

T R - O - 0 0 0 3

24

偏光変調／直接検波方式に  
関する実験的検討

塚本勝俊

1988.6.24

A T R 光電波通信研究所

## 概要 (Abstract)

本報告書は、筆者が昭和62年4月から昭和63年3月の間、ATR光電波通信研究所無線通信第一研究室において、研修研究員として行なった偏光変調/直接検波方式に関する実験的検討について、その研究成果をまとめたものである。本報告書は、以下の5章より構成されている。

第1章では、まえがきとして、本研究の背景について概括し、本研究の目的、意義を明らかにしている。また、本報告書では、偏光変調方式に関する研究の中で、今回行なった直接検波方式に関する実験的検討について報告しているが、その全体計画における位置付けを明らかにしている。

第2章では、偏光変調方式における変調操作、および偏光変調信号の受信方式である直接検波方式、ヘテロダイン検波方式について述べ、直接検波方式に対しては、検波系モデルを示し、ショット雑音、回路系熱雑音を考慮した受信誤り率特性の理論解析を行っている。次に、偏光変調方式がヘテロダイン検波による位相雑音の影響を受けるとなく情報復調が可能であることを示し、さらには検波系モデルを示した上で位相雑音、ショット雑音、背景光雑音を考慮した受信誤り率特性の理論解析を行っている。他方式との比較検討結果を示す。

第3章では、偏光変調/直接検波方式に関する実験システムを構成し、基礎通信実験を行うことにより得られた結果を示す。また、実験システムの全体構成を示し、次に送信部に光源及び電気光変換器を接続し、受信部に検波回路を接続して、偏光変調信号の強度波形、周波数スペクトラム、誤り率特性を示し、偏光変調方式の評価を行う。

第4章では、研究計画の第2段階である偏光変調/コヒーレント検波方式に関する実験的検討を行なうにあたり、最終的な研究目的に向けて今後の実験方法に関して述べると共に、これまでに行なった考察から明らかになった今後理論的に検討すべき問題点を示す。

最後に、第5章では、結論として本研究で得られた結果について総括している。

## 発行時 配付先 (Initial Distribution Specifications)

葉原会長  
古濱社長  
安川室長  
相川室長  
藤本室長  
高橋企画課長  
無線通信第1研究室員

## 備考 (Notes)

# 目次

## 第1章 まえがき

## 第2章 偏光変調方式

### 2.1 偏光変調操作

### 2.2 偏光変調／直接検波方式

#### 2.2.1 偏光変調／直接検波方式

#### 2.2.2 受信誤り率特性の理論解析

### 2.3 偏光変調／ヘテロダイン検波方式

#### 2.3.1 偏光変調／ヘテロダイン検波方式 (位相雑音不感応性の原理)

#### 2.3.2 受信誤り率特性の理論解析

## 第3章 偏光変調／直接検波方式の受信誤り率特性に関する実験

### 3.1 実験システムの構成

#### 3.1.1 全体構成

#### 3.1.2 送信部

#### 3.1.3 受信部

### 3.2 変調強度波形測定及び誤り率測定結果

#### 3.2.1 変調強度波形測定

#### 3.2.2 符号誤り率特性の測定

## 第4章 今後の課題

### 4.1 今後の実験計画

### 4.2 電気光学効果変調器の特性が受信特性におよぼす影響に関する考察

#### 4.2.1 変調度劣化

#### 4.2.2 偏光変調信号のシンボル間位相不連続性

## 第5章 むすび

## 謝辞

## 参考文献

付録1 偏光変調信号に対するヘテロダイン検波出力の厳密な表現  
及び従来モデルとの差異

資料1 半導体レーザ注入電流対出力電力特性と遠方ビーム放射パターン

資料2 半導体レーザ投光器出射光電力特性

## 第1章 まえがき

光衛星間通信は、衛星ならびに地球局の有効利用、柔軟なネットワークの構築といった利点がある反面、宇宙空間における超遠距離無中継伝送、強い背景光の存在、光ビームの指向／捕捉／追尾など光ファイバ通信系では経験しない環境、問題点の存在が特徴となっている。このような宇宙空間環境における通信システムは、限られた光源エネルギーの有効利用が問題となるエネルギー制限システムであり、より高感度な通信方式が求められる。

近年、強度変調／直接検波方式が第1世代の光通信方式として活発に研究開発がなされているが、さらに受信感度の改善が期待できるコヒーレント光通信方式が第2世代の通信方式として採用されるものと考えられる。コヒーレント光通信方式は、光搬送波の振幅、周波数、位相を情報データによって変調する方式であり、用いる光源には高いコヒーレンスが要求されるが、強力な局部発振光を用いることによりショット雑音制限状態にさらに迫ることができ、さらに背景光の影響を受けにくい方式であり、より高密度な周波数多重方式の実現が可能である等、直接検波方式にはない特長を有している。

このような背景からコヒーレント光通信方式は、ファイバ系においては研究開発の主流である。光衛星間通信系においても盛んに基礎検討が行なわれているが、技術的問題点として、次の点が挙げられる。

- 1) 光源をレーザダイオード（以下、LD）とした場合、  
光搬送波振幅、周波数、位相のランダムな変動
- 2) 受信信号光と局部発振光の界整合、偏光面整合
- 3) 高速、高効率変調器の実現
- 4) 高感度、広帯域受信機の実現

これらの問題点の中で、特に通信システムの性能を支配するのは光搬送波が持つランダムな位相変動（位相雑音）である。

単一モード発振DFB-LDの開発や外部共振器の付加などレーザ光のスペクトル線幅狭窄化に関する研究によって、数MHzから数10KHzの単一モード発振の報告がなされているが、地上マイクロ波回線等の無線通信における搬送波のスペクトル純度に比べると、まだまだスペクトル線幅は設計対象とされている

情報伝送速度に対し無視できるレベルには達しておらず、高出力時の安定性、信頼性、寿命も実用レベルには至っていない。

一方、通信方式的な手法によって、位相雑音に対処する研究も数多くなされている。光ファイバ系では、ヘテロダイン検波方式の実現を目指し、FSK非同期検波方式、CPFSK遅延検波方式、DPSK方式の研究開発が現在の主流である。これらの方式は、いずれも受信側で位相再生を必要としない非同期検波方式であるが、位相雑音の影響を完全に克服する方式ではないため、理論上の性能限界を達成するには、依然としてスペクトル線幅、伝送速度の対して厳しい条件が課せられる。しかし、変復調の容易さから、これらの方式が当面の開発目標になっている。

より一層の受信感度の改善は、光ホモダイン検波方式によって得ることができ、受信光位相と局発振光位相の高精度整合が必要であり、ヘテロダイン検波方式に比べてスペクトル線幅に対する要求も1MHz以下と格段に厳しくなる。最近、位相追尾を必要としないホモダイン検波方式であるクォドラチャ検波方式(In Phase and Quadrature Detection System)が活発に研究されているが、この方式もヘテロダインDPSK方式と同程度のスペクトル線幅が要求される。

ところで、光通信系における一変調方式である偏光変調方式は、ヘテロダイン検波を行なうことによって、原理的に送信光源、局発光源の位相雑音の影響を受けずに情報を復調できることが理論的に示されている。<sup>[1]</sup>この位相雑音不感応性に関しては、受信特性に対する位相雑音の影響のみに注目すれば、スペクトル線幅に対して制約が課せられないことが特長であり、現在、強度変調方式に提供されているLDを用いても、この方式によればヘテロダインDPSK方式と同等の性能が得られる可能性が示唆されていることが注目に値する。また、偏光変調方式は信号を円偏光状態で伝送することができるため、送受信機間の偏光面整合が不必要である。従って、受信信号光と局発光間の偏光面整合は受信機における光学系の設定にのみ依存し、衛星間通信のような無線系光通信には適した方式である。

このように他方式にはない特徴を有している偏光変調／ヘテロダイン検波方式に対して、受信誤り率特性の詳細な理論解析が進められているが<sup>[2]</sup>、実際の通信システムでの技術的問題点を基礎実験を行なうことによって明らかにすることが

必要であると考えられる。特に、位相雑音の影響が完全に除去できることを実験的に確認することは極めて興味深いテーマである。

そこで本研究では、偏光変調／ヘテロダイン検波方式の実験システムを構成し、基礎的な通信実験を行なうことによって、理論的な基礎検討において提言された位相雑音に対する不感応性を確認すると共に、実際の通信システムを構成する上での技術的問題点を明らかにすることを最終の目的としている。

研究計画は、次のように2つの実験計画に大別される。

1) 偏光変調／直接検波方式に関する実験的検討

2) 偏光変調／コヒーレント検波方式に関する実験的検討

実験1)では、偏光変調／直接検波方式の基礎通信実験を行なうことによって、偏光変調信号の基本特性を確認することを目的としている。偏光変調方式は1960年代、レーザが発明された直後、大気伝搬光通信の1方式として考案された。<sup>[3]</sup>電気光学効果変調器がレーザ光の外部変調操作に用いられるが、現在ではHe-Neレーザ、Arレーザの外部強度変調器として、一般に通信以外の用途に用いられている。実験では、既存の電気光学効果変調器、強度変調用800nm帯LDを用いて、数100MHz～数GHzのスペクトル線幅を持つレーザ光の偏光変調操作を確認すると共に、直接検波通信実験を行い、符号誤り率の測定、変調強度波形の観測を通じて、変調器の不完全性（不完全な変調度）等を考慮しながら偏光変調信号の特性を定量的に評価している。

実験2)では、偏光変調信号をコヒーレント検波（ヘテロダイン検波、自己ホモダイン検波）することによって得られる中間周波数帯（以下、IF帯）信号、ベースバンド信号の観測・評価、さらに偏光変調／ヘテロダイン検波方式の基礎通信実験を行ない、本方式の位相雑音に対する不感応性を確認することを目的としている。

本報告書は、筆者が昭和62年4月から昭和63年3月の間、ATR光電波通信研究所無線通信第一研究室において、研修研究員として行なった偏光変調／直接検波方式に関する実験的検討について、その研究成果をまとめたものである。すなわち、本報告書では、全体の研究計画における実験1)に関する研究成果の報告を行なうものである。本報告書は次の各章から構成されている。

第2章では、偏光変調方式における変調操作、および偏光変調信号の受信方式

である直接検波方式、ヘテロダイン検波方式について述べる。直接検波方式に対しては、検波系モデルを示し、ショット雑音、回路系熱雑音を考慮した受信誤り率特性の理論解析を行っている。次に、偏光変調方式がヘテロダイン検波によって位相雑音の影響を原理的に受けることなく情報の復調が可能であることを示し、さらに検波系モデルを示した上で位相雑音、ショット雑音、背景光雑音を考慮した受信誤り率特性の理論解析を行い、他方式との比較検討結果を示す。

第3章では、偏光変調／直接検波方式に関して実験システムを構成し、基礎通信実験を行なうことによって得られた結果を示す。まず実験系の全体構成について述べ、次に送信部に関しては光源及び電気光学効果変調器について、また受信部に関して受信光学系、受信電気回路系について使用した機器、仕様諸元など詳述する。最後に、偏光変調信号の強度波形、周波数スペクトラム、誤り率特性に関する測定結果を示し偏光変調信号の評価を行なう。

第4章では、研究計画の第2段階である偏光変調／コヒーレント検波方式に関する実験的検討を行なうにあたり、最終的な研究目的に向けての今後の実験方法に関して述べると共に、これまでに行なった考察から明らかになった今後理論的に検討すべき問題点を示す。

最後に、第5章では、結論として本研究で得られた結果について総括している。

## 第2章 偏光変調方式

### 2.1 偏光変調操作

偏光変調方式とは、情報信号に応じて搬送光の偏光状態を変化させる方式である。変調操作には外部変調器が用いられ、電気光学効果変調器（以下、EO変調器）がその代表例である。図2.1にEO変調器の構成を示す。電気光学結晶のz方向に情報に応じた変調電圧 $V_z$ が印加されると結晶中のx方向、y方向の屈折率が変化するため、透過する光波はそのx偏光成分、y偏光成分ともに位相変調される。

従って、変調器の入射光を結晶中のx偏光、y偏光が同振幅となるようにx、y軸いづれからも $45^\circ$ 傾いたx'直線偏光とし、2値データ“0”、“1”に応じてx-y偏光間の位相差がそれぞれ0、 $\pi$ となるように電圧を印加すれば変調器出射光はx'直線偏光、y'直線偏光となり、直線偏光状態のデジタル偏光変調信号が得られる。また、x-y偏光間の位相差がそれぞれ $\pm\frac{\pi}{2}$ となるように電圧を印加すれば、出射光は左、右円偏光状態のデジタル偏光変調信号が得られる。

後述するが、送受信機間の偏光整合を考慮した場合、伝送する信号は円偏光状態が望ましい。そこで以下、円偏光状態の偏光変調信号を対象とする。

変調器への入射光電界は、x偏光、y偏光に分解して次式によって表す。

$$\begin{bmatrix} f_x(t) \\ f_y(t) \end{bmatrix} = \frac{A}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t - \phi_s(t)) \\ \cos(\omega_c t - \phi_s(t)) \end{bmatrix} \quad (1)$$

但し、Aは振幅、 $\phi_s(t)$ は光源の位相雑音である。

このとき、偏光変調信号は次式で与えられる。<sup>†</sup>

---

<sup>†</sup> (2)式の表現はEO変調器出力に対して理想化された表現である。厳密な表現については第4章で述べる。

$$\begin{bmatrix} f_x(t) \\ f_y(t) \end{bmatrix} = \frac{A}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t - \phi_s(t)) \\ \cos(\omega_c t - \phi_s(t) + d_r \cdot \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (2)$$

但し、 $d_r$ は情報データ“1”、“0”に対応して+1、-1をとるものとする。  
即ち、

$$d_r = \begin{cases} +1 & ; \quad \text{“1”} \\ -1 & ; \quad \text{“0”} \end{cases} \quad (3)$$

(2)式の偏光変調信号を図2.2に示す。偏光変調信号は、理想状態では(2)式に示すように円偏光であるが、変調器の特性、例えば変調印加電圧の不足によって楕円偏光状態になる場合がある。ここでは変調度 $m$ を導入し、偏光変調信号を一般的に表現すると、

$$\begin{bmatrix} f_x(t) \\ f_y(t) \end{bmatrix} = \frac{A}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t - \phi_s(t)) \\ \cos(\omega_c t - \phi_s(t) + m d_r \cdot \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$m \quad ; \quad 0 \leq m \leq 1$$

$$d_r \quad ; \quad \pm 1$$

となる。図2.3には $m$ の値による偏光状態を示す。

## 2.2 偏光変調／直接検波方式

### 2.2.1 偏光変調／直接検波方式

図2.4に偏光変調／直接検波方式の構成を示す。<sup>[3]</sup>

信号光は受信アンテナで集光後、光学フィルタによって不要帯域の背景光を除去した後、 $\frac{1}{4}$ 板によって直線偏光化される。(4)式によって与えられる受信信号光に対して、 $\frac{1}{4}$ 板出射光は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} f_x(t) \\ f_y(t) \end{bmatrix} = \frac{A}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t - \phi_s(t)) \\ \cos(\omega_c t - \phi_s(t) + md_T \cdot \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$m ; 0 \leq m \leq 1$$

$$d_T ; \pm 1$$

(5) 式では半板による効果を x 偏光成分を基準として y 偏光成分の位相進みで表現した。<sup>†</sup>

x, y 成分を 45 度回転した座標系 (x', y') に変換すると

$$\begin{bmatrix} f_{x'}(t) \\ f_{y'}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{4} & \sin \frac{\pi}{4} \\ -\sin \frac{\pi}{4} & \cos \frac{\pi}{4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_x(t) \\ f_y(t) \end{bmatrix}$$

$$= \frac{A}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \sqrt{1 - \sin(md_T \frac{\pi}{2})} \cdot \cos(\omega_c t - \phi_s(t) + (md_T + 1) \frac{\pi}{2}) \\ -\sqrt{1 + \sin(md_T \frac{\pi}{2})} \cdot \sin(\omega_c t - \phi_s(t) + (md_T + 1) \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (6)$$

(6) 式より、半板出射光は、データ“1” (d<sub>T</sub> = 1) に対して、

$$x' \text{ 偏光成分振幅: } |A_{x'}| = \sqrt{\frac{1 - \sin(m \frac{\pi}{2})}{2}} A \quad (7)$$

$$y' \text{ 偏光成分振幅: } |A_{y'}| = \sqrt{\frac{1 + \sin(m \frac{\pi}{2})}{2}} A$$

$$|A_{x'}| < |A_{y'}|$$

---

<sup>†</sup> 半板による  $\frac{\pi}{2}$  位相シフトは半板の光学軸設定によって決まる 2 偏光間に導入されるが、一般に円偏光入射光は任意の光学軸設定に対して直線偏光化される。

(5) 式は、議論を簡単にするため y 偏光の  $\frac{\pi}{2}$  位相進みとした。送信偏光面と受信半板光学軸の関係については第 4 章で述べる。

データ“0” ( $d_T = -1$ ) に対して、

$$x' \text{ 偏光成分振幅: } |A_{x'}| = \sqrt{\frac{1+\sin(m\frac{\pi}{2})}{2}} A \quad (8)$$

$$y' \text{ 偏光成分振幅: } |A_{y'}| = \sqrt{\frac{1-\sin(m\frac{\pi}{2})}{2}} A$$

$$|A_{x'}| > |A_{y'}|$$

となる。従って、 $x'$  偏光、 $y'$  偏光を光学的に分離し、それぞれに対する直接検波出力間の比較を行なえば、情報データの復調が可能である。

例えば、 $m = 1$  の時 (100% 変調時)  $x'$  ,  $y'$  偏光振幅は、

$$\begin{matrix} |A_{x'}| \\ |A_{y'}| \end{matrix} = \begin{cases} 0 \\ A \end{cases} \quad ; \text{ “1” , } d_T = 1 \quad (9)$$

$$\begin{matrix} |A_{x'}| \\ |A_{y'}| \end{matrix} = \begin{cases} A \\ 0 \end{cases} \quad ; \text{ “0” , } d_T = -1$$

となり、全信号エネルギーがいずれかの偏光に集中する、いわゆる直線状態の偏光変調信号である。

### 2. 2. 2 受信誤り率特性の理論解析

図 2. 5 に検波系のモデルを示す。

各検波系では、信号光と背景光が入射し光電変換後、回路系の熱雑音に加わり低域フィルタ (LPF) の入力となる。本解析では、光電変換素子を Pin フォトダイオード (PD) とし、LPF のインパルス応答を  $h(t)$ 、周波数伝達関数を  $H(f)$  とする。この時、LPF 出力  $i_x(t)$ 、 $i_y(t)$  は次式となる。

$$i_x(t) = i_{sh}(t) + i_b(t) + i_{th}(t) \quad ; * = x, y \quad (10)$$

但し、 $i_{sh.}(t)$  は\* (\*は、xあるいはy) 偏光に対する信号ショット雑音、  
 $i_{B.}(t)$  は\* 偏光背景光ショット雑音であり、

$$i_{sh.}(t) = e^{-\sum_{j=1}^{k_s.}(t) h(t-t_j)} \quad ; * = x, y \quad (11)$$

$$i_{B.}(t) = e^{-\sum_{j=1}^{k_B.}(t) h(t-t_j)} \quad ; * = x, y \quad (12)$$

で与えられる。また、 $k_{s.}(t)$ 、 $k_{B.}(t)$  はそれぞれポアソン変数であり、  
 その平均値は次式で与えられる。

$$E[k_{s.}(t)] = \alpha \int_{-\infty}^t I_{s.}(\tau) d\tau \quad (13)$$

$I_{s.}(t)$ ; \* 偏光信号光強度

$$E[k_{B.}(t)] = \alpha \int_{-\infty}^t I_{B.}(\tau) d\tau \quad (14)$$

$I_{B.}(t)$ ; \* 偏光背景光平均強度

$$\alpha = \frac{\eta}{h \nu}$$

$h$ ; プランク定数、 $\nu$ ; 光周波数、 $\eta$ ; PDの量子効率

さらに、回路系白色ガウス雑音の電力密度スペクトラムが次式のように、

$$\frac{n_B}{2} = \frac{2k_B \theta}{R_L} \quad (15)$$

$R_L$ ; 雑音抵抗、 $k_B$ ; ボルツマン定数、 $\theta$ ; 等価雑音温度  
 で、与えられると、LPF出力  $i_{th}(t)$  は平均0、分散が

$$\sigma_{th}^2 = \frac{n_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (16)$$

のガウス雑音である。

本解析では、検波出力  $i.(t)$  の統計モデルとしてガウスモデルを導入する。一般に、増倍機構を持たない PD を光電変換素子とする検波系では、回路系熱雑音が支配的であり、この仮定の妥当性を保証する。<sup>[3]</sup> この時、 $i.(t)$  の平均、分散は次式で与えられる。

$$E[i.(t)] = e\alpha \int_{-\infty}^{\infty} h(t-u) I_s(u) du + e\alpha I_B \int_{-\infty}^{\infty} h(u) du \quad (17)$$

; \* = x, y

$$\text{Var}[i.(t)] = e^2 \alpha \int_{-\infty}^{\infty} h^2(t-u) I_s(u) du + e^2 \alpha I_B \int_{-\infty}^{\infty} h^2(u) du + \sigma_{th}^2 \quad (18)$$

; \* = x, y

あるいは、

$$\text{Var}[i.(t)] = e^2 \alpha \int_{-\infty}^{\infty} h^2(t-u) I_s(u) du + \left\{ e^2 \alpha I_B + \frac{n_0}{2} \right\} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (19)$$

; \* = x, y (導出略)

また、 $i.(t)$  の 1 次確率密度関数 (pdf) は

$$p(i.(t)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \text{Var}[i.(t)]}} \exp \left[ - \frac{(i.(t) - E[i.(t)])^2}{2 \text{Var}[i.(t)]} \right] \quad (20)$$

; \* = x, y

となる。

さて、ここで受信信号光強度波形  $I_s.(t)$  については、次のように矩形パルス列を仮定する。

$$I_{s.}(t) = \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} a_{. \ell} g(t-\ell T) \quad ; * = X, Y \quad (21)$$

但し、

$$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{T} & ; 0 < t < T \\ 0 & ; \text{elsewhere} \end{cases} \quad : \text{矩形強度パルス} \quad (22)$$

$$a_{. \ell} \in (\varepsilon_0, \varepsilon_1) \quad : \text{2値パルスエネルギー} \quad (23)$$

$$a_{\times \ell} = \begin{cases} \varepsilon_0 & ; \text{"1"} \\ \varepsilon_1 & ; \text{"0"} \end{cases}$$

$$a_{\vee \ell} = \begin{cases} \varepsilon_1 & ; \text{"1"} \\ \varepsilon_0 & ; \text{"0"} \end{cases}$$

$$\varepsilon_0 = \frac{1 - \sin(m \frac{\pi}{2})}{4} A^2 T \quad (24)$$

$$\varepsilon_1 = \frac{1 + \sin(m \frac{\pi}{2})}{4} A^2 T$$

以上の仮定の下で、(17)式、(19)式及び  $\int_{-\infty}^{\infty} h(t) dt = 1$  より、 $i.(t)$ の平均と分散は次式となる。

$$E[i.(t)] = e\alpha \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} a_{. \ell} \int_{-\infty}^{\infty} h(t-u) g(u-\ell T) du + e\alpha I_B. \quad (25)$$

$$\text{Var}[i_x(t)] = e^2 \alpha \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \int_{-\infty}^{\infty} h^2(t-u)g(u-kT) du \quad (26)$$

$$+ \left\{ e^2 \alpha I_B + \frac{n_0}{2} \right\} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df$$

