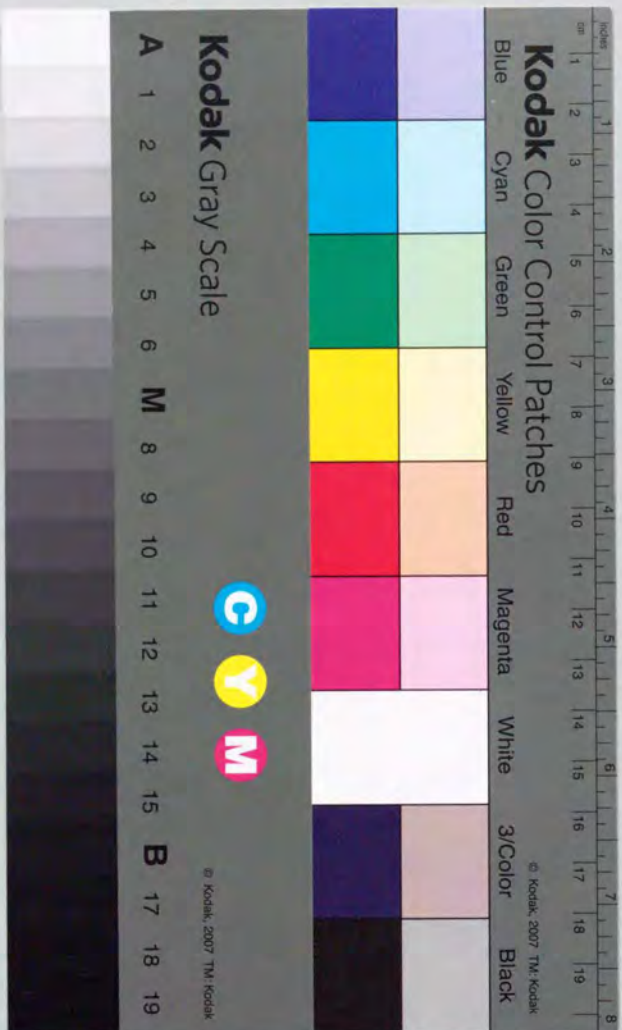


長距離コヒーレント
光ファイバ通信の研究

笠 史 郎



①

長距離コヒーレント
光ファイバ通信の研究

笠 史郎

コヒーレント光通信方式は、現行の強度変調・直接検波（IM-DD）方式では使われなかった光搬送波信号の波としての性質に注目して、光の振幅、周波数、あるいは位相を変調し、受信側では別に準備された局部発振光を用いて、光ヘテロダインまたは光ホモダイン検波を行なうものである。コヒーレント光通信方式によって達成されるショット雑音限界の受光感度は、光通信方式における究極的な感度限界を提供する。これは1.55 μm 帯における光ファイバの伝送損失を考えた場合、IM-DD方式に対して50～100 kmの無中継伝送距離の伸張に相当するものである。また、コヒーレント光通信方式を用いることにより、局部発振光による信号光の周波数選択が容易になり、IM-DD方式では困難であった周波数多重通信方式（FDM）を用いることができるようになる。

さて、コヒーレント光通信方式の実現には、光源である半導体レーザのスペクトル純度の改善、信号光の偏波状態の光ファイバ伝送路中での変動による受光感度の劣化の問題等、多くの技術的課題が克服されなければならない。また、最近研究開発が活発化してきた光増幅器は、コヒーレント光通信方式と組み合わせた場合、送信光源のブースタ増幅器として用いることによる無中継距離の伸張、光前置増幅器として用いることによる感度改善、中継増幅器として用いることによる光中継器の簡易化、透明な伝送路の提供等の種々の利点を提供する。しかし、大洋横断のような数千 km を越える超長距離伝送方式に中継増幅器として適用した場合、光ファイバの有する非線形光学効果による伝送特性の劣化などの新たな問題点も指摘されつつある。

本論文は上述したような背景に基づき、コヒーレント光通信方式、特に光海底ケーブル方式への適用を目的とした長距離コヒーレント光通信方式実現上の諸問題の解決、コヒーレント光通信技術の光計測への応用、光増幅技術のコヒーレント光通信方式への適用等に関してこれまでに行なった研究成果について述べ、将来の長距離コヒーレント光通信方式実現のための指針を示すことを目的としている。

まず、上述した問題点のうちの一つである、偏波状態変動による受光感度の劣化に対する方策として有力な候補である、偏波ダイバーシティ光受信方式に関する新技術の開発および実用性の確認に関して行なった研究成果について述べる。次に、コヒーレント光通信方式用光源に要求される諸特性について言及し、これらの諸特性を満たすものとして新たに開発した半導体レーザモジュールに関する実験結果等に関して述べる。更に、コヒーレント光通信技術の光計測分野への応用の一例として、遅延自己ホモダイン法を用いた半導体レーザの周波数変調特性測定法、および光ヘテロダイン技術を用いた光ファイバ波長分散の高精度測定法に関して検討を行なう。また、光増幅器のコヒーレント光通信方式への応用として、送信信号光ブースタ増幅器、光前置増幅器、局発光ブースタ増幅器および中継増幅器に関して考察し、更に光増幅器あるいは光ファイバ伝送路の有する非線形光学効果のシステム特性に及ぼす影響に関して検討を行なう。最後に、コヒーレント光通信方式に関して行なった実験結果として、光海底ケーブルを用いた伝送実験、光増幅器を用いた長距離伝送実験の結果について述べる。

長距離コヒーレント光ファイバ通信の研究

目 次

	頁
第1章 序論	
1.1 本論文の背景	1
1.2 本論文の目的と構成	6
第2章 偏波ダイバーシティ技術を用いたコヒーレント光通信方式	
2.1 まえがき	13
2.2 偏波ダイバーシティ光受信方式	14
2.2.1 光海底ケーブルの偏波変動特性	14
2.2.2 偏波変動に対する各種方策	18
2.2.3 二乗則合成法の復調器への適用	18
2.2.4 室内伝送実験	20
2.2.5 光海底ケーブルを用いた海洋実験	26
2.2.6 バランスストレーバ用偏光合成分離モジュールを用いた 伝送実験	28
2.3 むすび	35
第3章 コヒーレント光ファイバ通信用光源	
3.1 まえがき	37
3.2 コヒーレント光ファイバ通信用光源に要求される諸特性	38
3.3 LiNbO ₃ 型外部共振器レーザモジュール	41
3.3.1 構造および動作原理	41
3.3.2 諸特性	41
3.4 むすび	50
第4章 コヒーレント光ファイバ通信に関連した測定法	
4.1 まえがき	52
4.2 遅延自己ホモダイン法を用いた半導体レーザの周波数変調特性 測定法	53
4.2.1 原理	53
4.2.2 測定	55
4.3 光ヘテロダイン技術を用いた光ファイバ波長分散の高精度測定法	58
4.3.1 原理	58
4.3.2 測定	59
4.4 むすび	65

第5章 光増幅器を用いたコヒーレント光ファイバ通信方式

5.1 まえがき	67
5.2 送信信号光ブースタ増幅器としての応用	69
5.3 光前置増幅器としての応用	72
5.4 局発光ブースタ増幅器としての応用	80
5.5 中継増幅器としての応用	83
5.5.1 自然放出光の累積による影響	83
(a) 基本式の導出	83
(b) システム長依存性	86
(c) ダイナミックレンジ特性	87
(d) 増幅器に要求される特性	90
5.5.2 光ファイバの波長分散の伝送特性に与える影響	90
5.6 各種非線形現象のシステム特性へ及ぼす影響	93
5.6.1 半導体レーザ増幅器における非縮退四光子混合	93
5.6.2 光ファイバにおけるカー効果による信号光位相雑音の増大 および変調不安定現象	102
5.7 むすび	116

第6章 長距離コヒーレント光ファイバ通信の実験

6.1 まえがき	118
6.2 光海底ケーブルを用いた伝送実験	119
6.3 半導体レーザ増幅器を用いた546km、140Mb/s、 CPFSK方式伝送実験	128
6.4 光ファイバ増幅器を用いた1028km、560Mb/s、 CPFSK方式伝送実験	136
6.5 むすび	142

第7章 結言

謝辞	146
研究業績目録	147

第1章 序論

1.1 本論文の背景

1970年に米国コーニング社によって伝送損失20dB/kmという、当時としては画期的な低損失光ファイバが発表されてから、30余年経過したに過ぎない今日、光ファイバは世界の主要な通信伝送路において、ますます加速的に、その役割を電気信号を伝送するいわゆるメタリックワイヤーと交代しつつある。

光ファイバ通信は、伝送媒体である光ファイバの有する広帯域、低損失性により、種々の分野でその応用が検討されてきたが、その中の応用の一形態として、陸上中長距離通信、あるいは海底ケーブル通信方式への適用を目指した研究が早くから行われてきた。国際通信の分野においても、1989年には太平洋横断の最初の光海底ケーブルシステムである第3太平洋横断ケーブル(TPC-3; Trans-Pacific Cable 3)が開通し、日米間の大動脈として機能しており、また1992年秋には第4太平洋横断ケーブル(TPC-4)も開通予定である。

さて、現在用いられているデジタル光ファイバ通信方式では、信号伝送はいわゆる「強度変調・直接検波(IM-DD; Intensity-Modulation Direct-Detection)方式」によって行われている。この方式は、光源である半導体レーザから出力される光信号の強度を、デジタル信号の「1」と「0」に対応して点滅させ、受信側でその点滅を認識するものである。これは、例えば送信側で懐中電灯を点滅させて、その点滅の仕方によって情報を伝送するのと、根本的には同一の方法である。このような極めて原始的な方法が用いられているにもかかわらず、先に述べたように、現在光ファイバ通信がメタリックワイヤーを用いた通信方式にとっかわりつつあるのは、光ファイバの有する広帯域性により、上記の点滅の速度、即ち変調周波数を極めて大きくとれるために他ならない。

しかしながら、1979年大越[1]によって、光の波としての性質を生かし、既に無線通信分野においては確立した技術であるヘテロダイン検波、あるいはホモダイン検波方式を用いたコヒーレント光通信方式が提案されたことにより、IM-DD方式を用いた光ファイバ通信方式を大きく凌ぐいわば「夢の光通信方式」の実現可能性が、研究者の間で論じられるようになる。

このコヒーレント光通信方式は、これまで使われなかった(というよりは、後述するように、光源である半導体レーザのスペクトル純度が十分に良いものではなかったため、使うことができなかった)光搬送波信号の波としての性質に注目して、光の振幅、周波数、あるいは位相を変調し、受信側では別に準備された局部発振光を用いて、光ヘテロダインまたは光ホモダイン検波を行なうものである。コヒーレント光通信方式においては、受信器における雑音が、局部発振光により生じるショット雑音によって決まり、これによって達成されるショット雑音限界の受光感度は、光通信方式における究極的な感度限界を提供する。詳しい計算によれば、受光感度はIM-DD方式に比べて10~20dB改善される可能性がある。これは光ファイバの伝送損失として1.55 μ m帯における値(0.2dB/km)を考えた場合、50~100kmの無中継伝送距離の伸張に相当するものである。また、コヒーレント光通信方式

を用いることにより、局部発振光による信号光の周波数選択が容易になり、現行のIM-DD方式では不可能であった周波数多重通信方式(FDM)を用いることができるようになる。このFDM技術により、情報伝送容量を飛躍的に増大させることができるようになるとともに、チャンネル選択機能をLAN、MAN等のネットワークに応用できる可能性をも、コヒーレント光通信方式は提供したのである。

さて、コヒーレント光通信方式は、上述したように数々の可能性を提供するものであるが、その実現には、IM-DD方式をはるかに越える技術的課題が山積されていた。

その中の最も重要なものの一つとして挙げられるものが、光源である半導体レーザのスペクトル純度の問題である。コヒーレント光通信方式実現に必要な半導体レーザのスペクトル線幅は各種変復調方式によって異なるが、極めて大雑把に言って1MHz程度以下である。しかしながら、コヒーレント光通信方式が提唱された1979年当時の半導体レーザは、多モードで発振するファブリペロー型レーザであり、しかもその各モードのスペクトル線幅は数オングストローム程度(周波数に換算すると数十GHz程度)と、必要条件からはるかにかけ離れたものであったのである。このような厳しい出発点に置かれたにもかかわらず、日本を始めとして世界中の研究者が、コヒーレント光通信方式の研究に専心し、1980年には、東京大学において早くも、2台の半導体レーザのビート信号が観測されるに至っている[2]。

その後の半導体レーザの特性改善には目を見張るものがあり[3]、主にスペクトル線幅の低減に向けて努力が続けられた。

さてコヒーレント光通信方式実現上のもう一つの主要な問題点として挙げられるものが、信号光の偏波状態の光ファイバ伝送路中での変動の問題である。コヒーレント光通信方式においては光ヘテロダインまたは光ホモダイン検波を行なうため、信号光と局部発振光の偏波状態が完全に一致していることが必須であり、さもないればその不一致分は受光感度の劣化を招くことになる。一方光ファイバを伝搬する光の偏波状態は、光ファイバに加えられる応力、張力、温度変化等のわずかな擾乱によっても、極めて簡単に変化することが知られており[1]、この偏波状態変動に対する方策なしには、コヒーレント光通信方式実現は不可能であると考えられてきた。

しかしながらこの点に関しても数々の努力がなされ[4]、現在においては、偏波ダイバーシティ光受信方式[5]と偏波補償方式[4]が、最も実現可能性の高いものとして位置づけられている。

上述した基本的な技術課題の解決を含め、これまでの多くの研究者の努力により、コヒーレント光通信方式に関する研究開発成果が次々に発表され、1981年には東京大学において、ASK自己ヘテロダイン検波方式を用いた最初の符号誤り率特性測定が行なわれている[6]。この実験の成功は世界中の研究者に、コヒーレント光通信方式の実現可能性の夢を膨らませ、翌1982年には日本電信電話公社、武蔵野電気通信研究所において、2台の半導体レーザを用いたFSKヘテロダイン変復調実験が実現されている[7]。その後研究開発のスピードはますます増し、1986年には日本電気において301km無中継伝送[8]が実証され、コヒーレント光通信方

式の第1の特徴である長距離無中継伝送特性が確認されるに至った。また、FDM技術に関する研究も着実な進展を見せ、1989年にはアメリカ、ベルコア研究所において155Mb/s、16チャンネル伝送実験が行なわれ、超多重伝送方式の実現可能性が示唆された[9]。

このように、コヒーレント光通信方式は、世界中の研究者のたゆまぬ努力により、幾つかの細かな問題点を除けば、現在ほぼ実用化目前の域に到達したと言って良い状態にある。

さて、これまでに述べてきたように、コヒーレント光通信方式に関する技術は着実に成熟してきたわけであるが、その成熟過程において、これまでの光通信方式の既成概念を根本的に覆すかのように、登場してきたのが光増幅器である。

光増幅器に関する研究は以前から行なわれていたが、1989年に希土類ドープ光ファイバ増幅器が、1.48μm帯の半導体レーザの励起により、1.55μm帯で利得を有することが確認されてから[10]にわかに脚光を浴び、半導体レーザ増幅器とともに、研究が活発化した。

特に光ファイバ増幅器は、全ての構成部品を光ファイバにより接続することができる簡便性や、優れた偏波無依存性、製作の容易さなどの点から、半導体レーザ増幅器に比して研究がより早いテンポで進められ、その応用分野もネットワーク等における光分岐損の補償、光前置増幅器としての光受信器の感度改善、中長距離伝送システムにおける中間中継増幅器等、種々の形態で検討が進められるに至った。

中長距離通信方式における光増幅器の中継増幅器としての応用は、これまでのパルス整形、パルス再生、タイミング抽出・再生機能等を有する3R中継器を用いた光中継システム概念を根本から一新し、いわゆる透明(transparent)な伝送路を提供するものとしていち早く脚光を浴び、早くも1989年には、KDDにおいて、IM-DD方式による904kmの長距離無再生中継伝送実験が行なわれるに至っている

[11]。しかしながら光増幅中継系においては、IM-DD方式は多段に接続された光増幅器から出力される自然放光間ビート雑音の影響を受け易く、その影響を軽減するための光学フィルタの使用が不可欠であった[12]。光増幅器の帯域は数十nmにも及ぶにもかかわらず、光学フィルタの使用という制約のあるがゆえに、IM-DD方式においては、光増幅器の有する帯域を十分に活用することができず、その点が方式実現上の問題点となっていた。

これに対して、コヒーレント光通信方式を光増幅中継系に適用した場合には、局部発振光、自然放光間ビート雑音が、自然放光間ビート雑音に対して支配的となり、信号対雑音比が比較的悪い領域においても、いわゆるビート雑音限界が容易に達成されるため、光学フィルタは必ずしも必要でなくなり、光増幅器の有する帯域を有効に使用することができるようになる[12]。また長距離伝送において問題となる波長分散による波形劣化も、中間周波帯において補償することができるようになるため[13]、IM-DD方式に対してシステムに対する要求が大幅に軽減される可能性があり、システム構成に関する議論が活発化した[14]。このような情勢を受けて1990年にはNTT[15]、KDD[16]から相次いで1000kmを越え

る伝送実験の結果が報告され、光増幅器を中継増幅器として用いた長距離コヒーレント光通信方式が、光増幅器を用いた長距離光通信方式の本命として次第に認められるようになったのである。

しかしながら、上述したようなコヒーレント光増幅中継方式を、大洋横断のような数千kmを越える超長距離伝送方式に適用するにあたっての新たな問題点が、AT&Tベル研究所から指摘されたのが1990年の初冬である[17]。

これは、コヒーレント光通信方式に限らず、光信号を光増幅中継システムに伝送すると、光ファイバの材質である石英ガラスの有する非線形光学効果により、信号光の位相雑音が増大するという、極めてショッキングなものであった。この現象はもちろんIM-DD方式においても起こるが、IM-DD方式においてはこの現象は決定的なものではない。なぜならIM-DD方式は本質的に光信号の有無を受信器で検出しているだけであるから、信号帯域が光フィルタの帯域幅を越えない程度の位相雑音によつては、全く影響を受けないからである。これに対してコヒーレント方式は、変復調方式によって程度の差こそあれ、位相雑音の増大がそのままシステムの特性劣化につながることになるため、この現象は極めて深刻に受け取られ、現在この点に関して原理の解明が続けられているのである。

これと時を同じくして、光増幅器の登場が、コヒーレント光通信方式にもう一つの問題を投げかけた。それはIM-DD方式における光前置増幅器の利用による受信感度の改善である。狭帯域光学フィルタと光前置増幅器を組み合わせることにより、IM-DD光受信器の受光感度が、ショット雑音限界より3dB悪いに過ぎないビート雑音限界まで改善できるという点に関しては、既に理論的には知られていたが

[12]、これまではフィルタ、光増幅器とも良好な特性を有するものが得られていなかったため、光前置増幅器による感度改善には限界があった。しかしながら光ファイバ増幅器の低雑音化、光フィルタ技術の進展により、ビート雑音限界に近い受光感度が比較的短期間に達成され、10Gb/sのIM-DD伝送において、-37.2dBm（符号誤り率=10⁻⁹において）という高受光感度が達成されるに至っている[18]。

以上述べてきたように、コヒーレント光通信方式は、実用化目前の技術水準に達しながら、中長距離光通信方式への応用という観点からは、光増幅器という新たな好敵手の登場によって、IM-DD方式の役割が完全に取って代わられるのではないかという、以前抱かれていたのとは少々異なった立場に立たされているのが現状である。しかしながらIM-DD方式に決して真似することのできない特徴を、依然としてコヒーレント光通信方式は有している。それは本章の最初の部分で述べた超多重技術の利用可能性である。

無線通信分野で絶えず問題となってきたのは、割当周波数の不足の問題である。このような状況から、無線通信における技術の進展は、常に「いかにすれば少ない帯域でより多量の情報を送ることができるか」という課題に対する研究者の挑戦であったと言っても過言ではあるまい。

光ファイバ通信の黎明期と言ってもよい現在でこそ我々は、光ファイバの有する広帯域性に甘んじて、広大な光の周波数資源を贅沢に使っているものの、歴史が示すように、人類の飽くなき欲望は、必ずやますますの大量情報伝送が必要な時代をもたらすに違いない。そしてその時には、もはや現在のIM-DD方式を用いた情報伝送は伝送量の限界につきあたり、これを凌ぐ超多重伝送技術、即ちコヒーレント光通信技術が、必要不可欠な技術として取り上げられるであろうし、その日はそう遠くないように思われる。

またコヒーレント光通信方式に関する研究成果は、本来の目的以外にも新たな適用分野を産み出しつつある。

例えば、光計測分野への応用はその代表的なものの一つと言えよう。コヒーレント光通信技術の進展により必要が発明を呼び、狭スペクトル線幅を有する半導体レーザ、光の偏波面を長距離にわたって保存することのできる偏波面保存光ファイバ等の技術が次々に生みだされた。これらの技術はこれまで光によって計測することなどあまり考えられていなかった光ファイバジャイロ技術[19]などの計測技術分野に新たな刺激を与え、コヒーレント光通信技術の派生技術によって、新たな応用分野が発展し始めているのである。

1.2 本論文の目的と構成

本論文は前節で述べたような背景に基づき、コヒーレント光通信方式、特に光海底ケーブル方式への適用を目的とした長距離コヒーレント光通信方式実現上の諸問題の解決、コヒーレント光通信技術の光計測への応用、光増幅技術のコヒーレント光通信方式への適用等に関してこれまでに行なった研究成果について述べ、将来の長距離コヒーレント光通信方式実現のための指針を示すことを目的としている。

コヒーレント光通信方式を光海底ケーブル方式に適用する場合に、まず第1に考えなければならないのが、前節においても述べた光ファイバケーブル中における偏波状態変動の問題である。光海底ケーブルシステムにおいては、特にケーブル敷設時においてケーブルに張力、外圧、温度変動等の激しい外乱が加えられるため、光ファイバ中の偏波状態が激しく変動する可能性がある。そこで、実際にケーブル敷設時にどの程度の偏波変動が起きているのかを明らかにする必要性が生じてくる。これまで、光ケーブルにおける偏波変動特性に関しては幾例かの報告があるが、定量的に扱われるまでには至っていない[20]、[21]。また実際に光海底ケーブルにおいて起こる偏波状態変動に対して、現在検討されている方法の中で有効であると考えられている偏波ダイバーシティ光受信方式についても、これまでは実験室内での動作確認がなされたのみであり[22]、[23]、実際に光海底ケーブルにおいて起こる偏波状態変動に対して有効であることが確認されるまでには至っていなかった。また偏波ダイバーシティ光受信方式を用いたコヒーレント光受信器の受光感度を改善するためには、局発光強度雑音を抑圧し、局発光電力を有効に利用することのできるバランスストレーバを用いる必要が生じるが、これまで提案されてきたバランスストレーバを用いた偏波ダイバーシティ光受信器においては[24]、バランスストレーバ動作と偏波ダイバーシティ動作を同時に実現するための光ファイバカップラと偏光ビームスプリッタを光ファイバを用いて接続していたため、光信号処理部を小型化するのに問題があった。

そこで第2章では、まず実際の光海底ケーブル中で起こる偏波状態変動について定量的に把握し、その結果、ケーブル敷設中においても安定な動作を確保する方法として偏波ダイバーシティ光受信方式が最も有効なものであることを示している。更に偏波ダイバーシティ光受信方式の復調信号の最適合成法等に関して実験室内で検討した後、実際のケーブル敷設環境で海洋実験を行ない、ケーブル敷設時における激しい偏波状態変動に対しても安定な動作を確認した実験結果について述べている。更に上記偏波ダイバーシティ光受信器の受光感度を改善するために新たに提案、試作した偏光合成分離モジュールを用いたCPFSK長距離伝送実験の結果について述べ、本モジュールの有効性について明らかにしている。

さて、コヒーレント光通信方式の中で、現在最も実現性が高いと考えられているCPFSKヘテロダイン検波方式を考えた場合、それに用いる光源に要求される特性の中で最も重要なものとしては、狭スペクトル線幅特性と平坦なFM変調特性が挙げられる。通常の半導体レーザは、10MHz～数10MHz程度のスペクトル線幅を有しているが、コヒーレント光通信方式実現には、前節で述べたようにおよそ1MHz

程度のスペクトル線幅を有する半導体レーザが必要となる。またその一方で、半導体レーザは数kHz～数百kHzの低周波領域に、変調のかかりにくい領域（いわゆる“Efficiency dip”）を有しており[3]、この影響により同符号が連続するような低周波成分を多く含むようなパターンに対しては、符号間干渉を生じるといった問題点があるため、通常の半導体レーザに対して外部共振器等でスペクトル線幅を狭窄化するという方法のみでは、CPFSK方式実現のための十分な特性を得ることは困難であった。また、不平坦なFM変調特性に関しては、これまで、位相調整領域付き多電極レーザ[25]に見られるように素子自体の周波数変調特性を平坦化する観点と、バイポーラ符号化[26]、AMI符号化[27]のように伝送符号の低周波成分を抑圧して、Efficiency dipが影響しないようにする観点、あるいは電氣的な等価回路を用いて変調信号を等価する観点[28]等から種々の試みが行なわれているが、位相調整領域付き多電極レーザにおいてははまだ十分な狭スペクトル線幅が得られるには至っておらず、また各種符号化および変調信号の等価法を用いるには専用の電気回路を用意する必要があり、システムの簡易化という観点からは問題があった。

そこで第3章では、上述したコヒーレント光通信方式用光源に要求される諸特性について言及し、これらの諸特性を同時に満たすものとして新たに開発した半導体レーザモジュールに関する実験結果等に関して述べ、本モジュールのCPFSKヘテロダイン検波方式用光源としての有効性を実証する。

さて、第3章で述べるように、コヒーレントCPFSKヘテロダイン検波方式実現には半導体レーザの周波数変調特性を把握することが不可欠である。これまでの周波数変調特性の測定には、ファブリペロー干渉計やマイケルソン干渉計を用いた干渉法が用いられていたが[29]、[30]、これらの方法では光学定盤上での精密な光路調整が必要であり、より簡便な測定法が望まれていた。また前節で述べたように、コヒーレントヘテロダイン検波方式を用いると、光ファイバの有する波長分散による波形歪みを、ヘテロダイン光受信器の中間周波帯に遅延等価器を挿入することにより等価できる利点があるが、この遅延等価器を設計するためには、光ファイバの有する波長分散を数GHzから十数GHzの中間周波帯域にわたって正確に把握することが必要である。しかしながら、これまで用いられてきた光ファイバの波長分散測定法[31]では、幅広い波長範囲にわたって数個の半導体レーザを準備し、それぞれの波長に対して求められたデータに対して数値処理を行なうために、必要な波長において狭帯域な測定を行なうことは困難であり、分散補償回路の設計にもおよそその値を用いざるを得なかった。

これらの問題点を解決するために、第4章では、コヒーレント光通信技術の光計測分野への応用の一例として、まず遅延自己ホモダイン法を用いた半導体レーザの周波数変調特性測定法を新たに提案し、全ての部品を光ファイバで接続した系を用いて、半導体レーザの周波数変調特性が簡便に測定できることを示す。次に光ヘテロダイン技術を用いた光ファイバ波長分散の高精度測定法を提案し、光ファイバの波長分散を狭い周波数帯域にわたって高精度に測定できることを示す。

さて前節で述べたように、半導体レーザ増幅器、光ファイバ増幅器の出現により、これまで光通信方式に与えられていた種々の制約が緩和され、コヒーレント光通信方

式においても、新たな応用が期待されるに至っている。そこで第5章では、光増幅器のコヒーレント光通信方式への応用に関して様々な観点から述べ、その利点を明らかにすると共に、非線形現象等の新たに検討が必要となってきた問題についても考察を加えることとする。

第5章ではまず、光増幅器を送信信号光ブースタ増幅器として用いる応用形態について述べ、本方法を用いれば光ブースタ増幅器による利得分だけ実質的な無中継伝送距離を伸張することができることを示す。次に光増幅器を光前置増幅器としてコヒーレント光受信器に用いた場合について述べる。光前置増幅方式をコヒーレント光受信器に用いた場合には、一般的には受信器における雑音が局発光-自然放出光間ビート雑音によって制限されるためショット雑音限界に比べて感度劣化を生じる。このため、ショット雑音限界に近い状態で動作しているコヒーレント光受信器においては、光前置増幅器の効果が無いことが報告されている[32]。しかしながら、数Gb/s以上の超高速コヒーレント光通信方式においては、中間周波帯域が10GHz程度以上となり、かなりの広帯域性が要求されるため、光受信器を十分に低雑音化してショット雑音限界の受光感度を得ることは非常に困難であるため、光前置増幅方式を用いることの利点が生じるが、ここではその点に関して言及する。更に光増幅器を局発光ブースタ増幅器として、コヒーレント光受信器に応用した場合について述べる。コヒーレント光受信器においては、受信器前段に接続された光回路による分岐損が決して小さくはなく、特に第2章で述べるような偏波ダイバーシティ光受信方式等を用いる場合には、光回路が複雑化するためかなりの過剰損失が生じる。このため光受信器において十分なパワーの局発光を得ることは、必ずしも容易ではない。そこで光増幅器を局発光の電力を上昇させるために利用する局発光増幅方式を提案し、バランストレーバと組み合わせた場合の有効性について検討する。つづいて、光増幅器を中継増幅器として用いた場合について考察する。ここでは、コヒーレント光通信方式を光直接増幅系と組み合わせて用いた場合の特徴であるダイナミックレンジの拡大について主に述べ、コヒーレント光通信方式はIM-DD方式に比べ、このような応用形態においては有利な特性を提供しうることについて述べる。更に、光増幅器を用いたシステム、主に中継増幅器としての応用形態の出現によって最近問題になり始めている各種非線形現象のシステム特性に与える影響について述べ、システム設計上の指針を示すこととする。

さて上述したように第5章においては、光増幅器を用いたコヒーレント光通信方式について種々の観点からその利点を述べているが、第6章ではその応用形態のうちの幾つかの例について実際に実験を行なった結果について述べる。光増幅器を送信信号光ブースタ増幅器として用いる応用形態については、これまで幾例かのフィールド試験の報告があるが[33]、[34]、これまで長期間の伝送特性測定例は報告されていない。また、光増幅器を中継増幅器として用いた場合の伝送実験例としては、これまで半導体レーザー増幅器を用いたもの[14]、および光ファイバ増幅器を用いたもの[15]が報告されているが、どちらの実験例においても、光増幅器の入力光電力等の最適化が行なわれていないため、伝送後の特性に若干の劣化が認められる。

そこで第6章では、まず195km長の光海底ケーブルを用いたコヒーレントCP

FSKヘテロダイン検波方式フィールド試験の結果について述べ、光ファイバ増幅器を送信信号光ブースタ増幅器として用いることにより第5章で述べるように伝送距離の伸張が図れることを実証する。また第2章で述べる偏波ダイバーシティ光受信方式を用いることにより、長期間安定な伝送特性が達成されることについて示す。次に半導体レーザー増幅器および光ファイバ増幅器を用いた長距離伝送実験の結果について述べ、光増幅器入力光電力を最適化することにより、数100kmから1000km程度の伝送が特性劣化なしに行なえることを示す。

第7章では、各章の要点について述べた後、コヒーレント光通信方式の将来について若干の考察を加える。

第1章参考文献

- [1] 大越, "光ヘテロダインもしくはホモダイン型周波数多重光ファイバ通信の可能性と問題点の検討," 電子通信学会技術研究報告、OQE78-139、1979年。
- [2] T. Okoshi and K. Kikuchi, "Frequency stabilization of semiconductor lasers for heterodyne-type optical communication systems," *Electron. Lett.*, Vol.16, No.5, pp.179-181, 1980.
- [3] 菊池, "コヒーレント光通信用デバイス," 電子通信学会誌、第69巻、第8号、pp. 816-823、1986年8月。
- [4] T. Okoshi, "Recent advances in coherent optical fiber communication systems," *IEEE Jour. Lightwave Technol.*, Vol. LT-5, No.1, pp.44-52, 1987.
- [5] T. Okoshi, S. Ryu, and K. Kikuchi, "Polarization-diversity receiver for heterodyne/coherent optical fiber communications," *Technical digest of IOOC'83*, paper 30C3-2, 1983.
- [6] T. Okoshi and K. Kikuchi, "Heterodyne-type optical fiber communications," *Jour. Opt. Commun.*, Vol.2, No.3, pp.82-88, 1981.
- [7] S. Saito, Y. Yamamoto, and T. Kimura, "Optical FSK heterodyne detection experiments using semiconductor laser transmitter and local oscillator," *IEEE Jour. Quantum Electron.*, Vol. QE-17, No.6, pp.935-941, 1981.
- [8] K. Emura, S. Yamazaki, S. Fujita, M. Shikada, I. Mito, and K. Minemura, "Over 300km transmission experiment on an optical FSK heterodyne dual filter detection system," *Electron. Lett.*, Vol.22, No.21, pp.1096-1097, 1986.
- [9] R. Welter, W. B. Sessa, M. W. Maeda, R. E. Wagner, L. Curtis, J. Young, T. P. Lee, K. Nanduri, H. Koda, Y. Koga, and J. R. Barry, "Sixteen-channel coherent broadcast network at 155 Mbit/s," *IEEE Jour. Lightwave Technol.*, Vol. 7, No.10, pp.1438-1444, 1989.
- [10] M. Nakazawa, Y. Kimura, and K. Suzuki, "Efficient Er³⁺-doped optical fiber amplifier pumped by a 1.48 μ m InGaAsP laser diode," *Appl. Phys. Lett.*, Vol.54, No.4, pp.295-297, 1989.
- [11] N. Edagawa, Y. Yoshida, H. Taga, S. Yamamoto, K. Mochizuki, and H. Wakabayashi, "904km, 1.2Gbit/s non-regenerative optical transmission experiment using 12 Er-doped fibre amplifiers," *postdeadline paper of ECOC'89*, paper PDA-8, 1989.
- [12] 大越、菊池, "コヒーレント光通信工学," オーム社、1989年。
- [13] K. Iwashita and N. Takachio, "Chromatic dispersion compensation in coherent optical communications," *IEEE Jour. Lightwave Technol.*, Vol. 8, No.3, pp.367-375, 1990.
- [14] N. A. Olsson, "Lightwave systems with optical amplifiers," *IEEE Jour. Lightwave Technol.*, Vol. 7, No.7, pp.1071-1082, 1989.
- [15] 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," *postdeadline paper of OFC'90*, paper PD2, 1990.
- [16] S. Ryu, N. Edagawa, Y. Yoshida, and H. Wakabayashi, "Over 1000 km FSK heterodyne transmission system experiment using Erbium-doped optical fiber amplifiers and conventional single-mode fibers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 2, No.6, pp.428-430, 1990.

- [17] J. P. Gordon and L. F. Mollenauer, "Phase noise in photonic communications systems using linear amplifiers," *Optics. Lett.*, Vol.15, No.23, pp.1351-1353, 1990.
- [18] T. Saito, Y. Sunohara, K. Fukagai, S. Ishikawa, N. Henmi, S. Fujita, and Y. Aoki, "High receiver sensitivity at 10 Gb/s using an Er-doped fiber preamplifier pumped with a 0.98 μ m laser-diode," *postdeadline paper of OFC'91*, paper PD14, 1991.
- [19] 保立, "光ファイバジャイロ," 電子情報通信学会誌、第73巻、第2号、pp.149-160、1990年。
- [20] R. E. Wagner, C. D. Poole, H. J. Schulte, N. S. Bergano, V. P. Nathu, J. M. Amon, R. L. Rosenberg, and R. C. Alfarness, "Polarization measurements on a 147 km lightwave undersea cable," *postdeadline paper of OFC'86*, paper PD7, 1986.
- [21] Y. Namiura, S. Ryu, M. Kuwazuru, K. Mochizuki, and Y. Iwamoto, "Polarisation fluctuation of submarine-cabled single-mode optical fibres in ocean installation," *Electron. Lett.*, Vol.23, No.7, pp.343-344, 1987.
- [22] T. Imai, T. Matsumoto, and K. Iwashita, "Polarization diversity technique for coherent optical detection," *Technical digest of OFS'86*, paper P.4, 1986.
- [23] T. Okoshi and Y. H. Cheng, "Four-port homodyne receiver for optical fibre communications comprising phase and polarisation diversities," *Electron. Lett.*, Vol.23, No.8, pp.377-378, 1987.
- [24] H. Kuwahara, T. Chikama, C. Ohsawa, and T. Kiyonaga, "New receiver design for practical coherent lightwave transmission system," *Technical digest of ECOC'86*, pp.407-410, 1986.
- [25] S. Yamazaki, K. Emura, M. Shikada, M. Yamaguchi, and I. Mito, "Realisation of flat FM response by directly modulating a phase tunable DFB laser diode," *Electron. Lett.*, Vol.21, No.7, pp.283-285, 1985.
- [26] R. S. Vodhanel and B. Enning, "1Gbit/s bipolar optical FSK transmission experiment over 121km of fibre," *Electron. Lett.*, Vol. 24, No.3, pp.163-165, 1988.
- [27] R. Noe, M. W. Maeda, S. G. Menocal, and C. E. Zah, "AMI signal format for pattern-independent FSK heterodyne transmission and two channel crosstalk measurements," *Technical digest of ECOC'88*, pp.175-178, 1988.
- [28] K. Iwashita, T. Imai, T. Matsumoto, and G. Motosugi, "400 Mbit/s optical FSK transmission experiment over 270km of single-mode fibre," *Electron. Lett.*, Vol.22, No.3, pp.164-165, 1986.
- [29] S. Kobayashi, Y. Yamamoto, and T. Kimura, "Modulation frequency characteristics of directly optical frequency modulated AlGaAs semiconductor laser," *Electron. Lett.*, Vol.17, No.10, pp.350-351, 1981.
- [30] E. Eichen, P. Melman, and W. H. Nelson, "Intrinsic lineshape and FM response of modulated semiconductor lasers," *Electron. Lett.*, Vol.21, No.19, pp.849-850, 1985.
- [31] M. Fujise, M. Kuwazuru, M. Nunokawa, and Y. Iwamoto, "Chromatic dispersion measurement over a 100km dispersion-shifted single-mode fibre by a new phase-shift technique," *Electron. Lett.*, Vol.22, No.11, pp.570-572, 1986.

