



Title	FSKヘテロダイン方式光ファイバ伝送に関する研究
Author(s)	今井, 崇雅
Citation	大阪大学, 1992, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3063616
rights	
Note	

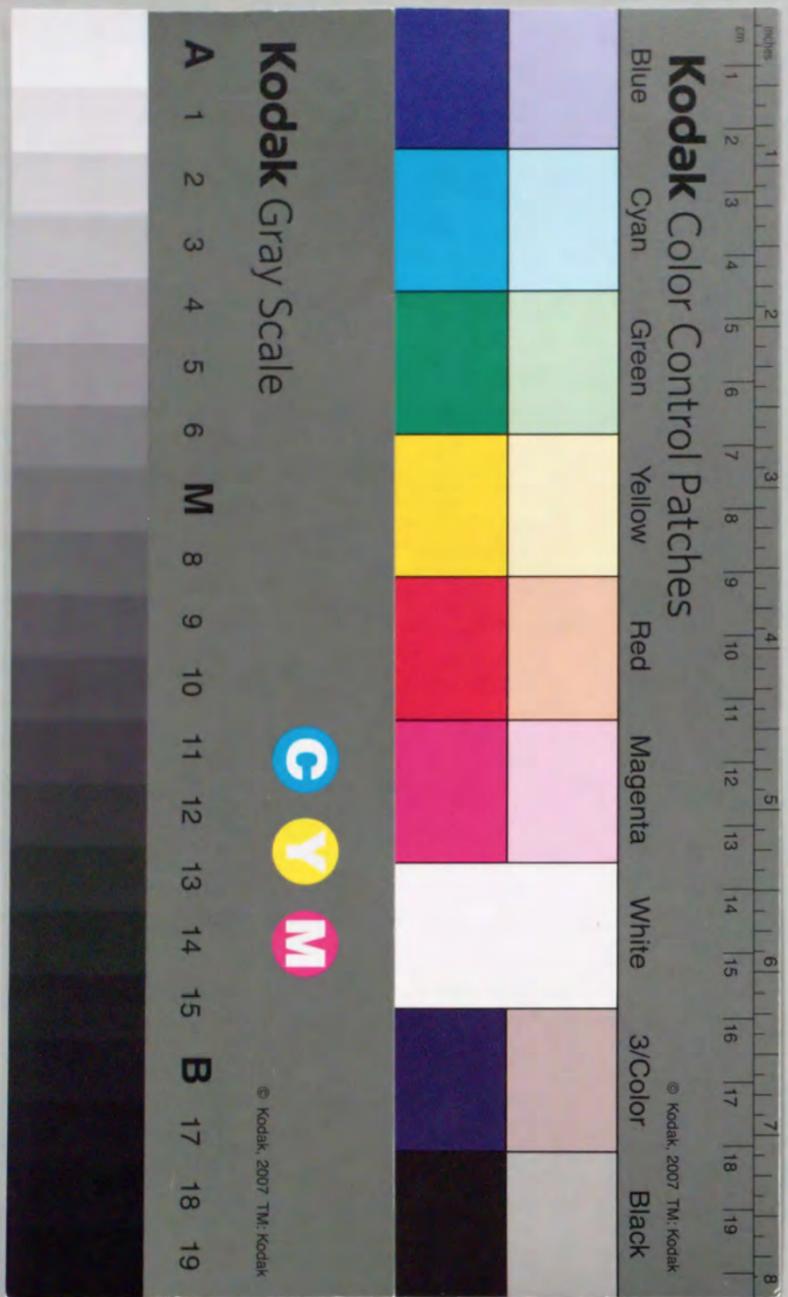
The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

FSK ヘテロダイン方式
光ファイバ伝送に関する研究

今井崇雅



①

FSKへテロダイン方式
光ファイバ伝送に関する研究

1992年6月

今井 崇雅

内容梗概

本論文は筆者が行った「FSKヘテロダイン方式光ファイバ伝送に関する研究」をまとめたものである。本文は、6章から構成されている。以下の各章について、その内容の概要を述べる。

第1章 序論

研究の背景として、コヒーレント光ファイバ通信の歴史とその応用分野について述べ、現在の電気通信におけるコヒーレント光ファイバ伝送方式、なかでもFSKヘテロダイン方式の重要性を示している。さらに、従来開発されてきたコヒーレント光ファイバ伝送系の概要について述べ、本研究の位置付けを明確にしている。

安定で高感度な受信特性を実現するには、光ファイバの複屈折状態の時間変動による信号光の偏波ゆらぎ、送信及び局部発振器用レーザの位相雑音、局部発振器用レーザの強度ゆらぎなど、従来の強度変調-直接検波による伝送においては問題とされなかった各種ゆらぎによる受信感度劣化を極力低減させることが重要であることを指摘し、ゆらぎの補償、あるいはゆらぎによる感度劣化を低減させるという観点に立った伝送系構成法を確立することが重要であることを示している。

第2章 長距離光ファイバ出射光の偏波ゆらぎ

長距離光ファイバ出射光の偏波ゆらぎを考察するモデルを提案、解析し、さらに長距離ファイバ出射光における偏波ゆらぎ量の時間依存性、および光ファイバ長依存性を測定することにより、本解析法の妥当性を確認したことを述べている。

従来、光ファイバ通信においては長距離光ファイバ伝送時の受信信号の偏波ゆらぎ特性の定量的な研究はほとんど行われていなかった。そこで、光受信系における偏波ゆらぎ補償法について考察するため、まず長距離光ファイバ伝搬光の偏波ゆらぎ特性について、伝送ファイバ長依存性を含む解析について述べている。

さらに、実際に布設された光ファイバケーブルおよび室内に設置された光ファイバの伝搬光の偏波ゆらぎ特性を実験的に確認し、上記の解析によるゆらぎ特性の検証を行い、ま

た世界で初めて長距離光ファイバ出射光の単位時間、単位光ファイバ長あたりの偏波ゆらぎ量を定量的に示している。

第3章 ベースバンド合成型偏波ダイバーシティ受信系

伝送媒体で生じる信号光の偏波ゆらぎによる受信感度劣化の低減方法として、新しい偏波ダイバーシティ受信系構成法の提案を行い、本構成の有効性および所要条件を明らかにしている。

従来、無線伝送システムにおける偏波ダイバーシティ受信では、各種ダイバーシティ法について研究されてきた。しかし、主要課題はマルチパスフェージングあるいは降雨による受信信号電力の極端な低減に対する対策であり、光ファイバ通信において生じるような受信電力に変化がほとんどなく、偏波状態のみ大きくゆらぐ場合の受信感度劣化の低減法についての研究はほとんど行われていなかった。

光通信に適した偏波ダイバーシティ受信系構成としてベースバンド帯での合成の提案、合成回路特性が理想条件からずれた場合も考慮した同期検波時および、非同期検波時の受信系の感度解析、さらにはじめて得られた光ヘテロダイン方式偏波ダイバーシティ光受信系でのデジタル信号の変復調実験による検証について述べている。

第4章 FSKヘテロダイン方式変復調系の高感度化

コヒーレント光伝送システムにおける、高感度な変復調系を得るため、FSKヘテロダイン方式のうち実用的な光伝送システムに適した遅延検波受信系の感度解析法の提案、及び実験による検証について述べている。

まず、光源の位相雑音を受信感度劣化に及ぼす影響の、変調指数依存性について考察している。次に、変復調回路の帯域特性による受信感度解析法を提案し、受信回路内のフィルタ帯域の最適化法を示している。また高感度な復調系を実現するために必要な受信回路構成法を示している。

また、以上の解析に基づき、2.488Gbit/sにおいて変復調系を構成し、変復調および伝送実験により解析結果を確認し、FSKヘテロダイン方式として最良の67フォトン/ピットの受信感度を得た実験について述べている。

第5章 FSKヘテロダイン方式中継伝送系の構成と伝送実験

光ファイバ伝送システムに、FSKヘテロダイン方式を適用する場合の伝送系構成法を提案し、実験によりその動作を確認したことを述べている。

まず、無中継で長距離伝送が可能な伝送システム構成法を示している。このなかで自動周波数制御系、自動利得制御系を有する新しい構成の偏波ダイバーシティ受信系を提案している。また、本提案の構成の受信系の動作を確認した実験について述べ、現用のシステムに使用されている1.3 μ m零分散ファイバでも、270~300kmの長中継間隔の伝送系が実現できることを示している。さらに、長時間伝送時にも受信信号の偏波変動によらず、安定な動作を確認した実験について述べている。

次に、光増幅回路を非再生中継器として再生中継器の間に多段接続した、光直接増幅中継系の構成法についての理論解析と動作を確認するために行なっ多段中継伝送実験について述べている。

第6章 結論

本章では、この研究で得られた成果を総括し、さらに今後の課題と発展についての展望を述べている。

目次

第1章 序論	1
1-1 研究の背景	1
1-2 研究の目的と課題	4
1-3 本論文の構成と概要	5
第2章 長距離光ファイバ出射光の偏波ゆらぎ	9
2-1 まえがき	9
2-2 偏波ゆらぎの解析	9
2-2-1 単一の複屈折媒質モデルによる解析	10
2-2-2 微小な屈折率差を持つ複屈折媒質のみが連鎖したモデルによる解析	15
2-2-3 複屈折媒質が連鎖したモデルによる解析	19
2-3 長距離光ファイバ出射光偏波ゆらぎの実験的把握	22
2-4 まとめ	27
付録	28
第3章 ベースバンド合成型偏波ダイバーシティ受信系	35
3-1 まえがき	35
3-2 同期検波を用いた受信系	37
3-3 非同期検波を用いた受信系	45
3-4 まとめ	58
第4章 FSKヘテロダイン方式変復調系の高感度化	61
4-1 まえがき	61
4-2 位相雑音の受信感度への影響	62
4-3 受信フィルタ帯域の最適化	64
4-4 フロントエンドの低雑音化	76
4-5 2.488 Gbit/s 高感度変復調系を用いた伝送実験	80

4-6	まとめ	85
第5章	FSKヘテロダイン方式中継伝送系の構成と伝送実験	87
5-1	まえがき	87
5-2	長中継間隔伝送系	88
5-2-1	送受信系の構成	88
5-2-2	現場環境下を含めた伝送実験	100
5-3	光直接増幅中継伝送系	107
5-3-1	中継伝送系構成法	107
5-3-2	多中継伝送実験	110
5.4	まとめ	114
第6章	結論	117
	謝辞	120
	参考文献	121
	本研究に関する発表論文	129

主 要 記 号 表

記 号	説 明	章 節
A_1, A_2, \dots, A_n	光ファイバの構成要素	2. 2
A_{s0}	受信信号光の定常振幅	4. 4
$A_{sn}(t)$	受信信号光の振幅ゆらぎ	4. 4
A_{LO0}	局発光の定常振幅	4. 4
$A_{LOn}(t)$	局発光の振幅ゆらぎ	4. 4
B	伝送速度	4. 2
B_{IF}	帯域通過フィルタの等価帯域幅	5. 3
b	重みづけ特性を示すパラメータ	3. 2
b_H	AFCにおける選択合成回路の ヒステリシス特性を示すパラメータ	5. 2
c	光速	4. 3
d	偏波ダイバーシティ合成による受信感度劣化量	3. 2
δn	光ファイバを単一の複屈折媒質と みなせる場合の複屈折率	2. 2
$\Delta \delta n$	δn の変動分	2. 2
$D(\lambda)$	光ファイバの波長分散	4. 3
e	電子電荷量	4. 4
E_M	楕円偏波の長軸長	2. 2
E_m	楕円偏波の短軸長	2. 2
$E_s(t)$	受信信号光の電界強度	4. 4
$E_{LO}(t)$	局発光の電界強度	4. 4
$F(v, w)$	(v, w) の存在確率密度	2. 2
$f(\alpha)$	重みづけ回路の重みづけ特性	2. 2
G	光増幅回路の利得	5. 3
$g_1(\theta)$	θ の密度関数	2. 2

記号	説明	章・節
$g_2(\psi)$	ψ の密度関数	2.2
h	プランク定数	5.3
$h_\nu(\nu)$	ν の密度関数	2.2
$h_w(w)$	w の密度関数	2.2
$H_{BPF}(f)$	帯域通過フィルタの伝達関数	4.3
$H_{BPF(S)}(f)$	基準伝送系の帯域通過フィルタの伝達関数	4.3
$H_{HBD}(f)$	90度ハイブリッド回路の伝達関数	4.3
$H_{LPF-1}(f)$	低域通過フィルタLPF-1の伝達関数	4.3
$H_{LPF-2}(f)$	低域通過フィルタLPF-2の伝達関数	4.3
$\ln(x)$	第1種変形ベッセル関数	4.2
l	光ファイバの長さ	2.2
L_{end}	光増幅中継伝送系において、最終段の 光増幅器出力端と受信装置間の伝送損失	5.3
m	FSK変調時の変調指数	4.2
M_{amp}	光増幅中継伝送系における使用光増幅器数	5.3
n_{sp}	光増幅回路の反転分布パラメータ	5.3
N_{IF}	単位周波数あたりの中間周波フィルタ通過後の雑音電力	5.3
$N_{LO, shot}$	局発光ショット雑音電力密度	4.4
N_{th}	受光回路の熱雑音電力密度	4.4
N_{LO-sp}	局発光-自然放出光間ビート雑音電力密度	5.3
$P_1, P_1', P_{11}, P_{12}, P_{12}'$	ポアンカレ球上の点	2.2
P_{amp}	光増幅器信号出力電力	5.3
P_e	符号誤り率	4.2
P_{EYE}	復調波形の劣化による受信感度劣化量	4.3
P_{FILTER}	考察対象の伝送系の基準伝送系に対する受信感度劣化量	4.3
P_{dp}	Pチャンネルの復調回路への入力信号電力	3.2
P_{ds}	Sチャンネルの復調回路への入力信号電力	3.2

記号	説明	章・節
P_{LO}	受光素子に結合された局発光電力	5.3
P_0	受信信号光電力	5.3
P_{IF}	ヘテロダイン検波ののち 中間周波フィルタ通過後の信号電力	5.3
s	光ファイバ入力光の偏波楕円率の2倍	2.2
(S_0, S_1, S_2, S_3)	光ファイバ入力光のストークスパラメータ	2.2
(s_{10}, s_{20}, s_{30})	光ファイバ入力光の規格化されたストークスパラメータ ($\equiv (S_1/S_0, S_2/S_0, S_3/S_0)$)	2.2
(s_{11}, s_{21}, s_{31})	時刻 $t=0$ における光ファイバ出力光の 規格化されたストークスパラメータ	2.2
$(s_{11}', s_{21}', s_{31}')$	時刻 $t=t_1$ における光ファイバ出力光の 規格化されたストークスパラメータ	2.2
(s_{1e}, s_{2e}, s_{3e})	ポアンカレ球上の点 P_{12}' の座標	2.2
$S_A(t)$	ASK変調時の送信符号	3.2
$S_{a'}(t)$	ASK同期検波シミュレーション実験における送信符号	3.2
$S_{bb}(t)$	復調信号電圧	3.2
$S_{bbp}(t), S_{bbs}(t)$	Pチャンネル、Sチャンネルの復調信号電圧	3.2
$S_{bbc}(t)$	偏波ダイバーシティ合成後の復調信号電圧	3.2
$S_n(t), S_r(t)$	FSK方式における送信符号	3.3
$S_{if}(t)$	ヘテロダイン検波ののち 中間周波フィルタ通過後の信号電圧	4.4
$S_{ifp}(t), S_{ifs}(t)$	Pチャンネル、Sチャンネルのヘテロダイン検波ののち 中間周波フィルタ通過後の信号電圧	3.2
$S_p(t)$	PSK方式における送信符号	3.3
S_{FILTER}	フィルタの雑音除去効果による受信感度改善量	4.4
T	伝送符号のクロック時間間隔 ($= 1/B$)	4.2
$V_{IF}[\nu(t)]$	送信LD用のFM変調特性を表す関数	4.3

記号	説明	章・節
$V_{PD}[v(t), n(t)]$	ホトダイオード出力を示す関数	4.3
$V_D[v(t), v'(t)]$	遅延検波回路の復調特性を示す関数	4.3
v, w	偏波ゆらぎ量の評価パラメータ	2.2
$x(t), y(t)$	互いに無相関で等しい分散を有する正規型ランダム変数	3.2
$x_p(t), x_s(t), y_p(t), y_s(t)$	互いに無相関で等しい分散を有する正規型ランダム変数	3.2
$x_{p1}(t), x_{s1}(t), x_{p2}(t), x_{s2}(t), y_{p1}(t), y_{s1}(t), y_{p2}(t), y_{s2}(t)$	互いに無相関で等しい分散を有する正規型ランダム変数	3.2
$x(t), x(t-T), y(t), y(t-T)$	互いに無相関で等しい分散を有する正規型ランダム変数	3.2
X_{RIN}	相対強度雑音量	3.2
α	偏波成分比 (\equiv (受信信号光のP偏波成分) / (全受光電力))	3.2
α_{fiber}	光ファイバの波長分散特性を示すパラメータ ($\equiv \pi \cdot D(\lambda) \cdot L \cdot (\lambda^2 / c)$)	4.3
χ	信号光の偏波の楕円率	2.2
χ_1	時刻 $t=0$ における光ファイバ出力光の偏波の楕円率	2.2
δf	最適中間周波数からの偏移量	5.2
Δv	送信光源及び局発光源のスペクトル線幅の和	4.2
$\Delta \omega$	FSK送信信号の角周波数偏移量 ($= 2\pi m B$)	4.2
ϕ	光ファイバ入力光の偏波の主軸方向	2.2
ϕ_1	時刻 $t=0$ における光ファイバ出力光の偏波の主軸方向	2.2
η	ホトダイオードの量子効率	5.3
λ	光波長	2.2
ν	信号光の搬送波周波数	5.3
θ	$2\pi dnL/\lambda$ (ポアンカレ球上における回転角)	2.2

記号	説明	章・節
$\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$	各複屈折媒体 A_1, A_2, \dots, A_n の複屈折パラメータ	2.2
ρ	帯域通過フィルタ通過後の信号対雑音電力比	4.2
σ_v^2	評価パラメータ v の分散値	2.2
σ_w^2	評価パラメータ w の分散値	2.2
σ_θ^2	θ の分散値	2.2
τ	遅延検波回路の遅延時間 (中間周波数) $\times (2 \cdot \pi)$	4.2 3.2
ω_{if}	π / τ	4.2
ω_m	局発光の角周波数	4.4
ω_{LO}	受信信号光の瞬時角周波数	4.4
$\omega_s(t)$	光ファイバ入力楕円偏光の主軸と 光ファイバの複屈折の主軸のなす角度の2倍	2.2
ψ	各複屈折媒体 A_1, A_2, \dots, A_n の主軸方向	2.2

第1章 序章

本章では、本研究の位置づけとして研究の背景、目的および意義を述べる。また、最後に本論文の構成と概要を示す。

1.1 研究の背景

光通信は太古ののろしなどにも見られるように人間の歴史に古くから利用されてきた。しかし、電気通信に光を利用しようとする研究が始動し始めるには、1960年におけるレーザーの発明までまたなければならなかった^[1]。

当初は空間伝搬^[2]やビームガイド伝送^[3]が研究の対象に選ばれたが、損失や安定性における問題で実用化には至らなかった。1966年にKaoらによりガラス材料を精製することで低損失な光ファイバが実現できることが示され^[4]、また1970年にはKapronらにより損失20 dB/kmの低損失な光ファイバが実現された^[5]。この光ファイバの低損失性に加え、広帯域、軽量、細径、無漏話、無誘導という従来の伝送路にない多くの特長から光ファイバの研究は精力的に進められることとなり、1979年には0.2 dB/km^[6]という理論限界に近い低損失な値が報告されるに至っている。

一方、光通信の光源としては小型、低電力のレーザダイオード（以後、LDと略称）が主要な研究対象となり、1960年のルビーレーザ発明の2年後に発振に成功している^[7]。さらに、1970年に林らにより室温連続発振に成功してからLDの実用性が高まってきた^[8]。

光デバイスの開発にともない、光通信方式の開発も活発化され、1970年代は当時のLDの発振波長であり、光ファイバにおける低損失な波長帯でもある0.8 μm 帯における研究、開発が行われた^[9]。当時のLDは室温発振により実用性が高まったとはいえ、スペクトル純度は劣悪で周波数安定性は非常に悪いものであった。このため、ヘテロダイン方式による伝

送方式の実用化は程遠く、実用的なシステムとして強度変調-直接検波方式の光ファイバ通信方式がその支配的な地位を確立することとなった。

このようにして当初は強度変調-直接検波方式を用い、32 Mb/s、続いて100 Mb/s、400 Mb/s^[10]へと光ファイバ伝送システムの開発が図られた。その後、ファイバの低損失な波長領域である1.55 μm 帯におけるシステム構築が、長中継間隔化、情報伝送速度の増加を実現するうえで有望なため、研究開発の主力はこの波長域におかれることとなった。1 μm 帯の光源として、1976年Hsiehらは、InGaAsP 4元化合物LDの室温CW発振に成功し、この長波長領域におけるシステム構築の実現性が高まった^[11]。さらに波長分散による波形劣化抑圧のため、高速伝送において求められる狭スペクトル1.5 μm 光源も、InGaAsP 4元化合物による分布帰還型LD (DFB LD) の開発により実現された^[12]。

さらに、光ファイバの長波長帯における低損失特性、及び光ファイバのなかでも単一モード光ファイバの広帯域特性を活用することにより、中継間隔ならびに情報伝送速度の増大が実現され、伝送系の信頼性、経済性が大幅に向上した。現在では中継間隔100 km、伝送速度1.8 Gb/sの中継伝送方式を実用化するに至っている^[13]。

一方、単一波長で発振し、発振波長ゆらぎの小さいレーザが実現されると、ヘテロダイン方式を用いた光ファイバ伝送系の実現可能性も高まってきた。ヘテロダイン方式は直接検波方式に比べ10~20 dBの感度改善の可能性、数十GHz間隔という狭い周波数間隔での光周波数多重の可能性を持っており、次期の光ファイバ伝送方式として注目され、1982年には0.8 μm 帯で初めて半導体レーザによる変復調実験^[14]、また1984年には、1.3 μm 帯でDFB-LDを用いた変復調実験に成功している^[15]。さらに1985年には1.5 μm 帯で400 Mb/s、270 kmの伝送実験に成功するにいたり、長距離伝送方式としての可能性が実験的に示された^[16]。

このように、光ヘテロダイン方式は、次期の大容量、長距離通信方式として注目され、研究が行われている。変調方式としては、強度シフトキーイング(ASK)、周波数シフトキーイング(FSK)、位相シフトキーイング(PSK)の各方式がある。これらのなかでFSK方式は、(1) PSK方式と並ぶ高感度受信が可能^[17]、(2) 多値変復調により1ビットあたりの所要フォトン数を低減可能なため、長距離伝送や高ビットレート伝送に有利^[18]、(3) ASK及びPSKに比べ信号スペクトル帯域を狭帯域化可能なため、光多重伝送において高密度な信号の周波数配置を行うのに有利^{[17],[19]}、などの利点がある。また、半導体レーザは駆動電圧を変

化させることにより直接周波数変調が可能であるため、低電圧駆動のコンパクトな送信系を実現することが可能である。さらに、光源のスペクトル線幅についても、許容値がPSK方式に比べて大きいという利点もある。

これらの特長から、種々のヘテロダイン光ファイバ伝送方式のなかでも特にFSKヘテロダイン方式が注目されており^[20]、実験的にも長距離伝送実験の多くはFSKヘテロダイン方式によって行われている^{[16],[21]}。

一方、本方式を次期方式として実現するには、従来の強度変調-直接検波方式では問題とされなかった以下(1)、(2)、(3)に示す各種のゆらぎによる伝送特性の劣化について考察する必要がある。

- (1) 光ファイバの複屈折状態の時間的変動による信号光の偏波ゆらぎ^[20]
- (2) 送信及び局部発振器用レーザ出力光の位相ゆらぎ^{[23],[24]}
- (3) 局部発振器用レーザ出力光の強度ゆらぎ^[24]

(1)、(2)、(3)に示した各種ゆらぎによる受信感度劣化がヘテロダイン方式においては伝送特性を大きく左右する^{[25],[26]}。従って、これらのゆらぎ自体、あるいはゆらぎによる影響を極力低減した伝送系構成法の提案を行うこと、さらに提案した構成について解析するとともに、実験によりその有効性を検証することが重要な課題となる。ここで受光回路への受信信号光入力、一般に局部発振器用レーザ光入力に比べ十分に小さい状態で使用されるため、受信信号光、いかえれば送信用レーザ出力光の強度ゆらぎによる受信感度劣化は十分小さく無視して差し支えない。以下に、(1)、(2)、(3)それぞれの課題を示す。

光ファイバは、低損失かつ経済的な伝送路である。なかでも、単一モード光ファイバは、多モード光ファイバに比べ非常に広帯域な伝送特性を有するという特長を持っており有望である。さらにヘテロダイン方式を用いる場合、単一モード光ファイバは、基本伝送モード(HE_{11} モード)のみを伝送するため、多モード光ファイバのような光ファイバ内でモード変換を生じることによる受光回路でのヘテロダイン検波効率の低下を招かない。しかし、単一モード光ファイバにおいても、各種応力がファイバに加えられることにより伝送信号光の偏波状態変動を生じてしまう。このため、受信信号光の偏波状態の変動によるヘテロダイン検波効率の劣化を防ぐ必要がある。一方、現在実用化されている強度変調/直接検波方式は受信信号光の偏波状態変動には影響されない伝送方式のため、長距離光ファイバ出射光の偏波ゆらぎの性質についての研究は、ほとんど行われていない。従って、まず考

慮すべき偏波ゆらぎの性質を明確にすること、つぎに受信信号光にそのような偏波ゆらぎがあっても、ゆらぎによる受信感度劣化を極力低減することが可能な伝送系構成法の確立が必要である。

また、ヘテロダイン方式光ファイバ伝送においては、使用している搬送波の周波数が200 THz程度と、無線伝送方式で用いられている搬送波の周波数に比べ1万倍程度以上と極めて高い。従って、中間周波数における位相ゆらぎを無線伝送の受信系と同様の値とするには、搬送波や局部発振器出力光の位相ゆらぎ（周波数安定性）に対する要求が極めて厳しいものとなり、実現が困難である。このため、搬送波や局部発振器出力光の位相ゆらぎに対する受信感度への影響を考慮した伝送系構成法についての考察が必要である。

また、局発光の強度ゆらぎ、受信系の回路雑音の低減を考慮した受光回路に対する考察や、ヘテロダイン方式光ファイバ伝送系における受信系のフィルタ特性の最適化についての考察が必要となる。

さらには、以上のゆらぎが複合的に生じる場合にも安定に高感度受信可能な構成について考察するとともに、本研究で提案し、実験室内での検証を行った構成法による伝送系について、さらに現場環境下での良好な動作特性を確認することにより、その実用性を検証することが最終的に必要である。

1.2 本研究の目的と課題

本研究は、FSKヘテロダイン方式の特長を生かした長スパン光ファイバ伝送系構成法を確立し、これに基づく伝送系を開発することを目的としている。このため、上記、研究の背景で示した課題を解決するため、本論文では、長距離光ファイバ出射光の偏波ゆらぎの性質、ヘテロダイン方式における偏波ゆらぎの補償法、受信器の高感度化法、受信信号光の強度ゆらぎ補償法、受信中間周波数安定化法及びこれらの方法を用いたFSKヘテロダイン方式光ファイバ伝送系構成法についての、提案、解析及び実験的検証について述べる。さらに、本方式を用いた光増幅中継伝送における伝送系構成法について、解析及び実験的検証についても述べる。

1.3 本論文の構成と概要

本論文の構成を図1.1に示す。

第2章では長距離光ファイバ出射光の偏波ゆらぎを考察するモデルの提案、解析及び長距離光ファイバを用いて行った実験的検証について述べる。研究の背景で示したように、長距離光ファイバ伝送時の受信信号の偏波ゆらぎ特性の定量的な研究はほとんど行われていない。そこで、光受信系における偏波ゆらぎ補償法について考察するため、まず長距離光ファイバ伝搬光の偏波ゆらぎ特性の解析に用いたモデル及び解析結果について、偏波ゆらぎの伝送用光ファイバ長依存性を含めて述べる。

さらに、実際に布設されている光ファイバケーブルおよび室内に設置されたファイバの伝搬光の偏波ゆらぎ特性を実験的に確認し、上記の解析によるゆらぎ特性の妥当性を明らかにしている。

第3章では、伝送媒体で生じる信号光の偏波ゆらぎによる受信感度劣化の低減方法として、偏波ダイバーシティ受信系構成法についての新しい提案を行うとともに、その有効性および所要条件を明らかにしている。

無線伝送システムにおいても、偏波ダイバーシティ受信系の各構成について、種々の研究が行われている。しかし、主要課題はマルチパスフェージングあるいは降雨による受信信号電力の極端な低減に対する対策であり、光ファイバ通信において生じるような受信電力に変化がほとんどなく、偏波状態のみ大きくゆらぐ場合の受信感度劣化の低減法についての研究はほとんど行われていない。

光通信に適した偏波ダイバーシティ受信系構成として、ベースバンド帯での合成を新しく提案し、合成回路特性が理想条件からずれた場合も考慮した同期検波時、および非同期検波時の受信系の感度解析結果について述べる。また、ヘテロダイン方式デジタル光伝送系ではじめて得られた偏波ダイバーシティ受信での変復調実験による検証についても述べる。

第4章では、光伝送システムにおいて高感度な変復調系を実現するため、実用的な光伝送システムに適したFSKヘテロダイン方式遅延検波受信系における感度解析法の提案および実験による検証について述べる。

まず、光源の位相雑音が受信感度劣化に及ぼす影響の、変調指数依存性について考察す

る。次に、変復調回路の帯域特性による受信感度解析法を提案し、受信回路内のフィルタ帯域の最適化法を示す。また高感度な復調系を実現するために必要な受光回路構成法について述べる。

以上の解析に基づき、2.488 Gbit/sにおいて変復調系を構成し、変復調および伝送実験により解析結果を確認し、FSKヘテロダイン方式として最良の67フォトン/ビットの受信感度を得た実験について述べる。

第5章では、光ファイバ伝送システムにFSKヘテロダイン方式を適用する場合の伝送系構成法の提案について述べると共に、実験による動作の確認を行なった内容も示す。

まず、無中継で長距離伝送が可能な伝送システム構成法について述べる。このなかで自動周波数制御、自動利得制御動作を有する偏波ダイバーシティ受信系構成についての提案、さらに提案した構成において動作を確認した実験について述べる。本提案の構成により、現用のシステムに使用されている1.3 μm 零分散光ファイバでも、270~300 kmの長中継間隔の伝送系が実現できることを示す。さらに、受信光信号の偏波状態が不規則に変動する現場環境下においても、長時間にわたって安定な伝送特性を確認した実験について述べる。

次に、光増幅回路を非再生中継器として再生中継器の間に多段接続した光直接増幅中継系の構成法の理論解析と、動作を確認した多中継伝送実験について述べる。

第6章ではこの研究で得られた成果を総括し、さらに今後の課題と展望を述べる。

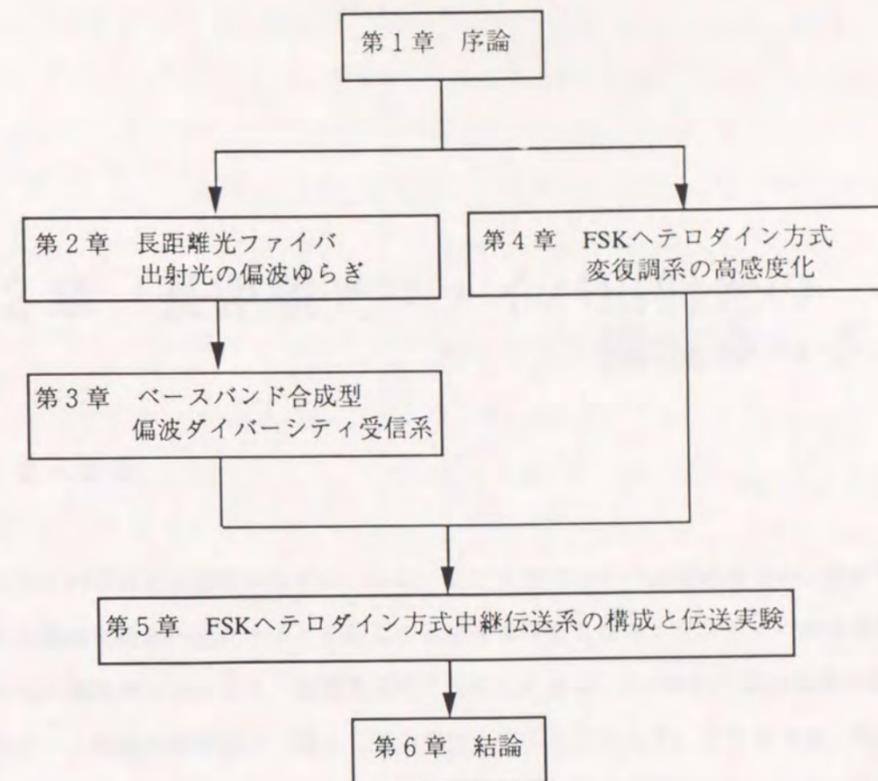


図1.1 本論文の構成

第2章 長距離光ファイバ出射光の偏波ゆらぎ

2.1 まえがき

光ファイバ出射光の偏波ゆらぎは、コヒーレント光ファイバ通信をはじめ、光の干渉を利用した通信や計測へ光ファイバを応用する場合に障害となる。光ファイバから出射された信号光の偏波ゆらぎにより、局部発振光と合波したとき、2つの光の偏波状態が異なると、ヘテロダイン検波効率の低下、従って受信感度の劣化をもたらす。このような、受信信号光の偏波変動による受信感度劣化をなくすため、受信信号光の偏波制御、あるいは偏波ダイバーシティ受信などの方式を用いることが必要となる。

従来、長距離光ファイバ出射光の偏波安定性については、いくつかの報告例がある[20],[27] - [29]。しかし、偏波変動量について定量的に報告されたものはない。上記の偏波制御回路[30] - [33]あるいは偏波ダイバーシティ構成法[34],[35]を確立するには、偏波変動の定量的な把握が必要である。

本章では、長距離光ファイバ出射光の偏波ゆらぎを考察するモデルを提案し、解析を行った結果を述べる。さらに、室内に設置した100 km程度以上の長距離ファイバや、実際に布設されている光ファイバケーブルを通過した光の偏波ゆらぎについて、実測した値をもとに解析結果の有効性を確認する。

2.2 偏波ゆらぎの解析

本節では、光ファイバの曲りや応力の時間的な変動により生じる、光ファイバ出射光の偏波状態変化の大きさの入射偏波状態、経過時間、光ファイバ長、それぞれに対する依存

性の解析結果を述べる。ここで、光ファイバ入射光の偏波状態、電力、周波数は一定とし、偏光度は1として扱う。解析モデルとしては、まず単一モード光ファイバが単一複屈折媒質として扱える場合について解析する。そののち、光ファイバを単一複屈折媒質の連鎖したものとして取り扱った場合の解析について述べる。後者は取り扱いが複雑なものとなるが、より光ファイバの特性を反映したモデルである。

2-2-1 単一の複屈折媒質モデルによる解析

図2.1に示すように光ファイバ伝搬光の進行方向をz軸方向とする。また、光ファイバ入射光の入射以前のz軸上の一点においてz軸と直交し、また互いに直交する2軸をx軸、y軸とし、光ファイバ端面においてx軸、y軸とそれぞれ平行な2軸をx'軸、y'軸とする。光ファイバへの入射光は楕円偏波であるとし、楕円の長軸方向、楕円率をそれぞれ ϕ 、 χ とする^[36]。ここで、楕円率 χ は、電気ベクトルの端点の描く楕円の長軸、短軸の長さをそれぞれ、 E_M 、 E_m として、

$$\chi = \pm \arctan(E_m / E_M) \quad (2.1)$$

と表される。 χ の符号は、右まわりの楕円偏光の場合には正、左まわりの場合には負とする。光ファイバを単一複屈折媒質として表せる場合、その複屈折軸のうち屈折率の大きい方の軸("遅波軸"とも呼ばれる)の方向を図2.1に示すように、 $\psi/2$ とする。光ファイバの2つの複屈折軸の屈折率差を δn (以下、屈折率差と呼ぶ)、長さを l とする。また、一般性を失うことなく、 $\phi=0$ とおくことができる。この場合、 $\psi/2$ は、入射光の楕円偏波の長軸方向と、複屈折媒質の遅波軸方向の差を表す。

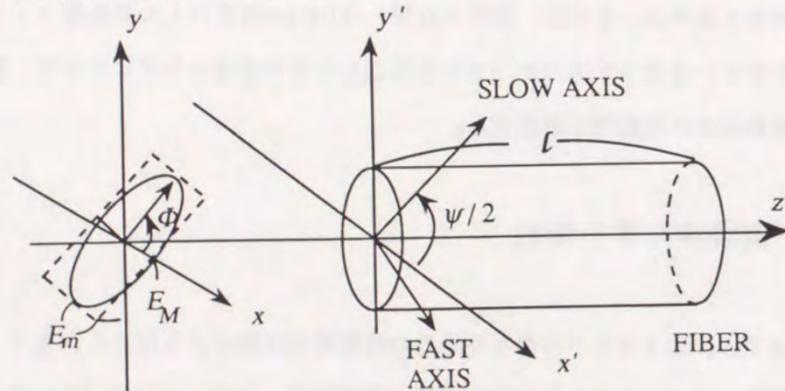


図2.1 短距離光ファイバを単一の複屈折媒質としたモデル

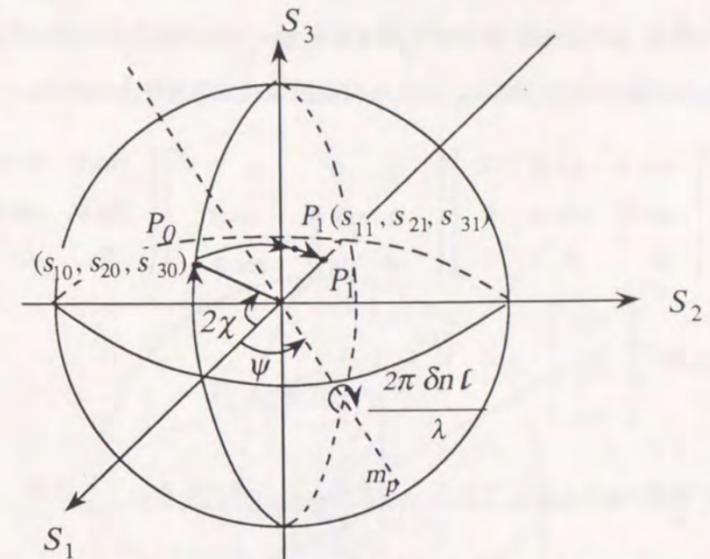


図2.2 ポアンカレ球上における偏波状態変化の表示

以上に示した状態における、光ファイバ出射光の偏波状態を求める。ここで、偏波状態を記述するパラメータとして、ストークスパラメータを用いる(付録2.1参照)。さらに、光ファイバなど複屈折媒質を通過することによるストークスパラメータの変化を記述する場合に便利な、ポアンカレ球表示を活用する(付録2.2参照)。ポアンカレ球表示では、図2.1に示す入射光の偏波状態を示すストークスパラメータは、図2.2中 S_1 - S_3 平面内で球の中心からの仰角 2χ の点 P_0 の座標で示される。また、さきに示したような複屈折の遅波軸の方向を持つ、屈折率差 δn 、長さ l の複屈折媒質を通過したのちの偏波状態は、 S_1 - S_2 平面内で S_1 軸と ψ の角度をなす直線 m_p を軸として、 P_0 を $2\pi\delta n l / \lambda$ (これを θ と定義し、複屈折パラメータと呼ぶ)だけ時計方向に回転させたときの点 P_1 の座標により表される^[34]。ただし、 λ は入射光の波長とする。光ファイバの屈折率差が δn から $(\delta n + \Delta\delta n)$ に変化した場合、ポアンカレ球における回転角は $2\pi(\delta n + \Delta\delta n)l / \lambda$ になる。複屈折軸の方向がゆらいだ場合は、図2.2中の回転軸 m_p がゆらぐこととなる。本論文では、 $|\theta| \ll 1$ とし、また屈折率差の時間変動量は微小なものとする。

以上に示した光ファイバ入出力の偏波状態の関係を式で示す。入力光の4つのストークスパラメータ(S_0, S_1, S_2, S_3)について、 $(s_{10}, s_{20}, s_{30}) \equiv (S_1/S_0, S_2/S_0, S_3/S_0)$ と規格化したものを以下で用いる。同様に、規格化された光ファイバ出力のパラメータを $(s_{11}, s_{21},$

s_{31})とする。図2.2に示す変換は以下の3つの回転に分解できる。つまり、第1に S_3 軸を回転軸とした角度 $-\psi$ の回転、第2に S_1 軸を回転軸とした角度 θ の回転、第3に S_3 を回転軸とした角度 ψ の回転の3つである。これらの変換は式(2.2)で与えられる。

$$\begin{bmatrix} s_{11} \\ s_{21} \\ s_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & 0 \\ \sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & -\sin \theta \\ 0 & \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ \sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{10} \\ s_{20} \\ s_{30} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$\equiv A(\psi, \theta) \begin{bmatrix} s_{10} \\ s_{20} \\ s_{30} \end{bmatrix}$$

ここで図1中で $\Phi=0$ とおいていることから、 $s_{20}=0$ である。この場合、

$$(s_{10}, s_{20}, s_{30}) = (\cos s, 0, \sin s) \quad (2.3)$$

と表すことができる。ここで、 s は入力光の楕円率の2倍に等しい。これから、出力光の偏波状態は次式で示すことができる。

$$\begin{bmatrix} s_{11} \\ s_{21} \\ s_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{\cos^2 \psi + \sin^2 \psi \cos \theta\} \cos s + \sin \psi \sin \theta \sin s \\ \{\cos \psi \sin \psi - \sin \psi \cos \psi \cos \theta\} \cos s - \sin \theta \cos \psi \sin s \\ -\sin \psi \sin \theta \cos s + \cos \theta \sin s \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

