

Title	光ファイバ伝送系の測定に関する研究
Author(s)	岡田, 賢治
Citation	大阪大学, 1986, 博士論文
Version Type	VoR
URL	<a href="https://hdl.handle.net/11094/1864">https://hdl.handle.net/11094/1864</a>
rights	
Note	

*Osaka University Knowledge Archive : OUKA*

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

Osaka University

光ファイバ伝送系の測定に関する研究

昭和61年3月

岡田賢治

# 目次

第1章 序論	1
1.1 研究の背景と位置付け	1
1.2 光ファイバ伝送方式における測定法の位置付け	2
1.3 本研究の目的と論文の構成	3
第2章 光ファイバ伝送方式における測定法の概要と課題	5
2.1 まえがき	5
2.2 測定項目と測定器の分類	5
2.3 光ファイバ伝送方式における測定上の課題	7
2.3.1 光ファイバのモード分散測定上の課題	7
2.3.2 光ファイバの後方散乱測定上の課題	8
2.3.3 光源の光波長測定上の課題	9
2.4 まとめ	10
第3章 多モード光ファイバのモード分散測定	11
3.1 まえがき	11
3.2 光ファイバのベースバンド周波数特性の相加則と遠端測定	12
3.3 周波数掃引法とパルス法の比較	17
3.4 多モード光ファイバのベースバンド周波数特性	20
3.5 モード分散測定器構成上の課題	24
3.5.1 モード分散測定器に要求される特性と構成	24
3.5.2 モード分散の分離測定	27
3.5.3 送信部、受信部の振幅特性平坦化と安定化	29
3.5.4 光出力安定化	32
3.5.5 反射光の影響と対策	33
3.6 試作したモード分散測定器の特性	35
3.7 多モード光ファイバの振幅特性変動と対策	38

3.8	まとめ	44
	付録	45
第4章	光ファイバの後方散乱測定とその応用	49
4.1	まえがき	49
4.2	フレネル反射と後方散乱	50
4.3	孤立パルス法と擬似雑音パルス法の原理	52
4.4	平均化処理と相関処理による受信S/N比改善	56
4.5	後方散乱光の測定限界	59
4.6	後方散乱光の測定距離増大	63
4.7	後方散乱測定器の応用Ⅰ —光ファイバの損失測定—	69
4.8	後方散乱測定器の応用Ⅱ —加入者系光伝送方式の光ループバックテスト—	71
4.9	まとめ	78
	付録	79
第5章	水晶の旋光性を利用した光波長測定	81
5.1	まえがき	81
5.2	光波長計の原理	83
5.3	波長分岐回路の設計と特性	85
5.4	光波長計の構成法	93
5.5	光波長計の基本特性	95
5.5.1	波長測定精度	95
5.5.2	受光素子の感度変動偏差の影響	96
5.5.3	波長広がりのある光源の波長測定偏差	97
5.5.4	光電力測定精度	98
5.6	まとめ	100
第6章	結論	101
	謝辞	103

参考文献 ..... 104

本研究に関する発表 ..... 112

## 主要記号表

記号	説明
$A_m$	増幅回路の変調振幅減衰量
$A_o$	レーザダイオードから光ファイバへの結合損
$a$	光ファイバの屈折率分布係数
$a_{opt}$	光ファイバの最適屈折率分布係数
$B_p$	光パルス受信における受信帯域幅
$B_s$	周波数掃引法における受信帯域幅
$c$	光速
$D_h$	レーザダイオードの高調波歪み
$D_r$	光受信回路の歪減衰量
$d$	光ファイバコアの半径
$E_r$	振幅測定誤差
$e$	電子の電荷
$F$	受信増幅回路の雑音指数
$f$	周波数
$f_c$	光ファイバの6 dB帯域幅
$G$	相関処理におけるワード長
$h$	プランク定数
$I_d$	APDの暗電流
$k$	ボルツマン定数
$L$	光ファイバ長
$L_{min}$	最小受光電力
$L_N$	等価雑音電力
$L_w$	光波長計の入力光電力
$M$	APDの電流増倍率
$M_{opt}$	APDの最適電流増倍率
$m$	A-D変換の際の量子化ビット数

## 記号

## 説

## 明

---

$N_{AVE}$	平均化処理による S N 比改善量。
$N_o$	光ファイバの群屈折率
$N_p$	増幅回路の入力インピーダンスで規格化した雑音電力
$n$	光ファイバにおける最高次モード番号
$n_o$	光ファイバの外部空間の屈折率
$n_1$	光ファイバコアの屈折率
$n_2$	光ファイバクラッドの屈折率
$n_l$	左回り円偏光の屈折率
$n_r$	右回り円偏光の屈折率
$P_B$	後方散乱光レベル
$P_o$	レーザダイオード等価光出力
$P_p$	周波数掃引法における平均光出力
$P_s$	パルス法におけるパルスピーク値
$P_i$	光ファイバにおける $i$ 番目のモードの電力
$R_a$	波長分岐回路における光電力の分岐比
$R_b$	後方散乱光の反射率
$R_f$	フレネル反射の反射率
$S_p$	増幅回路の入力インピーダンスで規格化した復調信号電力
$(S/N)_A$	平均化処理後の S N 比
$(S/N)_c$	相関処理後の S N 比
$(S/N)_i$	処理前の初期 S N 比
$SNR_s$	受信 S N 比
$(S/N)_\alpha$	接続損測定の際の S N 比
$T$	パルス法におけるパルス繰り返し周期
$t_a$	水晶旋光子の厚さ
$v$	光ファイバ内の群速度

## 記号

## 説

## 明

---

$W$	光パルス幅
$X$	APDの過剰雑音指数
$Z$	APD負荷抵抗
$\alpha$	光ファイバの単位長当たり光損
$\alpha_i$	光ファイバにおける $i$ 番目のモードの減衰量
$\alpha_R$	レイリー散乱損
$\beta$	光ファイバのモード分布係数
$\Delta$	光ファイバの屈折率差
$\Delta L$	光電力測定精度
$\Delta m$	光ファイバの色分散係数
$\Delta q^2$	A-D変換の際の量子化雑音
$\Delta R \eta$	分岐比 $R_a$ の変動
$\Delta \alpha$	光接続損
$\Delta \lambda$	波長測定誤差
$\Delta \tau$	光ファイバの色分散によるパルス広がり
$\eta$	APDの量子効率
$\theta$	絶対温度
$\lambda$	波長
$\lambda_0$	中心波長
$\lambda_t$	測定波長端
$\lambda_w$	レーザダイオードの半値波長幅
$\nu$	光の周波数
$\tau_i$	光ファイバにおける $i$ 番目のモードの群遅延量
$\phi$	周波数掃引法における変調度
$\omega$	角周波数



## 序 論

### 1.1 研究の背景と位置付け

発光素子と受光素子を使用して、光信号を送るという点からみると、光通信の歴史は 1880年の Bell の光ビーム伝搬実験から始まると言える。その後、1960年における Maiman によるルビーレーザーの発明<sup>(1)</sup>、続く1961年における Javan等による He-Ne レーザの発明<sup>(2)</sup>を契機として、光を通信に利用しようとする研究が始動した。当初は空間伝搬方式<sup>(3)</sup>やレンズを利用したビームガイド方式<sup>(4)</sup><sup>(5)</sup>が検討されたが、伝送路の安定性の面から実用には至らなかった。

1966年に Kao等によりガラスファイバの損失要因が分析され<sup>(6)</sup>、1970年には米国 Corning社により損失 20 dB/km という当時としては画期的な光ファイバが実現され<sup>(7)</sup>、伝送路としての光ファイバが俄然、注目を浴びることとなった。光ファイバの低損失化の研究はその後も精力的に進められ、NTT通信研究所の伊沢等により発明された VADファイバ<sup>(8)</sup>においては、1979年に理論限界に近い 0.2 dB/km が報告されるに至り<sup>(9)</sup>、損失の面からは完成の域に近づいた。

一方、光通信用の光源としては、1970年に Bell 研究所の林等が 0.8  $\mu\text{m}$  帯において、ダブルヘテロ接合構造の GaAlAs レーザダイオード（以後、LD と略称）で室温連続発振に成功してから<sup>(10)</sup>、LD の実用性が高まってきた。しかも、この波長は当時の光ファイバにおける低損失な波長帯と一致していたことから、光ファイバ伝送方式の実現が一層現実的なものとなった。従って、光ファイバ伝送方式の開発は 0.8  $\mu\text{m}$  帯（短波長帯）から開始された<sup>(11)</sup><sup>(12)</sup>。さらに、光ファイバの低損失化<sup>(13)</sup>と零色分散化<sup>(14)</sup>が図れる 1.3  $\mu\text{m}$  帯（長波長帯）でも LD が得られるようになり<sup>(15)</sup>、光ファイバ伝送方式としても、長波長帯での光ファイバの低損失性を生かして、長距離伝送が実現した<sup>(16)</sup>。技術の進展と共に、電話局間で信号伝送を行う中継伝送系の伝送容量は当初の 32 Mb /

s、100 Mb/sから400 Mb/s<sup>(17)</sup>、1.6 Gb/s<sup>(18)</sup>へと、一層の大容量化が図られた。これらの中継伝送方式は来たるべき高度情報化社会<sup>(19)</sup>のバックボーンとなるものである。一方、高度情報化社会への進展にはオフィスや家庭をも広帯域ネットワークに組み入れられるよう、加入者宅と電話局の間で信号伝送を行う加入者系にも、高速・広帯域な情報を通信する伝送路が不可欠である。この帰結として、加入者系にも光ファイバ伝送方式が導入されることとなった<sup>(20)-(24)</sup>。これら、加入者系光伝送方式では伝送路の柔軟性を高めるため、波長多重伝送技術<sup>(25)</sup>が採用されることとなった。

このように、光ファイバ伝送方式は光ファイバ、LD等主要構成部品の発明から、僅かの間に異例の速さで開発が行われた。これは、高度情報化社会へ移行する過程で、より高速でより大量のデータを経済的に通信したいというユーザの要望に、各国の先進技術に対する開発競争が拍車をかけた結果である。こうした中で、光ファイバ伝送方式の開発と合わせて、光ファイバ伝送方式に関する測定法の研究、測定器の開発が急務となった。

## 1.2 光ファイバ伝送方式における測定法の位置付け

NTTの光ファイバ伝送方式開発における測定法の確立経緯を図1.1に示す。光ファイバ伝送方式はまず32 Mb/s、100 Mb/sのデジタル信号を中継伝送する中小容量光伝送方式が世界に先がけて実用化された。研究実用化のアプローチは、前節で述べたように、初期の光ファイバの低損失を示す波長域が0.8 μm帯であったこと、この波長域でのLDが開発されていたことから、まず、0.8 μm帯を使用して、光ファイバ伝送の基本技術を確認する第1次の現場試験（実際の現場環境下での確認試験）から始まった。次に、主に1.3 μm帯を使用して中継間隔の拡大を図ると同時に、本格的導入を目指した第2次の現場試験のステップを経て、実用化の段階に至った。さらに、ユーザに広帯域サービスを提供する加入者系光伝送方式の現場試験も実施された。これは、0.81、0.89、1.2、1.3 μmの波長で波長多重伝送技術を利用したものである。

本研究においては、これらの現場試験に先立つこと1乃至1年半前から光ファイバ伝送方式用測定法を確立できるよう、光ファイバ伝送方式用測定器の開発を行い、前述の現場試験の場でその実用性を確認していった。中小容量光伝送方式第1次現場試験では、光ファイバ伝送方式の開発、建設に必要な基本的な測定法の確立と測定器の体系化を行い<sup>(26)</sup>、第2次現場試験では、測定法と測定器を拡充し、さらに、方式の長波長化に合わせて、それぞれの測定器に長波長帯用を追加した<sup>(27)</sup>。加入者系光伝送方式では、波長多重の出現

により、主に、測定波長域を広げるなど各種測定系の充実を図った。

これらの流れの中で、次の基本思想のもとで測定法の確立、測定器の開発を行った。

- (1) 測定対象により測定項目を分類し、測定法を体系化する。
- (2) 特定の方式に依らず、全ての方式に対応できるように測定器を共通化する。
- (3) 測定器は現場環境下でも使用できるように、小形、簡易化を図る。

この基本思想のもとで、現在の光ファイバ伝送方式にはほぼ全て対応できる測定法を確立していった。

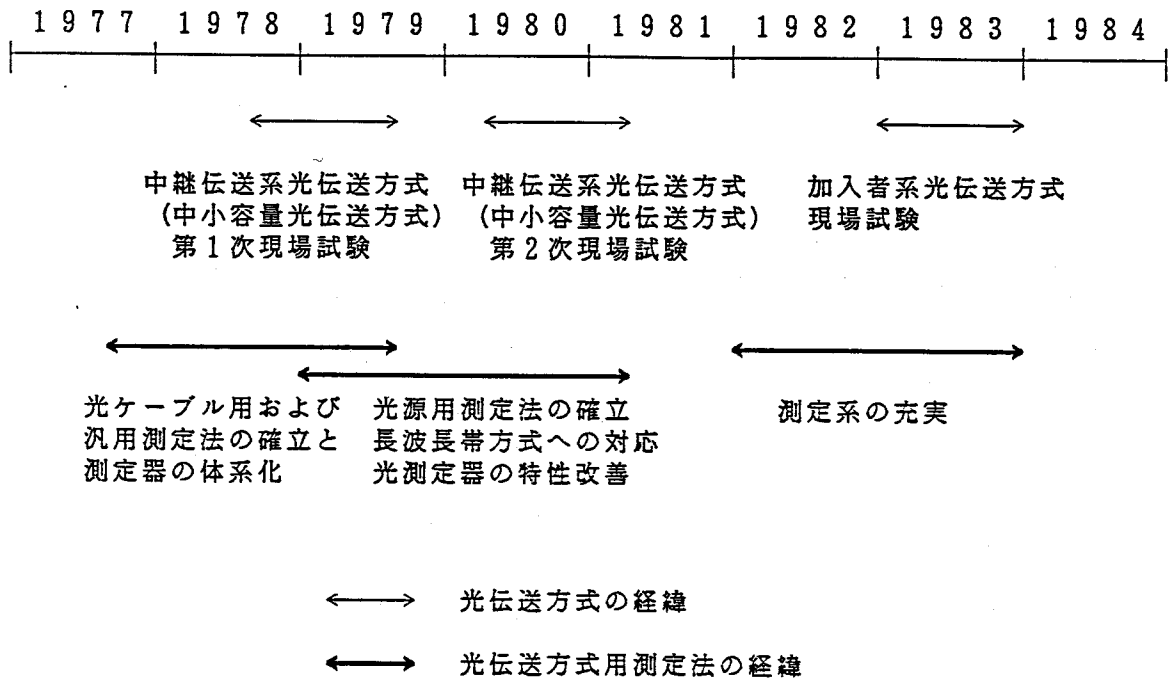


図 1.1 NTTの光ファイバ伝送方式開発における測定法の位置付け

### 1.3 本研究の目的と論文の構成

本研究は、光ファイバ伝送方式の開発の流れに沿って、光ファイバ伝送方式における測定法を確立し、これに基づく測定器を開発することを目的としている。本論文は各種の測定項目の内、光ファイバのモード分散測定、光ファイバの後方散乱測定、および光源の光波長測定について論じている。

以下に、本論文の構成と概要について述べる。

第2章では光ファイバ伝送方式における測定法の概要について述べる。さらに、測定項

目とそれに必要な測定器の分類を行い、それぞれの項目における測定上の課題を挙げ、研究の主眼を明確にする。

第3章では多モード光ファイバのモード分散測定に関する課題とモード分散測定器構成法を明らかにする。まず、モード分散によるベースバンド周波数特性\*の相加則、モード分散の測定法としての周波数掃引法とパルス法の比較について触れた後、周波数掃引法に基づくモード分散測定器構成上の課題と対策、および試作した測定器の特性について述べる。さらに、多モード光ファイバのベースバンド周波数特性を測定する際に現れる振幅特性変動の原因と対策についても言及する。

第4章では、まず、光ファイバの反射にフレネル反射と後方散乱があり、障害探索には後方散乱の測定が不可欠な事を述べた後、光ファイバの後方散乱の測定方法として、従来からの孤立パルス法と新たに提案した擬似雑音パルス法を取り上げ、それぞれの方法による障害探索距離限界を推定し、実験によって距離限界を確認した結果を述べる。さらに、後方散乱測定器の応用として光ファイバの損失評価と、加入者系光伝送方式の障害切り分けについて述べる。

第5章では、新たに考案した、簡易な構成で波長を測定する光波長計の設計法を述べる。本光波長計は水晶の旋光性を利用している。まず、この光波長計に使用する水晶旋光子を利用した波長分岐回路の設計法と特性について述べる。さらに、光波長計の構成を明らかにし、試作した光波長計の波長測定精度が設計値と一致する事を確認した後、受光素子の感度変動偏差の影響、波長拡がりのある光源の波長測定偏差、光電力測定精度について考察する。

第6章では、本研究を統括し、得られた結論を述べる。

---

\*モード分散によるベースバンド周波数特性：モード間の群遅延差によって生じる、ベースバンド周波数に対する振幅特性および位相特性

## 光ファイバ伝送方式における測定法の概要と課題

---

### 2.1 まえがき

本章では光ファイバ伝送方式における測定項目と測定器の分類を行い、その測定を実現する上での検討課題を明確にし、本研究の方向付けを行う。

### 2.2 測定項目と測定器の分類

本節では光ファイバ伝送方式の開発、建設に必要な測定項目を分類し、各測定項目の概要について述べる。

通常の光ファイバ伝送方式は変調信号に比較して、遙かに周波数純度の悪いキャリアで送信する搬送波伝送で、受信では電力検波を行っているため、搬送波伝送系とベースバンド伝送系の両方にわたる測定項目について検討する必要がある。光ファイバ伝送方式における測定項目と測定器名を図 2.1 に示す。

グレーディッド型（以後、G I 型と略称）光ファイバはその屈折率分布の不完全性が各モードの群遅延差を引き起こす。モード分散（Modal Dispersion）はこのモード間の群遅延差と光ファイバ内のモード分布によって決定され、その結果はベースバンド特性となって現れる。モード間の遅延差を直接、測定することは困難なため、その結果であるベースバンド特性を測定する。

色分散（Chromatic Dispersion）は材料分散と構造分散から成り、いずれも変調光の周波数純度、即ち、光源の波長幅に依存するため、方式上はそれぞれ独立に測定する必要はなく、両者は併せて測定する。色分散はベースバンド特性やモード分配雑音となって現れる<sup>(28)</sup>。

モード分散と色分散は両者とも結果として、ベースバンド特性となって現れるため光ファイバ伝送方式の設計には欠かせない。特に、G I 型光ファイバはモード分散が支配的

複雑な振る舞いをするため、モード分散によるベースバンド特性の測定は重要である。

後方散乱は他の伝送媒体にはない光ファイバ特有の現象で、光ファイバが非晶質体であることが原因で、レイリー散乱によって発生する。後方散乱の測定では、散乱点までの距離は、光パルスが光ファイバ中に送出し、光ファイバ内で散乱された後、再び、送出点まで戻って来るまでの時間を測定することによって算出する。

光源の光波長の測定には各種の方法があるが、通常的光ファイバ伝送方式で利用する波長帯が比較的狭いこと(0.6~1.6 μm)、測定精度に対する要求が比較的緩いこと(約1 nm)を考慮して、新しく考案した簡易な方法を採用する。即ち、入力波長範囲において波長に対して一意の関数の分岐比をもつ波長分岐回路を利用して、入力光に対する分岐比から波長を電氣的に測定する。

光電力の測定では用途と最小受光電力に応じて、光-電流変換型、あるいは光-熱変換型の光検出器を使用する。高感度な光電力測定には、光チョッパを利用して同期検波を行う。

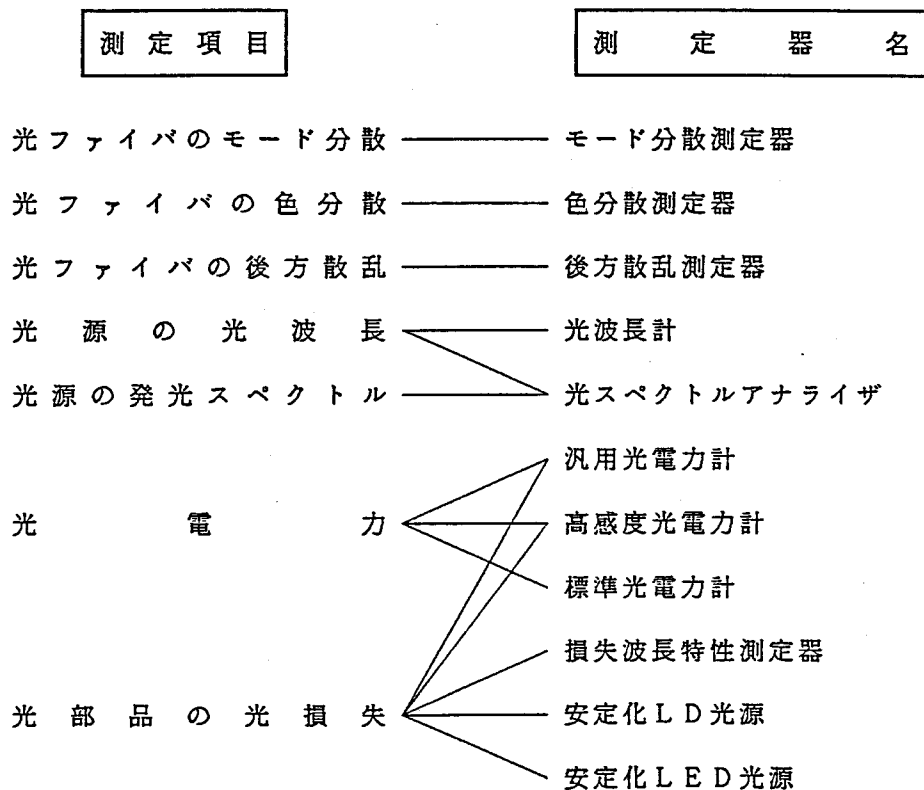


図 2.1 光ファイバ伝送方式における測定項目と測定器名

光ファイバ系では絶対精度のある光減衰器が得られないため、電気系で採用されている抵抗置換法を光損失の測定には適用出来ない。光損失の測定には被測定物への入力光電力と出力光電力の差から求める差分法を採用する。また、光ファイバ中の損失分布測定には後方散乱の測定を応用する。

## 2.3 光ファイバ伝送方式における測定上の課題

本節では、本文中で扱う光ファイバのモード分散測定、光ファイバの後方散乱測定、光源の光波長測定の各項目における課題について述べる。

### 2.3.1 光ファイバのモード分散測定上の課題

G I型光ファイバの分散はモード分散と色分散に分けられる。両分散を図2.2のような

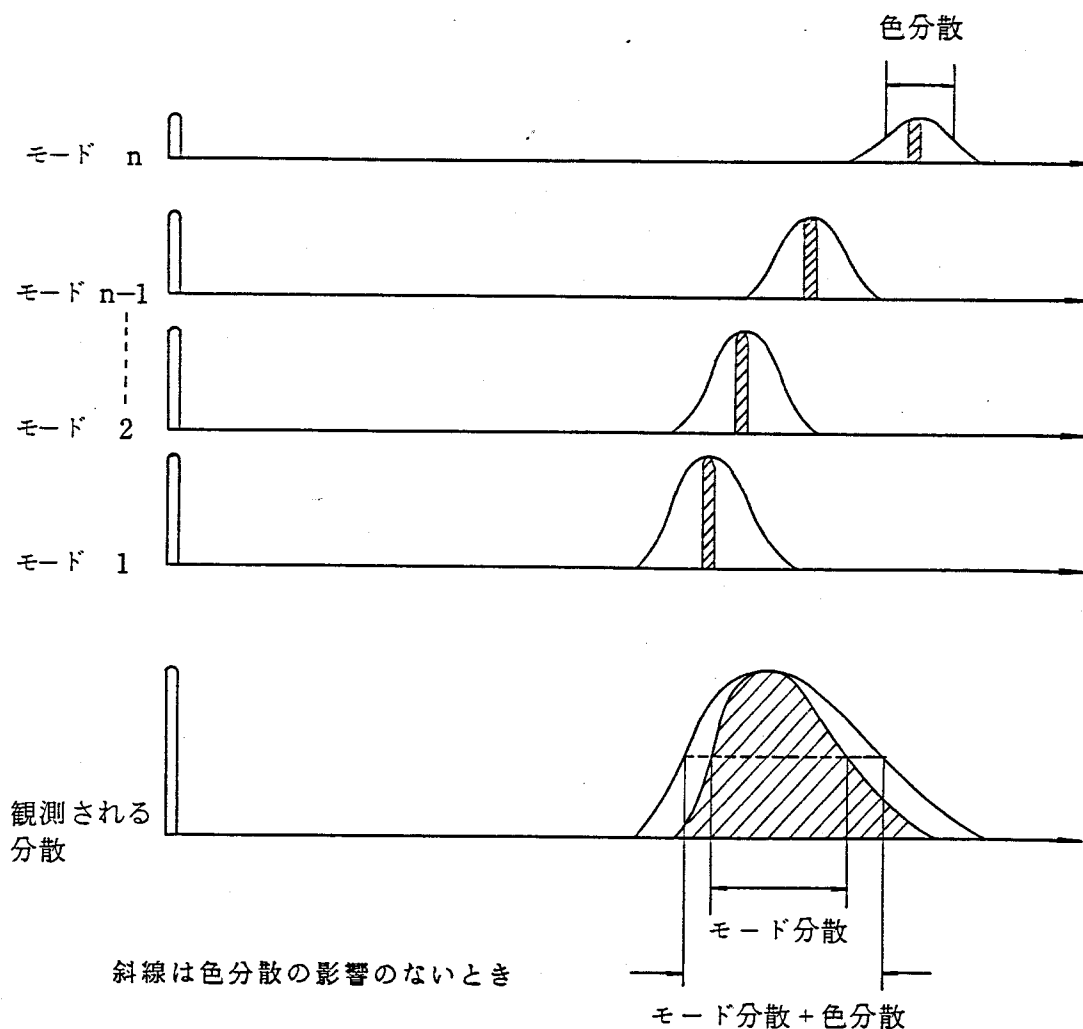


図 2.2 モード分散と色分散

モデルでとらえる。モード分散は光ファイバ内のモード分布と各モードの群遅延時間差によって決定され<sup>(29)(30)</sup>、色分散は光ファイバを形成するコアの材料と構造および光源の波長広がりによって決定される<sup>(31)</sup>。従って、両者は発生原因が異なるため、分離して測定する必要がある。

光ファイバのモード分散は従来、測定の再現性、精度の点で問題点を内包しながら測定を行っていた。例えば、測定法として周波数掃引法<sup>(32)</sup>とパルス法<sup>(33)</sup>はそれぞれ独立に行われながら、同一条件での測定精度は比較されていない。また、光ファイバのモード分散によるベースバンド周波数特性のうち位相特性は後で述べるように、測定系の不安定性があって、長尺物である光ファイバについては明らかにされてはいない。さらに、これまでの分散測定では比較的短い光ファイバを測定していたため、色分散に対する光源の波長広がりの影響は考慮されてはいなかった。一方、LDが開発された当初は、その構造が完全なものではなかったため、その出力光は縦モードが多く、十分なコヒレンスを持っていなかった。ところが、製造技術が向上するにつれ、出力光のコヒレンスが良くなった<sup>(34)</sup>。このようなLDを用いて光ファイバのベースバンド周波数特性を測定すると、振幅特性が時間的に変動する現象が本研究の過程で明らかとなった<sup>(35)</sup>。

光ファイバを接続したときのモード分散によるベースバンド周波数特性の相加性については<sup>(36)(37)(38)(39)</sup>、種々の議論がなされていたが、現実の測定値からの統計的手法による推定が中心であった。しかし、それぞれの光ファイバの各種のパラメータを詳細に測定しない限り、個々の接続した光ファイバのモード分散を精度良く推定することは困難である。従って、次の課題が生じる。モード分散を測定する際、従来、実験室内での測定では、モード分散測定器の送信部と受信部が同一の場所に所在するので、モード分散測定器の内部応答は容易に校正できるため、その安定性、平坦性はそれ程問題にならなかった。ところが、光ファイバ伝送方式が実用化される段階になると、光ファイバケーブルを布設、接続した後、送信部と受信部を分離して光ファイバケーブルのそれぞれの端で測定する（遠端測定）必要が生じた。そこで、遠端測定に必要なモード分散測定器の送信部、受信部の振幅特性の安定性、平坦性を高める手段を講じる必要がある。

### 2.3.2 光ファイバの後方散乱測定上の課題

光ファイバ伝送方式の導入に伴ない、光ファイバケーブルが切断されるという事故が発生した場合、障害を速やかに復旧する必要がある。このため、光ファイバケーブルの切断



場所を早急に検出しなければならない。

光ファイバにはガラスの非晶質性に基づくレイリー散乱が存在する。送信した光信号によるレイリー散乱の内、送信側に戻る光を後方散乱光と呼ぶ。この後方散乱光を観測すれば光ファイバケーブルが切断された障害点を検出できる。後方散乱光の割合は理論的に算出され<sup>(40)</sup>、また、その観測例の報告がなされている<sup>(40)-(44)</sup>。しかし、後方散乱光の測定距離限界を追求するには至っていない。さらに、後方散乱光の測定距離限界を追求するには、後方散乱光のレベルが極めて微弱なため、高感度な受信技術および受信S/N比改善技術が、また、送出光信号と後方散乱光のレベル差が大きいため、両者を効率的に分離する光方向性結合器が要求される。

光ファイバ伝送方式の加入者系への導入に当たって、障害が発生した場合には速やかに復旧できるよう、障害が局側光伝送装置か光ファイバケーブルか、あるいは加入者側光伝送装置にあるかを判定する障害切り分けを、電話局から遠隔で行う必要がある。このうち、光ファイバケーブルに障害があるか否かを確実に知る手段については未検討であった。前述の後方散乱の測定では、光ファイバケーブルの遠端までの距離は光パルスの往復時間と屈折率から算出しているが、光ファイバの屈折率測定精度は1%程度であるため、算出される距離も1%程度の誤差を持つ。つまり、光ファイバケーブルが切断されていることが明らかな場合は、後方散乱の測定により、1%の距離精度でその場所を測定できるが、切断されているか否かが明らかでない場合は、最も切断事故の多い加入者宅から全長の1%程度の距離の範囲に対して、曖昧さを残すため、本来の光ファイバケーブルの遠端と障害点とは確実に区別出来ない。そこで、電話局から光ファイバケーブルが切断しているか否かを確実に判定できる方法が必要になる<sup>(45)</sup>。

### 2.3.3 光源の光波長測定上の課題

光源の光波長測定は従来、光の回折を利用する回折格子<sup>(46)</sup>や光の角度分散を利用するプリズム等によって行われていた。これらは所要の波長測定精度を確保するため、回折格子あるいはプリズム等と光検出素子との間隔をとらなければならない。このため、その位置関係を精密に維持できるよう機械的精度を持たせており、その結果、装置規模が大きくならざるを得なかった。そこで、測定器の小形、簡易化を図れるよう、新たな光波長測定方法から考究し、その測定器設計法を確立する必要がある<sup>(47)-(50)</sup>。

## 2.4 まとめ

本章では、光ファイバ伝送系の測定に関して、それぞれの測定項目について概説し、本文中で扱う光ファイバのモード分散測定、後方散乱測定、光源の光波長測定の各項目における課題を明らかにした。

## 多モード光ファイバのモード分散測定

### 3.1 まえがき

モード分散は光ファイバコアの屈折率分布とモード分布によって決定されるが、現在の技術では屈折率分布を再現性よく実現することが難しく、従って、G I型光ファイバのモード分散によるベースバンド特性のばらつきが大きくなるため、個々の光ファイバについて特性を測定する必要がある。本章では、多モード伝送であるG I型光ファイバについて、モード分散による個々の光ファイバのベースバンド特性と接続後の特性の関係を明らかにした後、布設、接続した光ファイバケーブルのモード分散は、布設後改めて測定する必要があることを述べる。

光ファイバのモード分散によるベースバンド特性の測定法として、ベースバンド周波数特性を直接求める周波数掃引法<sup>(32)</sup>と、ベースバンドパルス応答からフーリエ変換によりベースバンド周波数特性を求めるパルス法<sup>(33) (51) - (53)</sup>が行われている。従来、それぞれの方法による測定例が別個に報告されているが、両者を同一条件で比較した例はない。本章では、受信S N比の点から両者を比較する。また、G I型光ファイバのモード分散によるベースバンド周波数特性のうち位相特性については、詳細な報告が見当たらない。本章では、振幅特性と合わせて位相特性の測定例を示し、光ファイバ伝送方式設計における位相特性測定の必要性の有無、および、単一波長での位相特性を含むベースバンド周波数特性から帯域を最大にする波長の推定法への利用についても考察を加える。

1970年代初期、光ファイバ伝送方式が実験室段階にあるレベルのときは、光ファイバのモード分散によるベースバンド周波数特性は測定系に問題点を内包しながらも送信部と受信部を同一の場所に設置して測定（近端測定）していた。1970年代中頃、光ファイバ伝送方式の実用化を迎えると共に、布設した光ファイバケーブルのモード分散を測定する必要性が生じた。布設した光ファイバケーブルのモード分散は、モード分散測定器の

送信部と受信部を分離して、光ファイバケーブルのそれぞれの端に設置して測定する遠端測定が要求される。しかし、遠端測定用は勿論、近端測定用についても測定精度の高いモード分散測定器の構成法が確立していなかった。そこで、長尺光ファイバの遠端測定でも精度良く測定できるモード分散測定器の構成法について考察した。本章ではまず、モード分散測定器を構成する際に係わる課題を明らかにし、次に、その要求を満足できる測定器構成法を示す。さらに、試作したモード分散測定器の特性について述べる。

モード分散測定器単体では安定な内部応答が得られるにもかかわらず、長尺の多モード光ファイバのモード分散を測定すると、光レベル、変調レベル共に変動が観測される。そこで、この変動の原因と変動を取り除く方法について考察する。

### 3.2 光ファイバのベースバンド周波数特性の相加則と遠端測定

多モード光ファイバにおいてはモード分散は各モードの減衰量の差、群遅延差、モード変換によって決定される。即ち、光ファイバでは情報は各モードの光電力に分かれて送信されるが、受信端では減衰量と群遅延の異なる全てのモードの電力変化の和を観測することとなる。情報信号を $s(t)$ 、各モードの電力を $p_i$  ( $i$ : モード次数,  $i=1, 2, \dots, n$ ) とすると、ファイバ入射直後のベースバンドパルス応答は

$$p(t, 0) = \sum_i p_i s(t) \quad (3.1)$$

と表される。ここで、多モード光ファイバをモード変換の多少によって、次の3種類に分類する。

- ケース(1) モード変換、再変換が極めて少ない場合。
- ケース(2) モード変換、再変換が十分に多い場合。
- ケース(3) モード変換、再変換が緩やかに存在する場合。

ケース(1)の場合、距離 $L$ 伝搬後の各モードの減衰量を $\alpha_i$ 、群遅延量を $\tau_i$ 、各モードのインパルス応答を $h(t)$ とすると、モード分散によるベースバンドパルス応答は

$$p(t, L) = \sum_i p_i \exp(-\alpha_i) \{s(t - \tau_i) * h(t)\} \quad (3.2)$$

但し、“\*”は畳み込み積分を表す。上式のベースバンド周波数応答はフーリエ変換により

$$P(\omega, L) = H(\omega) S(\omega) \sum_i p_i \exp(-\alpha_i) \exp(-j\omega\tau_i) \quad (3.3)$$

となる。この式は各モードの持つ情報信号 $S(\omega)$ が各モードに共通の色分散により帯域制限 $H(\omega)$ を受けることを示している。

ケース(2)の場合、モード間の減衰量の差、遅延差によって生じた情報信号の振幅差、位相差はモード変換、再変換によって打消される。この結果、各モードに共通の電力と減衰量をそれぞれ  $p$ 、 $\alpha$  とすると、距離  $L$  伝搬後の応答は

$$P(\omega, L) = H'(\omega) S(\omega) p \exp(-\alpha) \quad (3.4)$$

但し、 $H'(\omega)$  は色分散およびモード分散と十分なモード変換、再変換によって生じた帯域制限を表わし、各モードの応答にほぼ共通となる。

ケース(3)の場合、各モード間で減衰量と遅延が影響し合いながらも、各モードに固有の減衰  $\exp(-\alpha_i)$  および遅延  $\exp(-j\omega\tau_i)$  を生じる。

ここで、モード変換、再変換の大きいケース(2)では、各モードがほぼ同一の応答を持ち、 $P(\omega, L)$  の応答とも一致する。しかし、モード変換、再変換の小さいケース(1)あるいは緩やかに存在するケース(3)では各モードの応答と  $P(\omega, L)$  の応答は一致しない。この為、測定結果はモード依存性を持ち、測定の再現性、光ファイバ接続後の特性に影響を生じる。

次に、1本の光ファイバの特性と、この光ファイバ2本を接続した光ファイバの特性を考える。長さ  $L$  の光ファイバの伝送特性  $T(\omega)$  を次式で定義する。

$$T(\omega) = k \frac{P(\omega, L)}{P(\omega, 0)} \quad \left[ \text{但し, } k = \frac{P(0, 0)}{P(0, L)} \right] \quad (3.5)$$

モード変換、再変換の多いケース(2)では、1本目の光ファイバの応答を

$$P(\omega, 1) = H'(\omega) S(\omega) p \exp(-\alpha) \quad (3.6)$$

とすると、2本接続後の光ファイバの応答は

$$\begin{aligned} P(\omega, 2) &= \{ H'(\omega) S(\omega) \} H'(\omega) p \exp(-\alpha) \exp(-\alpha) \\ &= \{ H'(\omega) \}^2 S(\omega) p \exp(-2\alpha) \end{aligned} \quad (3.7)$$

となる。1本目の光ファイバの伝送特性は(3.5)式より

$$T_1(\omega) = k \frac{P(\omega, 1)}{P(\omega, 0)} = k' H'(\omega) \quad [\text{但し } k' = k \exp(-\alpha)] \quad (3.8)$$

同様に、2本接続後の伝送特性は

$$T_2(\omega) = k \frac{P(\omega, 2)}{P(\omega, 0)} = k'' \{ H'(\omega) \}^2 \quad [\text{但し } k'' = k \exp(-2\alpha)] \quad (3.9)$$

となり、振幅特性のデシベル相加則(付録3.1参照)が成立する。

しかし、モード変換、再変換の小さなケース(1)では1本目の光ファイバの応答を

$$P(\omega, 1) = H(\omega) S(\omega) \sum_i p_i \exp(-\alpha_i) \exp(-j\omega\tau_i) \quad (3.10)$$

とすると、2本接続後の光ファイバの応答は

$$P(\omega, 2) = \{H(\omega)\}^2 S(\omega) \sum_i p_i \exp(-2\alpha_i) \exp(-2j\omega\tau_i) \quad (3.11)$$

となり、1本目の光ファイバの伝送特性は

$$\begin{aligned} T_1(\omega) &= k \frac{H(\omega) S(\omega) \sum_i p_i \exp(-\alpha_i) \exp(-j\omega\tau_i)}{S(\omega) \sum_i p_i} \\ &= H(\omega) k \frac{\sum_i p_i \exp(-\alpha_i) \exp(-j\omega\tau_i)}{\sum_i p_i} \end{aligned} \quad (3.12)$$

となる。同様に接続後の特性は

$$T_2(\omega) = H(\omega)^2 k \frac{\sum_i p_i \exp(-2\alpha_i) \exp(-2j\omega\tau_i)}{\sum_i p_i} \quad (3.13)$$