[32] B. Glance, G. Eisenstein, P. J. Fitzgerald, K. J. Pollock, and G. Raybon, "Sensitivity of an optical heterodyne receiver in presence of an optical preamplifier," *Electron. Lett.*, Vol.24, No.19, pp.1229-1230, 1988.

[33] M. J. Creaner, R. C. Steele, I. Marshall, G. R. Walker, N. G. Walker, J. Mellis, S. Al Chalabi, I. Sturgess, M. Rutherford, J. Davidson, and M. Brain, "Field demonstration of 565 Mbit/s DPSK coherent transmission system over 176km of installed fibre," *Electron. Lett.*, Vol.24, No.22, pp.1354-1356, 1988.

[34] M. J. Creaner, R. C. Steele, D. Spirit, G. R. Walker, N. G. Walker, J. Mellis, S. Al Chalabi, W. Hale, I. Sturgess, M. Rutherford, D. Trivett, and M. Brain, "Field demonstration of two channel coherent transmission with a diode-pumped fibre amplifier repeater," *Electron. Lett.*, Vol.26, No.19, pp.1621-1623, 1990.

第2章 偏波ダイバーシティ技術を用いた コヒーレント光通信方式

2.1 まえがき

コヒーレント光ファイバ通信の実現にあたっては、解決しなければならない数多くの問題点が存在する。その中でも光ファイバ伝送路を伝搬し、光ファイバに加えられる外力、温度等の外乱により偏波状態変動を受けた信号光と、受信端でヘテロダインまたはホモダイン検波のために利用される局発光の偏波状態の不一致による受光感度の劣化は、主要なものの一つである。

光海底ケーブルシステムにおいては、特にケーブル敷設時においてケーブルに張力、外圧、温度変動等の激しい外乱が加えられるため、光ファイバ中の偏波状態が激しく変動する可能性がある。そこで、実際にケーブル敷設時にどの程度の偏波変動が起きているのかを明らかにする必要性が生じてくる。これまで、光ケーブルにおける偏波変動特性に関しては幾例かの報告があるが、定量的に扱われるまでには至っていない[1]、[2]。また実際に光海底ケーブルにおいて起こる偏波状態変動に対して、現在検討されている方法の中で有効であると考えられている偏波ダイバーシティ光受信方式についても、これまでは実験室内での動作確認がなされたのみであり[3]、[4]、実際に光海底ケーブルにおいて起こる偏波状態変動に対して有効であることが確認されるまでには至っていない。また偏波ダイバーシティ光受信方式を用いたコヒーレント光受信器の受光感度を改善するためには、局発光強度雑音を抑圧し、局発光電力を有効に利用することのできるバランスストレーバを用いる必要が生じるが、これまで提案されてきたバランスストレーバを用いた偏波ダイバーシティ光受信器においては[5]、バランスストレーバ動作と偏波ダイバーシティ動作を同時に実現するための光ファイバカップラと偏光ビームスプリッタを光ファイバを用いて接続していたため、光信号処理部を小型化するのに問題があった。

そこで本章では、まず実際の光海底ケーブル中で起こる偏波状態変動について定量的に把握し、その結果、ケーブル敷設中においても安定な動作を確保する方法として偏波ダイバーシティ光受信方式が最も有効なものであることを示している。更に偏波ダイバーシティ光受信方式の信号の最適合成法等に関して検討し、遅延検波器を用いた二乗則合成法が最も実用的であることを実験室内の伝送実験により明らかにする。つづいて実際のケーブル敷設環境で海洋実験を行ない、ケーブル敷設時における激しい偏波状態変動に対しても、偏波ダイバーシティ光受信方式が安定な受信特性を提供することを実証する。更に上記偏波ダイバーシティ光受信器の受光感度を改善するために新たに提案、試作した偏光合成分離モジュールを用いたC P F S K長距離伝送実験の結果について述べ、本モジュールの有効性について明らかにしている。

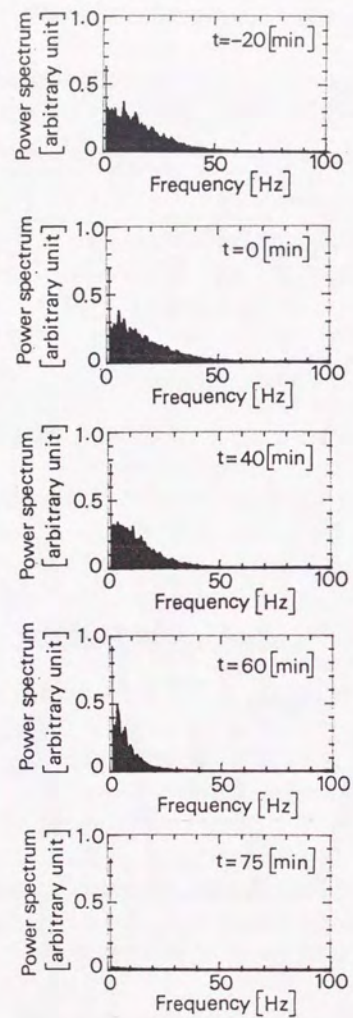


図 2-3 測定されたパワースペクトラムの経時変化

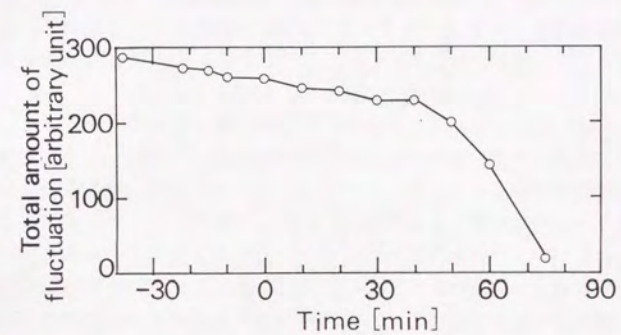


図 2-4 パワースペクトラムの積分値の経時変化

度までの変動成分を有する偏波変動に対して、安定な動作をする必要があることがわかった。

2.2.2 偏波変動に対する各種方策

この偏波変動によるシステム特性劣化を低減するための方策として、これまで提案されてきたものには、大別して4つの方法がある。

第1の方法は、偏波面保存光ファイバを用いるものである[6]。理想的な偏波面保存光ファイバは、信号光の直線偏波状態を受信端まで保存するため、これを用いれば、信号光と局発光の偏波状態の完全な整合が可能となる。これまで、偏波面保存光ファイバとして、かなり良好な偏波保持特性を有するものが開発されているが、現在のところ、価格、損失特性および接続技術等の点で、通常の光ファイバを用いたシステムより劣っている。

第2の方法は、信号光または局発光の偏波状態を光学的に補償するものである[6]。偏波補償器としては、光ファイバ自体の複屈折を用いるものと、電気光学結晶などを用いた外部偏波補償素子を用いるものがあるが、これらの方法を用いた場合には、応答速度、追従の無限性などにおいて問題がある。

第3の方法は、偏波ダイバーシティ光受信方式を用いるものである[7]。本方式では、受信信号光を偏光分離素子により、直交偏波成分に分離し、それぞれに偏波面をあわせた局発光により別々にヘテロダインまたはホモダイン検波を行ない、得られた検波信号に対して電気段で合成を行なう。詳しい解析によると、最適合成法を用いることにより、システムの信号対雑音比は、信号光と局発光の偏波状態が一致した理想的なヘテロダイン検波方式のものと同等になることが知られている[7]。また本方式は、電気段で補償を行うため、偏波補償器の欠点である応答速度、追従の無限性などの問題点が、完全に克服されるという利点を有する。

第4の方法は、偏波スクランブル法[8]を用いるものである。本方式では、信号用レーザ出力部分に置かれた偏波スクランブラにより、伝送速度より十分速い周波数で、偏波状態がスクランブルされる。この方法によれば、データ1ビットの間に、信号光と局発光の偏波状態が完全に一致する期間が必ず存在するため、3 dBの受光感度劣化はあるものの、偏波状態変動に無関係に、安定な受光が可能である。ただし本方式では、スクランブル速度がビットレートより十分速い必要があるため、低ビットレートのシステムにしか適用できない欠点がある。

各方式の優劣比較を表2-1に示す。

本論文ではこれら4つの方式のうちで、高ビットレートでの動作特性に優れ、かつ応答速度的にも十分な特性を期待できる偏波ダイバーシティ光受信方式を取り上げ、本方式の有効性を実証することにする。

2.2.3 二乗則合成法の復調器への適用

前節で述べたように、偏波ダイバーシティ光受信方式においては、各直交偏波成分毎に別々に検波された信号を電気段で合成する操作が必要になる。

電気段での合成方式には、大別して2つの方法がある。1つは、中間周波信号の状

表2-1 偏波状態変動に対する各種方策の優劣比較

項目 \ 方策	偏波面保存光ファイバ	偏波補償器	偏波ダイバーシティ	偏波スクランブル法
応答速度	問題なし	機械的なものは低速	電気回路の応答速度で決まるため高速	高速
挿入損失	0.5 dB/km程度であり、現時点では通常のファイバ(0.2 dB/km)に比べ大きい	光ファイバ型では殆どないが、結晶を用いるものでは比較的大(3 dB程度)	偏光分離素子の挿入損失がある(1 dB程度)	スクランブル用の結晶の挿入損失(3 dB程度)がある。また本質的に3 dBの受光感度劣化がある
無限追従性	問題なし	必要最低限の構成では制御範囲が限定されるが素子数を増やすことにより無限追従可能	問題なし	問題なし
偏波状態検出の必要性	なし	あり	なし	なし
その他	偏光軸を加味した光ファイバ接続器が必要となる		光受信器が2台必要なことによる雑音特性の劣化がある	低ビットレートのシステムにしか使えない

態で両者の位相を合わせて、コヒーレントに加算する方法 [7] (図 2-5 (a)) であり、もう 1 つは、各信号を別々に復調後合成する方法 [3] (図 2-5 (b)) である。

中間周波状態で合成する方法は、復調器が 1 台で済むという特徴を有するものの、偏波状態変動に応じて両中間周波信号間の位相差が時々刻々変化するため、両信号間の位相差を絶えず補償する高精度かつ無限追従可能な位相制御機構が必要になるため、現在のところ、基礎検討が行なわれている程度である。

これに対して各検波信号を復調後合成する方法は、復調時に偏波状態変動による位相変動が消失するため、位相制御回路が不要となり、前者に比べて技術的により実際的であると考えられる。

さて、上記のいずれの方法においても、2 つの枝の電気信号を単純に加算する方法 (等利得合成法; equal-gain combining) を用いた場合には、信号光の分離比によって合成された信号の信号対雑音比が変わり、完全なダイバーシティ受信を達成することができない (図 2-6 参照) [7]。

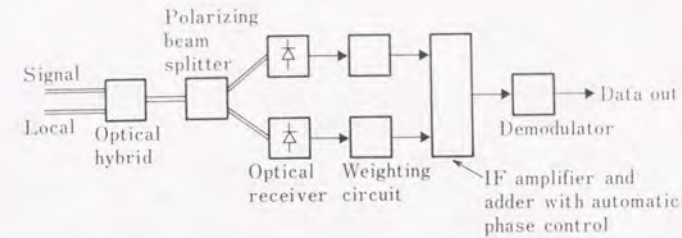
これに対し、各信号に対して、それぞれの強度に比例した係数により重み付けを行った後合成する方法 (最大比合成法; maximal-ratio combining) によれば、信号対雑音比の良好な枝の信号の寄与がより多くなるため、偏光分離比によらない信号再生が可能となる。最大比合成法に用いる重み付け回路としては、これまでダイオード型可変減衰器を用いたもの [3] が提案されており、良好な特性が報告されている。しかし、本方法では、復調器以外に重み付け回路を用意する必要があり、システム構成が複雑になるという欠点を有する。

これとは別に、最大比合成法に近い動作をする合成法として二乗則合成法がある [4]、[9]、[10]。本方法においては、入力信号が二乗検波されるため、合成後の信号対雑音比が最大比合成法のそれに比べて、0.4 dB 程度劣化するものの [9]、復調器の二乗検波特性を重み付けにも共用できるため、その利点は大きい。なお、本方法の有効性については、文献 [4]、[9]、[10] において独立にほぼ同時期に提案されており、本論文も文献 [10] の内容を含んでいることを付け加えておく。

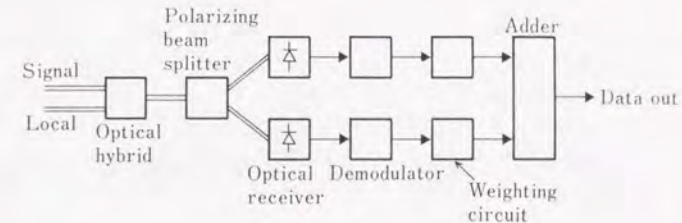
2.2.4 室内伝送実験

本節では、FSK ヘテロダイン検波方式において用いられている遅延検波器が二乗検波器であることに注目して、前節の議論に基づき、この二乗特性を用いた二乗則合成法によりシステム構成を行なった。

図 2-7 に実験系を示す。実験に用いたレーザは、波長 $1.56 \mu\text{m}$ の DFB レーザであり、回折格子を用いた外部共振器により線幅狭帯化を行なっている。共振器長は約 80 mm、信号用レーザと局発用レーザのビートスペクトル線幅は、約 500 kHz であった。図 2-8 に、無変調時のビートスペクトルを示す。符号誤り率測定時には、信号用レーザに 560 Mb/s の (1, 0) 固定パターンにより、MSK (minimum shift keying) 変調がかけられる。信号光は、約 150 km の単一モード光ファイバ (損失 29.0 dB) を伝搬後、局発光と光ファイバカップラで合波され、合波され



(a) 中間周波帯で合成する方法



(b) ベースバンドで合成する方法

図 2-5 偏波ダイバーシティ方式の基本構成

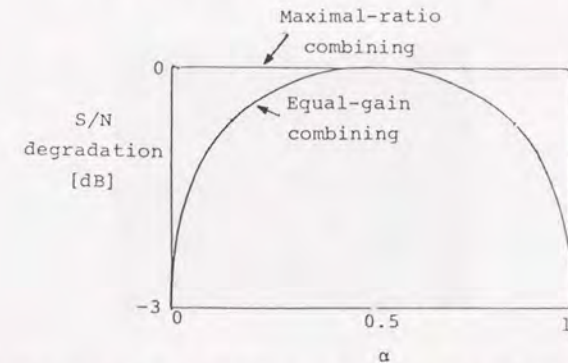


図 2-6 合成後の信号対雑音比の偏光分離比 (α) 依存性 ([7] による)

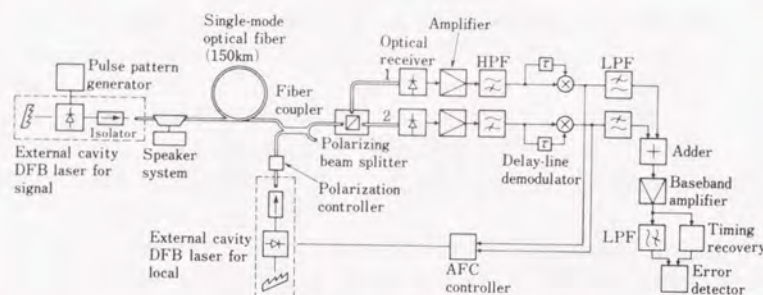


図2-7 偏波ダイバーシティ方式室内伝送実験系

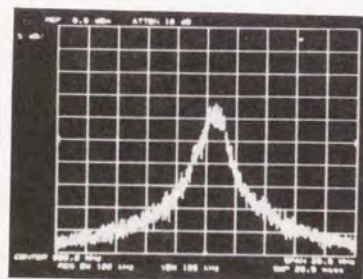


図2-8 無変調時ビートスペクトル

た光は後段の偏光ビームスプリッタで、それぞれ直交偏波成分に分離され、光受信器1および2に入射する。局発光の偏波状態は、光受信器1および2に等量の局発光が入射するように、局発用レーザ出力付近に設けられた偏光補償器によって制御され固定されている。

2台の光受信器1、2で別々にヘテロダイン検波された直交偏波成分に対応するビット信号は、増幅、濾波された後、特性を合わせた1ビット遅延の遅延検波器によりそれぞれ復調され、低域濾波器を通った後、加算回路により加算され、更に増幅、濾波の後、誤り率検出器へと導かれる。

中間周波数(=980MHz)の安定化は、遅延検波器出力の低周波成分を加え合わせた出力を局発用レーザの駆動電流に帰還することにより行なった。この方式では、信号光の偏波状態に無関係に安定化することが可能で、実験では±2MHzの安定度が達成された。また、伝送用ファイバの入射部分(約3.5m)において、オーディオ・スピーカにより低周波の振動を加え、出射光の偏波状態を変動させるようにした。

次に実験結果について示す。

まず、信号光の偏波状態が一定である時のシステムの符号誤り率特性(偏波ダイバーシティ光受信器の静特性)測定を行なった。図2-9に測定結果を示す。

測定では、まずダイバーシティ動作を行なわない単一受信系(光受信器1のみを用いた)において、完全に信号光と局発光の偏波状態が一致するように信号光の偏波状態を制御して、符号誤り率特性の測定を行なった。この場合の受光感度は、符号誤り率10%において-44dBmであった。ショット雑音限界からの劣化量は、14dBである。

次にダイバーシティ動作をさせた状態で信号光の偏波状態を変化させ、信号光の光受信器1、2への分離比を1:0、0.5:0.5、0:1の3種類に変化させ、それぞれについて、符号誤り率特性の測定を行なった。分離比が1:0と0:1の場合には、両者の符号誤り率特性は一致したが、0.5:0.5の場合には約0.5dBの劣化が認められた。

信号光の分離比がほぼ1:1の場合の各枝の復調波形を図2-10に示す。

更に、ダイバーシティ光受信器の動的特性を確認するために、ファイバを30Hzの正弦波で振動させることにより、偏波状態を変動させて、符号誤り率の経時変化を測定した。図2-11に測定結果を示す。

初期設定においては、光受信器2のつながれている枝をはずして、単一受信系で光受信器1のみに信号光が入射するように、信号光の偏波状態を設定した。また、この場合の符号誤り率は、 10^{-8} 程度になるように、受光量を調整した(図中A)。その状態でファイバに振動を加え、光受信器2のつながれている枝の動作をON、OFFすることにより、ダイバーシティ動作をON、OFFして、符号誤り率の連続測定を行なった。

1台の光受信器で受信されるビット信号には、偏波状態変動により10dB程度のレベル変動が観測され、図2-11からもわかるように、ダイバーシティ動作を行なわない場合には、符号誤り率は、 10^{-3} 以上となり、システム動作が不能となったの

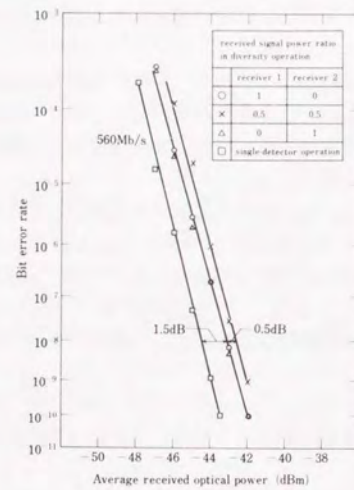


図 2-9 偏波ダイバーシティ光受信器の符号誤り率特性

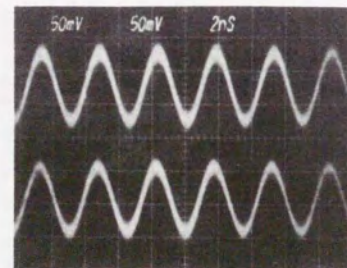


図 2-10 信号光の分離比が 1 : 1 の場合の各枝の復調波形

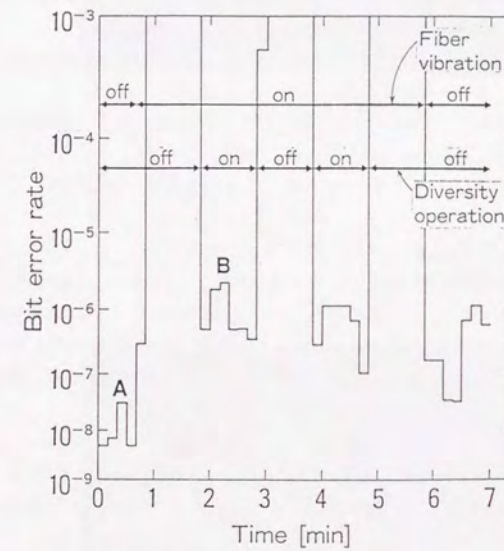


図 2-11 符号誤り率特性の経時変化

に対しダイバーシティ動作を行なうことにより符号誤り率は回復し、 $10^{-6} \sim 10^{-7}$ の間で安定した値を保った。

図2-12 (a)、(b)にダイバーシティ動作をOFF、ONした場合の符号誤り率測定器入力波形を示す。

次に、図2-9の結果について考察する。

ダイバーシティ動作を行なった場合について、光受信器1および2への信号光の分離比が1:0、0:1の時には両者の間に受光感度の差はない。このことから、遅延検波器まで含めた受信系1および2の総合的な利得は、ほぼ完全に一致していることがわかる。これに対して、分離比が、0.5:0.5の場合には、受光感度が0.5 dB程度劣化しているが、これは、2系統の遅延検波器の特性の間にわずかな差があるため（特に二乗検波特性の差）と考えられる。従って、遅延検波器の特性を厳密に調整することにより、この劣化は軽減できるものと考えられる。

次に、単一系動作とダイバーシティ動作（分離比1:0および0:1）の間の受光感度の差1.5 dBについて考える。

ショット雑音限界においては、単一受信系とダイバーシティ受信系との受光感度の差は、二乗則合成による0.4 dBである。測定結果において、1.5 dBの劣化がみられるのは、光受信器が2台になったことによる回路雑音の増加によるものと考えられる。

次に、図2-11の結果について考える。

単一受信系で偏波整合が完全に行なわれた場合（図中A）においては、誤り率が 10^{-8} 程度であるのに対し、ダイバーシティ動作中には、 10^{-6} 程度に劣化している（図中B）。これは、先に図2-9において考察した単一受信系とダイバーシティ受信系の受光感度の差（1.5 dB）に対応しており、図2-9の測定結果とも良く一致している。

また、ファイバを振動させた場合には、ダイバーシティ動作中においても、誤り率が一桁弱程度変動しているが、これは、信号光の分離比が0.5:0.5の場合の（1:0、0:1の場合に比した）感度劣化（0.5 dB）に対応するものであり、この劣化量を減少させることにより、更に安定化できるものと考えられる。

以上の実験結果により次の点が明らかになった。

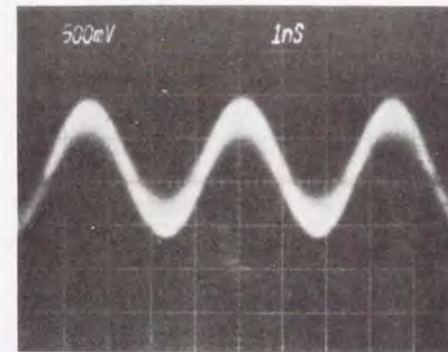
(1) 二乗則合成法により、最大比合成法とは同等のダイバーシティ動作が達成される。

(2) 偏波ダイバーシティ光受信器は、単一受信系では受信が困難となるような激しい偏波変動に対しても、安定な受信を行なうことができる。

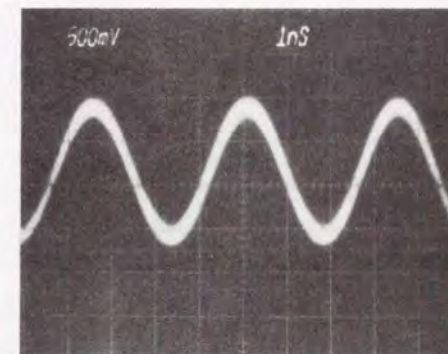
2.2.5 光海底ケーブルを用いた海洋実験

本節では、偏波ダイバーシティ光受信方式の実用環境での有効性を実証するために、海洋実験を行なった結果について述べる。

実験は小笠原諸島の鳥島東方海上で行ない、ケーブル敷設船KDD丸から海底ケー



(a) ダイバーシティOFF時



(b) ダイバーシティON時

図2-12 符号誤り率測定器入力波形

ブルを水深6000mの深海に敷設し、その間の偏波状態変動に対する偏波ダイバーシティ受信器の性能を評価した。

図2-13に実験系の全景を、また図2-14に実験系のブロック図をそれぞれ示す。送受信装置としては前節で述べたものと同じものを用い、KDD丸から全長45kmのケーブルを敷設した。送信用光源から出た光は、ケーブル内の1本のファイバに入力され、ケーブル終端にあるエンドボックスで別のファイバに折り返され、船上で受信される。従って、全長90kmの系が構成されることになる。なお、図中の中継器は他の実験に用いられたものであり、本実験で使用した光ファイバはこの中継器の中を単に通過しているだけである。実験に用いた光ファイバの平均損失は波長1.55 μ mにおいて0.19dB/kmであり、融着損等を含めた伝送路の全損失は約20dBであった。また、実験では同時に偏波状態変動、損失変動のモニタも行なった。

実験中におけるケーブル敷設速度は0~3ノットであった。またケーブル張力の実測値は、ケーブル敷設中及び保持中においては約4t、またケーブル回収中においては約6tであった。

まずケーブル敷設速度3ノット時の偏波状態変動測定を行なった。測定によると偏波状態はそのとりうる値の全域にわたって様々に変化し、その変動の周波数成分も最高50Hz程度にまで及んでいることがわかった(図2-15)。この結果は2.2.1節における結果とはほぼ同じであった。

次にケーブル敷設時における符号誤り率特性の測定を行なった。測定結果を図2-16に示す。図からわかるように、測定された符号誤り率は一定の光受信電力値のもとにおいても、最大値と最小値の間を変動し、符号誤り率 10^{-9} における受光感度の最良値は約-35.5dBmであった。この値は前節の実験室環境において得られた値と比べて約6.5dB劣化している。この劣化の原因としてはケーブル敷設船の揺れ、エンジン室の振動等によって起こるレーザ外部共振器の振動による中間周波数安定度の劣化が主であると考えられる。AFC回路動作時の中間周波数安定度の実測値は ± 20 MHzであり、この値は実験室環境におけるものに対して約10倍劣化している。

次に、この状態において符号誤り率の経時変化測定を行なった。測定においてはダイバーシティ動作を行った状態において、符号誤り率が 10^{-8} 程度になるように受光レベルを調整した。実験中におけるケーブル敷設速度は3ノットであった。

図2-17に測定結果を示す。図からわかるようにダイバーシティ動作を行なった場合には安定な符号誤り率値が測定されたが、行なわない場合には、全く受信が不能となった。ダイバーシティ動作を行なった場合、行なわなかった場合それぞれについて、復調信号アイパターンを示す(図2-18)。

以上の結果から、偏波ダイバーシティ光受信方式は実際のケーブル敷設時に起きる激しい偏波変動に対しても十分な特性を発揮できることが確認された。

2.2.6 バランストレシーバ用偏光合成分離モジュールを用いた伝送実験

前節までの実験において、偏波ダイバーシティ光受信方式の有用性を示してきたが、光受信器としては単一受光素子型の受信器(シングルディテクタレーバ)を用

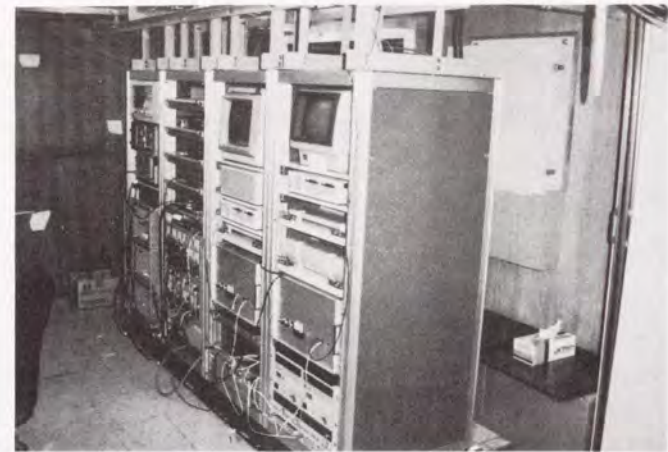


図2-13 実験系全景

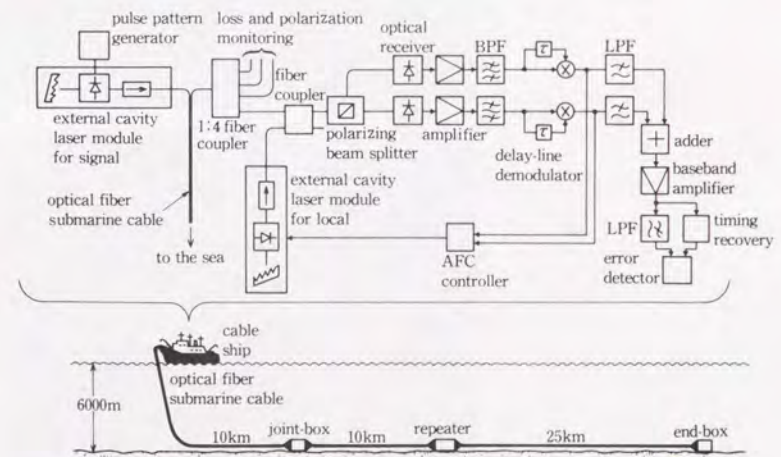


図2-14 実験系のブロック図

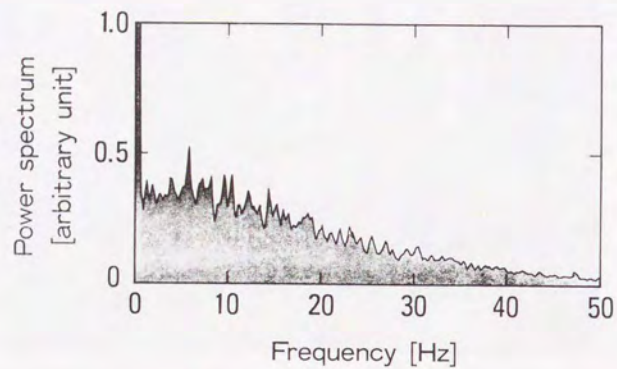


図 2-15 偏波状態変動のパワースペクトル

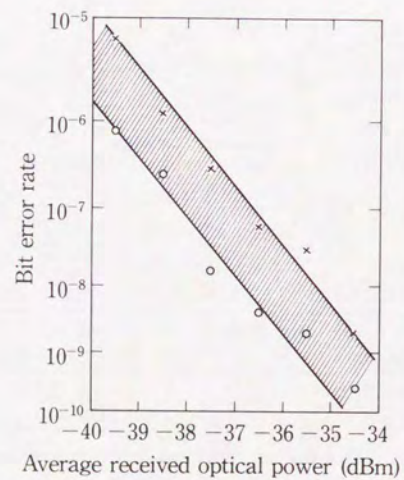


図 2-16 ケーブル敷設中における符号誤り率特性

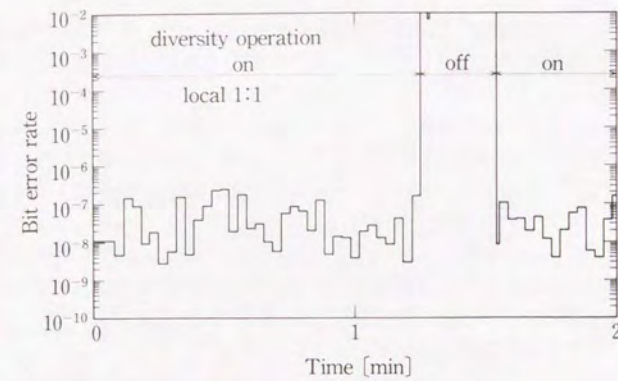
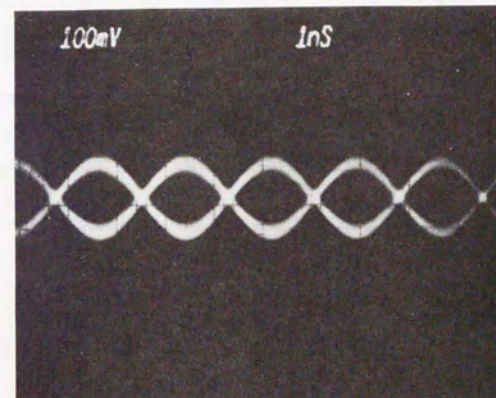
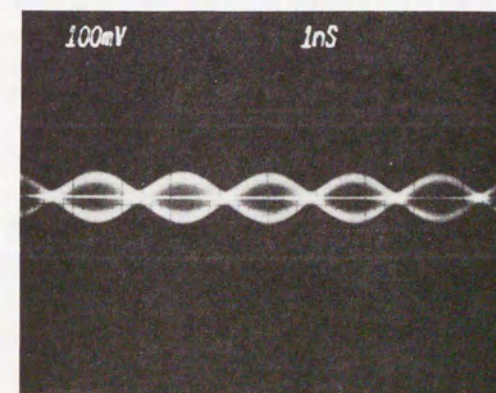


図 2-17 符号誤り率の経時変化



(a) ダイバーシティON時



(b) ダイバーシティOFF時

図 2-18 受信信号アイパターン

いていたため、十分な受光感度が得られるには至らなかった。そこで、受光感度を改善するために、局発光強度雑音を抑制し、局発光電力を有効に利用することのできるバランストレーサバ [11]、[12] を偏波ダイバーシティ光受信方式においても用いる必要が生じるが、この場合、バランストレーサバ動作と偏波ダイバーシティ動作を同時に実現するための光信号処理部を光ファイバカップラ型の光部品で実現するのは、特に偏光ビームスプリッタの特性がいまだ十分ではないために、かなり困難であった。また、光信号処理部全体の小型化も望まれていた。

そこで本節では、上記問題点を解決するために新たに提案、試作した偏光合成分離モジュールを用いた C P F S K 長距離伝送実験の結果について述べ、本モジュールの有効性について明らかにする。

図 2-19 に本実験の実験系を示す。

実験に用いたレーザモジュールは、3.3 節において述べる LiNbO_3 型外部共振器レーザモジュールであり、 LiNbO_3 印加電圧を変調することにより、300 MHz 程度までの平坦な F M 変調特性を有する。レーザモジュールの発振波長は $1.555 \mu\text{m}$ であり、またスペクトル線幅は信号光用光源が約 700 kHz、局発用光源が約 350 kHz であった。

信号光用光源から出力された光（光電力 = +3.2 dBm）は、長さ 250.97 km の単一モード光ファイバ（損失 = 45.2 dB）を伝搬した後、バランストレーサバ型偏波ダイバーシティ光受信器により受信される。受信器には先に述べたように、新たに開発した偏光合成分離モジュールを使用した。

モジュールの構造を図 2-20 に示す。図において局発用光源から出力された光は、偏波面保存光ファイバによりポート A に導かれる。ポート A においては偏波面保存光ファイバの固有軸は偏光ビームスプリッタ（PBS）の固有軸に対して 45 度傾けて配置されている。これにより等量の局発光電力を 2 台の受信器に導くことが可能となる。また、信号光はポート B に導かれ、偏光ビームスプリッタにより直交偏波成分に分離される。ハーフミラー（HM）の出力 C、D 及び E、F はそれぞれ、直交偏波成分の受信用に準備されたバランストレーサバに接続されており、本モジュールを用いることにより、光信号処理部を小型化することができ、かつ容易にバランストレーサバ型偏波ダイバーシティ光受信器を構成することが可能となる。本モジュールの過剰損失は約 1 dB であった。本モジュールは、製作上の理由により、偏光ビームスプリッタ及びハーフミラーから構成される 2 つの素子から構成されているが、将来的には 1 つの素子として実現できる可能性を有している。また、上記モジュールの各出力ポートにおける局発光電力は約 -3.2 dBm であった。

さて、受信された中間周波信号（中心周波数 = 3.46 GHz）は、増幅、帯域濾波された後復調され、復調された信号は加算器によって加算される。復調信号の低周波成分は加算された後、AFC 回路に導かれ中間周波数を安定化するために使われる。本実験における中間周波数安定度は $\pm 2 \text{ MHz}$ であった。

次に 280 Mb/s の伝送速度において、C P F S K 伝送実験を行なった。変調指数は 1.0 であり、この時の LiNbO_3 導波路印加電圧は $3 V_{\text{pp}}$ であった。図 2-21 に本偏波ダイバーシティ光受信器の符号誤り率特性測定結果を各偏波状態に対して測定

