

# 光ファイバ信号伝送における長中継間隔化に関する研究

東北工業大学 通信工学科 小島 伸哉, 早坂 孝

まえがき

本報告の内容は二つの分野からなる。即ち光ファイバを用いた強度変調・直接検波 (IM・DD) 方式についての中継系 (調査研究 I) とコヒーレント光ファイバ通信方式 (調査研究 II) についての調査研究結果である。ともに長中継間隔化の観点から調査研究を行なった。前者については中継系の高 (S/N) 化を目的とし、後者については本質的に長中継間隔化を達成できるから、現在行われている諸研究を展望し、今後の技術課題の把握に努めた。前者は現在実用化が達成され、現実に幅広く運用に供されているものであるが、急ピッチで実用化されてきたためもあり、特に日本では中継系の設計のための学術的な根拠の明確化と体系化が不十分と考えるため調査研究を実施したものである。後者のシステムについては現在各方面で研究が活発に行なわれているがこれについても学術的な根拠の明確化と体系化に力点をおきつつより良いシステムの実現に貢献していくことを目的としている。

【調査研究 I について】

最小の信号対雑音比で動作するレシーバを設計することが中継系の研究の大きな目的である。そこでトランスインピーダンスを用いた場合の信号対雑音比を検討した。結果を要約すれば次の通りである。(1) 高入力抵抗の使用により、増幅器電圧雑音、および熱雑音などを減少できる。(2) このときトランスインピーダンス帰還増幅器を用いれば等価が不要となる。(3) 同様に入力キャパシタンスを小さくすることにより (S/N) 比を改善出来る。(4) トランスインピーダンス帰還増幅器では要求される帯域幅と利得を一段で提供できるから単純性が大きな利点である。この増幅器の具体的な設計手法については所与の回路諸定数について、利得と帯域幅の積を最大にする設計 (Butterworth 設計) が良いと思われる。また入力キャパシタンスを小さくするためにはフォトダイオードの p-n 接合キャパシタンスを増幅器の入力キャパシタンスから切り離すアトストラップトランスインピーダンス帰還増幅器の採用が考えられるが、実用的にはキャパシタンスの小さなフォトダイオードとの相互比較が大切とおもわれる。(5) 高利得 APD を使用すれば、p-i-n フォトダイオードに較べて (S/N) 比を改善できる。ただし、この増倍係数 M には限界受信電流を最小とする M 値が存在する。全体の中継器を構成するためには上述の前置増幅器の後段の回路に、自動パルス識別機能およびタイミング波発生機能とパルス再生機能を持たせることが必要である。これらの諸機能を有する回路をまとめて、識別パルス発生回路と総称し、具体的な回路構成の観点から分類すれば、(イ) いわゆる論理回路を主体として回路を構成するもの、(ロ) タイミング波を抽出してサンプリング情報を送出しパルスを発生するもの、(ハ) 到来波と抽出正弦波のピークが合致したときにパルスを再生するものがある。これらの諸回路について適用する領域毎に相互比較を実施して、用途と具体的な回路構成との関係を学術的に明確にしておく必要があると思われる。

【調査研究 II について】

コヒーレント光ファイバ通信方式については、長中継間隔化の観点だけから記述すると変調・復調方法にも依存するが、既存の IM・DD 方式に較べて 20~30 dB の受信感度の改善が見込まれるから、石英系シングルモード光ファイバの光損 0.2 dB/Km では、中継間隔を 100 Km~150 Km 拡大できる。超低損失のフッ化物ファイバで 0.01 dB/Km を実現できれば、中継間隔の拡大幅は約 2000 Km~3000 Km となる。

ヘテロダインまたはホモダイン検波のレシーバを構成するための原理的に第一に重要な点はフォトダイオード受光面で、信号受信光と局部発振光の電界強度の方向を一致させる必要があるということである。この問題は各光波を干渉させてミキシングを行う必要性から生ずるものである。この対策としては

- (1) 偏波ダイバーシティレシーバを用いる方法、
- (2) 光ファイバに偏波保持機能をもたせる方法、
- (3) 偏波コントローラを用いる方法がある。

当面実用性が高いのは (3) の方法かと思われる。また検波には二つのフォトダイオードを用いた平衡ミキサ検波が、検波感度を向上させるために優れているように思われる。当面の技術でレシーバを構成すれば、その主要な構成要素は偏波コントローラ、平衡ミキサ、チューナブル局部発振器であると思われる。即ち複数の光学回路、複数の電子帰還回路、マイクロ波回路、ベースバンド電子回路からレシーバが構成されることになり、かなり複雑な装置となる。したがってこれらの各機能の集積化はコヒーレント光ファイバ通信方式を実現するための必須技術と思われる。

今後の主要な技術課題は (1) 高い周波数安定度と現状の約  $10^{-3}$ ~ $10^{-4}$  倍の狭いスペクトル線幅を有する半導体レーザの実現、(2) 温度変調効果と強度変調効果が抑圧され、高速な周波数変調ができる半導体レーザの実現、(3) 広帯域な周波数変調帰還回路や位相同期ループを実現できる負帰還制御機能をもつ光・電気集積回路の実現、(4) 光信号送出レベルを所期の値に設定するためと、光ファイバの光損を補償するための広帯域光増幅器の実現、(5) 低損失な光フィルタや光アイソレータなどの光受動素子や光デバイスの実現、(6) 超低損失な偏波保持光ファイバの開発などである。

あとがき

今後は、(調査研究 I) については光中継系の設計のための学術的な根拠の明確化と体系化をすすめるとともに具体的回路の設計手法について検討する。調査研究 (II) についても同上であるが、課題をしばらくこみ、より良いシステムの実現への貢献を図る。

付録 1. 光 PCM 中継系の設計について

付録 2. 光ファイバ通信の先端技術 - 光波の制御を目指して - 東北工業大学紀要, 第 10 号, 1990 年 3 月.

付 録 1

# 光 PCM中継系の 設計について

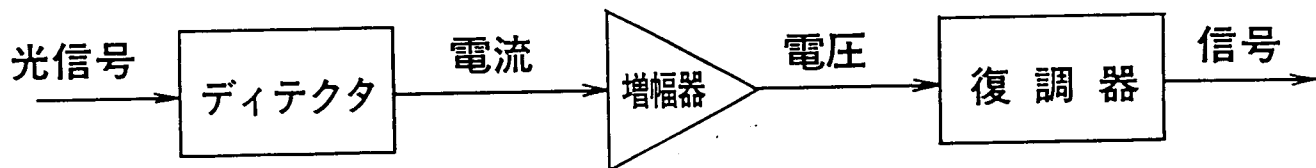


図1 レシーバのブロックダイアグラム

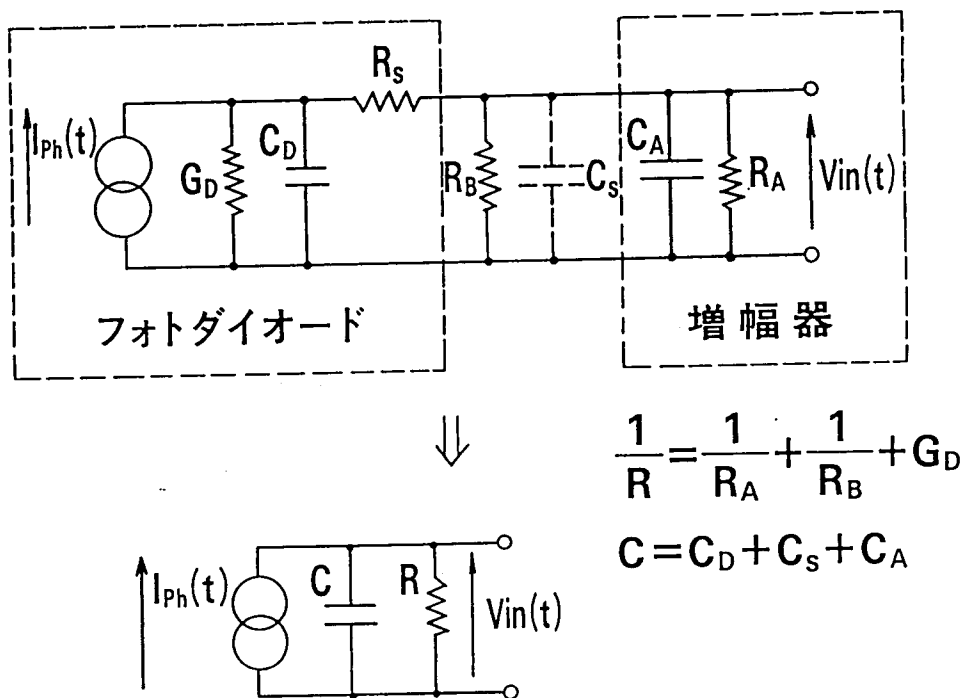


図2 バイアスされたフォトダイオードの小信号等価回路

$G_D$ : 逆バイアス特性を表わすシャントコンダクタンス

$C_D$ : P-n接合のキャパシタンス

$R_S$ : 直列抵抗 (バルクと接点)

$R_B$ : バイアス抵抗

$C_S$ : ストレイキャパシタンス

$R_A, C_A$ : 増幅器の入インピーダンス

### 図 3 各記号の説明

$$V_{in}(f) = \frac{RMI(f)}{1 + j\omega CR}$$

$$V_{out}(f) = G(f)V_{in}(f) = G(f) \frac{RMI(f)}{1 + j\omega CR}$$

$$\text{If } G(f) = G_0(1 + j\omega CR)$$

$$V_{out} = G_0MRI(f)$$

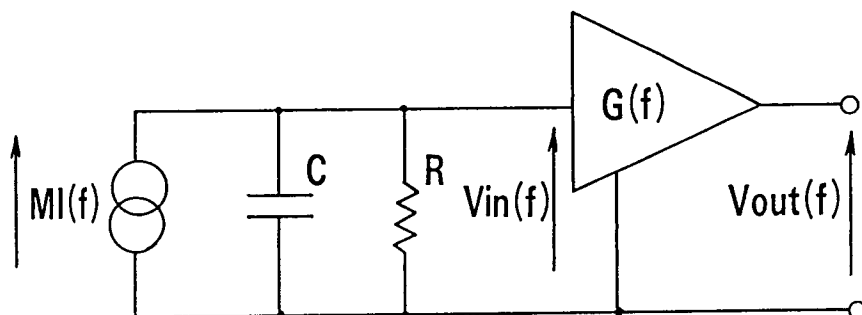


図 4 電圧増幅回路

$V_A^*(f)$  : 雑音電圧源

$I_A^*(f)$  : 雑音電流源

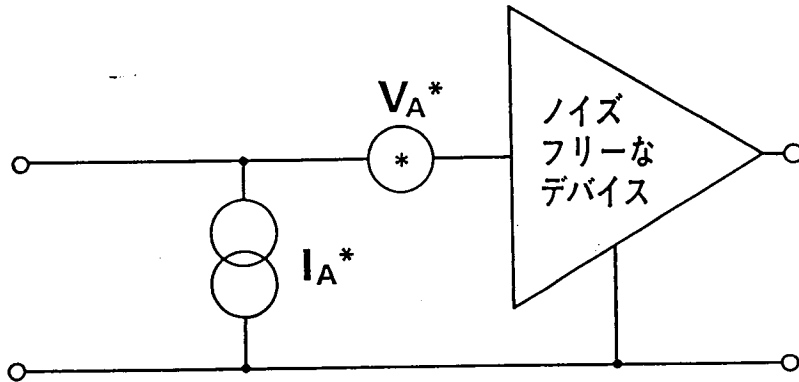


図 5 能動電子デバイスについての一般的等価雑音回路

$I_A^*$  : 増幅器の等価雑音電流源

$V_A^*$  : 増幅器の等価雑音電圧源

$$(I_T^*)^2 = (I_{Sh}^*)^2 + (I_{Th}^*)^2 + (I_A^*)^2 = (2eIM^2F) + (4kT/R) + (I_A^*)^2$$

$(I_{Sh}^*)^2$  : ショット雑音の二乗平均スペクトル密度,  $e$  ; 電子の電荷量

$M$  ; フォトダイオードの増倍係数,  $F$  ; 増倍雑音指数

$(I_{Th}^*)^2$  : 熱雑音電流の二乗平均スペクトル密度,  $k$  ; ボルツマンの定数

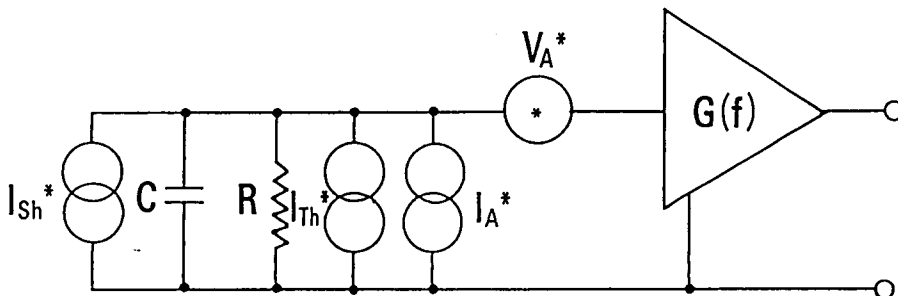


図 6 電圧増幅器の雑音等価回路

$$S/N = \frac{I}{\left\{ \frac{(V_A^*)^2}{M^2} \left( \frac{1}{R^2} + \frac{4\pi^2}{3} (\Delta f)^2 C^2 \right) + 2eIF + \frac{4kT}{M^2 R} + \frac{(I_A^*)^2}{M^2} \right\}^{1/2} (\Delta f)^{1/2}}$$

