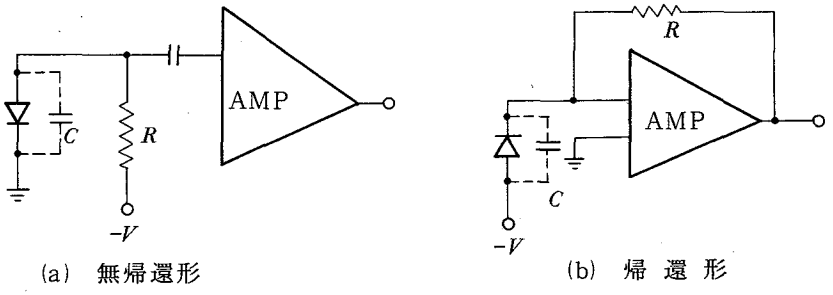



図２．２　受光系フロントエンドの構成

源とみなせるので，負荷抵抗Rが大きい程良いが，その場合容量Cとで構成されるCR回路によって受光系の周波数特性を劣化させる。APDの負荷は受光系の重要な設計パラメータであり，使用する素子の雑音源を含めた等価回路によって雑音特性と周波数特性の最適化がはかられる。[26]

光ファイバの電気特性の主要なものは光損失とベースバンド伝送特性の二つである。ベースバンド伝送特性は，光ファイバの①モード分散，②材料分散および③構造分散によって定まる。多モード光ファイバでは①と②が支配的であり，単一モード光ファイバでは②と③が支配的である。

モード分散によるベースバンド伝送特性としては，評価の基準として従来パルス幅広がりが使用されていた。これは光強度の包絡線を鋭いパルス状にし，光ファイバ伝送後のこのパルスのパルス広がりで評価したり，あるいはそのフーリェ変換を数値計算により求めている。しかし，パルス幅広がりによる評価や，パルス法による測定では十分な測定精度が得られず，従って光ファイバ利用の設計資料とするには不十分であった。そのため光ファイバの伝送特性を周波数領域で取扱う方法が検討された。[27]

伝送特性の解明のために，摂動法による光ファイバ伝送特性の解析法が提案され，1km程度の光ファイバの実測データから，モード放射係数，モード変換係数などのパラメータを設定し，これから任意の長距離ファイバの伝送特性が計算できるようになった。[28]また測定法については，小林らによりLDの正弦波変調を用いた周波数掃引法により光ファイバのベースバンド周波数特性が簡便に，精度良く測定できるようになった。[27]この測定法および上記の理論結果から，モード分散によるベースバンド周波数特性はほぼガウス形を示すことがわかった。特に数km以上の長距離における周波数特性にはこの傾向が強いので，中継伝送系の設計には，ベースバンド周波数特性として近似的に次式を用いる。

$$H_L(f) = 6\left(\frac{f}{f_{CL}}\right)^2 \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.3)$$

ただし　$f$：ベースバンド周波数

$f_{CL}$：長さ$L$ kmのベースバンド6dB低下帯域幅

$$1/f_{CL}^2 = 1/f_1^2 + 1/f_2^2$$

$f_1$：モード分散による帯域幅

$f_2$：材料分散および構造分散による帯域幅

ここでモード分散によるベースバンド帯域幅は，次式で近似する。

$$f_1 = f_{C1} / L^{\gamma} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.4)$$

$f_{C1}$ ：単長の帯域幅

$\gamma$ ：帯域の距離依存性を表わす係数

また材料分散および構造分散によるベースバンド伝送特性は，光源のスペクトルがガウス形に分布するものと仮定すると，そのベースバンド周波数特性は

$$H_m(f) = 6\left(\frac{f}{f_2}\right)^2$$

で与えられるので

$$f_2 = \frac{2\ln 2}{\pi} / (-Lm_1 w + Lm_2 w) \simeq 0.44 / (-Lm_1 w + Lm_2 w) \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.5)$$

：材料分散および構造分散による帯域幅

$m_1$：材料分散係数

$m_2$：構造分散係数

$w$ ：スペクトル広がり半値幅

$L$ ：距離

である。

光ファイバの分散特性は，文献（29）に詳しく解析されている。図2.3は材料分散を示す。多モード光ファイバでは，構造分散よりも，この材料分散が支配的となる。材料分散係数は波長によって異なり，波長0.85μm帯では $m_1 \doteqdot 90\ ps/km/nm$ である。波長1.3μm 帯では，$m_1 \doteqdot 5\ ps/km/nm$ と0.85μm帯に比べて約1／50程度の値となっている。

光ファイバケーブルの損失要因は大別してファイバ固有損失，構造不完全性損失，OH吸収損失，ケーブル化時のマイクロベンディング損失等である。これらの損失は光ファイバパラメ

ータであるコア径，光ファイバ外径，コアとクラッドの屈折率差比，ＯＨ基含有量，ケーブル構造等に依存することが知られている。ここで光ファイバ固有損失は，紫外吸収，赤外吸収，レーリー散乱の損失の和として与えられている。これらから，光ファイバケーブルの損失波長特性は

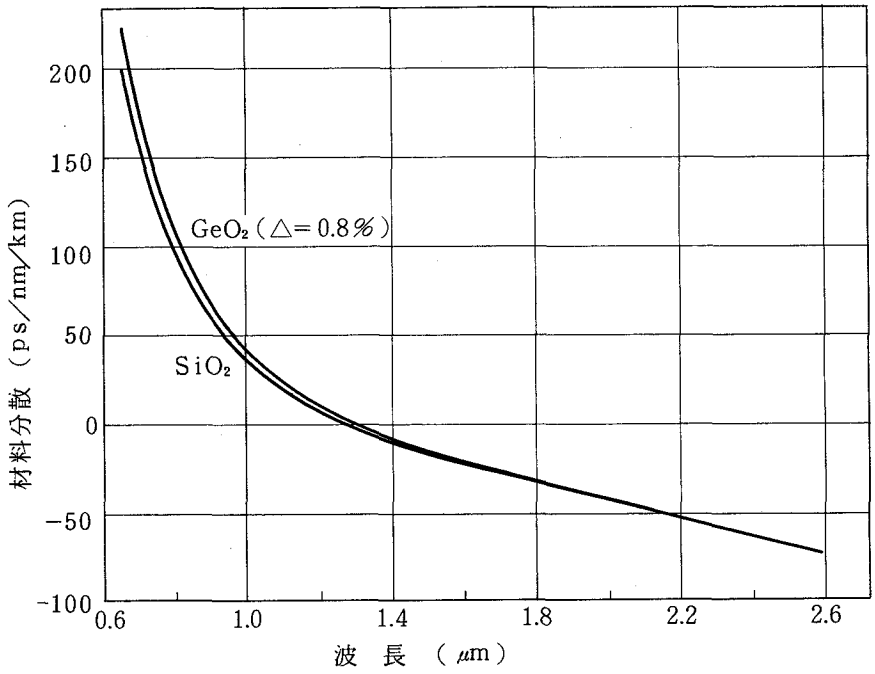



図2.3　ドープトシリカの材料分散（ドーパント　$GeO_2$）

$$\alpha = \frac{a}{\lambda^4} + b + c(\lambda) \qquad (dB/km) \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.6)$$

$\lambda$：波長（$\mu m$）

で近似されている。[30] a は屈折率の波長オーダ以下のゆらぎに起因するレーリー散乱損と呼ばれるものである。屈折率差△％の$GeO_2 - P_2O_5 - B_2O_3 - SiO_2$ ファイバ系では，a＝0.66＋0.4・△で近似できる。b はケーブルの曲り，接続等による損失，コア境界の不完全性による散乱損失によって決り，波長依存性をほとんど持たない損失である。c(λ)は紫外吸収，赤外吸収，ＯＨ基の吸収等，$SiO_2$ ファイバ，およびその中に含まれるドーパント材料，不純物などによる吸収である。これらの損失については，現在ほとんど理論限界値に近い値のものも得られている。

図2.4に光中継系の符号誤りに影響を与える各種劣化要因を示す。

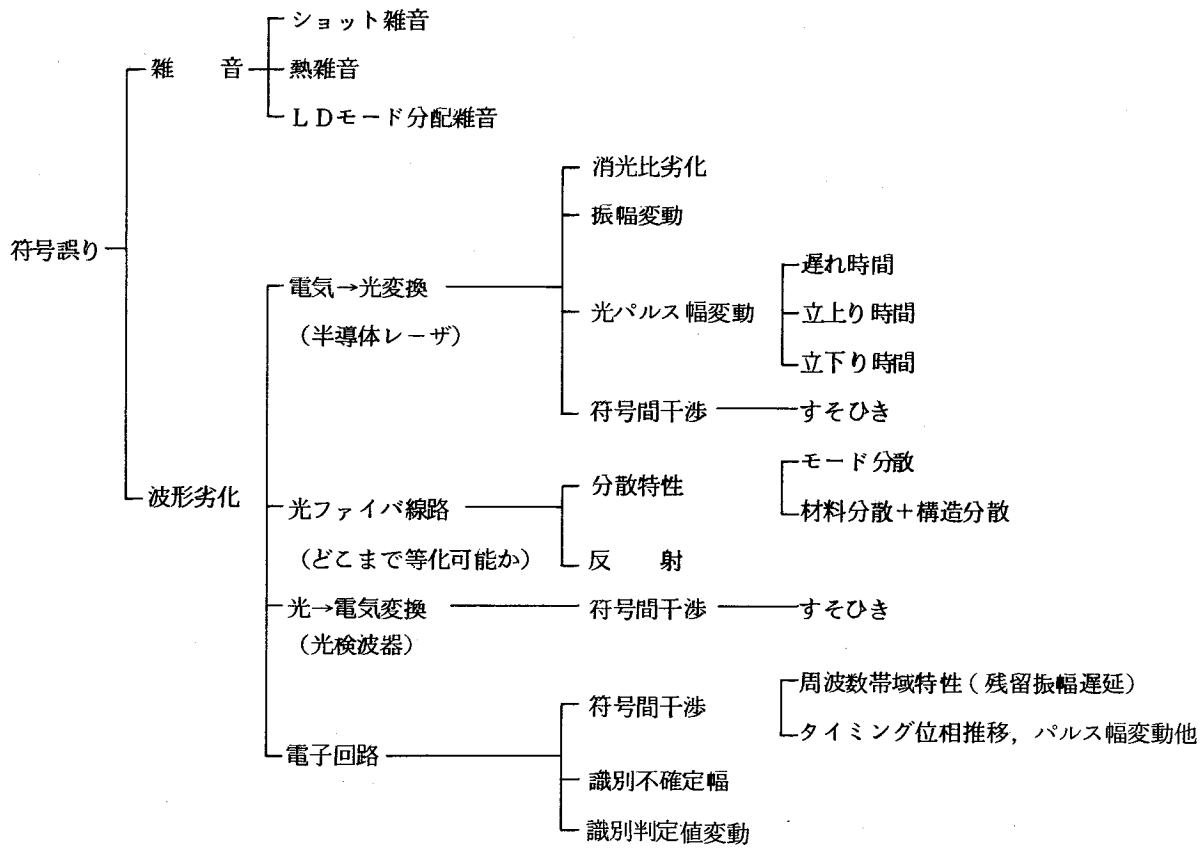



図2.4　ディジタル光中継系の劣化要因

従来の伝送系における雑音は熱雑音で代表されるように信号と無関係なものが取上げられていた。光ファイバ伝送系では，信号レベルに依存したショット雑音が存在し，この影響を考慮する必要がある。また光源，受光素子の特性，ファイバ帯域によっても，識別時点でのＳＮＲは異なってくる。また高速パルス伝送時には，変調時における半導体レーザの縦モードのゆらぎと，光ファイバの波長分散（材料分散と構造分散の和）によって，受信側で雑音が発生することが実験的に明らかとなってきた。この波形劣化を半導体レーザのモード分配雑音と呼ぶこととする。[23]半導体レーザのモード分配雑音は，４００Mb／s というような高速パルス伝送時に大きな問題となる。

以下このような光ファイバ伝送時におけるＳＮＲおよび各種劣化要因の誤り率特性に及ぼす影響について論じる。

## 2.3 光ファイバ伝送系の信号対雑音比

本節では，半導体レーザ（ＬＤ）のモード分配雑音の影響は無視できるものとし，また光源の雑音$N_g$ は十分小さいものとして，伝送系のＳＮＲを考える。この仮定は狭スペクトル化ＬＤを用い，また緩和振動より十分低い周波数で変調を行う系に適用できる。雑音源には受光電力に比例して生じるショット雑音$N_S$ および増幅器系の熱雑音$N_T$ がある。外部からの干渉光あるいは半導体レーザ出力のバイアス光，フォトダイオードの暗電流などは，等価背景光電力$P_b$として考え，これによるショット雑音も考慮する。

図2.1の記号を用い，受信光の孤立電力波形$\gamma(t)$が伝達関数$H(f)=H_p(f)\times H_{eq}(f)$（そのインパルス応答を$h(t)$とする）の受信電気回路を通った後の一般的なＳＮＲを次式で表わす。

$$SNR=\frac{S^2(t)}{\langle i_s{}^2(t)\rangle+\sigma_t{}^2} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (2.7)$$

$$S(t)=\frac{\eta e}{h\nu}M\cdot P_r\cdot\gamma(t)\cdot\otimes\ h(t) \qquad \text{信号}\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (2.8)$$

$$\langle i_s{}^2(t)\rangle=e\frac{\eta e}{h\nu}\cdot M^{2+x}\{P_r\cdot\gamma(t)+P_b\}\otimes h^2(t) \qquad \cdots\text{ショット雑音}\cdots\cdots (2.9)$$

$$\sigma_t^2=\frac{4kT}{R}\int_0^\infty N(f)\cdot|H_{eq}(f)^2|\,df \qquad \text{熱雑音}\cdots\cdots\cdots (2.10)$$

但し，$k$：ボルツマン定数（$1.38\times10^{-23}\ J/K$）

$T$：絶対温度

$R$：フォトダイオードの負荷抵抗

$N(f)$：増幅器の雑音指数

$\otimes$：コンボリューションを表す

ここで式（2.10）で表わされる熱雑音について若干考察する。光中継器受光系のＡＰＤと前置増幅器は，不整合状態で使われる。このため光中継器の前置増幅器の雑音は，通常の雑音指数で表現するのは適当でない。本論文ではこれを入力換算雑音で表現する。

前置増幅器の回路形式として，図2.5に示すように高入力インピーダンス化が容易な(a)電流帰還形（エミッタ接地形）と(b)複合帰還形（並列帰還形）の二種類について比較する。図2.6

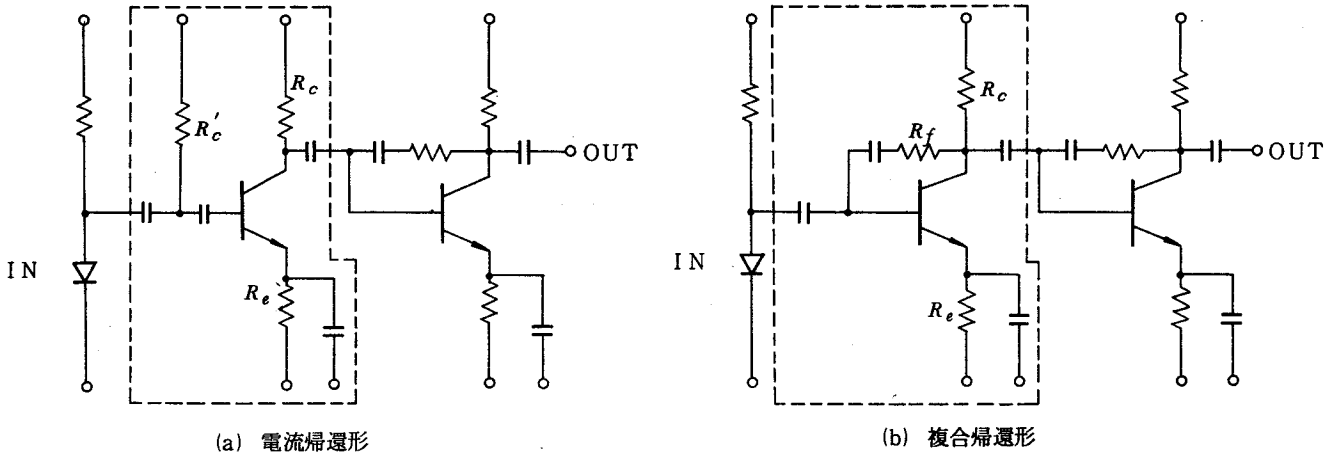



図 2. 5　受光回路前置増幅器回路形式

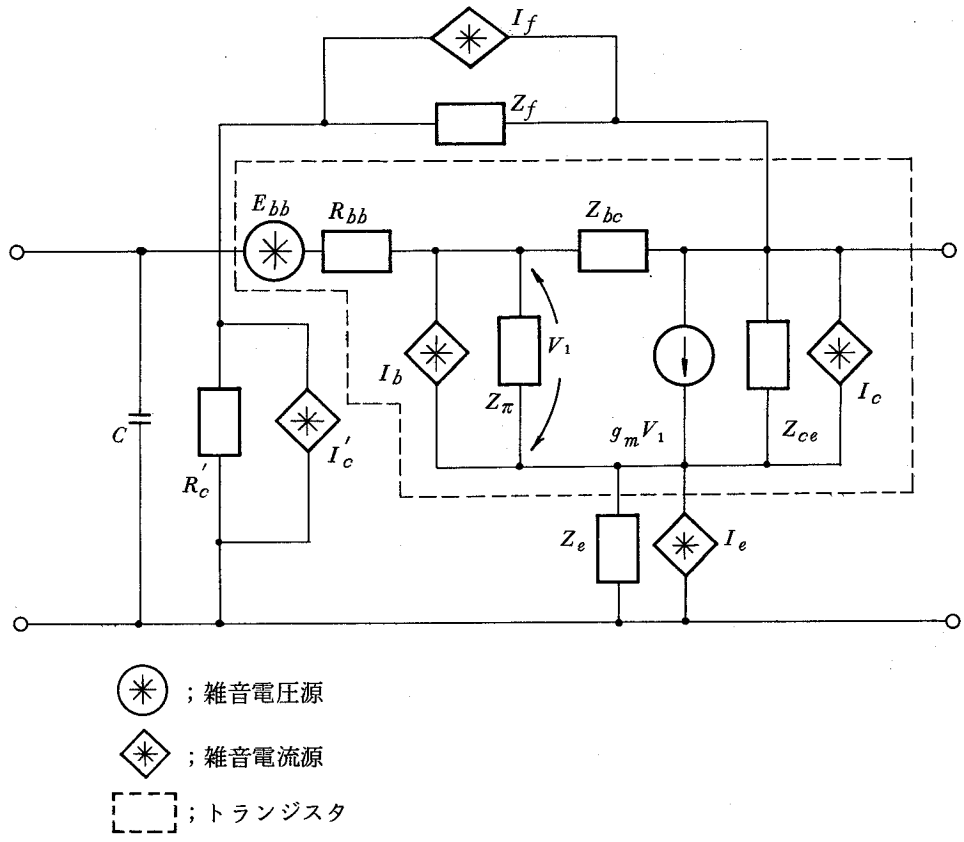



図 2. 6　受光回路雑音モデル

は超広帯域増幅器の設計において近似度の良いことが確認されている混合π形トランジスタ等価回路を[31]もとに構成した前置増幅器のトランジスタの雑音モデルである。図において，$I_f$，$I_e$，$I_c'$は各々$R_f$，$R_e$，$R_c'$による等価熱雑音電流源を表わす。

まずトランジスタ単体の等価入力雑音を求める。周波数100MHz < f < 1 GHzの領域において，$1/Z_{bc} \ll g_m \doteqdot g_{mo}$，$1/Z_{bc} \ll 1/Z_\pi \approx j\omega c_\pi$ と仮定すると雑音電圧源$\overline{v^2}$は

$$\overline{v^2} = \{ 4kTR_{bb} + 2qI_BR_{bb}^2 + \frac{2qI_c}{g_{mo}^2} + \frac{R_{bb}\omega^2C_\pi^2}{g_{mo}^2} 2qI_c \} \Delta f$$

$$= ( b_0 + b_1 f^2 ) \Delta f$$

ただし，
$$b_0 = 4kTR_{bb} + 2qI_BR_{bb}^2 + \frac{2qI_c}{g_{mo}^2}$$

$$b_1 = \frac{R_{bb}^2 (2\pi)^2 C_\pi^2}{g_{mo}^2} 2qI_c$$

また，雑音電流源$\overline{i^2}$は，

$$\overline{i^2} = \{ 2qI_B + \frac{2qI_c}{g_{mo}^2 R_\pi^2} + \frac{\omega^2 C_\pi^2}{g_{mo}^2} 2qI_c \} \Delta f$$

$$= (b_2 + b_3 f^2) \Delta f$$

ただし，

$$b_3 = 2qI_B + \frac{2qI_c}{g_{mo}^2 R_\pi^2}$$

$$b_3 = \frac{(2\pi)^2 C_\pi^2}{g_{mo}^2} 2qI_c$$

となる。これを用いると受光回路の入力換算雑音電流$i_{nt}^2$は，

$$\overline{i_{nt}^2} = \left| 1 + \frac{R_e}{Z_B} \right|^2 \overline{i^2} + \frac{\overline{v^2}}{|Z_B|^2} + \left| \frac{R_e}{Z_B} \right|^2 \overline{i_e^2} + \overline{i_c'^2} \quad \cdots\cdots \text{電流帰還形}$$

$$\overline{i_{nt}^2} = \left| 1 + \frac{R_e}{Z} \right|^2 \overline{i^2} + \frac{\overline{v^2}}{|Z|^2} + \left| \frac{R_e}{Z} \right|^2 \overline{i_e^2} + \overline{i_f^2} \quad \cdots\cdots \text{複合帰還形} \qquad (2.11)$$

ただし　$\frac{1}{Z}=\frac{1}{Z_B}+\frac{1}{Z_f}$

となる。以上より例えば電流帰還形の場合についてさらに整理すると，

$$\left|1+\frac{R_e}{Z_B}\right| = (1+\frac{R_e}{R_B})^2+\omega^2C^2R_e^2 = b_4+b_5f^2$$

$$\overline{\frac{1}{|Z_B|^2}} = \frac{1}{R_B^2}+\omega^2C^2 = b_6+b_7f^2$$

$$\left|\frac{R_e}{Z_B}\right|^2\overline{i_e^2}+\overline{i_c'^2} = \{(\frac{R_e^2}{R_B^2}+\omega^2C^2R_e^2)\frac{4KT}{R_e}+\frac{4KT}{R_c'}\}\Delta f$$

$$=(b_8+b_9f^2)\Delta f$$

$$\overline{i_{nt}^2} = \{(b_4+b_5f^2)(b_2+b_3f^2)+(b_6+b_7f^2)(b_0+b_1f^2)$$

$$+(b_8+b_9f^2)\}\Delta f$$

$$=(a_0+a_1f^2+a_2f^4)\Delta f$$

$$\approx(a_0+a_1f^2)\Delta f \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.12)$$

となる。

図2.7，図2.8は二種の回路形式について，前置増幅器の入力インピーダンス，$R=200\,\Omega$とし，2SC1656（相互コンダクタンス$g_m \fallingdotseq 0.6$℧，利得帯域幅積$f_T=8$GHz）に対して計算した増幅器の特性および入力換算雑音の計算値を示す。両者にはほとんど差が無いが，低周波領域において(b)が(a)よりも雑音の小さいことがわかる。これは(a)の場合に所要の$Z_{in}$を得るために入力部に並列に付加される$R_c'$が雑音源として働くためである。

式（2.12）を用いると，式（2.10）は次のように書ける。

$$\sigma_t^2 = a_0B_0+a_1B_1 \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.13)$$

但し，$B_0=\int|H_{eq}(f)|^2df$ $\qquad \cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.14)$

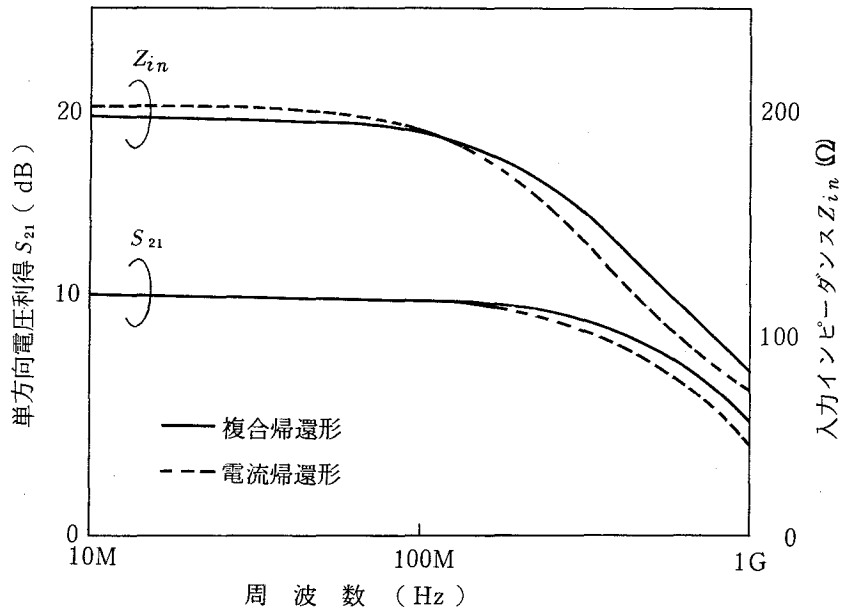



図 2. 7　高入力インピーダンス増幅器の特性

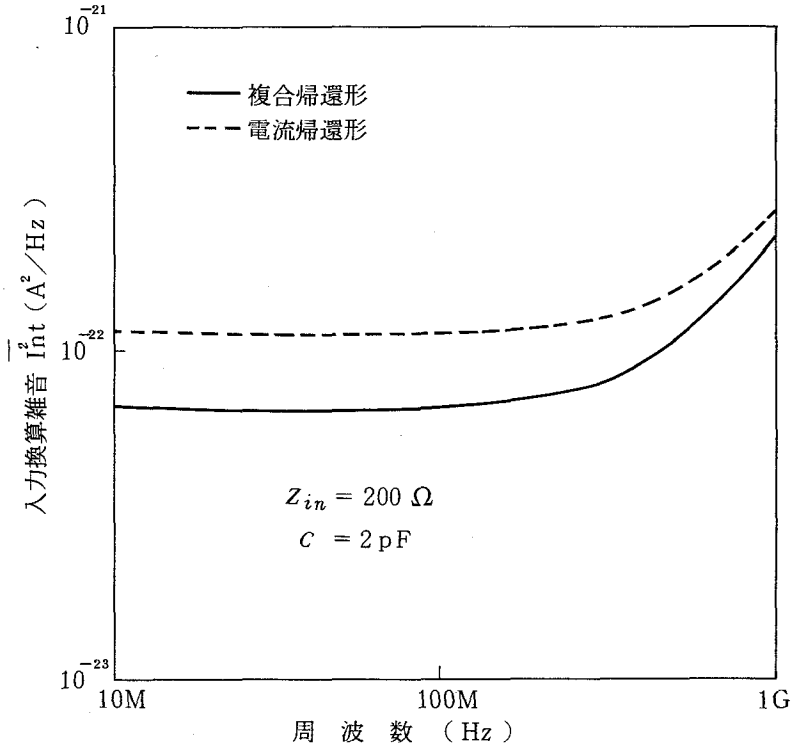



図 2. 8　入力換算雑音特性

$$B_1 = \int |H_{eq}(f)|^2 \cdot f^2 \cdot df \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.15)$$

受信波形の等化がほとんど必要でなく，増幅器の入力換算雑音の周波数特性が一定の場合（$a_1 \fallingdotseq 0$）で，受光回路の周波数特性$H_p(f)=1$の時には，式（2.7）は簡略化され

$$SNR = \frac{\{\frac{\eta e}{h\nu} \cdot M \cdot P_r \cdot r(t)\}^2}{2e\frac{\eta e}{h\nu} M^{2+x} \{P_r \cdot r(t) + P_b\} B_0 + a_0 B_0} \qquad \cdots\cdots\cdots \quad (2.16)$$

で表わされる。

さて式（2.16）において，$g(t)=(1+m\cos\omega_0 t)$なる変調度$m$のアナログ強度変調を考える。このとき

$$\frac{S_{pp}}{N_{rms}} = \frac{\{\frac{\eta e}{h\nu} \cdot M \cdot 2m\langle P_r\rangle\}^2}{\{2e\frac{\eta e}{h\nu} \cdot M^{2+x}\langle P_r\rangle\} B_0 + a_0 B_0} \qquad \cdots\cdots\cdots \quad (2.17)$$

となる。信号電力，ショット雑音電力，熱雑音を求めたものは図2.9のようになる。電流増倍率Mを増加させるに従って，ショット雑音電力は急激に増大する。ＳＮＲを決める雑音はMの小さいところでは熱雑音が，Mの大きなところではショット雑音が支配的となり，その間にＳＮＲを最大にとれる最適値$M_{opt}$が存在する。

ディジタル伝送系におけるＳＮＲは以下の様に考える。

信号波形を符号間干渉の小さくなるような波形等化を行うとすると，伝送路の帯域がクロック周波数に比して狭くなっているような場合には，式（2.9）で表わされるショット雑音電力は前後数タイムスロットにわたって影響を及ぼす。

図2.10は受信光パルス波形と等化後のショット雑音の関係を示したものである。同図(a)のようになまって受光された信号を波形等化する場合を示す。①は光ファイバの帯域制限が厳しい場合，②は帯域制限があまり厳しくない場合である。これらを同図(b)のように等化したとき，ショット雑音の実効値は同図(c)のようになる。光ファイバの帯域制限が厳しくなるにしたがい，ショット雑音のマーク時への集中度が悪くなる。

送信パルス列として

$$y(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i P_g \cdot g(t - iT) \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.18)$$

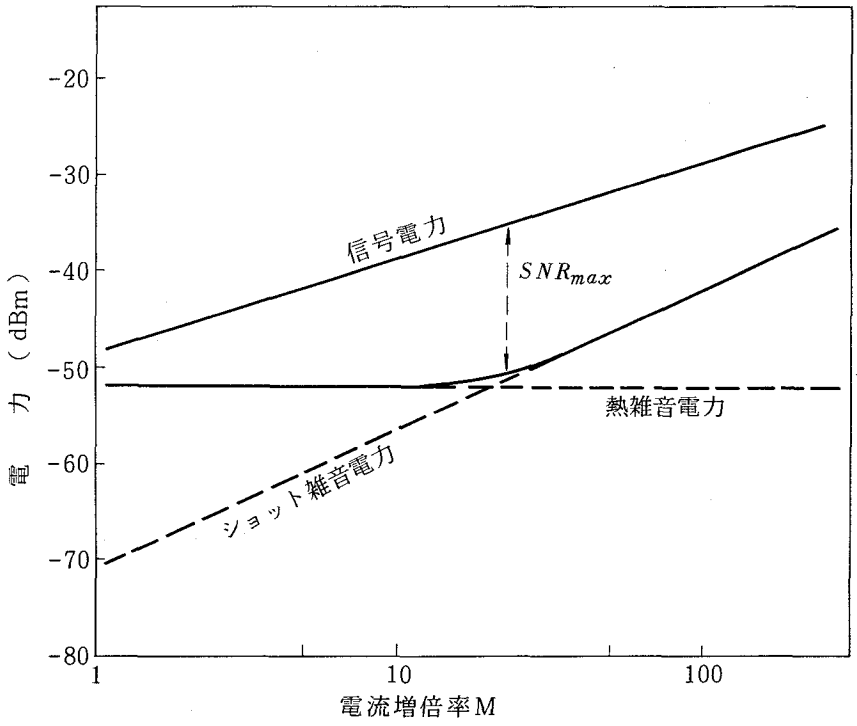
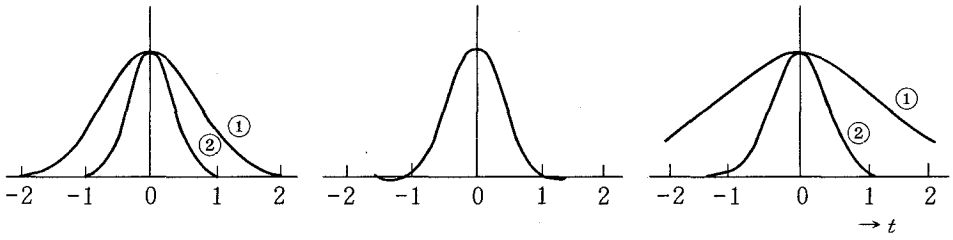



図2.9　増倍率Mに対する信号電力および雑音電力の変化

$\lambda = 0.85\ \mu m$　，B＝50MHz，R＝4KΩ

$\eta = 50\%$　，N(f)＝7dB　，m＝100%

$\overline{P}_r = 0.1\ \mu W\ (-40\ dBm)$，$x = 0.5$　，




(a)　受光パルス波形　　(b)　等化後の信号波形　(c)　等化後のショット雑音実効値

図2.10　受信光パルス波形と等化後のショット雑音の関係

$a_i \in 0, 1$

$T = 1/f_0$ ；$f_0$ ：クロック周波数

を考え，最悪パターン（……111 $a_i$ 111……）を考える。$i=0$ なるタイムスロットにおけるショット雑音について，マーク時およびスペース時のショット雑音電力 $\sigma_{s1}^2$，$\sigma_{s0}^2$ は次のようになる。

$$\sigma_{s1}^2 = 2e\frac{\eta e}{h\nu}\cdot M^{2+x}\{B_{s1}\cdot P_r + B_0\cdot P_b\} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (2.19)$$

$$\sigma_{s0}^2 = 2e\frac{\eta e}{h\nu}\cdot M^{2+x}\{B_{s0}\cdot P_r + B_0\cdot P_b\} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (2.20)$$

但し，$B_s(t)=\frac{T}{2}F^{-1}\{\{H(f)\otimes H(f)\}\cdot r(f)\}$ ……（2.21）

とすれば，

$$\left.\begin{aligned} B_{s1} &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} B_s(iT) \\ B_{s0} &= \sum_{i\neq 0,\ i=-\infty}^{\infty} B_s(iT) \\ B_0 &= \int_{-\infty}^{\infty} |H_{eq}(f)|^2\,df \end{aligned}\right\} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (2.22)$$

$B_{s1}$ と $B_{s0}$ はショット雑音に対する等価雑音帯域幅を表わす，これらと式（2.7）を用いてマーク時およびスペース時の雑音電力は，

$$\sigma_1^2 = \sigma_{s1}^2 + \sigma_t^2 \qquad \text{：マーク時} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (2.23)$$

$$\sigma_0^2 = \sigma_{s0}^2 + \sigma_t^2 \qquad \text{：スペース時} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (2.24)$$

となる。

図2.11は識別点における信号値，雑音と識別判定値の関係を示したもので，$x_{th}$ は識別判定値，$S_1$，$S_0$ はそれぞれマーク時，スペース時の信号値，$\sigma_1^2$，$\sigma_0^2$ はその時の雑音の分散である。簡単のため雑音はガウス分布に従がうとすると，符号誤り率は次式で与えられる。

$$p_{10} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{(s_0 - x_{th})/\sigma_1}^{\infty} e^{-\frac{1}{2}t^2} dt$$

$$p_{01} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{(x_{th} - s_0)/\sigma_1}^{\infty} e^{-\frac{1}{2}t^2} dt \qquad \cdots\cdots (2.25)$$

信号のマーク率を $p_m$ とすると，伝送系の符号誤り率は次のようになる。

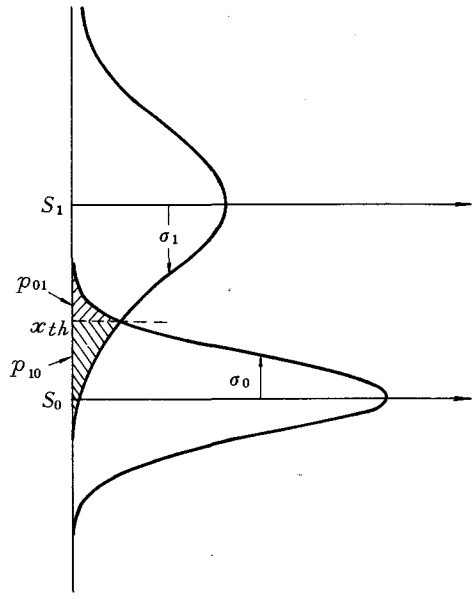



図2.11　誤り率と識別判定値

$$p_e = p_m \cdot p_{10} + (1 - p_m)\, p_{01} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (2.26)$$

$p_{10} = p_{01}$ で定まる判定値を最適判定値 $x_{opt}$ と定義すると

$$x_{opt} = \frac{\sigma_0 S_1 + \sigma_1 S_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (2.27)$$

となる。（$p_e$を最小とする $x_{th}$ の値はこの値より少しずれるが，$p_e$ の差は小さいので実用上問題とならない）

ここで

$$Q = \frac{2\ (S_1 - S_0)}{\sigma_0 + \sigma_1} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.28)$$

を定義すると，ベースバンドＰＣＭ伝送と同様に

$$SNR = 20\ log\ Q \qquad (dB) \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.29)$$

で等価な信号対雑音比（ＳＮＲ）を与えることになる。図2.１２はＳＮＲと符号誤り率$P_e$の計算値を示す。

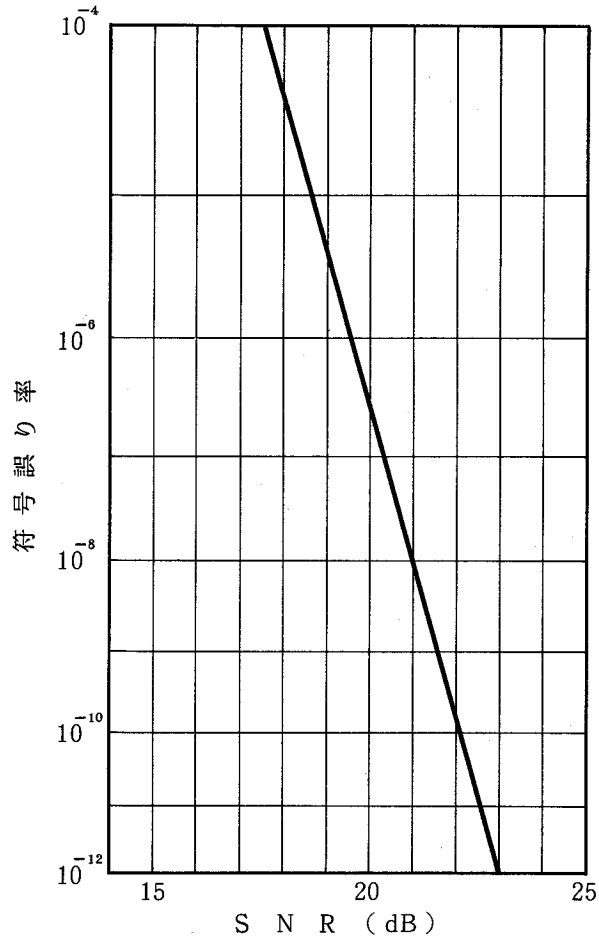



図2.１２　ＳＮＲ対符号誤り率理論値

ＡＰＤを用いる場合，増倍率Ｍを増大させると，信号対ショット雑音比は減少，信号対熱雑音比は増大し，受光電力に応じて最小の誤り率を与える最適増倍率が存在する。表2.１はＱ，Ｍ，$x_{th}$について最適値を求めたものである。帯域制限が無い広帯域伝送系では，背景光$P_b$が無視できるとき，ショット雑音と熱雑音の比（電圧比）は表2.１のｖで与えられ，$x = 0.4$のとき

表 2.1　受光系の最適値（ディジタル2値伝送）

| | 定　　義 | 一般的な場合　（$C_0 \neq 0$） | $C_0 = 0$ の場合 |
|---|---|---|---|
| 増倍率 $M_{opt}$ | SNR最大となるM値 | $u^{\frac{1}{2+x}} \cdot B^{\frac{1}{2+x}} \cdot C_1^{\frac{-1}{2+x}}$ | $v^{\frac{1}{2+x}} \cdot B^{\frac{1}{2+x}} \cdot C_1^{\frac{-1}{2+x}}$ |
| SNR（$Q_{opt}$） | $\frac{2 S_{op}}{\sigma_0 + \sigma_1}$ | $\frac{u^{\frac{1}{2+x}}}{\sqrt{1+ru}+\sqrt{1+u}} \cdot 2A \cdot B^{(\frac{-x}{2+x})2} \cdot C_1^{\frac{-1}{2+x}}$ | $\frac{v^{\frac{1}{2+x}}}{\sqrt{1+v}+1} 2A \cdot B^{(\frac{-x}{2+x})2} \cdot C_1^{\frac{-1}{2+x}}$ |
| 識別判定値 $x_{opt}$ | $S_0 + \frac{\sigma_0}{\sigma_0+\sigma_1} S_{op}$ | $S_0 + \frac{\sqrt{1+ru} \cdot u^{\frac{1}{2+x}}}{\sqrt{1+ru}+\sqrt{1+r}} \cdot A \cdot B^{\frac{1}{2+x}} \cdot C_1^{\frac{-1}{2+x}}$ | $S_0 + \frac{v^{\frac{1}{2+x}}}{\sqrt{1+v}+1} \cdot A \cdot B^{\frac{1}{2+x}} \cdot C_1^{\frac{-x}{2+x}}$ |
| $\frac{\sigma_0}{\sigma_0+\sigma_1}$ | $\frac{\sqrt{C_0 M^{2+x}+B}}{\sqrt{C_0 M^{2+x}}+B+\sqrt{C_1 M^{2+x}+B}}$ | $\frac{\sqrt{1+ru}}{\sqrt{1+ru}+\sqrt{1+u}}$ | $\frac{1}{\sqrt{1+v}+1}$ |

$A = (S_1 - S_0)/M$

$B = \sigma_t^2$

$C_0 = \sigma_{s0}^2 / M^{2+x}$

$C_1 = \sigma_{s1}^2 / M^{2+x}$

$$u = \frac{1+r}{2r}\left\{\sqrt{1+\frac{16(1+x)r}{x^2(1+r)^2}}-1\right\} \qquad v = \frac{4(1+x)}{x^2}$$

$$r = \frac{C_0}{C_1} = \frac{P_r \cdot B_{s0} + P_b \cdot B_0}{P_r \cdot B_{s1} + P_b \cdot B_0}$$

v＝３５となり，ショット雑音がかなり支配的である。

表2.1より式（２.２９）を導くと，次のようになる。

$$20\,log\,Q = 10\,log\,\frac{4u^{\frac{2}{2+x}}}{(\sqrt{1+ru}+\sqrt{1+u})^2}$$

$$+10\,log\,(P_g \cdot T_s \cdot 10^{-\frac{\alpha}{10}} \cdot \frac{\eta e}{h\nu})^2$$

$$-\frac{20}{2+x}\,log\,(2e\frac{\eta e}{h\nu} \cdot P_g \cdot T_s \cdot 10^{-\frac{\alpha}{10}} B_{s1})$$

$$-\frac{10x}{2+x}\,log\,\{a_0 B_0 f_0 + a_1 B_1 f_0^{\,3}\} \qquad \cdots\cdots\cdots (2.30)$$

但し　$f_0$：クロック周波数

$T_s$：送信パルスのデュティ比

$P_g$：送信パルスのピーク光出力

$\alpha$：線路損失の総和（$dB$）

この式は，ＡＰＤの増倍率M，識別判定値を最適化した場合のＳＮＲを与える。第１項は増倍倍率，識別判定値を最適化したことによって生じる係数，第２項は識別器入力の信号０－ｐ値，第３項がショット雑音，第４項が熱雑音に関する項である。

式（２.３０）において，$B_0$，$B_1$は熱雑音に対する等価雑音帯域幅（$f_0$で正規化)で，受光系前置増幅器の周波数特性を平担にした時に生じる雑音周波数特性を，平担な項と，$f^2$に比例する項に分けて求めた雑音帯域幅である。$B_{s0}$，$B_{s1}$はショット雑音を$2eiB$の形で表わした時の$B$に対応するもので，それぞれスペース時，マーク時の等価ショット雑音帯域幅を表わす。すなわちＳＮＲの算出は，上記等価雑音帯域幅$B_0$，$B_1$，$B_{s0}$，$B_{s1}$を求めることに帰着する。

さて，ここで波形伝送特性について考察する。

図2.1のベースバンド伝送系のモデルにおいて各パラメータの間には次の関係が成立つ。

$$S(f) = i(f) \cdot H(f)$$

$$= i(f) \cdot H_p(f) \cdot H_{eq}(f)$$

$$= P_r \cdot \frac{\eta e}{h\nu} \cdot M \cdot r(f) \cdot H_p(f) \cdot H_{eq}(f) \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.31)$$

$$\left.\begin{aligned} P_r &= 10^{-\frac{\alpha}{10}} \cdot P_g \\ r(f) &= g(f) \cdot H_L(f) \end{aligned}\right\} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.32)$$

波形等化は，識別点におけるＳＮＲが最大になるような関数を選ぶ必要がある。雑音の影響を少なくんるため等化増幅器の帯域を狭くすることが望ましい。しかし一般には帯域を狭くすると符号間干渉が増加する。

標本化関数は，最も帯域幅も狭く，また他の識別時点（$iT$，$i=\pm1$，$\pm2$，……）で，符号間干渉も零となる。しかしこれは識別時点間で大きなリップルがあり，識別時点が少しずれた場合符号間干渉が大きくなり，しかも実現するための回路は複雑となる。実用的に最も重要な関数はfull cosine roll-off (FCRO)と呼ばれるもので，そのスペクトルは

$$S(f) = \begin{cases} \frac{1}{2}\left(1 + \cos\frac{\pi f}{f_0}\right) & |f| \leq f_0 \\ 0 & |f| > f_0 \end{cases} \qquad \cdots\cdots\cdots \quad (2.33)$$

で表わされ，波形応答$S(t)$は，$T = 1/f_0$として

$$S(t) = \frac{1}{2} \frac{\sin \pi \frac{t}{T}}{\pi \frac{t}{T}} \cdot \frac{\cos \pi \frac{t}{T}}{1 - \left(2\frac{t}{T}\right)^2} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.34)$$

となる。これを図2.13に示す。この関数は帯域が$f_0$内に限定され，かつ波形のリップルも小さい優れた関数であり，パルス伝送系の目標等化関数としてよく利用されている。

光ファイバの伝送特性は式（2.32）に示したように光ファイバの光損失$\alpha$ $dB$ と光ファイバのベースバンド周波数特性$H_L(f)$ に分けて表現できる。この場合光ファイバの周波数特性は等価的な電気系の周波数特性で表現して，$f^2$特性となり，高周波における損失の傾斜が急峻である。従来の同軸ケーブルの$\sqrt{f}$特性の場合に用いられたような，高い周波数まで等化を行って用いるのは有利ではない。図2.14は2乗余弦波形等化関数

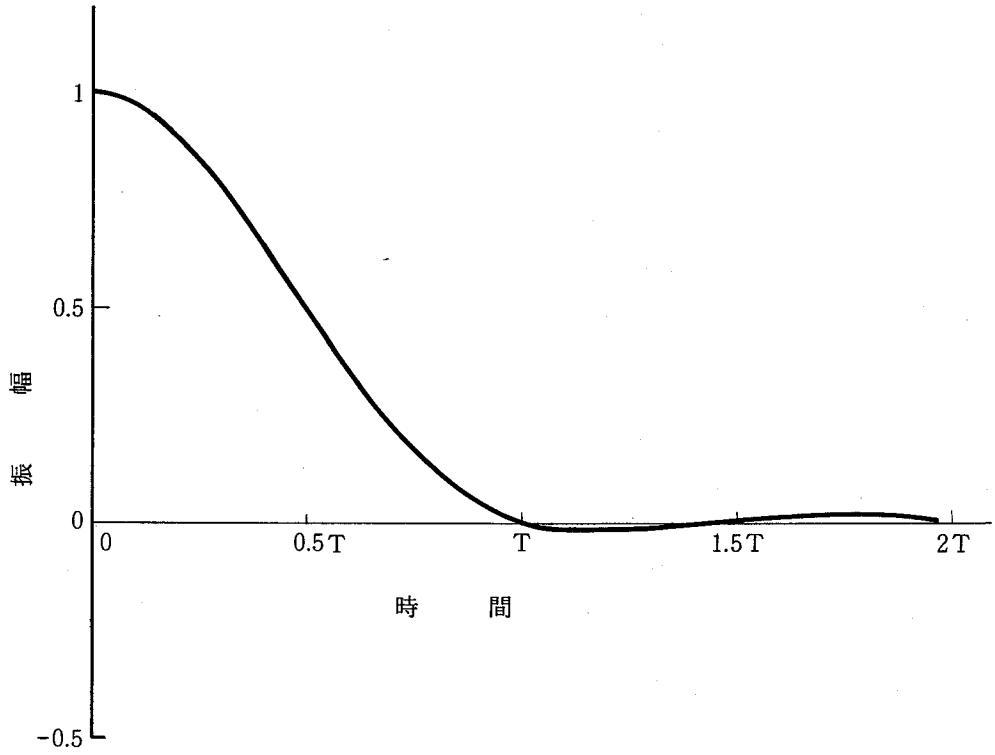



図2.13　ＦＣＲＯ応答波形

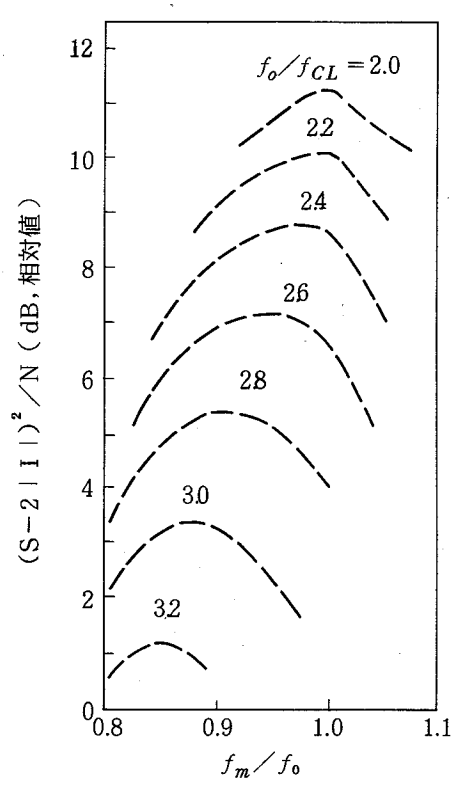



図2.14　等化帯域とＳＮＲ

$$S(f)=\begin{cases}\dfrac{1+\cos\pi f/f_m}{2} & |f|\leq f_m\\ 0 & |f|>f_m\end{cases}$$

を仮定し，$f_m$に対する信号０－ｐ値$S_{op}$，符号間干渉Ｉ，雑音量Ｎの関係を$(S_{op}-2|I|)^2/N$で評価したものである。ファイバ帯域が狭い場合は狭帯域等化を行い，若干の符号間干渉を許す方が有利となることを示している。$f_0/f_{CL}\fallingdotseq 2\sim 3$になる場合には，２乗余弦等化（$f_m=f_0$）との差異は小さく，また回路調整上も符号間干渉が小さい望が望ましいので，２乗余弦等化ＦＣＲＯを基本的な波形等化関数として選ぶことができる。[21]

送信矩形－受信ＦＣＲＯの波形伝送の場合，等価雑音帯域幅は解析的には求まらない。このため次式で近似することにする。[19]

$$\left.\begin{aligned}
&\log B_0 \fallingdotseq -0.436+0.176T_s^{2.52}+3.366T_r^{3.74}+17.57T_s^{2.83}T_r^{2.48}\\
&\log B_1 \fallingdotseq 1.523+0.461T_s^{2.52}+4.321T_r^{2.96}+1.543T_s^{2.9}T_r^{1.78}\\
&\log B_s(0) \fallingdotseq -0.301+0.041T_s^{5.4}+2.708T_r^{4.85}+1.730T_s^{2.95}T_r^{1.75}\\
&\log B_{s1} = -0.301+0.052T_s^{4.25}+3.241T_r^{4.85}+1.881T_s^{2.95}T_r^{1.75}\\
&B_{s0} = B_{s1}-B_s(0)\\
&T_r = 0.265\,(f_0/f_{cL})
\end{aligned}\right\}\quad\cdots\cdots(2.35)$$