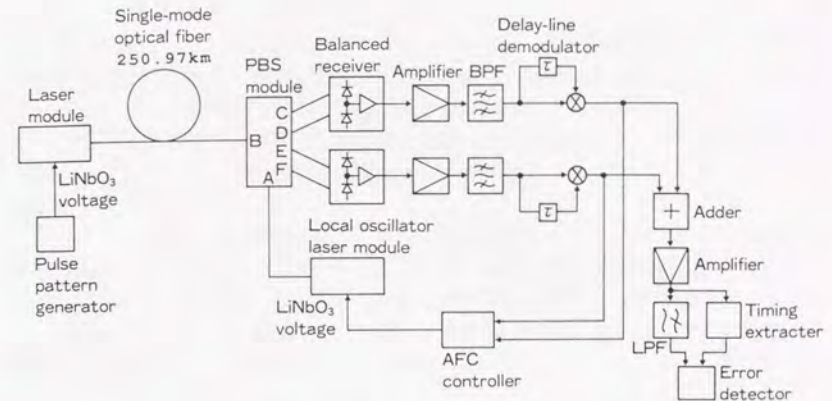


図 2-19 伝送実験系

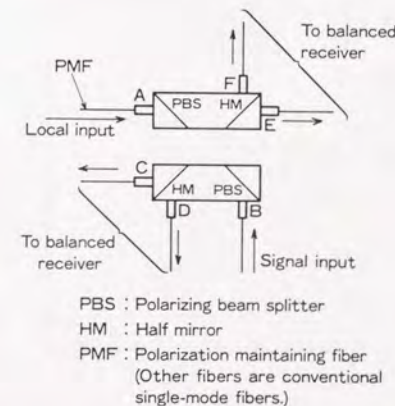


図 2-20 偏光合成分離モジュールの構造

した結果を示す。この結果から、本実験に用いた偏波ダイバーシティ光受信器は0.7 dBの偏波依存性を有することが明らかとなった。これは、理論値[9]に対してわずかに0.3 dBの劣化であり、本モジュールが偏波ダイバーシティ光受信方式において極めて良好な特性を提供することが示された。

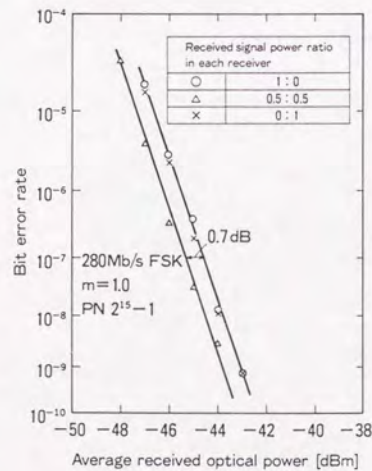


図 2-2-1 符号誤り率特性の偏波状態依存性

2.3 むすび

本章では、まず実際の光海底ケーブル中で起こる偏波状態変動について定量的に把握し、ケーブル敷設中においてはその変動速度はおよそ 50 Hz に達することを示した。そして、ケーブル敷設中においても安定な動作を確保する方法として偏波ダイバーシティ光受信方式を採用し、偏波ダイバーシティ光受信方式の復調信号の最適合成法として、遅延検波器の二乗検波特性を利用した二乗則合成法が極めて有効かつ実用的な方法であることを実験室内の伝送実験で確認した。更に実際のケーブル敷設環境で海洋実験を行ない、ケーブル敷設時における激しい偏波状態変動に対しても偏波ダイバーシティ光受信方式により安定な動作を確保できることを示した。また偏波ダイバーシティ光受信器の受光感度を改善するために新たに提案、試作した偏光合成分離モジュールを用いた C P F S K 長距離伝送実験の結果について述べ、本モジュールの有効性について明らかにした。

今後、コヒーレント光通信方式が実用化されるにあたっては、本方式がコヒーレント光受信器における主要な技術として取り入れられていくことになると思われるが、実用化に当たっては、本方式に用いられる光信号処理部のより一層の簡略化、より最適な信号合成方式および A F C 方式の検討、遅延検波器の I C 化などの種々の問題の解決が不可欠であり、より細部にわたる検討が必要となるであろう。

第2章参考文献

- [1] R. E. Wagner, C. D. Poole, H. J. Schulte, N. S. Bergano, V. P. Nathu, J. M. Amon, R. L. Rosenberg, and R. C. Alferness, "Polarization measurements on a 147 km lightwave undersea cable," *postdeadline paper of OFC'86*, paper PD7, 1986.
- [2] Y. Namiura, S. Ryu, M. Kuwazuru, K. Mochizuki, and Y. Iwamoto, "Polarisation fluctuation of submarine-cabled single-mode optical fibres in ocean installation," *Electron. Lett.*, Vol.23, No.7, pp.343-344, 1987.
- [3] T. Imai, T. Matsumoto, and K. Iwashita, "Polarization diversity technique for coherent optical detection," *Technical digest of OFS'86*, paper P.4, 1986.
- [4] T. Okoshi and Y. H. Cheng, "Four-port homodyne receiver for optical fibre communications comprising phase and polarisation diversities," *Electron. Lett.*, Vol.23, No.8, pp.377-378, 1987.
- [5] H. Kuwahara, T. Chikama, C. Ohsawa, and T. Kiyonaga, "New receiver design for practical coherent lightwave transmission system," *Technical digest of ECOC'86*, pp.407-410, 1986.
- [6] T. Okoshi, "Recent advances in coherent optical fiber communication systems," *IEEE Jour. Lightwave Technol.*, Vol. LT-5, No.1, pp.44-52, 1987.
- [7] T. Okoshi, S. Ryu, and K. Kikuchi, "Polarization-diversity receiver for heterodyne/coherent optical fiber communications," *Technical digest of IOOC'83*, paper 30C3-2, 1983.
- [8] T. G. Hodgkinson, R. A. Harmon, and D. W. Smith, "Polarisation-insensitive heterodyne detection using polarisation scrambling," *Electron. Lett.*, Vol.23, No.10, pp.513-514, 1987.
- [9] B. Glance, "Polarization independent coherent optical receiver," *IEEE Jour. Lightwave Technol.*, Vol. LT-5, No.2, pp.274-276, 1987.
- [10] S. Ryu, S. Yamamoto, and K. Mochizuki, "Polarisation-insensitive operation of coherent FSK transmission system using polarisation diversity," *Electron. Lett.*, Vol.23, No.25, pp.1382-1384, 1987.
- [11] H. P. Yuen and V. W. S. Chan, "Noise in homodyne and heterodyne detection," *Optics. Lett.*, Vol.8, No.3, pp.177-179, 1983.
- [12] G. L. Abbas, V. W. S. Chan, and T. K. Yee, "Local-oscillator excess-noise suppression for homodyne and heterodyne detection," *Optics. Lett.*, Vol.8, No.8, pp.419-421, 1983.

第3章 コヒーレント光ファイバ通信用光源

3.1 まえがき

コヒーレント光通信方式の中で、現在最も実現性が高いと考えられているC P F S Kヘテロダイン検波方式を考えた場合、それに用いる光源に要求される特性の中で最も重要なものとしては、狭スペクトル線幅特性と平坦なF M変調特性が挙げられる。通常の半導体レーザは、10 MHz \sim 数10 MHz程度のスペクトル線幅を有しているが、コヒーレント光通信方式実現には、第1章で述べたようにおよそ1 MHz程度のスペクトル線幅を有する半導体レーザが必要となる[1]。またその一方で、半導体レーザは数kHz \sim 数百kHzの低周波領域に、変調のかかりにくい領域（いわゆる"Efficiency dip"）を有しており[2]、この影響により同符号が連続するような低周波成分を多く含むようなパターンに対しては、符号間干渉を生じるという問題点があるため、通常の半導体レーザに対して外部共振器等でスペクトル線幅を狭窄化するという方法のみでは、C P F S K方式実現のための十分な特性を得ることは困難であった。また、不平坦なF M変調特性に関しては、これまで、位相調整領域付き多電極レーザ[3]に見られるように素子自体の周波数変調特性を平坦化する観点と、バイポーラ符号化[4]、A M I符号化[5]のように伝送符号の低周波成分を抑圧して、Efficiency dipが影響しないようにする観点、あるいは電気的な等価回路を用いて変調信号を等価する観点[6]等から種々の試みが行なわれているが、位相調整領域付き多電極レーザにおいてははまだ十分な狭スペクトル線幅が得られるには至っておらず、また各種符号化および変調信号の等価法を用いるには専用の電気回路を用意する必要があり、システムの簡易化という観点からは問題があった。

そこで本章では、上述したコヒーレント光通信方式用光源に要求される諸特性について言及し、これらの諸特性を同時に満たすものとして新たに開発した半導体レーザモジュールに関する実験結果等に関して述べ、本モジュールのC P F S Kヘテロダイン検波方式用光源としての有効性を実証する。

3.2では、コヒーレント光通信用変復調方式のうち、現在の所最も実現性の高いと考えられるC P F S Kヘテロダイン検波方式を取り上げ、本方式に用いられる光源に要求される諸条件のうち、最も重要なものとして考えられるスペクトル線幅特性に関する要求条件について明らかにする。また、C P F S K方式において特に重要である光源のF M変調特性に関する要求条件に関して述べる。

3.3では、3.2で述べられた2条件を同時に解決する光源として新たに提案した、LiNbO₃型外部共振器レーザモジュールの構造及び諸特性等に関して実験結果を中心に論じる。

3.4は本章のまとめである。

3.2 コヒーレント光ファイバ通信用光源に要求される諸特性

コヒーレント光通信方式は、光の本来有している波としての性質を用いた通信方式であるために、その光源に対しても、IM-DD方式ではあまり問題にされなかったような特性が要求されることになる。

その中の最も重要なものは、次の2点であろう。

(1) 狭スペクトル線幅特性

(2) 平坦かつ広帯域な周波数変調特性 (FSKヘテロダイン検波方式の場合)

種々のコヒーレント変復調方式の中で、その簡便性、スペクトル線幅許容度等の点から現在最も実用的であると考えられているものは、CPFSKヘテロダイン遅延検波方式であり、本論文における幾例かの実験においても、CPFSK方式が用いられている。そこで、本節ではCPFSK方式用光源に対する要求条件を明らかにすることとする。

まず、上記(1)の要件について考える。

CPFSKヘテロダイン遅延検波方式においては、遅延検波器においていわゆる相関検波が用いられているため、光源のスペクトル線幅をある程度以下の値に抑える必要がある。文献[1]によると、光源のスペクトル線幅を考慮した場合の、CPFSKヘテロダイン遅延検波方式における符号誤り率 P_e は、次式により与えられる。

$$P_e = \frac{1}{2} - \frac{\rho e^{-\rho}}{2} \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{\sin\left(\frac{(2n+1)\pi}{2}\right)}{2n+1} \exp\left\{-\frac{(2n+1)^2 \pi k}{2m}\right\} \left\{ I_n\left(\frac{\rho}{2}\right) + I_{n+1}\left(\frac{\rho}{2}\right) \right\}^2 \right] \quad (3-1)$$

ただしここで

$$\rho = \frac{\eta P_R}{h\nu B_0} \quad (3-2)$$

η : 受信器の量子効率

P_R : 受信信号光電力

h : プランク定数

ν : 信号光周波数

B_0 : 伝送速度

k : 規格化ビートスペクトル線幅、 $k = \frac{\Delta\nu}{B_0}$ (3-3)

$\Delta\nu$: ビートスペクトル線幅

m : 変調指数

I_n : 第一種変形ベッセル関数

図3-1にCPFSKヘテロダイン遅延検波方式におけるパワーペナルティのビートスペクトル線幅依存性の計算結果を示す。計算は式(3-1)を用いて行ない、符号誤り率 10^{-9} におけるパワーペナルティの規格化ビートスペクトル線幅(式中における k)依存性を計算した。また計算においては、変調指数(m)をパラメータとした。

図3-1からわかるように、所望のパワーペナルティを実現させる規格化ビートスペクトル線幅は変調指数を増大するに従って緩和され、例えばパワーペナルティ1dB

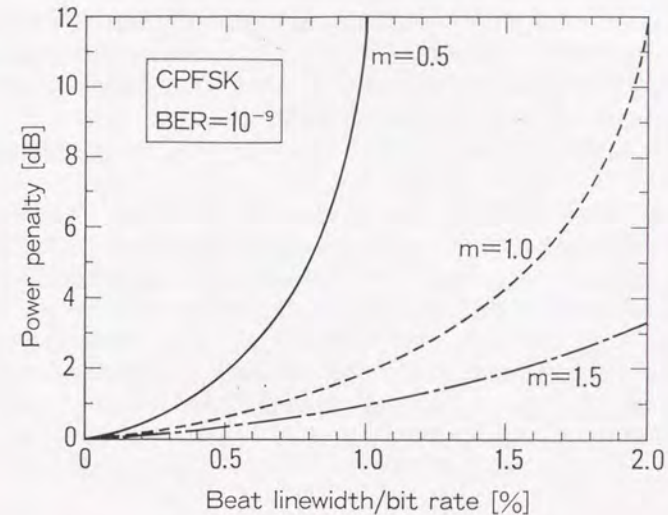


図3-1 パワーペナルティの規格化ビートスペクトル線幅依存性

Bにおける値は、 $m=0.5$ で0.34%、 $m=1.0$ で0.68%、 $m=1.5$ で1.0%となる。ここでシステムの伝送速度を1.2Gb/sとした場合に必要な値は、それぞれ、4.1MHz、8.2MHz、12MHzとなるが、これはビートスペクトル線幅に対する要求条件であるため、実際に信号光及び局発光用レーザに要求されるスペクトル線幅はその半分の、2.1MHz、4.1MHzおよび6.0MHzと計算される。通常のDFBレーザによって実現されているスペクトル線幅の値は、およそ10MHz程度であるため[2]、この要求条件を満たすためには、レーザに対して何らかのスペクトル線幅狭化技術を施すことが必要になってくる。

さて次に上記(2)の要求条件について述べることにする。

4.2節の測定結果でも明らかなように、通常のDFBレーザの周波数変調特性は、数kHz～数百kHz付近に、変調のかかりにくい領域(いわゆる"Efficiency dip")を有しており、これにより同符号が連続するような、低周波成分を多く含むパターンに対しては、符号間干渉を生じるという問題点がある。

この点に関しては、3.1節で述べたようにこれまで様々な観点から検討が行なわれてきている。

また、超高速CPFSK伝送方式においては、高周波領域における変調特性も極めて重要となるが、通常のDFBレーザにおいては、緩和振動周波数により高周波側の遮断周波数が2～3GHzに制限されるため、この観点からも位相調整領域付き多電極レーザ等の利用による遮断周波数の増大が検討されている[7]。

上述したように、コヒーレントCPFSK方式に用いるレーザ光源に対しては、上記(1)および(2)が同時に満足される必要があるが、この両条件を提供する可能性のある一例として、次節においてLiNbO₃型外部共振器レーザモジュールを提案する。

3.3 LiNbO₃型外部共振器レーザモジュール

3.3.1 構造および動作原理

前節で述べたように、コヒーレント光ファイバ通信光源、特に最も実現性が高いと思われるCPFSKヘテロダイン検波方式に用いるための光源に要求される特性として、最も重要であると考えられるものは、次のようなものであろう。

(1)十分に狭いスペクトル線幅

(2)平坦なFM変調特性

本節では、この双方の要件を満たす光源として新たにLiNbO₃光位相変調器を外部共振器として用いたレーザモジュールを試作し、FSKヘテロダイン方式用光源としての良好な特性を確認したので以下にその検討結果について述べる。

試作した半導体レーザモジュールを図3-2に示す。本レーザモジュールでは、外部共振器として集中定数型のLiNbO₃光位相変調器の片端に約90%～99%の高反射率コート(HRコート)したものをを用いている。本レーザモジュールは本質的に外部共振器レーザであるが、ここでLiNbO₃光位相変調器の印加電圧を変化させると、外部共振器の光学的な長さが変わるために、外部共振器モードの周波数軸上での位置を変化させることが可能となる。従って、位相変調器に印加する電圧を掃引することにより、レーザモジュール出力光周波数を掃引することが可能となる。更に位相変調器に高速信号、例えばNRZ信号を印加すると、位相変調器の帯域がNRZ信号に対して十分なものであれば、この印加した信号の速度でレーザモジュール出力光周波数を可変することが可能となる。これは即ち位相変調器にNRZ信号を印加することにより、直接FSK変調が可能であることを意味する。しかも一般的にLiNbO₃光位相変調器の帯域は十分な高域特性を有しており、また低域においても十分平坦であるため、前節において述べたいわゆる"Efficiency dip"の問題も解決されることが予想される。次節において試作したモジュールに関する実験結果について示す。

3.3.2 諸特性

本実験で用いた位相変調器は、幅8μmのTi拡散導波路で、波長1.55μmにおける半波長電圧は約15Vであった。導波路長も含めた共振器長を36mmとしたモジュール2台を試作し、スペクトル線幅としてそれぞれ約350kHz、700kHzを得た。また位相変調器印加電圧を-20Vから20Vまで40Vにわたって変化させた場合の出力光周波数変化は1.3GHzであった。図3-3にモジュールの周波数変調特性の一例を駆動電流変調の場合と、導波路電圧変調の場合について比較して示す。図3-3から導波路電圧変調により300MHz程度までの平坦なFM変調特性が得られていることがわかる。

次に、本モジュールを信号光、局発光に用いて280Mb/s、251km伝送実験を行った(2.2.6節及び図3-4参照)。この実験での変調指数は1.0、位相変調器印加電圧は3.0V_{pp}であった。図3-5に280Mb/s、FSK変調時の中間周波信号スペクトラムを直接電流変調、LiNbO₃印加電圧変調の場合について比較して示す。スペクトラムの形状からもLiNbO₃印加電圧変調の場合には、平坦なFM変調特性が実現されていることがわかる。図3-6および図3-7にそれぞれ符号誤り率

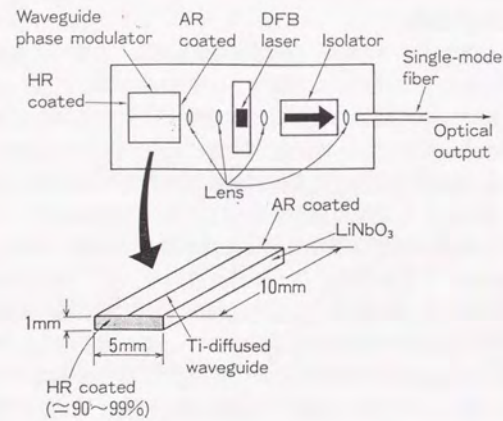


図 3-2 LiNbO₃型外部共振器レーザモジュール

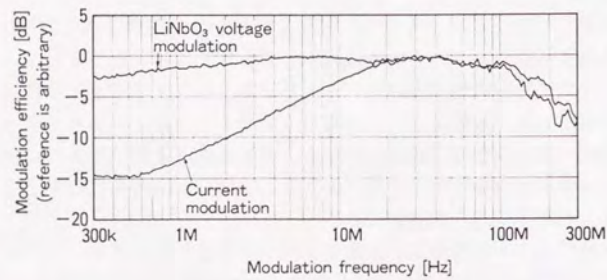


図 3-3 LiNbO₃型外部共振器レーザモジュールの周波数変調特性

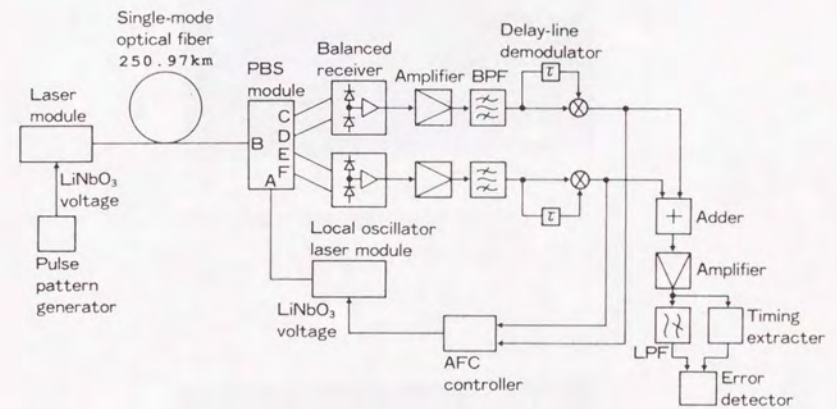
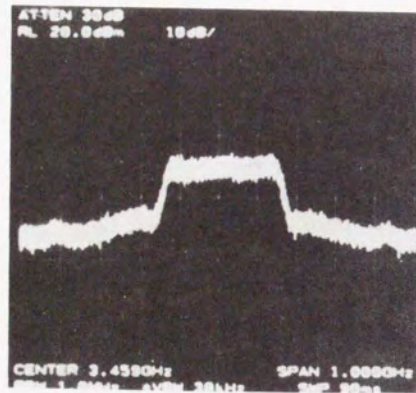
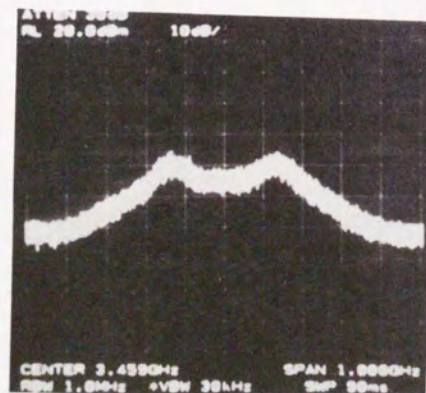


図 3-4 伝送実験系



(a) LiNbO₃印加電圧変調の場合



(b) 電流直接変調の場合

図3-5 中間周波信号スペクトル

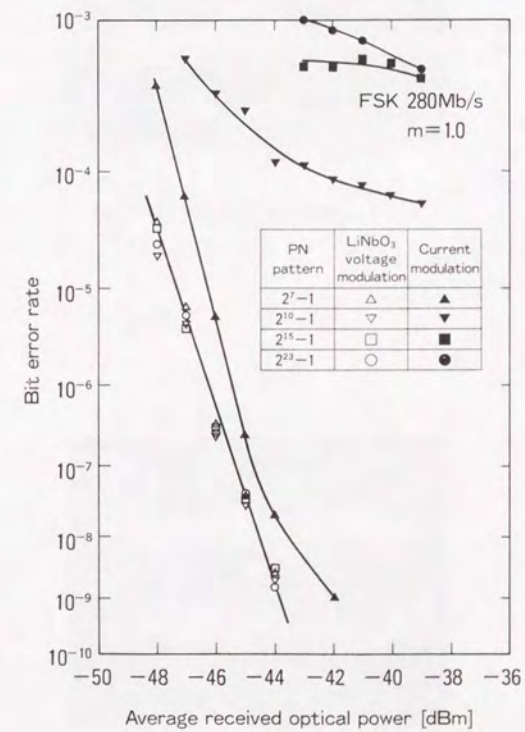
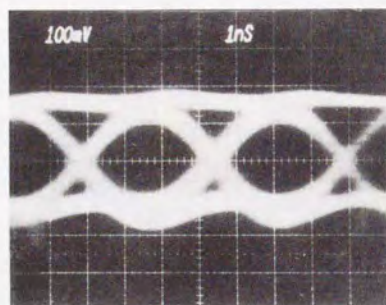
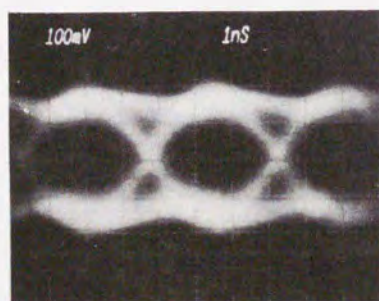


図3-6 符号誤り率特性測定結果



(a) LiNbO₃印加電圧変調の場合



(b) 電流直接変調の場合

図3-7 受信信号アイパターン

特性測定結果および受信信号アイパターンを、LiNbO₃印加電圧変調の場合と電流直接変調の場合について比較して示す。符号誤り率の測定においては、伝送する疑似ランダムパターンの次数を変化させてパターン効果の測定を行なった。ここから、導波路電圧を変調した場合にはパターン効果の全くない伝送が可能であるが、直接電流変調の場合には強いパターン効果が生じることがわかった。

さて、上記の実験においては共振器の長さ(3.6mm)及び位相変調器における電気的なインピーダンス不整合によって、伝送速度が280Mb/sに制限されていた。そこで以下の実験においては、この点を改善することにより変調速度の高速化を図った。使用したLiNbO₃光位相変調器の導波路長は1.0mm、半波長電圧は約20Vであった。また出射端HRコートの反射率は約90%であった。信号光源用モジュールでは、FM変調特性の改善を図るために共振器長を極力短くし、位相変調器を含めた共振器長として1.7mmを達成した。一方、局発光源用モジュールでは、狭線幅化を図るために、共振器長をやや長めに設定し3.5mmとした。図3-8に信号光源のFM変調特性を示す。3dB帯域として約1.2GHzという広帯域なものが得られていることがわかる。なお、本特性は位相変調器の変調帯域(約1.2GHz)で制限されているものと思われる。次に上記信号光源と局発光源を用いて1.187Gb/s、CPFSK変復調実験を行なった。使用波長は、1.555μmであった。表3-1に使用したレーザモジュールの諸元を示す。実験では変調指数は1.0に設定し、その時のLiNbO₃印加NRZ信号の振幅は、6.0V_{p-p}であった。図3-9に符号誤り率特性の測定結果を、図3-10に符号誤り率10⁻⁹におけるアイパターンをそれぞれ示す。何ら電気的な等価を用いていないにもかかわらず、良好な高速変調特性が実現されていることがわかる。

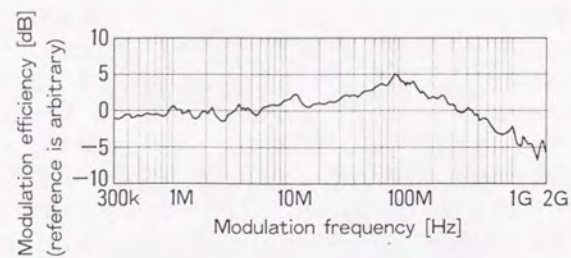


図 3-8 周波数変調特性の測定結果

表 3-1 使用したレーザモジュールの諸元

共振器長	スペクトル線幅	FM帯域	備考
17mm	860kHz	1.2GHz	信号光用
35mm	650kHz	-----	局発光用

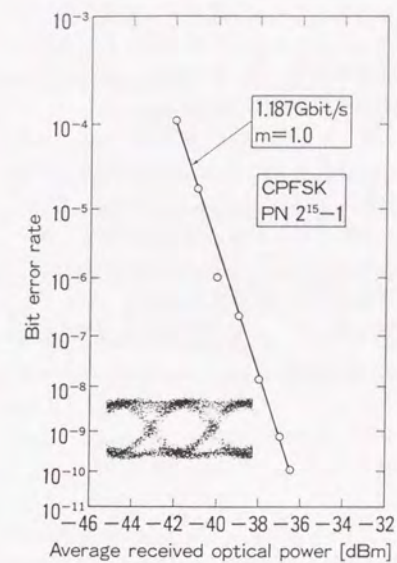


図 3-9 符号誤り率特性

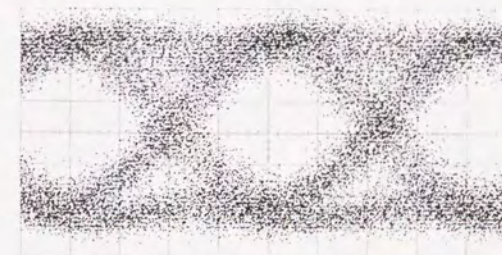


図 3-10 受信信号アイパターン

3.4 むすび

本章では、コヒーレント光ファイバ通信実現に必要な送信用光源に関する要求条件のうち最も重要なものであるスペクトル線幅特性とFM変調特性について述べ、CPFSKヘテロダイン検波方式実現には、数MHzのスペクトル線幅および低域まで平坦なFM変調特性を有する光源が必要であることを示した。そして、この要求条件を同時に満足する光源として、新たにLiNbO₃型外部共振器レーザモジュールを提案および試作し、1GHz程度の高域まで平坦なFM変調特性と1MHzを切るスペクトル線幅が同時に実現可能であることを示した。更にLiNbO₃型外部共振器レーザモジュールを用いてCPFSKヘテロダイン検波方式伝送実験を行ない、本レーザモジュールがシステム実現上十分な性能を有していることを確認した。

今後、コヒーレント光通信方式の実用化にあたっては、本レーザモジュールを含めてより一層の特性の向上を図ったレーザの開発が必要であろう。

第3章参考文献

- [1] K. Iwashita, T. Matsumoto, C. Tanaka, and G. Motosugi, "Linewidth requirement evaluation and 290km transmission experiment for optical CPFSK differential detection," *Electron. Lett.*, Vol.22, No.15, pp.791-792, 1986.
- [2] 菊池, "コヒーレント光通信用デバイス," 電子通信学会誌、第69巻、第8号、pp. 816-823、1986年8月。
- [3] S. Yamazaki, K. Emura, M. Shikada, M. Yamaguchi, and I. Mito, "Realisation of flat FM response by directly modulating a phase tunable DFB laser diode," *Electron. Lett.*, Vol.21, No.7, pp.283-285, 1985.
- [4] R. S. Vodhanel and B. Enning, "1Gbit/s bipolar optical FSK transmission experiment over 121km of fibre," *Electron. Lett.*, Vol. 24, No.3, pp.163-165, 1988.
- [5] R. Noe, M. W. Maeda, S. G. Menocal, and C. E. Zah, "AMI signal format for pattern-independent FSK heterodyne transmission and two channel crosstalk measurements," *Technical digest of ECOC'88*, pp.175-178, 1988.
- [6] K. Iwashita, T. Imai, T. Matsumoto, and G. Motosugi, "400 Mbit/s optical FSK transmission experiment over 270km of single-mode fibre," *Electron. Lett.*, Vol.22, No.3, pp.164-165, 1986.
- [7] S. Ogita, Y. Kotaki, M. Matsuda, Y. Kuwahara, H. Onaka, H. Miyata, and H. Ishikawa, "FM modulation characteristics of narrow linewidth multielectrode $\lambda/4$ shift DFB laser," *Technical digest of ECOC'89*, paper TuA7-6, 1989.

第4章 コヒーレント光ファイバ通信に 関連した測定法

4.1 まえがき

コヒーレント光通信方式に関するこれまでの研究開発によって得られた成果は光通信という本来の目的に資するのはもちろんのことであるが、それ以外の用途、例えば種々の光計測分野への適用可能性を有している。

第3章で述べたように、コヒーレントCPFSKヘテロダイン検波方式実現には半導体レーザの周波数変調特性を把握することが不可欠である。これまでの周波数変調特性の測定には、ファブリペロー干渉計やマイケルソン干渉計を用いた干渉法が用いられていたが[1]、[2]、これらの方法では光学定盤上での精密な光路調整が必要であり、より簡便な測定法が望まれていた。

また第1章で述べたように、コヒーレントヘテロダイン検波方式を用いると、光ファイバの有する波長分散による波形歪みを、ヘテロダイン光受信器の中間周波帯に遅延等価器を挿入することにより等価できる利点があるが[3]、この遅延等価器を設計するためには、光ファイバの有する波長分散を数GHzから十数GHzの中間周波帯域にわたって正確に把握することが必要である。しかしながら、これまで用いられてきた光ファイバの波長分散測定法[4]では、幅広い波長範囲にわたって数個の半導体レーザを準備し、それぞれの波長に対して求められたデータに対して数値処理を行なうために、必要な波長において狭帯域な測定を行なうことは困難であり、分散補償回路の設計にもおおよその値を用いざるを得なかった。

これらの問題点を解決するために、本章では、コヒーレント光通信技術の光計測分野への応用の一例について述べる。

4.2では遅延自己ホモダイン法[5]を用いた半導体レーザの周波数変調特性測定法を新たに提案し、全ての部品を光ファイバで接続した系を用いて、半導体レーザの周波数変調特性が簡便に測定できることを示す。

4.3ではGHz帯程度の狭帯域にわたって高精度な波長分散測定を実現するために、半導体レーザの変調法として外部変調を用い、また光周波数変化のモニタには、光ヘテロダイン検波を用いる方法を提案し、その測定結果について述べる。更に本測定法の光増幅器を用いた光通信システムへの適用可能性について言及する。

4.4は本章のまとめである。

4.2 遅延自己ホモダイン法を用いた半導体レーザの周波数変調特性 測定法

4.2.1 原理

図4-1に測定系を示す。被測定半導体レーザから出力された光は光アイソレータを通過した後、シングルモード光ファイバカップラに導かれる。光ファイバカップラの出力ポートのうち一方は、10km長のシングルモード光ファイバに接続される。シングルモード光ファイバに必要な遅延を与えられた光は、再び光ファイバカップラに導かれ、遅延を与えられない光と合波された後、APDで遅延自己ホモダイン検波が行なわれる。

さて、被測定レーザの駆動電流が角周波数 $\omega_m (=2\pi f_m)$ の正弦波電流で変調された場合、APD出力に得られるビート信号のパワースペクトルは次式のように与えられる。

$$S(f) = \frac{1}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| J_n(2m \sin \frac{\omega_m \tau_d}{2}) \right|^2 \frac{2\Delta\nu}{(f - nf_m)^2 + (2\Delta\nu)^2} \quad (4-1)$$

ただしここで

$S(f)$: ビート信号のパワースペクトル

$\Delta\nu$: 被測定レーザのスペクトル線幅

τ_d : 遅延用シングルモード光ファイバにより与えられる光の遅延時間

m : 被測定レーザのFM変調指数

であり、また式(4-1)においては本質的でない定数は省略した。

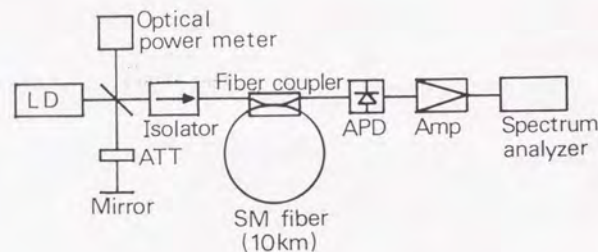
式(4-1)から、得られたパワースペクトルは、変調指数 $2m \sin(\omega_m \tau_d / 2)$ の周波数変調波であると考えられ、 $\sin(\omega_m \tau_d / 2)$ が零でない場合にはRFスペクトラムアナライザ上でFM側帯波が観測され、 τ_d の値が既知であれば変調指数 m を決定することが可能である。

実際の測定においては、変調周波数帯によって以下のように測定方法を変える必要がある。

変調周波数が被測定レーザのスペクトル線幅より十分高い場合には、搬送波成分と側帯波成分が周波数軸上で分離可能なため、レーザに浅い変調をかけて搬送波成分と側帯波成分の電力比を測定することにより、式(4-1)の変調指数 $2m \sin(\omega_m \tau_d / 2)$ が決定され、これより m を求めることができる。

一方変調周波数が低い場合には、レーザのスペクトル線幅の影響により搬送波と側帯波成分の分離が困難であるため、被測定レーザを深く変調することにより、変調指数を側帯波成分の拡がりから直接測定することが可能である。

以上のような方法で周波数変調特性の測定を行なった場合、変調特性の変調信号強度依存性が問題となるが、文献[6]によって変調指数の変調信号強度に対する直線性が確認されているため、今回は直線性が満たされているものとして測定を行なうこととした。また変調指数を大きくした場合、ビート信号中に強度変調成分が含まれる可能性があるが、この成分のスペクトル線幅は印加された高周波電気信号のスペクトル線幅と同等であるため、本質的な成分と分離測定が可能であり測定結果に影響を及



Experimental set-up

図4-1 測定系

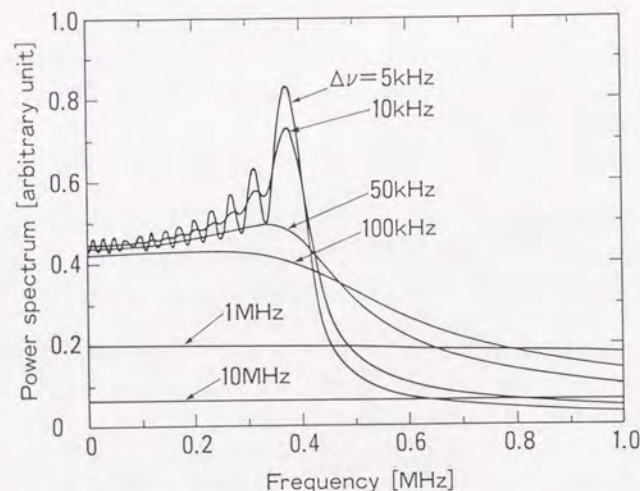


図4-2 測定されるパワースペクトルのレーザのスペクトル線幅依存性
(理論計算結果)

はすことはない。

図4-2に式(4-1)によって計算されたパワースペクトルの例を、被測定レーザのスペクトル線幅をパラメータとして示す。計算では変調周波数を10kHz、変調指数を20とした。図からわかるようにスペクトル線幅が周波数偏移より十分小さい場合には、変調側帯波のピーク値がはっきり分離され、変調指数はピークを与える周波数から求めることができる。

また変調指数を決定する場合には、遅延用シングルモード光ファイバの遅延時間 τ_d を測定することが必要であるが、これは側帯波成分の強度が零になる周波数間隔が τ_d^{-1} であることを利用して決定することができる。