となり、2本目の光ファイバの伝送特性は

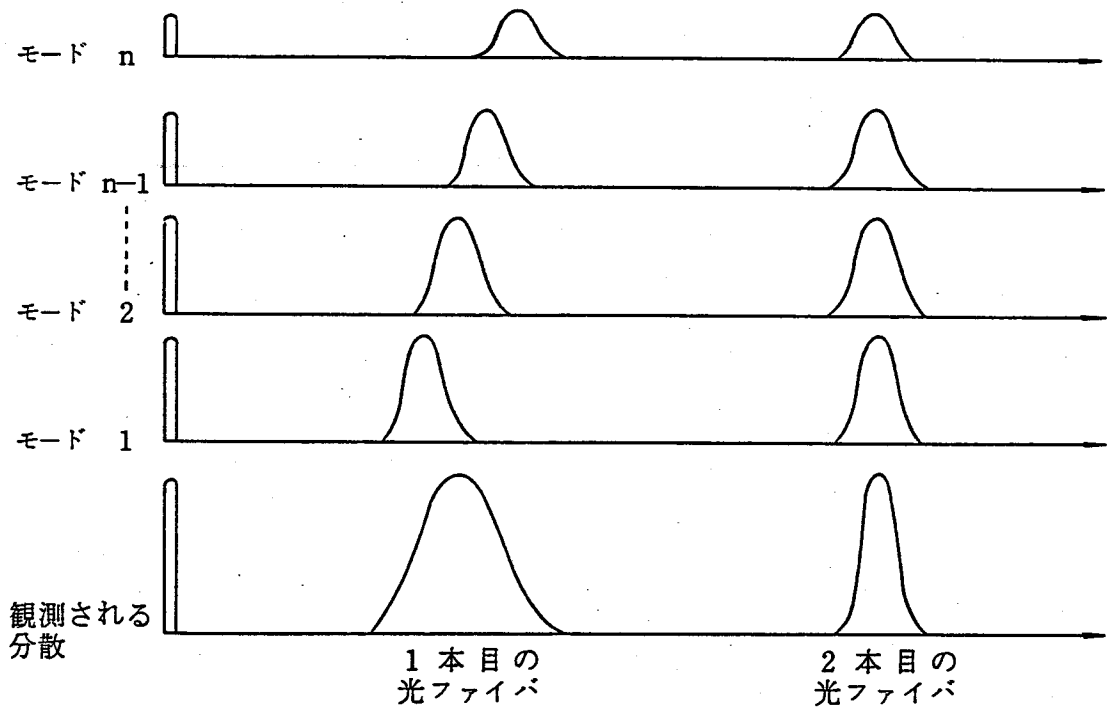
$$\begin{aligned} T_1'(\omega) &= \frac{T_2(\omega)}{T_1(\omega)} = H(\omega) \frac{\sum_i p_i \exp(-2\alpha_i) \exp(-2j\omega\tau_i)}{\sum_i p_i \exp(-\alpha_i) \exp(-j\omega\tau_i)} \\ &\neq T_1(\omega) \end{aligned} \quad (3.14)$$

の如く振舞い、振幅特性のデシベル相加則は成立しない。

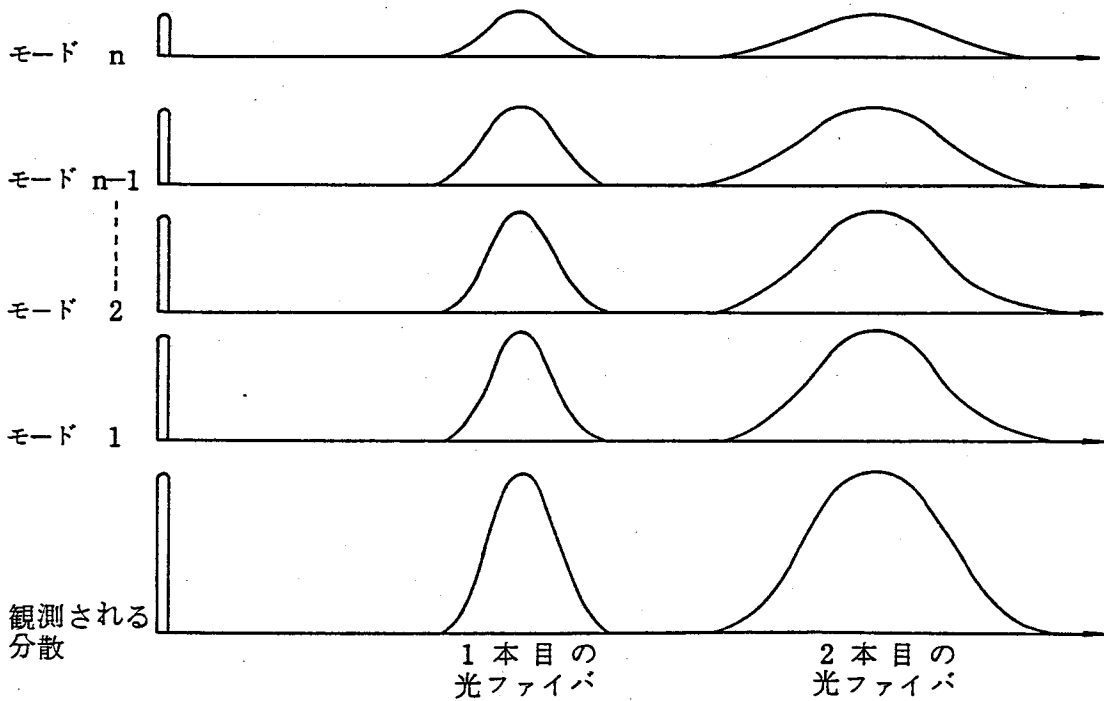
モード変換、再変換が緩やかに存在するケース(3)の場合は複雑であるが、やはり、接続点での応答がモード依存性を持つことから、ケース(1)の場合と同様に振幅特性のデシベル相加則は成立しない。

振幅特性の相加則を説明する典型的な1例を図3.1に示す。同図より、モード変換、再変換が十分に大きい場合、1本目と2本目の光ファイバの振幅特性に相加則のあることは直観的に理解できるであろう。しかし、モード変換、再変換が極めて少ない場合、極端な例として、1本目と2本目の光ファイバのモード間で群遅延が相補的な特性であれば、2本接続したファイバの帯域は1本目の光ファイバの帯域より狭くなる。このように、モード変換、再変換が極めて少ない場合、振幅特性に相加則がないため、接続後の光ファイバの振幅特性の推定を困難にする。

この様に、多モード光ファイバではモード変換、再変換が十分に大きい場合に振幅特性のデシベル相加則が成立するが、通常多モード光ファイバはケース(1)あるいはケース(3)



(a) モード変換・再変換の極めて少ない場合(ケース(1))



(b) モード変換・再変換が十分に多い場合(ケース(2))

図 3.1 振幅特性の相加則

であるため、一般に、成立しない場合が多い。従って、布設後の光ファイバケーブルのモード分散特性は遠端測定により確認する必要がある。

光ファイバにLD光を入射する際、LDの発光パターンを光ファイバの屈折率分布に整合させる為、モードスクランブラあるいはダミーファイバをLDと被測定光ファイバの間に挿入することがある。モードスクランブラの出力光はケース(2)に相当する。従って、モードスクランブラの伝送特性 $T_m(\omega)$ と被測定光ファイバの伝送特性 $T_i(\omega)$ を連続に接続した伝送特性 $T_t(\omega)$ の間には、(3.5)式の定義のもとに振幅特性のデシベル相加則が設立する。故に、伝送特性 $T_m(\omega)$ 、 $T_t(\omega)$ より $T_i(\omega) = T_t(\omega) / T_m(\omega)$ と決定できる。

しかし、ダミーファイバを用いると、ダミーファイバの出力光はケース(1)又は(3)の様に各モード毎に波形が異なり、ダミーファイバの伝送特性 $T_d(\omega)$ と被測定ファイバの伝送特性 $T_i(\omega)$ および連続接続した伝送特性 $T_t(\omega)$ の間に振幅周波数特性のデシベル相加則が成立しない。しかも、測定結果 $T_i(\omega) = T_t(\omega) / T_d(\omega)$ はダミーファイバの長さによって変化することになり、モード分散特性を決定できない場合も生じる。これは、多モード光ファイバの本質的な現象である。

LD出力光で光ファイバを励振するとき、光ファイバとLDの結合あるいはLDの発光パターンによって励振モードの電力は変化する。即ち、(3.1)式の各モードの電力 $p_i$ が変化する。ケース(2)では、(3.8)、(3.9)式で明らかな様に入射条件の変化、即ち、各モードの電力 $p_i$ の変化は伝送特性に影響しない。しかし、ケース(1)では(3.12)～(3.14)式から分かる様に、各モードの電力 $p_i$ は各モードの加重加算係数に相当し、単体特性、連続特性共に変化する。

同様に、受光系、受光素子に何らかのモード選択性が生じれば、伝送特性は変化する。即ち、(3.5)式の定義の下で多モード光ファイバの伝送特性はケース(2)の場合を除いて、入射条件、ダミーファイバの長さ等の微妙な変化に応答する。これは、出力される情報信号がモード依存性を持つにもかかわらず、全てのモードの電力和の変化のみから情報信号を検出する現在の特性の定義に起因している。

厳密にはモード毎の減衰と遅延で表現し、入射側および受光側でそれぞれのモードに対する励振あるいは受光の条件を規定する必要がある。しかし、この表現法もケース(3)の様なモード変換が緩やかに存在する光ファイバに対しては無力に近い。従って、(3.5)式の定義の下で多モード光ファイバの伝送特性は本質的に変化することを弁えた上で、再現



性のある励振法に基づく測定結果を一つの代表値として採用し、意味づけることが現実的で賢明な方法であろう。

### 3.3 周波数掃引法とパルス法の比較

モード分散によるベースバンド特性の測定法としては周波数掃引法<sup>(32)</sup>、パルス法<sup>(33)</sup>、スペクトル分析法<sup>(54)</sup>、シャトルパルス法<sup>(55)</sup><sup>(56)</sup>などがあるが、ここでは、最もよく利用される周波数掃引法とパルス法を比較する。光ファイバの特性の測定には、パルス法が古くから行われており、1970年代前半までは、光ファイバのモード分散の表現に「パルス拡がり」が用いられることが多かった。これは、当時利用可能なLDがパルス発振用であったこと、また、1970年にLDの室温連続発振が可能になった後も、しばらくは広帯域に渡って良好な変調特性を得ることが難しかったことに起因している。

しかし、その後の光ファイバ、光部品の急速な進歩の中で、光ファイバ伝送方式の実用化の気運が強まると共に、光ファイバのモード分散の精密な測定が不可欠となってきた。その間、LDも1GHz程度までは良好な変調特性が得られるようになり、周波数掃引法による高精度な測定が可能になってきた<sup>(57)</sup>。一方、A-D変換を介しての平均化処理や、FFTなどのデジタル処理技術も年々向上し、パルス法を用いたモード分散の測定や結果の自動処理が簡便に行なえる様になってきた<sup>(58)</sup>。

インパルス応答またはステップ応答と周波数応答の間には一対一対応があり、互いに等価なことは周知の事実である。この意味では両測定法に何ら差を生じない。しかし、現実には多くの差異が生じる。例えば、通常のLDではパルス動作と連続動作で発光パターン、発光スペクトルに大きな差が生じ、入射条件が変化して特性の差となって現れる。

周波数掃引法は単一ベースバンド周波数を送信、受信してその振幅を測定するので、受信フィルタの帯域幅を狭めることによって受信SN比を改善できる。周波数掃引法で0.1MHz、パルス法で1GHzの受信帯域幅を仮定すると、雑音帯域幅で単純比較して40dBの差がある。一方、パルス法では、一般に、平均化処理によって受信SN比を改善する。

パルス法はパルス中に含まれる周波数成分を用いるので、通常のパルス波形では高周波程受信SN比が低下する。周波数掃引法における送信光信号 $P_{\text{sweep}}(t)$ を次式で

$$P_{\text{sweep}}(t) = P_s (1 + \phi \cos \omega t) \quad (3.15)$$

パルス法における送信光信号 $P_{\text{pulse}}(t)$ を次式の周期関数で表す。

$$P_{\text{pulse}}(t) = \begin{cases} P_p & |t| < W/2 \\ 0 & W/2 < |t| < T/2 \end{cases} \quad (3.16)$$

ここで、 $\phi$  : 変調度

$W$  : パルス幅

$T$  : パルス繰り返し周期

光ファイバの振幅特性を  $G(f)$  とすると、周波数掃引法およびパルス法における受信 SN 比はそれぞれ次式で表される<sup>(59)</sup>。

$$\text{SNR}_s(f) = 10 \log \left[ \frac{\frac{1}{2} \left( \frac{\eta e}{h \nu} \phi P_s' M \right) |G(f)|^2}{\left\{ 2 e \left( \frac{\eta e}{h \nu} P_s + I_d \right) M^{2+X} + 4 F k \theta / Z \right\} B_s} \right] \quad (3.17)$$

$$\text{SNR}_p(f) = 10 \log \left[ \frac{\left( \frac{\eta e}{h \nu} P_p' \frac{W \sin \pi \tau f}{T \pi \tau f} \right) |G(f)|^2}{\left\{ 2 e \left( \frac{\eta e W}{h \nu T} P_p + I_d \right) M^{2+X} + 4 F k \theta / Z \right\} B_p} \right] + N_{av} \quad (3.18)$$

ここで、 $\eta$  : APD の量子効率

$e$  : 電子の電荷 ( $=1.6 \times 10^{-19} \text{C}$ )

$h$  : プランク定数 ( $=6.6 \times 10^{-34} \text{J} \cdot \text{s}$ )

$\nu$  : 光の周波数 [Hz]

$P_s' = P_s \times 10^{-L\alpha/10}$

$P_p' = P_p \times 10^{-L\alpha/10}$

$L$  : 光ファイバ長 [km]

$\alpha$  : 光ファイバの単位長当たり光損 [dB/km]

$M$  : APD 電流増倍率

$I_d$  : APD の暗電流 [A]

$X$  : APD の過剰雑音指数

$F$  : 受信増幅器雑音指数

$k$  : ボルツマン定数 ( $=1.4 \times 10^{-23} \text{J/K}$ )

$\theta$  : 絶対温度 [K]

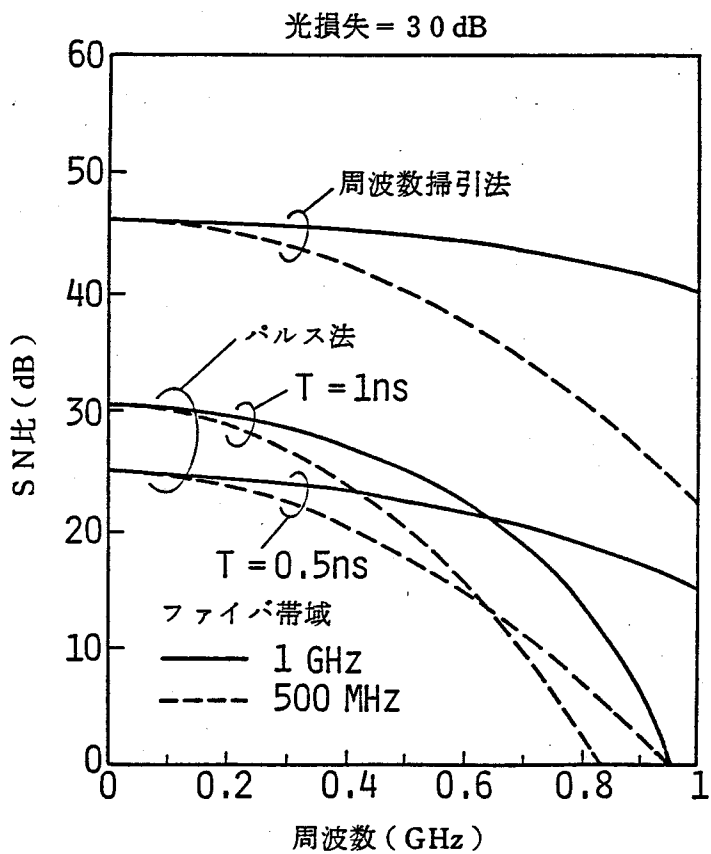
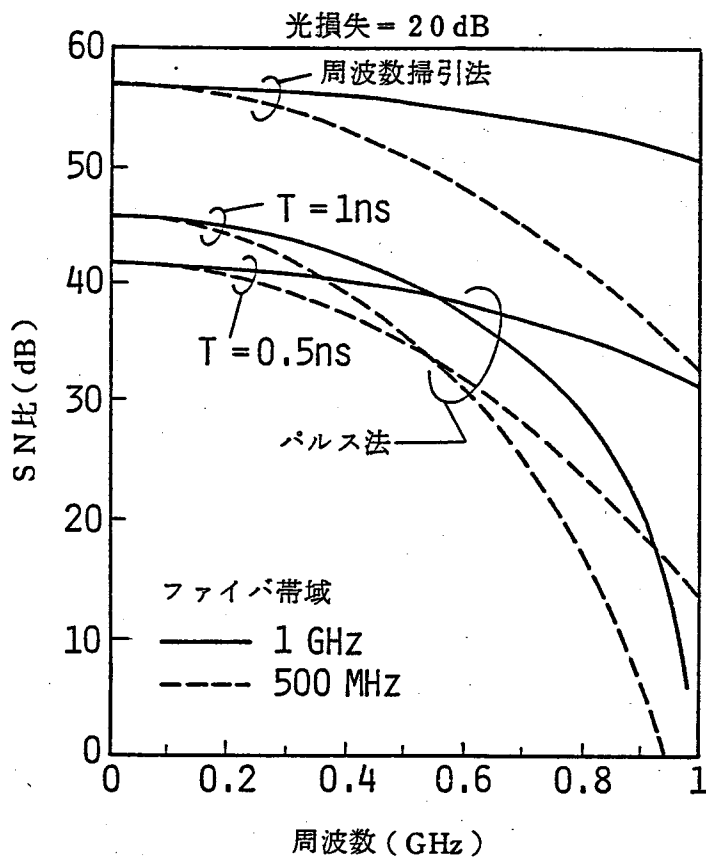


図 3.2 周波数掃引法とパルス法の SN 比比較

$Z$  : APD 負荷抵抗

$B_s$  : 周波数掃引法における受信帯域幅

$B_p$  : パルス法における受信帯域幅

$N_{av}$  : パルス法における平均化処理による SN 比改善量 [dB]

図 3.2 に光ファイバの振幅特性  $G(f)$  を次式としたときの SN 比を示す。

$$G(f) = \exp[-\ln\{2(f/f_c)^2\}] \quad (3.19)$$

ここで、 $f_c$  : ファイバの 6 dB 帯域幅

ただし、 $P_s = 5 \times 10^{-4} \text{ W}$ 、 $P_p = 2 \times 10^{-3} \text{ W}$ 、 $\phi = 0.4$ 、 $\eta = 0.7$ 、 $\nu = 3.5 \times 10^{14} \text{ Hz}$ 、 $M = 100$ 、 $I_d = 3 \times 10^{-10} \text{ A}$ 、 $X = 0.4$ 、 $Z = 50 \Omega$ 、 $F = 2$ 、 $\theta = 300 \text{ K}$ 、 $B_s = 10^5 \text{ Hz}$ 、 $B_p = 10^9 \text{ Hz}$ 、 $N_{av} = 30 \text{ dB}$  とした。

図 3.2 の如く、パルス法で 30 dB の受信 SN 比改善量を見込んでも、周波数掃引法の方が受信 SN 比の点で優れている。パルス法では光ファイバの帯域に応じたパルス幅の選択によって受信 SN 比は改善できるが、高周波における SN 比の劣化は避けがたい。

以上、本節では光ファイバのモード分散の測定には、受信 SN 比の点で周波数掃引法の方がパルス法よりも優れていることを示した。

### 3.4 多モード光ファイバのベースバンド周波数特性

中継間隔が光損によって制限される光ファイバ伝送方式では光ファイバの帯域制限の影響を受けない領域で使用しており、経験的に、振幅特性さえ把握しておけば設計には支障がなかった<sup>(60)</sup>。ところが、伝送速度を上げたり、長波長帯の利用により中継間隔を数十 km に伸ばしたりして<sup>(61)</sup>、中継間隔が帯域によって制限されるようになると、位相特性も知る必要がある。従来、GI 型光ファイバの位相特性を、詳細に測定した報告例はなかった。

周波数掃引法によるベースバンド周波数特性の測定系を図 3.3 に示す。光源 (図中では E/O) としては波長  $0.85 \mu\text{m}$  の LD を、受光素子 (図中では O/E) としては Si-APD を使用した。位相特性の測定では、光ファイバのように被測定物が長尺のときは、通常の回路網と異なり、絶対遅延が大きいと、多くの位相回転が生じる。ここでは、ベクトルボルトメータで測定した位相回転を計算処理によって取り除いた。

周波数掃引法を用いたコア径  $50 \mu\text{m}$  の GI 型光ファイバの振幅・位相特性の測定例を図 3.4 に示す。図 3.4 (a) に示すように良好な屈折率分布形状を持つ光ファイバは広帯

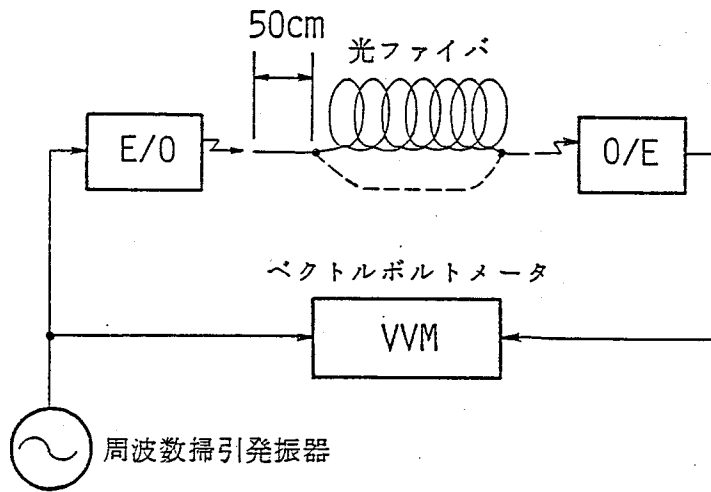


図 3.3 周波数掃引法による測定系

域であると共に、滑らかな振幅特性と帯域内で平坦な位相特性を持つことが分かる。一方、屈折率分布形状の制御が不十分な例では図 3.4 (b) に示すように、振幅特性にうねりを生じ、全体に狭帯域となっている。この振幅特性のうねりと位相特性の間には相関がある。また、振幅損 6 dB 以下の帯域内までは位相特性は平坦であり振幅損 6 dB 以上の領域から位相が変化する。通常のデジタル光伝送方式では、光ファイバの帯域をデジタル信号の繰返し周波数よりも十分広く確保するよう安全設計する。従って、光ファイバ伝送方式建設の上では、位相特性測定の必要性は少ない。

一方、単一波長での振幅・位相特性から光ファイバの屈折率分布形状、更には帯域幅を最大にする最適波長を推定できる可能性がある。これらの特性を表現する簡易なモデルを示す。G I 型光ファイバのモード分散はモード分布とモード間群遅延差およびモード変換で決定されるが、最近の G I 型光ファイバのモード変換は小さいとして無視して考える。そこで、モード分散に対する解析モデルを各モードに対応した電力と群遅延量の異なるトランスバーサル形フィルタに見たてて、以下のように定式化した。

モード分散によるベースバンド周波数応答を  $M(f)$  とすると、

$$M(f) = \frac{\sum_{i=1}^n p_i \exp(j 2 \pi f \tau_i)}{\sum_{i=1}^n p_i} \quad (3.20)$$

ここで、 $p_i$  : 各モードの電力

$\tau_i$  : 各モードの群遅延

$i$  : モード次数 ( $i = 1, 2, \dots, n$ )

n : 最高次モード番号

(3.20)式において、モード分布は次式を仮定した。

$$p_i = \frac{i+1}{n} \exp\left\{-\beta\left(\frac{i}{n}\right)^2\right\} \quad (3.21)$$

ここで、 $\beta$  : モード分布係数

また、各モードの群遅延は最適屈折率分布形状からのずれによって生じ、次式で与えられる(付録3.2参照)<sup>(62)</sup>。

$$\tau_i = \frac{LN_0}{c} \left\{ 1 + \Delta \frac{a-2-y}{a+2} \left(\frac{i}{n}\right) + \Delta^2 \frac{3a-2-2y}{2(a+2)} \left(\frac{i}{n}\right)^2 \right\} \quad (3.22)$$

ここで、L : 光ファイバ長

$N_0$  : 光ファイバの群屈折率

c : 光速

$\Delta$  : 比屈折率差

a : 屈折率分布係数

また、yは所謂、Olshanskyの変数と呼ばれており、モード分散に寄与する変数であり、波長によってその値が決まる。

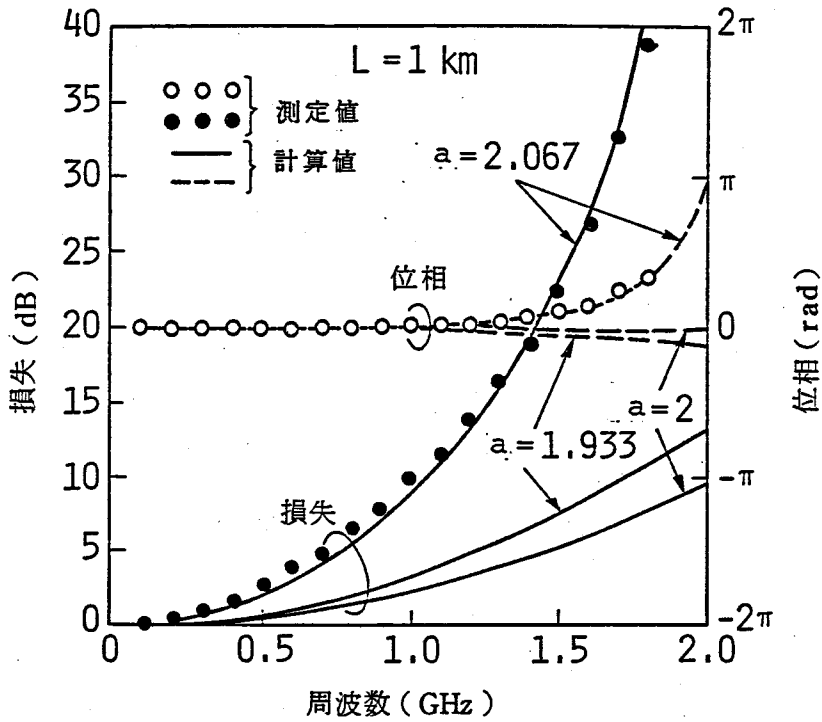
光ファイバの屈折率分布形状は次式とした。

$$n(r) = \begin{cases} N_0 \left\{ 1 - 2\Delta \left(\frac{r}{d}\right)^a \right\}^{1/2} & |r| \leq d \\ N_0 (1 - 2\Delta)^{1/2} & |r| > d \end{cases} \quad (3.23)$$

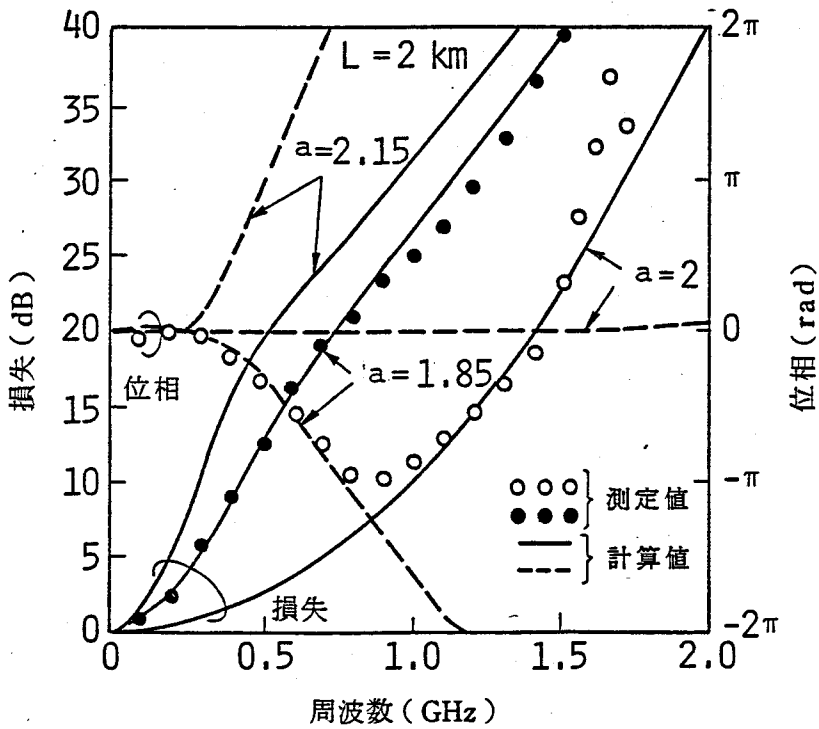
ここで、 $N_0$  : 光ファイバコアの中心における屈折率

d : 光ファイバコアの半径

(3.20)式による振幅・位相特性の計算値を図3.4に合わせて示す。(3.22)式より、各モード間の群遅延差を最小にする屈折率分布係数を最適屈折率分布係数( $a_{opt} = 2 + y$ )とすると、光ファイバの振幅・位相特性は最適屈折率分布係数からの偏移により説明できる。一般に、波長が長くなれば最適屈折率分布係数 $a_{opt}$ は小さくなる<sup>(63)</sup>。従来、帯域幅を最大にする波長の決定には複数の波長で帯域幅を測定する方法が採られている<sup>(64)</sup>、図3.4からも分かるように、最適屈折率分布係数よりも大きい場合、位相特性



(a)  $L = 1 \text{ km}$ の例



(b)  $L = 2 \text{ km}$ の例

図 3.4 光ファイバの振幅・位相特性例

(周波数掃引法による)

は負方向にシフトすることから、帯域幅を最大にする最適波長と測定に使用した光源の波長の大小関係を推定できる。更に、ここに述べた位相特性の測定とその定量的なモデル化により、すでに報告されている最適屈折率分布係数の波長依存性と合わせると、単一波長の振幅・位相特性の測定値から最適波長を推定することも可能である。例えば、波長 $0.85\ \mu\text{m}$ での最適屈折率分布係数 $a_{opt} = 2$ とすると、図3.4(a)の例では計算上 $a = 2.067$ であるから最適波長は $0.75\ \mu\text{m}$ 、図3.4(b)の例では、 $a = 1.85$ であるから最適波長は $1.2\ \mu\text{m}$ 程度と推定できる(付録3.3参照)。

本節では、従来、報告例のないGI型光ファイバの位相特性を振幅特性と合わせて測定例を示した。これらの測定により、振幅・位相特性のうち位相特性の測定は光ファイバ伝送方式建設の上からは不要であるが、振幅・位相特性の応用として、従来、多波長での測定値から得ていた帯域を最大にする最適波長を、単一波長での振幅・位相特性から推定できる可能性のあることを示唆した。

### 3.5 モード分散測定器構成上の課題

前節では、光ファイバ伝送方式の立場からは位相特性の測定が不要なことを述べた。そこで、光ファイバ伝送方式建設に使用するモード分散測定器では振幅特性のみ測定することとする。本節では、周波数掃引法を利用して、多モード光ファイバのモード分散による振幅特性の遠端測定を可能にするモード分散測定器構成上の課題、および測定に係わる課題について考察する。

近端測定ではモード分散測定器の送信部、受信部が同一の場所にあるため、送信部、受信部の振幅特性の較正が比較的容易である。これに対して、遠端測定では送信部、受信部を別の場所に設置するため、送信部、受信部の振幅特性の較正がモード分散の測定と同時に出来なくなり、近端測定における各種の課題に加えて、さらに長時間に渡る振幅特性の安定性が要求される。

#### 3.5.1 モード分散測定器に要求される特性と構成

光ファイバ伝送方式の立場からモード分散測定器に要求される特性を表3.1に示す。測定波長は、実際に用いる波長に一致させることが望ましく、ここでは $0.85\ \mu\text{m}$ と $1.30\ \mu\text{m}$ に絞った。測定周波数帯域は、それぞれの波長における光ファイバ帯域規格に合わせて、 $0.85\ \mu\text{m}$ では $400\ \text{MHz}$ 、 $1.30\ \mu\text{m}$ では $800\ \text{MHz}$ とした。又、測定ダイナ



ミックレンジは線路の許容損失35 dB（波長0.85 μmにおいて3.5 dB/km×10 km）、24 dB（波長1.30 μmにおいて1.2 dB/km×10 km）<sup>(65)</sup>と振幅特性の振幅損測定に必要な20 dB（光損換算10 dB）を加えて、それぞれ光損換算で45 dB、35 dB必要である。環境温度は、本測定器を使用する環境条件に合わせて10～40℃とした。光ファイバの帯域は6 dB振幅損の周波数で表現しており、許容される帯域の測定誤差は10%以下が望ましい。これは、光ファイバの振幅特性をガウス形で近似すると、振幅値で約±1 dBに相当する。そこで、10～40℃の環境温度で振幅測定精度は±1.0 dBとした。

表3.1 モード分散測定器に要求される特性

項 目	短波長帯	長波長帯
波 長	0.85 μm	1.3 μm
測定周波数帯域	400 MHz	800 MHz
ダイナミックレンジ (光損換算)	45 dB	35 dB
精 度	±1.0 dB	
環 境 温 度	10～40℃	

モード分散測定器の構成を図3.5に示す。送信部において、周波数掃引発振器からの正弦波は自動利得制御増幅回路（以後AGCアンプ）で所定の振幅に増幅され、LDを駆動する。前方光は送信部から出力されるが、後方光はAPDで電気信号に変換された後、直流制御負帰還ループと交流制御負帰還ループに供給される。直流制御負帰還ループは平均光出力レベルが一定になるようLDのバイアス電流を制御し、交流制御負帰還ループはLD出力光の変調振幅が一定になるよう、AGCアンプの利得を制御する。1.3 μmのLDのみ温度制御ループによりLDの温度が一定になるようペルチェ素子の電流を制御する。受信部では変調光はAPDで電気信号に変換され、受信SN比が大きくとれる周波数同調選択レベルメータで復調振幅を読み、表示回路に振幅損を表示する。

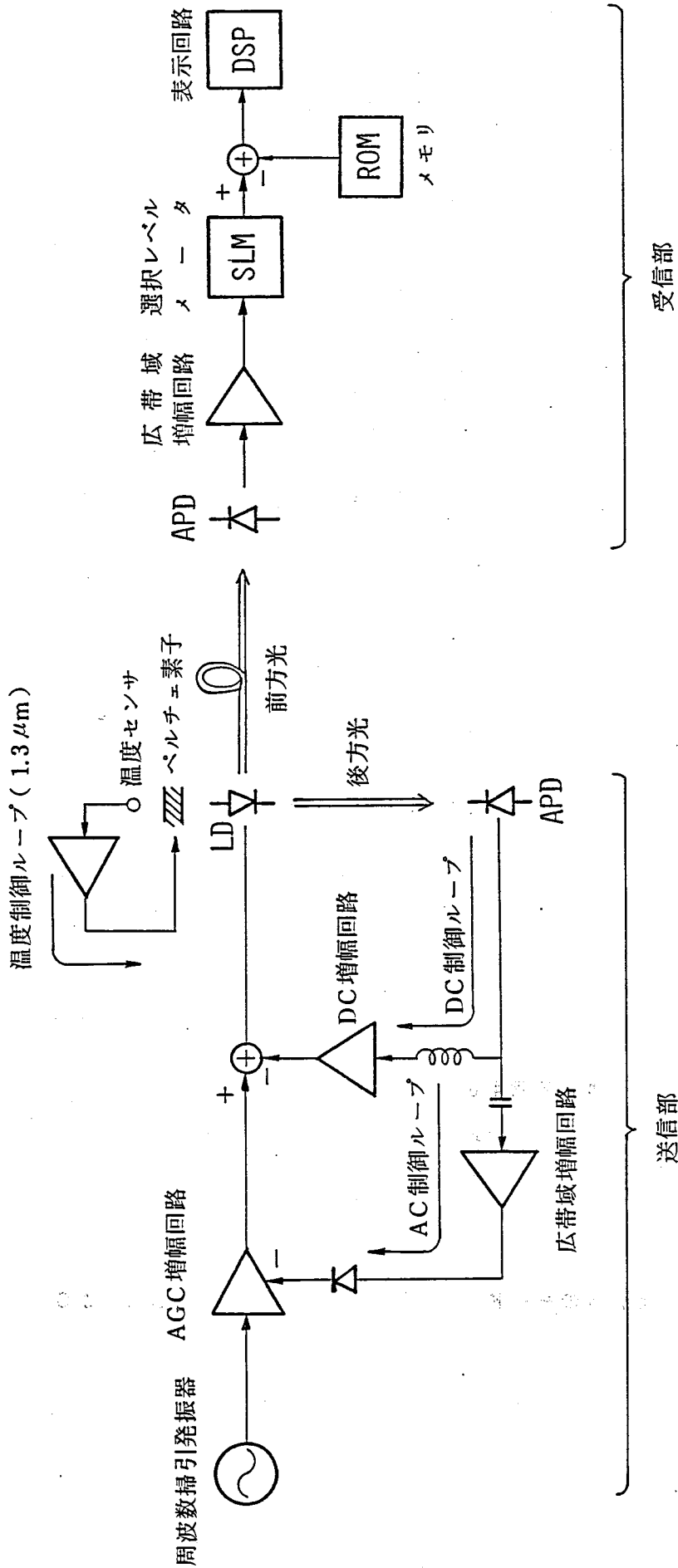


図 3.5 モード分散測定器の構成

### 3.5.2 モード分散の分離測定

モード分散と色分散は発生原因が異なるため、モード分散を測定する際には色分散の影響を受けないようモード分散を分離して測定する必要がある<sup>(66)(67)</sup>。

シリカを主成分とする多モード光ファイバでは、波長 $1.30\ \mu\text{m}$ 近傍で色分散係数 $\Delta m$  [ $\text{ps}/\text{nm}\cdot\text{km}$ ]が充分小さいが、波長 $0.85\ \mu\text{m}$ では $90\ \text{ps}/\text{km}\cdot\text{nm}$ の大きな値となる<sup>(68)</sup>。

そこで、波長 $0.85\ \mu\text{m}$ におけるLDの発光波長広がり $\lambda_w$  [ $\text{nm}$ ]が帯域制限に与える影響を検討する。LDの半値波長幅を $\lambda_w$  [ $\text{nm}$ ]、色分散によるパルス広がりを $\Delta\tau$  [ $\text{ps}$ ]とすると、

$$\Delta\tau = \Delta m \times \lambda_w \times L \quad [\text{ps}] \quad (3.24)$$

又、スペクトル分布をガウス分布とすると、パルス広がり $\Delta\tau$ の形状も $\Delta\tau$ のガウス分布となる。このときフーリエ変換 $F[\ ]$ により

$$F[\exp(-pt^2)] = \frac{1}{(2p)^{1/2}} \exp(-\omega^2/4p) \quad (3.25)$$

ここで、

$$p = (4 \ln 2) / (\Delta\tau)^2 = 2.77 / (\Delta\tau)^2 \quad (3.26)$$

(3.24)～(3.26)式より色分散による帯域制限 $H(\omega)$ は

$$H(\omega) = \exp\{-7.31 \times 10^{-4} \times (\omega \times \Delta m \times L)^2\} \quad (3.26)$$