表2.2は誤差をまとめたものである。

表2.2　Ｓ／Ｎ（近似値）－Ｓ／Ｎ（真値）(dB)

| $T_r$ ＼ 送信デューティ $T_s$ | 0.2 | 0.4 | 0.6 | 0.8 | 1.0 |
|---|---|---|---|---|---|
| 0.2 | −0.226 | −0.258 | −0.335 | −0.507 | −0.754 |
| 0.4 | −0.310 | −0.220 | −0.512 | −1.036 | −1.638 |
| 0.6 | 0.099 | 0.031 | −0.299 | −0.936 | −1.285 |
| 0.8 | 0.428 | 0.541 | 0.340 | −0.925 | 0.121 |
| 1.0 | 0.181 | 0.361 | 0.082 | −0.841 | −0.542 |

# 2.4　各種劣化要因の符号誤り率特性に及ぼす影響

## 2.4.1　送信系の劣化

半導体レーザ，発光ダイオードの直接変調においては，ベースバンド信号電流によって発光光量を変化させている。

半導体レーザにおいて，バイアス電流 $I_b$を発振しきい値電流 $I_{th}$以下に設定して信号パルス電流 $I_p$を印加すると，信号光パルスは図2.15のように，時間遅れをもって発光する。この発

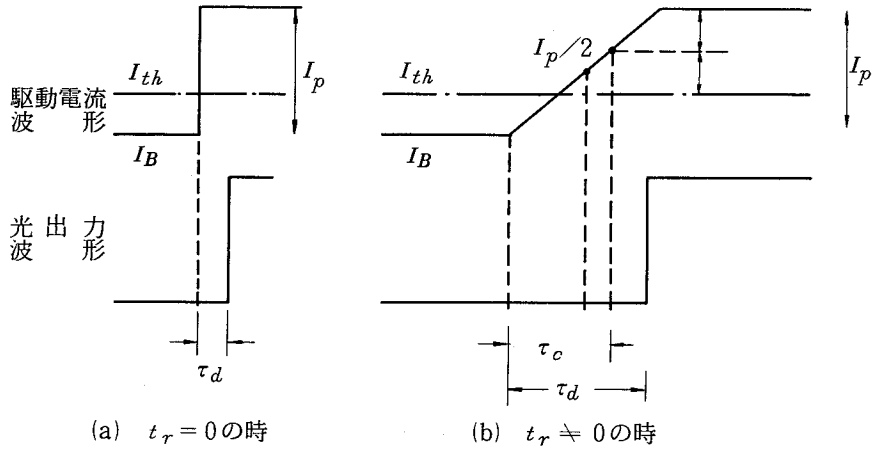



図2.15　発光遅れ時間

光時間遅れが，[32] レーザの出力波形のパルス幅変動を起す原因になる。また$\tau_d$が大きくなると高速変調時において所要のパルス幅も得難くなってくる。発光時間遅れ$\tau_d$は，駆動電流条件とキャリヤの寿命時間$\tau_s$　また駆動電流の立上り時間によって決る。すなわち，

$$\tau_d = \tau_s \ell_n \{ I_p / ( I_p + I_B - I_{th} ) \} + \tau_c \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots (2.36)$$

で近似できる。ここで$\tau_c$は駆動電流立上り時間 $t_r$による補正項であり，図2.15において駆動パルスの最大電流値（$I_B + I_p$）としきい値電流$I_{th}$の中点で補正することにより，次式で与えられることがわかる。

$$\tau_c = \frac{(I_p + I_{th} - I_B)}{2 I_p} t_r - \frac{1}{2} t_r \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (2.37)$$

式（2.36）は$I_B < I_{th}$ の範囲で成立する。$I_B$を$I_{th}$に近ずける程$\tau_d$は小さくなり，$I_B$

が$I_{th}$を越えると，$\tau_d$は$\tau_c$のみで決定される。しかし$I_B$ 増加させることは消光比の劣化をひき起し，さらに出力光パルスの立下り時間の劣化の原因にもなる。

消化比の劣化光量に含まれる信号分の光量を減少させ，一方でショット雑音を発生させるため，ＳＮＲの劣化をひき起す。図2.１６はこの消光比とＳＮＲの関係を，表2.1によって計算

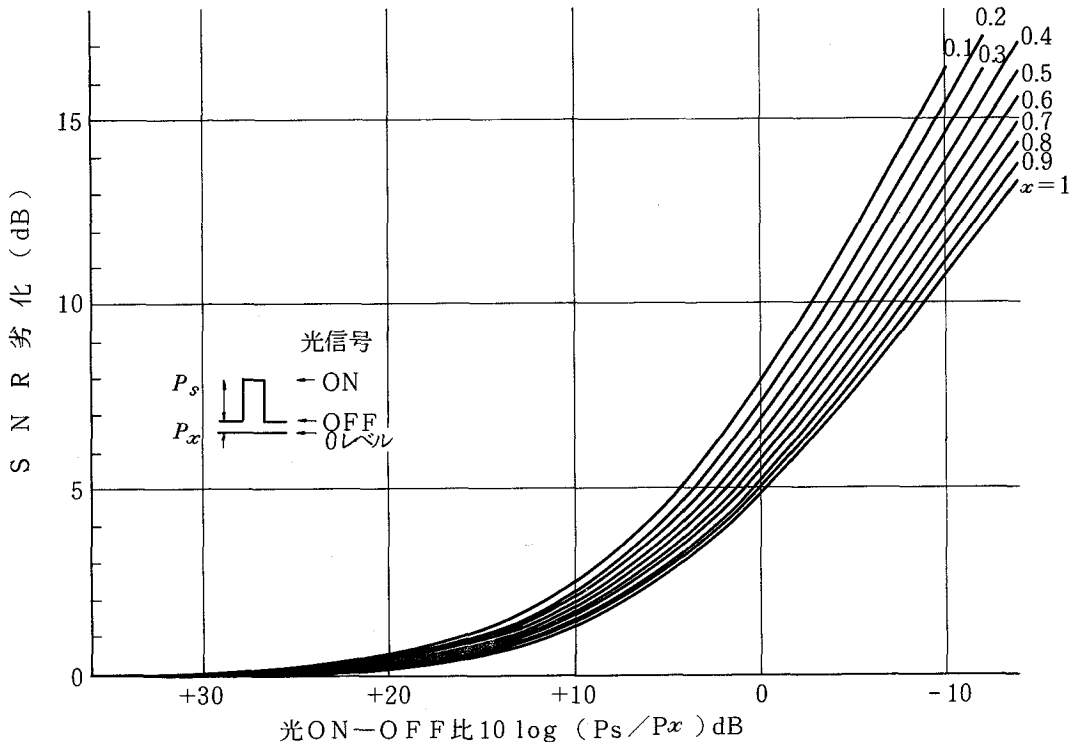



図2.１６　消光比劣化によるＳＮＲ劣化

した結果を示す。ここでは，消光比に含まれる不要光成分を，ＣＷ的なじょう乱背景光雑音としてとらえている。図2.１６では，光ファイバベースバンド帯域が十分広い場合についての計算結果である。光ファイバベースバンド帯域が狭い場合の計算例を図2.１７に示す。この図より，ファイバ帯域制限が大きい場合には消光比劣化の影響は小さくなることがわかる。

半導体レーザの発振しきい値電流$I_{th}$，および微分効率$\eta_{ex}$は，温度特性を有している。すなわち

$$\left.\begin{aligned} I_{th} &= I_0 \ exp\left(\frac{\Delta T + \theta_R P}{\theta_1}\right) \\ \eta_{ex} &= \eta_0 \ exp-\left(\frac{\Delta T + \theta_R P}{\theta_2}\right) \end{aligned}\right\} \cdots\cdots\cdots \quad (2.38)$$

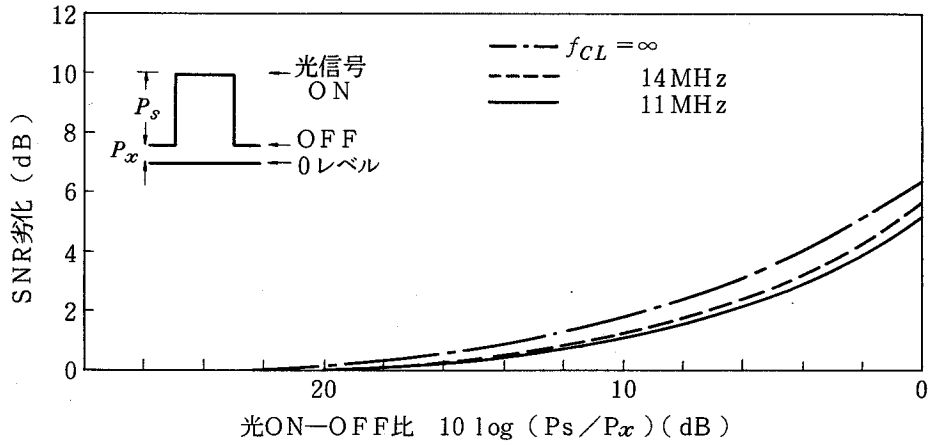



図2.17　消光比劣化によるＳＮＲ劣化

但し　$\Delta T$　：　温度変化

$\theta_R$　：　熱抵抗

$P$　：　消費電力

$\theta_1$，$\theta_2$　：　温度特性を表わす定数

で表わされる。周囲温度およびマーク率変動などに対する，上記 $I_{th}$，$\eta_{ex}$ の変化から，出力光電力は大きく変わる。このため通常光送信器には，自動出力制御回路（ＡＰＣ）が採用される。ＡＰＣ回路の不完全性は，パターン効果，出力光電力変動の原因となる。

半導体レーザにパルス変調を行った時に，出力光には，周波数１GHz以上の減衰振動が観測されることがある。この過渡応答は緩和振動とよばれる。このような波形を直接受信すれば，符号誤り率特性の劣化が生じる。また半導体レーザの強度変調時に生じる雑音電力は，信号の周波数特性とほぼ同じ傾向にあり，緩和振動周波数で最大となる。ＳＮＲで表現すると，緩和振動周波数の近傍で２０dB以上，その他の周波数で５０ｄＢ以上である。従って，半導体レーザを変調して用いる場合，この緩和振動以下の周波数で用いる必要がある。緩和振動周波数に比べて十分低い（ほぼ１／４以下の周波数）ビットレートで使用する場合には，受信側で用いられる低域通過フィルタにより，これらの影響を無視できる値にすることができる。

半導体レーザあるいは発光ダイオードのスペクトル広がりは，光ファイバの波長分散が大きい場合に，光ファイバ伝送後にパルス広がりを生じる。この劣化は，光ファイバのベースバンド帯域劣化と考える。また半導体レーザの高速変調時の雑音劣化をモード分配雑音と呼び，

2.4.3でその定量化をはかる。

## 2.4.2 受信系の劣化

受光系における劣化には，受光素子における劣化と，電気回路における劣化に大別できる。受光素子における劣化には，主に量子効率$\eta$の劣化，過剰雑音指数$x$の劣化，ＡＰＤの最適増倍率設定誤差，暗電流による劣化等がある。電気回路における劣化要因としては，前置増幅器の雑音，等化器の等化偏差，クランプ誤差，識別判定値変動および不確定幅，タイミングジッタ等が考えられる。その他器内雑音等も考慮すべきであろう。

2.3節で述べたように，光伝送系の受光回路には，信号対雑音比Ｑ，ＡＰＤの増倍率Ｍ，識別判定値$x_{th}$には最適値が存在し，これらの値は，中継器の所要ＳＮＲ，受光系の特性によって変わってくる。従って，光中継器を設計するためには，上記劣化要因に対して見通しの良い計算式を導くことは重要な課題である。

受光回路を設計するに当って，次の手順をとることにする。[33]

(1) まず，受光回路の設計標準値に対して，受光電力に対するＳＮＲの値を式（2.30）を用いて計算する。

(2) 受光器のばらつき，劣化および電気回路などの劣化を雑音劣化分とアイ劣化分に分けて劣化配分を行う。

(3) 符号誤り率の規格値を満足するＳＮＲの値（図2.12）に，(2)で求めたＳＮＲ劣化分を加えて，所要ＳＮＲを求める。この結果と(1)の計算結果から，中継器の所要受光電力を決定する。

光中継器のＳＮＲと$M_{opt}$の値は，光ファイバのベースバンド帯域によって異なってくる。図2.18は，ビットレート$f_0 = 32\,Mb/s$に対して，後述する表4.2の受光系のパラメータに対して，ベースバンド帯域$f_{CL}$に対するＳＮＲと$M_{opt}$の計算結果例を示している。ここでは，マーク率$p_m = 1/2$，送信パルスのデューティ比$\delta$を50％に選んでいる。このとき，平均受光電力$\overline{P}_r$は，

$$\overline{P}_r = P_r \cdot \delta \cdot p_m = p_r/4 \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.39)$$

で与えられる。図2.19は最適判定値 $x_{th}$ の $f_{CL}$ 依存性を示す。

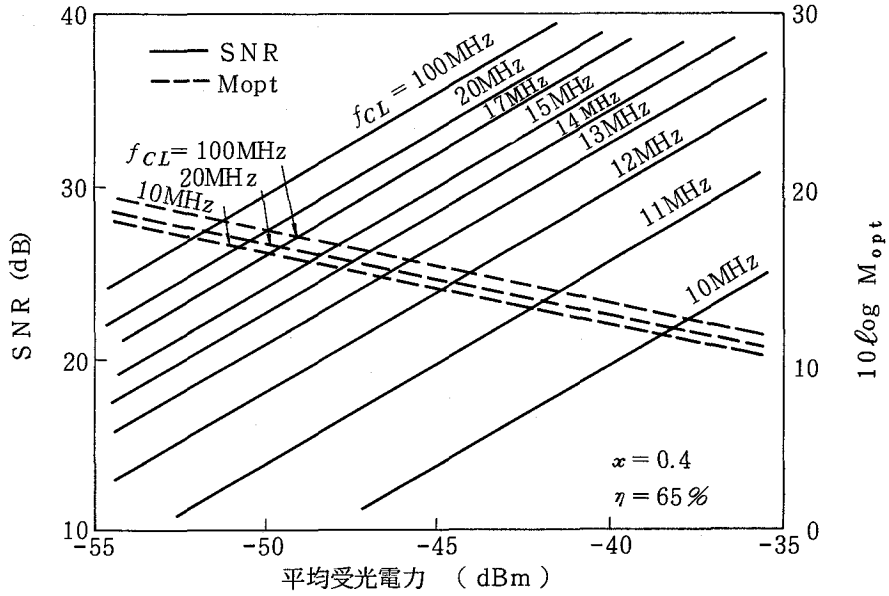



図2.18　32Mb/s 伝送系のSNRと最適増倍率

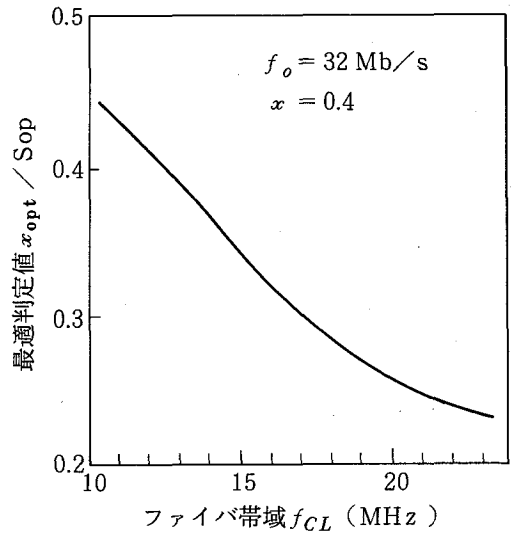



図2.19　最適判定値の帯域依存性

図2.18および，表2.1より明らかなように，背景光 $P_b = 0$ の時には，$M_{opt}$，$Q_{opt}$，$x_{opt}$ と受光電力 $P_r$ の間には

$$\left.\begin{aligned} M_{opt} &= M' \cdot P_r^{-\frac{1}{2+x}} \\ Q_{opt} &= Q' \cdot P_r^{\frac{1+x}{2+x}} \\ x_{opt} &= S_0 + x' \cdot P_r^{\frac{1+x}{2+x}} \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots\cdots \ (2.40)$$

の関係が成立つことがわかる。

但し　$M'$，$Q'$，$x'$は定数

ＳＮＲ＝２２.３ dB（$p_e = 10^{-10}$ の理論値）に対する最適増倍率$M_{opt}$を求めると，図2.１８のようになる。$M_{opt}$はＡＰＤの量子効率には依存していないが，過剰雑音指数$x$および，前置増幅器の熱雑音量によって変わる。

中継器のベースバンド系のＳＮＲ劣化 $\Delta SNR_m$ に対して，同じ符号誤り率を確保するのに必要な受光電力の増加量$\Delta P_r$の関係は，式（２.３０）より

$$\Delta P_r = \frac{2+x}{2+2x} \Delta SNR_m \quad (dB) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \ (2.41)$$

また，最適増倍率は

$$\Delta M_{opt} = \frac{-1}{2+2x} \Delta SNR_m \quad (dB) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \ (2.42)$$

で与えられることがわかる。

次に各種劣化要因と，ＳＮＲ劣化量との関係を明らかにする。

(i)　ＡＰＤ量子効率$\eta$

量子効率$\eta$の変化によるＳＮＲ劣化は式（２.３０）により，次の関係があることがわかる。

$$\Delta SNR = \frac{2+2x}{2+x} \cdot 10 \log \left(\frac{\eta_1}{\eta_0}\right) \quad (dB) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \ (2.43)$$

例えば，$x=0.4$ のとき $\eta_0 \rightarrow \eta_1$ が６５％→６０％と変ると，0.4 $dB$ のＳＮＲ劣化となる。

(ii) ＡＰＤの過剰雑音指数 $x$

過剰雑音指数 $x$ の影響が最も大きいのはショット雑音電力 $2e\frac{\eta e}{h\nu}\cdot P_r\cdot M^{2+x}\cdot B$ が熱雑音に対して支配的になる場合，すなわちファイバの帯域制限の無い時である。このとき $x_0 \rightarrow x_1$ の劣化が生じると，ショット雑音電力は $M^{2+x_1}$ の変化となる。熱雑音を無視するとこれがＳＮＲ劣化に対応する。すなわち

$$\Delta SNR = 10\{(2+x_0)\log M_0 - (2+x_1)\log M_1\}$$

$$\fallingdotseq 10\times(x_0-x_1)\times\log M \qquad (dB) \quad \cdots\cdots \quad (2.44)$$

となる。

(iii) 増倍率Ｍの影響

図 2.20 は増倍率Ｍを変化させた場合の $SNR$ の変化を示している。但しこの図では，識別

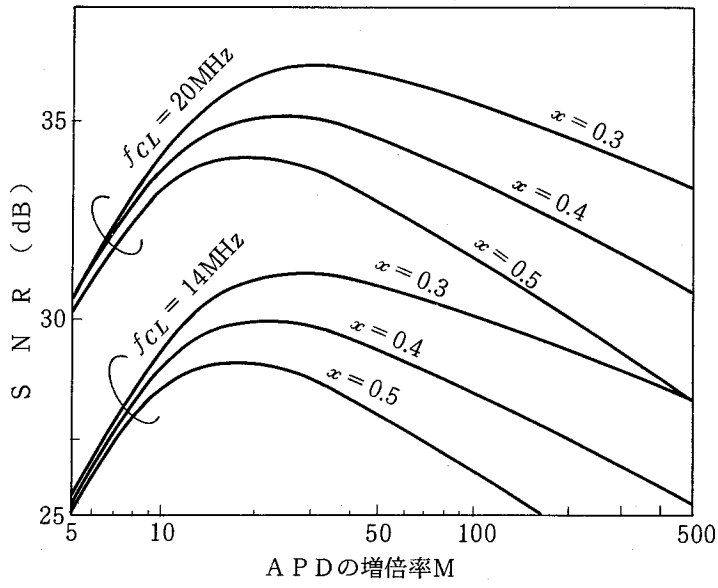



図 2.20　ＡＰＤの増倍率

判定値 $x_{th}$ は，それぞれの増倍率に対して最適になるように動かしている。$x_{th}$ を固定した場合の影響については，次章で述べる。図より，最大のＳＮＲを与える最適増倍率は十分範囲が広く，$M_{opt}\pm 3\ dB$ 程度の設定誤差が生じても，その影響は 0.3 $dB$ 程度であることがわか

る。

(iv) ＡＰＤの暗電流の影響

暗電流の影響は，消光比劣化と同一であるので，図2.１６を用いることによりその影響を計算できる。

(v) 前置増幅器

前置増幅器における熱雑音劣化の影響は，式（ 2.３０ ）によって計算できる。いま熱雑音劣化が $\Delta N_i$〔$dB$〕であるとすると，$SNR$劣化は

$$\Delta SNR = \frac{-x}{2+x} \cdot \Delta N_i \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.45)$$

により与えられる。

例えば，入力換算雑音電流密度が 1.298 $pA/\sqrt{H_z}$の前置増幅器が 4.4 $pA/\sqrt{H_z}$に劣化したとすると，$SNR$は 1.76 $dB$劣化する。

(vi) 符号間干渉劣化

光送信回路のパターン効果，パルス幅変動，立上り，立下り時間の劣化など，光出力波形の劣化，波形等化器の等化偏差，クランプ誤差，識別器の識別不確定および識別判定値変動，タイミング抽出部の位相推移，器内雑音などは等価的にアイパターンの劣化をひき起す。この波形劣化量を符号間干渉量Ｉで評価する。今符号間干渉Ｉは，マーク・スペースの両方のレベルに対して同じように発生すると，符号間干渉のない場合の信号振幅で正規化した最適識別判定値　$x_{opt} = \sigma_0 / (\sigma_0 + \sigma_1)$ に対して

$$x_{th} = x_{opt} + (1 - 2x_{opt})\, I \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.46)$$

に最適値が移動する。

この場合，$SNR$劣化は

$$\Delta SNR = 20 \log (1 - 2I) \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.47)$$

で評価できる。

(vii) じよう乱光による劣化

外部からのじよう乱光による劣化としては，波長多重伝送系等における隣接チャンネルからの不要波漏洩などが考えられる。通常の1チャンネル伝送では，光ファイバが耐干渉性に強いことから，この雑音は無視できる。

じよう乱光としては，CW的な一定振幅の雑音光と，変調波などのように，あるピークレベルを有する場合に大別できる。CW的じよう乱光による劣化は，消光比劣化によるものと等価であり，図2.16を適用できる。変調波による劣化は，波形等化器出力での信号波の$o-p$値$S_{op}$に対する，不要波の$o-p$値$I_{op}$を計算することにより，次のような符号間干渉量$I$で評価できる。[34]

$$I = (I_{op}/S_{op})/(1 - I_{op}/S_{op}) \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.48)$$

以上，受光系における劣化要因と劣化量の関係，最適パラメータについて，計算式が求められた。これらの関係式を使うことにより，精度の高い中継器劣化配分が行えるようになった。

(viii) バースト誤り

半導体レーザの発振中心波長は，周囲温度の変化等により，異なった波長に推移をする場合がある。この時，光ファイバの波長分散により，受信側に到達するパルスには時間的なゆらぎが生じる。従って中継器の識別器入力信号とタイミング波の間には位相ずれを生じ，バースト誤りの原因となることが考えられる。いま発振中心波長が，$\Delta\lambda_m$離れた隣りの発振縦モードに飛ぶと仮定すると，その時に起る位相ずれにより，生じる符号誤り率劣化に対して1桁の符号誤り率劣化（約0.5 $dB$のSNR劣化）が許容されるとすると，図2.13より

$$f_0 \cdot L \leq 100/(m \cdot \Delta\lambda_m) \quad (GH_z \cdot km) \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.49)$$

を満足すべきことが導かれる。[35]

しかしながら，半導体レーザのキャビティ長を適当に選ぶことにより，$\Delta\lambda_m < w/3.5$に選ぶとか，あるいは，十分な光パワーマージンをとる等の対策が行えるので，これによる劣化は，

劣化配分からは無視して計算することとする。

## 2.4.3 半導体レーザのモード分配雑音

半導体レーザは複数の縦モードで発振可能であり，定常状態で縦モードが単一化されるレーザでも，実際のパルス変調時には多モード発振することが多い。半導体レーザにパルス電流を印加したとき，どの縦モードが，どのように発振するかは確率的な現象となる。適切に設計された光変調器で，各縦モードの総和としての光パルスの出力に揺ぎがない場合でも，図2.21に示したように各縦モードのになう電力は，大なり小なり揺いでいる。半導体レーザ出力の各縦モード成分 $\lambda_{+1}$，$\lambda_0$，$\lambda_{-1}$は，各パルス毎にゆらいでいるとする。光ファイバ伝送後には，波長分散により遅延時間差が生じると，受信波形の揺ぎとして顕在化してくる。

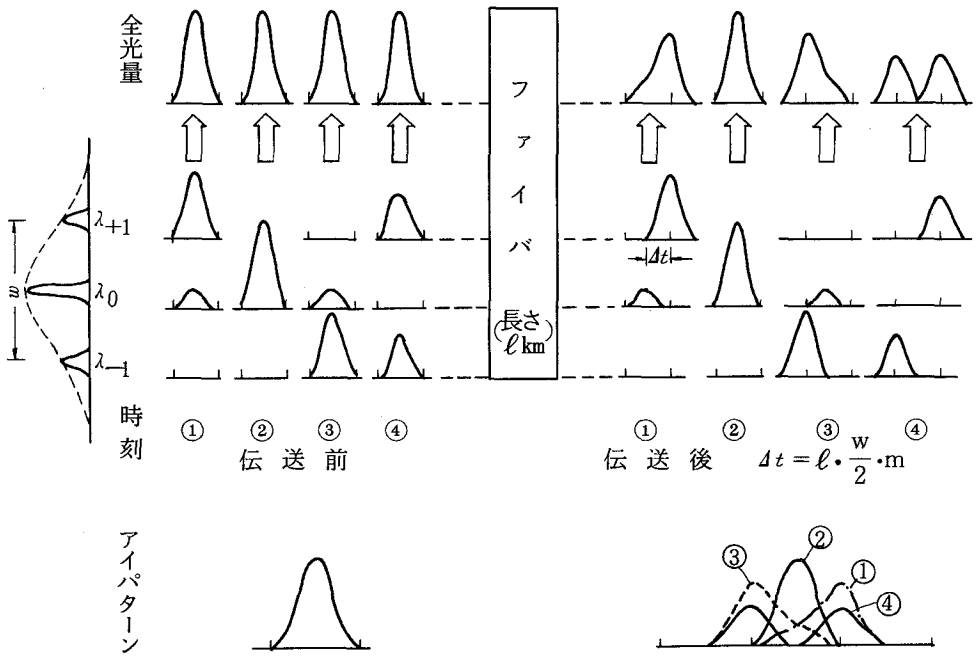



図2.21 モード分配雑音による波形劣化

半導体レーザのモード分配雑音を評価するために，図2.22のような送信波形と縦モード成分を考える。(a)，(b)，(c)は，簡単のため，二つのモード $\lambda_1$，$\lambda_2$ だけが存在するとした場合で(d)はより厳密なモデル化を行う場合に使用したガウス分布形モデルである。2乗余弦等化波形を仮定し，符号間干渉，ピーク値劣化として評価したＳＮＲ劣化を計算すると，図2.23が求められる。高速変調では(c)の場合はほとんど生じないと考えられ，(a)が最悪のＳＮＲ劣化を与える。(d)は半導体レーザの縦モード揺ぎを確率的な変動としてとらえて計算した劣化量である。

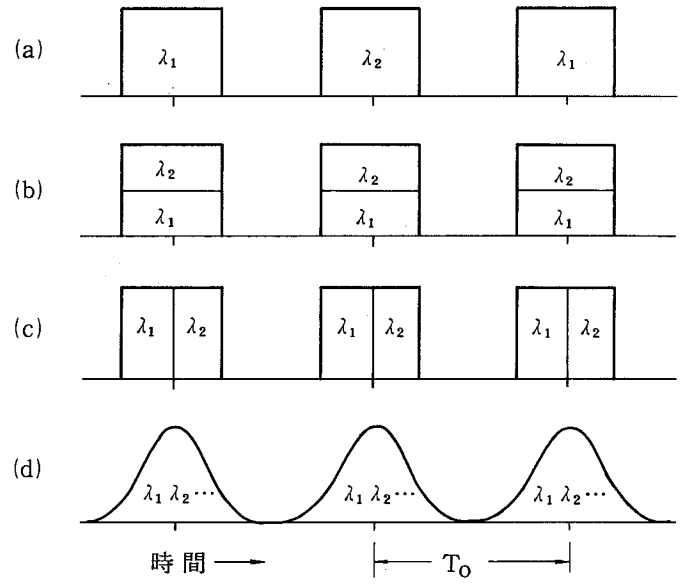



図2.22　送信波形と縦モード成分

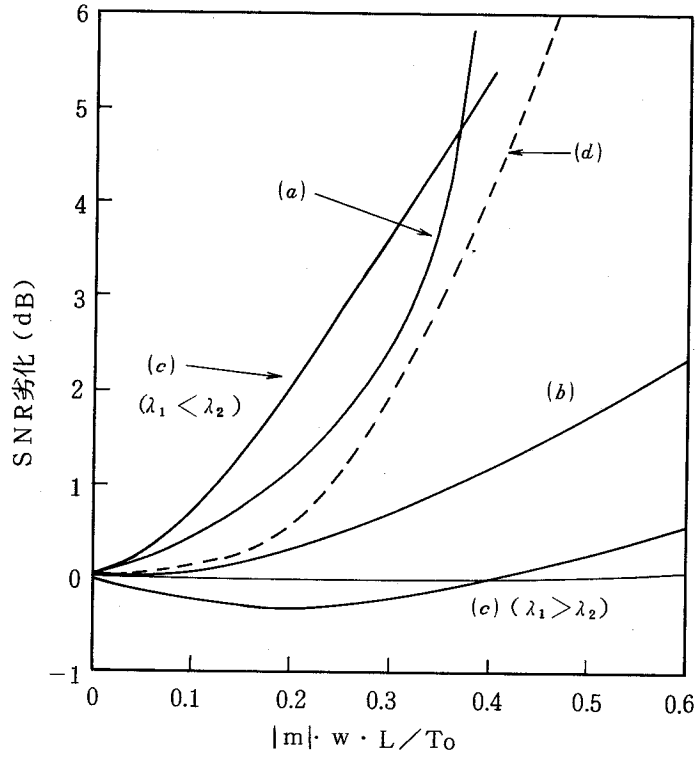



図2.23　LDのモード分配雑音によるSNR劣化

図より，半導体レーザのモード分配雑音による中継間隔の距離制限値は以下のように与えらる。

SNR劣化3$dB$ を許容するとすると図2.23より，ビットレート・距離積の制限値は

$$f_0 \cdot L < 330 / |m| \cdot w \quad (Gb/s \cdot km) \qquad \cdots\cdots\cdots (2.50)$$

で与えられる。[36]

但し　$f_0$：ビットレート（$Gb/s$）

$L$　：中継間隔（$km$）

$|m|$：光ファイバの波長分散（$ps/km/nm$）

$w$　：半導体レーザのスペクトル広がり半値幅（$nm$）

ここで光ファイバの波長分散と，光源のスペクトル広がりによって定まる波形なまりの影響を検討する。伝送系のファイバベースバンド帯域$f_{CL}$によるＳＮＲ劣化３$dB$を許容する場合には，図 2.18より

$$f_{CL} > 0.55\, f_0 \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.51)$$

を満足する必要がある。ここで式（2.5）を適用すると，光ファイバの帯域制限（波長分散のみ）によるビットレート・距離積は

$$f_0 \cdot L \leq 880/|m| \cdot w \qquad (Gb/s \cdot km) \qquad \cdots\cdots \quad (2.52)$$

を満足すべきことがわかる。

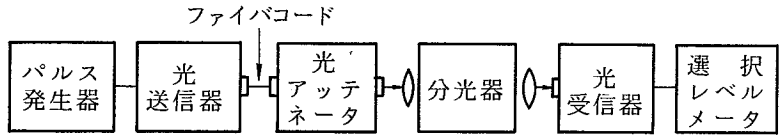
式（2.50）と式（2.52）を比較すると，高速変調時には，半導体レーザのモード分配雑音によって，中継間隔がほとんど制限されることを示している。第５章で，この影響を符号誤り率の測定により実験的に明らかにする。

モード分配雑音の定量的評価[23]を行うため図2.24(a)の測定系において，397.2$Mb/s$，{1，0，0}固定パターンで半導体レーザを変調し，光アッテネータの減衰量と雑音レベルの関係を測定した。ここで，信号スペクトルは基本波397.2／3＝132.4MHzの線スペクトルとなるので，信号レベルは基本波のレベルを，又，雑音レベルは，102・4MHzのレベルを帯域幅15kHz で測定した。結果を同図(b)に示す。なお，雑音の周波数特性はほぼ平担であった。

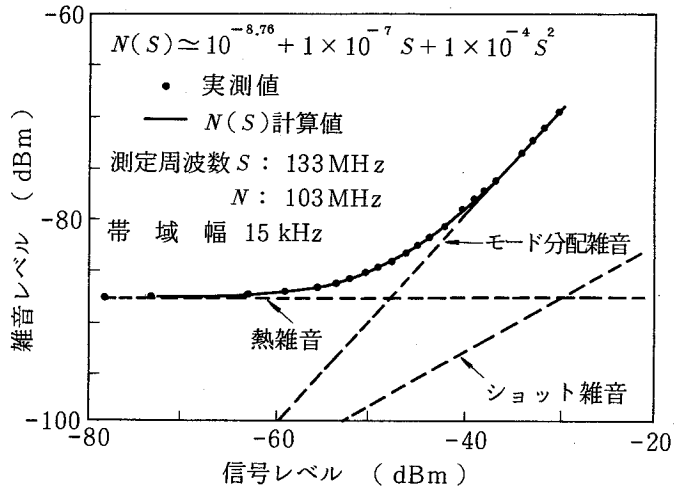
受信系の主要雑音源は，熱雑音とショット雑音であり，信号レベルをＳ（電圧値）とすると熱雑音電力はＳと無相関であり，ショット雑音電力はＳに比例する。又，モード分配雑音電力は，$S^2$に比例すると考えられるので，総雑音電力N(S)は，各雑音が電力和すると仮定すると次式となる。

$$N(S) = a_0 + a_1 S + a_2 S^2 \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.53)$$

図2.24(b)には，測定結果をこの式で最小2乗近似した結果を併せて示してあり，実測値と良く一致している。このことから，半導体レーザの高速変調時には，各パルスごとの縦モードの担うパワーがゆらいでいることがわかる。




(a) 測 定 系

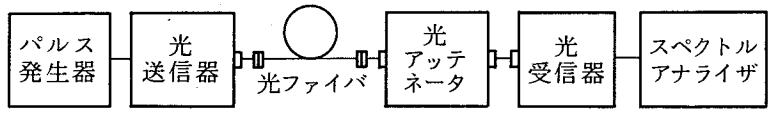



(b) 雑音レベルと信号レベルの関係

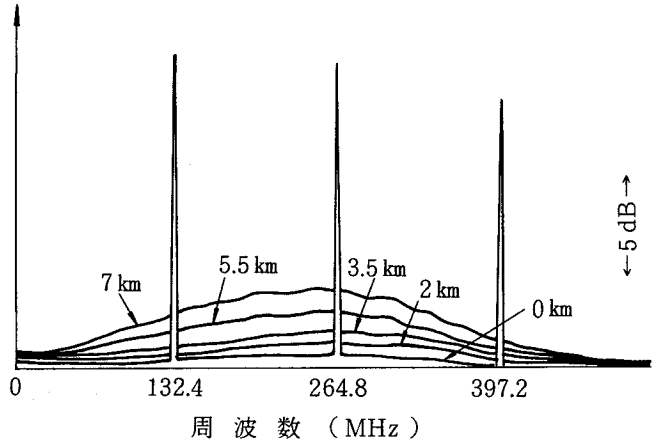
図2.24 モード分配雑音の定量的測定

図2.25(b)は，図2.25(a)の測定系で，光ファイバ伝送後の雑音スペクトルを測定した結果を示す。送信パルスは，図2.24の場合と同じ固定パターンであり，光ファイバ伝送後に信号基本波レベルが一定となるように，光アッテネータの減衰量を設定している。高周波で雑音レベルが低下しているのは，受光系および光ファイバの周波数特性によるもので，これを補償すると，光ファイバの距離によって雑音は大きくなり，高周波雑音レベルが増大していく傾向にあることがわかる。すなわち光ファイバの波長分散によって，受信波形の揺ぎが大きくなっていくことを示している。

このようなモード分配雑音によるＳＮＲ劣化について検討する。今モード分配雑音が無い場合のＳＮＲを$Q_0$(真値）とし，$L$ $km$ 伝送後のモード分配雑音のＳＮＲを$Q_m$(真値）とする




(a) 測 定 器




(b) 受信スペクトル

図2.25　ファイバ伝送後の雑音の周波数スペクトル

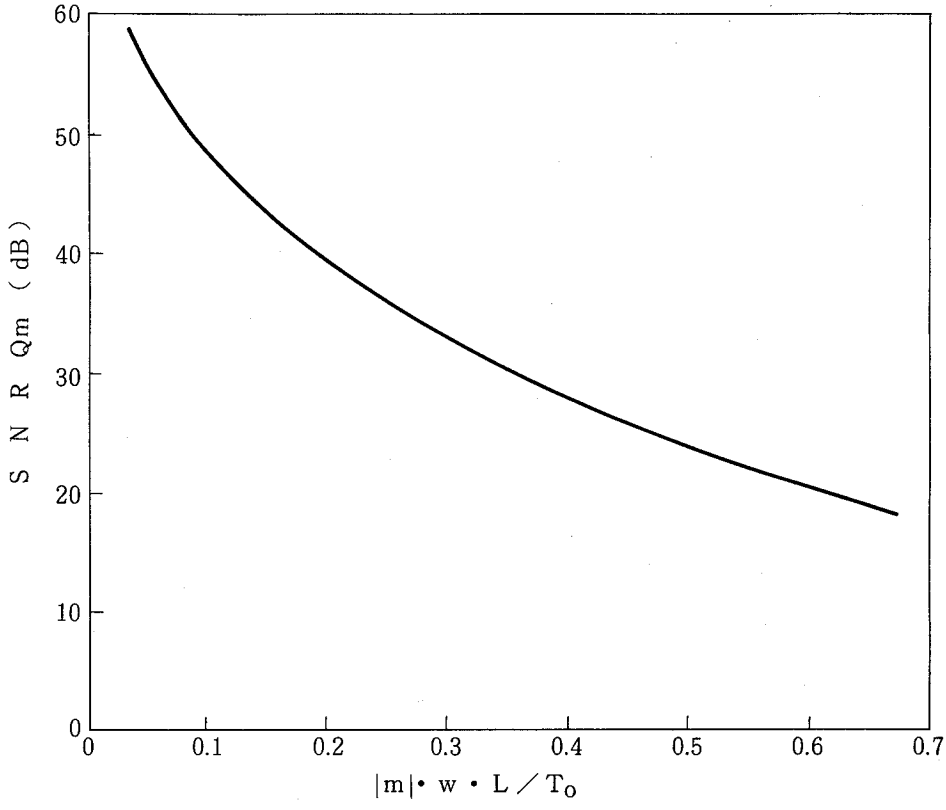



図2.26　モード分配雑音によるSNR

と，これらが総合された受信回路のＳＮＲ　$Q_T$ は

$$Q_T = \frac{1}{\frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_m}} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (2.54)$$

で表わされる。図2.26は，$Q_m$の計算結果[23]を示す。従って，$Q_T$の値は，$P_{in}$，$M$に依存しない$Q_m$を越えることはできず，符号誤り率特性にフロアを生じる。

## 2.5 むすび

光ファイバ・ディジタル中継系の符号誤り率特性を定量的に，精度良く算出する方法をあきらかにした。

光ファイバ伝送系における信号レベルに依存したショット雑音を考慮に入れて，２値伝送系におけるＳＮＲの解析を行い，受光系の最適増倍率，最適識別判定値，ＳＮＲを求めた。

更に光ファイバ伝送系における劣化要因について検討し，送信系，受信系における各種劣化要因の符号誤り率特性に及ぼす影響を解析した。

次に半導体レーザの高速変調時のモード分配雑音の影響について検討し，このモード分配雑音が，符号誤り率特性に，フロア現象となって表われてくることを示すとともに，所要中継間隔を達成するためには，半導体レーザのスペクトル広がり半値幅w，光ファイバの波長分散$m$は，$f_0 \cdot L \leq 330/(|m| \cdot w)$ $(Gb/s \cdot km)$ なる関係式を満す必要があることを導いた。

この結果，多モード光ファイバ伝送系では，ショット雑音，光ファイバのベースバンド帯域および半導体レーザのモード分配雑音が中継系の符号誤り率特性を決定する主要因であることを明らかにした。また各種劣化要因が存在する中継系の信号対雑音比劣化量を定量的に把握でき，中継装置および中継系の正確な設計および評価が可能となった。

# 第3章　光中継器ＡＧＣ系の特性解析

## 3.1　まえがき

光ファイバを伝搬する光は，光ファイバによる吸収，散乱のために減衰を受けたり，あるいは光ファイバのモード分散，材料分散，構造分散の影響を受け，信号パルスがひずみを受ける。これらの影響によって伝送回線の雑音や符号誤りが生じ伝送品質が劣化する。このような波形ひずみや雑音の影響を小さくするため，等化増幅（reshaping），識別再生(regenerating)，タイミング（retiming）の３Ｒ機能を有する中継器が用いられる。

このような光中継器において (イ) ケーブル布設時の区間長変動，(ロ) ケーブル布設後の損失変動，(ハ) 送信光出力の変動，(ニ) 受光系の感度の変動を救済するためのＡＧＣ系の設計は重要な問題である。[37] 光ファイバ伝送系の受光回路には，第２章で解析したように光一電気変換におけるショット雑音と電気回路で発生する熱雑音など性質の異なる雑音が混在している。またＡＰＤを受光器として用いる場合には，ブレークダウン電圧の大きな温度依存性のために，その補償を含めて，簡易な構成とする必要がある。

このような光中継器のＡＧＣ回路形式としては，できる限り無調整で使用でき，かつ劣化の少ない安定な回路形式が望ましい。本章では，基本的なＡＧＣ回路である最適制御形式，全ＡＧＣ形式，定増倍率ＡＧＣ形式の３形式について，ＳＮＲおよびダイナミックレンジを解析している。さらにＡＧＣ回路のダイナミックレンジを少なくする要因である符号間干渉，ＡＰＤの応答特性の影響などについて述べる。さらに，各ＡＧＣ回路の比較を述べ，光中継器ＡＧＣ回路の動作特性を明らかにする。[20, 33]

## 3.2　ＡＧＣ回路の基本構成

光中継器では，

(1)　ケーブル布設時の区間長変動

(2)　ケーブル布設後のケーブル損失変動

(3)　送信光出力の変動

(4) ＡＰＤの受光感度の変動

を救済するためのＡＧＣ系の構成は重要な問題である。

このうち(3)の送信光出力の変動については，半導体レーザのＡＰＣ回路により，変動幅を±0.5～1.0 $dB$ 以内におさえることが可能である。(1)のケーブル区間長による損失変動は，0～8 $km$ を考えると，光電力で４０ $dB$ にもなり，これは通常の電気回路だけで救済するとしても，８０ $dB$ の電気的利得可変幅を必要とすることになり，回路の実現上難しい。また光ファイバのベースバンド帯域によって，等化器を変化させる必要もある。等化器については，4.3.4節で検討することとする。ここでは，固定減衰器を調整することにより，受光電力を調整することにする。

(2)のケーブル布設後の損失変動には，線路損失自身の温度特性，経年劣化などによる変動の他に，光ファイバの線路損失の波長特性と光源の発光波長の変動にもとずく線路損失の変動を考える必要がある。線路損失自身の変動はほとんど無いと考えられるが，8 $km$ で一応 1 $dB$ 程度を想定する。発光波長 $\lambda$ は，0.85 $\mu m$ 帯 $GaAlAs$ で約 2.5 Å／℃ の温度依存性を有する（第4.3.2節参照）ので，４０℃の温度変化を考えれば，９０ Åの変化を見込む必要がある。一方線路損失の波長特性は，レイリー散乱則に従うとすると，$\lambda^{-4}$ で損失が変化する。従って，光ファイバの損失を4.5 $dB/km$ とすると 8 $km$ で1.6 $dB$ の変動を見込む必要がある。

固定減衰器のステップ幅を３ $dB$ ，コネクタ損失の変動（着脱による変動）を1.4 $dB$ （２ケ所分）を見込むと総合して，受光電力の変動は，少くとも

| | | | |
|---|---|---|---|
| ＬＤ出力分 | …… | 1 $dB$ | 計 8 $dB$ |
| 線　路 | …… | 2.6 $dB$ | |
| 固定減衰器 | …… | 3 $dB$ | |
| コネクタ | …… | 1.4 $dB$ | |

が必要である。ＬＥＤ伝送系で，ＡＰＣループを用いない時には，経年劣化分３ $dB$ をとるとすると，中継装置では合わせて１１ $dB$ 以上のダイナミックレンジを必要とする。

(4)のＡＰＤの受光感度変動について検討する。受光器としてＡＰＤを用いることの利点は，バイアス電圧を制御することによって任意の増倍率 $M$ が得られることである。しかしながらＡＰＤには，降伏電圧の大きな温度依存性があり，増倍率は温度によって変動する。

図3.1は最適調整を行なった時，増倍率 $M$ が設定値からはずれていった場合の中継系の劣化を示している。増倍率のずれ $\Delta M$ が１ $dB$ 程度であれば，パワーペナルティ（受光電力の劣化）は0.7 $dB$ である。$\Delta M$ が0.5 $dB$ であれば，0.3 $dB$ のパワーペナルティとなる。

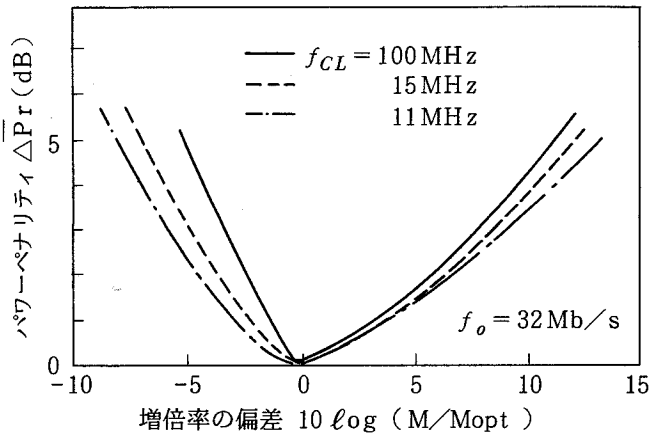



図 3. 1　増倍率の設定偏差と受光レベル劣化

ＡＰＤの増倍率$M$は

$$M = 1 / \left\{ 1 - \left( \frac{V}{V_B} \right)^n \right\} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (3.1)$$

但し　$V$　：バイアス電圧

$V_B$　：ブレークダウン電圧

$n$　：ダイオードによって決る定数

で近似できる。

温度変化$\Delta T$が生じると，$V_B = V_{B0}$（$1 + \Delta T \cdot \beta$）なる変化が生じ，$M$は大きく変化する。図 3. 2 は$\Delta M = 1\ dB$ 又は 0.5 $dB$ に抑えるために，$\Delta T \cdot \beta$　に要求される値を計算したものである。通常は$M$ = １０～１００　程度の値が最適値になるので，$n$ = ３とすると｜$\Delta T \cdot \beta$｜≦ 0.0０４～ 0.0０７　でなければならない。$\Delta T$ = ４０℃とすると，｜$\beta$｜≦0.0１％～ 0.0175 ％／℃が要求される。$Si$－$APD$の温度係数$\beta$は，空乏層のイオン化率，降伏電圧$V_B$ によって変化するが，$V_B$ が十分大であれば

$$\beta = \begin{cases} 0.2 \sim 0.3\ \%/℃ & \cdots\cdots\ \text{超階段接合} \\ 0.1\ \%/℃ & \cdots\cdots\ \text{階段接合} \end{cases} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (3.2)$$

であり,[38] 1桁温度係数が悪い。従って何らかの温度補償回路が必要である。

これらを救済するＡＧＣ形式の代表的なものは図 3. 3 に示したように

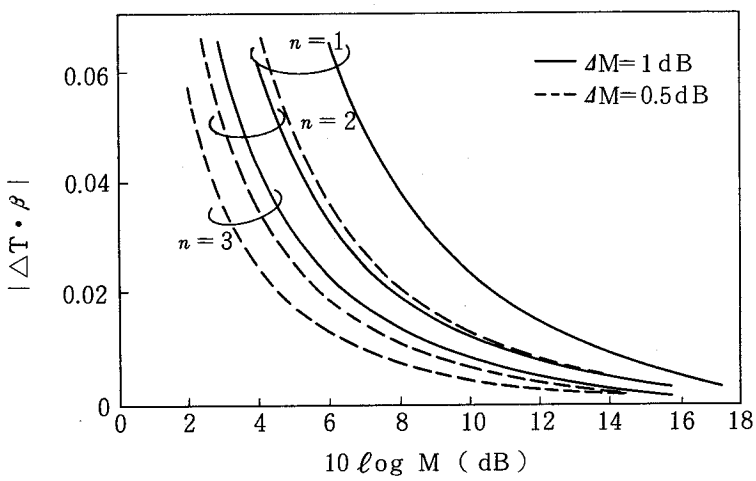



図 3. 2　ＡＰＤの温度係数 $\beta$ に要求される値

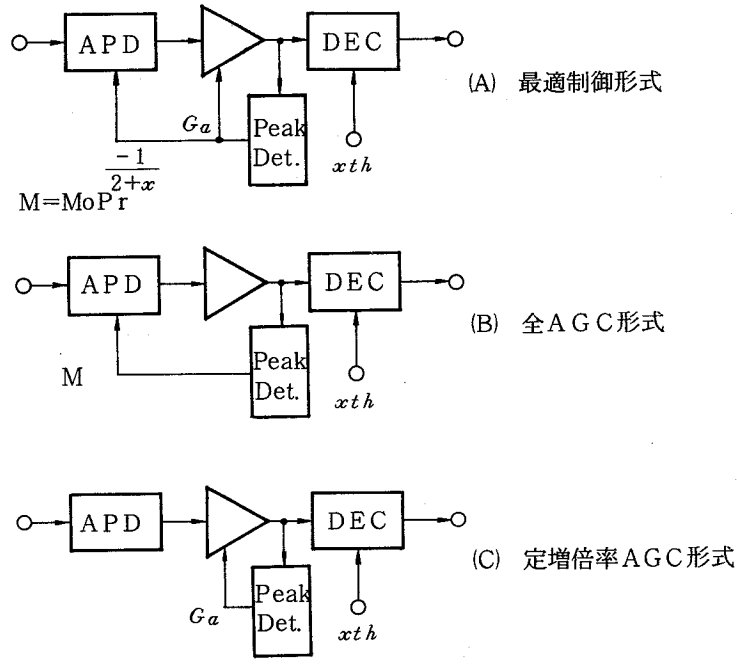



図 3. 3　基本的なＡＧＣ形式

〔A〕　最適制御形式

〔B〕　全ＡＧＣ形式

〔C〕　定増倍率ＡＧＣ形式

である。[20]