(1)                      (2)                      (3)                      (4)                      (5)                       $\Delta f$ : 帯域幅

1.  $M \rightarrow$  大,  $S/N$ は改善, しかし $F$ は増加  $\rightarrow$  適切な $M$ あり。
2.  $R \rightarrow$  大,  $S/N$ は改善, しかし例えば高周波での等価が難しくなる。
3. 特に高周波では $C$ を小さくすることが大切。
4. 項(3)は雑音を受信信号レベルに依存することを示す。  
 $\downarrow$   
     光の特長
5. 各項は分布形が異なるから注意して和をとる要あり。

図 7 信号対雑音比  $S/N$  (r.m.s.)

$$S/N = \frac{I}{\left\{ \frac{(V_A^*)^2}{M^2} \frac{4\pi^2}{3} (\Delta f)^2 C^2 + 2eIF + \frac{(I_A^*)^2}{M^2} \right\}^{1/2} (\Delta f)^{1/2}}$$

(2)                      (3)                      (5)

$R$ を充分大きくとり, 等化を実行する場合,

$(\Delta f)_0$ : 項(2)=項(5)となる周波数で定義する。

$R_A = V_A^*/I_A^*$ とする。

Si-FET:  $V_A^* = 4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ,  $I_A^* = 10\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$

$R_A = 400\text{k}\Omega$ ,  $(\Delta f)_0 = 140\text{kHz}$

Si-BJT:  $V_A^* = 2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ,  $I_A^* = 2\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$

$R_A = 1\text{k}\Omega$ ,  $(\Delta f)_0 = 55\text{MHz}$

図 8 高入力抵抗の場合の $S/N$

## Si-APDを用いる場合

- (1) 低周波  $\Delta f < (\Delta f)_0$  では項(5)が項(2)より大  
 $2eIM^2F > (I_A^*)^2$  のとき、ショットノイズが支配的  
検出限界電流  $I$  と  $S/N$  の関係：

$$I = 2eF(S/N)^2 \Delta f$$

したがってショットノイズが支配的となる条件

$$\Delta f > \frac{(I_A^*)^2}{(2eMF(S/N))^2} = (\Delta f)_1$$

- (2) 高周波  $\Delta f > (\Delta f)_0$  で、ショットノイズが支配的となる条件：

$$2eIM^2F > \frac{4\pi^2}{3} (\Delta f)^2 C^2 (V_A^*)^2$$

したがって

$$\Delta f < \frac{3(eMF(S/N))^2}{(\pi CV_A^*)^2} = (\Delta f)_2$$

## 図9 高入力抵抗でショットノイズが支配的となる周波数領域

数値例：

$$S/N = 12, C = 5\text{pF}, M = 100, F = 6$$

(シリコンAPDの場合) として

$$\text{Si-FET} : (\Delta f)_1 = 20\text{Hz}, (\Delta f)_2 = 1\text{GHz}$$

$$V_A^* = 4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}, I_A^* = 10\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$\text{Si-BJT} : (\Delta f)_1 = 750\text{kHz}, (\Delta f)_2 = 4\text{GHz}$$

$$V_A^* = 2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}, I_A^* = 2\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$$

実用的な周波数範囲でショットノイズ限界検出が可能

問題点：等化の必要性から生じる

- (1) 個別調整が必要

$$\text{利得特性 } G(f) = G_0(1 + j2\pi fCR),$$

$C$  と  $R$  は各回路毎に異なる

- (2) ダイナミックレンジが減少する

## 図10 数値例と高入力抵抗の問題点

$$S/N = \frac{I}{\left\{ \frac{16\pi^2}{3} \frac{(V_A^*)^2}{M^2} C^2 (\Delta f)^2 + 2eIF + \frac{8\pi kTC\Delta f}{M^2} + \frac{(I_A^*)^2}{M^2} \right\} (\Delta f)^{1/2}}$$

等化を必要としない条件,  $R < \frac{1}{2\pi C\Delta f}$  を用いている。

$$R_1 = \frac{(V_A^*)^2}{4kT}, \quad R_2 = \frac{4kT}{(I_A^*)^2} \text{ と定義すると,}$$

$R_1 < R < R_2$  のとき, 熱雑音が増幅器雑音より大きくなる。

## 図11 低入力抵抗の場合のS/N

ショット雑音が増幅器雑音より大きくなる条件：

$$2eIM^2F > \frac{4kT}{R} = 8\pi kTC\Delta f$$

Iとして最小量子雑音限界電流をとる。

$$I = 2e\Delta fF(S/N)^2$$

したがって

$$(2eMF(S/N))^2 \Delta f > 8\pi kTC\Delta f$$

をうる。

即ち

$$C < \frac{(eMF(S/N))^2}{2\pi kT} = C_0$$

$M=100, F=6, S/N=12$  なら  $C_0=50\text{pF}$

低入力抵抗の場合でも良好なAPDを用いることでショット雑音限界検出が可能, 等化も不要。

## 図12 低入力抵抗の場合のショット雑音限界検出



システム140Mb/s, 波長1.3 $\mu$ m, S/N=20(r.m.s.)

レシーバ帯域, 70MHz, 受信増幅器, トランスインピーダンス  
フィードバックタイプ,

Si-BJT:  $V_A^* = 2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ,  $I_A^* = 2\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$

入力キャパシタンス, 3pF, 入力抵抗, 40k $\Omega$

フィードバック抵抗, 10k $\Omega$ , APD, M=20, F=10

	APD	p-i-n
最小受信可能パワー	200nW	1 $\mu$ W

APDの問題点: (1) 高電圧バイアス供給, (2) 温度補償

### 図13 APDとp-i-nの比較

利点:

1. 等化の必要がない。
2. 雑音を大幅に低減できる。

$$V(f) = \frac{-R_F M I(f)}{1 + \frac{1}{A} + \frac{R_F}{AR} + j \frac{2\pi f C R_F}{A}}$$

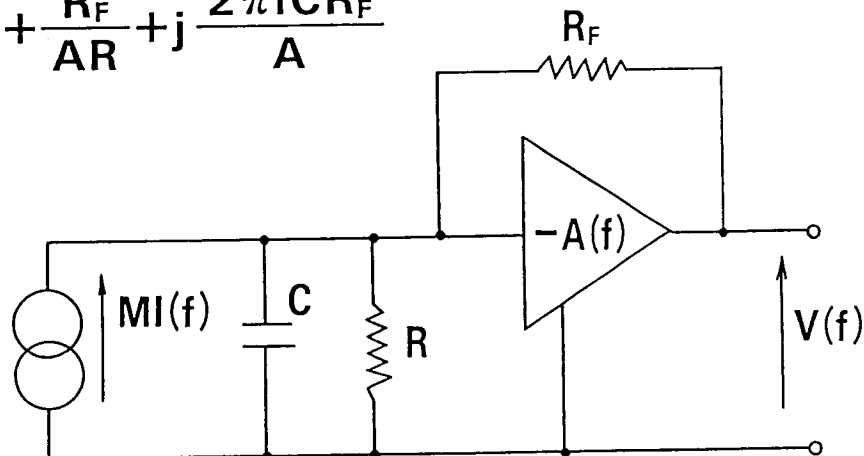


図14 トランスインピーダンス帰還増幅器

$$V_N = \left[ (V_A^*)^2 \left\{ \left(1 + \frac{R_F}{R}\right)^2 + \frac{4\pi^2}{3} (\Delta f)^2 C^2 R_F^2 \right\} + R_F^2 (I_T^*)^2 + 4kTR_F \right]^{1/2} (\Delta f)^{1/2}$$

$$(I_T^*)^2 = 2eIM^2F + 4kT/R + (I_A^*)^2,$$

$$V_N^2 = \int_0^{\Delta f} (V_N^*)^2 df$$

↑  
二乗平均値の和をと  
ったもの

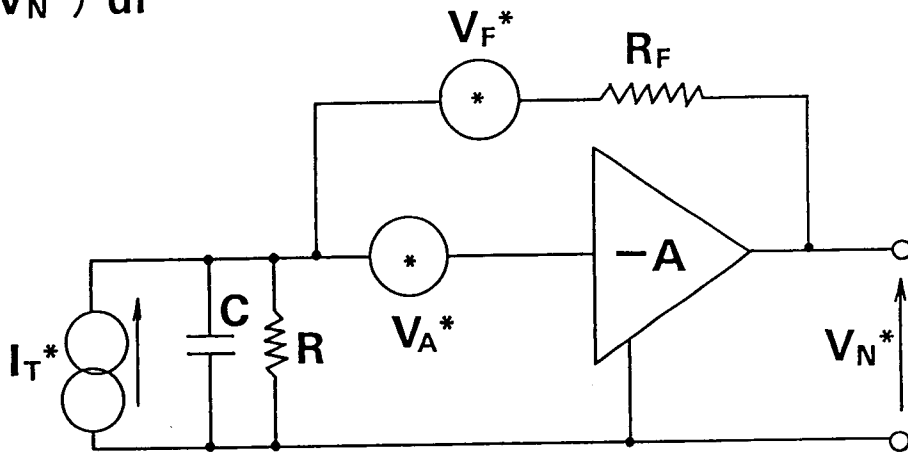


図15 等価雑音回路

$$S/N = \frac{I}{\left[ \frac{(V_A^*)^2}{M^2} \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{R_F} \right)^2 + \frac{4\pi^2}{3} C^2 (\Delta f)^2 \right] + 2eIF + \frac{4kT}{M^2} \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{R_F} \right) + \frac{(I_A^*)^2}{M^2}}^{1/2} (\Delta f)^{1/2}$$

(1)                      (2)                      (3)                      (4)                      (5)

図7の信号対雑音比で  $\frac{1}{R} \rightarrow \frac{1}{R} + \frac{1}{R_F}$  に変えたもの

問題，高周波での回路の安定性

図16 信号対雑音比S/N (r.m.s.)

以下の計算の条件,

- (1) 一周期は一定値 $T$ 。
- (2) "1"が送出されている間の一周期の送出光エネルギーは $\epsilon_T$ 。  
"0"が送出されている間の一周期の送出光エネルギーは0。
- (3) 光パワはインパルスの形をとる。
- (4) "1"または"0"は同じ確率をとる。  
 $\bar{\Phi}_R$ ; 受信パワの長期間平均値,  $\Phi_R$ ; "1"が送出されているときの一周期の受信パワ。

$$\bar{\Phi}_R = \frac{1}{2} \Phi_R = \frac{1}{2} \epsilon_R / T = \frac{1}{2} \epsilon_R B$$

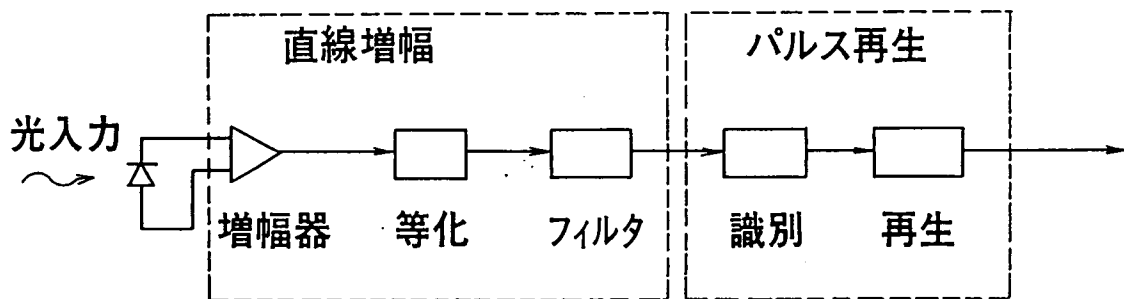


図17 デジタル光通信レシーバのブロックダイヤグラム

- (1) ジッタ：一周期が一定でない。
- (2) "1"あるいは"0"のときの送出光エネルギーは同一ではない。
- (3) 消光比 $r_e = \epsilon_R(0) / \epsilon_R(1)$ が存在する。  
 $\epsilon_R(0)$ : "0"のときの受信光エネルギー。  
理想システムでは $r_e = 0$ 。
- (4) 符号間干渉：特定の一周期のエネルギーが、他の周期に到達する。これは送出パルスが有限の長さを有することと、伝ぱん中のパルス広がりによる。

図18 理想システムと実際との差異

PE = (1が送られたとき0を再生する確率) × (1を送出する確率)  
 (符号誤り率) + (0が送られたとき1を再生する確率) × (0を送出する確率)