つぎに、偏波ゆらぎのふるまいについて考える。一般に時刻 $t=0$ における光ファイバ出力の偏波状態を表すポアンカレ球上の点を $P_1(s_{11}, s_{21}, s_{31})$ とし、時刻 $t=t_1$ における光ファイバ出力の偏波状態を表すポアンカレ球上の点を $P'_1(s'_{11}, s'_{21}, s'_{31})$ とする。また、時刻 $t=0$ における光ファイバ出力の楕円偏光の長軸方向を Φ_1 、楕円率を χ_1 とする。図2.3に P_1 及び P'_1 を示す。この場合、時刻 $t=0$ から、 $t=t_1$ のあいだに生じた偏波ゆらぎ量の評価パラメータを以下のように定義する。まず、 S_3 軸を回転軸として $-2\Phi_1$ 回転する。回転により P_1 は S_1-S_3 平面上の P_{11} に移動する。次に、 S_2 軸を回転軸として $-2\chi_1$ 回転する。回転によりさらに P_1 は、 $P_{12}(1, 0, 0)$ に移動する。これらの回転により点 P'_1 は P'_{12} に移動する。ここで、偏波ゆらぎ量の評価パラメータを図2.3に示す P'_{12} 点の緯度 v 、及び経度 w とする。偏波ゆらぎの大きさは一般に $\angle P_1 O P'_1$ により評価でき、これは $\angle P_{12} O P'_{12}$ に等しい。従

って、 $|v| \ll 1$ 及び $|w| \ll 1$ の場合、上記の評価パラメータを用いて偏波ゆらぎの大きさを表す角度 $\angle P_1 O P'_1$ は $\angle P_{12} O P'_{12} = (v^2 + w^2)^{1/2}$ により得られる。さらに、これら2つの評価パラメータにより、後述するようにさらに多くの情報が得られる。

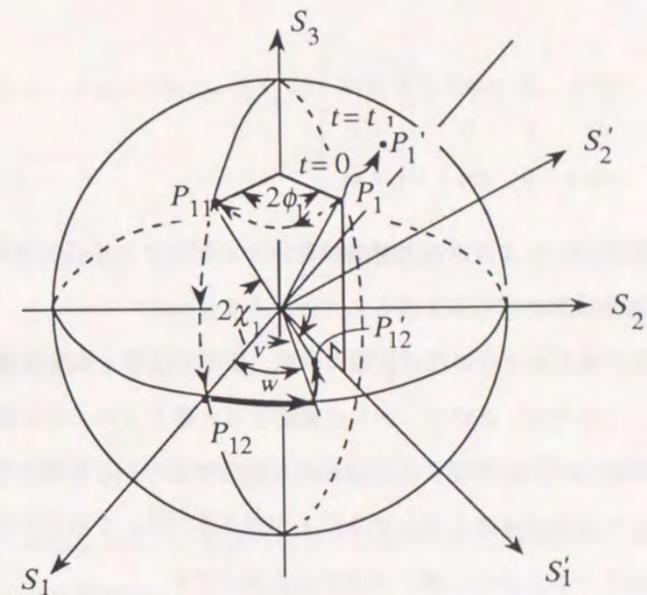


図2.3 評価パラメータ v 、 w のポアンカレ球上での表示

評価パラメータは、次式で示される。

$$v = \arcsin s_{3e} \quad (2.5)$$

$$w = \arctan (s_{2e} / s_{1e}) \quad (2.6)$$

ここで、

$$(s_{1e}, s_{2e}, s_{3e}) : P'_{12} \text{の座標}$$

以後、時刻 t_1 におけるファイバ出力光の偏波状態を示すパラメータとして P'_{12} の座標 (s_{1e}, s_{2e}, s_{3e}) を用いる。 (s_{1e}, s_{2e}, s_{3e}) は以下に示す座標軸 S'_1, S'_2, S_3 を用いて求めることもできる。図2.3に示すように $S'_1-S'_2$ 平面が S_1-S_2 平面とおなじでありかつ、 S'_1-S_3 平面内に点 P_1 が存在するように、 S'_1, S'_2 軸を選択する。 (S'_1, S'_2, S_3) の座標系を用いると、

P'_1 の座標は (S_1, S_2, S_3) 座標系の P'_{11} の座標と等しい。ここで、 P'_{11} は P_1 を P_{11} まで回転したときの、 P'_1 点の位置を示す。 (S'_1, S'_2, S'_3) 座標系を用いた場合、評価パラメータは S'_2 軸を回転軸として $-2\chi_1$ 回転した後の点 P'_1 の座標により得られる。 P'_1 点の (S'_1, S'_2, S'_3) 座標系による表示を $(s'_{11}, s'_{21}, s'_{31})$ とすると、 (s_{1e}, s_{2e}, s_{3e}) は、次式により与えられる。

$$\begin{bmatrix} s_{1e} \\ s_{2e} \\ s_{3e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos s & 0 & \sin s \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin s & 0 & \cos s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s'_{11} \\ s'_{21} \\ s'_{31} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

式(2.2)及び(2.5) - (2.7)より、入力光偏波状態および光ファイバの複屈折状態のゆらぎによる出力光の偏波状態のゆらぎを得ることができる。

一般に θ は、光ファイバの曲げ状態の変動、側圧の変動、温度変動など多くの効果により変動する。このため、 θ はランダムに変動すると考えられ、中心極限定理を用いることにより θ は確率的に正規分布すると考えることができる。したがって、屈折率差の変動がウィーナーレビ過程であると仮定することができる^[38]。さらに本論文では、複屈折の遅波軸の方向はランダムかつ一様に分布すると仮定する。

θ および ψ の存在確率密度は、以下の式により示される。(付録2.3参照)

$$f(\theta) = [\exp(-\theta^2/2\sigma_\theta^2)]/(\sigma_\theta \cdot \sqrt{2\pi}) \quad (\text{Gaussian}) \quad (2.8)$$

$$g(\psi) = \begin{cases} 1/(2\pi) & (0 \leq \psi \leq 2\pi) \quad (\text{uniform}) \\ 0 & (\text{elsewhere}) \end{cases} \quad (2.9)$$

ここで、

σ_θ^2 : 光ファイバの θ の分散値

光ファイバ出力光の偏波状態が時間とともに微小に変化する場合 ($|\theta| \ll 1$)、式(2.5) (2.6)から以下の近似式が得られる^[39]。

$$v \equiv -\theta \cdot \sin \psi \quad (2.10)$$

$$w \equiv -\theta \cdot \cos \psi \cdot \sin s \quad (2.11)$$

式(2.10)から、評価パラメータ v は、入力光の偏波状態によらないことがわかる。

式(2.8) - (2.10)により評価パラメータ v の分散値 σ_v^2 は、 θ の分散値 σ_θ^2 を用いて次式のように表すことができる。

$$\begin{aligned} \sigma_v^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \{(-\theta \cdot \sin \psi)^2 \cdot [\exp(-\theta^2/2\sigma_\theta^2)]/(\sigma_\theta \sqrt{2\pi})\} d\theta d\psi \\ &= \sigma_\theta^2/2 \end{aligned} \quad (2.12)$$

同様に、評価パラメータ w の分散値、 σ_w^2 は、次式で与えられる。

$$\sigma_w^2 = \sigma_\theta^2 \cdot \sin^2 s/2 \quad (2.13)$$

式(2.12)および(2.13)から、光ファイバが単一の複屈折媒質として扱える場合 (一般にはこれは非常に短い光ファイバの場合であるが)、 σ_v^2 は入力光の楕円率によらないが、 σ_w^2 は入射光の楕円率により変化する。また、 σ_w^2 のとりうる最大値が σ_v^2 に等しい。

2-2-2 微小な屈折率差を持つ複屈折媒質のみが連鎖したモデルによる解析

光ファイバは一般的には単一の複屈折媒質ではなく、複屈折軸方向、屈折率差の異なる多くの複屈折媒質が縦続接続したものと考えられる。このことから、つぎにファイバが図2.4に示す n 個の複屈折媒質の縦続接続から構成されたものであり (これらを A_1, A_2, \dots, A_n とする)、各複屈折媒体の遅波軸方向 ($\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_i, \dots, \psi_n$) 及び複

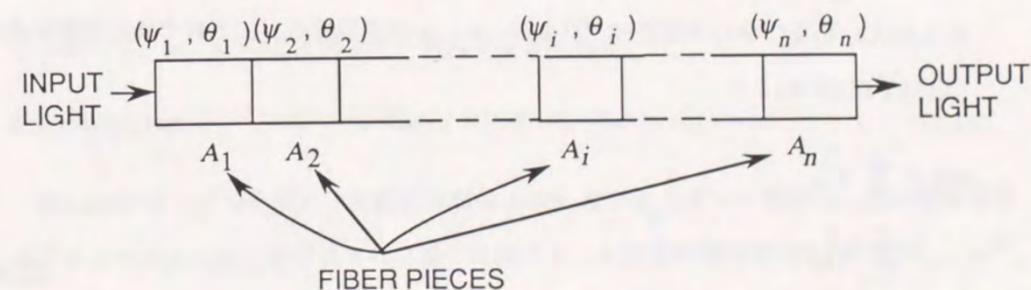


図2.4 長距離光ファイバを複屈折媒質の縦続接続としたモデル

屈折パラメータ $(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_j, \dots, \theta_n)$ は互いに独立であるとする。ここで、

$$\sum_{i=1}^n |\theta_i| \ll 1 \quad (2.14)$$

の場合には、複屈折媒体 A_2, A_3, \dots, A_n への入力光偏波状態は、光ファイバへの入力偏波状態にはほぼ一致する。したがって、光ファイバ出力の評価パラメータは式(2.15)(2.16)で与えられる。(付録2.4参照)

$$v \equiv \sum_{i=1}^n \Delta v_i \quad (2.15)$$

$$w \equiv \sum_{i=1}^n \Delta w_i \quad (2.16)$$

ここで、

$\Delta v_i, \Delta w_i$: $j \neq i$ の θ_j を 0 とした場合の光ファイバ出力の評価パラメータ
式(2.8)(2.9)と同様にして、 θ_j, ψ_j は以下に示す存在確率密度を有するものとする。

$$g_1(\theta_i) = \exp(-\theta_i^2/2\sigma_{\theta_i}^2)/\sigma_{\theta_i}\sqrt{2\pi} \quad (\text{Gaussian}) \quad (2.17)$$

$$g_2(\psi_i) = 1/(2\pi) \quad (0 \leq \psi_i \leq 2\pi) \quad (\text{uniform}) \\ = 0 \quad (\text{elsewhere}) \quad (2.18)$$

ここで、

$\sigma_{\theta_i}^2$: θ_i の分散

式(2.15)(2.16)及び中心極限定理^[40]より、 v, w は正規分布し、それぞれの分散は式(2.12)

(2.13)(2.15)(2.16)より、

$$\sigma_v^2 = \sum_{i=1}^n \sigma_{v_i}^2 \\ = \sum_{i=1}^n \sigma_{\theta_i}^2/2 \quad (2.19)$$

$$\sigma_w^2 = \sum_{i=1}^n \sigma_{w_i}^2$$

$$= \sum_{i=1}^n (\sigma_{\theta_i}^2 \cdot \sin^2 s)/2 \\ = \sigma_v^2 \cdot \sin^2 s \quad (2.20)$$

で与えられる。

ここで、

$\sigma_{v_i}^2$: Δv_i の分散

$\sigma_{w_i}^2$: Δw_i の分散

さらに、 v_i と w_i が独立であること及び式(2.19)(2.20)より、 v_i と w_i の共分散行列 C_i は、式(2.21)で与えられる。

$$C_i = \begin{bmatrix} \sigma_{\theta_i}^2/2 & 0 \\ 0 & \sigma_{\theta_i}^2 \cdot \sin^2 s/2 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

式(2.21) および中心極限定理^[40]より v 及び w は正規結合型となり、その共分散行列は次式で与えられる。

$$C = \begin{bmatrix} \sigma_v^2 & 0 \\ 0 & \sigma_w^2 \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n \sigma_{\theta_i}^2/2 & 0 \\ 0 & \sum_{i=1}^n \sigma_{\theta_i}^2 \cdot \sin^2(s)/2 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

したがって、 (v, w) の密度関数は、次式で与えられる。

$$F(v, w) = [\exp(-(v^2/\sigma_v^2 + w^2/\sigma_w^2))] / (2 \cdot \pi \cdot \sigma_v \cdot \sigma_w) \quad (2.23)$$

図2.4に示すモデルを用い、各複屈折媒体 A_i の θ_i 及び ψ_i は互いに独立で、その密度関数がそれぞれ式(2.17)(2.18)で表される場合における、入力光の楕円率 $s/2$ と分散 σ_v^2, σ_w^2 の関係の計算機シミュレーション結果を以下に示す。ここで、各複屈折媒体、 A_1, A_2, \dots, A_n による偏波状態変動は、式(2.2)に θ_j 及び ψ_j を代入することにより求められる。従って、出力光のストークスパラメータ (s_{1n}, s_{2n}, s_{3n}) は、入力光のストークスパラメータ (s_{10}, s_{20}, s_{30})

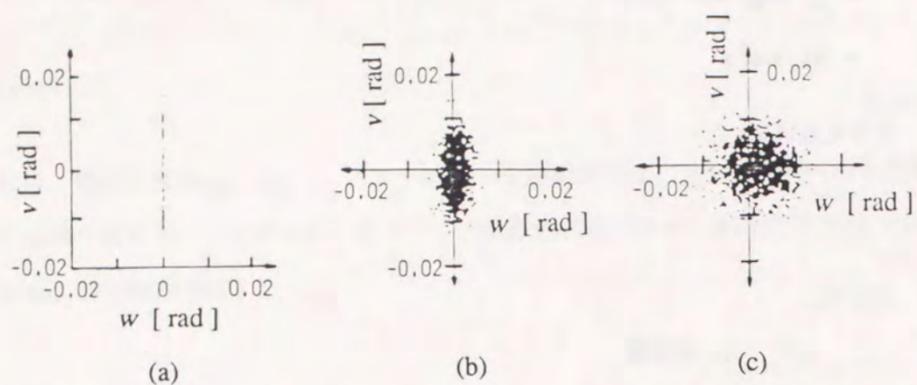


図2.5 シミュレーション計算による評価パラメータ v 、 w の分布
(a) $s=0$, (b) $s=\pi/8$, (c) $s=\pi/2$

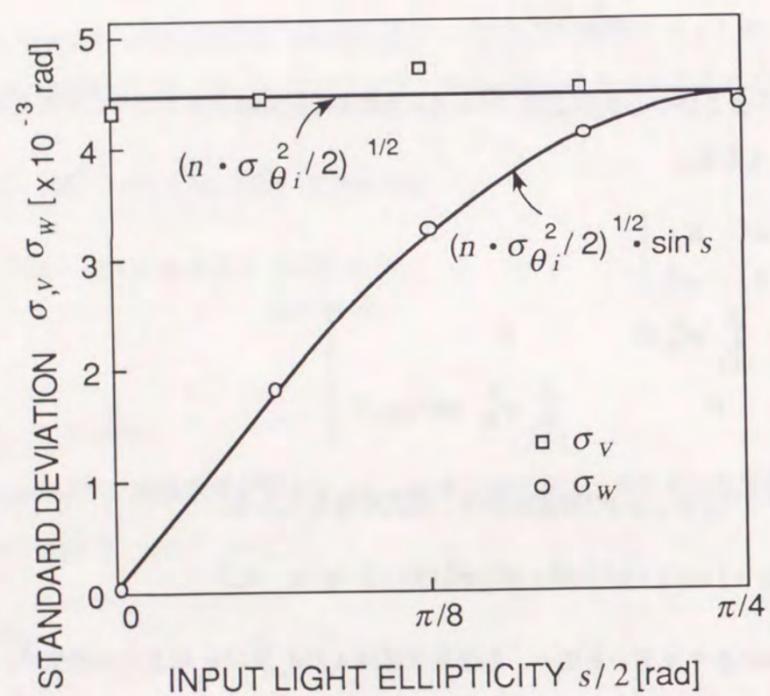


図2.6 シミュレーション計算による評価パラメータの標準偏差

s_{30} から、次式により計算できる。

$$\begin{bmatrix} s_{1n} \\ s_{2n} \\ s_{3n} \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^n A(\psi_i, \theta_i) \begin{bmatrix} s_{10} \\ s_{20} \\ s_{30} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

たとえば、各 A_i 共、 $\sigma_{\theta_i}^2 = 8.33 \times 10^{-5} \text{ rad}^2$ 、かつ $n=50$ の場合の1000サンプルのシミュレーション結果から得られた評価パラメータ(v, w)を $v-w$ 平面上の点で示すと図2.5の分布となる。このシミュレーション結果から得られた標準偏差 σ_v 、 σ_w を図2.6中に□及び○で示す。同じ図に式(2.19)(2.20)から得られる結果を実線で示す。解析および計算機シミュレーションの結果はよく一致している。

2-2-3 複屈折媒質が連鎖したモデルによる解析

以上では、実際に布設されている光ファイバを、多くの複屈折媒体の縦続接続として扱った。本モデルは、光ファイバが大きな複屈折性を有しない場合に適用可能である。しかし、実際に布設されている光ファイバの多くは、局舎内や管路内で大きな屈折率差が生じている部分もある。このため、さらに図2.7に示すように微小な複屈折パラメータのゆらぎのある複屈折媒体(B_i)、及びゆらぎはないが大きな屈折率差のある媒体(C_i)が互いに縦続

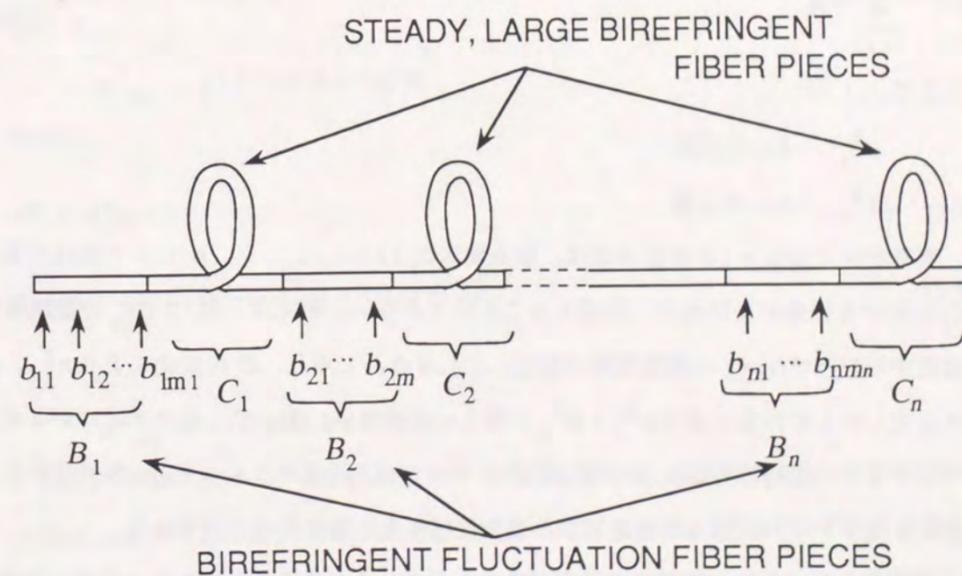


図2.7 大きな屈折率差のある部分も含む光ファイバのシミュレーションモデル

接続したモデルを考える。複屈折媒体(B_i)はさらに、 m_i 個の単一の複屈折媒体の連続したものとする。 B_i 部分の j 番目の複屈折媒体の遅波軸方向を ψ_{ij} 、複屈折パラメータを θ_{ij} とする。さらに、構成部分 C_i の複屈折媒体は遅波軸方向 ψ'_i 、複屈折パラメータ θ'_i とする。

本モデルに基づいて解析するため、 $B_1, B_2, \dots, B_i, \dots, B_n$ のうち、 B_i のみ複屈折性がある場合の評価パラメータとして $(\Delta v_i, \Delta w_i)$ を定義する。 $(C_1, C_2, \dots, C_n$ は複屈折性を有した状態とする)。式(2.25)を満たす場合、図2.7のモデルで示されるファイバの出力の評価パラメータは式(2.26)で示される。(付録2.2参照)

$$\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^{m_i} |\theta_{ij}| \ll 1 \quad (2.25)$$

$$(v, w) = \left(\sum_{i=1}^n \Delta v_i, \sum_{i=1}^n \Delta w_i \right) \quad (2.26)$$

式(2.26)及び中心極限定理から、 v 及び w は正規分布し、それぞれの分散は式(2.27)及び(2.28)で与えられる。

$$\sigma_v^2 = \sum_{i=1}^n \sigma_{v_i}^2 \quad (2.27)$$

$$\sigma_w^2 = \sum_{i=1}^n \sigma_{w_i}^2 \quad (2.28)$$

ここで、

$\sigma_{v_i}^2$: Δv_i の分散

$\sigma_{w_i}^2$: Δw_i の分散

本モデルでは (v, w) の密度関数は、構成要素 C_i ($i=1, 2, \dots, n$)により変化するため、 C_i に関する情報がなければ、記述することはできない。例えば、図2.7で C_n の複屈折性が変化するだけで (v, w) の密度関数は変化してしまう。しかし、 C_i の変化により σ_v^2 、 σ_w^2 が変化してもその最大値は $\sigma_v^2 + \sigma_w^2$ に等しいか小さい。従って、光ファイバが本モデルで示すように屈折率差が大きい部分を含んでいても、評価パラメータ v, w を測定することにより光ファイバ出力光の偏波状態の最大変化量を評価することができる。

本論文においては、実際に布設されている光ファイバは光学活性やファラデー効果を有しないものとして取り扱った。しかし、時間変化のない光学活性やファラデー効果があっ

たとしても、これらの効果はポアンカレ球上においては S_3 軸を回転軸とした回転として取り扱うことにより、上記と同様の方法で式(2.26) - (2.28)を導出することができる。光学活性やファラデー効果が時間的に変化する場合には、 Δv_i や Δw_i が増大することとなる。

以上の考察に基づき、評価パラメータの分散の時間依存性を求める。 θ_i はウィナー・レビ過程と考えられ、この場合 $\sigma_{\theta_i}^2(t)$ は時間に比例する。式(2.22)(2.23)及び(2.26)から $\sigma_{v_i}^2(t)$ 、 $\sigma_{w_i}^2(t)$ は $\sigma_{\theta_i}^2(t)$ に比例する。したがって、 $\sigma_{v_i}^2(t)$ 、 $\sigma_{w_i}^2(t)$ は時間 t に比例する。また、 $\sigma_v^2(t)$ は次式により時間に比例することがわかる。

$$\sigma_v^2 = \sum_{i=1}^n \sigma_{v_i}^2 = \sum_{i=1}^n k \sigma_{\theta_i}^2(t) / 2 = k' t \quad (2.29)$$

ここで、

k, k' : 比例定数

$\sigma_v^2(t)$ 及び v の密度関数(これを $h_v(v)$ とする)は、式(2.14)(2.16)(2.26)(2.28)から次のように得られる。

$$\sigma_v^2 = \sigma_{v_0}^2 t \quad (2.30)$$

$$h_v(v) = \exp(-v^2 / 2\sigma_{v_0}^2 t) / (\sigma_{v_0} \sqrt{t} \sqrt{2\pi}) \quad (2.31)$$

ここで、

$\sigma_{v_0}^2$: $t=1$ における v の分散

同様に、

$$\sigma_w^2 = \sigma_{w_0}^2 t \quad (2.32)$$

$$h_w(w) = \exp(-w^2 / (2\sigma_{w_0}^2 t)) / (\sigma_{w_0} \sqrt{t} \sqrt{2\pi}) \quad (2.33)$$

ここで、

$\sigma_{w_0}^2$: $t=1$ における w の分散

次に、評価パラメータの分散の光ファイバ長依存性を、長距離光ファイバのモデルとして扱うことのできる図2.7のモデルを用いて求める。ここで、図2.7では各構成要素 B_i の長さ及び分散 $\sigma_{v_i}^2$ が等しいとする。各ファイバ部分間の複屈折性のゆらぎに相関がないとすると、式(2.27)から、

$$\sigma_v^2 = \sum_{i=1}^n \sigma_{vi}^2 = n \sigma_{v1}^2 \quad (2.34)$$

が得られる。したがって、 σ_v^2 は次式に示すようにファイバ長 L に比例する。

$$\sigma_v^2 = L \sigma_{v1}^2 \quad (2.35)$$

ここで、

σ_{v1}^2 : 単位ファイバ長における σ_v^2

同様に、

$$w^2 = L \sigma_{w1}^2 \quad (2.36)$$

ここで、

σ_{w1}^2 : 単位ファイバ長における σ_w^2

式(2.30)(2.31)(2.35)(2.36)から図7に示すモデルにより取り扱える長距離光ファイバにおいては、次式が得られる。

$$\sigma_v^2 = L t \sigma_{v01}^2 \quad (2.37)$$

$$\sigma_w^2 = L t \sigma_{w01}^2 \quad (2.38)$$

ここで、

σ_{v01}^2 : $t=1$ 、 $L=1$ における v の分散

σ_{w01}^2 : $t=1$ 、 $L=1$ における w の分散

2-3 長距離光ファイバ出射光偏波ゆらぎの実験的把握

前節で述べたモデルに基づく解析結果の検証を、実際に布設されている光ファイバケーブルを用いて行った^[41]。測定系の構成を図2.8に示す。光源は波長1.52 μm 、直線偏波の光出力が得られるHe-Neレーザを用いた。偏波モード分散及び送信光周波数ゆらぎにより生じる偏波ゆらぎは、本測定の誤差要因となりうる。本測定ではこの点に留意し、発振周波数ゆらぎおよび帯域が600 MHz以下の安定な出力光が得られるHe-Neレーザを用いている。

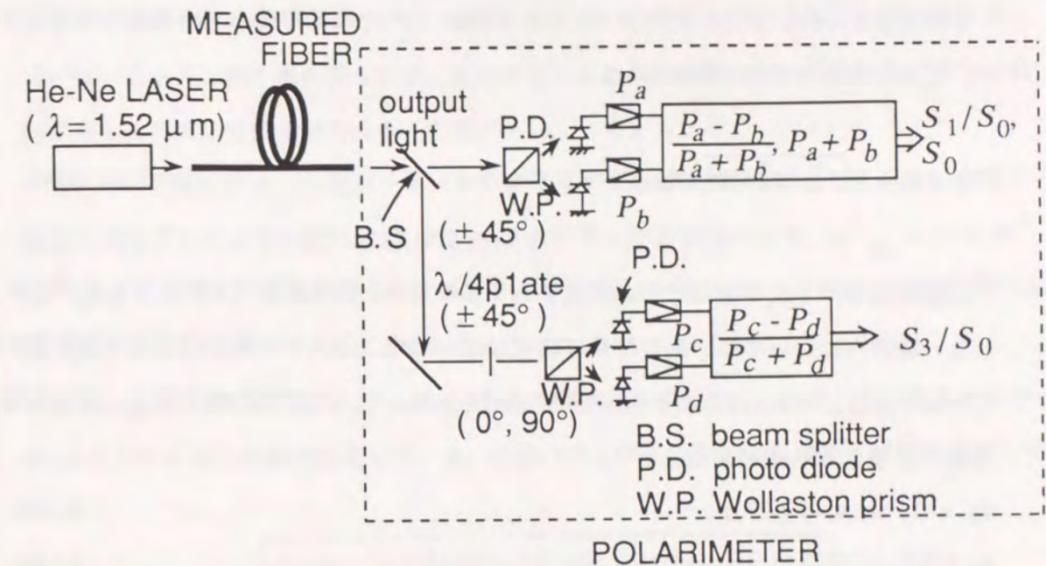


図2.8 偏波状態測定系の構成図

測定には海底布設ケーブルおよび地下布設ケーブルの、2種類の光ファイバケーブルを用いた。海底ケーブルは6芯、10 km長、相模湾にループ状に布設されたものであり、始端及び終端は同一の海岸局舎に陸揚げされている^[42]。陸上ケーブルは、6芯、10.9 km長で、立川、八王子の局舎間に布設されたものである^[43]。ケーブルのうち88%は管路、11%はトンネル、残りは局舎内に布設されている。測定に際しては、2つのケーブルを用い、ループ状とすることにより21.8 km長の光ファイバを用いて行った。

図2.8に示す偏波状態測定器により、主に3つのストークスパラメータ S_0 、 S_1 、及び S_3 を測定した。全光量に対する偏光成分の比（これを一般に偏光度とよぶ）は、測定期間内において一定と考えられ^[27]、この場合、上述の3つのストークスパラメータは4つの測定光出力 P_a 、 P_b 、 P_c 、 P_d から以下のように求められる。

$$S_0 = P_a + P_b = P_c + P_d \quad (2.39)$$

$$s_{11} = S_1 / S_0 = (P_a - P_b) / (P_a + P_b) \quad (2.40)$$

$$s_{31} = S_3 / S_0 = (P_c - P_d) / (P_a + P_b) = (P_c - P_d) / (P_c + P_d) \quad (2.41)$$

本測定系からは、次式によりストークスパラメータ S_2 の絶対値を求めるとことはできるが、正負の符号の判別は出来ない。

$$|S_2/S_0| = \sqrt{S_0^2 - S_1^2 - S_3^2} / S_0 \quad (2.42)$$

測定開始時に $|S_2|$ をほぼ1と設定することにより、偏波変動が十分小さく S_2 が0に達しない範囲内においては、 S_2 の符号は変化しないため、全ストークスパラメータを求めることができる。これらのストークスパラメータを用いて、出力光の楕円率 χ_0 、及び長軸方向 Φ_0 は、次式から求められる^[36]。

$$\Phi_0 = 0.5 \arctan(S_2/S_1) \quad (2.43)$$

$$\chi_0 = 0.5 \arcsin(S_3/S_0) \quad (2.44)$$

図2.8の測定系においては一分間に20回以上測定を行っている。本測定速度は記憶速度により制限されていた。海底に布設された光ファイバ出力光の測定時においては、初期の測定結果から大きな偏波変動が生じる可能性も考えられたため、偏光子を回転させることによっても、自動測定を行った。

また、1kHz程度までの偏波変動については、図2.8中の P_a 出力をオシロスコープで観測することによっても観測を行った。この測定の分解能はポアンカレ球上で 10° 以下であった。

図2.9に実際に布設されているファイバ出射光の偏波の長軸方向、および楕円率の測定結果を示す。どちらの測定においても、偏波変動は数十分から数時間の長い時定数で変化していることがわかる。さらにオシロスコープによる1時間にわたる観測により1Hz以上の偏波変動成分は観測されないことを確認した。地下に布設された光ファイバケーブルにおいては、局舎内の温度変化が大きい時間帯に偏波変動が大きくなる傾向がみられた。これは局舎内の温度変動により光ファイバケーブルの伸縮が生じ、これにより光ファイバへのストレスが時間的に変化するためと思われる。もちろん、各種振動や地下布設部分の温度変動も偏波変動に影響を与えていると考えられる。本測定においては、海底に布設されている光ファイバケーブルのほうが、地下に布設されている光ファイバケーブルより大きな偏波変動が観測された。地下に布設されている光ファイバケーブルは局舎から直接地下のトンネル、管路へ布設されているのに対し、海底に布設されている光ファイバケーブルは

局舎から海底への布設ルートの一部、海岸付近において地表に布設されている部分を含んでいる。従って、波や潮の満ち引き、直射日光による温度変動などの外乱をうけやすい状況にあったため、偏波変動の大きさの差が生じたと考えられる。

測定時間間隔に対する評価パラメータの累積確率分布の実測値を図2.10に示す。前節で提案したモデルにより、式(2.32)及び(2.33)から計算した累積確率分布 ($\sigma_{w01}^2 = 2.1 \times 10^{-5} \text{ rad}^2/\text{min}$ を用いた)もあわせて実線で示す。両者は良い一致を示しており、評価関数が結合正規分布にしたがっていることがわかる。

さらに実測された評価パラメータの分散の時間依存性を図2.11に示す。各分散はそれぞれ250サンプル以上の測定結果を用いた。評価パラメータの分散はほぼ経過時間に比例して

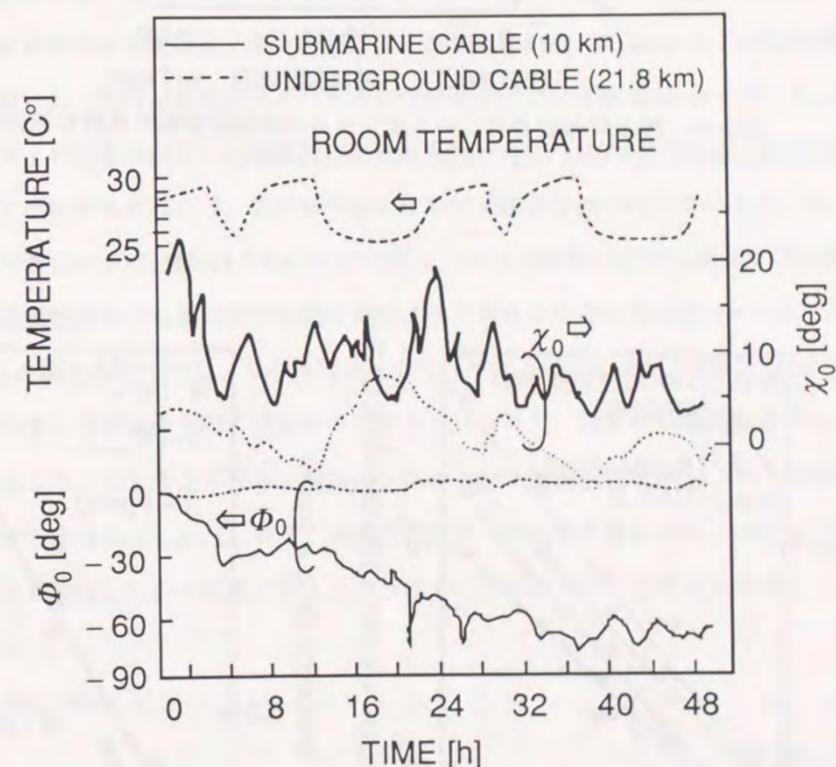


図2.9 実際に布設されている光ファイバの伝搬光の偏波状態変動
 Φ_0 は楕円偏波の長軸方向、 χ_0 は楕円率を表す

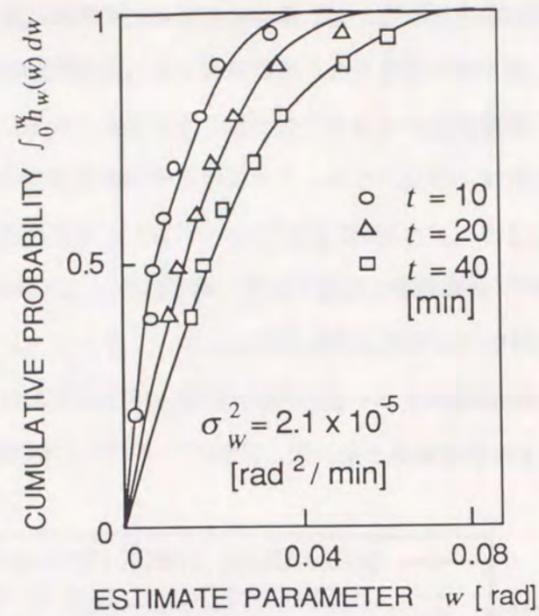


図2.10 陸上に布設されている光ファイバの偏波変動の累積分布特性

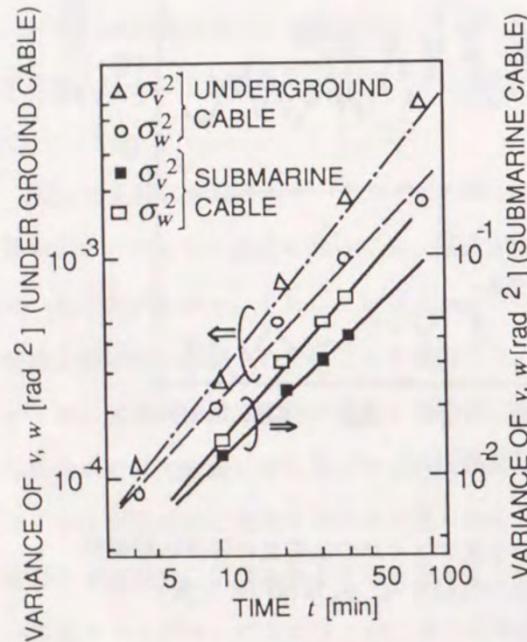


図2.11 布設されている光ファイバにおける偏波変動量の分散の経過時間依存性

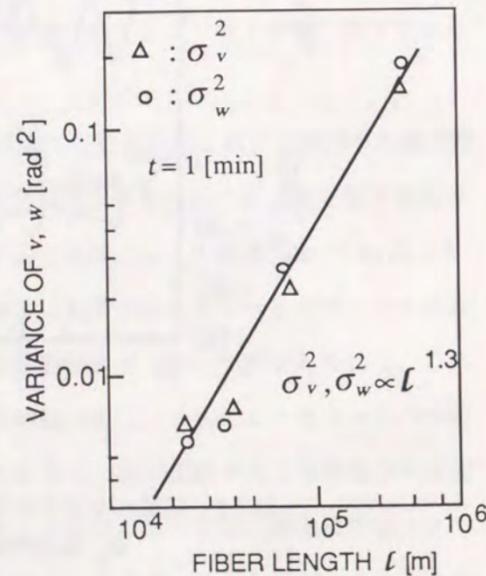


図2.12 長距離ファイバにおける偏波変動量の分散のファイバ長依存性変化

変化していることが確認でき、前節の解析結果と一致する。さらに本測定に用いた布設された光ファイバにおいては単位時間における評価パラメータの分散は、地下に布設されている光ファイバケーブルにおいて $\sigma_v^2 \approx \sigma_w^2 = 2 \times 10^{-5} \text{ rad}^2/\text{min}$ 、海底に布設されている光ファイバケーブルにおいて $\sigma_v^2 \approx \sigma_w^2 = 1.4 \times 10^{-3} \text{ rad}^2/\text{min}$ であることも求められた。

評価パラメータの分散と光ファイバ長の関係を実験的に検証するためには、長手方向各部分とも同様の屈折率差のゆらぎが生じ得る光ファイバを用いることが必要である。このような条件を満足させるには、各部分で外乱の大きさが異なる布設されたファイバを用いるよりも、室内に設置された光ファイバを用いるほうが適当である。この場合、光ファイバにおいては、大きな複屈折のゆらぎを与える要因である温度変動を各光ファイバ部分とも同様に与えることができるからである。図2.12に $t = 1 \text{ min}$ とした場合の評価パラメータの長さ依存性の測定結果を示す。測定は、23 km、38 km、73 km、及び270 km長の光ファイバを用いた。使用した光ファイバを巻き付けるボビンの直径は35 cmであった。23 km長の光ファイバは単一ボビンに巻き付けたものを用いた。38 km、73 km、及び270 km長の光ファイバはそれぞれ2、3、及び16ボビンにわけて巻き付けられたものを用いた。

評価パラメータの分散は l^a ($a = 1.3$) に比例しており、前節の解析結果とほぼ一致するものの複屈折状態のゆらぎが長手方向に完全にランダムな場合の理論値 ($a = 1.0$) に比べ多少大きめの a の値となっていた。この原因としては、ボビン巻きの光ファイバにおいては複屈折状態のゆらぎが長手方向に完全にランダムとはならず、複屈折の遅波軸方向など一様な部分があったためと考えられる。極端に全体が一様な複屈折性を示し、単一の複屈折媒体とみなせる場合には、 $a = 2$ となる。長手方向にランダムさが表れるにしたがって a は小さくなり、その極限において前節で示したように $a = 1$ となっていくと考えられる。

2-4 まとめ

本章においては、10 km 長以上の長距離の実際に布設されている光ファイバを含む各種光ファイバ出力光の偏波のゆらぎについて、ポアンカレ球を用い確率論的観点から論じた。

まず光ファイバ出射光の偏波ゆらぎを考察するモデル及び偏波ゆらぎ量を定量的に評価するパラメータを提案し、偏波ゆらぎの確率分布について解析するとともに、評価パラメータを用いることにより、初めて偏波ゆらぎの時間依存性及び光ファイバ長依存性を示し

た。本章においては、偏波ゆらぎを生じる原因として、主に光ファイバの複屈折特性のゆらぎに関して述べたが、同様の方法を用いて、光学活性あるいはファラデー効果によるゆらぎをも考慮した偏波ゆらぎの解析も可能であることを示した。

さらに、上記のゆらぎ特性解析法の有効性を実験的に検証した。偏波ゆらぎ量の測定には、実際に海底および地下に布設された光ファイバ、および室内に設置された100 km以上の長距離光ファイバを用いた。さらに上記モデル及び評価パラメータを用いることにより、世界で初めて長距離光ファイバ出射光の単位時間、単位光ファイバ長あたりの偏波ゆらぎ量を定量的に示した。

付録2.1 ストークスパラメータによる偏光状態の記述

偏光状態を記述するには、3つの独立変数が必要である^[36]。たとえば、楕円偏光の長軸 E_M 、短軸 E_m 、及び長軸の方向を指定する角 Φ があげられる。また、図1中、x軸及びy軸方向の電界 E_x 、 E_y は、次式で表されるため、各方向の振幅 a_1 、 a_2 及び位相差 $\delta = \delta_2 - \delta_1$ を用いることもできる。

$$E_x = a_1 \cos(\omega t + \delta_1) \quad (\text{付2.1})$$

$$E_y = a_2 \cos(\omega t + \delta_2) \quad (\text{付2.2})$$

ここで、

ω : 光の角周波数

実際には、物理的に同じ次元をもった変数によって偏光状態を記述するほうが便利な場合がある。このような記述法として、ストークスパラメータを用いた記述法がある。単色平面波に対するストークスパラメータは、式(付2.3)~(2.6)で与えられる。

$$S_0 = a_1^2 + a_2^2 \quad (\text{付2.3})$$

$$S_1 = a_1^2 - a_2^2 \quad (\text{付2.4})$$

$$S_2 = 2a_1 a_2 \cos \delta \quad (\text{付2.5})$$

$$S_3 = 2a_1 a_2 \sin \delta \quad (\text{付2.6})$$

これらの間には、

$$S_0^2 = S_1^2 + S_2^2 + S_3^2 \quad (\text{付2.7})$$

の関係があるため、独立な変数は3個である。

変数は、光の強度に比例している。また、他の変数も偏波の長軸方向 Φ と楕円率 χ と、式(付2.8)~(付2.10)で示すように簡単な形で結びついている^[36]。

$$S_1 = S_0 \cos 2\chi \cos 2\Phi \quad (\text{付2.8})$$

$$S_2 = S_0 \cos 2\chi \sin 2\Phi \quad (\text{付2.9})$$

$$S_3 = S_0 \sin 2\chi \quad (\text{付2.10})$$

付録2.2 ポアンカレ球による偏光状態の表示

付2.1に示した式(付2.8)~(付2.10)から異なった長軸方向 Φ 、楕円率 χ の偏光状態を幾何学的に表示できることがわかる。すなわち、 (S_1, S_2, S_3) を直角座標による表示とすると、

$(S_0, 2\chi, 2\Phi)$ はその極座標による表示とみなすことができる。このことから、ある一定の強度をもつ(S_0 が一定の)単色平面波の任意の偏光状態は半径 S_0 の球上の一点に対応し、またその逆も成り立つ。