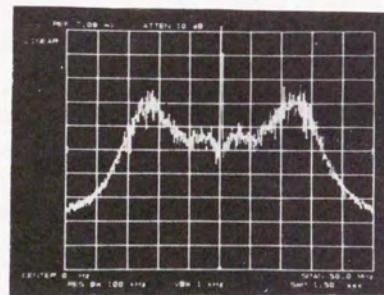
4.2.2 測定

次に測定を行なった。測定においては波長1.533 μ mで発振するDFBレーザを用いた。DFBレーザのスペクトル線幅を狭窄化するために、外部共振器構成を用いた。即ち、レーザから出力された光はハーフミラーによって分岐された後、レーザの出射端から35cmの位置に置かれたミラーによって反射され、再びレーザに帰還される。光の帰還量はミラーとハーフミラーの間に置かれた可変減衰器によって調節される。また先に述べた方法によって測定された10km長の遅延用シングルモード光ファイバの遅延時間の逆数 τ_d^{-1} は20.25kHzであった。

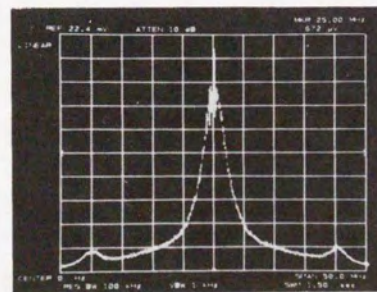
図4-3に測定されたビートスペクトルの例を示す。図(a)、(b)はそれぞれ変調周波数100kHz、20MHzに対する測定結果である。

本測定法の正当性を示すために同一レーザに対して、本測定法を用いた場合とファブリペロー干渉計を用いた場合について周波数変調特性測定を行なった。ファブリペロー干渉計を用いた測定においては、変調指数はFM側帯波の測定から求めた。図4-4に測定結果を示す。図からわかるように両者の測定結果は良く一致しており、本測定法の正当性が示された。

本測定法の分解能は被測定レーザのスペクトル線幅と、観測用のRFスペクトラムアナライザの分解能によって決定されるため、本方法は、スペクトル線幅の狭いことが要求される、コヒーレント光通信方式用光源の周波数変調特性測定法として有望であると考えられる。



(a) $f_m = 100 \text{ kHz}$



(b) $f_m = 20 \text{ MHz}$

図4-3 測定されたビートスペクトル

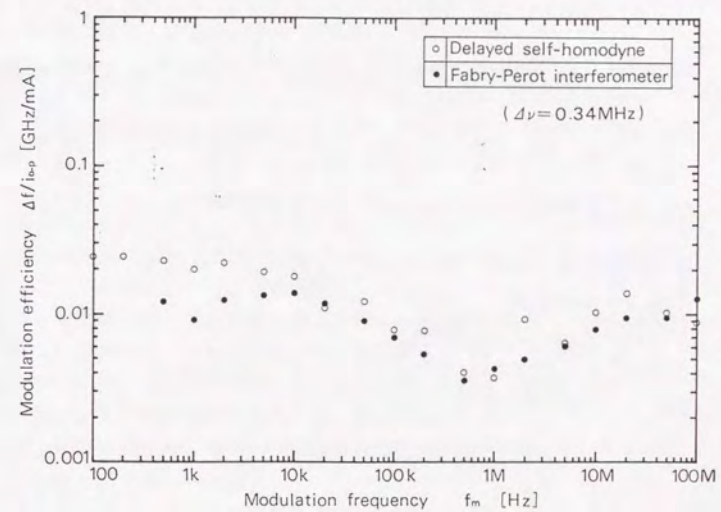


図4-4 遅延自己ホモダイン法及びファブリペロー干渉計法による
DFBレーザの周波数変調特性測定結果

4.3 光ヘテロダイン技術を用いた光ファイバ波長分散の高精度測定法

4.3.1 原理

本節では、GHz帯程度の狭帯域にわたって高精度な波長分散測定を実現するために、半導体レーザーの変調法として外部変調を用い、また光周波数変化のモニタには、光ヘテロダイン検波を用いる方法を提案し、その測定結果について述べる。広い波長範囲にわたっていくつもの光源を準備する必要がないため、本測定法は、光フィルタ、光ファイバ増幅器、半導体レーザー増幅器等の狭帯域光デバイスを用いたシステムの分散測定にも適用可能であるという特徴を有する。本測定は、基本的には一般に分散測定法としてよく知られている振幅変調法によるものである。

さて外部変調器により変調された光の電界を次式で表わす。

$$e_i(t) = A_0 \{1 + k \cos(p t + \theta)\} \cos \omega_c t \quad (4-2)$$

ただしここで、

A_0 : 電界の振幅、 p : 変調角周波数、 k : 変調度、 θ : 定数、 ω_c : 光角周波数である。

式(4-2)は次のように、 $\omega_c - p$ 、 ω_c 、 $\omega_c + p$ の角周波数成分の和で表される。

$$e_i(t) = \frac{A_0}{2} [2 \cos \omega_c t + k \cos \{(\omega_c + p)t + \theta\} + k \cos \{(\omega_c - p)t - \theta\}] \quad (4-3)$$

ここで、各角周波数成分に対する光ファイバの伝達関数 $Y(\omega)$ を、

$$Y(\omega_c) = Y_0 \exp(j\phi_0) \quad (4-4)$$

$$Y(\omega_c + p) = Y(\omega_c) y_{+p} \exp(j\phi_{+p}) \quad (4-5)$$

$$Y(\omega_c - p) = Y(\omega_c) y_{-p} \exp(j\phi_{-p}) \quad (4-6)$$

とおくと、ファイバ通過後の電界 $e_o(t)$ は

$$e_o(t) = \frac{A_0}{2} [2 Y(\omega_c) \cos \omega_c t + k Y(\omega_c + p) \cos \{(\omega_c + p)t + \theta\} + k Y(\omega_c - p) \cos \{(\omega_c - p)t - \theta\}] \quad \dots (4-7)$$

で表される。

$e_o(t)$ を光検出器で受光した場合の出力電気信号 $e_d(t)$ は、変調度が小さいと仮定し本質的でない定数は省略すると、

$$e_d(t) = y_{+p} \cos(p t + \theta + \phi_{+p}) + y_{-p} \cos(p t + \theta - \phi_{-p}) \quad (4-8)$$

となる。

ここで、 p は ω_c に対して十分小さいから、 $\omega_c - p \sim \omega_c + p$ の角周波数範囲では、

$$y_{+p} \approx y_{-p} \quad (4-9)$$

$$\phi_{+p} \approx p \tau(\omega_c) \quad (4-10)$$

$$\phi_{-p} \approx -p \tau(\omega_c) \quad (4-11)$$

と考えてよい。

式(4-9)～(4-11)を用いて式(4-8)を変形し本質的でない定数は省略すると、

$$e_d(t) = \cos(p t + p \tau(\omega_c) + \theta) \quad (4-12)$$

となり、変調信号と復調信号の位相差 $p \tau(\omega_c)$ を測定することにより群遅延時間が求められ、 $p \tau(\omega_c)$ の ω_c に対する変化量を測定することにより、分散特性が求められる。

また光角周波数の変化の測定は、受信側で周波数変化モニタ用の局発振半導体レーザーを準備し、測定用光源からの光とのビートスペクトルの周波数変化を測定することにより容易に行うことが可能である。

4.3.2 測定

図4-5に測定系を示す。測定用光源と光周波数変化モニタ用の局発光源には、波長1.5608 μ m付近で発振するDFBレーザーを用いた。測定用光源の駆動電流にはランプ波を重畳し、光周波数の連続掃引を行なっている。

ネットワーク・アナライザからの単一周波数 f_m のRF出力はInGaAsP吸収型光変調器[7]を駆動し、これにより測定用光源から出射された光に振幅変調がかけられる。変調器からの出射光は被測定光ファイバへと導かれていく。また、光振幅変調器としてはマッハツェンダ(Mach-Zehnder)型変調器を用いることも可能である。

被測定光ファイバを通して分散を受けた光は、ファイバカップラで2分岐され、一方は光受信器で復調され増幅された後ネットワーク・アナライザの入力端子に導かれ、ここで変調信号との位相比較が行なわれる。ネットワーク・アナライザの掃引速度は、測定用光源の周波数掃引速度と完全に同期がとれるような構成になっている。分岐された光のうち、もう一方の光は周波数変化モニタ用局発光源により光ヘテロダイン検波され、光周波数掃引によるビート周波数の変化量を観測することにより、光周波数掃引量が直読可能である。また光周波数掃引の始点における光波長測定は、予め光波長計を用いることによって行なった。

次に測定結果について示す。

本測定においては、測定用光源の掃引の始点における波長は1.560776 μ m、掃引周波数範囲は5.5 GHzであった。

図4-6に測定に用いたInGaAsP吸収型光変調器のバイアス電圧対出力パワー特性(一定量の光パワー入力時)を示す。また、 $f_m = 500$ MHzで変調を行った場合の変調光のヘテロダイン検波ビートスペクトルを図4-7に示す。

まず、測定系自体が分散特性を有していないことを確認するため、光変調器とファイバカップラ間を短尺の光ファイバで結び、分散測定を行なった。結果を図4-8に示す。これから測定系は掃引周波数範囲においては、測定精度の範囲内において全く分散特性を有していないことがわかる。

次に、通常の1.3 μ m零分散シングルモード光ファイバ(71.845 km)を用いて、3種類の変調周波数に対して測定を行なった。結果を図4-9に示す。位相変化量は変調周波数に比例しており、分散が正しく測定されていることが推測される。

次に本測定法が、狭帯域光デバイスを含んだシステムの分散測定に有効であることを実証するために、半導体レーザー増幅器の分散測定を行なった。使用した半導体レ

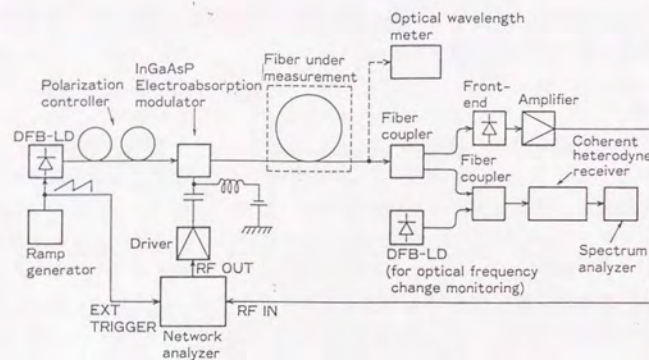


図 4-5 光ファイバ波長分散測定系

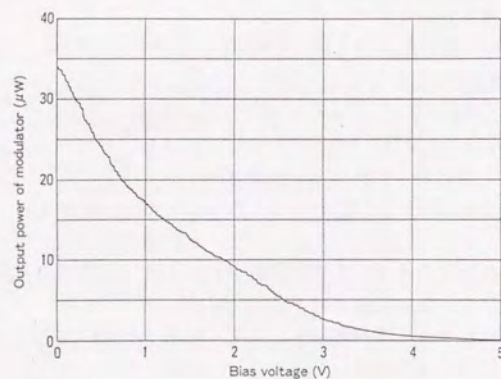


図 4-6 InGaAsP 吸収型光変調器のバイアス電圧対出力パワー特性

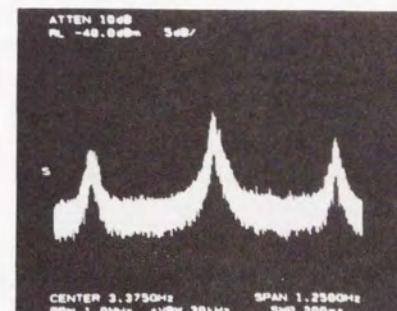


図 4-7 変調光のヘテロダイン検波ビートスペクトル ($f_m = 500 \text{ MHz}$)

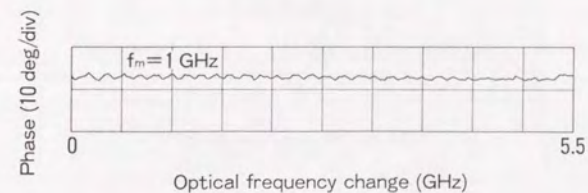


図 4-8 測定系の波長分散特性

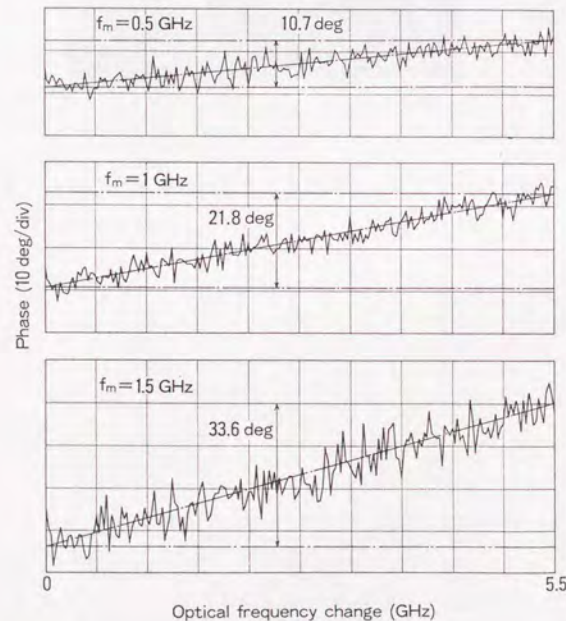


図4-9 1.3 μm 零分散シングルモード光ファイバ (71.845km) の波長分散特性

ザ増幅器はバイアス電流100 mAにおいて、入出力用光ファイバの結合損失を含んだ利得が約2 dBであった。結果を図4-10に示す。図から、半導体レーザ増幅器は測定波長付近では分散特性を有していないことがわかる。

また図4-11は半導体レーザ増幅器の出力に、先に測定を行なった1.3 μm 零分散シングルモード光ファイバを接続した系に対する結果であり、本方法が半導体レーザ増幅器を含んだシステムの分散測定にも有効であることを示している。

最後に以上の測定結果について考察を行う。

本測定法による測定結果を文献[4]による方法と比較するため、同一の1.3 μm 零分散シングルモード光ファイバに対して測定を行なった。結果を表4-1に示す。なお、図4-9の測定においては、ダイナミックレンジが多少不足しているため、雑音の影響が入っており若干の誤差が混入しているものと考えられるため、分散の測定結果としては、これより信号対雑音比の良い状況で測定が行なわれている図4-11の結果を用いた。これより求められた値は18.9 ps/km/nm (0.153 ps/km/GHz) である。(半導体レーザ増幅器の分散は全くないことが図4-10よりわかるため、図4-11は純粋にファイバのみの分散特性を示している。)

文献[4]による方法では、フィッティング式により、必要とされる波長における分散値にばらつきが出て曖昧さが残るが、本方法は測定波長において分散を直接測定するため、より信頼性の高いデータが得られていると考えられる。

また本測定法の誤差の要因としては、光変調器の非直線性による位相測定へ影響が考えられる(図4-6)。従って、光変調器としては、できるだけ直線性の良い素子を用いる必要がある。

以上、単一光源を用いた光ファイバ分散高精度測定法を提案し、良好な測定結果を得た。本測定法によれば、測定用光源の周波数を狭帯域にわたって連続掃引することにより、必要な波長において狭帯域における分散を直接測定することが可能であるため、光学フィルタ、光増幅器等の狭帯域光デバイスを含む系にも適用可能であり、将来の光通信システムにおける分散測定に対しても、威力を発揮するものと考えられる。

表4-1 本測定法と従来法の測定結果比較

ファイバ長 [km]	本方法による結果 [ps/km/nm]	従来法による結果 [ps/km/nm]	使用したフィッティング式
71.845	18.9	19.7	$A+B\lambda+C\lambda\ln\lambda$
		19.0	$A\lambda^2+B+C\lambda^{-2}$
		18.6	$A\lambda^4+B\lambda^2+C+D\lambda^{-2}+E\lambda^{-4}$

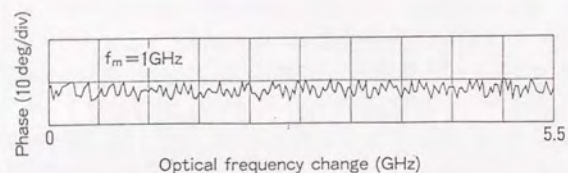


図 4-10 半導体レーザ増幅器の波長分散特性

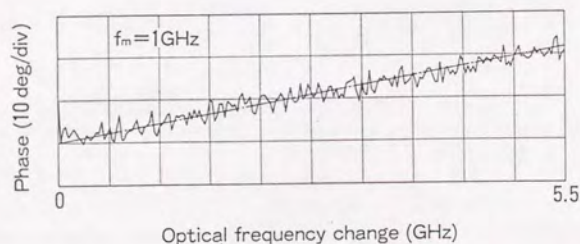


図 4-11 半導体レーザ増幅器の出力に、 $1.3\ \mu\text{m}$ 零分散シングルモード光ファイバを接続した系の波長分散特性

4.4 むすび

本章では、コヒーレント光通信技術を応用した2つの測定法を提案し、これまでの測定法では実現できなかった種々の特徴が、コヒーレント光通信技術によって生みだされることについて言及した。

まず遅延自己ホモダイン法を用いた半導体レーザの周波数変調特性測定法を新たに提案し、全ての部品を光ファイバで接続した系を用いて、半導体レーザの周波数変調特性が簡便に測定できることを示した。また光ヘテロダイン技術を用いた光ファイバ波長分散の高精度測定法を提案し、光ファイバの波長分散を狭い周波数帯域にわたって高精度に測定できることを示した。

今後コヒーレント光通信技術は光通信方式のみならず、光計測の分野においても、その特徴を生かし様々な形で応用されていくことであろう。

第4章参考文献

- [1] S. Kobayashi, Y. Yamamoto, and T. Kimura, "Modulation frequency characteristics of directly optical frequency modulated AlGaAs semiconductor laser," *Electron. Lett.*, Vol.17, No.10, pp.350-351, 1981.
- [2] E. Eichen, P. Melman, and W. H. Nelson "Intrinsic lineshape and FM response of modulated semiconductor lasers," *Electron. Lett.*, Vol.21, No.19, pp.849-850, 1985.
- [3] K. Iwashita and N. Takachio, "Chromatic dispersion compensation in coherent optical communications," *IEEE Jour. Lightwave Technol.*, Vol. 8, No.3, pp.367-375, 1990.
- [4] M. Fujise, M. Kuwazuru, M. Nunokawa, and Y. Iwamoto, "Chromatic dispersion measurement over a 100km dispersion-shifted single-mode fibre by a new phase-shift technique," *Electron. Lett.*, Vol.22, No.11, pp.570-572, 1986.
- [5] T. Okoshi, K. Kikuchi, and A. Nakayama, "Novel method for high resolution measurement of laser output spectrum," *Electron. Lett.*, Vol.16, No.16, pp.630-631, 1980.
- [6] S. Kobayashi, Y. Yamamoto, M. Ito, and T. Kimura, "Direct frequency modulation in AlGaAs semiconductor lasers," *IEEE Jour. Quantum Electron.*, Vol. QE-18, No.4, pp.582-595, 1982.
- [7] Y. Noda, M. Suzuki, Y. Kushiro, and S. Akiba, "High-speed electroabsorption modulator with strip-loaded GaInAsP planar waveguide," *IEEE Jour. Lightwave Technol.*, Vol. LT-4, No.10, pp.1445-1453, 1986.

第5章 光増幅器を用いたコヒーレント 光ファイバ通信方式

5.1 まえがき

第1章で述べたように、半導体レーザ増幅器、光ファイバ増幅器の出現により、これまで光通信方式に与えられていた種々の制約が緩和され、コヒーレント光通信方式においても、新たな応用が期待されるに至っている。そこで本章では、光増幅器のコヒーレント光通信方式への応用に関して様々な観点から述べ、その利点を明らかにすると共に、非線形現象等の新たに検討が必要となってきた問題についても考察を加えることとする。

5.2では、光増幅器を送信信号光ブースタ増幅器として用いる応用について述べる。本方法を用いれば、光ブースタ増幅器による利得分だけ実質的な無中継伝送距離を伸張することができるため、本方法は光増幅器を用いることによる利点が最も直接的に現われる応用形態である。

5.3では、光増幅器を光前置増幅器としてコヒーレント光受信器に用いた場合について述べる。光前置増幅方式をコヒーレント光受信器に用いた場合には、一般的には受信器における雑音が局発光-自然放出光間ビート雑音によって制限されるためショット雑音限界に比べて感度劣化を生じる。このため、ショット雑音限界に近い状態で動作しているコヒーレント光受信器においては、光前置増幅器の効果がないことが報告されている[1]。しかしながら、数Gb/s以上の超高速コヒーレント光通信方式においては、中間周波帯域が10GHz程度以上となり、かなりの広帯域性が要求されるため、光受信器を十分に低雑音化してショット雑音限界の受光感度を得ることは非常に困難であるため、光前置増幅方式を用いることの利点が生じてくる。

5.4では、光増幅器を局発光ブースタ増幅器として、コヒーレント光受信器に应用した場合について述べる。コヒーレント光受信器においては、受信器前段に接続された光回路による分岐損が決して小さくはなく、特に第2章で述べたような偏波ダイバーシティ光受信方式等を用いる場合には、光回路が複雑化するためかなりの過剰損失が生じる。このため光受信器において十分なパワーの局発光を得ることは、必ずしも容易ではない。そこで本節では光増幅器を局発光の電力を上昇させるために利用する局発光増幅方式を提案し、バランスストレーバと組み合わせた場合の有効性について検討する。

5.5では、光増幅器を中継増幅器として用いた場合について考察する。コヒーレント光通信方式を光直接増幅系と組み合わせて用いた場合、

1) ダイナミックレンジの拡大

2) 光ファイバの波長分散の中間周波帯での補償

という2つの特徴が存在するため、光増幅器の性能、光ファイバの波長分散等に対する要求が軽減でき、より安価なコストでシステムを構築できる可能性がある。

5.6では光増幅器を用いたシステム、主に中継増幅器としての応用形態の出現によって最近問題になり始めている各種非線形現象のシステム特性に与える影響につい

で考察を加える。本節では、まずコヒーレントFDMシステムと半導体レーザ増幅器を組み合わせた全光ネットワークにおいて問題となる非線形現象のうち、いわゆる非縮退四光子混合光のシステムに与える影響に関して、実験的に検討した結果について述べる。次に光ファイバのカー効果による信号光位相雑音の増大現象について述べる。更に本節では上記現象に関連して、光ファイバのカー効果と波長分散の相互作用によって起きる信号光スペクトル構造の変化についても考察を加える。

5.7は全体のまとめである。

5.2 送信信号光ブースタ増幅器としての応用

光海底ケーブル方式を導入する場合、その適用距離が比較的短い場合には、無中継方式とすることにより、システムのコストのうちかなりの割合を占める光海底中継器、給電装置等を省略することが可能となり、システム建設費の大幅な削減が期待される。この場合、無中継距離を制限する重要な要素は送信光源の出力パワー、光ファイバの伝送損失、受信器の受光感度であるが、このうち送信光源の出力パワーについては、光ブースタ増幅器を送信光源出力に接続することにより、大幅に増加させることが期待でき、これにより無中継距離の伸張が望める。

そこで本節では送信信号光ブースタ増幅器をコヒーレント無中継伝送方式に適用した場合の伝送距離の伸張について、システム建設を念頭に置いた実際的な観点から論ずることとする。

本節では、各種コヒーレント変復調方式の中で比較的实现性の高いと思われるCPFSK、ヘテロダイン検波方式について主に議論することとする。

CPFSK、ヘテロダイン検波方式のショット雑音限界の受光感度は、伝送速度1Gb/s、符号誤り率 10^{-11} において、約-52dBmである[2]が、ここでは実際的な見地から考察を行なうため、実際に得られている受光感度で考察を行なうこととする。文献[3]、[4]等を参照すると符号誤り率 10^{-11} における受光感度 P_r [dBm]と伝送速度B [Gb/s]との間には、大まかな傾向として次の実験式が成り立つ。

$$P_r = -45 + 10 \log B \quad (5-1)$$

システムマージン P_m としては、LDモジュール出力劣化、システム設計余裕、ケーブル修理余裕、ファイバ接続損失等、IM-DD方式でも考慮すべきもの[5]の他にコヒーレント方式特有のシステムマージンとして、AFC回路動作マージン、偏波ダイバーシティ動作による受光感度劣化、局発用LDモジュール出力劣化等を見込む必要がある。

これらの値を文献[5]を参考にして決めると

$$P_m = 12 \text{ dB (純石英コア光ファイバ使用時)} \\ 13 \text{ dB (分散シフト光ファイバ使用時)}$$

となる。

この値及び光ファイバケーブルの損失値(純石英コア光ファイバの場合、0.2dB/km、分散シフト光ファイバの場合0.22dB/km)及び式(5-1)を用い、また送信端局出力電力を0dBmとすると、無中継伝送距離L[km]は次に示すようになる。

$$L = 165.0 - 50 \log B \text{ (純石英コア光ファイバ)} \quad (5-2)$$

$$L = 145.5 - 45.5 \log B \text{ (分散シフト光ファイバ)} \quad (5-3)$$

さて、送信端局出力に光ブースタ増幅器を用い場合は、光ブースタ増幅器出力として+15dBm、光フィルタ等の光部品損失として3dB、マージンとして2dBを見込むと、上記送信端局出力が+10dBmになったのと等価である。

従って上式より無中継伝送距離Lは次に示すようになる。

$$L = 215.0 - 50 \log B \quad (\text{純石英コア光ファイバ}) \quad (5-4)$$

$$L = 191.0 - 45.5 \log B \quad (\text{分散シフト光ファイバ}) \quad (5-5)$$

無中継伝送できる程度の伝送距離においては、光ファイバとして分散シフト光ファイバを用いた場合には、光ファイバの波長分散による伝送制限は無視しうるのであるが、光ファイバに純石英コア光ファイバを用いた場合には、光信号の変調帯域による伝送制限が生じる可能性がある。

文献[6]によると、上記理由による伝送距離制限は、次式により規定される。

$$B^2 L = \frac{\pi \gamma c}{D(\lambda) \lambda^2} \quad (5-6)$$

ただしここで、

γ : 波長分散指数

c : 真空中の光速

λ : 光の波長

$D(\lambda)$: 波長 λ における光ファイバ波長分散値

である。

さて、パワーペナルティ=2 dBにおける文献[6]の計算結果を用いると

$$L = \frac{K}{B^2} \quad (5-7)$$

となり、上式が分散制限を与える基本式となる。

ただしここで、

$$K = 2.37 \times 10^{24} \rightarrow \text{CPFSK方式}$$

$$3.59 \times 10^{24} \rightarrow \text{MSK方式}$$

$$4.94 \times 10^{24} \rightarrow \text{ASK方式}$$

$$5.61 \times 10^{24} \rightarrow \text{DPSK方式}$$

である。従って、CPFSK方式が波長分散による伝送距離制限を最も受けやすいと言える。

以上に述べたようなパラメータを用いて、コヒーレントヘテロダインシステムにおける無中継伝送距離及び波長分散による伝送制限の計算結果をまとめたものが、図5-1である。

本計算結果より、ブースタ増幅器を用いることにより、2.5 Gb/s程度の伝送速度においても、コヒーレントヘテロダイン方式を用いれば約200 kmの無中継伝送が可能であることがわかる。更に150 Mb/sにおいては250 kmを超える無中継伝送を行うことが可能となり、無中継システムとしての適用範囲を大きく広げることができる可能性がある。

無中継伝送距離は、ブースタ増幅器の出力電力を増加させることにより伸張することが可能となるが、その場合には誘導ブリュアン散乱[7]等のファイバ非線形現象の影響も考慮に入れる必要がある。

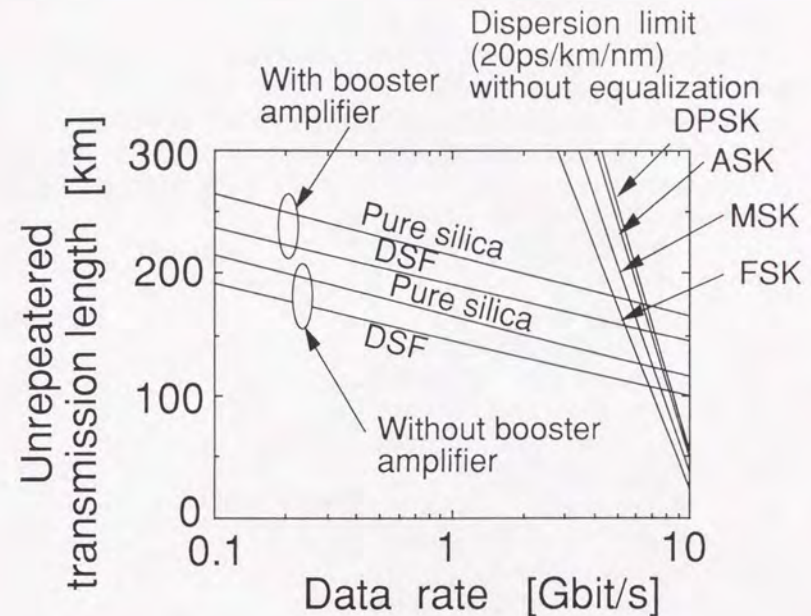


図5-1 コヒーレントヘテロダインシステムにおける無中継伝送距離及び波長分散による伝送制限の計算結果

5.3 光前置増幅器としての応用

本節で述べる光前置増幅方式、及び次節で述べる局発光ブースタ増幅方式（以下、「局発光増幅方式」と略す）について検討を行なうにあたり基本式を導出する。光増幅器のコヒーレント光受信器への応用形態としては、次の3つのものが考えられる。即ち、(a) 光前置増幅方式、(b) 局発光増幅方式、(c) 光前置増幅方式と局発光増幅方式を組み合わせた方式、である。図5-2 (a) ~ (c) にそれぞれの方式の構成を示す。

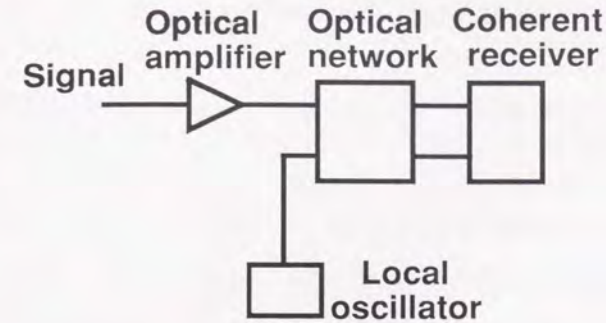
各方式についての理論検討を行なうにあたり、基本式を導出する。以下の検討は上記(a)、(b)を総括した(c)について行なうこととするが、(a)、(b)について検討を行なう場合には、使用しない光増幅器の利得を1とおけばよい。

また、以下の検討において使用するパラメータを次のように定義する。なお、添字のついているパラメータにおける $i = 1, 2$ はそれぞれ光前置増幅器、局発光増幅器を意味するものとする。

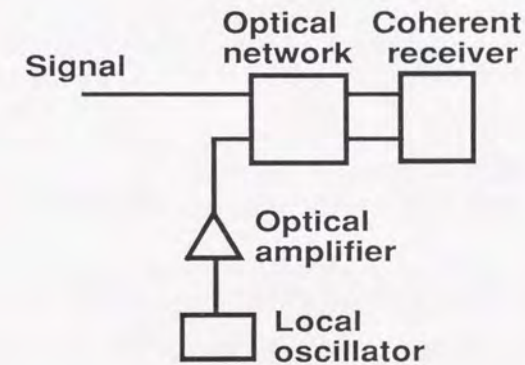
- P_0 : 光受信器入力光電力
- P_L : 局発光電力
- G_i : 光増幅器の利得
- $n_{sp i}$: 光増幅器の自然放出係数
- i_C : 光受信器の等価入力雑音電流密度
- R_L : 光受信器の負荷抵抗
- F : 光受信器後段に接続された増幅器の雑音指数
- T : 光受信器の絶対温度
- k : ボルツマン定数
- η : 光受信器の受光素子の量子効率
- B : ベースバンド帯域幅
- Δf : 光学フィルタの帯域幅（周波数領域）
- e : 電子電荷
- h : プランク定数
- ν : 光周波数
- λ : 光波長
- $R (= e \eta / h \nu)$: 受光素子の光電変換係数に相当する

光受信器において考慮しなければならない雑音成分としては、以下のようなものが挙げられる[2]。

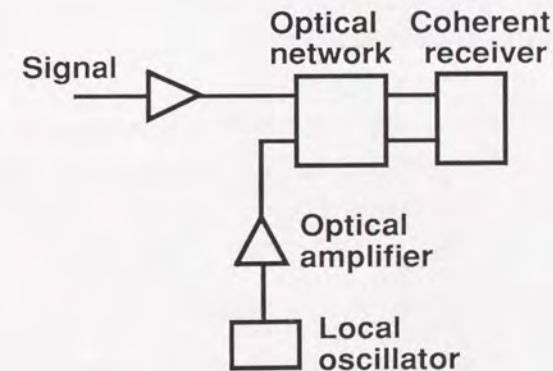
- $N_{L, C}$: 局発光によるショット雑音
- $N_{L-SP, C}$: 局発光、自然放出光間ビート雑音
- $N_{S, C}$: 信号光によるショット雑音
- $N_{S-SP, C}$: 信号光、自然放出光間ビート雑音
- $N_{SP, C}$: 自然放出光によるショット雑音
- $N_{SP-SP, C}$: 自然放出光間ビート雑音
- $N_{C, C}$: 光受信器の回路雑音



(a) 光前置増幅方式



(b) 局発光増幅方式



(c) 光前置増幅方式と局発光増幅方式を組み合わせた方式

図5-2 光増幅器のコヒーレント光受信器への各種応用形態

これらの値は、中間周波帯域において、次のように表わされる。

$$N_{L,C} = 2eRP_L G_2 (2B) \quad (5-8a)$$

$$N_{L-SP,C} = 4eRP_L G_2 (F_{SP1} + F_{SP2}) (2B) \quad (5-8b)$$

$$N_{S,C} = 2eRP_0 G_1 (2B) \quad (5-8c)$$

$$N_{S-SP,C} = 4eRP_0 G_1 (F_{SP1} + F_{SP2}) (2B) \quad (5-8d)$$

$$N_{SP,C} = 4e^2 (F_{SP1} + F_{SP2}) \Delta f (2B) \quad (5-8e)$$

$$N_{SP-SP,C} = 4e^2 (F_{SP1}^2 + F_{SP2}^2 + F_{SP1} F_{SP2}) \Delta f (2B) \quad (5-8f)$$

$$N_{C,C} = i_c^2 (2B) = \frac{4kTF(2B)}{R_L} \quad (5-8g)$$

ただしここで

$$F_{SPi} = \eta(G_i - 1)n_{SPi} \quad (5-8h)$$

である。

また信号電力 S_C は、

$$S_C = 2R^2 G_1 G_2 P_0 P_L \quad (5-9)$$

で表わされる。上式を用いると中間周波帯域における信号対雑音比 γ は次のように求められる。

$$\gamma = \frac{S_C}{N_{L,C} + N_{L-SP,C} + N_{S,C} + N_{S-SP,C} + N_{SP,C} + N_{SP-SP,C} + N_{C,C}} \quad (5-10)$$

以下、式 (5-10) をもとに議論を進めていく。

光前置増幅方式では、式 (5-10) において $G_2 = 1$ 、 $F_{SP2} = 0$ であるから、信号光ショット雑音、自然放出光ショット雑音、自然放出光間ビート雑音を無視すると、信号対雑音比 γ_{PRE} は次のように表わされる。

$$\gamma_{PRE} \approx \frac{2R^2 G_1 P_0 P_L}{4eBR(P_L + G_1 P_0)(1 + 2F_{SP1}) + i_c^2 (2B)} \quad (5-11)$$

まず $P_L \gg G_1 P_0$ 、即ち局発光が、増幅された信号光に比べて十分に高い場合を考えると、式 (5-11) から次式が得られる。

$$\begin{aligned} \gamma_{PRE} &\approx \frac{RP_0}{2e\eta n_{SP1} (2B)} \\ &= \frac{\gamma_{SHOT}}{2\eta n_{SP1}} \end{aligned} \quad (5-12)$$

ただしここで、 γ_{SHOT} はショット雑音限界における信号対雑音比で、次のように表わされる。

$$\gamma_{SHOT} = \frac{RP_0}{e(2B)} \quad (5-13)$$

式 (5-12) から局発光電力が十分高い場合には、光前置増幅方式を用いた場合の信号対雑音比はショット雑音限界に比べて $1/(2\eta n_{SP1})$ 倍だけ劣化することがわかる。

更に光前置増幅器の利得を上げて P_L が $G_1 P_0$ に比べて無視できなくなった場合の信号対雑音比 γ_{PRE}' は次のようになる。

$$\gamma_{PRE}' \approx \frac{\gamma_{PRE}}{1 + \frac{G_1 P_0}{P_L}} \quad (5-14)$$

即ち、増幅された信号光と自然放出光間のビート雑音がこの場合は無視できなくなり、その分信号対雑音比が劣化することがわかる。

光前置増幅方式について、受光感度の増幅器利得依存性を計算した結果が図 5-3 である。計算では、2.5 Gb/s の CPFSK システムにおいて受光素子を 50 Ω 抵抗で終端した構成の抵抗終端型光受信器の使用を仮定した。また局発光電力は 0 dBm とした。図から低雑音の増幅器を用いた場合には受光感度の改善効果があるが、増幅器の雑音指数が上昇するにつれて、逆に受光感度が劣化していくことがわかる。