で表される。 $H(\omega)$ を周波数 $f$  [ $\text{GHz}$ ]によりデシベル表示で表現すると、

$$H_{dB}(f) = -0.251 \times (f \times \Delta m \times L)^2 \quad (3.27)$$

となる。光ファイバ長 $L = 10\ \text{km}$ のときの帯域制限 $H_{dB}(f)$ を図3.6に示す。同図より、 $0.85\ \mu\text{m}$ で、長さ $10\ \text{km}$ 、帯域 $400\ \text{MHz}$ の光ファイバの測定で、モード分散を分離して測定できるよう、色分散の影響を無視できる範囲に抑えるには、LDの半値波長幅は $0.2\ \text{nm}$ 以下が要求される。ここでは、直流印加で単一モード発振するLDを採用し、さらに、変調時でもこのLDが単一モード発振するよう、変調度を $0.4$ と小さく設定した。図3.7には波長 $0.85\ \mu\text{m}$ のモード分散測定器の光源として使用した $\text{AlGaAs-LD}$ の無変調時および $400\ \text{MHz}$ の周波数で変調した時の発光スペクトルを示す。使用したLDはTJSタイプである。同図より、モード分散を分離して測定するためには十分な単一モード発振が実現されていることが分かる。シリカを主成分とする光ファイバでは $1.3\ \mu\text{m}$ の波長での色分散係数が充分小さいため<sup>(69)</sup>、通常のLDを $800\ \text{MHz}$ の周

波数で変調しても、光ファイバ長 10 km 程度であれば、発光波長広がりによる影響はほとんどない。

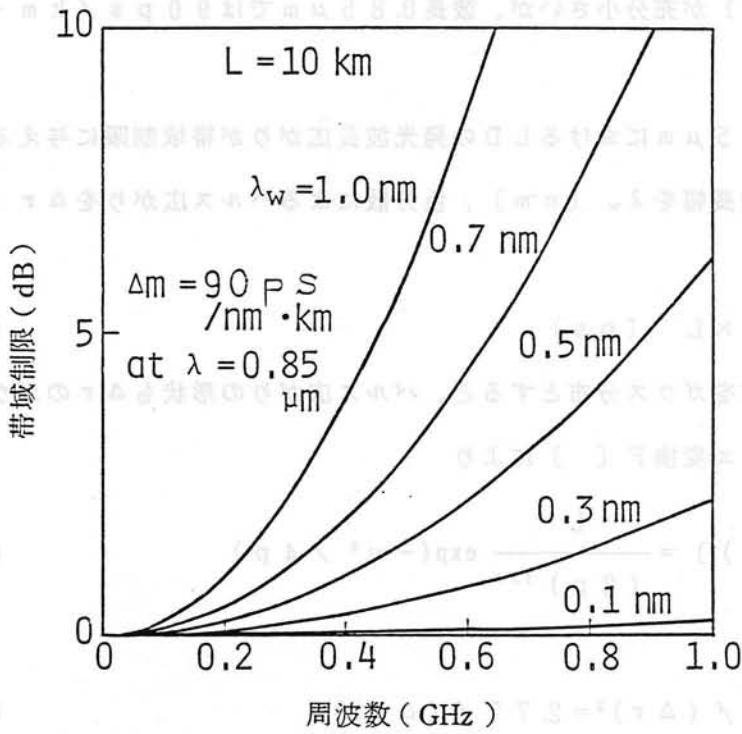


図 3.6 レーザダイオードの波長広がりによる帯域制限

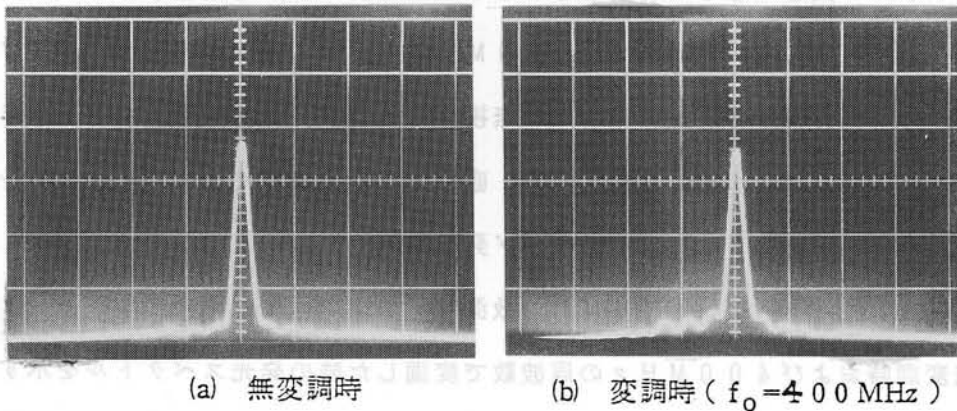


図 3.7 AlGaAs-LD の発光スペクトル ( $\lambda = 0.85 \text{ } \mu\text{m}$ )

### 3.5.3 送信部、受信部の振幅特性平坦化と安定化

モード分散測定器の構成素子のうち、LDを除く他の回路は測定帯域内で十分に平坦な特性を実現できる。一方、現在のLDの変調特性は平坦ではなく、温度あるいは経時劣化によっても変動する。

波長 $0.85\mu\text{m}$ でTJSタイプのLDと、波長 $1.3\mu\text{m}$ でCSPタイプのLDにおける前方光と後方光の変調振幅特性を図3.8に示す。同図から分かるように、 $400\sim 800\text{MHz}$ で減衰量は $7\sim 8\text{dB}$ になる。しかし、 $7\sim 8\text{dB}$ の減衰量であれば、変調光をモニタし、交流制御負帰還ループによりAGCアンプを制御すれば、モード分散測定器送信部、受信部の振幅特性平坦化と安定化が可能である。

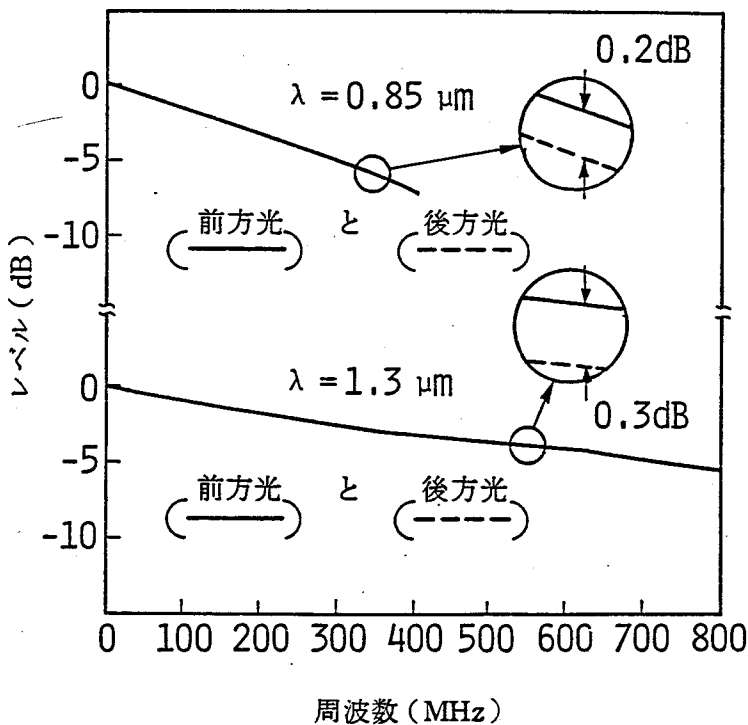


図3.8 レーザダイオードの変調振幅特性

負帰還ループを構成するためのモニタ光の分岐方法として、①LDの前方光を送信部出力とモニタ光に分岐する、②LDの前方光を送信部出力として、後方光をモニタ光とする、の2つの方法がある<sup>(70)</sup>。①の方法は分岐損が生じるが、②の方法は前方光と後方光の対比がとれていれば、分岐回路が不要で、分岐損もないため、①の方法よりも有利となる。図3.8に示すように、前方光と後方光の変調振幅特性は $0.3\text{dB}$ の範囲でよく一致してお

り、 $10 \sim 40^\circ\text{C}$  の変化に対しても両者の対応は変化せず、②の方法で交流制御負帰還ループを構成することが可能であることが分かる。

交流制御負帰還ループにおいて、ループ内に非直線性があっても、その影響を受けないよう、復調信号の検波増幅は周波数同調選択増幅回路で構成することが望ましいが、周波数同調選択増幅回路を用いると回路規模が大きくなる。(3.17)式から求められる後方光の受信SN比を図3.9に示す。後方光の受信レベルは $-10\text{ dBm}$ 以上得られており、同図より、APDの増倍率を最適に設定すれば、復調信号の受信SN比は $40\text{ dB}$ 程度と十分に余裕がある。そこで、測定周波数領域で平坦な特性を有する広帯域検波増幅回路で検波増幅する簡易な構成を採用した。

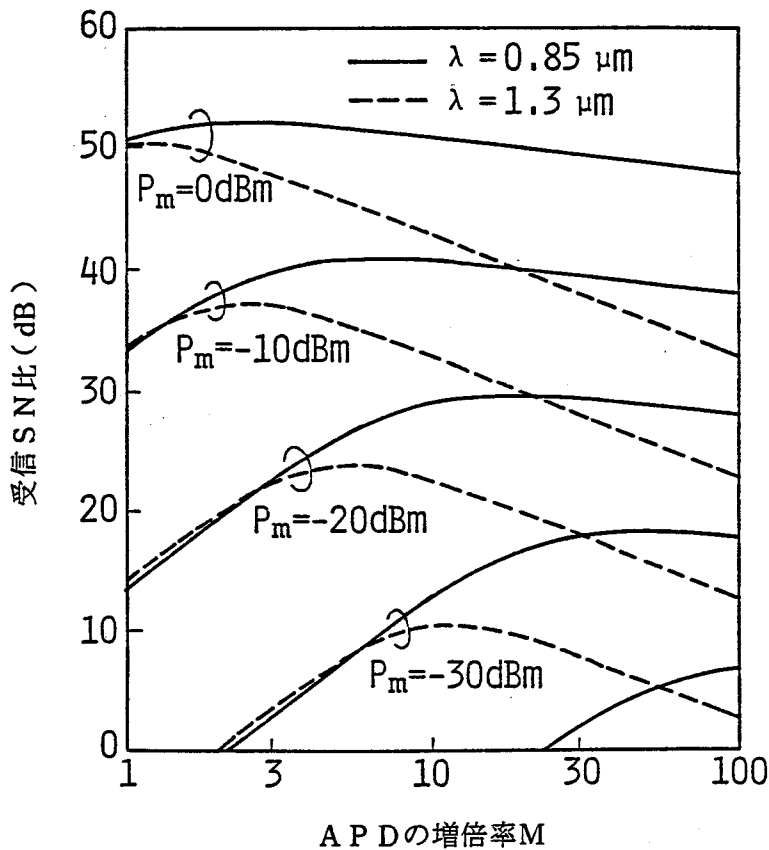


図 3.9 後方光の受信SN比

広帯域検波増幅回路による検波増幅ではループ内の非直線性が問題となる。即ち、非直線性によって発生した不要な歪成分が広帯域検波増幅回路に入力すると、基本波と共に検波され、その電力は基本波のみの電力よりも大きくなる。その結果、非直線性の大きい周

波数領域では、負帰還量が本来の値よりも大きくなり、基本波の変調振幅は負帰還制御により所要値よりも小さくなる。高調波歪みを $D_h$ とすると、AGCアンプ出力における変調振幅の減衰量 $A_m$ は次式で表わされる。

$$A_m = -10 \log \left( 1 - 10 \frac{D_h}{20} \right) \quad (3.29)$$

先の2つのLDを光出力 $-4 \text{ dBm}$ 、変調度 $0.4$ で変調したときの高調波歪み周波数特性を図3.10に示す。 $10 \text{ MHz}$ 以上の変調周波数での高調波歪量はいずれの波長においても $10 \text{ MHz}$ より小さく、又、4次以上の高調波歪量は2次、3次よりも十分小さい。この測定系において、光減衰器でAPD入力を減衰させても歪量は変化しないのに対し、LDの変調振幅を減衰させると、それに伴って歪量も減衰する。このことから、図3.10に示す高調波歪みはLDで発生していることが分かる。

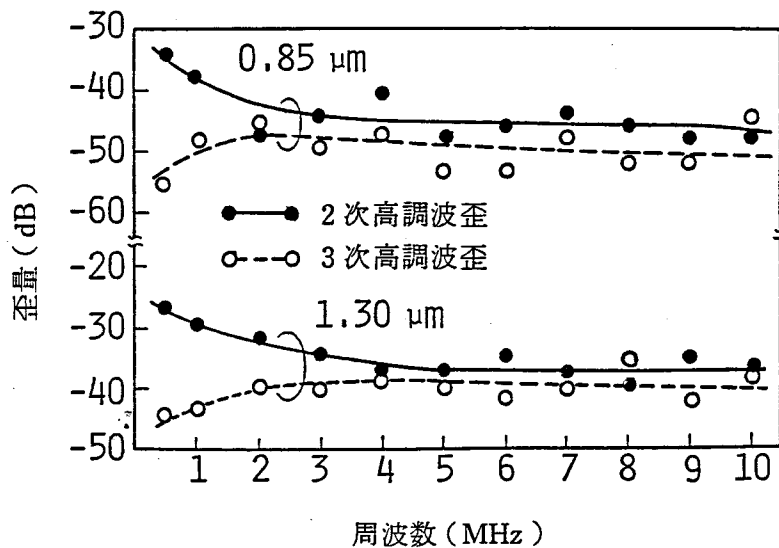


図 3.10 レーザダイオードの高調波歪み周波数特性

図3.10において、 $1 \sim 10 \text{ MHz}$ の範囲で歪みの最も大きく発生するのは $1.30 \mu\text{m}$ での $1 \text{ MHz}$ における2次高調波歪量で、その値は $-30 \text{ dB}$ である。この歪みによる変調振幅の減衰量は(3.29)式より $0.14 \text{ dB}$ である。 $10 \text{ MHz}$ 以上の変調周波数での高調波歪量はいずれの波長においても $10 \text{ MHz}$ より小さいことから、交流制御負帰還ループにおいて、広帯域検波増幅回路を採用しても、十分平坦な内部応答を実現できることが分かる。

### 3.5.4 光出力安定化

LDの発振しきい値電流は温度依存性が大きく、 $10\sim 40^{\circ}\text{C}$ の範囲で交流制御負帰還ループの機能を保証しきれない大きさである<sup>(71)</sup>。又、一定温度に保っても、経時劣化により発振しきい値電流は変化する<sup>(72)</sup>。そこで、交流制御負帰還ループを良好に動作させるため、LD後方光の平均光出力レベルをモニタしてLDのバイアス電流を制御する直流制御負帰還ループを設けた。この光出力安定化においても、前方光と後方光の対応が必要条件となる。波長 $0.85\mu\text{m}$ のLDにおける前方光と後方光の光レベル対比を図3.11に示す。同図より、 $10\sim 40^{\circ}\text{C}$ の温度範囲において、 $\pm 0.1\text{dB}$ の範囲で前方光と後方光の光レベルが一致していることが分かる。波長 $1.3\mu\text{m}$ のLDにおいても同様の結果が得られた。

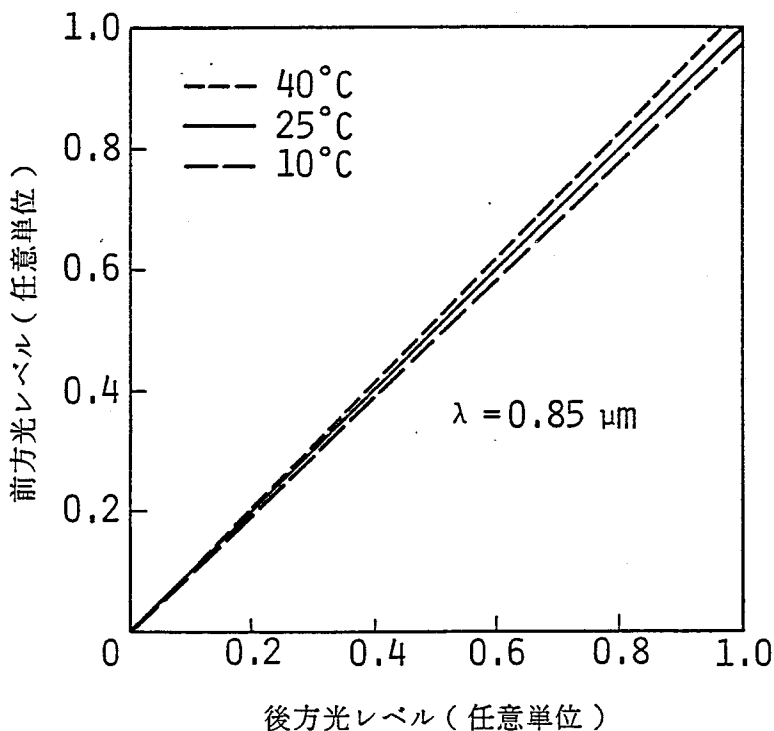


図 3.11 レーザダイオードの前方光と後方光の光レベル対比

$1.3\mu\text{m}$ のInGaAsP-LDは光出力レベルの温度依存性が大きいため<sup>(73)</sup>、周囲温度 $40^{\circ}\text{C}$ まで直流制御負帰還ループを動作させるとバイアス電流が過大となり、さらにLDの温度上昇を招く。そこで、 $1.3\mu\text{m}$ のLDのみペルチェ素子と温度センサによる温度制御ループでLDの温度を一定に保つ構成とした。



これらの光出力安定化を施すことにより、交流制御負帰還ループを正常に動作させることが出来る。

### 3.5.5 反射光の影響と対策

LDに上述の2つの負帰還ループを施した送信部と受信部を、コア径50 $\mu$ mのGI型光ファイバ数mで接続して振幅特性を測定すると、図3.12に示すように、受信部で測定する前方光の光レベル（直流成分）および変調レベル（100MHzの振幅成分）に変動が見られた。一方、同図に示すように、LD後方光には変動が見られず、後方光をモニターとする2つの負帰還ループは正常動作していることが分かる。

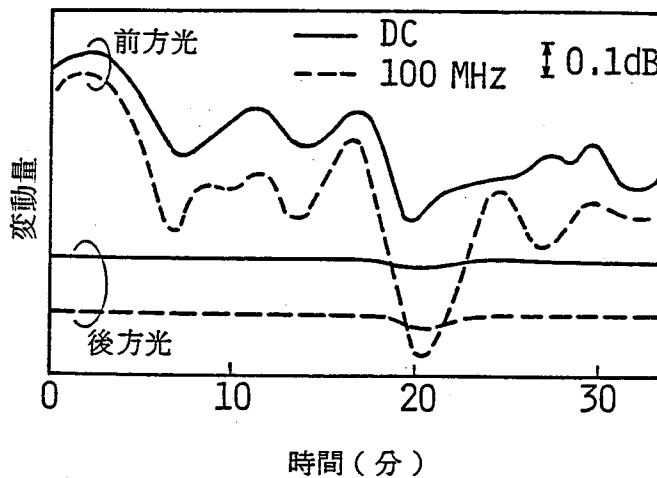


図 3.12 レーザダイオード出力の光レベルと変調レベル変動

送信部における光結合系の構成を図3.13に示す。同図において、結合レンズと光ファイバの間に減衰膜を設けて、光ファイバからの反射を減衰させたり、あるいは、送信部と受信部を光ファイバを介さず、レンズで結合すると、図3.12に示す前方光の変動が見られなくなることから、光ファイバ端面からの反射光がLDに戻り、前方光と後方光の対比がとれなくなったために変動が生じたことが分かった。

光ファイバ端面からLDへの反射光としては図3.13に示すように2種類考えられる。即ち、①光ファイバ入射端面からの近端反射光と、②光ファイバ出射端からの遠端反射光である。これらの反射光はLDの発光面に結像し、さらに、LD内部に入射して、LDの前方光と後方光の対応を乱すため、両方の反射光の影響を取り除かないと前方光の変動は

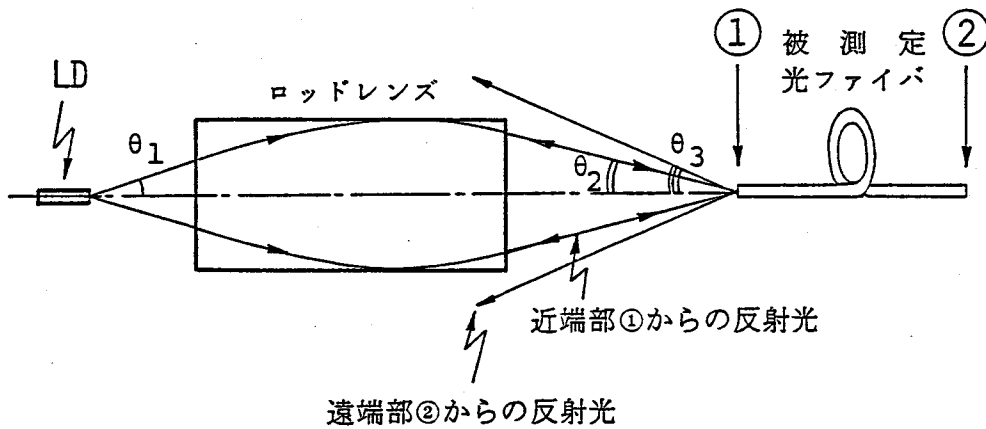


図 3.13 レーザダイオードへの反射

なくならない。

②の遠端反射光に対しては、図3.13の構成で、結合レンズの最外縁部を通る入射光線の入射角 $\theta_2$ を光ファイバの開口角 $\theta_3$ ( $=12^\circ$ )より小さく選ぶことによって、遠端反射光のLDへの結合を低減する方法を採用した。この方法では、入射角 $\theta_2$ を0に近づけるにつれ、遠端反射光のうちLD端面に結合する割合は低減されるが、その一方、結合レンズと光ファイバの入射端面間の距離が長くなる。その結果、結合レンズによるLD発光面像の拡大および結合レンズの不完全性によって、LDから光ファイバへの入射効率が劣化していく。入射角 $\theta_2$ を、使用した光ファイバの開口角相当の $12.5^\circ$ から小さくしていったとき、活性領域 $0.3 \times 2.5 \mu\text{m}$ のTJSタイプのLDからコア径 $50 \mu\text{m}$ のGI形光ファイバへの入射効率の測定結果を図3.14に示す。同図より、入射角 $\theta_2$ を $2.5^\circ$ より小さくすると、入射効率は急激に劣化することが分かる。そこで、入射角 $\theta_2$ は $2.5^\circ$ とした。

この入射法は図3.13の①の近端反射光の結合を防ぐことも容易になる。即ち、光ファイバの光軸を結合レンズの光軸に対して傾斜 $\theta_4$ を持たせると、近端反射光の光軸は結合レンズの光軸に対して $2\theta_4$ となる。図3.14より、遠端反射光の結合を軽減でき、入射効率を劣化させない最小の入射角は $\theta_2 = 2.5^\circ$ である。従って、 $\theta_4 = 3^\circ$ に選ぶと、遠端反射光の光軸は結合レンズに対して $2\theta_4 = 6^\circ$ ( $> 2\theta_2$ )となるため、近端反射光は全て結合レンズ外に発散する。光軸に傾斜を持たせる反射対策を施しても、光ファイバへの入射角は光ファイバの開口角よりも小さいため、入射効率の劣化は少ない。実測で

は、斜め入射による入射効率の劣化は0.2 dBであった。

光ファイバの光軸に傾斜を持たせる方法は遠端反射光に対してもLDへの結合をより低減する。即ち、遠端反射光の光電力はファーフィールドパタンの中心に集中しており、光ファイバからの遠端反射光のファーフィールドパタンの中心が結合レンズ外にずれると、遠端反射光のLDへの結合が低減する。

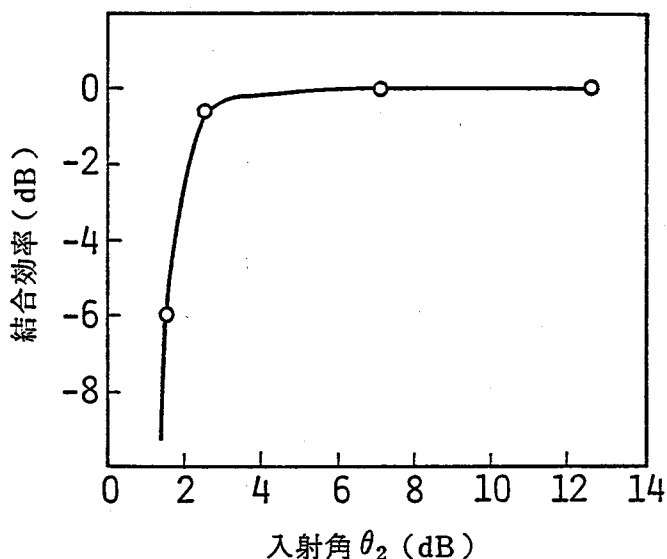


図 3.1 4 光ファイバへの入射角とレーザダイオード出力光の結合効率

これらの反射光対策を施した結果、数 m の光ファイバで送信部と受信部を接続して振幅特性を測定しても、受信部では図 3.1 2 に示す変動が見られず、ここで述べた近端反射光および遠端反射光に対する対策が有効なことを確認した。

しかし、ここで示した入射法により被測定光ファイバ内のモードに偏りが生じ易くなるため、実際の測定では、まず、モードスクランブラに入射し、定常モードに近いモード分布に変換した後、被測定光ファイバに入射する方法をとった。

### 3. 6 試作したモード分散測定器の特性

図 3. 5 に示すような 2 つの負帰還ループを構成し、さらに、上述の反射対策を施し、送信部と受信部を 2 m の光ファイバで結んだときの振幅特性の測定結果を図 3. 1 5 に示す。10 MHz を基準にしたとき偏差は  $0.85 \mu\text{m}$  で  $0 \sim -0.8 \text{ dB}$  の範囲に、 $1.3 \mu\text{m}$  で  $\pm 1.0 \text{ dB}$  の範囲に入っている。これらは 2 つの負帰還ループが正常に動作し、さらに先の

反射光の影響が取り除かれていることを表している。一方、図3.15に示すように、周囲温度10～40℃の範囲で、温度による変動幅は0.85μmで±0.1dB、1.3μmで±0.3dB以下である。そこで、受信部で図3.15に示す振幅特性を記憶しておき、損失測定結果からこの振幅特性を補正して表示する構成とすることにより、安定度、平坦度共に0.85μmで±0.1dB以下、1.3μmで±0.3dB以下を実現した。

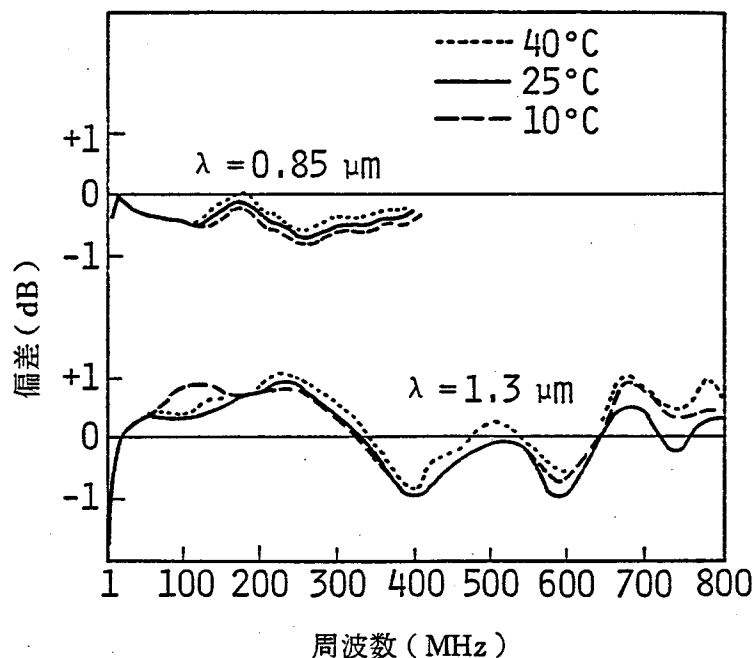


図3.15 モード分散測定器送信部・受信部の振幅特性 (補正前)

モード分散測定器受信部の広帯域増幅回路入力点におけるレベルダイアグラムを図3.16に示す。広帯域増幅回路の入力インピーダンスで規格化した復調信号電力 $S_p$ 、雑音電力 $N_p$ は次式で表わされる。

$$S_p = \frac{1}{2} \left( \frac{\eta e}{h \nu} \phi P_s M \right)^2 \quad (3.30)$$

$$N_p = \left\{ 2 e \left( \frac{\eta e}{h \nu} P_s + I_d \right) M^{2+x} + 4 F k \theta / R \right\} B_s \quad (3.31)$$

ただし、 $\eta = 0.7$ 、 $\nu = 3.5 \times 10^{14} \text{ Hz}$  (波長 $0.85 \mu\text{m}$ )、 $= 2.3 \times 10^{14} \text{ Hz}$  (波長 $1.3 \mu\text{m}$ )、 $\phi = 0.4$ 、 $M = 100$  (波長 $0.85 \mu\text{m}$ )、 $= 10$  (波長 $1.3 \mu\text{m}$ )、

$I_d = 3 \times 10^{-10}$  A (波長  $0.85 \mu\text{m}$ )、 $= 3 \times 10^{-6}$  A (波長  $1.3 \mu\text{m}$ )、 $X = 0.3$   
 (波長  $0.85 \mu\text{m}$ )、 $= 1$  (波長  $1.3 \mu\text{m}$ )、 $F = 2$ 、 $R = 150 \Omega$ 、 $B_s = 10^4$  Hz  
 を計算に使用した。

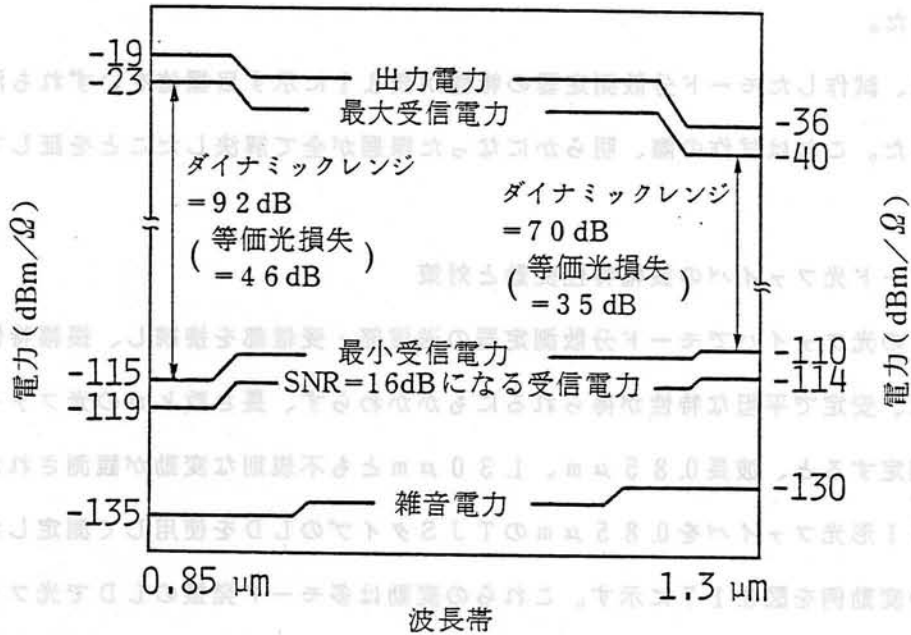


図 3.16 モード分散測定器のレベルダイアグラム

(3.31) 式より送信部光出力  $P_s = 2.5 \times 10^{-4}$  W ( $-6$  dBm) のとき、送信部・受信部を光ファイバで直結すると、出力信号電力は  $\lambda = 0.85 \mu\text{m}$  で  $S_p = 1.2 \times 10^{-5}$  W ( $-19$  dBm)、 $\lambda = 1.30 \mu\text{m}$  で  $S_p = 2.7 \times 10^{-7}$  W ( $-36$  dBm) となる。受信部における減衰器等の結合系の光損  $2$  dB を考慮すると、光ファイバの損失  $0$  dB の場合のそれぞれの波長における最大受信信号電力は  $S_p = 5 \times 10^{-6}$  W ( $-23$  dBm)、 $10^{-7}$  W ( $-40$  dBm) となる。

一方、受信 SN 比を  $SNR_s$  としたときの振幅測定誤差  $E_r$  は次式となる。

$$E_r = 10 \log \left( 1 + 10 \frac{SNR_s}{10} \right) \quad (3.32)$$

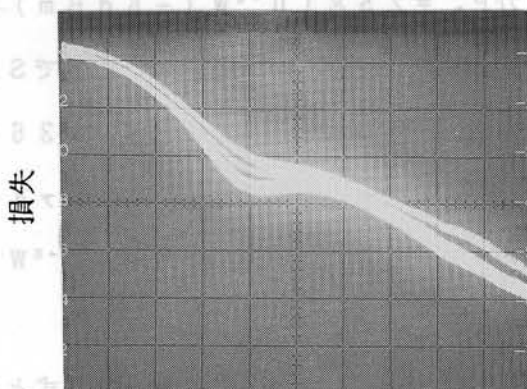
(3.32) 式より  $0.1$  dB の振幅測定誤差を確保するためには、 $16$  dB の受信 SN 比が必要となる。このとき、プリアンプ入力点での雑音電力はそれぞれ  $N_p = 3.2 \times 10^{-7}$  W ( $-135$  dBm)、 $N_p = 10^{-10}$  W ( $-130$  dBm) となる。従って、測定に必要な SN 比  $= 16$  dB と SN 比余裕  $4$  dB を考慮すると、測定可能な最小受信電力はそれ

ぞれ  $S_p = 3.2 \times 10^{-15}$  ( - 115 dBm )、 $10^{-14}$  ( - 110 dBm ) となる。この結果、ダイナミックレンジは図 3.16 に示すようにそれぞれ 92 dB、70 dB、光損換算でそれぞれ 46 dB、35 dB となり、表 3.1 に示す目標値を満足することができる。この値は実際にこれらの光損に相当する長さの光ファイバの振幅特性を測定することによって確認した。

本節では、試作したモード分散測定器の特性が表 3.1 に示す目標値をいずれも満足することを述べた。これは試作の際、明らかになった課題が全て解決したことを証している。

### 3.7 多モード光ファイバの振幅特性変動と対策

長さ数 m の光ファイバでモード分散測定器の送信部・受信部を接続し、振幅特性を測定したときは、安定で平坦な特性が得られるにもかかわらず、長さ数 km の光ファイバの振幅特性を測定すると、波長  $0.85 \mu\text{m}$ 、 $1.30 \mu\text{m}$  とともに不規則な変動が観測された。長さ 4 km の GI 形光ファイバを  $0.85 \mu\text{m}$  の TJS タイプの LD を使用して測定したときの振幅特性の変動例を図 3.17 に示す。これらの変動は多モード発振の LD で光ファイバの振幅特性を測定したときは見られず、単一モード発振の LD を使用したときに現れる現象である。



周波数

V: 5 dB/div H: 50 MHz/div

図 3.17 光ファイバの振幅特性変動例

そこで、単一モード発振している波長  $0.85 \mu\text{m}$  の TJS タイプの LD と、半値幅 50 nm で中心波長  $0.85 \mu\text{m}$  の LED をそれぞれ 50 MHz で変調し、2 m 長の GI 形光フ

ファイバ通過後、および4 kmのGI形光ファイバ通過後の光レベルと変調レベルを測定した。測定結果を図3.18に示す。ここで、光レベル、変調レベルは受信した光信号の直流成分、交流成分を表す。同図から分かるように、LEDでは光ファイバの長さにかかわらず、光レベル、変調レベルとも安定しているのに対し、LDで測定すると、2 m長の光ファイバでは安定しているが、4 km長の光ファイバでは光レベル、変調レベルとも変動が大きい。これらの傾向は2~10 kmのGI形光ファイバについて、いずれも同じであった。

2 m長の光ファイバを通過した後、出射端におけるニアフィールドパターンを図3.19に示す。図3.19(a)はLEDの出力光を、図3.19(b)はLDの出力光を入射したときのパターンである。LDではモード間の干渉によって、ニアフィールドパターンにスペックルが発生する<sup>(74)-(77)</sup>。図3.19(b)のスペックルは光ファイバを固定しても時間と共に変動し、光ファイバを曲げると、それに連れて変動する。又、4 km長の光ファイバ通過後も同じように観測される。

図3.18, 図3.19の結果から、LDからのコヒーレント光のモード間干渉がモード選択性損失と遅延差を伴うモード変換の変動を引き起こし、光レベルおよび変調レベルの変動が振幅特性の変動として現れたと推定される。これらの変動はLDの温度による波長変動、光ファイバの屈曲によるモード変換の変動等によって発生すると思われる。

LD光のモード間干渉を防ぐには、数百MHzの高周波でパルス振幅変調することによりLDを多モード発振化する方法もあるが<sup>(78)</sup>、多モード発振のLDは、前述したように波長0.85 μmでは色分散の影響が大きく、振幅特性測定誤差の点で望ましくない。そこで、図3.20に示すように、長さ10 m, 曲げ半径10 cmのGI形光ファイバを振動させるモードアベレージャによって、測定器受信部の観測時間に較べて十分に速くコヒーレント光のモード間干渉を変化させ、光ファイバ内のモード分布を平均化させた。このモードアベレージャにより、LD光を入射した光ファイバのモードを平均化させられれば、モード間干渉が平均的に発生し、光ファイバの振幅特性変動を取り除ける。LD光を入射したときのモードアベレージャのニアフィールドパターンを図3.19(c)に示す。同図から、モードアベレージャによりLDでもLEDと同様のニアフィールドパターンが得られることが分かる。