〔A〕は符号誤り率を最小にするように，受光レベル$Pr$ に対して，増倍率$M$を

$$M_{opt} = M_0 \cdot P_r^{-\frac{1}{2+x}} \quad \cdots\cdots (3.3)$$

に従って最適値になるように制御する形式で，理想的なＡＧＣ形式である。

〔B〕は標準受光レベルで符号誤り率が最小となるように調整しておき

$$M = M_0 \cdot P_r^{-1} \quad \cdots\cdots (3.4)$$

に従って，増倍率を制御するもので，ＡＰＤバイアスの温度特性と，入力信号の両方を同じように制御するので全ＡＧＣ（Full−AGC）と呼ばれている。

〔C〕は標準受光レベルで符号誤り率が最小となるように$M$を固定し，受光電力の変動に対しては，平担ＡＧＣ増幅器の利得$G_a$ を変えることによって，識別器入力を一定にしようとする形式である。

これらの形式のうち〔B〕はＡＰＤの温度補償をかねてループを構成できるので環境条件の変化に対して安定であると考えられ，回路構成も簡単である。〔C〕はＡＰＤの温度補償（たとえばサーミスタを使う，あるいは恒温槽に入れる）が必要である。〔A〕は理想的な場合であるが，回路は複雑になる。

図3.4は以上の3形式におけるＡＰＤ増倍率$M$の軌跡を示したものである。次節でこれらのＡＧＣ形式について，ＳＮＲとダイナミックレンジを明らかにする。

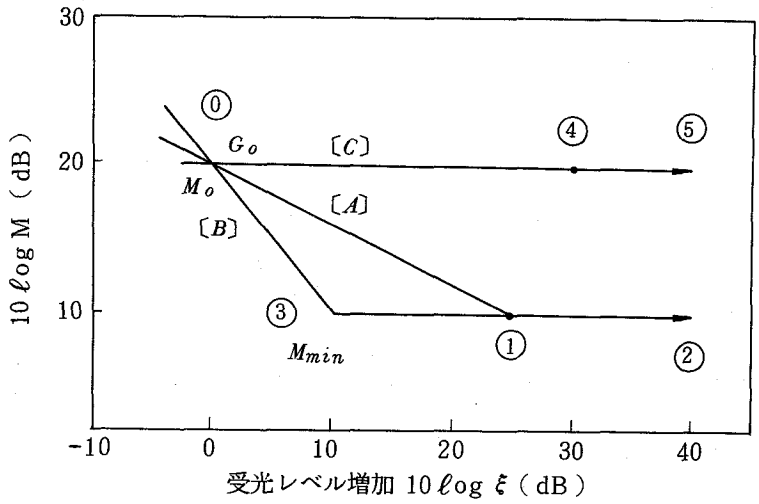



図 3. 4　基本的なＡＧＣ形式の $M$ の軌跡

# 3. 3　ＡＧＣ回路のダイナミックレンジ

最適制御ＡＧＣ形式では，識別器入力信号の $0-P$ 値は一定に保たれるので，表 2. 1 より，最適判定値 $x_{opt}$ は変化しないことがわかる。しかしながら，他の形式のものでは，受光電力によって若干最適値からずれてくる。各形式の符号誤り率特性に，実際上の支障が生じないようにするためには，次のようにして最適調整を行なう必要がある。(39)

(1)　符号間干渉を小さくするために，光ファイバ帯域 $f_{CL}$ に対して，最適波形となるように等化器を調整する。

(2)　識別器の判定値を $x_{th} = x_{opt}$ になるように設定する。

(3)　中継器のＳＮＲマージンを見込んで，符号誤り率 $p_e$ が規格値の値を満たす標準受光レベル（受光レベルの規格値）$P_r(0)$ を求め，そのレベルで各形式の増倍率 $M = M_{opt}$ になるように設定する。

以上のようにすれば，中継装置の温度変動，経年変動による劣化を受けても，符号誤り率の

規格は満足されることになる。

このように光中継器の識別判定値 $x_{th}$，ＡＰＤの増倍率$M$を設定した時の各形式の符号誤り率特性を検討する。

式（2.2 5）のパラメータを次のように表わす。

$$\left.\begin{aligned} q_1 &= 2(S_1 - x_{th}) / \sigma_1 \\ q_0 &= 2(x_{th} - S_0) / \sigma_0 \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (3.5)$$

$q_0$，$q_1$ はそれぞれスペース時およびマーク時のＳＮＲと考えることができる。第２章の検討にもとずいて，各ＡＧＣ形式についそ $q_0$，$q_1$ の値を計算した。その結果を 表 3.1 にまとめた。

表3.1　各ＡＧＣ形式の制御パラメータの変化とＳＮＲ

| | 〔Ａ〕最適制御形式 | 〔Ｂ〕全AGC形式 | 〔C〕定増倍率AGC形式 |
|---|---|---|---|
| 制御可能領域 | ⓪ → ①<br>$M = M_0 \xi^{\frac{-1}{2+x}} \geq M_{min}$<br>$G_a = G_0 \xi^{\frac{-(1+x)}{2+x}}$<br>$q_0 = Q(0)\, \xi^{\frac{1+x}{2+x}}$<br>$q_1 = Q(0)\, \xi^{\frac{1+x}{2+x}}$ | ⓪ → ③<br>$M = M_0\ \xi^{-1} \geq M_{min}$<br>$G_a = G_0$<br>$q_0 = \dfrac{Q(0)\cdot\sqrt{1+\frac{1}{ur}}}{\sqrt{\xi^{-1-x} + \frac{1}{ur}}}$<br>$q_1 = \dfrac{Q(0)\cdot\sqrt{1+\frac{1}{u}}}{\sqrt{\xi^{-1-x} + \frac{1}{u}}}$ | ⓪ → ④<br>$M = M_0$<br>$G_a = G_0 \xi^{-1} \geq G_{min}$<br>$q_0 = \dfrac{Q(0)\sqrt{1+\frac{1}{ur}}\cdot\xi}{\sqrt{\xi + \frac{1}{ur}}}$<br>$q_1 = \dfrac{Q(0)\cdot\sqrt{1+\frac{1}{u}}\cdot\xi}{\sqrt{\xi^{-1-x} + \frac{1}{u}}}$ |
| 制御不可能領域 | ① → ②<br>$M = M_{min}$<br>$G_a = G_0 \xi_1^{\frac{-(1+x)}{2+x}}$<br>$q_0 = \dfrac{Q(0)\cdot\sqrt{1+\frac{1}{ur}}\cdot\xi_1^{\frac{1+x}{2+x}}}{\sqrt{\xi\ \xi_1^{-1} + \frac{1}{ur}}}$ | ③ → ②<br>$M = M_{min}$<br>$G_a = G_0$<br>$q_0 = \dfrac{Q(0)\cdot\sqrt{1+\frac{1}{ur}}}{\sqrt{\xi\ \xi_3^{-2-x} + \frac{1}{ur}}}$ | ④ → ⑤<br>$M = M_0$<br>$G_a = G_{min}$<br>$q_0 = \dfrac{Q(0)\cdot\sqrt{1+\frac{1}{ur}}\cdot\xi_4}{\sqrt{\xi + \frac{1}{ur}}}$ |

$r = B_{s0} / B_{s1}$　　$\xi = P_r / P_r(0)$，$\xi_1 = (M_0 / M_{min})^{2+x}$

$\xi_3 = M_0 / M_{min}$

$\xi_4 = G_0 / G_{min}$

$$u = \frac{1+r}{2r}\left\{\sqrt{1+\frac{16(1+x)r}{x^2(1+r)^2}} - 1\right\}$$

$$Q(0) = \frac{\sqrt{2\eta}\cdot h_{op}(0)\cdot\sqrt{P_r(0)}}{(\sqrt{1+ur}+\sqrt{1+u})\ \sqrt{hv}\ \sqrt{M_0{}^x}}$$

〔A〕および〔B〕の形式では，制御パラメータは増倍率$M$であり，最小値 $G_{min}$ が存在する。〔C〕の形式では，制御パラメータは平坦増幅器の電圧利得$G_a$ で，最小値$G_{min}$ が存在する。

$M_0 \geq M \geq M_{min}$，$G_0 \geq G_0 \geq G_a \geq G_{min}$ なる制御可能領域では，各形式のＳＮＲは図3.5のように計算できる。計算条件としては表4.2のパラメータを用いた。

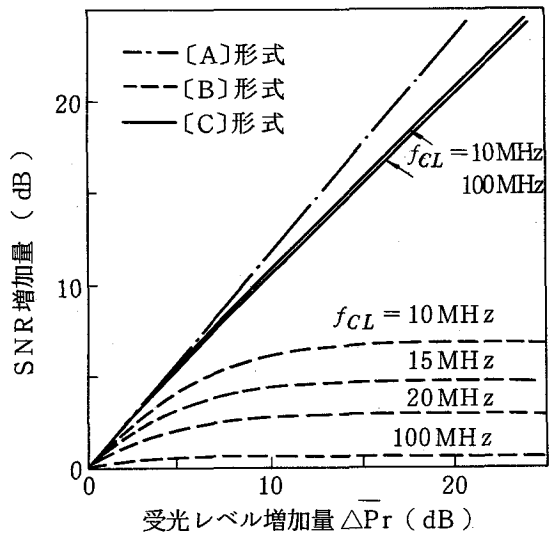



図3.5　各ＡＧＣ形式のＳＮＲ（$f_0 = 32Mb/s$）
（$\Delta\overline{P}_r = 0$ で各形式を最適化）

ここで，〔B〕，〔C〕形式では，$q_0 \fallingdotseq q_1$ であるので，悪い方の値，すなわち〔B〕形式では$q_0$，〔C〕形式では$q_1$ を示した。表3.1より，各形式のＳＮＲは次式で近似できることがわかる。

$$\Delta SNR \fallingdotseq \begin{cases} \dfrac{2+2x}{2+x}\ \Delta P_r & \cdots\cdots\cdots〔A〕形式 \\ 10\log(1+ur) & \cdots\cdots\cdots〔B〕形式 \\ \Delta P_r & \cdots\cdots\cdots〔C〕形式 \end{cases} \quad \cdots\cdots\cdots(3.6)$$

次に制御不可能領域の動作について検討する。この領域では各制御パラメータは最小値に固定されるので，ＳＮＲは制御領域とは異なってくる。表3.1にはこの場合の計算式も示した。

ベースバンド系のＳＮＲ劣化を6 $dB$ とし，各形式の符号誤り率特性を計算した。図3.6は

計算結果を示す。標準受光レベル（$p_e = 10^{-10}$ に設定）の近くでは，各形式とも符号誤り率特性の差異は小さく，前述の最適設定法の妥当性もわかる。

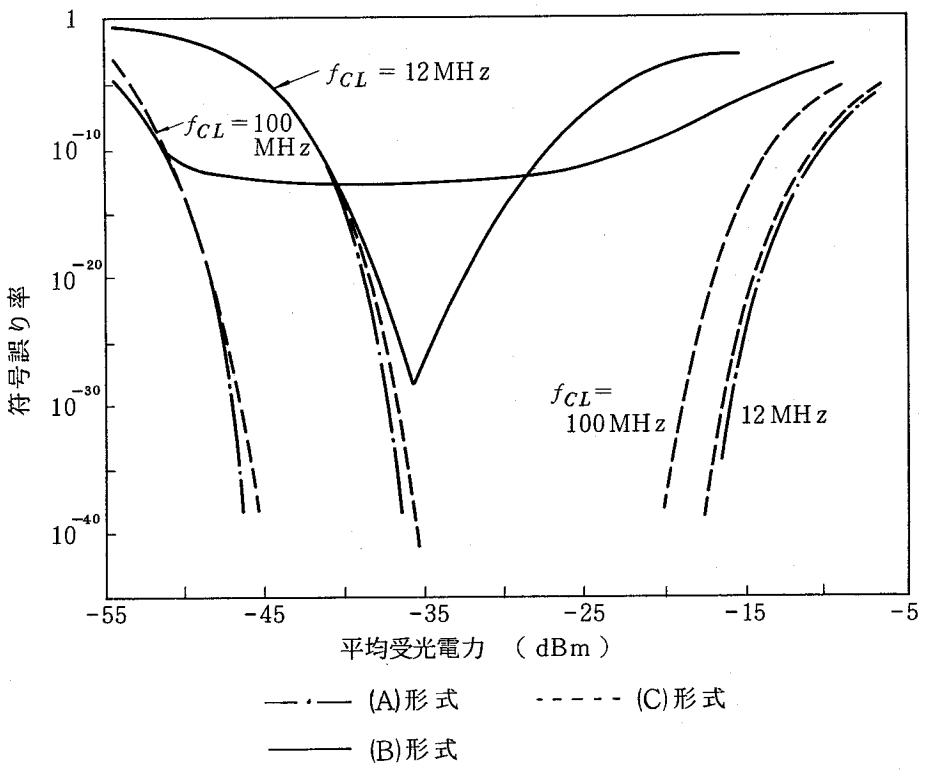



図 3.6　各ＡＧＣ形式の符号誤り率特性

符号誤り率が規格値以下になる受光レベルの変化幅 $\xi_A$ をＡＧＣ系のダイナミックレンジとする。図 3.6 からもわかるように，制御不可能領域でも，符号誤り率が規格値以下になる領域が存在する。表 3.1 の計算式において，この制御不可能領域では，$P_r$ が増加するに従って，$q_0$ による符号誤り率劣化が支配的なものになっている。従って $q_0(\xi) = q_0(\xi = 1) = Q(0)$ を満す $\xi$ を求めれば，それがＡＧＣ系のダイナミックレンジを表わす。

表 3.2 は各ＡＧＣ形式におけるダイナミックレンジ $\xi_A$ の計算式を求めたものである。

符号間干渉が無い場合，ダイナミックレンジは次式で近似できる。

表 3.2　各ＡＧＣ形式のダイナミックレンジ

| | 〔Ａ〕最適制御形式 | 〔Ｂ〕全ＡＧＣ形式 | 〔Ｃ〕定増倍率ＡＧＣ形式 |
|---|---|---|---|
| $I_0=0$ | $\xi_0\left\{\xi_1^{\frac{2+2x}{2+x}}\left(1+\frac{1}{ur}\right)-\frac{1}{ur}\right\}$ | $\xi_3^{2+x}$ | $\xi_4^{2}\left(1+\frac{1}{ur}\right)-\frac{1}{ur}$ |
| $I_0 \neq 0$ | $\left\{b-\sqrt{b^2-4ac}\right\}/2a$ | | |
| | $a=\xi_1^{\frac{-2}{2+x}}I_0^2\left(1+\frac{1}{ur}\right)$ | $a=I_0^2\left(1+\frac{1}{ur}\right)$ | $a=I_0^2\left(1+\frac{1}{ur}\right)$ |
| | $b=\xi_1^{\frac{x}{2+x}}\left(1+\frac{1}{ur}\right)2I_0$ | $b=\xi_3^{-x}(1-I_0)^2$ | $b=2\left(1+\frac{1}{ur}\right)I_0\xi_4$ |
| | $+\xi_1^{-1}(1-I_0)^2$ | $+2\left(1+\frac{1}{ur}\right)I_0\xi_3$ | $+(1-I_0)^2$ |
| | $c=\xi_1^{\frac{2+2x}{2+x}}\left(1+\frac{1}{ur}\right)$ | $c=\left(1+2\frac{I_0}{ur}-\frac{I_0^2}{ur}\right)\xi_3^2$ | $c=\left(1+\frac{1}{ur}\right)\xi_4^2$ |
| | $-\frac{1}{ur}(1-I_0)^2$ | | $-(1-I_0)^2\cdot\frac{1}{ur}$ |

$I_0$ ＝制御可能領域内の符号間干渉量

$\xi_1$，$\xi_3$，$\xi_4$ ＝各形式の制御パラメータ可変範囲（光パワー換算値）

$$10\log\xi_A=\begin{cases}(4+3x)\,10\log(M_0/M_{min}) & \cdots\cdots〔A〕形式\\ (2+x)\,10\log(M_0/M_{min}) & \cdots\cdots\cdots〔B〕形式\\ 20\log(G_0/G_{min}) & \cdots\cdots\cdots\cdots〔C〕形式\end{cases}$$

$$(dB)\qquad\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(3.7)$$

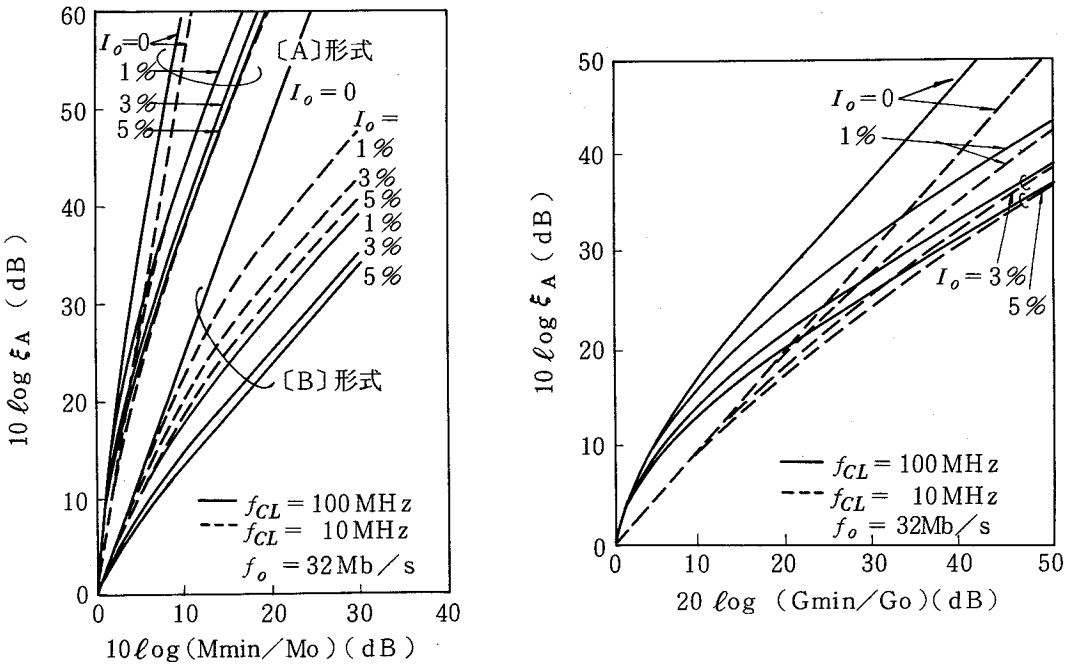
符号間干渉がある場合には，制御不可能領域では急激にＳＮＲが劣化する。いま正常動作時に符号間干渉 $I_0$ が含まれているとする。制御パラメータが最小になる場合の受光レベルを $P_{rm}$ とすれば，制御不可能領域では，受光レベル $P_r$ に対して，次のＳＮＲ劣化が生じる。

$$\Delta SNR = 20 \log \frac{(1 - I_0 \xi_r)}{1 - I_0} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (3.8)$$

但し　$\xi_r = P_r / P_{rm}$

そのため符号誤り率が急激に増大し，ダイナミックレンジは小さくなる。表3.2にはこのような場合のダイナミックレンジの計算式も示した。

図3.7に各形式のダイナミックレンジを制御パラメータの可変範囲を横軸にとって示した。本図により逆に，必要なダイナミックレンジ$\xi_A$が与えられれば，制御パラメータの可変幅を求めることができる。




〔A〕形式，〔B〕形式のダイナミックレンジ　　〔C〕形式のダイナミックレンジ

図3.7　各ＡＧＣ形式のダイナミックレンジ

# 3.4　各種ＡＧＣ回路の比較

ファイバ帯域によって，〔Ａ〕最適制御形式，〔Ｂ〕全ＡＧＣ形式，〔Ｃ〕定増倍率AGC形式について，ダイナミックレンジの変化を計算した結果を図3.8に示す。

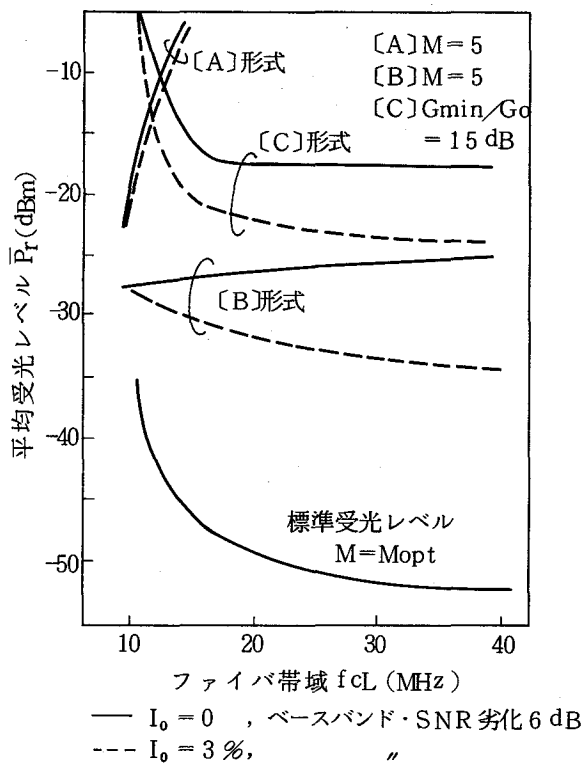



図 3.8　最低受光レベルとＡＧＣ幅

($f_0$ ＝ 32$Mb/s$)

32$Mb/s$　伝送で，〔B〕の全ＡＧＣ形式を考えると，$M \geq 5$ の範囲で変化するとする。このとき3.2節で検討した，8 $dB$ のダイナミックレンジの要求値を満足する領域を求めると，光ファイバ・ベースバンド帯域 $f_{CL} \geq 11MHz$ の領域で，全ＡＧＣによって容易に安定な動作をする中継器を構成できることがわかる。他のＡＧＣの形式は，全ＡＧＣ形式よりも広いダイナミックレジを有している。

以上基本的なＡＧＣ形式について比較したが，その結果をまとめると次のようになろう。

〔A〕　最適制御形式……ＡＧＣ形式として最もダイナミックレンジも広く，符号誤り率特性も良好であるが，回路構成上複雑となる。

〔B〕　全ＡＧＣ形式……ＡＰＤの温度補償も不要で，回路構成も簡単である。したがって，光ファイバのベースバンド帯域 $f_{CL}$ が大きい領域では十分実用的である。しかし，ＡＰＤのバイアス電圧を広い範囲にわたって変化させてやる必要があり，その間

のＡＰＤの周波数特性劣化をひき起さないことが大切である。また信号断時にＡＰＤがブレークダウン電圧まで上り，過電流になる恐れがあるので，何らかの保護回路が必要である。

〔Ｃ〕　定増倍率ＡＧＣ形式……ダイナミックレンジは〔Ａ〕についで広いが，電気回路で充分広い可変利得幅を有する増幅器を構成する必要がある。またＡＰＤの温度補償回路も設けてやる必要がある。

これまでに述べてきた回路形式により，ＡＧＣ回路の基本動作特性は解明されてきたが，より複雑な回路形式で，ダイナミックレンジの拡大をはかることができる。図3.9はそれらのＡＧＣ形式を示した。

〔Ｄ〕　定電流バイアス形式……ＡＰＤに流れる平均電流 $\overline{P_r}$ で，$M$が一定になるように制御しているので，マーク率 $p_m$ が変動すると，等価的に $10\log(M/M_{opt})=-10\log(p_m/2)$ だけ$M$がずれ，図3.1に示したように符号誤り率特性は劣化する。

〔Ｅ〕　定電圧抵抗負荷バイアス形式……ＡＰＤに大きなバイアス抵抗を負荷しておき，この抵抗によって$P_r$ が増大した時に発生する電圧低下により，等価的にＡＰＤの$M$を変化させるものである。この形式では，バイアス抵抗の値を選ぶことにより，$M$の変化を最適制御形式に近ずけることができる。しかし定電流バイアス形式と同様に，マ

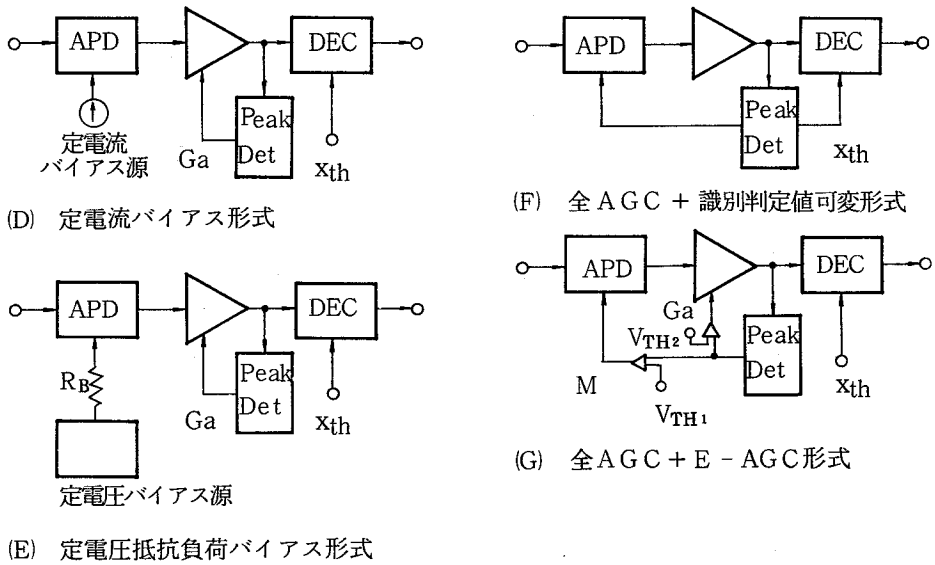



図 3.9　複合ＡＧＣ形式

ーク率が変動した時に，最適$M_{opt}$ からはずれてくるので符号誤り率特性が悪くなる。またＡＰＤの温度補償回路も必要である。

〔Ｆ〕　全ＡＧＣ＋識別判定値可変形式……$M$が$M_{min}$ を越える受光レベルになったとき，識別器の判定値を信号レベル$S_{op}$に比例して変化させるようにしたもので，ダイナミックレンジの拡大がはかれる。

〔Ｇ〕　全ＡＧＣ＋Ｅ－ＡＧＣ形式……ＡＰＤの増倍率$M$の可変範囲を越えた入力に対して増幅器の利得を変化させるものである。ループを動作させるしきい値$V_{TH1}$, $V_{TH2}$は，ループの安定性，特性劣化を考慮して決定する。

以上の光中継器のＡＧＣ回路についての検討結果を確認するために，装置を試作し評価した。３２$Mb/s$ 光中継装置には，基本形式の一つである〔Ｂ〕の全ＡＧＣ形式を適用し，動作特性を測定した。４００$Mb/s$ 光中継装置には，〔Ｅ〕の定電圧抵抗負荷バイアス形式および〔Ｇ〕の全ＡＧＣ＋Ｅ－ＡＧＣ形式，すなわち複合ＡＧＣ形式を適用した。その結果は，第４章，第５章で述べる。いずれの場合も，本章での理論検討結果と，実験結果は一致していることがわかった。本研究により，光中継器ＡＧＣ系の動作特性の解明と設計法が明確になった。

## 3.5　むすび

光中継系の安定な動作を確保するための中継器ＡＧＣ回路の動作特性の解析と設計法を明らかにした。

まず光中継系における中継器ＡＧＣ回路の役割り，所要ダイナミックレンジについて述べ，次にＡＧＣ形式として，（Ａ）最適制御形式，（Ｂ）全ＡＧＣ形式，（Ｃ）定増倍率ＡＧＣ形式が基本的なＡＧＣ形式となることを明らかとした。

信号レベルに依存したショット雑音が存在する光受信系において，これら３つのＡＧＣ形式の動作特性の解析を行なった。その結果最適調整を行なうことにより，最低受光電力の近傍での符号誤り率特性には，３形式の間で大きな差が生じないことを明らかにした。またＡＧＣ回路のダイナミックレンジには，３形式で大きな差が生じること，またダイナミックレンジと制御パラメータとの関係の定式化を行なった。符号間干渉が存在する系におけるダイナミックレンジについても検討し，この符号間干渉の存在する系では，ダイナミックレンジが大きく劣化

することを明らかにした。

ダイナミックレンジを拡大するための，複合ＡＧＣ形式についても，その動作特性，特徴を明らかにした。

この結果，光中継器ＡＧＣ回路の動作特性が明らかとなり，安定な動作を確保するためのＡＧＣ回路の設計法が確立された。

# 第4章　ステップ形光ファイバ中継伝送系の特性

## 4.1　まえがき

光ファイバ伝送方式の適用法や将来性を見きわめ，技術的な問題点の所在を明確にするためには，伝送方式としての総合的なシステム評価実験が必要であり，この目的のために横須賀通研の実験用とう道を利用した所内伝送実験が計画された。[14] 本章では，この実験のために試作した32Mb／sディジタル伝送用光中継装置の設計法と装置の特性および光ファイバ中継伝送系の実験結果について述べている。[33][40]

光ファイバ伝送系には，波長0.85μm　帯の半導体光素子を用いることを前提に，各部の設計を行なっている。またこの実験システムでは，仮りに近距離市外および局間中継への適用を想定して，中継間隔の目標を8 km と定め，伝送系の損失配分および中継装置類の劣化配分を行なっている。光ファイバとしてはステップ形多モードファイバを用いているために，32Mb／s 伝送しようとすると，LDを光源とした場合でも，モード分散によるベースバンド帯域制限をかなり受ける。そのため中継装置に等化器を用いることにし，光ファイバ伝送における等化の効果を明らかにしている。

試作装置ととう道に布設した光ケーブルを用いた伝送実験により，装置単体の動作特性，および多中継特性が明らかにされた。結果はいずれも設計目標を満足しており，第2章，第3章で検討した光中継装置類の基本的な設計法，中継系の設計法が確認されるとともに，光ファイバ伝送技術の実力が明確になった。

## 4.2　中継伝送系の設計

### 4.2.1　中継伝送系の設計条件

光ファイバディジタル伝送系の方式諸元を表4.1に示す。この伝送系において，標準のケーブル単長を1 km とする。線路の両端には短尺の光ファイバコードを接続し，中継装置との接

続を容易にするために，脱着形コネクタを取付ける。[41]

表 4.1　32Mb／s 光伝送方式諸元

| | |
|---|---|
| 伝送速度 | 3次群：32.064Mb／s±10ppm |
| ファイバ | ステップ形マルチモードファイバ<br>（コア径60μm，クラッド径150μm，$\Delta n \fallingdotseq 0.01$） |
| ケーブル | 8心，単長1 km |
| 中継間隔 | 8 km |
| 変調形式 | 通常2値，PCM－IM |
| 光　源 | GaAlAs・DH LD（又はGaAlAs LED） |
| 受光器 | Si－APD |
| 中継形式 | 全3R中継 |
| 符号誤り率 | $10^{-10}$／1中継以下 |

中継伝送系の設計は次の4項目を基本的設計条件として行なう。

(1) 現状では，光デバイス，光ファイバケーブルともに進歩が早いので，設計当初から厳密な規格値を決定することは困難である。そのため表4.2に示す目標値を用いて設計する。光素子のバラツキによる劣化はSNR（信号対雑音比）劣化として考慮する。

表 4.2　中継器設計目標値

| | 項　目 | 目標値 |
|---|---|---|
| ファイバ | 損　失 | 2～4.5 dB／km |
| | 帯　域（1 km） | 32MHz 以上 |
| | フプライシング損失 | 0.45dB／1カ所 |
| | 送受コネクタ損失 | 1 dB |
| | 高次モード励起損失 | 0.5 dB |
| 光源 | 光出力電力（平均電力） | −2.5 dB |
| | 発光波長 | 0.82～0.85μm |
| | スペクトル拡がり | 50Å以下 |
| | 送信パルス占有率 | 50％ |
| | 波形等化関数 | 2乗余弦（FCRO） |
| 受素光子 | 量子効率 | 65％以上 |
| | 過剰雑音指数 | 0.4以下 |
| 前置増幅 | APD負荷抵抗 | 10 kΩ |
| | 雑音指数 | 6.6 dB |
| | 入力回路容量 | 4 pF |

(2) 光素子の経時変化による特性劣化は，今回はＳＮＲ劣化に含めない。

(3) 光ファイバの損失は，光源からの入射条件によって変るので，変化分は高次モード励起損失 $\alpha_h$ として分離する。すなわち中継装置受光電力（平均受光電力）$\overline{P}_{in}$ を次式で与える。

$$\overline{P}_{in} = \overline{P}_0 - \alpha_L - \alpha_{cs} - \alpha_{cr} - \alpha_h \qquad (dBm) \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (4.1)$$

但し，$\overline{P}_0$ ：送信部光出力電力（平均電力）

$\alpha_L$ ： 光ケーブル損失

$\alpha_L = \alpha_0 L + \alpha_s \cdot n$

$\alpha_0$ ： 光ファイバ損失 （$dB/km$）

$L$ ： 距離

$\alpha_s$ ： スプライシング損失

$n = L + 1$ ： スプライシング数

$\alpha_{cs}$ ：送信コネクタ損失

$\alpha_{cr}$ ：受信コネクタ損失

$\alpha_h$ ：高次モード励起損失

こゝでコネクタ損失は，送信側で 0.7 $dB$ ，受信側で 0.3 $dB$ 計 1 $dB$ 割当てる。これは受信側では，光ファイバコア径６０ $\mu m$ に対して $Si-APD$ の受光系は２００〜３００ $\mu m$ であり，しかもコネクタ中の光ファイバ端面と，$Si-APD$ 受光面との間隔を十分狭くできることから，受信側の結合効率は十分高くできると判断したからである。

(4) 光ファイバケーブルのベースバンド周波数特性は，式（2.3）のガウス形で近似する。図 4.1 は代表的なステップ形光ファイバのベースバンド伝送特性の測定結果を示す。[27] ベースバンド損失の低周波部分の周波数特性はほぼガウス形を示していることがわかる。短尺の場合には，ガウス形からのずれは大きくなるが，中継間隔の目標である数 $km$ 以上の伝送系では，十分よい近似となっている。図 4.2 にステップ形光ファイバの損失およびベースバンド帯域の波長特性の測定結果を示す。[42] この図からステップ形光ファイバのベースバンド帯域は，波長によって変化せず，一定の値であることがわかる。図 4.3 はステップ形光ファイバの帯域の距離特性 $r$ の測定結果を示す。[43] $r \doteqdot 0.5 \sim 0.6$ であることがわかる。ステップ形光ファイバでは，コアとクラッドの間の屈折率差 $\Delta n$ が，主にファイ

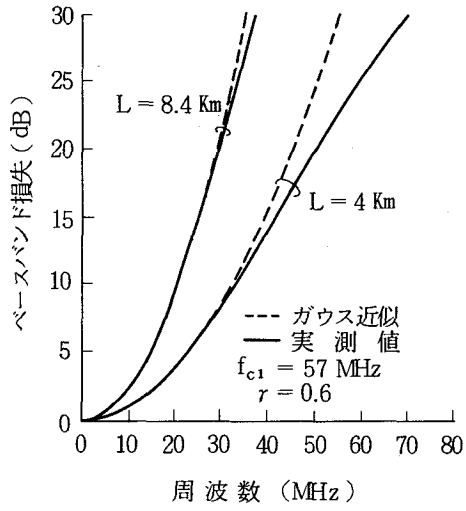



図4.1　ステップ形光ファイバ・ベースバンド周波数特性の実測値と近似式の関係

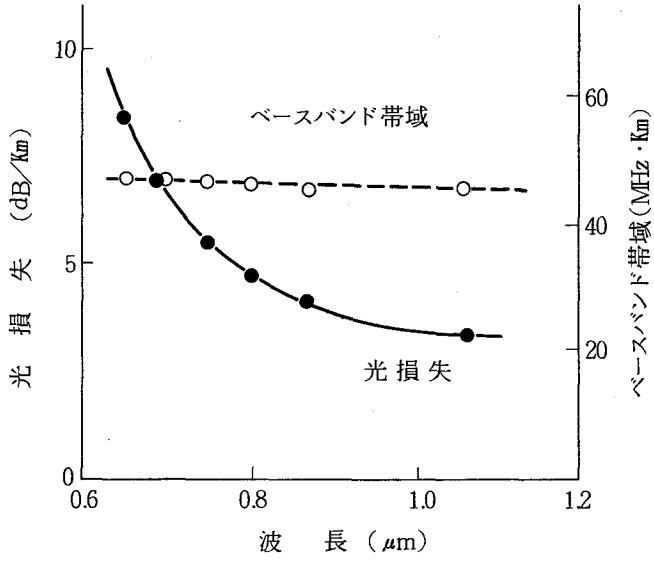



図4.2　ステップ形光ファイバの損失とベースバンド帯域の波長依存性

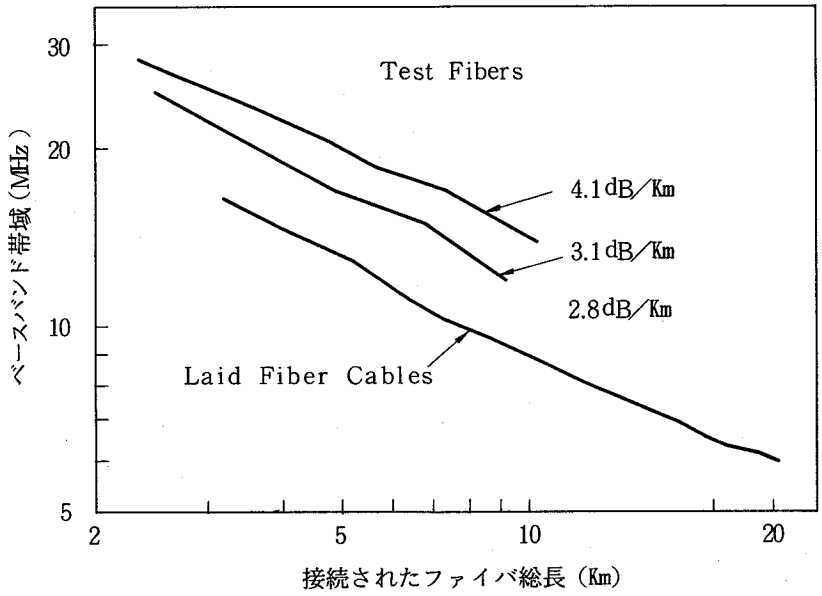



図 4.3　ステップ形光ファイバのベースバンド帯域の距離依存性（$\lambda = 0.84\ \mu m$）

バのベースバンド帯域を決定する重要なパラメータである。$\Delta n$ が小さい場合にはケーブル化時の損失増加が大きい。一方 $\Delta n$ が大きいと，得られる帯域幅は狭くなる。損失と帯域の関係[28]を考慮して，最適なパラメータを選定する。光ファイバのコア径については，コア径が太い程，接続損失は小さくなるが，ケーブル化時のマイクロベンディグの影響を受け易い。このためコア径は６０ $\mu m$ に選ばれている。

## 4.2.2　光ファイバに対する規格値

中継伝送路の特性は，符号誤り率とタイミングジッタにより決定される。本章では，32$Mb/s$ 伝送系を近距離市外回線への適用を想定し，暫定的に３００$km$程度の伝送時に総合符号誤り率 $10^{-8}$ 以下を確保することとし，１中継での符号誤り率 $10^{-10}$ 以下を目標とする。ここで中継間隔は，大都市におけるほとんど（８０％以上）の中継線に局舎間無中継で適用可能とするため，８ $km$ を目標とした。光中継系のタイミングジッタの累積特性については，これまで

検討例がないので，暫定的に３００$km$　伝送時の総合ジッタ量が約１０°$rms$　以下になるように設計する。

光ファイバ伝送系のＳＮＲ解析法は第２章の結果を適用する。符号誤り率 $p_e = 10^{-10}$ を満足するのに必要なＳＮＲは２２.１$dB$ であるが近似計算式のＳＮＲ算出誤差として 0.2 $dB$ を見込んで，基本ＳＮＲとして２２.３$dB$ とする。実際の中継系では各種要因によって劣化が生じるが，劣化配分の詳細は次節で述べることとし，ここでは，ＳＮＲ劣化量６ $dB$ ，アイ劣化量 10 %を仮定した。図4.4 は光ファイバ帯域と損失（スプライシング損失を含む）を与えて，中継間隔を算出したもので，表4.2 の値を用いて計算している。損失の低い光ファイバを使えば９～１０$km$　の中継間隔を実現する可能性が大きい。

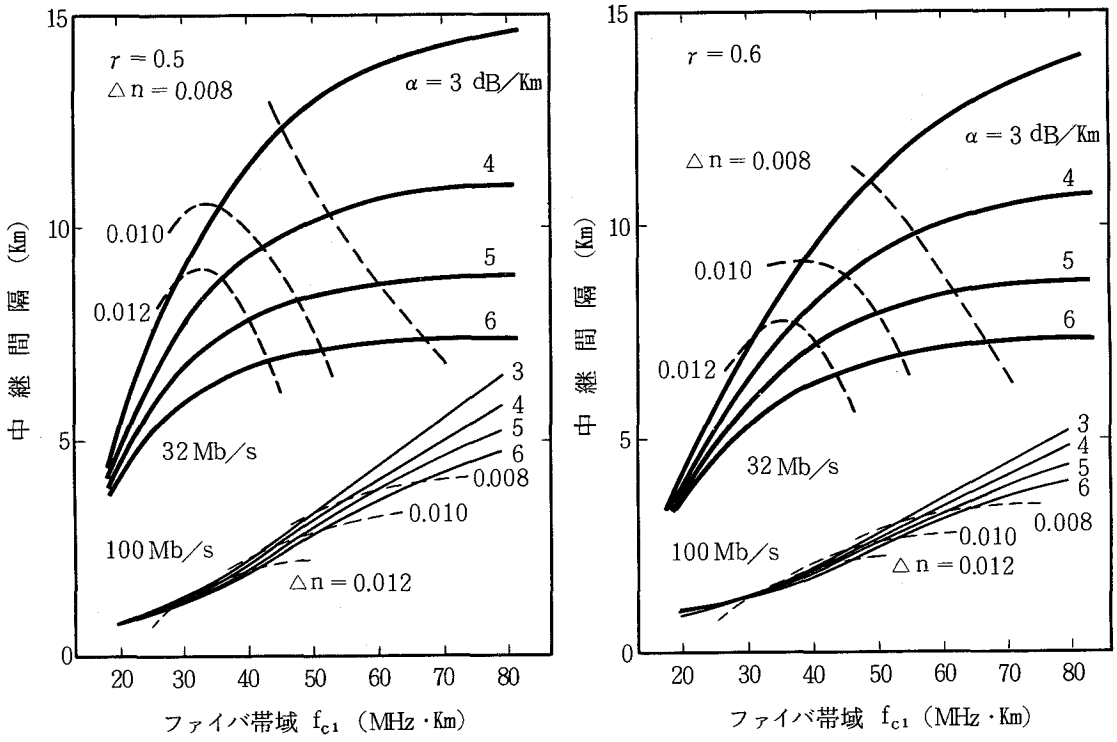



図 4.4　ステップ形光ファイバの中継間隔

図4.5 は，３２$Mb/s$ の信号を８ $km$　伝送するのに必要な光ケーブルの所要特性を求めたものである。ベースバンド帯域幅が狭いところでは，等化器の劣化が増すことが想定されたので大きな動作余裕を見込んだ。この規格を満たすためには，図中に示した光ファイバの損失，帯域の理論値および実験値より，$\Delta n \leq 0.01$ が必要であることがわかる。以上のことから，光ファイバ・ケーブル，スプライシングに対する設計目標を表4.2の様に定めた。

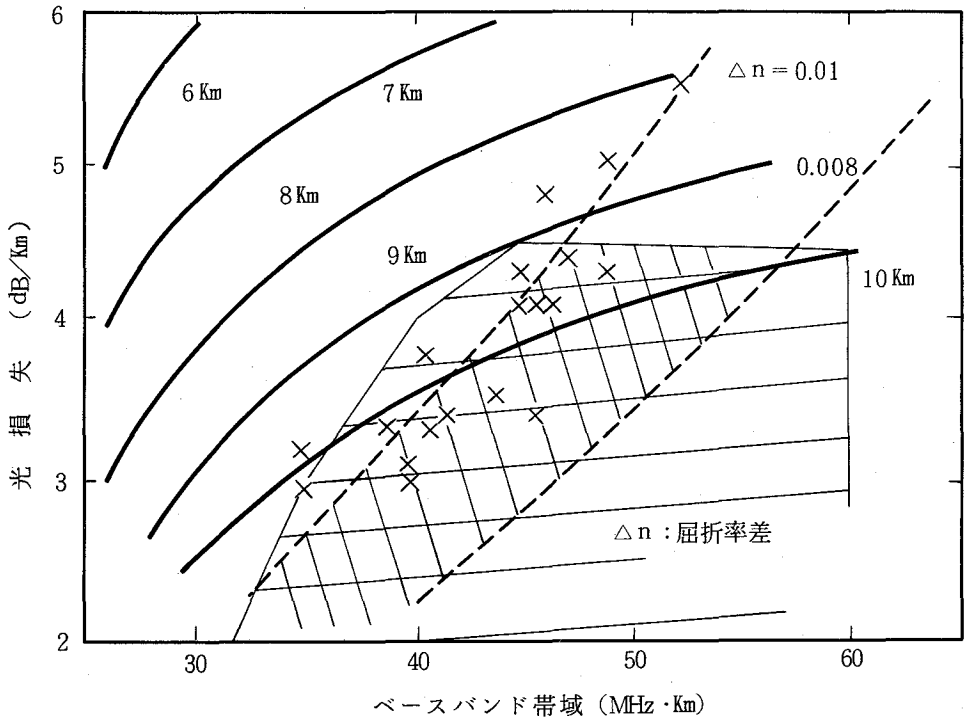



図 4.5　光ケーブルに対する所要値と規格値の関係

## 4.2.3　中継装置劣化配分

$SNR$ 劣化を発生する要因には，理論計算値からの等化波形のずれ，光源の変調系および受光系の劣化，種々の符号間干渉，識別不確定などによる劣化が考えられる。

劣化配分に当っては，受光系の標準値（表 4.2）をもとに $SNR$ 標準値を計算し，その値からのずれを劣化配分として考慮した。

劣化配分例を表 4.3 に示す。劣化量は等化器の実現性を考慮して，光ファイバのベースバンド帯域依存性を持たせた。表 4.3 には代表値として比較的広帯域の場合（$f_{cL}$ = 15$MHz$）と比較的狭帯域の場合（$f_{cL}$ = 12$MHz$）を示した。受光系劣化は主に $APD$ 量子効率 $\eta$ と過剰雑音指数 $x$ のばらつき，$APD$ の最適増倍率設定誤差等により生じる。アイ劣化は半導体レーザ変調特性のパタン効果，等化器の劣化，タイミングジッタ，クランプ回路，識別不確定などに割当てられている。劣化項目と $SNR$ 劣化量の関係は，2.4 節の計算式を用いている。

表4.3　32Mb/s 中継装置劣化配分

| 項　　目 | SNR | |
|---|---|---|
| | $f_{CL}$ = 15MHz | $f_{CL}$ = 12MHz |
| (1) $P_e = 10^{-10}$ の所要SNR | 22.1 dB | |
| (2) SNR計算誤差 | 0.2 dB | |
| (3) SNR劣化 | 7.0 dB | 8.8 dB |
| 中継系所要SNR | 29.3 dB | 31.1 dB |

SNR劣化 (3) の内訳

| 項　　目 | | 内　　訳 | 劣化量 | | SNR (dB) | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | $f_{CL}$ = 15MHz | $f_{CL}$ = 12MHz | $f_{CL}$ = 15MHz | $f_{CL}$ = 12MHz |
| 雑音劣化分 | APD量子効率 | 65%→60% | 0.4 dB | | 1.8 dB | |
| | 〃 過剰雑音指数 | 0.4 → 0.45 | 0.5 dB | | | |
| | 〃 増倍係数 | $M_{opt}$ ± 3 dB | 0.3 dB | | | |
| | 〃 暗電流 | 3 nA | 0.1 dB | | | |
| | 増幅器雑音指数 | | 0.4 dB | | | |
| | 入力回路寄生容量 | 4pF→5 pF | 0.1 dB | | | |
| | 等化関数近似偏差 (FCROからの偏差分) | | | | 1.2 dB | 1.0 dB |
| | 光ファイバの特性偏差 ($f^2$ 特性からの偏差分) | | | | 0.3 dB | 0.8 dB |
| アイ劣化分 | 出力光波形 | 固定偏差分を含まずダイナミック偏差分のみ | 5% | | 3.7 dB (17.5%) | 5.2 dB (22.5%) |
| | 等化偏差 | アイ劣化寄与分のみ | 3% | 7% | | |
| | クランプ誤差 | | 3% | | | |
| | AGCレベル変動 | | 1% | | | |
| | 識別判定値変動 | | 2% | | | |
| | 識別不確定 | | 0.5% | | | |
| | ジッタ | 出力光波形6°<br>タイミング抽出部 12° (15°) | 2% | 3% | | |
| | 器内雑音 | | 1% | | | |
| SNR劣化合計 | | | | | 7.0 dB | 8.8 dB |

以上の劣化配分では符号速度も比較的低速であることから，半導体レーザの変調にかかわる劣化，とくに半導体レーザのモード分配雑音，消光比劣化，緩和振動の影響などは考慮しなかった。

# 4.3　32Mb/s光中継装置の設計と特性

## 4.3.1　中継装置の構成

中間中継盤のブロック図を図4.6に示す。[44] 中継盤の入力端に到来した光パルスは，ＡＰＤにより検波される。ＡＰＤにおいては高圧のバイアス電圧印加により，なだれ増倍作用が生じ，検波電流が増倍される。電気に変換された信号は前置増幅器，可変等化増幅器によって増幅および波形整形が行なわれる。等化パルスはクランプ回路により，直流分が再生された後，識別回路へ導かれる。波形等化関数は周波数域２乗余弦形（ＦＣＲＯ)を目標関数としている。

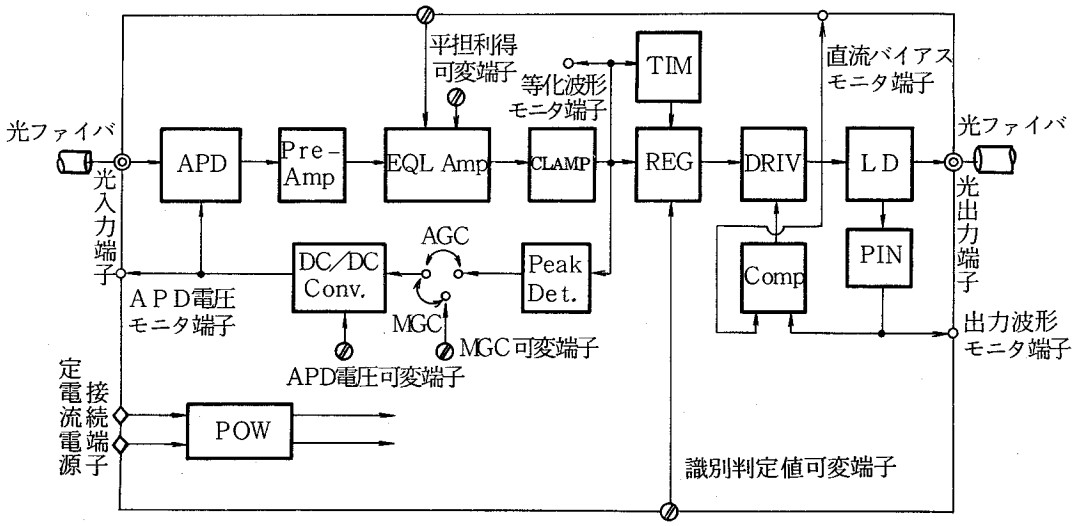
入力光信号のレベル変動ならびに回路動作の変動にともなうレベル変動を救済するＡＧＣ回路は，等化パルスのピーク値を検出し，これが基準のレベルとなるようにＡＰＤのバイアス電圧（*DC*／*DC*　変換器出力から印加）を制御して電流増倍率*M*を変化させる。このＡＧＣ形式は，全ＡＧＣ形式[45] である。この全ＡＧＣ形式の特徴は，第３章で検討したように，大きな温度依存性を有するＡＰＤの電流増倍率の変化をも補償でき，回路構成も簡単なことである。