; \*x,y

次に、x, y 各検波系の LPF 出力は差動増幅器によって引算され  $i_{x-y}(t)$  となり、復号器入力となる。(7)式、(8)式から明らかなように、

データ“0”が送信された場合  $|A_x'| < |A_y'|$

データ“1”が送信された場合  $|A_x'| > |A_y'|$

である。従って、復号器では、 $i_{x-y}(t)$  の識別時点での標本値  $i_{x-y}$  を用いて、

$i_{x-y} \geq 0$  の時 “0” 送信 と判定

$i_{x-y} < 0$  の時 “1” 送信 と判定

なる判定則で、情報データを復号すればよい。

$i_{x-y}$  の 1 次 pdf は、各検波系 LPF 出力が互いに独立であることから、次のガウス分布になる。

$$p(i_{x-y}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \text{Var}[i_{x-y}]}} \exp \left[ - \frac{(i_{x-y} - E[i_{x-y}])^2}{2 \text{Var}[i_{x-y}]} \right] \quad (27)$$

平均：

$$E[i_{x-y}] = e\alpha \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} (a_{x\ell} - a_{y\ell}) \int_{-\infty}^{\infty} h(t-u)g(u-\ell T) du + e\alpha(I_{Bx} - I_{By})$$

( 2 8 )

$$= \begin{cases} e\alpha \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} (\varepsilon_1 - \varepsilon_0) \int_{-\infty}^{\infty} h(t-u)g(u-\ell T) du \triangleq E[i_{x-y} | 0] \\ e\alpha \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} (\varepsilon_0 - \varepsilon_1) \int_{-\infty}^{\infty} h(t-u)g(u-\ell T) du \triangleq E[i_{x-y} | 1] \end{cases}$$

分散：

$$\text{Var}[i_{x-y}] = \text{Var}[i_x] + \text{Var}[i_y]$$

$$= e^2 \alpha \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} (a_{x\ell} + a_{y\ell}) \int_{-\infty}^{\infty} h^2(t-u)g(u-\ell T) du$$

$$+ 2 \left\{ e^2 \alpha I_B + \frac{n_0}{2} \right\} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df$$

$$= e^2 \alpha \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} (\varepsilon_1 + \varepsilon_0) \int_{-\infty}^{\infty} h^2(t-u)g(u-\ell T) du$$

$$+ 2 \left\{ e^2 \alpha I_B + \frac{n_0}{2} \right\} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df$$

( 2 9 )

但し、 $x$ 、 $y$  検波系における背景光平均電力は互いに等しく、

$$I_{Bx} = I_{By} \triangleq I_B$$

( 3 0 )

とした。また、 $i_{x-y}$  の分散は送信データには依存しない。

以上で、矩形強度パルス列受信信号光に対する検波出力  $i_{x-y}$  の 1 次 p d f が導かれた。この時、本検波系の平均誤り率は送信データの生起確率をそれぞれ  $\frac{1}{2}$  とすると、

$$P_e = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^0 p(i_{x-y} | 0) di_{x-y} + \frac{1}{2} \int_0^{\infty} p(i_{x-y} | 1) di_{x-y}$$

$$= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[ \frac{E[i_{x-y} | 0]}{\sqrt{2 \operatorname{Var}[i_{x-y}]}} \right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[ \frac{-E[i_{x-y} | 1]}{\sqrt{2 \operatorname{Var}[i_{x-y}]}} \right]$$

$$E[i_{x-y} | 0] = -E[i_{x-y} | 1] \quad \text{より}$$

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \frac{E[i_{x-y} | 0]}{\sqrt{2 \operatorname{Var}[i_{x-y}]}} \right] \quad (31)$$

となる。但し、 $\operatorname{erfc}[\cdot]$  は誤差補関数である。図 2. 6 に検波出力  $i_{x-y}$  の p d f と、誤り領域を示す。

次に、(31) 式に基づいて誤り率の数値計算例を示す。計算を行なうにあたって、次の仮定を導入した。すなわち、LPF は図 2. 7 に示すような理想低域フィルタとし、その帯域  $B$  は信号帯域に比べ十分広いと仮定する。従って、矩形信号波形は歪なく通過し、 $i_{x-y}(t)$  はビット区間の中点において標本化され判定に用いられる。また、他のビット区間からの符号間干渉はないものと仮定する。この時、標本値  $i_{x-y}$  の平均、分散は次式となる。

$$E[i_{x-y} | 0] = e\alpha \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_0}{T} = -E[i_{x-y} | 1] \quad (32)$$

$$\operatorname{Var}[i_{x-y}] = \left[ e^2 \alpha \frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_0}{T} + 2 \left\{ e^2 \alpha I_B + \frac{n_0}{2} \right\} \right] B$$

$$= \left[ e^2 \alpha I_s + 2 \left\{ e^2 \alpha I_B + \frac{n_0}{2} \right\} \right] B \quad (33)$$

さらに、

$$\frac{\epsilon_1 + \epsilon_0}{T} = \frac{A^2}{2} \quad \cong I_s \quad ; \text{信号光瞬時強度}$$

$$\frac{\epsilon_1 - \epsilon_0}{T} = I_s \cdot \sin(m\frac{\pi}{2})$$

を考慮すると、偏光変調／直接検波方式の平均誤り率は次式で与えられる。

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \frac{e\alpha I_s \sin(m\frac{\pi}{2})}{\sqrt{2\{e^2\alpha(I_s + 2I_B) + n_0\} B}} \right] \quad (34)$$

ここで、比較の対象として、オンオフキーイング（OOK）強度変調／直接検波方式の受信誤り率特性を示す。図 2. 8 に OOK 方式の検波系のモデルを示す。

偏光変調方式の場合と同様に、光電変換素子を PINPD とし、 $h(t)$  のインパルス応答を持つ LPF の出力  $i(t)$  をガウス・ランダム過程と仮定する。 $i(t)$  の平均と分散は、

$$E[i(t)] = e\alpha \sum_{l=-\infty}^{\infty} a_l \int_{-\infty}^{\infty} h(t-u)g(u-lT) du + e\alpha I_B \quad (35)$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Var}[i(t)] = & e^2\alpha \sum_{l=-\infty}^{\infty} a_l \int_{-\infty}^{\infty} h^2(t-u)g(u-lT) du \\ & + \left\{ e^2\alpha I_B + \frac{n_0}{2} \right\} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \end{aligned} \quad (36)$$

となる。また、 $g(t)$  を (22) 式と同様に矩形パルスとし、パルスエネルギー  $a_l$  を

$$a_l \in (\epsilon_0, \epsilon_1)$$

$$\begin{cases} \epsilon_0 = 0 \\ \epsilon_1 = \frac{A^2}{2} T \end{cases} \quad (37)$$

とする。

さらに、LPFが信号成分を歪なく通過させる程、十分広帯域であると仮定すると判定器識別時点における標本値  $i$  は、平均、分散が、

$$\begin{aligned} E[i | 0] &= e\alpha \frac{\varepsilon_0}{T} + e\alpha I_B = e\alpha I_B && \cong \eta_0 \\ E[i | 1] &= e\alpha \frac{\varepsilon_1}{T} + e\alpha I_B = e\alpha I_S + e\alpha I_B && \cong \eta_1 \end{aligned} \quad (38)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}[i | 0] &= [e^2 \alpha I_B + \frac{n_0}{2}] B && \cong \sigma_0^2 \\ \text{Var}[i | 1] &= [e^2 \alpha I_S + e^2 \alpha I_B + \frac{n_0}{2}] B && \cong \sigma_1^2 \end{aligned} \quad (39)$$

で与えられるガウス変数であり、その1次pdfは、次式となる。

$$p(i | n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp \left[ -\frac{(i - \eta_n)^2}{2\sigma_n^2} \right] \quad n=0,1 \quad (40)$$

よって、平均誤り率は、2値送信データの生起確率を  $\frac{1}{2}$  とすると、

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2} \int_{i_D}^{\infty} p(i | 0) di + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{i_D} p(i | 1) di \\ &= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[ \frac{i_D - \eta_0}{\sqrt{2}\sigma_0} \right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[ \frac{\eta_1 - i_D}{\sqrt{2}\sigma_1} \right] \end{aligned} \quad (41)$$

で与えられる。但し、 $i_D$  は判定スレッシュヨールドである。

ここで、 $i_D$  をマーク信号検出誤り率とスペース信号警報誤り率が等しくなるように選ぶと、†

$$i_D = \frac{\sigma_1 \eta_0 + \sigma_0 \eta_1}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (42)$$

となる。この時、平均誤り率は次式で表される。

$$\begin{aligned} Pe &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \frac{\eta_1 - \eta_0}{\sqrt{2(\sigma_1 + \sigma_0)}} \right] \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \frac{e\alpha I_s}{\sqrt{2B[\sqrt{e^2\alpha I_B + n_0/2} + \sqrt{e^2\alpha(I_s + I_B) + n_0/2} ]}} \right] \end{aligned} \quad (43)$$

図2. 9に偏光変調／直接検波方式の受信誤り率特性の数値計算例を示す。比較のためにOOK方式の誤り率特性も併せて示している。数値計算を行なうにあたってPDの量子効率、電気回路系の熱雑音など検波器の特性は両方式共、等しくしている。横軸は受信信号光電力であり、パラメータは伝送速度B(MHz)である。図から明らかなように、偏光変調／直接検波方式は、OOK方式より誤り率特性が優れている。これは、偏光変調／直接検波方式はOOK方式に比べて熱雑音、背景光共に2倍になるが、信号間距離も2倍であるため、総合的には受信感度で3dB優れていることによる。

図2. 10には、変調度mをパラメータにした偏光変調／直接検波方式の誤り率特性を示す。mが0.5以下になると急激に特性が劣化することが分かる。

---

† 平均誤り率を最小にする意味で最適なスレッショールドも存在するが、本解析で対象としているPD検波系では、熱雑音制限化にあり、両スレッショールド間に誤り率特性の差は、ほとんど現われなない。

## 2. 3 偏光変調／ヘテロダイン検波方式

### 2. 3. 1 偏光変調／ヘテロダイン検波方式（位相雑音不感応性の原理）

図 2. 1 1 に偏光変調／ヘテロダイン検波方式のシステム構成を示す。

円偏光で伝送される偏光変調信号光は、受信アンテナで集光後光学フィルタによって不要帯域の背景光を除去された後、 $\frac{1}{4}$ 板によって直線偏光化される。

2. 1. 2 節（4）式に示したように、受信信号光は次式で表される。

$$\begin{bmatrix} f_x(t) \\ f_y(t) \end{bmatrix} = \frac{A}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t - \phi_s(t)) \\ \cos(\omega_c t - \phi_s(t) + m d_T \cdot \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (44)$$

但し、 $\phi_s(t)$ ；送信光源位相雑音， $m$ ；変調度  $0 \leq m \leq 1$ ，

$A$ ；光波振幅， $d_T = \pm 1$ ；情報データ

以下の議論では、変調度  $m = 1$  とする。<sup>†</sup>

受信信号光は、 $\frac{1}{4}$ 板により直線偏光化されるが、直交する2偏光面における電界を表現する座標系を2つ選ぶことができる。 $\frac{1}{4}$ 板の光学軸に一致する座標系を  $(x, y)$  系、それとは  $45^\circ$  時計回りに回転した座標系を  $(x', y')$  系とすると、それぞれの座標系において $\frac{1}{4}$ 板出射光は次式で表される。

$(x, y)$  系

$$\begin{bmatrix} f_x(t) \\ f_y(t) \end{bmatrix} = \frac{A}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t - \phi_s(t)) \\ \cos(\omega_c t - \phi_s(t) + (d_T + 1) \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (45)$$

$d_T ; \pm 1$

$(x', y')$  系

$$\begin{bmatrix} f_{x'}(t) \\ f_{y'}(t) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} 0 \\ -\cos(\omega_c t - \phi_s(t)) \end{bmatrix} \quad ; d_T = 1, \text{ "1"}$$

(46)

$$\begin{bmatrix} f_{x'}(t) \\ f_{y'}(t) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t - \phi_s(t)) \\ 0 \end{bmatrix} \quad ; d_T = -1, \text{ "0"}$$

<sup>†</sup> 不完全変調度 ( $m < 1$ ) の影響については、第4章で述べる。

図 2. 1 2 には、 $(f_x, f_y)$ 、 $(f_x', f_y')$  それぞれの時間波形を示す。 $(46)$  式で与えられる $(f_x', f_y')$  はデータに応じて光波の偏光が選ばれる、いわゆる偏光変調信号であるのに対して、 $(45)$  式の $(f_x, f_y)$  は、 $f_y(t)$  が 2 値光位相シフトキーイング (BPSK) 信号、 $f_x(t)$  がその位相基準として現われている。従って、 $f_x(t)$  を位相基準波として  $f_y(t)$  を位相検波すれば、データの復調が可能である。

図 2. 1 3 に以上の原理に基づいたヘテロダイン検波受信機の構成を示す。受信光 $(f_x(t), f_y(t))$  に x 偏光面から  $45^\circ$  回転した直線偏光状態の局発光を混合する。混合光はウォラストン・プリズム (Wollaston Prism) によって x 偏光、y 偏光に分離され、それぞれ PD への入射光となる。PD への入射光電界は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} f_x(t)+g_x(t) \\ f_y(t)+g_y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(\omega_c t - \phi_s(t)) + \frac{A_L}{\sqrt{2}} \cos(\omega_L t - \phi_L(t)) \\ \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(\omega_c t - \phi_s(t) + (d_T + 1) \frac{\pi}{2}) + \frac{A_L}{\sqrt{2}} \cos(\omega_L t - \phi_L(t)) \end{bmatrix} \quad (47)$$

但し、 $A_L$ ; 局発光振幅、 $\omega_L$ ; 局発光角周波数、 $\phi_L(t)$ ; 局発光源の位相雑音  
 $d_T$ ;  $\pm 1$

x, y 偏光成分に対するヘテロダイン検波出力は、中間周波数帯 (IF 帯) 信号成分のみに注目すると、

$$\begin{bmatrix} i_x(t) \\ i_y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A A_L \cos(\omega_{IF} t - (\phi_s(t) - \phi_L(t))) \\ A A_L \cos(\omega_{IF} t - (\phi_s(t) - \phi_L(t) + (d_T + 1) \frac{\pi}{2})) \end{bmatrix} \quad (48)$$

となる。 $(48)$  式より明らかなように、信号光源、局発光源の位相雑音はヘテロダイン検波出力として現われる BPSK 信号 $(i_x(t))$ 、位相基準信号 $(i_y(t))$  両方に等しく含まれている。従って、ベースバンド情報データの復調を行なうには、両信号を IF 帯において乗積検波すればよいが、この段階で位相雑音は差し引かれるためデータの復調特性には影響を及ぼさない。すなわち、偏光変調/ヘテロダイン検波方式は送信光源及び局発光源の位相雑音の影響を原理的に受けることなく情報を取り出すことが特長となっている。

## 2. 3. 2 受信誤り率特性の理論解析

本節では、偏光変調／ヘテロダイン検波方式における受信誤り率の理論解析を行なう。<sup>[5]</sup> 図2. 14にヘテロダイン検波系のモデルを示す。

y偏光検波系、x偏光検波系共に、対応する信号光及び背景光と局発光の混合光はPDによって光電変換された後、帯域通過フィルタ(BPF)によって不要帯域成分が除去され、IF帯信号 $i_x(t)$ 、 $i_y(t)$ となる。 $i_x(t)$ 、 $i_y(t)$ は乗積されLPFによって高調波成分が取り除かれた後、判定器入力となる。判定器では識別時点での標本値の正負により判定を行なう。

ところで、ヘテロダイン検波系の誤り率解析においては雑音要因として、信号光、局発光、背景光によるショット雑音、背景光雑音、PDの暗電流雑音、回路系熱雑音、さらに送信光源、局発光源の位相雑音、振幅雑音がある。本解析では、伝送路は帯域制限のない自由空間を対象とし受信信号光の振幅ゆらぎは無いと仮定する。また、局発光電力は十分大きく、局発光ショット雑音及び背景光雑音に比べ他の加法性雑音(信号ショット雑音、背景光ショット雑音、暗電流雑音、回路系熱雑音)の電力は受信特性への影響が無視できるほど小さいと仮定する。図2. 14には、局発光ショット雑音、背景光雑音を加法性雑音にモデル化して図示している。さらに、光源の振幅雑音については考慮しない。

以上の仮定に加え、BPF帯域が信号成分を歪なく通過させる程十分広帯域であるとすると、BPF出力 $i_x(t)$ 、 $i_y(t)$ は次式で表される。

$$\begin{bmatrix} i_x(t) \\ i_y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e\alpha A A_L \cos(\omega_{IF}t - \phi(t)) & +n_x(t) \\ e\alpha A A_L \cos(\omega_{IF}t - \phi(t) + (d_T + 1)\frac{\pi}{2}) & +n_y(t) \end{bmatrix} \quad (50)$$

但し、 $d_T = \pm 1$ 、 $\phi(t) = \phi_s(t) - \phi_L(t)$ ; 位相雑音、

$n_x(t)$ 、 $n_y(t)$ ; 帯域通過局発光ショット雑音 + 背景光雑音

局発光ショット雑音と背景光雑音の和は、白色ガウス雑音にモデル化することができ、その両側電力密度スペクトラム $S_{n_{LB}}(f)$ は次式で与えられる。

$$S_{n_{LB}}(f) = \frac{1}{4} e^2 \alpha A_L^2 + \frac{1}{4} e^2 \alpha^2 \cdot \frac{A_L^2}{2} \cdot \frac{n_{0B}}{2} \quad *; x, y \quad (51)$$

但し、\*はx偏光成分あるいはy偏光成分に対応する。また、入射する背景光は白色光と仮定し、その両側電力密度スペクトラムは、 $n_{0B}/2$ であるが、光学フィルタの通過帯域 $B_0$ は検波系所要帯域 $B$ に比べ $B_0 \gg B$ であり、かつ $B_0/2 < f_{IF}$ を満足し、ヘテロダイン検波によるスペクトルの折り返しはないものと仮定している。

一方、BPFを図2.15に示すような理想帯域通過フィルタとすると $n.(t)$ のスペクトラム $S_{n.}(f)$ は、

$$S_{n.}(f) = S_{n_{0B}}(f) \cdot |H(f)|^2 \quad *;x,y \quad (52)$$

で与えられる。ここで、 $n.(t)$ に対し、 $\omega_{IF}$ を中心角周波数とする狭帯域表現を導入し、次式で表す。

$$n.(t) = n_{.i}(t) \cos(\omega_{IF}t - \phi(t)) - n_{.q}(t) \sin(\omega_{IF}t - \phi(t)) \quad (53)$$

但し、以下の解析を容易にするため、帯域雑音の表現には信号搬送波 $\cos(\omega_{IF}t - \phi(t))$ を用い、位相項 $\phi(t)$ を導入している。<sup>†</sup> また、 $n_{.i}(t)$ 、 $n_{.q}(t)$ は、それぞれ平均0のガウス過程であり、分散は、

$$\text{Var}[n_{.i}(t)] = \text{Var}[n_{.q}(t)] = \frac{e^2 \alpha A_L^2}{4} B + \frac{e^2 \alpha^2 A_L^2}{4} \cdot \frac{n_{0B}}{2} B \cong \sigma^2 \quad *;x,y \quad (54)$$

であり、同時刻では互いに独立である。

<sup>†</sup> 厳密には、 $\phi(t)$ がランダム過程であるため、(53)式のような表現は $\phi(t)$ を0から $2\pi$ 間に一様に分布するランダム変数とする仮定が必要である。しかし、以下の解析では、同時刻の信号成分と雑音成分のみを対象し、 $\phi(t)$ の時間変動を考慮しないため、特に $\phi(t)$ の統計的性質を議論することなく(53)式の狭帯域表現を採用することに問題はない。

以上に述べた I F 帯信号の統計モデルに基づき、以下、誤り率の導出を行なう。  
I F 帯 B P F 出力は、乗積後、L P F によって高調波が除去され次式で表される  
判定器入力となる。

$$\begin{aligned}
 i_{xy} &= i_x \cdot i_y \\
 &= d_T' e^2 \alpha^2 A^2 A_L^2 + d_T' e \alpha A A_L n_{x1}(t) + e \alpha A A_L n_{y1}(t) \\
 &\quad + n_{x1}(t) n_{y1}(t) - n_{x0}(t) n_{y0}(t) \qquad (55) \\
 d_T' &= \mp 1 \quad (d_T = \pm 1)
 \end{aligned}$$

判定器識別時点における標本値を  $I_{xy}$  とすると

$$\begin{aligned}
 I_{xy} &= d_T' \rho^2 + d_T' \rho N_{x1} + \rho N_{y1} + N_{x1} \cdot N_{y1} - N_{x0} \cdot N_{y0} \\
 &= (\rho + N_{x1})(d_T' \rho + N_{y1}) - N_{x0} \cdot N_{y0} \qquad (56)
 \end{aligned}$$

但し、

$$\rho \triangleq e \alpha A A_L$$

である。また、 $N_{x1}$ 、 $N_{y1}$ 、 $N_{x0}$ 、 $N_{y0}$  は、平均 0 の互いに独立なガウスラ  
ンダム変数であり、すべて同じ分散  $\sigma^2$  ( (54) 式) を持つ。

いま、送信データ “0” すなわち  $d_T' = 1$  の場合について考える。(56) 式  
より、

$$I_{xy} = (\rho + N_{x1})(\rho + N_{y1}) - N_{x0} \cdot N_{y0} \qquad (57)$$

この場合誤りは、 $I_{xy} < 0$  の時生じる。従って、誤り率は、

$$P_e = \text{Prob}[ I_{xy} < 0 ] = \text{Prob}[ (\rho + N_{x1})(\rho + N_{y1}) - N_{x0} \cdot N_{y0} < 0 ] \qquad (58)$$

で与えられる。ここで、 $I_{xy}$  を次のように変形する。

$$\begin{aligned}
 &(\rho + N_{x1})(\rho + N_{y1}) - N_{x0} \cdot N_{y0} \\
 &= \frac{1}{4} [ [ \{ (\rho + N_{x1}) + (\rho + N_{y1}) \}^2 + (N_{x0} + N_{y0})^2 ] \\
 &\quad - [ \{ (\rho + N_{x1}) - (\rho + N_{y1}) \}^2 + (N_{x0} - N_{y0})^2 ] ] \qquad (59)
 \end{aligned}$$

(59)式において、次のように新しい変数を導入する。

$$u_1 = \rho + N_{x1} + \rho + N_{y1}, \quad u_2 = \rho + N_{x1} - (\rho + N_{y1}) \quad (60)$$

$$v_1 = N_{x0} + N_{y0}, \quad v_2 = N_{x0} - N_{y0}$$

これら  $u_1, u_2, v_1, v_2$  は、明らかにガウス変数であり、その平均と分散は、

$$E[u_1] = 2\rho, \quad E[u_2] = 0 \quad (61)$$

$$E[v_1] = 0, \quad E[v_2] = 0$$

$$\text{Var}[u_1] = \text{Var}[u_2] = \text{Var}[v_1] = \text{Var}[v_2] = 2\sigma^2$$

となる。また、 $u_1, u_2, v_1, v_2$  は、互いに無相関である。(証明略)