モード選択性損失およびモード変換の変動発生場所には、①LDと光ファイバの結合部、②光ファイバ内、③光ファイバと受信部のAPDとの結合部が考えられる。しかし、LD

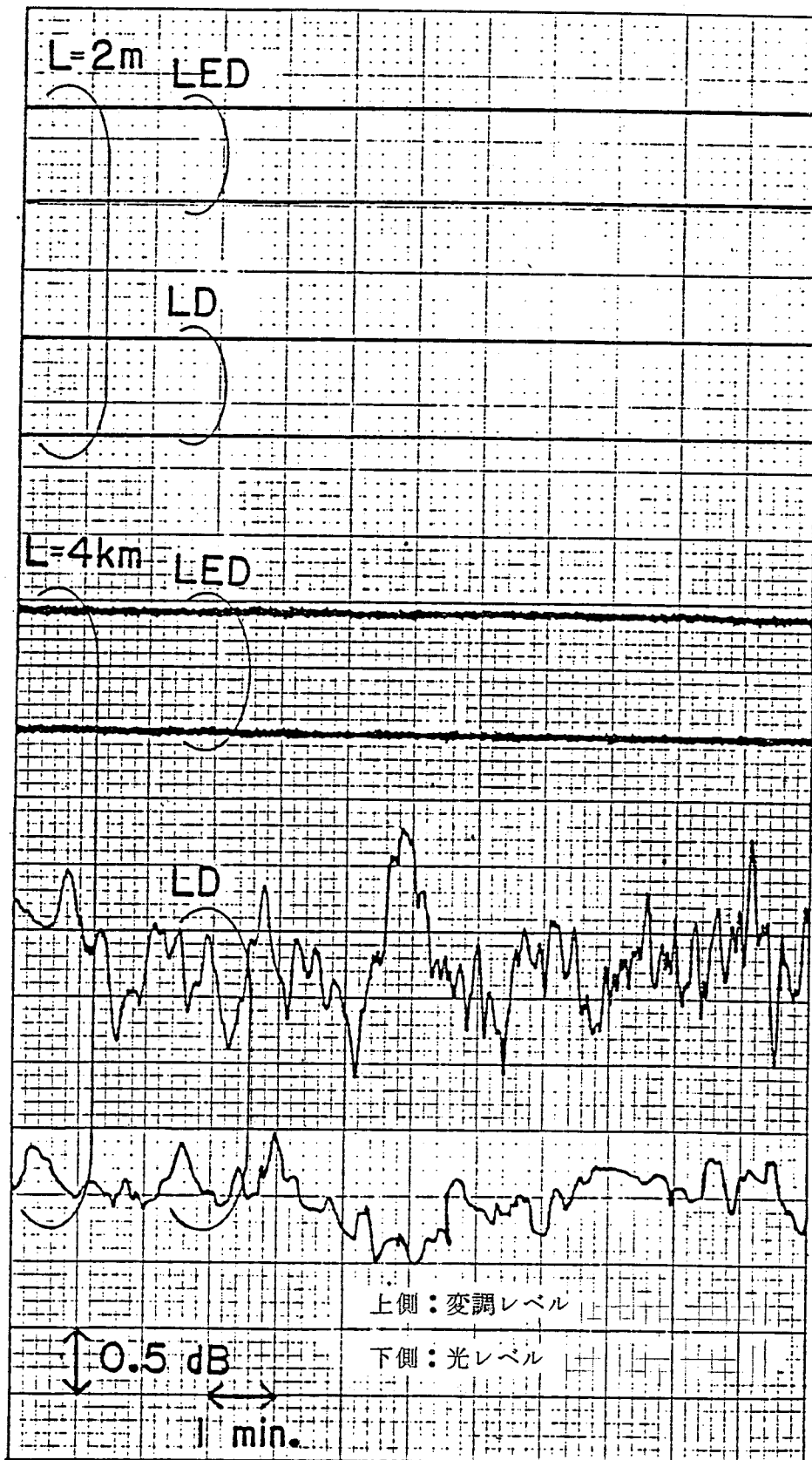
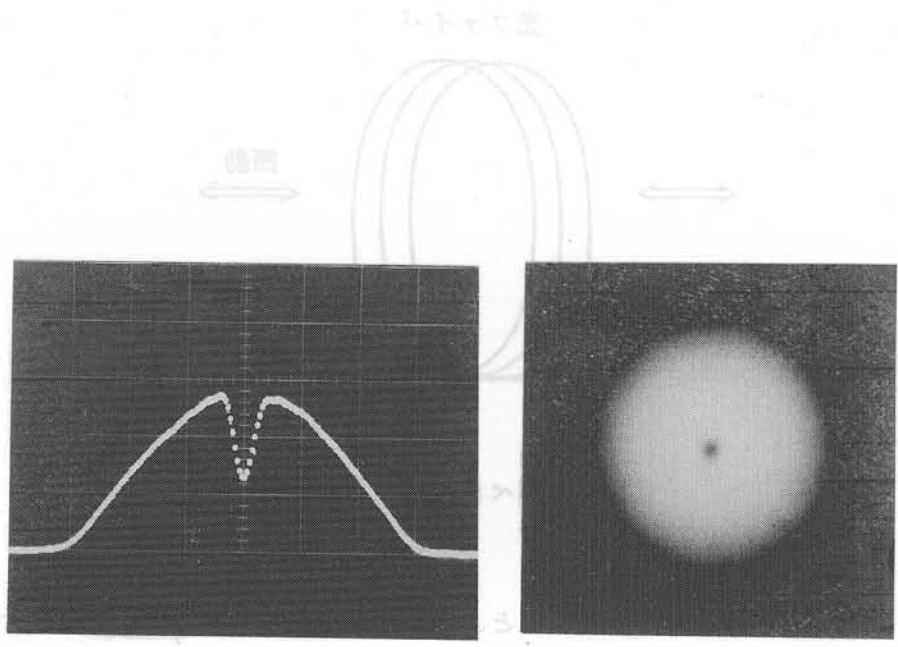
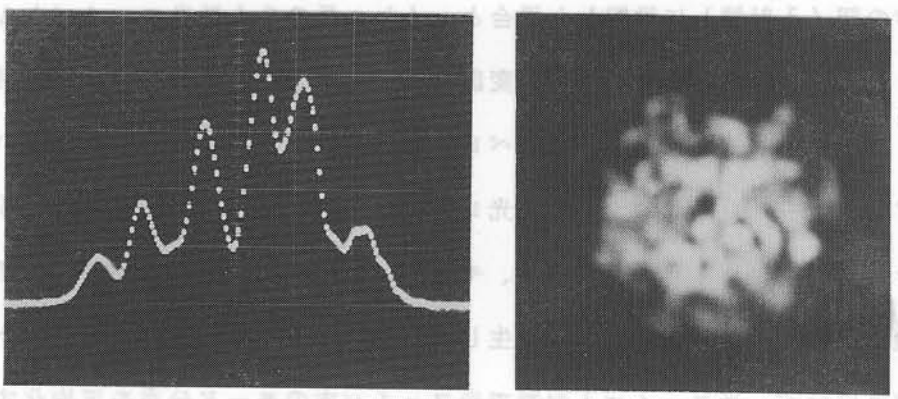


図 3.18 光ファイバ通過後の変調レベルと光レベルのゆらぎ

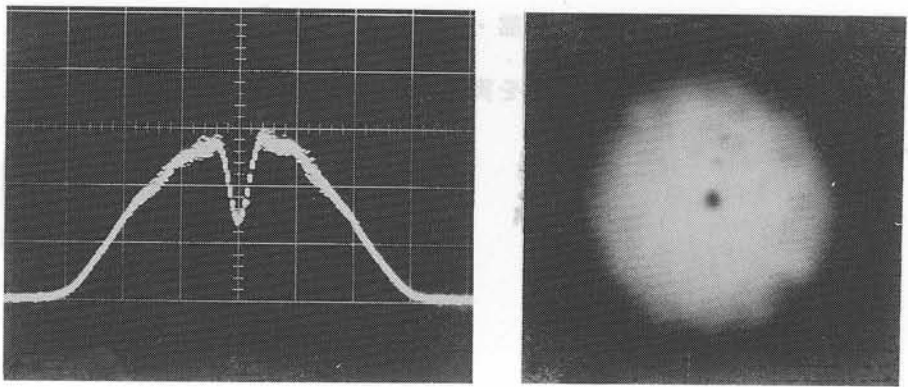




(a) LED



(b) LD (モードアベレージング前)



(c) LD (モードアベレージング後)

左側：断面図

右側：正面図

図 3.19 光ファイバ端におけるニアフィールドパターン

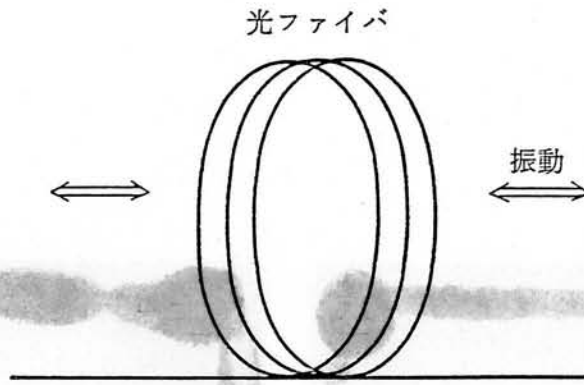
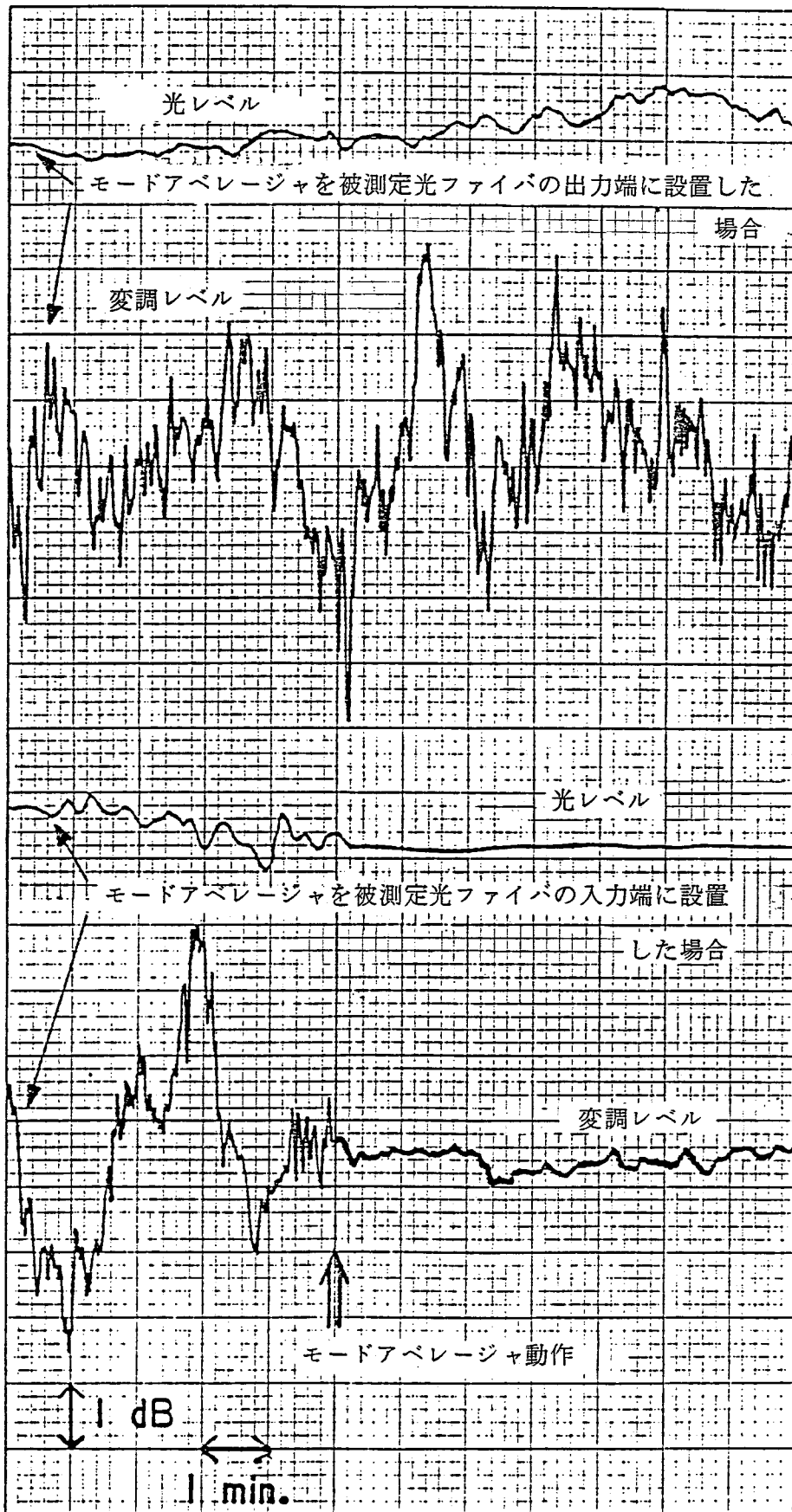


図 3.2 0 モードアベレージャの構造

のファーストパタンを観測すると、時間的に安定しており、①ではない。そこで、LDを300MHzの正弦波で変調し、モードアベレージャをLDと4km長のGI形光ファイバの間（入射端）に設置した場合と、4km長のGI形光ファイバとAPDの間（出射端）に設置した場合の光レベルと変調レベルの変動を測定した。その結果を図3.21に示す。同図より、出射端にモードアベレージャを設置してもその効果はないが、入射端にモードアベレージャを設置すると、光レベル、変調レベルとも変動を±0.5dB以下に圧縮できることが分かる。このことから、モード間の干渉によるモード選択性損失およびモード変換の変動が主に光ファイバ内で生じること、これらの変動は光ファイバ出射端の処理では取り除けず、光ファイバ入射端で光ファイバ内のモード分布を平均化することによって圧縮できることを確認した。

以上の結果、モード分散測定器送信部・受信部の振幅特性の最大偏差±0.3dBと合わせても、±1dBの振幅特性測定偏差を実現でき、表3.1に示す要求値を満足する測定器を実現することができた。

量  
動  
変



時間

図 3.2 1 モードアベレージャの効果

### 3.8 まとめ

本章では、多モード光ファイバのモード分散特性測定上の課題と測定器構成法について考察した

光ファイバは従来の伝送媒体と異なり、振幅特性のデシベル相加則が成立せず、個々の光ファイバのモード分散によるベースバンド周波数特性から接続後の光ファイバの特性を推定することは困難であること、光ファイバケーブルの布設によってモード分散特性が変化すること等により、布設した光ファイバケーブルのモード分散は改めて遠端測定する必要があることを述べた。

また、モード分散によるベースバンド特性の測定法として、ベースバンド周波数特性を直接求める周波数掃引法と、ベースバンドパルス応答からフーリエ変換によりベースバンド周波数特性を求めるパルス法を比較し、S/N比の点で周波数掃引法が優れていることを示した。

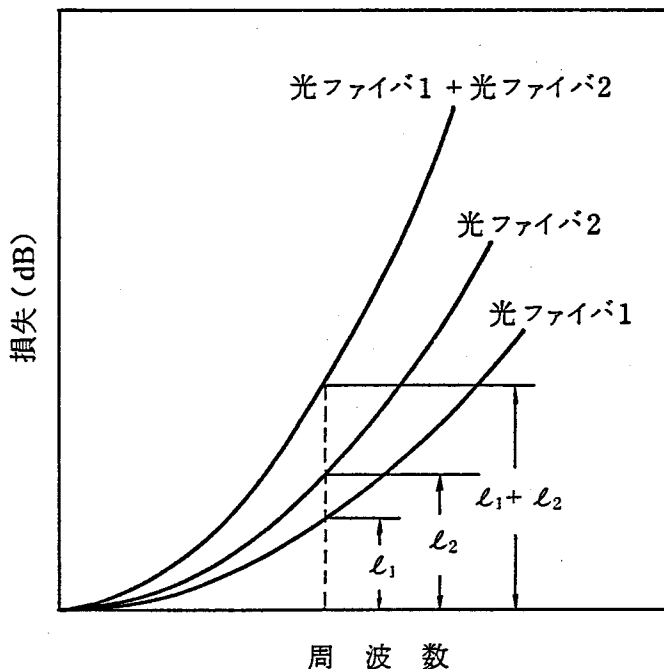
G I型光ファイバのベースバンド周波数特性のうち位相特性の詳細な測定例を初めて明らかにし、各種光ファイバの測定例から、光ファイバ伝送方式建設の上からは伝送帯域内では位相特性が平坦であるため、その測定は不要であるが、振幅特性と合わせた位相特性の応用として、従来、多波長での測定値から得ていた帯域を最大にする最適波長を、単一波長での振幅・位相特性から推定できる可能性のあることを示唆した。

さらに、G I形光ファイバのモード分散による振幅特性を測定する測定器の構成に当たっての課題を示した。測定波長は光ファイバ伝送方式に合わせて $0.85\mu\text{m}$ と $1.3\mu\text{m}$ とした。また、布設した光ファイバケーブルを遠端測定できるよう考慮した。送信部の振幅特性を平坦化、安定化できる負帰還ループ、光出力安定化、反射光対策等により、長尺光ファイバの振幅特性を近端測定は勿論、遠端測定でも精度良く測定できるモード分散測定器を実現できた。

また、光ファイバの振幅特性の測定の際に現れる変動が光ファイバ内のモード間の干渉によるモード選択性損失およびモード変換の変動が原因であることを明らかにし、光ファイバ入射端で光ファイバ内のモード分布を平均化することによって、この変動量を圧縮できることを示した。

付録 3.1 振幅特性のデシベル相加則

光ファイバ1と光ファイバ2の振幅特性が付図3.1に示すように、周波数に対してデシベルで損失を表したとき、測定周波数範囲内で光ファイバ1 + 光ファイバ2の振幅損失が光ファイバ1の振幅損失と光ファイバ2の振幅損失の和になる場合、「振幅特性のデシベル相加則が成立する」と表現する。



付図 3.1 光ファイバの振幅特性

付録 3.2 (3.2.2) 式の導出

光ファイバの屈折率分布形状が(3.2.3)式で表されるとき、WKB法を適用してスカラー波動方程式を解くと、第*i*番目のモードの伝搬定数 $\gamma$ は波長 $\lambda$ に対して次式で与えられる。

$$\gamma = \frac{2\pi N_c}{\lambda} \left\{ 1 - 2\Delta \left( \frac{i}{n} \right)^{\frac{a}{a+2}} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (\text{付 3.1})$$

ここで、

$$n = \frac{a}{a+2} d^2 \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right)^2 N_0^2 \Delta \quad (\text{付3.2})$$

と表される。第  $i$  番目のモードの群遅延  $\tau_i$  は光ファイバ長  $L$ 、光束  $c$  に対して

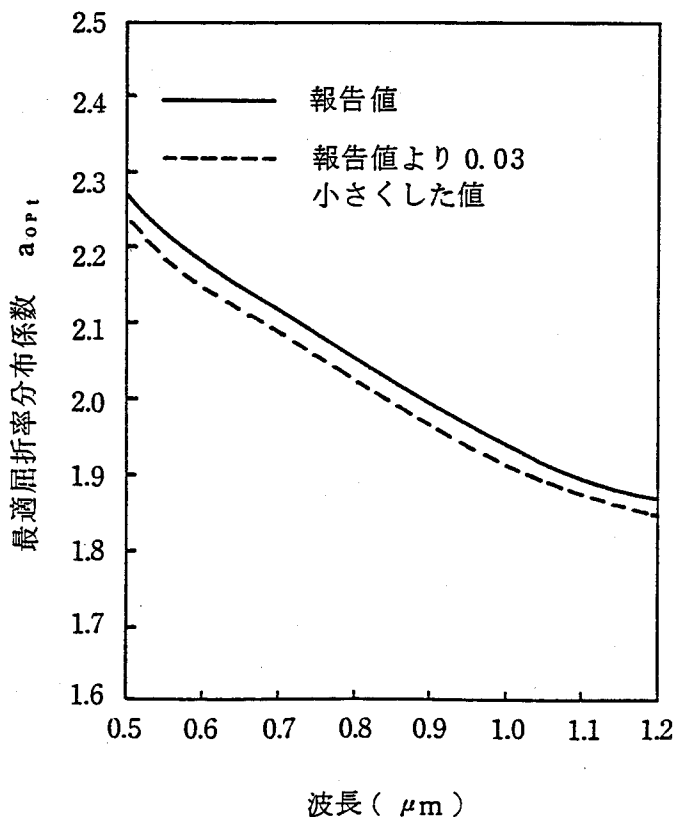
$$\tau_i = - \frac{\lambda^2 L}{2\pi c} \frac{d\tau}{d\lambda} \quad (\text{付3.3})$$

(付3.1) ~ (付3.3) より

$$\tau_i = \frac{LN_0}{c} \left[ 1 + \Delta \frac{a-2-y}{a+2} \left( \frac{i}{n} \right)^{\frac{a}{a+2}} + \Delta^2 \frac{3a-2-2y}{2(a+2)} \left( \frac{i}{n} \right)^{\frac{2a}{a+2}} \right] + O(\Delta^3) \quad (\text{付3.4})$$

### 付録 3.3 最適屈折率分布係数の波長依存性

Presbyらは各種光ファイバ材料における最適屈折率分布係数の波長依存性を報告しており<sup>(63)</sup>、その中で、今回使用したGeをドープした光ファイバについては付図3.2に示す。



付図 3.2 最適屈折率分布係数の波長依存性

報告によると、波長  $0.85 \mu\text{m}$  では  $a_{opt} = 2.03$  である。(3.22)式では  $a_{opt} = 2$  として計算式を導出しているので、簡単化のため、報告値を  $0.03$  小さくした値を破線で示す。同図の破線によれば、 $a_{opt} = 2.067$  となる波長は  $0.75 \mu\text{m}$ 、 $a_{opt} = 1.85$  となる波長は  $1.2 \mu\text{m}$  である。





## 光ファイバの後方散乱測定とその応用

### 4.1 まえがき

光ファイバケーブルは銅ケーブルと著しく異なる特徴によってその将来が期待されているわけであるが、逆にその特徴が障害となる場合もある。その一つに光ファイバケーブルの障害点、不連続点などを検出する障害点探索がある。銅ケーブルではインピーダンス不整合による反射を利用して障害点探索が行われていた。しかし、この方法をそのまま光ファイバケーブルに適用することはできない。光ファイバの反射には端面で光ファイバ材料と外部空間との屈折率差によって生じるフレネル反射があるが、理想的なフレネル反射はまれであり、多くは反射が理想値よりも少ないか、あるいは端面の状態によっては全くフレネル反射の生じない場合もある。このような無反射端面に対しては障害点からのフレネル反射光を利用する従来の障害探索法は無効である。

一方、光ファイバにはガラスに固有な散乱が存在する。光ファイバコアを伝搬する光はガラスの不均質、コア内のドーパントなどの散乱源によりレイリー散乱を生じる。四方に散乱された光のうち光ファイバの後方（光源方向）へガイドされた散乱光を光ファイバの後方散乱光と呼ぶ。散乱源は光ファイバの長手方向に一様に分布すると考えられる。この後方散乱光を観測すれば光ファイバに関する種々の情報が得られる。例えば、光ファイバの一端より光パルスを送出し、この散乱光を観測した場合、入射端面付近からの後方散乱光が最も強く、光ファイバの伝搬損により入射端面から離れるに従い後方散乱光は減衰する。光ファイバのもう一方の端面に相当する点で後方散乱光は消滅し、ステップ状に零となる。従って、この消滅点の観測により、光ファイバの遠端あるいは障害点を検知できる。更に、散乱光のレベル変化から光ファイバの損失分布、接続損評価の可能性も残されている。しかし、もともとフレネル反射光のレベルはかなり小さく、後方散乱光のレベルは更に微弱であるため、その定量的測定は容易ではない。

従来、幾つかの観測例が報告され<sup>(40)-(44)</sup>、後方散乱光測定を光ファイバ損測定に応用する試みがなされているが<sup>(79)-(81)</sup>、光ファイバケーブルの障害点探索などの測定手法として測定距離限界を評価したり、あるいは光ファイバ損測定精度を検討した例は報告されていない。

本章では、後方散乱光による光ファイバケーブル障害点探索の測定距離限界について理論的な検討を行った後、実験によって検討結果の妥当性を示すと共に測定上の問題点とその解決法に触れる。また、後方散乱による光ファイバ損分布の測定精度についても言及する。

さらに、後方散乱測定技術を応用した加入者系光伝送方式における障害切り分け試験法についても述べる。光ファイバ伝送方式を加入者系に導入する場合、光ファイバケーブルが切断されているか否かを確実に判定する必要がある。メトリックペアケーブル伝送方式では線路の直流抵抗を測定することによって、線路が正常か異常かを電話局から確実に検知できる。光ファイバは本質的に不導体であるため、この方法は適用出来ない。本章では、後方散乱測定技術を応用して新たに考案した光ファイバケーブルの試験方法が加入者系光伝送方式に適用できることを実験により明らかにする。

#### 4.2 フレネル反射と後方散乱

光ファイバで生じる反射にはフレネル反射と後方散乱の2種類がある。フレネル反射は光ファイバ端面で光ファイバ材料と外部空間の不整合、つまり屈折率差によって生じ、光電力の反射率は次式で表される。

$$R_r = \left( \frac{n_1 - n_0}{n_1 + n_0} \right)^2 \quad (4.1)$$

ここで、 $n_0$  : 外部空間の屈折率

$n_1$  : 光ファイバコアの屈折率

従って、外部空間を空気層とし、光ファイバを石英とすると屈折率  $n_0 = 1.0$ 、 $n_1 = 1.48$  となり、フレネル反射率は以下に示される。

$$R_r = 0.0368 \quad (-14.4 \text{ dB})$$

しかし、これは端面が理想的な場合で、実際はこれよりも小さな値となる。極端な場合、例えば破断後浸水した場合、 $n_0 \approx 1.3$  となり、 $R_r$  は更に小さくなる。あるいは破断端

面が光軸に対し斜めになった場合、フレネル反射の多くが放射モードとなり、反射光の観測が不可能となる<sup>(82)</sup>。光ファイバ端面を鈍器あるいは鋭利な刃物で破壊した場合の端面からのフレネル反射量分布を図4.1に示す。同図から減衰量の分布は30 dB以上も広がっており、しかも、約3%が後方散乱光よりも小さいレベルとなっている。これより、光ケーブルの障害探索を端面の状態に左右されるフレネル反射のみに依存することは適切でないことが分かる。

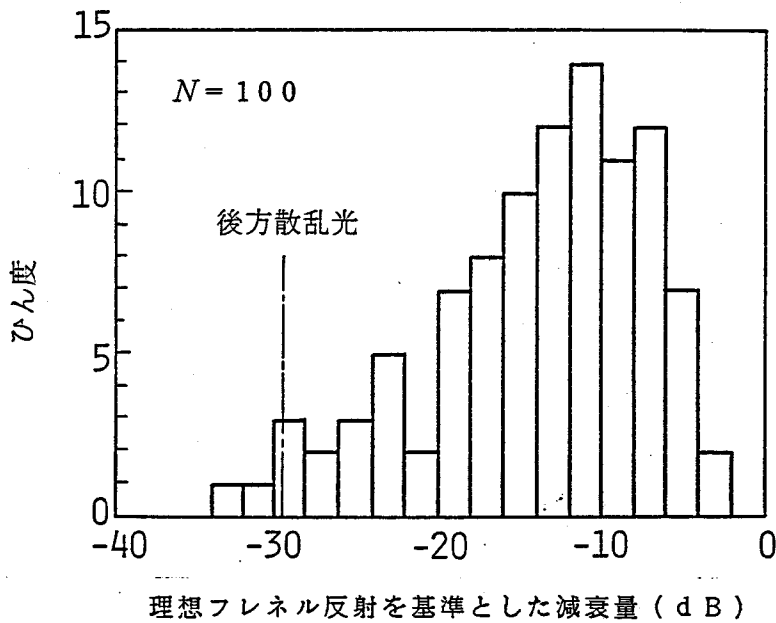


図 4.1 光ファイバ破壊点の反射量分布

一方、後方散乱光のレベルは光ファイバの構造、レイリー散乱損および光パルス幅によって決定され、光ファイバ端面の状態には左右されない。従って、この後方散乱光のレベル変化から光ファイバの状態を知れば、確実な障害点探索が実現できる。しかし、その反射光レベルの微弱な点に問題がある。後方散乱光の反射率は次式で表される<sup>(40)</sup>。

$$R_b = S \cdot \alpha_R \cdot \nu \cdot W / 2 \quad (4.2)$$

ただし、

$$S = \frac{n_1^2 - n_2^2}{4 n_1^2} \quad (4.3)$$

ここで、 $n_2$  : 光ファイバクラッドの屈折率

$\alpha_R$  : レイリー散乱による損失 (Np/m)

$v$  : 光ファイバ内の群速度 ( $2 \times 10^8$  m / s)

$W$  : 光パルス半値幅 (s)

(4.2)、(4.3)式において、反射光レベルは送出光パルスに幅があるため、複数反射点からのパルスが重畳し、反射率 $R_0$ は係数 $v \cdot W$ 倍されている。屈折率 $n_2 = 1.46$ 、レイリー散乱による損失 $\alpha_r = 4.61 \times 10^{-4}$  Np / m (2 dB / km)、光パルス半値幅 $W = 10^{-7}$  s とすると、

$$R_0 = 2.27 \times 10^{-5} \text{ (-46.4 dB)}$$

と予想される。実測値としては-43.8 dBが得られており、この実測値は(4.2)、(4.3)式で表現される理論値より2.6 dB大きい。また、理論値より3 dB大きいという実測例の報告もある<sup>(83)</sup>。

以上、述べたように、原理的に後方散乱は反射レベルの最小値が保証され、これを用いれば確実な障害点探索を可能とするが、その値が小さいため高度な測定技術が要求され、探索可能なファイバ長も大きな制約を受ける。さらに、入射端付近の反射光と遠端からの反射光のレベル差が大きいため、信号処理回路は銅ケーブル用障害点探索測定器以上のダイナミックレンジが要求されるなど、幾つかの問題点があった。

#### 4.3 孤立パルス法と擬似雑音パルス法の原理

光ファイバにおける後方散乱光の測定には、従来、孤立パルス法を用いている。孤立パルス法による後方散乱光の測定系を図4.2に示す。孤立パルス発生器により駆動された光送信部のLDは孤立光パルスを出力し、孤立光パルスは光方向性結合器を経て被測定光ファイバに入射する。光ファイバ内で生じた後方散乱光あるいは光ファイバ端面で生じたフレネル反射光は光方向性結合器を経て光受信部のAPDに導かれ電気パルスに変換される。これらの受信光信号は微小であるため繰り返し測定を行い、平均化処理回路によって受信SN比を改善する。

ここで、新たに擬似雑音パルス法 (Pseudo-random Noise Pulse Method : 以後、PNパルス法と略称) を提案した。PNパルス法では擬似的にランダムな符号系列の相関処理によりSN比改善を図る<sup>(84)</sup>。PNパルス法による測定系を図4.3に示す。PNパルス発生器により駆動された光送信部のLDはPN光パルスを出力する。PN光パルスは孤立パルス法と同様の過程を経て電気パルスに変換される。これらの受信光信号は相関処理回路によって受信SN比を改善する。

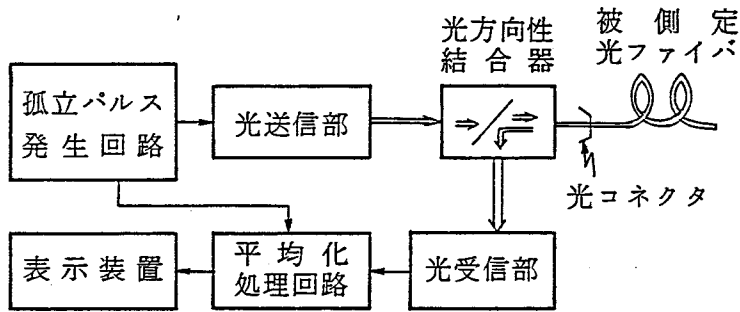


図 4.2 孤立パルス法による反射光の測定系

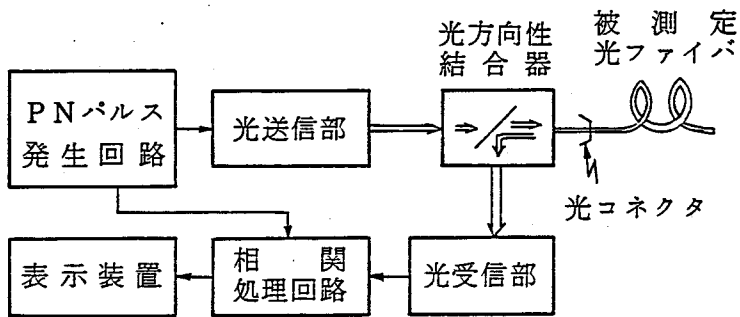


図 4.3 PNパルス法による反射光の測定系

表 4.1 孤立パルス法とPNパルス法の比較

測定法	デューティサイクル	光受信部所要 ダイナミックレンジ	S/N比改善方法と改善量
孤立パルス法	0.01以下	比較的大	平均化処理 20dB(3ビット) 50dB(8ビット)
PNパルス法	0.5	大	相関処理 40dB

両方法の比較を表 4.1 に示す。孤立パルス法は被測定光ファイバの伝搬時間の 2 倍よりも長い繰返し周期で短パルスを出力するため、パルスデューティは通常 0.01 以下に設定する。PNパルス法は連続デジタル和 (running digital sum) が零になるようパルス系列を発生させるため、パルスデューティは 0.5 に設定する。従って、孤立パルス法では連続出力は出せなくとも、大きいピーク出力を出せるパルス発振用 LD が適しており、PNパルス法では連続出力を出せる LD が必要になる。

また、平均化処理では相関処理と異なり、光ファイバ全長のうち信号強度差の少ない部分だけで反射信号を加算しても処理できるため、3ビット程度の量子化のA-D変換回路でも、ダイナミックレンジは足りる。技術の流れから、よりビット数の多いA-D変換LSIの出現が期待されたため、平均化処理回路にはA-D変換回路とデジタル加算回路を利用したデジタル型を採用した。相関処理では入射端付近のレベルの大きい反射光と遠端からのレベルの小さい反射光を同時に扱うため、現在の高速A-D変換回路では量子化ビット数が不足する。そこで、相関処理回路にはデジタル型ゲート制御回路とアナログ型積分回路を採用した。

図4.2、図4.3の構成による測定系で、微小な後方散乱光を測定するには幾つかの解決すべき課題がある。その中で最も大きな課題は光受信部への過大光入力である。これは光方向性結合器<sup>(85)-(88)</sup>で発生する光源側端子から受光器側端子への漏話、あるいは入射光コネクタでの被測定ファイバ入射端面からの反射により生じ、これに続く微小な後方散乱光の測定を困難にする。この対策として、APDバイアス電圧をパルス的に降下させ、一時的にアバランシュ領域から下げるマスク法も考えられるが、APDを逆バイアスで動作させているときの入力インピーダンスが非常に大きいため高速動作は不可能である。

ここでは、漏話光、および入射端面からの反射を本質的に抑える新しい光方向性結合器を考案した。その構造を図4.4に示す。本体は異方性結晶を用いている。端子①から異方性結晶に入射した光パルスは常光のみが端子③より被測定ファイバに入射する。GI型光ファイバにおいては直線偏波光でも数mの伝搬ではほぼ無偏波光となる。また、レイリー散乱は偏波を保存しない。従って、被測定ファイバからの無偏波反射光パルスについては異常光のみが端子②よりAPDに入射する。一方、被測定ファイバの入射端面での反射光パ

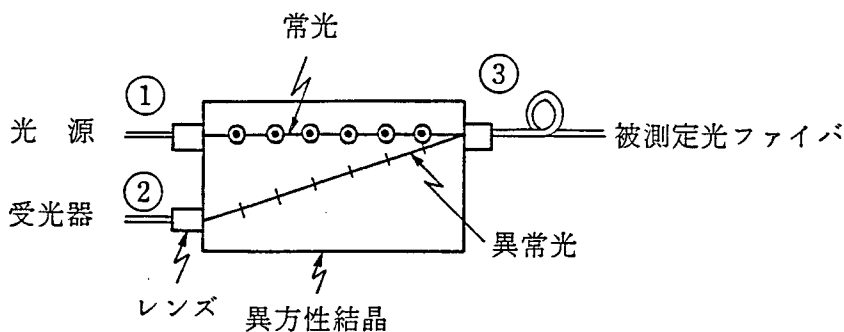


図4.4 光方向性結合器の構造

表 4.2 光方向性結合器の結合度

$S_{13}$	-4.3 dB	$S : S$ パラメータ
$S_{23}$	-5.2 dB	
$S_{12}$	< -50.9 dB	

ルスは常光のため、端子②へは入射しない。この構造では、光方向性結合器内の反射が小さく、反射が生じて偏波面の違いにより不用端子への結合が小さいため、本質的に漏話が少ない。これは従来の光方向性結合器<sup>(85)-(88)</sup>と質的に異なる点である。試作した光方向性結合器の結合度を表 4.2 に示す。結合度の測定は全て無偏波で行った。従来の光方向性結合器では -30 dB 程度の漏話 ( $S_{12}$ ) しか報告されていないが、本光方向性結合器では -50 dB 以下を実現した。LD 出力光は直線偏波であり、偏波面を選べば  $S_{13}$  は 3 dB 改善することが可能である。

受信反射信号は反射点までの距離を  $L$  とすると、送出光パルスから、

$$\text{遅延 } \tau = 2L / v \quad (\text{s}) \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} \text{減衰 } A &= A_0 - S_{13} - 10 \log R + 2L \times \alpha - S_{23} \\ &= (A_0 - S_{13} - S_{23} - 10 \log R) + 2L \times \alpha \\ &= A_c + 2L \times \alpha \quad (\text{dB}) \end{aligned} \quad (4.5)$$

を伴って受信される。

ここで、 $L$  : 光ファイバ長 (km)

$v$  : 光ファイバ内の群速度 ( $\approx 2 \times 10^8$  km/s)

$A_0$  : LD から光ファイバへの結合損 (dB)

$R = R_r \text{ or } R_b$

$\alpha$  : 光ファイバの単位長当り光損 (dB/km)

$$A_c = A_0 - S_{13} - S_{23} - 10 \log R$$

受信反射信号の波形は反射点が分布状か、あるいは、孤立点かにより連続的に減衰する波形あるいはパルス状の波形になる。光ファイバの場合、散乱点がほぼ一様に分布した後方散乱に、光ファイバ端面、接続点などの孤立反射点からのフレネル反射が加わる。図 4.5 に反射光信号の概念図を示す。(4.5) 式より、後方散乱による反射光信号の減衰傾斜は

$2 \alpha \text{ dB/km}$ となり、この傾斜から分布状の損失が推定できる。フレネル反射パルスの遅延時間(4.4)式から、反射点である光ファイバ端面などの位置が読み取れる。この反射が生じない場合にも、後方散乱光レベルの変化点から障害点、接続点などの位置標定ができる。

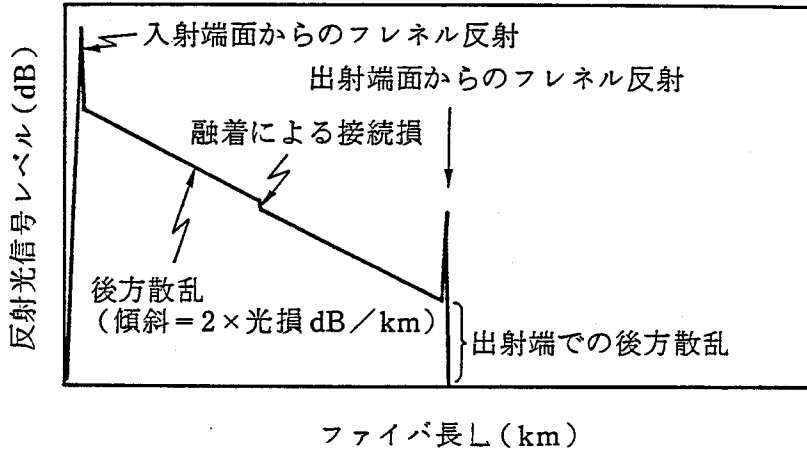


図 4.5 反射光信号の概念図

#### 4.4 平均化処理と相関処理による受信 S/N 比改善

孤立パルス法と P/N パルス法はそれぞれ平均化処理と相関処理によって受信 S/N 比を改善する。本節では、それらの S/N 比改善量を定量的に評価した後、両方法を比較する。

一般に、デジタル型平均化処理回路による S/N 比改善は A-D 変換の際の量子化雑音によって改善量に制限を受け、平均化処理には最適回数が存在する。量子化ビット数を  $m$  とすると、量子化雑音電力  $\Delta q^2$  は次式で表される<sup>(89)</sup>。

$$\Delta q^2 = 2^{-2m} / 12 \quad (4.6)$$

平均化処理前の初期 S/N 比を  $(S/N)_i$ 、平均化処理後の S/N 比を  $(S/N)_A$  とすると、オーバーフロー検出形で  $i$  回の平均化処理後の S/N 比は次式で表せる<sup>(90)</sup>。

$$(S/N)_A = -10 \log \left\{ \frac{10^{-(S/N)_i/10}}{i} + \frac{4}{7} i \Delta q^2 \right\} \quad (4.7)$$

(4.7) 式を用いて平均化処理回数と平均化処理後の S/N 比の関係を図 4.6 に示す。同図より、平均化処理による最大 S/N 比改善量は量子化ビット数により大きく変化し、当初、平均化処理回数と共に S/N 比は向上するが、最適回数を越えると平均化処理によるランダム雑音の減少を量子化雑音の増加が上まわり、S/N 比は劣化し始めることが分かる。後方