↓

$$PE = P(0|1)P(1) + P(1|0)P(0)$$

$$P(1) = P(0) = \frac{1}{2} \text{ のとき,}$$

$$PE = \frac{1}{2} \{P(0|1) + P(1|0)\}$$

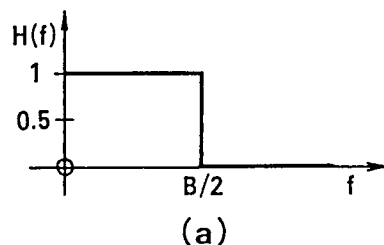
誤りの原因：(1) 雑音, (2) タイミングのずれ, (3) 増幅器の周波数帯域

国際規格：2500km回線長で  $2 \times 10^{-7}$  以下

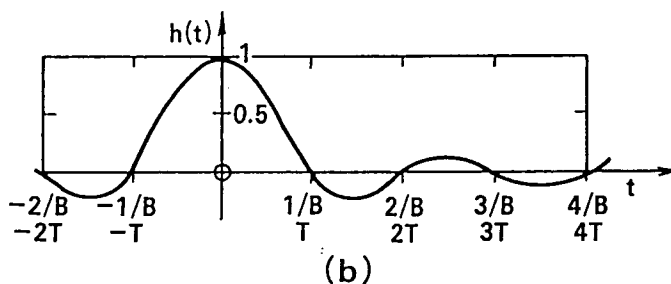
$$\downarrow \quad 10\text{kmリンク長では } 2 \times 10^{-7} \times (10/2500) = 0.8 \times 10^{-9}$$

1リンク  $10^{-9}$  以下で設計するのが通常

## 図19 符号誤り率について



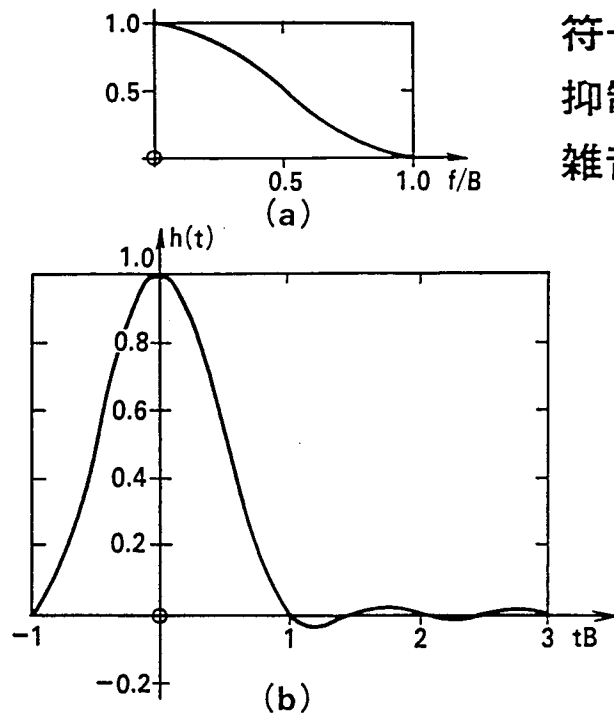
雑音は抑制できる。  
 符号間干渉は大きい。



(a) 周波数応答  $H(f) = 1$   
 $= 0 \quad B/2 < f$  の場合

(b) インパルス応答  $h(t) = \frac{\sin \pi t B}{\pi t B}$

## 図20 理想ローパスフィルタ



符号間干渉を抑制できる。  
雑音は増える。

- (a) 周波数応答  $H(f) = \begin{cases} \frac{1}{2}(1 + \cos \pi f/B) & 0 < f < B \text{ の場合} \\ 0 & B < f \text{ の場合} \end{cases}$
- (b) インパルス応答  $h(t) = \frac{\sin 2\pi tB}{2\pi tB} \frac{1}{[1 - (2tB)^2]}$

図21 レイズドコサインフィルタ

$$N = \eta \frac{\epsilon_R}{\epsilon_{Ph}} = \eta \frac{\epsilon_R \lambda}{hC}$$

$$P(k|N) = \frac{\exp(-N) \cdot N^k}{k!}$$

$\epsilon_R$  : 1周期に到達する光エネルギー  
 $N$  :  $\epsilon_R$ で生起するキャリア対の数の期待値  
 $\epsilon_{Ph}$  : フォトンのエネルギー

$P(k|N)$  : キャリア対の確率  
 密度関数  
 ポアソン分布

$$PE = \frac{1}{2} \{P(0|1) + P(1|0)\} = \frac{1}{2} \exp(-N)$$

PE < 10<sup>-9</sup>を達成するには, N > 20

$$\epsilon_R = \frac{N \epsilon_{Ph}}{\eta} > \frac{20 \epsilon_{Ph}}{\eta} \rightarrow \overline{\Phi}_R = \frac{1}{2} \epsilon_R B \rightarrow \text{1ビットあたり10photonsが限界}$$

$$\eta = 1, \lambda = 0.9 \mu\text{m}, \epsilon_{Ph} = 1.38 \text{eV}$$

$$\overline{\Phi}_R > 2.2 \text{pW}/(\text{Mb/s})$$

図22 受信量子限界(ショット雑音のみの理想状態)

$$P(k|N) = \frac{1}{(2\pi)^{1/2}\sigma} \exp\left[-(N-k)^2/2\sigma^2\right]$$

キャリア対の確率密度関数

$$S/N = \frac{V_s}{V_N} = \frac{N}{\sigma}, \quad V_s: \text{信号電圧}, \quad V_N: \text{雑音電圧のr.m.s.値}$$

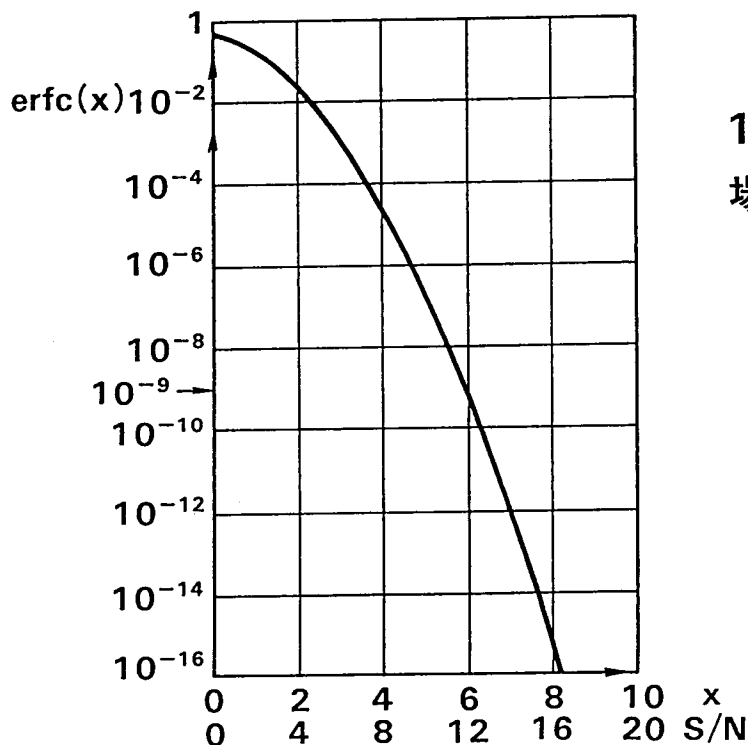
$$PE = \frac{1}{2} \left\{ P(0|1) + P(1|0) \right\} = \frac{1}{2} \left\{ \sum_{k=0}^{N/2} P(k|N) + \sum_{k=N/2}^{\infty} P(k|0) \right\}$$

しきい値電圧  $V_s/2$

$$= \frac{1}{(2\pi)^{1/2}\sigma} \int_{N/2}^{\infty} \exp\left(-\frac{k^2}{2\sigma^2}\right) dk = \text{erfc}(N/2\sigma) = \text{erfc}(S/2N)$$

$$\text{erfc}(x) = \frac{1}{(2\pi)^{1/2}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2/2) dt$$

図23 熱雑音と増幅器雑音だけが存在する場合の誤り率



$10^{-9}$ を達成する場合の  $S/N = 12$

図24  $\text{erfc}(x)$ のプロット

ショット雑音と増幅器雑音をともに考慮する場合

$$\bar{I}_m = \frac{1}{2} I_m = \frac{1}{2} P \{1 + (1 + q/p^2)^{1/2}\}$$

$$p = (S/N)^2 eFB/2$$

$$q = \frac{(S/N)^2 B}{2} \left( \frac{4\pi^2}{3} (CV_A^*)^2 (B/2)^2 + (I_A^*)^2 \right)$$

Rは充分大きいとしている。B/2 = Δf

$$q/p^2 = \frac{2}{(S/N)^2 e^2 M^2 F^2} \left( \frac{\pi^2}{3} (CV_A^*)^2 B + \frac{(I_A^*)^2}{B} \right)$$

上式はすべてビットレートBの関数である。

$$q/p^2 \text{を最小とする} B \text{は, } B = B_0 = \frac{\sqrt{3} I_A^*}{\pi CV_A^*}$$

$$\text{このとき, } \frac{1}{4} (q/p^2)_{\min} = \frac{\pi CV_A^* I_A^*}{\sqrt{3} ((S/N)eMF)^2} \text{となる。}$$

## 図25 最小受信可能平均電流

$$\bar{I}_m = \frac{(S/N)^2 eFB}{4} \left[ 1 + \left( 1 + \frac{2}{(S/N)^2 e^2 M^2 F^2} \left[ \frac{\pi^2}{3} CV_A^* B + \frac{(I_A^*)^2}{B} \right] \right)^{1/2} \right]$$

S/N=12, F=M<sup>1/2</sup>, B=140Mb/s, Si-BJT増幅器

$$CV_A^* = 10^{-20} \text{C}/\sqrt{\text{Hz}}, I_A^* = 2\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$\bar{I}_m = 8 \times 10^{-10} M^{1/2} [1 + (1 + 4 \times 10^4 M^{-3})^{1/2}] \quad (F=M^{1/2} \text{としている})$$

適切なM=32, ( $\bar{I}_m$ )<sub>M,opt</sub> = 11nA

## 図26 数値例と適切なM

- 最小の信号対雑音比で動作するレシーバを設計することが中継系の大きな目的
- r.m.s.スペクトル密度表示の雑音  
 ショット雑音： $(I_n^*)^2 = 2eM^2\bar{I}$ , 熱雑音：  
 $(V_{Th}^*)^2 = 4kTR$ または $(I_{Th}^*)^2 = 4kT/R$ , 増幅器雑音：  
 雑音電流源  $I_A^*$ , 雑音電圧源  $V_A^*$
- 入力信号： $MI = M/R\Phi_R = M\eta(e/hf)\Phi_R$
- 等化電圧増幅器の場合の(S/N)比の表示式  
 トランスインピーダンス帰還増幅器の場合の(S/N)比の表示式
- 理想量子限界検出に必要な電流：  
 $I = 2e(S/N)^2\Delta f$

## 図27 まとめ (I)

- 高利得APDを使用すれば増倍ショット雑音が支配的となる, p-i-nフォトダイオードに較べて検出感度を高めることができる。
- 高入力抵抗の使用により増幅器電圧雑音, および熱雑音を減少できる。このときトランスインピーダンス帰還増幅器を用いれば等化が不要となりダイナミックレンジを向上できる。
- 1GHz等の高周波ではGaAsMESFETを入力段に用いるのが良いと思われる。

## 図28 まとめ (II)



- 0または1を送出する理想デジタルシステムで誤り率 $10^{-9}$ を達成するための検出量子限界は $\overline{\Phi}_R = 10\epsilon_{ph}B$ , 1ビットあたり10フォトンである。
- 誤り率 $10^{-9}$ を達成するために必要な限界の受信電流を表示する数式。
- 限界受信電流を最小とするM値の存在。

## 図29 まとめ (III)

光ファイバ通信の先端技術

——光波の制御を目指して——

小 島 伸 哉

High Technologies on Coherent Optical  
Fiber Communications

Nobuya KOJIMA

東北工業大学紀要 I: 理工学編

第10号 開学25周年記念号 1990年3月

別 刷

# 光ファイバ通信の先端技術\*

— 光波の制御を目指して —

小島伸哉\*\*

## High Technologies on Coherent Optical Fiber Communications

Nobuya KOJIMA

### Abstract

This paper reviews recent advances in the research on coherent optical fiber communication systems. This research and development are mainly carried out to improve regenerated repeater spacing expansion and transmission data rate. The communication principle and the system advantages, frequency stabilization and linewidth reduction of semiconductor lasers, optical phase or frequency modulation, optical polarization stabilization and control, demodulation techniques such as polarization diversity and balanced mixing detections, optical direct amplification, integration, and fiber consideration, are delineated. Future problems are also stated based on the state of the current technologies.