上記結果を更に詳しく調べるために、信号対雑音比を G_1 の関数とみなし、その変化を調べる。式 (5-8) の全ての雑音を考慮した場合の信号対雑音比 γ_{PRE} は次のようになる。

$$\gamma_{PRE} = \frac{S}{N} \quad (5-15a)$$

$$S = 2R^2 G_1 P_0 P_L \quad (5-15b)$$

$$N = 4eB[R(P_L + P_0 G_1)\{1 + 2\eta(G_1 - 1)n_{SP1}\} + 2e\eta(G_1 - 1)n_{SP1}\Delta f\{1 + \eta(G_1 - 1)n_{SP1}\}] + i_c^2 (2B) \quad (5-15c)$$

γ_{PRE} を G_1 で微分し、そのふるまいを調べると、次の条件が成り立つ時 γ_{PRE} は単調減少関数となる、即ち光前置増幅器をどのような利得で用いても受光感度が劣化することがわかる。

$$2e[2e\eta n_{SP1}\Delta f(\eta n_{SP1} - 1) - RP_L(2\eta n_{SP1} - 1)] + i_c^2 < 0 \quad (5-16)$$

式 (5-16) を変形して次式を得る。

$$P_L > \frac{2e[2e\eta n_{SP1}\Delta f(\eta n_{SP1} - 1)] + i_c^2}{2eR(2\eta n_{SP1} - 1)} \quad (5-17)$$

図 5-4 (a)、(b) に、式 (5-17) の計算結果を光前置増幅器の雑音指数 (NF) が 3 dB、5 dB の各場合について示す。斜線で示された領域では光前置増幅器の効果が無いが、雑音指数の小さい増幅器を用いればこの領域が狭くなる、即ち光前置増幅方式の有効な領域が広がることがわかる。例えば数 Gb/s 程度の高速伝送システムにおいて用いることのできる光受信器の i_c が 20 pA/ $\text{Hz}^{1/2}$ であったとすると、最良の雑音指数である 3 dB の光増幅器を用いた場合では、5 dBm 程

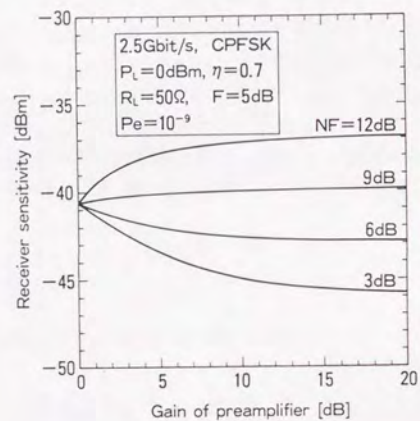
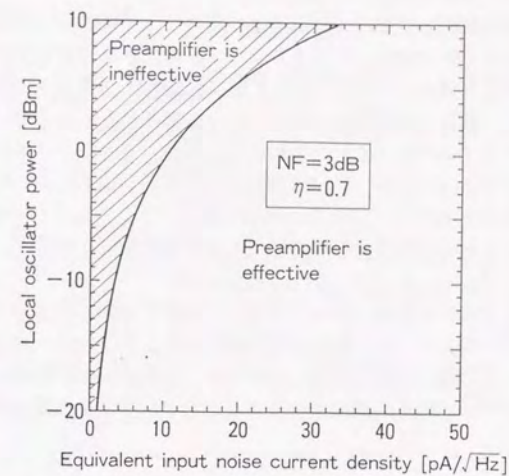
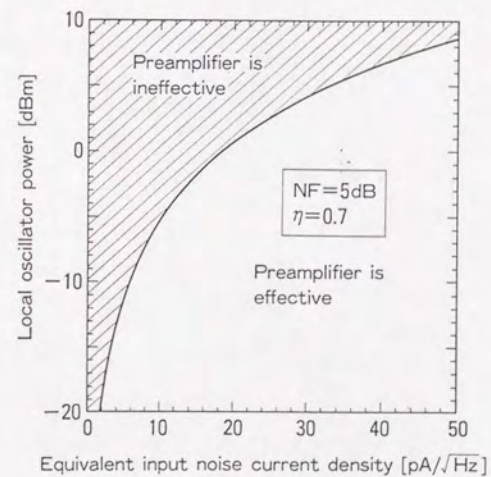


図 5 - 3 光前置増幅方式における受光感度の増幅器利得依存性



(a) 光前置増幅器の雑音指数 = 3 dB の場合



(b) 光前置増幅器の雑音指数 = 5 dB の場合

図 5 - 4 光前置増幅方式が有効な局発光電力と受信器雑音の範囲

度以上の局発光電力が得られない場合には光前置増幅方式を用いた方が有利であることがわかる。

次に上記理論の確認を行うために実験を行なった。実験系を図5-5に示す。

実験に用いたシステムは、1.187Gb/sのCPFSKシステム（波長=1.536 μ m）であり、送信器には3.3節で述べたLiNbO₃型外部共振器レーザモジュールを用いて1.2GHz程度までの平坦なFM変調特性を実現している。また受信器にはpinフォトダイオードを50 Ω の抵抗で終端した形式のバランストレーバを用いている。バランストレーバの同相信号除去比（CMRR）は約28dBであった。また局発光電力は-1.4dBmであった。

まず本システムの基本特性を測定した。結果を図5-6に示す。符号誤り率 10^{-9} における受光感度は、-32.4dBmであった。

次に光前置増幅器を接続してシステムの符号誤り率特性測定を行なった。使用したエルビウムドープ光ファイバ前置増幅器の利得は10.7dB、雑音指数（NF）は約5dBであった。測定結果を図5-6に示す。本実験により符号誤り率 10^{-9} において約3.7dBの感度改善が図られていることがわかり、光前置増幅器の有効性が確認された。

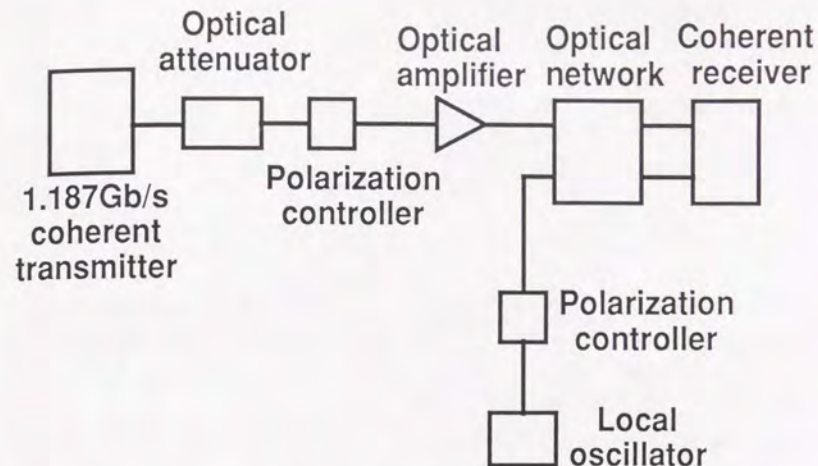


図5-5 光前置増幅方式の実験系

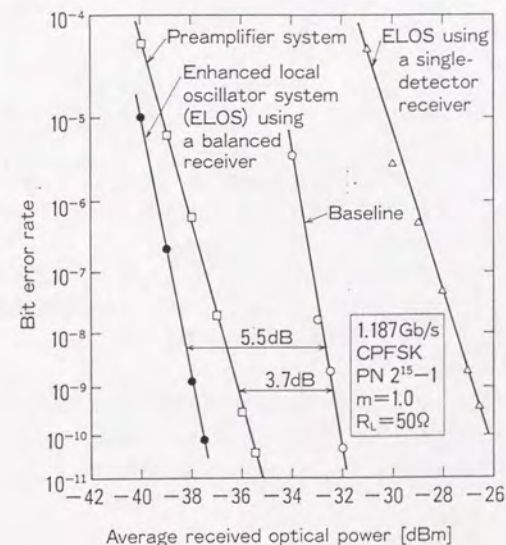


図5-6 符号誤り率特性の測定結果

5.4 局発光ブースタ増幅器としての応用

局発光ブースタ増幅方式 (Enhanced Local Oscillator System; ELOS) においては、式 (5-10) において $G_1 = 1$ 、 $F_{SP1} = 0$ とおき、光前置増幅方式の場合と同様に主要な項のみを考えると、信号対雑音比を表わす式として次式が得られる。

$$\begin{aligned}\gamma_{ELOS} &\approx \frac{2R^2 G_2 P_0 P_L}{4eBR \{(G_2 P_L + P_0) 2F_{SP2} + G_2 P_L\}} \\ &\approx \frac{\gamma_{PRE}}{G_2 + \frac{P_0}{P_L}}\end{aligned}\quad (5-18)$$

式 (5-18) の導出においては、局発光ショット雑音は局発光-自然放出光間ビート雑音に比べて十分小さいものとして無視した。この結果より、光前置増幅方式の場合に比べて信号対雑音比が約 $1/G_2$ に劣化することがわかる。これは、局発光-自然放出光間ビート雑音が G_2 倍になったことに対応する。

以上の結果においては光受信器の同相信号抑圧特性を考慮していないが、ここでバランスレシーバを用いると、その同相信号除去特性 [8] により、式 (5-18) で主要な雑音であった局発光-自然放出光間ビート雑音が除去される可能性がある。同相信号除去比 (CMRR) を C とおくと、信号対雑音比は次のように表わされる。

$$\gamma_{ELOS} \approx \frac{2R^2 G_2 P_0 P_L}{4eBR \{(CG_2 P_L + P_0) 2F_{SP2} + G_2 P_L\}}\quad (5-19)$$

ここで $C \rightarrow 0$ とすると、 γ_{ELOS} は

$$\gamma_{ELOS} = \gamma_{SHOT}\quad (5-20)$$

となり、ショット雑音限界の信号対雑音比が達成できることがわかる。

図 5-7 に受光感度の光増幅器利得依存性を CMRR をパラメータとして示す。30 dB 程度以上の CMRR を持つバランスレシーバを用いることにより、ショット雑音限界に近い受光感度を達成できることがわかる。

光増幅器利得に対し、受光感度の曲線が極小値を有し再び上昇に転ずるのは、増幅器の利得を上げていくに従って信号-自然放出光間ビート雑音が無視できなくなり、この雑音はバランスレシーバでは除去できないためである。

以上 5.3 節及び 5.4 節において述べた光前置増幅方式、局発光ブースタ増幅方式を組み合わせたシステムを考えることもできる。この場合、式 (5-10) において $G_1 = G_2 = G$ 、 $n_{SP1} = n_{SP2} = n_{SP}$ とおいて信号対雑音比 γ_{BOTH} を計算すると

$$\gamma_{BOTH} \approx \frac{\gamma_{PRE}}{2}\quad (5-21)$$

となって、光前置増幅方式のみを用いた場合の $1/2$ の信号対雑音比に劣化することがわかる。これは、2 台の光増幅器を用いることによる局発光-自然放出光間ビート雑音の増加に対応している。

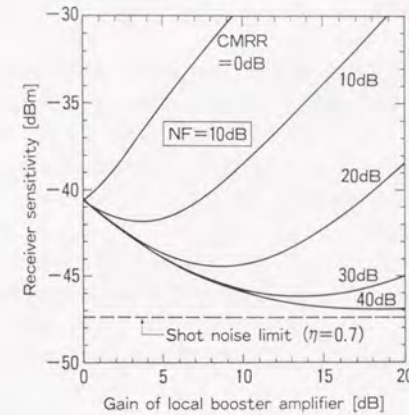


図 5-7 局発光ブースタ増幅方式における受光感度の増幅器利得依存性

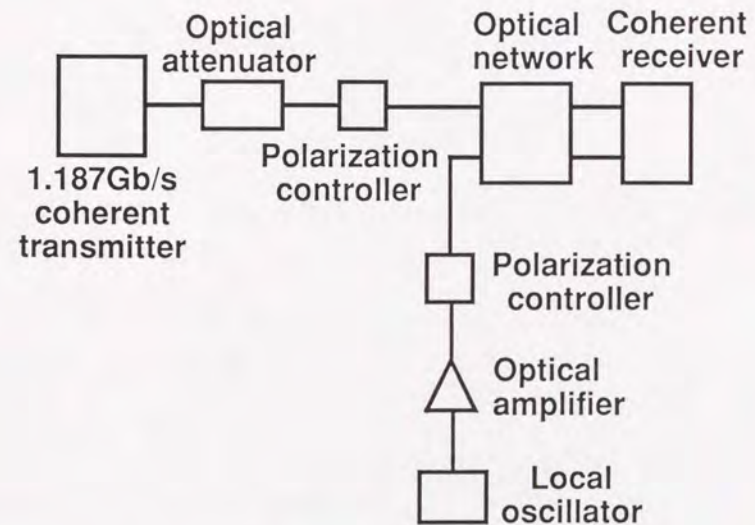


図 5-8 局発光ブースタ増幅方式の実験系

次に局発光ブースタ増幅方式の実験を行なった。実験に用いたコヒーレントシステムは5.3節で用いたものと同じものである。ここで用いた高出力エルビウムドープ光ファイバ増幅器の利得は11.5 dB、出力パワーは+12.2 dBm、雑音指数は11 dBであった。出力パワーを全てバランスストレーバに入力するとフォトダイオードが飽和してしまい正常動作が困難になったため出力パワーを絞って用いた。この時のバランスストレーバ入力局発光電力は+4.4 dBmであった。測定結果を前節の図5-6に示す。バランスストレーバのCMRRが28 dBとかなり良好であるため、局発光増幅方式を用いることにより5.5 dBと大幅な感度改善が図られていることがわかる。更に受光感度を改善するためには、フォトダイオードの許容最大入力光電力の上昇が不可欠である。

また、局発光増幅方式において、バランスストレーバの片方の枝の接続を切ってシングルディテクタレーバとして用いた場合の符号誤り率特性の測定を行なった。結果を図5-6に示す。この場合は理論から予想される通り、局発光-自然放光間ビート雑音が抑圧されないため、受光感度が大幅に劣化していることがわかる。

5.5 中継増幅器としての応用

5.5.1 自然放光の累積による影響

(a) 基本式の導出

理論検討を行なうに先立ち、システムのモデル化を行う。図5-9に仮定したモデルを示す。本モデルでは等しい利得を有する増幅器が一定間隔毎にk段縦続に接続されているものとし、増幅器間に接続された光ファイバの損失は各増幅器の利得で補償されると仮定する。

本解析で用いるパラメータの意味及び固定値として用いるパラメータの値について表5-1に示す。

まずコヒーレント方式について考える。

コヒーレント方式で主として問題となる雑音は以下の4つである[2]。

$N_{L,C}$: 局発光によるショット雑音

$N_{L-SP,C}$: 局発光、自然放光間ビート雑音

$N_{SP-SP,C}$: 自然放光間ビート雑音

$N_{C,C}$: 受信器の回路雑音

これらの値は、中間周波帯において、次のように表される。

$$N_{L,C} = 2eRP_L(2B) \quad (5-22a)$$

$$N_{L-SP,C} = 4eRP_L F_{SP}(2B) \quad (5-22b)$$

$$N_{SP-SP,C} = 2e^2 F_{SP}^2 \Delta f(2B) \quad (5-22c)$$

$$N_{C,C} = i_c^2(2B) \quad (5-22d)$$

ただしここで、

$$F_{SP} = \eta IT_1 n_{spk}(G-1) \quad (5-23)$$

である。

また信号電力 S_C は

$$S_C = 2R^2 P_S P_L \quad (5-24)$$

と表される。

式(5-22)~(5-24)を用いると、中間周波帯における信号対雑音比 γ_C は、次式で表される。

$$\gamma_C = \frac{S_C}{N_{L,C} + N_{L-SP,C} + N_{SP-SP,C} + N_{C,C}} \quad (5-25)$$

符号誤り率 P_e は、 γ_C を用いて、

$$P_e = \frac{1}{2} \exp(-\alpha \gamma_C) \quad (5-26)$$

と表される。ただしここで、 α は変復調方式に依存する定数で、

$$\alpha = 1/4 \rightarrow \text{ASK (包絡線検波)} \quad (5-27a)$$

$$1/2 \rightarrow \text{FSK (デュアルフィルタ検波)} \quad (5-27b)$$

$$1 \rightarrow \text{CPFSK, DPSK (遅延検波)} \quad (5-27c)$$

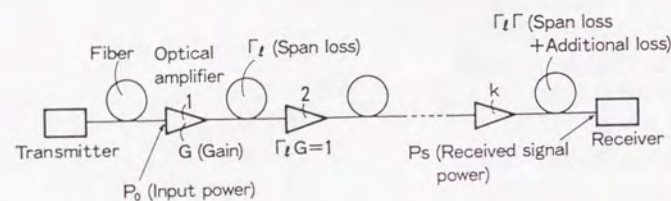


図 5-9 システムのモデル

表 5-1 理論解析に用いたパラメータ

パラメータ	意味及び計算に用いた値
P_{out}	送信器の出力光電力 (= 0 dBm)
P_0	光増幅器入力電力
G	各光増幅器の利得
n_{sp}	各光増幅器の自然放出係数
NF	各光増幅器の雑音指数
Γ_L	各光増幅器間の光ファイバによる損失であり、 $\Gamma_L = \exp(-\alpha_1 L)$ ただし、 α_1 : 光ファイバの損失 (= 0.2 dB/km) L : 光増幅器間のスパン長 本文中の仮定により、 $\Gamma_L G = 1$
Γ	最終段光増幅器と受信器の間の光ファイバの損失のうち、 Γ_L による損失を除いた値
P_s	受信器に入力する信号光電力
P_L	局部発振光 (局発光) 電力 (= 10 dBm)
i_c	受信器の等価入力雑音電流密度 (= 10 pA/√Hz)
B	ベースバンド帯域幅
Δf	光学フィルタの帯域幅 (周波数領域)
$\Delta \lambda$	光学フィルタの帯域幅 (波長領域)
e	電子電荷
η	受光素子の量子効率
R	$= \frac{e\eta}{h\nu}$: 光電変換係数に相当する
h	プランク定数
ν	光周波数
λ	光波長
I_d	受光素子の暗電流 (= 20 nA)
M	APDの増倍率 (= 40)
x	APDの過剰雑音指数 (= 0.7)

である。

一方、IM-DD方式において問題となる雑音成分には、以下のようなものがある。

- $N_{S,D}$: 信号光によるショット雑音
- $N_{SP,D}$: 自然放出光によるショット雑音
- $N_{S-SP,D}$: 信号光、自然放出光間ビート雑音
- $N_{SP-SP,D}$: 自然放出光間ビート雑音
- $N_{C,D}$: 受信器の回路雑音
- $N_{D,D}$: 受光素子の暗電流によるショット雑音

であり、これらの値は(5-23)で定義した F_{SP} を用いて次のように表される。

$$N_{S,D} = 2eRP_S BM^{2+x} \quad (5-28a)$$

$$N_{SP,D} = 2e^2 F_{SP} \Delta f BM^{2+x} \quad (5-28b)$$

$$N_{S-SP,D} = 4eRP_S F_{SP} BM^{2+x} \quad (5-28c)$$

$$N_{SP-SP,D} = 2e^2 F_{SP}^2 \Delta f BM^{2+x} \quad (5-28d)$$

$$N_{C,D} = i_C^2 B \quad (5-28e)$$

$$N_{D,D} = 2eI_d BM^{2+x} \quad (5-28f)$$

さて、マーク時及びスペース時の雑音電力をそれぞれ σ_{D1}^2 、 σ_{D0}^2 とすると、

$$\sigma_{D1}^2 = N_{S,D} + N_{SP,D} + N_{S-SP,D} + N_{SP-SP,D} + N_{C,D} + N_{D,D} \quad (5-29a)$$

$$\sigma_{D0}^2 = N_{SP,D} + N_{S-SP,D} + N_{C,D} + N_{D,D} \quad (5-29b)$$

であり、また信号電力 S_D は

$$S_D = R^2 P_S^2 M^2 \quad (5-30)$$

で表されるから、これらの値を用いて符号誤り率は次のように計算される。

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{S_D}{2(\sigma_{D0}^2 + \sigma_{D1}^2)}} \right) \quad (5-31)$$

ただし erfc は補誤差関数であり、次式で与えられる。

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp(-t^2) dt \quad (5-32)$$

以上の式が、今後シミュレーションに用いる基本式となる。

(b) システム長依存性

前節で求めた基本式を用いてパワーペナルティのシステム長依存性をコヒーレント、IM-DDの各方式について計算した。ここでいうパワーペナルティとは、光増幅器を用いない通常のシステムにおいて所定の符号誤り率を得るための受光感度に対して、光増幅器を用いた場合の受光感度劣化をデシベル表示したものである。

計算では、 $P_0 = -20$ dBm、 $G = 20$ dB、 $NF = 5$ dBと仮定した。なおNFの値はビート雑音限界においては近似的に

$$NF = 2n_{sp}$$

$$(5-33)$$

で与えられる[2]。また計算にあたっては、各増幅器は入力光電力に対して線形な利得を有するものと仮定し、増幅器の飽和は考慮されていない。

システムの伝送速度が560 Mb/s、1.2 Gb/s、2.4 Gb/sの各場合について、符号誤り率 10^{-9} におけるパワーペナルティを計算した結果を図5-10(a)～(c)に示す。コヒーレント方式の場合には光学フィルタは使用していないものと仮定しているため、 $\Delta\lambda$ の値としては光増幅器の帯域幅の値を用いることになる。ここでは、やや多めに見積もって50 nmとした。

図5-10からIM-DD方式の場合には、1 nm程度の狭帯域光学フィルタを用いても、10000 km伝送後にはかなりのペナルティが生じるが、コヒーレント方式を用いれば、2.4 Gb/s方式においても、CPFSKあるいはDPSK方式を用いることにより、ペナルティを1 dB程度に押さえることができることがわかる。光学フィルタを用いることなくこのような良好な伝送特性が達成されるのは、局発光ショット雑音が他の雑音に比べて十分大きいことによる。また自然放出光雑音の影響がでるような比較的信号対雑音比の悪い領域においても光フィルタを用いることなくある程度のペナルティに抑えられているのは、自然放出光間ビート雑音の影響が局発光、自然放出光間ビート雑音によって覆い隠されるビート雑音限界が容易に達成されることによる。また、コヒーレント方式の中でもパワーペナルティの観点からはCPFSKあるいはDPSK方式が有利な変復調方式であることが図から読み取れる。

(c) ダイナミックレンジ特性

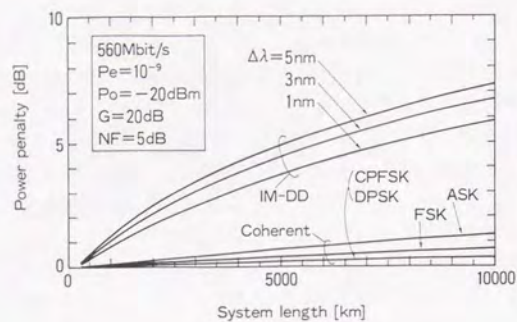
前節の計算では、各増幅器の入力光電力を-20 dBmで一定と仮定したが、本節では10000 kmの大洋横断システムで増幅器入力を変化させた場合のパワーペナルティについて計算した。

伝送速度560 Mb/s、1.2 Gb/s、2.4 Gb/sに対する結果をそれぞれ図5-11(a)～(c)に示す。

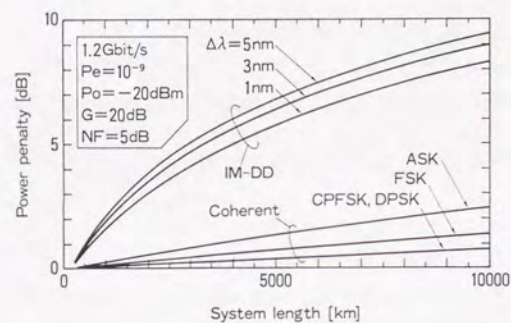
図から次のような重要な結論が見出せる。

- 1) 1 dBのパワーペナルティで見ると、増倍率40のAPDを用いたIM-DD方式を用いた場合に比べ、ASK方式を用いることによりダイナミックレンジは約9 dB改善され、更にCPFSK、DPSK方式を用いればその改善量は15 dBに達する。
- 2) システムの伝送速度を倍にすると、どの方式においてもダイナミックレンジは3 dB狭まる。

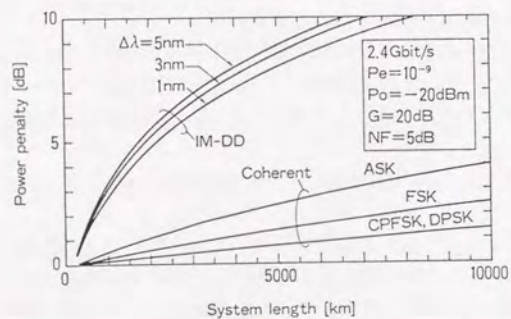
1)の結果により、IM-DD方式においては、増幅器入力電力をコヒーレント方式の場合に比べ9～15 dB高く設定しなければならないことがわかるが、この要求は増幅器の高出力化を意味するものであり、これに伴う増幅器雑音特性の劣化及び、高光電力ファイバに入射することによる非線形現象の影響が問題となることが予想される。これに比べコヒーレント方式を用いれば、低出力電力の増幅器を用いることができ、上記問題を回避できる可能性がある。



(a) 560 Mb/s 方式

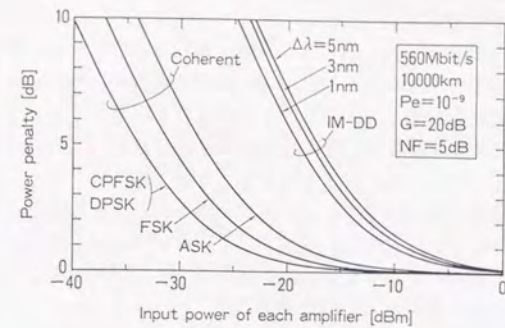


(b) 1.2 Gb/s 方式

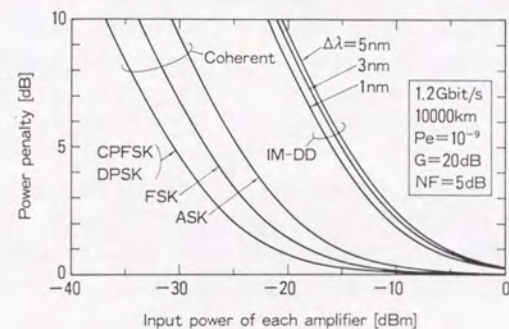


(c) 2.4 Gb/s 方式

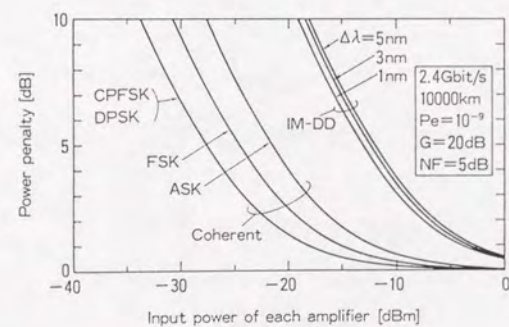
図5-10 パワーペナルティのシステム長依存性



(a) 560 Mb/s 方式



(b) 1.2 Gb/s 方式



(c) 2.4 Gb/s 方式

図5-11 10000 km システムのダイナミックレンジ特性

また 2) の結論によりダイナミックレンジ特性の観点からは、低伝送速度のシステムが有利となることがわかる。

さて上記の議論においては IM-DD 方式における APD の増倍率は 40 であると仮定したが、この増倍率はもちろん各システム毎に最適化しなければならない量である。図 5-12 に伝送速度 2.4 Gb/s の場合におけるパワーペナルティの光増幅器入力電力依存性を増倍率 (M) をパラメータとして計算した結果を示す。図から増倍率 M が小さい程、パワーペナルティが小さくなり、M=1、即ち pin フォトダイオードを用いた場合に最も小さくなることがわかる。しかしながら、pin フォトダイオードを用いた IM-DD 方式に比べ、コヒーレント CPFSK、DPSK、FSK 方式を用いた場合のペナルティは依然として小さく、コヒーレント方式は IM-DD 方式に対して優位性を有していると言える。

(d) 増幅器に要求される特性

これまでの議論では各増幅器の利得及び雑音指数は一定であると仮定してきたが、本節では 10000 km のシステムにおいてパワーペナルティをパラメータとした場合の増幅器に要求される利得と雑音指数の関係について計算結果を示すことにする。本節の計算では、これまでの検討結果からダイナミックレンジ特性で有利なコヒーレント CPFSK、DPSK 方式を対象とする。また伝送速度は 2.4 Gb/s とした。

結果を図 5-13 に示す。図からわかるように、光増幅器出力電力が利得に比例して増加するような線形領域では、利得の大きい増幅器を用いれば、それだけ雑音指数に対する要求は軽減される。実際のシステム設計にあたってはこのような計算を行い、使用する増幅器の要求条件を押さえる必要があろう。

5.5.2 光ファイバの波長分散の伝送特性に与える影響

システムの伝送特性を劣化させる要因としては、これまで検討を行ってきた自然放光雑音によるものの他に、光ファイバの波長分散によるものが考えられるが、文献 [6] で解析されているように、その影響は

$$\gamma = \frac{B^2 L_T D(\lambda) \lambda^2}{\pi c} \quad (5-34)$$

で定義される波長分散指数 γ 及び変復調方式により決定される。ただしここで

B: 伝送速度

L_T : システム長

$D(\lambda)$: 光ファイバの波長分散

λ : 信号光波長

c: 光速

である。

解析結果によると、波長分散によるパワーペナルティは CPFSK、ASK、DPSK の順に小さくなり、IM-DD 方式で最も低いという自然放光雑音の効果とは、ほぼ逆の結果が得られる。しかしながらコヒーレント方式を用いれば、中間周波

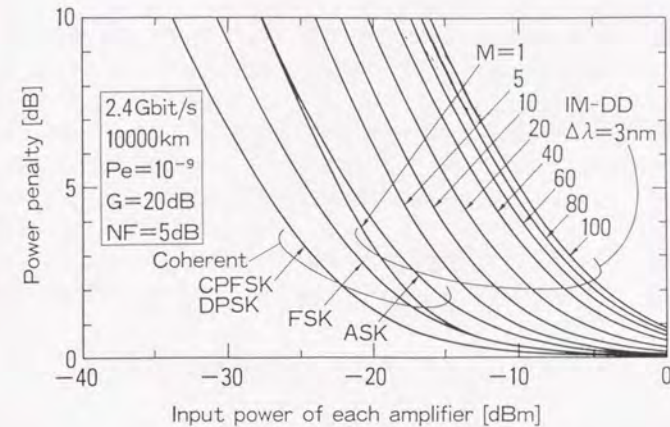


図 5-12 パワーペナルティの光増幅器入力電力依存性
(伝送速度 2.4 Gb/s の場合、増倍率 (M) をパラメータとして計算)

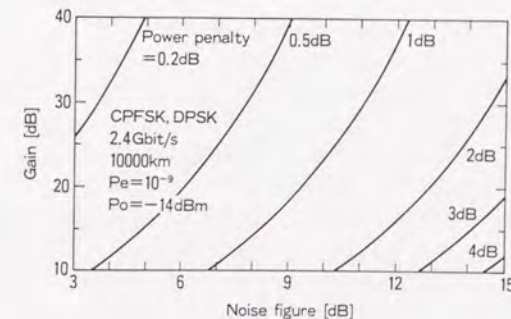


図 5-13 10000 km システムに使用する増幅器に要求される特性

帯において分散補償が行なえるため、その影響は十分軽減することが可能となる。

5.6 各種非線形現象のシステム特性へ及ぼす影響

5.6.1 半導体レーザ増幅器における非縮退四光子混合

本節では、半導体レーザ増幅器を光FDM信号の中継増幅器として用いた場合に問題となる、半導体レーザ増幅器における非縮退四光子混合の問題について実験的に考察する。

光FDM信号が半導体レーザ増幅器に入射すると、入力信号間のビート周波数でレーザ媒質中のキャリア密度が変動し、増幅器出力では所望の信号の両側に不要な信号成分が発生することが知られている。例として、図5-14のように増幅器に周波数間隔 Δf なる2信号を入力した場合、増幅器出力では、増幅された信号の他に両側に2波の新たな信号が発生する。この現象は、入力、出力において合計四つの光子が関与することから、非縮退四光子混合 (NDFWM; Nondegenerate Four-Wave Mixing) と呼ばれている [9] - [11]。

図5-14において、増幅された信号光の電力を P_1, P_2 とし、 P_1 の左側に生じた非縮退四光子混合光の電力を P とすると、 P は次式で表される [10]。

$$\frac{P}{P_1} = \frac{\Gamma^2 P_1 P_2 (\zeta^2 + \alpha^2)}{16 P_s^2 \{1 + 4\pi^2 (\Delta f)^2 \tau_c^2\}} \quad (5-35)$$

ただしここで、 Γ はレーザ増幅器活性層への光の閉じ込め係数、 P_s は増幅器の飽和電力、 α は線幅増大係数、 τ_c はキャリア寿命、 ζ は導波路損失パラメータである。電力 P_2 の信号の右側に励起される光の電力は、式(5-35)において P_1 と P_2 を入れ換えることにより求まる。

このようにして新たに発生した非縮退四光子混合光は、隣接するチャネルの信号と干渉して、伝送特性を劣化させることが予想される。以下、上記問題について種々の観点から実験的考察を行う。

図5-15に非縮退四光子混合光による伝送特性劣化量を測定するための実験系を示す。FDM信号源としては3台の外部共振器型DFBレーザモジュール (波長=1.561 μm 、スペクトル線幅 $\approx 300 \text{ kHz}$)を用いた。各レーザの発振周波数間隔は2.07 GHzであった。レーザ1 (チャネル1) はデータ伝送用として用いられ、伝送速度560 Mb/s、2⁷-1、NRZ擬似ランダム信号により、MSK (Minimum Shift Keying) 変調がかけられている。また、レーザ2 (チャネル2) と、レーザ3 (チャネル3) は、干渉波を発生する信号源として用いた。3波の信号は、ファイバカップラで合波された後、進行波型半導体レーザ増幅器へと導かれる。本半導体レーザ増幅器の端面反射率は約0.1%、利得リップルは1 dB以内であった。また、入出力用ファイバの結合損失 (約6 dB/端面) を含んだ増幅器の利得は、2.0 dBであった。各信号の偏波状態は、半導体レーザ増幅器入力においてTEモードとなるように、偏波補償器により補償した。半導体レーザ増幅器の出力信号は、50 kmの長さの単一モード光ファイバを通り、その後局発光と合波され、2.2.4節で述べた偏波ダイバーシティ光受信器へと導かれる。また、図中の広帯域光受信器は、中間周波スペクトルの観測のために用いた。

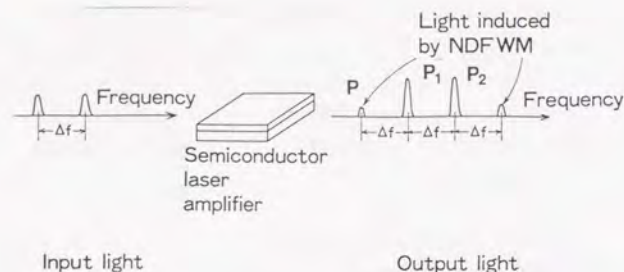


図 5-14 非縮退四光子混合現象

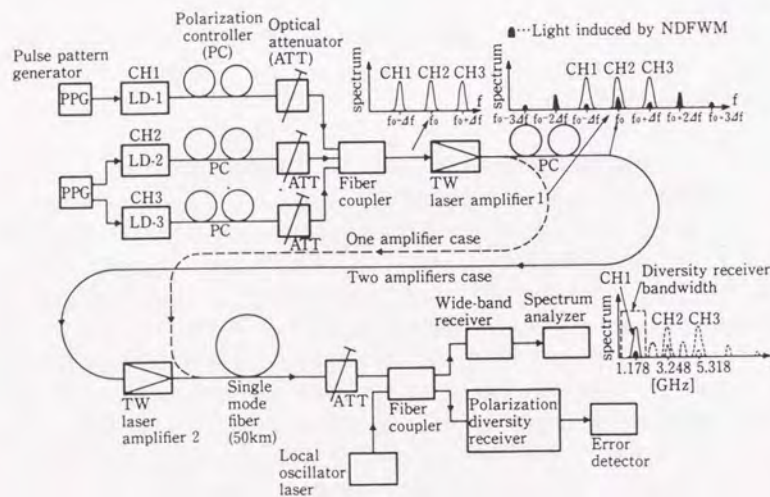


図 5-15 FSK ヘテロダインシステムの非縮退四光子混合光による特性劣化測定のための実験系

本実験では、チャンネル1、チャンネル2、チャンネル3の中間周波数は、それぞれ1.178、3.248、5.318 GHzに設定した。偏波ダイバーシティ光受信器の帯域幅は0.3~1.8 GHzであったため、隣接信号間のビート信号が、偏波ダイバーシティ光受信器で受信されることはない。また実験中、偏波ダイバーシティ光受信器の動作が非線形領域に入らぬように受信器入力的光レベルを調整した。

まず、種々の条件のもとで、非縮退四光子混合光の発生を確認した。

図5-16(a)は、両信号が無変調の場合の中間周波スペクトルを示す。両信号の両側に新たな光の発生が認められる。また図において左側に発生した光電力が右側のそれより高いことは、式(5-35)、図5-16より、左側の発生電力が $P_1^2 P_2$ 、右側の発生電力が $P_1 P_2^2$ にそれぞれ比例し、 $P_1 > P_2$ であることから説明される。