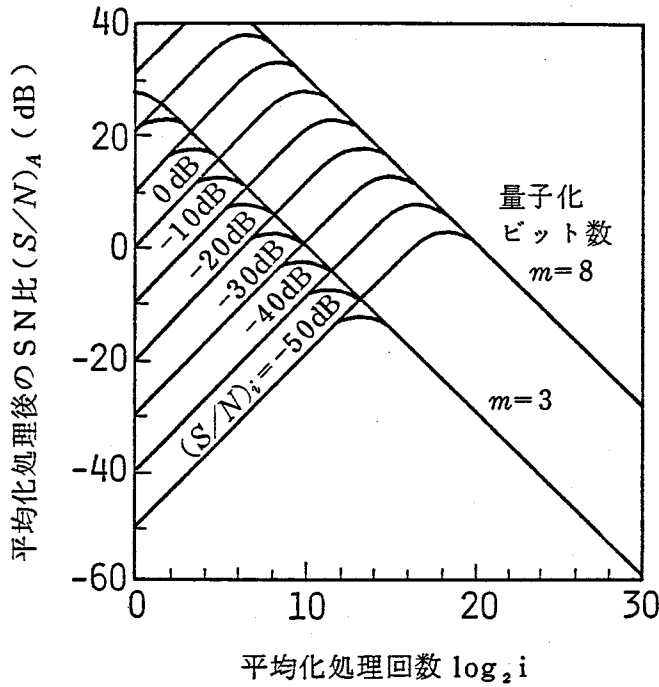


図 4.6 平均化処理による SN 比改善

散乱光の消滅点の探索に必要な SN 比は経験的に 5 dB 程度と考えられるから、従来、高速用に用いられていた 3 bit の A-D 変換器では 20 dB、近年、入手可能となった 8 bit の A-D 変換器を用いれば 50 dB 程度の SN 比改善が可能なが分かる。この結果、 $(S/N)_A = 5 \text{ dB}$  を得るためには、平均化処理前の所要 SN 比は量子ビット数  $m$  が 3 又は 8 のとき、それぞれ  $(S/N)_i = -15$ 、 $-45 \text{ dB}$  必要となる。

アナログ積分型相関処理回路による SN 比改善は光受信回路の歪によって改善量に制限を受ける。相関処理前の初期 SN 比を  $(S/N)_i$ 、相関処理後の SN 比を  $(S/N)_c$  とすると、アナログ積分型相関処理後の SN 比はワード長  $G$  に対して次式で表せる（付録 4.1 参照）。

$$(S/N)_c = -10 \log \left\{ \frac{10^{-(S/N)_i/10}}{G} + 10^{-D_r/10} \right\} \quad (4.8)$$

ここで、 $D_r$  : 光受信回路の歪減衰量 (dB)

(4.8) 式より相関処理ではワード長と共に SN 比は向上するが、歪減衰量  $D_r$  によって SN 比の改善の上限が制限される。しかし、実際のアナログ積分型相関処理回路では時定数によって SN 比の改善量も制限され、その値は 40 dB 程度である。後方散乱光の測定

に使用する光受信回路で通常レベルでは歪減衰量  $D_r = 40 \text{ dB}$  程度であるため、 $(S/N)_c = 5 \text{ dB}$  を得る場合には、時定数によって制限され、改善量  $40 \text{ dB}$  を考慮すると、相関処理前の所要  $S/N$  比は  $(S/N)_i = -35 \text{ dB}$  必要となる。

以上説明したように、デジタル型平均化処理とアナログ積分型相関処理を比較すると、3ビット量子化の  $A-D$  変換器を使用すれば、デジタル型平均化処理よりアナログ積分型相関処理の方が  $S/N$  比の改善度は大きく、8ビット量子化の  $A-D$  変換器を使用すれば、アナログ型相関処理よりデジタル型平均化処理の方が  $S/N$  比の改善度は大きい。

光ファイバ伝送方式を最初に実用化した波長が  $0.8 \mu\text{m}$  帯であったことは、第1章で述べた。この波長では、ピーク出力の大きい  $LD$  がすでに開発されていたため、 $0.85 \mu\text{m}$  の後方散乱の測定には孤立パルス法を採用した<sup>(91)-(93)</sup>。また、 $A-D$  変換器は当時入手できる3ビット量子化のものを使用した。その後、 $1.3 \mu\text{m}$  の波長で光ファイバの低損失化が進み、光ファイバ伝送方式の開発も長距離伝送の可能な  $1.3 \mu\text{m}$  の波長に移行した。光ファイバケーブルの障害点探索も光ファイバ伝送方式の開発に合わせて、探索距離の拡大が図れる  $1.3 \mu\text{m}$  の波長が必要になった。しかし、この波長ではピーク出力の大きいパルス発振用の  $LD$  は開発されておらず、また、高速の  $A-D$  変換器も3ビット量子化程度であったため、 $1.3 \mu\text{m}$  の後方散乱の測定には  $PN$  パルス法を提案した<sup>(94)-(96)</sup>。しかしながら、 $LSI$  技術の進展により量子化ビット数の多い高速  $A-D$  変換器の実現が予想されていた。アナログ積分型の相関処理では  $S/N$  比の改善量はせいぜい  $40 \text{ dB}$  であったため、当面は  $PN$  パルス法で対処し、量子化ビット数の多い高速  $A-D$  変換回路の開発を待って、 $1.3 \mu\text{m}$  の波長でも孤立パルス法を採用することとした。

#### 4.5 後方散乱光の測定限界

本節では、これらの後方散乱光測定の際の受信SN比について検討する。(4.5)式に従って減衰した後方散乱信号はAPDで電気信号に変換される。このとき発生する雑音はAPDのショット雑音と暗電流雑音、および初段増幅器の熱雑音で、後方散乱光の受信SN比 $(S/N)_i$ は

$$(S/N)_i = 10 \log \left[ \frac{\left( \frac{\eta e}{h\nu} P_o R_b 10^{-2L\alpha/10} M \right)^2}{\left\{ 2e \left( \frac{\eta e}{h\nu} P_o R_b 10^{-2L\alpha/10} + I_d \right) M^{2+\kappa} + 4 F k \theta / Z \right\} B_p} \right] \quad (4.9)$$

で与えられる<sup>(59)</sup>。

ここで、 $P_o = P_p 10^{-(2A_c + A_o)/10}$  : LD等価出力

$P_p$  : LD出力

$B_p$  : 受信帯域幅

[他の記号については(3.18)式と同一である。]

この式は一定の受信光電力に対して $(S/N)_i$ を最大にする最適増倍係数 $M_{opt}$ が存在することを示しており、この値は次式で与えられる。

$$M_{opt} = \left\{ \frac{4 F k \theta / Z}{e x \left( \frac{\eta e}{h\nu} P_o R_b 10^{-2L\alpha/10} + I_d \right)} \right\}^{\frac{1}{(2+\kappa)}} \quad (4.10)$$

上式より、 $(S/N)_i$ を最大にするには、測定する散乱点までの距離Lの増大に伴って増倍率Mを増加させる必要がある。0.85 $\mu$ mにおいては、ある受信光電力に対して増倍率Mを最適値に設定した場合、その受信光電力よりも大きい領域では、熱雑音よりもショット雑音あるいは暗電流雑音が支配的となり、その受信光電力よりも小さい領域では、ショット雑音あるいは暗電流雑音よりも熱雑音が支配的となる。一般に、0.85 $\mu$ mにおいては、数km先の光ファイバでのフレネル反射光、後方散乱光の測定では最適増倍率 $M_{opt}$ が数百以上となる場合が多く、実際は実現可能な値として、最適値より小さい増倍率で用いるため、熱雑音が支配的となる。

0.85  $\mu\text{m}$ における光ファイバ損 $\alpha = 2.5 \text{ dB/km}$ としたとき、(4.10)式よりフレネル反射点および後方散乱点までの距離 $L$ とAPD最適増倍率 $M_{\text{opt}}$ の関係を図4.7に示す。同図よりフレネル反射光測定では距離が10 kmを越えた場合、後方散乱光測定では距離が数kmを越えた場合、APD最適増倍率 $M_{\text{opt}}$ は数百以上必要となる。そこで、実現可能な範囲で増倍率を最大に選び、 $M = 400$ とした。

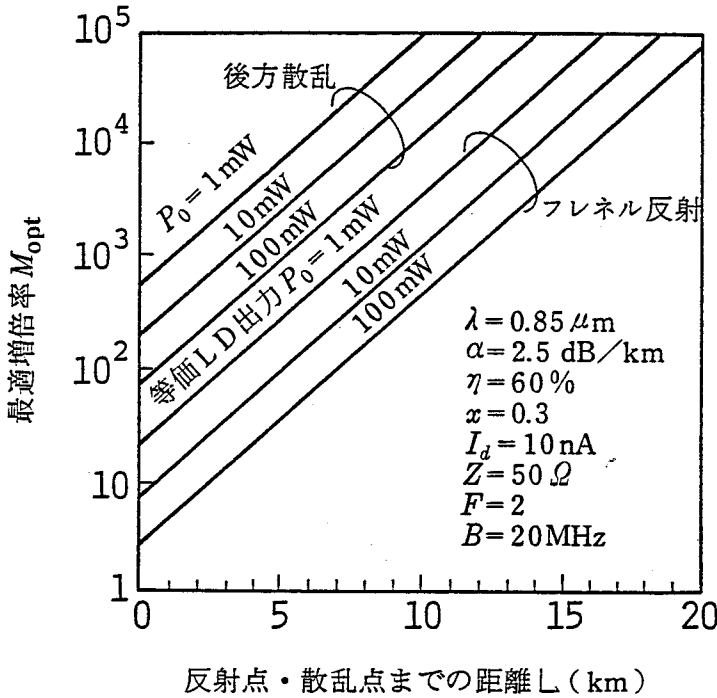


図 4.7 APDの最適増倍率

光ファイバ損 $\alpha = 2.5 \text{ dB/km}$ 、APD増倍率 $M = 400$ としたとき、フレネル反射点および後方散乱点までの距離 $L$ と受信SN比 $(S/N)_i$ の関係を図4.8に示す。このとき、(4.2)式で示される後方散乱光の反射率は実測に基づいて $R_s = -43.8 \text{ dB}$ を用いた。前節の検討から平均化処理によるSN比改善を期待すると、量子化ビット数 $m = 3$ のA-D変換器を用いたとき、所要 $(S/N)_i = -15 \text{ dB}$ となる。従って、図4.8から等価LD出力 $P_0 = 13.2 \text{ mW}$ のとき、フレネル反射パルスの測定限界は13.3 km、後方散乱光の測定限界は6.8 kmとなることが予想される。

長さ2.2、4.5、6.7 kmの光ファイバの後方散乱光レベルの観測例を図4.9に示す。遠方端面からのフレネル反射はマッチング液によって消去した。図4.8には、この結果得られた等価LD出力と距離を丸印で示す。また、同図には、長さ13.6 kmの光ファイバ

の遠方端面からのフレネル反射光の測定で得られた等価LD出力と距離も丸印で示す。これらのことから、後方散乱光、フレネル反射光とも、測定限界距離は(4.9)式によって推定された予想値とよく一致していることが分かる。

後方散乱光測定を利用した場合、 $0.85\mu\text{m}$ における光ファイバ損 $\alpha = 2.5\text{ dB/km}$ のとき、最大の光ケーブル障害点探索距離は $6.7\text{ km}$ を実現できることを示した。本節で得られた結果は、今回実験に供した測定系が近端からの過大反射パルスの除去などにより、理論値に近い受信SN比を実現していることを示している。

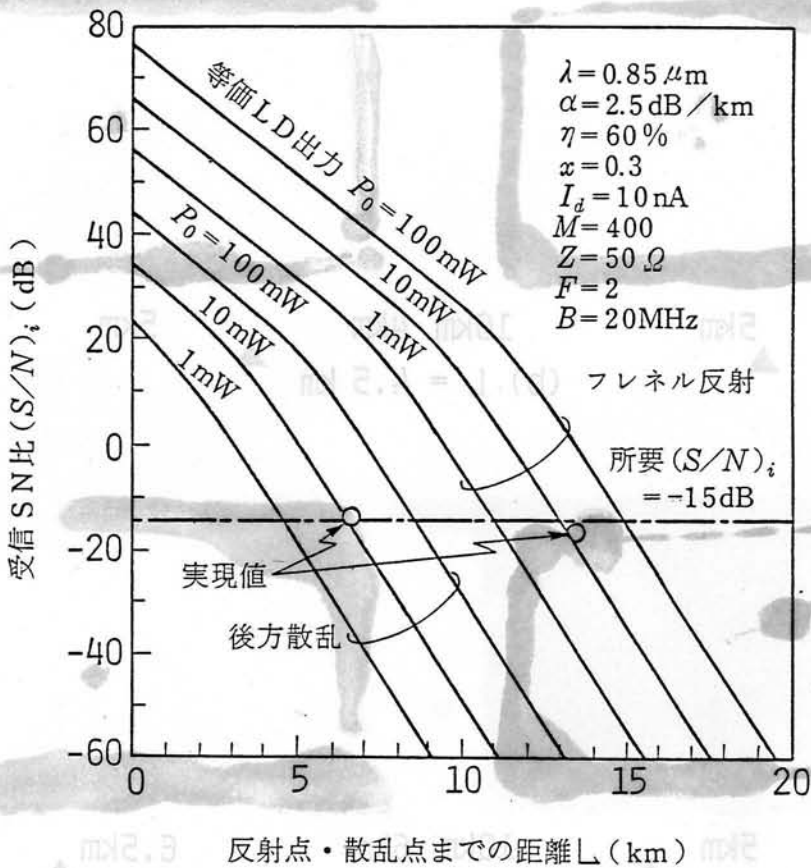
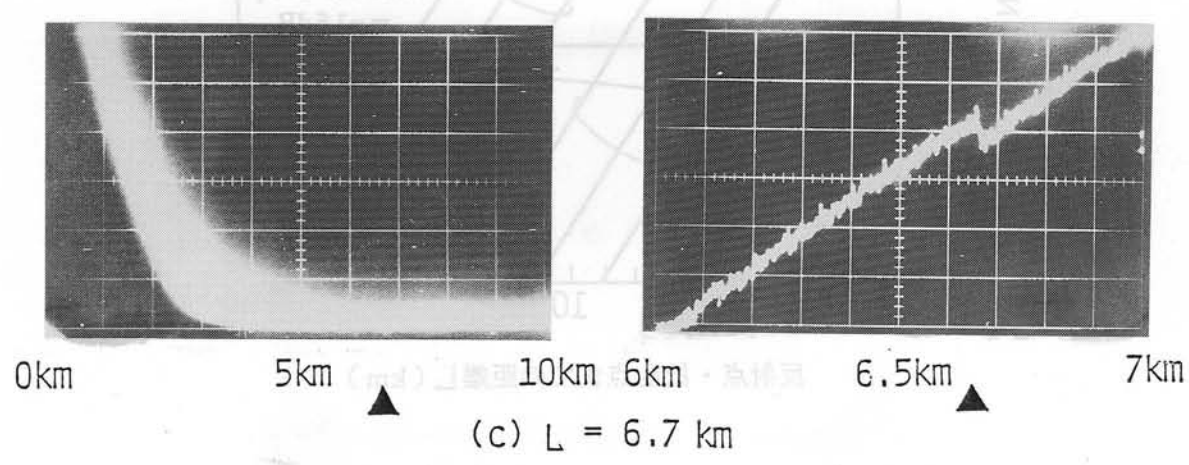
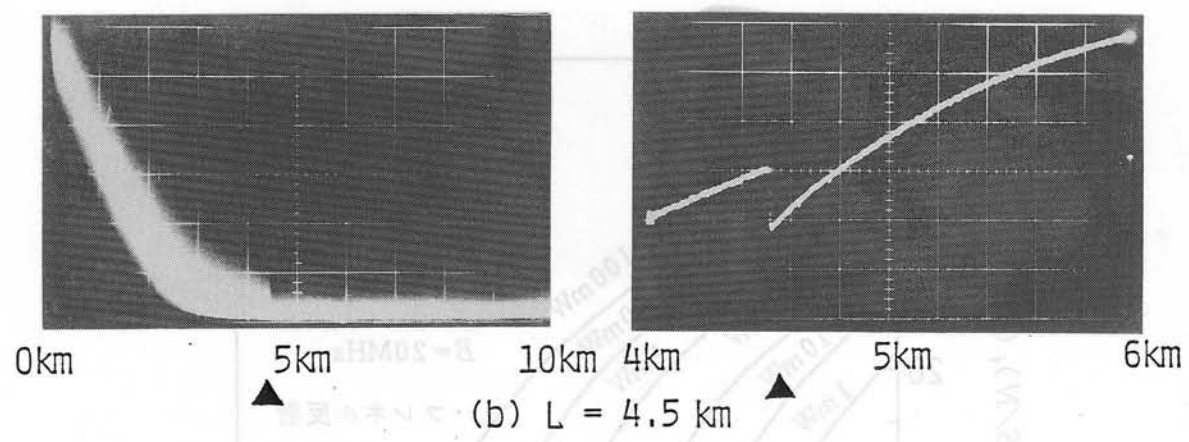
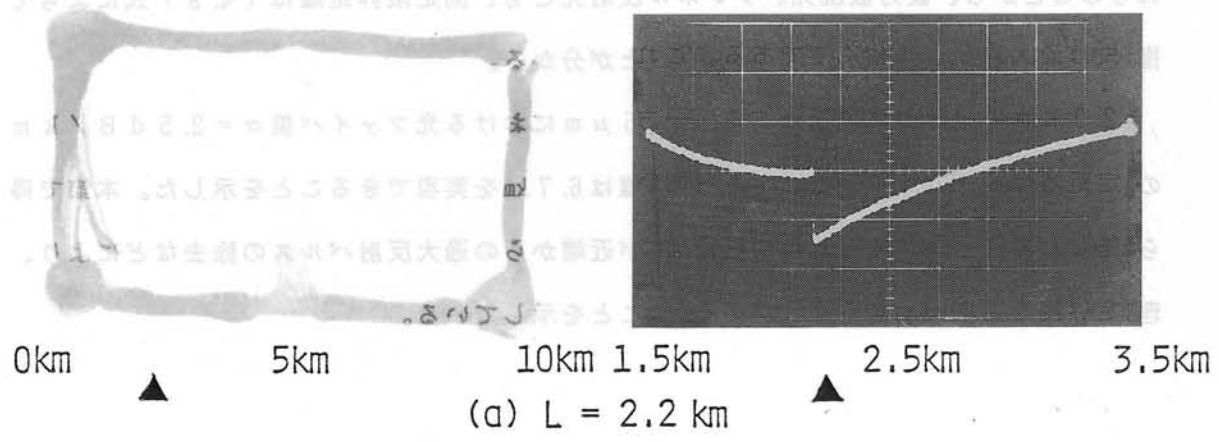


図 4.8 反射信号・後方散乱信号の受信SN比

このグラフは、平均化処理前の後方散乱光の測定結果を示している。左側のグラフは、距離が0kmから10kmまでの範囲で、散乱光の強度が急激に増加し、その後徐々に減少している様子が見られる。右側のグラフは、距離が1.5kmから3.5kmまでの範囲で、散乱光の強度がほぼ一定に保たれている様子が見られる。



左側：平均化処理前      右側：平均化処理後  
 (平均化処理回路が直流遮断されているため、その影響を受けている。)

(▲は光ファイバの遠端)

図 4.9 孤立パルス法による後方散乱光の測定

#### 4.6 後方散乱光の測定距離増大

0.85  $\mu\text{m}$ を使用する中容量デジタル光伝送方式では、光伝送線路に割り当てられる損失は最大約50 dBまでである。これは光損2.5 dB/kmの光ファイバケーブルの場合20 kmの中継距離に相当する。一方、前節において理論、実測の両面から後方散乱光測定距離は最大約6.7 kmと示されている。光ファイバケーブルの両端から障害点探索を実施した場合、13.4 kmの中継距離まで対応できるが、この値ではまだ不十分なため、測定感度を更に向上する必要がある。

SN比改善策としてAPD負荷の高抵抗化と平均化処理回路のA-D変換器の量子化ビット数増加が挙げられる。前者は帯域幅から制限を受け、後者はサンプリング速度などで制限を受ける。又、技術的にも平均化処理回路によるSN比改善量には限度がある。APD負荷抵抗 $Z = 1 \text{ k}\Omega$ 、量子化ビット数として実現可能性のある $m = 8$ に選んだときの後方散乱点までの距離と受信SN比 $(S/N)_i$ の関係を図4.10に示す。4.4節における考察から、平均化処理回路によるSN比改善量50 dBを見込んで所要 $(S/N)_i = -45 \text{ dB}$ とすると、等価LD出力 $P_o = 13.2 \text{ mW}$ のとき最大測定距離は約11.5 kmまで増大する。

すなわち、これが実現すれば光ファイバ損 $\alpha = 2.5 \text{ dB/km}$ の場合、光ファイバケーブルの両端から障害点探索を実施することによって、原理的には23.0 kmの中継距離まで対処でき、0.85  $\mu\text{m}$ を使用する中容量のデジタル光伝送方式<sup>(65)</sup>の光ファイバケーブル障害点探索には十分な特性が得られる。

最近、開発された量子化ビット数 $m = 8$ のA-D変換器を用い、APD負荷抵抗 $Z = 1 \text{ k}\Omega$ としたとき、波長0.85  $\mu\text{m}$ 、光損 $\alpha = 2.5 \text{ dB/km}$ 、10.5 km長の光ファイバの孤立パルス法による後方散乱光レベルの観測例を図4.11に示す。2 km毎の反射は光コネクタからのフレネル反射である。同図より、受信SN比が5 dBになる距離を推定すると、長さ11 kmの障害点探索まで実現できることが分かる。この結果は図4.10から予想される距離11.5 kmに近い値である。

一方、光ファイバの光損の主要因であるレイリー散乱損は波長の4乗に比例して減少するため、光源を長波長化した場合、光ファイバ損の低減により後方散乱光測定距離の増大が期待される。しかし、レイリー散乱損 $\alpha_R$ の減少によって、(4.2)式から後方散乱光の反射率 $R_o$ も同時に減少し、受信SN比の改善量は多少劣化する。

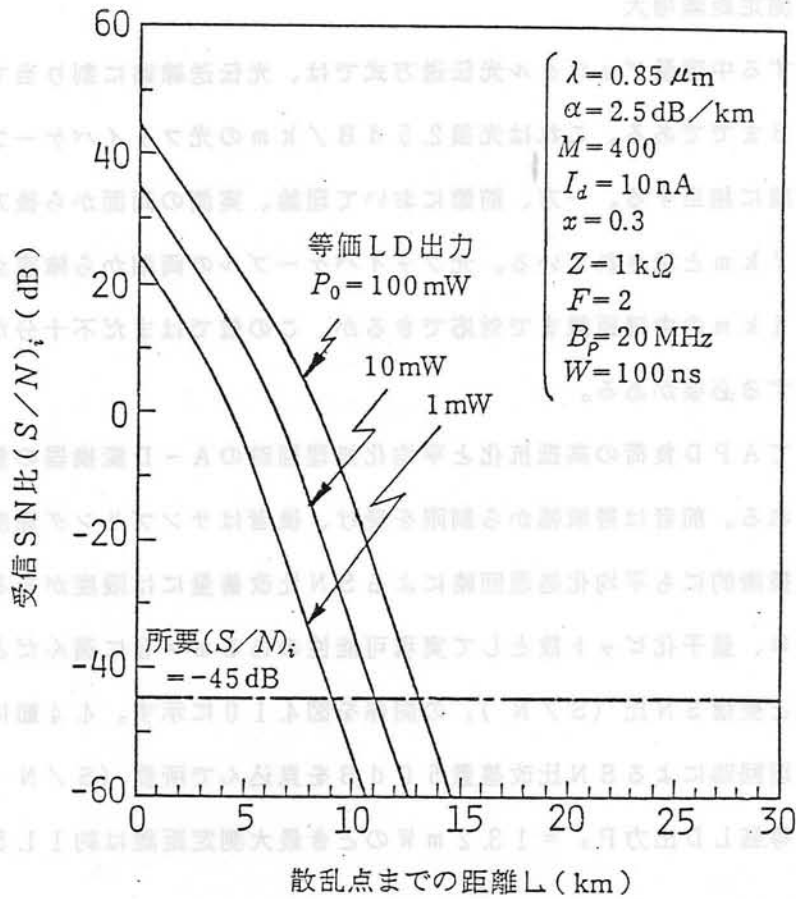


図 4.10 改善後の後方散乱光の受信SN比  
( $\lambda = 0.85 \mu\text{m}$ )

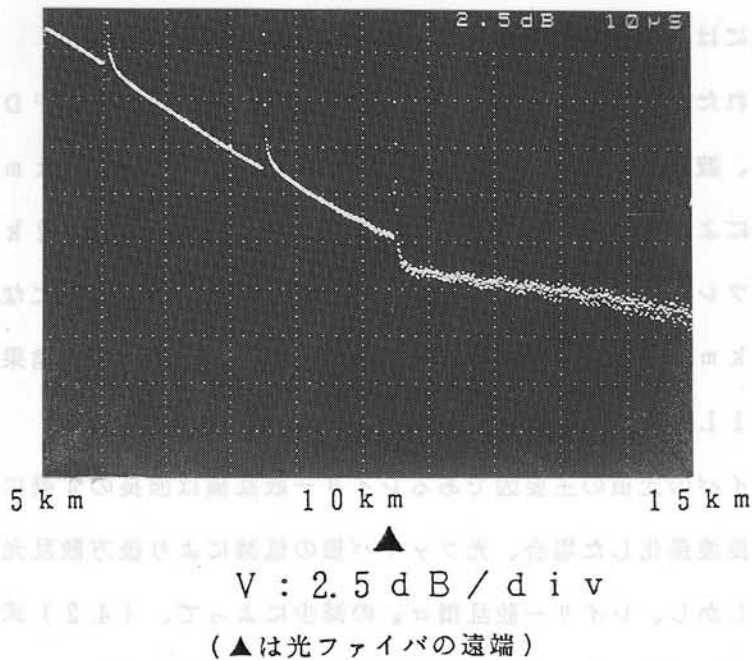


図 4.11 孤立パルス法による後方散乱光の測定例  
( $\lambda = 0.85 \mu\text{m}$ )



光ファイバの損失-波長特性の一例を図4.12に示す。同図において、光損はレイリー散乱損が主要因で、残りはOH基による吸収損および構造不整などによる散乱損が原因である。光ファイバの損失-波長特性が図4.12に示すものと同じ特性で、LDおよびAPDとして現在得られている $0.85\mu\text{m}$ 帯と同等の特性を持つものを用いた場合の、波長に対する後方散乱光測定距離限界の関係を図4.13に示す。光損 $\alpha$ は $1.5\mu\text{m}$ 帯で最も小さくなるため、測定距離は $1.5\mu\text{m}$ 帯で最も長くなる。しかし、LDは $\lambda = 1.3\mu\text{m}$ 帯の方が先に実用化された。そこで、 $1.3\mu\text{m}$ 帯での後方散乱光測定について考察した。

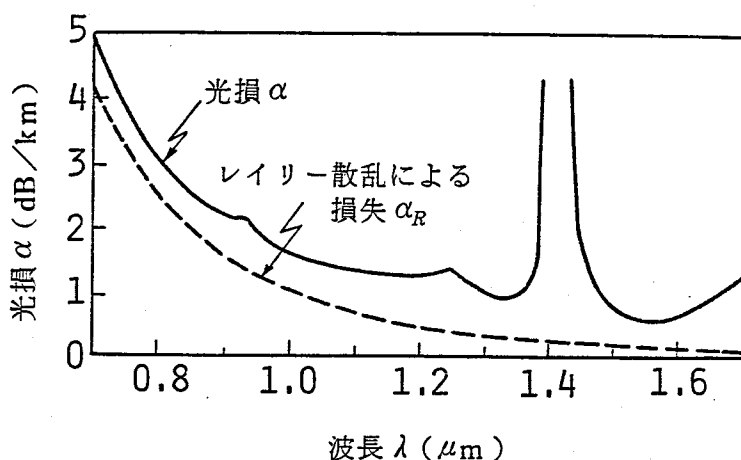


図4.12 光ファイバの損失波長特性

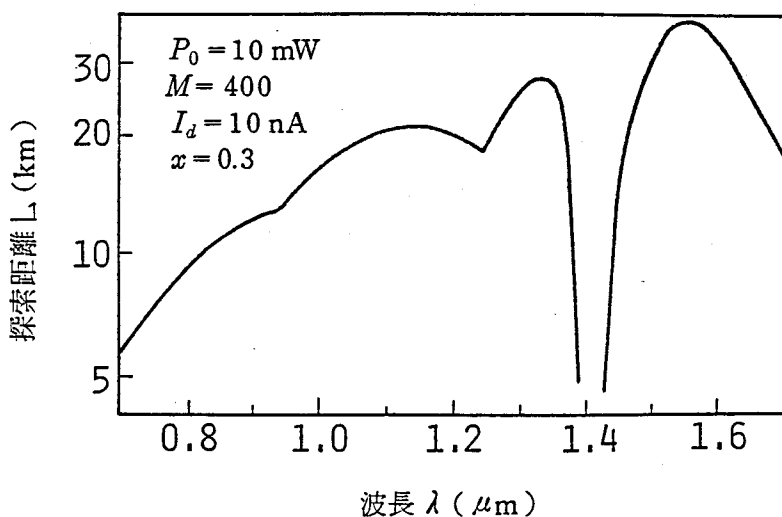


図4.13 測定距離限界

1.3  $\mu\text{m}$  帯での受光素子としては Ge-APD が実用化されている。しかし、Ge-APD は電流増倍率、過剰雑音指数、暗電流などで Si-APD よりも劣っている。今、SN比を表す (4.9) 式において、波長 1.3  $\mu\text{m}$  ( $\lambda = 1.3 \times 10^{-6}\text{m}$ )、光ファイバ損  $\alpha = 0.5\text{ dB/km}$ 、レイリー散乱損  $\alpha_r = 8.42 \times 10^{-5}\text{ Np/m}$  ( $0.37\text{ dB/km}$ ) としたとき、散乱点までの距離  $L$  と後方散乱光の受信 SN比 ( $S/N$ )<sub>i</sub> の関係を図 4.14 に示す。波長 1.3  $\mu\text{m}$  ではピーク出力の大きいパルス発振用の LD が開発されていなかったため、光パルス半値幅を 2  $\mu\text{s}$  と広げて後方散乱光の反射率  $R_r$  を大きく確保した。1.3  $\mu\text{m}$  帯では Ge-APD の暗電流  $I_d$  が Si-APD のそれよりも遙かに大きいため、散乱点までの距離  $L$  に依存しない暗電流雑音と熱雑音が支配的となり、図 4.14 に示すように、SN比は距離に対して直線的に劣化する。1.3  $\mu\text{m}$  帯と 0.85  $\mu\text{m}$  帯の受信 SN比 ( $S/N$ )<sub>i</sub> を比較すると、1.3  $\mu\text{m}$  帯では光ファイバ損が小さいため、受信 SN比の距離に対する劣化が緩やかで、平均化処理あるいは相関処理の SN比改善による測定距離増

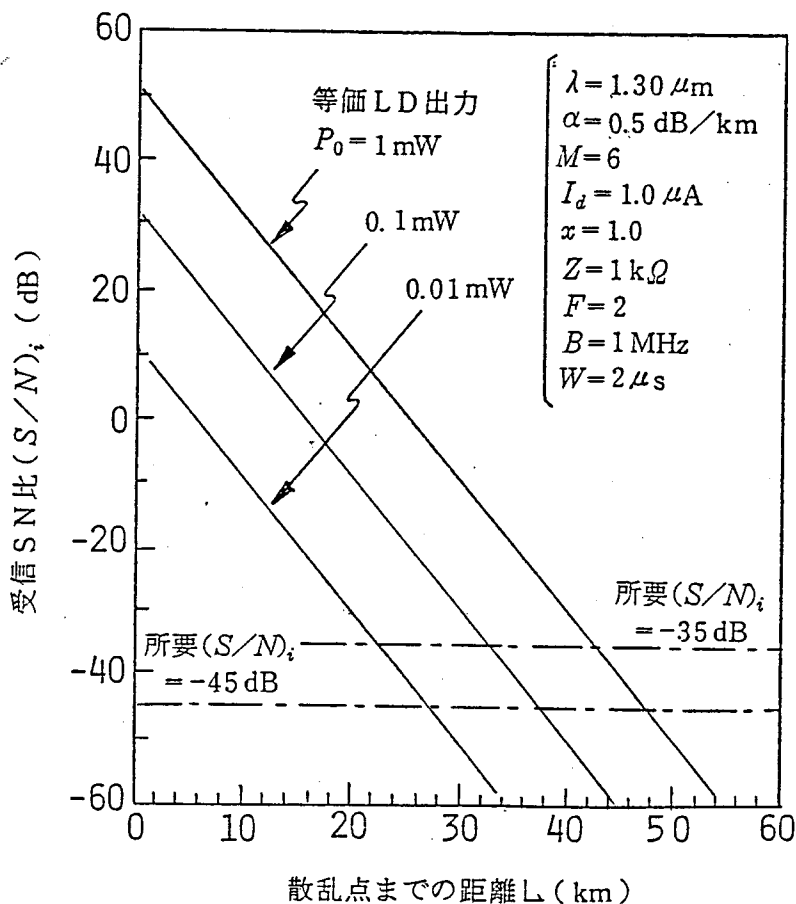


図 4.14 改善後の後方散乱光の受信 SN 比 ( $\lambda = 1.30\ \mu\text{m}$ )

大の効果の著しいことが分かる。

4.4節での考察から、量子化ビット数  $m = 8$  の A-D変換器を用いた平均化処理で所要  $(S/N)_i = -45 \text{ dB}$ 、アナログ積分型の相関処理で所要  $(S/N)_i = -35 \text{ dB}$  とすると、図4.14において等価LD出力  $P_e = 0.1 \text{ mW}$  のとき、最大測定距離はそれぞれ  $37 \text{ km}$ 、 $33 \text{ km}$  まで増大することが期待できる。 $1.3 \mu\text{m}$  を使用中容量デジタル光伝送方式では、光伝送線路に割り当てられる損失は最大約  $20 \text{ dB}$  までである。これは、光損  $0.5 \text{ dB/km}$  の光ファイバケーブルの場合  $40 \text{ km}$  に相当し、光ファイバケーブルの片端からの障害点探索でも、それぞれ約  $90\%$ 、 $80\%$  まで対処できる距離である。

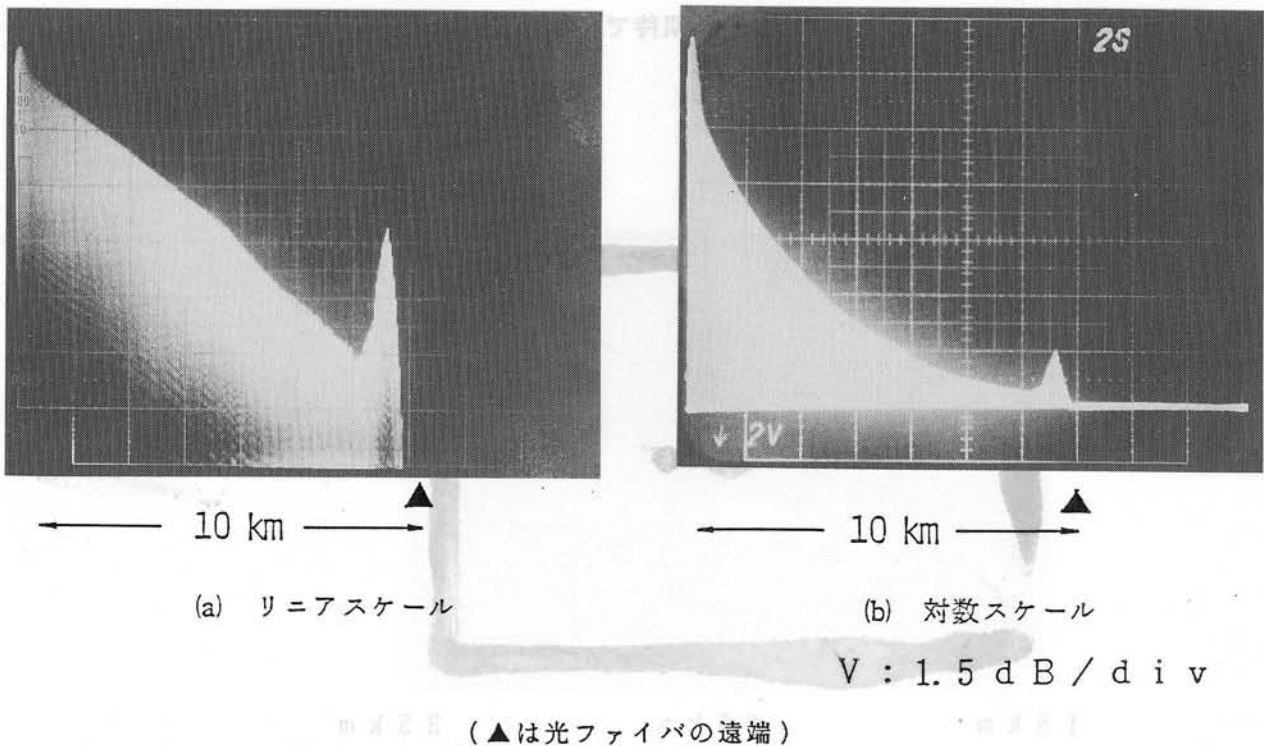


図4.15 PNパルス法による後方散乱光の測定例  
( $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$ )

波長  $1.3 \mu\text{m}$ 、光損  $\alpha = 0.8 \text{ dB/km}$ 、 $10 \text{ km}$  長の光ファイバの PNパルス法による後方散乱光レベルの観測例を図4.15に示す。同図より、後方散乱光の受信 SN比が  $5 \text{ dB}$  になる点を推定すると、障害点探索距離は長さ  $13 \text{ km}$  まで可能となることが分かる。ここで使用した光損  $\alpha = 0.8 \text{ dB/km}$  の光ファイバを、光損  $\alpha = 0.5 \text{ dB/km}$  の光ファイバで置き換えて測定すると、障害点探索距離は  $21 \text{ km}$  ( $0.8 \times 13 \div 0.5 \approx 21$ )

が実現できる。図4.14で示した予想値33kmとの差は器内雑音等による劣化が原因と思われる。

最近、開発された量子化ビット数 $m = 8$ のA-D変換器を用いたとき、波長 $1.3\mu\text{m}$ 、光損 $\alpha = 0.5\text{dB/km}$ 、長さ33.5kmの光ファイバの孤立パルス法による後方散乱光レベルの観測例を図4.16に示す。2km毎の反射は光コネクタからのフレネル反射である。同図より、後方散乱光の受信SN比が5dBになる距離を推定すると、長さ35kmの障害点探索を実現できることが分かる。これは、図4.14から予想される距離に近い値であり、長波長帯でも後方散乱光の受信SN比を与える(4.9)式が妥当であることを示している。

本節では、A-D変換器の量子化ビット数の増加、光ファイバ損の少ない $1.3\mu\text{m}$ 帯の利用等により後方散乱光測定距離の増大が期待できることを定量的に示し、実験により確認した。