式(付2.8)から、ポアンカレ球上赤道より上側の点は右まわり、下側の点は左まわりの偏光に対応する。とくに、右まわり及び左まわりの円偏光では、 $S_1 = S_2 = 0$ のため、それぞれ北極点、南極点に対応する。さらに、直線偏光では $S_3 = \chi = 0$ であるので、赤道上の点に対応する。

付録2.3 式(2.10)(2.11)の導出

本文中で示したモデルにおいては、光ファイバ入射光の偏波状態および $t=0$ における光ファイバ出射光の偏波状態は、 S_1 - S_3 平面内にあるものとしている。このことから、座標軸 (S'_1, S'_2, S'_3) は、座標軸 (S_1, S_2, S_3) に一致する。従って、式(2.4)(2.5)(2.7)より、

$$\begin{aligned} v &= \arcsin s_{3e} \\ &= \arcsin \{ (-\cos^2 \psi + \sin^2 \psi \cos \theta) \cos s \sin s - \sin \psi \sin \theta \sin^2 s \\ &\quad - \sin \psi \sin(\theta) \cos^2 s + \cos \theta \sin s \cos s \} \end{aligned} \quad (\text{付2.11})$$

ここでは、 $|\theta| \ll 1$ の場合について考えているから、 $\sin(\theta) = \theta$ 、 $\cos(\theta) = 1 - \theta^2/2$ 。この場合、

$$v \equiv \arcsin \{ (-\theta \sin \psi) - (\theta^2/2)(1 - \sin^2 \psi) \cos s \sin s \} \quad (\text{付2.12})$$

さらに、 $|\theta| \ll |2 \sin \psi / (\cos^2 \psi \cos s \sin s)|$ の条件においては、

$$v \equiv -\theta \sin \psi \quad (\text{付2.13})$$

同様に w についても $|\theta| \ll 1$ の場合、

$$\begin{aligned} w &= \arctan (s_{2e} / s_{1e}) \\ &\equiv \arcsin s_{2e} \\ &\equiv \arcsin \{ (-\theta \cos \psi \sin s + (\theta^2/2) \cos \psi \sin \psi \cos s) \} \end{aligned} \quad (\text{付2.14})$$

さらに、 $|\theta| \ll |2 / (\sin \psi \cot s)|$ の条件においては、

$$w \equiv -\theta \cos \psi \sin s \quad (\text{付2.15})$$

式(付2.13)及び(付2.15)は、 $|\theta| \ll 1$ 、 $|\theta| \ll |2 \sin \psi / (\cos^2 \psi \cos s \sin s)|$ 、 $|\theta| \ll |2 / (\sin \psi \cot s)|$ の条件のもとで成り立つ。このような条件が満たされる確率は、 $|\theta| \rightarrow 0$ のとき1となるため、近似式(付2.13)及び(付2.15)を用いて評価パラメータ v 、 w の分散を求めることができる。

付録2.4 式(2.25)の導出

図4及び図7に示した光ファイバモデルに基づいて考える。

まず、図4のモデルの場合、光ファイバ射出光偏波状態のポアンカレ球上での座標は $(\cos s, 0, \sin s)$ で表される。光ファイバの i 番目の部分のみの屈折率差がゆらぐ場合の、ファイバ出力の評価パラメータを $(\Delta v_i, \Delta w_i)$ としている。さらに、ファイバの1番目から i 番目の部分の複屈折がゆらぎ、 $(i+1)$ 番目以降の部分はゆらぎがない場合の評価パラメータを (v_i, w_i) と定義する。光ファイバの複屈折ゆらぎが非常に小さく式(付2.16)が成立する場合、 v_i は式(付2.17)であらわすことができる。

$$\theta_i \equiv \sum_{j=1}^i |\theta_j| \ll 1 \quad (\text{付2.16})$$

$$v_i = \sum_{j=1}^i [-\theta_j \sin(\psi_j - \Delta\psi_j)] \quad (\text{付2.17})$$

ここで、

$\Delta\psi_j$: S_1 軸と j 番目の光ファイバ部分への入射光の長軸方向のなす角度

$\theta_i \rightarrow 0$ の場合、 $\Delta\psi_j \rightarrow 0$ となり、

$$\lim_{\theta_j \rightarrow 0} \frac{-\theta_j \sin(\psi_j - \Delta\psi_j)}{\Delta\psi_j} = \lim_{\theta_j \rightarrow 0} \frac{-\theta_j \sin(\psi_j - \Delta\psi_j)}{-\theta_j \cdot \sin(\psi_j)} = 1 \quad (\text{付2.18})$$

式(付2.17)(付2.18)より、評価パラメータ v_n は次式で近似できる。

$$v_n = \sum_{j=1}^n \Delta v_j \quad (\text{付2.19})$$

同様に、

$$w_n = \sum_{j=1}^n \Delta w_j \quad (\text{付2.20})$$

次に、図2.7に示したモデルの場合について述べる。図2.7で示されたモデルにおいては一般に一定の大きな屈折率差のある光ファイバ部分 (C_1, C_2, \dots, C_n) により、光ファイバ出力の偏波状態は大きく変換される。ここで、 $(\Delta v_i', \Delta w_i')$ は、 B_i 部分及び C_1, C_2, \dots, C_{i-1} が本来の屈折率差を有し、 $B_1, B_2, \dots, B_{i-1}, B_{i+1}, \dots, B_n$ 及び C_i, C_{i+1}, \dots, C_n 部分は複屈折を有しない場合のファイバ出力光の評価パラメータとする。また $(\Delta v_i'', \Delta w_i'')$ は、 B_i 部分及び C_1, C_2, \dots, C_n が本来の複屈折を有し、 $B_1, B_2, \dots, B_{i-1}, B_{i+1}, \dots, B_n$ が複屈折を有しない場合の評価パラメータとする。 C_i, C_{i+1}, \dots, C_n 部分による B_i 部分からの出力光に対する作用はポアンカレ球上での一定の回転作用である。従って、 $(\Delta v_i', \Delta w_i')$ の座標は $(\Delta v_i'', \Delta w_i'')$ の座標を回転したものとなっている。ここで、 u_i をこの回転角として定義し、複屈折による i 番目の (v, w) の回転角と呼ぶ。 $\Delta v_i'$ は従って、式(付2.21)で示される。

$$\begin{aligned} \Delta v''_i &= -\theta \{ \cos \psi_j \sin s_j \sin u_j + \sin \psi_j \cos u_j \} \\ &= w \sin u_j + v \cos u_j \end{aligned} \quad (\text{付2.21})$$

ここで、

$\psi_j/2$ 、 $s_j/2$: B_j 部分及び C_j 部分 ($j = 1, 2, \dots, n$) が本来の屈折率差を有し、
 B_k 部分 ($k = 1, 2, \dots, i-1, i+1, \dots, n$) が複屈折を有しない
 場合の、 B_i 部分の複屈折性の遅波軸と B_i 部分への入射光の偏波
 の長軸のなす角度、及び B_i 部分への入射光の偏波の楕円率。

つぎに、 B_1, B_2, \dots, B_i が複屈折ゆらぎを有し、 C_1, C_2, \dots, C_n が一定の複屈折を有し、 B_{i+1}, \dots, B_n が複屈折ゆらぎを有しない場合の評価パラメータ (v'_i, w'_i) を考える。

図2.4のモデルの場合と同様にして、

$$v'_i = \sum_{j=1}^i [-\theta \{ \cos (\psi_j + \Delta\psi_j) \sin (s_j + \Delta s_j) \sin (u_j + \Delta u_j) + \sin (\psi_j + \Delta\psi_j) \cos (u_j + \Delta u_j) \}] \quad (\text{付2.22})$$

ここで、

$(\psi_j + \Delta\psi_j / 2)$: B_j 部分の複屈折性の遅波軸と
 B_j 部分への入射光の偏波の長軸のなす角度
 $(s_j + \Delta s_j)$: B_j 部分への入射光の偏波の楕円率
 $(u_j + \Delta u_j)$: 複屈折による j 番目の (v, w) の回転角

$\theta_i \rightarrow 0$ の時、 v'_i は次式に収束する。

$$v'_i = \sum_{j=1}^i (\Delta w'_j \sin u_j + \Delta v'_j \cos u_j) \quad (\text{付2.23})$$

(付2.21) 式より、

$$\Delta v''_i = \Delta w'_i \sin u_i + \Delta v'_i \cos u'_i \quad (\text{付2.24})$$

従って、

$$v'_i = \sum_{j=1}^i \Delta v''_j \quad (\text{付2.25})$$

同様にして、

$$w'_i = \sum_{j=1}^i \Delta w''_j \quad (\text{付2.26})$$

$i = n$ とすることにより、式(2.25)が得られる。

第3章 ベースバンド合成型 偏波ダイバーシティ受信系

3.1 まえがき

ヘテロダイン方式においては、局部発振器出力光と受信信号光の偏波状態を整合させる必要がある。一方、第2章で述べたように、光ファイバ出射光の偏波状態は時間によりランダムに変化している。従来、偏波制御回路を用いる方法^{[30],[33]}、偏波ダイバーシティを用いる方法^{[34],[35]}、偏波スクランブラを用いる方法^[44]が受信信号光の偏波状態変動によらず上記整合を満たす方法として研究されてきた。

これらの方法を、以下に示す4つの観点から比較する。第1は挿入損失など各方法を用いることによる受信感度劣化量の比較である。第2は受信信号光の偏波状態変化に対しいつまでも無限に追従可能かどうかということからの比較である。たとえば電気光学結晶を用いた偏波制御回路^[33]では、2つの偏波モードの位相差を電気光学効果を用いて制御している。この場合、2つの偏波モードの位相差が時間がたつにつれ無限に大きくなっていくと、複雑なリセット機能^{[45],[46]}を有しない限り電気光学結晶に印加する電圧を無限に大きくする必要はある。従って、このような電気光学結晶を用いた偏波制御回路は無限追従可能なものとはいえない。第3は受信信号光の高速な偏波変動への追従可能性、つまり時間応答特性からの比較である。第4は信頼性からの比較である。

まず、偏波制御回路を用いるものについて考えると、第2の観点の受信信号光の無限追従性を持つ構成のものは、追尾範囲を無限にするためのリセット機能を持つ^{[45],[46]}、機械的制御機構を持っているため^{[31],[32]}、一般にその応答速度は数十Hz程度と遅い。また、制御機構において、新たに信頼性の検証の必要のある数V以上の電圧を印加する電気光学結晶^{[46],[47]}、圧電素子、或は機械的な制御回路を有しているため、第4の観点における課題も残されている。

偏波スクランブラを用いた方法は、第2、第3の観点からは大きな問題はないが、第1の観点からは、原理的に3 dBの受信感度劣化があり、また受光回路及び中間周波数領域の電気回路の所要帯域幅が他の方法に比べ数倍必要なため、高速伝送においてはさらに数dB以上の劣化を生じる。従って、長距離光ファイバ伝送に適した方法とはいえない。

これに対し偏波ダイバーシティを用いた方法は、無限追従性を持っており、また制御過程が受信系の電気回路においてなされるので、偏波制御方式と比較して応答速度において勝っている。また、本方法を用いる場合に付加すべき回路は信頼性を確保しやすい電気回路系が大部分であり、一部付加すべき光回路も偏波ビームスプリッタなどすでに実用システムに用いられている光素子である。従って、信頼性の点からも偏波ダイバーシティを用いた方法は有望である。第1の過剰損失についてもたとえば両偏波の受信信号を中間周波段階で位相整合させたのち合成することにより、原理的には0 dBとすることが可能である。

しかし、現実には偏波状態変動による過剰損失を十分小さくするためには、両偏波の受信信号に偏波状態に対応した重みづけをしたのちに合成する必要がある。したがって、偏波ダイバーシティによる方法が実用的かどうかを判断するうえにおいては、重みづけを行う回路に対する要求条件を明確にしたのち、本条件を含め光ヘテロダイン方式で実用的にも得られる受信感度について考察する必要がある。このため、最終的に偏波ダイバーシティの有効性を確認するためには、変復調実験などによる検証も必要である。

また、ヘテロダイン方式光ファイバ伝送における送信光源および局発光源としては、信頼性、実装容積など、実用性の観点から半導体レーザを用いることが望ましい。しかし、現状においては半導体レーザの位相雑音は小さくない。このため、ヘテロダイン方式光受信系において、同期検波を用いることは困難である。ここで、同期検波とは復調信号を得るために、中間周波数帯で参照信号と受信された中間周波信号を積検波することを指す。これに対し受信系において復調信号を得るために、受信された中間周波信号を包絡線検波あるいは遅延検波する非同期検波を用いる構成もある。非同期検波は受信感度が同期検波に比べ大差なく、位相雑音に対する許容範囲が広く、受信系構成が簡便なため光受信系においては有望な構成と考えられる。この非同期検波においても、従来は偏波ダイバーシティを用いる構成として、中間周波段階での合成方法について研究が行われてきた^[34]。中間周波合成法は、原理的に受信信号の偏波変動による受信感度劣化をなくすことが可能であるものの、合成のために両偏波の受信信号を中間周波段階で位相整合させる必要がある。

このため、同期検波受信系と同様の回路を必要とするため、前述の同期検波の場合と同様の困難さを克服する必要があり、非同期検波の利点が損なわれてしまう。

そこで、非同期検波の構成の簡便性を損なわず、なおかつ偏波状態変動による受信感度劣化を十分低減するベースバンド合成法の有効性について、著者の原著論文ではじめて提案を行っており^{[35],[48]}、本提案の内容を以下の節において述べる。さらに、計算機シミュレーション、及び実験による有効性の検証について述べる。

まず、第2節で、同期検波構成の場合の重みづけ回路に対する要求条件の理論解析結果、並びにシミュレーション実験による解析計算の検証について述べる^[49]。つぎに、第3節で、また非同期構成の場合における、前述したベースバンド合成法の有効性を明らかにし、本構成における重みづけ回路に対する要求条件について考察する。非同期検波を用いたダイバーシティ受信系においては、一般に受信感度特性を解析的に求めることは非常に困難であり、本章においては計算機シミュレーションを用いている。さらに、世界で初めてヘテロダイン方式光受信系を用いた、デジタル信号の変復調実験による検証についても述べる^[49]。

3.2 同期検波を用いた受信系

ベースバンド合成法を用いた偏波ダイバーシティ受信系の基本構成を図1に示す^[35]。パルス発生器出力信号で変調された送信信号光は、伝送用光ファイバを通過したのち偏波ダイバーシティ受信系の光カップラに入力される。信号光は光カップラ他端に入力された局発光と合波されたのち、偏波ビームスプリッタによりそれぞれ2つの直交成分に分けられる。ここで、局発光は両直交成分の電力が等しくなるように偏波ビームスプリッタ入力偏波を調整しておくものとする。信号光および局発光の一方の偏波成分同志（以下、P偏波成分とする）は同一受光回路に入力され、中間周波信号に変換される。信号光および局発光の他方の偏波成分同志（以下、S偏波成分とする）も同様に中間周波信号に変換される。同期検波においては、中間周波信号において合成を行っても、復調後ベースバンド帯において合成を行っても、原理的に受信感度は等しい。ここでは、各偏波成分の信号を復調した後に合成する構成における受信感度を示す。同期検波において、受信偏波状態

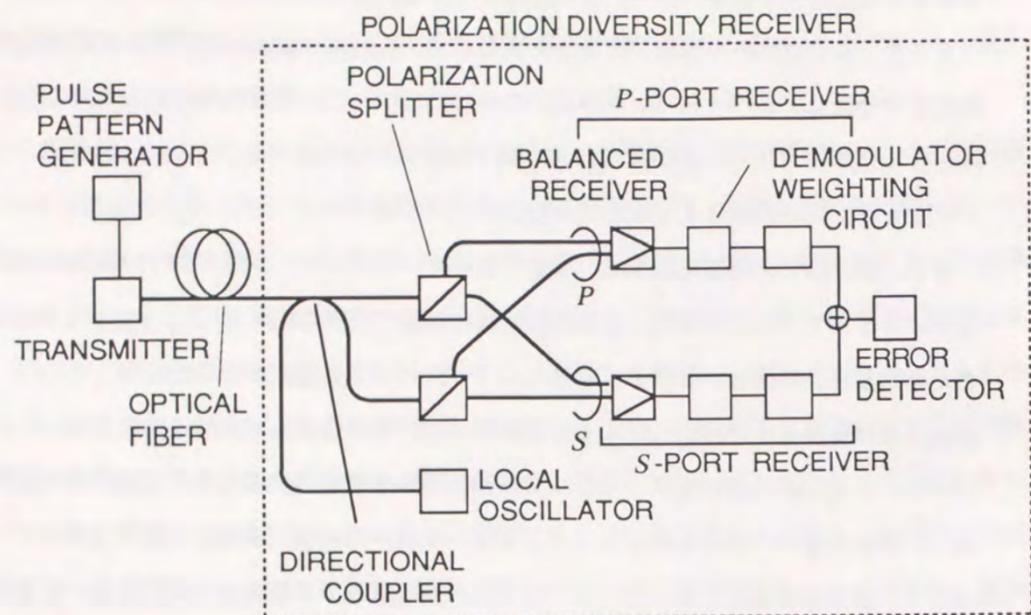


図3.1 ベースバンド合成型偏波ダイバーシティ受信系の構成

によらず受信感度劣化を生じない最適な重みづけ方法は、各受信信号の信号対雑音比に比例した重みを与える方法である。このような重みづけ法を用いた合成を最大比合成という。

本節では、重みづけ回路特性がこの理想条件からずれることによる受信感度劣化について考察する。ここで、受信感度は以下の条件のもとで考察する^[50]。

- 1) 両チャンネルの信号成分は電圧加算される。
- 2) 両チャンネルの雑音成分は電力加算される。
- 3) 雑音はランダム雑音である。
- 4) 両チャンネルへの光信号出力が等しいとき、各チャンネルの復調信号出力は等しい。
- 5) 両チャンネルの復調回路出力雑音電力は等しい。

受信信号光偏波状態を表すパラメータとして、

$$\text{偏波成分比 } \alpha \equiv (\text{受信信号光の} P \text{ 偏波成分の電力}) / (\text{全受信信号光電力}) \quad (3.1)$$

を用いる。また、重みづけ回路の利得は偏波成分比 α の関数とし、 P チャンネル、 S チャンネルの重みづけ回路の利得をそれぞれ $f(\alpha)$ 、 $f(1-\alpha)$ とする。本章ではおもに、 $f(\alpha) = \alpha^b$ の場合について扱うが、他の利得特性についても同様の手法を用いることができる。ここで b を重みづけパラメータとよぶ。たとえば、 $b=1$ の場合が最大比合成である。また、 $b=0$ は重みづけ回路を用いずに合成する、簡便な構成の等利得合成を示す。さらに、 b が無限大の場合は、復調信号の信号対雑音比の大きいチャンネル出力のみを選択する選択合成法を示す。

最初に、ASK (振幅シフトキーイング) ヘテロダイン方式の場合の受信感度劣化特性について述べる。送信信号 $S_a(t)$ は、 $S_a(t)=1$ 、或は $S_a(t)=0$ のデータ信号とする。受信信号の偏波状態が局発光の偏波状態と一致している場合には、付加される雑音を狭帯域過程として取り扱うことにより中間周波フィルタ通過後の信号電圧 $S_{if}(t)$ は以下の式で表すことができる^[51]。

$$S_{if}(t) = A[(S_a(t) + x(t)) \cos \omega_{if} t + y(t) \sin \omega_{if} t] \quad (3.2)$$

ここで、

- A : 中間周波信号電圧の振幅をあらわす定数
- ω_{if} : 中間角周波数
- $x(t)$ 、 $y(t)$: 互いに無相関で等しい分散を有する正規型ランダム変数

同期検波後の信号 $S_{bb}(t)$ は、

$$S_{bb}(t) = A'_s(S_a(t) + x(t)) \quad (3.3)$$

ここで、

- A'_s : 復調信号の振幅をあらわす定数

同様に、偏波ダイバーシティ受信時には、 P チャンネル、 S チャンネルそれぞれの中間周波信号電圧 $S_{ifp}(t)$ 、 $S_{ifs}(t)$ は、

$$S_{ifp}(t) = A [(\sqrt{\alpha} S_a(t) + x_p(t)) \cos \omega_{if} t + y_p(t) \sin \omega_{if} t] \quad (3.4)$$

$$S_{ifs}(t) = A [(\sqrt{1-\alpha} S_a(t) + x_s(t)) \cos \omega_{if} t + y_s(t) \sin \omega_{if} t] \quad (3.5)$$

ここで、

$x_p(t)$ 、 $x_s(t)$ 、 $y_p(t)$ 、 $y_s(t)$: 互いに無相関で

等しい分散を有する正規型ランダム変数

式(3.4)(3.5)から、 P チャンネル及び S チャンネルの復調信号電圧 $S_{bbp}(t)$ 、 $S_{bbs}(t)$ は以下のように入えられる。

$$S_{bbp}(t) = A'_s (\sqrt{\alpha} S_a(t) + x_p(t)) \quad (3.6)$$

$$S_{bbs}(t) = A'_s (\sqrt{1-\alpha} S_a(t) + x_s(t)) \quad (3.7)$$

偏波ダイバーシティ受信のため、各復調信号電圧 $S_{bbp}(t)$ 、 $S_{bbs}(t)$ はそれぞれ重みづけ回路により $\sqrt{f(\alpha)}$ 倍及び $\sqrt{f(1-\alpha)}$ 倍される。従って、合成後の信号 $S_{bbc}(t)$ は、次式で表される。

$$S_{bbc}(t) = A'_s \{ [\sqrt{f(\alpha)} \sqrt{\alpha} + \sqrt{f(1-\alpha)} \sqrt{1-\alpha}] S_a(t) + [\sqrt{f(\alpha)} x_p(t) + \sqrt{f(1-\alpha)} x_s(t)] \} \quad (3.8)$$

式(3.8)から、雑音成分(式(3.8)の後半の $\{\dots\}$ の項)は、正規型ランダム変数の和であり、したがって正規型ランダム変数であることがわかる。このように、ASK同期検波を用いた偏波ダイバーシティ受信系においては、偏波成分比にかかわらず雑音電圧は正規分布することがわかる。これから、本受信回路の感度劣化量は、合成後の信号対雑音比劣化量に等しいことがわかる。式(3.3)及び(3.8)中の $x(t)$ 、 $x_p(t)$ 、及び $x_s(t)$ は等しい分散を有しているから、単一受信回路で受信信号と局発光の偏波整合がなされている受信系(これを標準受信系とする)の受信感度(式(3.3)で表される)からの劣化量は、式(3.3)(3.8)より、次式で与えられる。

$$d \text{ [dB]} = 10 \log_{10} \{ [\sqrt{\alpha f(\alpha)} + \sqrt{(1-\alpha)f(1-\alpha)}]^2 / [f(\alpha) + f(1-\alpha)] \} \quad (3.9)$$

同様の計算により、周波数シフトキーイング(FSK)、及び位相シフトキーイング(PSK)伝送系においても、標準受信系からの受信感度劣化量は式(3.9)で示される。

さらに一般的に、さきに述べた条件5)が成り立たない場合における受信感度劣化量を示す。条件5)に代えて、図3.1における P チャンネルの雑音電力が、 S チャンネルの雑音電力の x 倍とする。この場合、式(3.9)の変形として、受信感度劣化量は次式で与えられる。

$$d \text{ [dB]} = 10 \log_{10} \{ [\sqrt{\alpha f(\alpha)} + \sqrt{(1-\alpha)f(1-\alpha)}]^2 / [xf(\alpha) + f(1-\alpha)] \} \quad (3.10)$$

次に、重みづけ回路の特性が $f(\alpha) = \alpha^b$ の場合について、受信感度劣化量を求める。 b をパラメータとして、偏波成分比 α と受信感度劣化量 d の関係を図3.2(a)(b)に示す。等利得合成時($b=0$)には、 α が0.5の場合のみ受信感度劣化が生じない。 α が0あるいは1に近づくにつれ劣化量が大きくなり、 $\alpha=0, 1$ において、最大の受信感度劣化量(GSD) -3 dBを生じる。最大受信感度劣化量は、 b が0から1へ近づくにつれて小さくなり、 $b=1$ (最大比合成時)に0 dBとなる。つまり、 $b=1$ の場合には受信信号光の偏波状態変動による受信感度劣化を生じない。 b が1から増大すると今度は徐々に最大受信感度劣化量は増大し、 $b \rightarrow \infty$ において再び-3 dBとなる。この重みづけパラメータ b と最大受信感度劣化量の関係を図3.3に示す。図3.3より、許容最大劣化量をあたえることにより所要の重みづけ回路特性が

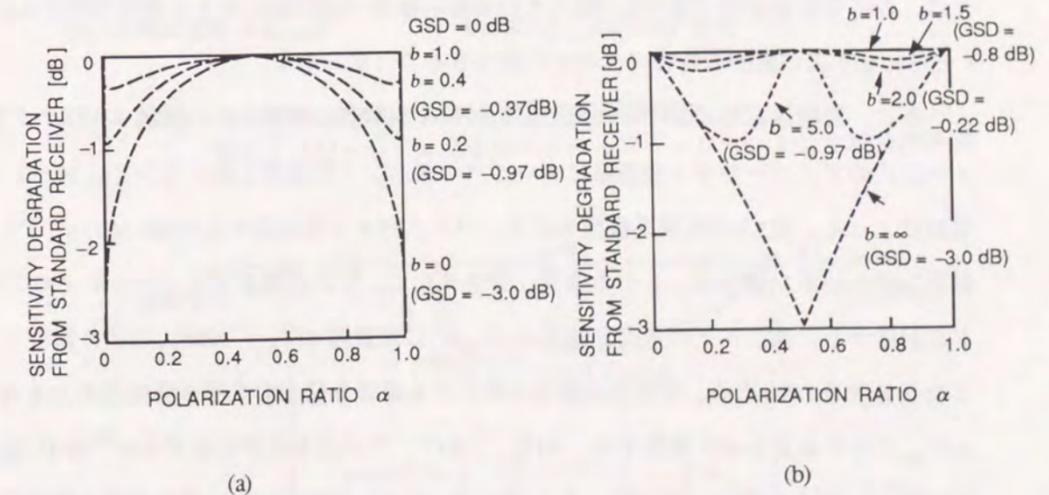


図3.2 偏波ダイバーシティ受信同期検波時の受信感度劣化
(a):重み付けのパラメータ $b=0 \sim 1$ の時、(b):重み付けのパラメータ $b=1 \sim \infty$ の時

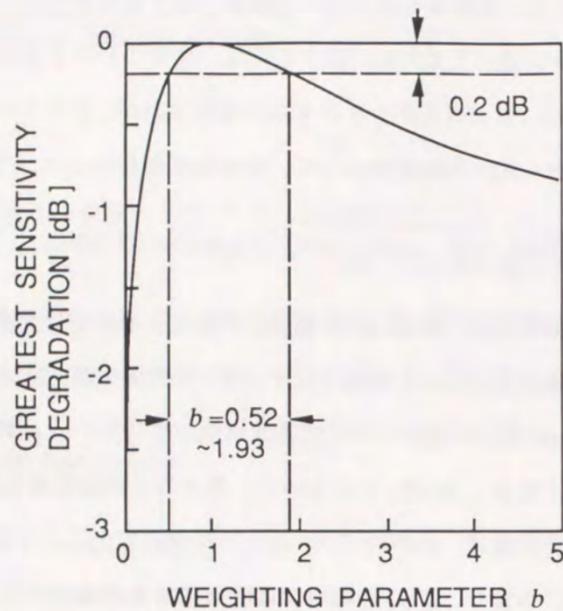


図3.3 同期検波時の最大受信感度劣化量

決定できる。同じ図より、 b が1から変化しても最大受信感度劣化量は急激には増大しないため、重みづけ回路に対する要求条件はそれほど厳しいものではないことがわかる。たとえば、許容受信感度劣化量を0.2 dBとした場合、重みづけ回路に対する要求条件は $0.52 < b < 1.93$ となり広い範囲の特性のものが許容できることがわかる。

つぎに、同期検波時における上記の解析結果を実験的に検証した。検証はASKヘテロダイン方式のダイバーシティ受信系についてベースバンド伝送系を用いたシミュレーション実験によった。図3.4に実験系構成を示す。パルスパターン発生器からの600 Mb/s、 $2^{15}-1$ 擬似ランダムパターン信号は、2つの信号に分岐される。これが偏波ダイバーシティの2モードに対応する。両モードの電力分岐比 $\alpha:(1-\alpha)$ は減衰器 ATT_{P1} 、 ATT_{S1} により調整される。また受信信号のSN比は、受信系の雑音に対応する雑音発生器出力を ATT_{P2} 、 ATT_{S2} により減衰させて調整する。 ATT_{P1} 、 ATT_{S1} の出力電圧はそれぞれ $\alpha^{1/2}S_a(t)$ 及び $(1-\alpha^{1/2})S_a(t)$ と表せる。ここで、 $S_a(t)$ は、 $S_a(t)=1$ 、或は $S_a(t)=0$ の連続2値信号である。各チャンネルにランダム雑音を加算された後の各チャンネルの出力、 $S_{bbp}(t)$ 、 $S_{bbs}(t)$ は以下の式で表される。

$$S_{bbp}(t) = \sqrt{\alpha} S_a(t) + x_p(t) \quad (3.11)$$

$$S_{bbs}(t) = \sqrt{1-\alpha} S_a(t) + x_s(t) \quad (3.12)$$

ここで、

$x_p(t)$ 、 $x_s(t)$ ：互いに無相関で等しい分散を有する正規型ランダム変数

式(3.11)(3.12)は、式(3.6)(3.7)に一致しており、本実験系により同期検波時の偏波ダイバーシティ受信系のシミュレーションが可能であることがわかる。

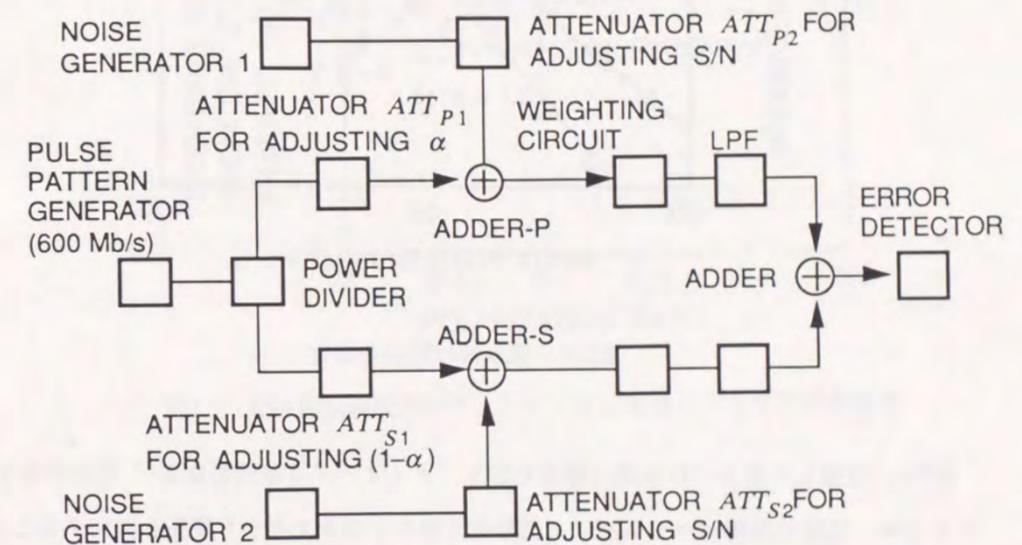


図3.4 600 Mb/s ASKヘテロダイン方式同期検波の偏波ダイバーシティ受信系におけるシミュレーション実験系の構成

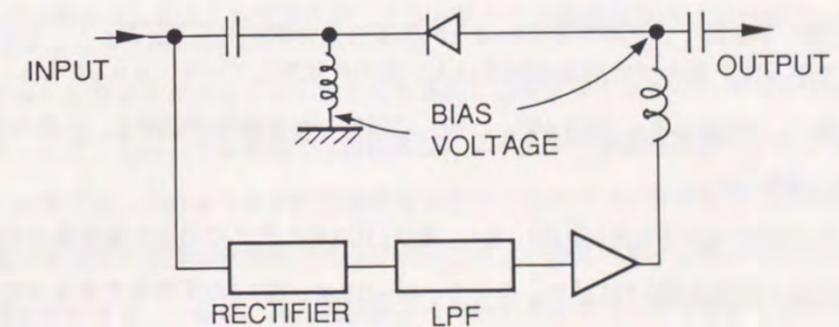


図3.5 重み付け回路の構成

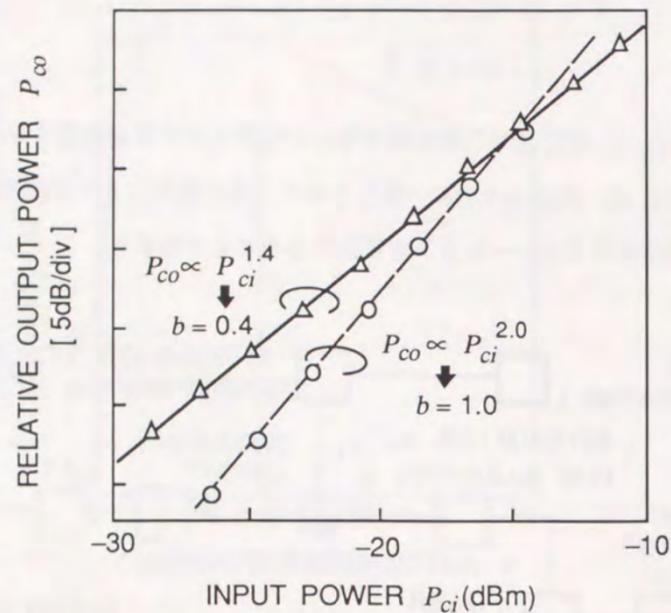


図3.6 重み付け回路の特性

図3.5に使用した重みづけ回路の構成を示す。ダイオードは非線型な電圧-電流特性を有するため、回路の利得はベースバンド信号電力あるいはオフセット電圧を制御することにより変化させられる。使用したダイオードはしきい値電圧0.67VのGaAsショットキーバリアダイオードである。ダイオードのフィードフォワード回路の利得、及びオフセット電圧を調整して、重みづけパラメータを変化させた。調整後の重みづけ回路の特性を図3.6に示す。○印で示した測定結果についてみると、出力電力は入力電力の自乗に比例している。したがって、重みづけ回路の利得は入力電力に比例している ($b=1$ である) ことがわかる。同様に、別途 $b=0.4$ (図3.6中、△印) に調整した重みづけ回路も、以下の感度特性測定実験に使用した。

重みづけパラメータ $b=0.0$ 、 0.4 、及び 1.0 のそれぞれの場合の偏波成分比 α と受信感度劣化量の関係を図3.7に示す。ここで、 $b=0.0$ は、図3.4の実験系で重みづけ回路を使用しない構成における測定結果を示す。また、破線は式(3.9)より得られた結果を示す。測定結

果は理論とよく一致しており、同期検波時において所要の受信感度劣化範囲内におさえるために必要な重みづけ回路の利得特性は式(3.9) から得られることが確認できた。

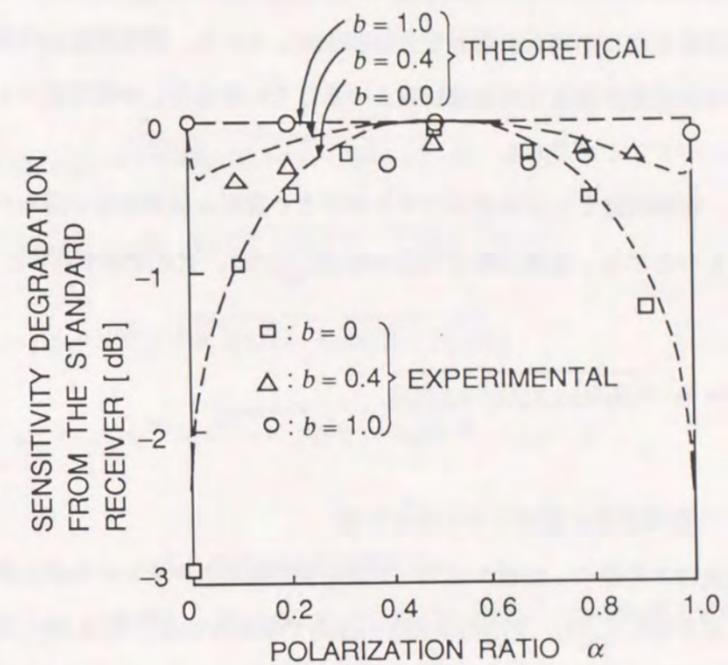


図3.7 ASK同期検波のシミュレーション実験による受信感度劣化

3.3 非同期検波を用いた受信系

3.1節で示したように、非同期検波受信系でベースバンド合成を行う構成は、送信光源及び局発光源の位相雑音が小さくない場合にも容易に受信可能であるという大きな特長もっている。一方、このような構成では偏波変動による多少の受信感度劣化が生じる可能性がある。本節では、このような非同期検波受信系でベースバンド合成を行う構成における受信感度の受信信号光偏波状態依存性及びベースバンド合成に用いる重みづけ回路特性依存性を明らかにする。一般に、非同期検波系においてダイバーシティ受信を行った場合の受信感度劣化特性は、解析的には求められないため、数値計算により求める必要がある。

以下、ASK、FSK、PSK各ヘテロダイン方式における計算法、数値計算結果、及び理論結果の妥当性の検証のために行なったFSKヘテロダイン方式変復調実験について述べる。

まず、ASKヘテロダイン包絡線検波方式における計算法及び数値計算結果を述べる。本方式は、受信された中間周波信号を包絡線検波したのち、識別再生を行う方式である。受信信号の偏波状態が局発光の偏波状態と一致している場合、中間周波フィルタの出力は式(3.2)により示すことができる。

ここで、復調回路としては信号ひずみが小さく良好な復調波形が得られる直線検波回路を用いるものとする。復調回路出力信号電圧 $S_{bb}(t)$ は、次式で示される。

$$S_{bb}(t) = A' \sqrt{(S_a(t) + x(t))^2 + y^2(t)} \quad (3.13)$$

ここで、

A' : 復調信号の振幅をあらわす定数

同期検波時と同様に、偏波ダイバーシティ受信時のPチャンネルおよびSチャンネルの中間周波信号電圧 $S_{ifp}(t)$ 、 $S_{ifs}(t)$ は式(3.4)(3.5)で与えられる。式(3.13)と同様にして、復調回路出力信号電圧 $S_{bbp}(t)$ 、 $S_{bbs}(t)$ は、式(3.14)(3.15)で表せる。

$$S_{bbp}(t) = A' \sqrt{(\sqrt{\alpha} S_a(t) + x_p(t))^2 + y_p^2(t)} \quad (3.14)$$

$$S_{bbs}(t) = A' \sqrt{(\sqrt{1-\alpha} S_a(t) + x_s(t))^2 + y_s^2(t)} \quad (3.15)$$

復調信号はそれぞれ重みづけ回路で $(f(\alpha))^{1/2}$ 及び $(f(1-\alpha))^{1/2}$ 倍されたのち、合成される。従って、合成後の信号電圧 $S_{bbc}(t)$ は、

$$S_{bbc}(t) = A' \left[\{f(\alpha)\}^{1/2} \sqrt{(\sqrt{\alpha} S_a(t) + x_p(t))^2 + y_p^2(t)} + \{f(1-\alpha)\}^{1/2} \sqrt{(\sqrt{1-\alpha} S_a(t) + x_s(t))^2 + y_s^2(t)} \right] \quad (3.16)$$

と表せる。

次に、FSKヘテロダイン包絡線検波方式における受信感度劣化量を示す。本方式における計算は、2つの中間周波フィルタを考慮することを除けば、上述のASKヘテロダイン包絡線検波方式の場合と同様に計算できる。つまり、ASKにおいては包絡線検波回路出力に

より、復調信号が得られるが、FSKにおいては、2つの中間周波フィルタ出力後の包絡線検波回路出力の差により復調信号が与えられる。重みづけはASKの場合と同様になされるから、ダイバーシティ合成後の信号電圧は、上述のASK包絡線検波方式の場合と同様にして、次式で示される。

$$S_{bbc}(t) = A' \left[\{f(\alpha)\}^{1/2} \sqrt{(\sqrt{\alpha} S_{f1}(t) + x_{p1}(t))^2 + y_{p1}^2(t)} + \{f(1-\alpha)\}^{1/2} \sqrt{(\sqrt{1-\alpha} S_{f1}(t) + x_{s1}(t))^2 + y_{s1}^2(t)} - \{f(\alpha)\}^{1/2} \sqrt{(\sqrt{\alpha} S_{f2}(t) + x_{p2}(t))^2 + y_{p2}^2(t)} + \{f(1-\alpha)\}^{1/2} \sqrt{(\sqrt{1-\alpha} S_{f2}(t) + x_{s2}(t))^2 + y_{s2}^2(t)} \right] \quad (3.17)$$

ここで、

$S_{f1}(t)$ 、 $S_{f2}(t)$: FSK方式における送信信号、

ただし、 $[S_{f1}(t)$ 、 $S_{f2}(t)]$ は、 $[0,1]$ 或は $[1,0]$ の連続2値信号対を示す。

$x_{p1}(t)$ 、 $x_{p2}(t)$ 、 $x_{s1}(t)$ 、 $x_{s2}(t)$ 、 $y_{p1}(t)$ 、 $y_{p2}(t)$ 、 $y_{s1}(t)$ 、 $y_{s2}(t)$:

互いに無相関で等しい分散を有する正規型ランダム変数

さらに、PSKヘテロダイン差動同期検波方式について考える。包絡線検波回路に代えて位相検波回路を用いること、および送信信号として、 $S_a(t)=1$ あるいは $S_a(t)=0$ の連続信号に代えて、 $S_a(t)=1$ あるいは $S_a(t)=-1$ の連続信号を用いるという点を除けば、PSKの場合にも、ASKヘテロダイン包絡線検波方式の場合と同様に計算できる。従って、中間周波信号電圧は、ASKの場合と同様に式(3.4)(3.5)で表せる。

PSK遅延検波方式において、符号1を検波したときの復調信号電圧 $S_{bb}(t)$ を考える。遅延検波回路出力が入力電力に比例する場合の近似式として、式(3.18)(3.19)を用いる^[52]。

$$S_{bb}(t) = \text{sign}(D(t)) \sqrt{\text{abs}[D(t)]} \quad (3.18)$$

$$D(t) \equiv A' [1 + x(t) + x(t-T) + x(t)x(t-T) - y(t)y(t-T)] \quad (3.19)$$

ここで、

$1/T$: 符号伝送速度

$x(t)$ 、 $x(t-T)$ 、 $y(t)$ 、 $y(t-T)$:

互いに無相関で等しい分散を有する正規型ランダム変数

$$\text{sign}(z) = 1 \quad (z \geq 1 \text{ のとき})$$

$$= -1 \quad (z < 1 \text{ のとき})$$

$\text{abs}(z)$: z の絶対値を示す。

これから、偏波ダイバーシティ受信時の合成後の電圧 S_{bbc} は、式(3.20) で示される。

$$S_{bbc}(t) = [f(\alpha)]^{1/2} S_{bbp}(t) + [f(1-\alpha)]^{1/2} S_{bbs}(t) \quad (3.20)$$

ここで、

$$S_{bbp}(t) = \text{sign}(D_p(t)) \sqrt{\text{abs}[D_p(t)]} \quad (3.21)$$

$$S_{bbs}(t) = \text{sign}(D_s(t)) \sqrt{\text{abs}[D_s(t)]} \quad (3.22)$$

$$D_p(t) \equiv A' [\alpha + \sqrt{\alpha} (x_p(t) + x_p(t-T)) + x_p(t)x_p(t-T) - y_p(t)y_p(t-T)] \quad (3.23)$$

$$D_s(t) \equiv A' [1 - \alpha + \sqrt{1-\alpha} (x_s(t) + x_s(t-T)) + x_s(t)x_s(t-T) - y_s(t)y_s(t-T)] \quad (3.24)$$

$S_{bbp}(t)$ 、 $S_{bbs}(t)$ は、それぞれ P 及び S チャンネルの復調信号電圧を示す。但し、

$$x_p(t), x_p(t-T), x_s(t), x_s(t-T), y_p(t), y_p(t-T), y_s(t), y_s(t-T) :$$

互いに無相関で等しい分散を有する正規型ランダム変数

FSKヘテロダイン方式で復調系に遅延検波を用いるという構成もある。この構成においても、遅延検波を用いて位相差を検出するというPSK差動同期検波方式とおなじ復調方法を用いているため^[53]、ダイバーシティ受信時の合成による受信感度劣化の解析には、上述のPSK差動同期検波方式の場合とおなじ方法が使用できる。

以上の式(3.16)(3.17)(3.20)から、ASK、FSK、PSK各ヘテロダイン非同期検波方式における偏波ダイバーシティ受信時の受信感度の受信信号偏波成分比依存性を、計算機シミュレーションにより求めることができる。図3.8の(a)-(c)に、 $f(\alpha) = \alpha^b$ 、 $b=0, 1, 2$ とした場合の結果を示す。計算においては便宜上受信感度を符号誤り率 10^{-7} を得るために必要な受信電力として規定した。FSK包絡線検波及びPSK遅延検波における識別回路のしきい値は0とした。また、ASK包絡線検波においては、単一受信機を用いた場合には、最適識別レベルは次式で近似される。

$$S_{\text{thc}} \propto \sqrt{(\text{signal to noise power ratio})/4 + 1} \quad (3.25)$$

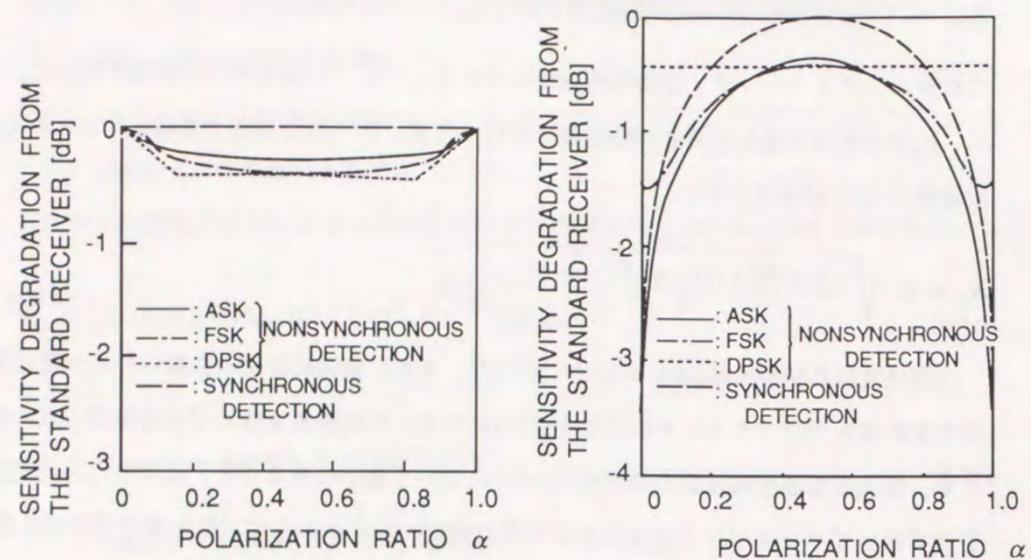
これから、ダイバーシティ受信時の識別レベルとして以下の値を用いて計算を行った。但し、 ρ_0 は受信信号光と局発光の偏波整合を行った後、単一の受信機で受信したときの中間周波数におけるSN比を示す。

$$S_{\text{th}} = A' \sqrt{\frac{\{f(\alpha)\sqrt{\alpha} + f(1-\alpha)\sqrt{1-\alpha}\}^2}{4} + 1/\rho_0} \quad (3.26)$$

同期検波時の結果も図3.8にあわせて示した。さらに偏波成分比の変動時の最大受信感度劣化量の重みづけパラメータ依存性を図3.9に示す。同期検波を含めどの変復調方式の場合にも、最大受信感度劣化量の絶対値は $b=1$ において最小になること、提案した非同期検波方式においてベースバンド合成を行う簡便な構成にもかかわらず、最大受信感度劣化量はわずか0.3~0.4 dBであり有効な受信系構成であることが分かる^{[49],[54]}。

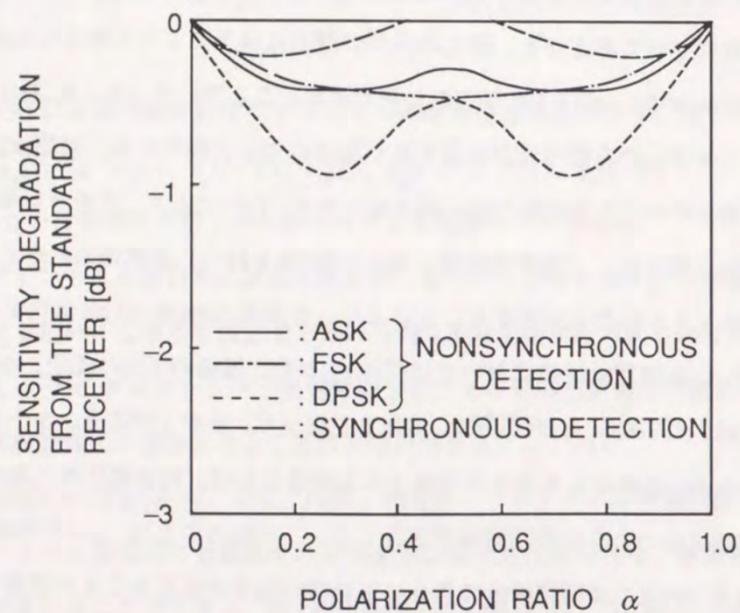
図3.8、図3.9から、同期検波時も非同期検波時もほぼ同様の受信感度劣化特性を持っていることがわかる。しかし、 $b=0$ の場合、 α が0或は1付近においては様子が異なる。FSKの場合について考えると、以上の差異の理由は以下のように考えられる。 $b=0$ であるから、 $f(\alpha) = f(1-\alpha) = 1$ とおくことができる。ここで、 $[S_{f1}(t), S_{f2}(t)] = [1, 0]$ 、 $\alpha=1$ の(P チャンネルにのみ信号光が入力する)場合について説明する。同期検波の場合には、雑音のみの S チャンネルの出力は、式(3.8)より $A'_s x_s(t)$ であり、 P チャンネルからの雑音出力に等しい。従って、(標準受信機と等しいSN比を持つ)合成前の P チャンネル復調出力に、 S チャンネル出力を加算することにより、合成後のSN比は3 dB劣化することとなる。これに対し、非同期検波時には式(3.17)から、雑音の1次の成分となる $x_{s1}(t)$ 及び $x_{s2}(t)$ の係数は、 $\sqrt{1-\alpha}S_{f1}$ 及び $\sqrt{1-\alpha}S_{f2}$ である。従って、 α が1のとき、 S チャンネルの1次項はなくなり、 S チャンネルから加算される雑音出力は、雑音電圧の二乗成分のみの値となり、同期検波時のように受信感度が劣化しない。同様のことは、 $\alpha=1$ の場合についてもいえる。ASK及びPSKの非同期検波の場合にも同様の効果が生じることが説明できる。

しかし、図3.8、図3.9に示すASK非同期検波の場合には、 $b=1$ かつ $\alpha=0, 1$ の場合に3 dB以上の劣化が生じている。これは、ASK非同期検波の場合 α により最適識別レベルが変化すること、およびその値が α が0或は1に近づくにつれ式(3.26)に示した識別レベルとの差が生じるためと考えられる。たとえば、 $\alpha=0$ 或は1における最適識別レベルの近似式として式(3.27)を用いると、最大受信感度劣化量は2 dBに減少することを同様の方法で



(a)

(b)



(c)

図3.8 偏波ダイバーシティ受信の受信感度劣化

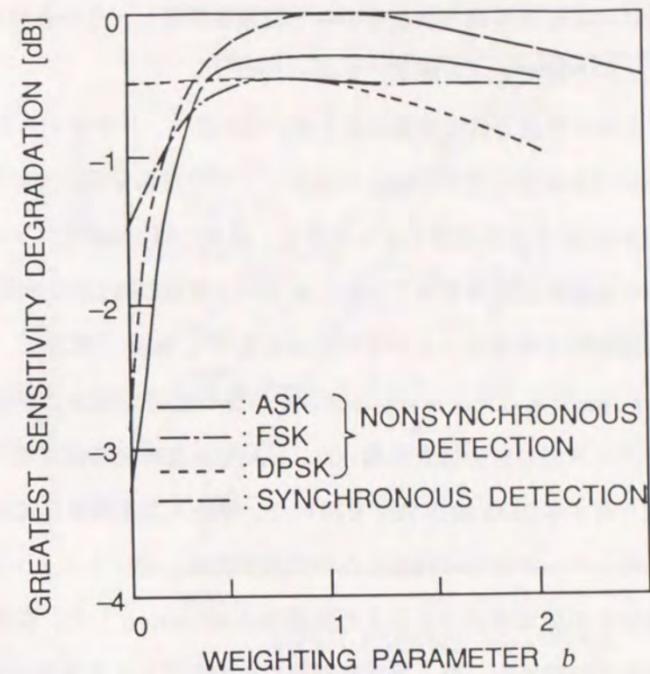
(a) : 重み付けのパラメータ $b = 1$ の時、(b) : 重み付けのパラメータ $b = 0$ の時、(c) : 重み付けのパラメータ $b = 2.0$ の時

図3.9 最大受信感度劣化量の重み付け回路特性依存性

確認した。

$$S_{th} = 0.6 A' \{ f(\alpha) \sqrt{\alpha} + f(1-\alpha) \sqrt{1-\alpha} \} \quad (3.27)$$

図3.9を用いることにより、偏波ダイバーシティ合成による許容受信感度劣化量の値から、重みづけ回路への要求特性が決定できる。同図から同期検波の場合と同様、非同期検波の場合にも重みづけ回路への要求条件は厳しいものでなく実現可能と考えられる。

以上に示したことから、簡便な非同期検波ベースバンド合成の構成を用いることにより、偏波変動による受信感度劣化が十分小さい受信系が構成できることが示された。次に、このことを実際にFSKヘテロダイン光伝送方式を用いた実験系により検証した。さらに、本構成における重みづけ回路に対する要求条件についても、同じ実験系により検証した。実験系は、光源のスペクトル線幅に対する許容度が大きい包絡線検波方式^[55]及び高感度な受信が可能な遅延検波方式^[53]の2つの実験によりそれぞれ確認を行った。ただし、FSK包絡線検波方式においては、マーク、スペース2つの送信信号に対応した2つの中間周波信号をそれぞれ包絡線検波したのちに2つの検波出力差をとる方式に代え、受信系構成が簡単

なマーク信号に対応した中間周波信号のみを包絡線検波し、その有無により復号する方式 (FSK単一フィルタ検波方式と呼ぶ) を用いた^[55]。

FSK単一フィルタ検波方式の変復調系を図3.10に示す。Pチャンネル、Sチャンネル双方に、第4章に述べる高感度受信に適したバランス型受信系を用いている。発振波長 $1.55\ \mu\text{m}$ の3電極DFB LDを送信光源として用いた。波長 $1.55\ \mu\text{m}$ は光ファイバの損失が小さい波長であるため長距離伝送に有利である。また、3電極DFB LDは低周波成分を含め平坦な直接周波数変調特性を得やすいという特長がある^[56]。局発光電力は、それぞれのInGaAs pin-PD面で $-7.7\ \text{dBm}$ であった。フロントエンド回路は広帯域性および低雑音性を持つトランスインピーダンス型の回路構成を用いた。pin-PD直後の光増幅回路として $2\ \text{k}\Omega$ のフィードバック抵抗を有するGaAs MES FETを用いた。等価入力換算雑音電流密度は、 $15\ \text{pA}/(\text{Hz})^{1/2}$ であった。マーク信号に対応した中間周波数は、ビットレートの2.5倍の $1.5\ \text{GHz}$ とし、中間周波信号の帯域通過フィルタの帯域幅は $900\ \text{MHz}$ とした。復調回路には、検波効率のよい全波整流回路を用いた。本復調回路の出力電圧は入力電圧にはほぼ比例した直線検波回路である。重みづけ回路は同期検波時と同様に図3.5の構成のものを用いた。復調回路入力と重みづけ回路出力の関係により、各受信系の重みづけ特性を求めた。図3.11に示すように、重みづけ特性として、 $b = 0.27$ 、 1.0 、及び 2.0 に調整したものを^[57]。

まず、受信信号と局発光の偏波状態を整合した場合の標準受信機 (重みづけ回路および加算器を有しないSチャンネル受信機のみ) の特性を図3.12に示す。標準受信機の符号誤り率 10^{-7} を得る受信感度 $-39.4\ \text{dBm}$ は、中間周波帯域通過フィルタの帯域幅を実験系と等しい $900\ \text{MHz}$ としたときのショット雑音限界の受信感度 $-51.4\ \text{dBm}$ から $12.0\ \text{dB}$ 劣化している。

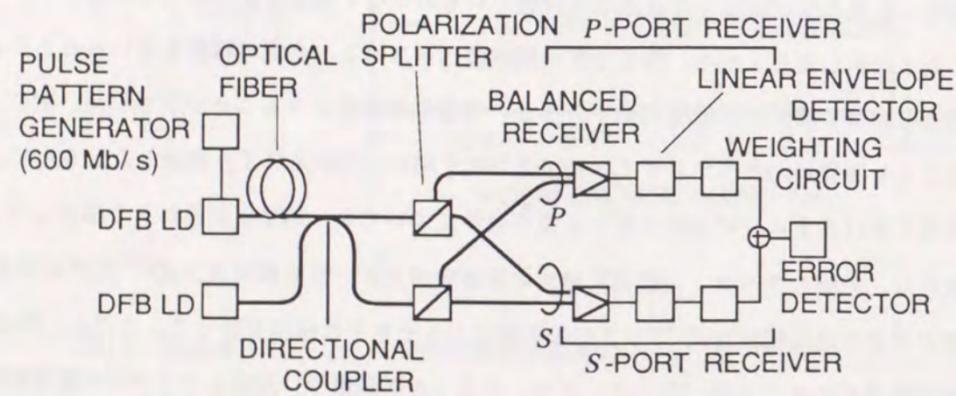


図3.10 FSK単一フィルタ検波方式の変復調系

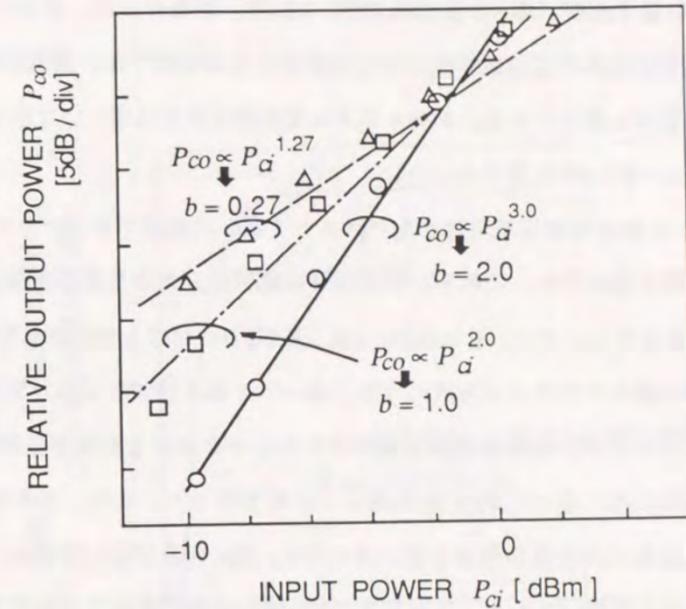


図3.11 FSK非同期検波に用いた重み付け回路の特性

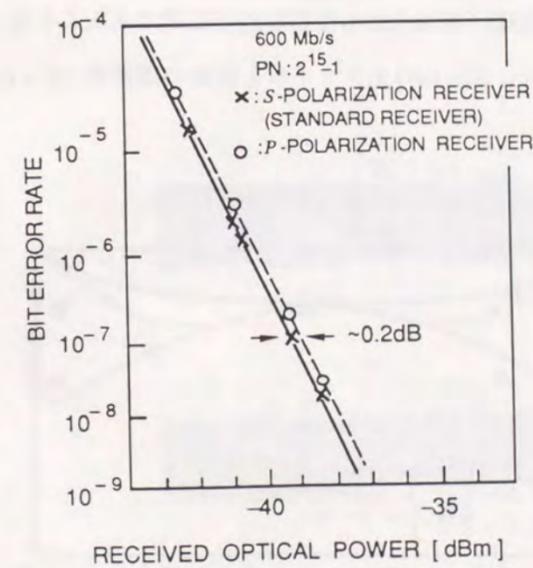


図3.12 FSKヘテロダイン伝送系における単一ポート受信時の符号誤り率特性

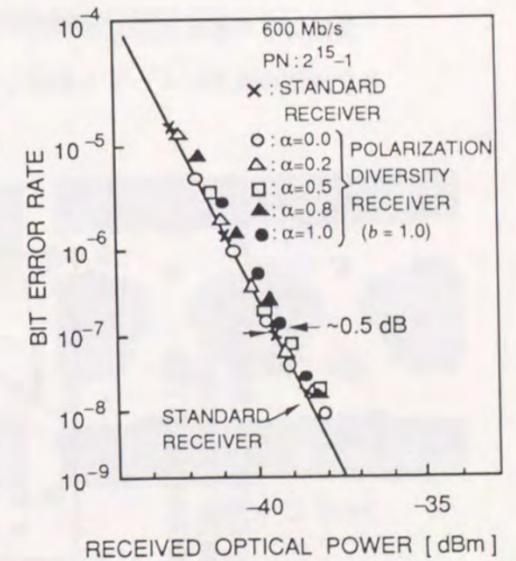


図3.13 FSKヘテロダイン伝送系におけるダイバーシティ受信時の符号誤り率特性

劣化要因としては、熱雑音7.7 dB、光カップラ及び偏波ビームスプリッタの過剰損失1.5 dB、pin-PDの量子効率（の1からの減少分）1.5 dB、があげられ、残余の1.3 dBは回路の不完全性（送受信回路の周波数特性の不完全性による符号間干渉、識別回路の識別不確定幅など）によるものと考えられる。Pチャンネル受信機の特性格も図3.12に示す。受信感度はSチャンネルに比べ0.2 dBの差であった。

$b = 1$ における偏波成分比 α をパラメータとした偏波ダイバーシティ受信時の符号誤り率特性を図3.13に示す。これを、受信信号の偏波成分比と受信感度劣化量の関係として図3.14にまとめた。また、 $b = 0.27$ 、1.0、及び2.0における数値計算結果も図3.14に示す。ここで、FSKヘテロダイン方式のうち、単一フィルタ検波方式は、前述の数値計算法ではASKヘテロダイン包絡線検波方式で示したものとおなじ受信感度特性を示すため^[55]、ASK方式のところ示した式(3.16)を用いて計算を行った。また、重みづけパラメータに対する最大受信感度劣化量の関係を図3.15に示す。図3.14及び図3.15から、Pチャンネルの受信感度が標準受信機（Sチャンネル）より0.2 dB低感度であることを考えると、実験結果は解析結果とよく一致していることがわかる。また、入力信号光の偏波状態変動にかかわらずベースバンド合成を用いた偏波ダイバーシティによる受信感度劣化が0.5 dB以下と非常に小さいことが実験的にも確認できた。

受信信号の偏波状態が連続的に変動する場合にも受信特性が安定であることを、復調信号合成後の波形によっても確認した。図3.10の光ファイバを数Hzの周波数で $0 < \alpha < 1$ の間

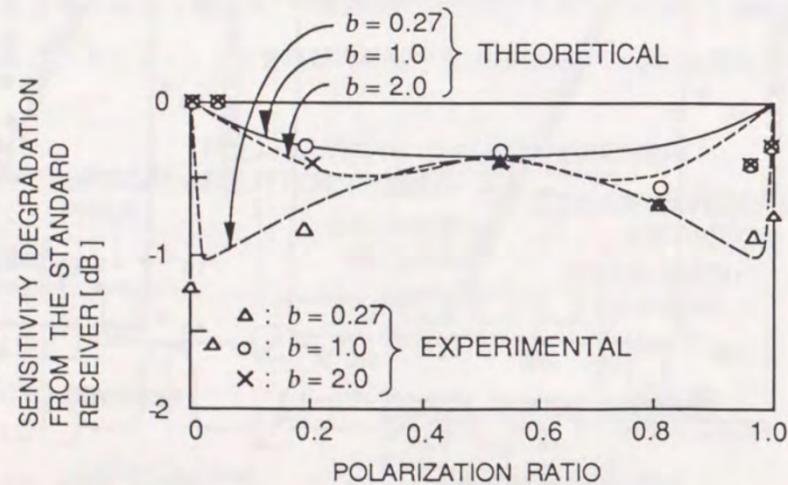


図3.14 FSKヘテロダイン伝送系における偏波ダイバーシティ受信時の感度劣化特性の重み付け回路特性依存性

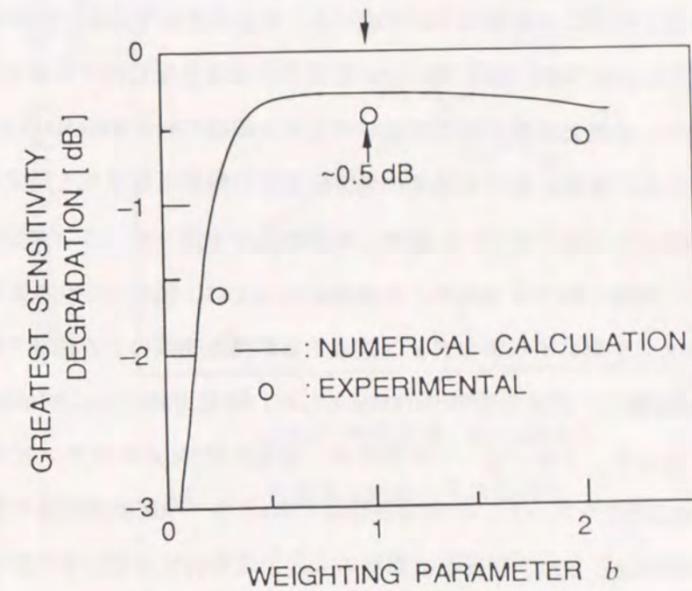


図3.15 FSKヘテロダイン伝送系における最大受信感度劣化量の重み付け回路特性依存性

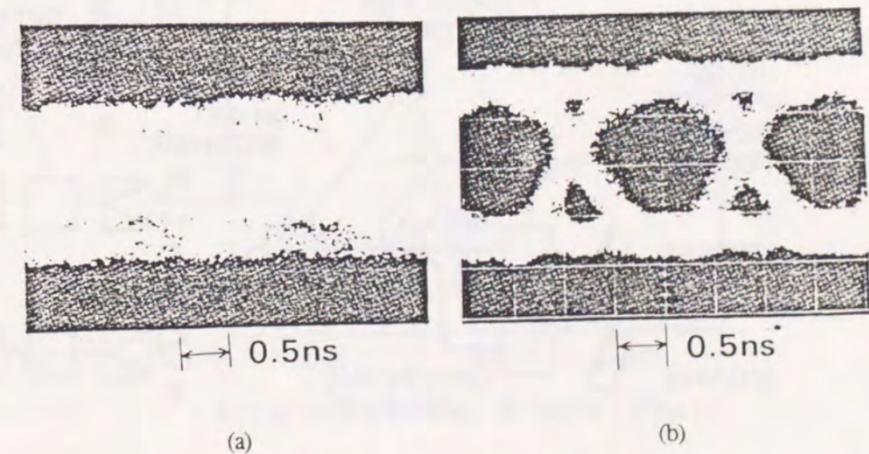


図3.16 FSKヘテロダイン包絡線検波時の復調波形 (a)：通常の受信系を用いた場合、(b)：ダイバーシティ受信系を用いた場合

で大きく変化させたときの受信波形を図3.16に示す。偏波ダイバーシティ合成により、偏波変動時にも、良好な復調波形が得られることが確認できた。

次に、400 Mb/s FSKヘテロダイン遅延検波方式の変復調回路を用いて、ダイバーシティ受信特性を検証した結果について述べる。実験系構成を図3.17に示す。送信及び局発光源として1.54 μm のDFB-LDを用いた。光源の位相雑音を低減するため外部共振器構成のものを用いて、送信光源及び局発光のスペクトル線幅の和が500 kHz以下となるように狭スペクトル化した。本節における感度の偏波依存性の解析は信号光と局発光の合波に用いた光カップラの一方向の出力を用いた構成、両方の出力を用いたバランス型受信器構成、どちらにおいても同様に成立するので、本実験においては、図3.17に示すように光カップラの一方向の合波出力を用いてヘテロダイン検波する簡便な構成により検証を行なった。送信光源は直接FM変調し、周波数偏移250 MHzとした。局発光源出力は各InGaAs pin-PD端面で-9.5 dBmであった。フロントエンド回路は、帰還抵抗2 k Ω のトランスインピーダンス型のGaAs MESFETを用いた。中間周波数は1GHzとし、中間周波信号の帯域通過フィルタは帯域幅460 MHzとした。遅延検波回路の入出力信号特性を図3.18に示す。8 dB以上の入力電力範囲において、入出力の比例関係が保たれていることが確認できた。本構成におけるベースバンド合成型偏波ダイバーシティの有効性を検証するため、図3.8で $b=1$ の特性の重みづけ回路を用いた。

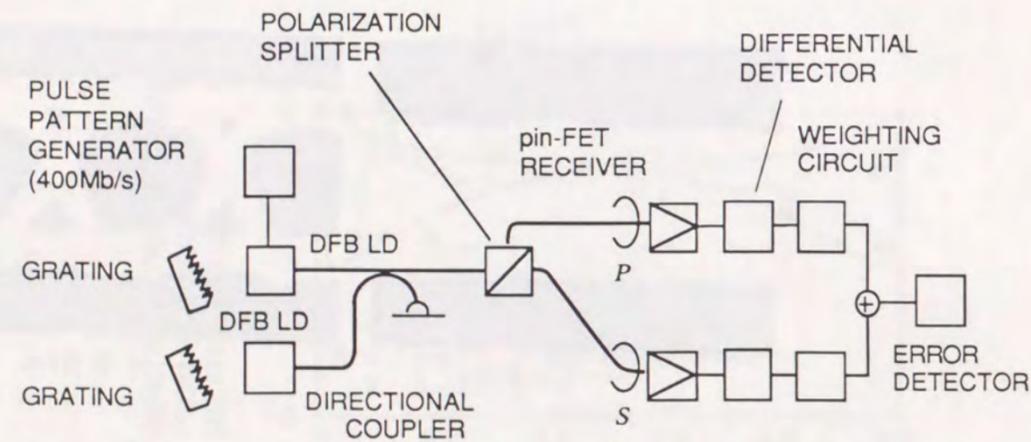


図3.17 400 Mbit/sec位相連続FSKヘテロダイン方式における偏波ダイバーシティ受信系の実験系構成

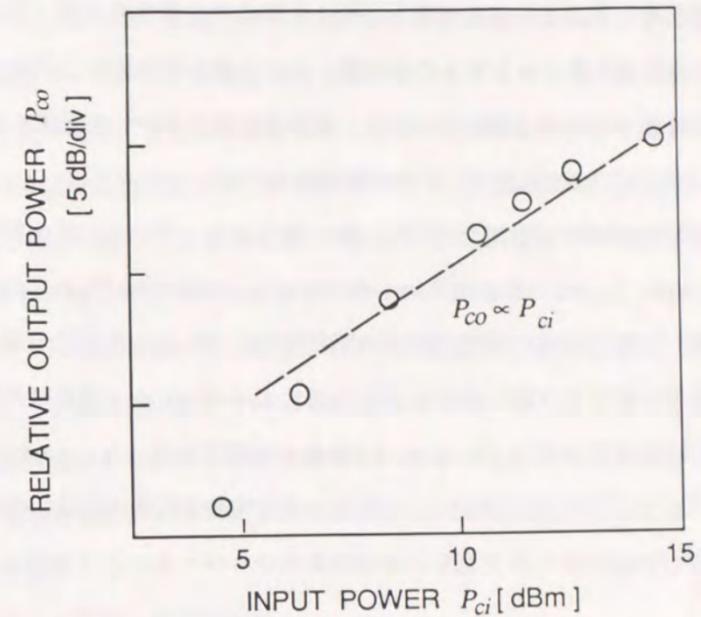


図3.18 遅延検波回路の入出力特性

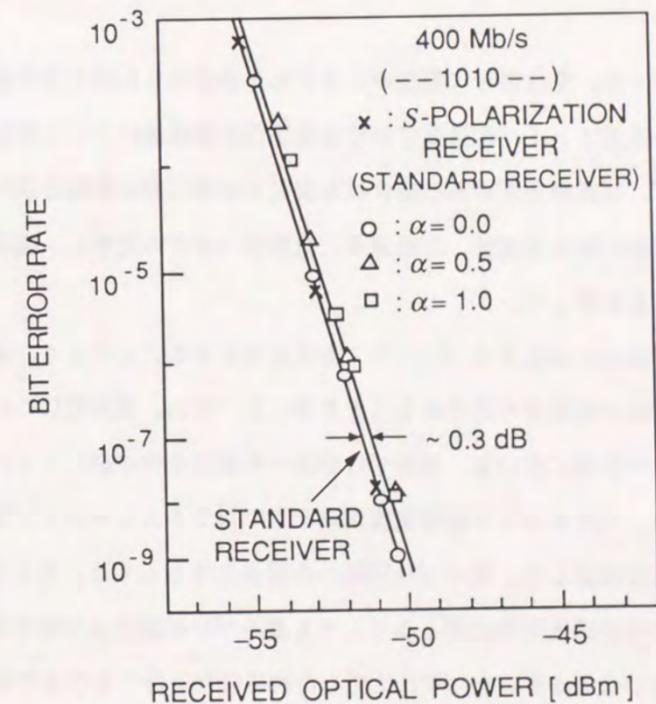


図3.19 位相連続FSK遅延検波系ダイバーシティ受信時の符号誤り率特性

受信信号と局発光の偏波状態を整合した場合の、標準受信機（重みづけ回路および加算回路を有しないSチャンネルの受信機）の符号誤り率特性および偏波ダイバーシティ受信時の符号誤り率特性を図3.19に示す。標準受信機において符号誤り率 10^{-9} を得る受信電力-50.3 dBmは、帯域通過フィルタの帯域幅600 MHz（ビットレートの1.5倍）におけるショット雑音限界時の受信電力から7.9 dBの劣化となっている。劣化要因としては、受信系熱雑音3.3dB、pin-PDの量子効率の1からの劣化1.5 dBがあげられ、残余の3.1 dBは回路の不完全性（送受信回路の周波数特性の不完全性などによる符号間干渉、識別回路の識別不確定幅など）によるものと考えられる。偏波ダイバーシティ受信時の感度特性は、 $b=1$ の時最も感度劣化が見込まれる $\alpha=0.5$ を含めた測定を行った。 $\alpha=0.5$ の場合、PSK遅延検波方式、およびFSK遅延検波方式の場合の受信感度劣化量の数値計算結果（約0.4 dB）とよく一致した値が得られており、遅延検波時にもベースバンド合成法の有効性の検証ができた。

3.4 まとめ

本章では、受信信号に偏波ゆらぎがある場合にも良好な受信感度で受信可能なヘテロダイン方式光ファイバ伝送系における受信回路構成法について考察した。

まず、偏波ゆらぎがある場合にも安定に受信可能な各種方法の比較を行い、受信感度、偏波変動の無限追従性、応答速度、信頼性の点から比較し、偏波ダイバーシティが優れていることを示した。

同期検波に偏波ダイバーシティ方式を適用することにより、偏波ゆらぎによる受信感度劣化のない受信が可能であることを示した。また、実用性について確認するため、ダイバーシティ合成に用いる、重みづけ回路への要求条件が厳しくないことを理論的に示した。さらに、ベースバンド信号変復調系を用いたシミュレーション実験により、以上の理論の妥当性を確認した。重みづけ回路への要求条件としては、たとえば偏波変動により0.2 dB以内の受信感度劣化に押えるとしても重みづけ回路は入力信号の0.52乗に比例した利得特性を持つものから、1.93乗に比例した利得特性を持つものまで使用可能であることを示した。

また、非同期検波受信系でベースバンド合成を行う構成は、送信光源及び局発光源の位

相雑音が小さくない場合にも容易に受信可能であるという大きな特長をもっている。このような非同期検波ベースバンド信号合成法を用いることにより、簡便な構成で、しかも小さい受信感度劣化で受信可能なことを示した。まず、計算機シミュレーションにより、ASK、FSK、PSK各非同期検波方式で符号誤り率 10^{-7} における受信感度劣化量としてわずか0.3～0.4 dBで受信可能なことを示した。次に、同期検波回路の場合と同様に、重みづけ回路への要求特性が厳しいものでないことを明らかにした。さらに、ヘテロダイン方式光ファイバデジタル伝送において、世界ではじめて偏波ダイバーシティ受信系を用いた変復調実験を行い、実際の系においても0.5 dB程度の劣化量で受信可能なことを確認し、また重みづけ回路特性による感度劣化特性が理論とよく一致していることを示した。これらことから、受信信号光に偏波ゆらぎがある場合にも良好な受信感度で受信可能なヘテロダイン方式光受信機としては、ベースバンド合成型偏波ダイバーシティを用いる構成が非常に有望であることが明らかとなった。

第4章 FSKヘテロダイン方式 変復調系の高感度化

4.1 まえがき

ヘテロダイン方式光伝送系を用いることによる大きな特長の1つとして、高感度化が挙げられる。今後、この特長を生かしたヘテロダイン方式の長距離伝送への適用が期待されている。一方、この高感度化を実現するには、強度変調/直接検波方式においては問題とならなかったいくつかの受信感度劣化要因、例えば送信光源および局発光源の位相雑音^[25]、受信回路周波数特性及び遅延検波回路などによる受信波形歪み^[58]、局発光の強度雑音^[26]、に対する考察が必要である。

ヘテロダイン方式においては、送信光源および局発光源の位相雑音が十分小さい場合、FSKあるいはPSK方式を用いることにより高感度受信が可能である^{[20],[53]}。しかし、現状において実用的な光源として考えられている、LDのスペクトル線幅は数MHzから数十MHzであり、室内実験で使用されているHe-Neレーザなどに比べると桁違いに大きなスペクトル広がりをもつ。PSK方式は、このスペクトル広がり、言いかえると位相雑音による受信感度劣化を考慮すると^[25]、現状では長距離伝送用の実用的な方式としての魅力に欠ける。これに対し、FSK遅延検波方式は受信信号の位相変化を検出する方式であるため^[53]、FSK包絡線検波方式、ASK方式と比べ高感度受信が可能である一方で、光源のスペクトル線幅の増大に対応して変調指数を大きくすることにより、位相雑音による受信感度劣化を低減できるという大きな特長を持っており^{[19],[53]}、実用的な方式として有望である。本章ではまず、FSK遅延検波方式における光源の位相雑音と受信感度の関係について論じる。

また、高感度受信系を実現するには、復調波形の歪みおよび雑音の低減について考慮した送受信系構成法の考察が重要である。なかでも、受信系の中間周波信号帯域通過フィル

タおよびベースバンド帯低域通過フィルタの、伝達関数の所要条件についての考察が重要である。同期検波および包絡線検波に関しては、従来受信系構成法についていろいろと研究されてきている^{[59], [60]}。しかし、FSK遅延検波方式光ファイバ伝送においては、上述のように光源の位相雑音を考慮し、かつ遅延検波回路による波形劣化を含めた考察が重要である。従来、フィルタ帯域幅が十分広く符号間干渉が無視できる領域における、受信信号電力と符号誤り率の関係についての報告はなされている^{[58], [59]}。しかし、高感度受信器を実現するには、さらに狭帯域幅のフィルタによる雑音低減、および狭帯域化による復調波形劣化を含めた考察が必要である。このため、受信系のフィルタによる雑音低減及び波形歪みの双方を考慮した受信感度解析法を示す。さらに、高感度受信を実現するための帯域通過フィルタおよび低域通過フィルタの帯域幅に対する解析結果を述べる。

また、ヘテロダイン方式光伝送においては、熱雑音による受信感度劣化を低減するため、微弱な受信信号光を、大電力の局発光と合波したのちヘテロダイン検波する。このため、後述するように、局発光電力が大きいと、その強度ゆらぎによりかえって受信感度が劣化する。本章ではさらに、このような局発光の強度ゆらぎによる受信感度劣化の低減について考慮した受信系構成法を示す。

最後に、上述の各考察をもとに、2.488 Gb/sにおいてFSKヘテロダイン方式遅延検波送受信の実験系を構成した。本実験系を用いた変復調および伝送実験により、上述の構成法の妥当性についての実験的検証内容を述べる。

4.2 位相雑音の受信感度への影響

4.1節で述べたように、FSK方式においては光源の位相雑音に対応した受信系の設計が可能である。FSKヘテロダイン遅延検波受信系の構成を図4.1に示す。同図に示す帯域通過フィルタ(BPF)の帯域幅は信号が歪まない程度に十分広く、低域通過フィルタ(LPF)は信号の高調波成分を除去する作用のみを持つものとする。この場合、信号光及び局発光の位相雑音の影響を考慮した符号誤り率は式(4.1)によって表すことができる^[53]。

$$P_e = \frac{1}{2} \cdot \frac{\rho \exp(-\rho)}{2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{2n+1} [I_n(\rho/2) + I_{n+1}(\rho/2)]^2$$

$$\exp[-(2n+1)^2 \pi \Delta\nu \tau] \cos\left[\frac{(2n+1)}{2} \pi(1-\beta)\right] \quad (4.1)$$

ここで、

β : 式(4.2)で示される変調指数パラメータ

$$\beta = 2mB\tau = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \quad (4.2)$$

$\Delta\omega$: FSKを用いた送信信号の角周波数偏移量

ω_m : 遅延時間 τ の遅延検波回路を用いたときに最大の受信感度が得られる角周波数偏移量 ($= \pi/\tau$)

ρ : 帯域通過フィルタ通過後の信号対雑音電力比

$\Delta\nu$: 送信光源及び局発光源のスペクトル線幅の和

τ : 遅延検波回路の遅延時間 ($= \beta/(2mB)$)

B : 伝送速度

m : 変調指数 ($= \Delta\omega/(2\pi B)$)

$I_n(x)$: 第1種変形ベッセル関数

また、 $T=1/B$ とする。式(4.1)から得られる、変調指数をパラメータとしたときの、スベ

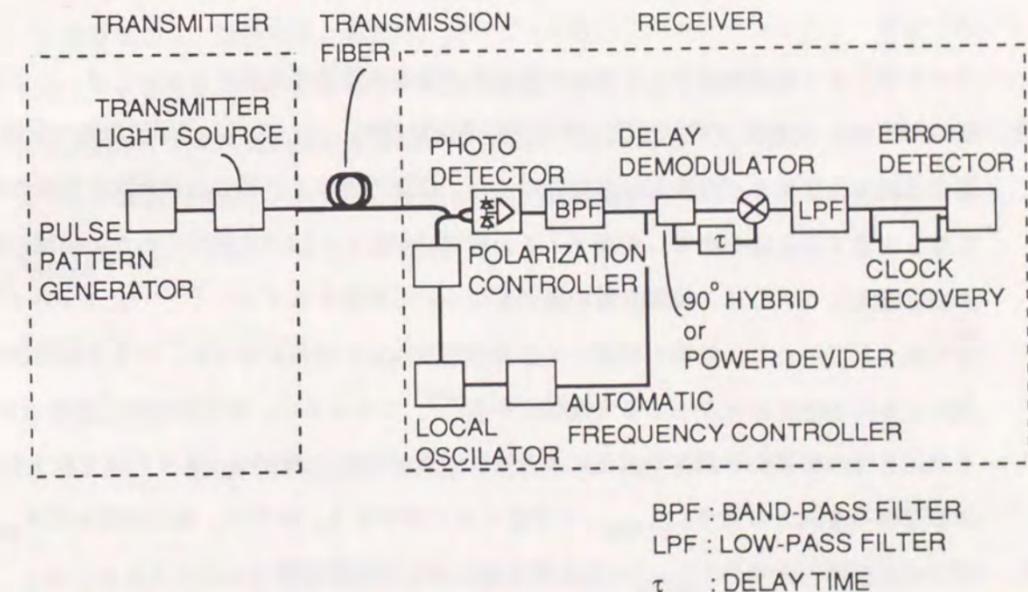


図4.1 FSKヘテロダイン遅延検波伝送系の構成

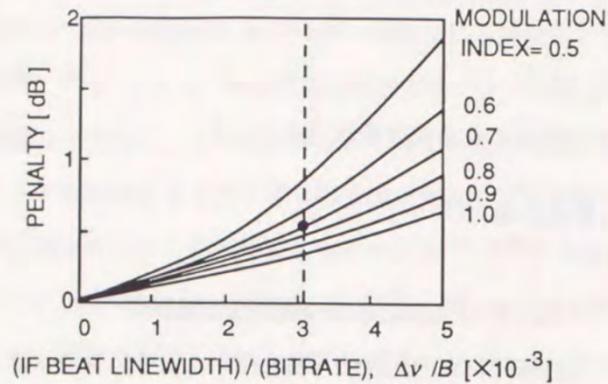


図4.2 位相雑音による受信感度劣化量
●は、4.5節の実験に用いた値
(パラメータ：変調指数)

クトル線幅の和 $\Delta\nu$ と光源の位相雑音による受信感度劣化量の関係を図4.2に示す。図4.2から、光源の位相雑音による劣化についてみれば、変調指数を大きくすることにより受信感度劣化を低減できることがわかる。