タイミング回路と識別再生回路の機能は従来のＰＣＭ中継装置とまったく同じである。ＦＣＲＯ整形された信号にはクロック周波数成分はないので，微分と両波整流によってクロック周波数成分を抽出している。

光源の変調部は半導体レーザ（または発光ダイオード），駆動回路，出力安定化回路から構成される。光出力パルスのデュティ比は，出力ピーク電力一定の条件の下で，受信等化パルスの*SNR*がほぼ最大となる５０％に選んでいる。出力安定回路は半導体レーザの直流バイアスを制御することによって，レーザの出力ピーク電力を制御する方式を用いている。光源が発光ダイオードの場合には，光出力電力の温度依存性および経時変化があまり大きくないため，出力安定化回路を用いていない。

中間中継盤の電源回路は，従来と同様ツェナーダイオードによって定電圧を電子回路に供給する。

端局中継装置は，送信部（スクランブラと光送信部），受信部（デスクランブラと光受信部）電源部から構成される。図4.7，図4.8にその回路構成を示す。




| | | | |
|---|---|---|---|
| Dre-Amp | ：前置増幅器 | DRIV | ：光源駆動回路 |
| EQL Amp | ：等化増幅器 | COMP | ：比較器 |
| CLAMP | ：クランプ回路 | PIN | ：光源モニタ用PINフォトダイオード |
| Peak Det. | ：尖頭値検出回路 | DC/DC Conv. | ：DC/DC変換器 |
| TIM | ：タイミング抽出回路 | POW | ：電源回路 |
| REG | ：識別再生回路 | | |

図4.6　32*Mb/s* 中間中継盤回路構成図

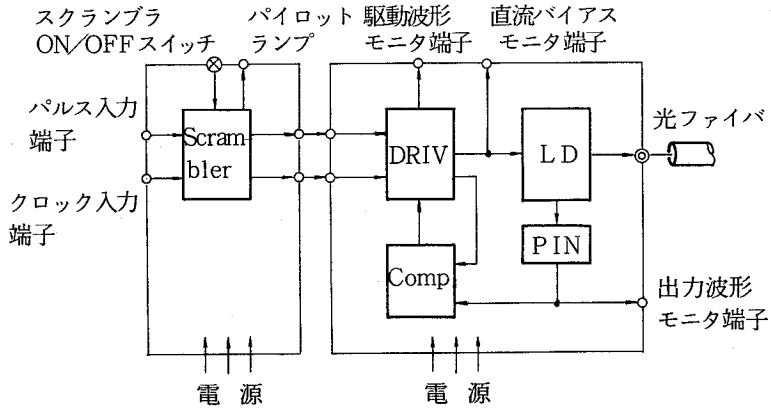



図4.7　32*Mb/s* 端局中継装置送信部回路構成図

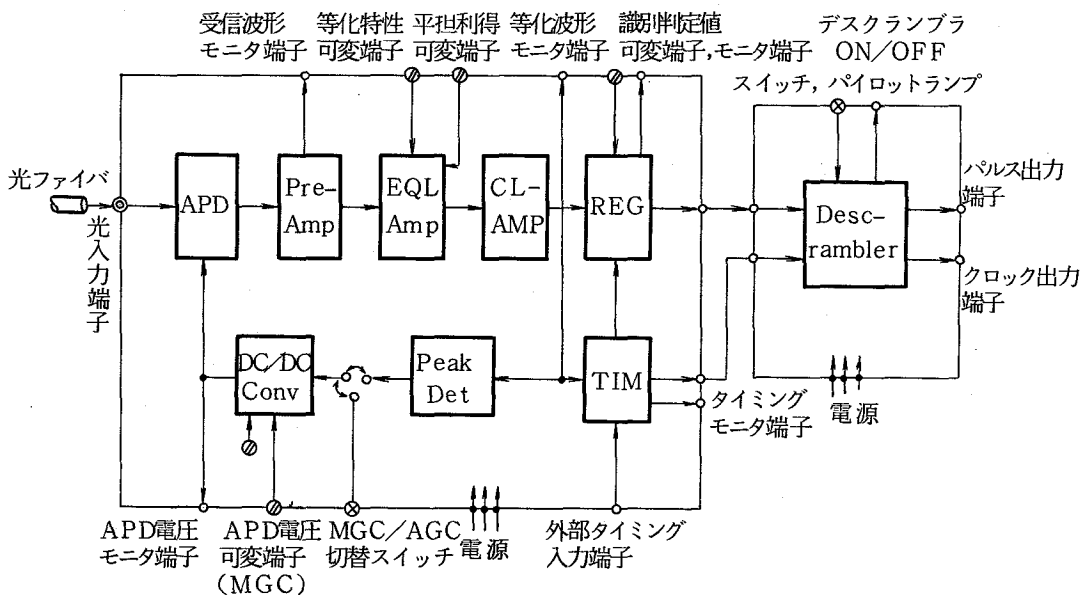



図 4.8　32*Mb/s* 端局中継装置受信部回路構成図

中継伝送系の監視の目的で通常採用されているパリティチェック符号の挿入，あるいは中継装置の監視および障害中継点標定のための機能などを持たせること[46]は行なわなかった。これは主信号伝送系の評価を今回の実験目的としたためである。表 4.4 は以上の中継装置設計諸元をまとめた。

表4.4　中継装置設計諸元

| 項目 | | | 規格 | 備考 |
|---|---|---|---|---|
| 外部条件 | | 情報伝送速度 | 32.064 $Mb/s$ ± 10 $ppm$ | 3次群 |
| | | 中継形式 | 全3 $R$ 中継 | |
| | | 変調形式 | $PCM-IM$ | |
| | | 伝送符号 | 通常2値符号 | |
| | | 使用ファイバ | ステップ形多モードファイバ | $\Delta n = 0.01$ |
| | | 温度 | 5℃～30℃ | |
| | | 湿度 | 常湿 | |
| | | 電源 | 外部からの定電流給電 | |
| 送信部電気的特性 | | 光出力電力 | −2.5 $dBm$ 以上 | 光ファイバ入力，平均電力<br>LEDは−16 $dBm$ 以上 |
| | | 光パルス幅 | 15.6 $ns$ ± 10% | デューティ比50% |
| | | 光パルスせん頭値変動 | ± 10% 以内 | |
| | | 光パルスエネルギ変動 | ± 5%以内 | |
| | | 光電力ON. OFF比 | 30 $dB$ 以上 | |
| | | 光パルスジッタ | ± 6° 以内 | |
| | | APC特性 | 1 $dB$ 以内 | 出力変動幅 |
| | | 発光波長 | 0.82 ～ 0.85 $\mu m$ | |
| | | スペクトル半値幅 | 50 Å以下 | LEDは400 Å以下 |
| 送信部モニタ端子 | | 光パルス出力 | | 背面（50Ω） |
| | | LD直流バイアス電流 | | 背面（ハイインピーダンス） |
| 受信部電気的特性 | APD | 量子効率 | 60% 以上 | $\lambda = 0.83 \mu m$ |
| | | 過剰雑音指数 | 0.45 以下 | $M = 50$ |
| | | 暗電流 | 3 $nA$ 以下 | $M = 50$ |
| | 前置増幅器 | 雑音指数（標準値） | 6.6 $dB$ | 50Ω換算 |
| | | 入力回路容量 | 5 $pF$ 以下 | APD容量含む |
| | | 入力抵抗 | 1 $k\Omega$ 以上 | |
| | | 熱雑音劣化 | 1.1 $dB$ 以下 | $NF$=6.6 $dB$ からの劣化 |
| | 可変等化増幅器 | 可変範囲 | $f_{CL}$：12 $MHz$～∞ $MHz$ 相当 | |
| | | 総合伝達関数 | FCRO | |
| | | 雑音換算劣化 | 1.2 $dB$ 以下 | FCROからの劣化 |
| | | 符号間干渉劣化 | ± 7%以内 | 〃 |
| | | 平坦利得可変幅 | −4 $dB$ ～ +10 $dB$ | $f_{cL}$ = 12 $MHz$ 基準 |

| 項目 | | | 規格 | 備考 |
|---|---|---|---|---|
| 受信部電気的特性 | クランプタイミング識別回路 | クランプ誤差 | ±3%以内 | マーク率 1/4～3/4 |
| | | 識別レベル変動 | ±2%以内 | |
| | | 識別不確定幅 | 1%以下 | |
| | | 静パタンジッタ | ±10°以内 | ($f_{CL} \simeq 12MHz$) |
| | | タンクQ | 300以上 | |
| | | タンク安定度 $\lvert Q \cdot \Delta f/f_0 \rvert$ | 0.11以下 | |
| | | タイミング回路ダイナミックレンジ | 26dB以上 | |
| | AGC特性 | ダイナミックレンジ | 15dB以上 | 入力電力換算値 |
| | | 無入力時APD制限電流 | 300μA 以下 | |
| | | ピータ検出電圧パタン依存性 | ±5%以内 | |
| 受信部モニタ調整端子 | | 等化特性可変端子 | | 背面 |
| | | 平坦利得可変端子 | | 内部 |
| | | 等化波形モニタ端子 | DC結合 | 内部 |
| | | 識別レベル可変端子 | | 背面 |
| | | APD供給電圧可変端子 | | 内部 |
| | | AGC/MGC切替端子 | | ハンダ付けによるストラップ切替 |
| | | APD電圧モニタ端子 | | 背面 |
| 電源部 | | 電流 | 250mA 以下 | 電流設定値の±2%の変化において劣化のないこと |
| | | 電圧 | ±6V±10%以下 | |
| 総合特性 | | 平均受光電力 | 図4.28 | $P_e = 10^{-10}$ |

## 4.3.2 光送信回路

光源として，$GaAlAs \cdot LD$ を用いる。半導体レーザは直接変調可能で,小形,高出力の点で中継装置の光源として優れた特長を有している。しかし半導体レーザ自体あるいはそれに起因する次のような問題点を有する。

1. 発振しきい値，外部量子効率の温度依存性が大きいこと。
2. $I-L$ 特性の直線性
3. 緩和振動
4. 発光遅れ時間

5. すそひき

6. スペクトル広がりとスペクトルの温度依存性

7. 信 頼 性

発振しきい値の温度依存性は非常に大きく１％／degree の値を示す。これを補償するため，送信側にはＡＰＣ回路を設ける。マーク率の変動に対しても，光出力のピーク値が一定となるピーク値制御方式を採用し，この解決をはかった。

変調特性上，$I-L$ 特性の非直線性とくにキンクは，半導体レーザ内部の結晶構造不完全性を伴う場合が多く，劣化が早いので，キンクの小さい半導体レーザを使用する。上述のＡＰＣに使用する信号には半導体レーザの後方光を使用するので，キンクの無い半導体レーザの方がＡＰＣループとして安定な特性が得られることにもなる。また半導体レーザの変調特性，出力振幅の制御性，光ファイバとの結合効率の安定性の点からも，キンクの無いものが望ましい。

光源として使用した半導体レーザは，$Zn$ 拡散プレーナストライプ形 $GaAlAs$・$DH$・$LD$ であり，ストライプ形状は１５$\mu m$×２００～３００$\mu m$ である。半導体レーザ出力光の光ファイバへの入射は，レンズを用いる結合あるいは光ファイバとの直接結合によった。結合効率は直接結合で約２５％，レンズ結合で約４０％であった。図4.9は使用した半導体レーザの $I-L$ 特

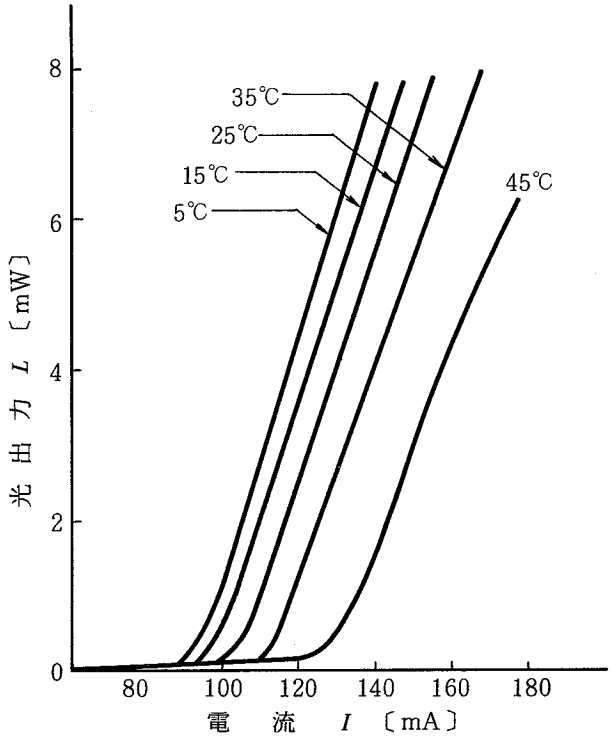



図4.9　レーザ・ダイオードの $I-L$ 特性例

性例を示している。キンクの無い良好な$I-L$特性を示している。

次に半導体レーザの消光比の影響を検討する。光パルスに消光比劣化が生じるとショット雑音が増加し，$SNR$が劣化する。この劣化量が無視できる程度とするためには，半導体レーザのバイアス電流はできるだけ低く設定する。32$Mb/s$ 変調では，パルス幅も広いので，発光遅れ時間の影響は問題とならないので，バイアス電流を半導体レーザのしきい値電流よりも十分低く設定することも可能であり，劣化の生じない消光比を確保することができた。また緩和振動，すそひきの問題も32$Mb/s$ 変調では，問題はなかった。

半導体レーザの出力パルス幅の最適値は，光ファイバのベースバンド帯域$f_{cL}$，等化波形によって異なる。図4.10は送信パルスのピーク値を一定とした時の光ファイバベースバンド帯域$f_{cL}$に対して最適デュティ比を示した。

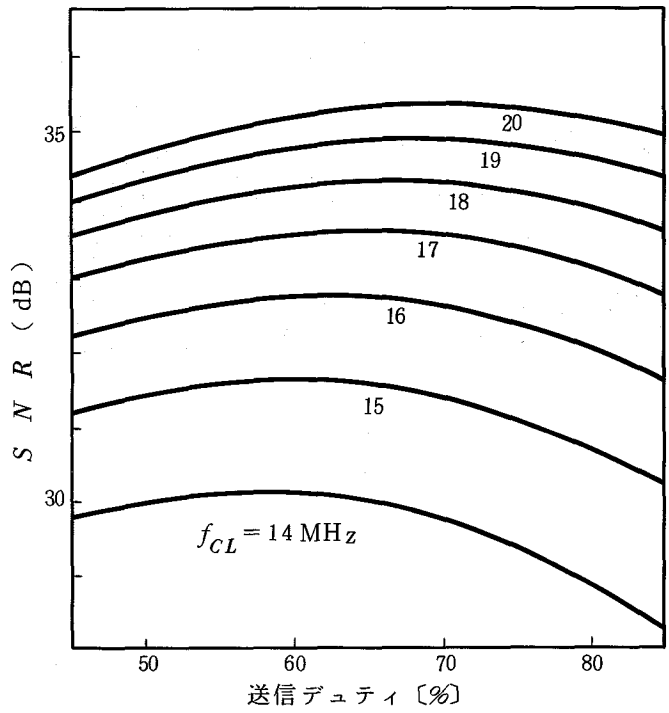
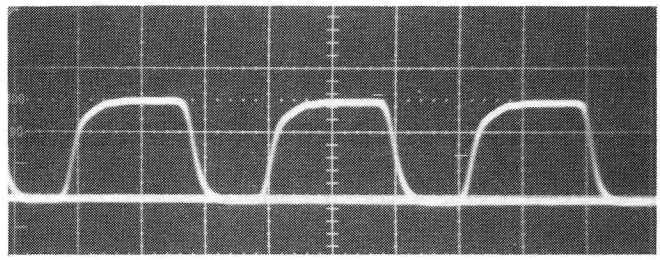


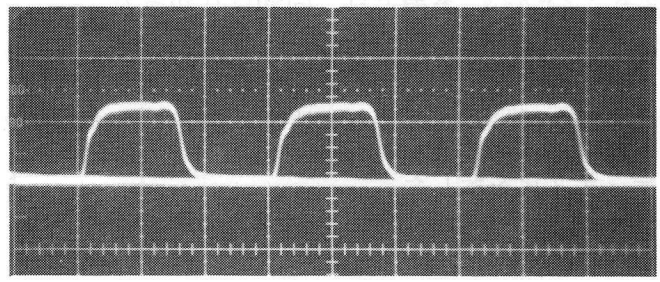

図4.10　送信デュティの最適化

この図からステップ形多モード光ファイバによる伝送を考えると，デュティ比は50%～60%が最適になることがわかる。図4.11は半導体レーザの駆動波形と光出力波形を示す。光出力波形には緩和振動，すそひきの影響も小さく良好な変調波形が得られている。

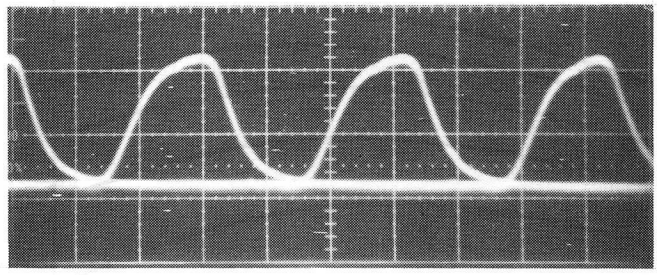
スペクトル広がりの影響は，光ファイバの材料分散によるパルス広がりとして表われるが，32$Mb/s$ 伝送では，半導体レーザを$PN$符号で変調した時のスペクトル広がりは2 $nm$ 以



(a)　ＬＤ駆動電流波形



(b)　ＬＤ出力波形



(c)　ＬＤ出力波形モニタ端子出力

図4.11　ＬＤの変調波形アイパターン（10ns/div）

下であり，特に問題ではなかった。発光ダイオードを使用する場合には，スペクトル広がりの影響を考慮する。中心波長の温度依存性は，ファイバ損失の波長依存性とむすびついて，受信光レベル変動として表われるが，これは4.3.5節で述べるＡＧＣ回路で救済する。測定した中心波長の温度依存性は2.5 Å/℃～3 Å/℃ であった。

表4.5に光送信回路の特性をまとめて示す。ファイバ入射平均出力は－2 *dBm* であり，ＡＰＣ回路の温度特性は5℃～35℃で0.65 *dB*の変動幅に押えることができた。マーク率1/8～7/8 に対する光出力変動幅は0.5～1.5 *dB* の範囲にあった。これらの変動は，半導体レーザの両端面からのビーム放射特性の差異およびピーク検出回路のパターン依存性による

と考えられる。

表4.5　送信部の電気的特性

| 項　　目 | | 規　　格 | 特　　性 |
|---|---|---|---|
| 光出力電力（マーク率 1/2，デュティ比５０％） | | −2.5 dBm 以上 | −1.0 ～−2.65 dBm |
| 光パルスエネルギ変動 | | ±５％以内 | ３～９％ |
| 光電力ON・OFF比 | | 30 dB 以上 | 30 dB 以上 |
| 光パルスジッタ | | ±６° 以下 | ±3°～±6° |
| ＡＰＣ特性 | ５℃～30℃ | １ dB 以内 | ± 0.5 dB |
| | マーク率＊ | 1 dB 以内（1/4～3/4） | 0.3～1.5 dB |
| 発光波長 | | 0.82～0.85 μm | 0.819～0.838 μm |
| 発光波長の温度特性 | | − | 1～3 Å/℃ |
| スペクトル広がり（ＰＮ動作） | | ５０Å以下 | ５～20 Å |

＊　測定値はマーク率 1/8 ～ 7/8 に対するものである。

## 4.3.3　受光回路

光検出器には，(1)光源の波長に対応して，量子効率の優れていること，(2)広帯域であること，(3)付加雑音（過剰雑音指数，暗電流）の小さいこと，(4)外部条件に対して特性が変化しないこと，(5)できれば高圧の電源を必要としないことなどが要求される。

受光器には，広帯域（高速応答）なものとして，$Si$−ＡＰＤ，$Si$−pin，$Ge$−ＡＰＤ が現在のところ代表的なものである。0.85 μm 帯では，$Si$−ＡＰＤ が他のものに比べて１０ dB 以上特性が優れているのでこれを採用する。

ＡＰＤの周波数特性の劣化は，増倍率 $M$ の大きなときには主としてなだれ領域のキャリヤ走行時間によって，また $M$ の小さなときには主として拡散領域のキャリヤ走行時間によって生じる。[47] したがって全ＡＧＣ形式を用いていると，入力信号レベルにより増倍率 $M$ が変化し，周波数特性が劣化することによって波形劣化が生じる恐れがある。これらの影響を比較するために，表4.6，図4.12に示す３種類のＡＰＤを検討した。$a$ 形のＡＰＤ[48][49] は，量子効率は優れているが，$M$ の小さいところでは周波数特性が悪くなり，$M$ が５～７程度まで下がると波形劣化を引起す。b 形のＡＰＤ[50][51] では $M$ ＝ ７～１０ で周波数特性の劣化が生じる。

表4.6　ＡＰＤの特性

| 項目 / 形式 | 内部構造 | 量子効率 $\eta$ | 過剰雑音指数 $x$ | 暗電流 ($M=50$) | 全AGCダイナミックレンジ* |
|---|---|---|---|---|---|
| a | $P^+\pi PN^+$ | 0.75 | 0.4 | 0.02～0.6 $nA$ | 20 $dB$ |
| b | $P^+\pi PN^+$ | 0.70 | 0.4 | 0.09～0.25 $nA$ | 15 $dB$ |
| c | $P^+PN^+$ | 0.60 | 0.4 | 0.03～0.2 $nA$ | 25 $dB$ |

＊ $f_{cL}=\infty$ の時の測定値

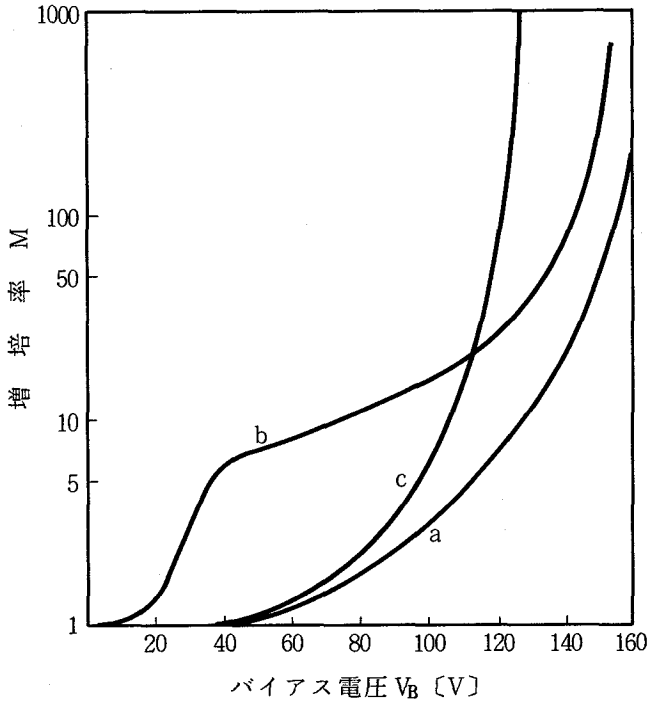



図4.12　ＡＰＤの$V_B$－$M$特性例

一方ｃ形のＡＰＤ[52][53]は，$M$が２程度まで劣化が生じなかった。量子効率$\eta$は５９～８４％にわたって分布し，過剰雑音指数はいずれも約0.4であった。

ＡＰＤに接続される前置増幅器には図4.13に示すバイポーラトランジスタの並列帰還形[54][55]あるいは，エミッタ接地形[56]を採用した。図中に入力換算雑音電流を合わせて示した。雑音の周波数特性は帯域内でほぼ平坦であった。2.3節で検討したように，並列帰還形前置増幅器の方が，エミッタ接地形前置増幅器よりも雑音特性は良好であった。

以上中継装置のＡＰＤ，前置増幅器を総合して式（2.43），（2.45）を用いて評価すると，ａ形式では割当てられた$SNR$劣化配分に対して1.4～1.1 $dB$，ｃ形式では0.6～2.4 $dB$ 良い特性のものが得られている。ｂ形式ではこの値は－0.1～＋0.2 $dB$の範囲にあり，ほ

とんど規格値の特性が実現できている。

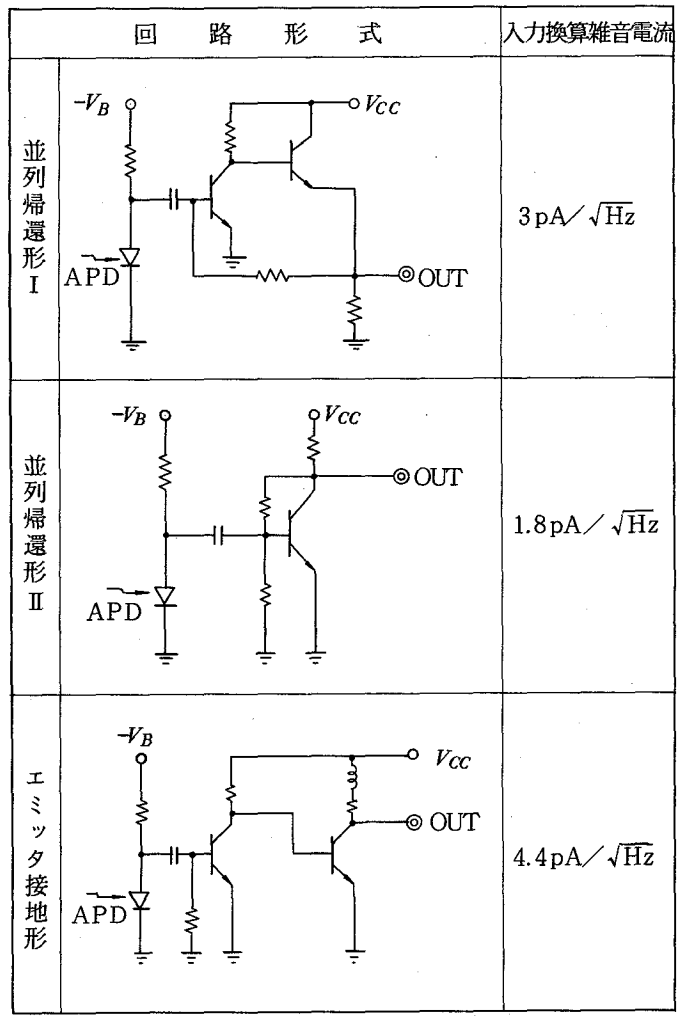



図4.13　前置増幅器の回路形式

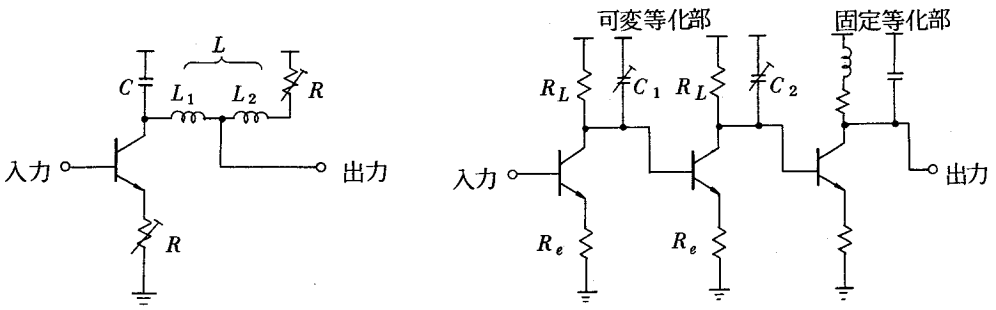
## 4.3.4　波形等化回路

中継装置用波形等化回路の構成法については，(1)固定等化，(2)可変等化，(3)従来の有有線ＰＣＭ中継装置に採用されてきたような準自動等化（ＡＧＣ付）* の３種類が考えられる。

＊　あらかじめ等化すべき特性が予知できる伝送系における自動等化を称している。ＰＣＭ－ＦＤＭ方式やデータ伝送で用いられている自動等化と区別するために準自動等化という言葉を用いた。

光ファイバのベースバンド帯域幅が伝送ビットレートに比べて十分広い場合には，中継間隔を変えたとき，あるいは光ケーブルの損失のばらつきがあったときは，平坦ＡＧＣのみ必要で波形等化については固定等化で対処できる。伝送路の損失のばらつきが少なく，損失とベースバンド帯域幅の対応関係が伝送路自身でほぼ一義的に定まる場合（従来のペアケーブルや同軸ケーブルはこの場合に相当する）には，伝送ビットレートに比べてベースバンド帯域幅が狭くとも，準自動等化の採用が可能である。しかし，現状の光ファイバケーブルの製造技術では布設された光ケーブルの損失からベースバンド帯域幅を正確に予知することは困難である。従って，固定等化や準自動等化器の採用は無理であったので，可変等化を採用することとし，実際の光ケーブルの特性に合わせて等化特性を調整することとした。

波形等化関数の目標特性としては，第２章で考慮したＦＣＲＯ形を採用する。可変等化器の実現法として図4.１４(a)に示す可変抵抗形[57]と同図(b)に示す可変容量形[58]のものを検討した。




(a)　可変抵抗型　　(b)　可変容量形

図4.１４　可変等化器の基本回路

(b)の可変部分は同軸ディジタル伝送用に使用されており，バリキャップを用いるもので実績がある。(a)の回路は光ファイバ伝送用として単共振を利用した等化器でガウス形の光ファイバベースバンド周波数特性に対して，良好な等化特性を示している。この回路の電圧伝達関数 $T(\omega)$ は次式で与えられる。

$$T(\omega)=\frac{\left\{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2(1-a)\right\}+j\frac{\omega}{\omega_0}\left[\left\{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right\}al-\frac{1}{l}\right]}{\left\{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right\}^2+\frac{1}{l^2}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad \cdots\cdots\cdots (4.2)$$

但し　$l = \frac{L}{R}\omega_0$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$a = \frac{L_2}{L_1 + L_2}$$

$$\omega = 2\pi f$$

この式で$a$を適当な値に固定し，パラメータ$l$を各$f_{cL}$に対して適当に選ぶと，ほぼ所望の特性が得られる。

一方，この可変等化器に要求される伝達関数$H_{eq}(f)$は次式で与えられる。

$$H_{eq}(f) = \frac{S(f)}{G(f) \cdot H_L(f)} \quad \cdots\cdots (4.3)$$

但し

$$G(f) = \frac{h}{f_0} \cdot \frac{\sin\delta \frac{\pi f}{f_0}}{\frac{\pi f}{f_0}}$$ ：送信波形スペクトル

$\delta$：パルス占有率

$f_0$：パルス繰返し周波数

$h$：送信パルスピーク値

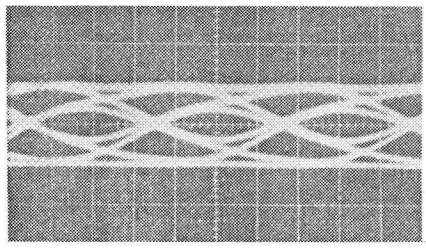
$$H_L(f) = 10^{-A(f)/20}$$ ：光ファイバのベースバンド伝送特性

$$A(f) = 6\left(\frac{f}{f_{cL}}\right)^2$$

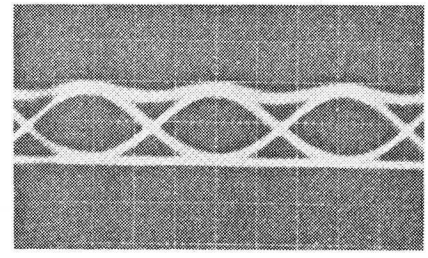
$$S(f) = \frac{1}{2}\left(1 + \cos\frac{\pi f}{f_0}\right)$$ ：FCRO特性

送信パルスのデュティ比$\delta$を0.5として，$f_{cL}$＝12MHz，14MHz，20MHz に対して$H_{eq}(f)$と上記の基本回路の利得特性および試作回路の利得特性をあわせて図 4.15 に示す。実測値は基本回路の理論値とほぼ一致する特性である。また等化器入力および出力のアイパターンを同じく図4.15に示す。パラメータ$l$を変化させるには，$L$（$L$と$C$を同時に）または

$R$を変化させれば良いが，$R$を変化させる方が回路実現上容易である。実際の回路では可変抵抗素子としてpinダイオードを用いて表4.7のようにパラメータを変化させている。



(a) 等化器入力波形



(b) 等化器出力波形
(10ns／div)

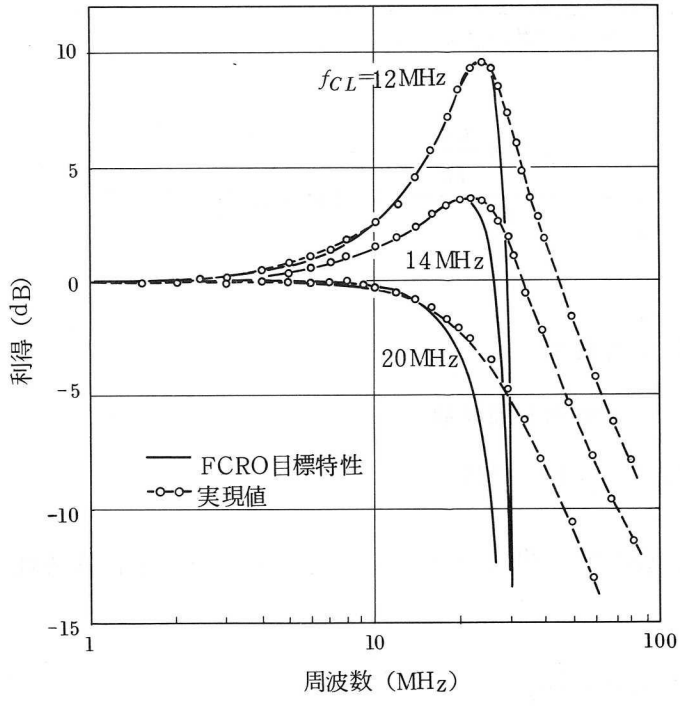
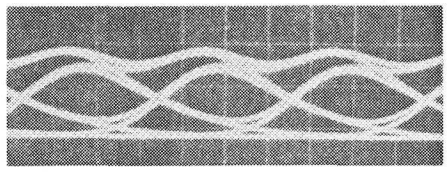



図4.15　可変抵抗型可変等化器の構成とその特性

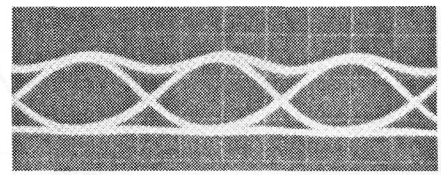
表4.7　可変等化器のパラメータ

| $f_{CL}(MHz)$ | $l$ | $a$ | $\omega_0/2\pi$ |
|---|---|---|---|
| 12 | 1.83 | 0.7 | 25 $MHz$ |
| 14 | 1.13 | | |
| 20 | 0.62 | | |
| ∞ | 0.38 | | |

可変容量形可変等化回路の利得特性および等化器入出力のアイパ



(a)　等化器入力波形



(b)　等化器出力波形
(10ns／div)

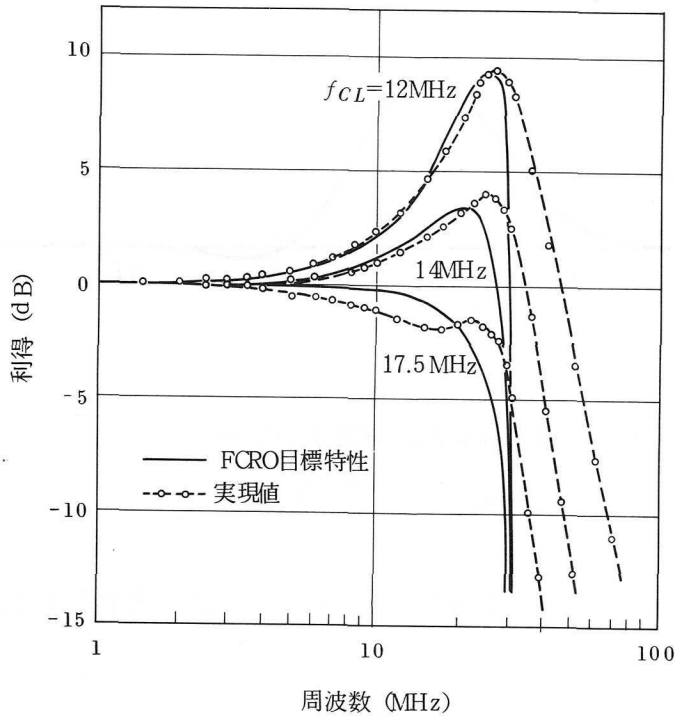



図4.16　可変容量型可変等化器の構成とその特性

この回路では$f_{cL}$が大きいときに近似度が悪くなる傾向があるが，帯域が狭い長距離伝送時には良好な等化特性が得られている。

以上では遅延特性を無視して振幅特性のみ着目して設計を進めたが，$f_{cL}$が12MHzよりも小さくなると可変等化器の遅延特性の影響が出てくると考えられる。図4.17は，波形等化器の遅延歪の影響をシミュレーションで求めたものである。遅延特性の影響で10～15%の符号間干渉が出ることがわかる。これを補償するためには遅延等化器の採用が要求される。しかしながら，試作中継器では，図4.17(c)に示したように，波形等化器のピーク値を理論値の場

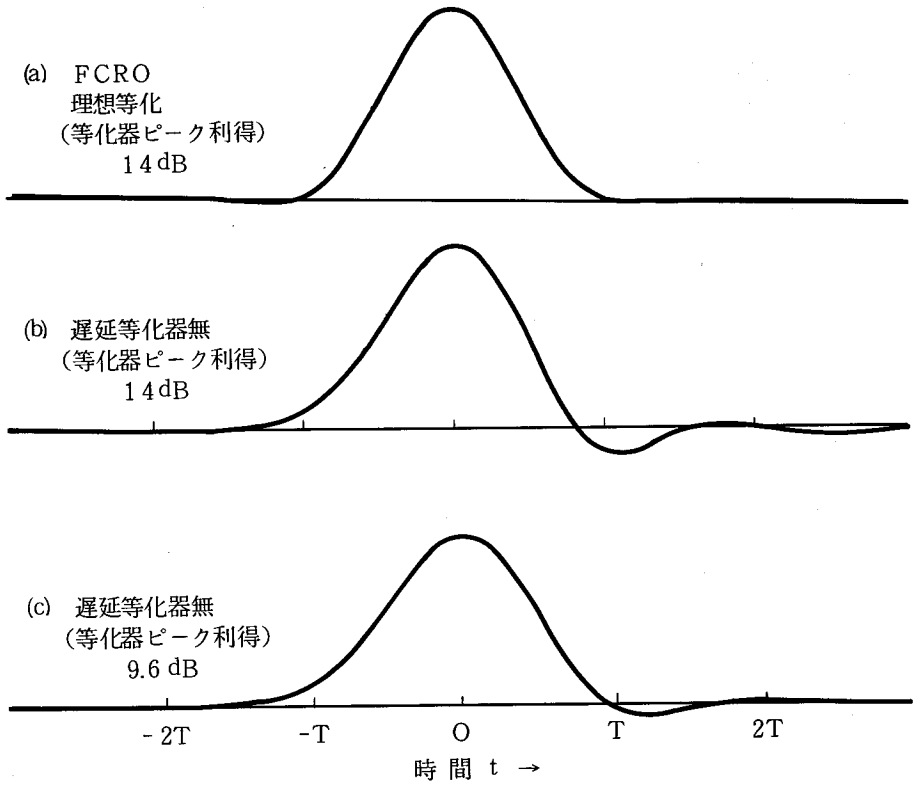



図 4.17　可変等化器の遅延歪の影響
($f_{cL}$ = 11 $MHz$)

合よりも小さくすることにより，その解決をはかるとともに，回路の簡単化をはかった。すなわち

(1) 等化特性を理論値よりも多少変えて，ピーク利得を低くすることにより，遅延歪の影響を小さくした。

(2) 図4.15および図4.16に示すように，波形等化器入力波形は非対称で立下り特性が悪いが，図4.14の等化器の遅延歪の影響はこれと逆の特性を示す。したがって，この2つが相おぎない，等化後の波形は対称となり符号間干渉も小さくなっている。このことは，ステップ形光ファイバの伝送特性は，最小位相推移形に近く，可変等化器の遅延特性と光ファイバの伝送特性の遅延特性とが相おぎなう傾向となることを示す。

の2つの理由により，図4.15および図4.16に示したような良好な波形等化特性が実現できたと考えることができる。いずれの場合も設計目標とした，$f_{cL}$ = 12 $MHz$ ～∞ の範囲で，符号間干渉量は±7%以下，FCRO 理想特性からの雑音劣化は1 $dB$ 以内の特性が実現でき

た。

波形等化回路につづく直流再生回路としてはクランプ回路を用いた。クランプ誤差は±３％以下であった。識別回路にはトグル周波数３００$MHz$程度のモノリシック$IC$のフリップフロップを用いている。この回路の識別不確定幅および識別判定値変動幅はそれぞれ１％以下であった。

次に可変等化の効果をみるために，可変等化を行なった場合と，行なわない場合の比較を行なった。図4.１８にその結果を示す。

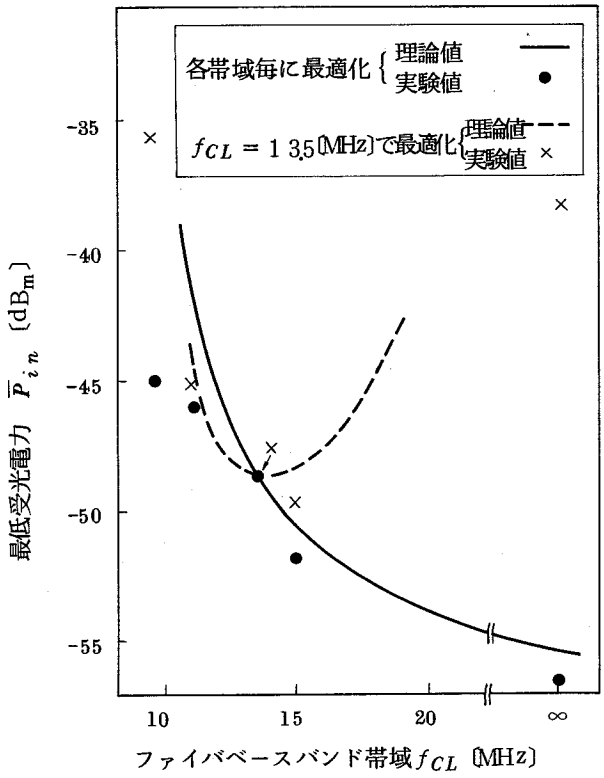



図4.１８　可変等化器の効果
（符号誤り率$P_e=10^{-10}$で評価）

固定等化の場合（$f_{cL}$＝１3.5$MHz$で等化器を最適調整）には$f_{cL}$の変化に対して符号間干渉の影響で$SNR$の劣化が大きい。特に，狭帯域側では急激に増大する。また可変等化により各$f_{cL}$ごとに等化器を最適調整した場合には，理論値と実測値はほぼ一致しており，可変等化器がこの光ファイバベースバンド伝送帯域すべてにわたって良好に動作していることがわかった。

光ファイバの損失について，当初は最低でも３$dB/km$程度と予想していたため，８$km$でのベースバンド帯域幅として少なくとも１２$MHz$程度は得られるものと考えて，中継装置内

の可変等化器を12$MHz$ 以上のベースバンド帯域に対してFCRO 等化するように設計した。現実には，2$dB/km$ といった超低損失性も達成されたため，8 $km$ での$f_{cL}$は9～13$MHz$程度となった。このため，帯域幅の狭い光ファイバに対しては理想的な等化が行なわれない場合も生じたが，前述のように，光ファイバのベースバンド損失は高周波域でガウス形よりも若干小さい値となったこと，等化器のピーク利得をガウス形に対する理論値よりも下げて，等化器の遅延歪の影響を小さくしたことにより，比較的よい等化特性が得られた。このため，後述する図4.28に示したように，$f_{cL}$が小さい領域でも，伝送路のベースバンド損失周波数特性をガウス形と仮定した時の理論値よりもはるかに良い特性が得られている。

## 4.3.5 AGC回路

AGC回路形式として，図3.3〔B〕に示した，全AGC回路を採用した。この回路は，APDのバイアス電圧を制御することにより，識別器入力のピーク値が常に一定となるように制御するもので，APDの増倍率の温度変動や，増幅器系の変動なども一括して補償できるという特徴がある。

実現された中継器のAPD・前置増幅器特性と，最適増倍率の関係は，第2章の関係式より

$$\Delta M_{opt} = \frac{1}{2+2x} \cdot \frac{1}{2+x} \Delta N_i \qquad \cdots\cdots (4.4)$$

$$\Delta M_{opt} = -\frac{1}{2+x} 10 \log \frac{\eta_1}{\eta_0} \qquad \cdots\cdots (4.5)$$

$$\Delta M_{opt} = \frac{-1}{2+2x} \Delta SNR \qquad \cdots\cdots (4.6)$$

の関係式が成立っている。

4.3.3節で実現した受光回路の特性をもとに，ダイナミックレンジを計算すると，図3.7より，符号間干渉3%として計算すると，a型APDで$M_{min}=6$とすると21.5$dB$，b型APDで$M_{min}=9$ とすると22$dB$，c型APDで$M_{min}=2$とすると25$dB$ の値となる。この値は表4.6の実測値とほぼ一致している。b型のAPDだけが測定値と計算値がずれている。その理由は，他のAPDにくらべて，$M<9$の領域で急激に周波数特性劣化が起る構造であるために，符号間干渉劣化が生じるためで，この場合ほぼ$10 \log (M_{opt} / M_{min})$ でダイナミッ

クレンジは制限されていることがわかる。[59]

8.5 $km$ 伝送時には，ファイバ出力レベルをＡＧＣ範囲の上限まで上げられなかったので，正確な値は測定できなかったが，測定結果では，5 $dB$ 以上のダイナミックレンジが確保されていた。

上記測定結果より，全ＡＧＣ中継器では，各中継区間ごとに，受光レベルを固定等化器によって調整すれば，十分安定な動作状態を構成できることがわかった。また第３章での理論検討の妥当性が確認された。

## 4.3.6 タイミング回路

送信波形がデュティ比５０％のＲＺ信号であるので，送信スペクトラム中にクロック周波数 $f_0$ の線スペクトラムが存在する。このため，光ファイバが十分広帯域であれば，単に線形フィルタ（タンク）に通すだけで容易にタイミング抽出が行なえる。

パターン1/15 ～ 15/15 の変動を考えても，ダイナミックレンジの必要量は２４$dB$であり，リミタに対しても実現可能な値である。

しかしながら光ファイバの帯域が１２$MHz$程度まで狭くなることを考えると，光ファイバの有無で $f_0$ 成分は４2.6 $dB$ も変動し，線形抽出の採用は不可能である。そこで等化波形の微分・両波整流によりタイミング抽出する非線形抽出法を採用することとした。

伝送路の総合ジッタ量として，11° $rms$ を割当て，（３００$km$の区間長，中継間隔８$km$，４０中継数）中継器タイミング回路の設計を行う。１中継に割当てられるジッタは $\theta_0 \fallingdotseq 1.2°$ $rms$となる。

文献（６０）のモデルに従えば，静パターンジッタと動パターンジッタの $rms$値の間には，次式が成立つ。

$$\theta_{rms} = \sqrt{\frac{N}{2} \cdot \frac{\pi}{Q}} \cdot \sigma \qquad \cdots\cdots (4.7)$$

$N$：周期性パターンビット数

$\sigma$：$N$ビットの周期性パターンに対して測定された１中継区間の位相推移の標準偏差

$Q$：タンクの$Q$値

9ビットの固定パターンによる静パターンジッタ $\Delta\theta$ が20°の間に一様分布すると仮定すると，

$$\theta_{rms} = \sqrt{\frac{9}{2}\cdot\frac{\pi}{Q}}\cdot 0.2887\,\Delta\theta$$

$$\fallingdotseq 1.08\,\Delta\theta/\sqrt{Q} \qquad \cdots\cdots (4.8)$$

が成立つ。従って

$$Q \geq 324 \qquad \cdots\cdots (4.9)$$

が必要なタイミング回路の $Q$ 値となるので，$Q=1000$ を目標値とし，規格値を $Q \geq 300$ とした。試作中継器では $Q=890\sim1{,}700$ が実現された。

タンクの安定度 $\left|Q\cdot\frac{\Delta f}{f_0}\right| < 0.11$ を満たすべきものとすると，$Q=300$ とすると，$\frac{\Delta f}{f_0} < 3.7\times10^{-4}$ とする必要がある。この値の1/2を温度変化0～50℃に割当てるとすると，$\frac{\Delta f}{f_0} < 3.7\times10^{-6}$/℃ とする必要がある。$LC$ 回路による電気的フィルタでは，$\Delta f/f_0 \simeq 5\times10^{-5}$/℃ 程度と考えられ，水晶フィルタでは，$\Delta f/f_0 \simeq 1\times10^{-6}$/℃ 程度にできると考えられるので，水晶フィルタを採用した。

水晶フィルタで安定度 $\left|Q\cdot\frac{\Delta f}{f_0}\right| < 0.03$ 程度が実現可能な値であるので，劣化配分として $\left|Q\cdot\frac{\Delta f}{f_0}\right| \fallingdotseq 0.06$ として割当てる。この時誤同調にもとずく位相推移は6.8° となる。パターンに零連続があるとさらに過剰位相推移があるが，15ビットの零連続を考えるとこれが2° となる。さらに識別回路への設定誤差3.2°を見込み，全タイミング位相ずれを±12°とした。

図4.19に光ファイバ8.5 $km$ 接続時と折返し時に発生する1中継での静パターンジッタの実測値を示す。図は9ビットの繰返しパターンにより測定したものであるが，規格とした±10°の範囲におおよそ入っている。またファイバの状態を同じにして，光源のみを変えた場合の静パターンジッタ特性はほぼ同じ特性を示した。すなわち静パターンジッタは受信波形（等化波形）に依存していることがわかった。

図4.20は，静パターンジッタより計算した動パターンジッタ $\theta_{rms}$ の値と，静パターンジッタの $p-p$ 値（$\theta_{pp}$）の関係をプロットしたものである。9ビットパターンに対する静パターンジッタから，動パターンジッタを推定するために次の近似式を用いる。