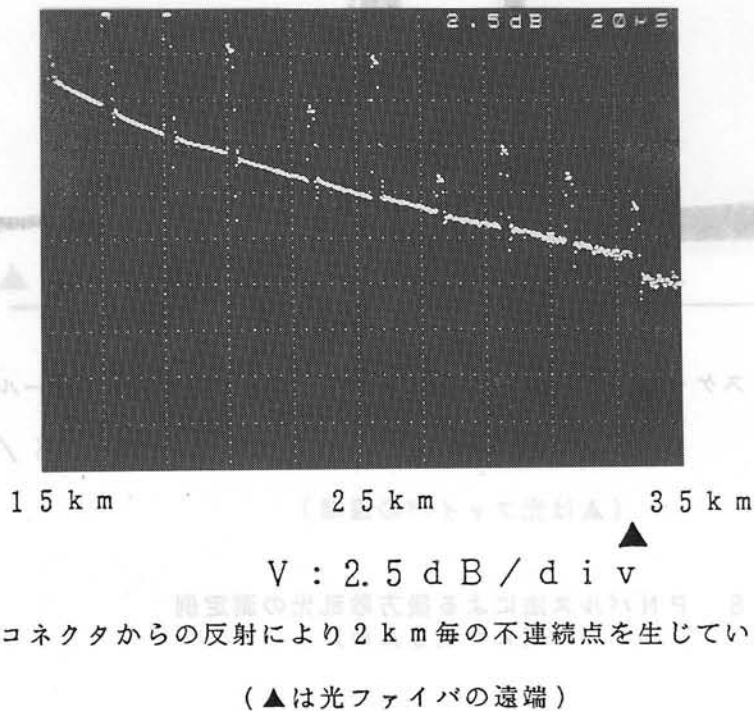


図4.16 孤立パルス法による後方散乱光の測定例  
( $\lambda = 1.3\mu\text{m}$ )

#### 4.7 後方散乱測定器の応用 I —光ファイバの損失測定—

前節までは後方散乱光測定による障害点探索について検討を加えてきた。本節では後方散乱光の測定を損失測定に応用する場合について検討する。例えば、光ファイバ融着あるいは光コネクタの損失評価、更に、上記のような集中的な光損のみならず、光ファイバの損失分布も測定できることが期待できる。ここでは後方散乱光の測定を損失評価に応用した場合の測定精度について検討を加える。

接続損測定の際のSN比概念図を図4.17に示す。

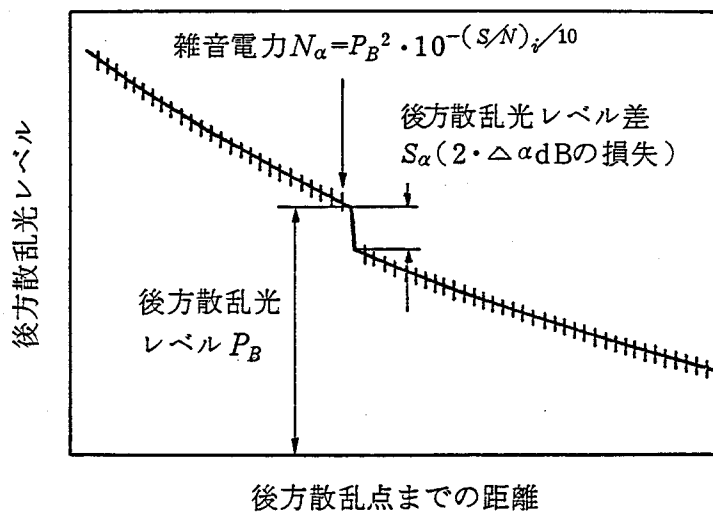


図 4.17 損失測定のス N 比

図 4.17 において、損失測定における SN 比を接続点での雑音 ( $2N_\alpha$ ) に対する損失量 ( $S_\alpha$ ) の比  $(S/N)_\alpha$  と定義すると、

$$\begin{aligned}
 (S/N)_\alpha &= 10 \log (S_\alpha / 2N_\alpha) \\
 &= 10 \log \left\{ \frac{P_B^2 (1 - 10^{-2\Delta\alpha/10})^2}{2 \times P_B^2 \times 10^{-(S/N)_i/10}} \right\} \\
 &= (S/N)_i + 10 \log \left\{ (1 - 10^{-2\Delta\alpha/10})^2 / 2 \right\}
 \end{aligned}
 \tag{4.11}$$

と表される。

ここで、 $\Delta\alpha$  : 光接続損

$P_B$  : 後方散乱光レベル

この式を用いて、接続損と測定点までの距離の関係を図 4.18 に示す。通常、多モード光

ファイバの融着損は  $\Delta\alpha = 0.2 \text{ dB}$  程度である。平均化処理を行った損失測定のスN比は  $(S/N)_\alpha = 15 \text{ dB}$  必要とすると、(4.11)式より平均化処理を行った後方散乱光のスN比は  $(S/N)_i = 39 \text{ dB}$  となる。量子化ビット数  $m = 8$  の平均化処理を行うと、平均化処理後のスN比が  $(S/N)_i = 39 \text{ dB}$  となるためには、図4.6より平均化処理前のスN比は  $(S/N)_i = 24 \text{ dB}$  必要である。即ち、(4.11)式に  $(S/N)_i = 24$ 、 $\Delta\alpha = 0.2$  を代入すると、平均化処理前の損失測定のスN比は  $(S/N)_\alpha = 0 \text{ dB}$  となり、図4.18より、損失測定距離は  $1.5 \text{ km}$  と予想される。

一方、同様の解析により、光ファイバの損失分布を  $100 \text{ m}$  の位置精度で測定する場合を考える。光ファイバの光損を  $2.5 \text{ dB/km}$ 、すなわち  $0.25 \text{ dB/100 m}$  を測定し得る距離の限界は量子化ビット数  $m = 8$  として約  $1.9 \text{ km}$  となる。従って、これらの測定法は比較的短尺な光ファイバの損失分布には用いることができるが、伝送路としての光ファイバケーブルの損失分布、接続損測定器としては測定距離が不足で、何らかの改善策が必要である。

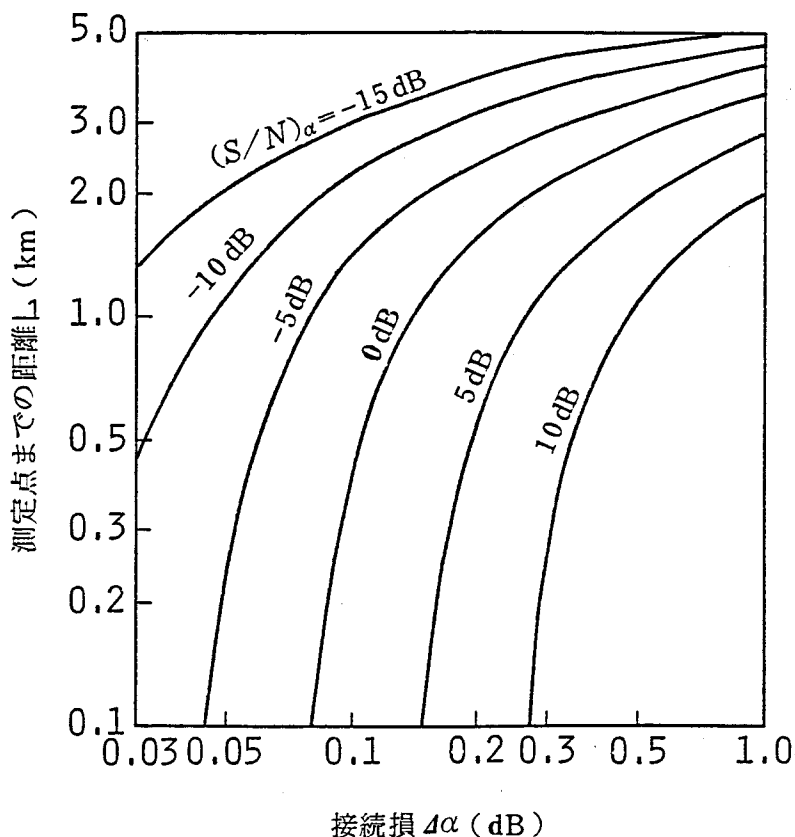


図 4.18 接続損の測定精度

光ファイバの融着接続損あるいは光ファイバの損失分布測定に後方散乱光の測定を適用する場合には、特に、光ファイバ入射端での励振モードおよび反射光のクラッドモードの問題に注意する必要がある。従来行われている損失測定では、ダミーファイバの使用によって励振モードを安定化し、測定精度の向上を図る場合が多く、この挿入損により実質の限界距離は短くなる。

#### 4.8 後方散乱測定器の応用Ⅱ —加入者系光伝送方式の光ループバックテスト—

公衆通信網は加入者系、交換系、中継伝送系から成り、通信障害が発生すると、速やかに障害系統を検知する必要がある。交換系、中継伝送系では予備システムを持っているため、系としての信頼度は高い。しかし、加入者系は経済性の点から冗長構成は採れない。光ファイバ伝送方式の加入者系への導入に際しては、種々のサービスを一元的に扱うため、確実性の高い高度な保守システムが不可欠である。

加入者系では、確実で、素早い障害復旧を目指して、電話局から遠隔操作で加入者系の保守を行うテスト法の導入を計画している。加入者系光伝送方式の構成を図4.19に示す。

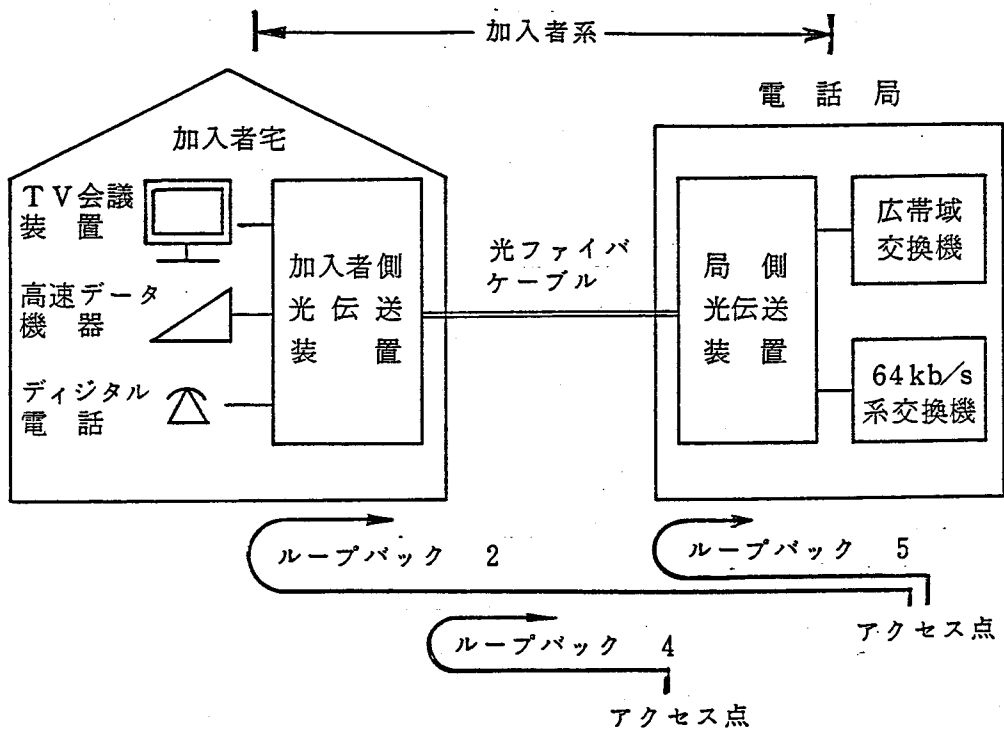


図 4.19 加入者系光伝送方式の構成

表 4.3 ループバック法テストチャート

障害箇所	加入者側光伝送装置	光ファイバケーブル	局側光伝送装置
ループバック 2	×	×	×
ループバック 4	—	×	—
ループバック 5	—	—	×

—：不定    ×：不可

加入者系は局側光伝送装置、光ファイバケーブル、および加入者側光伝送装置から成っている。計画しているテスト法では、図 4.19 において電話局から特定の信号を送出して、この信号を所望の装置から電話局に折返し、折り返された信号が送出した信号と一致することを見ること（以後、ループバックテストと略称）により、電話局から所望の装置まで正常に動作していることを確認する。このループバックテストを各装置について実施すれば、どの装置が障害かを判定することが可能である。ループバックテストを加入者系光伝送方式に適用した例を図 4.19 に、ループバックテストによる障害判定のテストチャートを表 4.3 に示す。なお、ループバックテストの番号は国際電話諮問委員会（CCITT ; Consultative Committee of International Telegraph and Telephone）で規定されたものを用いた。同表より、局側光伝送装置が障害のときは少なくともループバック 2、5 のテストが不可で、光ファイバケーブルが障害のときは少なくともループバック 2、4 のテストが不可、加入者側光伝送装置が障害のときは少なくともループバック 2 のテストが不可となる。通信障害が発生すると、まず、ループバック 2 の試験を行い、加入者系での障害か否かを判定する。ループバック 2 のテストが不可で、加入者系が障害と分かれば、ループバック 4 およびループバック 5 のテストで光ファイバケーブルか局側光伝送装置かを判定する。ループバック 4、5 のテストが正常であれば、加入者側光伝送装置が障害と判定できる。これより、3 種のループバックテストを実行すれば、どの部分が障害かを判定できることが分かる。

ループバック 2 のテストは加入者側光伝送装置と TV 会議装置等との結合部で電氣的にループバックを施す。ループバック 5 のテストは局側光伝送装置の加入者側で光のループバックを施す。一方、ループバック 4 のテストに対してメタリックペアケーブルの場合は、加入者側伝送装置において 2 線が直流的には導通しているため、2 線の抵抗を測定する導通試験で対処出来るが<sup>(97)</sup>、光ファイバケーブルの場合、光ファイバが不導体のため、導



通試験が不可能である。

一方、後方散乱光測定による光ファイバケーブルの障害点探索では、障害点までの距離は、光信号を送出してからその光信号による後方散乱光を受信するまでの時間と光ファイバコアの屈折率から算出している。時間は最も精密に測定できる物理量であるが、光ファイバの屈折率測定精度はせいぜい1%程度であるため、算出される障害点までの距離も1%程度の誤差をもつ。また、光パルス幅の有限性、光ファイバの分散も距離精度を悪くする原因となる。従って、後方散乱光の測定は光ファイバケーブルに障害があることが明らかで、1%程度の距離精度で障害点を探索する場合に有効であって、最も切断事故の多い加入者宅から全長の1%程度の距離の範囲に対して、曖昧さを残すため、確実に障害か否かを判定する必要がある保守システムには採用出来ない。また、加入者系光伝送方式では電話局で加入者宅からの光信号を受信出来なくても、光ファイバケーブルに障害があるか、加入者側光伝送装置に障害があるかは判定出来ない。ここでは、ループバック4のテストに対して、新たに考案した後方散乱測定技術を応用した伝送媒体試験（特に、光ループバックテストと呼ぶ）が理論的に加入者系光伝送方式に適用できることを明らかにし、さらに、その妥当性を確認するための実験について述べる<sup>(45)</sup>。

N T Tの加入者系光伝送方式では波長多重伝送を利用して構成の柔軟性を高めている。波長多重伝送で使用する波長は通常、 $0.8\ \mu\text{m}$ 以上である。そこで、光ループバック用に新たに $0.765\ \mu\text{m}$ を利用する。光ループバックテスト法を図4.20、テストチャートを表4.4に示す。波長多重伝送に使用する光合分波器は伝送特性上、信号伝送に使用する波

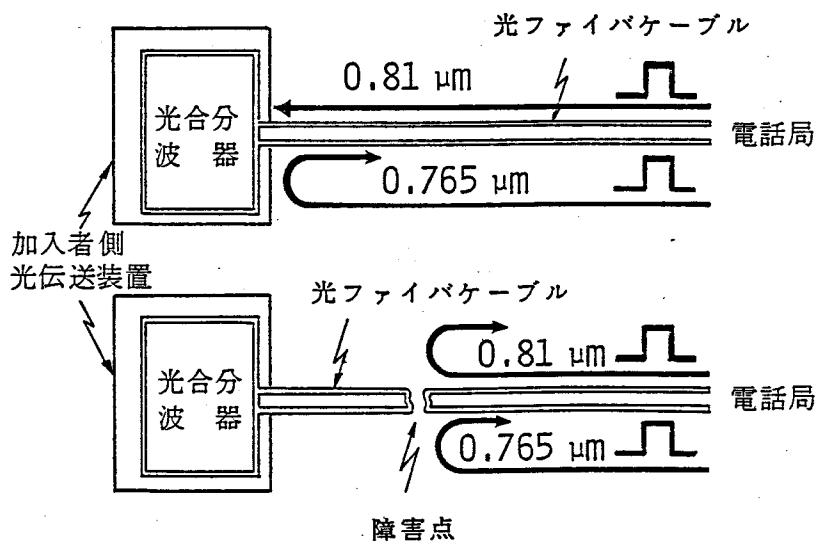
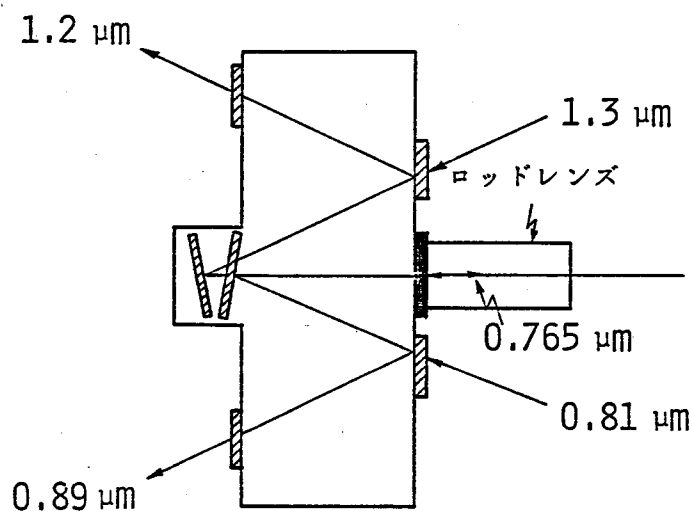


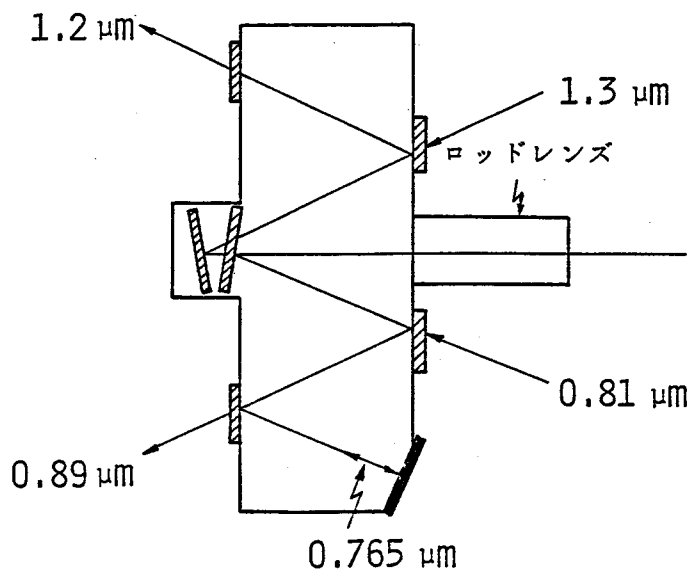
図4.20 光ループバックテスト

表 4.4 光ループバック（ループバック 4）法テストチャート

波 長	反 射 率	
	光ファイバケーブル 無障害	光ファイバケーブル 障害
0.81 $\mu\text{m}$	小	波長依存性なし
0.765 $\mu\text{m}$	大	



(a) デジタル伝送用光合分波器



(b) アナログ伝送用光合波分波器

長波長通過フィルタ
  帯域通過フィルタ

図 4.2 1 光ループバックに使用する光合分波器の構成

長に対して反射率を抑圧するよう設計している。この光合分波器に $0.765\mu\text{m}$ の波長に対しては反射率が大きくなる反射膜を付加すれば、図4.20に示すように、信号伝送に使用する最も短い波長の $0.81\mu\text{m}$ と障害切り分け用の $0.765\mu\text{m}$ の波長の光パルスを電話局から送出すると、光ファイバケーブルが破断している場合、両波長に対して、障害点から波長依存性のない反射率で光パルスが電話局に戻って来る。一方、光ファイバケーブルが正常の場合、光合分波器から $0.81\mu\text{m}$ の波長に対しては反射率が大きく、 $0.765\mu\text{m}$ の波長に対しては反射率が小さく、光パルスが電話局に戻って来る。従って、表4.4に示すように、 $0.81\mu\text{m}$ と $0.765\mu\text{m}$ の対する反射率を測定すれば、光ファイバケーブルが正常か否かを確実に判定できる光ループバックテストが可能である。

信号伝送用に $0.81$ 、 $0.89$ 、 $1.2$ 、 $1.3\mu\text{m}$ の4波長を使用する光合分波器に障害切り分け用の $0.765\mu\text{m}$ 反射膜を付加した例を図4.21に、 $0.765\mu\text{m}$ 反射膜として使用する長波長通過フィルタの特性を図4.22に示す。長波長通過フィルタは $0.765\mu\text{m}$ 以下の波長を反射させ、 $0.81\mu\text{m}$ 以上の波長を通過させるよう設計する。図4.22において、 $100\%$ から通過率を引いた値が反射率となる。図4.21において、デジタル伝送用の光合分波器では各波長の共通ポートに長波長通過フィルタを設定するだけで上記の機能が果たせる。しかし、アナログ伝送では僅かの反射に対しても伝送特性の劣化が生じるため、反射率を $1\%$ 以下に抑圧する必要がある。図4.22に示すように、 $0.81\mu\text{m}$ 以

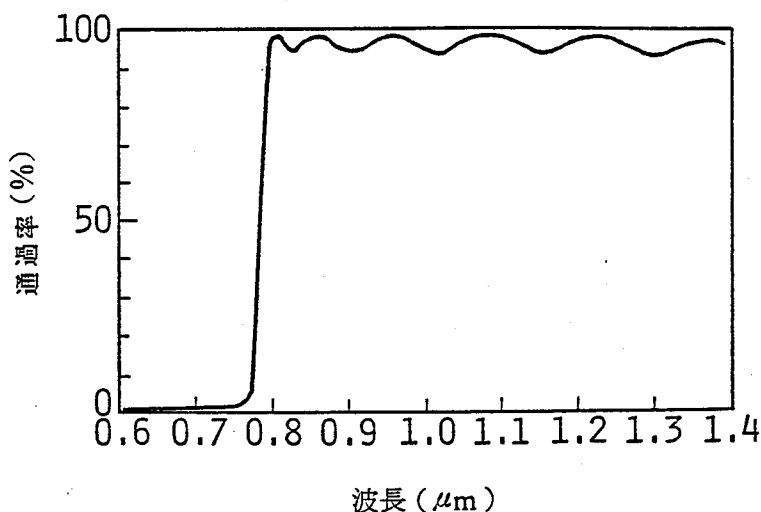


図4.22 長波長通過フィルタの特性

上の波長に対して、反射率を1%以下にすることが困難なため、アナログ伝送用の光合分波器では障害切り分け用に $0.765\mu\text{m}$ のポートを設け、長波長通過フィルタを張りつける構造とした。これらの構造により、信号伝送特性に影響することなく、光ループバック試験系を構成することができる。

本方法による光ループバックテストを適用できる最大加入者線路長（局側光伝送装置～加入者側光伝送装置間）は、損失の大きい波長 $0.765\mu\text{m}$ によって決定される。即ち、光合分波器からの反射光と光ファイバの障害点からの反射光が判別出来れば、光ループバックテストは可能となる。光合分波器の波長 $0.765\mu\text{m}$ に対する反射率は $-2\text{dB}$ が実現している。この $-2\text{dB}$ の反射に対して、障害点からの反射光が反射率 $-14\text{dB}$ の理想フレネル反射光と同程度の大きさであっても、その差は $10\text{dB}$ 以上あるため十分に判別できる。（4.9）式より、光合分波器からの $-2\text{dB}$ 反射率の反射光に対する反射点までの距離 $L$ と受信SN比 $(S/N)_i$ の関係を図4.23に示す。4.4節での検討より、量子化ビット数 $m=8$ でA-D変換を行うデジタル型平均化処理では、所要 $(S/N)_i$ は $-40\text{dB}$ 必要である。図4.23において、等価LD出力 $=1\text{mW}$ のとき $8\text{km}$ まで判

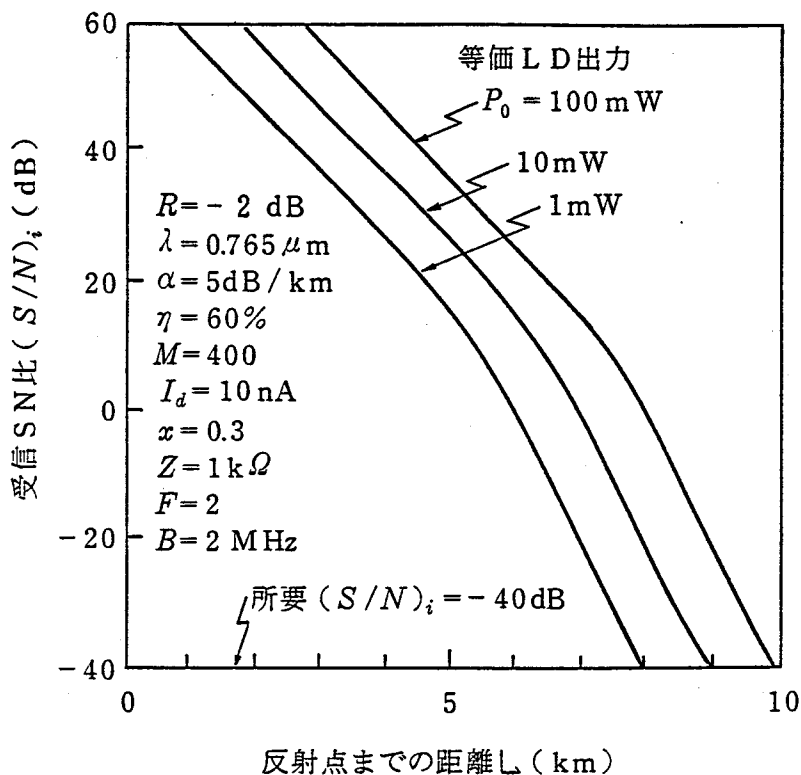
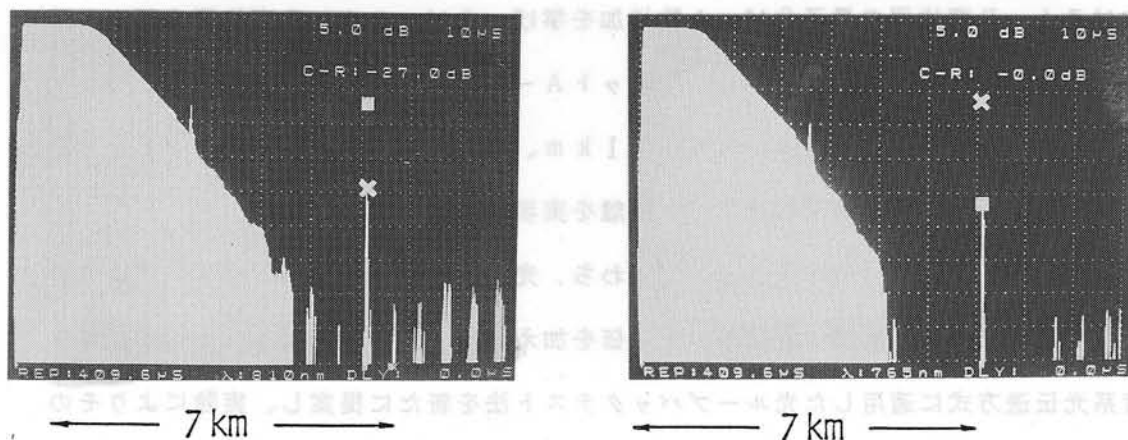


図 4.23 光合分波器からの反射光の受信SN比

別できる。NTTにおける最大加入者線路長は7 kmである。従って、距離の点では十分な特性を実現できることが分かる。

波長0.765  $\mu\text{m}$ および0.81  $\mu\text{m}$ での光ファイバ損がそれぞれ5 dB/km、3 dB/kmのとき（損失差は2 dB/km）、7 kmの距離にある光合分波器からの反射と障害点からの反射を図4.24に示す。但し、図4.24の反射光の波形は往復の光損を含む反射光電力を表している。同図において、□印は波長0.765  $\mu\text{m}$ での反射を、×印は波長0.81  $\mu\text{m}$ での反射を表す。図4.24(a)において、光合分波器からの反射では、反射光電力で比較すると波長0.765  $\mu\text{m}$ の反射光電力の方が0.81  $\mu\text{m}$ より13 dB大きい。一方、反射率を算出すると両波長の往復損失差14 dB（2 dB/km  $\times$  7 km）を考慮して、波長0.765  $\mu\text{m}$ の反射率は0.81  $\mu\text{m}$ より27 dB大きい値（13 dB + 14 dB = 27 dB）となる。ここで使用した測定器は反射光電力と両波長での往復損失差から自動的に反射率を求める機能を持たせている（図中でC - R = -27.0 dB）。図4.24(b)において、障害点からの反射では、反射光電力で比較すると波長0.765  $\mu\text{m}$ より0.81  $\mu\text{m}$ の反射光電力の方が14 dB大きい。しかし、反射率で比較すると両波長の往復損失差14 dBを考慮すれば、両波長に反射率の差は見られない（14 dB - 14 dB



(a) 光合分波器からの反射  
(C - R = -27 dB)

(b) 障害点からの反射  
(C - R = 0 dB)

□ 波長0.765  $\mu\text{m}$ での反射  
× 波長0.81  $\mu\text{m}$ での反射

V : 5 dB / div

図4.24 反射率の測定結果

= 0 dB ; 図中で  $C - R = 0$  dB )。図4.24より、光合分波器からの反射と障害点からの反射を判別できることから、本方法を加入者系光伝送方式の光ループバックテストに適用できることが分かる。

ここでは、本方法を加入者系に適用した例について述べたが、中継伝送系の遠隔保守にも適用できることは明らかである。

#### 4.9 まとめ

本章では光ファイバの後方散乱光の測定とその応用について論じた。

光ファイバケーブルの障害点探索には、光ファイバ端面の状態に依存するフレネル反射光の測定では不十分で、レベルの一定した後方散乱光の測定が不可欠なことを述べ、後方散乱光の測定法として、従来からの孤立パルス法に加え、新たに提案したPNパルス法も比較検討し、これらの方法におけるSN比改善量を明らかにした。最初に、孤立パルス法を用いて、波長  $0.85 \mu\text{m}$  における後方散乱光測定距離限界を定量的に明らかにし、実際の測定により、これに近い  $6.7 \text{ km}$  を実現した。次に、測定距離増大策として光損の小さい長波長帯の利用を挙げ、新しく提案したPNパルス法により、光ファイバ損  $0.5 \text{ dB/km}$  の波長  $1.3 \mu\text{m}$  で  $21 \text{ km}$  を実現した。さらに、測定距離増大策として、孤立パルス法におけるA-D変換器の量子化ビット数増加を挙げ、8ビットA-D変換器を用いた場合の測定距離限界を予測した。その後、8ビットA-D変換器の開発を待って、光ファイバ損  $2.5 \text{ dB/km}$  の波長  $0.85 \mu\text{m}$  でも  $11 \text{ km}$ 、光ファイバ損  $0.5 \text{ dB/km}$  の波長  $1.3 \mu\text{m}$  では  $35 \text{ km}$  と予測値に近い測定距離を実現した。

また、後方散乱光測定への他への応用、すなわち、光ファイバの損失分布測定、接続損測定を行った場合の測定精度について理論的評価を加えた。さらに、後方散乱光測定技術を加入者系光伝送方式に適用した光ループバックテスト法を新たに提案し、実験によりその有効性を確認した。

将来、光ファイバの最低損失波長である  $1.5 \mu\text{m}$  帯を利用すると、さらに測定距離限界は伸びるであろう。 $1.5 \mu\text{m}$  帯における後方散乱光測定でも、ここで示した  $1.3 \mu\text{m}$  帯における後方散乱光測定限界の理論的解析および測定系が応用できる。

#### 付録4.1 アナログ積分型相関処理によるSN比改善量

相関処理前の信号電力を $S$ 、雑音電力を $N$ とすると、相関処理により信号電力 $S$ は電圧相加となるため、相関処理後の信号電力はワード長 $G$ に対して $SG^2$ となる。また、雑音電力 $N$ は相関処理により電力相加となるため、相関処理後の雑音電力はワード長 $G$ に対して $NG$ となる。

一方、相関処理では光受信回路の歪も雑音として相加する。光受信回路の歪減衰量を $D_r$ 〔dB〕とすると、歪雑音電力は $S10^{-D_r/10}$ で表される。この歪雑音電力は相関処理により電圧相加となるため、相関処理後の歪雑音電力は $S10^{-D_r/10}G^2$ となる。

以上の結果から、相関処理後のSN比は次式となる。

$$\begin{aligned}
 (S/N)_c &= 10 \log \left\{ \frac{SG^2}{NG + S10^{-D_r/10}G^2} \right\} \\
 &= 10 \log \left\{ \frac{1}{\frac{1}{S/NG} + 10^{-D_r/10}} \right\} \\
 &= -10 \log \left\{ \frac{10^{-(S/N)1/10}}{G} + 10^{-D_r/10} \right\} \quad (\text{付4.1})
 \end{aligned}$$





## 水晶の旋光性を利用した光波長測定

## 5.1 まえがき

光ファイバ伝送方式はその伝送媒体である光ファイバの広帯域性、低損失性を利して、中継伝送系のみならず、加入者系にまで適用範囲が拡大している。小容量の中継伝送方式では適用領域の拡大のために1本の光ファイバで波長分割して伝送する波長多重技術を用いている。また、加入者系光伝送方式でも種々の信号を双方向伝送するため、波長多重伝送が行われている。これらの方式では波長 $0.7\ \mu\text{m}$ 帯から $1.3\ \mu\text{m}$ 帯までのLDあるいはLEDが使用されているが、LDあるいはLEDはその発光メカニズムから材料の比率によって発光波長が異なる。さらに、温度によっても発光波長は変動する。波長多重伝送では光源の波長変動は光合分波器の隣接波長間漏話の増大あるいは通過損失の増大を招く。このため、波長多重伝送に使用する光伝送装置の光源の光波長測定が不可欠となる。そこで、光ファイバ伝送方式の立場から、小形、軽量でかつ精度よく発光波長を測定できる光波長計の開発が望まれていた。

従来、光源の発光波長は光の回折を利用する回折格子や光の角度分散を利用するプリズム等によって行われていた。これらの方法は分解能が高いものの、所要の波長測定精度を確保するため、回折格子あるいはプリズム等と光検出素子との間隔をとらなければならない。このため、その位置関係を精密に維持できるよう機械的精度を持たせており、その結果、装置規模が大きくならざるを得なかった。そこで、入力光電力に依らず入力光の波長に依存した関数の分岐比をもつ波長分岐回路とそれを利用して簡易な構成で光波長を測定できる新しい方法を考案した<sup>(47)-(50)(98)(99)</sup>。本章では、考案した光波長計の構成と設計法について述べる。

光ファイバ伝送方式の研究等に必要となる光波長計の設計目標を表5.1に示す。 $0.7\sim 1.3\ \mu\text{m}$ の波長は通信用として実用化されており、光ファイバの最小損失を示す $1.5\ \mu\text{m}$ 帯も

表 5.1 光波長計の設計目標

項 目	規 格	記 事
波長測定範囲	0.6 ~ 1.0 $\mu\text{m}$	短波長帯
	1.0 ~ 1.6 $\mu\text{m}$	長波長帯
波長測定精度	1 nm 以下	受光電力 - 35 dBm
最小受光電力	- 35 dBm 以下	光電力精度 0.1 dB

長距離通信用として十分な可能性を持っている。また、波長0.633  $\mu\text{m}$ のHe-Neレーザは可視光であるため、比較的短い光ファイバの目視導通試験用に使用されており、波長が安定しているところから光波長計の動作チェック用として測定範囲に含める。以上の点を考慮して、波長測定範囲は0.6 ~ 1.6  $\mu\text{m}$ とした。但し、光検出素子の波長感度特性上、Siフォトダイオードを使用する短波長帯用(0.6 ~ 1.0  $\mu\text{m}$ )とGeフォトダイオードを使用する長波長帯用(1.0 ~ 1.6  $\mu\text{m}$ )の二分割構成とした。

LED、LDの光波長測定にあたっては、ある広がりをもつ発光スペクトルから中心波長を求めるものであり、通常のLDは5 nm以上の半値波長幅を有している。このため、波長測定精度は1 nmを目標とした。

光波長計の光波長測定値を校正する際、ハロゲンランプの白色光から回折格子で一部の波長光を切り出して、参照入力光としている。その場合、回折格子へ入力する光ファイバのコア径が有限なため、スリットを用いても切り出す参照入力光は波長広がりを持つ。しかし、波長幅10 nm以下であれば、容易に波長校正が可能である。波長幅10 nmで、50  $\mu\text{m}$ のコア径の光ファイバに入力する参照入力光電力は-35 dBmが得られている。従って、最小受光電力を-35 dBmとした。これは、LDあるいは、LEDの光波長測定には十分な値である。

本光波長計には光測定器としての汎用的な利用を狙いとして、通常の光電力計と同様の光電力測定機能および、光波長を電気的に測定することを利用して、測定した光電力を測定に使用するセンサの波長感度特性で校正処理して表示する機能も持たせており、その最小受光電力は波長測定の最小受光電力に合わせて-35 dBmとした。

## 5.2 光波長計の原理

ここでは、入力光に対して、その入力光の光波長に応じた分岐比で出力する回路を波長分岐回路と呼ぶ。波長分岐回路の基本原理を図5.1に示す。同図において、波長分岐回路にある波長の光が入力した時、出力光Aの光電力  $a(\lambda)$  [dBm] と出力光Bの光電力  $b(\lambda)$  [dBm] の分岐比  $R(\lambda) = a(\lambda) - b(\lambda)$  が入力光電力に依存せず、波長に対して単調関数になる構成にすれば、2出力の分岐比から波長  $\lambda$  を決定することが出来る。

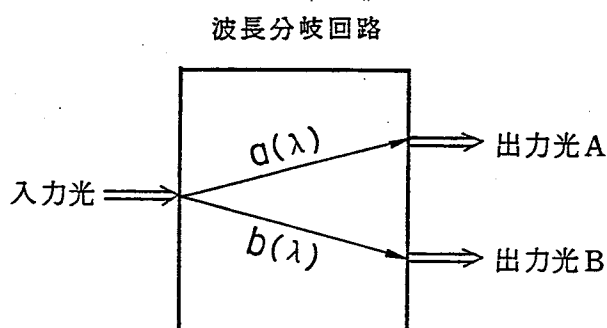
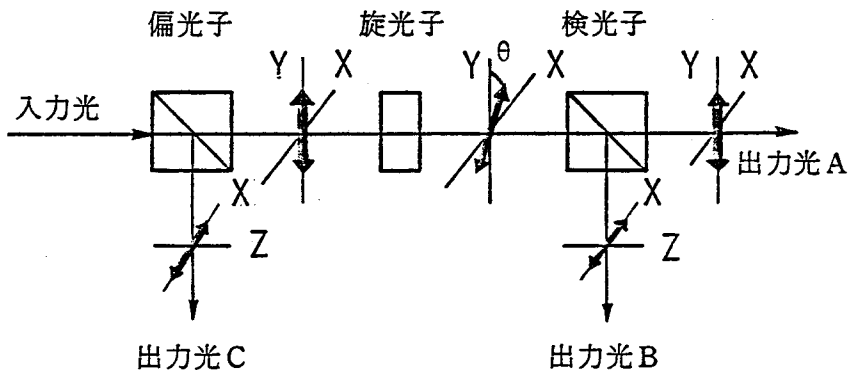