$u_1, u_2, v_1, v_2$  を用いると  $I_{xy}$  は次式となる。

$$I_{xy} = \frac{1}{4} [(u_1^2 + v_1^2) - (u_2^2 + v_2^2)] \quad (62)$$

さらに、

$$R_1 = \sqrt{u_1^2 + v_1^2} \quad (63)$$

$$R_2 = \sqrt{u_2^2 + v_2^2}$$

とすると、 $R_1, R_2$  の p d f はそれぞれ次式で与えられる。

$$p(R_1) = \frac{R_1}{2\sigma^2} I_0 \left[ \frac{\rho R_1}{\sigma^2} \right] \exp \left[ -\frac{R_1^2 + (2\rho)^2}{4\sigma^2} \right] \quad (66)$$

; ライス分布

$$p(R_2) = \frac{R_2}{2\sigma^2} \exp\left[-\frac{R_2^2}{4\sigma^2}\right] \quad (67)$$

; レイリー分布

但し、 $I_0[\cdot]$  は、0次変形ベッセル関数である。

受信誤り率は、 $R_1$ ,  $R_2$ のpdfから、次のように導出される。

$$P_e = \text{Prob}\left[\frac{1}{4}(R_1^2 - R_2^2) < 0\right] \\ = \text{Prob}[R_1 < R_2]$$

$$= \int_{R_1=0}^{\infty} p(R_1) \left[ \int_{R_2=R_1}^{\infty} p(R_2) dR_2 \right] dR_1$$

$$= \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{\rho^2}{2\sigma^2}\right] \quad (68)$$

定義より、

$$\rho = e\alpha A A_L$$

$$\sigma^2 = \frac{e^2 \alpha A_L^2}{4} B + \frac{e^2 \alpha^2 A_L^2}{4} \cdot \frac{n_{0B}}{2} B$$

であるから、

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{(e\alpha A A_L)^2}{\{e^2 \alpha A_L^2 + \frac{1}{4}e^2 \alpha^2 A_L^2 n_{0B}\}B}\right] \quad (69)$$

となる。

送信データ“1”すなわち、 $d_T' = -1$ の場合も同様である。情報データの生起確率をそれぞれ $\frac{1}{2}$ とすると、結局、平均誤り率は、

$$P_e = \frac{1}{2} \exp [-\gamma_{\text{PLN}}]$$

$$\gamma_{\text{PLN}} \cong \frac{\alpha I_s}{\frac{1}{2} [1 + \frac{1}{4} \alpha n_{\text{0B}}] B} \quad (70)$$

$$I_s = \frac{A^2}{2} \quad ; \quad \text{信号光強度}$$

以上で、十分な光電力を有する局発光が与えられた時の、局発光ショット雑音及び背景光雑音を考慮した平均誤り率が理論的に導出された。以下、本方式の基本特性を明らかにするために、DPSK方式との比較を行なう。

DPSK方式の位相雑音が存在しない理想条件下での平均誤り率は次式で与えられる。

$$P_e = \frac{1}{2} \exp [-\gamma_{\text{DPSK}}]$$

$$\gamma_{\text{DPSK}} \cong 2 \frac{\alpha I_s}{\frac{1}{2} [1 + \frac{1}{4} \alpha n_{\text{0B}}] B} = 2\gamma_{\text{PLN}} \quad (71)$$

$$I_s = \frac{A^2}{2} \quad ; \quad \text{信号光強度}$$

すなわち、DPSK方式は、理想条件下では偏光変調／ヘテロダイン検波方式に対して、3dB受信感度が優れている。これは、偏光変調／ヘテロダイン検波方式が光領域で信号光を分割していることに起因する。

しかし、DPSK方式は、連続する2シンボル間に位相変動がある場合、その位相誤差によって特性に劣化が生じる。文献[4]では、位相誤差がガウス分布に従うものと仮定して解析を行なっている。図2.16に、(70)式と文献[4]の結果を示している。図中、パラメータ $\sigma_\phi$ は、位相誤差の標準偏差であり光源のスペクトル線幅 $\Delta f$ と次式の関係がある。

$$\sigma_\phi^2 = 4\pi T \Delta f \quad (72)$$

Tはビット区間長である。表2.1にはDPSK方式において位相誤差によって、誤り率 $10^{-9}$ を得るための受信感度が理想状態から3dB劣化する伝送速度 $\kappa$ とスペクトル線幅の数値例を示す。

表2.1 伝送速度 $\kappa/T$ とスペクトル線幅の例(DPSK方式)  
理想状態から受信感度3dB劣化(誤り率 $10^{-9}$ )

$\kappa$	$\Delta f$
1Gbps	3MHz
100Mbps	300KHz
10Mbps	30KHz

すなわち、表に示した伝送速度、スペクトル線幅の場合、偏光変調/ヘテロダイン検波方式はDPSK方式と同等の性能を持ち、これ以下の伝送速度、これ以上のスペクトル線幅に対しては偏光変調/ヘテロダイン検波方式が優位である。

この他、偏光変調/ヘテロダイン検波方式の誤り率特性に関する解析は、武槍、馬場らによって、IF帯帯域幅を考慮した理論解析など厳密に行なわれている。ここでは、参考文献としてあげるにとどめ、詳細は文献[1][2]を参照して頂きたい。

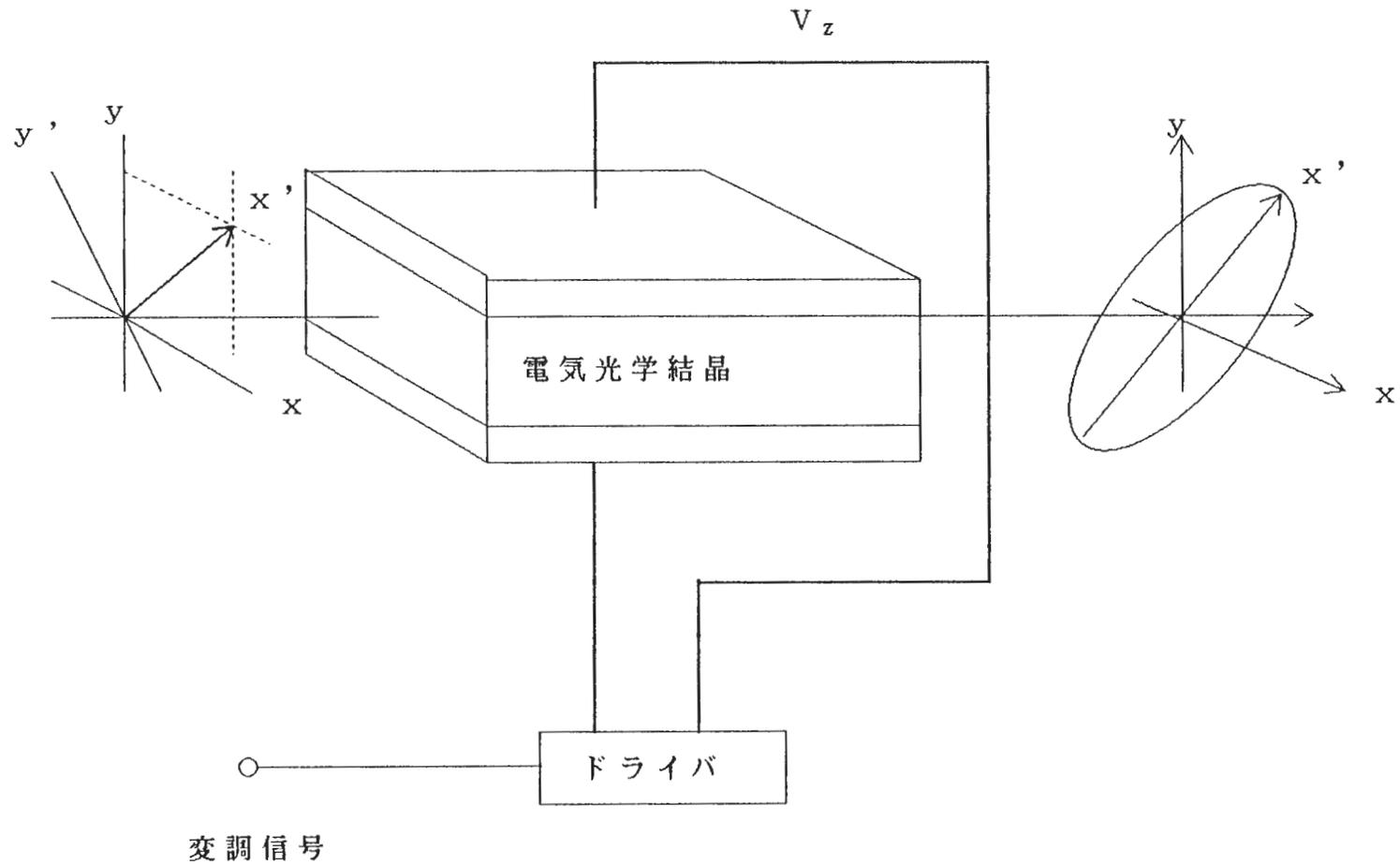
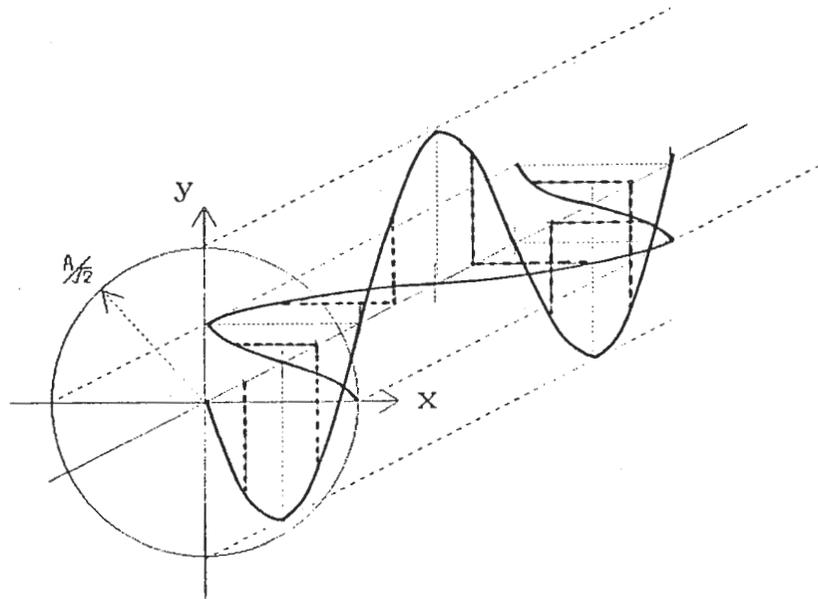


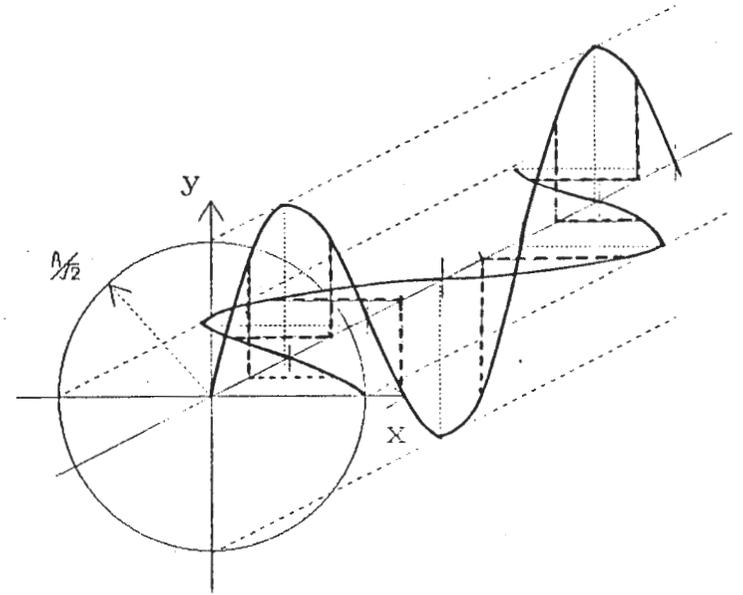
図 2 . 1 電気光学効果変調器

“1” ( $d_T = 1$ )



右円偏光

“0” ( $d_T = 0$ )



左円偏光

图 2. 2 偏光变调信号 (円偏光状态)