4.3 受信フィルタ帯域の最適化

ヘテロダイン遅延検波方式を用いた伝送系の受信回路の感度解析においては、送信器のFM変調特性、受信系中間周波数帯の回路の周波数特性、ベースバンド周波数帯の回路の周波数特性、光ファイバの波長分散特性のほか、変調指数により異なる遅延検波回路の応答特性を考慮する必要がある。受信フィルタ帯域幅が広く、復調波形劣化のない領域における受信感度については、復調信号の雑音量について考慮すればよい^{[61],[62]}。フィルタ帯域幅を狭くしていくと、雑音の低減による受信感度向上の効果があるが、一方で復調波形劣化による受信感度劣化が生じる可能性もある^[63]。このように、受信回路の感度解析を行う上で、2つの効果、受信波形劣化による受信感度劣化 P_{EYE} 及びフィルタの雑音除去効果による受信感度向上の効果 S_{FILTER} 、を考慮する必要がある。以下に、受信感度劣化 P_{EYE} 及び受信感度向上の効果 S_{FILTER} の双方を考慮した受信感度解析法を述べる。

復調波形の劣化による受信感度劣化は、式(4.3)で示される^[65]。

$$P_{EYE} = 20 \log \left(\frac{X_a}{X_b} \right) \quad (4.3)$$

ここで、

X_a ：受信波形劣化のない場合の

受信系低域通過フィルタ出力信号のアイダイアグラムの振幅軸方向の開き

X_b ：考察対象の伝送系における

受信系低域通過フィルタ出力信号のアイダイアグラムの振幅軸方向の開き

帯域通過フィルタ及び低域通過フィルタの雑音除去効果は以下のように説明できる。復調回路として使用する遅延検波回路出力の雑音は2つの成分、中間周波数帯における信号成分と雑音成分間のビート雑音、および雑音成分と雑音成分間のビート雑音、から構成される。従って、図4.1中の帯域通過フィルタによる中間周波数帯における雑音電力及び信号電力の低減効果により、遅延検波回路出力の雑音電力が低減される。さらに、受信系低域通過フィルタは、信号の高調波成分除去効果のほか、復調信号の雑音除去効果を合わせもつこととなる。

本論文においては、帯域通過フィルタ通過後の信号対雑音電力比が1より十分大きい領域のみを取り扱う。考察すべき領域は伝送信号が符号誤り率 10^{-9} 程度以下で受信可能な領域のため、上記領域における解析で十分である^[58]。この場合、信号成分と雑音成分間のビート雑音電力は、雑音成分と雑音成分間のビート雑音電力より十分大きく、後者の成分を無視しても差し支えない。従って、中間周波数における雑音は正規分布で近似できるため、低域通過フィルタ出力の雑音も正規分布と近似できる。従って、次式に示すように低域通過フィルタ出力の雑音電力により、フィルタの雑音除去効果による受信感度向上の効果 S_{FILTER} を評価できる。

$$S_{FILTER} = -10 \log (R_{BB-n}) \quad (4.4)$$

ここで、

R_{BB-n} ：考察対象及び以下に示す基準伝送系における低域通過フィルタ出力の雑音電力比

基準伝送系としては、受信回路の中間周波帯域通過フィルタとして図4.3に示すように、通過帯域幅 $f_{BW-BPF} = 1.5/T$ で、伝達関数 $H_{BPF(S)}(f)$ が式(4.5)で表されるもの、低域通過フィルタとしては信号の高調波成分除去効果のみを持つもの、遅延検波回路はその遅延検波量

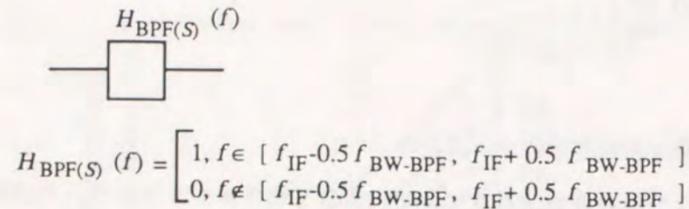


図4.3 基準伝送系モデルにおける帯域通過フィルタ

$$H_{BPF(S)}(f) = \begin{cases} 1, & f \in [f_{IF} - 0.5 f_{BW-BPF}, f_{IF} + 0.5 f_{BW-BPF}] \\ 0, & f \notin [f_{IF} - 0.5 f_{BW-BPF}, f_{IF} + 0.5 f_{BW-BPF}] \end{cases} \quad (4.5)$$

が $1/(2mB)$ のもの、それ以外の送信系および受信系回路の周波数特性が平坦なもの、による構成とする。変調指数及び中間周波数は、考察対象と等しい周波数を用いる。

変調指数0.8以下においては、上記、基準伝送系の帯域通過フィルタを97%以上の信号電力が通過する。また、式(4.5)のフィルタの伝達関数においては位相特性はフラットである。このため、基準伝送系においては、波形劣化による受信感度劣化は無視でき、符号誤り率特性は式(4.1)により近似的に与えられる。このような伝送系は、波形劣化による受信感度劣化が無視できる伝送系のモデルとしてしばしば用いられている^{[58],[62]}。

信号光及び局発光の位相雑音による影響が無視でき、かつ $\beta = 1$ の場合、符号誤り率特性は式(4.1)を用いて、次式で示される。

$$P_e = \frac{1}{2} \exp(-\rho) \quad (4.6)$$

一方、FSKヘテロダイン方式で包絡線検波方式を用いた場合には、符号誤り率特性は式(4.7)で与えられる^[66]。

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\rho}{2}\right) \quad (4.7)$$

基準伝送系の受信感度は、帯域通過フィルタの帯域幅を $1.5/T$ としたときのSN比を式(4.7)の ρ に代入することにより求められる。また、包絡線検波において最適設計された伝送系においては、 $1/T$ の帯域幅の帯域通過フィルタを用いるものと考えられる。従って式(4.6)(4.7)から、遅延検波を用いた基準伝送系による受信感度は、包絡線検波受信系の最適

設計されたものを用いた伝送系に比べ、1.2 dB高感度受信が可能なものであることがわかる。この感度の差異は、遅延検波方式においては位相変化を検出しているのに対し、包絡線検波では周波数変化を検出しているという違いから生じている^[53]。

以上で示した受信感度への2つの要因 P_{EYE} 及び S_{FILTER} を用いることにより、考察対象の伝送系の基準伝送系に対する受信感度劣化量 P_{FILTER} は次式で与えられる。

$$P_{FILTER} = P_{EYE} - S_{FILTER} \quad (4.8)$$

これから、考察対象の伝送系の符号誤り率特性は、式(4.1)中でSN比を示す ρ を、

$(\rho - P_{FILTER})$ におきかえることにより得られる。この解析方法においては受信系フィルタが位相雑音の低減に及ぼす効果については考慮されていない。しかし、伝送信号のクロック周波数程度の帯域幅の帯域通過フィルタ及び低域通過フィルタを用いた遅延検波復調法を用いた伝送系において、 $\tau\Delta\nu$ が0.01より十分小さい領域では、上記受信系フィルタが位相雑音の低減に及ぼす効果は無視できることが示されており^[67]、本解析法により受信感度解析が可能である。

次に、数値計算により各フィルタ帯域幅による影響について考察した。計算機シミュレーションのブロック図を図4.4に示す。図中、 $v_1(t) \sim v_8(t)$ は各回路の出力電圧を、 $S_1(f) \sim S_8(f)$

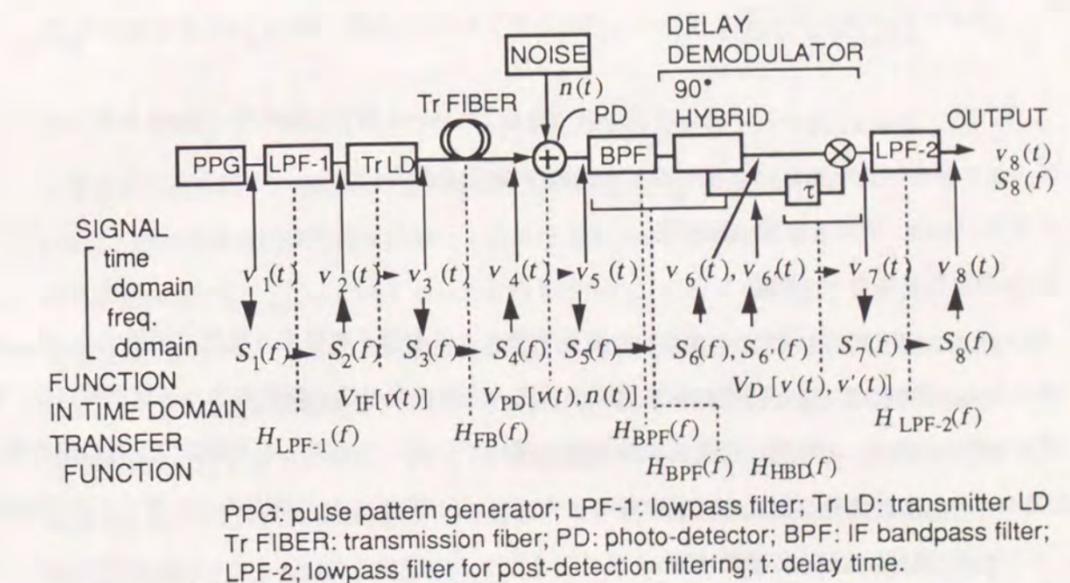


図4.4 位相連続FSKヘテロダイン伝送系シミュレーションモデルのブロック図

～ $S_g(f)$ は周波数スペクトルを示す。 $V_{IF}[v(t)]$ 、 $V_{PD}[v(t), n(t)]$ 及び $V_D[v(t), v'(t)]$ はそれぞれ送信用LD、ホトダイオード及び遅延検波回路の機能を示す関数とする。 $H_{LPF-1}(f)$ 、 $H_{FB}(f)$ 、 $H_{BPF}(f)$ 、 $H_{HBD}(f)$ 、及び $H_{LPF-2}(f)$ は、それぞれLPF-1、伝送ファイバ、BPF、90度ハイブリッド及びLPF-2の伝達関数を示す。

パルスバタン発生器出力 $v_1(t)$ は、7段の擬似ランダムNRZ (non-return-to-zero) データ信号として、+1あるいは-1を出力する。LPF-1は、送信光源の変調特性に対応した伝達関数を持つフィルタとする。局発光は、受信信号光の搬送波周波数を中間周波数に周波数変換する作用のみであるので、シミュレーションモデル上ではこれを省略し、伝送信号の搬送波周波数の代わりに中間周波数を用いる。したがって、送信用LDの出力を式(4.9)で示す。

$$V_{IF}[v(t)] = \cos[2\pi f_{IF} t + \pi m_c B \int_{-\infty}^t v(t') dt'] \quad (4.9)$$

ここで、

m_c : 平坦なFM変調の周波数特性を持つ光源における変調指数
波長分散を考慮した伝送光ファイバの伝達関数は次式で示される^[65]。

$$H_{FB}(f) = \exp(-j \alpha_{\text{fiber}} f^2) \quad (4.10)$$

ここで、

$$\alpha_{\text{fiber}} = \pi D(\lambda) L \frac{\lambda^2}{c} \quad (4.11)$$

$D(\lambda)$: 光ファイバの波長分散 (波長 λ における群遅延時間を $\tau_g(\lambda)$ として、

$D(\lambda) \equiv - (d\tau_g(\lambda) / d\lambda) / L$ で定義される)

λ : 使用光源波長

c : 光速

式(4.10)及び(4.11)は光ファイバの波長分散による影響を考察する場合に使用する。 $H_{BPF}(f)$ の伝達関数は、受光回路から遅延検波回路入力端の間の伝達関数とする。復調系には、90度ハイブリッドを用いた遅延検波回路を用いている。ハイブリッド回路の1方の出力を全ての周波数成分にわたり90度回転させたのち τ だけ遅延させ、他方のハイブリッド回路出力と次式に示すように積算する。

$$V_D[v(t), v'(t)] = v(t) v'(t-\tau) \quad (4.12)$$

$H_{LPF-2}(f)$ は、遅延検波回路出力端子から低域通過フィルタ出力端子間の伝達関数を示す。図4.4に示すようにシミュレーション計算において、LPF-1、BPF、LPF-2、光ファイバ、及び90度ハイブリッドの各出力は周波数領域において計算する。また、送信用LD、遅延線、及び積検波を行う回路の出力は時間領域において計算する。周波数領域および時間領域間の信号の変換は高速フーリエ変換を用いている^[68]。

以上の計算方法により、波形劣化は復調信号波形 $v_8(t)$ により得られ、これを用いて P_{EYE} が評価できる。また、LPF-2出力の雑音電圧 $v_{bb}(t)$ を得るため、擬似的な白色雑音電圧として、 $0 \sim 20/T$ Hz間の広帯域にわたり周波数スペクトルが平坦な正規型ランダム変数 $n(t)$ を光ファイバ出力 $v_4(t)$ に加算する。つまり、図4.4における関数 $V_{PD}[v(t), n(t)]$ を次式の通りとする。

$$V_{PD}[v(t), n(t)] = v(t) + n(t) \quad (4.13)$$

この、 $n(t)$ の大きさは、おもに局発光のショット雑音およびフロントエンド回路の回路雑音の大きさにより決定される。雑音 $n(t)$ を付加した場合、及び雑音 $n(t)$ を付加しない場合について、上記の方法によりそれぞれLPF-2の出力電圧、 $v_{8n}(t)$ 及び $v_{80}(t)$ を得る。LPF-2出力の雑音電圧 $v_{bb}(t)$ は、式(4.14)により与えられ、これより雑音電力量が得られる。

$$v_{bb}(t) = v_{8n}(t) - v_{80}(t) \quad (4.14)$$

本解析方法を用い、伝送系の受信感度の帯域通過フィルタBPF、及び低域通過フィルタLPF-2、の通過帯域幅依存性を求めた。基準伝送系は、LPF-1の帯域が平坦、BPFは周波数特性が式(4.5)で $f_{\text{BW-BPF}} = 1.5/T$ としたものを用いた。このような、BPFの通過帯域幅は(中間周波数 $-0.75/T$)から、(中間周波数 $+0.75/T$)の範囲である。したがって、信号間のビートのうち差周波数成分、及び信号成分と雑音成分間のビート雑音の差周波成分の最大周波数は $1.5/T$ 以下である。また、中間周波数が $1.5/T$ 以上の場合、信号成分の中間周波数は、 $0.75/T$ 以上の周波数成分のみ通過するから、遅延検波後の信号間のビートの高調波成分は $1.5/T$ 以上の周波数成分のみである。これらのことから、基準伝送系のLPF-2として上述の低周波成分のみを取り出すため、通過帯域幅 $1.5/T$ の理想フィルタを用いる。

BPF及びLPF-2の帯域幅と受信感度の関係を求めるため、以下の伝送系モデルを用いた。すなわち、LPF-1は平坦な周波数特性を持つものとし、BPFは、式(4.5)で示したフィルタとした。また、LPF-2としては、位相特性が平坦に近いこと、受信信号の位相回転による波形劣化が小さく、また設計が容易な5次トムソンフィルタを用いた。 $f_{BW-LPF-2}$ の3dB帯域幅を持つ低域通過の5次トムソンフィルタの伝達関数、 $H_{LPF-2}(f)$ は、式(4.15)で表される^[69]。

$$H_{LPF-2}(f) = \frac{945}{945 - 420(pf)^2 + 15(pf)^4 + j[945pf - 105(pf)^3 + (pf)^5]} \quad (4.15)$$

ここで、

$$p = 2.4274 / f_{BW-LPF-1}$$

中間周波数は、低過ぎると遅延検波出力の高調波成分とベースバンド成分が重なるため、全ベースバンド成分を通過させ、かつ高調波成分を除去するということが出来ない。基準伝送系について考えると、前述したようにLPF-2として理想フィルタを用いた場合、中間周波数として $1.5/T$ 以上が必要である。実用的なフィルタの遮断特性を考慮すると、中間周波数は $1.5/T$ よりさらに高周波とする必要がある。一方、フロントエンド回路の受信帯域幅を広帯域化すると高周波における電子回路の雑音電力密度が増大する。従って、この点から考えれば中間周波数は低い方が望ましい。以上2つの点から中間周波数は、 $2/T$ として以下の数値解析を行った。

変調指数は、長距離伝送システムを念頭において、送信光電力と受信光電力の差を大きくするという観点から設定した。図4.2に示したように、変調指数の増大により位相雑音に起因した受信感度劣化量を低減することが可能である。現在、実用化されている伝送システムの最高伝送速度、2.488 Gb/s、及び半導体レーザの線幅(5 MHz程度以下、従ってIFビート線幅10 MHz程度以下)においては、変調指数 m を0.6以上とすれば、位相雑音による受信感度劣化量は1 dB以下にできる。また、送信電力限界を決める主要因であるブリルアン散乱による限界の、変調指数依存性についても考慮する必要がある。変調指数に対して送信電力限界が最大となる、変調指数 $m = 0.65$ で得られる値から1 dB以内の限界値の低減まで許容した場合、変調指数として許容されるのは0.6から0.7程度となる。また、図4.1に示した遅延検波回路系においては、次式で示される中間周波数 f_{IF} と変調指数の関係を満たすときに最適な感度が得られる。

$$f_{IF} = km/T \quad (4.16)$$

ここで、 k は正の整数であり、式(4.16)は周波数変移量の整数倍に中間周波数を設定すれば最良の感度が得られることを示している。 $f_{IF} = 2/T$ であることと、変調指数0.6以上0.7以下の範囲内という両方を満たす条件として、 $m = 2/3$ とする。また、遅延検波回路の遅延量は、 $1/(2mB)$ とする。

以上の設定において、BPFの帯域幅 f_{BW-BPF} を基準伝送系と等しい $1.5/T$ および $2/T$ とした場合の、LPF-2の帯域幅に対する受信感度劣化特性を図4.5に示す。LPF-2の帯域幅として、 $0.6/T \sim 0.8/T$ とすることにより、基準伝送系と同程度の受信感度が得られることがわかる。

つぎに、上記範囲内の $0.64/T$ の帯域幅のフィルタをLPF-2に用いた場合について、BPFの帯域幅に対する受信感度劣化特性を図4.6に示す。BPFの帯域幅を $1.2/T$ 以下にすると波形劣化が大きくなり受信感度劣化が急激に増大すること、 $1.2/T \sim 2.0/T$ 間ではLPF-2による雑音除去効果により P_{FILTER} は0 dB程度となることがわかる。フロントエンド回路を不要に広帯域化すると回路雑音の増大を招くので、ここではBPFの帯域幅として $2.0/T$ 以上の計算は行っていない。

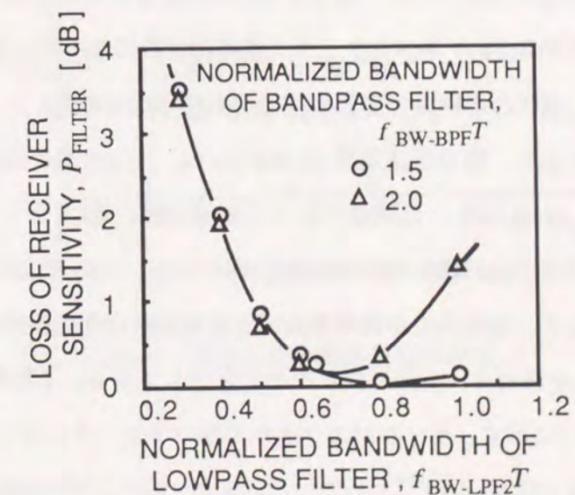


図4.5 遅延検波後の低域通過フィルタ帯域幅による受信感度の変化

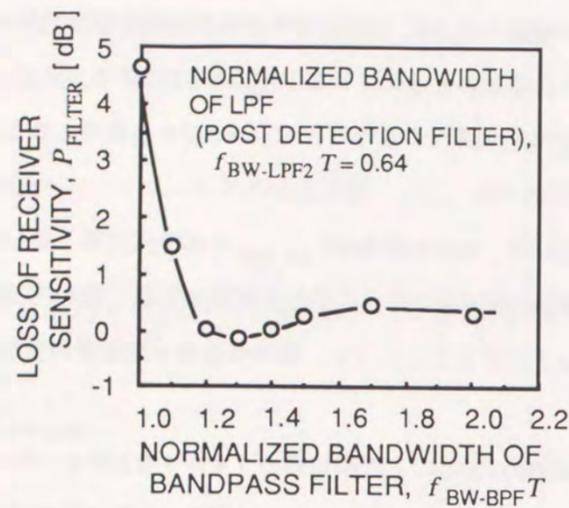
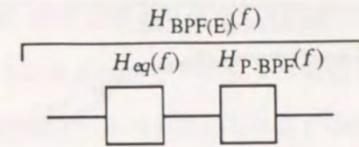


図4.6 中間周波数帯域通過フィルタ帯域幅による受信感度の変化

シミュレーション計算結果から、BPFの帯域幅を $1.2/T \sim 2.0/T$ 、LPF-2の帯域幅を $0.6/T \sim 0.8/T$ とすることにより基準伝送系と同様、受信系フィルタを最適設計したFSK包絡線検波方式に比べ1 dB受信感度のよい伝送系が構成できることがわかる。

以上では、理想に近いフィルタによる感度解析を行った。本方法は、他のタイプのフィルタを用いた場合にも適用でき、各種伝送系の解析を可能とする。次に、送信光源、BPF、LPF2とも実現可能な5次トムソンフィルタ型の周波数特性を持っている場合について感度解析を行った。現状の各回路で実現可能な周波数特性を考慮して、以下のパラメータにおける解析結果を示す。符号伝送速度は 2.488 Gb/s 、送信光源の周波数変調特性を示すLPF-1の帯域幅 $f_{\text{LPF-1}}$ は 1.8 GHz 、低周波における変調指数 m_c は 0.8 としている。中間周波数は伝送速度の2倍の 5.0 GHz 、BPFの中心周波数は 4.0 GHz 、3 dB帯域幅は $1.5/T$ となる 3.8 GHz としている。また、受信系の中間周波数帯の電気回路の位相回転を考慮して、図4.7に示す伝達関数 $H_{\text{eq}}(f)$ を持つオールパスフィルタを付加している。本解析における図4.3のBPFの伝達関数を図4.7に示す。オールパスフィルタのパラメータ γ として、ここでは実際の受信回路の特性をもとに 1.0×10^{-19} としている。また、LPF-2の帯域幅として、 $0.64/T$ に相当す



$$H_{\text{BPF(E)}}(f) = H_{\text{eq}}(f) H_{\text{P-BPF}}(f)$$

$$H_{\text{eq}}(f) = \exp(-j \gamma f^2) \quad \text{:[All pass filter]}$$

$$H_{\text{P-BPF}}(f):$$

Fifth-order Thomson bandpass filter with center frequency of $f_{\text{C-BPF}}$ and 3 dB bandwidth of $f_{\text{BW-BPF}}$

図4.7 実験系に対応した受信系のバンドパスフィルタの伝達関数

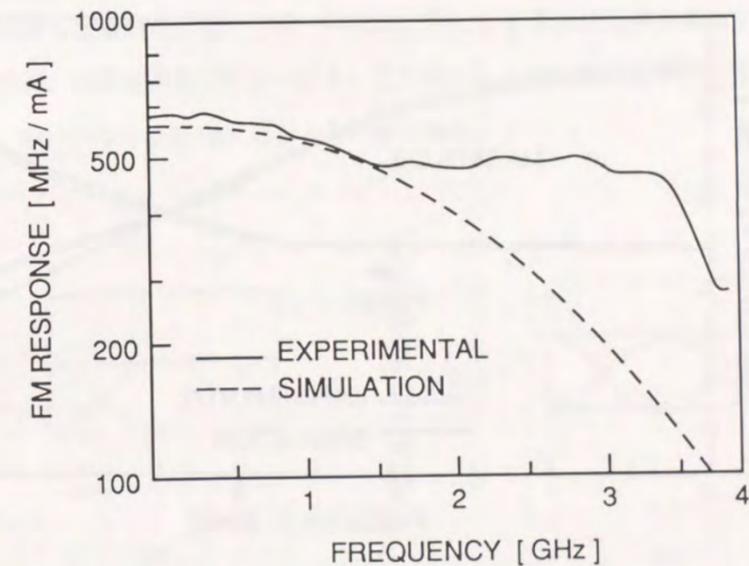


図4.8 送信光源の周波数変調特性

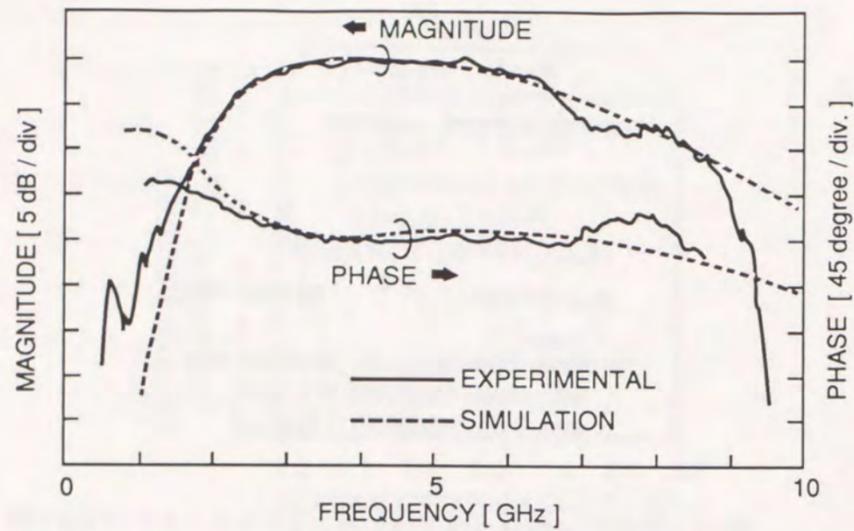


図4.9 中間周波数帯全体の周波数特性

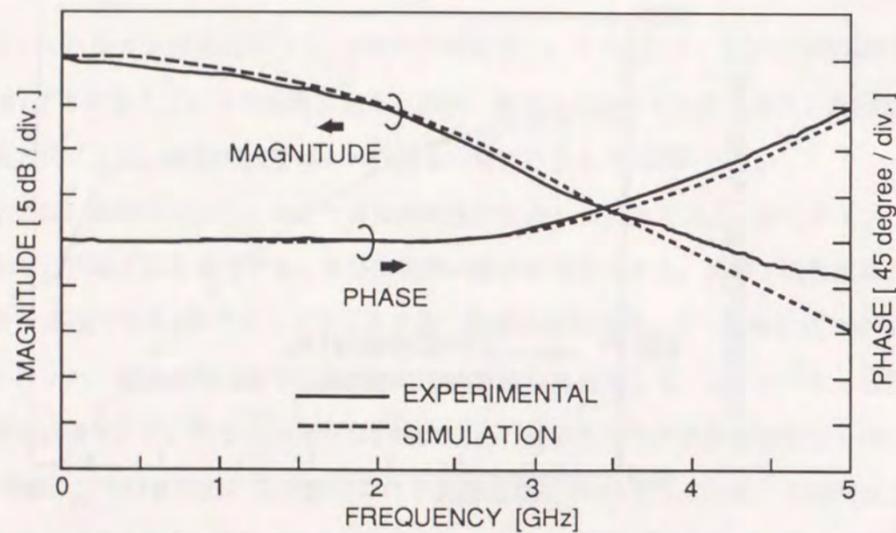


図4.10 遅延検波後の低域通過フィルタの帯域特性

る1.6 GHzとしている。これらの周波数特性を図4.8、図4.9、図4.10に破線で示す。実線で示したものは、4.6節で述べる伝送実験系に使用したものの特性である。

このシミュレーションモデルにおいて、送信光源の位相特性はシミュレーションにおいて必要とする周波数範囲、DCから2.488 GHzの範囲、で平坦な特性としている。モデルと

して使用しているLPF-1はこの条件を満たしており、4.5節で述べる実験で使用したDFB LDもこの条件を満たしている。ファイバの波長分散値としては、18 ps/km/nmを用いた。2m長及び308 km長の伝送光ファイバを用いたときの復調波形及び中間周波スペクトルのシミュレーション結果を図4.11及び図4.12に示す。本論文ではL km (L>1) の光ファイバを伝送した実験においては" L km伝送時"、数m以下の光ファイバのみを信号伝送路に用いた実験においては" 変復調時"、と実験条件として示ることにより両者の区別を行なっている。2m長のファイバを用いたときのアイ開口劣化によるペナルティ P_{EYE} は3.2 dB、フィルタの雑音除去効果による受信感度の向上は2.7 dBと見積もられた。これから、基準伝送系に対しわずか0.5 dB低い受信感度の受信系が、現実に使用可能な光源、フィルタ等を用いて得られることがわかった。基準伝送系の受信感度が理想的な回路特性を持つ包絡線検波伝送系より1.2dBよい感度で受信できることと考え合わせると、理想的な包絡線検波系より高感度受信が上述の現実的な回路系により実現可能なことがわかる。

さらに、本伝送系において1.3 μm 零分散の光ファイバ(波長分散値18 ps/km/nm)を用いて長距離伝送した場合の、光ファイバの波長分散による受信感度劣化量をアイ開口劣化量により求めた。計算結果を図4.13に示す。この図から、300 km伝送時の受信感度劣化量は約0.6 dB、400 km時には約1 dB となることがわかる。

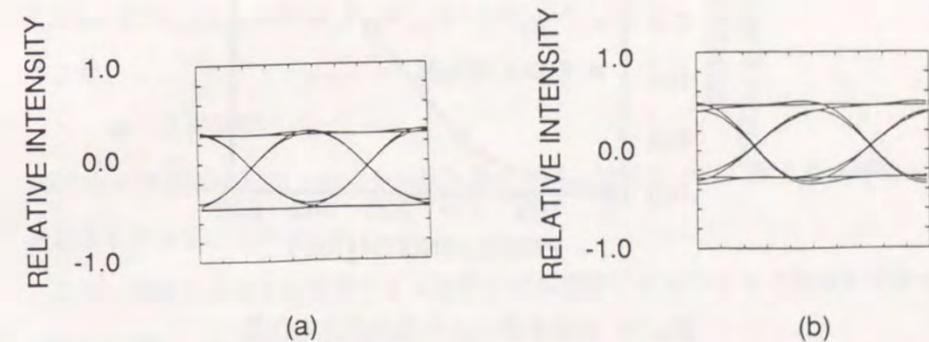


図4.11 シミュレーション計算による復調後のアイパターン (横軸は0.2T/div.)
(a) 変復調時
(b) 308 km伝送時

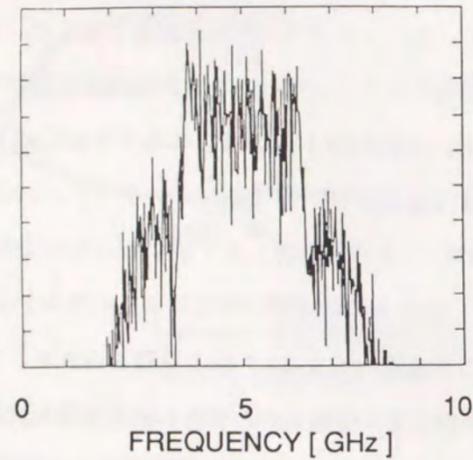


図4.12 シミュレーション計算による
帯域通過フィルタ通過後の信号の周波数スペクトル
縦軸: 5 dB / div.

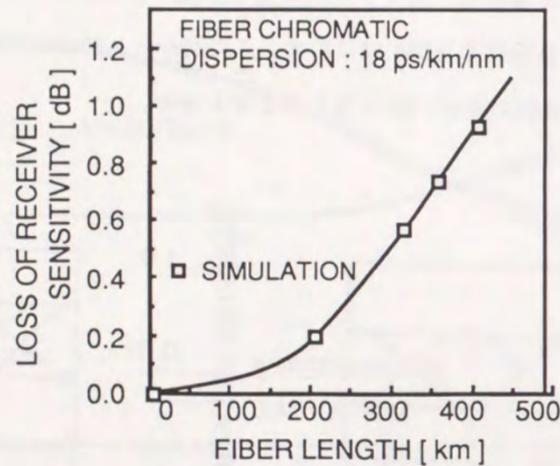


図4.13 波長分散による受信感度劣化量

4.4 フロントエンドの低雑音化

受信信号に付加される強度雑音としては、ショット雑音のほか、局発光の強度雑音、受信系の電子回路雑音があげられる。このため、ショット雑音限界に近い受信感度を達成す

るためには、これらの雑音によって生じる受信感度劣化を十分低減する必要がある。受信系の電子回路雑音による受信感度劣化については、局発光電力を増大することにより低減可能である。しかし、局発光の強度雑音による受信感度劣化量は、後述するように局発光電力の増大にともなってかえって増大するため、本質的な問題となる。このため、本節では主にこの強度雑音による感度劣化量の低減方法について考察する。

信号光の電界、 $E_S(t)$ 、及び局発光の電界、 $E_{LO}(t)$ を、式(4.17)(4.18)で表す。

$$E_S(t) = (A_{s0} + A_{sn}(t)) \cos \omega_s(t) t \quad (4.17)$$

$$E_{LO}(t) = (A_{LO0} + A_{LOn}(t)) \cos \omega_{LO} t \quad (4.18)$$

ここで、

A_{s0} : 受信信号光の定常振幅

$A_{sn}(t)$: 受信信号光の振幅ゆらぎ

$\omega_s(t)$: 受信信号光の瞬時角周波数

A_{LO0} : 局発光の定常振幅

$A_{LOn}(t)$: 局発光の振幅ゆらぎ

ω_{LO} : 局発光の角周波数

A_{s0} 、 $A_{sn}(t)$ 、 $A_{LOn}(t)$ の大きさは A_{LO0} に比べ十分小さいと考えられるから、信号光と局発光をヘテロダイン検波した出力電圧 $S_{if}(t)$ (直流成分は除く)は、近似的に次式で示される。

$$S_{if}(t) = A' [A_{s0} A_{LO0} \cos(\omega_s(t) - \omega_{LO}) t + A_{LO0} A_{LOn}(t)] \quad (4.19)$$

ここで、

A' : 比例定数

式(4.19)の大括弧中の第1項は中間周波数における信号成分を、第2項は局発光の強度ゆらぎによる雑音成分を示す。

この、局発光の強度雑音成分および電子回路雑音によるショット雑音限界時からの受信感度劣化量 d_{RIN} は次式であらわされる。

$$d_{RIN} = (2eI_L + \langle i_e^2 \rangle + X_{RIN} \cdot I_L^2) / (2eI_L) \quad (4.20)$$

ここで、

e : 電子電荷量

I_L : 局発光による受光素子の光電流

$\langle i_e^2 \rangle$: 受信回路の等価入力換算雑音電流の分散値

X_{RIN} : 局発光の相対強度雑音

(=[局発光を直接検波した場合の

1 Hz当りの雑音電力]/[局発光を直接検波した場合の直流電力])

受光回路の熱雑音量を $9\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ とした場合のショット雑音限界からの受信感度劣化量を図4.13に示す。強度雑音がない時 ($X_{RIN}=0$) は、局発光電力を大きくすることによりショット雑音限界に近い受信が可能である。一方、半導体レーザーの強度雑音は有限の値 (一般に低雑音のもので -155 dB/Hz 程度) のため、局発光電力をある程度以上大きくすると、強度雑音の影響でかえって受信感度劣化が生じ、ショット雑音限界に近い感度を達成することができない。

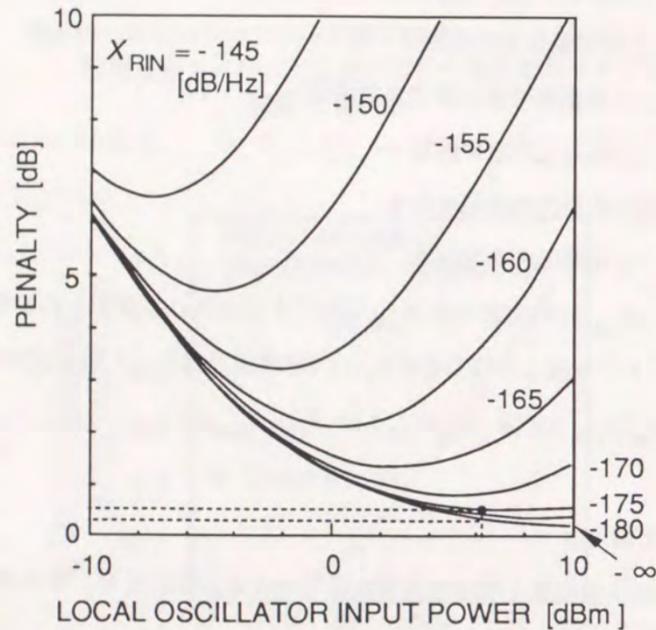


図4.14 局部発振器の強度雑音による受信感度劣化量

受光回路の熱雑音 = $9\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 、pin-PDの量子効率 0.74 の場合、●は実験系に用いた受光回路のパラメータ値

さらに、信号光と局発光を光カップラにより同一モードに変換したのちに同一の光検波器で受信するが、信号光、局発光とも全成分を同一モードに変換することは困難であり、一部の光成分が欠落するため、受信感度の劣化を招く。

局発光の強度雑音を抑圧し、局発光、信号光の全光電力を利用して検波するヘテロダイ

ン受信系として、図4.15に示すバランス型受光回路構成が提案されている^{[70],[71]}。本構成では、2つのホトダイオード端面における信号光と局発光間の位相差が異なるため、

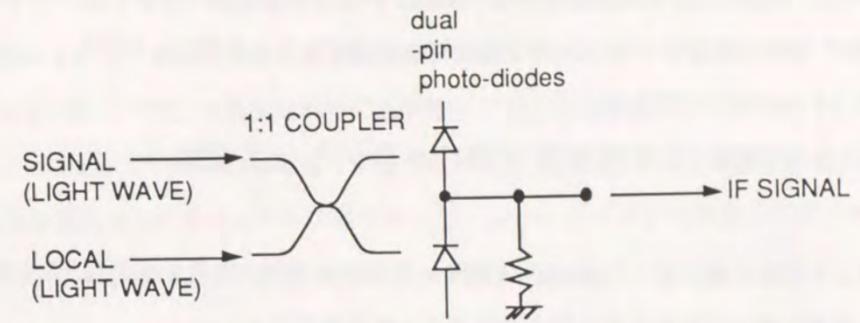


図4.15 バランス型受光回路の構成

検波後の電流の差をとることにより、ビート信号成分は加算される。一方、両ホトダイオード出力のうち式(4.19)の第2項で示される強度雑音成分は互いに同位相のため、検波後の電流の差をとることにより減算される。したがって、図4.15の構成を用いることにより、ビート成分のみを検波し、強度雑音成分を除去することが可能となる。現実には光カップラの分岐比を正確に1:1とすることは困難である。分岐比が $(1-z):(1+z)$ の場合 ($|z| \ll 1$) には、図4.15の出力電圧 $S_{if}'(t)$ は次式で近似される。

$$S_{if}'(t) = A_1 [A_{s0} A_{LO0} \cos(\omega_s(t) - \omega_{LO})t + z A_{LO0} A_{LOn}(t)] \quad (4.21)$$

従って、図4.15の構成において分岐比 $(1-z):(1+z)$ の光カップラおよび相対位相雑音 X_{RIN} の局発光源を用いた場合、等価的に相対強度雑音 $z^2 X_{RIN}$ の局発光源を用いたものと等しい高感度受信が達成できる。

たとえば代表的な値として、相対強度雑音 -155 dB/Hz 、出力 6 dBm の局発光源を用いた場合、強度雑音により 6.4 dB の劣化を生じる。しかし、図4.15の構成で分岐比 $45:55$ ($z=0.1$) の光カップラを使用した場合には、式(4.20)より等価的に相対位相雑音 -175 dB/Hz のレーザーを局発光源として使用したことに相当し、強度雑音による受信感度劣化はわずか 0.2 dB 程度に低減できるため、強度雑音による受信感度劣化を低減するのに非常に有効である。

また、式(4.20)に示すように、電子回路雑音も低減することが高感度受信を実現するうえ

で望ましい。2.5 Gb/s程度以上の高ビットレート伝送を行う場合には、5 GHz以上の広帯域受光回路が必要である。このような広帯域受光回路で低雑音特性を持つものを実現するためには、GaAs FETより低雑音特性のHEMT^[72]及び浮遊容量の小さいpinホトダイオードを用い、図4.14に示すバランス型受光回路を構成することが望ましい^[73]。

4.5 2.488 Gb/s 高感度変復調系を用いた伝送実験

以上の考察に基づき、2.488 Gb/s FSKヘテロダイン光伝送系を構成し、解析結果を確かめ、本変復調方式の高感度特性を検証するため実験を行った。

検証に用いた伝送系構成を図4.16に示す。送信及び局発光源には、数MHz以下の狭スペクトル線幅、低周波領域を含め平坦で高効率な周波数変調特性、および高出力という長所を持つ長共振器3電極の分布帰還型半導体レーザ(DFB-LD)を使用した^{[74]-[76]}。2つのDFB-LDの発振波長は1.55 μm、ビート線幅は8 MHzであった。送信レーザへの全注入電流量は240 mAであり、送信光源の光ファイバ入力は8.8 dBmであった。局発光源への注入電流量は合計258 mA、強度雑音は-152 dB/Hz、受信系のpinホトダイオード端面における局発電力の合計は6.2 dBmであった。局発光の中央電極への注入電流量を制御することによ

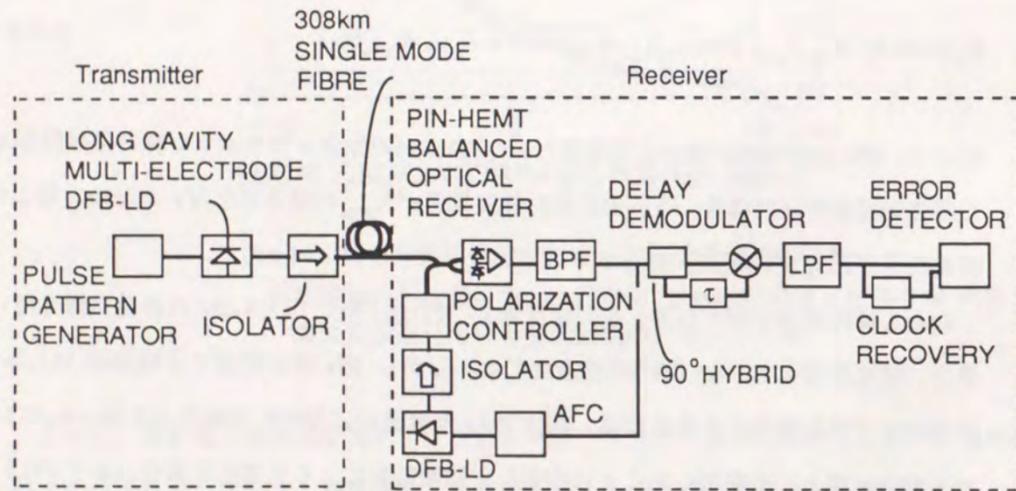


図4.16 FSKヘテロダイン光伝ファイバ送実験系構成

り、受信中間周波数を±10 MHz以下に制御した。さらに、環境温度変動による中間周波数の変動を制御するため、LDチップ放熱用銅ブロックの温度は0.01度以下に安定化した。

4.4項で述べたように、高感度受信に適したバランス型受信回路を使用した。フロントエンド回路としては、数GHz以上の高周波領域においてGaAs FETより低雑音特性を持つHEMTを用いた。バランス型受信器の応答特性及び等価入力換算雑音電流密度を、図4.17に示す。9 GHz以上の帯域にわたって平坦であり、2~8 GHzの周波数帯域における平均の等価入力換算雑音電流密度は9 pA/√Hzであった。pinホトダイオードの量子効率74%、バランス型受信器構成による同相除去比は23 dB程度であった。

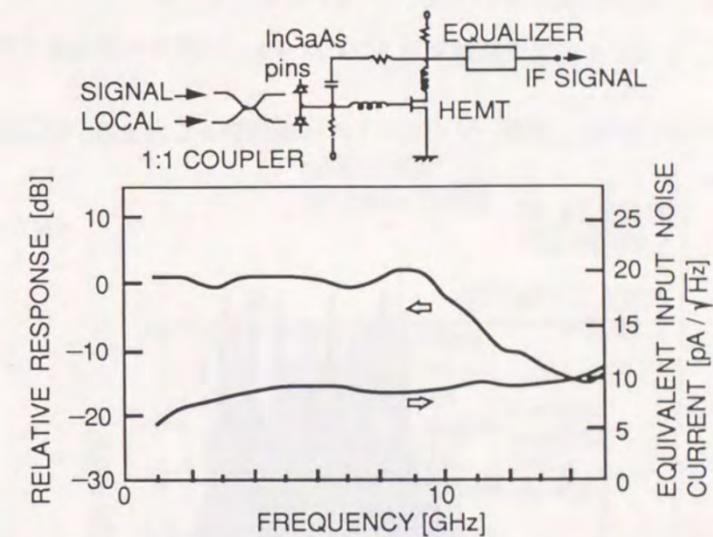


図4.17 バランス型受光回路の周波数応答及び雑音特性

変調指数は、4.3節における考察から、周波数1.244 GHzにおいて0.68程度とした。本送信光源を1.244 GHz、3.2 mA_{p-p}の電流で直接変調した場合の変調指数は約0.68であったため、送信光源は中央電極に3.2 mA_{p-p}の信号電流を流すことにより変調した。送信光源の直接周波数変調の周波数特性は図4.8に実線で示した通りであった。伝送特性に大きな影響を及ぼす2 GHz以下の周波数において、実験に用いたDFB-LDの特性とシミュレーションの値とは

よく一致していることがわかる。また、受信系の遅延検波回路は、 $0.75 T$ ($\approx 1/(2mB)$) とした。

4.3節における考察から、帯域通過フィルタとして通過中心周波数4.0 GHz、帯域幅3.8 GHz ($1.53/T$) のトムソン型帯域通過フィルタ、遅延検波後の低域通過フィルタとして1.6GHz ($0.64/T$) の帯域幅のトムソン型低域通過フィルタを用いた。

増幅器を含む中間周波帯域全体の周波数特性及び遅延検波後の低域通過フィルタ、それぞれの周波数特性は図4.9、図4.10に実線で示した。シミュレーションで用いた特性とほぼ一致した特性が得られていることが確認できる。

このような伝送系を用いた場合の帯域通過フィルタ出力の信号スペクトル、変復調時および308 km伝送時（光ファイバの波長分散値18 ps/(km nm)）の復調波形を図4.18及び図4.19に示す。これは4.3節において図4.11、図4.12に示したシミュレーション結果とよく対応している。また、本伝送実験結果および4.2、4.3、4.4節から得られる符号誤り率特性を

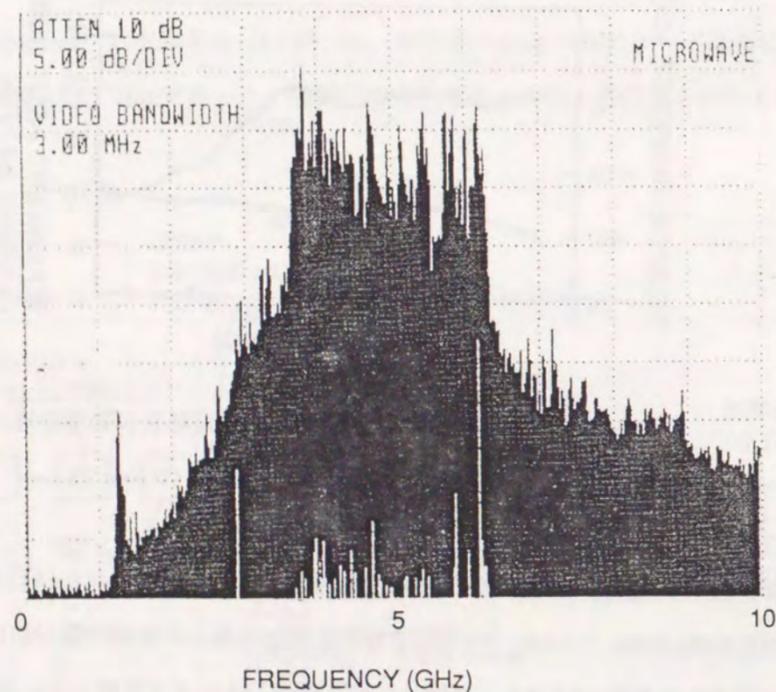


図4.18 実験による帯域通過フィルタ通過後の信号のスペクトル
縦軸：5 dB/div.