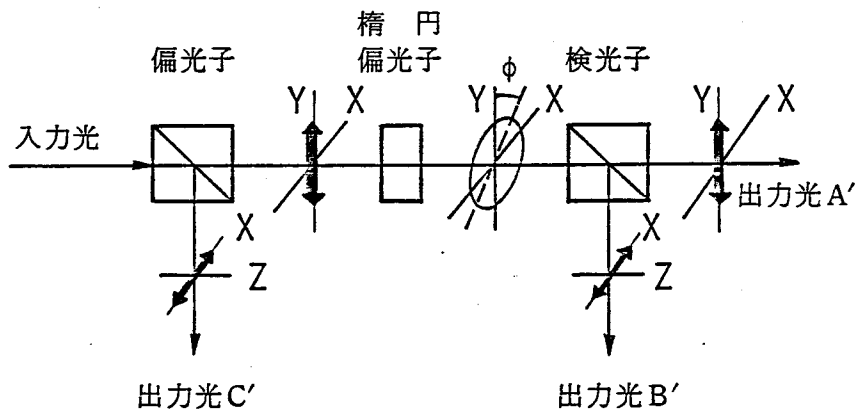
図 5.1 波長分岐回路の基本原理

以上の機能を実現できる各種の波長分岐回路の構成例を図5.2に示す。図5.2(a)は水晶等に見られる左回り円偏光と右回り円偏光の屈折率差により、偏波面が波長に応じて回転することを利用した旋光子タイプである<sup>(50)</sup>。図5.2(b)は複屈折結晶が常光線と異常光線の屈折率差により、楕円率が波長に応じて変化することを利用した楕円偏光子タイプである<sup>(47)(99)</sup>。図5.2(c)は干渉膜フィルタの反射と透過の比が波長に応じて変化することを利用した干渉膜フィルタタイプである<sup>(47)</sup>。

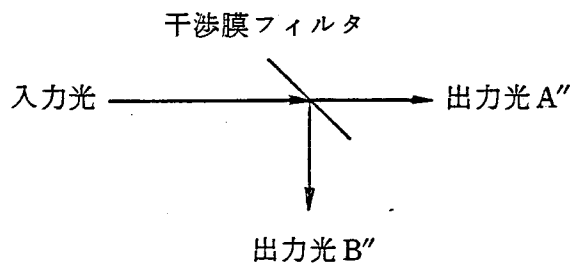
図5.2(a)において、多モード光ファイバ出力は一般に無偏波であるため、まず入力光を偏光子に入力し、2つの直交する偏波に分離した後、1つの偏波のみを取り出し、これを例えば水晶のような旋光子を通過させると波長に依存した回転角  $\theta(\lambda)$  が与えられ、その後に配置した検光子により回転角  $\theta(\lambda)$  に応じた比で出力光A、Bに分岐される。次に、図5.2(b)においてもファイバ出力を偏光子に入力し、2つの直交する偏波に分離した後、1つの偏波のみを取り出し、この偏波に対して楕円偏光子の偏波軸を例えば  $45^\circ$  に



(a) 旋光子タイプ



(b) 楕円偏光子タイプ



(c) 干渉膜フィルタタイプ

図 5.2 波長分岐回路の構成

設定すると、楕円偏光子を通過した光は波長に依存した楕円率の楕円偏波光となり、その後配置した検光子により、楕円率に応じた比で出力光A'、B'に分岐される。図5.2(c)において、干渉膜フィルタを所要の波長領域で透過特性が単調増加あるいは単調減少になるよう設定しておき、入力光をこの干渉膜フィルタに入力すると、波長に応じて通過する出力光A''と反射する出力光B''に分岐される。

以上説明したように、図5.2(a)~(c)の構成で入力光の波長に応じた分岐比で出力する波長分岐回路を実現出来る。旋光子を波長分岐回路として利用する場合、旋光子には偏波軸がないため偏光子と検光子の偏波軸を合わせておくだけでよい。一方、楕円偏光子を利用する場合、偏光子と検光子の偏波軸を合わせるだけでなく、楕円偏光子と偏光子あるいは検光子の偏波軸を所定の角度に設定する調整が必要になる。また、干渉膜フィルタを波長分岐回路として使用すると、1種類のフィルタで0.6~1.0 μmあるいは1.0~1.6 μmの範囲を滑らかな単調関数でカバーすることが困難で、測定帯域を細分化する必要がある。これらの理由により、波長分岐回路としては旋光子タイプを利用することとした。また、旋光子には左右円偏光の屈折率差の大きい水晶を採用した。

### 5.3 波長分岐回路の設計と特性

図5.2(a)において、偏光子と検光子の偏波軸を一致させ、出力光A、Bをフォトダイオードで検出すると、その光電力の分岐比 $R_a$ は入力光の波長 $\lambda$  [m]に対して次式で表される<sup>(100)</sup>。

$$R_a(\lambda) = 10 \log \left\{ \frac{\cos^2 \frac{\theta(\lambda)}{2}}{\sin^2 \frac{\theta(\lambda)}{2}} \right\} = 10 \log \left\{ \cot^2 \frac{\theta(\lambda)}{2} \right\} \quad (5.1)$$

ただし、

$$\theta(\lambda) = \frac{2\pi t_a (n_l - n_r)}{\lambda} \quad (5.2)$$

ここで、 $t_a$  : 旋光子の厚さ

$n_l$  : 左回り円偏光の屈折率

$n_r$  : 右回り円偏光の屈折率

(5.2)式において水晶の左右円偏光の屈折率差( $n_l - n_r$ )は波長分散が大きく、

波長  $1 \mu\text{m}$  付近では近似的に<sup>(101)</sup>

$$n_t - n_r = \frac{n_o}{\lambda} \approx \frac{4 \times 10^{-14}}{\lambda} \quad (5.3)$$

と表される。(5.1)～(5.3)式より分岐比  $R_a$  は波長  $\lambda$  に対して周期関数となる。測定波長帯域内において単調関数で、波長測定精度を最高にする水晶旋光子の厚さ  $t_a$  を両式から決定する必要があるが、両式から水晶旋光子の最適な厚さを解析的に求めることが困難なため、まず単純モデルにより近似値から求めることとする。

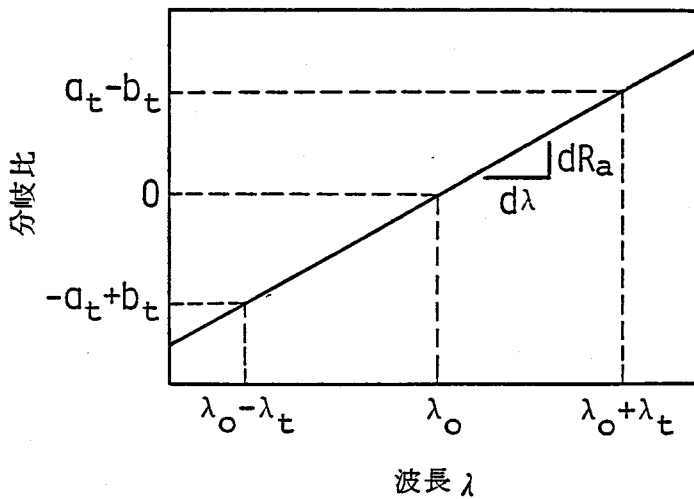


図 5.3 波長分岐回路の基本特性

分岐比  $R_a$  が図 5.3 に示すように、波長  $\lambda$  に対して直線で、その傾斜が  $dR_a / d\lambda$  となる波長分岐回路を仮定する。同図において中心波長を  $\lambda_0$ 、測定波長域を  $2\lambda_t$  としたとき、出力光 A あるいは B の光電力の最も小さくなる波長  $\lambda_0 + \lambda_t$ 、あるいは  $\lambda_0 - \lambda_t$  で雑音による波長測定誤差  $\Delta\lambda$  を小さくする必要がある。波長  $\lambda_0 - \lambda_t$  において、所要の波長測定誤差を確保出来る波長分岐回路への最小受光電力を  $L_{min}$  [dBm] とし、このとき出力光 A の光電力を  $a_t$  [dBm]、出力光 B の光電力を  $b_t$  [dBm] とすると

$$L_{min} = 10 \log \left( 10^{\frac{a_t}{10}} + 10^{\frac{b_t}{10}} \right) \quad (5.4)$$

となる。出力光 A あるいは B の光電力測定の際、雑音電力の大きさに等しい光電力を等価雑音電力  $L_n$  [dBm] とすると、等価雑音電力  $L_n$  による出力光 A と出力光 B の分岐比

の最大変動  $\Delta R$  は

$$\begin{aligned} \Delta R = & 10 \log \left( 10^{\frac{a_t}{10}} + 10^{\frac{L_n}{10}} \right) - a_t \\ & - 10 \log \left( 10^{\frac{b_t}{10}} + 10^{\frac{L_n}{10}} \right) + b_t \end{aligned} \quad (5.5)$$

で表され、分岐比の変動による波長測定誤差  $\Delta \lambda$  は

$$\Delta \lambda = \frac{\Delta R}{d R_a / d \lambda} \quad (5.6)$$

で表される。ここで、出力光 A、B の光電力の比は図 5.3 より

$$a_t - b_t = \frac{d R_a}{d \lambda} \lambda_t \quad (5.7)$$

で表される。(5.4) ~ (5.7) 式より、波長測定範囲の中心  $\lambda_t$  における最小受光電力  $L_{min}$  と等価雑音電力  $L_n$  の差、つまり光電力余裕は次式で表される。

$$\begin{aligned} L_{min} - L_n = & 10 \log \left( 10^{\frac{d R_a}{d \lambda} \frac{\lambda_t + \Delta \lambda}{10}} + 1 \right) \\ & - \frac{d R_a}{d \lambda} \frac{\lambda_t}{10} \\ & + 10 \log \left( 10^{\frac{d R_a}{d \lambda} \frac{\lambda_t}{10}} + 1 \right) \\ & - 10 \log \left( 10^{\frac{d R_a}{d \lambda} \frac{\Delta \lambda}{10}} - 1 \right) \end{aligned} \quad (5.8)$$

(5.8) 式において  $\lambda_t$ 、 $\Delta \lambda$  であるから、

$$\begin{aligned} L_{min} - L_n \approx & 20 \log \left( 10^{\frac{d R_a}{d \lambda} \frac{\lambda_t}{20}} + 10^{\frac{d R_a}{d \lambda} \frac{\lambda_t}{20}} \right) \\ & - 10 \log \left( 10^{\frac{d R_a}{d \lambda} \frac{\Delta \lambda}{10}} - 1 \right) \end{aligned} \quad (5.9)$$

となる。波長測定誤差  $\Delta \lambda$  をパラメータに、中心波長と測定波長端の差を 200 nm とした短波長帯、および 300 nm とした長波長帯における分岐比の波長に対する傾斜  $d R_a / d \lambda$  と光波長計の所要光電力余裕  $L_{min} - L_n$  の関係を図 5.4 に示す。

図 5.4 は傾斜  $d R_a / d \lambda$  が所要光電力余裕を最も小さく出来る最適値より小さくなれば、僅かな雑音に対しても測定波長が大きくずれするため大きい光電力余裕が必要となり、逆に傾斜を最適値より大きくしても、測定波長端  $\lambda_t - \lambda_t$ 、あるいは  $\lambda_t + \lambda_t$  で分岐比が大きくなり、出力光 A あるいは出力光 B の光電力が小さくなるため、大きい光電力余裕

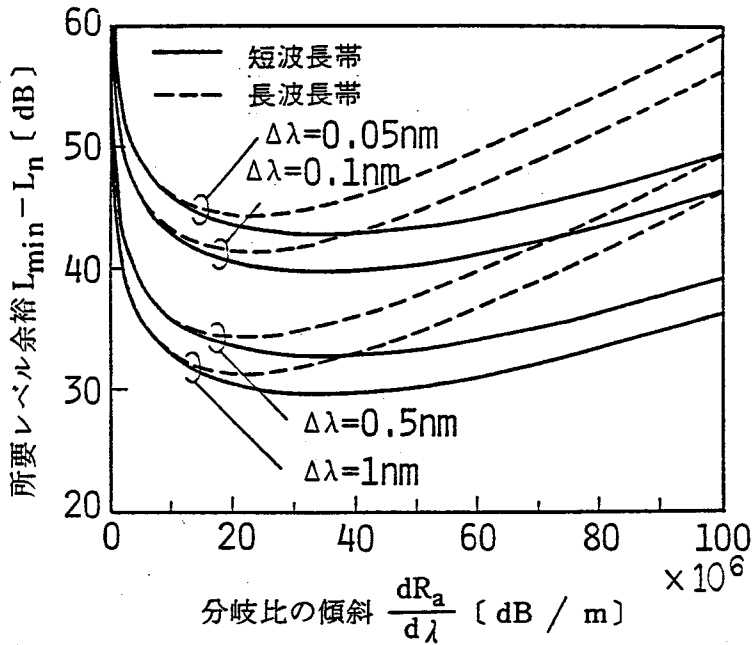


図 5.4 波長分岐回路の最適傾斜

が必要となることを表している。

図 5.4 より、短波長帯では  $dR_a / d\lambda = 35 \times 10^6$  [dB/m] 付近が、長波長帯では  $dR_a / d\lambda = 23 \times 10^6$  [dB/m] 付近が最適な傾斜となる。傾斜の符号については正負いずれでも可能であることは明らかである。

次に、短波長帯 ( $0.6 \sim 1.0 \mu\text{m}$ )、長波長帯 ( $1.0 \sim 1.6 \mu\text{m}$ ) それぞれの中心波長  $\lambda_c$  で、前述の傾斜を実現できる水晶旋光子の厚さを求める。(5.1) ~ (5.3) 式より中心波長  $0.8 \mu\text{m}$  の短波長帯、中心波長  $1.3 \mu\text{m}$  の長波長帯における傾斜  $dR_a / d\lambda$  と水晶旋光子の厚さ  $t_a$  の関係を図 5.5 に示す。同図より、厚さ  $t_a$  に対して傾斜  $dR_a / d\lambda$  は周期的で、その極大値あるいは極小値の絶対値は厚さと共に増大することが分かる。同図を拡大すると、短波長帯での傾斜  $dR_a / d\lambda = \pm 35 \text{ dB} / \mu\text{m}$ 、あるいは長波長帯での傾斜  $dR_a / d\lambda = \pm 23 \text{ dB} / \mu\text{m}$  を実現できる水晶旋光子の厚さはそれぞれ  $t_a = 4.0$  [mm]、および  $t_a = 12.0$  [mm] となる。

図 5.3 に示す波長分岐回路の基本特性は波長に対して分岐比を直線で表している。しかし、(5.1) ~ (5.3) 式から分るように分岐比は直線ではない。そこで、先に求めた厚さ  $t_a = 4.0$  [mm]、あるいは  $t_a = 12.0$  [mm] の付近で水晶旋光子の最適厚さを求める。



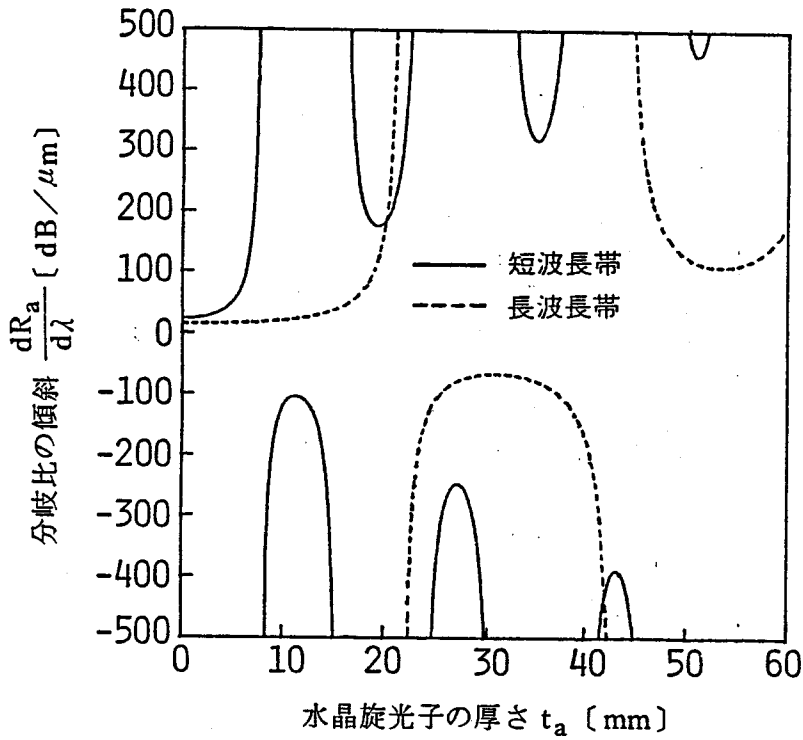


図 5.5 水晶旋光子の最適厚さ

旋光子の入力レベル  $L_{in}$  [dBm] に対して等価雑音電力  $L_n$  [dBm] による分岐比の変動  $\Delta R_a(\lambda)$  は (5.1) 式より次式で表される。

$$\Delta R_a(\lambda) = 10 \log \left\{ \frac{10^{\frac{L_{in}}{10}} \cos^2 \frac{\theta(\lambda)}{2} + 10^{\frac{L_n}{10}}}{10^{\frac{L_{in}}{10}} \sin^2 \frac{\theta(\lambda)}{2} + 10^{\frac{L_n}{10}}} \right\} - R_a(\lambda) \quad (5.10)$$

分岐比の変動  $\Delta R_a(\lambda)$  による波長測定誤差を  $\Delta \lambda(\lambda)$  とすると (5.1) 式より

$$R_a(\lambda) + \Delta R_a(\lambda) = 10 \log \left[ \cot^2 \frac{\theta\{\lambda + \Delta \lambda(\lambda)\}}{2} \right] \quad (5.11)$$

となる。その結果、波長測定誤差  $\Delta \lambda$  は (5.2)、(5.3)、(5.10)、(5.11) 式より

$$\Delta \lambda(\lambda) = \left\{ \frac{\pi t_a n_d}{\operatorname{arccot} 10^{\frac{R_a(\lambda) + \Delta R_a(\lambda)}{20}}} \right\}^{1/2} - \lambda$$

$$= \left[ \frac{\pi t_a n_d}{\arccot \left\{ \frac{\cos^2 \frac{\theta(\lambda)}{2} + 10 \frac{L_n - L_{in}}{10}}{\sin^2 \frac{\theta(\lambda)}{2} + 10 \frac{L_n - L_{in}}{10}} \right\}^{1/2}} \right]^{1/2} - \lambda \quad (5.12)$$

となる。上式より、水晶旋光子の厚さ  $t_a$  をパラメータとして波長測定誤差  $\Delta\lambda$  ( $\lambda$ ) の波長特性を、短波長帯は図 5.6 に長波長帯は図 5.7 に示す。図 5.6、図 5.7 におけるパラメータ  $t_a$  は、先に近似的手法で求めた値の近傍を選択している。図 5.6、図 5.7 より、測定帯域内で波長測定誤差を最小にするのは、短波長帯で  $t_a = 4$  [mm]、長波長帯で  $t_a = 11$  [mm] となり、先に求めた近似解と一致、あるいは近い値が得られた。このことから、水晶旋光子の最適厚さは単純モデルによる近似解を求めた後、その近傍で最適解を求めることが妥当な方法であることが分る。さらに、短波長帯で等価雑音電力  $L_n = -80$  [dBm] を実現できれば、入力レベル  $L_{in} = -50$  dBm に対して波長測定精度は 1 nm 以下を実現でき、さらに、目標とする最小受光レベル  $-35$  dBm に対しては、

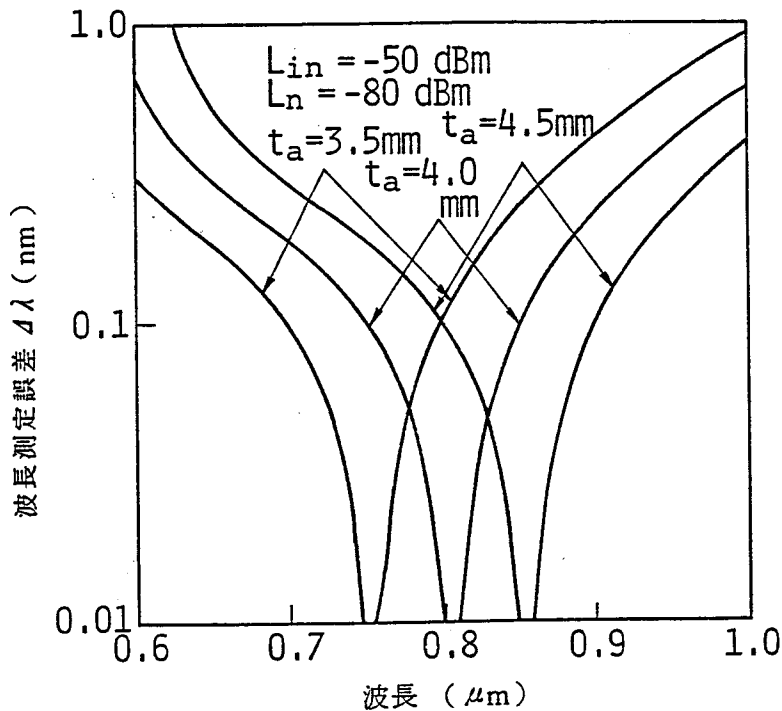


図 5.6 光波長計の測定誤差 (短波長帯)

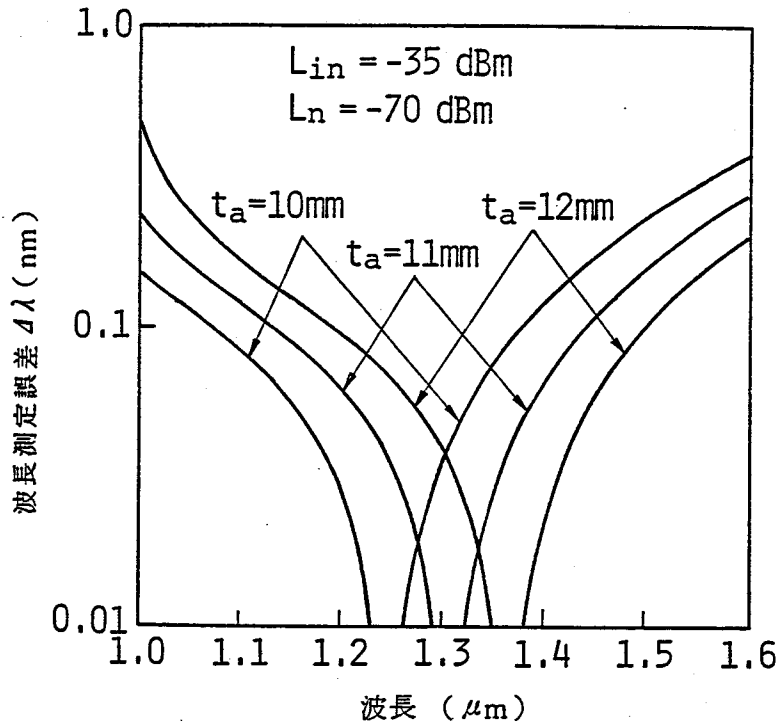


図 5.7 光波長計の測定誤差 (長波長帯)

表 5.1 に示す設計目標値 1 nm よりも十分小さくできる。また、長波長帯でも等価雑音電力  $L_n = -70$  [dBm] を実現できれば、波長測定精度は目標とする最小受光レベル  $-35$  dBm に対して、0.25 nm 程度を確保できることが分る。

ここで、(5.3) 式の  $n_a$  も水晶旋光子の最適厚さの設計には影響を与える程ではないが、僅かながら波長分散を持っており  $\lambda = 10^{-6}$  [m] 付近の波長では

$$n_a = 4.36 \times 10^{-14} - 3.61 \times 10^{-9} \times \lambda \quad (5.13)$$

と表される。(5.1) ~ (5.3)、(5.13) 式より水晶旋光子の厚さ  $t_a$  をパラメータに、光電力の分岐比  $R_a$  の波長特性の理論値を、短波長帯は図 5.8 に長波長帯は図 5.9 に示す。短波長帯における水晶旋光子の最適な厚さ  $t_a = 4$  [mm]、および長波長帯における水晶旋光子の最適な厚さ  $t_a = 11$  [mm] としたときの波長分岐回路の波長特性の測定値もそれぞれ図 5.8、図 5.9 に合わせて示す。両図より、測定値は理論値によく一致しており、水晶旋光子の厚さを制御すれば所期の特性を実現できることが分る。

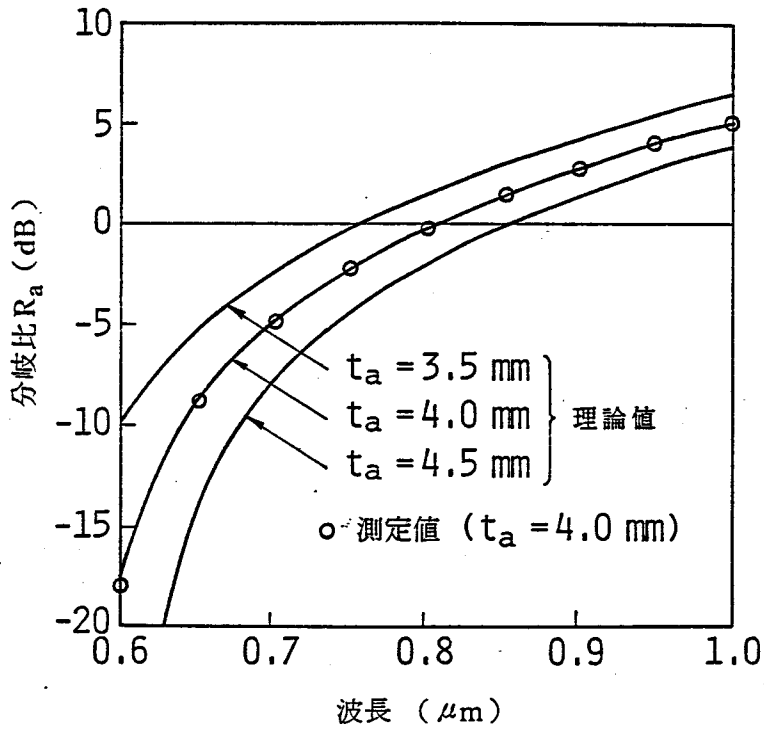


図 5.8 波長分岐回路の分岐比特性 (短波長帯)

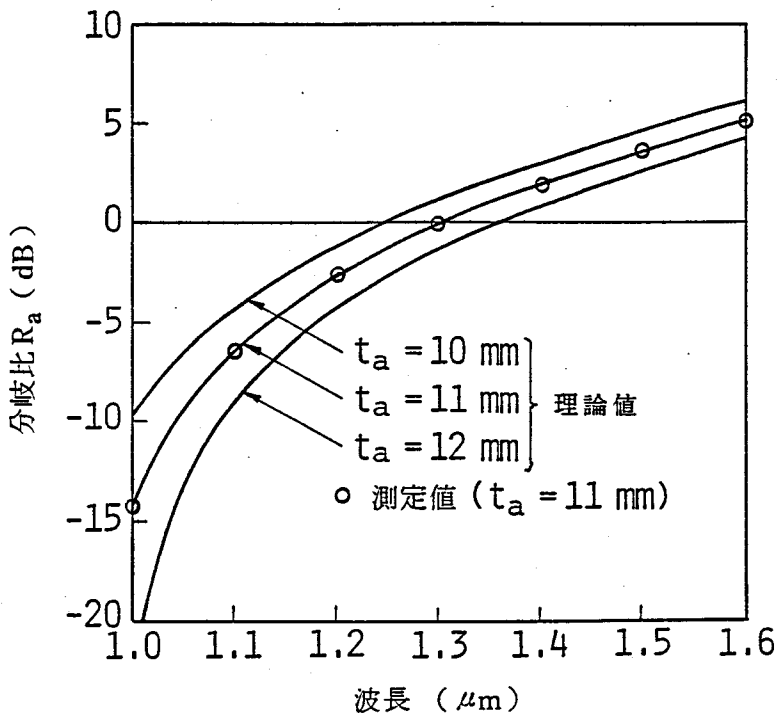


図 5.9 波長分岐回路の分岐比特性 (長波長帯)

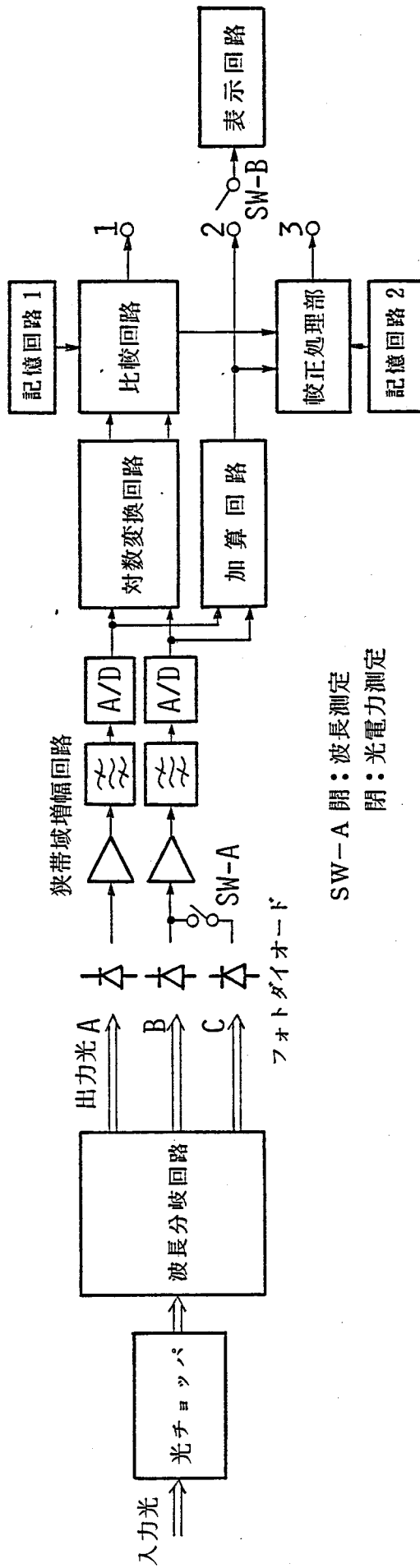
#### 5.4 光波長計の構成法

5.3節で説明した図5.2(a)の波長分岐回路を組み込んで光波長計を構成する。ここで、従来の光電力計で、波長は異なるが同じ値の光電力を測定しても、光検出素子として使用するフォトダイオードの波長感度特性により、波長によって異なる指示値を示す。そこで、本波長計は波長測定機能ばかりでなく、電氣的に波長を測定することを生かして、波長情報からフォトダイオードの波長感度特性を校正した光電力を計算処理し、表示する機能を付加した。

光波長計の構成を図5.10に示す。入力光の光電力測定の際、狭帯域検波により信号対雑音比を向上させるため、入力光は、光チョッパでチョッピングされた後、波長分岐回路に入力する。波長分岐回路の出力光A、B、Cはフォトダイオードで光-電気変換された後、狭帯域検波増幅回路、アナログ-デジタル変換回路(A/D)を経て、測定項目に応じて種々の演算が施される。ここで、波長分岐回路の出力光A、B、Cは図5.2(a)の出力光A、B、Cに対応している。即ち、出力光Cは入力光の一偏波成分を取り出したもので、出力光A、Bは出力光Cに直交する偏波成分を波長に応じた比率で分岐したものである。多モード光ファイバにLD光を入射すると、数mの伝搬では完全な無偏波光にはならず、僅かながら偏波を残している。このため、本光波長計で光電力を測定するには出力光Cも加算する。

波長測定の際は切換スイッチA(SW-A)を開に、切換スイッチB(SW-B)を1に設定し、光波長板の出力光AとBの分岐比と、記憶回路1に蓄えられた図5.8、図5.9に示す分岐比・波長特性を比較回路で比較することにより、入力光の波長を算出する。光電力測定の際は、切換スイッチAを閉にして波長分岐回路の出力光BとCを加算し、切換スイッチBを2に設定し、加算回路でさらに出力光Aを加算処理することにより、入力光の光電力を算出する。ただし、このときフォトダイオードの感度は波長特性を持っているため、同じ絶対値の光電力を測定しても、波長が異なれば指示値も異なる。フォトダイオードの波長感度を校正した光電力測定の際は、切換スイッチAをまず開にして前述の波長測定を行った後、閉に切換え、切換スイッチBを3に設定すると、比較回路で得られた入力光の波長情報と記憶回路2に蓄えられたフォトダイオードの波長感度特性から校正係数を読み出し、次に校正処理部でこの係数から入力光の光電力を校正処理することにより、フォトダイオードの波長感度を校正した光電力を算出する。

又、短波長帯用と長波長帯用は狭帯域検波増幅回路以降を共用する構成とした。



SW-A 閉：波長測定  
 開：光電力測定

図 5.10 光波長計の構成

## 5.5 光波長計の基本特性

### 5.5.1 波長測定精度

図5.2(a)に示すように、波長分岐回路への入力光はまず偏光子で2分岐するため、検光子への入力光電力 $L_{in}$  [dBm]は、光波長計の入力光電力 $L_w$  [dBm]に対して次式で表わされる。

$$L_{in} = L_w - 3 \quad (5.14)$$

(5.12)、(5.14)式より、水晶旋光子の厚さを短波長帯で $t_a = 4$  [mm]、長波長帯で $t_a = 11$  [mm]としたときの、光波長計入力光電力 $L_w$ に対する波長測定誤差 $\Delta\lambda$ を図5.11に示す。本光波長計では、(5.12)式における等価雑音電力は短波長帯で $L_n = -78$  [dBm]、長波長帯で $L_n = -68$  [dBm]が実測値として得られた。図5.11には短波長帯として波長 $0.73\mu\text{m}$ 、長波長帯として波長 $1.06\mu\text{m}$ のLED光を入力したときの波長誤差測定値も合わせて示す。図5.11より、測定値と理論値はほぼ一致しており、(5.12)、(5.14)式の妥当性を示すと共に、短波長帯においては表5.1に示す所要の最小受光レベルで波長測定誤差 $0.1\text{nm}$ よりも十分小さく、長波長帯においても $0.3\text{nm}$ 以下を満足していることが分かる。

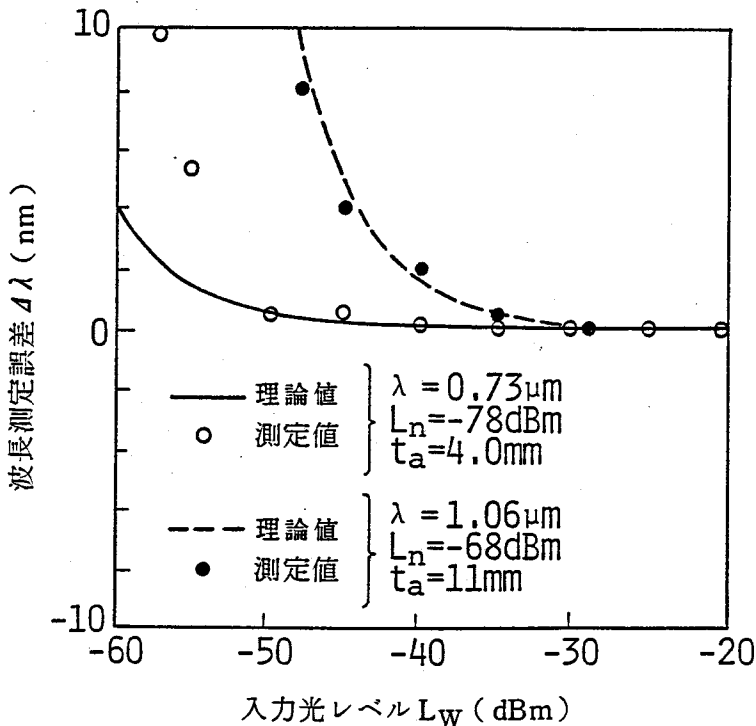


図5.11 光波長計の波長測定誤差

### 5.5.2 受光素子の感度変動偏差の影響

図5.10において、波長分岐回路の出力光A、Bを受光するフォトダイオードに受光感度差があっても、記憶回路1が受光感度差を含む分岐比を記憶しているため、波長測定値に誤差は生じない。又、温度によって両フォトダイオードの受光感度が変動しても、両者が同じ割合いで変動すれば誤差は生じない。しかし、その変動に偏差があれば波長測定誤差となる。一方のフォトダイオードに対して他のフォトダイオードの受光感度変動の偏差を $\eta$ とすると、分岐比 $R_a$ の変動 $\Delta R_\eta(\lambda)$ は(5.1)式より

$$\Delta R_\eta(\lambda) = 10 \log \left\{ \frac{\cos^2 \frac{\theta(\lambda)}{2}}{(1 + \eta) \sin^2 \frac{\theta(\lambda)}{2}} \right\} - R_a(\lambda) \quad (5.15)$$

となる。この分岐比の変動 $\Delta R_\eta(\lambda)$ による波長測定誤差を $E(\lambda)$ とすると(5.1)式より

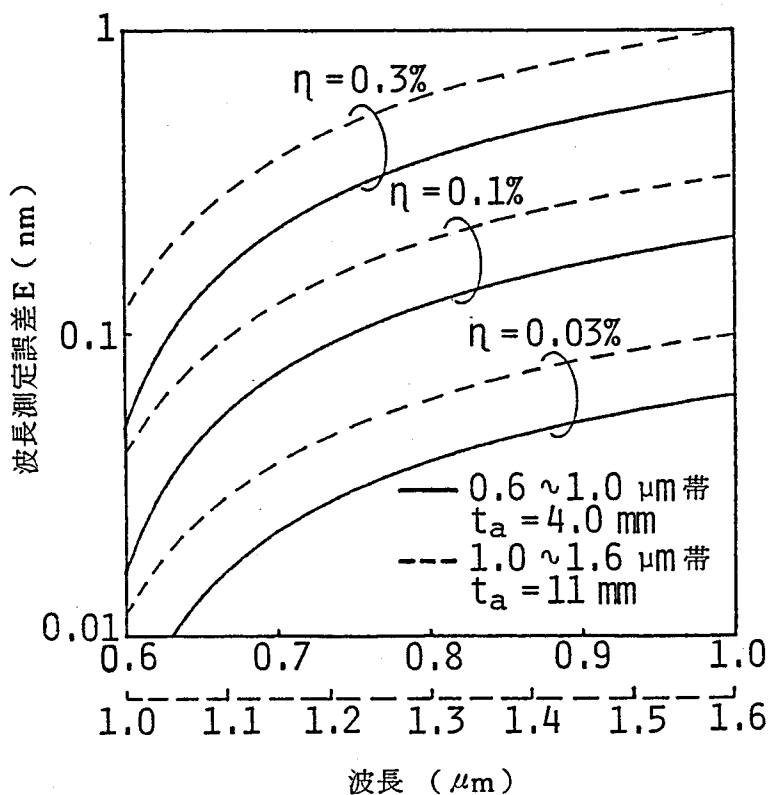


図5.12 受光感度の変動偏差による波長測定誤差



$$R_a(\lambda) + \Delta R \eta(\lambda) = 10 \log \left[ \cot^2 \frac{\theta \{ \lambda + E(\lambda) \}}{2} \right] \quad (5.16)$$

(5.2)、(5.3)、(5.15)、(5.16)式より

$$E(\lambda) = \left[ \frac{\pi t_a n_a}{\operatorname{arccot} \left\{ \frac{\cos^2 \frac{\theta(\lambda)}{2}}{(1+\eta) \sin^2 \frac{\theta(\lambda)}{2}} \right\}^{1/2}} \right]^{1/2} - \lambda \quad (5.17)$$