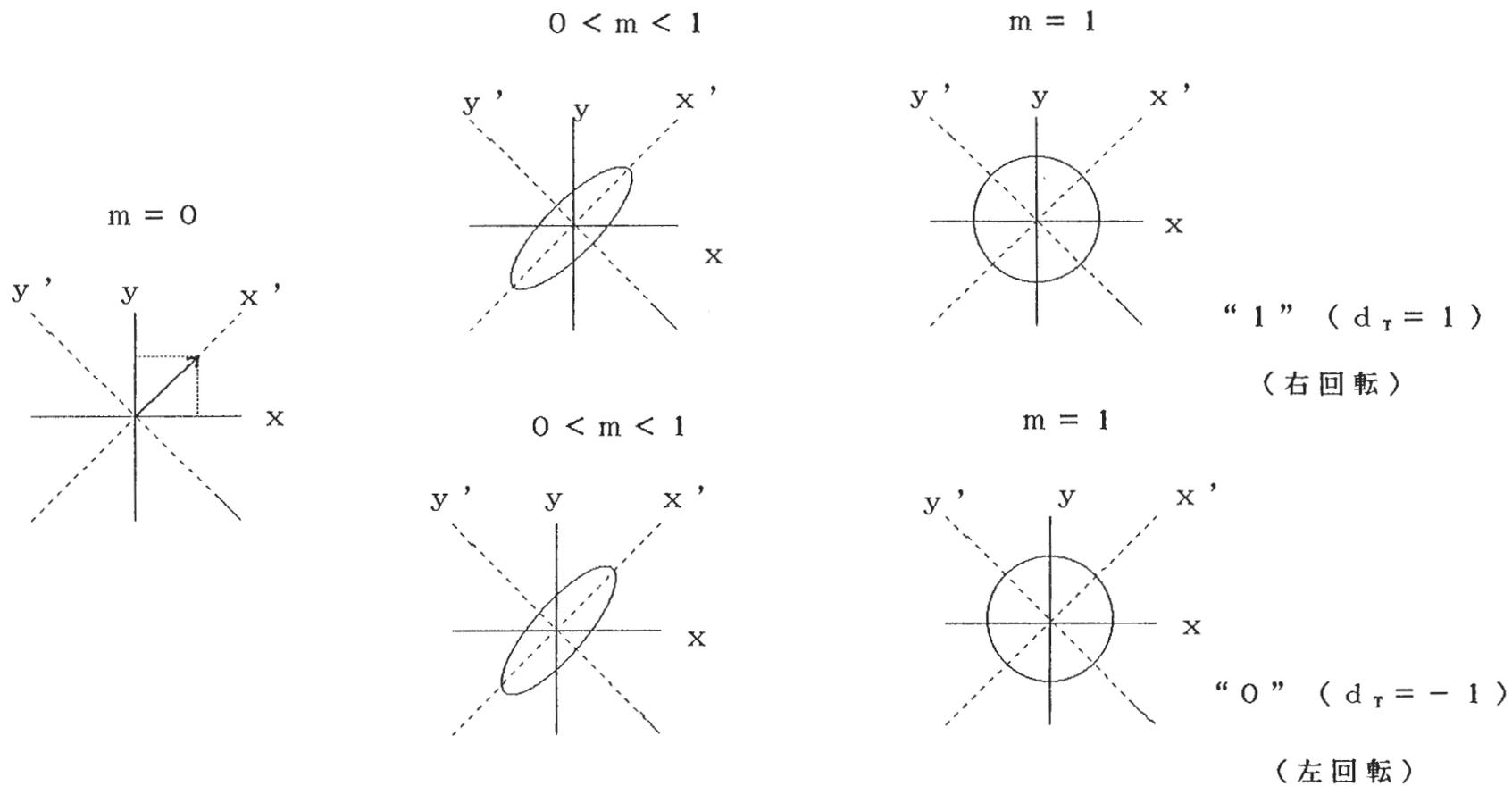


図 2 . 3 偏光変調信号の偏光状態

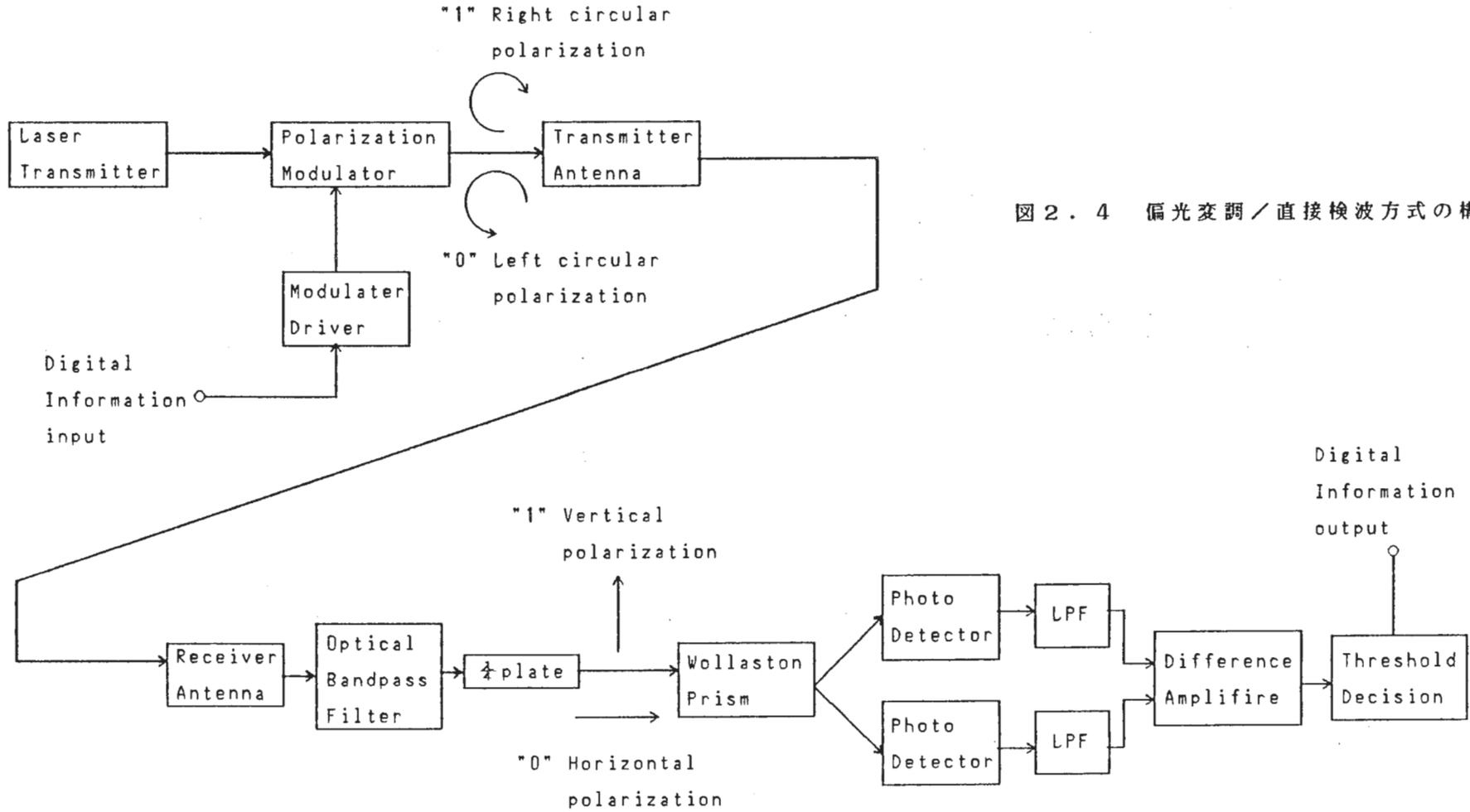


図 2. 4 偏光変調 / 直接検波方式の構成

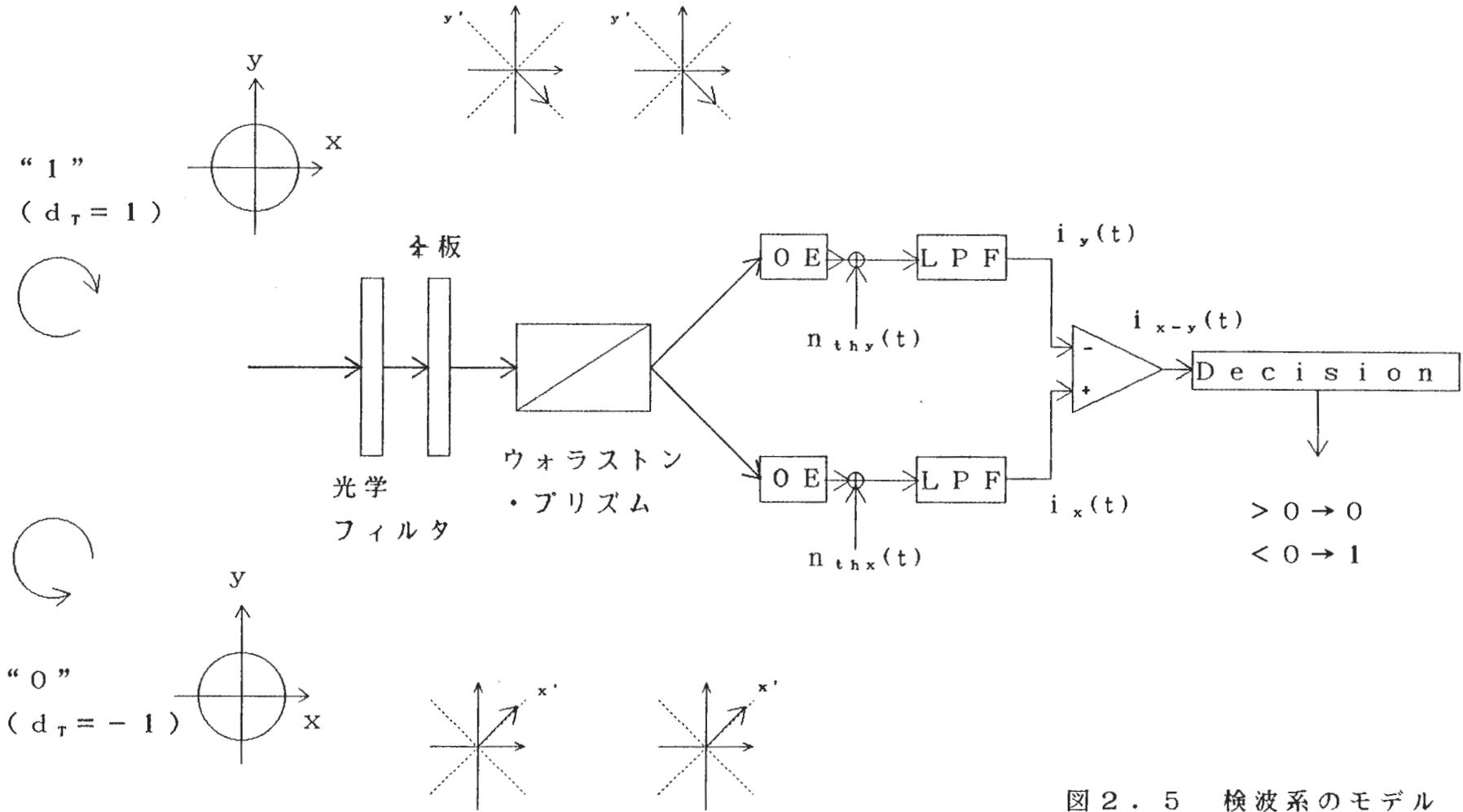


図 2. 5 検波系のモデル

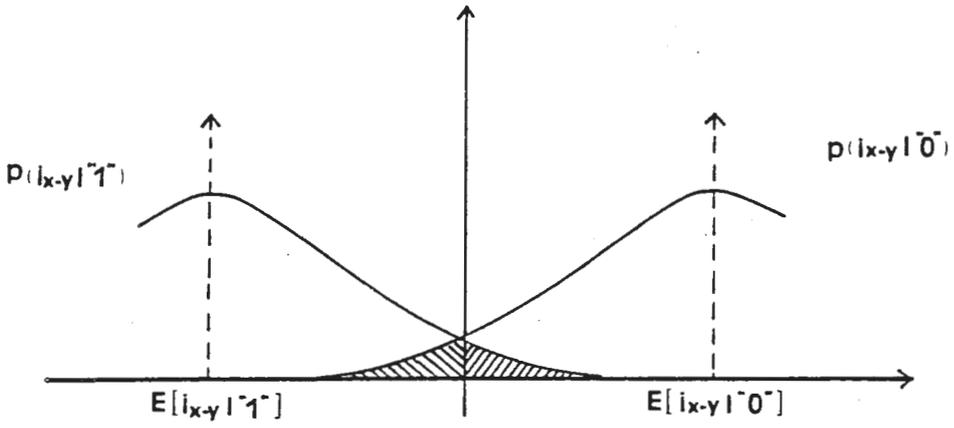


図 2. 6 偏光変調／直接検波方式の誤り領域

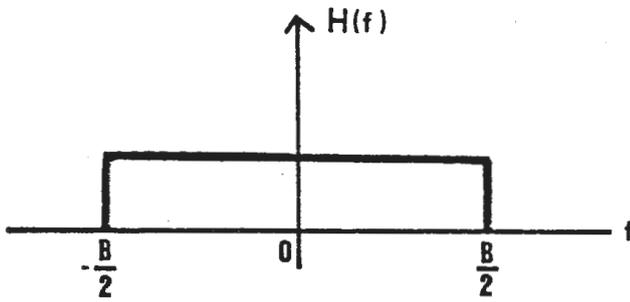


図 2. 7 理想低域フィルタ

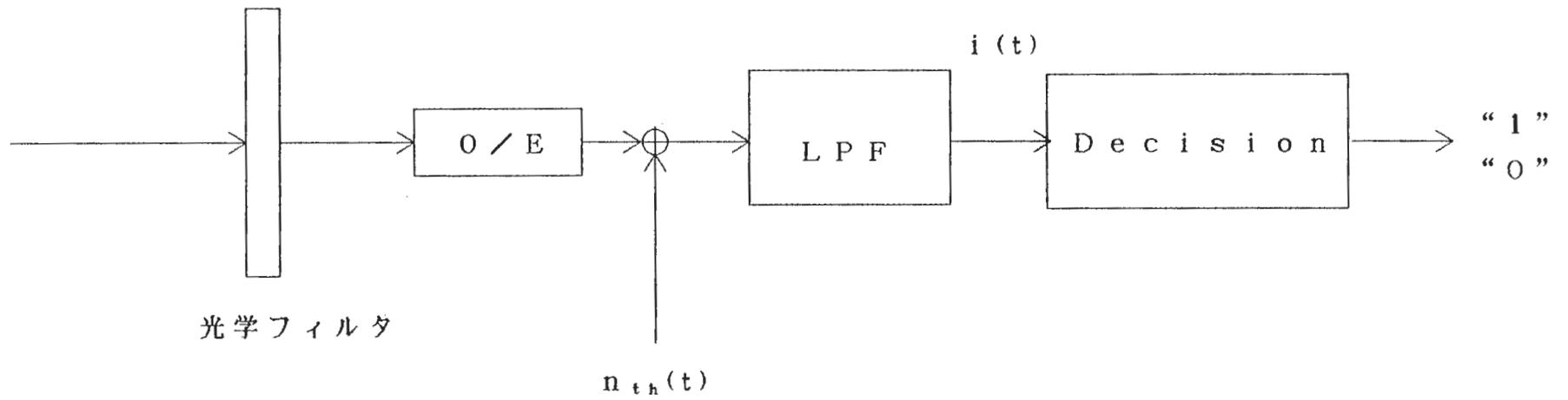


図 2 . 8 O O K 方式の検波系モデル

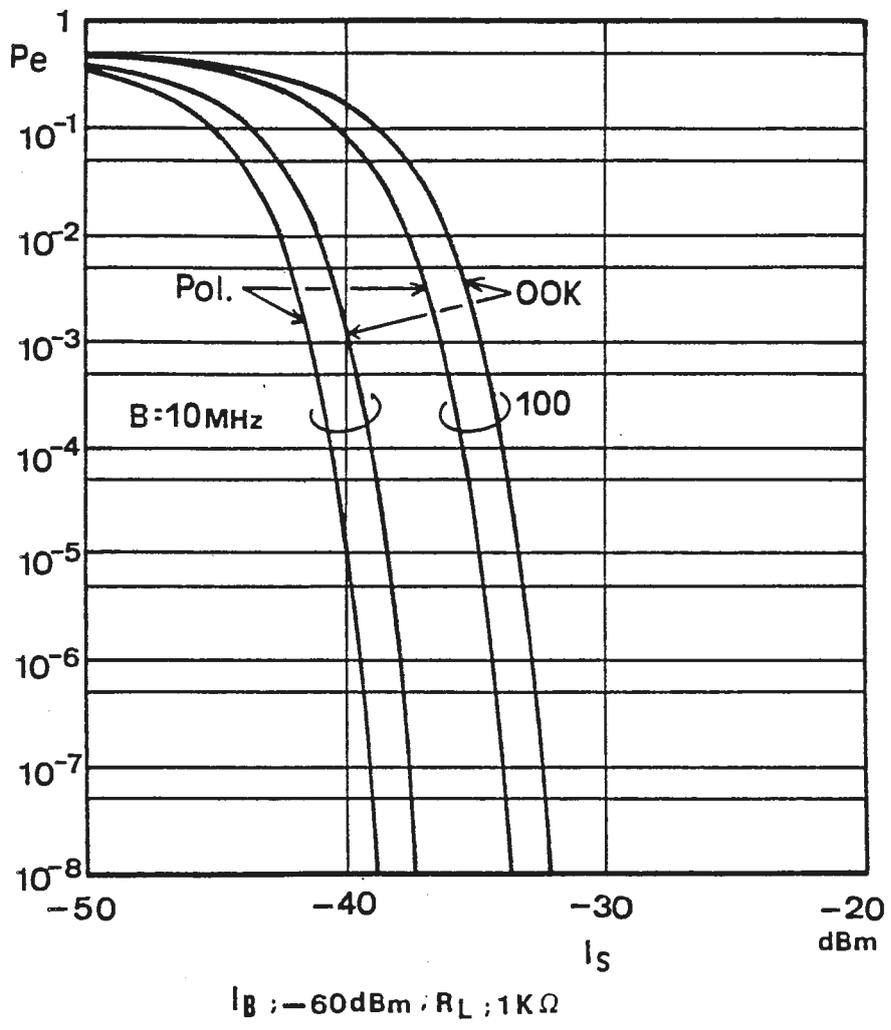


図 2. 9 偏光変調／直接検波方式の受信誤り率特性

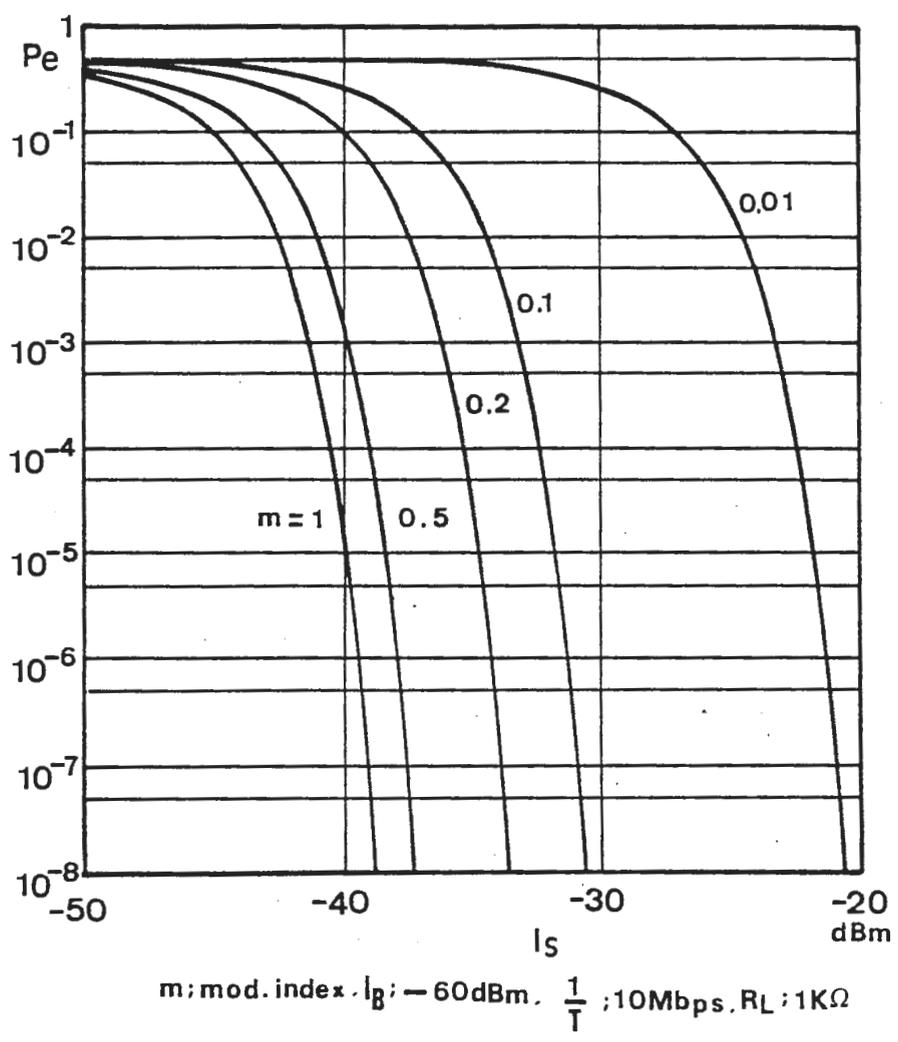


図 2. 10 偏光変調／直接検波方式の受信誤り率特性

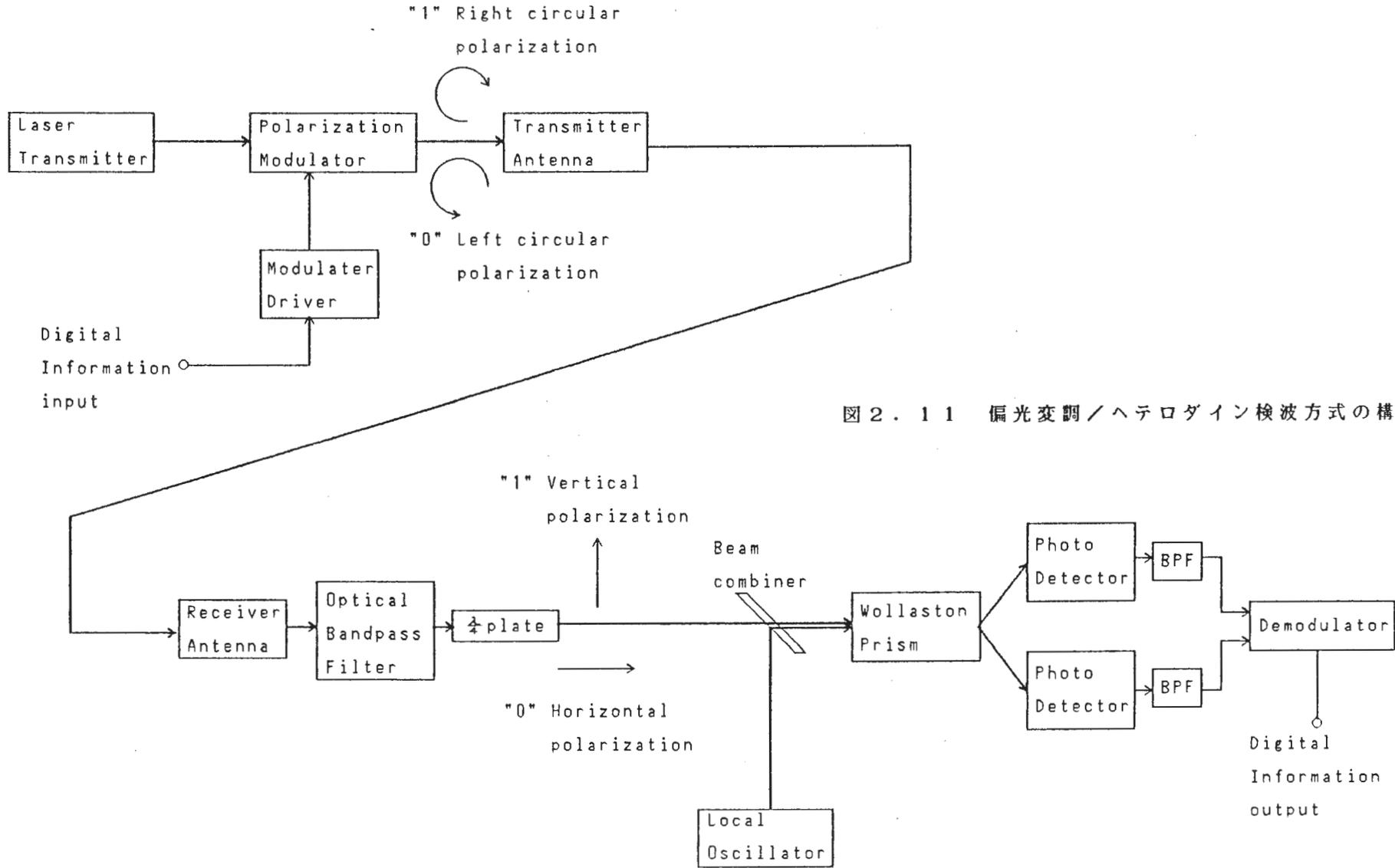


図 2. 1 1 偏光変調/ヘテロダイン検波方式の構成

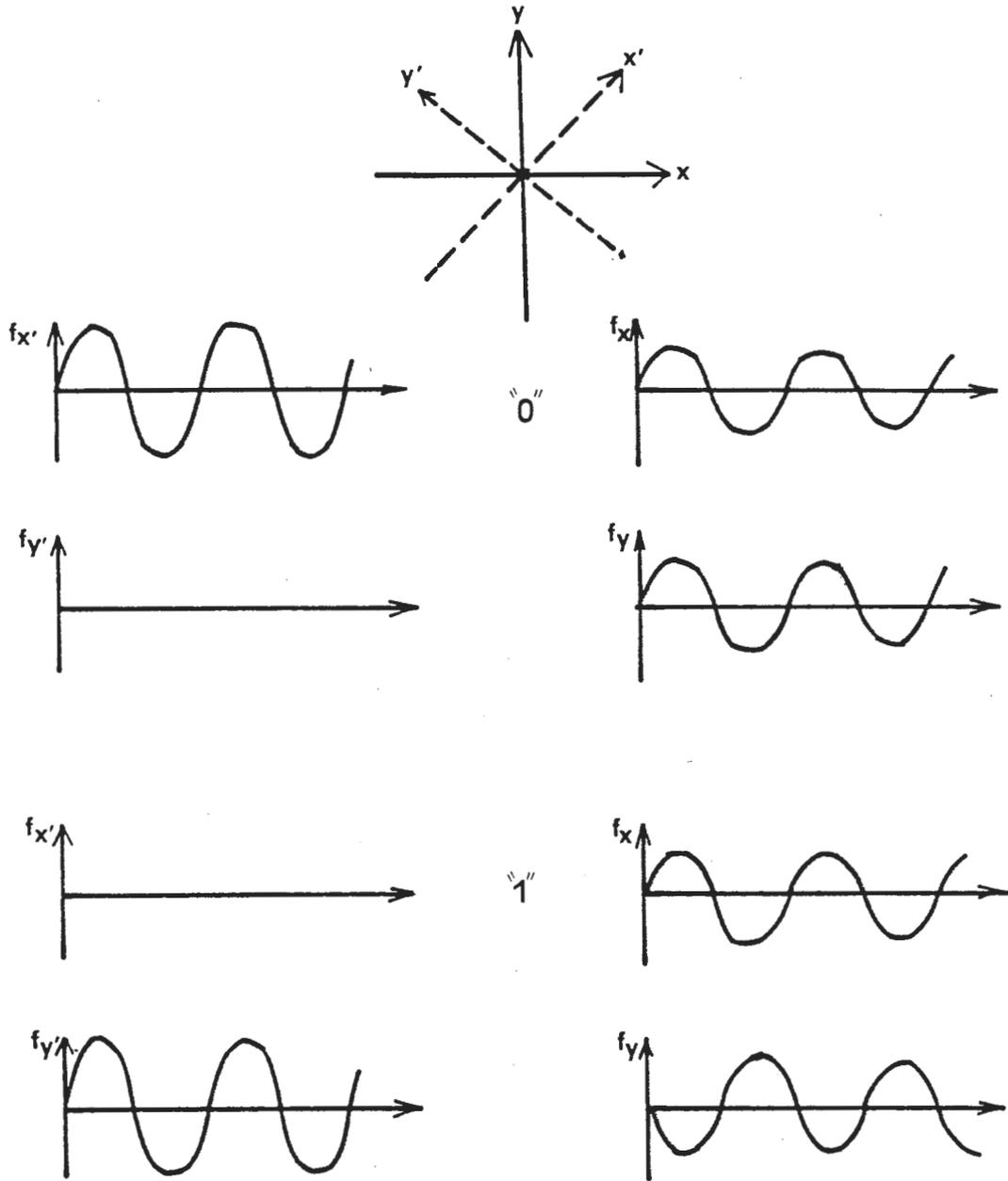


図 2. 12 偏光変調信号 ( $f_x, f_y$ ) と ( $f_{x'}, f_{y'}$ ) の時間波形

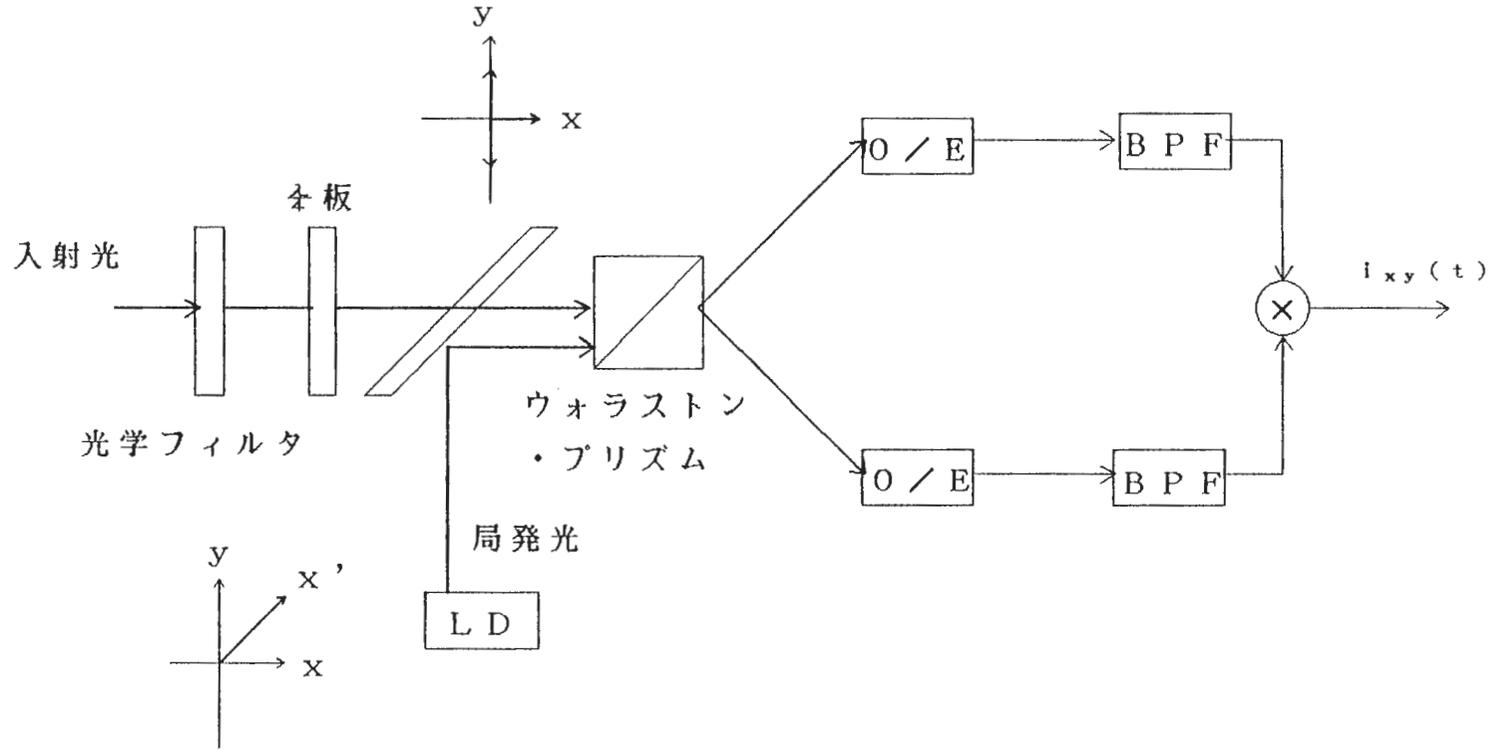


図 2 . 1 3 ヘテロダイン検波受信機の構成

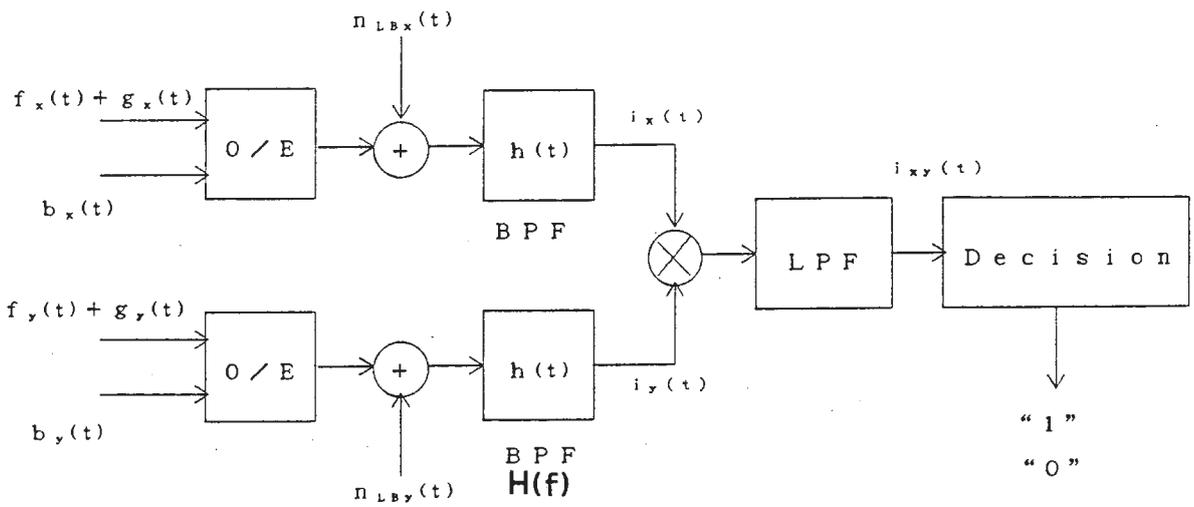


図 2. 1 4 ヘテロダイン検波系のモデル

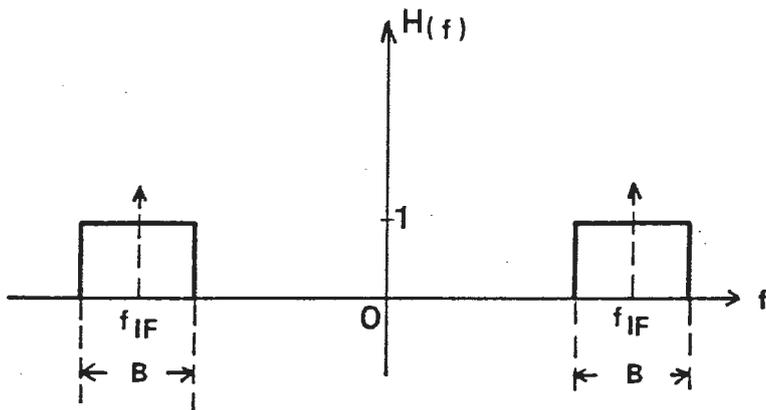


図 2. 1 5 理想帯域通過フィルタ

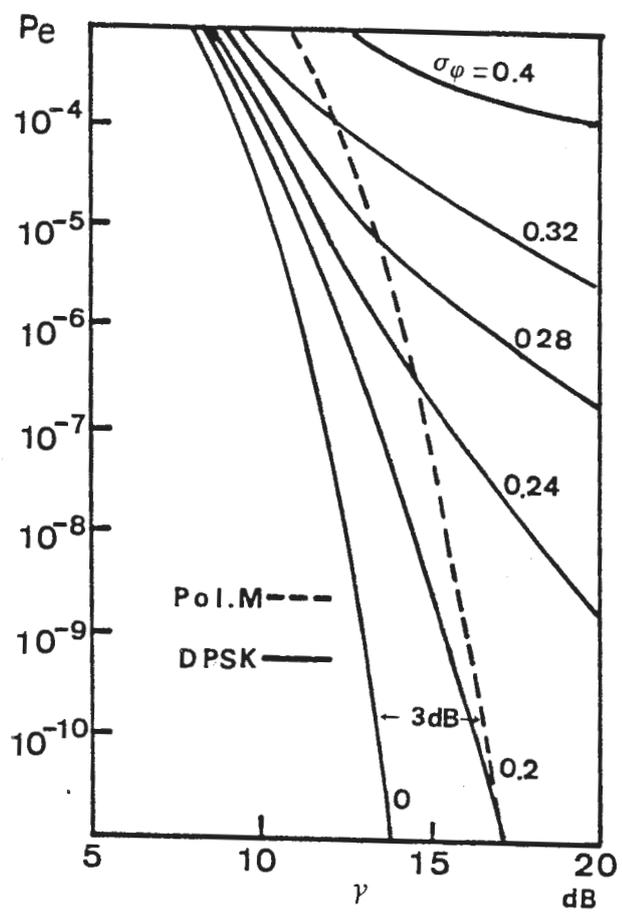


図 2. 16 偏光変調／ヘテロダイン検波方式 (Pol.M) と DPSK 方式の受信誤り率特性

### 3. 1 実験システムの構成

#### 3. 1. 1 全体構成

図3. 1に実験システムの全体構成を示す。実験システムは、送信部、伝送路、受信部から構成されている。さらに、送信部は光源部と偏光変調部に、受信部は受信光学系と受信電気回路系に分けることができる。