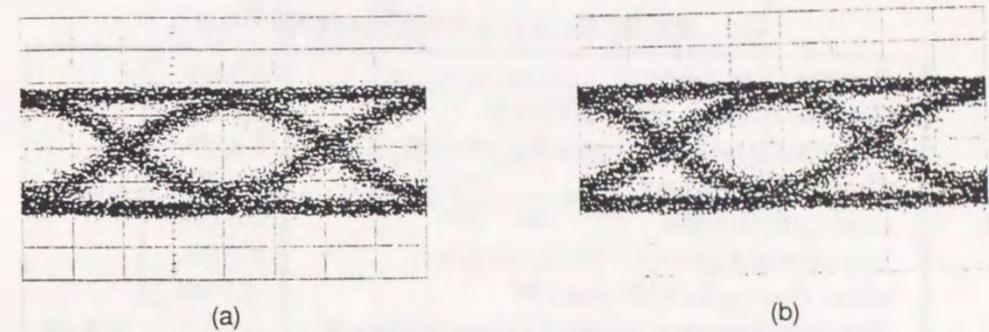


図4.19 実験による復調後のアイパターン（横軸：100 ps/div.）
(a) 変復調時
(b) 308 km伝送時

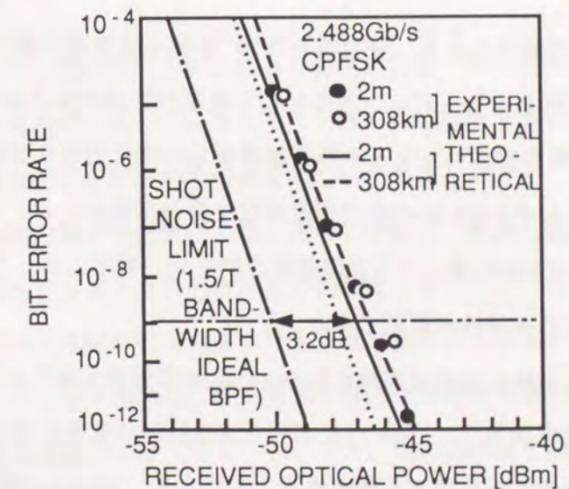


図4.20 符号誤り率特性

点線：送信用LD及び局部発振器用LDの線幅の和 $\Delta\nu = 0$ MHz、伝送距離 $L = 0$ km時

実線： $\Delta\nu = 8$ MHz、 $L = 0$ km時。

破線： $\Delta\nu = 8$ MHz、 $L = 308$ km時。

表1 変復調実験における受信感度劣化要因の見積り

Receiver circuit noise	0.3 dB	} 3.2dB
Relative intensity noise of LO LD	0.2 dB	
Imperfect quantum efficiency of PIN PD	1.3 dB	
Coupler excess loss	0.3 dB	
Laser phase noise	0.6 dB	
Eye degradation	3.2 dB	
Noise filtering by BPF and LPF	-2.7 dB	} 0.3 dB
The other factors (non-ideal characteristics of mixer and decision circuit)		
Total penalty from shot noise limit (1.5/T bandwidth BPF with rectangular passband)		3.5 dB

図4.20に示す。本実験系により、符号誤り率 10^{-9} を得る受信信号電力 -46.7 dBm (67フォトン/ビット) と、FSKヘテロダイン方式として最良の受信感度を達成することができた。符号誤り率 10^{-9} を得る感度のショット雑音限界からの劣化要因を表1に示す。標準伝送系と比べ、実験的にもわずか 0.8 dBの受信感度劣化で受信可能なこと、シミュレーション結果と比べてもわずか 0.3 dBの違いでの受信感度が得られ、本章で示した受信感度解析法及び高感度受信系構成法の有効性が確認できた。

また、 308 km伝送時には変復調時に比べ 0.4 dBの受信感度劣化が観測された。さらに長距離の無中継伝送実験として、図4.15に示した送信回路の直後に光ファイバ増幅回路を光電力増幅器として使用した伝送系を構成することにより、 364 kmの無中継伝送実験にも成功している^[77]。この実験における変復調実験との受信感度の差異は 1.0 dBであった。これらの受信感度の差異を、4.3節で示した光ファイバの波長分散による伝送波形の劣化による受信感度劣化量と比較した結果を図4.21に示す。これから、上述の伝送実験における長距離伝送時の受信感度劣化要因の大半が光ファイバの波長分散によるものであることが分かる。

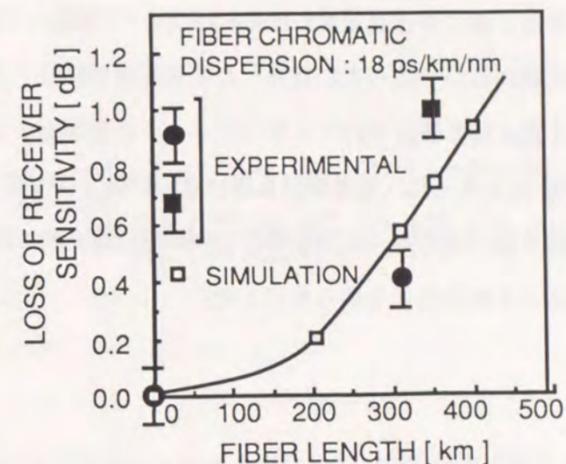


図4.21 光ファイバの波長分散による受信感度劣化

4-6 まとめ

本章では、高感度な受信特性を得られる可能性があり、かつ光源のスペクトル線幅への要求条件などから実用に適していると考えられる遅延検波受信系を用いたFSKヘテロダイン方式における高感度な変復調系構成法について考察した。

まず、光源の位相雑音を受信感度劣化に及ぼす影響の、変調指数依存性を示し、変調指数増大に伴う位相雑音による受信感度劣化の低減量を示した。

次に、変復調回路の帯域特性を考慮した受信感度解析法を提案した。前述の変調指数を含め、変復調系のフィルタ帯域幅、変調指数を含めた高感度な系の構成法を述べた。位相変化を検出する遅延検波方式を用いることにより、周波数変化を検出する理想的なフィルタ特性を持つFSK包絡線検波方式より 1 dB程度感度のよい受信が可能であることを明らかにした。

また、ヘテロダイン受信系においても、現実の系においてはショット雑音以外の回路雑音、光強度雑音による受信感度への影響が無視出来ない。これらの雑音による影響を低減

することも高感度化のためには重要な課題であり、低雑音なフロントエンド回路構成法についても言及した。

最後に、以上の考察に基づき伝送速度2.488Gb/sにおいて構成した変復調系を用いた、変復調実験及び伝送実験について述べた。提案した受信感度解析法の妥当性を確認し、またFSKヘテロダイン方式として最良の67フォトン/ビットの受信感度を得た。さらに、1.3 μm 零分散の光ファイバを用いて、光増幅器を用いない伝送として最長の308 kmの伝送実験、さらに光電力増幅器を用いることにより最長の364kmの伝送実験に成功し、本伝送系を長距離伝送へ適用することの有効性を明らかにした。

第5章 FSKヘテロダイン方式 中継伝送系の構成と伝送実験

5.1 まえがき

前章までに、偏波ゆらぎのある状態においても、安定で高感度受信可能な受信系の構成法について述べてきた。本章ではさらに受信信号電力変動、及び受信信号搬送波の周波数ゆらぎなどの複合的な変動に対しても安定な受信系構成法について述べる。

ヘテロダイン受信系において、理想的には受信信号電力が増大するとヘテロダイン検波時の信号対雑音電力比が増大するため、受信信号の誤り率は低減する。しかし、現実には中間周波信号の増幅回路や復調回路への信号入力電力が増大し、各回路の正常な動作範囲を越え、動作はずみを生じる入力レベルとなると、かえって符号誤りが増大する。従って、中間周波数領域の各回路および復調回路への信号入力レベルを一定範囲内に保つ、自動利得制御回路が必要となる。

また、ヘテロダイン受信系において中間周波数ゆらぎが生じると、受信感度の劣化を招く^[53]。このようなゆらぎによる受信感度劣化は、自動周波数制御回路により局発光の周波数の制御を行い、受信信号搬送波の周波数ゆらぎが生じても中間周波数を一定に保つことにより避けられる。

本章では、まず偏波ダイバーシティ受信系において、受信信号光の偏波ゆらぎの他、光電力、及び搬送波周波数のゆらぎなどの複合的な変動に対しても安定な受信系構成の提案を行っている。つぎに、入力信号の電力および偏波状態の変動時の利得制御法、自動周波数制御回路の制御精度の偏波ゆらぎによる影響についての解析および確認のために行った実験、さらに中間周波数の制御誤差による受信感度劣化量の解析及び確認のために行った実験について述べる。

さらに、提案したFSKヘテロダイン光ファイバ伝送系構成により、安定に270 km~300 kmの長距離無中継伝送が実現可能であることを示す。また、本伝送系を温度変動、機械的な振動など、実験室内より不安定な現場の環境下においても、100時間以上にわたり安定な動作することを確認した実験について述べる。

最後に、最近研究が急速に進められている簡易な構成の光ファイバ増幅器を、非再生中継器として再生中継器の間に多段接続すれば、再生中継器間の増大が図れ、中継伝送系の経済化が図れる可能性がある^[78]。このような光直接増幅中継伝送系においては、再生中継器にヘテロダイン方式を用いることにより、自然放出光間ビート雑音の除去などヘテロダイン方式の特徴が生かせ、直接検波方式に比べ再生中継器間の増大が図れること、及びその場合の伝送系構成法、及び伝送特性の解析結果を述べる。さらに、初めて2220 kmにわたる伝送実験を行い、本伝送系構成法の有効性を検証した内容を述べる。

5.2 長中継器間伝送系

5.2.1 送受信系の構成

現場環境下では、受信信号の偏波変動の他、温度変動などが実験室内より大きい。このことを念頭において提案したFSKヘテロダイン方式光ファイバ伝送系の構成を図5.1に、また主要なパラメータを表5.1に示す^[79]。受信信号光の偏波変動による受信感度劣化を避けるため、第3章で述べたベースバンド合成型偏波ダイバーシティ方式を用いた。本構成においては遅延検波回路の出力を入力信号電力の2乗にほぼ比例する動作領域で使用することにより、遅延検波回路に復調機能と重みづけ機能の両者をもたせる構成とした^[80]。本構成は簡便であるという特長を持っている。但し、現在使用可能なダイオードを用いた遅延検波回路では動作領域での復調波形に多少歪みがあるという欠点を持っており、この点を克服することにより、簡便な構成で良好な受信感度が達成できると考えられる。伝送速度2.488 Gb/sは、CCITTの勧告に従った新同期方式のハイアラキの最高の伝送速度である。発振波長は光ファイバが低損失特性を持つ波長1.55 μm とした^[6]。ヘテロダイン検波においては、光ファイバの波長分散による影響は中間周波数帯での等化により補償可能なため特に考慮していない。FSK変調指数は、ブリルアン散乱による送信レベルの変調指数依存性^[81]のほか、光源の位相雑音の経時劣化を含めて考え、0.8とした。

偏波ダイバーシティ受信用の光ハイブリッド回路の構成を図5.2に示す。信号光は偏波ビ

ームスプリッタにより2つの直交する直線偏波成分（それぞれP及びS偏波状態とする）に分離されたのち、偏波保存ファイバ、つづいて偏波保存ファイバを用いた分岐比1:1の光カップラ（以下、PMFカップラと省略）に接続されている。一方、局発用LD出力は偏波保存ファイバに結合され、偏波を保持したままPMFカップラに接続されている。それぞれのPMFの局発光出力を、信号光と同一偏波となるように第2のPMFカップラの主軸方向を一致させて接続する構成とした。本構成により、信号の各偏波成分は、安定に同一偏波状態の局発光成分と合成された後、バランス型受信機により受信できる。使用したフロントエンド回路の通過帯域は2 GHz~7.6 GHz、等価入力換算雑音電流密度は12~13 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ であった。中間周波数は、変調指数および受信系の帯域特性を考慮して、5.0 GHzとした。中間周波数の帯域通過フィルタの通過帯域は、前章の感度解析法により2.5~7.5 GHz（帯域幅が $2/T$ ）、復調後の低域通過フィルタの帯域幅は、2.0 GHz（ $0.8/T$ ）とした。

送信光源および局発光源は前章で述べた長所を持つ長共振器（1.2 mm長）3電極DFB-LDモジュールを用いた^[74]。送信光源のFM変調特性は、図5.3に示すように2 GHz以上の帯域を持っており、2.488 Gb/s信号の送信用として十分使用可能である。図5.4に示すように、

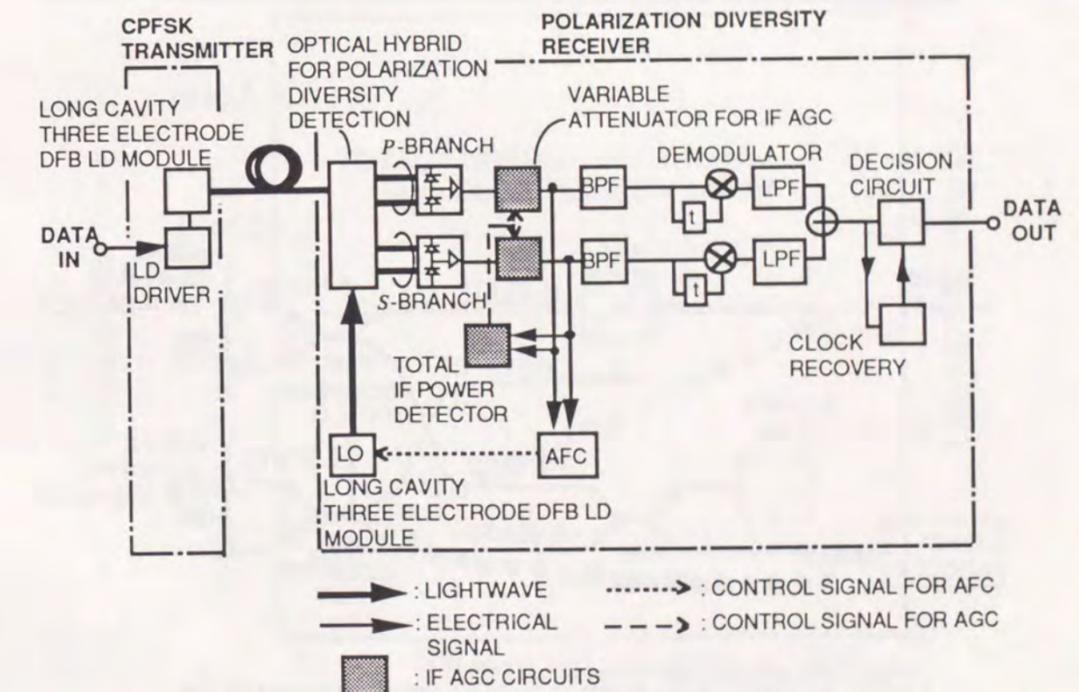
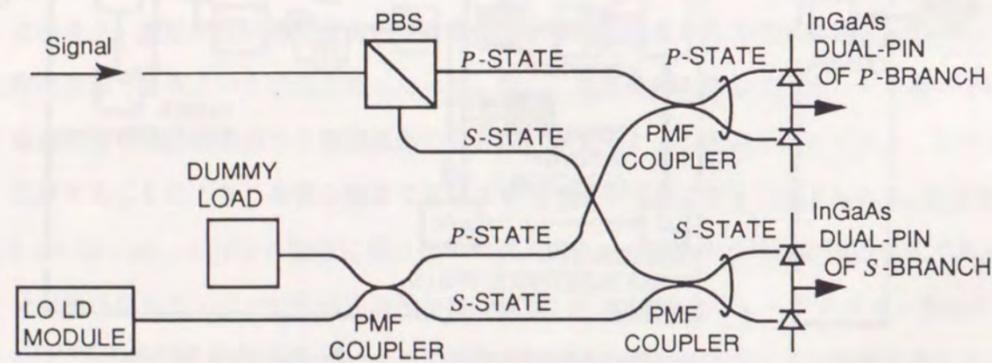


図5.1 位相連続FSK送受信系の構成

表5.1 FSKヘテロダイン方式光ファイバ伝送系の主要パラメータ

Items	Parameters
Transmission bit rate	2.48832 Gbit/sec
Optical wavelength	1.55 μm region
Optical fiber type	Single mode fiber
Repeater gain	> 48 dB
Transmitting power	> +9 dBm
Receiver sensitivity at $P_e = 10^{-11}$	< -39 dBm
Modulation	CPFSK direct modulation (modulation index = 0.8)
IF center frequency	4.98 GHz
Demodulation	Delay demodulation
Countermeasure for Polarization fluctuation	Polarization diversity receiver



PBS : POLARIZATION BEAM SPLITTER
PMF COUPLER : POLARIZATION MAINTAINING FIBER COUPLER

図5.2 偏波ダイバーシティ受信用光ハイブリッド回路

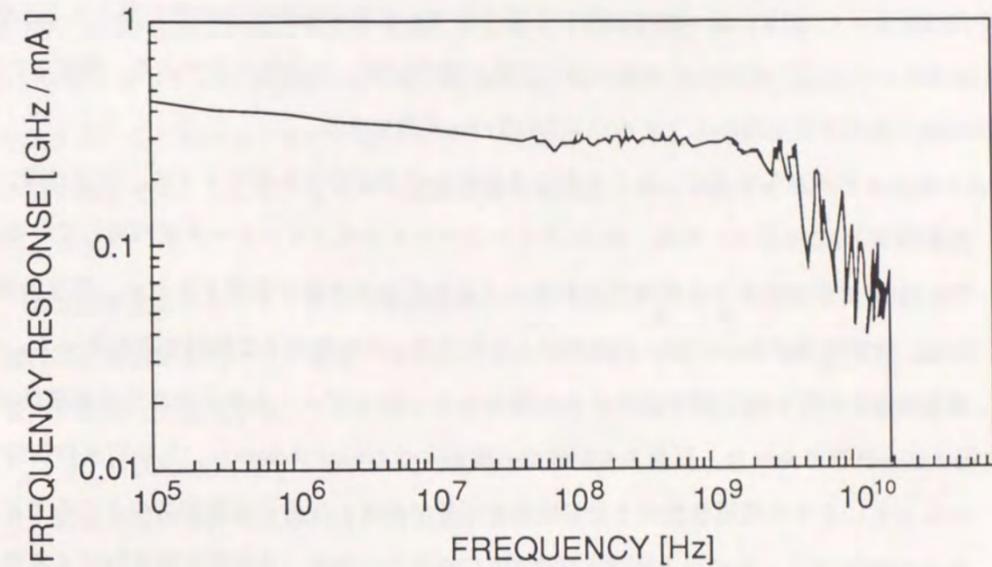


図5.3 送信用DFB-LDモジュールのFM変調特性

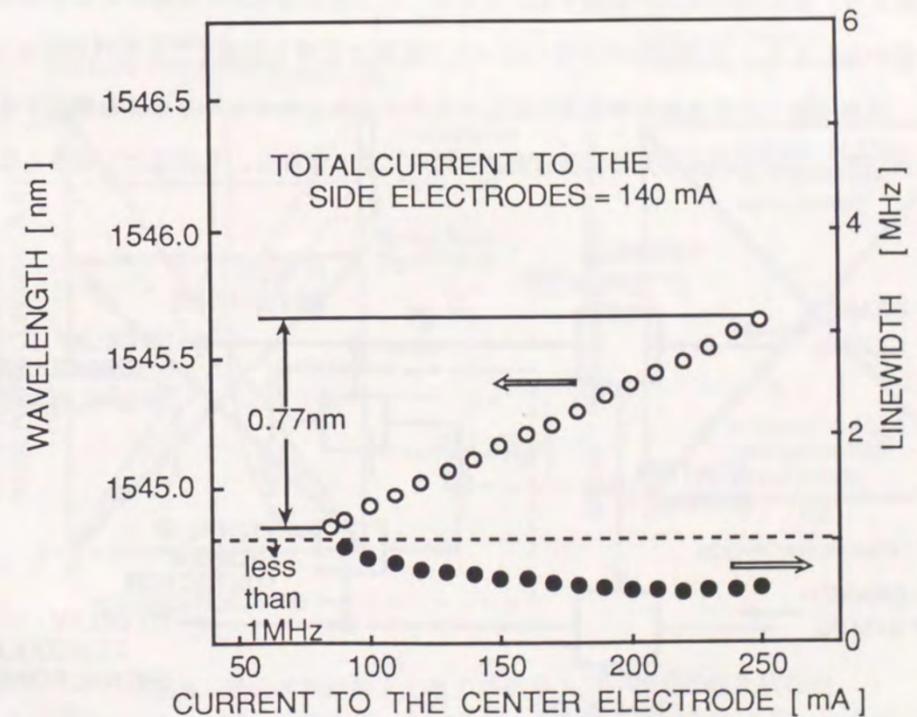


図5.4 局部発振器用DFB-LDの発振周波数特性

局発光源は中央電極への注入電流量を90~250 mA とすることにより、スペクトル線幅 1 MHz 以下で、0.77 nm (97 GHz) の範囲にわたって発振波長を連続的に変えることが可能であり、この広い範囲内の送信光源の波長の変化に対して追従可能である。使用した送信光源、及び局発光源の光ファイバ入力は9 dBm程度である。

光ファイバからの反射による光源の発振波長の不安定化を避けるため、送信光源、局発光源用DFB-LDモジュール共、60 dB アイソレーションのアイソレータを内蔵している。また、各LDモジュールとも環境温度変動による発振波長変動を低減するため、温度制御を行った。実験室内においては、12時間以上にわたり、0.01度以下の制御精度があった。また、環境温度を15℃~35℃間で変化させた場合にも、LDモジュール出力光の周波数変動はわずか1 GHz以下であった。局発光の周波数可変幅が97 GHzであるから、自動周波数制御を用いることにより中間周波数は十分安定化が可能である。自動周波数制御のところでも述べるようにLDモジュールの出力光周波数変動1 GHz以下の場合、中間周波数変動による受信感度劣化を0.1 dB以下におさえることができる。

第3章で述べたように、ダイバーシティ受信においては受信信号光の偏波分離比 α の変動により、復調回路入力変動する。さらに、入力信号光電力の変動による復調回路入力変動が加わると、復調回路は非常に広い入力範囲で正常な復調を行わなければならない。復調回路への要求条件が非常に厳しいものになる。このような条件を緩和するため、復調回路入力を受信信号光の偏波分離比 α のみにより変動し、受信電力に依存しない機能

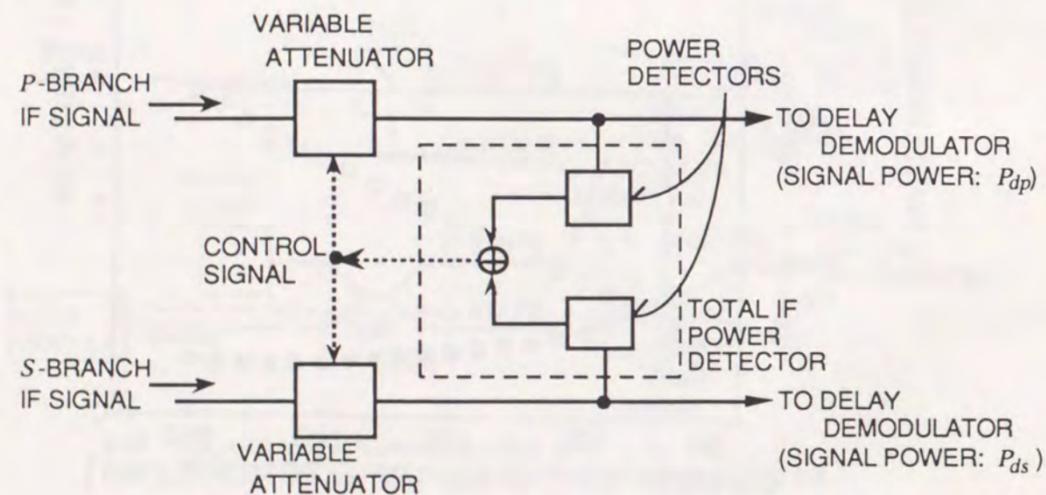


図5.5 偏波ダイバーシティ受信用自動利得制御回路の構成

をもつ自動利得制御回路の新しい構成法を考案した^[79]。本構成により復調回路の所要動作範囲の大幅な低減が可能となる。考案した自動利得制御回路の構成を図5.5に示す。まず、P、S各チャンネルの中間周波信号電力を検出し、その和により中間周波信号の電力和を検出する。この和があらかじめ定められた一定値となるように両チャンネルの可変減衰器の値を制御する。ここで、2つの可変減衰器の減衰量は等しい値となるように制御するものとする。

偏波分離比 α と各チャンネルの復調回路への入力電力 P_{dp} 、 P_{ds} の関係を図5.6に示す。自動利得制御回路を用いない場合、図5.6(a)に示すように各チャンネルの P_{dp} 、 P_{ds} は入力信号電力に比例して変化する。これに対し、図5.5に示した自動利得制御を行うことにより、 P_{dp} 、 P_{ds} は図5.6(b)に示すように入力信号電力にかかわらず、 α のみに依存したものとなり、前述の機能を持つ自動利得制御回路が実現できる。

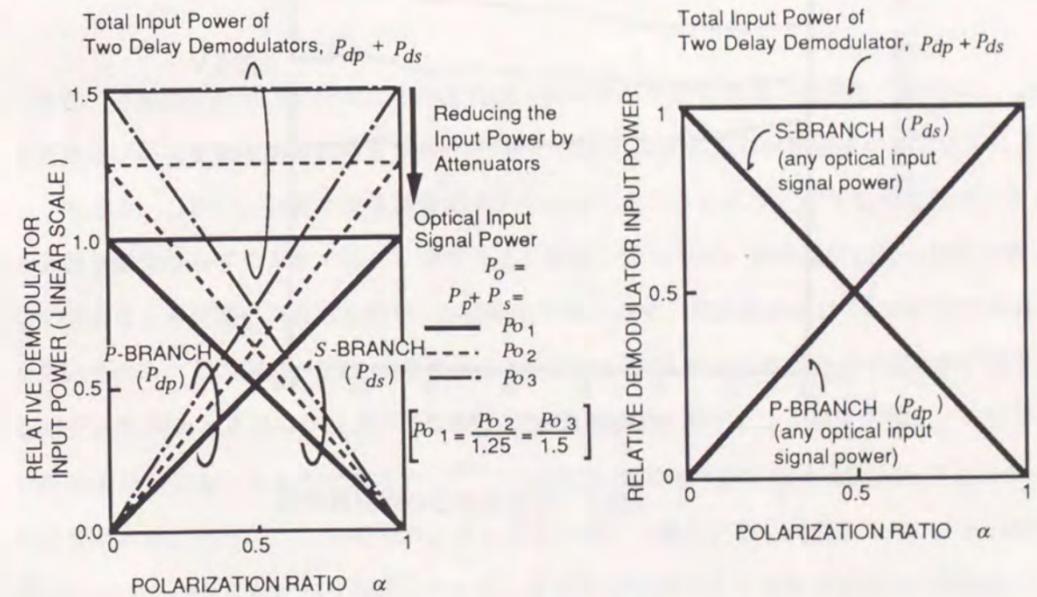


図5.6 遅延検波回路入力電力の信号入力、偏波分離比依存性
(a) AGCを用いない場合、(b) 理想的なAGCを用いた場合

使用した可変減衰器の周波数特性を図5.7に示す。可変減衰量20 dB以上にわたり、1 GHz～10 GHzの領域で平坦な周波数特性を持っている。本伝送系の中間周波数帯の所要帯域幅は2.5 GHz～7.5 GHzであるから、使用した可変減衰器は中間周波信号電力制御用として十分な周波数帯域幅を持っていることがわかる。図5.8に自動利得制御時の中間周波信号電力の測定値を示す。入力信号電力-30～-45 dBm間の変動にもかかわらず、 P_{dp} 、 P_{ds} は、±1 dB以内の変動に保たれており、復調回路の動作領域の大幅な低減（13 dBの低減）が図れていることがわかる。

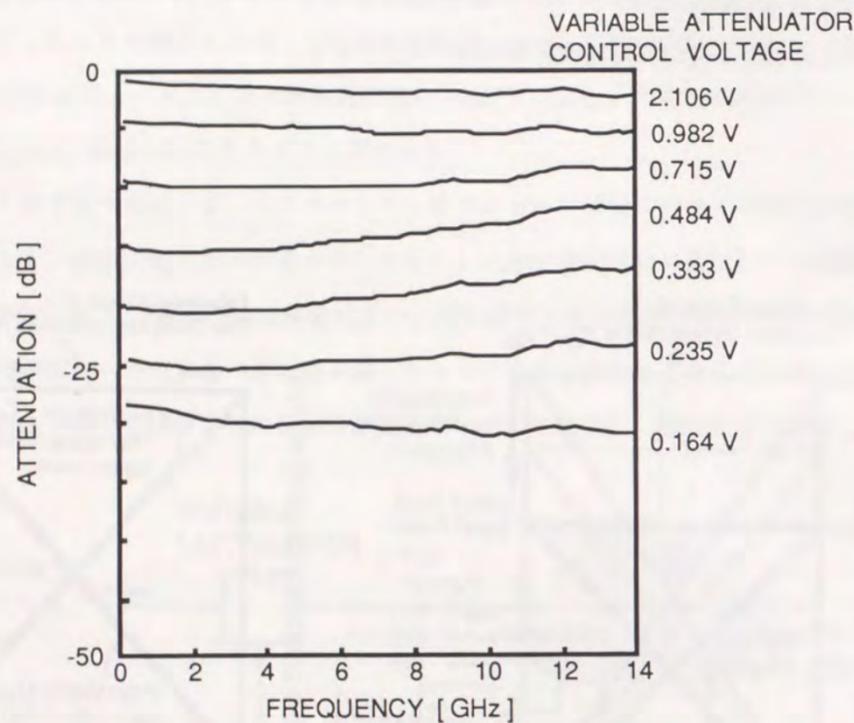


図5.7 可変減衰器の周波数特性

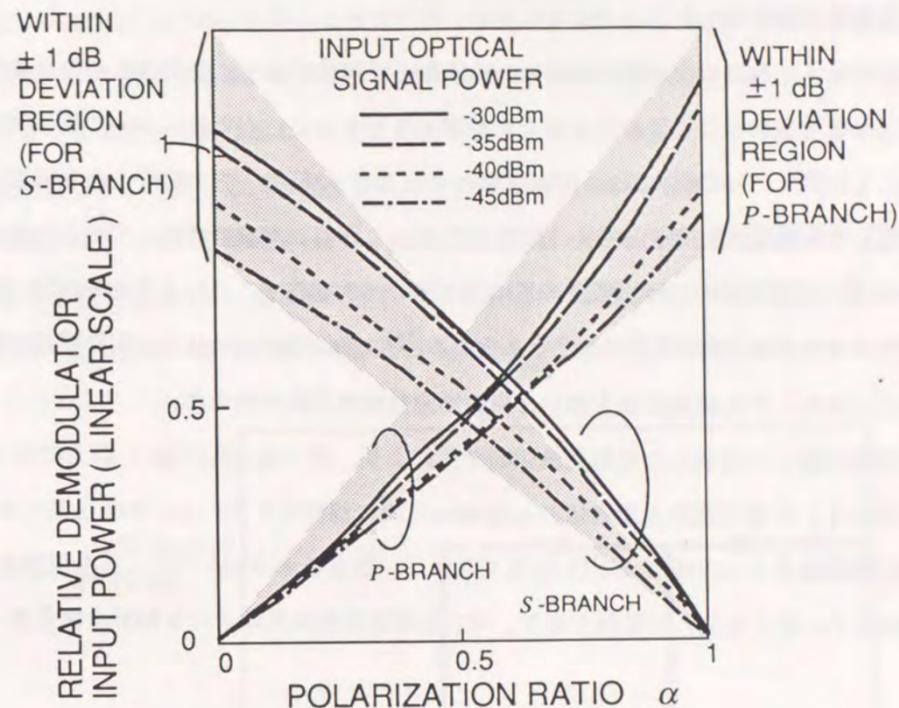


図5.8 偏波ダイバーシティ用AGC特性の実測値

また、中間周波数の安定化も、高感度受信を実現するために必要な機能の一つである。送信光源及び局発光源の周波数ゆらぎは、LD素子の温度変動及びLD駆動電流の雑音成分によって生じる。しかし、現実には低雑音電流源を使用することにより、おもな周波数ゆらぎの原因を温度ゆらぎのみとすることができる。前述したように、環境温度15℃～35℃の変動を考えると各光源の周波数変動は1 GHz程度であるので、周波数差には2 GHz程度の変動が見込まれる。この値は、5.2.2項で述べる2.488 Gb/s FSK伝送における中間周波数の所要安定度±30 MHzと比べて十分大きく、自動周波数制御が必要となる。温度変動による影響は数十Hz以下におけるものである^[82]、自動周波数制御の制御帯域は数十Hz以上とする必要がある。一方、 $2^{15}-1$ の擬似ランダム信号を用いた場合、信号周波数スペクトルは80 kHzから2.488 GHzにわたって存在している。周波数弁別器により中間周波信号の周波数の平均値を検出し、あらかじめ定められた一定値となるように制御する簡便な構成の自動周波数制御系においては、上記信号成分を自動周波数制御により消失させないため、制御帯域は80 kHz以下とする必要がある。さらに、長周期の擬似ランダム信号の伝送も考え、こ

ここでは制御帯域を100 Hz とした。

FSK伝送系において、中間周波信号の周波数の平均値ではなく受信信号の搬送波周波数を検出する方法についても、別途新たに提案するとともに、有効性について実験的にも明らかにした^[83]。この場合には、伝送信号のマーク率（2値の一方の符号の存在確率）の変動に対しても安定に動作するという特長がある。しかし、本章で考察している2.488 Gb/s程度の高速度伝送の場合には、伝送符号にスクランブラを施すことにより10 ms間における伝送符号のマーク率はほぼ1/2で一定であること^[84]、平均値検出のほうが回路構成が簡便であることから、平均値検出法を用いた自動周波数制御回路を用いた。

本実験において構成した自動周波数制御系により、15 GHz（0.12 nm）以上のロックレンジにわたり、中間周波数を最適値の±10 MHz以内に制御できていた。本伝送系においては、最適中間周波数の±30 MHz以内に制御できれば、周波数オフセットによる受信感度劣化を0.1 dB以下に押えることが可能であり、本自動周波数制御系は十分な制御特性を持っている。

また、偏波ダイバーシティ受信系へどのような偏波状態の信号入力がある場合にも、自動周波数制御に用いる周波数弁別回路への中間周波信号入力電力を確保するため、図5.9に示すスイッチにより受信系の2チャンネルから信号電力の大きなほうの中間周波信号を選択する構成を用いた。本構成は、変調指数にかかわらずFSK方式全般に使用可能なほか、

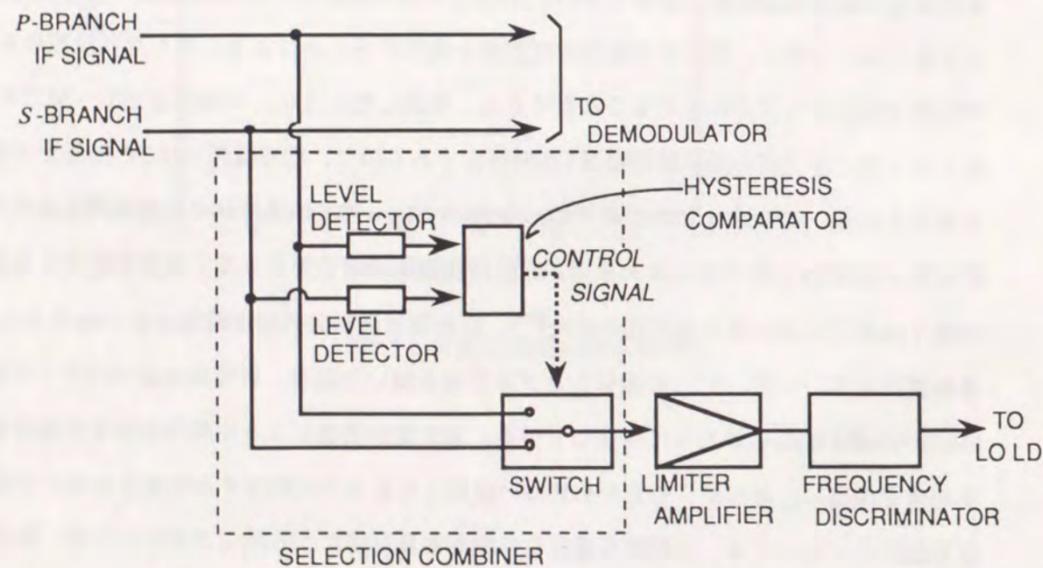


図5.9 偏波ダイバーシティ用自動利得制御回路 (AFC) の構成

ASK、PSK方式を含め、汎用的に使用可能な構成である。ここで、短時間に受信信号光の偏波状態が小刻みにゆらいだ場合、不要にスイッチ動作が繰り返されることが考えられる。このような誤動作を避けるため、図5.10に示すヒステリシス特性のある比較器出力を切り替え用信号として用いた。本伝送系においては、図5.10に示すパラメータ b_h を、0.1~0.2とした。スイッチの応答時間は約 $5\mu s$ である。これに比べ自動周波数制御系の帯域は100 Hz程度と狭帯域のため、切り替え動作時にも安定した制御特性が得られる。また、周波数弁別器への入力を一定とするため振幅制限機能を持つ増幅器を使用している。