図5-16(b)は、チャンネル1が $2^{15}-1$ NRZ、擬似ランダム信号で変調を受けた場合である。各信号が $F_1(f)$ 、 $F_2(f)$ なる周波数スペクトル(f は光周波数)を有する場合、チャンネル1の左側に発生する光の周波数スペクトル $F(f)$ は、式(5-35)より、

$$F(f) = k \cdot F_1(f) \otimes F_1(f) \otimes F_2(f) \quad (5-36)$$

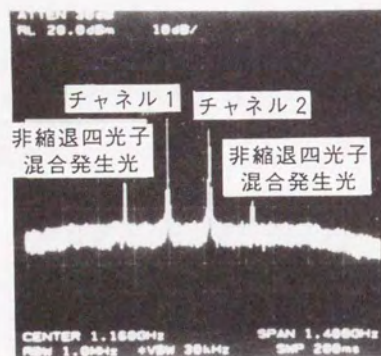
と表される。ここで、 k は Δf に依存する定数、 \otimes は光周波数軸上での畳み込み積分である。図5-16(b)において左側に発生した光のスペクトルが、右側のものより広がっているが、これは式(5-36)において、 $F_1(f)$ と $F_2(f)$ を入れ換えて考えることにより説明される。

次に、非縮退四光子混合による発生光量の信号周波数間隔依存性の測定を行った。結果を図5-17に示す。式(5-35)からも予想されるように、信号間の周波数間隔を増大させることにより、非縮退四光子混合光の影響を減少させることが可能である。

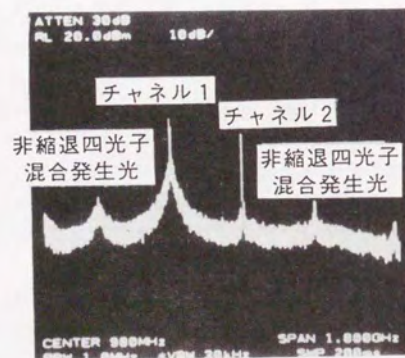
更に図5-15の実験系を用いて伝送実験を行なった。まず、レーザ1からの出力を切った状態で、チャンネル2とチャンネル3の間の相互作用により、チャンネル1の周波数に非縮退四光子混合光の発生を確認した。この時のチャンネル2、チャンネル3の光電力は、半導体レーザ増幅器の入力ファイバ端において、それぞれ-6.3、-11.7 dBmであった。この状態では、半導体レーザ増幅器は飽和領域以下で動作していた。

次に3波を入射して、チャンネル1の符号誤り率特性を測定した。1波のみを送った場合には、半導体レーザ増幅器を用いたことによる伝送特性劣化は観測されなかった。結果を図5-18に示す。ところが3波を同時に入射した場合(チャンネル2、3は無変調)には、チャンネル1の周波数に発生した非縮退四光子混合光により、チャンネル1の伝送特性に著しい劣化が見られた。ここでチャンネル3の光電力を5 dB減少させると、図5-18からもわかるように、伝送特性の劣化はやや改善された。この結果により、伝送特性の劣化量は他チャンネルの信号強度を減少することにより改善されることがわかる。

また、上記の系でチャンネル2とチャンネル3の信号にFSK変調を施した場合につい



(a) チャンネル1、2共に無変調の時（横軸：140MHz/div.）



(b) チャンネル1がNRZ、 $2^{15}-1$ 疑似ランダムパターンによりFSK変調され、チャンネル2は無変調の時（横軸：180MHz/div.）

図5-16 半導体レーザー増幅器出力における中間周波スペクトラム

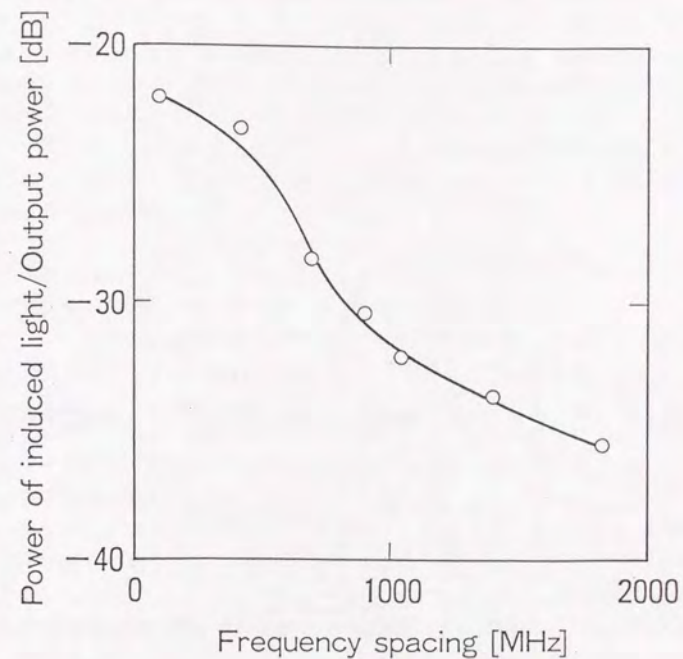


図5-17 非縮退四光子混合発生光量の信号周波数間隔依存性

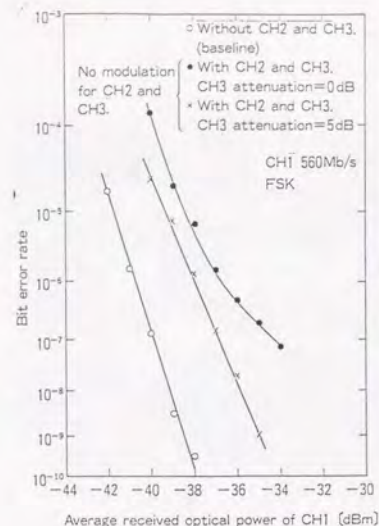


図5-18 チャンネル1の符号誤り率特性の隣接チャネル光電力依存性

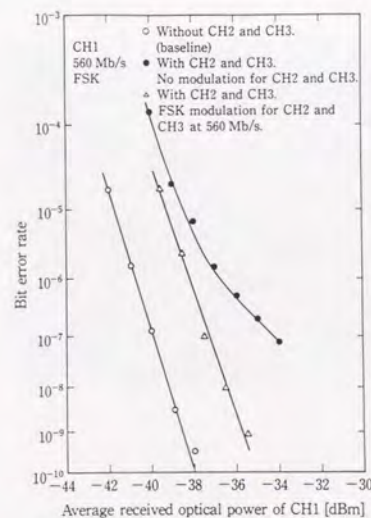


図5-19 隣接チャネル信号の変調の有無によるチャンネル1の符号誤り率特性

て、符号誤り率特性を測定した。ここでは両信号に伝送速度 560 Mb/s の $2^{15}-1$ 、NRZ 擬似ランダム信号により変調を加えた。変調指数は 0.4 に設定した。結果を図 5-19 に示す。この結果より、符号誤り率特性は、隣接チャネルの信号に変調を施すことにより改善されることがわかる。この理由の一つとして、隣接チャネルの信号に変調を施すことにより、発生する非縮退四光子混合光のスペクトルが広がるという現象が、式 (5-36) から予想される。隣接チャネルの信号に変調を施すことにより、発光のスペクトルの一部は、偏波ダイバーシティ光受信器の帯域外に拡散してしまうため、伝送特性の劣化が軽減されるわけである。この仮定が正しいことを確認するため、チャンネル 2 と 3 によってチャンネル 1 の周波数に発生する非縮退四光子混合光のスペクトルをチャンネル 2 と 3 の信号の変調指数を変えて測定した。結果を図 5-20 に示す。この図から上記仮定が正しいことがわかる。この実験結果により、非縮退四光子混合による伝送特性の劣化は、隣接チャネルの信号の変調度を増すに従い軽減されることがわかる。

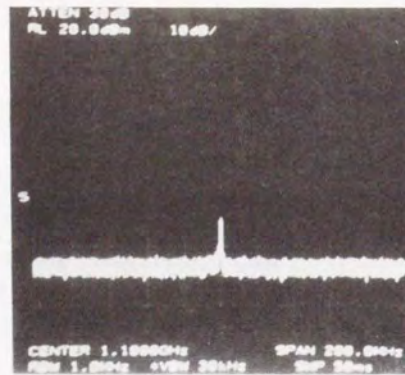
更に非縮退四光子混合光の多段増幅系に及ぼす影響を調べるために、4 段の半導体レーザ増幅器を縦続につないだ系において、発生光量の測定を行った。

図 5-21 に実験系を示す。この実験では 2 波の信号を合波して増幅器に入力した。入出力用光ファイバの結合損失を含んだ半導体レーザ増幅器 1、2、3、4 の利得はそれぞれ、 -0.4 、 2.5 、 1.3 、 -2.3 dB であった。両レーザからの出力信号レベルは同一レベルとなるように調整した。またヘテロダイン光受信器と半導体レーザ増幅器 4 の間には偏光無依存型光アイソレータを挿入し、不要な反射波による不安定動作を防いだ。

測定結果を図 5-22 に示す。この結果より、前段で発生する非縮退四光子混合光は、次段で新たに発生する非縮退四光子混合光と加算され、その値は増幅器の段数を増すに従って増大することがわかる。各段に対する測定結果の間隔が等しくないのは、各増幅器での発生光量が異なることに起因していると考えられる。本実験結果により、多段増幅系の設計には、非縮退四光子混合光の累積現象を考慮する必要があると言えよう。

以上、半導体レーザ増幅器を用いたコヒーレント FDM システムにおける非縮退四光子混合の影響による伝送特性の劣化要因について実験的に明らかにし、全光ネットワーク設計における次のような指針を得た。

- 1) 非縮退四光子混合光の伝送特性に与える劣化を軽減するためには、各信号の周波数間隔を増大する必要がある。
- 2) 非縮退四光子混合光による伝送特性の劣化は、発生する元となる信号に変調を加えることにより軽減される。
- 3) 多段増幅系においては、発生した非縮退四光子混合光は累積されるため、この点に十分な配慮が必要である。



(a) チャンネル2、3が無変調の時



(b) チャンネル2、3がFSK変調されている時
(560 Mb/s、 $2^{15}-1$ 疑似ランダム信号、変調指数=0.22)



(c) (b)と同様、ただし変調指数=0.40

図5-20 隣接信号の変調指数の変化による
非縮退四光子混合発生光中間周波スペクトラムの変化

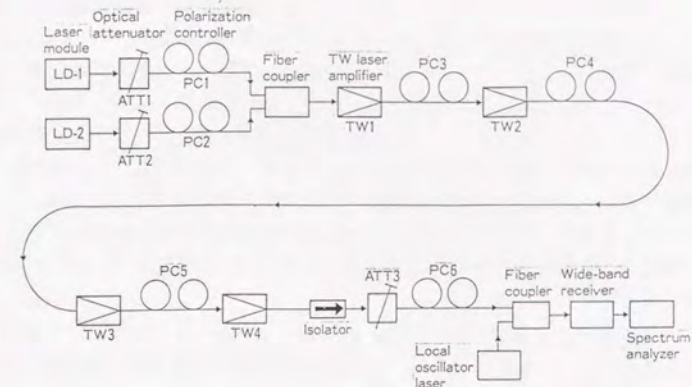


図5-21 多段増幅系における非縮退四光子混合発生光量評価のための実験系

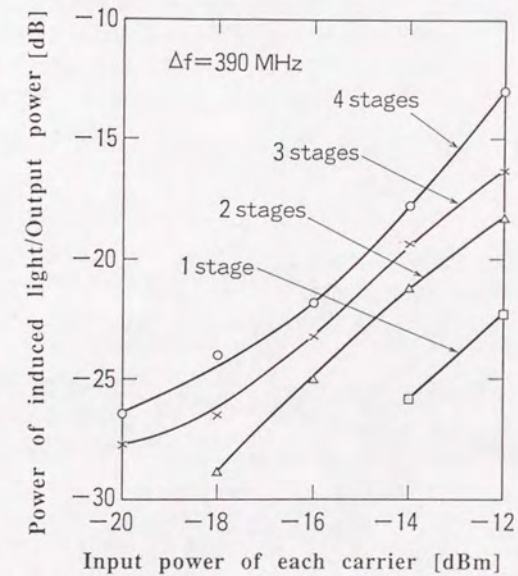


図5-22 多段増幅系における非縮退四光子混合発生光量

5.6.2 光ファイバにおけるカー効果による信号光位相雑音の増大および変調不安定現象

光ファイバの非線形性による伝送特性の劣化について考えた場合、IM-DD方式では信号光がON状態の時に、光ファイバ材料の示す非線形性の1つであるカー効果による自己位相変調が起こり、波形劣化の原因になることも指摘されている[12]。しかしコヒーレントFSK、PSK方式では伝送信号の強度が絶えず一定であるため、自己位相変調効果の影響も受けにくいと考えられ、変調不安定(Modulation instability)現象[13]、[14]を別にすれば、コヒーレント方式は非線形現象による劣化の点においても有利な方式であると考えられてきた。しかしながら、最近文献[15]で、自然放出光雑音による信号光の強度雑音が、自己位相変調効果により位相雑音に変換され、信号光位相雑音が増大することが指摘され、長距離コヒーレント光通信システムの伝送可能距離を制限する要因として、注目されている。

本節では、上記自己位相変調による位相雑音の増大現象に関して理論及び周回系を用いた実験による検討を行ない、コヒーレント方式の大洋横断システムへの適用可能性に関して考察を行なう。

まず、上記位相雑音の増大現象に関して文献[15]で得られた結果を整理して示すこととする。なお、以下の議論においては自然放出光雑音の分布は白色ガウス分布であると仮定する。

光増幅中継システムにおいては、光増幅器の発生する自然放出光が信号光に加算され、信号光の信号対雑音比を劣化させる。その様子を図5-23に示す。自然放出光は信号ベクトルと同相(In-phase)の成分と90度位相(Quadrature)の成分に分解して考えることができる。この場合、同相成分は信号光の強度雑音となり、90度位相成分は位相雑音となる。後者の雑音は、直接的に位相雑音の増大を招く[16]。

まず、上記90度位相成分による信号1ビット時間における位相雑音の分散値 $\langle \Delta \phi_L^2 \rangle$ は、文献[15]により次のように表わされる。

$$\langle \Delta \phi_L^2 \rangle \approx \frac{n_{sp} F(G) \alpha L h \nu}{2 P_{ave} T} \quad (5-37)$$

ただし各パラメータの意味は次のようである。

n_{sp} : 光増幅器の自然放出係数

α : 光ファイバの単位長当たりの損失を表わす定数、 $[\exp(\alpha l) = G]$

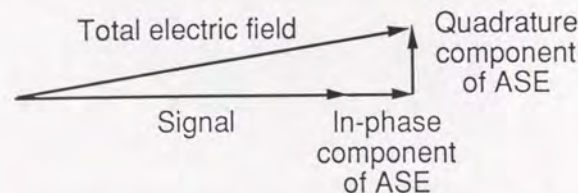


図5-23 信号光と自然放出光雑音のフェーズ表示

G : 光増幅器の利得

l : スパン長

L : 全システム長

h : プランク定数

ν : 光の周波数

T : 信号の1ビット時間

P_{ave} : 各スパンにおける平均信号電力で

$$P_{ave} = \frac{P_1(G-1)}{G \ln(G)} \quad (5-38)$$

P_1 : 各光増幅器の出力電力

$F(G)$ は G の関数で、

$$F(G) = \frac{|G-1|^2}{|\ln(G)|} \frac{1}{G} \quad (5-39)$$

と表わせる。

式(5-37)から、自然放出光の線形な累積による位相雑音の増加量は、全システム長に比例し、各スパンにおける平均信号電力に反比例することがわかる。

一方、図5-23の自然放出光の信号光と同相の成分による信号光の強度変化は、カー効果を介して信号光の位相雑音の増加をもたらす。この効果による位相雑音の分散値 $\langle \Delta \phi_{NL}^2 \rangle$ は次のように表わされる[15]。

$$\langle \Delta \phi_{NL}^2 \rangle \approx \frac{2 n_{sp} F(G) \alpha h \nu}{3 T} k_2^2 L^3 P_{ave} \quad (5-40)$$

ただしここで

k_2 : 非線形定数で

$$k_2 = \frac{2 \pi n_2}{\lambda_0 A_{eff}} \quad (5-41)$$

n_2 : 非線形屈折率(石英ファイバでは、 $n_2 = 3.2 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$)

λ_0 : 光の波長

A_{eff} : 光ファイバの実効コア断面積

式(5-40)から、非線形効果による位相雑音の増大量は、全システム長の3乗及び各スパンにおける平均信号電力に比例し、長距離システムにおいては本効果による位相雑音の増大が加速的に進むことが予想される。

式(5-37)及び(5-40)から、上記2要因による位相雑音の分散の増大量、 $\langle \Delta \phi^2 \rangle$ は

$$\langle \Delta \phi^2 \rangle \approx \frac{n_{sp} F(G) \alpha L h \nu}{2 T} \left(\frac{1}{P_{ave}} + \frac{4 k_2^2 L^2 P_{ave}}{3} \right) \quad (5-42)$$

となる。

ここでレーザ位相雑音の統計的分布がガウス型であるとし、レーザのフィールドスペクトルが線幅 $\Delta\nu$ のローレンツ型であるとする、時間 T の間の位相雑音の分散値 $\langle\Delta\theta(T)^2\rangle$ と等価的なスペクトル線幅の増大量 $\Delta\nu_{eq}$ の間には近似的に次式が成り立つ[17]。

$$\langle\Delta\theta(T)^2\rangle = 2\pi\Delta\nu T \quad (5-43)$$

$\Delta\phi$ の統計的な分布は、レーザ位相雑音の分布とは独立な分布の白色雑音で、その平均値は0、分散は式(5-42)の $\langle\Delta\phi^2\rangle$ で与えられる。従って、上記2要因によるレーザフィールドスペクトルの変化は、ローレンツ型スペクトルのスペクトル線幅が単純に増加していく図式で表わすことはできない。しかしながら、システムにおける位相雑音増大による特性劣化等を論じるには、位相雑音の分散値を知れば十分である。そこで $\langle\Delta\phi^2\rangle = \langle\Delta\theta(T)^2\rangle$ とおいて、式(5-43)をもとにして計算される等価的なスペクトル線幅増大量を用いるのが便利である。そこで、等価的なスペクトル線幅増大量 $\Delta\nu_{eq}$ を求めると、

$$\Delta\nu_{eq} \approx \frac{n_{sp} F(G) \alpha L h \nu}{4\pi T^2} \left(\frac{1}{P_{ave}} + \frac{4k_B^2 L^2 P_{ave}}{3} \right) \quad (5-44)$$

となる。

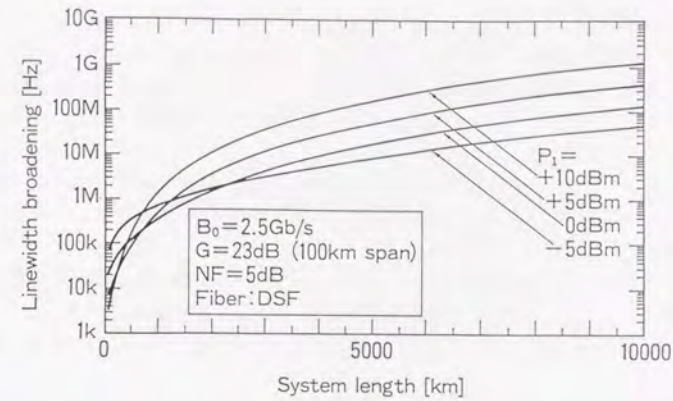
式(5-44)から、システム長 L が短い場合には、第1項、即ち自然放出光の累積によるスペクトル線幅の増大が支配的となり、システム長が長くなるにつれて、第2項の非線形の効果が増大することが予想される。

次に式(5-44)を用いて、スペクトル線幅増大量のシステム長依存性に関して計算を行なった。

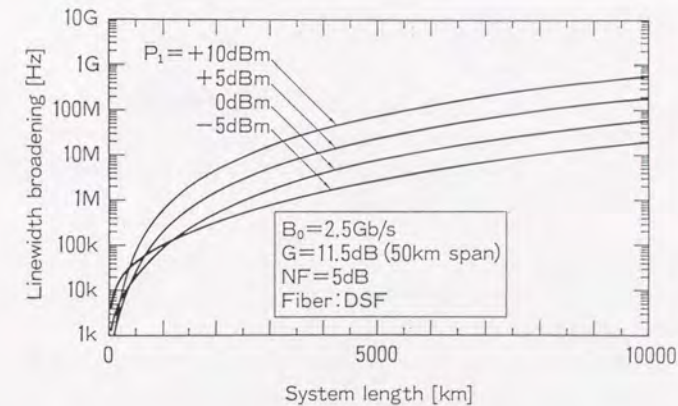
計算においては伝送速度 $B_0 = 2.5 \text{ Gb/s}$ のCPFSK方式を仮定した。また変調指数 m は0.5とした。また以下の計算においては、レーザの発振スペクトル線幅は、 B_0 に比べて十分小さいと仮定する。また計算は、伝送用ファイバとして分散シフト光ファイバ(Dispersion-shifted fiber; DSF)を用いた場合と、通常の $1.3 \mu\text{m}$ 零分散光ファイバ(Conventional fiber)を用いた場合についてそれぞれ行なった。また分散シフト光ファイバの実効コア断面積 A_{eff} を $35 \mu\text{m}^2$ (モードフィールド径 $\approx 6.7 \mu\text{m}$)、 $1.3 \mu\text{m}$ 零分散光ファイバの実効コア断面積を $78.5 \mu\text{m}^2$ (モードフィールド径 $\approx 10 \mu\text{m}$)とそれぞれ仮定した。更に計算においては、光増幅中継器の雑音指数(NF)は5dBであるとした。

図5-24(a)、(b)に分散シフト光ファイバに関する計算結果を示す。

(a)、(b)はそれぞれ中継器間隔100km、50kmの場合における計算結果である。中継器間隔100kmの場合で中継器出力電力 P_1 を10dBmとした場合には、10000km伝送後にはスペクトル線幅の増大値が1GHz以上となり、コヒーレント受信は全く不可能なレベルになることがわかる。また P_1 を-5dBmに下げても50MHz程度のスペクトル線幅増大があり、光増幅器の出力電力をかなり下げても、10000km伝送は困難であることがこの結果からわかる。また(b)の



(a) 中継器間隔100km



(b) 中継器間隔50km

図5-24 等価的なスペクトル線幅増大量のシステム長依存性
(分散シフトファイバ使用時)

ように中継器間隔を50 kmに減少させると、100 kmの場合に比べてスペクトル線幅の増大量は減少するが、それでも10000 km伝送は困難であることが図から読み取れる。

図5-25 (a)、(b)に1.3 μm零分散光ファイバに関する同様の計算結果を示す。非線形定数 k_2 が分散シフト光ファイバの場合に比べて約1/2であることからスペクトル線幅の増大量はかなり抑えられているが、それでも光増幅器出力-5 dBmにおいて、数MHz~10 MHz程度のスペクトル線幅増大が起きることがわかる。

さて図5-24、5-25の計算結果を見ると、中継器間隔が50 kmの結果の方が、100 kmの場合に比べてスペクトル線幅の増大量が小さいことが読み取れるが、次にこの点について考察する。

伝送距離が十分長い場合には、式(5-44)の第2項、即ち非線形を表わす項が支配的になるため、ここでは第2項のみを取り出して考えることにする。非線形による等価的スペクトル線幅の拡がり $\Delta\nu_{eq,NL}$ は、式(5-44)より

$$\Delta\nu_{eq,NL} = \frac{n_{sp}(G-1)^3 \alpha h \nu k_2^2 L^3 P_1}{3\pi G^2 \{\ln(G)\}^3 T^2} \quad (5-45)$$

となるが、式(5-45)で中継器間隔を決めているパラメータは光増幅器の利得Gである。そこで式(5-45)の右辺に現われている関数

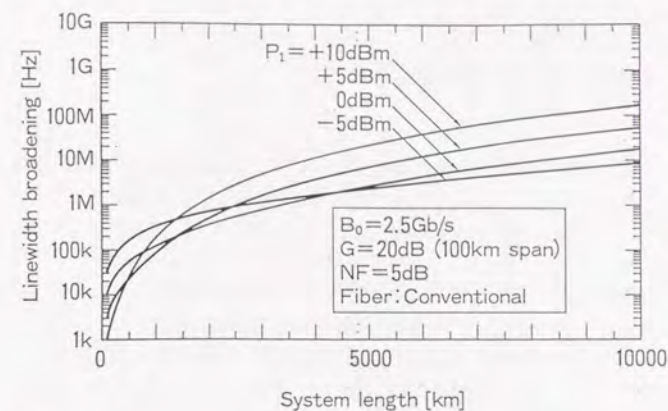
$$H(G) = \frac{(G-1)^3}{G^2 \{\ln(G)\}^3} \quad (5-46)$$

の振る舞いを調べると、 $G=9$ 、3 dBにおいて最小値をとることがわかる。従って、増幅器の他のパラメータが同一である条件下では、光ファイバの損失を0.2 dB/kmとすれば、中継器間隔が約50 kmのシステムで、位相雑音の増大が最も抑えられることがわかる。

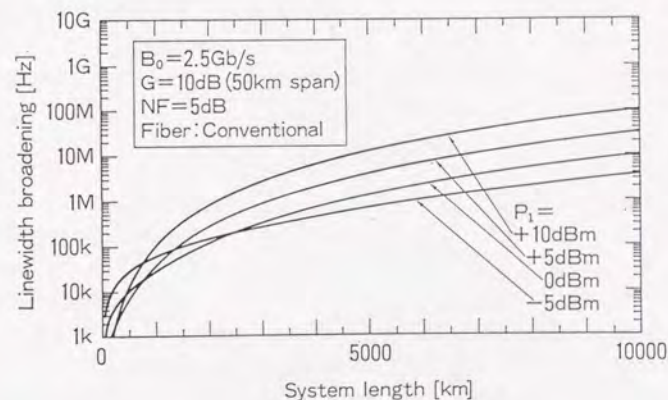
次に式(5-44)を用いて、CPFSK方式(変調指数0.5)におけるパワーペナルティのシステム長依存性の計算を行なった。計算においては信号光源及び局発光源の無変調時のスペクトル線幅は0であると仮定した。

1. 2 Gb/s、2. 5 Gb/s、5 Gb/sのそれぞれの伝送速度について行なった計算結果を図5-26 (a)~(c)に示す。計算においては、中継器間隔は100 kmを仮定した。自然放光の累積による信号対雑音比の劣化の影響が顕著にならない現実的な光増幅器入力レベルを設定するため[5.5.1節参照]、 P_1 としては+10 dBm、+5 dBm、0 dBmの3種類の値を仮定した。また、パワーペナルティは伝送前の符号誤り率が 10^{-9} になる受光レベルからの受光感度の劣化量で表わしている。

図5-26から伝送速度を増大するにつれて、伝送可能距離が急激に減少することがわかる。分散シフト光ファイバを用いた場合の伝送可能距離は光増幅器出力0 dBm、パワーペナルティ1 dBの条件下では、伝送速度1.2 Gb/sで約5000 km

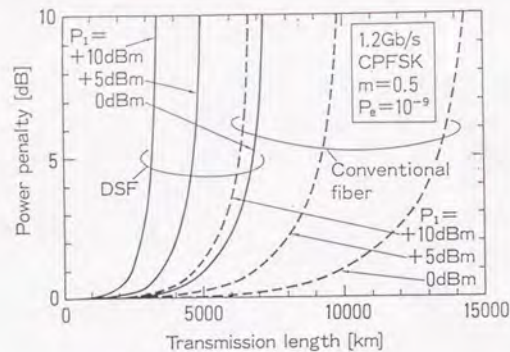


(a) 中継間隔100 km

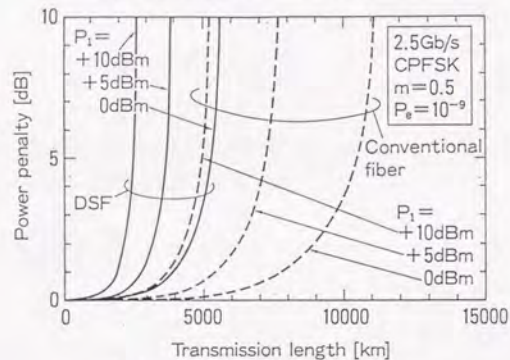


(b) 中継間隔50 km

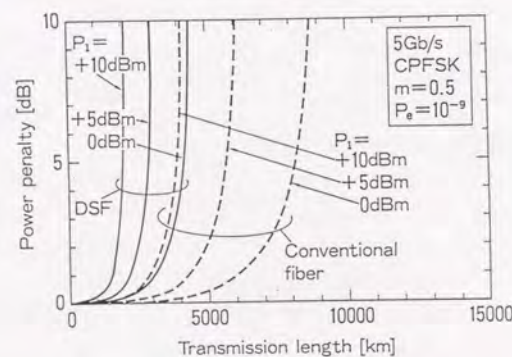
図5-25 等価的スペクトル線幅増大量のシステム長依存性 (1.3 μm零分散ファイバ使用時)



(a) 伝送速度 = 1.2 Gb/s



(b) 伝送速度 = 2.5 Gb/s



(c) 伝送速度 = 5 Gb/s

図5-26 伝送ペナルティのシステム長依存性

m、2.5 Gb/s で約3900 km、5 Gb/s で約3000 kmとなる。また1.3 μ m 零分散光ファイバを用いて、更に光ファイバの波長分散を完全に補償したという条件下では、伝送可能距離は同様の条件のもとで、それぞれ 約10000 km (1.2 Gb/s)、約7700 km (2.5 Gb/s)、約6000 km (5 Gb/s) となり、1.2 Gb/s では10000 km 伝送が可能であることがわかる。

更に上記理論の妥当性を確認するために周回系を用いた伝送実験を行なった。

図5-27に実験系を示す。実験に用いたシステムは1.2 Gb/s のCPFSK システムである。実験に用いた送信光源、局発光源のスペクトル線幅はそれぞれ2.7 MHz、1.4 MHz であり、また信号光波長は1.555 μ m であった。信号光の一部は信号光源の直後において光ファイバカップラで分岐され、同様に分岐された局発光と共に、AFC用に準備されたコヒーレント光受信器に導かれ、局発光に対するAFC制御により、信号光と局発光の周波数差が一定に保たれる。

さて本線系の信号はブースタ光ファイバ増幅器により増幅された後、音響光学 (A/O) スイッチによりループ1周分のバーストになり、光ファイバ増幅器2台及び光ファイバ1スパンで構成されるループに導かれる。使用した各光ファイバ増幅器の雑音指数は約7 dB であった。また光ファイバとしては、信号光波長に対して正常分散および異常分散領域にある2種類のファイバを用いた。正常分散領域のファイバの零分散波長は1.571 μ m、分散値は-1.2 ps/km/nm、長さは39.6 km、異常分散領域のファイバの零分散波長は1.512 μ m、分散値は3.3 ps/km/nm、長さは35.6 km であった。ループ中を周回した信号光はコヒーレント光受信器で受信され、得られたIF信号のうち所望の距離を伝搬した信号光に相当する信号のみがピンダイオードスイッチにより切り出されて、RFスペクトラムアナライザに入力される。RFスペクトラムアナライザに入力されるIF信号はバースト状の信号になっているため、IF信号の観測は、スペクトラムアナライザを最大値ホールドモードで動作させて、同一距離に対応する多数のバーストIF信号のスペクトルの最大値を表示させることにより行なった。

信号光を、1.2 Gb/s の2¹⁵-1 疑似ランダムパターンでCPFSK 変調し、光ファイバ増幅器出力電力 (P_1) を0 dBm とし、伝送用光ファイバとして正常分散領域のファイバを用いた場合のIF信号の距離依存性の測定結果を、図5-28の(a)~(e)にそれぞれ示す。伝送距離が2500 kmの測定結果では顕著な位相雑音の増大は観測されないが、5000 km以上の伝送距離では、非線形効果によると思われるスペクトル裾野付近の雑音電力の増大が急速に進んでいることがわかる。次に異常分散領域のファイバについて同様の測定を行なった。結果を図5-29に示す。正常分散領域の結果に比べて、スペクトル構造の変化が著しく、5000 km 伝送後で既にスペクトル構造の確認が困難になっていることがわかる。

次にスペクトル線幅の増大量の光増幅器出力電力依存性について測定を行なった。正常分散領域における場合の $P_1 = -5$ dBm、0 dBm、+5 dBm に対する測定結果を、それぞれ図5-30 (a)~(c)に示す。理論から予想されるように、 P_1 を

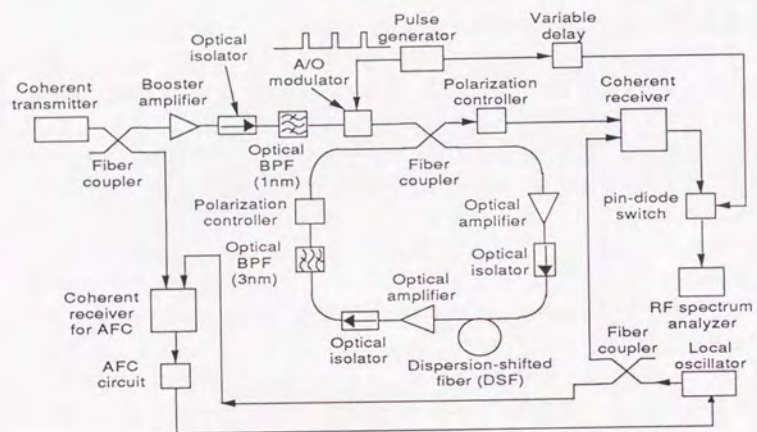


図 5-27 周回伝送実験系

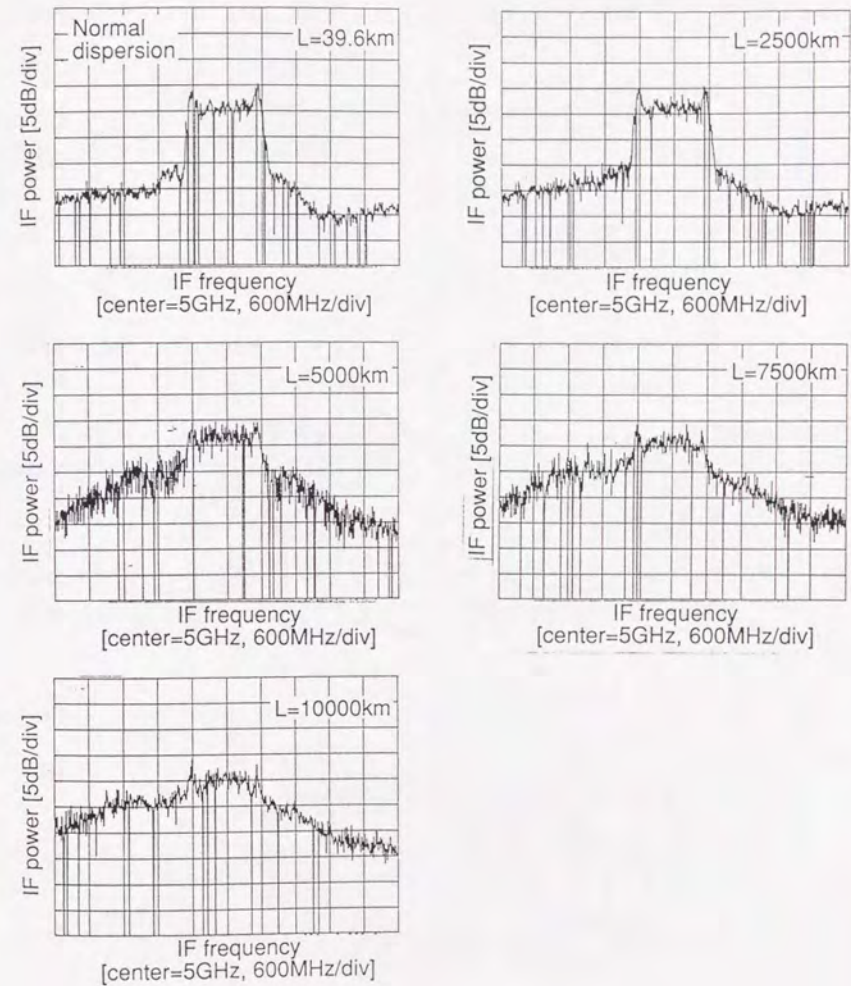


図 5-28 IF スペクトルの伝送距離依存性
(正常分散領域、 1.2 Gb/s 、 $2^{15}-1$ 疑似ランダムパターン、
CPFSK 変調時)