### 1. まえがき

本学での教員の職務の基本は、教育と研究だと思う。学内での緑の活性力を生みだし、保持するためにはいかなる分野であれ、研究(創造)も必須だと思う。瑞々しい精神力は学生の教育のためにも欠かせないものだと思う。

大学で自己の職務推進のための立脚点をどこに求めるかについては、各種の考え方がるように思われる。例えば、(i) 基礎研究推進の立場をとる、(ii) この世にないものを生み出し、将来、時代の主流の技術に立ち上げようと努力する立場、(iii) 時代の主流をいく先端技術の極限追求の立場、(iv) 主流技術中の部分技術を推進する立場、(v) 教育に重点をおく立場などである。上記の各項についての具体的研究項目は多岐に亘るが、例えば(i)については、客観性と主観性に関する本質論、宇宙の真実にせまろうとする超弦理論、

あるいは超能力の問題などがある。

筆者も本学に勤務して以来、約1年が経過したが、卒論の研修生の育成も筆者の大切な職務のひとつと思う。そこで本稿では、本学卒業後、実社会で有効な専門知識を獲得させること、および自分で問題点を見出し、自分で計画して自分で実行する能力を育成することをねらいとして、本学の状況を考慮し、(iv)と(v)の立場に立脚して、研修テーマを設定すべく表題のなかのコヒーレント光ファイバ通信技術について概説する。研修生のテーマの宝庫であることを御理解いただけたらと思う。

また光ファイバ通信に興味のある読者には、その先端技術を手短かに展望してもらえらると思う。

### 2. コヒーレント光ファイバ通信方式について

#### 2.1 概要<sup>1-3)</sup>

現在光ファイバ通信方式の主流は変調復調方式として、強度変調・直接検波(intensity modulation・direct detection: IM・DD)を用いるものである。この方式

1989年9月19日受理

\* 招待論文。

\*\* 通信工学科 教授

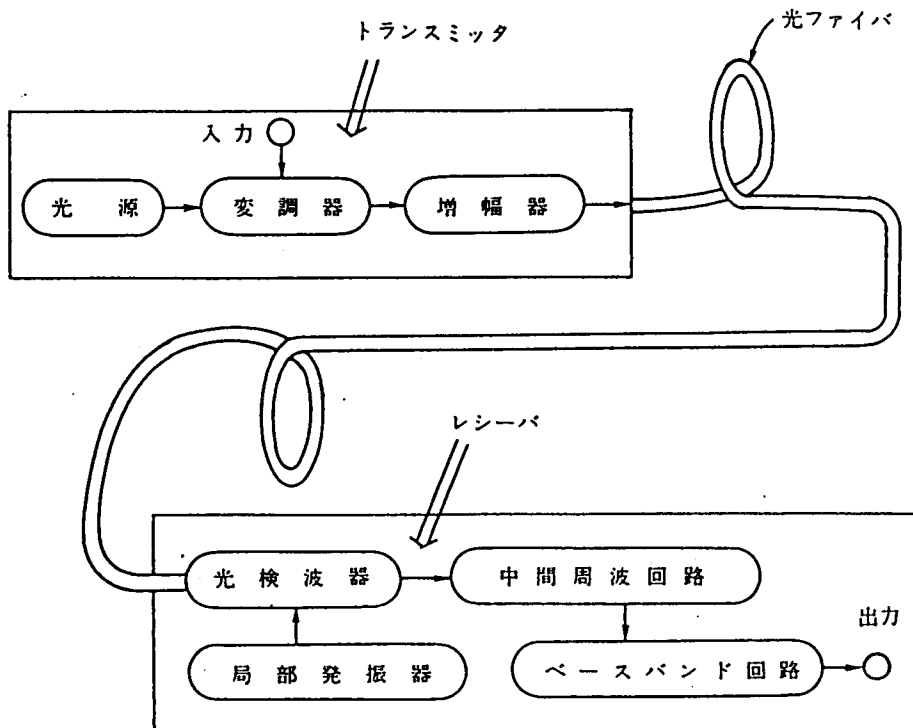


図1 コヒーレント光ファイバ通信方式の基本構成

は構成が簡易なので、安価で信頼性の高いシステムを構成できる長所をもつ。しかし光パワーのオンオフに信号をのせているだけであり、光を波として摺えて、光波の振幅、周波数あるいは位相に信号をのせて、通信するものではない。

光波の振幅、周波数あるいは位相を変調し、光ヘテロダインまたはホモダイン検波によってこれを復調するコヒーレント光ファイバ通信方式を用いれば、IM-DD方式に比べて (i) 格段に中継器間隔を拡張できる、(ii) 一本の光ファイバで通信できる情報量を大幅に高めることができるなどの利点がある。ここでは時間的に単一の周波数を有し、空間的にも波の振動する方向が同一な光波をコヒーレント光と呼び、信号光の検波に際して信号光と局部発振光を混合するミキサ面で各々の波の振動する方向が同一であること（空間的コヒーレンス性）を活用する通信システムをコヒーレント通信システムと呼ぶこととする。

コヒーレント光ファイバ通信方式の基本構成を図1に示す。トランスミッタは振幅シフトキーイング (amplitude shift keying: ASK)、周波数シフトキーイング (frequency shift keying: FSK) または位相シフトキーイング (phase shift keying: PSK) された信号を送り出す。搬送波としては安定な周波数または位

相をもったレーザー光が使用される。トランスミッタは一般にはレーザー発振器と変調器および増幅器から構成される。増幅器は変調器でのパワー損失を補償し、光ファイバへ送出する信号レベルを調節する。

変調された、光ファイバを伝はんする伝送波形を図2に示す。図2の上段は信号パルス波形である。ASKでは信号パルスのマーク（振幅1の矩形パルス）時に搬送周波数がオンとなる。スペース（振幅ゼロ）時にはオフである。FSKでは周波数  $f_1$  はマークに相当し、 $f_2$  はスペースに相当する。PSKでは搬送周波数の位相が  $180^\circ$  ずれる。

レシーバでは局部発振器を用いた高感度の光ヘテロダインまたはホモダイン検波が実行される。受信光と局部発振光の混合波により、ヘテロダイン検波では中間周波数 (intermediate frequency: IF) 信号が取り出される。このIF信号からベースバンド信号が取り出される。ホモダイン検波では直接ベースバンド信号が取り出される。

上述したようにコヒーレント光ファイバ通信システムはトランスミッタ、光ファイバ、レシーバから構成されるが、これらを構成する各要素回路等の選択肢と技術課題は多岐にわたる。これらの相互比較とより良いものへの創意工夫を通じて、漸く実用化への道が拓

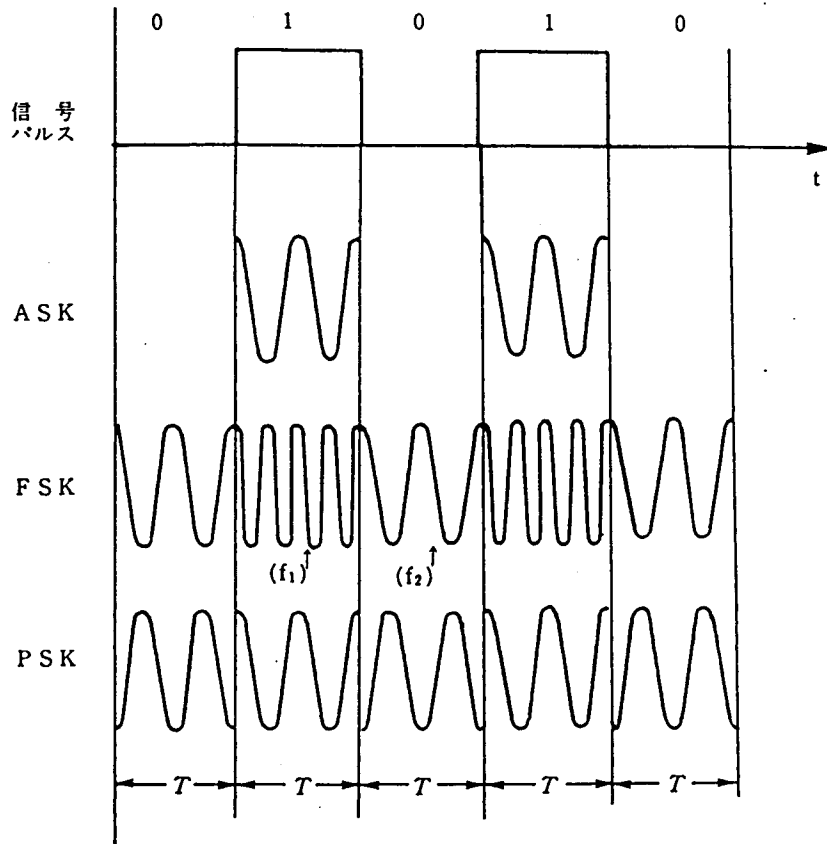


図2 各種の変調波形

けていくものと思われる。

2.2 ヘテロダイン検波およびホモダイン検波の原理

ヘテロダイン検波では、図3に示すように変調された受信光は、光検出器 (フォトダイオード) への入力端で局部発振光と混合される。ヘテロダイン検波でどのようにして変調信号が検波されるかを以下に示す。

受信光および局部発振光の電界強度をそれぞれ、

$$E_s = \sqrt{P_s} \cos \{ \omega_s t + \phi_s(t) \} \quad (1)$$

$$E_{Lo} = \sqrt{P_{Lo}} \cos \{ \omega_{Lo} t + \phi_{Lo}(t) \} \quad (2)$$

とする。ここで  $P_s$  および  $P_{Lo}$  は受信光および局部発振光のパワーであり、 $\omega_s$  は受信光即ち光搬送波の角周波数で、 $\phi_s(t)$  には周波数変調などの情報が含まれる。局部発振器の角周波数  $\omega_{Lo}$  と  $\omega_s$  が等しいときにはホモダイン検波となる。検出電流はフォトダイオードへの入射光の強度 (全電界) の二乗に比例する。そこで次式を計算する。

$$P = (E_s + E_{Lo})^2 \quad (3)$$

式 (1), (2) を式 (3) に代入し整理すると

$$\begin{aligned} P = & \frac{1}{2} P_s [1 + \cos \{ 2\omega_s t + 2\phi_s(t) \}] \\ & + \frac{1}{2} P_{Lo} [1 + \cos \{ 2\omega_{Lo} t + 2\phi_{Lo}(t) \}] \\ & + \sqrt{P_s P_{Lo}} \cos [(\omega_s + \omega_{Lo})t + \phi_s(t) + \phi_{Lo}(t)] \\ & + \sqrt{P_s P_{Lo}} \cos [(\omega_s - \omega_{Lo})t + \phi_s(t) - \phi_{Lo}(t)] \end{aligned} \quad (4)$$

が得られる。

式 (4) で角周波数  $2\omega_s$  の近傍で振動する三つの項 (通常  $\omega_s \approx \omega_{Lo}$  である) はフォトダイオードの応答からはみ出るので出力には現われない。フォトダイオードが  $2\omega_s$  の角周波数の電流を再生しても、この電流は小さな浮遊容量により、フォトダイオードの負荷抵抗を通ることなく、接地へ短絡されてしまう。したがって残りの項は次式となる。

$$\begin{aligned} P = & \frac{1}{2} [P_s + P_{Lo} + 2\sqrt{P_s P_{Lo}} \cos \{ (\omega_s - \omega_{Lo})t \\ & + \phi_s(t) - \phi_{Lo}(t) \}] \end{aligned} \quad (5)$$

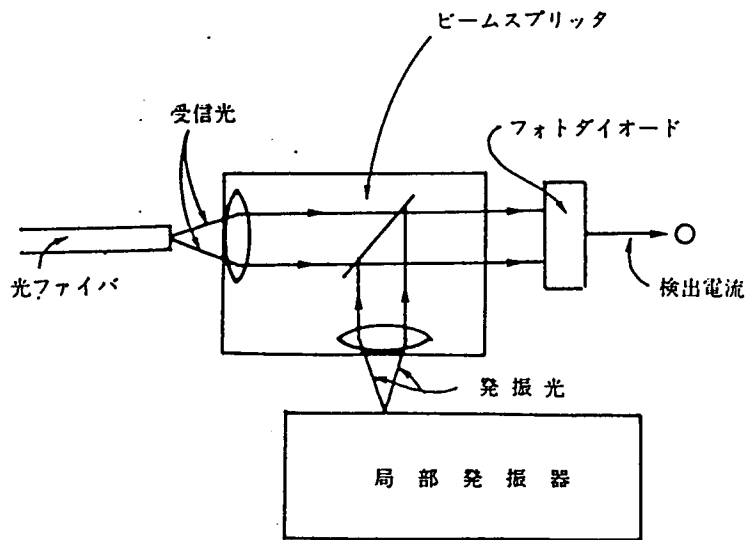


図3 受信光と局部発振光の混合

検出電流,  $i = (\eta e / hf) P$  (6)

には直流項,  $i_{DC} = (\eta e / hf)(1/2) P_{Lo}(1 + P_s / P_{Lo})$  (7)

と IF 周波数項 (IF 周波数  $\omega_{IF} = \omega_s - \omega_{Lo}$ ),

$$i_{IF} = (\eta e / hf) \sqrt{P_s P_{Lo}} \cos \{ \omega_{IF} t + \phi_s(t) - \phi_{Lo}(t) \}$$
 (8)