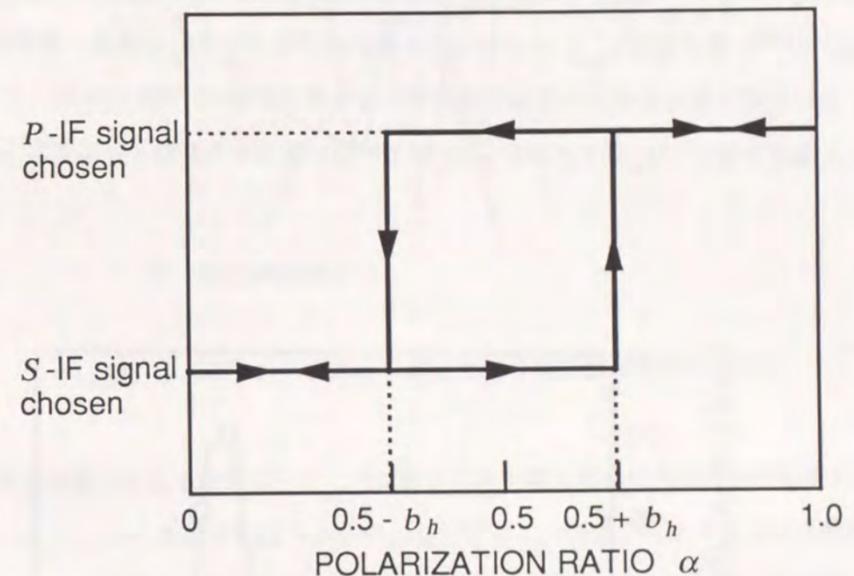


図5.10 AFC用選択合成回路の特性

次に、本構成の自動周波数制御系の中間周波数制御特性を、偏波変動による影響を含め、確認した。入力信号光電力-41 dBm、自動周波数制御系が動作しない状態における中間周波数を、最良の受信感度が得られる中間周波数である5 GHzから2 GHz離れた7GHzに初期設定した。偏波成分比 α を0から1まで大きく偏波変動させた場合について、自動周波数制御の特性を測定した。偏波状態は偏波スクランブラ^[85]により10 Hzから1 MHzの周波数で変動させた。測定結果を図5.11に示す。偏波変動の周波数が30 kHz以下において、30 MHz以下の周波数偏差に制御できていた。30 MHzの周波数偏差による受信感度劣化量は、あとで図5.16を用いて説明するように、わずか0.1 dBであるため、本構成により周波数変動に

よる受信感度劣化を十分低減できていることがわかる。100 kHz付近で大きな制御誤差が生じているのは、スイッチの応答の遅れにより応答時間 τ_{res} が $5\mu s$ となり、誤って小さいほうの信号電力を選択してしまっているためである。100 kHz以上ではかえって制御周波数誤差が小さくなっている。100 kHz以上の周波数領域では、スイッチが動作できないため、全中間周波信号電力の半分がリミッタ増幅器に入力されるため、正常な自動周波数制御を可能としているためである。

実際に使用する伝送システムにおける偏波変動に対する応答時間 τ_{res} 、およびヒステリシス特性(パラメータ b_h)に対する要求条件は、2章に示した偏波ゆらぎ特性をもとに求められる^[86]。応答時間 τ_{res} 、ヒステリシス特性のパラメータ b_h の場合、自動周波数制御回路における切り替え合成の正常動作の限界となる偏波変動は、図5.12において τ_{res} 内の時間に S_1 座標の値が $-2b_h$ 以下の値から $2b_h$ 以上の値に変化する変動として表すことができる。

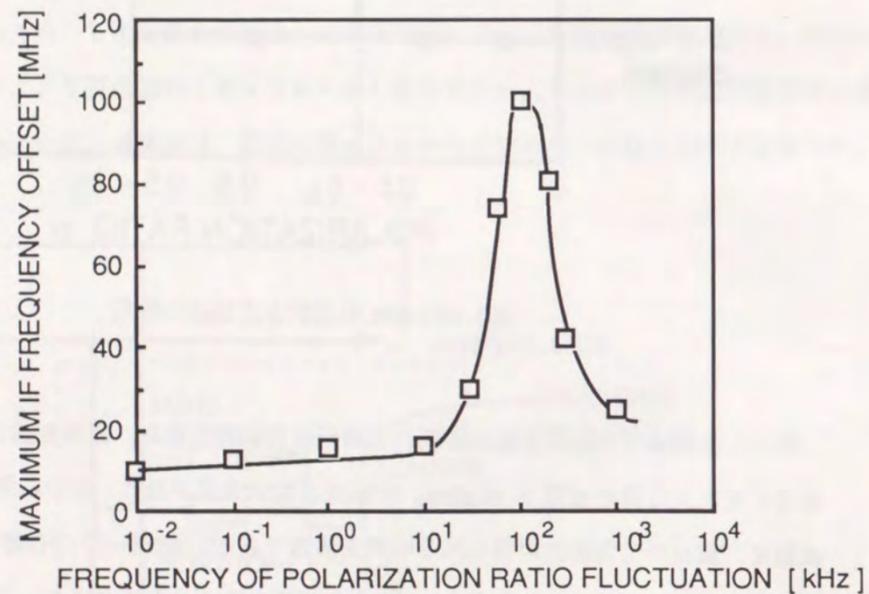


図5.11 入力信号光の偏波状態変動による中間周波数の最大オフセット

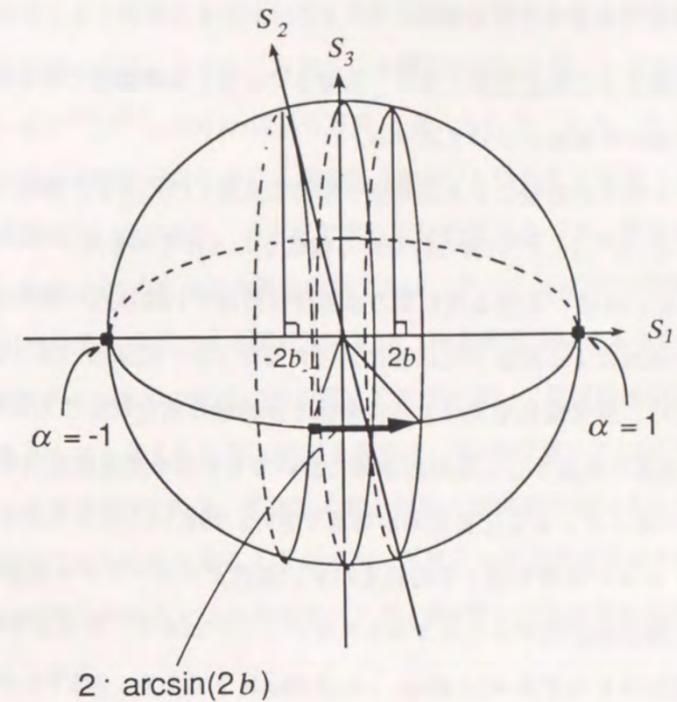


図5.12 ポアンカレ球上における信号光偏波ゆらぎの表現

このような変動が生じる確率は、 τ_{res} 内にポアンカレ球上における経度方向の変動が $2 \arcsin 2b_h$ 以上生じる確率 P_d より小さい。したがって、伝送システム的设计寿命期間内に生じる P_d の確率が十分小さければ、システム品質への影響は無視できる。式(2.33)より、

$$P_d = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{2 \arcsin(2b_h)}{\sqrt{2\sigma_{w0}^2 \tau_{res}}} \right] \quad (5.1)$$

と表される。一方、布設時も含め現在得られている布設ケーブル出力光の偏波ゆらぎについては、最大でも評価パラメータの分散値が $100 \text{ rad}^2/\text{s}$ である。従って、 $\sigma_{w0}^2 = 100 \text{ rad}^2/\text{s}$ 、また図5.11から得られる $\tau_{res} = 5 \mu\text{s}$ を式(5.1)に代入することにより、 b_h が0.1以上の場合上式より発生間隔は 10^3 年以上と十分大きな値となることが分かる^{[36],[87]}。このことから、伝送系における b_h を0.1~0.2とした。

5.2.2 現場環境下を含めた伝送実験

次に、変復調および伝送実験により、前項までに示した構成法による伝送系の各種ゆらぎに対する安定性の検証について述べる。

擬似ランダム符号の段数による符号誤り率特性を図5.13に示す。擬似ランダム符号としてそれぞれ 2^7-1 、 $2^{15}-1$ 、 $2^{23}-1$ 個の符号から構成される符号列を用いている。符号誤り率として 10^{-9} 、あるいは 10^{-11} を得る受信電力は各符号列間で1 dB以内の差異にとどまっておき、符号の段数の増大による感度劣化は特に見られなかった。従来のFSKヘテロダイン方式を用いた実験では、符号段数増大による符号誤り率特性の劣化が生じることが報告されており^[20]、本伝送系で光源として低周波領域においても平坦な周波数変調特性を持つ3電極DFB-LDを用いたことによる改善効果が確認できた。図5.14に入力光信号の各偏波状態($\alpha = 0, 0.5, 1$)における符号誤り率特性を示す。偏波ダイバーシティ受信構成により、符号誤り率特性の偏波依存性がほとんどみられないことがわかる。符号誤り率 10^{-9} および 10^{-11} を得る受信電力はそれぞれ-42.6 dBm、-41.0 dBm以下である。表5.1に示したように、送信出力を9 dBm以上とすることが可能なため、送受レベル差50 dB以上が得られる。1.55 μm 帯で光ファイバの損失として0.18 dB以下が得られていること^[73]、300 km伝送における光フ

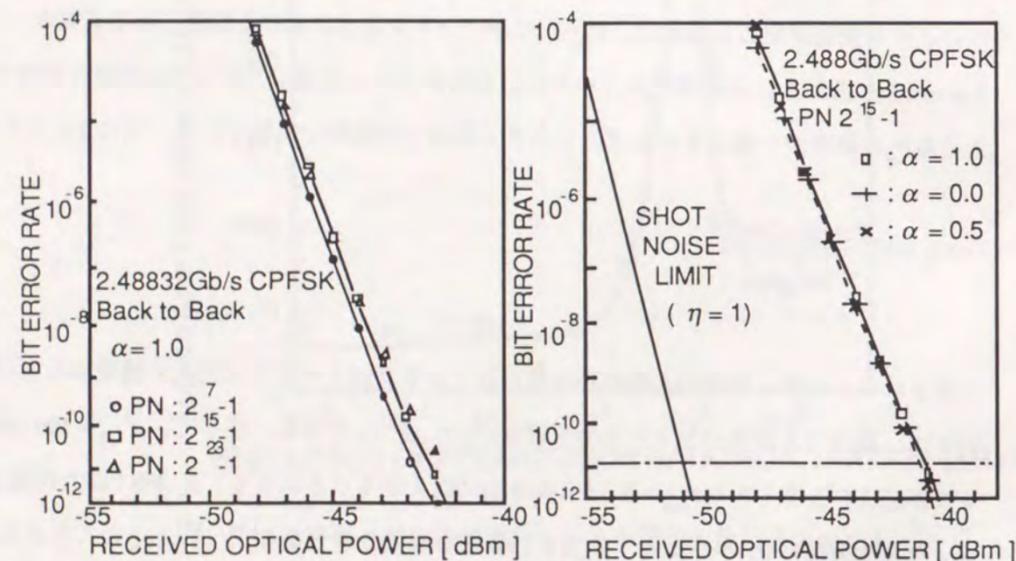


図5.13 送信受装置における符号誤り率の疑似ランダム符号長依存性

ファイバの波長分散による受信感度劣化は図4.12から1 dB以下であることから、270 km以上の無中継伝送が可能である。さらに、送信系に光電力増幅器を用い、送信出力を15 dBm以上とすることにより^{[77],[81]}、300 km伝送も可能と考えられる。また、光ファイバのショット雑音限界における基準伝送系における符号誤り率 10^{-9} を得る受信電力(-50.1 dBm)からの受信感度劣化量は7.5 dBである。第4章で示した解析法に基づき、受信感度劣化要因は熱雑音 0.5 dB、pin ホトダイオードの量子効率 1.3 dB、光ハイブリッド回路の過剰損失 1.1 dB、偏波ダイバーシティ合成による劣化量 0.4 dB、符号間干渉によるもの 0.5 dBであり、残余の3.7 dBは両チャンネルの電気回路の周波数特性の違い、遅延検波回路及び識別回路の不完全性によるものと考えられる。本伝送系では、第4章で述べた伝送実験系と比べ、光ハイブリッドの過剰損失が0.8 dB、受信系の電気回路の周波数特性により生じる復調波形歪みによる感度劣化が3 dB以上あると考えられ、これにより受信感度が4 dB程度劣化しているが、今後回路特性の改善をはかることにより、第4章と同様の受信感度劣化量に低減できるものと考えられる。

さらに受信信号光の偏波状態変動に対する受信感度の安定性を確認するため、受光電力-43 dBmにおいて大きな偏波状態変動を生じさせたときの符号誤り率の変動を測定した。図

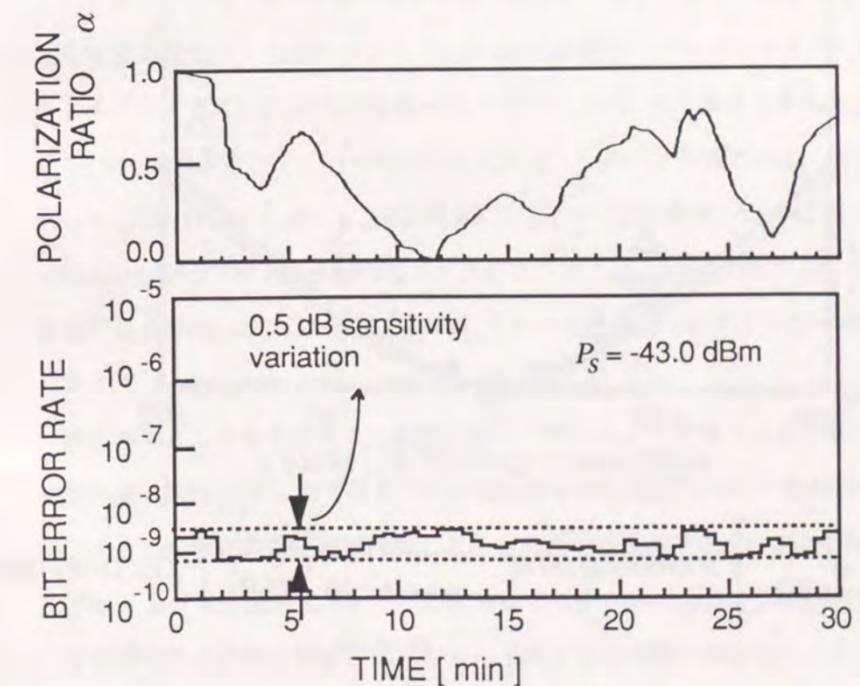


図5.15 入力信号光偏波状態変動による受信符号誤り率の変動

5.15に示すように偏波分離比 α を0から1まで変化させたときの符号誤り率はわずか 8×10^{-10} から 3.7×10^{-9} の範囲内での変動に留まっている。ここでの偏波変動は、第2章で確認したものより十分高速の変動を、伝送用光ファイバの一部の屈折率差を故意に変化させることにより生じさせている。本測定結果及び図5.14の結果より、偏波変動による受信感度変化はわずか0.5 dB以内におさえられていることがわかる。

図5.16に中間周波数の偏差に対する受信感度変化を示す。但し、偏波分離比 α は1とした。測定は最適中間周波数、および最適中間周波数と異なるいくつかの中間周波数に自動周波数制御した場合のそれぞれの受信感度から求めた。実験値とともに、送信光源及び局発光源のスペクトル線幅の和が3 MHzの場合の理論値を示している。計算においては帯域通過フィルタは信号伝送帯域より十分広く、その他中間周波数領域における各回路の周波数特

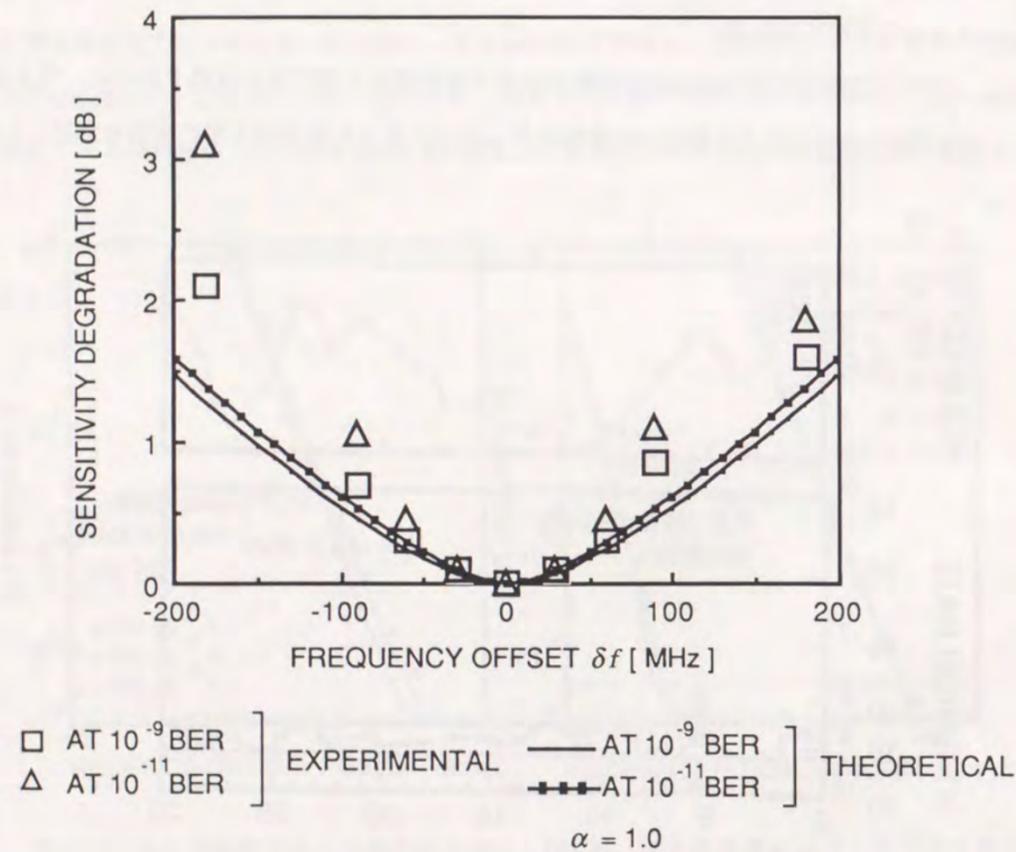


図5.16 周波数オフセットによる受信感度劣化量

性は平坦と仮定している。この場合、式(4.1)の変調指数パラメータを式(5.2)で置き換えることにより理論的な受信感度劣化の値が得られる^[88]。

$$\beta = 1 - (2\delta f) / (\text{最適周波数偏移}) \quad (5.2)$$

実験と理論の結果は周波数偏差が ± 60 MHz以内でよい一致を示していることが確認できる。周波数偏差が ± 60 MHz以上でみられる両結果間の多少の差異は、実験系の中間周波数領域の回路の周波数特性が平坦でないことによると考えられる。本結果から、周波数偏差 ± 30 MHz以内とすることにより、符号誤り率 10^{-11} を得る受信感度の劣化を0.1 dB以内に押えることが可能なことが確認できた。同様の結果は、 $\alpha = 0.5$ 及び $\alpha = 0.0$ の場合にも得られた。

さらに本伝送系構成法が、現用システム的环境下においても十分有効であることを検証した。検証実験においては、海底に布設された光ファイバを主要な伝送路とした現場環境下の伝送路を用いた。また、伝送装置は図5.17に示すように、現在実用化されている伝送装置にも使用されている伝送架内に実装した。実験ルートを図5.18に示す。また、伝送装置OS-1~OS-3及びOR-1~OR-3は図5.19に示すように大分、伊予に設置し、光ファイバケーブルは大分局-伊予局間及び伊予局-呉局間に布設されているものを用いた。各局間とも海底布設光ファイバケーブル(1.55 μm 零分散単一モードファイバ)および陸上布設光ファイバケーブル(1.3 μm 零分散単一モードファイバ)から構成されている。各ルートにおける1.55 μm 零分散ファイバの使用長の比率は、大分-伊予間で88%、伊予-呉間で85%であった。図5.19に示すOS-1(送信装置)とOR-1(受信装置)間の伝送ファイバ損失、いはいかえれば伊予-呉-伊予間の光ファイバループの損失は44.0 dBであった。OS/OR-2中継装置およびOS/OR-3中継装置間の伝送ファイバ損失はそれぞれ33.7 dB及び33.1 dBであった。

検証実験として以下に示す3種類について行った。まず第1は各中継装置の符号誤り率特性測定(図5.19(a))、第2は2つの中継装置を縦続接続したときの長期安定性(図5.19(b))、第3は3つの中継装置を縦続接続したときの長期安定性(図5.19(c))、の確認である。(b)及び(c)における伝送用光ファイバの全長はそれぞれ294 kmおよび431 kmであった。

受信信号の3種類の偏波状態における代表的な符号誤り率特性として、OS/OR-1に対する特性を図5.20に示す。符号誤り率 10^{-12} 以下の測定においては、測定に必要な時間内に

受信信号の偏波状態の変動が生じており、測定時の偏波状態の特定は出来なかった。符号誤り率のフロアは 10^{-14} 程度までは観測されなかった。また、図5.14と比較することにより実験室内と、現場環境下における符号誤り率特性の差異は見られなかった。また、現場環境下においても伝送用光ファイバを用いた場合と用いない場合での特性の差異は見られなかった。

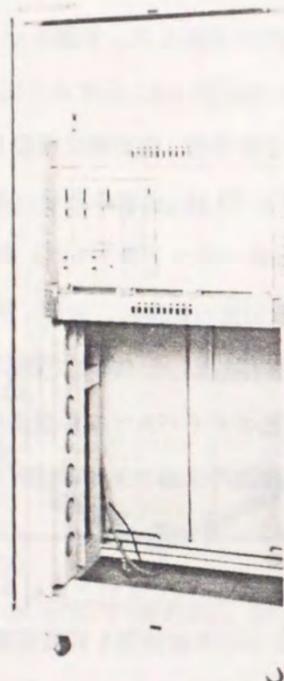


図5.17 架に実装されたFSKヘテロダイン方式再生中継装置

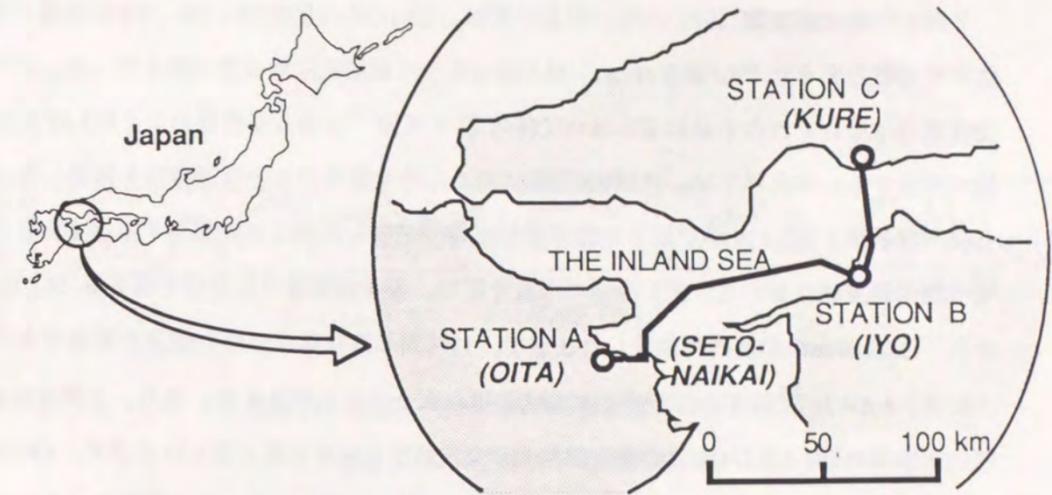


図5.18 現場実験ルート図

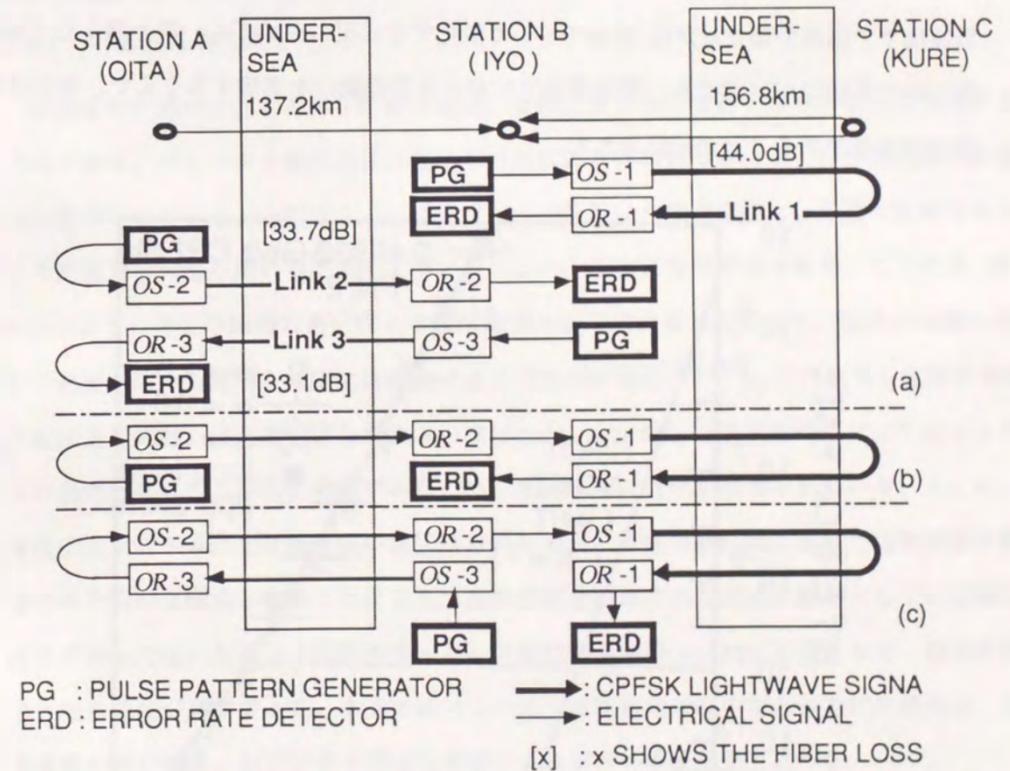


図5.19 現場実験の構成

- (a) 一つの送受信装置による構成
- (b) 二つの送受信装置による構成
- (c) 三つの送受信装置による構成

2再生中継伝送実験(図5.19(b))においては、OS/OR-1及びOS/OR-2中継装置の受信信号光電力をそれぞれ-36.0 dBm、-34.5 dBmとして長期安定度確認実験を行った。この受信電力はそれぞれの中継装置において符号誤り率 10^{-11} を得る受信電力より約5 dB大きい値に相当する。本条件下で、連続106時間にわたる符号誤りのない伝送特性を確認した。これは、符号誤り率 1.1×10^{-15} 以下の符号誤り率特性が得られたことに相当する。また、3再生中継伝送実験において、図5.19(c)の構成を用い、各中継装置の入力信号電力を-36.0 dBmから-35.0 dBmの範囲内に設定した状態で、17時間の符号誤りのない伝送を確認できた。これは、 6.6×10^{-15} 以下の符号誤り率特性が得られたことに相当する。また、2再生中継伝送実験時のOR-1及びOR-2の受信信号光の偏波状態の時間変動を図5.21に示す。OR-2に比べOR-1の受信信号光の方が高速で大きな偏波変動が観測された。この差異は、主にOS/OR-1に用いた伝送路の方が大きな機械的振動を受けたためと思われる。OR-3の受信信号光の偏波変動は、OR-2の受信信号光の偏波変動と同様の特性を示した。このように、現場環境下で偏波分離比 α がほぼ0から1まで変化する状況においても、符号誤りなく106時間にわたる伝送が確認でき、現場環境下における安定動作を実現するうえで、本伝送系構成法が有効であることが検証された。

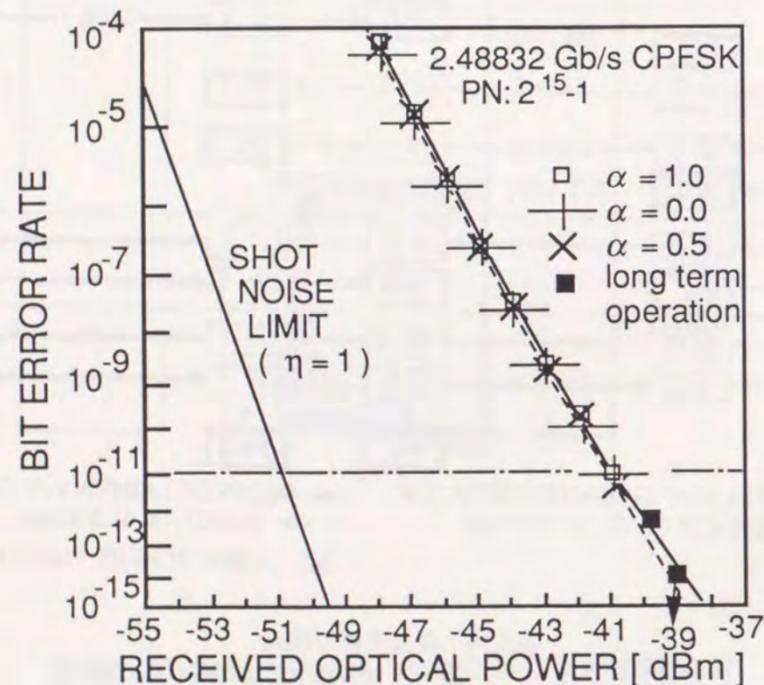


図5.20 現場実験における符号誤り率特性

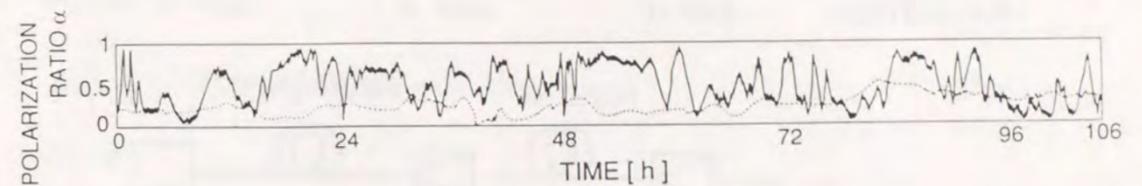


図5.21 現場ルートにおける伝送信号の偏波変動

実線：OR-1受信信号光の偏波状態

破線：OR-2受信信号光の偏波状態

5.3 光直接増幅中継伝送系

5.3.1 中継伝送系構成法

前節までに述べた通常の再生中継方式は、受信信号を各中継器で識別再生して伝送する方式である。デジタル光伝送は、従来本方式により行われてきた。一方、最近研究が急速に進められているエルビウムドープ光ファイバを用いた光増幅器は、構成が簡単であり、また高速電子回路を用いることなく高ビットレート伝送に使用可能である。このため、図5.22のように再生中継器のあいだに中継増幅器として用いることにより、構成の複雑な再生中継器を用いる間隔を飛躍的に増大できる可能性がある^{[89],[90]}。このような光直接増幅中継伝送方式は、長距離伝送システムの高ビットレート化、高信頼度化、ひいてはシステムの価格低減につながる可能性があるため、最近急速に研究が進められている。とくに、海底伝送システムに光直接増幅中継伝送方式を用い、海底中継区間においては光増幅中継器のみを用いる構成とすることにより、高信頼性を要求される海底中継器としては信頼性確保が容易でない高速電子回路や単一モード発振の半導体レーザーが不要となり、開発費用の大幅な低減が期待できる。本節では、このような光直接増幅中継伝送方式の構成法、伝送特性の解析結果、および多中継伝送実験による解析の検証結果を述べる。

再生中継方式において符号誤り率を決定する主要な要因は、第4章で述べたように局発光のショット雑音、送信系、伝送路及び受信系における信号の歪みによるものであった。

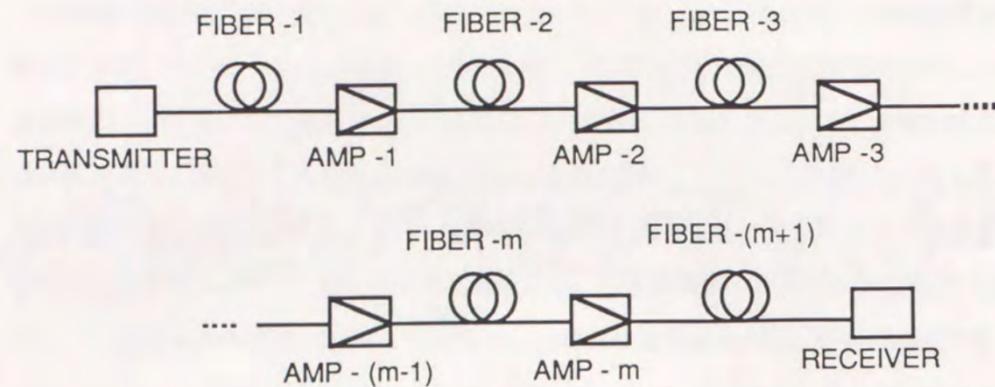


図 5.22 光直接増幅多中継伝送実験系の構成

これに対し、送受信装置としてヘテロダイン検波方式を用いた光直接増幅中継伝送系においては、局発光と各光増幅器で発生する自然放出光との間のビート雑音、送信系、伝送路及び受信系における信号の歪みにより伝送特性が決定される^{[90],[91]}。

受信系の中間周波数帯における信号電力は、式(5.3)により示される。

$$S = 2D^2 P_o L_{end} L_r P_{LO}$$

$$D = e\eta / h\nu$$
(5.3)

ここで、

- ν : 信号光の搬送波周波数
- P_o : 光増幅器信号出力電力
- L_{end} : 最終段の光増幅器出力端と受信装置間の伝送損失
(最終段の光ファイバの損失と受信装置前に挿入された光減衰器損失の和)
- L_r : 受信装置信号入力端子と受光素子間の光回路の損失
- P_{LO} : 受光素子に結合された局発光電力

また、単位帯域幅あたりの中間周波数領域での雑音電力 N は次式で与えられる。

$$N = N_{LO, shot} + N_{th} + N_{LO-sp}$$
(5.4)

ここで、

- $N_{LO, shot}$: 局発光ショット雑音
- N_{th} : 受信回路の熱雑音

N_{LO-sp} : 局発光 - 自然放出光間ビート雑音

であり、

$$N_{LO, shot} = 2eDP_{LO}$$
(5.5)

$$N_{LO-sp} = 4DP_{LO} e\eta (G-1) n_{sp} L_{end} L_r M_{amp}$$
(5.6)

ここで、

- G : 光増幅回路利得
- n_{sp} : 光増幅回路の反転分布パラメータ
- M_{amp} : 使用光増幅器数

式(5.4)で示さなかった雑音、例えば信号光 - 自然放出光間ビート雑音や自然放出光間ビート雑音の電力は、局発光 - 自然放出光間ビート雑音電力に比べ十分小さいため無視した。また、第4章で示したバランス型受信器を用いることにより、局発光の強度雑音と同様に信号光 - 自然放出光間ビート雑音や自然放出光間ビート雑音を低減することが可能である。光増幅中継伝送系にヘテロダイン方式を用いる場合の大きな特長としてこのバランス型受信器の使用による信号光 - 自然放出光間ビート雑音、自然放出光間ビート雑音の低減(理論的にはなくすことが可能)があげられる。

波形劣化が無視できる場合には、再生中継器にFSKヘテロダイン遅延検波方式を用いた場合、符号誤り率 P_e と上記信号及び雑音レベルの関係は、中間周波数帯でのSN比 ρ を、

$$\rho = S / (N B_{IF})$$
(5.7)

として、式(4.1)により求めることができる。

また、所要の符号誤り率以下とするために必要な信号対雑音電力比 ρ_{req} は式(4.1)より求められる。一般に帯域通過フィルタの帯域幅は符号伝送速度の2倍あれば十分である。このことから、式(5.7)の B_{IF} を符号伝送速度の2倍とし、多中継伝送時のため局発光 - 自然放出光間ビート雑音が主要な雑音である場合を考えると、式(5.3)(5.4)(5.6)(5.7)から、符号伝送速度 B 、光増幅中継伝送可能な距離 L_{limit} 、光増幅器利得 G 、光増幅中継器間隔 L_{amp} の間に以下の関係が成り立つ。

$$L_{limit} B = \frac{L_{amp} P_s}{4 \rho_{req} (G-1) h \nu n_{sp}}$$
(5.8)

ここで、

ρ_{req} : ヘテロダイン検波時において所要の伝送品質を得るために必要な

復調回路入力端における信号対雑音電力比

式(5.8)から、符号伝送速度、および光増幅中継伝送距離が与えられたときの、所要中継間隔 L_{amp} 、光増幅器出力 P_s 、及び雑音特性を示す n_{sp} に対する所要条件を与えることができる。

5.3.2 多中継伝送実験

以上の考察内容を検証するため、第4章で述べたFSKヘテロダイン送受信系、エルビウムドープ光ファイバ増幅器および1.55 μm 零分散ファイバを用いて、多中継伝送実験を行った^[92]。

光ファイバ増幅器の構成を図5.23に示す。光ファイバ増幅器には濃度96 ppm、長さ158 mのエルビウムドープファイバを用いた。長さは、入力-20 dBm時に最大利得が得られる条件により決定した。また、1.48 μm 光源により前方励起を行った。エルビウムドープファイバへ結合された励起光出力は、約50 mWであった。エルビウムドープファイバの前後には、安定な光増幅特性を実現するため、偏波依存性がなく35 dB以上のアイソレーションのある光アイソレータを用いた。波長1.536 μm をピークとする光増幅回路から発生する光雑音を除去するため3 nmあるいは1 nmの通過帯域幅の光フィルタを各光増幅器において使用した。この光フィルタにより光雑音の累積による光増幅器の飽和を防止している。

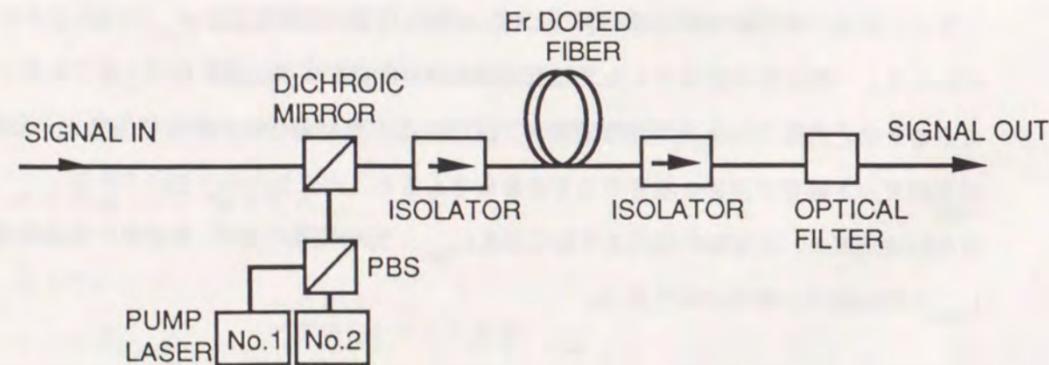


図5.23 光ファイバ増幅回路の構成

伝送路として、単長80 km、送信光源波長1.5542 μm における平均損失0.21 dB/km、平均分散値-0.02 ps/km/nmのボビン巻きの光ファイバを用いた。

まず、単調80 kmの光ファイバ伝送路を含む図5.22の構成で光増幅段数を1段から25段まで変化させた場合について、受信系での雑音電力を測定した。各光増幅器出力はほぼ0 dBmとなるように設定した。雑音電力は、中間周波数帯の周波数5.0 GHzにおける値を測定した。本測定時には、局発光の発振周波数を信号光の搬送波周波数から20 GHz程度離調した状態に設定した。この離調は、信号光の変調によるスペクトル広がりおよび信号光、局発光のFM雑音による影響を除去する為に行った。受信系に入力される光雑音は20 GHzに比べ十分広い帯域幅を持っているから、このような離調を行っても十分正確に所要の光雑音を測定可能である。光増幅器に無関係な局発光ショット雑音、および受信回路の熱雑音成分を除去した雑音電力の受信光電力依存性および光増幅器段数依存性を図5.24、図5.25に示す。図5.24から、光直接増幅中継伝送系により発生する雑音は受信光電力に比例していることが確認できる。信号光-自然放出光間ビート雑音および自然放出光間ビート雑音は、受信光電力の2乗に比例して増える成分でありこれらの成分が無視できるということから、本実験系においては式(5.5)に示す局発光-自然放出光間ビート雑音が支配的であることがわかる。また、図5.25に示す通り雑音電力は光増幅中継段数に比例しており、理論式(5.5)とよく一致していることが確認できる。