が得られる。(5.17)式より、受光感度変動の偏差 $\eta$ をパラメータに波長測定誤差 $E(\lambda)$ の波長特性を図5.12に示す。

図5.11において最小受光電力 $-35 \text{ dBm}$ のとき、表5.1に示す波長測定精度の目標のうち、短波長帯では雑音レベル $L_n$ による誤差は十分に無視できる程小さいが、長波長帯では雑音レベルによる誤差は $0.3 \text{ nm}$ を占めている。そこで、フォトダイオードの受光感度変動偏差 $\eta$ に対して短波長帯では目標値のうちほぼ $1 \text{ nm}$ 、長波長帯では $0.7 \text{ nm}$ を割振ると、図5.12より短波長帯では偏差 $\eta$ は $0.6\%$ 以下に、長波長帯では $0.2\%$ 以下が要求される。現在、得られる短波長帯に使用するSiフォトダイオードでは素子選択をなくともこの値を確保できるが、長波長帯に使用するGeフォトダイオードでは素子選択の必要がある。

なお、温度変動に対して水晶旋光子の分岐比変動は観測されなかった。

### 5.5.3 波長広がりのある光源の波長測定偏差

波長分岐回路の分岐比が波長に対して直線的でないため、波長広がりのある光源の波長を測定すると測定偏差を生じる。光源の発光波長分布をガウス形とすると、各波長に対する波長測定偏差 $D_w(\lambda_0)$ は(5.1)、(5.2)、(5.3)式より

$$D_w(\lambda_0) = \left[ \frac{\pi t_a n_a}{\operatorname{arccot} \left\{ \frac{\int_{\lambda_0-3\lambda\sigma}^{\lambda_0+3\lambda\sigma} \exp\left(-\left(\frac{\lambda-\lambda_0}{\lambda\sigma}\right)^2 \cos^2 \frac{\theta(\lambda)}{2}\right) d\lambda}{\int_{\lambda_0-3\lambda\sigma}^{\lambda_0+3\lambda\sigma} \exp\left(-\left(\frac{\lambda-\lambda_0}{\lambda\sigma}\right)^2 \sin^2 \frac{\theta(\lambda)}{2}\right) d\lambda} \right\}^{1/2}} \right]^{1/2} - \lambda_0 \quad (5.18)$$

$$\lambda \sigma = (\lambda_w - \lambda_0) / (\ln 2)^{1/2} \quad (5.19)$$

が得られる。ただし、 $\lambda_w$  は半値波長幅である。半値波長幅  $\lambda_w$  をパラメータに各波長に対する波長測定偏差  $D_w(\lambda_0)$  を短波長帯は図 5.13 に、長波長帯は図 5.14 に示す。図 5.13、図 5.14 には LED の光電力が最大になるピーク波長と測定波長との差の実測値も合わせて示す。図中のかっこ内の数字は、LED 光の半値波長幅を表わしている。理論値と測定値に差のある波長の LED は、その発光波長分布がピーク波長に対して、短波長側と長波長側で非対称であることが原因である。

光波長計の波長校正には、ハロゲンランプの白色光から回折格子で切り出した波長幅の狭い波長光を波長分岐回路に参照光として入力し、分岐比を測定後、その値を図 5.10 に示す記憶回路 1 に記憶させる方法を探っている。参照光の波長幅による波長校正偏差を取り除くためには、図 5.13、図 5.14 より半値波長幅を 10 nm より十分に狭くするか、分岐比を記憶回路 1 に書き込む際に、図 5.13 あるいは図 5.14 に示す測定偏差を見込んで記憶させる方法がある。ハロゲンランプの白色光から切出す波長幅を狭く設定すると、所要の光電力を確保できない。ここでは、後者の方法を探りながらも、参照光の波長分布の非対称性の影響を少なくするため、最小受光電力 -35 dBm を確保できるよう半値波長幅を 10 nm に設定して校正した。

#### 5.5.4 光電力測定精度

図 5.10 の構成で出力光 A を測定するときの等価雑音電力は  $L_n$  で、出力光 B および C の和を測定するときの等価雑音電力が最悪  $2L_n$  とすると、出力光 A、B および C の光電力の和を測定する際の最小受光電力  $L_{min}$  [dBm] は光電力測定精度  $\Delta L$  [dB] に対して

$$L_{min} = 10 \log \left( 3 \times 10^{\frac{L_n}{10}} \right) - 10 \log \left\{ 1 - 10^{\frac{\Delta L}{10}} \right\} \quad (5.20)$$

で表される。ここで、短波長帯、あるいは長波長帯における等価雑音電力はそれぞれ  $L_n = -7.8$ 、 $-6.8$  [dBm] が得られており、所要光電力測定精度を 0.1 dB とすると、(5.20) 式より短波長帯では最小受光電力  $L_{min} = -56.8$  [dBm]、長波長帯では  $L_{min} = -46.8$  [dBm] となり、表 5.1 に示す最小受光電力目標値 -35 dBm を満足する。実測においても -35 dBm 以下を十分に実現した。

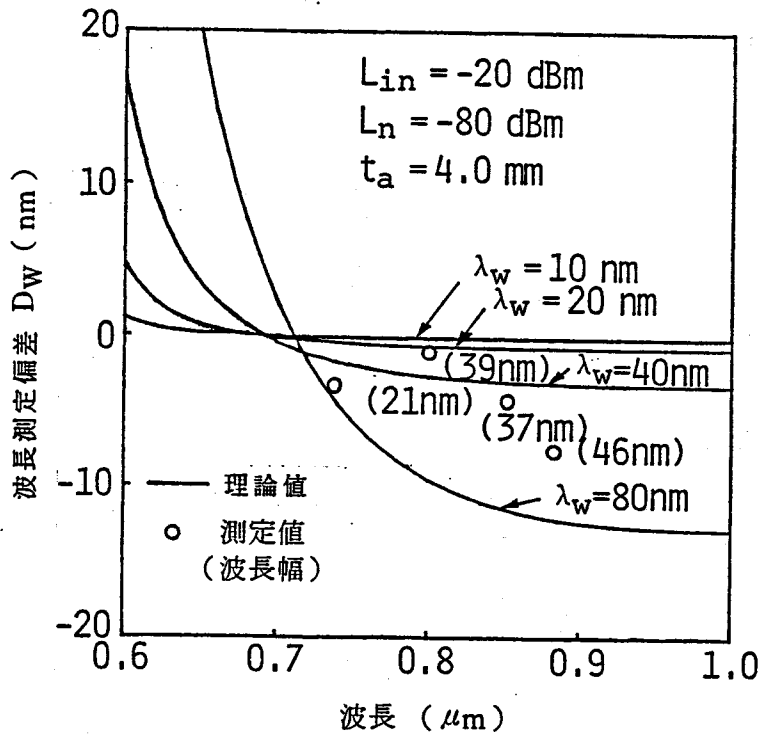


図 5.13 光源の波長広がりによる波長測定偏差 (短波長帯)

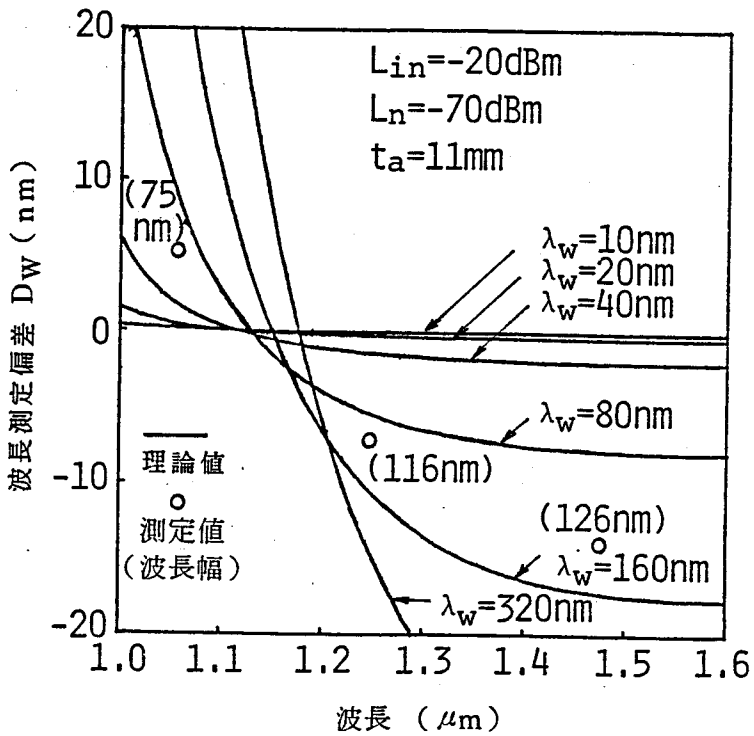


図 5.14 光源の波長広がりによる波長測定偏差 (長波長帯)

## 5.6 まとめ

本章では、簡易な構成で光波長を電氣的に測定できる光波長計の設計法と試作結果について述べた。

従来、光波長の測定は装置が大型にならざるを得なかったが、本研究によって光ファイバ伝送方式に適用できる小形、軽量の光波長計を実用化することができた。

本光波長計に使用する波長分岐回路には水晶旋光子を利用し、その設計法を確立した。波長分岐回路は光検出素子の感度特性から、短波長帯用と長波長帯用の2つに分け、それぞれの波長帯で最適設計を行った結果、試作した光波長計は0.6～1.6  $\mu\text{m}$ の波長範囲において、受光電力-35 dBmで波長測定精度1 nm以下を実現した。

又、本光波長計は光波長測定機能と光電力測定機能を持っており、両測定から得られる結果を利用して光検出素子の波長感度特性を校正した光電力を自動的に表示する機能も実現した。

## 結

## 論

本論文においては、光ファイバ伝送系の測定に関する研究成果を述べる。

以下に、本論文で明らかにした事項をここにまとめる。

第 3 章では、まず、光ファイバのモード分散によるベースバンド特性については個々の光ファイバの特性から接続後の特性を推定することが難しいことを述べた。次に、光ファイバのモード分散によるベースバンド周波数特性の測定法として、周波数掃引法とパルス法を比較し、SN 比の点でパルス法より周波数掃引法の方が優れていることを明らかにした。さらに、光ファイバのモード分散によるベースバンド周波数特性の内、位相特性の詳細な測定例を初めて明らかにし、各種光ファイバの測定例から、光ファイバ伝送方式建設の上からは位相特性の測定は不要であるが、単一波長での振幅・位相特性から帯域を最大にする波長を推定できる可能性のあることを示唆した。先に述べた周波数掃引法に基づき試作したモード分散測定器が種々の課題を克服することにより良好な精度で測定できることを確認した。本測定器は布設した光ファイバケーブルでも測定できるよう考慮している。また、光ファイバの振幅特性変動は光ファイバ内のモード間干渉の変動が原因であることを実験的に明らかにし、この変動量を圧縮できる方法を示した。

第 4 章では、光ファイバケーブルの障害点探索には後方散乱光の測定が不可欠なことを述べ、後方散乱光の測定法として、従来からの孤立パルス法に加え、新たに提案した PN パルス法について考察した。まず、孤立パルス法を用いて波長  $0.85 \mu\text{m}$  における後方散乱光測定距離限界を定量的に明らかにした後、実験により、これに近い  $6.7 \text{ km}$  を実現した。次に、後方散乱光測定距離増大策として光ファイバ損の少ない長波長帯の利用を挙げ、光ファイバ損  $0.5 \text{ dB/km}$  の波長  $1.3 \mu\text{m}$  において、PN パルス法で  $21 \text{ km}$  を実現した。さらに、後方散乱光測定距離増大策として孤立パルス法で使用する A-D 変換器の量子化ビット数増大を挙げ、8 ビット量子化を行った場合の測定距離限界を理論的に予測し、

光ファイバ損  $2.5 \text{ dB/km}$  の波長  $0.85 \mu\text{m}$  においては  $11 \text{ km}$ 、光ファイバ損  $0.5 \text{ dB/km}$  の波長  $1.3 \mu\text{m}$  においては  $35 \text{ km}$  を実現し、予測値に近い値を確認した。また、後方散乱測定的光ファイバの損失分布、接続損測定への応用について考察を行った。さらに、新たに提案した後方散乱測定技術を加入者系光伝送方式に適用した光ループバックテスト法について、その有効性を実験により確認した。

第5章では、簡易な構成で光源の光波長を測定できる光波長計の設計法について考察した。従来の波長測定装置はその分解能は高いものの、大型で携帯性に欠けていたため、光ファイバ伝送方式からの要請で小形で軽量の光波長計を考案した。光波長計に使用する波長分岐回路には水晶旋光子を利用しており、その最適設計法の確立により、 $0.6 \sim 1.6 \mu\text{m}$  の波長範囲で測定精度  $1 \text{ nm}$  以下を実現した。

これらの研究により、光ファイバ伝送系の測定法の体系を確立した。本研究の第3章で述べたモード分散測定法は光ファイバの標準測定法にも寄与している。また、本研究を基にしたモード分散測定器、後方散乱測定器、光波長計を始め、第2章で分類した測定器類はすでに、世界中で使用され始めており、将来も、本研究の成果が広く光ファイバ伝送方式の研究、建設に貢献するものと思われる。

本論文をまとめるにあたり、懇切なる御指導、御鞭撻を賜った大阪大学基礎工学部電気工学科末田正教授に謹んで感謝の意を表します。また、有益な御討論、御助言を賜った電気工学科難波進教授、浜川圭弘教授、山本錠彦教授、制御工学科白江公輔教授に深く感謝致します。

本研究を遂行するにあたっては、日本電信電話株式会社電気通信研究所の多くの方々に御指導、御協力頂きました。特に、基礎研究所島田禎晋情報通信基礎研究部長（前伝送システム研究部長）には本研究に関して終始、御指導頂くと共に御助言、御激励を賜った。さらに、荒谷孝夫東京電機大学工学部教授（元基幹伝送研究部長）、岩橋栄治シャープ研究所長（元基幹伝送研究部長）、通信網第一研究所木村伝送システム研究部長からは大きな立場からの御指導、御鞭撻を頂いた。研究開発本部小山正樹担当部長（前光伝送研究室長）には本研究の全般にわたって多大の御指導、御指摘を頂いた。通信網第一研究所橋本国生光伝送研究室長、小林郁太郎主幹研究員には本研究の全般にわたって直接御指導と有益な御教示を頂いた。通信網第一研究所三木哲也統括担当主幹研究員、電子機構技術研究所石尾秀樹電子部品研究室長、通信網第一研究所山下一郎伝送方式研究室長、北見徳広主幹研究員、永田洋一主幹研究員からは多岐にわたる御指導、御助言を頂いた。通信網第一研究所中川清司時分割伝送研究室長、伊藤武主幹研究員、縄田喜代志主幹研究員、箕輪純一郎主幹研究員、猿渡正俊主幹研究員、米田悦吾主幹研究員、岡野介英主幹研究員、相田一夫主幹研究員、青山耕一主幹研究員、野須潔主幹研究員、松本隆男主幹研究員、鈴木信雄主任研究員、佐藤健一主任研究員には研究の各段階で御指導、御討論を頂いた。佐野浩一主任研究員には光波長測定法における共同研究者として御協力頂きました。ここに、改めて謝意を表します。

また、本研究を遂行するにあたり、測定器の試作に御協力頂いたアンリツ株式会社、安藤電気株式会社の関係各位に感謝します。

## 参 考 文 献

- (1) T. H. Maimann, " Stimulated optical radiation in ruby ", Nature, 187, 4736, p. 493, 1960.
- (2) A. Javan, W. R. Bennett and D. R. Herriott, " Population inversion and continuous optical maser oscillation in a gas discharge containing a He-Ne mixture ", p. 106, 1961.
- (3) 伊藤, 細矢, 青柳, " 光波およびミリ波伝搬特性の測定 ", 研実報, Vol. 21, No. 12, 1972.
- (4) G. Goubau and F. Schwering, " On the guided propagation of electromagnetic wave beams ", IRE Trans. A.P., Vol. AP-9, No. 5, p. 248, 1961.
- (5) J. Hirono and Y. Fukatsu, " Stability of a light beam in a beam waveguide ", Proc. IEEE, Vol. 52, No. 11, p. 1284, 1964.
- (6) K. C. Kao and G. A. Hockham, " Dielectric-fiber surface waveguides for optical frequencies ", Proc. IEEE, Vol. 113, No. 7, p. 1151, 1966.
- (7) 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.
- (8) 伊沢, 埴, 小林, " 気相ベルヌーイ法による光ファイバ ", 昭52信学全総大 792, 1977.
- (9) T. Miyashita, T. Miya and M. Nakahara, " An ultimate low loss single mode fiber at 1.55  $\mu\text{m}$  ", Optical Fiber Communication, Post-deadline papers, PD1, 1979.
- (10) 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.
- (11) 島田, 枅野, " 光ファイバ所内伝送実験の概要 ", 研実報, Vol. 27, No. 2, p. 281, 1978.
- (12) 島田, 枅野, " 近距離光ケーブル伝送方式現場試験の概要 ", Vo. 28, No. 9, p. 1803, 1979.



- (13) M. Horiguchi and H. Osanai, " Spectral losses of low-OH-content optical fibers", Electron. Lett., Vol.12, No.12, p.310, 1976.
- (14) A. Sugimura, K. Daikoku, N. Imoto and T. Miya, " Wavelength dispersion characteristics of single-mode fibers in low-loss region ", IEEE J. Quantum Electron., Vol. QE-16, No.2, p.215, 1980.
- (15) K. Oe, S. Ando and K. Sugiyama, " 1.3  $\mu$ m CW operation of GaInAsP/InP DH diode lasers at room temperature ", Jap. J. Appl. Phys. Vol.16, p.1273, 1977.
- (16) 島田, 内田, " 中小容量光伝送方式最終現場試験の概要 ", 研実報, Vol.30, No.9, p.2121, 1981.
- (17) 岩橋, 福富, " F-400M方式の概要 ", 研実報, Vol.32, No.3, p.575, 1983.
- (18) 太田, 小林, 中川, " 1.6 Gb/s光伝送系の実験的検討 ", 昭60信学総全大 2643, 1985.
- (19) 北原, " 高度情報化社会へ向けての課題 ", 昭57信学総全大特別講演, 1982.
- (20) J. R. Fox, " Initial experience with the Milton Keynes optical fibre cable TV trial ", ISSLS' 82, 1982.
- (21) M. Veilex, " French experiments and projects with optical fibers : Towards the integration of wideband services with local telephone distribution ", ISSLS' 82, 1982.
- (22) U. Horn, " Service-integrated optical subscriber loop systems research and industrial prototype projects guided by the deutsche bundespost ", ISSLS' 82, 1982.
- (23) J. L. Popovics, " Optical fiber multiservice subscriber connection system : SAFO ", IEEE Trans. on Com. Vol. COM-30, No.9, 1982.
- (24) 岩橋, 福富, " 広帯域専用および閉域加入者光伝送方式 ", 研実報, Vol.33, No.3, p.409, 1984.
- (25) 三木, 石尾, " 光波長分割多重伝送および光双方向伝送の検討 ", 信学技報, CS77-19, 1977.
- (26) 小林, 岡田, 徳田, " 光ケーブル伝送用測定器 ", 研実報, Vol.28, No.9, p.1979, 1979.

- (27) 橋本, 岡田, 小林, 佐野, “光伝送方式用測定機器”, 研実報, Vol.30, No.9, p.2257, 1981.
- (28) 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ーのモード分配雑音の影響”, 信学論(B), 62-B, No.3, p.199, 1979.
- (29) D.Gloge and E.A.J.Marcatili, “Multimode theory of graded-core fibers”, Bell Syst. Tech. J., Vol.52, p.1563, 1973.
- (30) D.Gloge, I.P.Kaminow and H.M.Presby, “Profile dispersion in multimode fibers : measurement and analysis”, Elect., Lett., Vol.11, p.469, 1975.
- (31) D.Gloge, “Dispersion in weakly guiding fibers”, Appl. Opt., Vol.10, No.11, p.2442, 1971.
- (32) I.Kobayashi and M.Koyama, “Measurement of optical fiber transfer function based upon the swept-frequency technique for baseband signals”, IECE Trans., E59, 4, p.11, 1976.
- (33) A.H.Cherin et al. : “Transmission characteristics of three corning multimode fibers”, Appl. Opt., Vol.13, No.10, p.2359, 1974.
- (34) Y.Suematsu and M.Yamada, “Transverse mode control in semiconductor lasers”, IEEE J. Quantum Electron., Vol.QE-9, p.305, 1973.
- (35) 橋本, 岡田, 中平, 谷藤, 堀口, 長岐, 山本, “近距離光伝送方式用測定器”, 信学技報, CS80-148, 1980.
- (36) 中村, 泉対, “GI型ファイバの接続及び長尺に対する帯域特性”, 昭53信学光電波部門全大 346, 1978.
- (37) M.Eve, “Multipath time dispersion theory of an optical network”, Opt. Quant. Elect., Vol.10, p.41, 1978.
- (38) 松本, 佐藤, 中川, “長距離グレーデッド形多モードファイバの帯域推定”, 信学論, J62-B, No.12, p.1163, 1979.
- (39) M.Eriksrud, A.Hordvik, N.Ryen and G.Nakken, “Comparison between measured and predicted transmission characteristics of 12 km spliced graded-index fibers”, Opt. Quant. Elect., Vo.11, p.517, 1979.
- (40) S.D.Personick, “Photon probe : An optical-fiber time-domain refractometer”, Bell Syst. Tech. J., Vol.56, No.3, p.355, 1977.

- (41) M. K. Barnoski and D. M. Jensen, " Fiber waveguides : a novel technique for investigating attenuation characteristics ", Appl. Opt., Vol.15, No.9, p.2112, 1976.
- (42) M. K. Barnoski and M. D. Rourke, " Optical time domain reflectometer ", Appl. Opt., Vol.16, No.9, p.2375, 1977.
- (43) B. Costa, and B. Sordo, " Back-scattering technique for investigating attenuation characteristics of optical fibers ", CSELT-Rapporti tecnici, Vol.5, No.1, 1977.
- (44) M. Rod, and E. Weidel, " Ein Ruckstreuver-fahren zur Untersuchung von Lichtleitfasern ", Nachrichtentech. Z., Bd. Vol.31, p.144, 1978.
- (45) K. Okada, " A novel fault-location method for optical subscriber loop transmission systems ", Conference on Optical Fiber Communication '85 (OFC'85), 1985.
- (46) 岡田, 小林, 橋本, 山本, " 光源スペクトラム測定器 ", 昭55年信学会部門全大, No.548, 1980.
- (47) 佐野, 岡田, 小林, 橋本, " 簡易形光波長計 ", 昭55年信学会部門全大, No.549, 1980.
- (48) K. Sano, K. Okada, K. Hashimoto, " Simple optical wavelength meter in 700-1200 nm wavelength region ", Electron. Lett., Vol.16, No.24, p.912, 1980.
- (49) 佐藤, 山本, 佐野, 岡田, " 光源用測定器 ", 昭56信学会総全大 2215, 1980.
- (50) 岡田, " 光波長計の設計とその特性 ", 信学会論文誌, Vol. J68-C, No.11, p.901, 1985.
- (51) L. G. Cohen, S. D. Personick, " Length dependence of pulse dispersion in a long multimode optical fiber ", Appl. Opt., Vol.14, No.6, p.1357, 1975.
- (52) 大越, 佐々木, 岡本, " 多モード光ファイバのインパルス応答の測定 ", 信学技報, CS76-3, 1976.
- (53) A. W. Synder, " Pulse distortion in the multimode optical fiber ", Appl. Opt., Vol.15, No.5, p.1290, 1976.
- (54) D. Gloge, E. L. Chinnock and D. H. Ring, " Direct measurement of the (baseband) frequency response of multimode fibers ", Appl. Opt., Vo.11, No.7, p.1534,

1972.

- (55) L. G. Cohen, " Shuttle pulse measurements of pulse spreading in an optical fiber ", Appl. Opt., Vol.14, No.6, p.1351, 1975.
- (56) 池田, 谷藤, 山内, " パルス周回法による光ファイバ伝送特性の測定 ", 昭51信学会部門全大, No.S3-12, 1976.
- (57) 岡田, 小林, " 光ファイバの振幅・位相特性の測定 ", 昭53信学会部門全大 342, 1978.
- (58) C. P. Clarke, " Measuring fiber optics transmission characteristics with a computerized signal processing system ", Proc. SPIE, 22nd Annual Symposium, 1978.
- (59) 岡田, 小林, " 多モード光ファイバの周波数特性測定法および測定器構成法 ", 信学会論文誌, Vol. J67-B, No. 6, p. 583, 1984.
- (60) 三木, 江川, 末田, 関本, " 32 Mb/s および 100 Mb/s デジタル光ケーブル伝送方式 ", 研実報, Vol.28, No.9, p.1823, 1979.
- (61) 米田, 岡田, 土谷, " 長波長帯を用いる近距離伝送システムの検討 ", 信学技報, CS79-12, 1979.
- (62) R. Olshansky and D. B. Keck, " Pulse broadening in graded-index optical fibers ", Appl. Opt., Vol.15, p.483, 1976.
- (63) H. M. Presby and I. P. Kaminow, " Binary silica optical fibers : refractive index and profile dispersion measurements ", Appl. Opt., Vol.15, p.3029, 1976.
- (64) T. Matsumoto and K. Nakagawa, " Wavelength dependence of spliced graded-index multimode fibers ", Appl. Opt., Vol.18, p.1449, 1979.
- (65) 石尾, 米田, 金田, 江川, 北見, " 6 Mb/s, 32 Mb/s および 100 Mb/s デジタル光伝送方式の設計と特性 ", 研実報, Vol.30, No.9, p.2135, 1981.
- (66) D. Gloge, E. L. Chinnock, R. D. Standley and W. S. Holden, " Dispersion in a low-loss multimode fiber measured at three wavelengths ", Electron. Lett., Vol. 8, No. 21, p. 527, 1972.
- (67) D. Gloge, E. L. Chinnock and T. P. Lee, " GaAs twin-laser setup to measure mode and material dispersion in optical fibers ", Appl. Opt., Vol.13, No.2,

- p.261, 1974.
- (68) B.Luther-Davis, " Evaluation of material dispersion in low loss phospho-silicate core optical fibers ", Opt. Communi. Vol.13, No.1, p.84, 1975.
  - (69) 例えば、堀口、宮、大森、" ナノパルス光源による材料分散の測定法 ", 昭53信学部門全大 343, 1978.
  - (70) 小林, 岡田, 徳田, 塩見, 石川, " 光ファイバ伝送特性の遠端測定器 ", 昭54信学総全大2212, 1979.
  - (71) 矢野, 今井, 田草川, " InGaAsP/InP DHレーザの温度特性 ", 昭55応物講演会, 18p-Q・1, 1980.
  - (72) 脇田, 岩根, 堀, 今井, 鮫, " 光伝送用 InGaAsP/InP DH レーザの寿命試験 ", 昭55信学部門全大 392, 1980.
  - (73) G.H.B.Thomson, G.D.Henshall, " Nonradiative carrier loss and temperature sensitivity of threshold in  $1.27\mu\text{m}$  GaInAsP/InP DH lasers ", Electron. Lett., Vol.16, No.1, p.42, 1980.
  - (74) B.Crosignani, B.Daino and P.D.Porto, " Interference of mode Patterns in optical fibers ", Optics Communications, Vol.11, No.2, p.178, 1974.
  - (75) H.Takahara, " Visibility of speckle patterns : effect of the optical guide length in coherent light ", Applied Optics, Vol.15, No.3, p.609, 1976.
  - (76) B.Crosignani, B.Daino and P.D.Porto, " Speckle pattern visibility of high transmitted through a multimode optical fiber ", Job Optical Society. Am., Vol.66, No.11, p.1312, 1996.
  - (77) B.Crosignani, B.Daino and P.D.Porto, " Analysis and measurement of moded noise in an optical fiber ", Electron. Lett., Vol.15, No.23, p.755, 1979.
  - (78) K.Sato, K.Asatani, " Speckle noise reduction in fiber optic analog video transmission using semiconductor laser diodes ", IEEE, Trans. of Comm., Vol.COM-29, No.7, p.1017, 1981.
  - (79) M.K.Barnoski, S.M.Jensen and M.D.Rourke, " OTDR differential-mid-attenuation measurements ", 4th European Conference on Optical Communications, p.133, 1978.
  - (80) B.Costa, C.D.Bernardi and B.Sordo, " Investigation of scattering character-

- istics and accuracy of the backscattering technique by wavelength dependent measurements ", 4th European Conference on Optical Communications, p.140, 1978.
- (81) W. Einckhoff, O. Krumpolz and E. Pfeiffer, M. Rode, E. Weidel, " Field measurement equipment for fiber optical waveguide cables ", 4th European Conference on Optical Communications, p.199, 1978.
- (82) Y. Ueno, and M. Shimizu, " Optical fiber fault location method ", Appl. Opt., Vol.15, No.6, p.1385, 1976.
- (83) E. G. Neumann, " Optical time domain reflectometer ", Applied Optics, Vol.17, No.11, p.1675, 1978.
- (84) T. Sakamoto, " How coded-pulse techniques extend radar range ", Electronics, Nov., 22, 1963.
- (85) M. K. Barnoski, R. J. Morrison, " Angle selective fiber coupler ", Applied Optics, Vol.15, No.1, p.253, 1976.
- (86) 柏柳, 泉対, 中村, " 伝播時間による光ファイバの測長 ", 昭51信学総全大 945, 1976.
- (87) 長能, " 光ファイバ破断点検知に関する一検討 ", 昭51信学総全大 946, 1976.
- (88) 中田, 伊藤, " 光ファイバケーブルの破断点測定 ", 昭51信学総全大 947, 1976.
- (89) 猪瀬博編 : " PCM通信の基礎と新技術 ", p.47, 産報 (昭43).
- (90) T. Miki, H. Yamaguchi and Y. Nagaki, " Anaccurate wide-band automatic waveform analyzer ", IEEE Trans. Instrum. & Meas., Vol. IM-26, No.4, p.279, 1977.
- (91) 岡田, 小林, 三木, " 光ファイバケーブルの反射測定 ", 昭54信学会総全大 22131, 1979.
- (92) 岡田, 小林, " 光ファイバにおける反射パルスの高感度測定 ", 信学技報, CS79-17, 1979.
- (93) 岡田, 小林, " 光ファイバの後方散乱と障害点探索 ", 信学論(B), Vol. J63-B, No.2, p.159, 1980.
- (94) K. Okada, K. Hashimoto, T. Shibata and Y. Nagaki, " Optical cable fault location using correlation technique ", Electron. Lett., Vol.16, No.16, p.629, 1980.

- (95) K.Okada, Y.Nagaki, " Optical cable fault location using a correlation technique ", Symposium on Optical Fiber Measurements '80 (OFM'80), p.81, 1980.
- (96) 柴田, 長岐, 岡田, 橋本, " 光ケーブル障害点探索法 ", 昭56信学総全大 2233, 1981.
- (97) J.A.Clark, B.Lee and J.L.Galgiulo, " Loop test system : A new maintenance feature for the distributed digital network ", IEEE Trans. of Com., Vol.29, No.10, p.1419, 1981.
- (98) K.Sano, K.Okada and T.Oki, " Wavelength meters for optical cable transmission systems ", Symposium on Optical Fiber Measurements '80 (OFM'80), p.113, 1980.
- (99) 佐野, 岡田, 橋本, " 広帯域光波長計 ", 昭57信学総全大 2221, 1982.
- (100) 例えば 小川智哉: " 結晶物理工学 ", p.205, 裳華房 (昭51).
- (101) 東京天文台編纂: " 理科年表 ", p.102, 丸善.

## 本研究に関する論文

### 1. 本研究に関する原著論文

- (1) 岡田, 小林, “光ファイバの後方散乱と障害点探索”, 信学会論文誌, Vol. J63-B, No. 2, pp. 159-166, 1980.
- (2) K. Okada, K. Hashimoto, T. Shibata, Y. Nagaki, “Optical cable fault location using correlation technique”, Electron. Lett., Vol. 16, No. 16, pp. 629-630, 1980, (Lett.).
- (3) 岡田, 小林, “光ファイバの振幅・位相特性”, 信学会論文誌, Vol. J63-B, No. 8, pp. 816-818, 1980, (技術談話室).
- (4) K. Sano, K. Okada, K. Hashimoto, “Simple optical wavelength meter in 700-1200 nm wavelength region”, Electron. Lett., Vol. 16, No. 24, pp. 912-913, 1980, (Lett.).
- (5) 岡田, 小林, “多モード光ファイバの周波数特性測定法および測定器構成法” 信学会論文誌, Vol. J67-B, No. 6, pp. 583-590, 1984.
- (6) 岡田, “光波長計の設計とその特性”, 信学会論文誌, Vol. J68-C, No. 11, pp. 901-909, 1985.

### 2. 本研究に関する国際会議

- (1) K. Okada, Y. Nagaki, “Optical cable fault location using a correlation technique”, Symposium on Optical Fiber Measurements '80 (OFM' 80), pp. 81-84, 1980.
- (2) K. Sano, K. Okada, T. Oki, “Wavelength meters for optical cable transmission systems”, Symposium on Optical Fiber Measurements '80 (OFM' 80), pp. 113-117, 1980.
- (3) K. Okada, “A novel fault-location method for optical subscriber loop transmission systems”, Conference on Optical Fiber Communication '85 (OFC' 85), 1985.



### 3. その他の論文、国際会議

- (1) 山縣, 竹本, 岡田, “光ファイバ広帯域分配システムの構成法” 信学会論文誌  
Vol. J68-B, No. , 1985
- (2) K. Takemoto, K. Okada, J. Yamagata, “Fiber-optic subscriber loops for  
broadband interactive distribution system”, 10th European Conference on  
Optical Communication (10th ECOC), 1985.

### 4. 本研究に関するその他の論文

- (1) 小林, 岡田, 徳田, “光ケーブル伝送用測定器”, 研究実用化報告, Vol. 28,  
No. 9, pp. 1979-1997, 1979.
- (2) I. Kobayashi, K. Okada, M. Tokuda, “ Measuring equipment for optical fiber  
transmission systems ”, Rev. Elect. Commun. Lab., Vol. 27, Nos. 11-12,  
pp. 1029-1048, 1979.
- (3) 橋本, 岡田, 小林, 佐野, “光伝送方式用測定機器”, 研究実用化報告,  
Vol. 30, No. 9, pp. 2257-2270, 1981.
- (4) K. Hashimoto, K. Okada, I. Kobayashi, “ Measuring equipments for optical  
fiber transmission systems ”, Rev. Elect. Commun. Lab., Vol. 29, Nos. 11-12,  
pp. 1186-1197, 1981.
- (5) K. Okada, “ Backscattering measurement ”, オーム社, Optical Devices &  
Fibers, pp. 299-313, 1982.
- (6) 渡辺, 岡田, 田中, “広帯域光専用線システムの構成と特性”, 研究実用化報告,  
Vol. 33, No. 3, pp. 427-440, 1984.
- (7) R. Watanabe, K. Okada, C. Tanaka, “ Optical subscriber loop system for  
business premises ”, Rev. Elect. Commun. Lab., Vol. 32, No. 4, pp. 563-570,  
1984.

### 5. 本研究に関する研究会発表

- (1) 岡田, 岡野, 小林, “光ファイバの伝送特性測定技術について”, 電気学会,  
電子計測研究会資料, EM 78-28, 1978.

- (2) 小林, 岡田, 徳田, 浅野, 花房, “光伝送方式用測定器”, 信学会, 通信方式研究会資料, CS 78-178, 1978.
- (3) 小林, 箕輪, 岡田, 三木, “高感度光パワーメータと光ケーブルの損失波長特性”, 信学会, 光量子エレクトロニクス研究会資料, OQE78-100.MW78-102, 1978.
- (4) 米田, 岡田, 土谷, “長波長帯を用いる近距離伝送システムの検討”, 信学会, 通信方式研究会資料, CS79-12, 1979.
- (5) 岡田, 小林, “光ファイバにおける反射パルスの高感度測定”, 信学会, 通信方式研究会資料, CS79-17, 1979.
- (6) 橋本, 岡田, 中平, 谷藤, 堀口, 長岐, 山本, “近距離光伝送方式用測定器”, 信学会, 通信方式研究会資料, CS80-148, 1980.

## 6. 学 会 発 表

- (1) 岡田, 小林, “光ファイバの振幅・位相特性の測定”, 昭53年信学会部門全大, No. 342, 1978.
- (2) 浅野, 石川, 園部, 小林, 岡田, “半導体レーザーの広帯域変調特性”, 昭54年信学会総全大, No. 829, 1979.
- (3) 小林, 岡田, 徳田, 塩見, 石川, “光ファイバ伝送特性の遠端測定器”, 昭54年信学会総全大, No. 2212, 1979.
- (4) 岡田, 小林, 三木, “光ファイバケーブルの反射測定”, 昭54年信学会総全大, No. 2213, 1979.
- (5) 岡田, 土谷, 小林, “光ケーブルの長波長帯損失特性”, 昭55年信学会総全大, No. 2261, 1980.
- (6) 牧野, 井上, 仙波, 岡田, “光ケーブル伝送路の遅延変動特性”, 昭55年信学会総全大, No. 2262, 1980.
- (7) 岡田, 小林, 橋本, 山本, “光源スペクトラム測定器”, 昭55年信学会部門全大, No. 548, 1980.
- (8) 佐野, 岡田, 小林, 橋本, “簡易形光波長計”, 昭55年信学会部門全大, No. 549, 1980.
- (9) 佐野, 岡田, 橋本, “光損失測定法の提案”, 昭56年信学会総全大, No. 939, 1981.

- (10) 橋本, 岡田, 佐野, “光ケーブル帯域距離特性の評価”, 昭56年信学会総全大, No.1021, 1981.
- (11) 佐藤, 山本, 佐野, 岡田, “光源用測定器”, 昭56年信学会総全大, No.2215, 1981.
- (12) 小林, 岡田, 橋本, 山本, “光損失波長測定法”, 昭56年信学会総全大, No.2216, 1981.
- (13) 岡田, 佐野, 橋本, 長岐, “光ケーブル帯域特性の測定”, 昭56年信学会総全大, No.2217, 1981.
- (14) 柴田, 長岐, 岡田, 橋本, “光ケーブル障害点探索法”, 昭56年信学会総全大, No.2233, 1981.
- (15) 佐野, 岡田, 橋本, “広帯域光波長計”, 昭57年信学会総全大, No.2221, 1982.
- (16) 岡田, “光ファイバの波長分散測定法”, 昭57年信学会総全大, No.2222, 1982.
- (17) 岡田, 青柳, “デジタル画像分配システムの構成と特性”, 昭58年信学会部門全大, No.244, 1983.
- (18) 東山, 岡田, “PINフォトダイオードを用いた光加入者用受光回路の検討”, 昭58年信学会部門全大, No.372, 1983.
- (19) 岡田, 東山, “デジタル映像光加入者系の検討”, 昭59年信学会総全大, No.2572, 1984.
- (20) 東山, 岡田, “64kb/s系光伝送回路の検討”, 昭59年信学会総全大, No.2573, 1984.
- (21) 土屋, 岡田, 山下, 吉田, “半導体レーザにおけるアナログ伝送——モーダルノイズ低減法——”, 昭59年信学会部門全大, No.762, 1984.
- (22) 土屋, 岡田, 吉田, “反射防止膜付LDのモーダル雑音特性”, 昭60年信学会総全大, No.2567, 1985.
- (22) 佐藤, 岡田, 東山, “方形波FM(SWFM)による映像光伝送系の設計と特性”, 昭60年信学会総全大, No.2578, 1985.

## 7. 本研究に関する特許

光伝送路の障害位置切り分け方法および装置他 22件 (外国特許1件を含む)