が含まれる。ここで  $\eta$  は量子効率,  $e$  は電子の電荷の絶対値,  $h$  はプランクの定数,  $f$  は光波の周波数である。

ヘテロダイン検波は, この IF 周波数項  $i_{IF}$  に例えば位相同期した基準位相を乗ずることにより信号を取り出すものであり, ホモダイン検波では  $\omega_{IF} = 0$  であるからこの  $i_{IF}$  から直接ベースバンド信号を取り出せる。この  $i_{IF}$  は局部発振器の出力パワー  $P_{Lo}$  を大きくすれば大となり, またこれらの検波方法は, 局部発振光と受信光を干渉させて検波するものであるから, この二つの偏波の方向が合致していなければならない。なお上述の計算ではこの二つの光が完全な単色光であることを仮定している。またヘテロダイン検波とホモダイン検波を総称して, 以下コヒーレント検波と呼ぶ。

### 2.3 コヒーレント検波の利点<sup>4-6)</sup>

図4に符号誤り率 (bit-error rate: BER)  $10^{-9}$  をうるために必要な受信信号レベルと伝送速度との関係を APD (avalanche photo diode) 強度直接検波の場合と ASK ヘテロダイン検波の場合について示した。ただし波長  $1.55 \mu\text{m}$  帯を, 従って Ge-APD の使用を仮定し, APD の過剰雑音指数  $x$  は 1 としている。図中  $I_d$

は暗電流の大きさ (単位 A) を示している。APD の暗電流が大きいつきにはヘテロダイン検波によって大きな受信感度の改善 (10~30 dB) が達成できることがわかる。FSK, PSK 変復調方式を用いれば図5に示すように同じ符号誤り率を達成するための受信感度を更に向上させることができる。この受信感度の向上は光ファイバの光損 0.2 dB/km が得られる波長 ( $1.5 \mu\text{m}$  帯) においては, 中継間隔を 50~150 km も拡大できることを意味する。超低損失のフッ化物ファイバ (例えば 0.01 dB/km) などを実現できれば中継間隔は従来方式 (IM-DD) に較べて 1,000 km~3,000 km の拡大が可能となる。

### 3. コヒーレント光ファイバ通信の研究 状況と解決すべき諸課題

以上, コヒーレント光ファイバ通信方式についてその概要, 基本原理, 利点について述べたが, この方式を実現するためには多くの技術課題<sup>8,9)</sup> の解決を必要とする。各技術分野毎にその研究状況と技術課題について以下にその概要を記述する。

#### 3.1 レーザの周波数の安定化とスペクトル純度の改善

理想的なコヒーレント光通信は光源の周波数や位相を活用して情報伝達を実行しようとするものであり, したがってその周波数の安定化とスペクトル純度の改善は第一に必要となる。光源の長寿命化も重要な課題

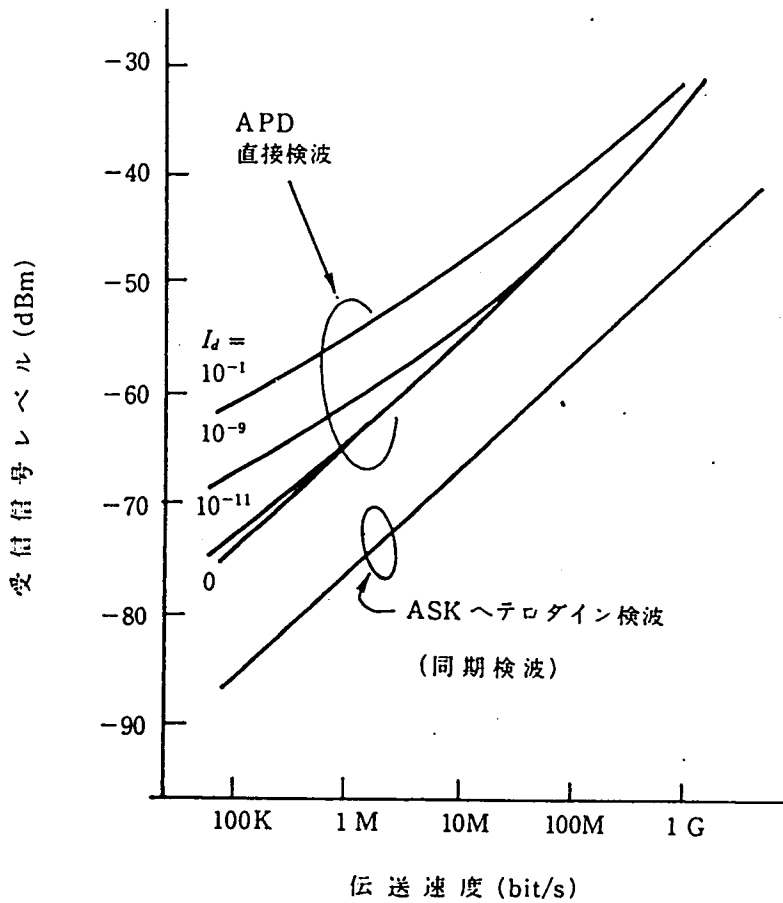


図4 最波長帯での最小受信感度の比較 (BER=10<sup>-9</sup>, x=1.0)<sup>1)</sup>

強度直接検波
10-25dB の改善
↓ (図4 参照)
ASK ヘテロダイン
↓ 3dB の改善
FSK ヘテロダイン
↓ 3dB の改善
PSK ヘテロダイン
↓ 3dB の改善
PSK ホモダイン

図5 各種の変復調方式における最小受信感度の改善<sup>4,5)</sup>

各種の検波システムについて示してある。データの伝送速度に対して 10<sup>-3</sup>~10<sup>-4</sup> 倍の狭いスペクトル線幅が必要<sup>8,10,11)</sup>である。

第一の問題についてはファブリ・ペロインタフェロメータや気体の原子や分子の吸収スペクトル線を周波数標準として用いて、半導体レーザの発振周波数をロックする方法<sup>12,13)</sup>がある。これは周波数標準と半導体レーザの周波数間の誤差信号をレーザの温度や駆動電流にフィードバックして周波数の安定化を図るものである。図7にその一例を示す。

第二の問題については長いキャビティ構造を採用してレーザキャビティのQ値を高くすることが解決の方法のひとつ<sup>14)</sup>と考えられる。ミラーや回折格子を有する外部キャビティ構成の採用も実効的なQ値を増加させることができる<sup>15)</sup>。半導体レーザの周波数負帰還制御もスペクトル線幅を減少させることができる<sup>16)</sup>。これは周波数のゆらぎを光周波数弁別器によって検出し、この誤差信号を駆動電流に帰還することにより周波数を一定値に保持するものである。この方法を

であり半導レーザが有望と考えられるが、半導体レーザは以下に述べる二つの欠点をもっている。

第一は発振周波数が温度および駆動電流の変化によって大きく変化することである。第二はスペクトル線幅が大きいということである。図6は符号誤り率 10<sup>-9</sup> を達成するために必要なスペクトル線幅を示す。

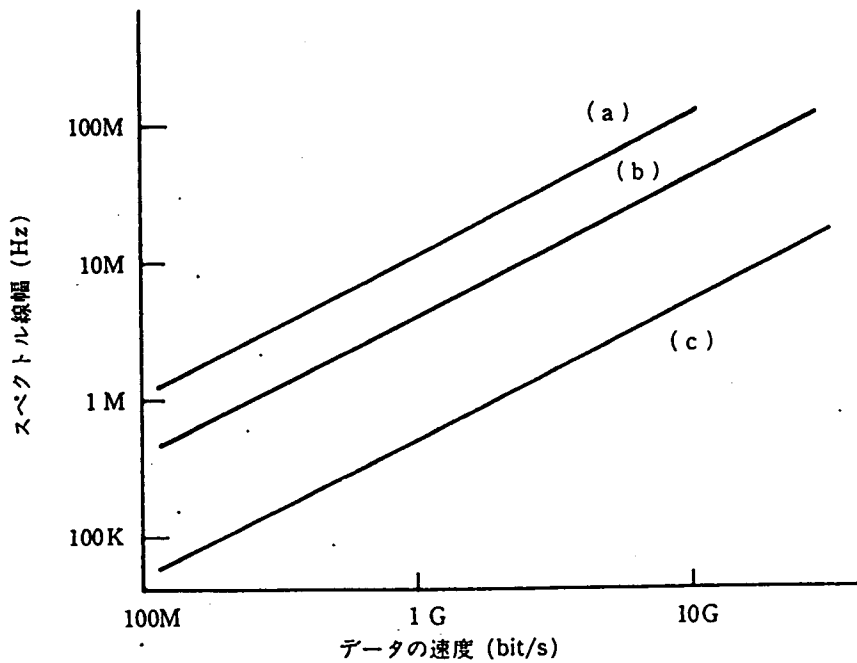


図6 コヒーレント検波に必要なスペクトル線幅<sup>9)</sup>

(a) FSK ヘテロダイン (b) PSK ヘテロダイン (c) PSK ホモダイン

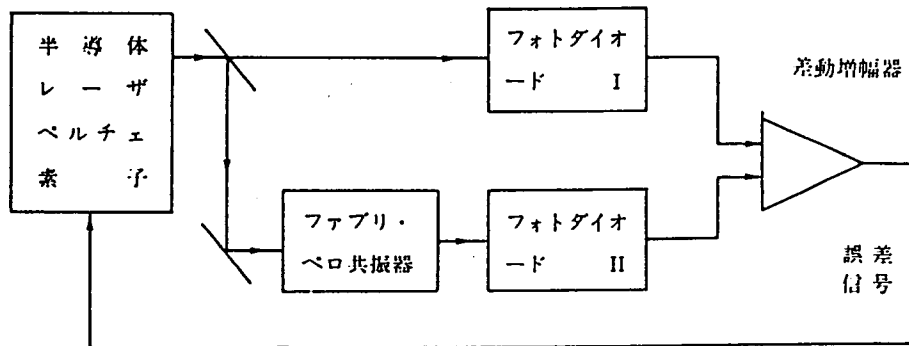


図7 周波数自動制御の一例<sup>12)</sup>

成功させるにはループ遅延時間を減少させることが必要であり、光学電子集積回路<sup>17)</sup> (optoelectronic integration circuit: OEIC) の実現が不可欠と思われる。

以上を要約すれば、半導体レーザーの開発にあたっては安定な周波数と狭いスペクトル線幅を同時に達成することが重要であり、このためには外部キャビティ内にスペクトル吸収材料を使用して周波数負帰還制御を実行するのが良い方法と思われる。

### 3.2 変調技術

節3.1で概説したように周波数が安定でスペクトル線幅の狭い理想的な単一周波数の光源が得られたとして、次にこの光波を信号で変調する必要がある。ASKでは振幅変調によりコヒーレント検波で許容できない周波数シフトすなわちチャープがおこること<sup>18)</sup>、およびレーザの感度の点から、ASKよりもFSKあるいはPSKに魅力がある。

光FM (frequency modulation) 信号は単一縦モード発振の半導体レーザーの駆動電流を直接変調<sup>19)</sup>する



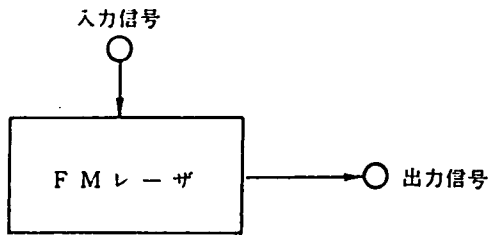


図8 駆動電流による直接周波数変調

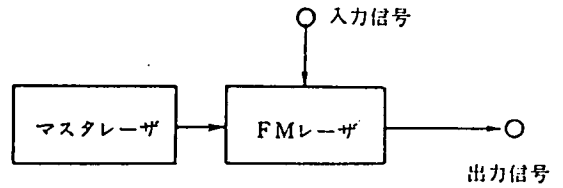
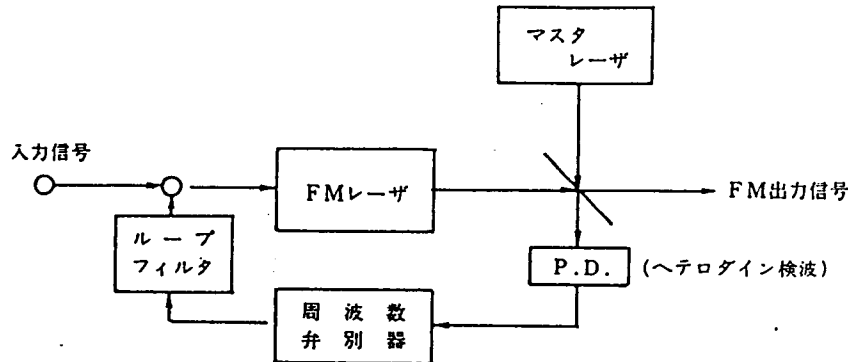