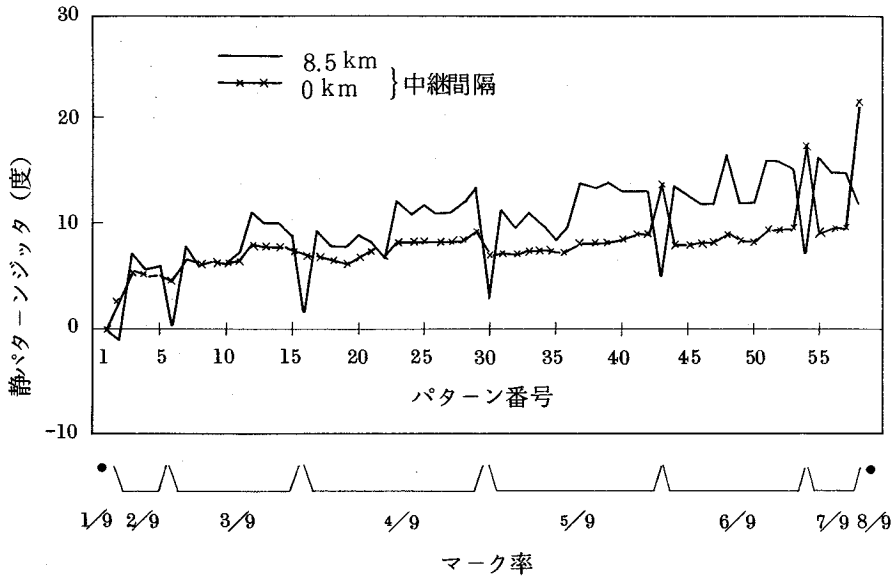



図4.19　静パターンジッタの測定値

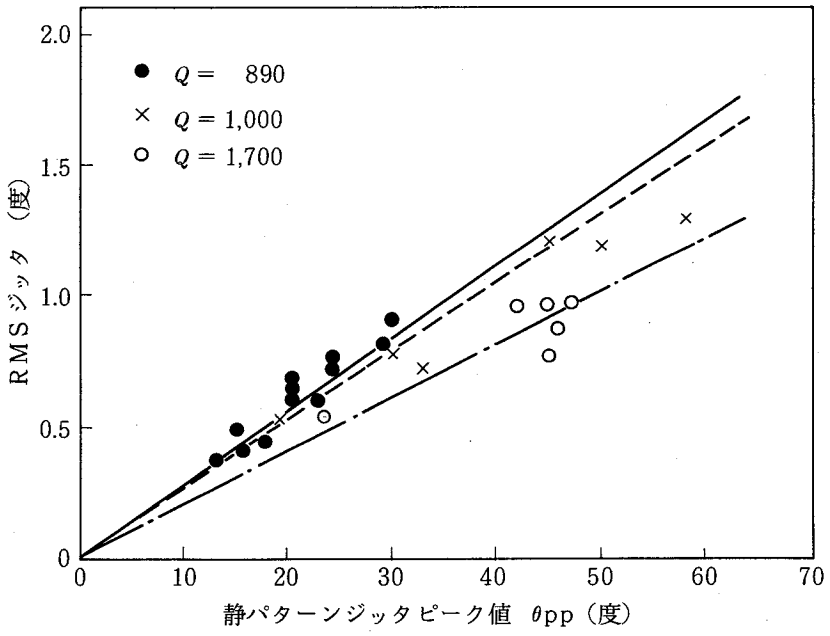



図4.20　静パターンジッタのピーク値とRMSジッタの関係

$$\theta_{rms} = \sqrt{\frac{9}{2} \cdot \frac{\pi}{Q}} \cdot A \cdot \theta_{pp} \qquad \cdots\cdots (4.10)$$

図より，$A = 0.226$ とすると，ほぼ直線にのっている。従って，本光中継器の場合

$$\theta_{rms} = 0.845 \frac{\theta_{pp}}{\sqrt{Q}} \qquad \cdots\cdots (4.11)$$

で近似できることがわかる。PCM−400$M$ 方式の場合，$Q \fallingdotseq 120$ で $\theta_{rms} = 0.07\,\theta_{pp}$ であったので，光中継装置では，高速の同軸PCM中継器よりも大きな動パターンジッタを示すことがわかった。動パターンジッタの実測値は $0.83°_{rms}$ であり，静パターンジッタの測定値の平均値より計算した値 $0.85°_{rms}$ とほぼ一致しており，$Q = 1000$ のタイミング回路により，ほぼ目標としたタイミングジッタ値を実現した。

# 4.4 総合特性

## 4.4.1 符号誤り率特性

とう道内に布設した光ケーブルを用いて光中継装置の動作特性を測定した。中間中継盤の形状は図4.21のように，従来の中継盤と同様にマンホールきょう体に挿入可能な構造である。布設された光ケーブルの光損失とベースバンド帯域幅のヒストグラムを図4.22に示す。光損失は3±1 $dB/km$，ベースバンド帯域は40±10$MHz$におよそ入っている。コネクタ損失は，目標の0.7 $dB$ に対して最悪値は1.0 $dB$ であったが，84%は0.7 $dB$ 以下であり，平均損失は約0.5 $dB$ が実現できた。スプライシング損失は平均0.2 $dB$ ／ケ所であった。

図4.23にLD中継装置の符号誤り率特性の一例を示す。符号誤り率 $p_e = 10^{-10}$ を満たす平均受光電力は光ファイバ長0 $km$，8.8 $km$，10.6 $km$に対してそれぞれ−56.7 $dBm$，−45.1 $dBm$，−43.6 $dBm$ であり，このとき対応する長さの光ファイバの帯域はそれぞれ，∞，10.2$MHz$，9.2$MHz$ であった。

図4.24にLED中継装置の符号誤り率特性の一例を示す。LEDと光ファイバの結合は半球レンズとセルフォックレンズを用いる形式，あるいは光ファイバを加工して先球レンズとする形式を採用した。光ファイバ内への入射平均電力は約−16 $dBm$ である。

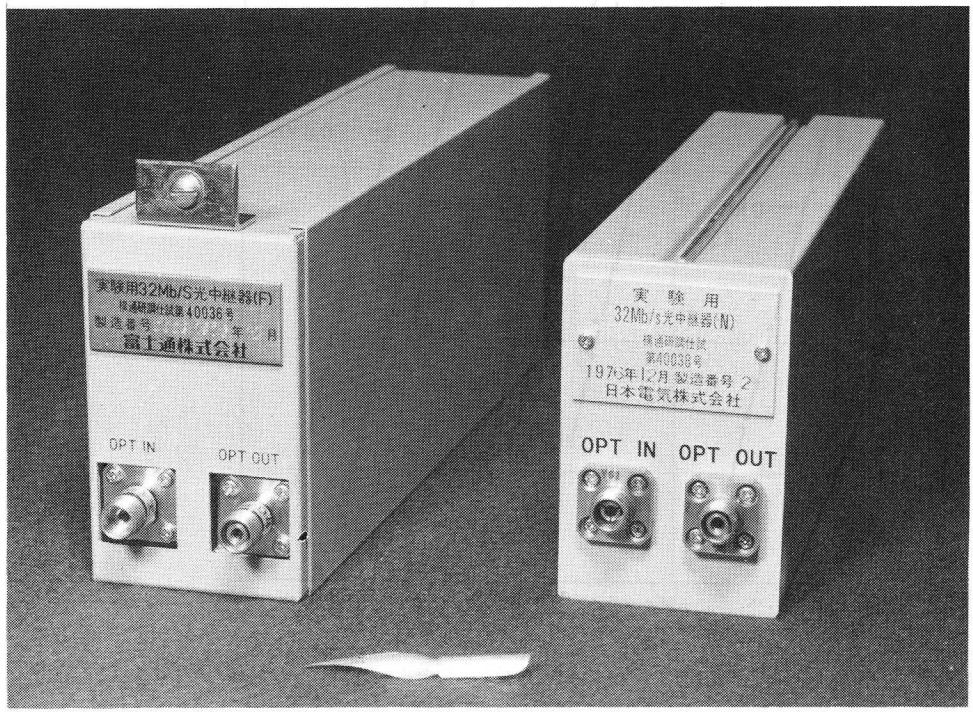



図4.21　試作32Mb/s中継盤の外観

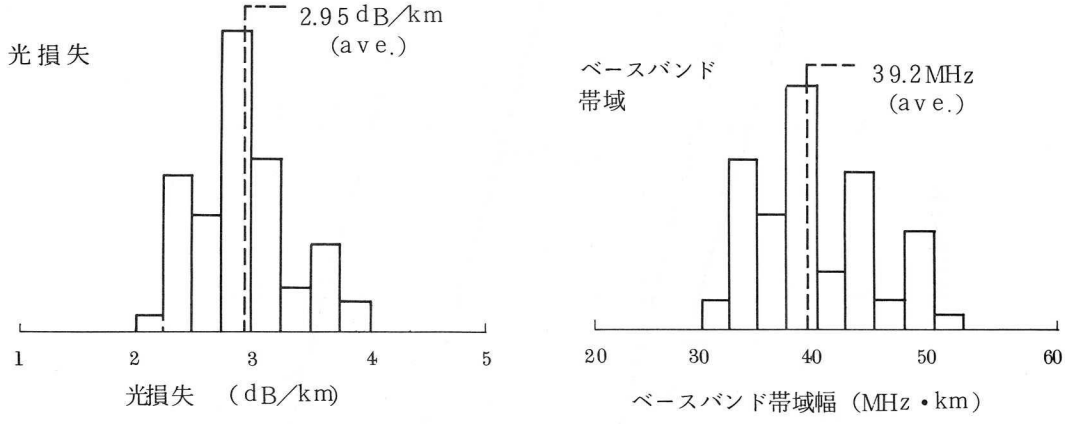



図4.22　布設ステップ形光ケーブルの損失とベースバンド帯域

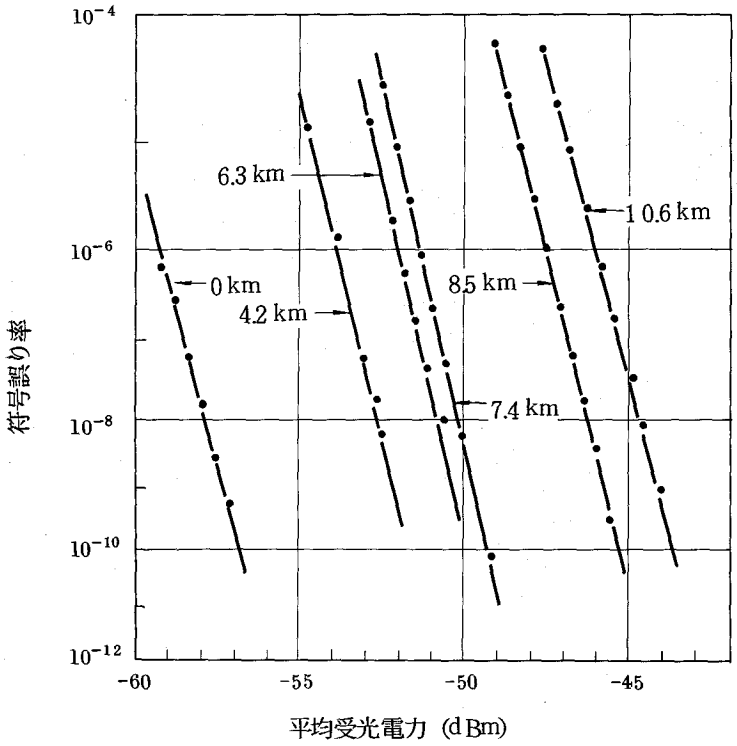



図 4. 2 3　ＬＤ中継装置の符号誤り率特性

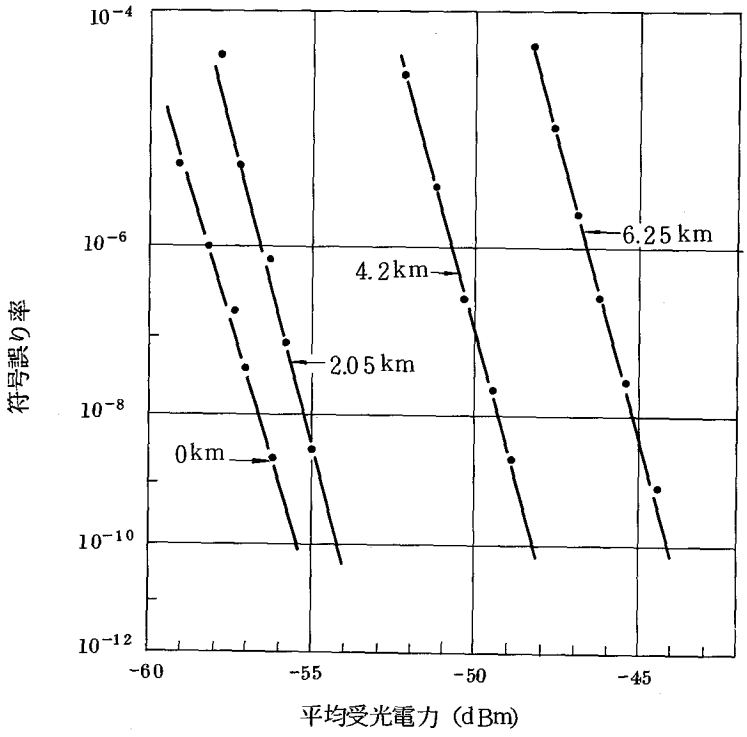
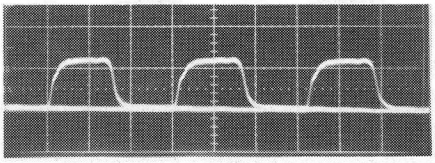


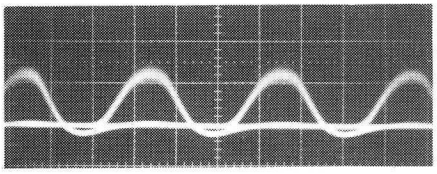

図 4. 2 4　ＬＥＤ中継装置の符号誤り率特性

ＬＥＤチップから光ファイバへの光電力の結合効率は2.5～４％であった。発光スペクトル半値幅は３６０～３９０Å であり，ＬＤよりも１０倍以上広かった。ファイバ長が４ $km$ 以上となると材料分散の影響を受け，所要受光電力はＬＤ中継装置よりも増加している。図4.２５，図4.２６にアイパターンを示す。

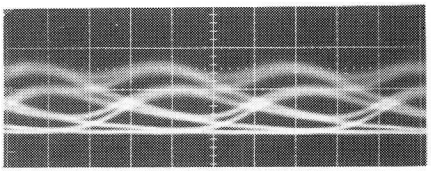
図4.２７は光ファイバ長を変化させた場合の中継装置入力の光電力と，符号誤り率が$10^{-10}$となる中継装置の受光電力の関係を示している。使用した光ファイバ伝送系には実験の都合上光配分架が含まれているので，実際の光ファイバ出力レベルには，これらの光コネクタ損失が含まれている。図中矢印の点は，この損失を差引いた場合の光ファイバ出力電力を示している。またケーブル損失について検討した結果，半導体レーザを光源とする場合には，高次モード励起損失$\alpha_h$ を考慮する必要は無いが，発送ダイオードを光源とする場合には，0.5～0.7 $dB$ の高次モード励起損失分を考える必要があることがわかった。この図より，ＬＤ中継装置では８ $km$ の中継間隔は十分余裕をもって実現できることがわかる。



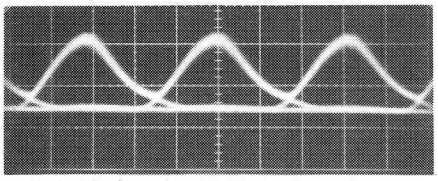
(a)　ＬＤ出力波形



(b)　0 km 伝送時受信波形

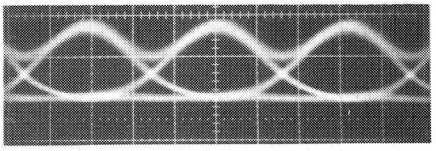


(d)　8.5 km 伝送時受信波形



(c)　0 km 伝送時等化後波形

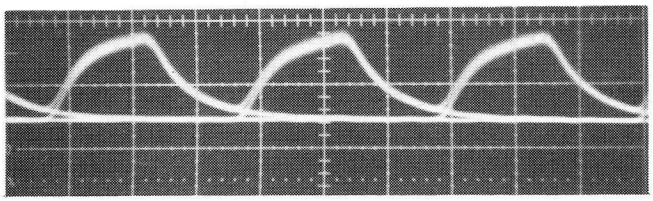
(I)　0 km 伝送



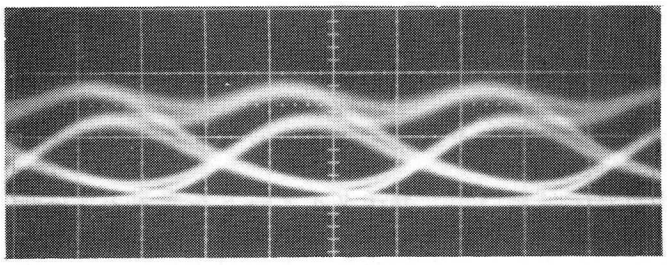
(e)　8.5 km 伝送時等化後波形

(II)　8.5 km 伝送

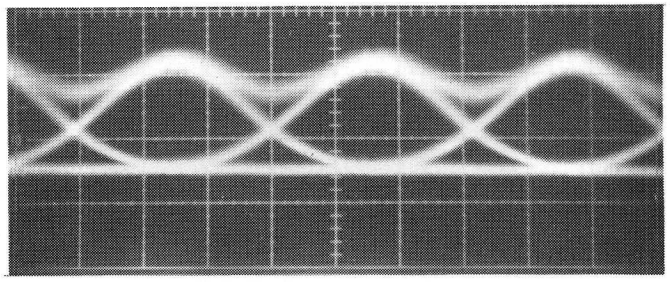
図4.２５　ＬＤ中継系アイパターン（１０$ns/div$）



(a) ＬＥＤ出力波形



(b) 受信波形（4.2 km 伝送後）

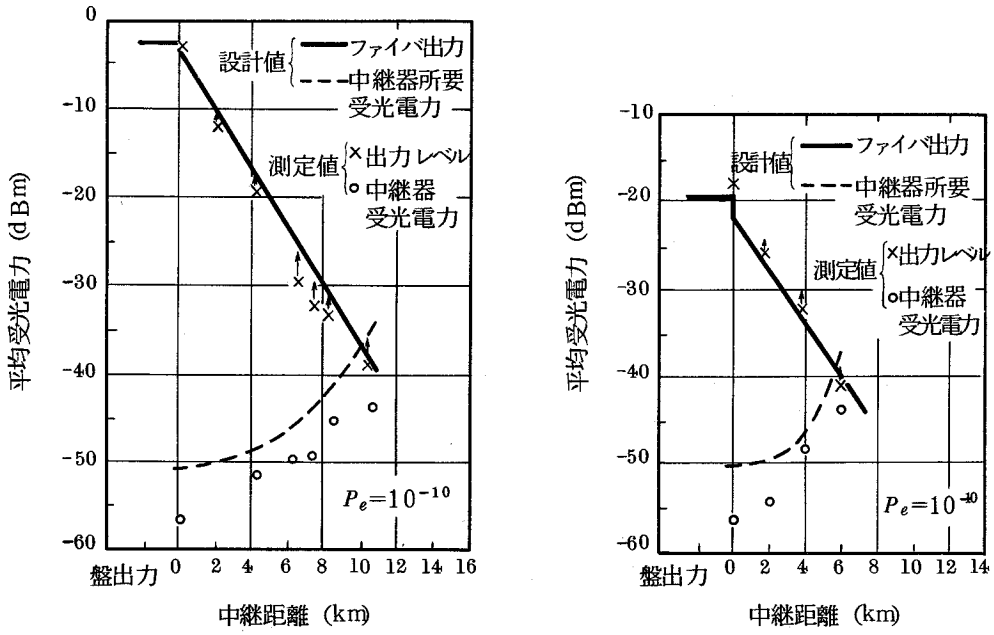


(c) 等化後波形（4.2 km 伝送後）

図4.26　ＬＥＤ中継系アイパタン（10*ns*/*div*）

種々の光ファイバ長に対する試作中継装置の受光電力特性を図4.28に示す。測定結果は設計目標値を十分満足しており，最悪の場合でも2.5 *dB* の受光電力余裕がある。ファイバ長8.5 *km* の場合に，ベースバンド帯域幅が10*MHz* 程度になり，波形等化器の設計目標値よりも狭くなる場合もあったが，4.3.4節で述べたように，6 *dB* 帯域幅よりも高い周波数で，ガウス形よりも若干緩やかな周波数特性を示したことや，波形等化器の遅延歪の影響を小さくするために，等化器のピーク利得を理論値よりも下げたことにより，良好なアイパターンが得られた。このことは等価的にファイバ帯域が12～13*MHz*であり，測定結果と目標値の間には，光ファイバの帯域に対して平行的な関係が成立つことがわかる。また受光電力測定値のばらつきも，4.3.3節で述べたＡＰＤと前置増幅器の特性，波形等化回路，クランプ回路，識別

器の劣化量の実現値から計算した値とほぼ一致していた。これらのことから，ここで用いたＳＮＲの設計法が妥当であったことがわかる。




(a)　ＬＤ中継系　　(b)　ＬＥＤ中継系

図4.27　32Mb/s 中継レベルダイヤ

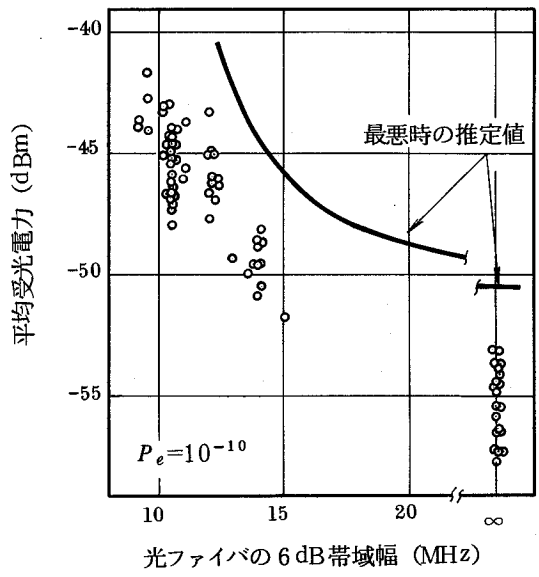



図4.28　32Mb/s ＬＤ中継装置の平均受光電力

符号誤り率の温度依存性を測定したところ，５℃～３０℃の温度範囲で，最小受光電力の変動幅は１ $dB$ 以内であり，ほとんど問題のないことがわかった。また，中間中継盤の給電電流依存性は，±３０ $mA$ の電流変化に対して特性の変化が認められなかった。

## 4.4.2 多中継特性

図4.２９に多中継伝送時のレベルダイヤグラムの一例を示す。

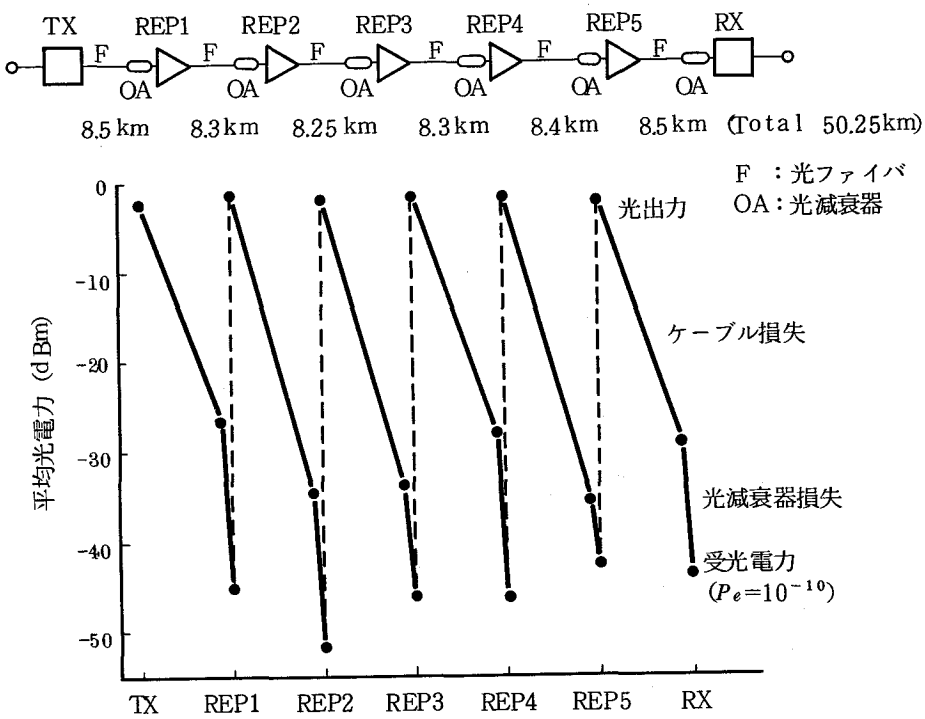



図4.２９　３２$Mb/s$ ＬＤ中継系レベルダイヤグラム

この構成例では各中継装置は符号誤り率 $p_e = 10^{-10}$ の状態で最小の受光電力になるように設定されている。平均中継間隔8.５ $km$ の６中継において良好な特性が得られている。各中継装置は十分な動作余裕を有しており，平均１４ $dB$ の光電力の動作余裕が存在する。

符号誤り率特性とならんで，ディジタル中継伝送系で重要なタイミング特性について測定を行なった。

図4.３０は９ビットパターンに対する静パターンジッタの相加特性を示したもので，この場合，従来のＰＣＭ伝送系と同様に中継数に対してほぼ直線的であることがわかった。

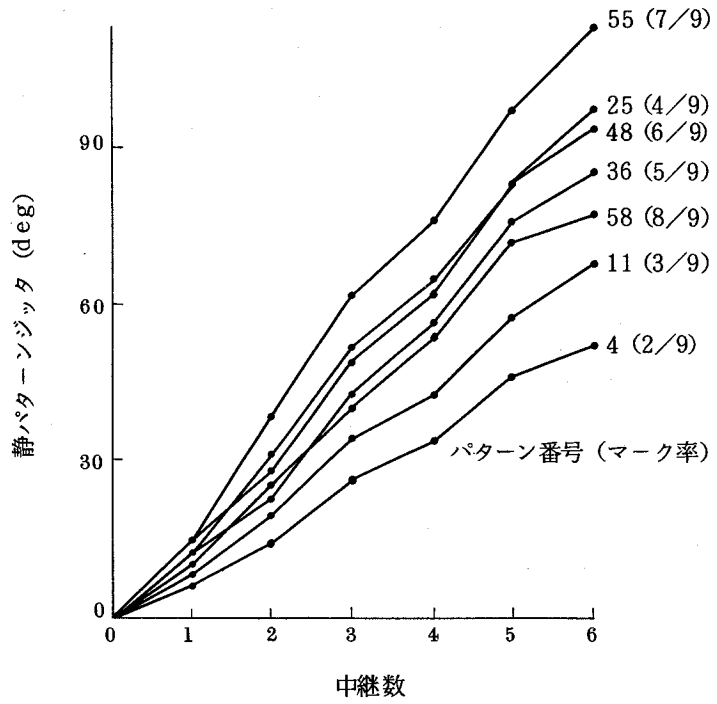



図 4. 3 0　静パターンジッタのるい積特性

１５段 $PN$ 符号列に対する動パターンジッタの測定結果の一例を図 4.3 1 に示す。

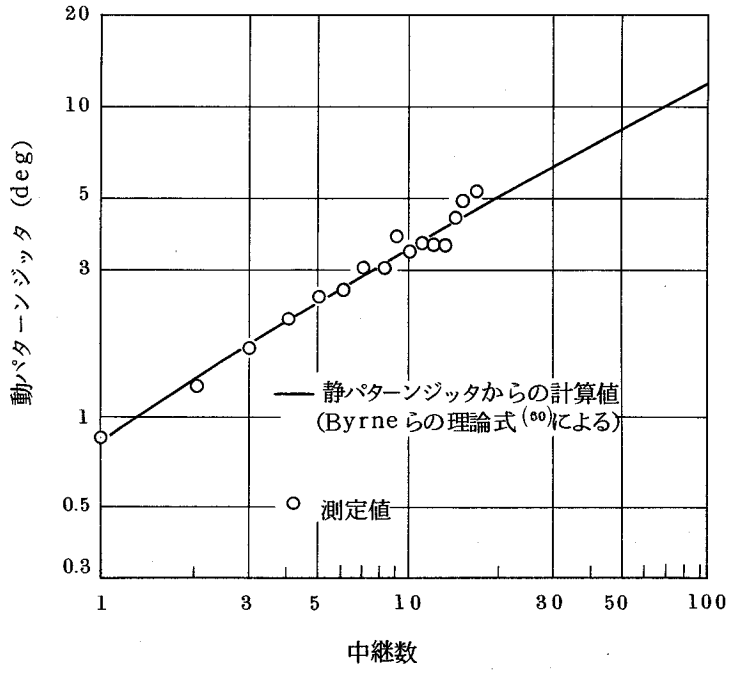



図 4. 3 1　動パターンジッタのるい積特性

実験用に準備された光ファイバは56*km*であったため，7中継目以降の系には光ファイバのかわりに光減衰器を挿入して測定した。光減衰器を挿入した部分は，ベースバンド周波数特性は平担となる。測定値にはばらつきがみられるが，その理由は，タイミング回路の*Q*の違いや，若干の回路応答特性の違いによっている。測定値は1中継後0.83°*rms*，16中継後5.3°*rms*であった。一方，タイミング回路の設計パラメータを用いて，求めた動パターンジッタの計算値は，1中継で0.85°*rms*，16中継で4.5°*rms*となる。これらはほとんど一致しており，ジッタの相加則はByrne等の理論式に近い特性を示すことがわかった。

表4.8に多中継ジッタの特性をまとめた。

表4.8　動パターンのジッタ相加特性

| | 1中継 | 16中継 | 40中継 |
|---|---|---|---|
| 規格値（暫定） | 1.3° *rms* | 6.5° *rms* | 11° *rms* |
| 測　定　値 | 0.83° *rms* | 5.3° *rms* | − |
| 計　算　値 * | 0.85° *rms* | 4.5° *rms* | 7.1° *rms* |
| 計算値（最悪）** | 1.3° *rms* | 6.5° *rms* | 11° *rms* |

*　静パターンジッタの測定値の平均値より計算した値

**　〃　の最悪値より計算した値

40中継を考えた時の計算値は7.1°*rms*である。静パターンジッタの最悪値をとった場合でも11°*rms*となることがわかった。これは目標値11°*rms*を満足しており，本中継系が良好な特性を示すことがわかった。

画像信号を伝送するために，32*Mb/s*カラー分離符号化装置[61]を用いて伝送実験を行なった。中継系に画像信号を伝送したところ，スクランブラを*OFF*の状態では時々タイミング消失が生じた。その理由は，符号化にDPCMが用いられ，画像同期信号期間にオールマーク状態が続くように設計されていたためである。*AMI*符号列に対しては，オールマークはタイミング情報が豊富になるが，本中継伝送系では，オールマークとオールスペースの両方に対してタイミング消失を生じる。オールマークの生じる時間幅は10〜20*μs*（320〜640ビット）である。またこの前後約1*ms*にわたってマーク率が上昇している。

中継系のタイミング回路零符号連続耐力は

$$0.5\,e^{-\frac{\pi}{Q}\cdot n} = 10^{-\frac{\eta-\eta_0}{20}} \qquad \cdots\cdots (4.12)$$

但し，$n$：マーク率1/2のタイミング波レベルからの"0"連続ビット数

$Q$：タイミング回路の$Q$

$\eta$：タイミング回路のダイナミックレンジ

$\eta_0$：タイミング回路ダイナミックレンジのパターン変動以外の項；2 $dB$ とする。

$\eta = 26\ dB$，$Q = 1000$ とすると，零符号連続耐力は$\eta = 658$ ビットと求められる。したがってタイミングの安定化のためにはスクランブラ[62][63]が不可欠であることがわかった。

スクランブラの段数は，少くともオールマークあるいはオールスペースの続くビット数よりも長い周期の段数のものを必要とすることがわかった。11段の基本スクランブラでは周期は2047 ビットであり，これによりタイミング消失は防げた。

画像信号伝送時のタイミングジッタの値は，5段よりも11段のスクランブラの方が約10%小さい値を示した。11段のスクランブラを用いた時のジッタの測定値は，10中継で2.8° $rms$であった。$PN$符号伝送時には，図4.31に示したように，最悪値は3.4° $rms$ であるから，画像信号伝送時においても，ジッタ特性に劣化の生じないことが実証できた。

## 4.5 むすび

本章は，第2章，第3章で解明した光中継系，光中継装置の設計法にもとずいて，32$Mb/s$光中継系および中継装置を試作し，評価した結果を述べた。

光ファイバとして，最も基本的なステップ形多モード光ファイバをとり上げ，光ファイバの基本的な伝送特性の解明と，中継系の設計法の確立をはかった。

ステップ形光ファイバは，モード分散によるベースバンド帯域制限の影響が大きいので，中継間隔を増大させるために，最適な光ファイバのコア・クラッド間屈折率差を選定するとともに，中継装置では，波形等化器を採用し，中継伝送系の最適化をはかった。試作した32$Mb/s$光中継装置による伝送実験結果は，設計との良い一致が確認され，第2章，第3章の設計法の妥当性が実験的に確認された。

これらの検討を通して得られた主要な結果は次の通りである。

(1) ステップ形光ファイバを用いた中継伝送系の設計が精度良く行なえるようになった。これらの結果は，グレーデッド形光ファイバおよび単一モード光ファイバを使用する中継系においても，基本的な設計手順を与えるものである。

(2) 光ファイバケーブルの線路等化は，理論的に予側される程度に十分効果を発揮し，等化を前提とした伝送方式も十分可能性のあることが明らかとなった。

(3) 32Mb/s 光伝送系の中継間隔は，半導体レーザを用いた場合に8 km 以上，発光ダイオードを用いた場合に4 km 以上とれることが理論的・実験的に明らかとなった。

(4) 多中継実験により，光伝送系におけるタイミングジッタの累積特性が明らかとなるとともに，今回用いた伝送系設計法の妥当性が確認された。また32Mb/s カラー分離符号化装置を用いた画像伝送の結果も良好であった。

今後光半導体素子の信頼度向上，測定など周辺技術の向上などをはかることにより，光伝送方式実用化が可能なことが明らかとなった。

# 第5章　グレーデッド形光ファイバ中継伝送系の特性

## 5.1　まえがき

グレードッド形光ファイバは，ステップ形光ファイバと比較して，広帯域なベースバンド帯域特性を有しており，基本的な特性の確認も行なわれている。[64][65] これらの実験では，グレーデッド形光ファイバを用いた高速伝送の可能性を示すと同時に問題点を明らかにしている。実用的なシステムにするためには技術的な限界の追求と，設計法について，より詳細に解明しておく必要がある。

一方中継装置の設計法と特性に関しては，比較的低いビットレートの領域で第4章において32*Mb/s*　光中継伝送系として解明が行なわれている。本章ではこの結果を踏まえ，ディジタル伝送技術として，高速化と長中継間隔化を目標として，伝送実験を行なった結果について述べる。[15][36]

グレーデッド形光ファイバは，ステップ形光ファイバと異なり，波長によりベースバンド伝送帯域幅が異なってくる。本章ではまず屈折率分布係数が異なる2種類の光ファイバを試作し，各波長におけるベースバンド伝送帯域を測定するとともに，その距離依存性を検討する。使用波長帯によって0.8～0.9 *μm* 帯を短波長帯，1.1～1.7 *μm* 帯を長波長帯に分けて，それらの波長域で使用できる光源，受光器の特性を述べるとともに，期待できる中継間隔について明らかにする。短波長帯では，400*Mb/s*での伝送実験結果について述べ，この波長帯では中継伝送系の特性は，半導体レーザのモード分配雑音によって制限されることを明らかにする。長波長帯では，グレーデッド形光ファイバの広帯域化，屈折率分布の使用波長での最適化が重要なことを述べ，100*Mb/s* で52 *km*，400*Mb/s*で20 *km* の中継間隔が実現できることを明らかにする。

## 5.2　光ファイバ損失・帯域の波長特性

実験に使用した光ファイバーケーブルの損失一波長特性を図5.1に示す。

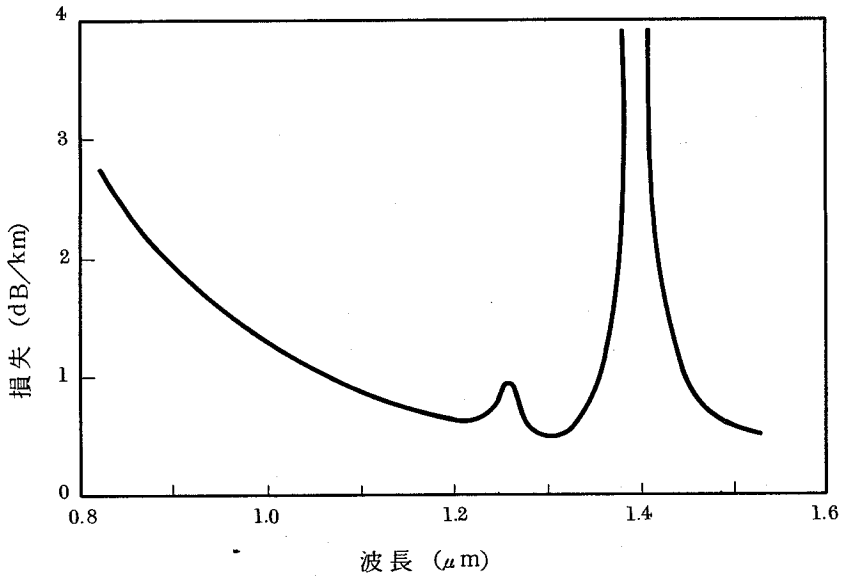



図 5.1　試作グレーデッド形光ケーブルの損失－波長特性

光ファイバはコア径 $2a = 60\mu m$，光ファイバ外径 $150\mu m$ の $SiO_2-GeO_2-P_2O_5$ 系のグレーデッド形ファイバで，コアとクラッドの屈折率差比 $\Delta \fallingdotseq 1\%$ である。光ファイバはMCVD法で作成されており，波長 $1.3\mu m$ で $0.6\ dB/km$ の低損失な特性を有している。これは

(1)　OH基の混入を極微量に低減したこと

(2)　コアークラッドの構造不完全性の低減

(3)　コアークラッドのドーパント材組成の最適化

(4)　ケーブル化技術の改善

等により実現したものである。

グレーデッド形ファイバのベースバンド周波数特性は屈折率分布形状によって大きく変化する。一般的にグレーデッド形光ファイバの屈折率は次式で記述される。

$$n(r) = \begin{cases} n_1 \left[1 - 2\Delta (r/a)^{\alpha}\right]^{1/2} & 0 < r < a \\ n_1 \left[1 - 2\Delta\right]^{1/2} & a < r \end{cases} \quad \cdots\cdots\cdots (5.1)$$

ここで $\alpha$ は屈折率分布を表わす実数のパラメータ，$n_1$ はコア中心の屈折率，$\Delta$ はコアとクラッドの屈折率差比，$a$ はコア半径，$r$ はコア中心からの距離を示す。

式(1)において $\alpha = 2$ の近傍の分布形の時にベースバンド伝送帯域が最大になることがGloge等によって理論的に検討されている。材料分散が波長によって変化するために，屈折率分布係数 $\alpha$ がずれてくる。そのため光ファイバベースバンド帯域は波長依存性を示すことが実験的にも明らかにされている[42]。図5.2は $\alpha$ とベースバンド帯域の実測例である[66]。

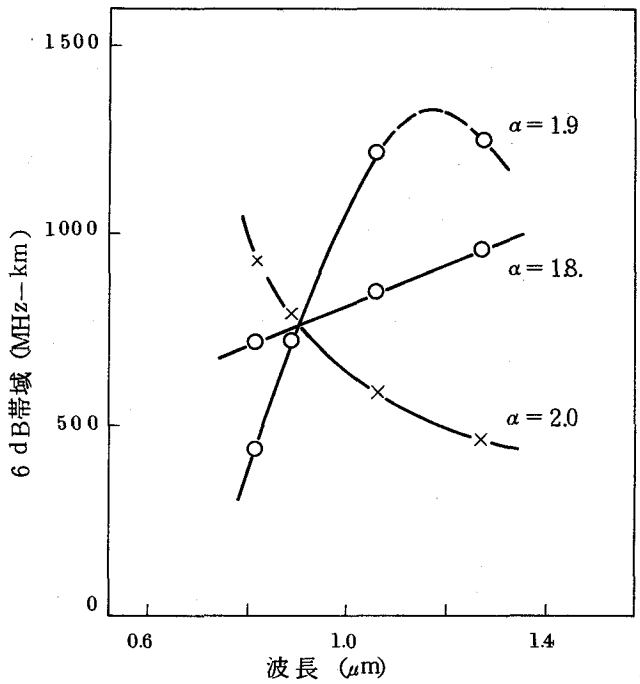



図5.2　グレーデッド形光ファイバの帯域幅と屈折率分布形

図5.3は $\alpha$ の異なる2つの光ファイバに対する6 $dB$ 低下帯域の測定結果を示す。測定においては波長を変えるために，光源として $Kr$ レーザ（$\lambda = 0.65$，$0.75\ \mu m$），$Nd$：$YAG$ レーザ（$\lambda = 1.06\ \mu m$），半導体レーザ（$\lambda = 0.85$，1.1，$1.27\ \mu m$）を使用し，半導体レーザは直接変調，他は外部変調で周波数掃引法でベースバンド周波数特性を求めた。

今図5.2，図5.3において，長波長帯で屈折率分布の最適化をはかった光ファイバをA形ファイバと呼ぶことにする。短波長帯で最適化をはかったファイバは，これまで主に検討され，実験に使用されていたもので，これをB形ファイバと呼ぶことにする。

A形のファイバでは $\alpha = 1.8 \sim 1.9$ に制御されており，最適波長 $\lambda_A \doteqdot 1.27\ \mu m$ で約2,000 $MHz-km$ のベースバンド帯域となっているが，$\lambda = 0.85\ \mu m$ では580 $MHz-km$ のベ

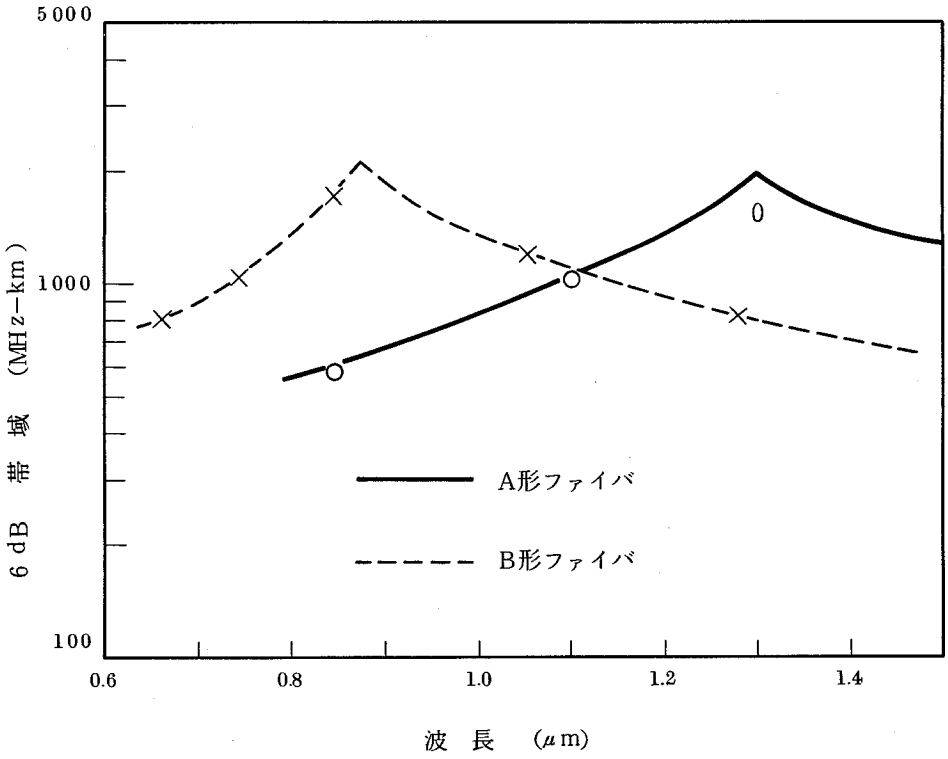



図5.3　グレーデッド形光ファイバの帯域一波長特性

ースバンド帯域幅となっている。一方B形ファイバでは $\alpha = 2.0 \sim 2.1$ にほぼ制御されており，最適波長 $\lambda_B = 0.85\mu m$ では2000MHz−km のベースバンド帯域幅であるが，$\lambda = 1.27\mu m$ では800MHz−km である。波長によってベースバンド帯域が1/2～1/4になっている。

このようなファイバを多数接続した光伝送路の損失，ベースバンド帯域特性を明らかにするために，光ファイバをA形ファイバ群，B形ファイバ群にわけて，各群ごとに長距離接続し，損失，ベースバンド帯域を測定した。

図5.4はベースバンド帯域の距離特性を測定する場合に使用した光ファイバ群A，Bの損失および帯域の分布を示している。A形ファイバ群は波長1.27μm で平均損失0.57dB/km，平均帯域1275MHz−km，波長0.85μmで平均損失2.45dB/km，平均帯域530MHz−km，の特性を有している。B形ファイバ群は波長0.85μmで平均損失2.43dB/km，平均帯域1170MHz−km，波長1.27μmで平均損失0.67dB/km，平均帯域585MHz−km の特性を有している。

図5.5および図5.6は測定したベースバンド帯域の距離特性を示す。波長0.85μm では損失が比較的大きいために，10km 程度までしか帯域特性は測定していないが，波長1.27μm

では損失が0.6 $dB/km$ と低損失なため，50 $km$ 程度まで測定可能であった。図5.7は周波数特性を示す。

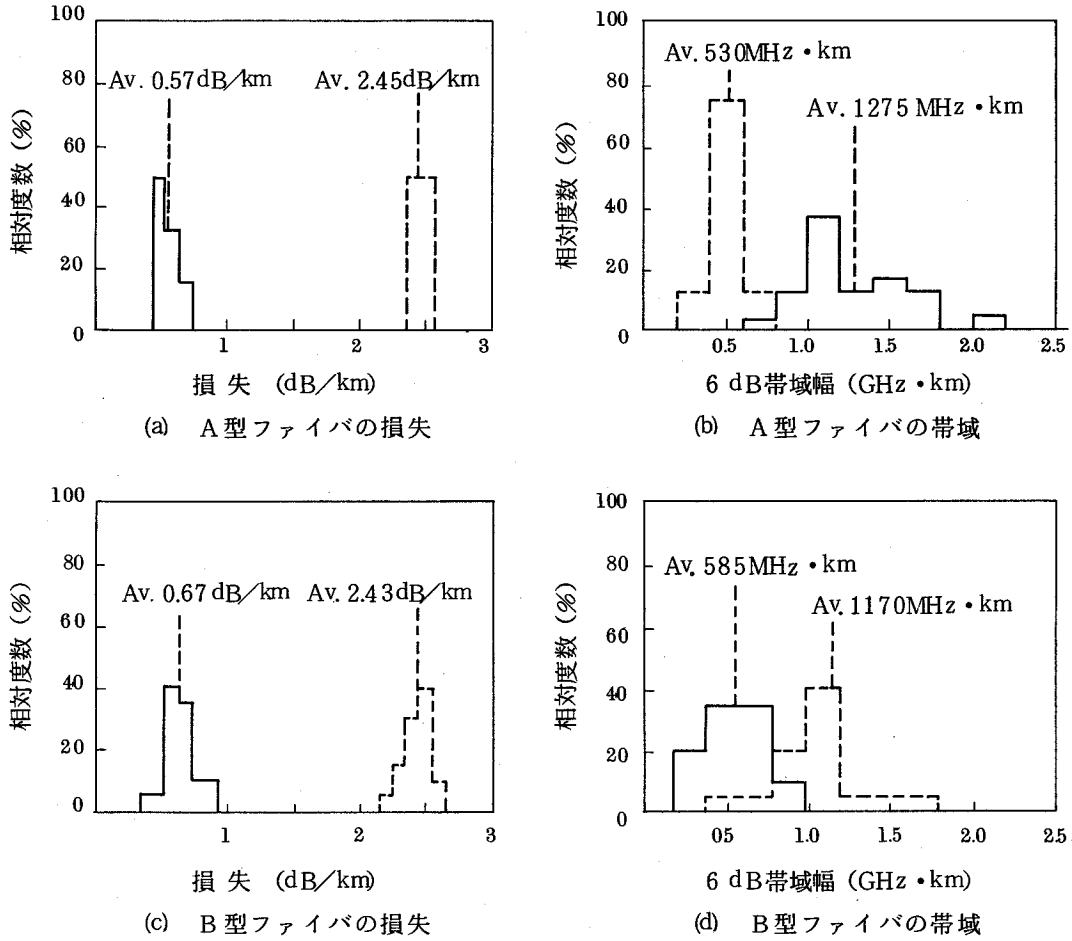



図5.4 損失および6 $dB$ 帯域幅の分布（1 $km$ 換算）

（—— 1.27 $\mu m$，----- 0.85 $\mu m$）

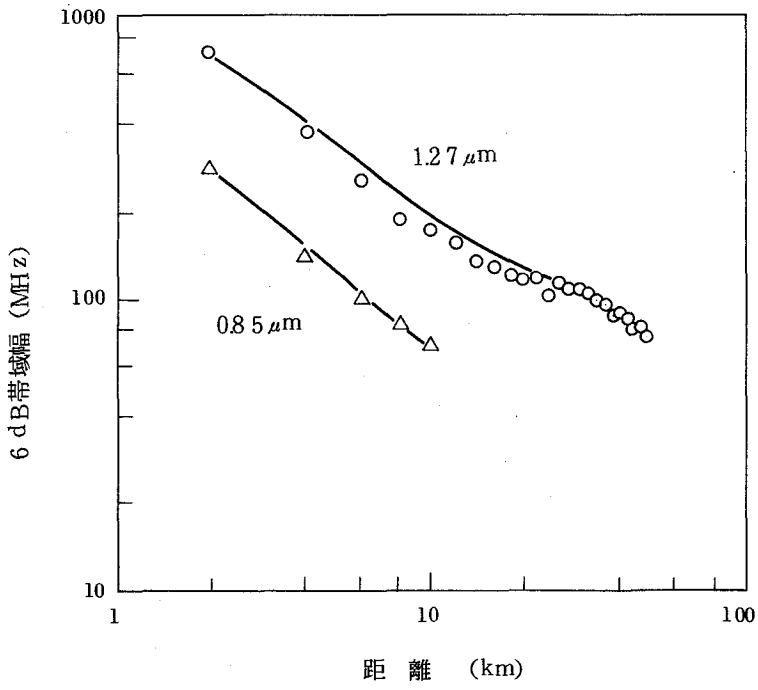



図 5. 5　A 型ファイバ帯域の距離特性

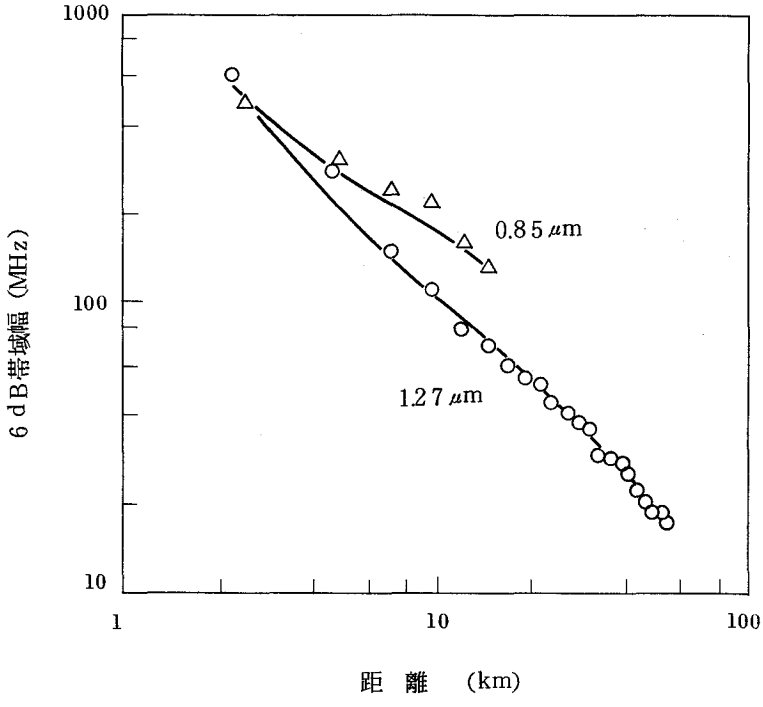
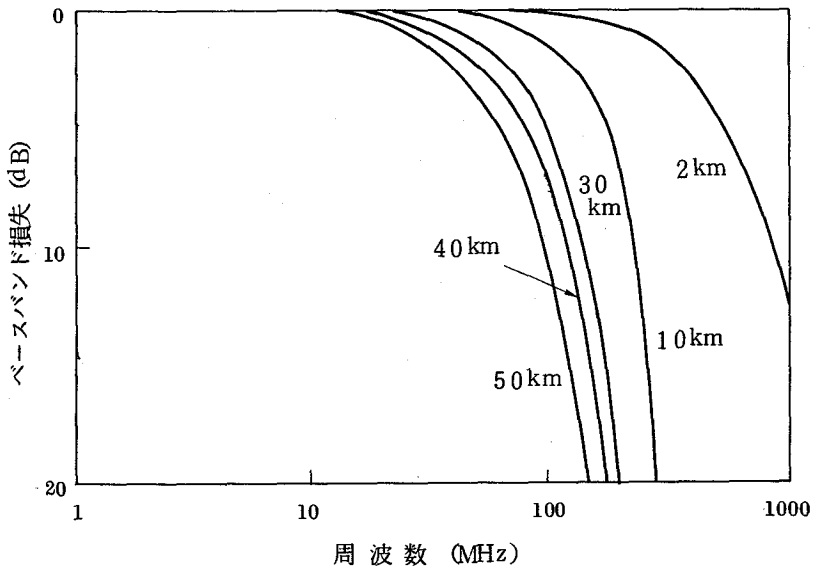
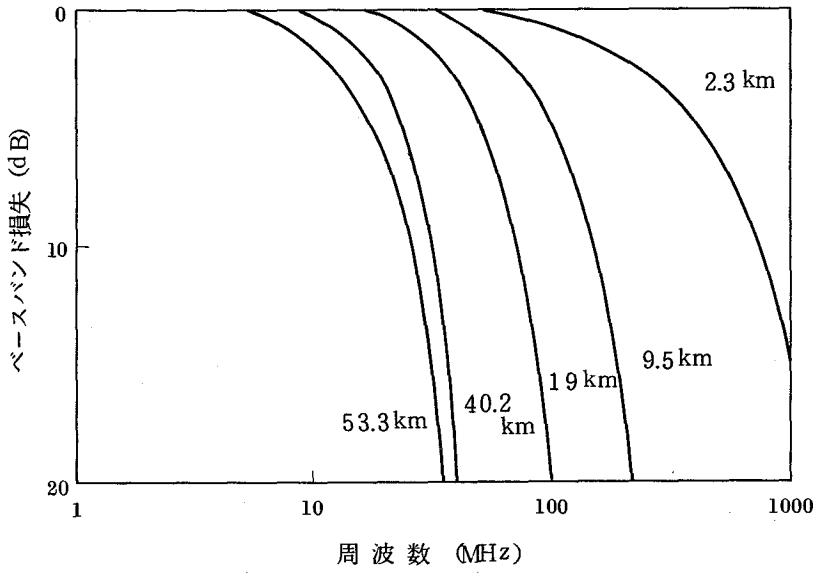