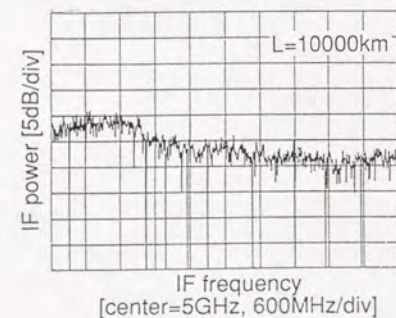
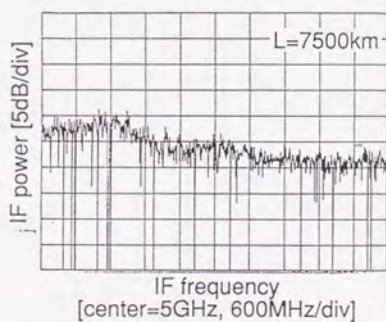
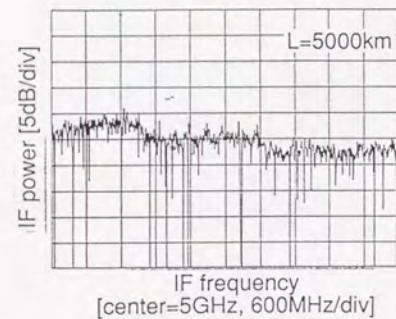
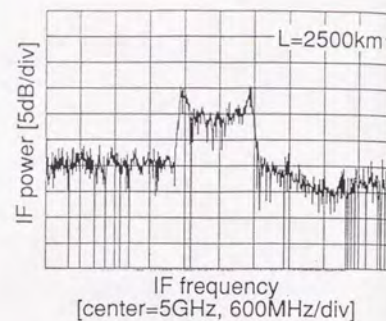
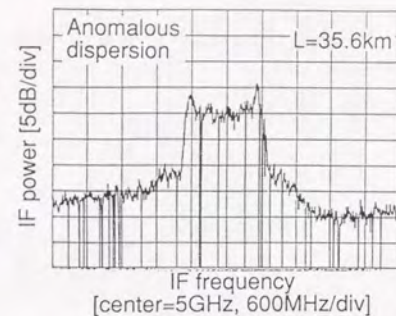


図5-29 IFスペクトルの伝送距離依存性
(異常分散領域、 1.2Gb/s 、 $2^{15}-1$ 疑似ランダムパターン、 CPFSK 変調時)

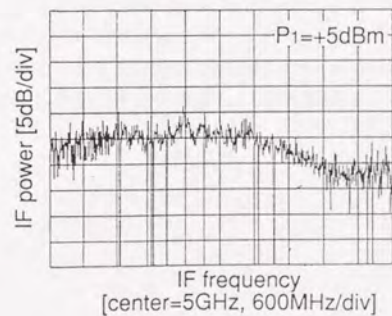
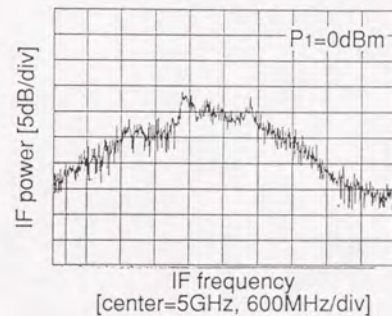
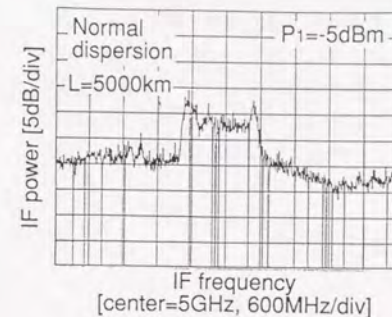


図5-30 IFスペクトルの光ファイバ入力電力依存性
(10000km 伝送後、正常分散領域、 1.2Gb/s 、 $2^{15}-1$ 疑似ランダムパターン、 CPFSK 変調時)

増加させるに従って、位相雑音の増大が大きくなり、IFスペクトルの拡散が進むことがわかる。

次に図5-28と図5-29の違い、即ち信号光波長の零分散波長に対する位置の違いによるスペクトル構造の変化について考察する。

信号光波長が光ファイバの異常分散領域にある場合には、自然放出光を種にした変調不安定現象による変調側帯波の成長に関して考察しておく必要がある[13]、[14]。図5-29の実験結果においては、信号光波長は光ファイバの異常分散領域に入っており、変調不安定現象の起こる可能性がある。

さて、変調不安定による信号光側帯波の成長利得 $g(\Omega)$ は、光ファイバの損失を無視すれば、次式で与えられる[14]。

$$g(\Omega) = |\beta_2| \Omega \sqrt{\Omega_c^2 - \Omega^2} \quad (5-47)$$

ただしここで、

- Ω : 側帯波角周波数とキャリア角周波数の差
- β_2 : 光ファイバの分散パラメータ
- Ω_c : 臨界角周波数であり

$$\Omega_c^2 = \frac{4k_2 P_1}{|\beta_2|} \quad (5-48)$$

で定義される。

図5-31に、変調不安定による側帯波成長利得の計算結果を示す。計算においては、光ファイバの波長分散値は 3 ps/km/nm であるとした。

図5-31からわかるように、光ファイバの異常分散領域では、変調不安定現象により、信号光のスペクトル構造が変化する可能性がある。図5-29の異常分散領域における測定結果の方が図5-28の正常分散領域における結果よりもスペクトル構造の変化が著しい原因の一つは、図5-29においては、非線形効果による位相雑音の増大現象による効果の他に、変調不安定現象による影響が現われているためと考えられる。

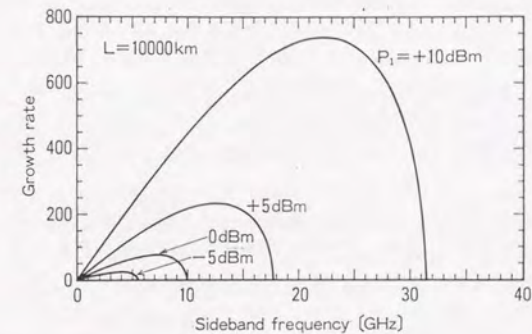


図5-31 変調不安定による側帯波成長利得の計算結果

5.7 むすび

本章では光増幅器のコヒーレント光通信方式への応用について、様々な応用形態を対象として考察を加えた。

その結果、まず光増幅器を送信信号光ブースタ増幅器として用いる応用形態では、光ブースタ増幅器による利得分だけ実質的な無中継伝送距離を伸張できることを示した。次に光増幅器を光前置増幅器としてコヒーレント光受信器に用いた場合には、光受信器がショット雑音限界で動作していないような状態では、光前置増幅方式を用いることにより受光感度の改善が図れることを示した。更に光増幅器を局発光ブースタ増幅器としてコヒーレント光受信器に応用した場合について述べ、同相信号除去比の十分なバランストレシーバと組み合わせた場合にはショット雑音限界の受光感度が得られることを理論的に示し、本方法の有効性を実験的に示した。つづいて、光増幅器を中継増幅器として用いた場合について考察し、コヒーレント光通信方式を光直接増幅系と組み合わせて用いた場合の特徴であるダイナミックレンジの拡大について述べ、コヒーレント光通信方式はIM-DD方式に比べダイナミックレンジの観点からは有利な特性を提供しうることについて述べた。更に、光増幅器を用いたシステム、主に中継増幅器としての応用形態の出現によって最近問題になり始めている、半導体レーザー増幅器における非縮退四光子混合現象、光ファイバにおけるカー効果による信号光位相雑音の増大および変調不安定現象のシステム特性に与える影響について述べ、これらの非線形現象が伝送可能な最大距離を制限する重要な要因であることを示した。

これまでに述べてきたように、光増幅器はこれまでの光通信システムに与えられてきた損失上の制限を取り払い、また光学的に透明な伝送路を提供するという光通信方式の既成概念を根本から覆すような種々の利点を有する。しかしながら上述したように、非線形現象等、特に長距離システムを考えた場合にはこれから解決すべき問題点も新たに浮き上がってきており、今後これらの問題点を解決すべく、より一層の検討を行なっていく必要がある。

第5章参考文献

- [1] B. Glance, G. Eisenstein, P. J. Fitzgerald, K. J. Pollock, and G. Raybon, "Sensitivity of an optical heterodyne receiver in presence of an optical preamplifier," *Electron. Lett.*, Vol.24, No.19, pp.1229-1230, 1988.
- [2] 大越、菊池、"コヒーレント光通信工学、" オーム社、1989。
- [3] S. Yamazaki, M. Shibutani, S. Takano, M. Kitamura, I. Mito, and M. Shikada, "2 Gbit/s optical CPFSK heterodyne detection transmission experiment using newly developed MQW-DFB laser diodes," *Electron. Lett.*, Vol.25, No.2, pp.159-160, 1989.
- [4] T. Imai, N. Ohkawa, Y. Hayashi, and Y. Ichihashi, "Polarization diversity detection performance of 2.5-Gb/s CPFSK regenerators intended for field use," *IEEE Jour. Lightwave Technol.*, Vol.9, No.6, pp.761-769, 1991.
- [5] 山本、若林、岩本、"1.55 μ m 帯光海底ケーブル伝送方式 一理論検討と試作結果一、" 国際通信の研究、第143号、pp.391-401、1987。
- [6] A. F. Elrefaie, R. E. Wagner, D. A. Atlas, and D. G. Daut, "Chromatic dispersion limitations in coherent lightwave transmission systems," *IEEE Jour. Lightwave Technol.*, Vol.6, No.5, pp.704-709, 1988.
- [7] T. Sugie, N. Ohkawa, T. Imai, and T. Ito, "A novel repeaterless CPFSK coherent lightwave system employing an optical booster amplifier," *IEEE Jour. Lightwave Technol.*, Vol.9, No.9, pp.1178-1186, 1991.
- [8] T. Okoshi, "Exact noise-figure formulas for optical amplifiers and amplifier-fiber cascaded chains," postdeadline paper of OAA'90 (Monterey, U.S.), paper PDP-11, 1990.
- [9] G. P. Agrawal, "Amplifier-induced crosstalk in multichannel coherent lightwave systems," *Electron. Lett.*, Vol.23, No.22, pp.1175-1177, 1987.
- [10] T. E. Darcie, R. M. Jopson, and R. W. Tkach, "Intermodulation distortion in optical amplifiers from carrier-density modulation," *Electron. Lett.*, Vol.23, No.25, pp.1392-1394, 1987.
- [11] T. E. Darcie and R. M. Jopson, "Nonlinear interactions in optical amplifiers for multi-frequency lightwave systems," *Electron. Lett.*, Vol.24, No.10, pp.638-640, 1988.
- [12] J. P. Hamaide, Ph. Emplit, and J. M. Gabriagues, "Limitations in long haul IM/DD optical fibre systems caused by chromatic dispersion and nonlinear Kerr effect," *Electron. Lett.*, Vol.26, No.18, pp.1451-1453, 1990.
- [13] A. Hasegawa and K. Tai, "Effects of modulational instability on coherent transmission systems," *Optics Lett.*, Vol.14, No.10, pp.512-513, 1989.
- [14] G. P. Agrawal, *Nonlinear fiber optics*. Academic Press, 1989.
- [15] J. P. Gordon and L. F. Mollenauer, "Phase noise in photonic communication systems using linear amplifiers," *Optics Lett.*, Vol.15, No.23, pp.1351-1353, 1990.
- [16] G. J. Cowle, P. R. Morkel, R. I. Laming, and D. N. Payne, "Spectral broadening due to fibre amplifier phase noise," *Electron. Lett.*, Vol.26, No.7, pp.424-425, 1990.
- [17] A. Yariv, *Optical electronics*. 3rd Edition. Holt, Reinhart and Winston, 1985.

第6章 長距離コヒーレント光ファイバ通信の実験

6.1 まえがき

第5章では、光増幅器を用いたコヒーレント光通信方式について種々の観点からその利点を述べたが、本章ではその応用形態のうちの幾つかの例について実際に実験を行なった結果について述べる。

光増幅器を送信信号光ブースタ増幅器として用いる応用形態については、これまで幾例かのフィールド試験の報告があるが[1]、[2]、これまで長期間の伝送特性測定例は報告されていない。また、光増幅器を中継増幅器として用いた場合の伝送実験例としては、これまで半導体レーザ増幅器を用いたもの[3]、および光ファイバ増幅器を用いたもの[4]が報告されているが、どちらの実験例においても、光増幅器の入力光電力等の最適化等が行なわれていないため、伝送後の特性に若干の劣化が認められる。

そこで6.2では、まず195 km長の光海底ケーブルを用いたコヒーレントCPFSKヘテロダイン検波方式フィールド試験の結果について述べ、光ファイバ増幅器を送信信号光ブースタ増幅器として用いることにより第5章で述べたように伝送距離の伸張が図れることを実証する。また第2章で述べた偏波ダイバーシティ光受信方式を用いることにより、長期間安定な伝送特性が達成されることについて示す。

6.3では、半導体レーザ増幅器を用いた546 km、140 Mb/s、CPFSK方式伝送実験の結果について述べ、光増幅器入力光電力を最適化することにより特性劣化のない伝送が可能であることを示す。

6.4では、光ファイバ増幅器を用いた1028 km、560 Mb/s、CPFSK方式伝送実験の結果について述べ、光ファイバ増幅器を中継増幅器として用いることにより、1000 km程度の伝送が特性劣化なしに行なえることを示す。

6.5は本章のまとめである。

6.2 光海底ケーブルを用いた伝送実験

本節では、コヒーレント光通信方式の実環境での長期間動作時の問題点を把握するために、実際に敷設されている光海底ケーブルを用いて行なった伝送実験の結果について述べる。

実験系を図6-1に示す。実験には、KDD千倉海底線中継所とKDD二宮海底線中継所の間に敷設されている千倉ケーブル(全長195 km)を用いた。送受信端局装置には1.2 Gb/s、FSKコヒーレント端局装置を用いており、送信端局は千倉海底線中継所に受信端局は二宮海底線中継所にそれぞれ設置している。図6-2、6-3にそれぞれ送信局、受信局の機器設置状況の写真を示す。

送信端局には3.3節で述べたLiNbO₃型外部共振器レーザモジュールを用いており、約500 kHzの狭スペクトル線幅特性とDC~1.0 GHz程度までの平坦なFM変調特性を同時に実現している。本実験においては、上記レーザモジュールに1.187 Gb/s、2²³-1疑似ランダムパターンにより、変調指数約1.0のCPFSK変調がかけられている。また送信端局出力電力(+4.7 dBm)はブースタ光ファイバ増幅器により、約+13 dBmまで増幅されている。図6-4にブースタ光ファイバ増幅器出力光スペクトラムを示す。受信端局には第2章においてその有効性を論じた偏波ダイバーシティ光受信方式を用いて受信感度の偏波状態依存性の低減を図っている。局発用レーザとしてはMQW/DFBレーザを用いており、スペクトル線幅は約2 MHzである。また使用伝送路は千倉ケーブル中に2本あるスルーファイバのうちの1本(ダミー2、損失51.5 dB)を用いている。

ケーブル伝送後、二宮海底線中継所において受信されたFSK変調光は、光ファイバカップラにより分岐され、符号誤り率の他に偏波状態変動および受光パワー変動が測定される。測定データは二宮海底線中継所と研究所の間に設定された専用電話回線により、研究所にて常時モニタされる。

まず長期試験に先立ち、二宮海底線中継所において端局装置の符号誤り率特性測定を行なった。

結果を図6-5に示す。図では、偏波ダイバーシティ光受信器の2つの枝に対する偏光分離比(α)をパラメータとしている。研究所室内において既に取得した特性が完全に再現された。図6-5からわかるように、本受信端局装置は約1 dBの偏光依存性を有している。図6-6に受信端局装置入力光電力=-39.9 dBmにおける受信信号アイパターンを示す。

次に長期連続試験を行なった。

長期連続試験は次の2種類の受光電力(P_s)で行なった。

(1) $P_s = -39.9$ dBm (受信されたFSK変調光を図6-1のように光ファイバカップラにより分岐し、符号誤り率の他に偏波状態変動および受光パワー変動を測定している状態での受光電力)

(2) $P_s = -38.9$ dBm (上記の光ファイバカップラによる分岐を行わず、ケーブル出力を直接受信端局装置に入力した状態での受光電力)

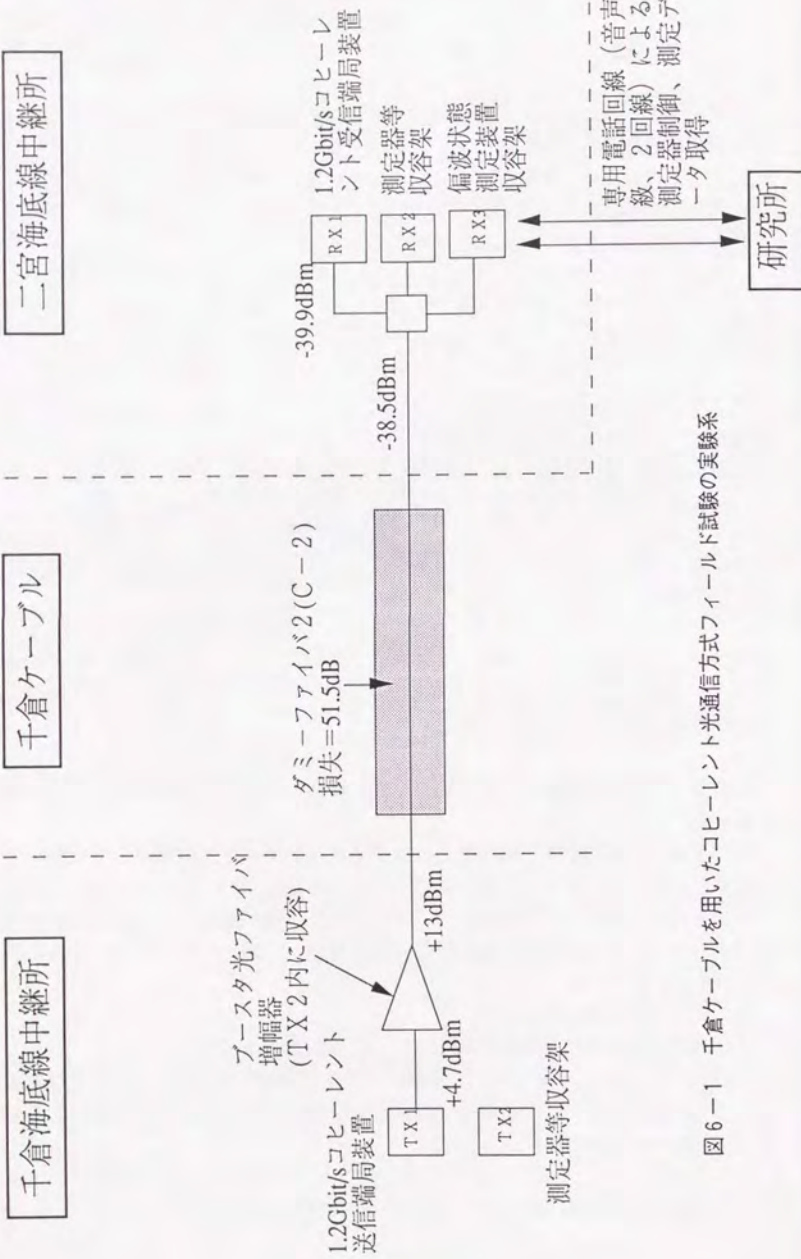


図 6-1 千倉ケーブルを用いたコヒーレント光通信方式フィールド試験の実験系

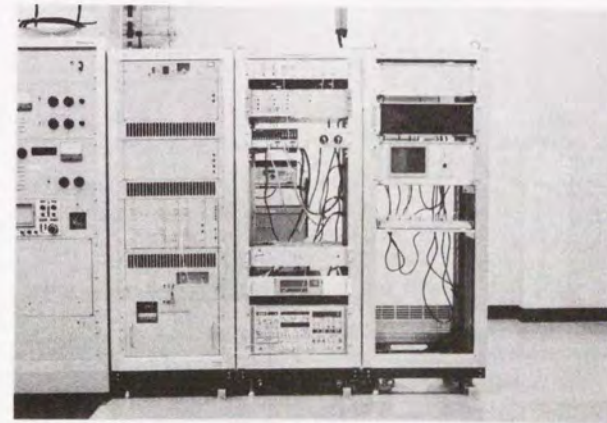


図 6-3 受信端局装置及び測定器類 (二宮海底線中継所)

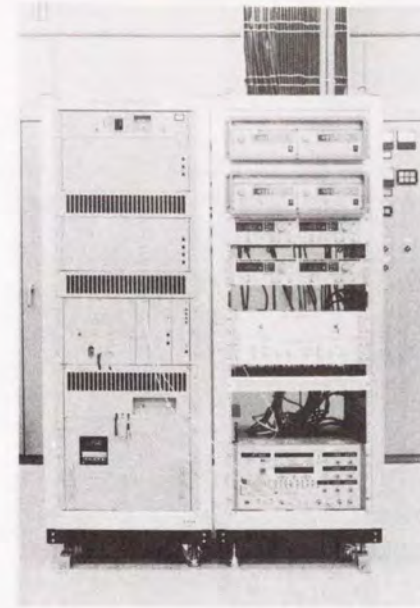


図 6-2 送信端局装置及び測定器類 (千倉海底線中継所)

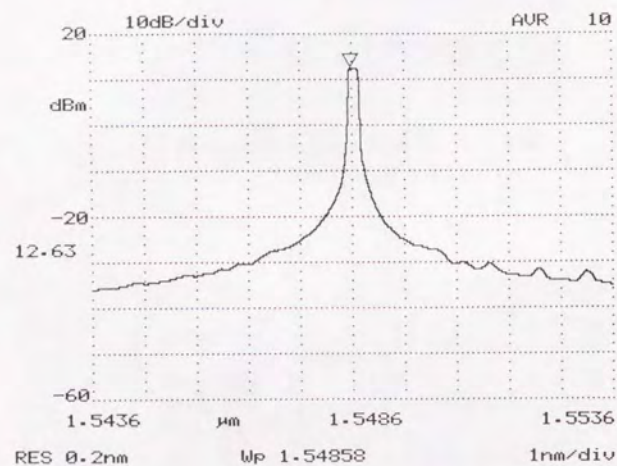


図 6-4 ブースタ光ファイバ増幅器出力光スペクトラム

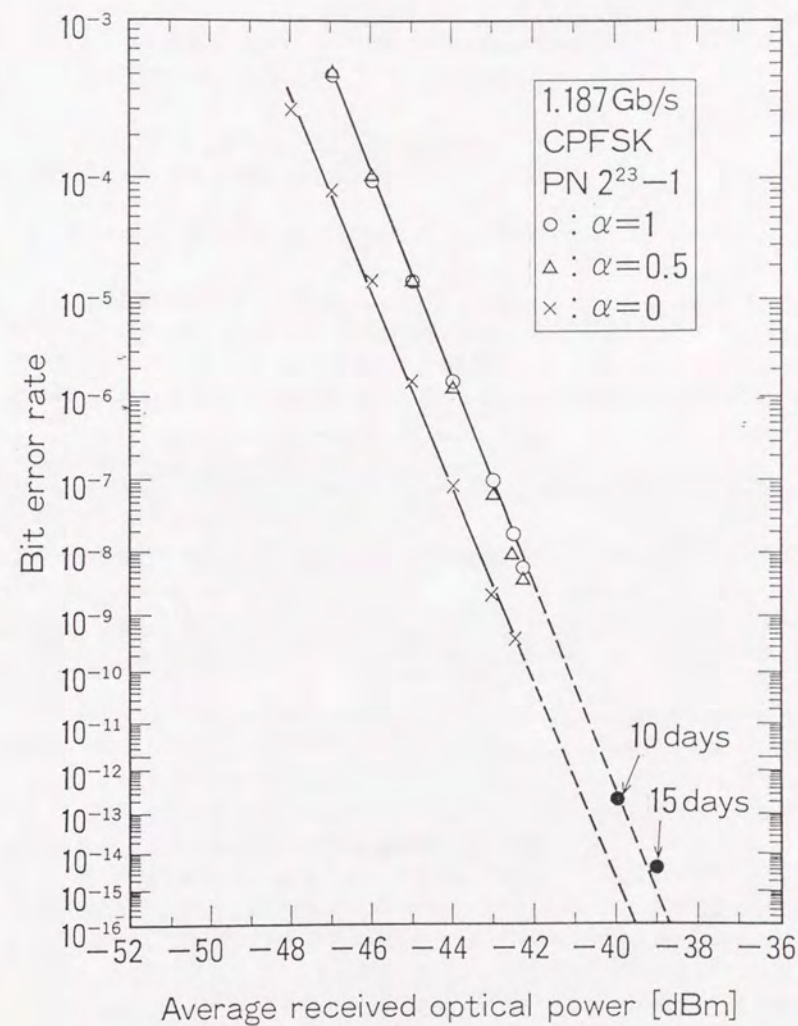
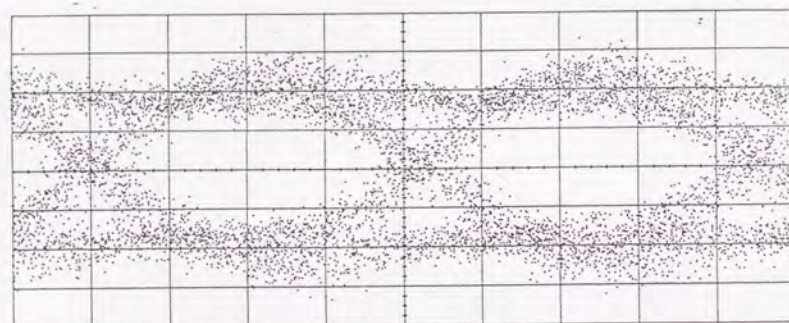


図 6-5 符号誤り率特性測定結果

Voltage [arbitrary unit]



Time [200ps/div]

図6-6 受信信号アイパターン

上記2種類の状態で長期試験を行ない、次の結果を得た。

(1) $P_s = -39.9 \text{ dBm}$ 時 (10日間測定)

図6-7に符号誤り個数、積算符号誤り率、測定された直交偏波成分のパワー変化をそれぞれ示す。図6-7のデータから次のことが明らかになった。

・敷設された海底ケーブルの偏波状態変動速度は、2.2.1節および2.2.5節で述べたケーブル敷設中の変動に比べて十分ゆっくりとしている。

・上記期間における総誤り個数は209個であり総合符号誤り率は 2.04×10^{-13} となった。

(2) $P_s = -38.9 \text{ dBm}$ 時 (15日間測定)

図6-8に符号誤り個数、積算符号誤り率をそれぞれ示す。図6-8から次のことが明らかになった。

・総誤り個数は7個であり、総合符号誤り率は 4.55×10^{-15} であった。

上記の符号誤り率の測定結果を図6-5に黒丸(●)でプロットした。両データ共、初期データのうち受光感度が悪い方の符号誤り率曲線のほぼ延長線上にあり、偏波ダイバーシティ光受信方式を用いることにより、実際のフィールド環境における偏波状態変動に対しても長期間安定した受信状態が実現できることが確認された。

以上の実験結果から、次の結論を得た。

(1) 200 km程度の1.3 μm 零分散光ファイバによる伝送特性劣化は、無視しうるレベルである。

(2) 実際のケーブルを介しての伝送による問題は、偏波ダイバーシティ光受信方式を用いることにより、基本的に発生しない。

また今回の伝送実験で明らかになった問題点及び今後の課題としては、次の点があげられる。

(1) 今回使用したAFC回路(中間周波数安定化用)は比例制御(P制御)のみしか行なっておらず、またフィードバックループの利得が必ずしも最適に設定されていなかったため、20日間程度以上の長期間の安定化には若干の問題があることがわかった。そこで、今後中間周波数の変動について、アーラン分散の解析等を通して厳密な検討を行ない、この結果を用いたAFC回路の設計を行なっていく必要がある。

(2) 現在の装置においては装置試作上の簡便性の観点から、偏波ダイバーシティ方式の2系統の中間周波電気信号からのAFC回路用の信号の取り出しには遅延合成法を用いているが、この方法によると本質的に安定化回路出力に制御誤差が生じることは避けられない。偏波ダイバーシティ方式におけるAFC回路用誤差信号の取り出しには、まだ完全な方式は開発されておらず、今後はこの点に関しても十分に検討を行なっていく必要がある。

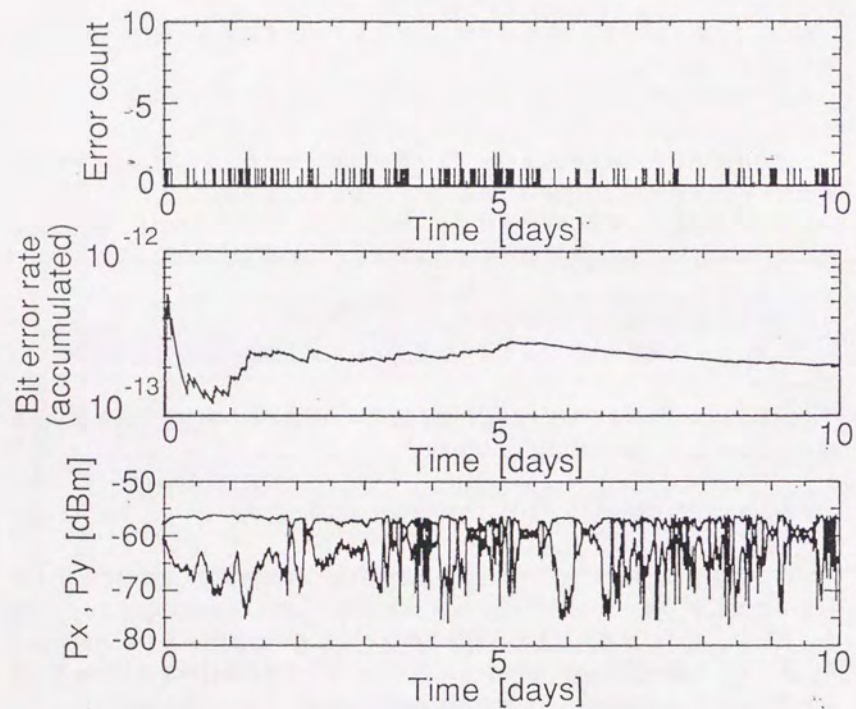


図6-7 符号誤り個数、積算符号誤り率、直交偏波電力の変化
(受信信号電力=-39.9 dBmの時, 10日間測定)

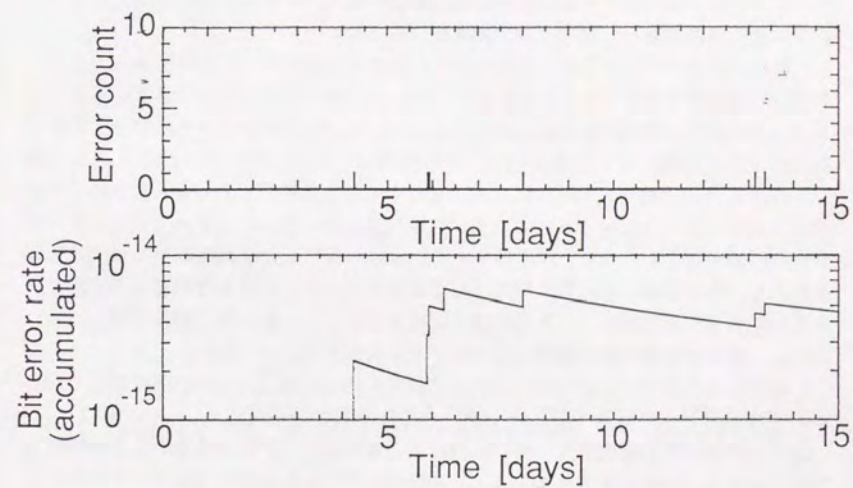


図6-8 符号誤り個数、積算符号誤り率の変化
(受信信号電力=-38.9 dBmの時, 15日間測定)

6.3 半導体レーザ増幅器を用いた546 km、140 Mb/s、 CPFSK方式伝送実験

光増幅器を中間継器として用いた、長距離伝送システムの実現可能性を確認するために行なった基礎実験の結果について、本節及び次節で述べるが、本節においては10段の半導体レーザ増幅器を用いた546 km、140 Mb/s、CPFSK方式伝送実験結果について述べる。

まず半導体レーザ増幅器を縦続に接続した系において、5.5.1(c)節で考察したダイナミックレンジ特性の測定を行った。

光源には、3.3節で述べたLiNbO₃型外部共振器レーザモジュールを用いて、導波路の印加電圧を直接NRZ信号で変調することにより、狭線幅と同時に平坦なFM変調特性を実現し、パターン効果の全くないFSK変調を可能とした。また受信部(図6-9)には、2.2.6節で述べた偏光合成分離モジュールを用いた偏波ダイバーシティ光受信器を用いて安定な受光感度を達成した。

実験系を図6-10に示す。実験に用いた信号光波長は1.555 μm、信号光、局発光の線幅はそれぞれ約650 kHz、350 kHzであった。伝送では140 Mb/s、NRZ、2¹⁵-1擬似ランダム信号により、変調指数2.0のCPFSK変調を行った。実験に用いた半導体レーザ増幅器は、無反射コートの残留反射率が約0.05%以下であり、利得リップルは最大0.5 dB程度であった。利得のピーク波長は約1.500 μmであったため、信号光波長からかなりはずれており、従って十分な利得が得られていない増幅器もある。縦続に接続した各増幅器間には光減衰器を挿入し、各増幅器の入力電力が同一となるようにした。また各増幅器入力に配置された手動型偏光補償器は、入力光の偏光状態を調整して、常に最大利得を得るために用いた。更に増幅器出力に接続された光アイソレータ(アイソレーション30 dB以上)は不要な反射波による増幅器の不安定動作を防ぐために用いた。各増幅器の利得は図中に示すように3.8 dB~13.1 dBの間であった。

まず増幅器1段の場合について、増幅器入力電力を変えた場合の符号誤り率特性測定を行なった。結果を図6-11(a)に示す。図から増幅器入力電力が-40 dBm以上である場合には符号誤り率特性に劣化は見られないが、増幅器入力電力が-40 dBm以下になると、パワーペナルティの増大が見られることがわかる。これは増幅器入力電力が減少するに従ってヘテロダイン受信器における支配的な雑音が、局発光ショット雑音から局発光-自然放出光間ビート雑音に変化していくためであると考えられる。

同様な実験を増幅器が5段、10段の場合について行なった。図6-11(b)、(c)に結果を示す。

上記の結果を用いて符号誤り率10⁻⁸におけるパワーペナルティの増幅器入力電力依存性を表わしたものが図6-12である。図から増幅器を5段、10段と増やした場合には5.5.1節で考察した自然放出光雑音の累積による影響が現れていることがわかる。また増幅器入力電力が高い飽和領域ではペナルティは見られない。一方信号をON、OFFさせるIM-DD方式を用いた場合には、半導体レーザ増幅器におけるキャリアの緩和時間が短いため、パワーペナルティが現われるこ

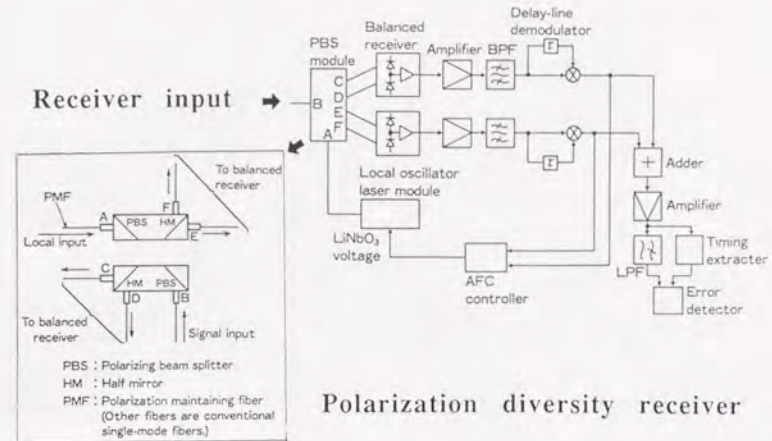


図6-9 伝送実験に用いた受信部の構成

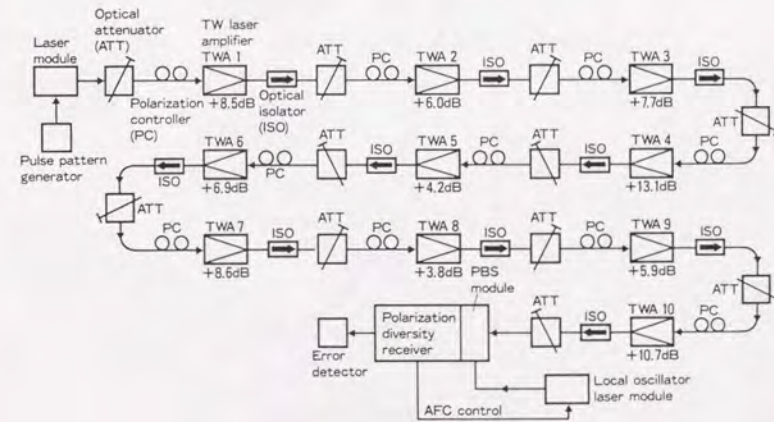
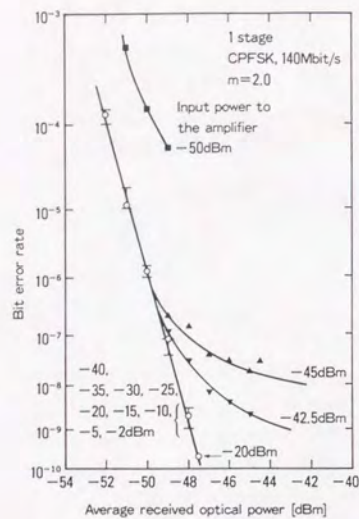
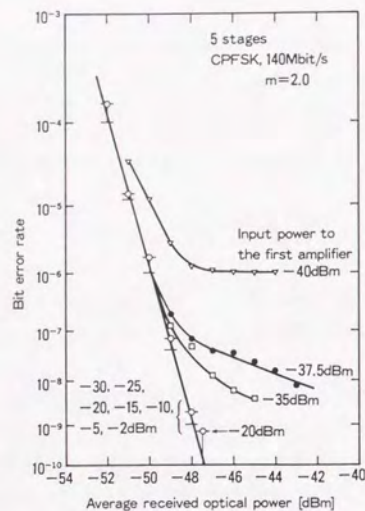