光源には、800nm帯ファブリ・ペロ型半導体レーザ(LD)を使用し、定電流駆動装置によりCW発振光を得ている。LD出射光はビーム・コリメートレンズ系によって、直径 $\sim 1\text{mm}$ の $\phi$ のコリメート光を得ている。さらに、偏光子によって不要偏光成分を除去し、偏光消光比を改善している。

偏光変調部で、CW発振光は偏光変調を受ける。偏光変調器には電気光学効果変調器(EO変調器)を採用し、変調器ドライバによって、変調電圧及びバイアス電圧が供給される。情報データは、誤り率測定器送信部によって電圧パルス列として発生し、変調器ドライバへの入力となるが、電圧レベルを変換するためにファンクション・ジェネレータを使用している。変調器ドライバは高利得増幅器であり、入力情報信号を電気光学結晶の半波長電圧まで増幅可能である。

伝送路における影響は、ビーム拡がりによる伝搬損失のみを考慮し、NDフィルタによって受信信号電力の減衰を模擬している。

受信光学系では、光学フィルタによって不要帯域成分を除去した後、ウォラストン・プリズムが受信光を2つの直交する偏光成分に分離している。2章で述べたシステム構成では円偏光を伝送するため、受信側では直線偏光化用に半板が必要であったが、本実験システムでは、情報データに応じて水平偏光あるいは垂直偏光を伝送する方式(直線偏光状態の偏光変調信号)を採用した。これは、偏光変調器の自動バイアス調整機構からの要求によるものである。<sup>†</sup>

---

<sup>†</sup> 円偏光システムも自動バイアス調整システムに半板を挿入することで構成可能。

従って、本実験システムは、円偏光を伝送して受信側半板による直線偏光化が完全になされているシステムに等価と考えることができ、受信光は、そのままウオラストン・プリズムによって水平、垂直偏光に分離できる。

次に、2偏光に分離された受信光はそれぞれ受信レンズによってフォト・ダイオード（PD）の受光面に集光される。受信電気回路系は各偏光成分に対する直接検波回路（PinPD, プリ・アンプ, メイン・アンプ）と差動復調回路から構成されている。本実験では、データ復号は誤り率測定器受信部のスレッシュホールド判定回路によって行なっている。従って、差動復調回路出力は、判定前のアナログ信号として誤り率測定器に供給されている。

ところで、デジタル・データ伝送においては受信機での判定識別時点を決定するため、ビット同期信号を受信信号系列から抽出するクロック抽出機能が不可欠であるが、本実験システムでは、この様な同期サブシステムを備えていない。送受信機間のビット同期に対しては、誤り率測定器送信部から外部に供給されている同期信号を、直接別経路を介して受信部に伝送することで対処している。

以上が、本実験システムの概要である。以下の節では、各部について使用した機器、使用諸元など詳述する。

### 3. 1. 2 送信部

本節では、送信部に関して光源及び偏光変調部について述べる。

#### 1) 光源部

図3. 2、図3. 3に光源部の構成を示す。また表3. 1には、使用した機器、及び仕様を示す。

LDからは駆動装置のAPC(Auto Power Control)によって安定したCW発振光が得られている。また、LD出射光は $10^{\circ} \sim 20^{\circ}$ のビーム拡がり角を有しているが、ビーム・コリメートレンズ系によって直径 $\sim 1\text{mm}\phi$ 、拡がり角 $\sim 1\text{mrad}$ のコリメート光が得られた。偏光消光比に関しては、通常LD出射光は23dB程度であるが、偏光子を通過させることによって50dB以上の偏光消光比を得ている。

図3. 4は、使用したLDのCW発振、無変調時における周波数スペクトラムを光スペクトル・アナライザで測定した結果である。図から、単一縦モード発振が確認できる。また、スペクトル線幅は $0.1\text{nm}$ 以下( $45\text{GHz}$ 以下)であった。<sup>†</sup>

---

<sup>†</sup> 測定には、アドバン・テストTQ8346光スペクトラム・アナライザを使用した。その最小周波数分解能は $0.1\text{nm}$ である。

表 3. 1 光源部 使用機器、仕様諸元

	型名	仕様諸元	備考
光源	日立 HL8314G	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ GaAlAs ダブルヘテロ 接合半導体レーザー</li> <li>・ 波長 <math>\lambda = 823.0\text{nm}</math></li> <li>・ 最大出力 30mW (CW発振時)</li> <li>・ 単一縦モード発振</li> </ul>	テスト データ添付 (資料1)
レーザー 駆動装置	酒井硝子 Eng. LD-20H	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ 定電流LD駆動装置</li> <li>・ 自動出力電力制御 (APC) 機構付き</li> </ul>	
コリメート レンズ系	酒井硝子 Eng. LD10C(H)  半導体レー ザ投光器	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ 出射ビーム径 <math>\sim 1\text{mm}\phi</math></li> <li>・ 拡がり角 <math>&lt; 1\text{mrad}</math></li> <li>・ パワー効率 75%</li> <li>・ 最大出射光電力 22.9mW</li> </ul>	製番 No.10240  テスト データ添付 (資料2)
偏光子	シグマ光機	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ グラン・トムソンプリズム</li> <li>・ 偏光消光比 <math>&gt; 50\text{dB}</math></li> <li>・ 開口部寸法 <math>20 \times 20\text{mm}</math></li> <li>・ 反射防止膜 (ARコート)</li> </ul>	

## 2) 偏光変調部

図3.5、図3.6に偏光変調部の構成を示す。偏光変調器には、EO変調器を採用した。図中、結晶の光学軸に沿った座標系を(x, y)とし、入射光は、x軸に対して45°傾いたx'直線偏光である。変調器にはドライバから、結晶の半波長電圧 $V_{\pi/2}$ に相当する振幅を持つ2値変調電圧とバイアス電圧が印加され、マーク信号時には、x'直線偏光が、スペース信号時には、y'直線偏光が出射光として得られる。この出射光の1部はビーム・スプリッタによって取り出され、温度変動による電気光学結晶の屈折率変動を補償するための自動バイアス制御部に供給されている。

表3.2に使用した機器、及び仕様諸元を示す。

Conoptics社のEO変調器は、図3.5に示したように4ケのAD\*P結晶( $\text{NH}_4\text{H}_2\text{PO}_4$ )より構成されている。図3.7にEO変調器内部におけるAD\*P結晶の配置を示す。図中、Vはバイアス電圧、 $n_o$ は常光線屈折率、 $n_e$ は異常光線屈折率を示す。入射側から2ケの結晶#1, #2により印加電圧に起因した複屈折を補償し、さらに#1, #2結晶によって生じる自然複屈折を90°回転して配置した#3, #4結晶によって補償している。この結果、温度変動などによる変調特性の劣化を変調感度を損なうことなく良好に補償している。

一方、偏光消光比は、仕様では175:1(22.4dB)であり変調度99.43%に相当する。本実験システムでの測定結果では、100:1が得られた。この劣化は、入射光のビーム拡がり、光軸ずれによる変調器内部での回折効果に起因した出射光の拡がり原因であると考えられる。しかし、変調器出射光を直径1mmφ程度のピンホールに通過させることによって偏光消光比は25dBまで改善されることが確認された。このとき、変調度はほぼ100%が得られていると考えられる。

表 3. 2 偏光変調部 使用機器、仕様諸元

	型名	仕様諸元	備考
偏光変調器	Conoptics Model 380	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ 電気光学効果変調器</li> <li>・ 結晶材質 AD*P(NH<sub>4</sub>H<sub>2</sub>PO<sub>4</sub>)</li> <li>・ 透過率 80% (830nm, 30mw input)</li> <li>・ 偏光消光比 175:1 (変調度 99.43%) (830nm, 30mw input)</li> <li>・ 変調帯域 50MHz</li> <li>・ 立ち上がり, 立ち下がり 時間 &lt;14nsec (λ = 632.8nm)</li> </ul>	
変調器 ドライバ	Conoptics Model 25	<p>ドライブアンプ部</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>・ A級動作プッシュプルDC 結合 High-Power 差動増幅器</li> <li>・ 利得 &gt;43dB</li> <li>・ SN比 124dB</li> <li>・ 変調帯域 ~25MHz (3dB down)</li> </ul> <p>自動バイアス制御部</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>・ Continuous Auto Bias Control 方式</li> <li>・ 印加バイアス電圧 -250v ~ +250v</li> </ul>	<p>付属品</p> <p>ビームスプリッタ パワーモニター フォトディテクタ #1, #2</p>

表 3. 2 ( 続 き ) 偏 光 変 調 部 使 用 機 器 、 仕 様 諸 元

変調器 ドライバ インタフェ ース	YHP 8116A Pulse /Function Generater	・ 電圧レベル変換に使用	
ビーム・ スプリッタ	応用光電 無偏光 ビーム・ スプリッタ	・ 無偏光特性 ・ 分割電力比 T:R=7:3	T;Trans. R;Reflect

変調器ドライバは、変調電圧を供給するドライブ・アンプ部と自動バイアス制御部より構成されている。ドライブ・アンプ部は、ユニポーラ  $1\text{ V}_{\text{p-p}}$  信号を振幅  $V_{\text{m}}$  (volt) の変調電圧に増幅する。先述の偏光消光比から分かるように、100% 変調に必要な電圧が  $800\text{ nm}$  帯において得られている。また、ドライブ・アンプ部と誤り率測定器送信部とのインタフェースには、ファンクション・ジェネレータを用いた。<sup>†</sup>

自動バイアス制御部は、Continuous Auto Bias Control方式を採用している。変調器出射光から取り出された偏光変調信号の一部は、偏光ビームスプリッタによって  $x'$  偏光と  $y'$  偏光に分離され、それぞれフォト・ディテクタで検波され平滑化される。検波出力は差動増幅器(Error Amp)によって誤差信号に変換された後、バイアス・アンプをドライブする。従って、このようなバイアス電圧制御法によって、常に  $x'$  偏光、 $y'$  偏光の平均電力を等しくすることができる。但し、偏光変調信号は50%のパルス・デューティであることが必要である。

---

<sup>†</sup> 変調器ドライバにユニポーラ  $1\text{ V}_{\text{p-p}}$  信号を供給することができれば、このようなインタフェースは不要である。本実験では、変調度を変化させるためにファンクション・ジェネレータを用いて変調器ドライバへの入力信号電圧を可変とした。

### 3. 1. 3 受信部

本節では、受信光学系、受信電気回路系について述べる。

#### 1) 受信光学系

図3. 8に受信光学系を示す。受信偏光変調信号は、ウォラストン・プリズムによってx' 偏光、y' 偏光に分離される。光学フィルタは暗室内での通信実験、検波系の回路熱雑音が受信特性において支配的であるPinPD検波系を使用していることから、本測定実験では特に設置しなかった。また、受信レンズには焦点距離30mm片凸レンズを用いている。表3. 3には、ウォラストン・プリズムの仕様諸元を示す。

表3. 3 ウォラストン・プリズム 仕様諸元

	型名	仕様	備考
ウォラス トン・プ リズム	応用光電 0406c	・材質 方解石 ・分離角 30° ・開口部寸法 10×10mm ・偏光消光比 >50dB ・反射防止膜 (ARコート)	

#### 2) 受信電気回路系

図3. 9に受信電気回路系の構成を示す。2つの直接検波回路部と差動復調回路部から構成されている。また、図3. 10には電気回路図を、図3. 11には、受信電気回路系及び設置例を写真で示す。

直接検波回路部には、PinPD、プリアンプ、自動利得制御(AGC)増幅器を内蔵した受信モジュールを使用した。このモジュールは光ファイバ通信用に供与されているものである。表3. 4に直接検波回路部の仕様を示す。

表 3. 4 直接検波回路部 仕様諸元

	型名	仕様諸元	備考
受信モジュール	日立 DR2302	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ データ伝送速度 MIN 5Mbps ~ MAX 64Mbps</li> <li>・ 最小受信感度 -30dB</li> <li>・ 受信波長 830nm(Typ)</li> <li>・ 出力電圧 200mVp-p(Typ)</li> </ul>	NRZ Duty 50% 差動増幅器 出力
フォト・ダイオード	日立 Pin・Photo Diode	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ プリアンプ内蔵 Pinフォトダイオード</li> <li>・ 量子効率 70%</li> <li>・ 暗電流 1nA</li> <li>・ 逆電圧 50V(min)</li> <li>・ 帯域 200MHz</li> <li>・ 感度 <math>0.46 \mu A / \mu W</math></li> <li>・ 受光径 <math>0.65mm\phi</math></li> </ul>	$\lambda = 830nm$ $\lambda = 830nm$

それぞれの直接検波回路部からの出力は、差動復調回路部において引算される。このとき、両検波回路部間の直流レベル差、不要直流分変動を除去するため、検波部と差動復調部はAC結合している。

差動復調回路は、National Semiconductor社オペアンプLM318を用いて自作した。図3.10に示すように初段は差動増幅器であり、両直接検波回路出力の引算を行なっている。第2段目は反転増幅器であり、その出力は50Ω同軸ケーブルを介して誤り率測定器への入力となる。誤り率測定器とのインタフェース条件より利得は4倍に設定した。図3.12に受信回路系各部における波形を示す。

ところで、オペアンプ LM318 は利得帯域幅 (GB) 積が 15 MHz (typ) であり、反転増幅器では利得を 4 倍に設定したため差動復調回路の通過帯域は約 4 MHz 程度であると考えられる。従って、受信機全体の帯域幅は差動復調部によって制限され、伝送速度によっては雑音特性は良いもののかなりの符号間干渉が予想される。

### 3. 2 変調強度波形測定及び誤り率測定結果

#### 3. 2. 1 変調強度波形測定

直線偏光状態の偏光変調器出射光に関して、一方の偏光成分の強度波形を観測することによって、偏光変調信号の評価を行なう。図 3. 13 に測定系を示す。検光子（偏光子）を通過した変調器出射光をフォト・ディテクタに入射し、その出力をオシロ・スコープによって観測した。以下、検光子を通過した偏光成分を  $x'$  偏光とする。

##### 1) 変調強度波形立ち上がり時間 ( $t_r$ )、立ち下がり時間 ( $t_f$ ) の測定

図 3. 14 (a), (b), (c) にそれぞれパルス繰り返し周波数 2 MHz, 4 MHz, 8 MHz での強度波形を示す。いずれの周波数においても 22 ~ 24 nsec の  $t_r$ ,  $t_f$  が得られている。

変調器仕様によると、He-Ne レーザ波長 ( $\lambda = 632.8 \text{ nm}$ ) において  $t_r < 14 \text{ nsec}$ 、 $t_f < 14 \text{ nsec}$  であり、820 nm 帯では劣化している。820 nm 帯では結晶の半波長電圧 ( $V_{\lambda/2}$ ) が、632.8 nm に対して約 1.3 倍増加するため、100% 変調達成には変調器ドライバではより高増幅度が要求される。その影響として、ドライバ周波数特性の劣化、帯域の減少が考えられ、結果として  $t_r$ ,  $t_f$  の劣化が生じたものと考えられる。

##### 2) 変調度の影響

2章 2. 1 節、2. 2 節で述べたように、偏光変調方式の特性劣化要因として変調度の劣化がある。ここでは、変調器ドライバへの入力信号電圧を変化させることによって等価的に変調度劣化を引き起こし、 $x'$  偏光面における変調強度波形を観測することによって偏光変調信号を評価している。

図 3. 15 には、伝送速度 4 Mbps、マーク信号 (“1”) とスペース信号 (“0”) の繰り返し系列を送信信号とし、変調器ドライバ入力尖頭電圧  $V_p$  を 1V, 0.1V, 0.01V に設定した場合の強度波形を示す。図から分かるように  $V_p$  が減少するにつれて、マーク信号時強度レベルとスペース信号時強度レベル間が減少し

ている。

ところで、(7)式から分かるように理論的には強度波形は図3.16に示すようになる。 $V_p$ と変調度 $m$ は比例することから、 $V_p = 1$  vの時、 $m = 1$ とすると

$$V_p = 0.1 \text{ v の時 } m = 0.1$$

$$V_p = 0.01 \text{ v の時 } m = 0.01$$

に相当する。例えば、 $V_p = 0.1$  V( $m = 0.1$ )ならば、マーク信号時強度レベルは100%変調時の57.8%に減少し、スペース信号時強度レベルは42.2%に増加する。すなわち、偏光消光比は1.37:1に劣化する。測定結果では1.29:1であり、ほぼ理論値と一致している。また、このときの偏光変調信号は楕円偏光状態である。さらに、 $V_p = 0.01$  V( $m = 0.01$ )になると、強度波形はほぼ一定になっている。このとき、偏光変調信号はほぼ円偏光状態である。

さらに、図3.17にx'偏光変調強度波形の周波数スペクトラムを示す。伝送速度は5 Mbpsとした。変調度の低下につれて信号成分が消失し、直流成分が増加して行く様子が現われている。

### 3.2.2 符号誤り率特性の測定

誤り率測定器(アンリツME522A)を用いて偏光変調/直接検波方式の基礎通信実験を行ない符号誤り率特性の測定を行なった。測定時のパラメータ諸元を表3.5に示す。

表 3. 5 測定時パラメータ諸元

項目	諸元
伝送速度 $\kappa$	2, 4, 8Mbps
伝送符号形式	NRZ
信号系列	M系列(周期7)
変調度 $m$	1 (100%変調)

また、差動復調回路出力は誤り率測定器受信部のスレッシュホールド判定回路において標本化されデータ復号がなされる。スレッシュホールドは、0Vに設定した。さらに、判定識別時点(標本化時)を決定するクロック信号は、送信部から同軸ケーブルを介して受信部に供給している。(カンニング・クロック)

図 3. 18 に符号誤り率特性の測定結果を示す。横軸は相対受信信号電力  $P_s$  (dB) であり、ウォラストン・プリズム入射前の全信号電力  $I_s = -6 \text{ dBm}$  を基準にしている。これは、PinPD入射光電力の測定が困難であったことによるが、厳密な絶対受信電力の測定は今後の課題としたい。各検波回路への受信電力は、概算では、

$$P_{s'} = P_s - 6_{(\text{dBm})} - 3_{(\text{db})} \quad *; x', y' \quad (73)$$

となる。

$P_e = 10^{-8}$  を得るための相対受信感度の測定結果を表 3. 6 に示す。伝送速度 8 Mbps の時、相対受信感度は  $-38 \text{ dB}$  であった。従って、この時の全受信信号光電力は  $-44 \text{ dB}$ 、各検波回路への受信電力は  $-47 \text{ dB}$  であると推定される。

表 3. 6 相対受信感度 ( $P_e=10^{-6}$ )

伝送速度 $f_s$ (Mbps)	2	4	8
相対受信感度 $P_s$ (dB)	-43dB	-40dB	-38dB

図 3. 19 には、データ復号に用いられる差動復調回路出力の周波数スペクトラムを示す。伝送速度は 8 Mbps である。図から分かるように、半値幅が 4 MHz 付近であり、信号スペクトラムがかなり帯域制限を受けていることが図からも窺える。この帯域制限は差動復調回路によるものであり、直接検波回路出力は良好な矩形波形であるにも関わらず、差動復調回路出力の歪は大きく、かなりの符号間干渉が生じている。図 3. 18 の符号誤り率特性では、伝送速度の増大に伴って誤り率が劣化しているが、これは、受信機帯域を固定し雑音電力が一定であることを考慮すると、符号間干渉による劣化であると考えられる。