図 5. 6　B 型ファイバ帯域の距離特性




(a) A形ファイバの周波数特性




(b) B形ファイバの周波数特性

図5.7 光ファイバの周波数特性

いま光ファイバ帯域のばらつきを巨視的にとらえて，距離依存性を検討するために，よく用いられる $r$ 乗表現で評価することとする。2本の光ファイバのモード分散によるパルス広がりを $t_{w1}$，$t_{w2}$ とすると，それが接続された場合のパルス広がりが $b$ 乗和，すなわち

$$t_{wT}{}^{b} = t_{w1}{}^{b} + t_{w2}{}^{b} \qquad \cdots\cdots (5.2)$$

で近似できるとする。式（5.2）は $b=1$ の場合にはパルス広がりが距離とともに線形に加算される場合で，$b=2$ の場合にはガウス形フィイタの縦属接続時のパルス広がり特性のような場合である。

光ファイバの帯域 $B \propto 1/t_w$ とし，$r=1/b$ と置くと，式（5.2）より $N$ 本の帯域の異なるファイバを接続した場合のベースバンド帯域 $B_T$ は，

$$\left(\frac{1}{B_T}\right)^{\frac{1}{r}} = \sum_{i=1}^{N} \left(\frac{1}{B_i}\right)^{\frac{1}{r}} \qquad \cdots\cdots (5.3)$$

で求めることができる。式（5.3）より，ベースバンド帯域 $B_0$，光ファイバ長 $\ell_L$ の光ファイバを $N$ 本接続した場合のベースバンド帯域 $B_N$ は良く用いられている

$$B_N = B_0 N^{-r} = B_0 \left(\frac{L}{\ell_L}\right)^{-r} \qquad \cdots\cdots (5.4)$$

となる。但し $L$ は光ファイバ総長。

測定した個々の光ファイバの帯域をもとに，式（5.3）によって計算したベースバンド帯域の距離特性を図5.5，図5.6に書込んだ。図より帯域の距離依存性を表わす $r$ の値は，ファイバの形と使用波長によって異なってくることがわかった。測定結果より得られた $r$ の値をまとめると，

A形ファイバ

$$r \fallingdotseq \begin{cases} 0.65 & (\lambda = 1.27\ \mu m) \\ 0.8 & (\lambda = 0.85\ \mu m) \end{cases} \qquad \cdots\cdots (5.5)$$

B形ファイバ

$$r \fallingdotseq \begin{cases} 0.8 & (\lambda = 1.27\ \mu m) \\ 0.65 & (\lambda = 0.85\ \mu m) \end{cases} \qquad \cdots\cdots (5.6)$$

のようになることがわかった。

すなわち最適波長近くでは，$r \fallingdotseq 1/2$ に近ずき，最適波長からずれるに従って $r \fallingdotseq 1$ に近ずくことがわかる。異なった最適波長 $\lambda_A$，$\lambda_B$ を有する2本の光ファイバを接続した場合には $\lambda_B < \lambda < \lambda_A$ の波長で最も広帯域になることが実験的にも明らかにされており，2本の光ファイバの間でモード分散の補償効果が生じるものと考えられている。[67] 図5.5および図5.6の実験においては，各群内のファイバで屈折率分布形状が多少バラツキを有しており，そのため最適屈折率分布になっている波長においても，モード分散の補償効果が生じているためと考えられ，式（5.5），式（5.6）のように波長によって，$r$ の値が異なるものと考えられる。[68]

## 5.3 中継間隔の設計

光受信系の受光電力を決定する主な要因は第2章で理論的に検討したように

(1) ＡＰＤ，前置増幅器によって発生するショット雑音，熱雑音

(2) 伝送系の帯域

(3) 半導体レーザのモード分配雑音

である。

受光系の特性として，0.85 $\mu m$ 帯では $S_i$ ＝ＡＰＤの量子効率 $\eta = 65\%$，過剰雑音指数 $x = 0.4$ の値を，1.3 $\mu m$ 帯では $Ge$－ＡＰＤ[69] の量子効率 $\eta = 55\%$，過剰雑音指数 $x = 1.0$ の値を用いる。前置増幅器としては，$NF = 8\ dB$，$R_L = 320\ k\Omega / f_0$（$Mb/s$）の値を想定し，2乗余弦等化（ＦＣＲＯ）における所要 $SNR$ として，符号誤り率 $p_e = 1 \times 10^{-11}$ を満す22.7 $dB$ に回路の劣化を考慮して，総合として30.6 $dB$ の所要 $SNR$ の値を仮定する。

この時，(1)のショット雑音，熱雑音による中継器所要受光電力 $\overline{P_r}$ は，式（2.30）によれば

$$\overline{P_r} = \begin{cases} -64.3 + 10 \log f_0 \quad dBm \quad (\lambda = 0.85\ \mu m) \\ -60.7 + 10 \log f_0 \quad dBm \quad (\lambda = 1.3\ \mu m) \end{cases} \qquad \cdots\cdots (5.7)$$

となる。但し $f_0$ はビットレート（$Mb/s$）。

一方(2)の伝送系の光ファイバベースバンド帯域 $f_{cL}$ による $SNR$ 劣化を3 $dB$ 許容するとすると

$$f_{cL} > 0.55\ f_0 \qquad \cdots\cdots (5.8)$$

を満足する必要がある。これ以上の狭帯域なファイバでは，波形等化は難しくなっていくとともに，所要受光電力も高くなってくる。

(3)の半導体レーザのモード分配雑音は，400$Mb/s$ という高速パルス伝送の時に大きな問題になる。モード分配雑音による$SNR$劣化3 $dB$ を許容すると，2.4.3節で示されているように，

$$f_0 \cdot L < 330/|m|w \quad (Gb/s \cdot km) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (5.9)$$

を満足する必要がある。

0.85$\mu m$帯では $m \fallingdotseq 90 ps/km/nm$ であるので，スペクトル半値幅 $w = 2nm$ の時には400$Mb/s$伝送では $L < 4.6 km$ になり，中継間隔はほとんど半導体レーザのモード分配雑音によって制限されてしまう。一方 1.3 $\mu m$ 帯では$m \fallingdotseq 5 ps/km/nm$ と0.85$\mu m$ 帯に比較して 1/50 程度の値であるので，400$Mb/s$ 伝送でも $L < 82.5 km$ であり，半導体レーザのモード分配雑音はほとんど影響がないことが明らかである。この点からも長波長帯伝送の利点が出てくる。

グレーデッド形光ケーブル伝送系の中継間隔を計算するために，(3)の半導体レーザのモード分配雑音の影響が十分無視できる程度にレーザのスペクトル広がりが狭いものとして検討する。

図5.8はレーザを光源として用いる場合のビットレートに対する中継間隔を計算した結果を示す。光源の光ファイバ内入射電力は$-3 dBm$とし，コネクタ損失を1 $dB$ として計算した。光ファイバケーブルの損失はスプライシングを含めて，$\lambda = 0.85 \mu m$ で 2.5$dB/km$，$\lambda = 1.3 \mu m$ で 0.6$dB/km$ の値を，帯域はA形ファイバで $\lambda = 1.3 \mu m$ において 1200$MHz-km$，$\lambda = 0.85 \mu m$で500$MHz-km$，B形ファイバではA形ファイバと最適波長が入れ変わったものとし，$\lambda = 0.85 \mu m$で 1200$MHz-km$，$\lambda = 1.3 \mu m$ で 500$MHz-km$を仮定する。また光ファイバベースバンド帯域の距離依存性$\gamma$は式（5.5）（5.6）の値を用い $l_L = 1 km$ とした。

図5.8より，A形ファイバとB形ファイバでは高いビットレートにおいて中継間隔に大きな差が生じること，すなわちグレーデッド形光ファイバの帯域の最適化が重要なことが良くわかる。また1.3$\mu m$ の波長を用いることにより，長中継間隔の伝送系が実現でき，B形ファイバでは32$Mb/s$ で，A形ファイバでは100$Mb/s$ 伝送でも50$km$以上の無中継伝送が可能なことが明らかとなった。

次に波長を変えた場合の中継間隔を明らかにするために，図5.1および図5.3の光ファイバ

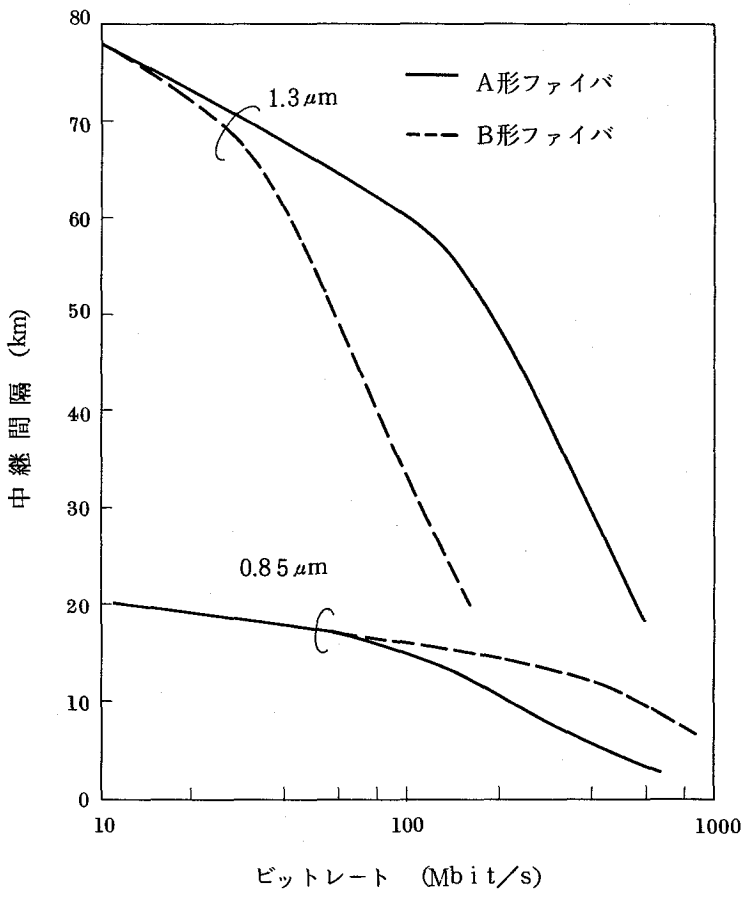



図 5.8　グレーデッド形光ケーブル伝送系の中継間隔の計算値

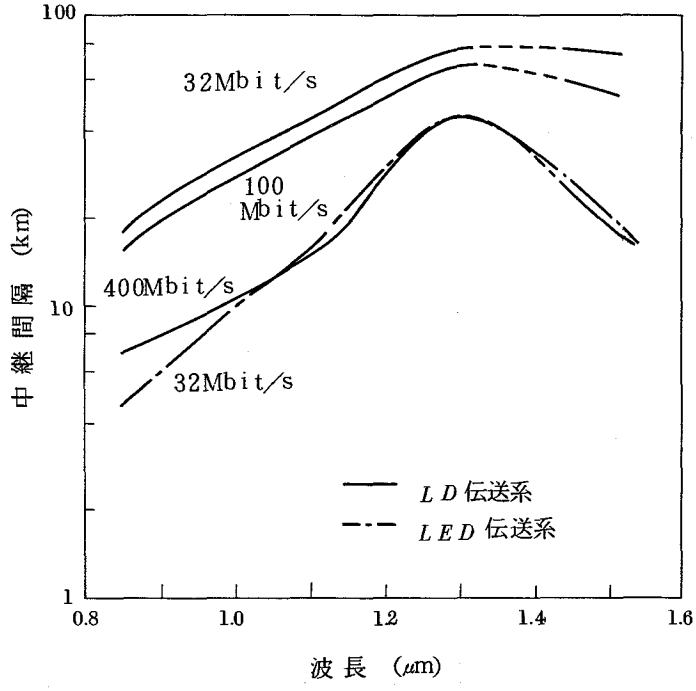



図5.9　グレーデッド形光ケーブル伝送系における波長対中継間隔の計算値

損失，ベースバンド帯域の波長特性を考慮に入れて中継間隔を算出した。光ファイバのベースバンド帯域としては，図5.3のA形ファイバの値を仮定し，簡単のためAPDの量子効率$\eta$および過剰雑音指数$x$の値は，各波長において $\eta=65\%$，$x=0.4$ の値を用いた。また発光ダイオードを光源として用いる場合には光ファイバ内入射電力$-19\,dBm$，$w=100\,nm$ の値を用いた。図5.9は32$Mb/s$，100$Mb/s$，400$Mb/s$ 伝送に対する各波長毎の中継間隔の計算結果を示している。半導体レーザを光源として用いる場合には100$Mb/s$ 以下のビットレードでは主にファイバの損失によって中継間隔が制限されている。400$Mb/s$ 伝送あるいは発光ダイオードを用いた32$Mb/s$ 伝送では，モード分散あるいは，広いスペクトル広がりと材料分散によるベースバンド帯域制限の影響は無視できない。

# 5.4 短波長帯における中継伝送系の特性

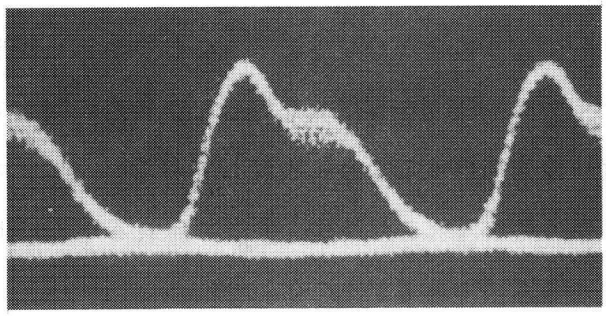
## 5.4.1 400Mb/s中継装置の設計と特性

グレーデッド形光ケーブルによる伝送実験に使用した中継装置[70]の機能ブロックは，4章で述べた32$Mb/s$ 中継装置とほぼ同様であり，全3$R$再生中継機能を有している。

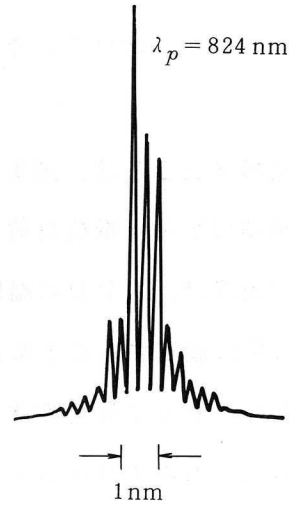
400$Mb/s$ 変調においては，光出力波形のパターン効果，ジッタ，スペクトル広がりを小さくする必要があり，半導体レーザのバイアス電流を，レーザのしきい値電流近辺に設定する必要がある。このため消光比劣化分として，1$dB$ のSNR劣化を見込んだ。

(i) 光送信回路

発光源としてプレーナストライプ$GaAlAs\cdot DH\cdot LD$と，SWAN型$GaAlAs\cdot DH\cdot LD$[71]を使用し，その特性比較を行なった。出力安定化回路（APC）は，後方向光出力を平均値検出し．変調信号の平均値との差電圧により，バイアス電流を制御している。図5.10はLD出力波形とそのスペクトル広がり（PN変調時）を示している。発光中心波長はプレーナ形LDで825$nm$，SWAN・LDで894$nm$ でスペクトル広がり半値幅はそれぞれ1.5$nm$，1$nm$ である。平均光出力電力は，$-2.5$〜$-3\,dB$で，その温度変化は5℃〜35℃ で 0.3$dB$以下となり，良好なAPC特性が得られている。400$Mb/s$という高速の変調に対し，良好な アイパターンを得ている。なおこれらのLDの常温$DC$ 動作時のしきい値電流は，120−100$mA$

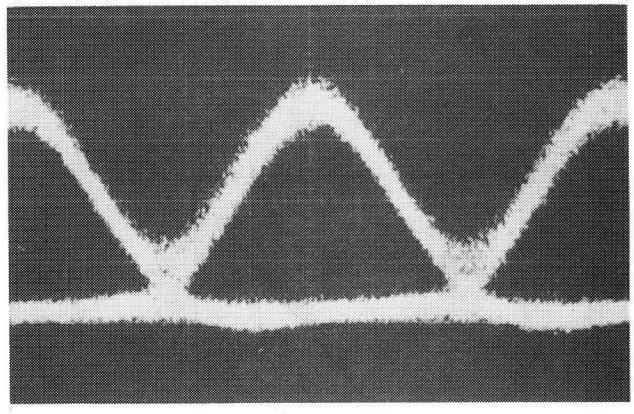


(i) 出力波形 ( 0.5 ns／div )

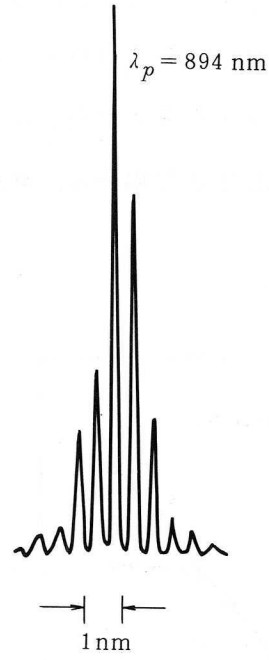



(ii) スペクトル

(a) プレーナストライプ型$LD$



(i) 出力波形 ( 0.5 ns／div )




(ii) スペクトル

(b) $SWAN \cdot LD$

図 5.10　400$Mb/s$ 変調時の波形とスペクトル

(ii) 受信回路

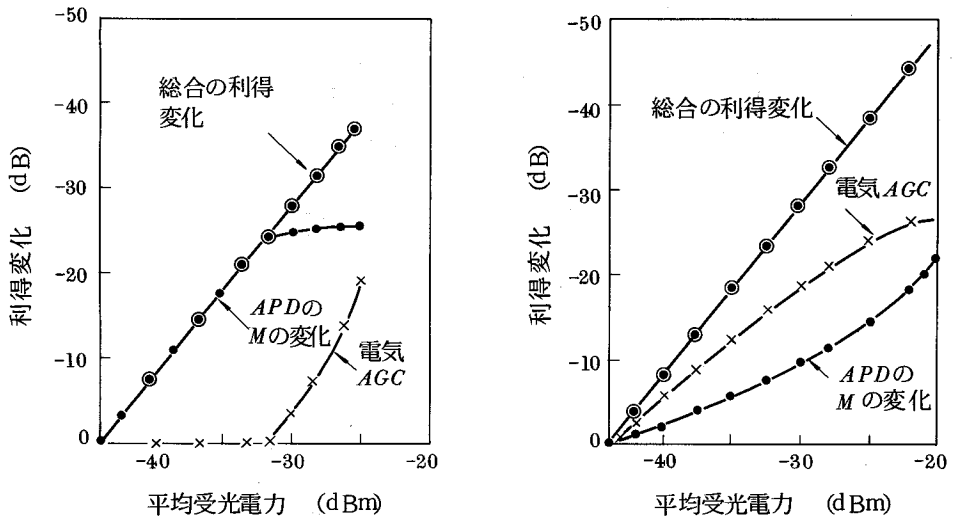
受光器として，$Si$ －APD を使用した。量子効率$\eta$は60～84 %，過剰雑音指数 $x \doteqdot 0.3$，

暗電流 0.05 $nA$（$M$＝100）以下のものを使用した。ＡＰＤの遮断周波数は，$M$＝10 以上で，約1 $GHz$ である。

ＡＧＣ形式としては，ＡＰＤの増倍率可変形式および電気ＡＧＣの両方による複合ＡＧＣ形式とした。

ＡＰＤのバイアス可変機構としては，図3.9(G)のように全ＡＧＣとＥ－ＡＧＣを並用した形式(a)[72]と，同図(E)の温度補償付定電圧抵抗負荷バイアス回路(b)[73]を採用し比較した。後者の回路では，高圧発生回路の出力電圧は，ＡＰＤの温度特性を補償するように設計しておく。バイアス回路の抵抗$R_B$ を適当な値に設定することにより，光が入射した時に，$R_B$ に流れる電流により，ＡＰＤに実質的に印加される電圧を変化させるものである。

両者を比較すると，(a)は消費電力は小さく回路構成も簡単であるが，無信号時にＡＰＤバイアス電圧（あるいは電流）が流れすぎないような$DC/DC$ 変換器とする必要がある。また増倍度$M$は，受光電力に対して反比例して小さくなるために，$M$が10 以下の領域で周波数特性劣化をひき起す場合があり，ＡＧＣ回路のダイナミックレンジは小さくなる。一方(b)は消費電力は(a)の約2倍であり，ＡＰＤのロット毎に温度補償回路の定数を合わせる必要があること，また入力信号のマーク率を変えた場合に，最適増倍率からずれるという欠点を有している。しかし入力レベルを変化させた場合に，$M$がほぼ最適値に近いために，(a)の場合に比較し，$dB$




(a) 全AGC+EAGC回路　　(b) 定電圧抵抗負荷バイアスAGC回路

図5.11　複合ＡＧＣ系の応答特性

値で（$4+3x$）／（$2+x$）倍の範囲で増倍率の可変範囲が広く，それだけＡＧＣ回路のダイナミックレンジは広くとれる。

図5.11にＡＧＣ回路の動作特性を示す。(a)の回路では１９$dB$，(b)の回路では２３$dB$のダイナミックレンジを実現している。複合ＡＧＣ回路によって広いダイナミックレンジを実現できた。(b)の方が広くなっているのは，定電圧抵抗負荷バイアス形式を採用していることと，平坦利得可変回路が広い利得可変範囲にわたって，周波数特性の劣化が小さいことによっている。

前置増幅器としては，入力インピーダンスの高くとれる並列帰還形増幅器を使用した。入力換算雑音電流密度は１２$pA/\sqrt{Hz}$（$f_0/2$の周波数）である。帯域は３００～４００$MHz$であった。

等化増幅器としては，光ファイバ帯域のベースバンド周波数特性がガウス形とし，最悪6$dB$低下周波数 $f_{cL}=180MHz$ を等化することとし，目標等化関数として比較的実現容易なＦＣＲＯとした。可変容量ダイオードの容量変化を利用して，ほぼ所要特性に近い特性が実現できている。

識別回路には，モノリシック$D$—$FF$を用いた。この$IC$は識別回路用として設計されており，消費電力0.27$W$で，識別感度３０～４０$mV$の値を得て，最適識別判定値の設定は，$D$—$FF$の入力端子に設けられたダイオードあるいはトランジスタによる高速クランプ形直流レベル再生回路のクランプレベル調整により行なっている。

(iii) タイミング回路

２値信号のＦＣＲＯ等化波形からタイミング波を抽出するために，微分—両波整流によるタイミング抽出法を採用した。

伝送路の総合ジッタ量として，暫定的に端中—端中間（区間長１００$km$，中継間隔５$km$，中継数２０）で7°$rms$を考え，タンク・リミタ形クロック同期系のシステムティックジッタの累加則により，１中継に対して $\theta_0=1.1°rms$ を割当てる。*

３２$Mb/s$光中継器の実測値では，静パターンジッタ $\theta_{pp}$ と$rms$ジッタ $\theta_{rms}$ の値には，式（4.11）が成立つことが確かめられている。

---

＊　弾性表面波フィルタ（ＳＡＷフィルタ）では，ランダムジッタの相加則に近いという検討もあるが，ここでは最悪値として見つもった。

静パターンジッタ $\theta_{pp}$ として 35° を許容すると，式（4.11）より $Q \geq 722$ が必要なタイミング回路の$Q$値となる。このような高$Q$を満足するタイミング回路として，弾性表面波フィルタ（SAWフィイタ）を用いることにした。[74]

図5.12はSAWフィルタの周波数特性を示している。

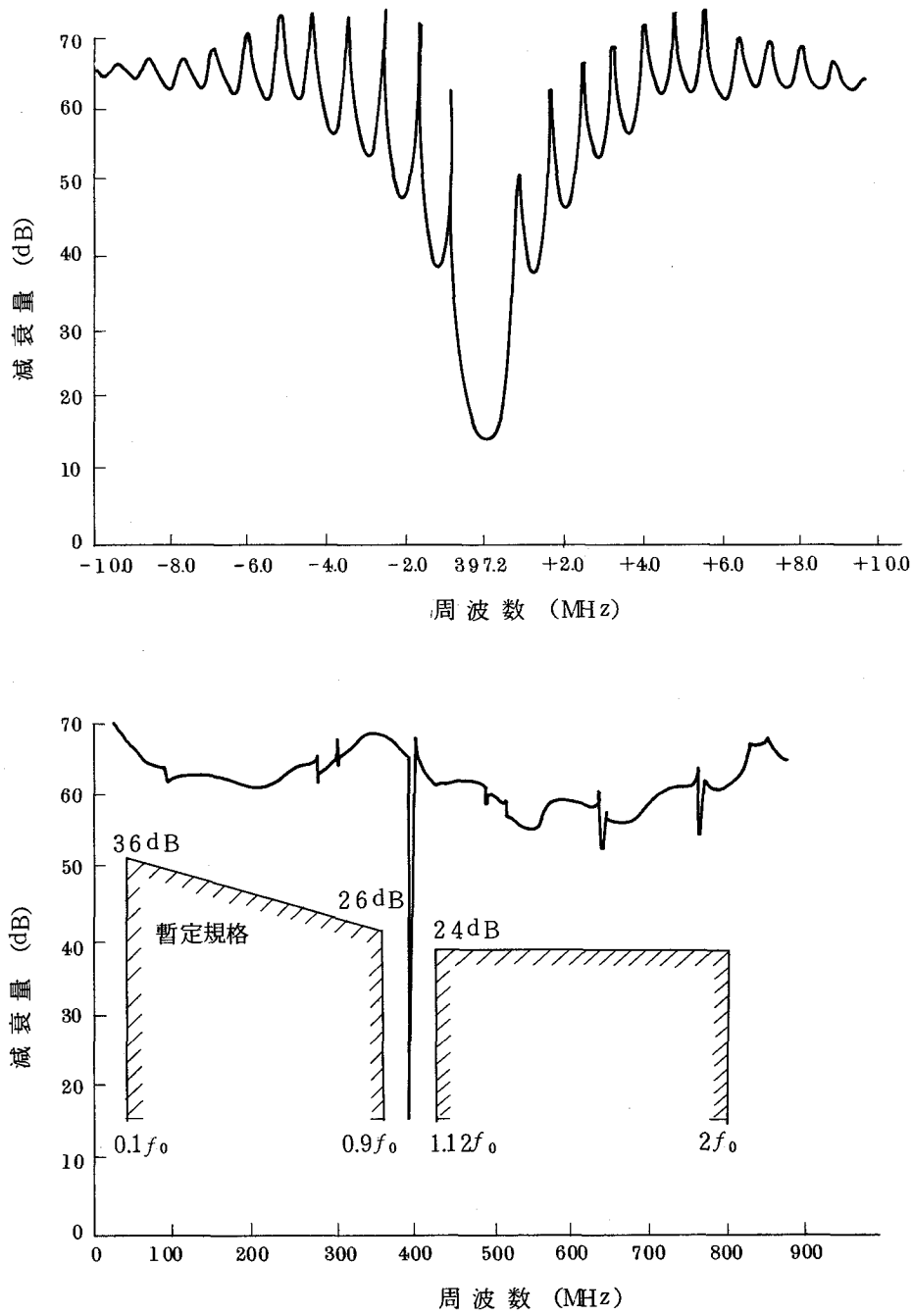



図5.12　400$Mb/s$用SAWフィルタの特性

今回400$MHz$帯用として新たに開発したＳＡＷフィルタの$Q$は800，定損9～14$dB$，阻止域減衰量が約40$dB$　以上のものが実現できた。従来のスパイラルフィルタの$Q$は130であったのに比較して，高$Q$化がはかられた。また体積比でも約1/5である。

ＳＡＷフィルタの離調による位相推移$\theta_M$は，中心周波数がずれた事による遅延時間の変化として表わされるので，位相$\pm\frac{\pi}{4}$の範囲を示す$Q_{\pm\frac{\pi}{4}}$を求めることにより

$$\theta_M = 90 \left| Q_{\pm\frac{\pi}{4}} \cdot \frac{\Delta f}{f_0} \right| \quad (degree) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (5.10)$$

が成立つ。ＳＡＷフィルタの$Q_{\pm\frac{\pi}{4}}$は約1,300　であり，温度初期設定誤差と経年変化[75]および入力クロックの安定度による総合安定度として　$\Delta f / f_0 = 62.5 + 10 + 10\,ppm = 82.5\,ppm$　を仮定すると，式（5.10）より　$\theta_M = 9.6°$　となる。また誤同調による位相ずれとして，$N \cdot 180 \cdot \frac{\Delta f}{f_0} = 0.2°$（但し　$N = 15$ビット）を割当てる。アイ劣化をひき起すタイミング回路の位相ずれとして，これら離調9.6°，誤同調0.2°の他に，固定位相ずれ2.2°を含めて±12°を見込んだ。

測定した静パターンジッタは，$\theta_{pp} = 15.5°$　あるいは26°であり，測定した値より計算したダイナミックジッタは0.47°$rms$　あるいは0.74°$rms$となり，400$Mb/s$光中継器でも，ほぼ式（4.11）の関係式が成立つことがわかった。

試作ＳＡＷフィイルの温度特性を図5.13に示す。

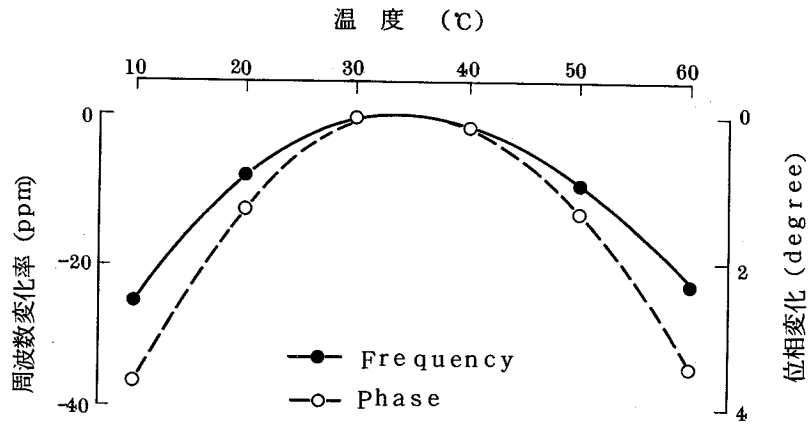



図5.13　ＳＡＷフィルタの温度特性

温度安定度の規格 $\Delta f / f_0 < 62.5\,ppm$ に対して，実現値は10℃～60℃の温度範囲で30 $ppm$ 以下であり，良好な特性を有している。

## 5.4.2 伝送実験結果

図5.14に400$Mb/s$ 伝送の符号誤り率特性の測定結果を示す。

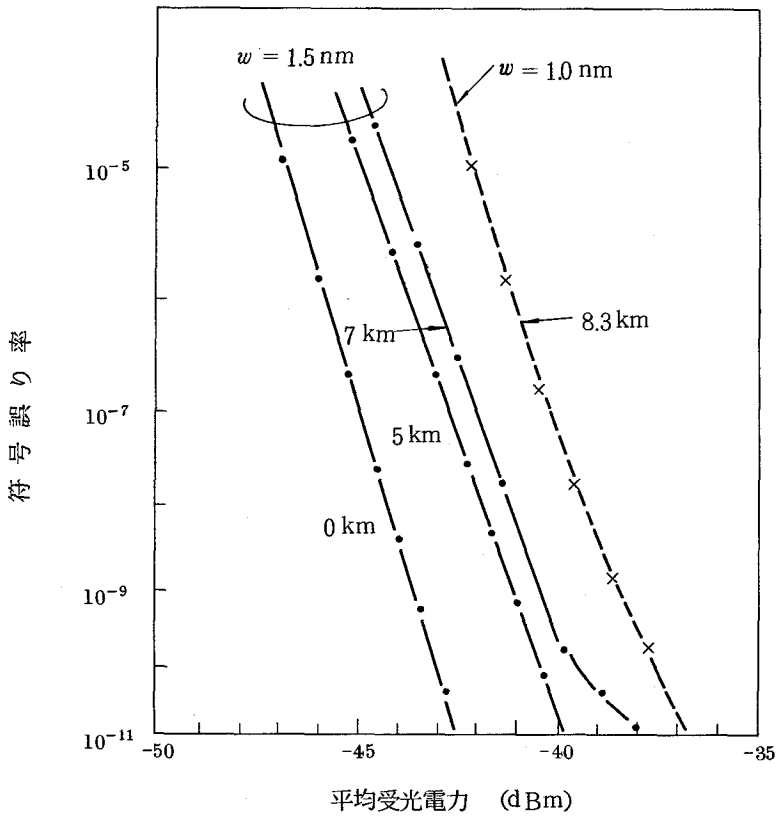
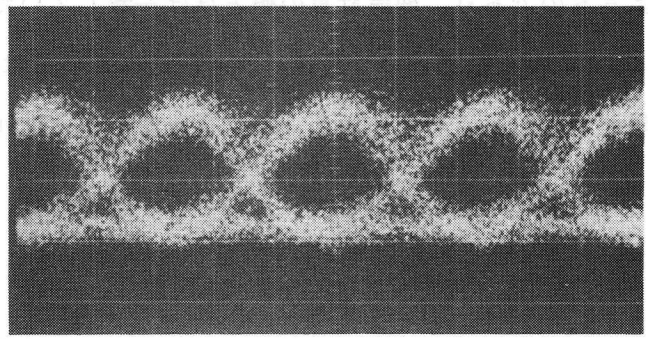
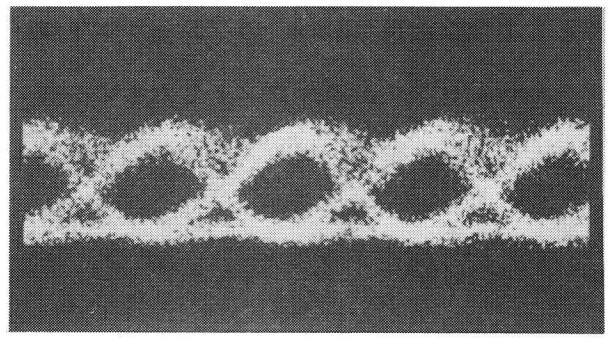



図5.14 グレーデッド形ファイバ400$Mb/s$ 伝送系の符号誤り率特性

半導体レーザのスペクトル広がりが $w \fallingdotseq 1.5\,nm$ の時には，7 $km$ の中継間隔を確認したが，$p_e = 10^{-11}$ の符号誤り率の所で，レーザのモード分配雑音による劣化（フロア現象）が観測された。図5.15にアイパターンを示す。また別のレーザでスペクトル広がり $w = 2.4\,nm$ の時には，5.5 $km$ 伝送でフロア現象が観測された。



(a) 光ファイバ長7 $km$ （プレーナストライプ形ＬＤ）



(b) 光ファイバ長8.3 $km$ （ＳＷＡＮ・ＬＤ）

図 5.１５　グレーデッド形光ファイバ４００$Mb/s$ 伝送時の
アイパターン（等化器出力）（１$ns/div$）

フロア現象が観測される距離は，式（2.４９）において，$m$ ＝９０$ps/km/nm$ とすると，$w$ ＝ 2.4 $nm$，1.5 $nm$，１$nm$ に対してそれぞれ 3.8 $km$，6.1 $km$，9.1 $km$ となる。

狭スペクトルレーザによる長中継間隔の実現性を確認するために，$w$ ＝ 1.0 $nm$ の図 5.１０(b) のようなレーザを用いた場合の符号誤り率特性は，図 5.１４に示したように，8.3 $km$ 伝送でもフロア現象は見られなかった。

0 $km$ 伝送時に対して，ファイバ長が長くなった時に，所要受光電力が高くなっているのは，ファイバの帯域制限によるものであり，理論計算の値とほぼ一致していた。

以上の実験により，400$Mb/s$ 伝送という高速パルス伝送においては，レーザのモード分配雑音によって中継間隔が制限されることがわかった。今後狭スペクトル化レーザの開発は重要となろう。

# 5.5 長波長帯における中継伝送系の特性

## 5.5.1 光送信器

光送信器として半導体レーザと発光ダイオードを用いた2種類について検討した。

長波長帯の半導体レーザとして発振波長 1.3 $\mu m$ のプレーナストライプ $InGaAsP/InP$・$DH$・$LD$[76] を，ダイヤモンドヒートシンク上にマウントしたものを用いた。この半導体レーザとグレーデッド形光ファイバと結合した時の，パルス駆動時の半導体レーザ出力特性を図5.16に示す。

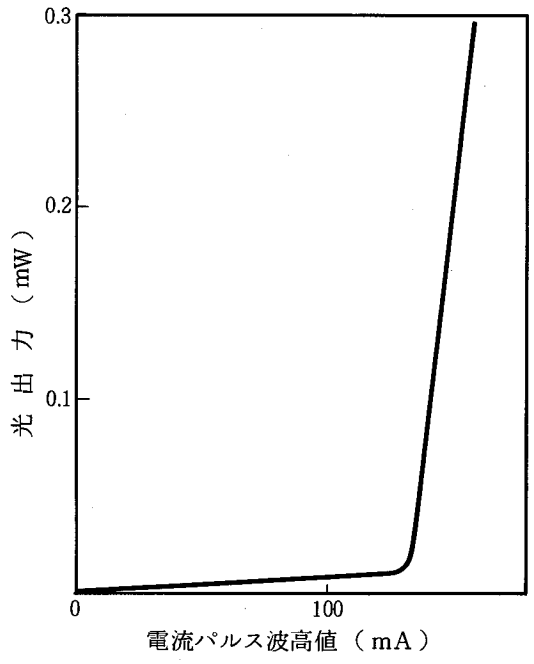



図5.16　電流－光出力特性

次にこの半導体レーザのしきい値電流$I_{th}$の温度変化の測定結果を図5.17に示す。

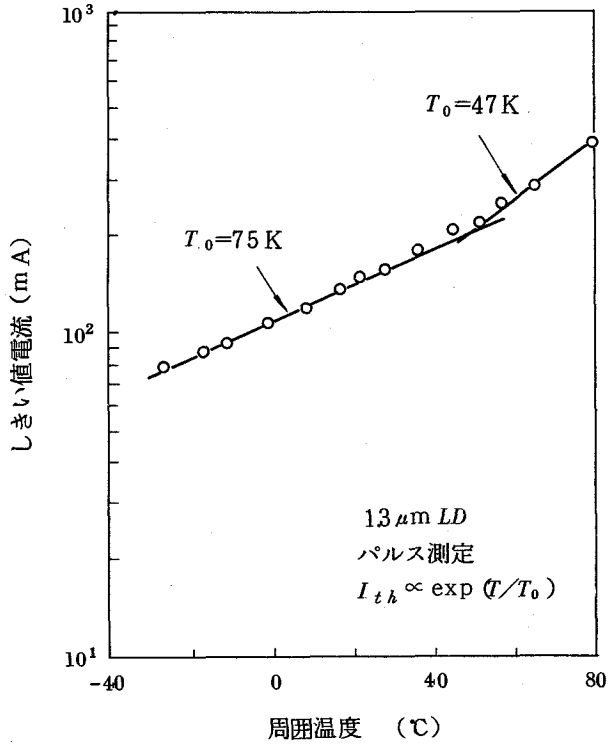



図5.17　しきい値電流の温度依存性

周囲温度50℃で $log\ I_{th}$ の曲線に折れ曲りが生じている。しきい値電流の温度変化を式（2.38）で近似する。この時50℃以下では $T_0 \fallingdotseq 75K$ で近似でき，50℃以上では $T_0 \fallingdotseq 47K$ であった。この$T_0$ の波長依存性について検討するために，0.84μm の波長で発振する$GaAlAs \cdot DH \cdot LD$および1.1μm、1.3μm で発振する $InGaAsP/InP \cdot DH \cdot LD$について$T_0$ を測定した。その結果 $InGaAsP \cdot LD$ と $GaAlAs \cdot LD$ と比較すると，特性温度が1/2以下であり，しきい値電流の温度変化が大きいことがわかった。また$InGaAsP \cdot LD$ の中でも波長が長くなるにつれて，特性温度が低下する傾向があることがわかった。

また微分量子効率の温度変化特性も温度の上昇とともに，効率も低下する傾向にあることがわかった。

次に発振波長の温度変化を測定した。この測定では実際の使用条件を考えて，光出力が温度

によらず一定になるようにバイアス電流を制御したＡＰＣ回路により測定を行なった。ＡＰＣ状態での温度変化 $\Delta T$ に対する発振波長変化 $\Delta\lambda$ は

$$\Delta\lambda = \left(\frac{\partial\lambda}{\partial T} + \frac{I}{T_0}\frac{\Delta\lambda}{\partial I}\right)\Delta T \qquad \cdots\cdots (5.11)$$

となる。$\partial\lambda/\partial T > 0$, $\Delta\lambda/\partial I < 0$ なので，ＡＰＣ状態での波長温度変化は半導体レーザのバンドギャップエネルギーの温度変化によって決る波長変化（$\partial\lambda/\partial T$）$\Delta T$ に比べて抑圧されることになる。

測定した結果では，$\Delta\lambda/\Delta T$ が殆んどリニアに増加する傾向にあることを示しており，1.3 $\mu m$ 帯に比較して，温度変動が２倍になっている。

以上述べたように伝送実験に用いる 1.3 $\mu m$ $InGaAsP \cdot LD$ は，従来用いられてきた 0.8 $\mu m$ 帯の $GaAlAs \cdot LD$ に比較して温度による特性変動が大きく，次に述べるような欠点を有している。

(1) 周囲温度の上昇に伴うしきい値電流の増加と微分量子効率の低下は光出力の低下をもたらす。さらにバイアス電流制御ＡＰＣ動作時には光出力を一定にするためのバイアス電流増加が，新たな温度上昇を招き，最悪の場合には高温下で半導体レーザ発振が停止することもある。

(2) 発振波長の温度変化はファイバ損失の波長特性に起因する損失変動をもたらす。レーレー散乱損失を考えると，例えば波長 1.3 $\mu m$ で損失 0.5 $dB$ のファイバは，$-2.7\times10^{-3}$ $dB/km\cdot nm$（$\lambda = 1.3\ \mu m$）程度となる。ＬＤの波長，温度特性 $\Delta\lambda/\Delta T \simeq 0.4\ nm/deg$ の値を用いると，50 $km$ の中継間隔で，温度変化幅５０℃を考えると，2.7 $dB$ の損失変動が生じる。またファイバ内の $OH$ 基等による吸収損失の影響を考慮すると，発振波長の温度変化幅は小さい方が望ましい。

以上の検討により，温度による出力変化を押えるために，通常用いられている半導体レーザバイアス電流制御によるＡＰＣ回路の他に，ペルチェ素子による温度制御回路を併用することとした。[77] 実験に使用したペルチェ素子は，寸法 8.1×10.1×2.8 $mm$，熱起電力 $\eta = 1.4\times10^{-2}$ $W/A\cdot deg$，電気抵抗 $R = 3\ \Omega$，高温極板と低温極板間の熱コンダクタンス $G_1 = 7.2\times10^{-2}$ $W/deg$. のものである。

試作した回路による温度特性を図5.18に示す。半導体レーザの変調は，占有率５０％の $RZ$ パルスで変調しており，32 $Mb/s$ ～ 400 $Mb/s$ に亘る変調が可能である。図5.18(a)では

半導体レーザの温度制御特性を示し，周囲温度上昇とともに，抑圧効果が大きくなっていることがわかる。図5.18(b)はペルチェ素子の放熱効果による影響を示しており，放熱板面積の減少により，ペルチェ素子電流が増加している。図5.18(c)は光出力変動特性であり，0～50℃の周囲温度範囲で，マーク率 1/2 のPNパルス変調時の平均出力の変動を1.5 dB 以内に抑圧できている。

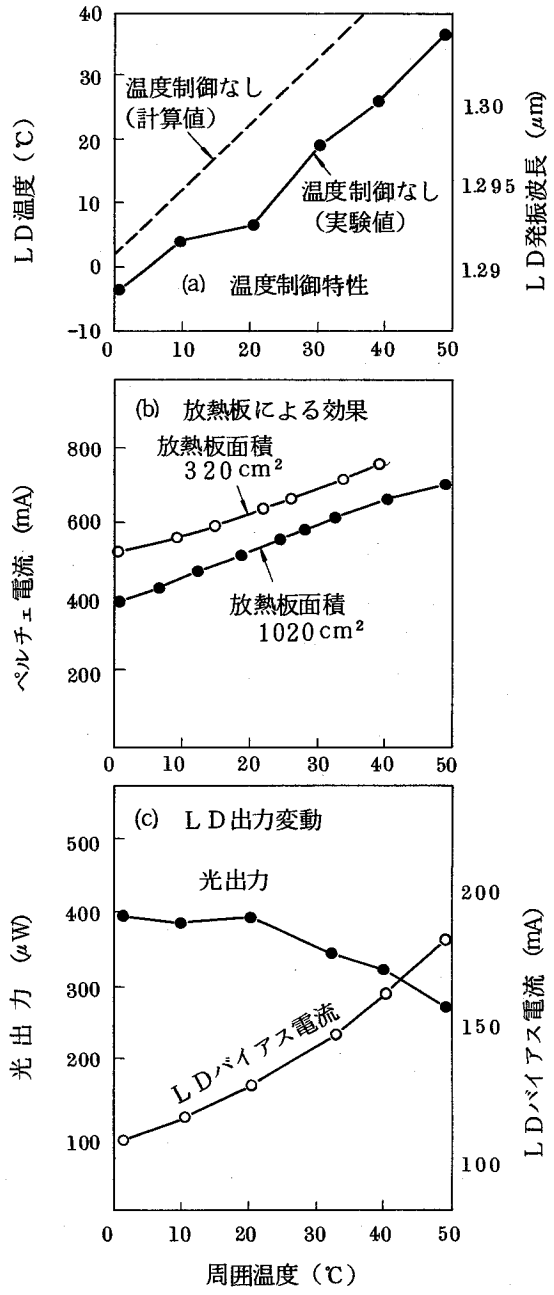
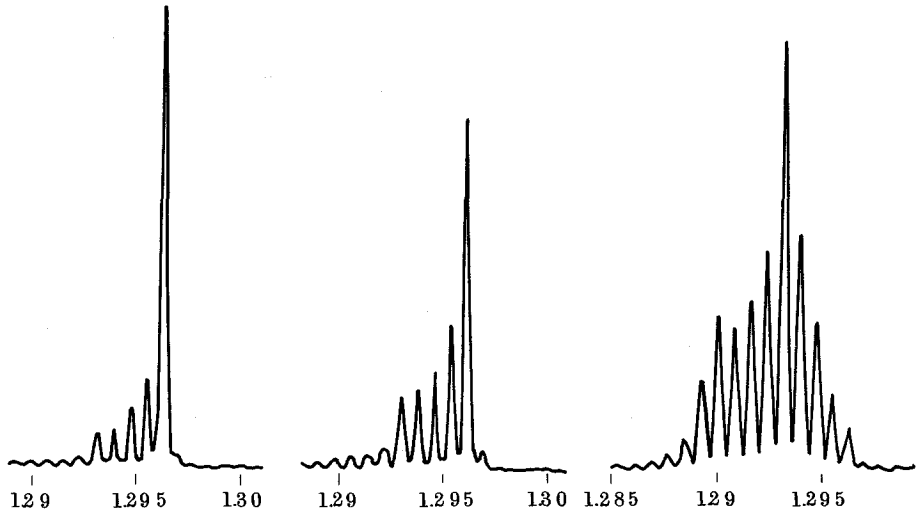



図5.18　APC回路温度特性

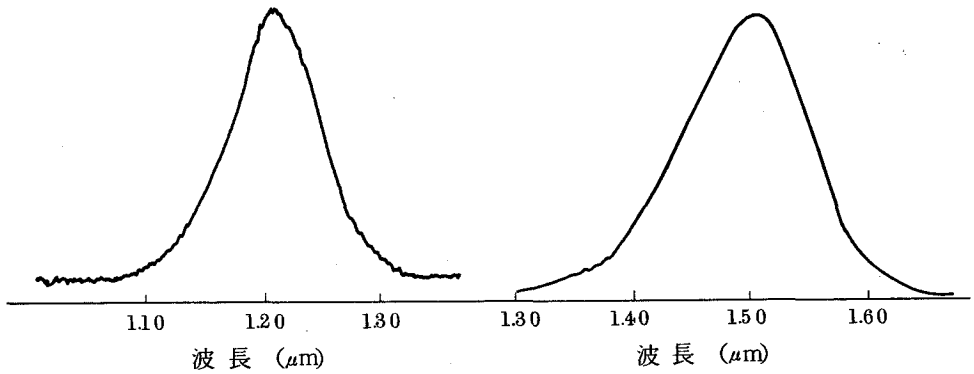
図5.19は各ビットレートでの光スペクトル特性を示す。ビットレートの上昇に伴ない，半導体レーザの立上りの過渡応答の影響が大きくなり，多モード発振となっている。

発光ダイオードの場合には，1.2$\mu m$[78] および1.5$\mu m$[79] の2つの発振波長で実験した。半導体レーザの場合よりも光ファイバとの結合効率は悪く，32$Mb/s$ で占有率50%のRZパルス変調で，駆動電流のピーク電流 $I_{op}$ = 150$mA$ とした時のファイバ内への平均入射電力は −23.8$dBm$（$\lambda$ = 1.2$\mu m$）および−32.2$dBm$（$\lambda$ = 1.5$\mu m$）である。スペクトル広がりは図5.20に示すように，90$mm$（$\lambda$ = 1.2$\mu m$），128$mm$（$\lambda$ = 1.5$mm$）であり，半導体レーザの場合より約100倍も広くなっている。