図9 注入ロック技術を用いた位相変調

図10 負帰還制御による周波数変調<sup>21)</sup>

ことによって得ることができる。その基本構成を図8に示す。この方法の欠点は半導体レーザのスペクトル線幅が拡大することであるが、これに対しては変調効率は犠牲となるが、外部キャビティ構成の適用<sup>15)</sup>によりこの問題を除去できる。またFM応答が一様でないという問題は変調駆動電流を電的に等化することにより、補償することができる<sup>20)</sup>。

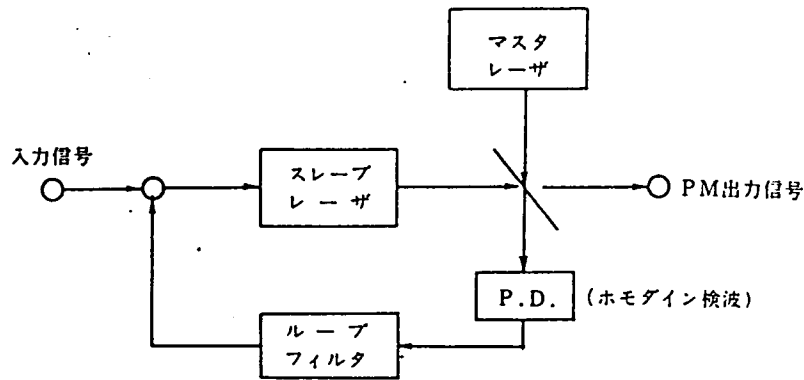
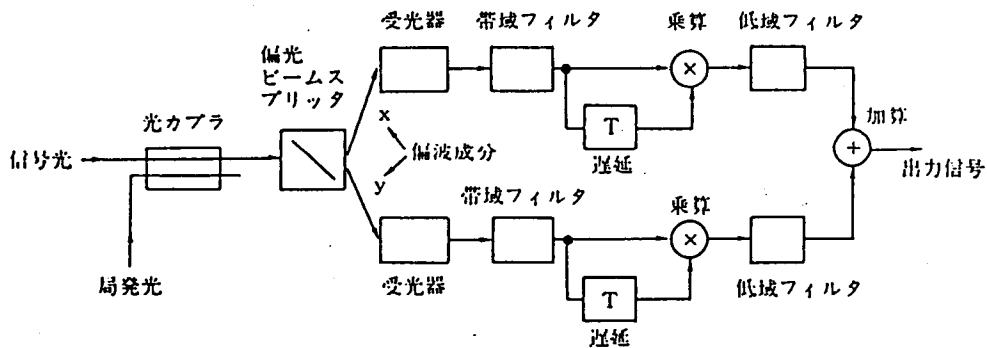
光位相変調の基本構成を図9に示す。これは外部のコヒーレントレーザ(マスターレーザ)光が半導体レーザ(FMレーザ)に注入され、この半導体レーザの周波数をロックして、この半導体レーザを直接電流変調することによって光位相変調を行うもの<sup>21)</sup>である。マスターレーザの周波数と入力信号の周波数が完全に一致していれば、出力信号光の位相と入力信号光の位相との差を零とし、マスターレーザの周波数と入力信号光の周波数が同期はずれをおこした時、出力信号光位相を $\pi/2$  (rad) 変化させるものである。

この他に電的な負帰還技術を用いて変調する方法がある。周波数変調についてこの方法を図10に示す。FMノイズを減少し、周波数応答に一様性をもたせるのに効果がある<sup>22)</sup>。この方法はFMレーザの出力の一部が、マスターレーザ光とミキシングされヘテロダイン検波される。次に周波数弁別器によってFM-AM変換

が実行される。この誤差信号は位相が反転されて、FMレーザ駆動電流にフィードバックされる。この負帰還ループ構成は通常、周波数変調フィードバック (frequency modulation feedback: FMFB) と呼ばれる。

図11に示す、PLL (phase-locked loop) と呼ばれるホモダイン検波を実行するフィードバックループ構成はPM信号の発生に有効<sup>23)</sup>である。図10の場合とはほぼ同様に、直接変調されたスレーブ半導体レーザの出力の一部は安定なマスターレーザの出力とミキシングされホモダイン検波される。その結果得られた誤差信号は、変調入力電流に加え合わされて、スレーブレザにフィードバックされる。したがってスレーブレザの周波数はマスターレーザの周波数にロックされる。このスレーブレザの光位相が変調入力信号により変調されるものである。

半導体レーザを使用する上述の変調方法にどって大切なことは平たんなFM応答、高い変調効率、および変調時に生起する強度変調の抑圧である。このような要求を満たすために、DFB (distributed feedback) レーザ領域と変調領域を有する複合構成の半導体レーザも研究されている<sup>24)</sup>。

図11 PLL構成による位相変調<sup>8)</sup>図12 偏波ダイバーシティ光受信器の一例<sup>28,29)</sup>

### 3.3 復調技術

ヘテロダインまたはホモダイン検波では信号受信光と局部発振光の偏波状態を整合させる必要がある。これは各光波を干渉させてミキシングを行うため、例えば信号受信光の偏波状態がゆらげば、レーザの検波効率が劣化し符号誤り率が増加するためである。通常のシングルモード光ファイバでは、送信光の偏波は光ファイバ伝搬中にゆらぎを生ずる。この対策としては (i) レーザの受信端で偏波自動補正装置を用いる方法<sup>25)</sup>、(ii) 偏波ダイバーシティレーザを用いる方法<sup>26)</sup>、(iii) 光ファイバに偏波保持機能をもたせる方法<sup>27)</sup>が研究されている。ただし (iii) の方法については実用化はかなり難しいと思われる。本節では (i) の方法は後述することとし (ii) の方法を中心として記述する。

#### (1) 偏波ダイバーシティ光受信器

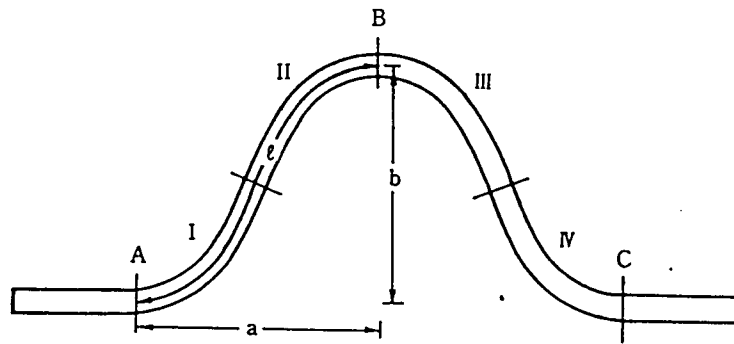
図12に遅延検波器を用いた偏波ダイバーシティ光受信器の構成の一例<sup>28,29)</sup>を示す。図12において信号光と局発光は光コプラで結合され、偏光ビームス

プリッタで直交する二つの偏波成分に分離された後に二つの枝でそれぞれヘテロダイン検波される。各枝の中間周波信号は信号光の偏波状態に依存しているが、振幅二乗特性をもった遅延検波器を図12のように用いて、二枝の出力を加算して出力信号を取り出す。するとこの出力信号は光ファイバから出力する信号光の偏波状態からは独立とすることができる。

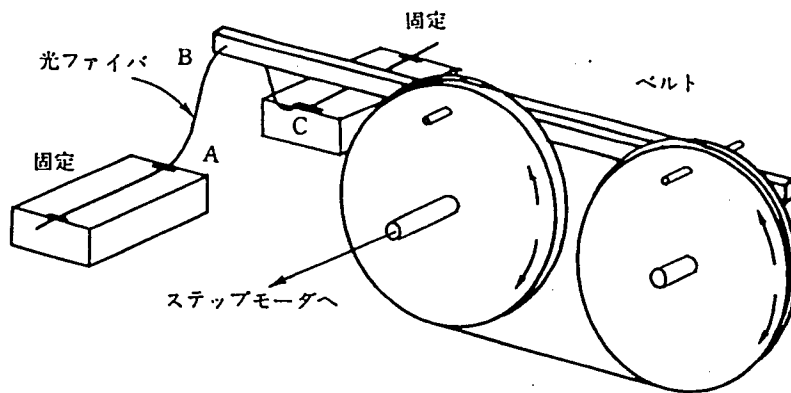
この方法の問題は、直交二偏光への局発光の等分配状態からのずれ、二つの枝の特性のずれ、遅延検波器の振幅二乗特性からのずれなどである。

#### (2) 偏波状態の制御

本項では節3.3で述べた (i) の技術について概説する。この信号受信光と局部発振光を能動的に制御して両者の偏波状態を一致させる方法としては (イ) 側方応力を光ファイバに加え、この結果光ファイバに生ずる複屈折を用いる方法<sup>30)</sup>、(ロ) 結晶に加える電圧のコントロールによって結晶の複屈折を制御する電気光学結晶を用いる方法<sup>31)</sup>、(ハ) ファイバをコイル状にしてこの曲げで光ファイバに生ずる複屈折を用いこのコイルをひねって偏波状態を制御する、ひねりファイバコ



(a) 光ファイバ素子の形状



(b) ファイバ回転のメカニズム

図 13 光ファイバクランク素子とその回転<sup>35)</sup>

ルを偏波制御素子として用いる方法<sup>32)</sup>, (1/4)波長と(1/2)波長の回転位相板を用いる方法<sup>33)</sup>, 二つのファラディ回転素子間に光ファイバコイルを設置した, 光ファイバコイルとファラディ回転素子を用いる方法<sup>34)</sup>, 短いファイバをクランク状に曲げたファイバ素子を二つ用いる, 回転できるファイバクランク素子を用いる方法<sup>35)</sup>がある。

このファイバクランク素子を用いる方法を図 13 に示す。図 13(a)のようにファイバ素子をクランク状に曲げて, B 点のファイバ切断面内に  $x$  軸,  $y$  軸の二つの主軸を考えると, この二つの主軸の方向間に曲げ複屈折差  $\Delta\beta$  が生ずる。このクランク形状をそのままにして点 A—点 C 軸を中心に全体を回転させる (図 13 b)。すると曲げによる複屈折はその大きさを変化させずに  $x$  軸,  $y$  軸が素子の回転に伴って同じ角度だけ回転する。ファイバの形状を適当に調整し, 複屈折の大きさを調節する。このファイバクランク素子を二つ用い

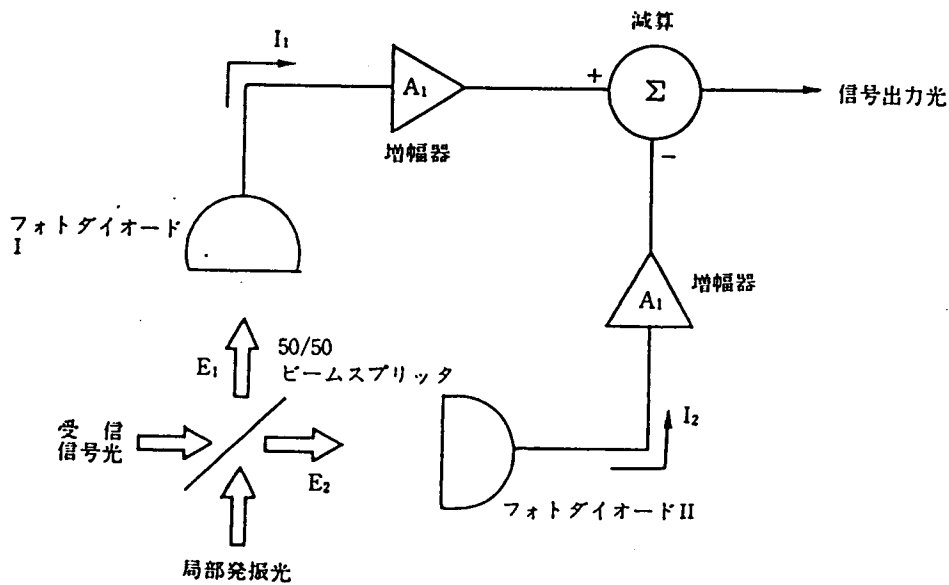
て, 伝送路として使用されている光ファイバ出力の任意の偏波状態を, 例えば  $x$  軸方向の直線偏波に変換できる。このようにして局部発振光の偏波の方向と信号光の偏波の方向を一致させようとするものである。

ただしこれらの偏波制御系を望ましいコヒーレント検波系に組みこんだ総合的システムの構築に関する検討が今後必要である。

### (3) 偏波制御装置と平衡ミキサを用いたヘテロダイン検波装置

本項では前項で述べた偏波コントローラを組み込み, 平衡ミキサ (フォトダイオード) を使用したヘテロダイン検波装置について述べる。

まず二つのフォトダイオードを用いた平衡ミキサヘテロダイン検波<sup>36)</sup>について述べる。図 14 にこの検波方法を示す。この検波方法には, 一つのフォトダイオードを使用する通常の検波方法に較べて, 大きな利点がある。すなわち局部発振器レーザの出力強度のゆらぎ