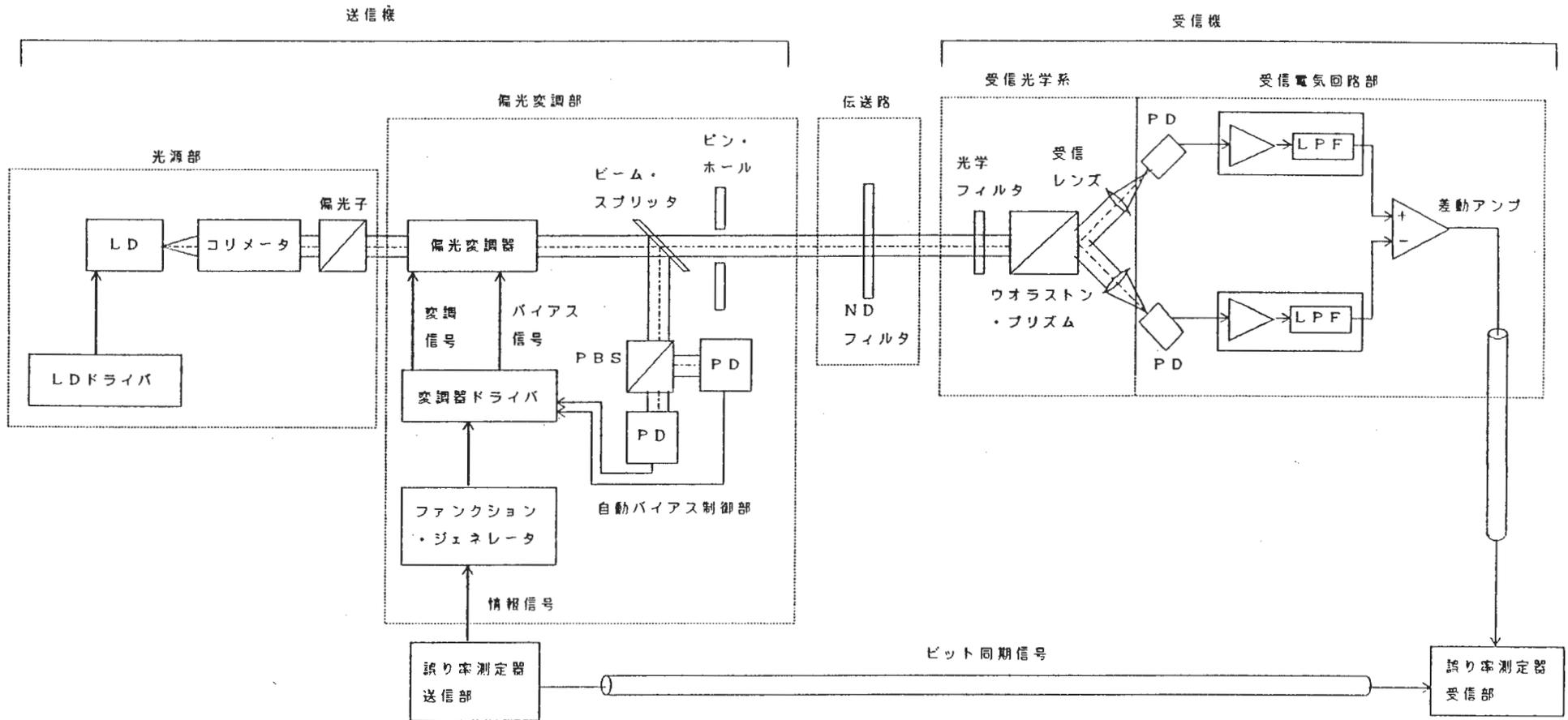
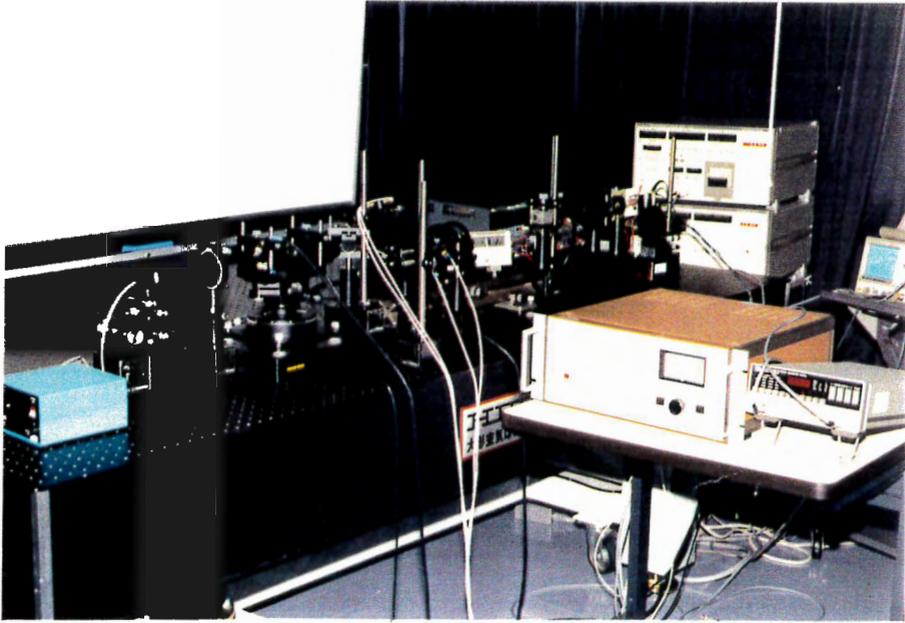


図 3. 1 実験システムの全体構成



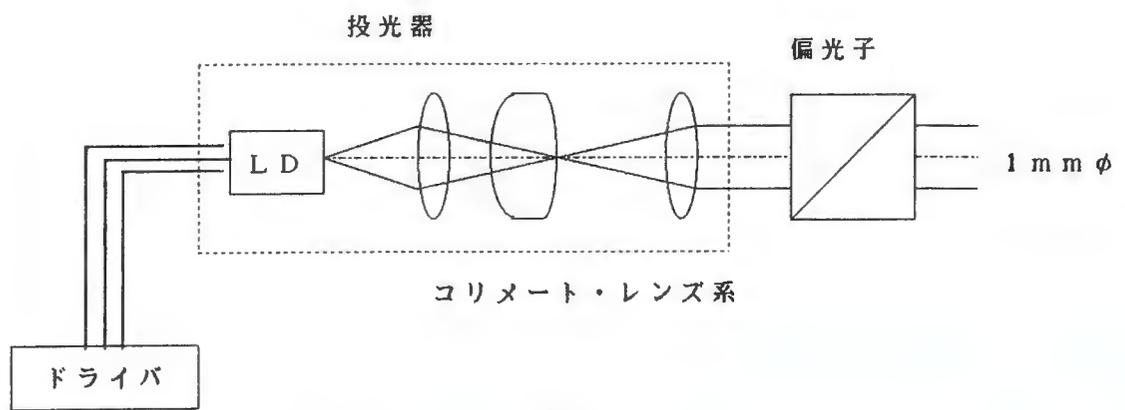


図 3. 2 光源部の構成

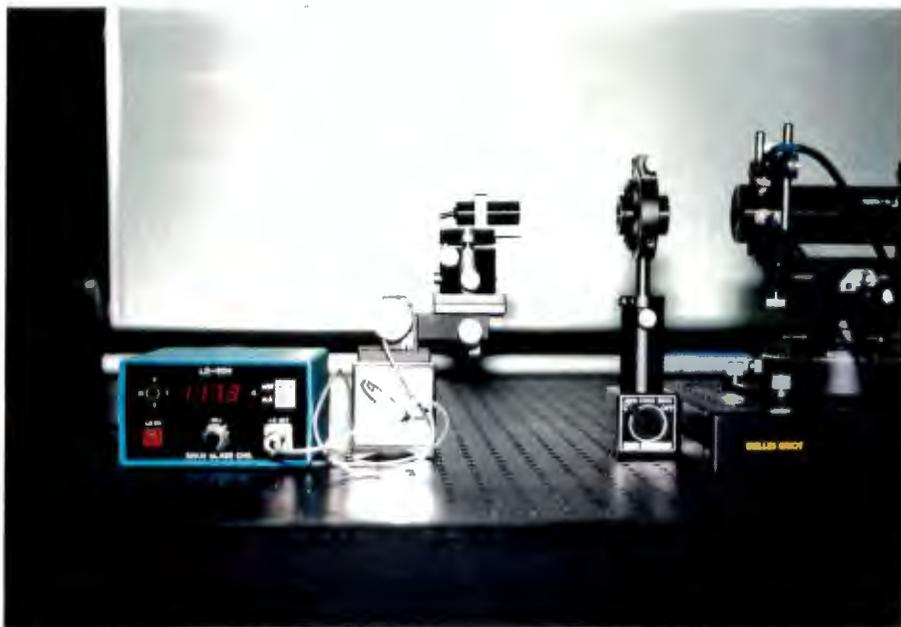


図 3. 3 光源部 (写真)

\*\* TQ8346 OPTICAL SPECTRUM ANALYZER \*\*  
 10-29-1987 22:32 AVG 0/0 SPECTRUM  
 Pk 0.823 45  $\mu\text{m}$  0.0 dBRU

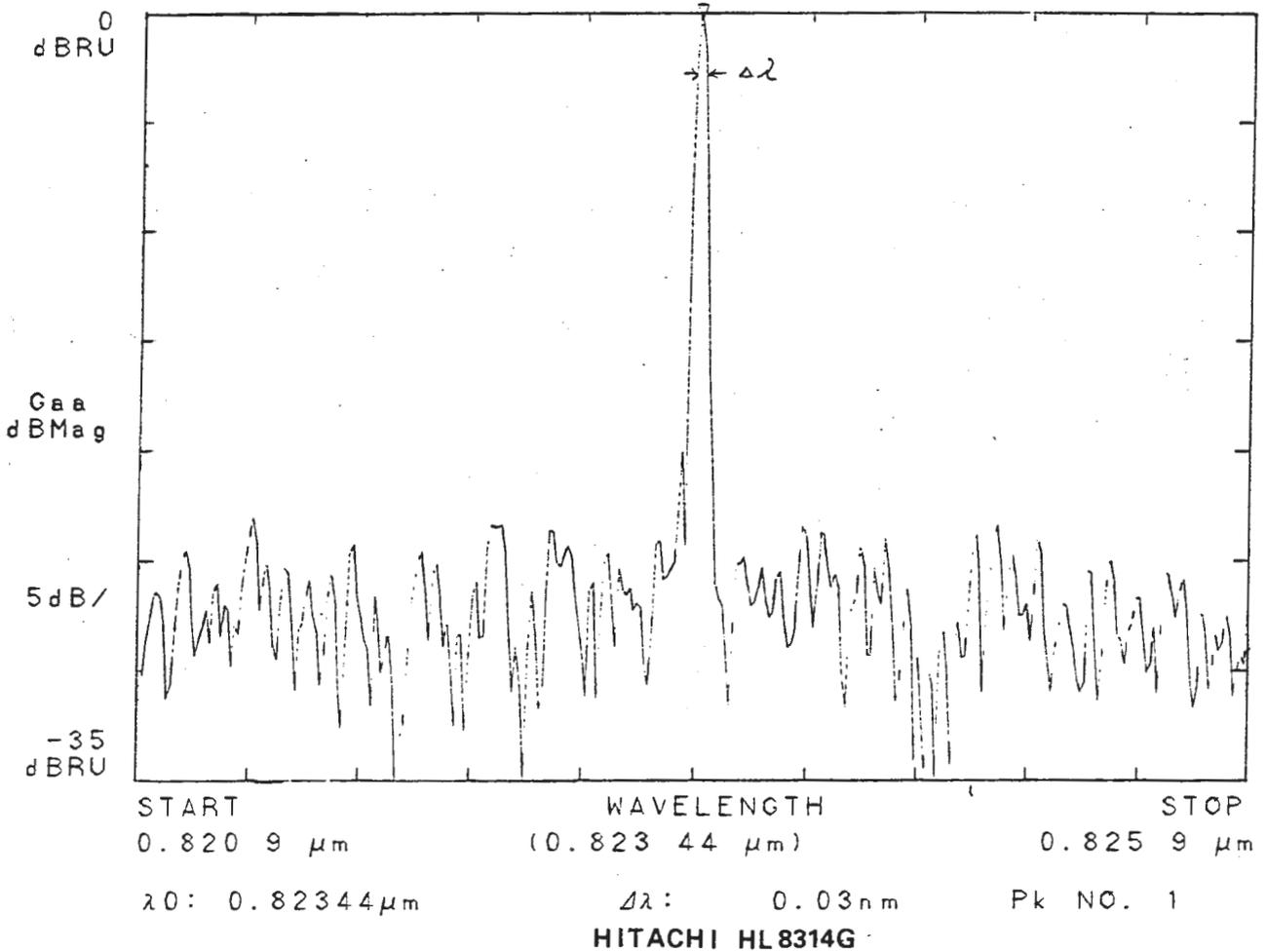


図 3. 4 LDのCW発振光周波数スペクトラム

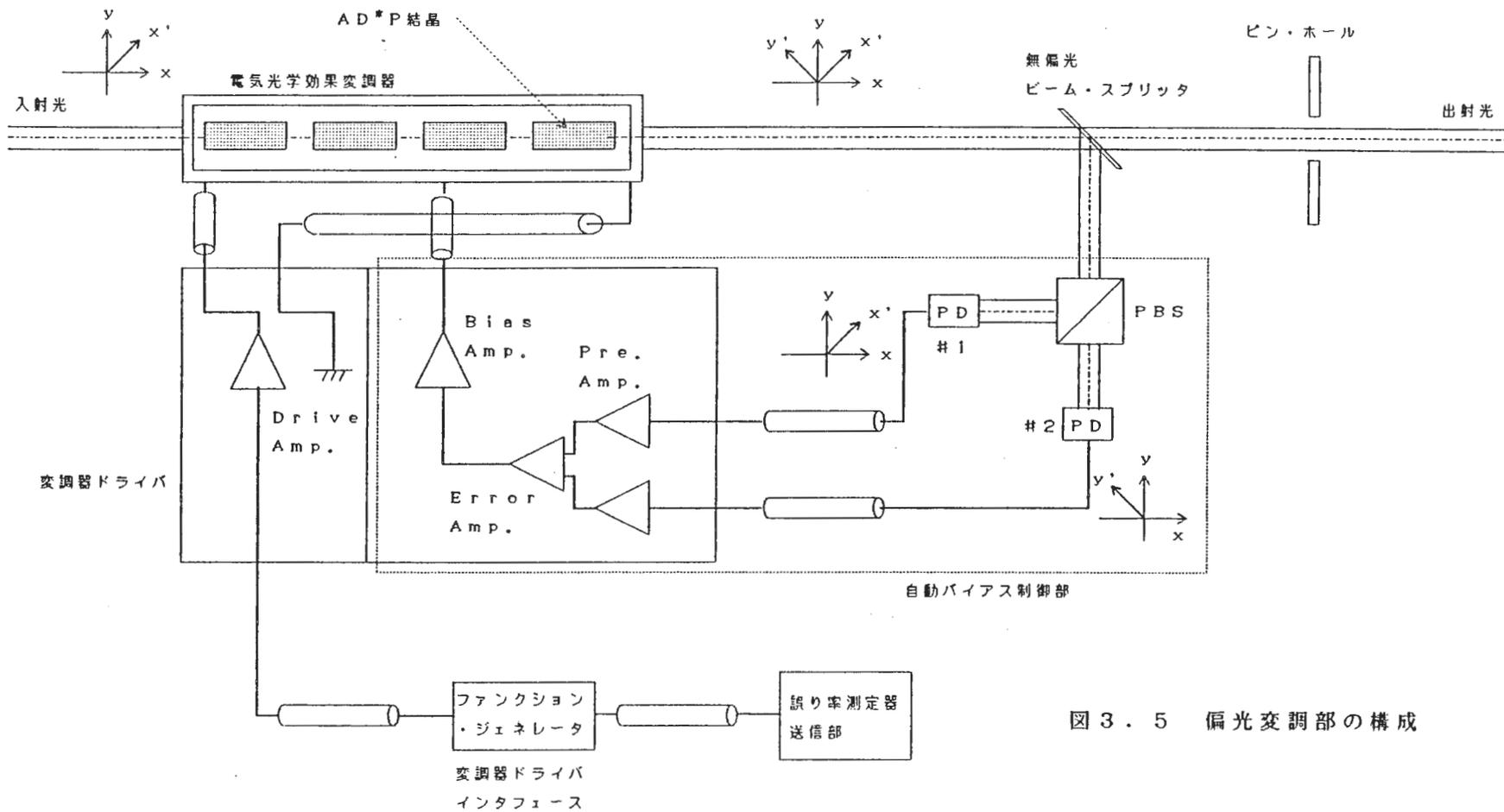


図 3. 5 偏光変調部の構成

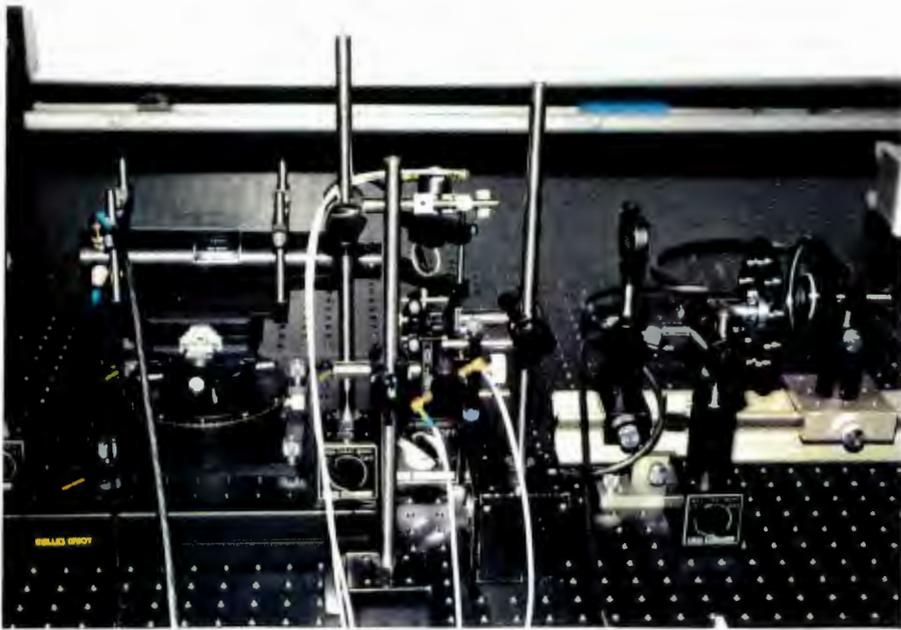


図 3. 6 偏光変調部 (写真)