(a) Bit Rate 32Mb/s　(b) Bit Rate 100Mb/s　(c) Bit Rate 400Mb/s

図5.19　光スペクトル特性（LD）




(a) 1.2μm LED　(b) 1.5μm LED

図5.20　LEDの発光スペクトル

## 5.5.2 光受信器

受光器として使用した$Ge$−ＡＰＤの，波長1.3$\mu m$ での量子効率$\eta$は５５％，過剰雑音指数$x$は0.85〜1.0 ，暗電流はＡＰＤの電流増倍率$M=10$ の時に0.5$\mu A$ の測定値を得た。前置増幅器としてはエミッタ接地並列帰還回路を採用した。１００$Mb/s$，４００$Mb/s$ の前置増幅器においては，帰還量を高域側で減少させて，総合利得の広帯域化をはかっている。入力換算雑音電流密度は，３２$Mb/s$，１００$Mb/s$，４００$Mb/s$ 用前置増幅器に対してそれぞれ3$pA/\sqrt{Hz}$，5$pA/\sqrt{Hz}$，12$pA/\sqrt{Hz}$程度の値($f_0/2$の周波数)であった。波形等化回路には図4.14(a)のような可変抵抗器による単同調回路形式を用いた。また３２$Mb/s$ 用ＡＧＣ回路では回路構成の簡単な全ＡＧＣ回路を，１００$Mb/s$ 以上のビットレートでは，ＡＰＤの周波数特性が$M$の小さい所で劣化することを考慮して，ＡＰＤのバイアスと電気回路利得の両方を制御するＡＧＣ形式を採用した。識別器にはモノリシック$D$−$FF$ を，タイミング抽出回路のフィルタとして，３２$Mb/s$，１００$Mb/s$ 用として水晶フィルタ，４００$Mb/s$ 用として水晶を基盤とする弾性表面波フィルタを用いた。

## 5.5.3 伝送実験結果

図5.21に１００$Mb/s$ 伝送実験系を示す。Ａ形ファイバによる伝送実験ではケーブル化されたもの[80][81][82]を，Ｂ形ファイバによる伝送実験ではファイバ心線を用いた[83][84][85]。ケーブルは単長２$km$ の２４心ケーブルと，単長１$km$ の８心ケーブルを作成した。２４心ケーブルは中心のテンションメンバの周りに６心ユニットのファイバが４ユニット，介在対２ユニットを配列した後ＬＡＰシースとしている。ファイバユニットは緩衝層を有する0.9$mm\phi$ のファイバ心線を鋼銅線の周囲に集合している。ケーブル外径は２１$mm\phi$，重量は約２６０$kg/km$ である。素線から心線，ケーブル化に至る工程での損失変化は0.1$dB/km$ 以下であった。８心光ケーブルは，中心テンションメンバの周囲に0.65$mm\phi$のＣＣＰ 介在心線を星形に配置し，介在心線の間に光ファイバ心線を２心ずつ配置した。ケーブル外径は１１$mm\phi$，重量は約９０$kg/km$ である。

表5.1に伝送実験の結果をまとめて示す。Ａ形ファイバでは３２$Mb/s$，１００$Mb/s$，４００$Mb/s$ 伝送実験を，Ｂ形ファイバでは３２$Mb/s$ 伝送実験を実施した。前述の図5.7に光ファイバの周波数特性の測定結果を示す。５０$km$ 伝送後のＡ形ファイバのベースバ

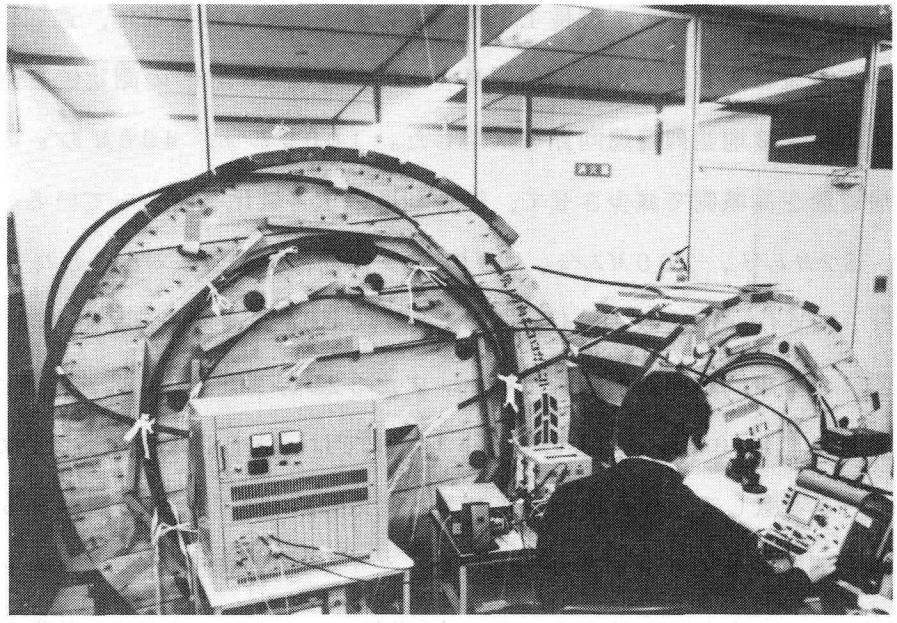


図5.21　100Mb/s伝送実験

表5.1　グレーデッド形光ケーブル伝送実験結果

| ファイバ | | A形ファイバ | | | | | B形ファイバ | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| ビットレート (Mb/s) | | 400 | 100 | 32 | | | 32 | 400 |
| 光源 | 素子 | InGaAsP LD | | | InGaAsP LED | | InGaAsP LD | GaAlAs LD |
| | 中心波長 | 1.295 μm | | | 1.20μm | 1.50μm | 127μm | 0.85μm |
| | スペクトル広がり | 1.7 nm | 1 nm | | 90nm | 128nm | 1 nm | 1 nm |
| | ファイバ内入力 (dBm) | −5.2 | | | −23.8 | −32.2 | −4.6 | −4.0 |
| ファイバ | 平均損失 | 0.57 dB/km (λ=127μm) | | | | | 0.67 dB/km | 2.43 dB/km |
| | 平均帯域 | 1275 MHz-km (λ=1.27μm) | | | | | 585 MHz−km | 1170 MHz−km |
| 受光器 | 素子 | Ge−APD | | | | | | Si−APD |
| | 量子効率 | 55% | | | | | | 65% |
| | 過剰雑音指数 | 0.85〜1.0 | | | | | | 0.3 |
| 中継間隔 (km) | | 20 | 52.6 | 62.3 | 21.5 | 12 | 53.3 | 8 |
| $p_e=10^{-9}$ の平均受光電力 (dBm) | | −28.6 | −39.5 | −43.4 | −43.7 | −43.7 | −43.1 | −40.0 |

ンド帯域は $\lambda = 1.27\mu m$ で72$MHz$ であり，接続損失を含む平均損失は0.65$dB/km$ であった。また波長1.29$\mu m$ では平均0.60$dB/km$ である。一方単長約2.4$km$ のB形ファイバ群を接続した53.3$km$ 長の光ファイバのベースバンド帯域は，$\lambda = 1.27\mu m$ で 17$MHz$，平均損失は0.67$dB/km$ であったので，屈折率分布係数$\alpha$の使用波長帯で最適にする効果が良く表われている。なお接続は融着接続装置により行なっている。

図5.22にA形ファイバによる伝送実験における符号誤り率特性の測定結果を示す。

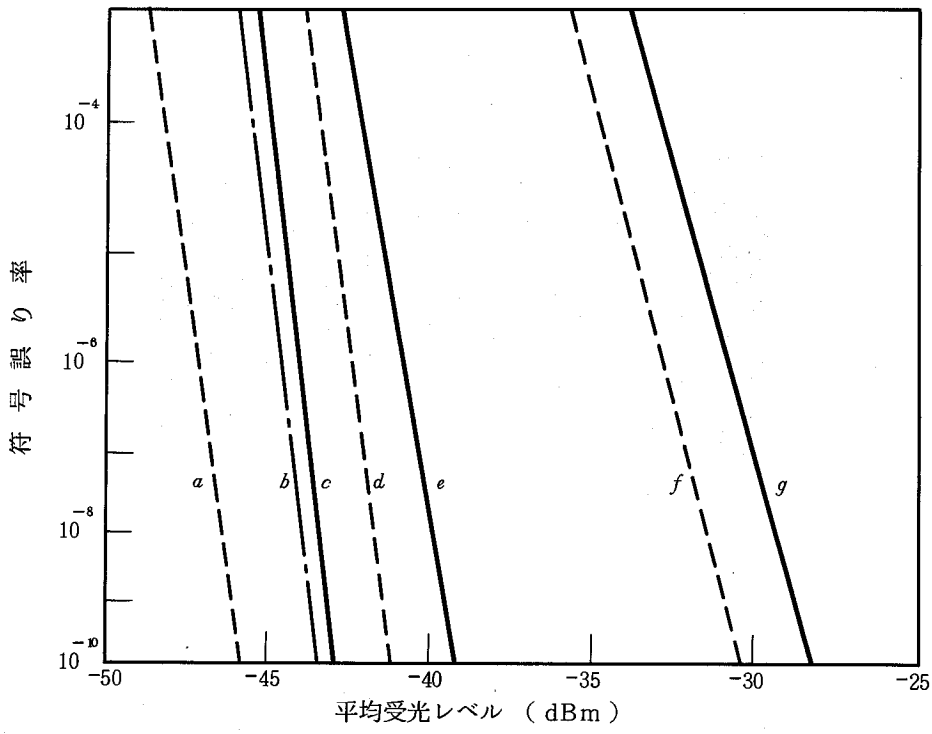



図5.22 符号誤り率実測値

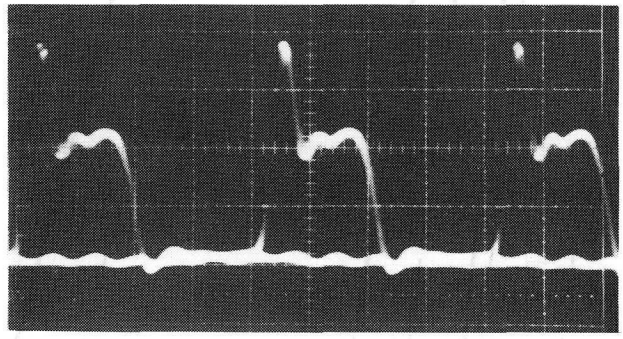
a ; 32$Mb/s$, back to back
b ; 32$Mb/s$, LED (21.5$km$ & 12.0$km$)
c ; 32$Mb/s$, LD (62.3$km$)
d ; 100$Mb/s$, back to back
e ; 100$Mb/s$, LD (52.6$km$)
f ; 400$Mb/s$, back to back
g ; 400$Mb/s$, LD (20.0$km$)

32$Mb/s$ 伝送では，半導体レーザおよび発光ダイオードを用いた伝送実験を行なった。半導体レーザを用いた1.29$\mu m$ での伝送実験では中継間隔62.3$km$ を確認した。このとき $p_e = 10^{-9}$ を与える平均受光電力は−43.4$dBm$である。

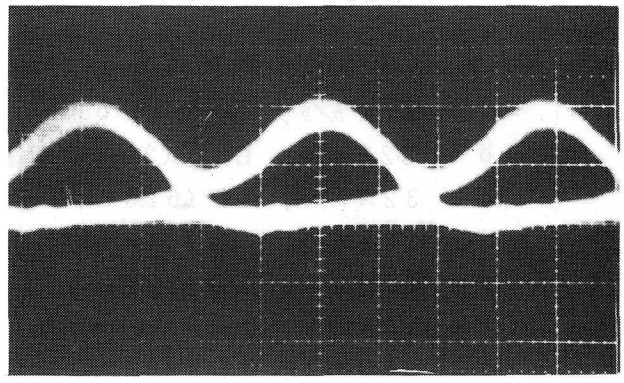
$\lambda = 1.2\mu m$ の発光ダイオードを用いた場合には中継間隔として21.5$km$を，$\lambda = 1.50\mu m$

の発光ダイオードを用いた場合には12$km$ を得た。このときのケーブルの平均損失は，0.79 $dB/km$（$\lambda = 1.2\,\mu m$），0.74 $dB/km$（$\lambda = 1.5\,\mu m$） であり，受信ベースバンド帯域$f_{cL}$は発光ダイオードのスペクトル広がりのため，どちらも約17$MHz$ になっていた。発光ダイオードを用いた長波長帯の伝送系では，材料分散の小さくなる波長1.25～1.35$\mu m$の光源を用いることが重要である。32$Mb/s$ 伝送において，上述の中継間隔を得た時の受光電力の余裕は1.4～2.8$dB$ であった。

100$Mb/s$ 伝送では，光源として半導体レーザを用いた。図5.23に100$Mb/s$ 伝送時の送信波形，受信波形のアイパターンを示す。



(a) 出 力 波 形



(b) 受 信 波 形
(52.6km)

図5.23　100$Mb/s$ 伝送時のアイパターン

100$Mb/s$ 伝送の場合，$p_e = 10^{-9}$を与える平均受光電力は，光ファイバ長52.6$km$ のとき，−39.5$dBm$であり，図5.23に示したようにベースバンド帯域制限の影響をほとんど受けていなかった。400$Mb/s$ 伝送時には光ファイバベースバンド帯域の比較的広いものを選んで使用し，中継間隔20$km$ を確認した。400$Mb/s$ 伝送時にはベースバンド帯域制限の影響を大きく受けていた。

B形ファイバを用いた時には，波長1.27$\mu m$ の半導体レーザを用いて，32$Mb/s$ 伝送で53.3$km$ の中継間隔を確認したが，光ファイバの帯域制限の影響を受けていた。

図5.24にA形ファイバによる中継間隔の実現値をまとめて示す。

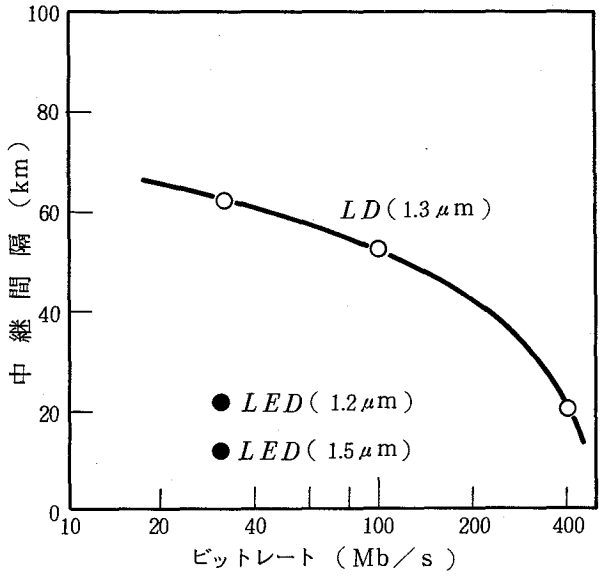



図5.24　ビットレートに対する中継間隔の実現値

1.3$\mu m$ の波長帯で光ファイバの屈折率分布形の最適化をはかることにより，長中継間隔が実現できた。図5.24の結果は，図5.8で検討した中継間隔の計算値とほとんど一致した傾向を示すが，得られた中継間隔は短い。その理由は，図5.8では$Ge$−APD の暗電流の影響を無視して計算したが，実際には室温での影響を考慮する必要がある。この影響を考慮すると，32$Mb/s$ 伝送で2.3$dB$，100$Mb/s$ 伝送で1.5$dB$，400$Mb/s$ 伝送で0.8$dB$の$SNR$劣化となる。また前置増幅器の計算条件と実現特性の差による$SNR$劣化は約2.4 $dB$ である。また光ファイバ内入射電力が仮定した値よりも低いこと，等化波形のずれ等によっても，中継間隔の実現値は計算値よりも若干短かくなっている。

## 5.6 むすび

ステップ形光ファイバよりも広帯域な，グレーデッド形光ファイバを用いた大容量・長中継間隔光ファイバ伝送方式に関する実験的検討結果をまとめた。本章で得られた主要な結果を要約する。

(1) グレーデッド形光ファイバの損失，ベースバンド帯域に関して，短波長帯（0.85 μm帯），長波長帯（1.1～1.7 μm帯）の特性の相違と，光ファイバのベースバンド帯域の距離依存性を検討し，波長によって，これらの特性が異なる事を実験的に明らかにした。

(2) グレーデッド形光ファイバのベースバンド帯域およびその距離依存性を考慮に入れて，各波長帯における中継間隔の設計を行なうとともに，使用波長帯におけるグレーデッド形光ファイバの屈折率分布形の最適化の必要性を明らかにした。

(3) 短波長帯では，400Mb/sでの高速中継装置の試作結果と，伝送実験結果について述べ，この波長帯では，半導体レーザのモード分配雑音の影響が大きいこと，および狭スペクトル化半導体レーザにより，8 km の中継間隔が実現できることを明らかにした。

(4) 長波長帯においては，光ファイバの波長分散が小さくなることから，半導体レーザのモード分配雑音の影響は小さく，グレーデッド形光ファイバの広帯域化の方が重要なことを明らかにした。平均損失 0.6 dB/km，平均帯域 1,275MHz・km の低損失広帯域光ファイバケーブルを実現し，100Mb/sで52.6 km，400Mb/sで20 kmの中継間隔を実現した。

本章での検討により，グレーデッド形光ファイバを用いた大容量・長中継間隔伝送方式[(86)(87)]実現性と設計法が明らかとなった。ここで確立した設計法は，モード分散による帯域制限の影響の無い，単一モード光ファイバ伝送方式に対しても適用できる。狭スペクトル化半導体レーザを実現するための理論的な検討，レーザのストライプ構造，ドーパントなどの最適化をはかることは，超大容量伝送方式，光ファイバ波長多重伝送方式[(35)(88)(89)(90)]の実現のために今後の重要な課題である。

# 第6章　パルス幅変調による光ファイバ多値伝送系の特性

## 6.1　まえがき

ステップ形あるいはグレーデッド形多モード光ファイバは，第4章，第5章で解明してきたように，低損失でかつ接続特性も優れている。これらの光ファイバのベースバンド伝送帯域は，6dB低下ベースバンド帯域で，ステップ形多モード光ファイバで数十MHz，グレーデッド形多モード光ファイバで数百MHz以上のものが得られている。このような光ファイバは同軸ケーブルなどよりも急峻なガウス形の損失周波数特性を示すもので，所要伝送帯域が狭くてすむ多値伝送を適用すれば，中継間隔の増大が期待できる。

多値伝送は，データ伝送，PCM－FDM方式，無線方式のように帯域の有効利用が重要な方式では効果が大きく，[91]またペアケーブルや同軸ケーブルのように帯域制限が比較的緩やかな場合にも効果のあることが知られている。[92]

本章で検討の対象とした多値伝送は，ベースバンドのパルス伝送を行うことを前提としており，光領域ではパルスによる輝度変調を行う。[93]光源として半導体レーザ（LD）を用いれば，高速の直接変調が可能なこと，小形，高出力，狭スペクトル幅の点から，発光ダイオードに比べて長い中継間隔が期待できる。しかしながら，LDの電流－光出力特性の非直線性と温度特性は多値変調時に光出力レベル変動を引起すので，これまで多値変調は困難であった。本章では，これを解決するために変調形式としてパルス幅変調を提案し，[94]良好な多値変調特性が得られることを示す。

第2節では，光受信系について検討し，信号強度に依存したショット雑音を考慮に入れて，信号対雑音比（SNR），最適な多値レベル配分法を明らかにする。第3節では各種の多値変調形式について比較し，パルス幅変調が，LDを用いる場合の変調形式として優れていることを明らかにする。第4節では，波形等化特性について論じ，第5節でこれらの検討結果を確認するために行った実験結果について述べる。本研究により，線路の損失および帯域が与えられた場合の最大の中継間隔を与える最適な多値数，ビットレートに対する中継間隔が明らかとされている。[95]

# 6.2　多値伝送系の信号対雑音比

## 6.2.1　多値伝送系の信号対雑音比

多値伝送の原理図を図6.1に示す。送信側ではクロック周波数$f_0$の2値符号をクロック周波

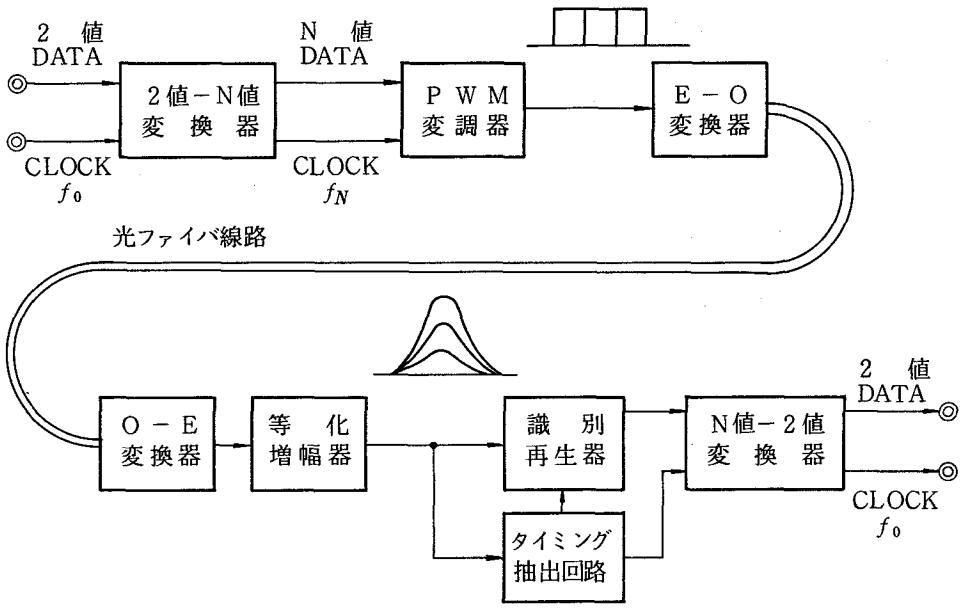
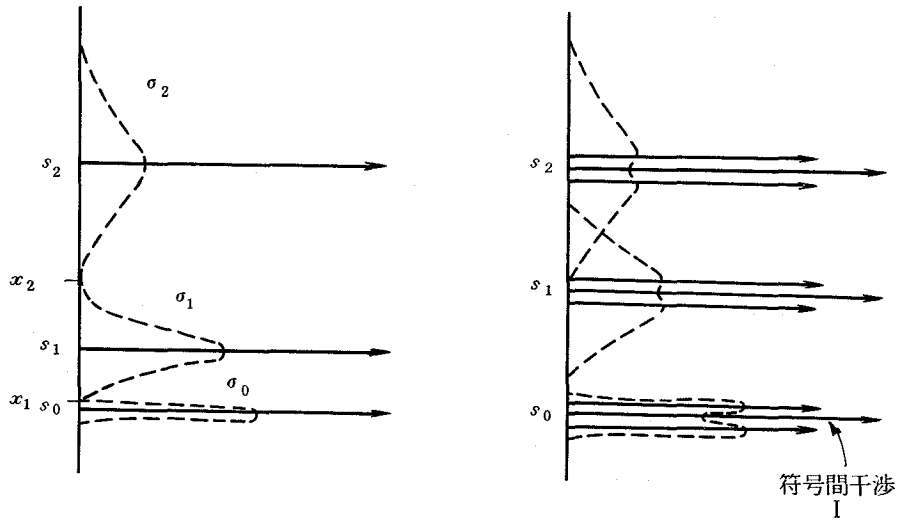



図6.1　多値伝送方式のブロック図

数$f_N$（$=f_0/log_2 N$）の$N$値信号に変換した後，$N$値の多値変調信号として半導体レーザを駆動する。狭帯域な光ファイバ及び波形等化器を通って受信された波形は，ほぼパルス振幅×パルス幅に比例した受信パルスピーク値を有するパルス振幅変調波として受信されるので，N－1個の識別器により多値識別を行い，信号を再生する。フォトデテクタとしてはアバランシェ・フォトダイオードなどを使用する。

$N$値伝送における符号誤り率$p_e$を計算するために，図6.2のように識別点における信号値$s_0$，$s_1$，……，$s_{N-1}$，雑音の分散$\sigma_0$，$\sigma_1$，……，$\sigma_{N-1}$，及び識別判定値$x_1$，$x_2$，……，$x_{N-1}$を想定する。符号$i$が$i+1$に識別誤りをする場合と，$i+1$が$i$に誤る場合の誤り率を等しくする$x_i$を最適識別判定値と定義する。（符号誤り率を最小とする識別判定値はこの値より少しずれるが，誤り率の差は小さく，実用上問題とならない）。この時第2章で検討した結果を多値伝送に適用することにより次式が成立つ。




(a) 不均等レベル配分　　(b) 均等レベル配分

図6.2　受光系の信号，雑音および識別レベル

$$x_i = \frac{\sigma_i s_{i+1} + \sigma_{i+1} s_i}{\sigma_i + \sigma_{i+1}} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (6.1)$$

$$p_{ei} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{Q_i/2}^{\infty} e^{-y^2/2} \, dy \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (6.2)$$

$$Q_i = \frac{2(s_{i+1} - s_i)}{\sigma_i + \sigma_{i+1}} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (6.3)$$

このとき，ベースバンドＰＣＭ伝送と同様に $20 \log Q_i$ が，識別判定値 $x_i$ に対するＳＮＲを与える。

ここで受信レベル $s_i$ 及び雑音の分散 $\sigma_i$ は

$$s_i = \frac{\eta e}{h\nu} \cdot P_i \cdot 10^{-\alpha/10} \cdot M \cdot F^{-1} \{ S(f) \cdot H_L(f) \cdot H_{eq}(f) \} \quad \cdots\cdots\cdots \quad (6.4)$$

$$\sigma_i = \sqrt{\sigma_{si}^2 + \sigma_t^2} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (6.5)$$

で表わされる。

但し

$\eta$：フォトダイオードの量子効率

$e$ ：電子の電荷

$h$ ：プランクの定数

$\nu$ ：光振動数

$M$ ：ＡＰＤの増倍率

$P_i$ ：$i$ 符号の送信光出力ピーク値

$S(f)$：$i$ 符号の送信スペクトル

$\alpha$ ：伝送路オプティカルロス（$dB$）

$H_L(f)$ ：伝送路ベースバンド周波数特性

$H_{eq}(f)$：等化器伝達関数

$F^{-1}\{\ \ \}$：フーリェ逆変換

$\sigma_{si}^2$：$i$ レベルのショット雑音電力

$$\left.\begin{aligned}
\sigma_{s0}^2 &= 2e\frac{\eta e}{h\nu}\cdot P_{N-1}\cdot 10^{-\alpha/10}\cdot M^{2+x}\cdot S(o)\cdot B_{s0}\cdot f_N \\
\sigma_{si}^2 &= 2e\frac{\eta e}{h\nu}\cdot P_i\cdot 10^{-\alpha/10}\cdot M^{2+x}\cdot S(o)\cdot B_{s1}\cdot f_N + \sigma_{s0}^2 \\
\sigma_{sN-1}^2 &= 2e\frac{\eta e}{h\nu}\cdot P_{N-1}\cdot 10^{-\alpha/10}\cdot M^{2+x}\cdot S(o)\cdot B_{s1}\cdot f_N
\end{aligned}\right\}\cdots\cdots\cdots\ (6.6)$$

$x$ ：ＡＰＤの過剰雑音指数

$\sigma_t^2$ ：前置増幅器の熱雑音電力

$B_{s0}$，$B_{s1}$ はショット雑音に対する等価雑音帯域幅で，２値伝送に対して求めた式（2.36）の近似計算式が適用可能である。

送信矩形波，２乗余弦等化（ＦＣＲＯ）の場合，送信波形のパルス幅を$T_{wi}$とすると，パルス占有率$T_i = T_{wi}/T_N = T_{wi}\cdot f_N$ に対して，$S(o)=\tau_i$で近似でき

$$s_i = \frac{\eta e}{h\nu}\cdot P_i\cdot \tau_i\cdot 10^{-\alpha/10}\cdot M \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\ (6.7)$$

となる。

さてこのような信号レベルに依存した雑音電力を有する受信系において，各符号の誤り率を等しくするような受信レベル配分を最適レベル配分と呼び，次の三つの場合における配分値を求める。

(i) ショット雑音が支配的な場合

光ファイバのベースバンド帯域制限が厳しくない状態では，$B_{s0} \ll B_{s1}$が成立ち，また$\sigma_t^2 \ll \sigma_{si}^2$ ($i=1 \sim N-1$) である。この場合には，$Q_i = Q_{i+1}$ が成立つように $s_i$の値を求め最大振幅で正規化すると，次のようになる。

$$s_i = i^2 / (N-1)^2 \qquad (i = 0 \sim N-1) \qquad \cdots\cdots\cdots (6.8)$$

(ii) ショット雑音・熱雑音の共存する場合

光ファイバのベースバンド帯域制限により，0レベルに対して，ショット雑音電力が無視できなくなる状態（光ファイバベースバンド帯域≈ $f_N/2$）では数値計算により，3値伝送，4値伝送に対して最適レベル配分を求めると

$$\begin{aligned} &s_0 : s_1 : s_2 \fallingdotseq 0 : 0.4 : 1.0 \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \text{3値伝送} \\ &s_0 : s_1 : s_2 : s_3 \fallingdotseq 0 : 0.25 : 0.6 : 1.0 \qquad \cdots\cdots\cdots \text{4値伝送} \end{aligned} \qquad \cdots (6.9)$$

のようになる。

(iii) 熱雑音が支配的な場合

従来の同軸ケーブル伝送方式のように熱雑音が支配的な場合，あるいは光ファイバのベースバンド帯域制限が更に厳しくなって各信号レベルの雑音電力がほぼ等しくなると

$$s_i = i / (N-1) \qquad (i = 0 \sim N-1) \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (6.10)$$

で表わされるように，各レベル均等にレベル配分するのが良い。

図6.2(a)はショット雑音が支配的な(i)の場合のレベル配分に対応する不均等レベル配分を示し，(b)は(iii)の場合に対応する均等レベル配分を示す。

実際の伝送系では，種々の回路不完全性などにより，符号間干渉が存在する。また消光比劣化，暗電流などによるショット雑音等も考慮すると，最小レベルで最も影響が大きくなるので，図6.2(a)の不均等レベル配分よりも，(b)の均等レベル配分の方が望ましい。

均等レベル配分の場合，所要の符号誤り率を確保するのに必要なＳＮＲは次式で与えられる。

$$20\log Q_{op} = 22.1 + 20\log(N-1) + r_n$$

$$-20\log(1-2(N-1)I) \quad (dB)$$

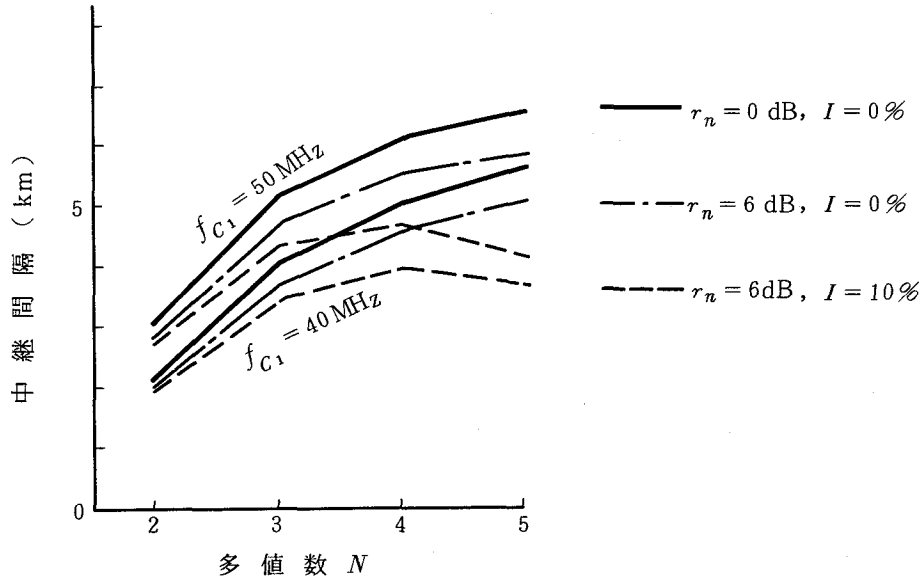
$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (6.11)$$

ここで22.1$dB$は2値伝送における符号誤り率$p_e = 10^{-10}$を満足するのに必要なSNRで第2項は最適レベル配分時の多値識別に必要なSNRの増加分を示す。第3項$r_n$は中継器の雑音劣化に対するマージンを示す。均等レベル配分と最適レベル配分の差を含めて考える必要がある。その差は(ii)の場合で，3値伝送で1.5$dB$，4値伝送で2$dB$以下である。第4項は中継器の符号間干渉に対するマージンで，Iは符号間干渉量を表わす。

## 6.2.2 多値伝送系の中継間隔

多値伝送における中継間隔と最適多値数を算出するために，多モード光ファイバのベースバンド周波数特性はガウス形の周波数特性を有するものとし，半導体レーザのスペクトル幅が狭いためにモード分散が支配的になるものとする。この時ベースバンド6$dB$低下帯域は，$f_{CL} = f_{C1}/L^{\gamma}$で近似できる。（$L$：距離（$km$），$\gamma$：帯域の距離依存係数）

図6.3は一例として光ファイバの損失$\alpha = 5\ dB/km$，帯域$f_{C1} = 40\ MHz$および$50\ MHz$




ビットレート：100Mb/s，ファイバ入射光電力＝－3 dBm

$\alpha$ = 5 dB/km, Si－APD（$\eta$ = 65%，x = 0.4）

図6.3　多値数と中継間隔の関係

を仮定し，$r=0.5$で近似したステップ形多モード光ファイバを用いた場合の多値数Nと中継間隔の関係を，6.2節の式に従って計算したものである。符号間干渉を考えないときには，多値数を大きくするほど，所要ベースバンド伝送帯域が狭くなり，中継間隔が長くなる。しかし符号間干渉が存在する現実に実現可能と考えられる系では，4～5値のときに最大の中継間隔を与える。更に低損失な光ファイバに対しても，ほぼ同様の特性となる。符号変換を考えると4値伝送が回路構成上も有利となる。

図6.4はステップ形，グレーデッド形光ファイバに対して，多値伝送の適用ビットレートを明らかにするために，2値伝送と4値伝送の中継間隔を算出した結果を示す。光ファイバの損

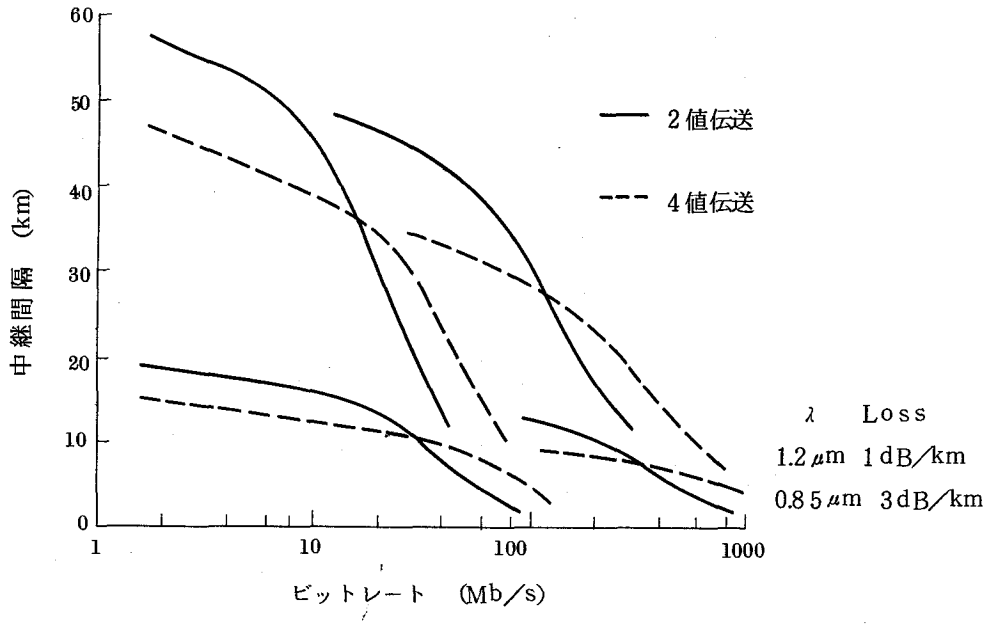



図6.4　4値伝送と2値伝送の中継間隔の比較

失としては，ごく最近の波長0.85$\mu m$帯で3 $dB/km$，1.3$\mu m$帯で1 $dB/km$の低損失な値を仮定し，ベースバンド帯域としては，ステップ形光ファイバで$f_{C1}=35MHz$，距離依存性$r=0.5$を，グレーデッド形光ファイバで，$f_{C1}=500MHz$，$r=0.75$を仮定する。この図より，2値伝送よりも中継間隔が長くとれる4値伝送の適用ビットレートが明らかになった。光ファイバのベースバンド帯域制限が厳しくなるビットレートで，4値伝送が非常に有効であり2値伝送に比較して，1.5～2倍の中継間隔が期待できることがわかる。

ここで多値伝送方式の応用の一例として局間中継線への適用を考えてみる。ステップ形ファイバを用いて32$Mb/s$の2値伝送が適用されているとする。このような伝送路において，伝送路需要の増大に応えるため，伝送容量を2倍にする必要が生じたとする。この時，(1)4値伝

送，(Ⅱ)2波長多重による32$Mb/s$×2チャンネル伝送，(Ⅲ)2本のファイバを用いる空間分割多重伝送が実現手段と考えられる。この時の最大中継間隔は図6.5より，(Ⅰ)の場合約8 $km$，(Ⅱ)の場合約9.5 $km$，(Ⅲ)の場合約11.5 $km$となる。東京地域を例にとり，局間距離分布のるい積

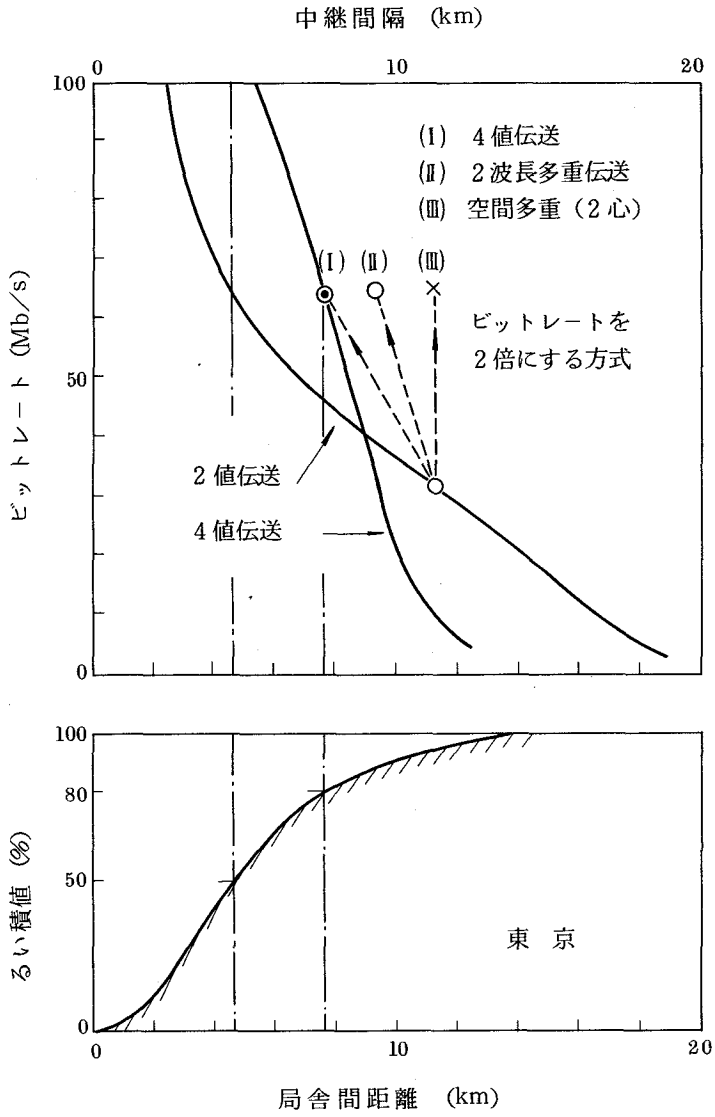



図6.5　東京地区における局間中継線の局舎間距離分布と
2値伝送，4値伝送中継間隔

曲線を求めた同図より，(Ⅰ)の4値伝送により80%の区間が，局間無中継で伝送可能なことがわかる。経済性を比較しても(Ⅰ)の方法は(Ⅱ)(Ⅲ)の場合よりも経済的なシステムを構成できると考えられる。光伝送方式の導入に際しては，詳細な経済性の比較を行うことが必要であるが，光ファイバ伝送における多値伝送は，回路構成も比較的簡単で，しかも中継間隔が与えられた局間中継線などに適用すれば，2値伝送に比較して多くの情報を伝送することも可能に出来る

ので，伝送路の経済化に寄与できる。またグレーデッド形光ファイバを用いた大容量伝送系においても，比較的狭帯域な光ファイバを適用できるので，比較的安価なファイバを用いることが出来，伝送路の経済化に有効と考えられる。

## 6.3 半導体レーザーの多値変調特性

図6.6に*Ga AℓAs・LD*の *I－L* 特性の測定例を示す。一般に非直線性と温度依存性の大き

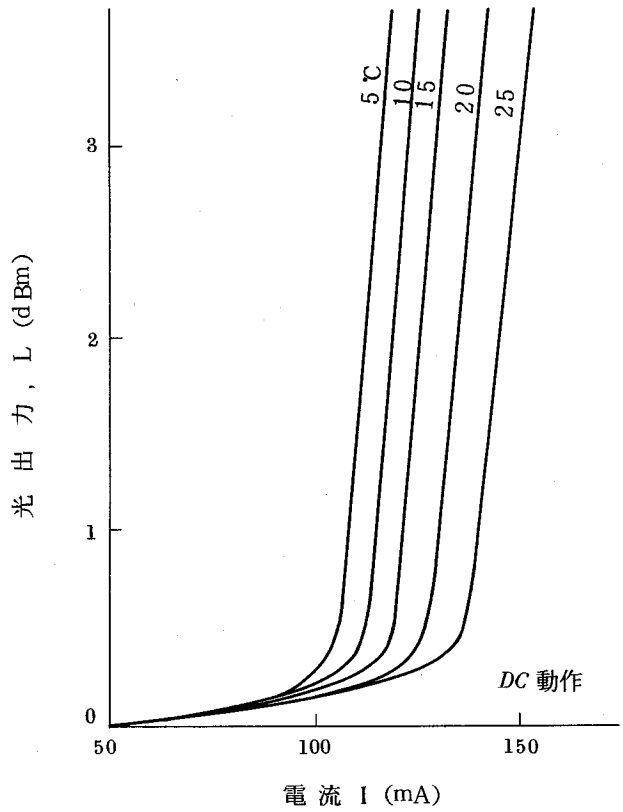
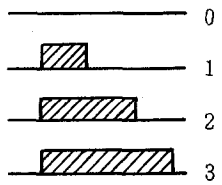
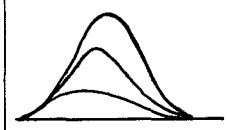
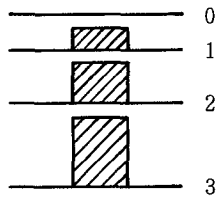
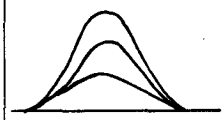
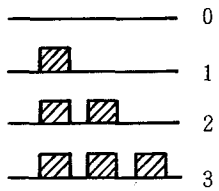
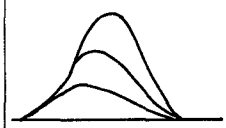
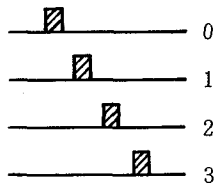
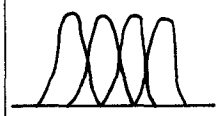



図6.6　半導体レーザの *I－L* 特性

な*LD*を多値変調に使用する場合，(1)光出力振幅変動，(2)パルス幅変動，(3)光消光比劣化が大きな問題となる。[96] すなわち(1)，(3)は受信信号のＳＮＲ劣化，(2)は受信信号のピーク値劣化，符号間干渉の増加を引起し符号誤り率特性の劣化につながる。ＬＤの変調形式としては，これらの劣化が小さいものが望ましい。

電気領域のベースバンド多値伝送を行う技術としては，表6.1のように，ＰＷＭ（パルス幅

表 6.1　多値変調形式の比較

| 比較事項 / 変調方式 | 変調波形 | 受信等化波形（アイ・パターン） | 所要伝送帯域 | 送信パルスの振幅精度 | 送信パルスの時間精度 | タイミング抽出 | 直流分変動 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| PWM |  |  | ○ | ○ | △ | △ | × |
| PAM |  |  | ○ | × | ○ | ○ | × |
| PNM |  |  | ○ | ○ | × | △ | × |
| PPM |  |  | × | ○ | △ | × | ○ |

変調，pulse width modulation）の他に，ＰＡＭ（パルス振幅変調，pulse amplitude modulation），ＰＮＭ（パルス数変調，pulse number modulation），ＰＰＭ（パルス位置変調，pulse position modulation）を用いるものが考えられる。[97] このうちＰＡＭは従来から最も良く研究されている変調法であり，従来ベースバンドの多値伝送といえば，ＰＡＭを意味する場合が多かった。ＰＮＭ，ＰＰＭはそれ程一般化していないが，最近の検討では文献（９８）（９９）などがある。この他にも高能率伝送符号として，２値デュオバイナリー方式などの基本的な検討も行われているが，[100] 波形等化に厳しい精度が要求され，またタイミング抽出も難しい等回路実現上の問題があり，ここでは検討の対象から除外した。表6.1において，

本研究の前提として，ベースバンド伝送帯域の有効利用という観点に立てば，ＰＰＭは意味が無い。光源として半導体レーザを使用する場合には，その振幅特性について良好な直線性が期待できないので，後述するようにＰＡＭは不利となる。一方半導体レーザの時間軸方向の精度は比較的得やすいため，ＰＷＭ，ＰＮＭ，ＰＰＭ等時間軸上に情報を持たせる変調法もそれほど不利とはならない。タイミング抽出に関しては，ＰＰＭ，ＰＷＭ，ＰＮＭはＰＡＭに比べてジッタが増大することが予想されるが，Ｑの大きなタイミング回路を用いれば解決されると考えられる。さらにＰＰＭを除いてパルス信号の直流分変動があるが，これはクランプ回路，量子化帰還などによる直流再生で補償することができる。また符号構成を工夫することにより，直流分変動を圧縮することも出来よう。ＰＷＭとＰＮＭを比較すると，ＬＤに対する高速変調の必要性，パルス幅に対する精度の点から，ＰＷＭの方が有利となろう。

伝送帯域の有効利用という点から，パルス振幅を各符号に対応させるパルス幅変調（ＰＡＭ）と，パルス振幅は一定で，パルス幅を各符号に対応させるパルス幅変調（ＰＷＭ）に関して，変調特性を検討する。

図6.6のＬＤはＩ－Ｌ特性にうねりも無く直線性も良いので，多値変調に適しているが，温度依存性が大きい。温度依存性が大きなＬＤに対して，自動出力制御回路（ＡＰＣ）を適用し出力光レベルの安定化をはかることが一般に行われている。ここでは，多値変調パルスの最大パルスのピーク値が一定になるように，ＬＤのバイアス電流を変化させるＡＰＣ回路を用いる。温度依存性としては，発振しきい値$I_{th}$，微分効率$\eta_{ex}$の変化によるＬＤ出力$P_0$の変化，また発光遅れ時間$\tau_d$の変化によるパルス幅$T_w$の変化があり，これにより総合的な受信パルス振幅変動が引き起される。

ＬＤの発振しきい値電流$I_{th}$，微分効率$\eta_{ex}$の温度特性は，式（2.38）で近似できる。

パルス駆動，ＤＣ駆動によって，ＬＤのＩ－Ｌ特性を測定することによって，これらの定数を求めることができる。図6.6に使用したＬＤでは，周囲温度15℃を基準として，$I_0$=77.3 $mA$，$\theta_1$＝134$K$，$\theta_2$＝134$K$，$\theta_R$＝237℃/$W$，$\eta_0$＝0.225$W/A$の値を得た。このようなＬＤをパルス電流50$mA_{op}$値（最大レベルに対応する電流値）で駆動したとき，ＬＤの送信パルスピーク値は，図6.7のような温度特性を有する。すなわちＰＡＭ変調では，１，２の各レベルのピーク値は温度が変わると，ＡＰＣ回路があるにもかかわらず大きな変化を示す。

次に発光遅れ時間$\tau_d$は，駆動パルス電流立上り時間による補正項を考慮すると，式（2.36）で近似できる。

ここで$t_r$＝1.5$ns$，$\tau_s$＝2$ns$の測定値を用いて，パルス幅（＝$T_w-\tau_d$）の温度特性を計

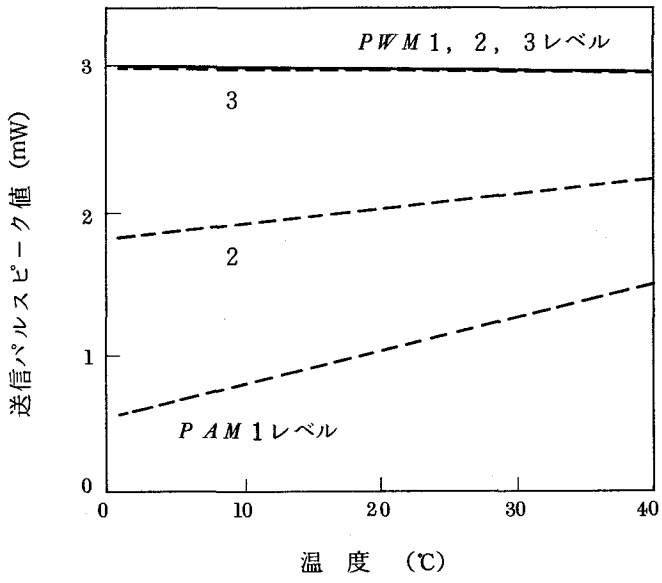



図 6.7　送信パルスピーク値の温度特性

算すると図 6.8 のようになる。

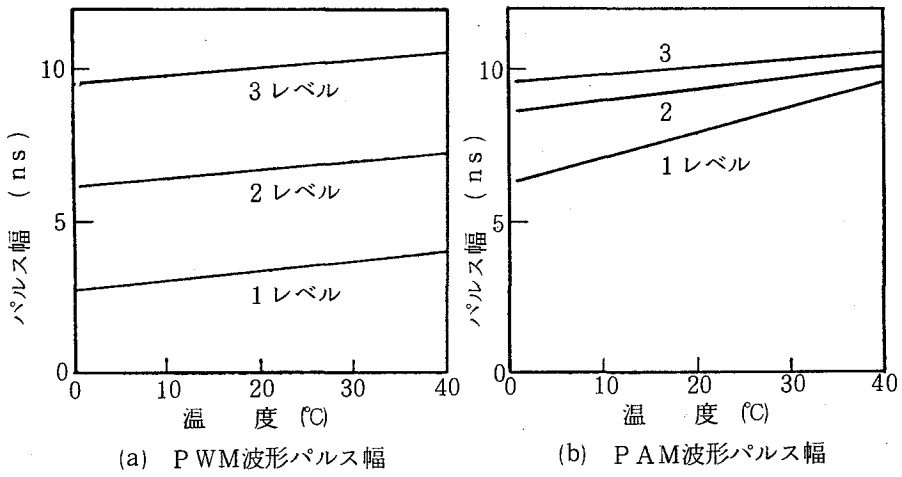



図 6.8　パルス幅の温度特性

パルス振幅およびパルス幅の温度依存性（図 6.7，図 6.8）をもとに，受信側で識別器入力の最大パルスの振幅を一定にする自動利得制御回路（AGC）を適用した場合の受信パルスピーク値の変化を計算した結果を図 6.9 に示す。図 6.9 よりPWM変調により，PAM変調に比較して，大幅に温度特性が改善されていることがわかる。4 値伝送の場合を例にとると，最小振幅 1 レベルは，±20℃の温度変化に対して，PAMでは－68～+54% のピーク値変化が