図14 二つのフォトダイオードを用いた平衡ミキサ検波<sup>36)</sup>

に基づく検出電流に存在する過剰強度雑音をキャンセルすることができ、量子ショット雑音限界での検波を可能とすること、すなわち検波感度を向上させることができることである。このことは局部発振器レーザの強度雑音が増加すると、通常検波システムでは、符号誤り率の増加をきたすが、平衡ミキサ検波ではこのようなことがないから、局部発振器レーザの寿命を等価的に延長することができることも意味する。

図14で50/50ビームスプリッタで分光されたビームはそれぞれ二つの各フォトダイオードを照射するが、この際生ずる強度雑音(ミキシングによって生ずる直流成分)は二つのフォトダイオードの各出力で同相で現われる。一方中間周波ビートシグナルは各フォトダイオードの出力で $180^\circ$ 位相がずれて現われるから、この二つの出力の差をとれば、中間周波ビートシグナルは加算され、強度雑音成分はキャンセルされるから、上述の効果を達成できる。

図15は前項で述べた偏波コントローラを使用し、上述の平衡ミキサを用いて構成したヘテロダイン検波レーザ<sup>3)</sup>である。同図から理解できるように、複数の光学回路、複数の電子帰還回路、マイクロ波回路、ベースバンド電子回路から、レーザは構成されることとなり、大変複雑な装置となる。したがってこれらの各機能の集積化はコヒーレント光ファイバ通信方式を実現するための必須技術である。

実用的なレーザ技術を進展させるためには、前述

した各技術分野について総合的な研究が必要であり、今後多大の努力が要求される。

### 3.4 光増幅器技術

光増幅器はトランスミッタなどの最終段の増幅器や、伝送路の中継器として用いられるから、コヒーレント光ファイバ通信系の構成のために重要である。この光増幅器に要求される大切な特性は、小さな信号を増幅できることと、飽和となる出力パワーが大きいこと、周波数帯域が広いことおよび雑音指数が小さいことである。

半導体レーザを用いた光増幅器は二つの種類に分類できる。すなわち(i)直線的に増幅するものと(ii)注入同期発振器を用いるものである。ファブリペロキャビティ形半導体レーザ増幅器<sup>37,38)</sup>と進行波形半導体レーザ増幅器<sup>39,40)</sup>は、(i)の分類に属する。(ii)には微弱な光注入信号によって位相や周波数をコントロールする半導体レーザ<sup>41,22)</sup>を用いるものと、光ファイバの誘導ラマン散乱<sup>42,43)</sup>と誘導ブリルアン散乱<sup>44)</sup>を活用するものがある。

ファブリペロキャビティ形増幅器は本質的に光周波数のフィルタリング機能を有するから、低反射の入力面と高反射の出力面を用いれば、その雑音指数と過剰雑音帯域幅を減少させることができる<sup>37)</sup>。過剰雑音帯域幅は小信号の増幅度で正規化された光増幅器の瞬時放出パワーで定義される。

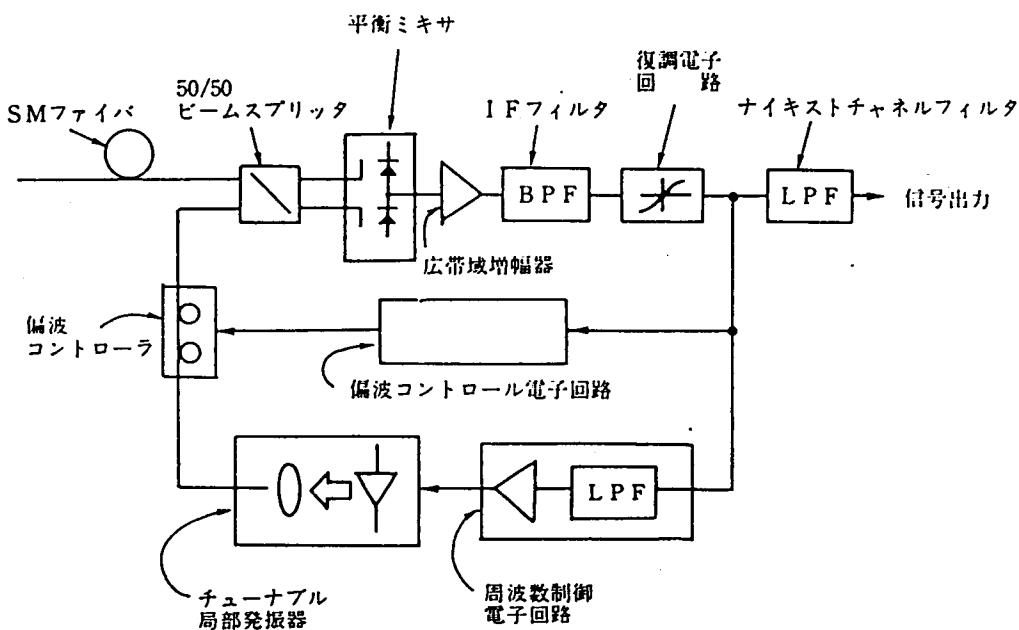


図 15 二つのフォトダイオードを用いた平衡ミキサと偏波コントローラを使用するレーザー<sup>9)</sup>

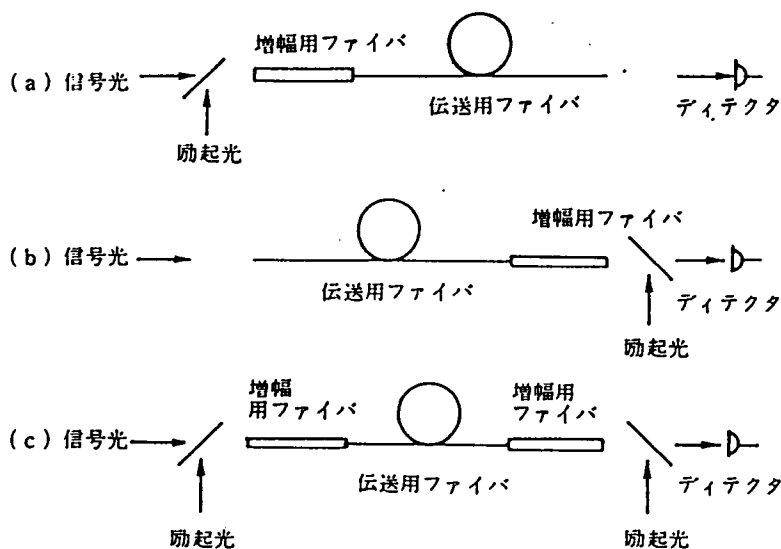


図 16 光ファイバラマン増幅の3例

進行波形増幅器は、狭い帯域幅の光フィルタを用いて瞬時放出を除去すればファブリペロキャビティ形増幅器よりその広帯域性の故に秀れていると思われる。

ファイバラマン増幅器と進行波形増幅器は1 THz以上の広帯域性を有するから、周波数分割多重信号を一括して増幅するのに利点がある。ファイバラマン増幅の検討例を図16に示す。ラマン散乱は単色光を光ファイバに入射したときに、光ファイバの光学フォノ

ンとこの単色光の相互作用により、固有な量だけ波長がずれたストークス光がその散乱光の中に混じってくる現象である。ファイバラマン増幅は図16に示すように、この現象を活用して励起光強度をストークス光が発生しない程度にとどめて、ストークス波長と同じ波長の信号光を入射して信号光を増幅するものである。

ファイバブリルアン増幅は、上記と同様に誘導ブリルアン散乱現象を増幅に活用するものである。誘導ブ

リルアン散乱は励起光と音響フォノンとの相互作用による光の散乱である。ファイバブリルアン増幅器の帯域幅は狭いからポンプ光に周波数変調を適用することによってその帯域幅を拡大することが必要<sup>45)</sup>である。その帯域幅は1.5  $\mu\text{m}$  波長帯の石英ファイバで約15 MHzである。

実用に供しうる光増幅器を実現するためにはなお多大の努力を必要とする。

### 3.5 集積化技術

コヒーレント光ファイバ通信方式に使用する諸機能については、その諸機能を含む高次の集積化が必要である。小型、信号の安定性、高信頼性および低コストを実現するためである。現在は殆んど個別部品で実験系が構成されているので集積回路、集積光学回路、集積光学電気回路の実現が必要である。

例えば集積回路については、数GHzのモノリシック増幅器<sup>46)</sup>が報告されている。これはコヒーレント検波のベースバンド増幅、中間周波数増幅に適用できるものであるが、達成している利得は6~8 dBでしかない。しかも、増幅器の飽和効果により入力信号電圧が300 mV以下に抑えられているので縦続接続使用ができない。したがってマイクロ波の集積回路技術を進展させることが重要である。このマイクロ波集積回路には、周波数や位相の自動制御のための機能を含めて集積化することが望まれる。

集積光学回路の例としては、単一の基盤上に、入力信号周波数シフタ、局部発振器の偏波制御、位相調整および光カプラを集積化したものがある<sup>47)</sup>。同じチップ上に各種のデバイスを複合化することは、結晶の方向性と製造工程を考慮しなければならないから、集積化は一段と難しくなる。

集積光学電気回路についても、レーザのスペクトル線幅の狭域化、位相変調、光のモニタ、電気的な駆動機能を同一チップ上に集積化した例<sup>48)</sup>がある。しかし単なる既存デバイスの集積化でなく、コヒーレント光ファイバ通信技術を、集積化の観点から一段と進歩させるような研究が必要と思われる。

### 3.6 光ファイバ技術

単一モード光ファイバ中を伝ばんする光のモードは、光の伝ばんを規定する光ファイバの諸要因が、完全に軸対象であれば、縮退したLP<sub>01</sub>モードのみであるが、現実の光ファイバは非軸対称性を有しており、伝

ばん定数の異なるLP<sub>01x</sub>とLP<sub>01y</sub>という二つのモードが伝ばんしうる。光ファイバには、曲げ、ねじり、屈折率などのゆらぎが存在するのが一般であり、さらに布設された光ファイバには熱的な擾乱や機械的な擾乱が加わる。このためLP<sub>01x</sub>とLP<sub>01y</sub>の二つのモード間での結合と分離の状態が変化し、光ファイバの出射端での偏波状態は時間的に複雑に変化する。

この対策としての偏波ダイバーシティ検波システムや偏波コントローラについては既述したので、本節ではまず偏波状態を一定の方向に保持する偏波保持光ファイバについて概説する。

偏波保持ファイバの特性を規定する重要なパラメータはファイバ出射端における伝ばんモードに対する不要モードの比である。この比を小さくするためには二つの固有モード間の伝ばん定数差 $\Delta\beta$ を大きくする必要がある<sup>49)</sup>。

このためのファイバには、屈折率プロファイルを非軸対象にしただ円コアファイバ<sup>50)</sup>、熱応力で非軸対象性を生じさせる熱応力偏波保持ファイバ<sup>51)</sup>などがある。

しかし偏波保持ファイバは長距離用としてはいまだ研究段階にあり、実用化の芽は見出されておらず、コヒーレント光ファイバ伝送実験には通常の単一モード光ファイバが使用されているのが実情である。

通常の単一モード光ファイバを使用する場合には、光ファイバの非線形効果がシステム動作に悪影響をおよぼすから注意が必要である。この非線形効果<sup>52)</sup>には次のようなものがある。誘導ラマン散乱<sup>53)</sup>、誘導ブリルアン散乱<sup>54)</sup>、非線形屈折率の効果<sup>55)</sup>、パラメトリック増幅<sup>56)</sup>、自己位相変調<sup>57)</sup>、3光子混合<sup>58)</sup>である。これらの効果のうち最も影響が大きいのは誘導ブリルアン散乱であると思われるが、これらの非線形効果により、光ファイバへの入力パワーの制限と使用周波数帯域への制限が生ずる。

フッ化物ファイバ<sup>59)</sup>による偏波保持ファイバが実現できればその低損失性と検波回路の簡単化がもたらされ、大きなシステム効果を実現できる。

## 4. ま と め

以上、光ファイバ通信の先端技術のひとつであるコヒーレント光ファイバ通信について、現在の技術を極力総合的に概観した。その技術的諸問題については各

節で述べているが、これを要約すれば次の通りである。  
 (i) 送出用および局部発振用光源として、スペクトル純度の良い、極めて高い周波数安定度を有する半導体レーザの実現、(ii) 温度変調効果と強度変調効果が抑圧され、高速な周波数変調ができる半導体レーザの実現、(iii) 広帯域で高能率の FSK, PSK 変復調技術の開発、(iv) 超低損失な偏波保持ファイバの開発、あるいは信号光と局部発振光の偏波状態を整合させる偏波自動制御装置の開発、(v) 光信号送出レベルを所期の値に設定するためと、光ファイバの光損を補償するための広帯域光増幅器の実現、(vi) 低損失な光フィルタや光アイソレータなどの光受動素子やデバイスの実現、(vii) 広帯域な周波数変調帰還回路や位相同期ループを実現できる負帰還制御機能をもつ、光学電気集積回路の実現、(viii) 各種の基本的な測定技術の開発である。