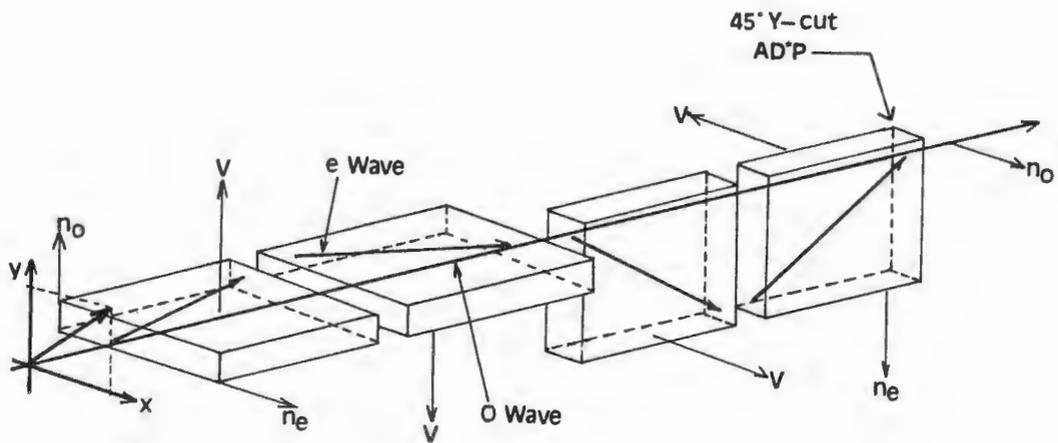


図 3. 7 AD・P 結晶の配置

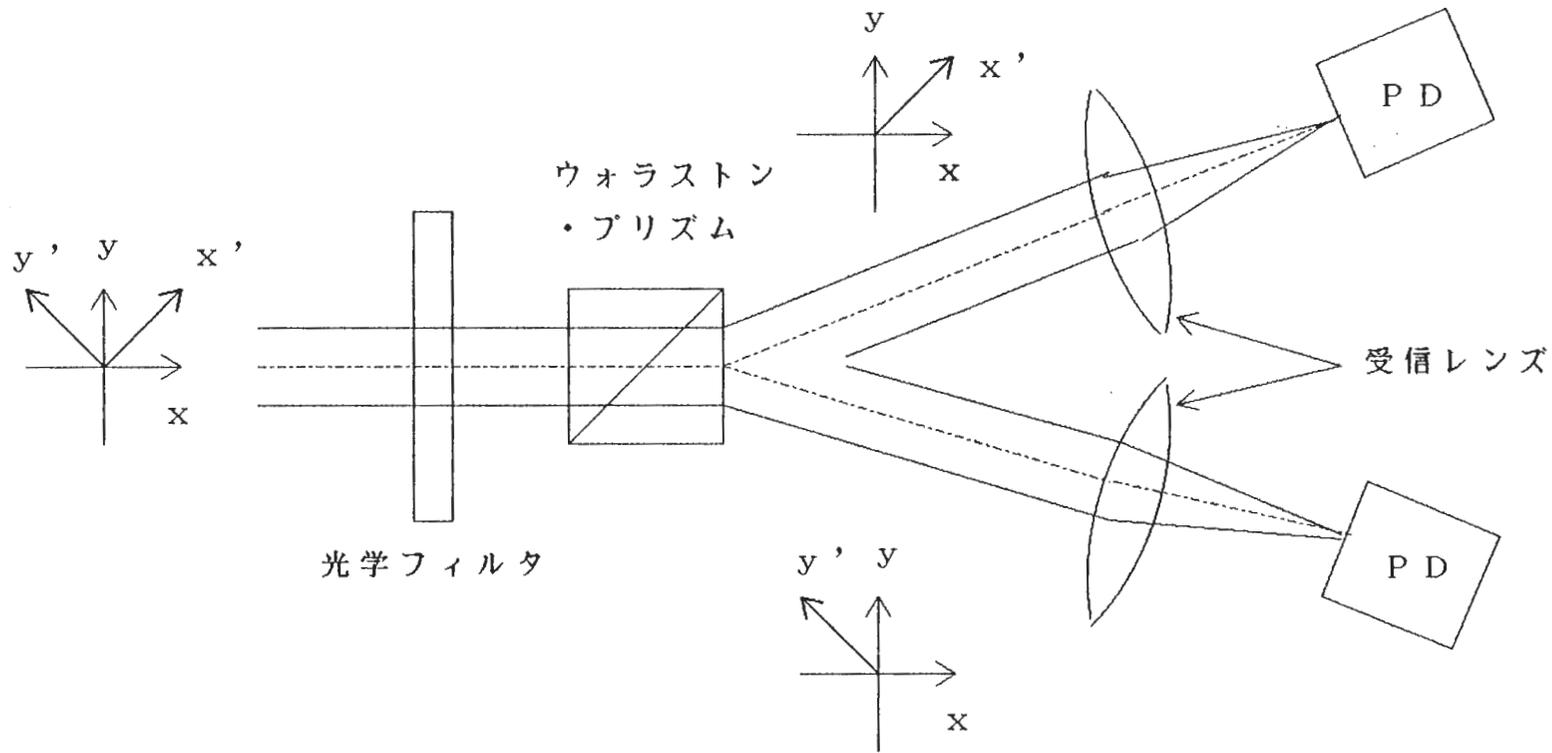


図 3 . 8 受信光学系

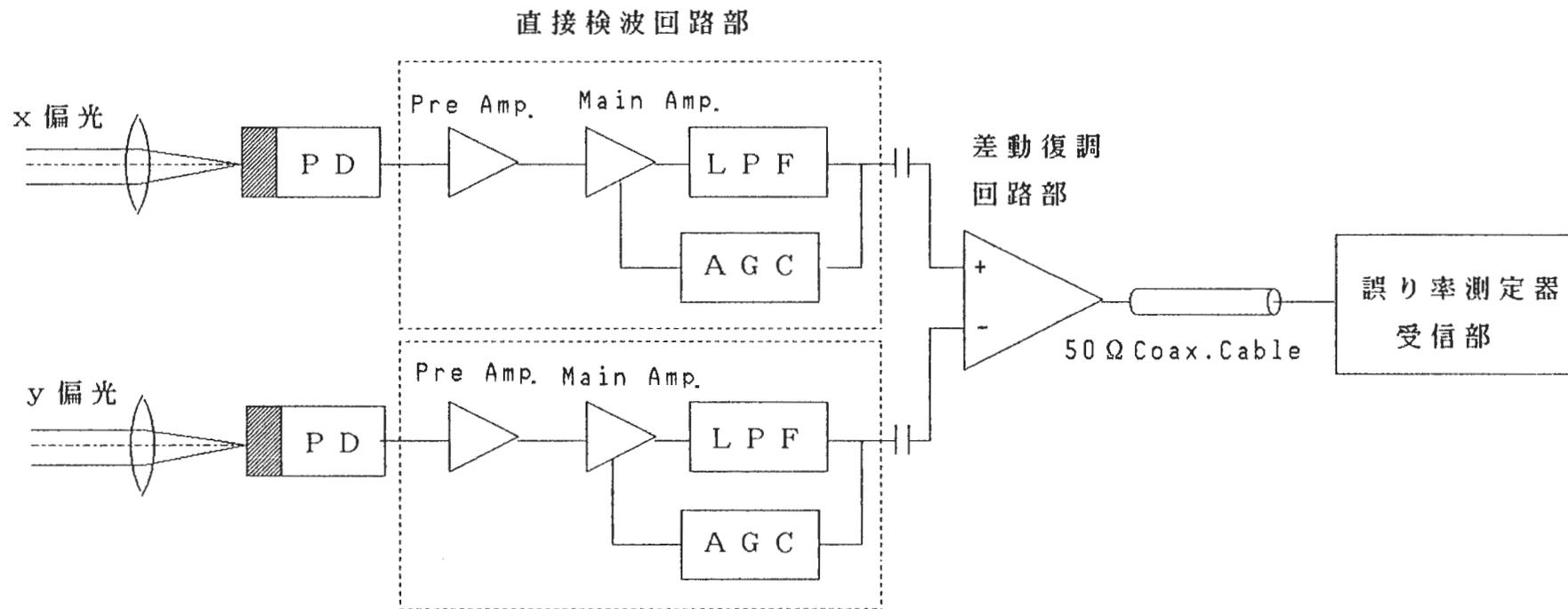


図 3 . 9 受信電気回路系の構成

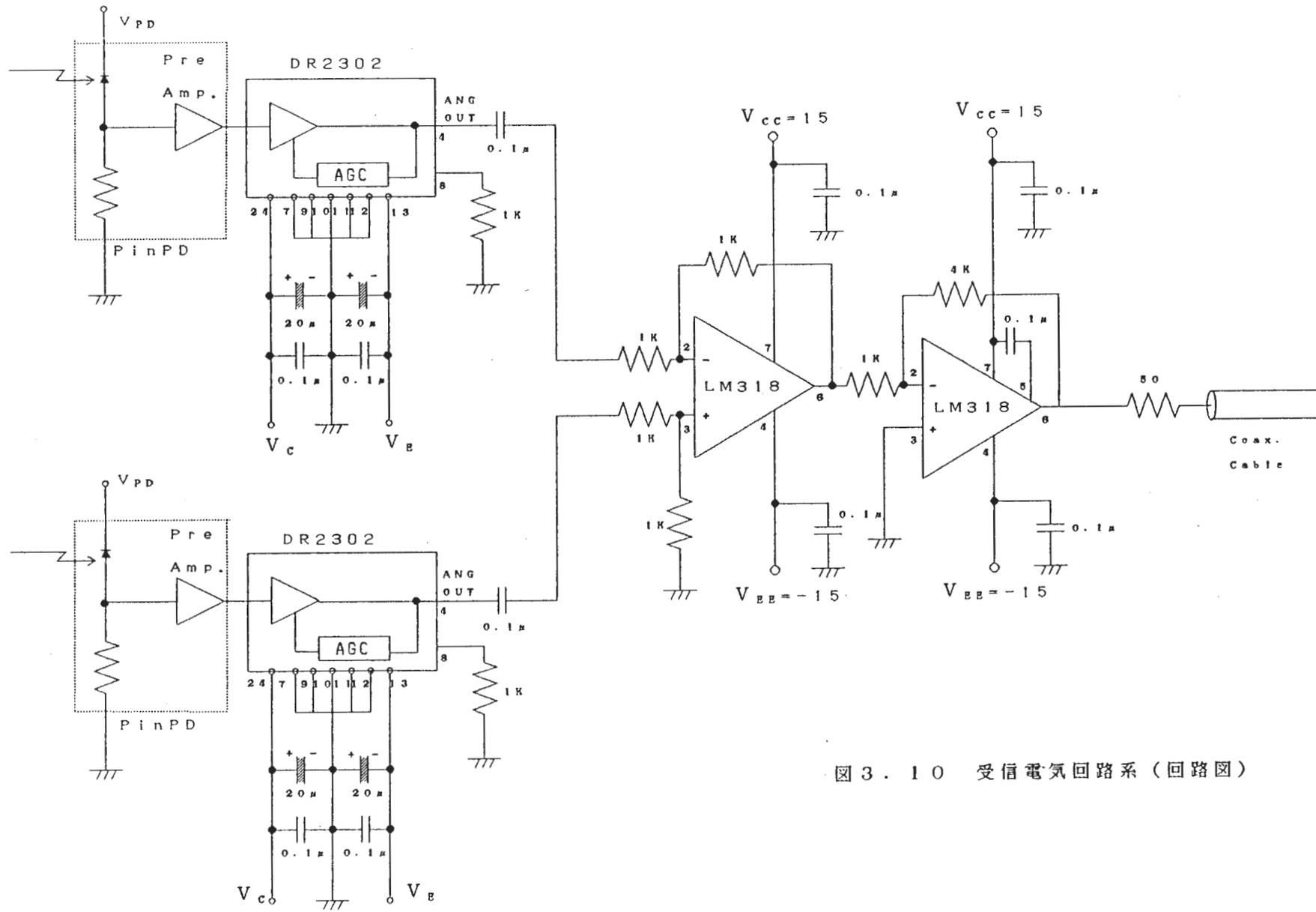
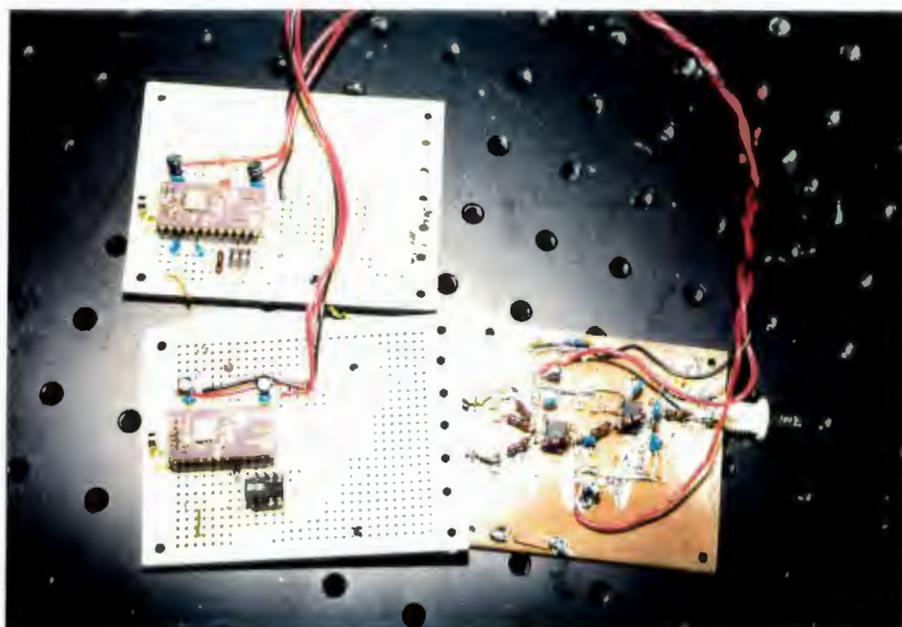
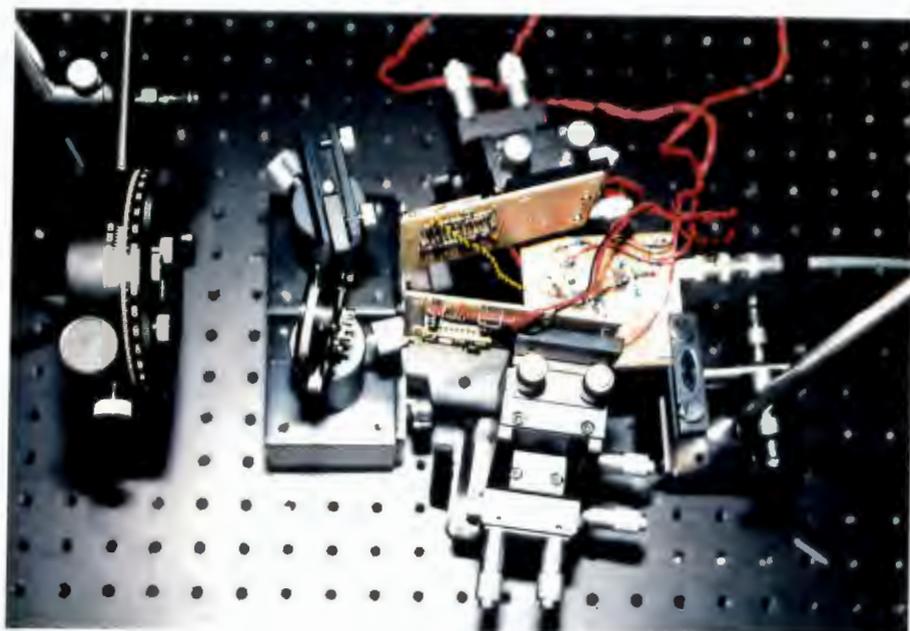


图 3. 10 受信電気回路系 (回路图)



受信電気回路



設置例

図 3. 1 1 受信電気回路系 (写真)

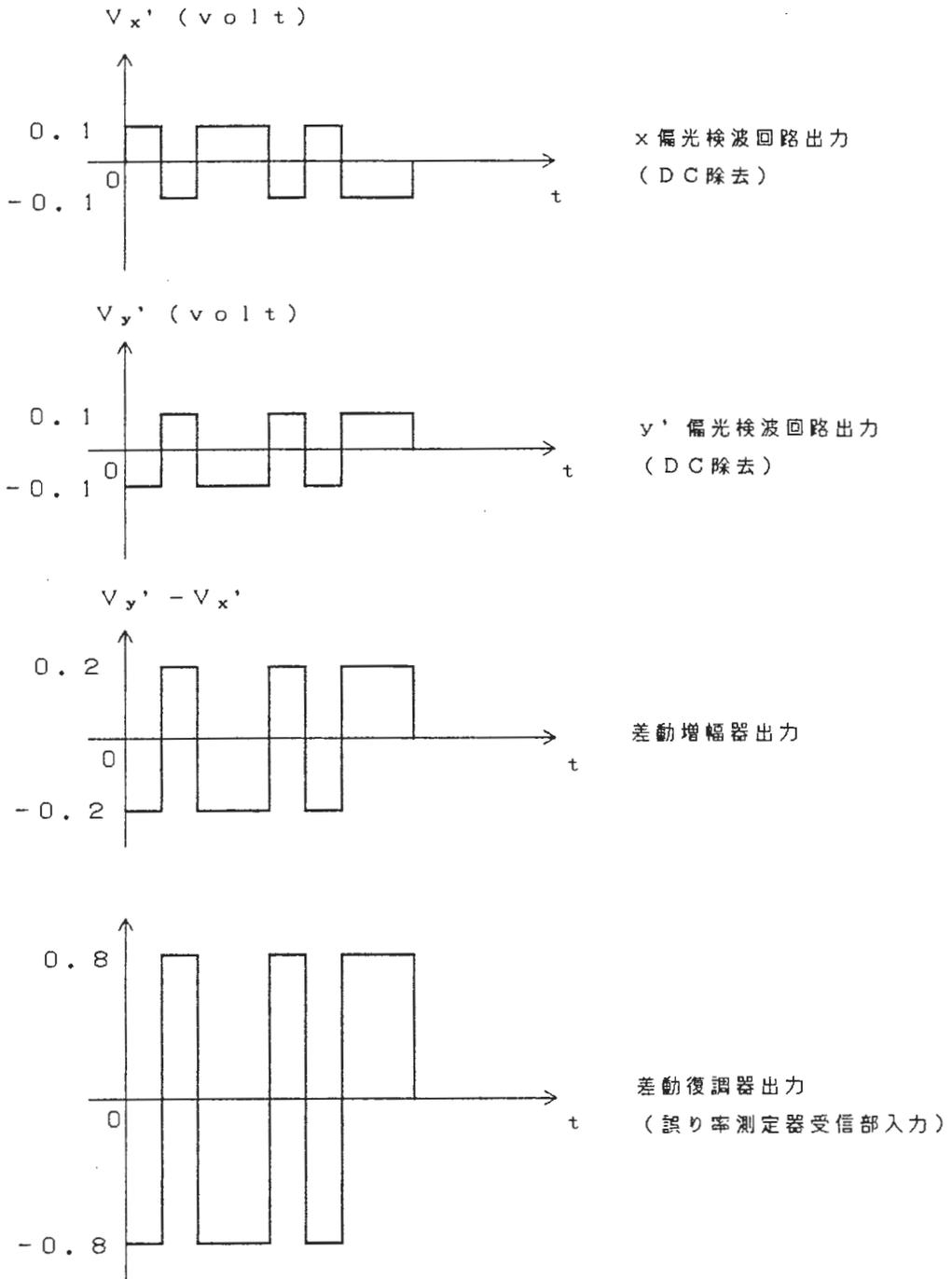


図 3. 1 2 受信回路系各部における時間波形

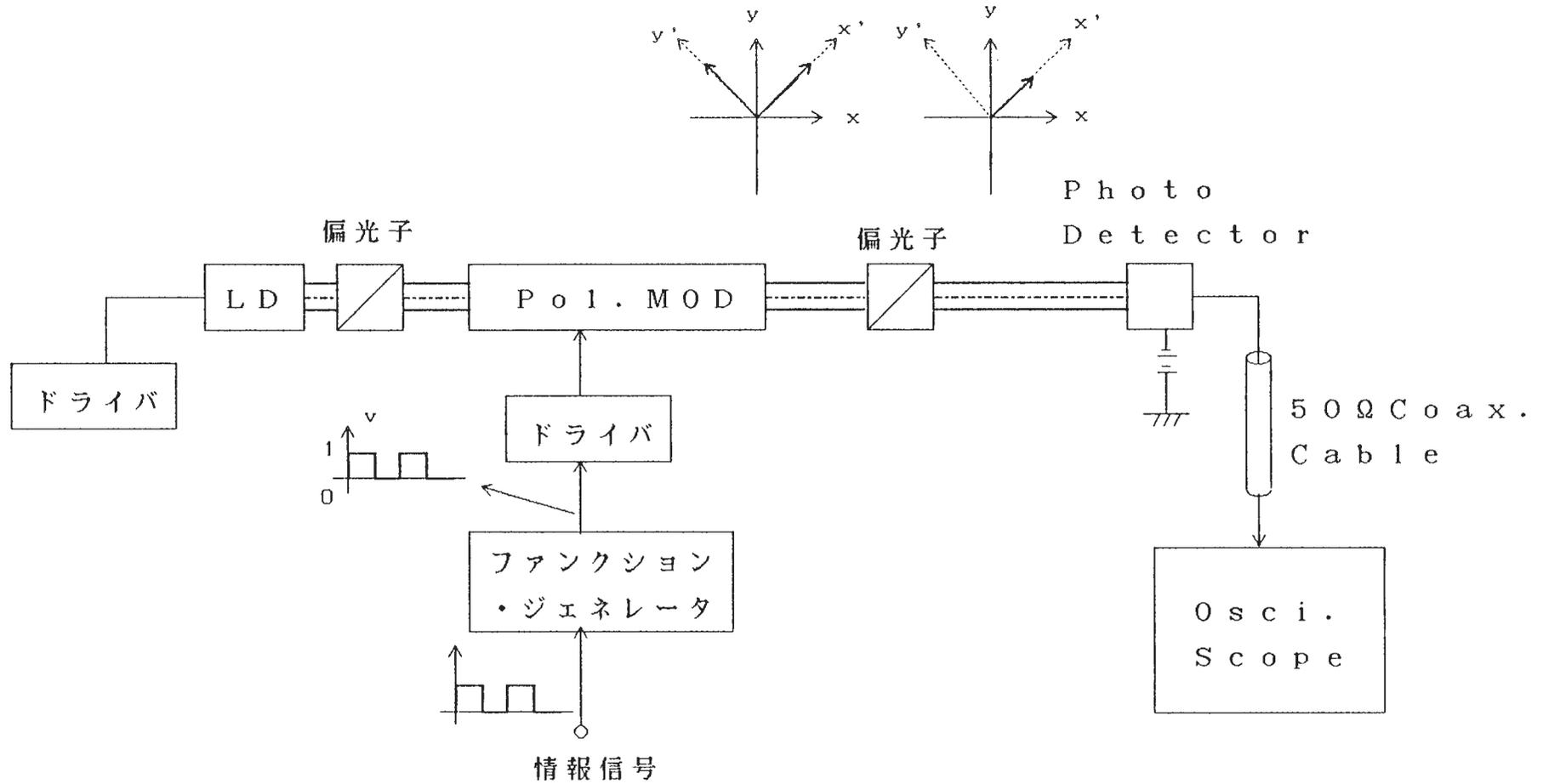
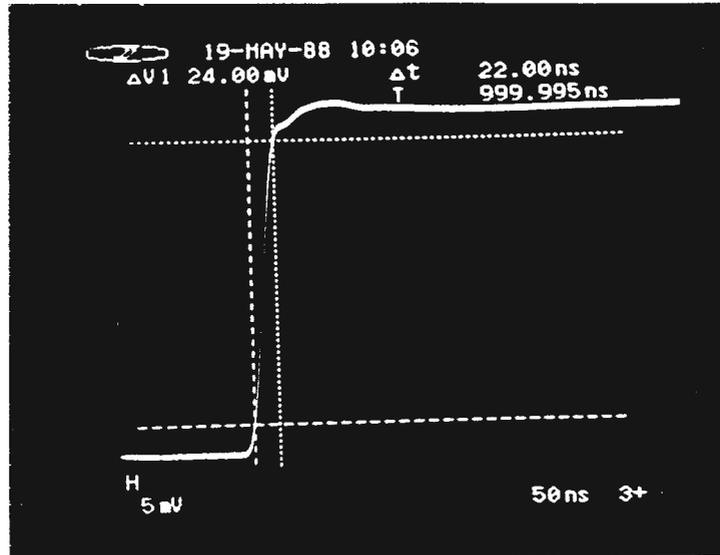
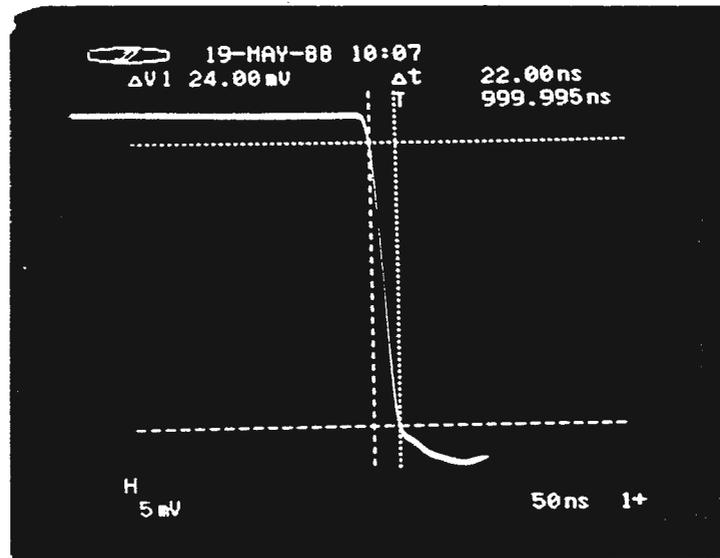


図 3 . 1 3 変調強度波形測定系の構成

PD ; 日本レーザ model JLD-02 High Speed Detector

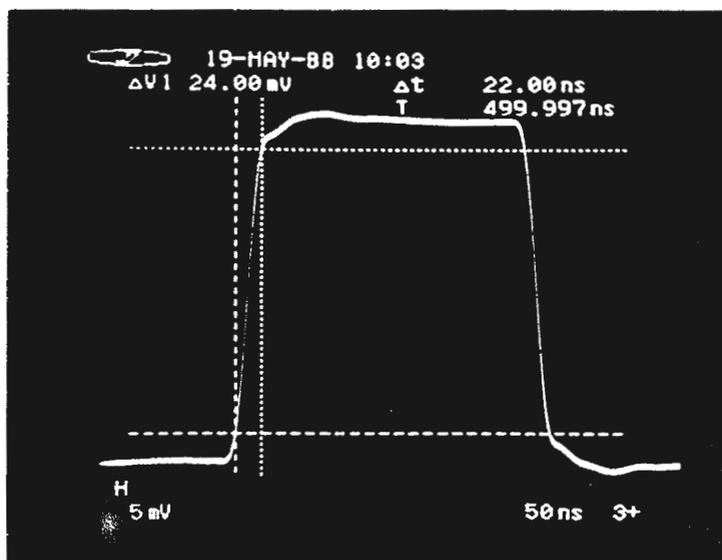


$t_r$

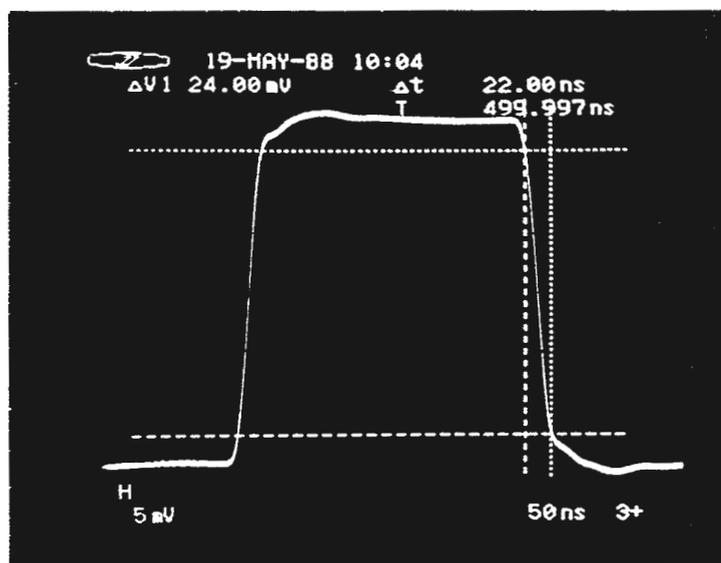


$t_f$

図 3. 1 4 ( a ) 偏光変調信号強度波形の立ち上がり時間,立ち下がり時間  
 (パルス繰り返し周波数 2 M H z )