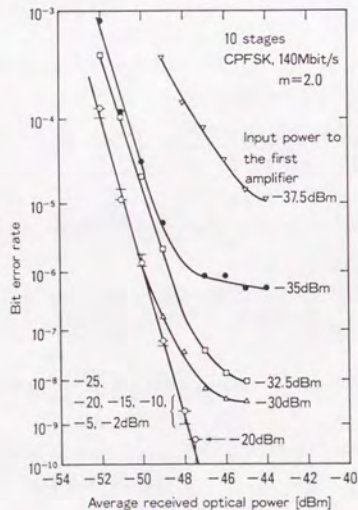
図6-10 ダイナミックレンジ測定のための実験系



(a) 半導体レーザ増幅器1段



(b) 半導体レーザ増幅器5段



(c) 半導体レーザ増幅器10段

図6-11 半導体レーザ増幅器を多段に接続した系の符号誤り率特性

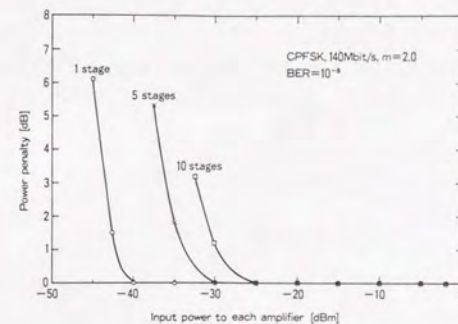


図6-12 パワーペナルティの増幅器入力電力依存性

とが知られている [5]。このようにコヒーレント周波数変調あるいは位相変調方式を用いた場合には、増幅器入力電力を十分高く取ることができ、伝送される信号光の信号対雑音比を高くできるため、より長距離の信号伝送が期待できる。

上記実験で用いた系において光減衰器を1.3 μ m 零分散光ファイバに置き換えて、546 km 長距離伝送実験を行った。

実験系を図6-13に示す。10段増幅器を接続してもパワーペナルティを生じさせないために、図6-12の結果を用いて増幅器入力電力は約-20 dBm以上に設定した。図6-14にレベルダイヤグラムを示す。図6-15に546 km 伝送後の信号光スペクトルを示す。累積した自然放出光のピーク波長からかなり離れたところに信号光が存在することがわかる。また図6-16に伝送前後のアイパターンを示す。546 km 伝送によるアイの劣化は観測されなかった。更に符号誤り率特性の測定結果を図6-17に示す。受信器入力における自然放出光電力が約-30 dBmとかなり高いにもかかわらず、伝送によるパワーペナルティのない良好な特性を確認することができた。なお本実験における光ファイバの波長分散による影響は、伝送速度が140 Mb/sと低いため、十分に小さいと考えることができる。

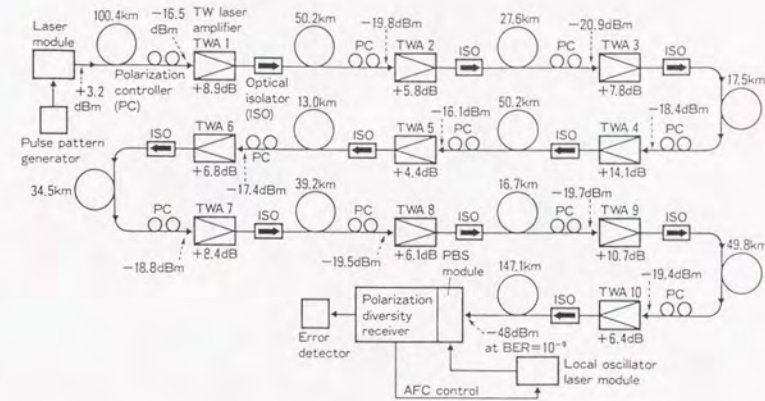


図6-13 半導体レーザ増幅器10台を用いた546 km 伝送実験系

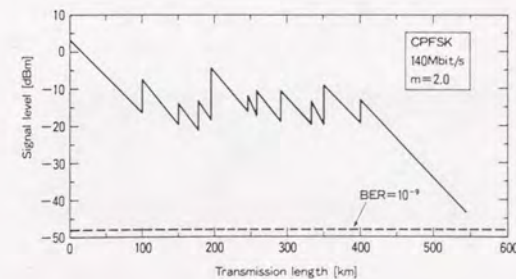


図6-14 546 km 伝送実験の信号光レベルダイヤグラム

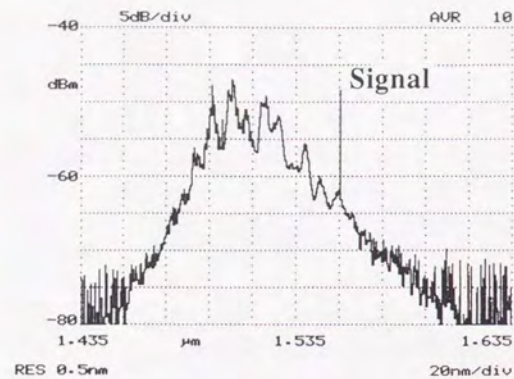


図 6-15 546 km 伝送後の信号光スペクトル



(a) 伝送前



(b) 546 km 伝送後

図 6-16 546 km 伝送前後の受信信号アイパターン (2 ns/div)

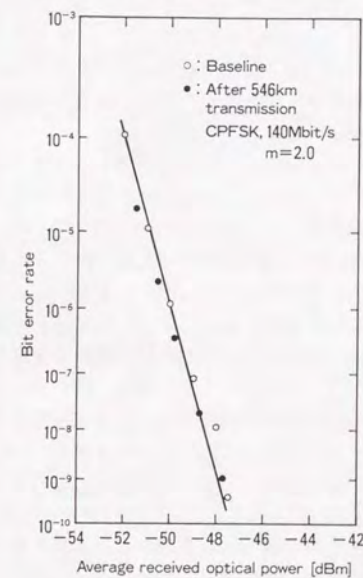


図 6-17 546 km 伝送前後の符号誤り率特性

6.4 光ファイバ増幅器を用いた1028 km、560 Mb/s、 CPFSK方式伝送実験

本節では光ファイバ増幅器を用いた1028 km、560 Mb/s、CPFSK方式伝送実験の結果について述べる。

まず光ファイバ増幅器を用いた系においてダイナミックレンジの測定を行った。

実験に用いたレーザはLiNbO₃型外部共振器レーザモジュールであり、発振波長は1.536 μm、スペクトル線幅は5 MHzであった。また図6-18に示すように、700 MHzまでの平坦なFM変調特性を有しているため、信号光の変調は560 Mb/sのNRZ、2¹⁵-1擬似ランダム信号により行い、変調指数2.1のCPFSK変調を達成した。

実験に用いた増幅用エルビウムドープ光ファイバは、長さ15 m、エルビウム濃度800 ppm、コア径4.8 μm、比屈折率差0.7%であり、またポンプ用レーザの発振波長は1.46~1.48 μmであった。ポンプ光のファイバ内平均電力は約43 mWであり、信号波長1.536 μmにおいて約19 dBの平均利得が達成された。また増幅器の雑音指数は約13 dBであった。

まず増幅器を用いない場合のシステムの符号誤り率特性測定を行なった。その結果符号誤り率10⁻⁹において、-42.4 dBmの受光感度が得られた。次に増幅器1段の場合の符号誤り率特性を6.3節と同様にして測定した。本実験に用いた光ファイバ増幅器の飽和出力電力は1 dB圧縮点において約-5 dBmであり、この時の増幅器入力電力は約-25 dBmであった。図6-19(a)に測定結果を示す。図からパワーペナルティを生じさせないようにするためには、-25 dBm以上の増幅器入力電力が必要であることがわかる。更に同様な実験を9段の増幅器を用いた場合について行なった。結果を図6-19(b)に示す。図6-19の結果から符号誤り率10⁻⁹におけるパワーペナルティの増幅器入力電力依存性を求めた結果を図6-20に示す。9段の増幅器を用いた場合にはダイナミックレンジが、自然放光の累積により約7 dB狭まっていることがわかる。増幅器入力電力が大きい場合には半導体レーザ増幅器を用いた実験における結果と同様にパワーペナルティは観測されなかった。既知のパラメータを用いて理論計算を行なった結果を図6-20に同時に示す。増幅器入力電力が高い場合には理論値と実験値は良く一致しているが、増幅器入力電力が低い場合には実験で得られたパワーペナルティの値が理論値より悪くなっている。増幅器入力電力が低い場合には増幅器利得が高く、また信号光の信号対雑音比は低くなっているため、種々の部分からの反射光の影響が顕著に現われる可能性があり、上記実験値と理論値の不一致の原因の一つと考えられる。

上記実験で用いた光減衰器を1.3 μm零分散光ファイバで置き換えて、1028 km長距離伝送実験を行った。図6-21に実験系を示す。実験では10段の光ファイバ増幅器を用いた。図6-22にレベルダイアグラムを示す。上記実験の結果から各増幅器の平均入力電力を-17.7 dBmに設定し、パワーペナルティが生じないようにした。伝送に用いた光ファイバの平均損失はスプライスおよびコネクタによる損失を含めて0.21 dB/kmであった。図6-23に1028 km伝送後の光スペクトルを示す。また図6-24に伝送前後のアイパターンを示す。伝送によるアイ

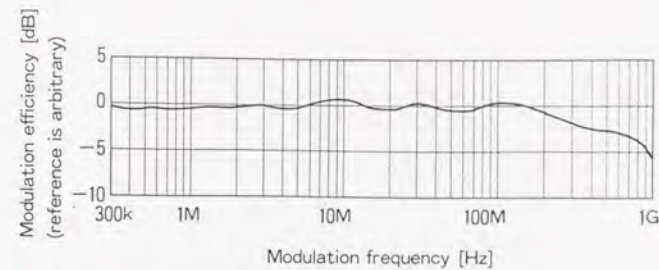
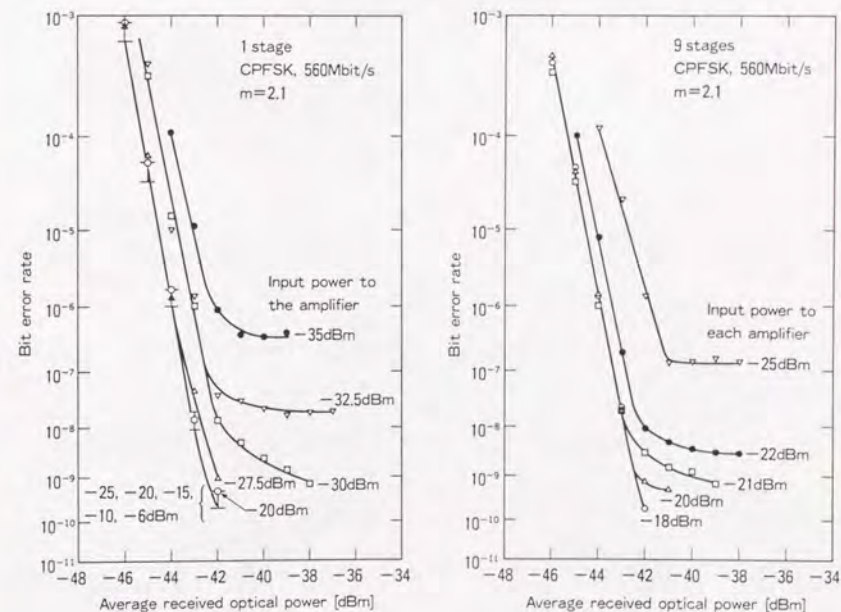


図6-18 実験に用いたLiNbO₃型外部共振器レーザモジュールのFM変調周波数特性



(a) 光ファイバ増幅器1段

(b) 光ファイバ増幅器9段

図6-19 光ファイバ増幅器を多段に接続した系の符号誤り率特性

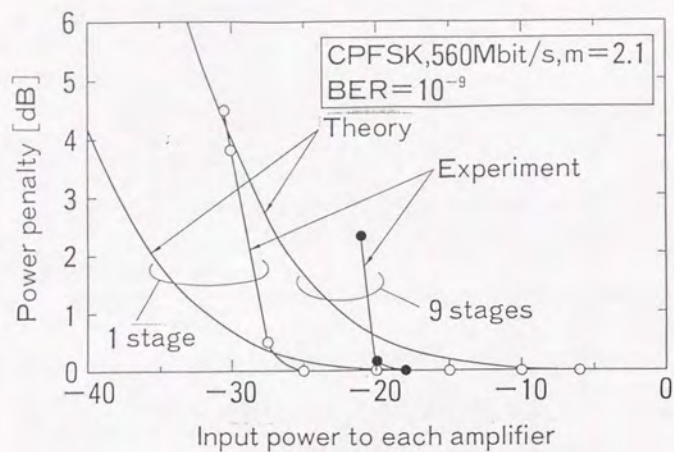


図 6-20 パワーペナルティの光ファイバ増幅器入力電力依存性
(実験結果及び理論計算値)

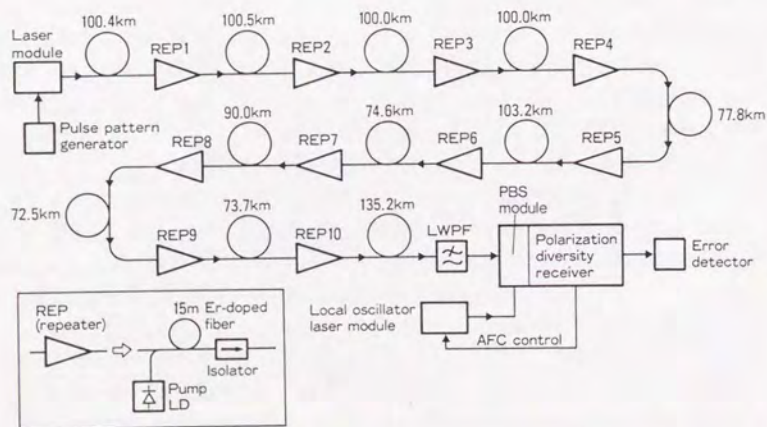


図 6-21 光ファイバ増幅器 10 段を用いた 1028 km 伝送実験系

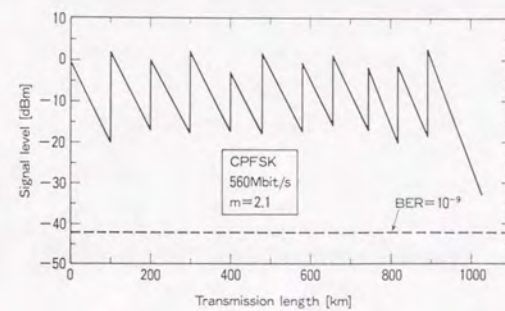


図 6-22 1028 km 伝送実験における信号光レベルダイヤグラム

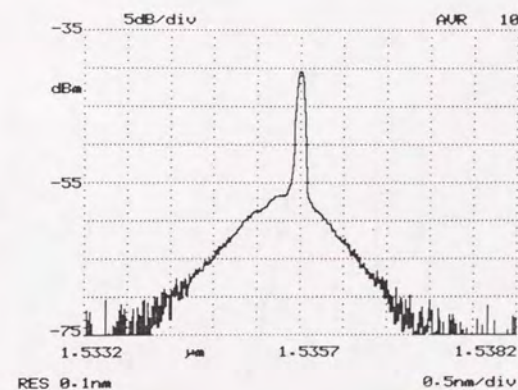
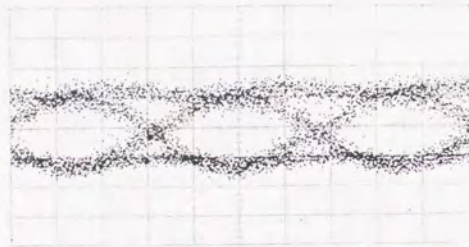


図 6-23 1028 km 伝送後の信号光スペクトル



(a) 伝送前



(b) 1028 km 伝送後

図 6-24 1028 km 伝送前後の受信信号アイパターン
(500 ps/div)

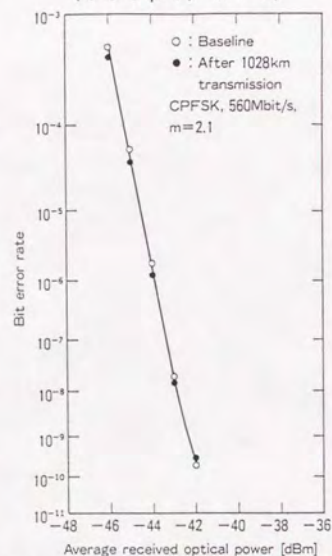


図 6-25 1028 km 伝送前後の符号誤り率特性

劣化は見られなかった。次に符号誤り率特性の測定を行なった。図 6-25 に符号誤り率特性の測定結果を示す。伝送による符号誤り率特性の劣化は見られなかった。また光ファイバレーザ増幅器は本質的に利得の偏光依存性を有しないため、実験中も偏光補償器を用いることなく、安定な伝送を行うことができた。また本実験では 5.2 節の式 (5-34) の γ は 0.015 程度であり、波長分散によるペナルティは無視しうるほど小さい。従って図 6-25 のようにペナルティのない伝送が可能となった。

6. 5 むすび

本章では長距離コヒーレント光ファイバ通信に関する実験の一例として、まず光海底ケーブルを用いたC P F S Kヘテロダイン検波方式フィールド試験の結果について述べ、光ファイバ増幅器を送信信号光ブースタ増幅器として用いることにより第5章で述べたように伝送距離の伸張が図れることを実証した。また受信方式として第2章で述べた偏波ダイバーシティ光受信方式を用いることにより、長期間安定な伝送特性が達成されることを示した。次に半導体レーザ増幅器および光ファイバ増幅器を用いたC P F S Kヘテロダイン検波方式長距離伝送実験の結果について述べ、光増幅器入力光電力を最適化することにより、数100 kmから1000 km程度の伝送が特性劣化なしに行なえることを示した。

今後、大洋横断システムを念頭に置いたシステム実験等、更に長距離の伝送実験を行ない、システム実現上の問題点抽出を行なっていく必要があろう。

第6章参考文献

- [1] M. J. Creaner, R. C. Steele, I. Marshall, G. R. Walker, N. G. Walker, J. Mellis, S. Al Chalabi, I. Sturgess, M. Rutherford, J. Davidson, and M. Brain, "Field demonstration of 565 Mbit/s DPSK coherent transmission system over 176km of installed fibre," *Electron. Lett.*, Vol.24, No.22, pp.1354-1356, 1988.
- [2] M. J. Creaner, R. C. Steele, D. Spirit, G. R. Walker, N. G. Walker, J. Mellis, S. Al Chalabi, W. Hale, I. Sturgess, M. Rutherford, D. Trivett, and M. Brain, "Field demonstration of two channel coherent transmission with a diode-pumped fibre amplifier repeater," *Electron. Lett.*, Vol.26, No.19, pp.1621-1623, 1990.
- [3] N. A. Olsson, "Lightwave systems with optical amplifiers," *IEEE Jour. Lightwave Technol.*, Vol. 7, No.7, pp.1071-1082, 1989.
- [4] 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," *postdeadline paper of OFC'90*, paper PD2, 1990.
- [5] N. A. Olsson, T. Cella, L. D. Tzeng, and R. E. Tench, "1.3 μ m semiconductor laser power amplifier," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.1, No.1, pp.2-3, 1989.

第7章 結言

以上、長距離コヒーレント光ファイバ通信に関して、種々の側面から行なった検討結果について述べた。

その結果第2章では、まず実際の光海底ケーブル中で起こる偏波状態変動について定量的に把握し、ケーブル敷設中においてはその変動速度はおよそ50Hzに達することを示した。そして、ケーブル敷設中においても安定な動作を確保する方法として偏波ダイバーシティ光受信方式を採用し、偏波ダイバーシティ光受信方式の復調信号の最適合成法として、遅延検波器の二乗検波特性を利用した二乗則合成法が極めて有効かつ実用的な方法であることを実験室内の伝送実験で確認した。更に実際のケーブル敷設環境で海洋実験を行ない、ケーブル敷設時における激しい偏波状態変動に対しても偏波ダイバーシティ光受信方式により安定な動作を確保できることを示した。また偏波ダイバーシティ光受信器の受光感度を改善するために新たに提案、試作した偏光合成分離モジュールを用いたCPFSK長距離伝送実験の結果について述べ、本モジュールの有効性について明らかにした。

第3章では、コヒーレント光ファイバ通信実現に必要な送信用光源に関する要求条件のうち最も重要なものであるスペクトル線幅特性とFM変調特性について述べ、CPFSKヘテロダイン検波方式実現には、数MHzのスペクトル線幅および低域まで平坦なFM変調特性を有する光源が必要であることを示した。そして、この要求条件を同時に満足する光源として、新たにLiNbO₃型外部共振器レーザモジュールを提案および試作し、1GHz程度の高域まで平坦なFM変調特性と1MHzを切るスペクトル線幅が同時に実現可能であることを示した。更にLiNbO₃型外部共振器レーザモジュールを用いてCPFSKヘテロダイン検波方式伝送実験を行ない、本レーザモジュールがシステム実現上十分な性能を有していることを確認した。

第4章では、まず遅延自己ホモダイン法を用いた半導体レーザの周波数変調特性測定法を新たに提案し、全ての部品を光ファイバで接続した系を用いて、半導体レーザの周波数変調特性が簡便に測定できることを示した。また光ヘテロダイン技術を用いた光ファイバ波長分散の高精度測定法を提案し、光ファイバの波長分散を狭い周波数帯域にわたって高精度に測定できることを示した。

第5章では、まず光増幅器を送信信号光ブースタ増幅器として用いる応用形態では、光ブースタ増幅器による利得分だけ実質的な無中継伝送距離を伸張することができることを示した。次に光増幅器を光前置増幅器としてコヒーレント光受信器に用いた場合には、光受信器がショット雑音限界で動作していないような状態では、受光感度の改善が図れることを示した。更に光増幅器を局発光ブースタ増幅器としてコヒーレント光受信器に応用した場合について述べ、同相信号除去比の十分なバランストレシーバと組み合わせた場合にはショット雑音限界の受光感度が得られることを理論的に示し、本方法の有効性を実験的に示した。つづいて、光増幅器を中継増幅器として用いた場合について考察し、コヒーレント光通信方式を光直接増幅系と組み合わせて用いた場合の特徴であるダイナミックレンジの拡大について述べ、コヒーレント光通信方式はIM-DD方式に比べダイナミックレンジの観点からは有利な特性を提供し

うることに述べた。更に、光増幅器を用いたシステム、主に中継増幅器としての応用形態の出現によって最近問題になり始めている、半導体レーザ増幅器における非縮退四光子混合現象、光ファイバにおけるカー効果による信号光位相雑音の増大および変調不安定現象のシステム特性に与える影響について述べ、これらの非線形現象が伝送可能な最大距離を制限する重要な要因であることを示した。

第6章では、長距離コヒーレント光ファイバ通信に関する実験の一例として、まず光海底ケーブルを用いたCPFSKヘテロダイン検波方式フィールド試験の結果について述べ、光ファイバ増幅器を送信信号光ブースタ増幅器として用いることにより第5章で述べたように伝送距離の伸張が図れることを実証した。また受信方式として第2章で述べた偏波ダイバーシティ光受信方式を用いることにより、長期間安定な伝送特性が達成されることを示した。次に半導体レーザ増幅器および光ファイバ増幅器を用いたCPFSKヘテロダイン検波方式長距離伝送実験の結果について述べ、光増幅器入力光電力を最適化することにより、数100kmから1000km程度の伝送が特性劣化なしに行なえることを示した。

以上、各章で得られた結論が示すように、コヒーレント光ファイバ通信技術は、技術的には実用化寸前の段階まで来てはいるものの、第1章で述べたように、現在、光増幅器の出現という新たな状況の展開によって、その実用化の時期が若干遅らされた感がある。

さて、コヒーレント光通信方式が、光増幅器システムの出現によって、その実用化の時期を遅らされた最も主要な要因は、コストの問題であろう。光増幅器は構成が極めて簡単であるために、比較的低いコストで実現可能であるのに対し、コヒーレント光通信システムは、その構成の複雑さのために極めて高いコストがかかるのが現状である。従ってその実用化にあたっては、徹底的なコスト削減技術の進展が必要不可欠である。コスト削減に最も有効かつ必要な技術は、やはりOEIC技術（光電集積技術）であろう。逆にOEIC技術の進展なしには、コヒーレント光通信技術の実用システムへの導入、特に幹線系以外のネットワーク系や加入者系への導入は極めて難しいと考えられる。

このようにコヒーレント光通信方式実現には、まだ数々の問題点が残されているものの、将来予想される超大容量光通信システム実現の要求に対しては、有望な解決技術として、その特徴を前面に押し出し、21世紀の光通信技術として幅広く利用されていくことであろう。

謝辞

本研究をとりまとめるにあたり、終始懇切丁寧に御指導と御高配を賜った、東京大学先端科学技術研究センター、大越孝敬教授に心から感謝の意を表する。

本論文の内容に関して多くの有益な御討論及び御教唆を頂いた、東京大学生産技術研究所、藤井陽一教授、東京大学工学部電子工学科、多田邦雄教授、神谷武志教授、菊池和朗助教授、東京大学先端科学技術研究センター、保立和夫助教授に深く感謝の意を表する。

本研究の遂行ならびにとりまとめるの機会を与えて頂いた、国際電信電話(株)(KDD)副社長、野坂邦史博士、KDD研究所長、小野欽司博士に謹んで感謝申し上げます。

KDD研究所主席研究員、山本果也博士には、本研究の全般に渡り、終始深い御見識と御理解を持って御指導を頂いた。ここに厚く御礼申し上げます。KDD研究所前有線システム研究室長、岩本喜直氏には、本研究を開始した当初から上司として御指導頂くとともに、貴重な御助言を数多く頂いた。ここに深く感謝の意を表する。KDD研究所次長、高橋行俊博士、KDD研究所光通信グループリーダー、若林博晴氏には、本研究を取りまとめるに当たっての数々の貴重な御助言を頂いた。ここに厚く御礼申し上げます。KDD研究所主幹研究員、望月清文博士には、本研究の開始当初から終始貴重な御助言を賜った。深く感謝申し上げます。

本研究の遂行にはこの他数多くの上司、先輩、同僚の方々から御助言及び御教唆を頂いた。とりわけ、有益なる御討論を頂いたKDD研究所光通信グループ主任研究員、波平宜敬博士、同、山本周博士、KDD研究所光エレクトロニクスグループ主任研究員、宇高勝之博士、日頃熱心に御討論頂いたKDD研究所光通信グループの各位、同光エレクトロニクスグループの各位、実験に際して御協力を賜ったKDD海底線部、国際ケーブルシップ(株)(KCS)、KDD千倉海底線中継所、KDD二宮海底線中継所の各位には深く感謝の意を表する次第である。

研究業績目録

学会誌

- (1) S.Ryu and S.Yamamoto, "Measurement of direct frequency modulation characteristics of DFB-LD by delayed self-homodyne technique," *Electronics Letters*, Vol.22, No.20, pp.1052-1054, September 1986.
- (2) S.Ryu, S.Yamamoto, and K.Mochizuki, "Polarisation-insensitive operation of coherent FSK transmission system using polarisation diversity," *Electronics Letters*, Vol.23, No.25, pp.1382-1384, December 1987.
- (3) S.Ryu, S.Yamamoto, Y.Namihira, K.Mochizuki, and H.Wakabayashi, "First sea trial of FSK heterodyne optical transmission system using polarisation diversity," *Electronics Letters*, Vol.24, No.7, pp.399-400, March 1988.
- (4) S.Ryu, Y.Horiuchi, and K.Mochizuki, "Novel chromatic dispersion measurement method over continuous gigahertz tuning range," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol.7, No.8, pp.1177-1180, August 1989.
- (5) S.Ryu, K.Mochizuki, and H.Wakabayashi, "Influence of nondegenerate four-wave mixing on coherent transmission system using in-line semiconductor laser amplifiers," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol.7, No.10, pp.1525-1529, October 1989.
- (6) S.Ryu, H.Tagawa, S.Yamamoto, K.Mochizuki, and H.Wakabayashi, "546km, 140Mbit/s FSK coherent transmission experiment through 10 cascaded semiconductor laser amplifiers," *Electronics Letters*, Vol.25, No.25, pp.1682-1683, December 1989.
- (7) S.Ryu, N.Edagawa, Y.Yoshida, and H.Wakabayashi, "Over 1000km FSK heterodyne transmission system experiment using erbium-doped optical fiber amplifiers and conventional single-mode fibers," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol.2, No.6, pp.428-430, June 1990.
- (8) S.Ryu, S.Yamamoto, H.Tagawa, N.Edagawa, Y.Yoshida, and H.Wakabayashi, "Long-haul coherent optical fiber communication systems using optical amplifiers," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol.9, No.2, pp.251-260, February 1991.
- (9) S. Ryu, S. Yamamoto, Y. Namihira, K. Mochizuki, and H. Wakabayashi, "Polarization diversity techniques for the use of coherent optical fiber submarine cable systems," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol.9, No.5, pp.675-682, May 1991.
- (10) S. Ryu and Y. Horiuchi, "Use of an optical amplifier in a coherent receiver," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol.3, No.7, pp.663-665, July 1991.
- (11) S. Ryu, "Signal linewidth broadening due to fibre nonlinearities in long-haul coherent optical fibre communication systems," *Electronics Letters*, Vol.27, No.17, pp.1527-1528, August 1991.
- (12) S. Ryu, "Signal linewidth broadening due to nonlinear Kerr effect in long-haul coherent systems using cascaded optical amplifiers," to be published in *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol.10, No.10, October 1992.

(13) S. Ryu, T. Miyazaki, T. Kawazawa, Y. Namihira, and H. Wakabayashi, "Field demonstration of 195km-long coherent unrepeated submarine cable system using optical booster amplifier," *Electronics Letters*, Vol.28, No.21, pp.1965-1967, October 1992.

(14) S. Ryu, "Change of field spectrum of signal light due to fibre nonlinearities and chromatic dispersion in long-haul coherent systems using in-line optical amplifiers," to be published in *Electronics Letters*.

国際会議、全国大会等

(1) 笠史郎、山本周、"遅延自己ホモダイン法を用いたLDの高精度FM変調特性測定法、" 昭和61年度電子通信学会総合全国大会、957、1986年3月。

(2) 笠史郎、山本周、"フェーズダイバーシティ光受信方式に関する基礎検討、" 昭和61年度電子通信学会通信部門全国大会、383、1986年9月。

(3) 笠史郎、山本周、"ASK位相ダイバーシティ光受信方式の符号誤り率特性(光源の線幅依存性)、" 電子情報通信学会創立70周年記念総合全国大会、1027、1987年3月。

(4) S.Ryu, Y.Namihira, M.Kuwazuru, K.Mochizuki, and Y.Iwamoto, "Dynamic polarization fluctuation characteristics of a single-mode optical fiber cable during cable installation," in *Proceedings of COCT'87 (Conference on Optical Communication Theory)*, (Karuizawa, Japan), pp.70-73, August 1987.

(5) 笠史郎、山本周、望月清文、岩本喜直、"FSK偏波ダイバーシティ光受信方式伝送実験、" 昭和62年電子情報通信学会情報・システム部門全国大会、338、1987年11月。

(6) 笠史郎、山本周、波平宜敬、望月清文、若林博晴、"FSK偏波ダイバーシティ光受信方式海洋実験、" 昭和63年電子情報通信学会秋季全国大会、B-439、1988年9月。

(7) S.Ryu, Y.Horiuchi, and K.Mochizuki, "Measurement of chromatic dispersion of single-mode optical fiber over continuous GHz tuning range," in *Proceedings of OEC'88 (Second Optoelectronics Conference)*, (Tokyo, Japan), paper 2A2-2, October 1988.

(8) S.Ryu, K.Mochizuki, and H.Wakabayashi, "Influence of nondegenerate four-wave mixing on coherent transmission systems using in-line semiconductor laser amplifiers," in *Proceedings of OFC'89 (Optical Fiber Communication Conference)*, (Houston, U.S.A.), paper THC4, February 1989.

(9) 笠史郎、望月清文、若林博晴、"半導体レーザ増幅器を用いたコヒーレントシステムにおける四光子混合光の影響、" 電子情報通信学会春季全国大会、B-767、1989年3月。

(10) S.Ryu, K.Mochizuki, and H.Wakabayashi, "Pattern independent FSK polarization diversity transmission experiment using a laser module with built-in LiNbO_3 waveguide phase modulator as external cavity," in *Proceedings of IOOC'89 (Conference on Integrated Optics and Optical Fiber Communication)*, (Kobe, Japan), paper 18C2-2, July 1989.

(11) 笠史郎、望月清文、若林博晴、" LiNbO_3 光位相変調器型外部共振器レーザモジュールを用いたFSK長距離伝送実験、" 1989年電子情報通信学会秋季全国大会、B-450、1989年9月。

(12) 笠史郎、多賀秀徳、山本周、枝川登、吉田尚弘、若林博晴、"光直接増幅器を用いた長距離コヒーレント光通信方式伝送実験、" 1990年電子情報通信学会春季全国大会、SB-9-3、1990年3月。

(13) S.Ryu, "Realization of gigabit range FSK modulation using a LiNbO₃ external-cavity laser module," in *Proceedings of OEC'90 (Third Optoelectronics Conference)*, (Makuhari, Japan), paper 11D2-2, July 1990

(14) 笠史郎, "LiNbO₃型外部共振器レーザモジュールを用いた1.2Gbit/s、CPFSK変復調実験," 1990年電子情報通信学会秋季全国大会、B-756、1990年10月。

(15) 笠史郎、堀内幸夫, "光増幅器のコヒーレント光受信器への応用," 1991年電子情報通信学会春季全国大会、B-980、1991年3月。

(16) 笠史郎, "長距離コヒーレント光通信システムにおける光ファイバ内非線形現象による信号光線幅の増大," 1991年電子情報通信学会秋季大会、B-622、1991年9月。

(17) 笠史郎, "コヒーレント光増幅中継システムにおける相互位相変調効果による変調不安定現象," 1992年電子情報通信学会春季大会、B-926、1992年3月。

(18) 笠史郎, "コヒーレント光増幅中継システムにおける非線形効果による信号光スペクトル構造変化," 1992年電子情報通信学会秋季大会、B-661、1992年9月。

研究会、ワークショップ等

(1) 笠史郎、山本周, "コヒーレント光ファイバ通信におけるダイバーシティ検波方式の検討," 電子通信学会通信方式研究会資料、CS86-53、1986年9月。

(2) 笠史郎、山本周、望月清文, "FSK偏波ダイバーシティ光受信方式に関する実験的検討," 電子情報通信学会通信方式研究会資料、CS87-94、1987年10月。

(3) 笠史郎、堀内幸夫、望月清文, "ヘテロダイン/コヒーレント型光ファイバ通信のための光ファイバ分散高精度測定法," 電子情報通信学会光通信システム研究会資料、OCS88-24、1988年9月。

(4) S.Ryu, K.Mochizuki, and H.Wakabayashi, "Recent developments in coherent transmission systems for application to submarine cable systems," in *Proceedings of the Fourth Tirrenia International Workshop on Digital Communications*, (Tirrenia, Italy), September 1989.

(5) 笠史郎、多賀秀徳、山本周、枝川登、吉田尚弘、若林博晴, "光直接増幅器を用いた長距離コヒーレント光通信方式に関する検討," 電子情報通信学会光通信システム研究会資料、OCS89-59、1990年1月。

(6) 笠史郎, "光増幅器の海底中継伝送システムへの適用," 電子情報通信学会平成2年光通信システムシンポジウム、OCS90-105、1990年12月。

(7) 笠史郎、堀内幸夫, "光増幅器のコヒーレント光受信器への応用," 電子情報通信学会光通信システム研究会資料、OCS91-12、1991年5月。

(8) 笠史郎, "コヒーレント光増幅中継システムにおける自己位相変調効果による信号光線幅の増大," 電子情報通信学会光通信システム研究会資料、OCS91-55/OQE91-120、1991年11月。

(9) S. Ryu and K. Amano, "Influence of fiber nonlinear effects on transoceanic coherent optical fiber communication systems using in-line optical amplifiers," in *Proceedings of 1992 URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics (ISSSE'92)*, (Paris, France) pp.553-556, September 1992.

その他

(1) 笠史郎、" 偏波ダイバーシティを用いたコヒーレント光受信方式、" けんきゅう、No.53、pp.6-9、1988年7月、国際電信電話株式会社。

(2) 笠史郎、山本周、望月清文、波平宜敬、若林博晴、" コヒーレント偏波ダイバーシティ光受信方式、" 国際通信の研究、No.138、pp.12-20、1988年10月、国際電信電話株式会社。

(3) 笠史郎、" コヒーレント光通信技術の可能性、" 2000年をターゲットとする技術予測シリーズ、第4巻、1989年、日本ビジネスレポート。

(4) 笠史郎、望月清文、若林博晴、" コヒーレントFDM光増幅中継システムにおける非線形現象の影響、" 国際通信の研究、No.143、pp.29-34、1990年1月、国際電信電話株式会社。