既存の強度変調・直接検出方式に対して優位性を獲得すべく、日夜世界各国の通信技術関連の主要な研究所で研究が実施されているが、コヒーレント光ファイバ通信は一口で言えば光波を制御して通信に活用しようとするものであり、本格的な実用化までには部分的な伝送実験は別として、なお10年~15年の年月を必要とするものと思われる。

筆者が本学に勤務して以来、約一年が経過したが、本学の卒論のための研修生の研修テーマの設定を第一のねらいとして、本稿で述べたコヒーレント光ファイバ通信の展望を実施した。本展望をふまえて、研修生の育成を効果あらしめたいと考えている。当面このための実験系の整備を図っていく所存である。

光ファイバ通信に興味のある読者にはその先端技術を手みじかに展望してもらえらると思う。

### 参 考 文 献

- 1) 大越孝敬・菊地和朗：ヘテロダイン型ならびにコヒーレント型光ファイバ通信，電子通信学会誌，Vol. 65, No. 10 (1982), p. 1099-1105.
- 2) T. Okoshi: Heterodyne and coherent optical fiber communications: Recent progress, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-30, No. 8 (1982), p. 1138-1149.
- 3) T. Okoshi: Recent advances in coherent optical fiber communication systems, J. Lightwave Tech., Vol. LT-5, No. 1 (1987), p. 44-52.
- 4) Y. Yamamoto: Receiver performance evaluation of various digital optical modulation-demodulation systems in the 0.5-10  $\mu\text{m}$  wavelength region, IEEE J. Quantum Electron., Vol. QE-16, No. 11 (1980), p. 1251-1259.
- 5) T. Okoshi, K. Emura, K. Kikuchi and R. Th. Kersten: Computation of bit-error rate of various heterodyne and coherent-type optical communication schemes, J. Opt. Commun., Vol. 2, No. 3 (1981), p. 89-96.
- 6) L. Kazovsky: Optical heterodyning versus optical homodyning: A comparison, J. Opt. Commun., Vol. 6, No. 1 (1985), p. 18-24.
- 7) 高橋志郎・金森照寿：フッ化物光ファイバ研究状況，電子情報通信学会技報，OQE 88-75, (1988).
- 8) T. Kimura: Coherent optical fiber transmission, J. Lightwave Tech., Vol. LT-5, No. 4 (1987), p. 414-428.
- 9) R.E. Wagner, N.K. Cheung and P. Kaiser: Coherent lightwave systems for interoffice and loop-feeder applications, J. Lightwave Tech., Vol. LT-5, No. 4 (1987), p. 429-438.
- 10) Y. Yamamoto and T. Kimura: Coherent optical fiber transmission systems, IEEE J. Quantum Electron., Vol. QE-17, No. 6 (1981), p. 919-935.
- 11) K. Kikuchi, T. Okoshi, M. Nagamatsu and N. Henmi: Degradation of bit-error rate in coherent optical communication due to spectral spread of the transmitter and the local oscillator, J. Lightwave Tech., Vol. LT-2, No. 6 (1984), p. 1024-1033.
- 12) T. Okoshi and K. Kikuchi: Frequency stabilization of semiconductor lasers for heterodyne-type optical communication systems, Electron. Lett., Vol. 16, No. 5 (1980), p. 179-181.
- 13) T. Yanagawa, S. Saito and Y. Yamamoto: Frequency stabilization of 1.5  $\mu\text{m}$  InGaAsP distributed feedback laser to  $\text{NH}_3$  absorption lines, Appl. Phys. Lett., Vol. 45, No. 8 (1984), p. 826-828.
- 14) Y. Yamamoto: AM and FM quantum noise in semiconductor lasers-Part I and II, IEEE J. Quantum Electron., Vol. QE-19, No. 1 (1983), p. 34-58.
- 15) S. Saito, O. Nilson and Y. Yamamoto: Oscillation center frequency tuning, quantum FM noise and direct frequency modulation characteristics in external grating loaded semiconductor lasers, IEEE J. Quantum Electron., Vol. QE-18, No. 6 (1982), p. 961-970.
- 16) Y. Yamamoto, O. Nilson and S. Saito: Theory of a negative frequency feedback semicon-

- ductor laser, IEEE J. Quantum Electron., Vol. QE-21, No. 12 (1985), p. 1919-1928.
- 17) S.R. Forrest: Monolithic optoelectronic integration: A new component technology for lightwave communications, J. Lightwave Tech., Vol. LT-3, No. 6 (1985), p. 1248-1263.
  - 18) R.A. Linke: Transient chirping in single-frequency lasers: Lightwave systems consequences, Electron. Lett., Vol. 20, No. 11 (1984), p. 472-474.
  - 19) S. Kobayashi, Y. Yamamoto, M. Ito and T. Kimura: Direct frequency modulation in AlGaAs semiconductor lasers, IEEE J. Quantum Electron., Vol. QE-18, No. 4 (1982), p. 582-595.
  - 20) S. Saito, Y. Yamamoto and T. Kimura: S/N and error rate evaluation for an optical FSK-heterodyne detection system using semiconductor lasers, IEEE J. Quantum Electron., Vol. QE-19, No. 2 (1983), p. 180-193.
  - 21) S. Kobayashi and T. Kimura: Optical phase modulation in an injecton locked AlGaAs semiconductor laser, IEEE J. Quantum Electron., Vol. QE-18, No. 18 (1982), p. 1662-1669.
  - 22) S. Saito, O. Nilson and Y. Yamamoto: Coherent FSK transmitter using a negative feedback stabilized semiconductor laser, Electron. Lett., Vol. 20, No. 17 (1984), p. 703-704.
  - 23) G. Wenke and S. Saito: Stabilized PSK transmitter with negative electrical feedback to a semiconductor laser, Electron. Lett., Vol. 21, No. 15 (1985), p. 653-655.
  - 24) S. Yamazaki, K. Emura, M. Shikada, M. Yamaguchi, I. Mito and K. Minemura: Long-span optical FSK heterodyne single-filter detection transmission experiment using a phase-tunable DFB laser diode, Electron. Lett., Vol. 22, No. 1 (1986), p. 5-7.
  - 25) T. Okoshi: Polarization-state control schemes for heterodyne or homodyne optical fiber communications, J. Lightwave Tech., Vol. LT-3, No. 6 (1985), p. 1232-1237.
  - 26) T. Okoshi, S. Ryu and K. Kikuchi: Polarization-diversity receiver for heterodyne/coherent optical fiber communications, IOOC '83, Paper 30C3-2 (1983), p. 386-387.
  - 27) T. Okoshi: Review of polarization-maintaining singlemode fiber, IOOC '83, paper 28A4-1 (1983), p. 58-59.
  - 28) B. Glance: Polarization independent coherent optical receiver, J. Lightwave Tech., Vol. LT-5, No. 2 (1987), p. 274-276.
  - 29) H. Tsusima, Y. Takasaki and M. Maeda: Polarization problems in coherent optical communications systems, Globecom '87, Vol. 2, paper 25-8 (1987), p. 990-993.
  - 30) R. Ulrich: Polarization stabilization on single-mode fiber, Appl. Phys. Lett., Vol. 35, No. 11 (1979), p. 840-843.
  - 31) Y. Kidoh, Y. Suematsu and K. Furuya: Polarization control on output of single-mode optical fibers, IEEE J. Quantum Electron., Vol. 17, No. 6 (1981), p. 991-994.
  - 32) H.C. Lefevre: Single-mode fiber fractional wave devices and polarization controllers, Electron. Lett., Vol. 16, No. 20 (1980), p. 778-780.
  - 33) T. Imai, K. Nosu and H. Yamaguchi: Optical polarization control utilizing an optical heterodyne detection scheme, Electron. Lett., Vol. 21, No. 2 (1985), p. 52-53.
  - 34) T. Okoshi, Y.H. Cheng and K. Kikuchi: New polarization-control scheme for optical heterodyne receiver using two Faraday rotators, Electron. Lett., Vol. 21, No. 18 (1985), p. 787-788.
  - 35) T. Okoshi, N. Fukaya and K. Kikuchi: New polarization-state control device: rotatable fiber cranks, Electron. Lett., Vol. 21, No. 20 (1985), p. 895-896.
  - 36) S.B. Alexander: Design of wide-band optical heterodyne balanced mixer receivers, J. Lightwave Tech., Vol. LT-5, No. 4 (1987), p. 523-537.
  - 37) T. Mukai, Y. Yamamoto and T. Kimura: S/N and error rate performance in AlGaAs semiconductor laser preamplifier and linear repeater systems, IEEE J. Quantum Electron., Vol. QE-18, No. 10 (1982), p. 1560-1568.
  - 38) T. Mukai, T. Saitoh, O. Mikami and T. Kimura: Fabry Perot cavity type 1.5  $\mu\text{m}$  InGaAsP BH-laser amplifier with small optical mode confinement, Electron. Lett., Vol. 19, No. 15 (1983), p. 582-583.
  - 39) J.C. Simon: Polarization characteristics of a traveling-wave-type semiconductor laser amplifier, Electron. Lett., Vol. 18, No. 11 (1982), p. 438-439.
  - 40) G. Eisenstein, R.M. Jopson, R.A. Rinke, C.A. Burrus, U. Koren, M.S. Whalen and K.L. Hall: Gain measurements of InGaAsP 1.5  $\mu\text{m}$  optical amplifier, Electron. Lett., Vol. 21, No. 34 (1985), p. 1076-1077.
  - 41) S. Kobayashi and T. Kimura: Injection locking in AlGaAs semiconductor laser, IEEE J. Quantum Electron., Vol. QE-17, No. 5 (1981), p. 681-



- 689.
- 42) R.H. Stolen and E.P. Ippen: Raman gain in glass optical waveguides, *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 22, No. 6 (1973), p. 276-288.
  - 43) J. Hegarty, N.A. Olsson and L. Golder: CW pumped Raman preamplifier in a 45-km long fiber transmission system operating at 1.5  $\mu\text{m}$  and 1G bit/s, *Electron. Lett.*, Vol. 21, No. 7 (1985), p. 290-292.
  - 44) D. Cotter: Stimulated Brillouin scattering in monomode optical fiber: *J. Optical Commun.*, Vol. 4, No. 1 (1983), p. 10-19.
  - 45) N.A. Olsson and J.P. van der Ziel: Fiber Brillouin amplifier with electronically controlled bandwidth, 9th O.F.C., Atlanta, GA, paper PD6 (1986).
  - 46) E.W. Strid and K.R. Gleason: A dc-12 GHz monolithic GaAsFET distributed amplifier: *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-30, No. 7 (1982), p. 969-975.
  - 47) R.C. Booth: Integrated optic devices for coherent transmission, *ECOC '85*, Vol. II (1985), p. 89-96.
  - 48) S. Murata, I. Mito, M. Shikada and K. Kobayashi: Narrow spectral linewidth DFB laser with a monolithically integrated optical waveguide, *ECOC '85*, Vol. I (1985), p. 229-302.
  - 49) I.P. Kaminow: Polarization in optical fibers, *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. QE-17, No. 1 (1981), p. 15-22.
  - 50) V. Ramaswamy, R.H. Stolen, M.D. Divino and W. Pleibel: Birefringence in elliptically clad borosilicate single-mode fibers, *Appl. Opt.*, Vol. 18, No. 24 (1979), p. 4080-4084.
  - 51) Y. Sasaki, T. Hosaka and J. Noda: Low crosstalk polarization-maintaining optical fiber with an 11-km length, *Electron. Lett.*, Vol. 20, No. 19 (1984), p. 784-785.
  - 52) 中沢正隆: 光ファイバ中の非線形光学, *応用物理*, 第56巻, 第10号 (1987), p. 1265-1288.
  - 53) R.G. Smith: Optical power handling capacity of low loss optical fibers as determined by stimulated Raman and Brillouin scattering, *Appl. Opt.*, Vol. 11 (1972), p. 2489.
  - 54) D. Cotter: Stimulated Brillouin scattering in monomode optical fiber, *J. Opt. Commun.*, Vol. 4, No. 1 (1983), p. 10-19.
  - 55) A.R. Chraplyvy, D. Marcuse and P.S. Henry: Carrier-induced phase noise in angle-modulated optical-fiber systems, *J. Lightwave Tech.*, Vol. LT-2 (1984), p. 6.
  - 56) R.H. Stolen and J.E. Bjorkholm: Parametric amplification and frequency conversion in optical fibers, *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. QE-18 (1982), p. 1062.
  - 57) A.R. Chraplyvy, R.W. Tkach, L.L. Buhl and R.C. Alferness: Phase modulation to amplitude modulation conversion of CW laser light in optical fibers, *Electron. Lett.*, Vol. 22 (1986), p. 409.
  - 58) N. Shibata, R.P. Braun and R.G. Waarts: Crosstalk due to three-wave mixing process in a coherent single-mode transmission line, *Electron. Lett.*, Vol. 22 (1986), p. 675.
  - 59) 大石泰文: フッ化物ガラス単モード光ファイバの特性, *電子情報通信学会研究会資料*, OQE 88-77 (1988), p. 17-24.