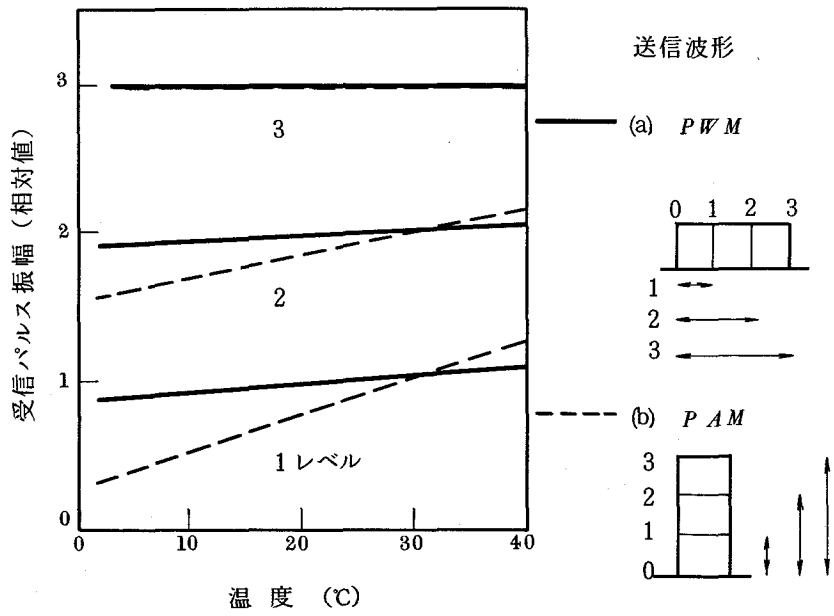



図6.9　受信パルス振幅の温度特性

生じるのに対して，ＰＷＭでは±１２％ 以下に抑圧できる。

## 6.4　波形等化特性

ＰＷＭ変調には，図6.１０(a)のように，タイムスロットの中心に対してパルス幅を対称に設定する対称ＰＷＭ，及び(b)のように，パルスの立上り時点（あるいは立下り時点）が一致するようにした非対称ＰＷＭが考えられる。ＰＷＭ方式では，パルス占有率が十分小さくない限り本質的に符号間干渉を０とすることができないが，あらかじめ送信パルス幅を適当に選定することにより，符号間干渉を小さくできる。[94]

今Ｎ値ＰＷＭパルスの第ｎレベルの送信スペクトル $S_n(f)$ を，理想矩形波と仮定して

$$S_n(f)=\frac{nhT}{N-1}\ \frac{\sin\dfrac{\pi f nT}{N-1}}{\dfrac{\pi f nT}{N-1}} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (6.12)$$

とおく。ただし，$n=0,1,2,\cdots\cdots,N-1$，$h$=パルスピーク値，$T$＝最大レベルのパルス幅。最大レベルに対して，総合伝達関数が$W(f)$となるように波形等化するものとすると，他のレベルに対して総合伝達関数$W_n(f)$は

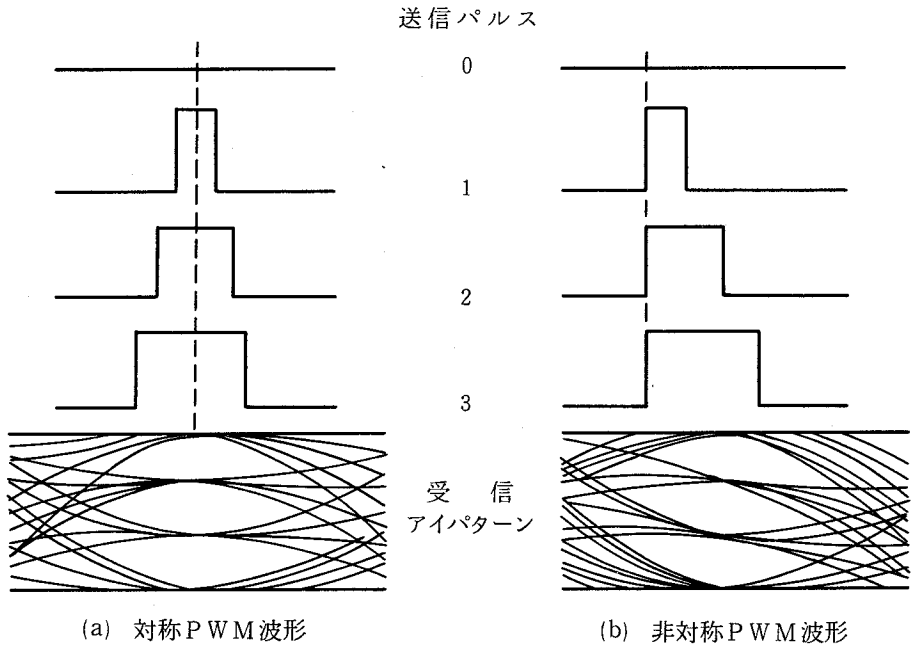



図6.１０　ＰＷＭ波形（４値の場合）

$$W_n(f)=\frac{\sin\dfrac{\pi f n T}{N-1}}{\sin \pi f T}\,W(f) \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (6.13)$$

で表わされる。$W(f)$として$f \geq f_0$で十分小さい値となるような関数を選べば，$T \ll 1/f_0$ に対して，式（6.１３）は

$$W_n(f) \simeq \frac{n}{N-1}\,W(f) \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (6.14)$$

となり，多値ＰＡＭに十分近ずくことがわかる。

対称ＰＷＭ変調では，等化後の各レベルの値は１０１０……パターンの振幅すなわち$f_0/2$の成分の大きさで近似できる。したがって各レベルを等間隔にするための第$n$レベルの送出パルス幅$\tau_n$は，式（6.１３）より

$$\frac{\sin \pi f_0/2 \cdot \tau_n}{\sin \pi f_0/2 \cdot T} = \frac{n}{N-1} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (6.15)$$

とする$\tau_n$を求めれば良いことになる。すなわち

$$\tau_n = \frac{2}{\pi f_0} \sin^{-1} \left( \frac{n}{N-1} \cdot \sin \pi f_0 / 2 \cdot T \right) \qquad \cdots\cdots\cdots \quad (6.16)$$

で与えられる。図6.11は一例として4値対称PWMの場合について，受信レベルを均等配分とする送信パルス幅を計算した結果を示す。あらかじめ送信パルス幅を変えておくことにより

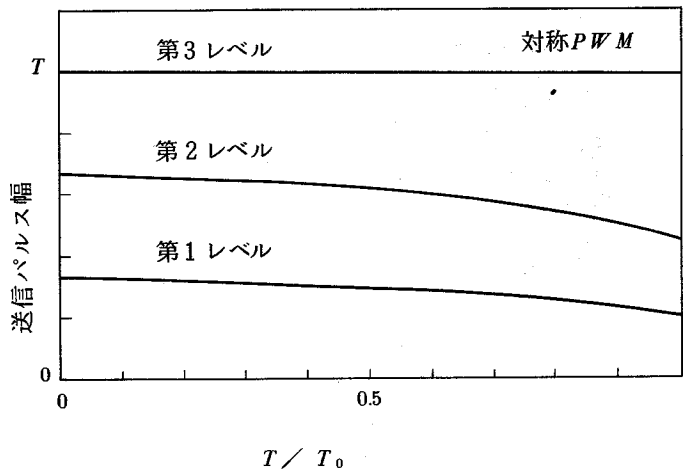



図6.11　受信アイを均等レベル配分とする送信パルス幅

受信レベルの均等レベル配分が可能である。

非対称PWMの場合には，送信パルス幅の補正量が対称PWMの場合に比べて，はるかに小さくて良いが，その値を解析的に計算することは困難であるが，パルス占有率50％の場合に数値計算により最適化を行った。図6.12は最適化後のアイダイヤグラムであるが，パルス幅は，$\tau_n \doteqdot \frac{n-1}{N-1}T$ で近似できることがわかる。これは最大レベルに対してFCRO等化を行った場合であるが，パルスのp－p値に対する符号間干渉量は約2％である。

次に等化器の等化誤差と符号間干渉劣化について検討する。[101] 図6.13は光ファイバベースバンド帯域が$f_{CL} = f_{opt}$の時に最大レベルに対してFCRO等化になるように等化器が調整されているものとし，そこから等価的に光ファイバベースバンド帯域が偏移した場合の等化波形のずれを符号間干渉量で評価したものである。符号間干渉による劣化を2値伝送の場合と比較するために，劣化量を$I' = (N-1)\ I$ （％）で計算している。4値伝送の場合の干渉量$I'$を30％以下とするためには，$f_{CL}/f_{opt}$は0.93～1.10の範囲に挿える必要があることがわかる。これは$f_{CL}$を一定とした時，$f_0/4$における等化器の許容利得変動が＋1.5 dB～－1.6 dBであることと等価である。この値は等化回路を実現する上で十分余裕のある値である。

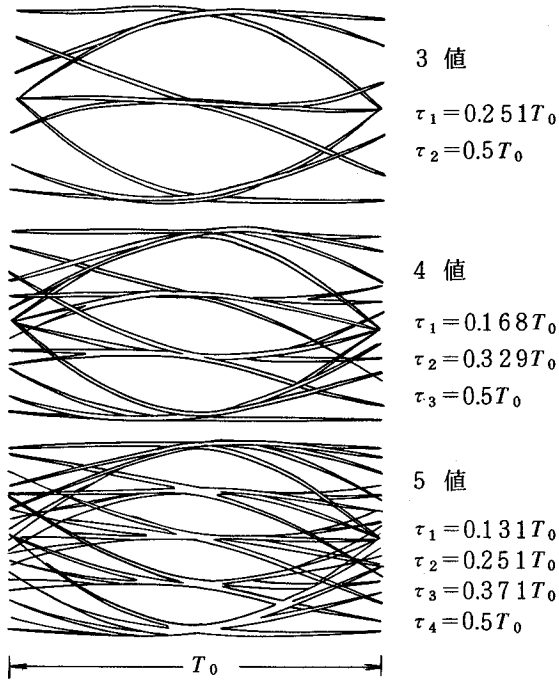



図6.12　最適化後のアイダイアグラム

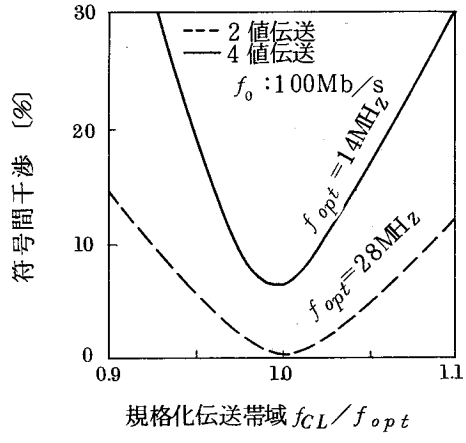



図6.13　規格化伝送帯域と符号間干渉

次に識別時点におけるタイミング位相ずれによるアイオープニングの変化を図6.14に示す。タイミングジッタや経時変化等により，タイミング位相ずれが±30°の範囲になれば，それによるSNR劣化は約1.5 $dB$ である。

このようにPWM多値変調による受信波形およびタイミング回路に対する方式的な要求条件も，2値伝送の場合と比較して，それ程厳しい値が要求されておらず，回路実現上大きな問題は無いと考えられる。

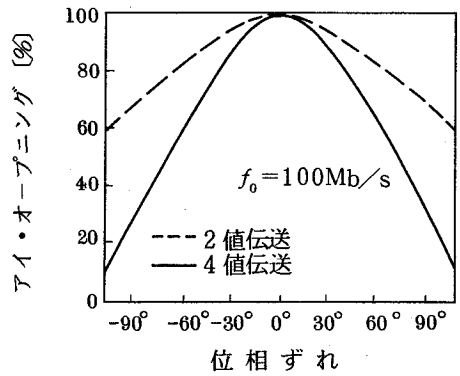



図6.14　位相ずれとアイ・オープニング

# 6.5　符号誤り率特性

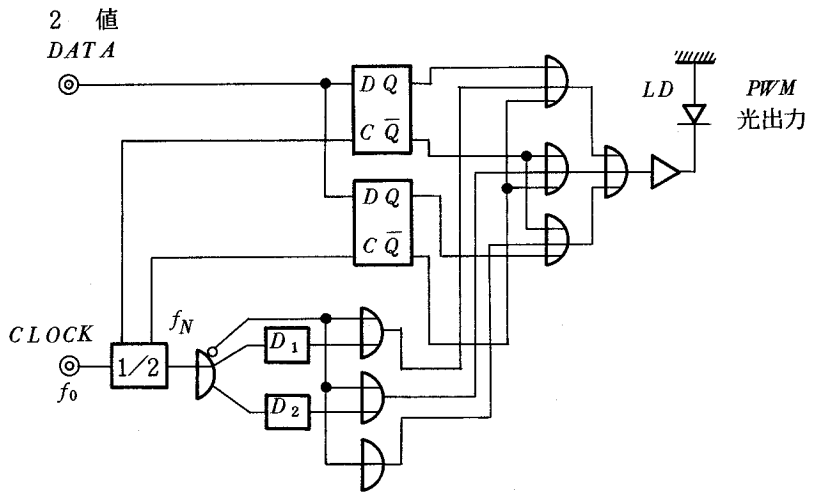
ＰＷＭ多値伝送の実現性を確認するために，ステップ形多モード光ファイバを用いて，１００ $Mb/s$ 伝送実験を行った。

４値ＰＷＭ伝送に使用した送信部，受信部の構成図を図6.１５に示す。使用したＬＤの中心発光波長は0.84 $\mu m$ で，スペクトル幅は２ $nm$ である。光ファイバ内への平均入射電力は－2.5 $dBm$ である。受光器には $S_i-APD$ を使用した。$S_i-APD$ の量子効率 $\eta$ ＝６５%，過剰雑音指数 $w$ ＝ 0.4，暗電流は無視できる値であった。

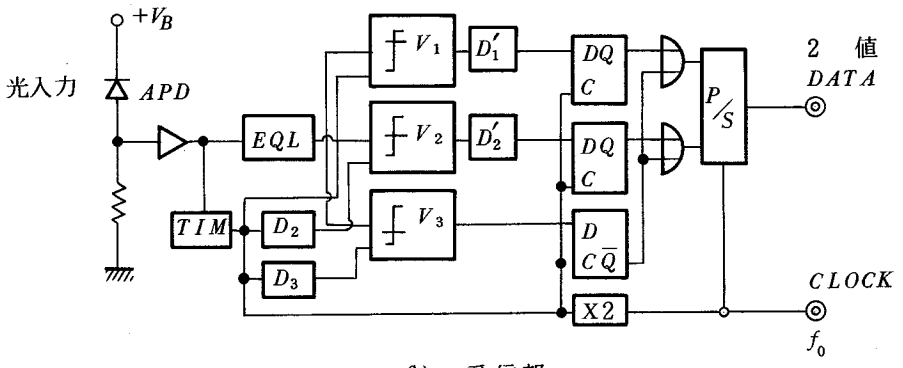
伝送実験に使用した光ファイバは，ＭＣＶＤ法によるステップ形多モード光ファイバで，ナイロン被覆されている。ファイバのコアとクラッドの屈折率差 $\triangle n \simeq 0.012$ で，コア径／外径は６０ $\mu m$／１５０ $\mu m$ である。

図6.１６は１００ $Mb/s$ 伝送における４値伝送アイパターンを示す。本実験では非対称ＰＷＭ変調が適用されているが，光出力波形，等化後の受信波形とも良好な波形が得られている。図6.１７に光ファイバのベースバンド周波数特性および波形等化器の周波数特性を示す。単長１ $km$ の光ファイバのベースバンド帯域 $f_{C1}$ はほぼ５０MHzである。接続を含めた平均線路損失は 4.8 $dB/km$ である。

２値伝送および４値伝送に対する符号誤り率の測定結果を図6.１８に示す。１００ $Mb/s$ ２値伝送では光ファイバを 3.3 $km$ まで接続し符号誤り率の測定を行った。１００ $Mb/s$ ４値伝




(a) 送信部

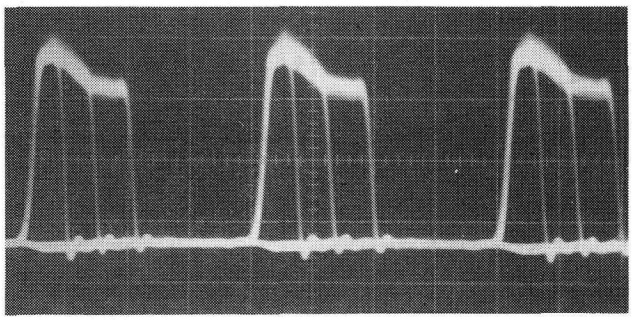



(b) 受信部

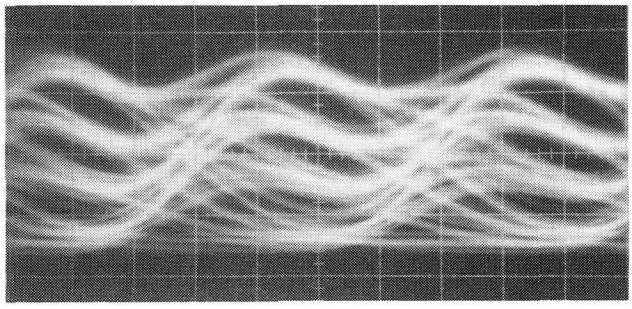
図6.15 4値PWM送信部，受信部

送（クロック周波数50MHz）では，光ファイバを4.6 $km$まで接続した。光ファイバ長が短い場合には，多値化による所要SNRの増加のため，符号誤り率 $p_e = 1 \times 10^{-10}$ を満足する平均受光電力は高くなるが，距離が長くなるにつれて，2値伝送では，光ファイバのベースバンド帯域制限による劣化が急激に増加するのに対して，4値伝送ではその劣化は少ない。実験結果によれば，100$Mb/s$ 伝送において，2値伝送では $p_e = 1 \times 10^{-10}$ を満足する平均受光電力は，3.3 $km$ 伝送時に−28.9 $dBm$ であるのに対して，4値伝送では4.6 $km$伝送後でも−33.1 $dBm$ で良いことが分かった。

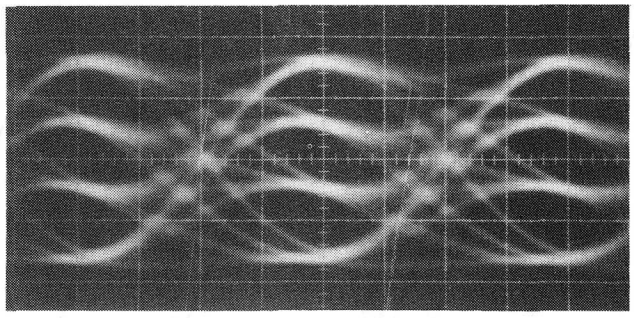
光ファイバ帯域が十分広帯域な場合を基準として，光ファイバベースバンド帯域 $f_{CL}$ に対して，符号誤り率 $p_e = 1 \times 10^{-10}$ を満たすのに必要な所要受光電力（パワペナルティ）の計



(a) ＬＤ出力波形



(b) 受信波形（4.6km）



(c) 等化後波形（4.6km）
（5ns／div）

図6.16　4値ＰＷＭ伝送時のアイパターン

算値と測定値を図6.19に示す。同一の伝送容量を送ろうとするとき，2値伝送に比べて4値伝送は，所要伝送帯域を狭くできるので，光ファイバベースバンド帯域$f_{CL}$の小さい場合でもパワペナルティの小さいことがわかる。

2値伝送方式および多値伝送方式のタイミング回路としては，構成が簡単な線形抽出；すなわちフィルタとリミタとから成るものを想定した。タイミング回路への入力は等化増幅器の出力からとっている。実験の都合上，フィルタは32MHzのものを使用し，$Q \simeq 150$ のものはヘリカル共振器，$Q \simeq 1000$のものは水晶フィルタを用いた。[102]

図6.20は$Q \simeq 150$および$Q \simeq 1000$の時のタイミング回路入力波形と抽出タイミング

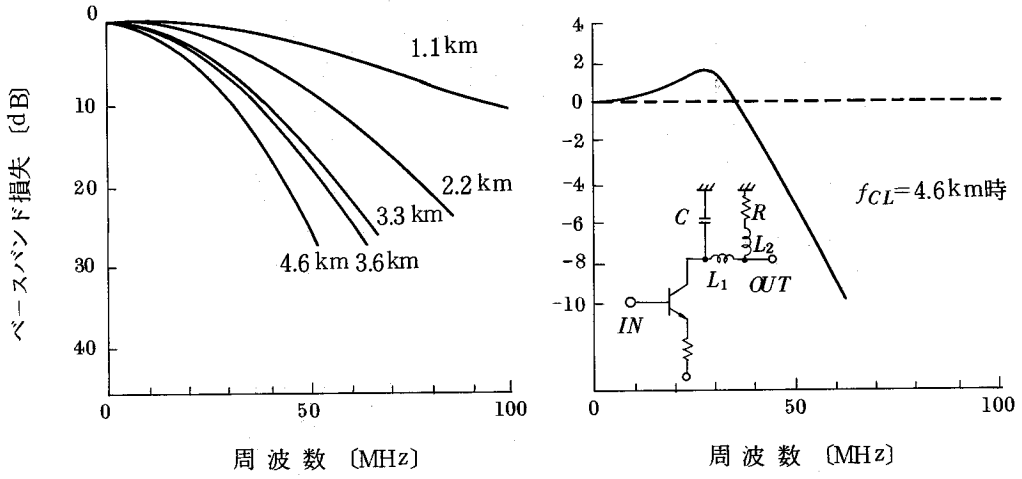



図6.17　光ファイバ及び波形等化器の周波数特性

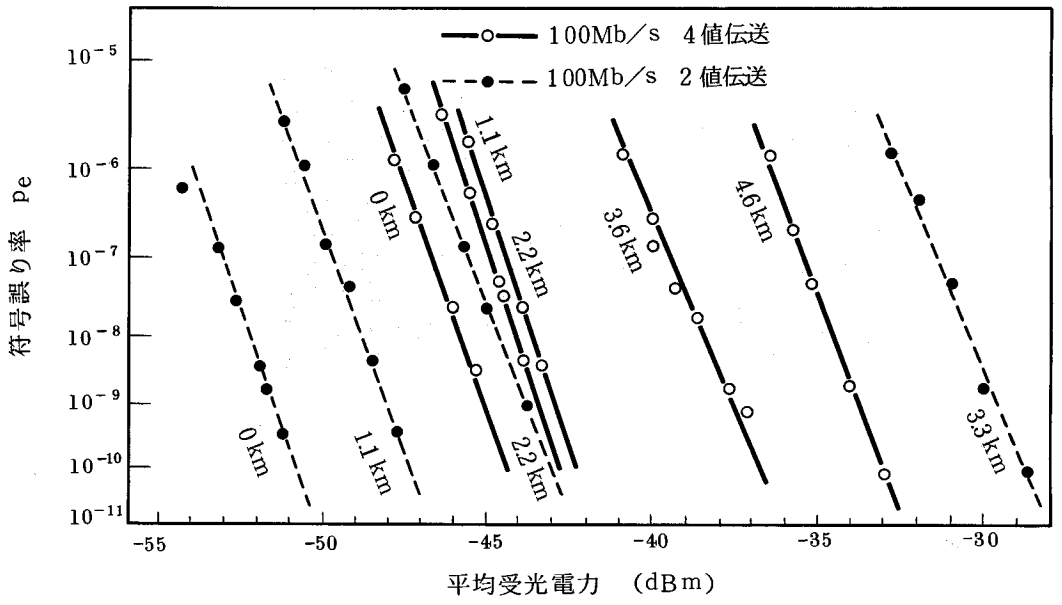



図6.18　100Mb/s 伝送の符号誤り率特性

波形を示している。抽出タイミング波をスペクトラムアナライザに通して，電力密度分布からタイミングジッタを測定した結果を表6.2に示す。測定結果からマーク率1/2 のランダムパルス入力の場合には，PWM4値伝送の方が2値伝送よりもジッタが少ないことがわかる。これは，図6.20に見られるように，PWM多値伝送では，"1"，"2" レベルのパルス波形がRZ波形となっているため，電力スペクトル上ではクロック周波数成分を多く含んでいるた

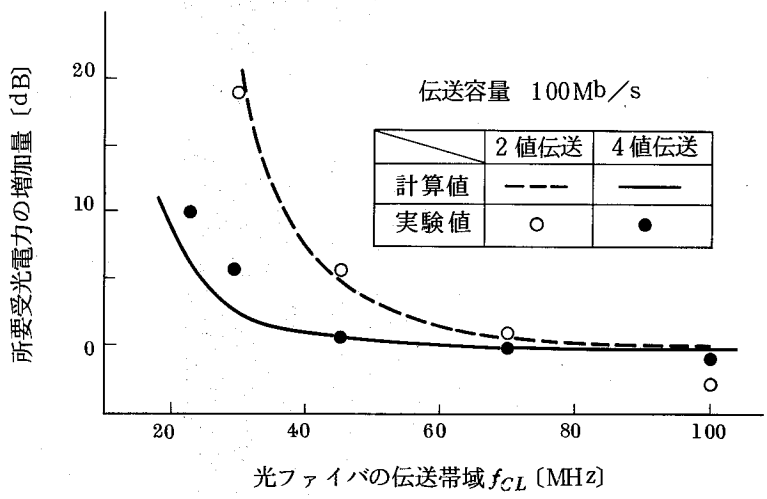



図6.19　光ファイバの伝送帯域と所要受光電力の増加

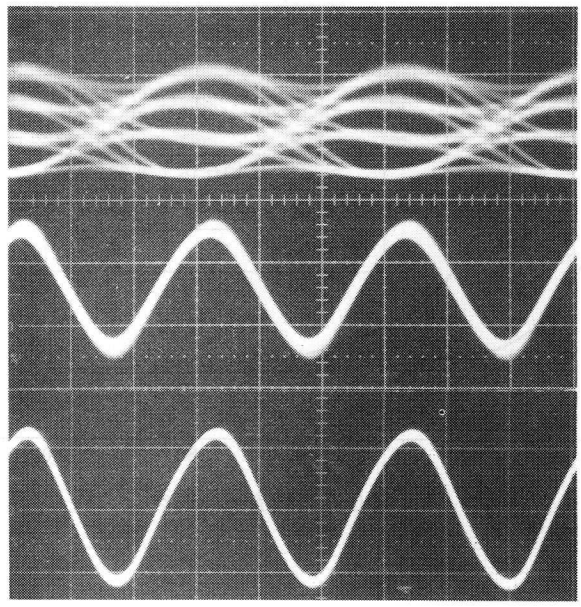
表6.2　抽出タイミング波のジッタ（$rms$）

| 伝送方式＼Q | Q≃150 | Q≃1000 |
|---|---|---|
| 2値伝送方式 | 1.40° | 0.25° |
| 4値伝送方式 | 1.30° | 0.15° |

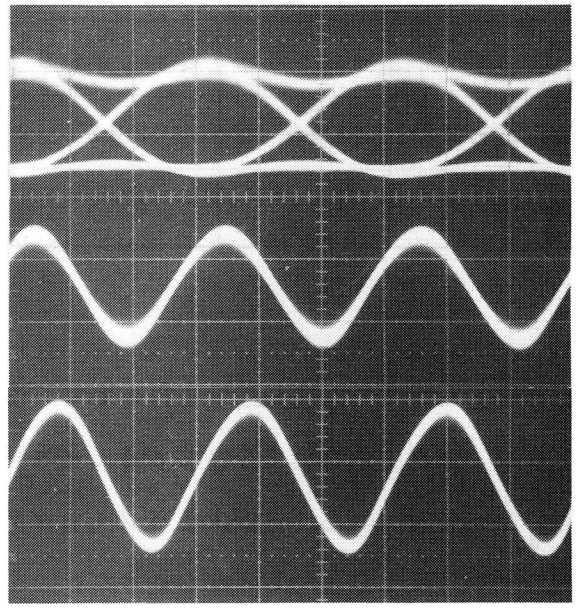
めと考えられる。タイミング抽出において，2値伝送でも行われているように微分等の非線形抽出法を採用することにより，ジッタ発生量を更に小さくすることも可能である。

以上の結果から非対称PWM変調を行っても，Qの大きなタイミング回路を用いることにより，タイミング抽出に関する問題は特に生じないことがわかった。

以上の実験により，4値PWM伝送は半導体レーザの動作に特に問題もなく良好な変調が行えること，狭帯域なファイバを用いた場合，4値伝送により2値伝送よりも中継間隔が長くとれ，回路構成も比較的簡単なことがわかった。




(a)　4 値伝送方式




(b)　2 値伝送方式

図 6.2 0　抽出タイミング波形

## 6.6 むすび

本章では，ステップ形あるいはグレーデッド形多モード光ファイバの有効利用をはかる目的で，光ファイバ多値伝送について理論的・実験的に検討した。

(1) 光源として高出力，狭スペクトル幅，高速変調可能などの特長を有するＬＤを用いた場合の多値変調特性について検討し，パルス幅変調を提案した。ＰＷＭ変調とＰＡＭ変調の温度特性を解明し，ＰＷＭ変調により，ＰＡＭ変調の場合の1／5 以下にレベル変動が押えられることを明らかにした。

(2) 光・電気変換時に生じる信号強度に依存したショット雑音が存在する光受信系の信号対雑音比について解析し，最適な多値レベル配分法を求めた。

(3) ステップ形，グレーデッド形多モード光ファイバを用いた多値伝送方式について，最適な多値数を明らかにし，このような光ファイバの適用ビットレートと中継間隔を求めた。

(4) 光ファイバ多値伝送系における対称ＰＷＭ波形，非対称ＰＷＭ波形について最適な送信パルス幅，符号間干渉量を計算し，簡単な回路構成で良好な波形伝送系を構成できることを示した。

(5) 以上の検討結果を確認する実験を行い，線路のベースバンド帯域制限の厳しくなるビットレートでは，４値伝送により２値伝送の1.5～２倍の中継間隔が実現できることを明らかにした。

本研究により，光ファイバ多値伝送方式はＰＷＭ変調により実現可能であり，光ファイバの伝送容量増加，あるいは光ファイバの所要ベースバンド帯域を狭くするために有効であることが明らかとなった。

# 第7章　結　　論

本論文は，光ファイバ伝送という全く新しい伝送方式について，ディジタル光中継装置の設計技術と，光ファイバケーブルと光源・受光素子を総合した中継伝送方式設計技術に関して，基本から出発し，実用に至るまでの理論的・実験的な検討結果についてとりまとめたものである。

まず，光ファイバ・ディジタル中継系の基本となる，ショット雑音，熱雑音の混在する受信系の信号対雑音比（ＳＮＲ）と符号誤り率特性の理論解析を行った。次に送信系，受信系における各種劣化要因と符号誤り率特性の関係を検討し，簡単で精度の良い劣化量計算式を導いた。これらの検討により，多モード光ファイバ伝送系では，ショット雑音，光ファイバのベースバンド帯域，半導体レーザのモード分配雑音が，中継系の符号誤り率特性を決定する主要因であることを明らかにするとともに，劣化配分法を確立した。

さらに，光中継器の安定な動作を確保するための光中継器ＡＧＣ回路の動作特性と設計法について検討し，ＡＧＣ回路として基本的な，最適制御形式，全ＡＧＣ形式，定増倍率ＡＧＣ形式のＳＮＲおよびダイナミックレンジを明らかにした。更に，複合ＡＧＣ形式についても検討し，光中継器設計法を明確にした。

以上の検討結果にもとづいて設計・試作した諸装置について，各部回路の構成法およびその特性を明らかにした。

３２$Mb/s$ステップ形光ファイバ伝送系では，モード分散による帯域制限の影響が大きいので，中継間隔を増大させるために，最適な光ファイバ屈折率差を選定するとともに，中継装置では，波形等化器を採用し，中継伝送系の最適化をはかった。試作した３２$Mb/s$中継装置による伝送実験結果は，設計との良い一致を示しており，８$km$ 以上の中継間隔が実現できた。また光中継系の多中継特性も明らかとなり，伝送系設計法の妥当性が確認できた。

グレーデッド形光ファイバ伝送系では，光ファイバの損失，ベースバンド帯域に関して，短波長帯（0.８５$\mu m$帯），長波長帯（1.1～1.7$\mu m$帯）の特性の相違と，光ファイバベースバンド帯域の距離依存性を明らかにし，次にこの結果を用いて，中継伝送系の中継間隔を設計した。短波長帯では，４００$Mb/s$での高速パルス伝送実験結果について述べ，半導体レーザのモード分配雑音の影響が大きいこと，および狭スペクトル化半導体レーザにより，８$km$ の中継間隔が実現できることを明らかにした。長波長帯では，グレーデッド形光ファイバの広帯域化が

重要なことを述べ，100Mb／s で52km，400Mb／s で20km の中継間隔を実証し，グレーデッド形光ファイバを用いて，大容量・長中継間隔の光ファイバ伝送方式が実現できることを示した。

以上の検討は主に，スクランブル化2値符号の伝送系に関するものであるが，これを多値伝送系に拡張し，理論的，実験的検討を行った，まず多値伝送方式における受信系のＳＮＲについて解析し，最適な受信信号の振幅配分法を明らかにした。次に半導体レーザの非直線性，温度特性を考慮に入れて，多値変調特性について比較し，ここで提案するパルス幅変調形式により，良好な変調特性が得られることを示した。次にパルス幅変調における受信等化波形の応答，伝送実験結果について述べ，光ファイバの帯域制限が厳しくなるビットレートでは，4値伝送により，2値伝送の1.5～2倍の中継間隔が実現できることを示し，多値伝送により，多モード光ファイバの有効利用がはかられることを示した。

これらの研究により，多モード光ファイバディジタル中継伝送方式設計の基礎の確立と特性解明がはかられた。本研究は，光ファイバディジタル中継伝送方式の実用性を明らかにする目的で行われた研究であって今後の多種多量の情報を能率良くかつ経済的に伝送するために大きく貢献するものと思われる。

# 謝　　辞

本論文をまとめるにあたり懇切なる御指導御鞭撻を賜わった大阪大学工学部滑川敏彦教授，手塚慶一教授に謹んで感謝の意を表します。

さらに種々御指導御援助をいただいた東北大学工学部重井芳治教授，日本電信電話公社横須賀電気通信研究所荒谷孝夫前基幹伝送研究部長，宮内一洋複合伝送研究部長，基幹伝送研究部榛葉実前統括調査役，時分割伝送研究室村田武夫前室長，移動通信方式研究室泉一雄室長に感謝します。

とくに本研究の推進にあたって直接御指導御助言をいただいた光伝送研究室島田禎晉室長はじめ，無線伝送研究室山本平一室長，小山正樹調査役，三木哲也調査役，縄田喜代志調査役，伊藤武調査役，石尾秀樹調査役に心から御礼申し上げます。また本研究の途上種種御討論御助力いただいた箕輪純一郎調査員，山下孚調査員，米田悦吾調査員，岡野介英調査員，相田一夫調査員，竹本憲治調査員，松本隆男主任，首藤晃一社員に感謝いたします。

この他所内伝送実験に御協力いただいた横須賀電気通信研究所，武蔵野電気通信研究所，茨城電気通信研究所，装置試作に御協力いただいた日本電気（株），富士通研究所（株）の関係各位に感謝いたします。

# 参 考 文 献


(1) J.Hirano, C.Okawara, and T.Ito: "Optical PCM transmission experiments through the atomosphere", Japan Transmission Rev., vol.13, no.2, p.94, 1971.

(2) J.Hirano and Y.Fukatsu: "Stability of a light beam in a beam waveguide", Proc.IEEE, vol.52, no.11, p.1284, 1964.

(3) F.P.Kapron, D.B.Keck and R.D.Maurer: "Radiation losses in glass optical waveguides", Appl.Phys.Lett., vol.17, no.10, p.423, 1970.

(4) I.Hayashi, M.B.Panish, P.W.Foy and S.Sumski: "Junction lasers which operate continuously at room temperature", Appl.Phys.Lett., vol.17, no.3, p.109, 1970.

(5) T.Miya, Y.Terunuma, T.Hosaka and T.Miyashita: "Ultimate low-loss single-mode fibre at 1.55 μm", Electron. Lett., vol.15, p.106, 1979.

(6) M.Horiguchi and H.Osanai: "Spectral losses of low-OH-content optical fibre", Electron.Lett., vol.12, p.310, 1976.

(7) 三木, 小山, 木村, 岡野: "光ファイバ伝送方式の検討および方式設計上の問題点," 通研実報, vol.24, no.9, p.1973, 1975.

(8) K.Aoyama, K.Nakagawa, T.Miki and H.Koyama: "Optical fiber data link using arrayed optical devices", Technical Digest of

1977 International Conference on Integrated Optics and Optical Fiber Communication, Tokyo, June, p. 477, 1977.

(9) H. Ishio, K. Osafune, T. Miki, K. Nakagawa and M. Kuriyama: "A two-way wavelength-division-multiplexing transmission and its application to a switched TV-distribution system", Technical Digest of 4th European Conference on Optical Communication, Genova, Sept., p. 646, 1978.

(10) D. Brace and K. Cameron: "BPO 8448 kbit/s optical cable feasibility trial", Technical Digest of 3rd European Conference on Optical Communication, München, Sep., p. 237, 1977.

(11) I. Jacobs and J. R. MaCrory: "Atlanta system experiments overview", Technical Digest of Topical Meeting on Optical Fiber Transmission II, Williamsburg, ThB1, Feb. 1977.

(12) S. Shimada: "32Mb/s optical fiber transmission system", ibid, ThA4, Feb. 1977.

(13) T. Miki, H. Koyama, H. Ishio and K. Aoyama: "Initial trial of optical fiber transmission systems in NTT: Overview", Technical Digest of IOOC '77, p. 541, 1977.

(14) 島田，枡野："光ファイバ伝送方式所内伝送実験の概要"，通研実報，vol. 27, no. 2, p. 281, 1978.

(15) 中川，岡野，小山，池田，望月，技広，千田，"グレーデッド形光ケーブルによる400Mb/s所内伝送実験"，信学技報，CS78-32, 1978.

(16) 島田，枡野："近距離光ケーブル伝送方式現場試験の概要"，通研実報，vol.28，No.9，p.1803，1979.

(17) T.Ito，S.Machida，K.Nawata and T.Ikegami："Intensity fluctuations in each longitudinal of a multimode AlGaAs laser"，IEEE，J.Quantum Electron.，QE-13，p.574，1977.

(18) S.D.Personick："Receiver design for digital fiber optic communication systems Ⅰ，Ⅱ"，B.S.T.J.，vol.52，No.6，p.843，1972.

(19) 岡野，三木："光ディジタル伝送におけるS/N 解析"，通研実報，vol.27，No.2，p.359，1978.

(20) 中川，石尾，三木："光中継器AGC系の基礎検討"，信学技報，CS76-119，1976.

(21) 中川，岡野，米田，三木："32Mb/s光中継系の設計とその特性"，信学技報，CS77-92，1977.

(22) 米田，中川，下平，大串，芳林，国田："実験用32Mb/s光中継器"，信学技報，CS77-93，1977.

(23) 岡野，中川，伊藤："高速光ファイバ伝送における半導体レーザのモード分配雑音の検討"，信学論，vol.62-B，no.3，p.199，1979.

(24) 町田，伊藤："半導体レーザの雑音特性"，信学会全大，no.718，1977.

(25) R.J.McIntyre："Multiplication noise in uniform avalanche diodes"，IEEE Trans.ED-13，no.1，p.164，1966.

(26) J・E・Goell："Input amplifiers for optical PCM receivers", B・S・T・J・, vol・53, no・9, p・1771, 1974・

(27) 小林，小山，青山："光ファイバの伝送特性と周波数掃引法による測定"，信学論, vol・60－C, no・4, p・243, 1977・

(28) 小山，小林："摂動法によるマルチモードファイバの伝送理論"，信学論，vol・60－B, no・6, p・365, 1977・

(29) 小林，柴田，伊沢："光ファイバの近赤外領域における光学特性", 通研実報, vol・26, no・9, p・2569, 1977・

(30) 小山，青山，小林，青山，松本："所内実験用ステップ形多重モード光ファイバ"，通研実報, vol・27, no・2, p・291, 1978・

(31) 露木，大上："超広帯域増幅器の一検討", 信学技報, CS77－176, 1977・

(32) K・Konnerth and C・Lenza："Delay between current pulse and light emission of GaAs injection laser", Appl・Phys・Lett., vol・4, no・7, p・120, 1964・

(33) 三木，石尾，中川，米田："所内実験用32Mb／s光ファイバ中継伝送系"，通研実報, vol・27, no・2, p・313, 1978・

(34) 中川，首藤："光中継器の動作余裕に関する検討"，信学会全大，no・2010, 1978・

(35) 伊藤，中川："長波長帯単一モード光ケーブル伝送系に関する一考察"，信学技報, CS79－138, 1979・

(36) 中川，相田，青海："長波長帯グレーデッド形光ケーブル伝送系の実験的検討"，信

学論，vol.62−B，No.8，p.736，1979．

(37) 石尾，三木，中川："光中継器構成法に関する一検討"，信学会通信部門全大，no.436，1976．

(38) 梶山，神戸："Si−APD 降伏電圧の温度係数"，信学会総合全大，no.792，p.1976．

(39) 米田，長船，山本："全AGC光中継器の調整法"，信学会通信部門全大，no.442，1976．

(40) T.Miki，K.Nakagawa，M.Koyama，and H.Ishio："Experimental optical fiber digital transmission systems"，Trans.of IECE of Japan，vol.E61，no.3，p.229，1978．

(41) 鈴木，小山，山田："所内実験用光コネクタ"，通研実報，vol.27，no.9，p.2667，1978．

(42) T.Matsumoto："Transmission characteristics of graded-index multimode fibers"，Trans.of IECE of Japan，vol.E61，no.3，p.209，1978．

(43) I.Kobayashi，M.Koyama，T.Matsumoto and K.Aoyama："Initial trial of optical fiber transmission syetems in NTT：Fiber design and characterization"，Technical Digest of IOOC'77，p.545，1977．

(44) K.Nakagawa，Y.Okano，E.Yoneda，H.Hiramatsu，Y.Ohgushi，Y.Minejima and A.Miyata："Initial trial of optical fiber transmission systems in NTT：Repeater design and performance"，Technical Digest of IOOC'77，p.549，1977．

(45) P.K.Runge："A 50Mb/s repeater for a fiber optic PCM experiment"，IEEE ICC−74 Conf.Record，p.17B，1974.

(46) 三木，江川，米田，関本："32Mb/sおよび100Mb/sディジタル光ケーブル伝送方式"，通研実報，vol.28，no.9，p.1823，1979.

(47) 高宮，近藤，白幡："拡散電流を含むアバランシェフォドダイオードの周波数特性"，信学論，vol.58−C，no.12，p.693，1975.

(48) 西田："光通信用低雑音Si−APDの構造"，信学会光・電波部門全大，no.429，1976.

(49) 峰村，西田，石井，田口："光通信用2重階段プレーナ型Si−APDの特性"，信学会光・電波部門全大，no.434，1976.

(50) H.Kanbe，T.Kimura，Y.Mizusima and K.Kajiyama："Silicon avalanche photodiodes with low multiplication noise and high-speed response"，IEEE Trans.on.ED，23，no.12，p.1337，1979.

(51) T.Yamaoka，H.Matsumoto and T.Kaneda："Silicon avalanche photodiodes"，Fujitsu Scientific and Tech.J.，vol.12，no.3，p.87，1976.

(52) 中島，西田，竹川，峰村："光通信用アバランシェフォトダイオード"，信学会全大，S14−11，1974.

(53) 大串，梶谷，上野 "APD特性の増倍度依存性"，信学会総合全大，no.727，1977.

(54) 下平，平松："ファイバケーブル用中継器受信系の検討"，信学会全大，no.1879，

1976.

(55) 上野，大串："光ファイバケーブル用中継器の一検討"，信学技報，OQE74-89，1974.

(56) T.Ogawa, etal："Low noise 100Mb/s optical receiver", Technical Digest of 2nd European Conference on Optical Fiber Communication, p.357, 1976.

(57) 三木，岡野："光ファイバ伝送用可変等化器の一構成法"，信学会通信部門全大，no.443, 1976.

(58) 中川，山口，小川，持田："ステップ形光ファイバ伝送用可変等化器"，信学論，vol, 61-B, no.12, p.1052, 1978.

(59) 中川："光中継器AGC系のダイナミックレンジ"，信学会全大，no.1957, 1977.

(60) C.J.Byrne, B.J.Karafin and D.B.Robinson, Jr："Systematic jitter in a chain of digital repeaters", B.S.T.J., vol.42, no.6, p.2679, 1963.

(61) 沢田，小寺："放送カラーTV信号の32Mb/s分離符号化"，信学技報，CS76-145, 1976.

(62) H.Kasai, S.Semmoto and M.Matsushita："PCM jitter suppression by scrambling", IEEE Trans.on COM-22, no.8, p.1114, 1974.

(63) 中川，稲葉，米田，泉："W-40G方式用符号変換装置"，通研実報，vol.23, no.11, p.2347, 1974.

(64) 縄田，伊藤，池上："光中継系の基礎実験と検討"，通研実報，vol.24，no.9，p.1969，1975.

(65) T.Ito and S.Machida："Optical transmission experiments at 400 MB"，Trans.IECE of Japan，vol.E-60，no.3，p.123，1977.

(66) Y.Ohmori，K.Chida，M.Horiguchi and I.Hatakeyama："Optimum profile parameter on graded-index optical fibre at 1.27μm wavelength"，Electron.Lett.，vol.14，no.24，p.764，1978.

(67) T.Matsumoto and K.Nakagawa："Wavelength dependence of spliced graded-index multimode fibers"，Applied Optics，vol.18，no.19，p.1449，1979.

(68) 松本，佐藤，中川："長距離グレーデッド形多モード光ファイバの帯域推定"，信学論，vol.62-B，no.12，p.1163，1979.

(69) H.Ando，H.Kanbe，T.Kimura，T.Yamaoka and T.Kaneda："Characteristris of germanium avalanche photodiodes in the wavelength region of 1～1.6μm"，IEEE J.Quantum Electron.，vol QE-14，no.11，p.804，1978.

(70) 中川，山下，岡野："所内実験用短波長帯400Mb/s光ファイバ伝送系"，通研実報，vol.29，no.1，p.2937，1980.

(71) 河口，豊島，池上："プレーナ形SWAN・LDの動作特性"，信学技報，OQE78-135，1979.

(72) 中川，岡野，峠，藤原："実験用400Mb/s光中継装置"，信学技報，CS78-45，1978.

(73) 中川，岡野，松本，梅津："実験用400Mb/s光中継器"，信学技報，CS78−44，1978．

(74) 箕輪，中川，奥野，小林，森本："光中継器用400MHz帯SAWタイミングタンク"，信学会通信部門全大，no.334，1978．

(75) 箕輪，沢本，田中："弾性表面波フィルタの経時変化特性"，信学論，vol.62−A，no.1，p.103，1978．

(76) K.Oe，S.Ando and K.Sugiyama："1.3μm CW operation of GaAsInP/InP DH lasers at room temperature"，Japan J.Appl.Phys.，vol.16，p.1273，1977．

(77) 竹本，伊藤："InGaAsP/InP DHレーザ出力安定化に関する検討"，信学論，vol.12−C，no.10，p.696，1979．

(78) I.Umebu，O.Hasegawa and K.Akita："InGaAsP/InP D.H. LEDs for fibre optical communications"，Electron. Lett.，vol.14，no.16，p.499，1978．

(79) H.Nagai and E.Noguchi："InP/$Ga_x$ $In_{1-x}$ $As_y$ $P_{1-y}$ double heterostructure for 1.5μm wavelength region"，Appl.Phys.Lett.，vol.32，p.243，1978．

(80) T.Ito，K.Nakagawa，S.Shimada，K.Ishihara，Y.Ohmori and K.Sugiyama："Transmission experiments in the 1.2〜1.6μm wavelength region"，Technical Digest of Topical Meeting on Optical Fiber Communication，Washington D.C.，March，TuB1，1979．

(81) 北山，青海，加藤，内田，千吉，福田："長波長帯用グレーデッド形光ファイバの伝

送特性”,信学会全大, S3−9,1979.

(82) 望月,石原,内田,畠山:“長波長帯用光ケーブル”, 信学会全大, no.1892, 1979.

(83) H.Osanai:“Fabrication of ultra-low-loss low-OH-content high silica optical fiber”, Symposium on Fiber and Optics Materials, Pittsburg, Oct., 1978.

(84) T.Ito, K.Nakagawa, K.Aida, K.Takemoto and T.Suto:“Non-repeatered 50km transmission experiment using low-loss optical fibres”, Electron. Lett., vol.14, no.16, p.520, 1978.

(85) K.Nakagawa, T.Ito, K.Aida, T.Takemoto and T.Suto:“32Mb/s optical fiber transmission experiment with 53km long repeater spacing”, Technical Digest of 4th European Conference on Optical Communication, Post-deadline Papers, p.102, 1978.

(86) T.Kimura and K.Daikoku:“A proposal on optical fiber transmission systems in a low-loss 1.0〜1.4μm wavelength region”, Opt. Quantum Electron., vol.9, no.1, p.33, 1977.

(87) 山本,伊藤,中川:“長波長帯光伝送方式の検討”,信学技報, CS78−27,1978.

(88) 中川,袴田,首藤,猿渡,斎藤,石田,宮:“1.3μm帯800Mb/s単一モード光ケーブル伝送実験”, 信学技報, CS79−120,1979.

(89) K.Nakagawa, Y.Hakamada and K.Suto:“800Mb/s fibre transmission test using low-loss and low-dispersion single-mode cable”, Electron. Lett., vol.15, no.23, p.747, 1979.

(90) K.Nakagawa and T.Ito："Detailed evaluation of an attaniable repeatr spacing for fibre transmission at 1.3 μm and 1.55 μm", Electron. Lett., vol.15, no.24, p.776, 1979.

(91) 石尾，鷲尾，猪口，関："高速多値変復調回路"，信学論, vol.60−B, no.7, p.515, 1977.

(92) 荒谷："多値伝送符号の基礎的考察"，信学論，vol.51−A, no.3, p.103, 1968.

(93) T.V.Muoi and J.L. Hullett："Receiver design for multilevel digital optical fiber systems", IEEE Trans.COM−23, no.987, 1975.

(94) 三木，岡野，中川，米田："光ファイバ伝送における多値伝送の一検討"，信学技報, CS75−134, 1975.

(95) 中川，米田："パルス幅変調による光ファイバ多値伝送"，信学論, vol.62−B, no.2, p.147, 1979.

(96) 中川，石尾，米田："レーザダイオードによる多値変調の検討"，信学会光・電波部門全大，no.254, 1976.

(97) K.Nakagawa and E.Yoneda："A multilevel pulse transmission by pulse width modulation over optical fiber", Tech.Digest of 4th European Conference on Optical Communication, p.547, 1978.

(98) 川島，大槻，筆本，富盛："多値ディジタル信号伝送方式"，特許公報 昭50−9444, 1975.

(99) 塚田，梶谷，上野："DPPM方式のPCM光ファイバ通信システムへの適用"，信学会全大，no.951，1975.

(100) 岡野，三木："光ファイバによる狭帯域伝送の基礎検討"，信学会通信部門全大，no.429，1976.

(101) 米田，中川："光ファイバによる多値伝送の検討"，信学会全大，no.1960，1977.

(102) 米田，中川，石尾："光ファイバPWM多値伝送の実験的検討"，信学技報，CS76－23，1976.