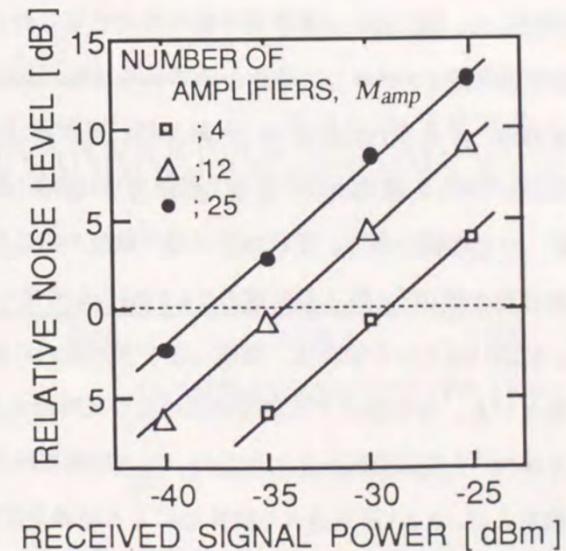


図5.24 受光雑音量の受信信号電力依存性

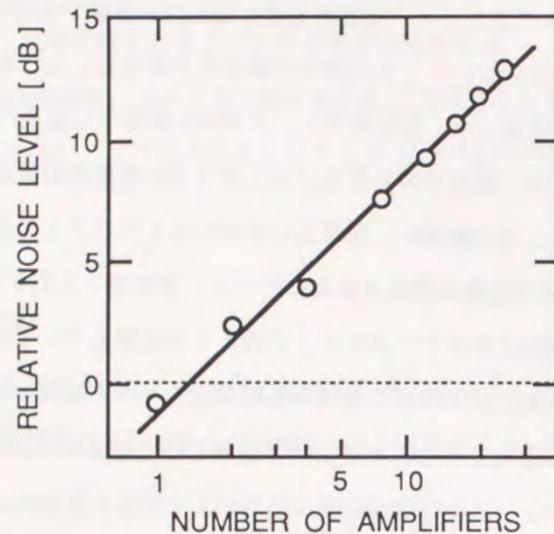


図5.25 受光雑音量の中継増幅器数依存性
 受信信号電力 -25 dBm時。雑音レベルは受信回路雑音との比を示した。

次に、2.488 Gb/sにおける伝送実験により、解析結果の検証を行った。図5.22の構成で、各光増幅器の前後には前述の80 km長の1.55 μm 零分散ファイバを用い、さらに送信装置直後に41.5 km、受信装置直前に90.1 km長の平均損失0.18 dB/km、平均分散値18 ps/km/nmの光ファイバを接続した。図5.26に25光増幅中継時の信号電力のレベルダイアグラムを示す。図5.22で光増幅器段数 $m=25$ とした場合、全ファイバ長、全伝送路損失および光ファイバ波長分散の合計は、それぞれ2223.8 km、454.5 dB、及び2326 ps/nmとなる。この分散値および第4章の図4.12から、波長分散による受信感度劣化は0.1 dB以下と見積もられる。図5.27に送受信時、12光増幅中継時、及び25光増幅中継時の伝送特性を示す。2220 km伝送時においても、符号誤り率 10^{-9} を得る受信電力は4.2 dBしか劣化せず、良好に伝送できていることがわかる。2,220 kmという距離は、海底伝送を含め国内における使用を考えれば十分な中継伝送距離といえ、本実験による実証結果のもつ意味は大きい。

次に、符号誤り率 10^{-9} を得る受信感度劣化量の、各光増幅器出力レベル及び光増幅中継段数依存性の実験および、5.3.1節で述べた計算法による結果を図5.28に示す。ここで、光増幅回路の反転分布パラメータ n_{sp} は、図5.24の測定結果より求めた値（信号光出力-11.5

dBm時、 $n_{sp}=2.4$ 、信号光出力-0.7 dBm時、 $n_{sp}=2.9$)を用いた。パワーペナルティからみると、信号光出力が $P_o=-11.5$ dBmと小さい場合には、実験結果は理論値とはほぼ同様の特性を示していることがわかる。このこと及び中間周波数における信号対雑音電力比の中継段数依存性は理論と一致することから、第4章で示した符号誤り率を決定する要因、局発光ショット雑音、受信系熱雑音、レーザの位相雑音に加え、前項で示した局発光-自然放光間ビート雑音の本伝送系特性を決定する主要因であることがわかる。また、信号光電力が大きくなると式(5.8)で示されるように伝送特性の改善が望める。実験的にも、信号光出力が $P_o=-0.7$ dBmと大きい場合には、 $P_o=-11.5$ dBm時と比べペナルティが減少していることから確認できる。しかし、 $P_o=-0.7$ dBm時には実験値が理論値より割合大きな劣化となった。この原因の1つとしては光ファイバのカー効果など非線型現象による送信波形の劣化などが考えられる。従って、さらにこの非線型現象による影響を含めた研究を行うことにより、国内の伝送のみならず大洋横断の光増幅中継伝送方式の構成法を明らかとすることが出来ると考えられる。

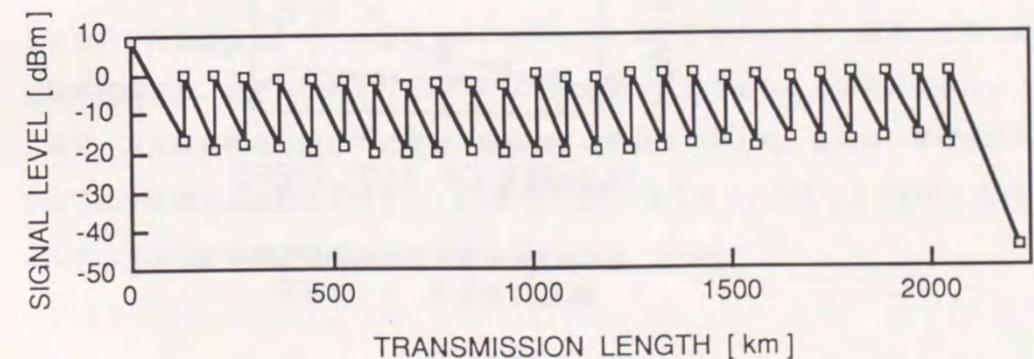


図5.26 レベルダイアグラム

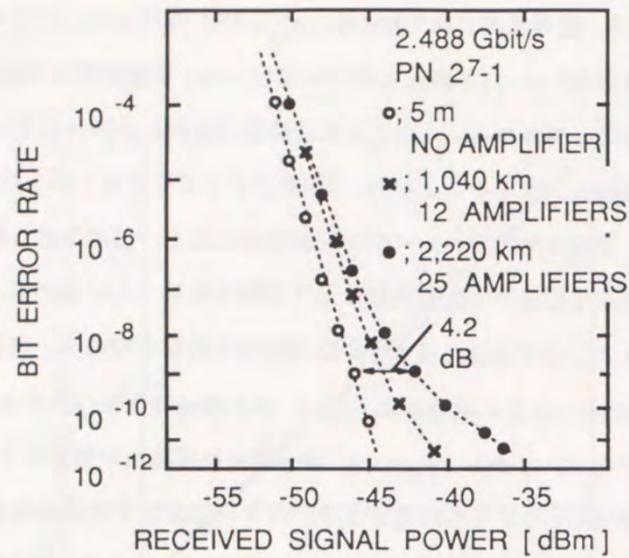


図5.27 多中継伝送実験における符号誤り率特性

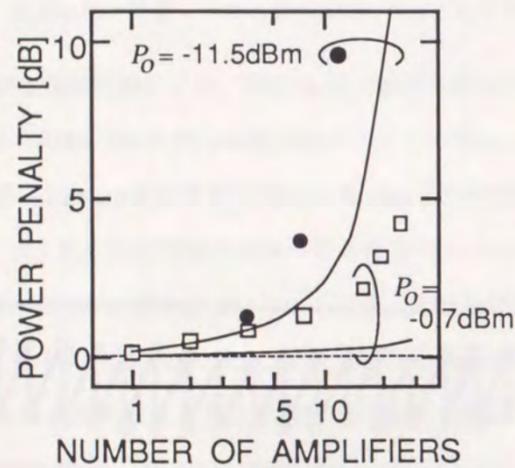


図5.28 受信感度劣化量の光増幅器段数依存性
●, □: 測定値、—: 計算値

5.4 まとめ

前章までに、入射信号光の偏波ゆらぎによる受信感度劣化の低減に有効な偏波ダイバー

シティ受信系構成法、高感度受信を可能とするFSKヘテロダイン方式の構成法について明らかにした。本章ではさらに、偏波ゆらぎのほか、受信信号光、局発光の周波数ゆらぎ、受信信号光の強度ゆらぎが複合的に生じる場合にも適用可能なFSKヘテロダイン伝送系構成法の提案を行った。

自動周波数制御系を構成するため、偏波ダイバーシティ受信系の両受信中間周波信号のうち、一方を選択合成する簡便な構成により中間周波数を検出する方法を提案した。選択合成の切り替え時間に対する要求条件について、第2章で検証した偏波変動モデルを用いて解析し、十分現場環境下で使用可能な条件を明らかにした。さらに、2.488 Gb/sの伝送系により、現場環境における偏波ゆらぎに比べ十分高速の30 kHzの偏波ゆらぎ、および温度安定化された光源に比べ十分大きな周波数偏差である2 GHzの周波数偏差を故意に信号光に与えても、受信感度劣化0.1 dB以内となる中間周波数に制御できており、本自動周波数制御系の有効性を確認した。また、偏波ダイバーシティ構成に適した自動利得制御回路構成を提案し、実験的に15 dB以上の入力信号光電力変動時にも中間周波数帯での信号電力変動を±1 dB以内に制御できることを確認し、本構成の有効性を確認した。

また、高感度特性を活用して送信レベルと受信レベルの差48~50 dBの伝送装置を実現した。このことから、光ファイバの損失として0.18 dB/km以下のものを用いることにより、無中継伝送距離として270 km~300 km程度が可能であることを示した。

さらに、海底光ファイバ伝送路を主に使用した現場環境下において、2台の伝送装置を用いて4日間以上にわたる符号誤りない294 km長の伝送、3台の伝送装置を用いて17時間以上にわたる符号誤りない431 km長の伝送に成功している。このことから、提案、考察した伝送系構成法は、実際の伝送を行う場合にも十分有効な方法であることが実証できた。

また、高感度特性を活用した光直接中継伝送系の構成法を示した。さらに、本構成法に基づき、多中継伝送実験系を構成し、2.488 Gb/sFSKヘテロダイン方式により初めて2220 kmにわたる伝送が可能であることを実証した。

第6章 結論

本論文は、FSKヘテロダイン方式光ファイバ伝送に関する研究をまとめたものである。本研究は、FSKヘテロダイン方式の特長を生かした長スパン光ファイバ伝送系構成法を確立し、これに基づく伝送系を開発することを目的としたものである。本目的達成のためには、受信信号光の偏波ゆらぎ、送信及び局部発振器用レーザの位相ゆらぎ、局部発振器用レーザの周波数ゆらぎなど各種ゆらぎが単独に生じる場合はもちろん、複合的に生じる場合にも安定に高感度受信可能な光ファイバ伝送系構成法の確立が重要な課題であり、この課題を解決するための提案、解析、及び室内実験による検証について述べた。さらに、現場環境下において、実際に布設されている光ファイバを用いた伝送実験を行うことにより、本研究で提案、解析した構成法の有効性を示した。以下に、本論文で明らかにした事項をまとめる。

第2章においては、長距離光ファイバ出射光の偏波ゆらぎを考察するモデルを提案し、光ファイバ出射光の偏波状態の時間的変動のポアンカレ球上でのふるまいを解析により明らかにした。さらに、長距離光ファイバとして、海底に布設された光ファイバ、陸上に布設された光ファイバ、実験室内の光ファイバそれぞれを用いた実験により、偏波ゆらぎの大きさの時間および伝送路長依存性を明らかにし、解析の妥当性を確かめた。

第3章では、偏波ゆらぎのある信号光を高感度かつ安定に受信する受信系構成について考察した。このような条件を満たし、光伝送に適した構成としてベースバンド帯で合成する偏波ダイバーシティ受信系構成を初めて提案した。本構成により同期検波を用いた場合には、偏波ゆらぎによる受信感度劣化なしに受信できること、非同期検波時にもわずか0.4 dBの劣化で受信できることを理論的に示した。また、ヘテロダイン方式光受信系において世界で初めて偏波ダイバーシティ構成のものを用いたデジタル信号変復調実験に成功し、また理論とよく一致した0.5dB程度の劣化での受信を確認し、実験的にも本構成の有効性を

明らかにした。さらに、最適な偏波ダイバーシティ合成を行うための、合成回路への要求条件についても理論的に解析を行うと共に、実験的に理論結果の妥当性を確認した。

第4章では、FSKヘテロダイン方式のうち高感度かつ実用的な遅延検波受信系の感度解析法を提案し、実験により本解析法の有効性の確認を行った。本解析法、変調指数及びフロントエンド回路の低雑音化についての考察をもとに、高感度受信系構成法を示した。また、実際に本構成法により2.488Gb/sにおいて変復調系を構成し、変復調及び伝送実験を行うことにより、FSKヘテロダイン方式として最良の67フォトン/ビットの受信感度を得るとともに、送信器に光電力増幅器を使用しない伝送系としては最長の308kmの伝送実験に成功した。さらに本高感度特性を生かし、光電力増幅器を使用した伝送系により、世界最長の364kmの無中継伝送にも成功した。

第5章では、偏波ダイバーシティ受信系において偏波ゆらぎの他、送信信号光搬送波および局発光の周波数ゆらぎ、送信信号光電力のゆらぎが複合的に生じる場合にも安定に伝送可能な伝送系を実現するために有効な、自動周波数制御系及び自動利得制御系を有する偏波ダイバーシティ光受信系構成法を提案した。さらに、各制御系を含む伝送系を実験的に構成し、30kHz程度の高速で大きな偏波ゆらぎや、15dB以上の強度の増大が入力信号光に生じても、受信感度劣化にして0.1dB以下の安定な受信感度を持つ受信系を実現した。

これらの提案した構成法に基づき、送信及び受信のレベル差として50dB以上が可能な送受信系を実現するとともに、偏波ゆらぎのある受信光信号でも270~300km程度の長中継間隔の伝送が可能であることを示した。さらに、現場環境下に伝送装置を設置し、海底布設ケーブルを主体とした伝送路を用いた伝送実験を行い、実験室内と同様の符号誤り率特性が得られることを確認するとともに、符号誤りのない4日間にわたる伝送に成功し、本研究で示した伝送系構成法の有効性を実証した。

また、FSKヘテロダイン方式の高感度特性を生かした、光直接増幅中継伝送系構成法を示した。また、符号伝送速度2.488Gb/sにおいて、ヘテロダイン方式を用いた光直接増幅中継伝送実験により、上記構成法の検証を行うとともに、初めて実験的に2220kmにわたる非再生中継伝送に成功し、本構成法の有効性を示した。

これらの研究により、FSKヘテロダイン方式光ファイバ伝送系を用いることによる、中継間隔増大の可能性を示した。本研究で示したベースバンド合成法は、現在ではヘテロダ

イン方式における受信系構成に世界中で広く用いられているものである。また、受信感度解析法は受信回路のリプルなど構成部品の所要特性を求めたり、最適構成を考察するために使われてはじめており、本伝送方式を実用化する上での活用が期待される。今後も、ヘテロダイン方式の特長を生かした各種研究、応用を行う上で、広い範囲にわたり本研究の成果が貢献するものと信じている。

謝 辞

本論文をまとめるにあたり、懇切なる御指導、御鞭撻を賜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、貴重な御教示、御助言を頂いた電気工学科山本錠彦教授、小林猛教授、小林哲郎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伝送システム研究所の方々をはじめ多くの方々に御指導、御協力頂きました。本研究の機会を与えて頂き、日頃御指導、御鞭撻頂く郵政省郵政研究所島田禎督特別研究員（前伝送システム研究所長）、三木哲也伝送システム研究所長に感謝致します。また、本研究を進めるにあたり、御指導、御鞭撻を頂いた木村英俊東海大学教授（前光通信研究部長）、光通信研究部石尾部長に感謝致します。

本研究の全般にわたって多大の御指導、御教示を頂きました光通信研究部伊藤武海底伝送研究グループリーダーに心よりお礼申し上げます。また、研究を進めるにあたり数々の御指導、御教示頂きました情報通信網研究所網オペレーション研究部山口治男主幹研究員、光通信研究部野須潔光波通信研究グループリーダー、松本隆男光信号処理研究グループリーダーに感謝致します。研究の各段階で御指導、御討論頂いた齋藤茂主幹研究員、市橋保孝主幹研究員、伝送システム研究所杉江利彦研究推進担当課長、研究開発技術本部岩下克企画担当課長に感謝致します。また、有益な議論及び御協力頂いた林主任研究員、大川主任研究員はじめ伝送システム研究所光通信研究部の方々に感謝致します。

研究途上において、半導体レーザを提供して頂いた光エレクトロニクス研究所集積光エレクトロニクス研究部今村義宏主席研究員、福田光男主幹研究員を始め関連研究部の方々に感謝致します。

参考文献

- [1] T. H. Mainman, "Stimulated optical radiation in ruby," Nature, Vol. 187, p. 493, 1960
- [2] 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
- [3] G. Goubau and F. Scherwing, "On the guided propagation of electromagnetic wave beams," IRE Trans. A. P. Vol. AP-9, No. 5, p. 248, 1961
- [4] K. C. Kao and G. A. Hockham, "Dielectric-fiber surface waveguides for optical frequencies," Proc. IEE, 113, 1151, 1966
- [5] F. P. Kapron, D. B. Keck, and R. D. Maurer, "Radiation losses in glass optical waveguides," Appl. Phys. Lett., Vol. 17, 423, 1970
- [6] T. Miyashita, T. Miya and M. Nakahara, "An ultimate low loss single mode fiber at 1.55 μ m," Optical fiber communication, Post-deadline papers, PD1, 1979.
- [7] N. Nathan, W. Dunke, G. Burns, F. Dill and G. Lasher, "Stimulated emission of radiation from GaAs p-n junctions," Appl. Phys. Lett., Vol. 1, p. 62, 1962.
- [8] I. Hayashi, M. B. Panish, P. W. Foy and S. Sumski, "Junction lasers which operate continuously at room temperature," Appl. Phys. Lett., Vol. 17, p. 109, 1970.
- [9] 島田、梶野, "光ファイバ所内伝送実験の概要," Vol. 27, No. 2, p. 282, 1978.
- [10] 岩橋、福富, "F-400M方式の概要," 研実報, Vol. 30, NO. 9, P. 2121, 1981.
- [11] J. J. Hsieh, J. A. Rossi, and J. P. Donnelly, Appl. Phys. Lett. Vol. 28, p. 707, 1976.
- [12] K. Utaka, S. Akiba, S. Sakai, Y. Matsushima, "Room-temperature cw operation of distributed-feedback buried-heterostructure InGaAsP/InP lasers emitting at 1.57 μ m," Electron. Lett., Vol. 35, No. 25, P. 961.
- [13] 雨宮、河田, "FS-1.8G光海底伝送方式," NTT R&D, Vol. 40, p. 267.
- [14] S. Saito, Y. Yamamoto, T. Kimura, "Optical FSK signal detection in a heterodyne system using semiconductor lasers," Electron. Lett., Vol. 18, No. 11, p. 470.
- [15] M. Shikada, K. Emura, S. Fujita, M. Kitamura, M. Arai, M. Kondo, K. Minemura, "100

- Mbit/s ASK heterodyne detection experiment using 1.3mm DFB laser diodes," *Electron. Lett.*, Vol. 20, No. 4, p. 164.
- [16] K. Iwashita, T. Imai, T. Matsumoto, and G. Motosugi, "400 Mbit/s Optical FSK Transmission Experiment over 270 km of Single-Mode Fibre," *Electron. Lett.*, Vol. 22, No.3, pp.164-165, January, 1986.
- [17] Y. Morihiro, S. Nakajima, and N. Furuya, "A 100 Mb/s prototype MSK modem for satellite communications," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 27, p. 1512, 1979.
- [18] L. L. Jeromin and V. W. S. Chan, "M-ary FSK Performance for coherent optical communication systems using semiconductor lasers," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 34, p. 375, 1986.
- [19] L.G.Kazovsky, "Multichannel coherent optical communications systems," *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol.5, p. 1095, 1987.
- [20] K.Nosu and K.Iwashita, "A consideration of factors affecting future coherent lightwave communication systems," *IEEE J. Lightwave Technol.* Vol.6, p. 686, 1988.
- [21] 野須、"光も波、コヒーレント性を利用する光ファイバ伝送方式の研究に活気," *日経エレクトロニクス*, NO.424, P. 217, 1987.
- [22] R. A. Harmon, "Polarization stability in long length on monomode fiber," *Electron. Lett.*, vol. 18, pp. 1058 - 1059, 1982
- [23] C. H. Henry, "Theory of the linewidth of semiconductor lasers," *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. QE-18, No. 2, p. 259.
- [24] Y. Yamamoto, "AM and FM quantum noise in semiconductor lasers - Part I: Theoretical analysis," *IEEE J. Quantum Electron.* Vol. QE-19, No. 1 p. 34, 1983.
- [25] K. Kikuchi, T. Okoshi, M. Nagamatsu, N. Hennmi, "Degradation of bit-error rate in coherent optical communications due to spectral spread of the transmitter and the local oscillator," *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. LT-2, No. 6, p. 1024, 1984.
- [26] H. P. Yuen and V. W. S. Chan, "Noise in homodyne and heterodyne detection," *Opt. Lett.*, Vol. 8, p. 177, 1983.
- [27] R. E. Wagner, C. D. Poole, H. J. Schulte, N. S. Bergano, V. P. Nathu, J. M. Amon, R. L. Rosenberg, and R. C. Alfemess, "Polarization measurement on a 147 - km lightwave

- undersea cable," presented at OFC'86, 1986, pap. PDP7.
- [28] K. Mochizuki, Y. Namihira, H. Yamamoto, and Y. Ejiri, "Polarization mode dispersion and polarization stability in an optical fiber submarine cable," presented at OFC'83, Tokyo, Japan, 1983, pap. 29A4-3
- [29] Y. Namihira, S. Ryu, M. Kuwazuru, K. Mochizuki, and Y. Iwamoto, "Polarization fluctuation in optical fiber submarine cable installation," presented at OFC/IOOC'87, 1987, pap.PDP14.
- [30] R. Ulrich, "Polarization stabilization on single-mode fiber," *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 35, p. 840, 1979.
- [31] T. Imai, K. Nosu, and H. Yamaguchi, "Optical polarization control utilizing an optical heterodyne detection scheme," *Electron. Lett.*, vol. 21, pp. 52 - 53, 1985
- [32] T. Matsumoto and H. Kano, "Endless rotatable fractional wave devices for single-mode-fiber optics," *Electron. Lett.*, vol. 22, pp. 78 - 79, 1986.
- [33] H. Honmou, S. Yamazaki, K. Emura, R. Ishikawa, I. Mito, M. Shikada, and K. Minemura, "Stabilization of heterodyne receiver sensitivity with automatic polarization control system," *Electron. Lett.*, vol. 22, pp. 1181 - 1182, 1986.
- [34] T. Okoshi, S. Ryu, and K. Kikuchi, "polarization-diversity receiver for heterodyne/coherent optical fiber communications," in *Proc. IOOC'83*, 1983, pp. 386 - 387.
- [35] T. Imai, T. Matsumoto, and K. Iwashita, "Polarization diversity technique for coherent optical detection," presented at OFS'86, Tokyo, Japan, 1986, pap. P4.
- [36] M. Born and E. Wolf, *Principle of Optics*, 5th ed. New York: Pergamon, 1975, pp. 23 - 32.
- [37] H. G. Jerrard, "Transmission of light through birefringent and optical active media: The Poincaré sphere," *J. Opt. Soc. America*, vol. 44, pp. 634 - 640, 1954.
- [38] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. Tokyo, Japan: McGraw-Hill Logakusha, Ltd., pp. 292 - 293, 1965.
- [39] T. Imai and T. Matsumoto, "Polarization Fluctuations in a Single-Mode Optical Fiber," *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol.6, No. 9, pp 1366-1375, 1988.
- [40] W. Feller, *An Introduction to Probability Theory and Its Applications*, vol. II. New York: Wiley, pp. 252-256, 1966.

- [41] T. Imai and T. Matsumoto, "Polarization fluctuation in optical fibers based on probability," *Opt. Lett.*, vol. 12, pp. 723 - 725, 1987.
- [42] T. Murakami, O. Kawata, S. Furukawa, and T. Yabuta, "Field trial results for submarine optical fiber cables with repeaters," *Elec. Commun. Lab. Tech. J.*, vol. 33, pp. 2481 - 2494, 1984.
- [43] C. Tanaka, K. Kitayama, and Y. Mitsunaga, "Design and performances of single-mode optical cable," *Rev. Elect. Com. Lab.*, vol. 31, pp. 267 - 274, 1983.
- [44] T. G. Hodgkinson, R. A. Harmon, and D. W. Smith, "Polarization Insensitive Heterodyne Detection Using Polarization scrambling," *ECOC. 86, PDP15-1*, 1986.
- [45] R. Noe, "Endless polarisation control in coherent optical communications," *Electron. Lett.*, Vol. 22, No. 15, p. 772, 1986.
- [46] H. Honmou, S. Yamazaki, K. Emura, R. Ishikawa, I. Mito, M. Shikada, and K. Minemura, "Stabilization of heterodyne receiver sensitivity with automatic polarization control system," *Electron. Lett.*, Vol. 22, No. 22, p. 1181, 1986.
- [47] M. Kubota, T. Oohara, K. Furuya, and Y. Suematsu, "Electro-optical polarization control on single-mode optical fibers," *Electron. Lett.*, Vol. 16, No. 15, p. 573, 1980.
- [48] 今井、岩下、松本、"ダイオード型可変減衰器を用いた偏波ダイバーシティ," 昭和60年度電子通論新学会情報・システム部門全国大会, 279, 1985.
- [49] T. Imai, "Sensitivity Degradation in Polarization Diversity Receivers for Lightwave Systems," *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 9, No. 5, pp. 650-658, May, 1991.
- [50] L.R. Kahn, "Ratio squarer," *Proc. IRE* vol. 42, p. 1704, 1954.
- [51] S. Stein and J.J. Jones, "modern communication principles with application to digital signaling," McGraw Hill Book Company, 1967.
- [52] 宮内、山本、"通信用マイクロ波回路," コロナ社, 1981.
- [53] K. Iwashita and T. Matsumoto, "Modulation and detection characteristics of optical continuous phase FSK transmission," *IEEE J. Lightwave Technol.* vol. 5, p. 452, 1987.
- [54] B. Glance, "Polarization independent coherent optical receivers," *IEEE J. Lightwave Technol.* LT-5, p. 274, 1987.
- [55] K. Emura, S. Yamazaki, M. Shikada, S. Fujita, M. Yamaguchi, I. Mito, K. Minemura,

- "System design and long-span transmission experiment on an optical FSK heterodyne single-filter detection system," *J. Lightwave Technol.* LT-5, p. 469, 1987.
- [56] Y. Yoshikuni and G. Motosugi, "Multielectrode feedback laser for pure frequency modulation and chirping suppressed amplitude modulation," *J. Lightwave Technol.* Vol. 5, p. 516, 1987.
- [57] T. Imai, "Polarization diversity receiver using a simple weight controller for coherent FSK communications," *Electron. Lett.* vol. 24, pp. 979-980, 1988.
- [58] I. Garret, and G. Jacobsen, "Theory for optical heterodyne narrow-deviation FSK receivers with delay demodulation," *J. Lightwave Technol.* vol. 6 pp. 1415-1423, 1988.
- [59] Y. Yamamoto, "Receiver performance evaluation of various digital optical modulation - demodulation systems in the 0.5 - 10 μm wavelength region," *J. Quantum Electron.* Vol. QE-16, p. 1251, 1980.
- [60] T. Okoshi, K. Emura, K. Kikuchi, and R. Th. Kersten, "Computation of bit error rate of various heterodyne and coherent-type optical communication schemes," *J. Opt. Commun.*, Vol. 2, No. 3, p. 89, 1981.
- [61] I. Garret and G. Jacobsen, "Influence of (semiconductor) Laser linewidth on the error rate floor in dual - filter optical FSK receiver," *Electron. Lett.* Vol. 21 p. 28, 1985.
- [62] K. Emura, K. Sato, S. Yamazaki, S. Murata, M. Shikada, and K. Minemura, "Optimum system design for CPFSK heterodyne demodulation system with DFB LD's," *J. Lightwave Technol.* Vol. 8, p. 251, 1990.
- [63] S. Saito, Y. Yamamoto, and T. Kimura, "S/N and error rate evaluation for an optical FSK-heterodyne detection system using semiconductor lasers," *IEEE J. of Quantum Electron.*, Vol. 19, p. 180, 1983.
- [64] G. Jacobsen and L. Kazovsky, "CPFSK coherent optical receivers: impact of IF bandwidth and laser phase noise," *Electron Lett.* vol. 24, p. 715, 1988.
- [65] A. F. Elrefaie, R. E. Wagner, D. A. Atlas, and D. G. Daut, "Chromatic dispersion limitation in coherent lightwave transmission systems," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 6, p. 704, 1988.
- [66] T. Okoshi, K. Emura, K. Kikuchi, and R. Th. Kerstein, "Computation of bit error rate of various heterodyne and coherent type optical communication schemes," *J. Opt. Commun.*, Vol. 2, p. 89, 1981.

- [67] G. Nicholson, "Optical source linewidth criteria for heterodyne communication systems with PSK modulation," *Optical and Quantum Electrnics*, Vol. 17, p. 399, 1985.
- [68] R. C. Singleton, "An algorithm for computing the mixed radix fast Fourier transform," *IEEE Transaction on audio and electroacoutics*, Vol.17, p.93, 1969.
- [69] Arthur B. Williams, "Electronic filter design handbook," Mc-Graw-Hill, New York, 1981.
- [70] G. L. Abbas, V.W. S. Chan, and T. K. Yee, "Local-oscillator excess noise suppression for homodyne balanced mixer receivers," *Opt. Lett.*, Vol. 8, p. 419, 1983.
- [71] Stephan. B. Alexander, "Design of wide-band optical heterodyne balanced mixer receivers," *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol.5, p. 523, 1988.
- [72] T. Mimura, S. Hiyamizu, T. Fujii, and K. Nanbu, "A new field-effect transistor with selectively doped GaAs/n-Al_xGa_{1-x}As hetero-junctions," *Jpn. J. Appl. Phys.*, Vol. 19, p. 225, 1980.
- [73] T. Imai, N. Ohkawa, Y. Ichihashi, T. Sugie, and T. Ito, "Over 300 km CPFSK Transmission Experiment using 67 photon/bit Sensitivity Receiver at 2.5 Gbit/s," *Electron. Lett.*, Vol. 26, p. 357, 1990.
- [74] M. Fukuda, M. Nakao, K. Sato, and Y. Kondo, "1.55 m tunable DFB laser with narrow linewidth and high power," *IEEE Photonics Technol. Lett.* Vol.1, p.6, 1989.
- [75] S. Ogita, Y. Kotaki, M. Matsuda, Y. Kuwahara, and H. Ishikawa, "Long-cavity, multiple-phase-shift, distributed feedback laser for linewidth narrowing," *Electron. Lett.* Vol. 25, pp.629-630, 1989.
- [76] Y. Yoshikuni, and G. Motosugi, " Multielectrode distributed feedback laser for pure frequency modulation and chirping suppressed amplitude modulation," *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. LT-5, p. 516, 1987.
- [77] T. Sugie, N. Ohkawa, T. Imai, and T. Ito, "A 2.5 Gb/s, 364 km CPFSK repeaterless transmission experiment employing an Er-doped fiber amplifier and SBS suppression optical link," *Optical Amplifier and Their Applications*, Topical meeting sponsored by IEEE(Lasers and Electro-Optics Society) and Optical Society of America, Monterey, U.S.A., Paper: Pdp2, 1990.
- [78] 石尾, "光ファイバ増幅器の通信システムに与えるインパクト," *NTT R&D*, Vol. 2,

- p. 221, 1991.
- [79] T. Imai, N. Ohkawa, Y. Hayashi, and Y. Ichihashi, "Polarization Diversity Detection Performance of 2.5 Gbit/s CPFSK Regenerators Intended for Field Use," *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 9, p.761, 1991.
- [80] B. Glance, "Polarization independent coherent optical receivers," *IEEE J. Lightwave Technol.* Vol.5, p. 274, 1987.
- [81] T. Sugie, N. Ohkawa, T. Imai, and T. Ito, "Novel Repeaterless Transmission of CPFSK Coherent Lightwave Systems Employing Optical Booster Amplifier," *IEEE J. Lightwave Technol.* Vol. 9, P. 1178, 1991.
- [82] M. Ohtsu, H. Fukada, T. Tako, and H. Tsuchida, " Estimation of the ultimate frequency stability of semiconductor lasers," *Japan. J. Applied Physics*, Vol.22, p.1157, 1983.
- [83] T. Imai and K. Iwashita, "Mark density, polarization insensitive frequency tracking system for optical FSK transmission," *IOOC'89*, Kobe, Japan, Paper: 18C2-6, July 18-21, 1989,
- [84] 重井, "高速PCM," コロナ社, 1975.
- [85] T. G. Hodgkinson, R. A. Harmon, and D. W. Smith, " Polarization insensitive heterodyne detection using polarization scrambling," *Electron. Lett.*, Vol. 23, p. 513, 1987.
- [86] 林 義博、市橋 保孝、今井 崇雅、矢内 大助、伊藤 武、 「2.4 Gb/s CPFSK変調、ヘテロダイン遅延検波復調方式における偏波ダイバシティ受信系の検討」、*信学会、論文誌B-1*、Vol. J74-B-1, p. 688, 1991.
- [87] Y. Namihira, Y. Horiguchi, S. Ryu, K. Mochizuki, and H. Wakabayashi, "Dynamic polarization fluctuation characteristics of optical fiber submarine cables under various environmental conditions," *J. Lightwave Technol.* Vol. 6, p. 728, 1988.
- [88] K. Manome, K. Emura, S. Yamazaki, S. Takano, S. Murata, M. Shikada, and K. Minemura, "1.2 Gb / s CPFSK optical heterodyne detection communication system with monolithic external cavity DFB LD" (in Japanese), *Paper Tech on CS,IECE Japan.*,CS-87-25,p.1, 1987.
- [89] R. J. Mears, L. Reekie, I. M. Jauncey, D. N. Payne, " High gain rare-earth-doped fiber amplifier at 1.54 μ m," *OFC / IOOC'87*, W12, Reno, January, 1987.
- [90] S. Saito, T. Imai, and T. Ito, "An over 2,200 km coherent transmission experiment at 2.5

Gbit/s using erbium-doped fiber in-line amplifiers," IEEE J. Lightwave Technol., Vol. 9, p. 161, 1991.

- [91] N. A. Olsson, "Lightwave systems with optical amplifiers," IEEE J. Lightwave Technol., Vol. 7, p. 1071, 1989.
- [92] S. Saito, T. Imai, T. Sugie, N. Ohkawa, Y. Ichihashi, and T. Ito, "An Over 2,200 km Coherent Transmission Experiment at 2.5 Gbit/s using Erbium-Doped-Fiber Amplifiers," OFC'90, January 22-26, 1990, San Francisco, U.S.A., Paper: PD2, (Tech. Dig. of Post Deadline Papers).

本研究に関する発表論文

I. Papers

- [1] T. Imai and T. Matsumoto, "Polarization Fluctuations in a Single-Mode Optical Fiber," IEEE J. Lightwave Technol., Vol. 6, No. 9, pp 1366-1375, September 1988.
- [2] S. Saito, T. Imai, and T. Ito, "An over 2,200 km coherent transmission experiment at 2.5 Gbit/s using erbium-doped fiber in-line amplifiers," IEEE J. Lightwave Technol., Vol. 9, No. 2, pp161-169, February 1991.
- [3] T. Imai, "Sensitivity Degradation in Polarization Diversity Receivers for Lightwave Systems," IEEE J. Lightwave Technol., Vol. 9, No. 5, pp650-658, May 1991.
- [4] T. Imai, N. Ohkawa, Y. Hayashi, and Y. Ichihashi, "Polarization Diversity Detection Performance of 2.5 Gbit/s CPFSK Regenerators Intended for Field Use," IEEE J. Lightwave Technol., Vol. 9, No. 6, pp761-769, June 1991.
- [5] T. Imai, N. Ohkawa, and Y. Ichihashi, "A High Sensitivity Receiver for Multi-Gigabit/sec Optical CPFSK Transmission System," IEEE J. Lightwave Technol. Vol. 9, No. 9, PP1136-1144, September 1991.
- [6] T. Sugie, N. Ohkawa, T. Imai, and T. Ito, "Novel Repeaterless Transmission of CPFSK Coherent Lightwave Systems Employing Optical Booster Amplifier," IEEE J. Lightwave Technol. Vol. 9, No. 9, PP1178-1186, September 1991.
- [7] 林 義博、市橋 保孝、今井 崇雅、矢内 大助、伊藤 武、「2.4 Gb/s CPFSK 変調、ヘテロダイン遅延検波復調方式における偏波ダイバシティ受信系の検討」、信学会、論文誌B-I、Vol. J74-B-1、No. 9、pp.688-696、1991年9月。

II. Letters

- [1] T. Imai, K. Nosu, and H. Yamaguchi, "Optical Polarization Control Utilizing an Optical Heterodyne Detection Scheme," *Electron. Lett.*, Vol. 21, No. 2, pp.52-53, January, 1985.
- [2] K. Iwashita, T. Imai, T. Matsumoto, and G. Motosugi, "400 Mbit/s Optical FSK Transmission Experiment over 270 km of Single-Mode Fibre," *Electron. Lett.*, Vol. 22, No.3, pp.164-165, January, 1986.
- [3] T. Imai and T. Matsumoto, "Polarization fluctuation in Optical Fibers based on Probability," *Optics Letters*, Vol. 12, pp.723-725, September, 1987.
- [4] T. Imai, "Polarization Diversity Receiver using a Simple Weight Controller for Coherent FSK Communications," *Electron. Lett.*, Vol. 24, No.15, pp.979-980, July, 1988.
- [5] T. Imai, N. Ohkawa, Y. Ichihashi, T. Sugie, and T. Ito, "Over 300 km CPFSK Transmission Experiment using 67 photon/bit Sensitivity Receiver at 2.5 Gbit/s," *Electron. Lett.*, Vol. 26, No.6, pp.357-358, March, 1990.
- [6] S. Saito, T. Imai, T. Sugie, N. Ohkawa, Y. Ichihashi, and T. Ito, "Coherent Transmission Experiment over 2,223 km at 2.5 Gbit/s using Erbium-Doped Fibre Amplifiers," *Electron. Lett.*, Vol. 26, No.10, pp.669-670, May, 1990.
- [7] T. Imai, Y. Hayashi, N. Ohkawa, T. Sugie, Y. Ichihashi, and T. Ito, "Field Demonstration of 2.5 Gbit/s Coherent Optical Transmission through Installed Submarine Fibre Cables," *Electron. Lett.*, Vol. 26, No.17, pp. 1407-1408, August, 1990.
- [8] T. Sugie, T. Imai, and T. Ito, "Over 350 km CPFSK Repeaterless Transmission at 2.5 Gbit/s Employing High-Output Power Erbium-Doped Fibre Amplifier," *Electron. Lett.*, Vol. 26, No.19, pp. 1577-1578, September, 1990.

III. International Conferences

- [1] T. Matsumoto, K. Iwashita, and T. Imai, "400 Mb/s Long-Span Optical FSK Transmission Experiment at 1.5mm," 11th European Conference on Optical Communication, (ECOC85), October 1-4, 1985, Venezia, Italy, Tech. Dig. Vol.3, pp.31- 34.
- [2] T. Imai, T. Matsumoto, and K. Iwashita, "Polarization Diversity Technique for Coherent Optical Detection," 4th International Conference on Optical Fiber Sensors, (OFS'86), October 7-9, 1986, Tokyo, Japan, Paper: P.4, (Tech. Dig. pp. 283-286).
- [3] T. Matsumoto and T. Imai, "Polarization Fluctuation in Installed Optical Fiber Cables and Its Compensation," Conference on Lasers and Electro-Optics, April 26-May 1, 1987, (CLEO'87), Baltimore, U.S.A., Paper: WL2, (Tech. Dig. pp.182-183).
- [4] T. Imai, "Polarization Diversity Receiver using a Simple Weight Controller for Coherent Lightwave Systems," 14th European Conference on Optical Communication, (ECOC'88), September 11-15, 1988, Brighton, U.K., Tech. Dig.Part.1, pp.159-162.
- [5] T. Imai and K. Iwashita, "Mark Density, Polarization Insensitive Frequency Tracking System for Optical FSK Transmission," 17th International Conference on Integrated Optics and Optical fiber Communication, (IOOC'89), July 18-21, 1989, Kobe, Japan, Paper: 18C2-6, (Tech. Dig. Vol. 1, pp. 50-51).
- [6] Y. Ichihashi, T. Imai, N. Ohkawa, T. Sugie, and T. Ito, "100 photons/bit Sensitivity in a 290 km \times 2.5 Gb/s CPFSK Heterodyne Detection System," 17th International Conference on Integrated Optics and Optical fiber Communication, (IOOC'89), July 18-21, 1989, Kobe, Japan, Paper: 20PDA-12, (Tech. Dig. Vol. 5, pp. 34-35).
- [7] S. Saito, T. Imai, T. Sugie, N. Ohkawa, Y. Ichihashi, and T. Ito, "2.5-Gbit/s 400-km Coherent Transmission Experiment using Two In-Line Erbium Doped Amplifiers," Optical Fiber Communication Conference, (OFC'90), January 22-26, 1990, San Francisco, U.S.A., Paper: WC3, (Tech. Dig. Vol.1, p. 57).

- [8] S. Saito, T. Imai, T. Sugie, N. Ohkawa, Y. Ichihashi, and T. Ito, "An Over 2,200 km Coherent Transmission Experiment at 2.5 Gbit/s using Erbium-Doped-Fiber Amplifiers," Optical Fiber Communication Conference, (OFC'90), January 22-26, 1990, San Francisco, U.S.A., Paper: PD2, (Tech. Dig. of Post Deadline Papers).
- [9] S. Saito, T. Imai, A. Naka, and T. Ito, "Transmission Performance of Coherent In-Line-Amplifier Systems," Optical Amplifier and Their Applications, Topical meeting sponsored by IEEE(Lasers and Electro-Optics Society) and Optical Society of America, August 6-8, 1990, Monterey, U.S.A., Paper: TuA5, (Tech. Dig. pp. 112-115).
- [10] T. Sugie, N. Ohkawa, T. Imai, and T. Ito, "A 2.5 Gb/s, 364 km CPFSK Repeaterless Transmission Experiment Employing an Er-Doped Fiber Amplifier and SBS Suppression Optical Link," Optical Amplifier and Their Applications, Topical meeting sponsored by IEEE(Lasers and Electro-Optics Society) and Optical Society of America, August 6-8, 1990, Monterey, U.S.A., Paper: Pdp2, (Tech. Dig. of Post Deadline Papers).
- [11] T. Imai, Y. Ichihashi, N. Ohkawa, T. Sugie, Y. Hayashi, and T. Ito, "A Field Experiment in 2.5 Gbit/s Optical Coherent Transmission through Installed Submarine Trunklines," 16th European Conference on Optical Communication, (ECOC'90), September 16-20, 1990, Amsterdam, The Netherlands, Tech. Dig. Part-1, pp. 323-326.
- [12] T. Sugie, T. Imai, N. Ohkawa, and T. Ito, "CPFSK High Power Transmission over 350 km at 2.5 Gb/s in the Presence of Stimulated Brillouin Scattering," 16th European Conference on Optical Communication, (ECOC'90), September 16-20, 1990, Amsterdam, The Netherlands, Tech. Dig. Part-1, pp. 69-72.
- [13] S.Saito, M. Murakami, A. Naka, Y. Fukada, T. Imai, M. Aiki, T. Ito, "2.5 Gbit/s, 80-100 km Spaced In-Line Amplifier Transmission Experiments over 2,500 km-4,500 km," 17th European Conference on Optical Communication, (ECOC'91), September 9-12, 1991, Paris, France, Tech. Dig.Part-3, pp68-71.