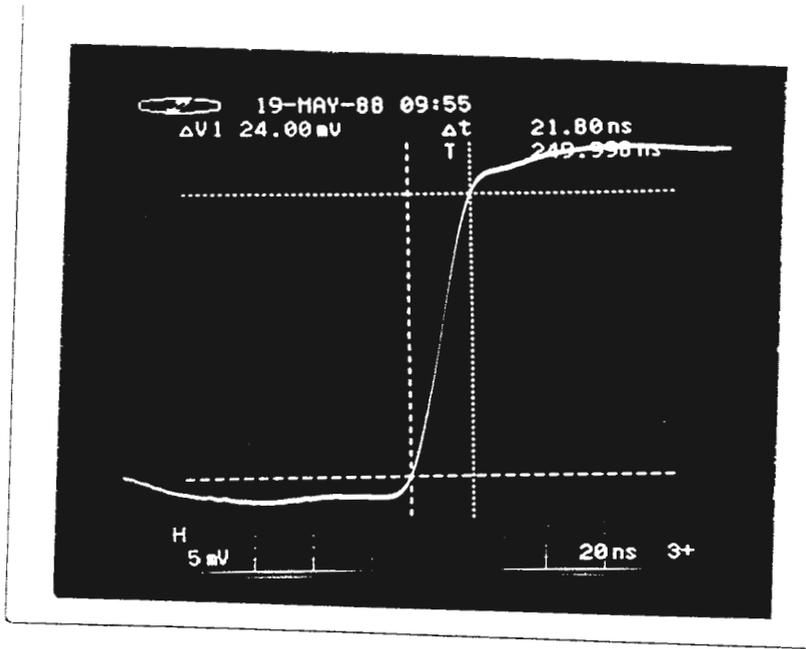


$t_r$

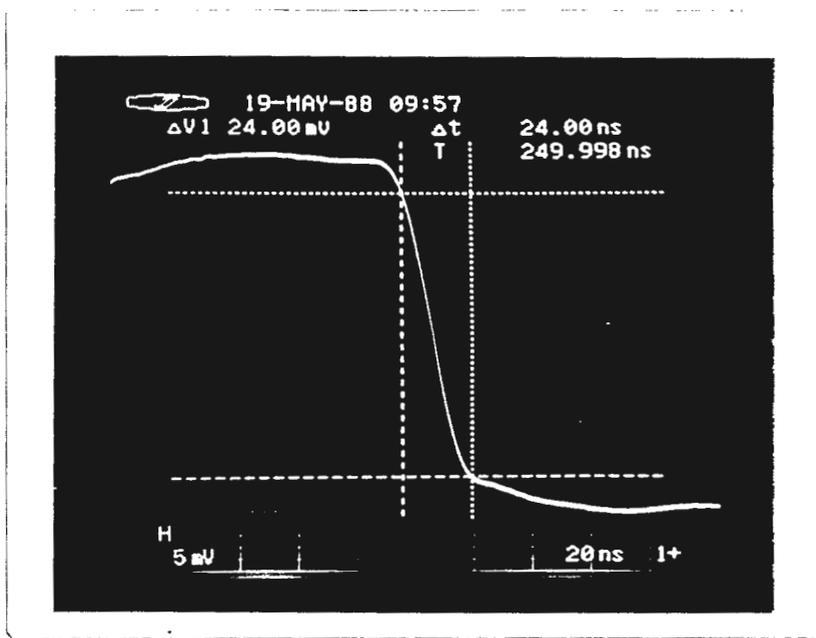


$t_f$

図 3. 1 4 ( b ) 偏光変調信号強度波形の立ち上がり時間,立ち下がり時間  
 (パルス繰り返し周波数 4 MHz)

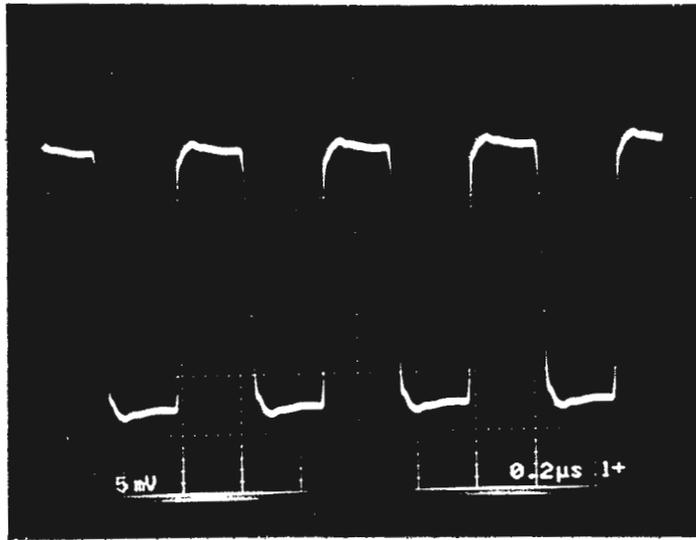


$t_r$



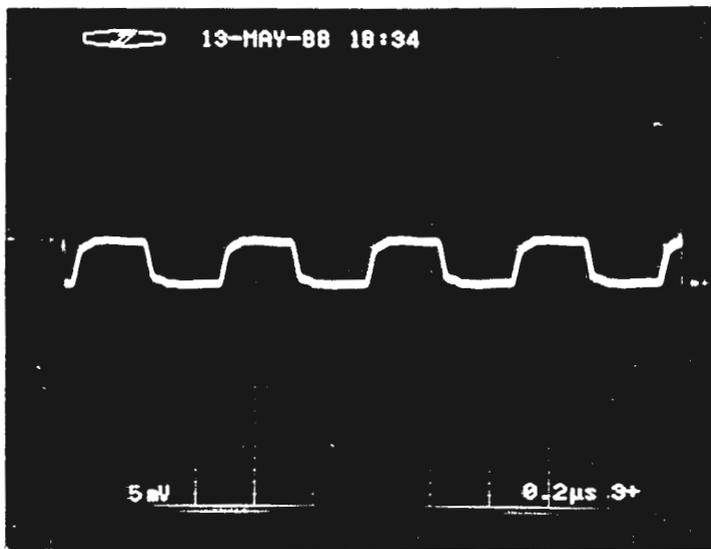
$t_f$

図 3. 1 4 ( c ) 偏光変調信号強度波形の立ち上がり時間,立ち下がり時間  
(パルス繰り返し周波数 8 M H z )



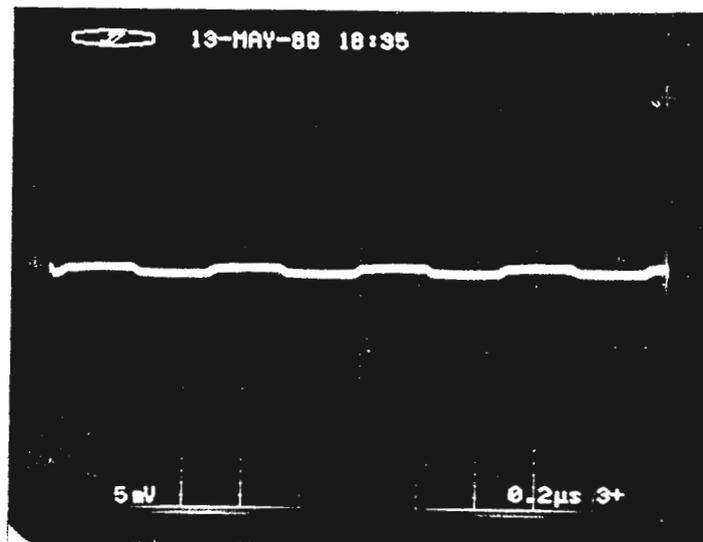
$V_p = 1.0 \text{ volt}$

(m=1)



$V_p = 0.1 \text{ volt}$

(m=0.1)



$V_p = 0.01 \text{ volt}$

(m=0.01)

図 3. 15 変調強度波形 (4 Mbps)

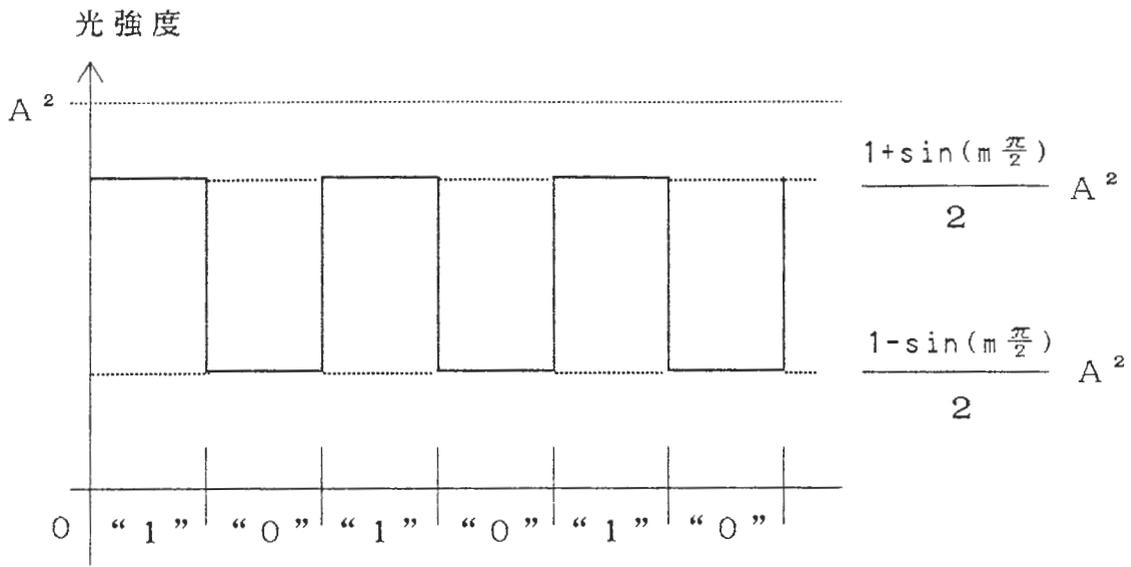
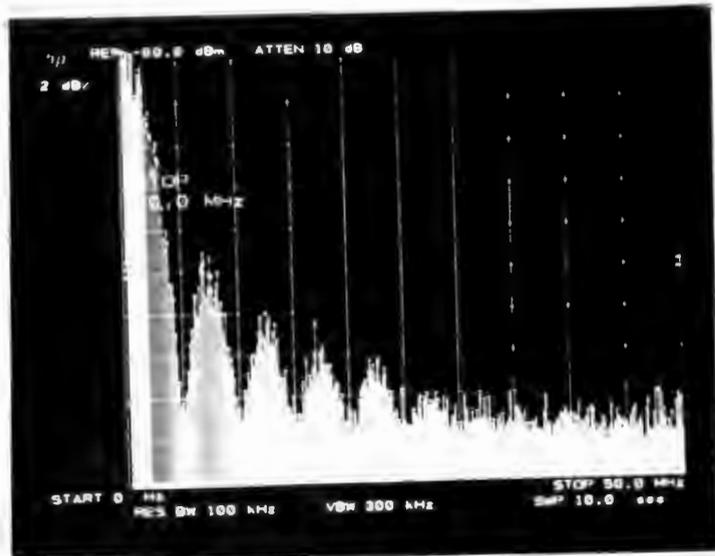
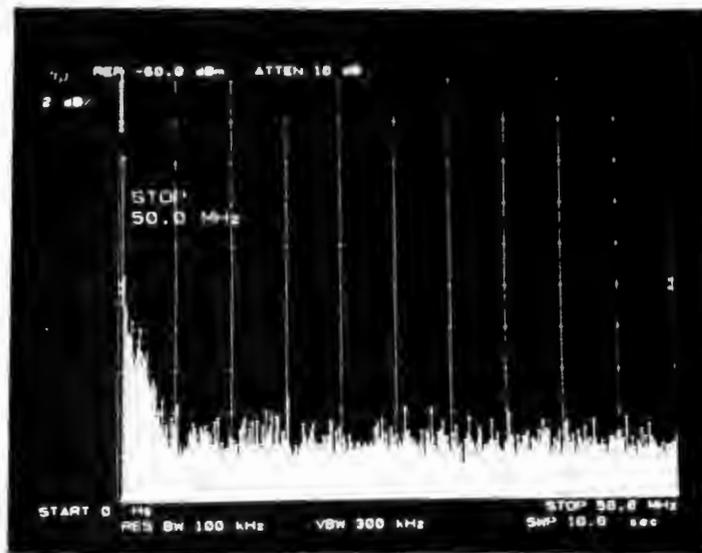


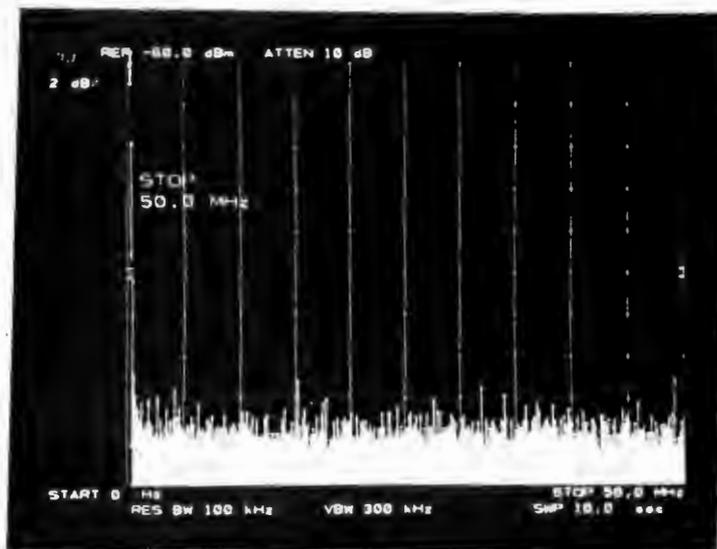
図 3 . 1 6 変調度  $m$  に対する強度波形 (理論値)



$V_p=1.0\text{volt}$   
( $m=1$ )



$V_p=0.1\text{volt}$   
( $m=0.1$ )



$V_p=0.01\text{volt}$   
( $m=0.01$ )

図 3. 17 変調強度波形の周波数スペクトラム (5 Mbps)

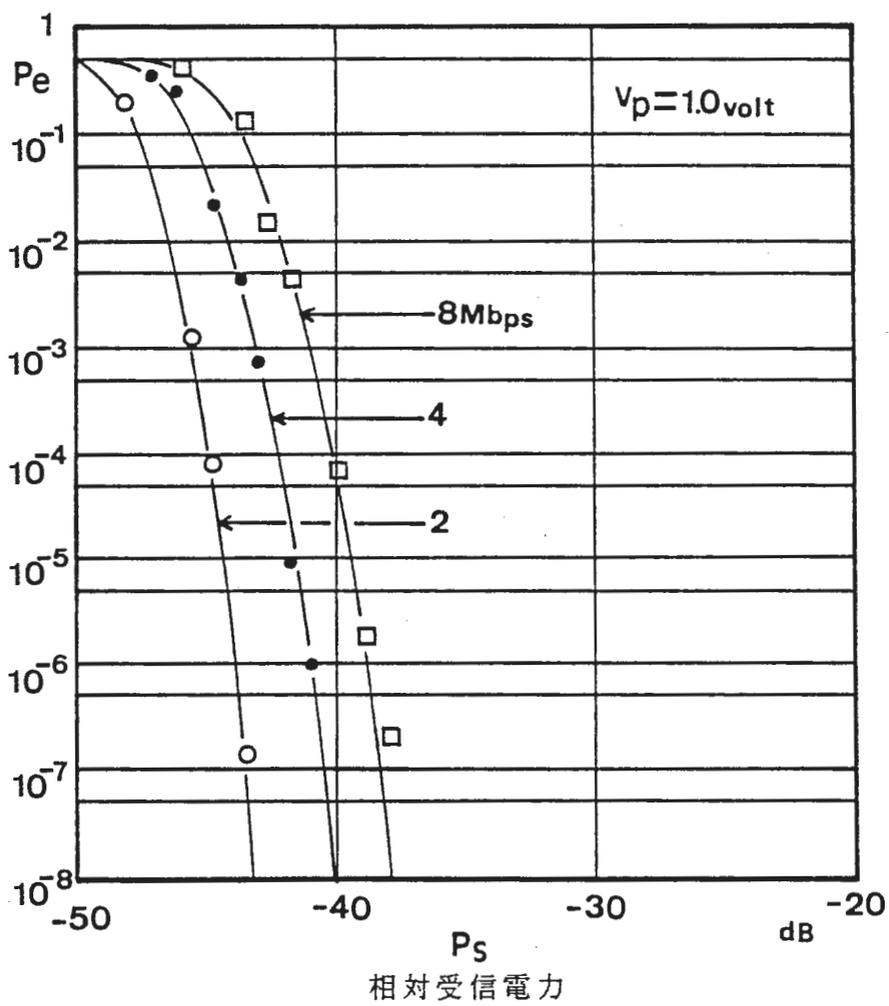


図 3. 1 8 偏光変調／直接検波方式の符号誤り率特性（測定値）

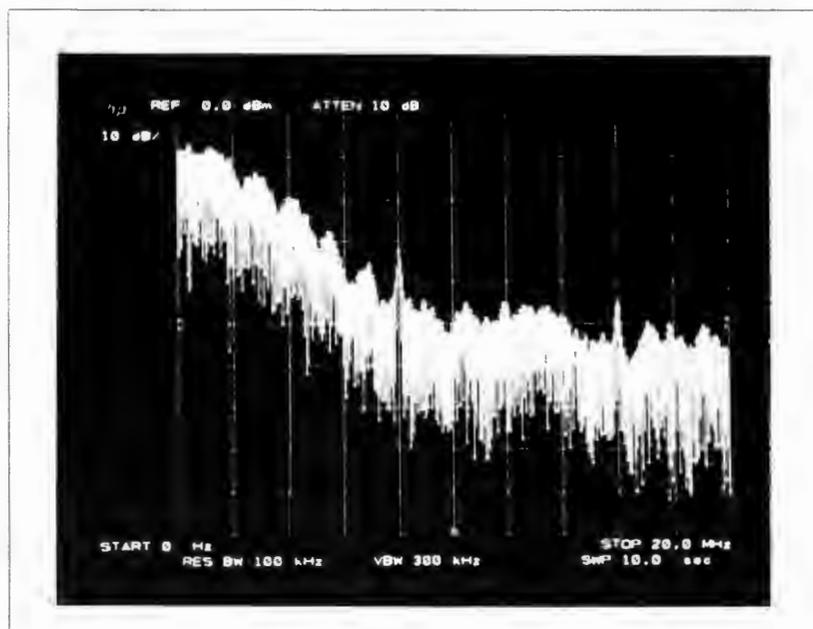


図 3. 1 9 差動復調回路出力の周波数スペクトラム

## 第4章 今後の課題

### 4.1 今後の実験計画

本報告書で述べた研究成果は、偏光変調／直接検波方式における実験的検討に関するものであり、全体の研究計画の中で、第一段階に相当するものである。

研究の第2段階は、偏光変調／コヒーレント検波方式に関する実験的検討である。偏光変調信号のコヒーレント検波を行なう実験システムを構成し、実際のシステムへの適用時における問題点などの明確化を行ないながら、最終的に本方式の特徴である位相雑音に対する不感応性を実験的に確認することを目的としている。

ここではまず、コヒーレント検波に関する実験の第1ステップである、偏光変調／自己ホモダイン検波システムの概要について述べる。

図4.1に偏光変調／自己ホモダイン検波方式の構成を示す。変調操作に関しては偏光変調／直接検波方式と同じである。検波系では偏光変調信号は半板によって直線偏光化された後、偏光ビーム・スプリッタによって直交する2偏光に分離される。この時、分離された2偏光をx偏光、y偏光と呼び、通過する光学系をxブランチ、yブランチと呼ぶ。半板の光学軸と偏光ビームスプリッタの光学軸の設定によってx偏光には情報によって位相変調された信号光、y偏光にはその基準位相信号が現われる。

yブランチでは、y偏光は半板を通過することによって偏光面が90度回転し、x偏光と同一になる。x偏光は、偏光に関してはそのままxブランチを通過していく。B.S.P.C(Babinet Soleil Phase Compensator)は、x、yブランチの光路長差補償のために挿入している。ハーフ・ミラーによって再び混合された偏光変調信号はフォト・ディテクタによって検波される。すなわち、この検波系は、信号であるx偏光が局発光としてy偏光を用いる自己ホモダイン検波系である。もし、x偏光、y偏光に等しく位相変動が含まれていれば検波出力には、情報データを示すベースバンド信号が得られる。従って、この自己ホモダイン実験によって偏光変調方式において送信光源の位相雑音を受信側で除去可能であることを確認できる。

実験システムでは、まず光源としてHe-Neレーザを使用する。He-Neレーザのスペクトル線幅は通常数kHzであり、LDに比べると格段にスペクトル純度が高いが、ゆっくりではあるがランダムな位相変動を有している。また、使用する偏光変調器の変調帯域がたかだか10MHzであり、伝送速度の逆数とスペクトル線幅の積が大きいほど検波特性への影響が強いことを考慮すると、He-Neレーザを使用した実験を行なうことによっても、偏光変調方式における送信光源の位相雑音に対する不感応性を確認することができよう。また、光源をLDとした場合の自己ホモダイン検波実験を引き続き行なう必要がある。

以上に述べた自己ホモダイン検波実験は、フォト・ディテクタが電力検波器（二乗器）であることに着目して、ヘテロダイン検波系においてはIF帯で行なう乗積操作をフォト・ディテクタを用いて光領域で行なうことに相当する。確認が可能であるのは、送信光源の位相変動除去である。

次に、偏光変調／ヘテロダイン検波方式に関しては、基礎通信実験を行なうことによって、送信光源、局発光源双方の位相雑音に対する不感応性の確認を目的としている。この実験系を構成する上で、

- ・送信光源、局発光源の周波数制御、安定化の実現
- ・IF帯（マイクロ波帯）検波回路の実現

が必要である。

## 4. 2 電気光学効果変調器の特性が受信特性に及ぼす影響に関する考察

本節では、偏光変調方式の評価を行なっていく上で、E O変調器の諸特性に関する考察を行なった結果として、今後理論的な検討が必要と認められる“変調度劣化”、“偏光変調信号のシンボル間位相不連続性”について述べる。

### 4. 2. 1 変調度劣化

第2章で述べたように、変調度 $m$ が1以下の場合、偏光変調信号は円偏光から楕円偏光に変化する。直接検波方式においては偏光消光比の劣化、すなわち信号間距離の減少の原因となり、 $m < 0.5$ では受信誤り率特性が急激に劣化することを理論的に示した。

偏光変調／ヘテロダイン検波方式における変調度劣化の受信特性に及ぼす影響に関する理論的な解析はまだなされていないが、簡単な考察によると、変調度劣化は直接検波方式と同様な信号振幅特性劣化とともに、位相特性の劣化も引き起こすことが予想される。従って、変調度を考慮した理論的な解析を行ない、変調度劣化が及ぼす影響を定量的に明らかにすることを今後の課題とする。

### 4. 2. 2 偏光変調信号のシンボル間位相不連続性

電気光学結晶中を通過する光波の位相変調、及びその結果として生じる偏光変調信号について、位相特性の詳細な理論的考察を行なった結果、以下の事項が明らかとなった。詳細については、付録1を参照のこと。

- ① E O変調器による偏光変調信号は、直交する2つの偏光成分間に $\pm \pi/2$ を有している信号であり、シンボル開始時刻での初期位相が既知の時に限り、B P S K信号と基準位相C W信号に分離可能である。これは、受信側に変調器内の位相シフト量、及び送信偏光面に関する正確な情報を要求する。(伝送される偏光状態には依存しない)

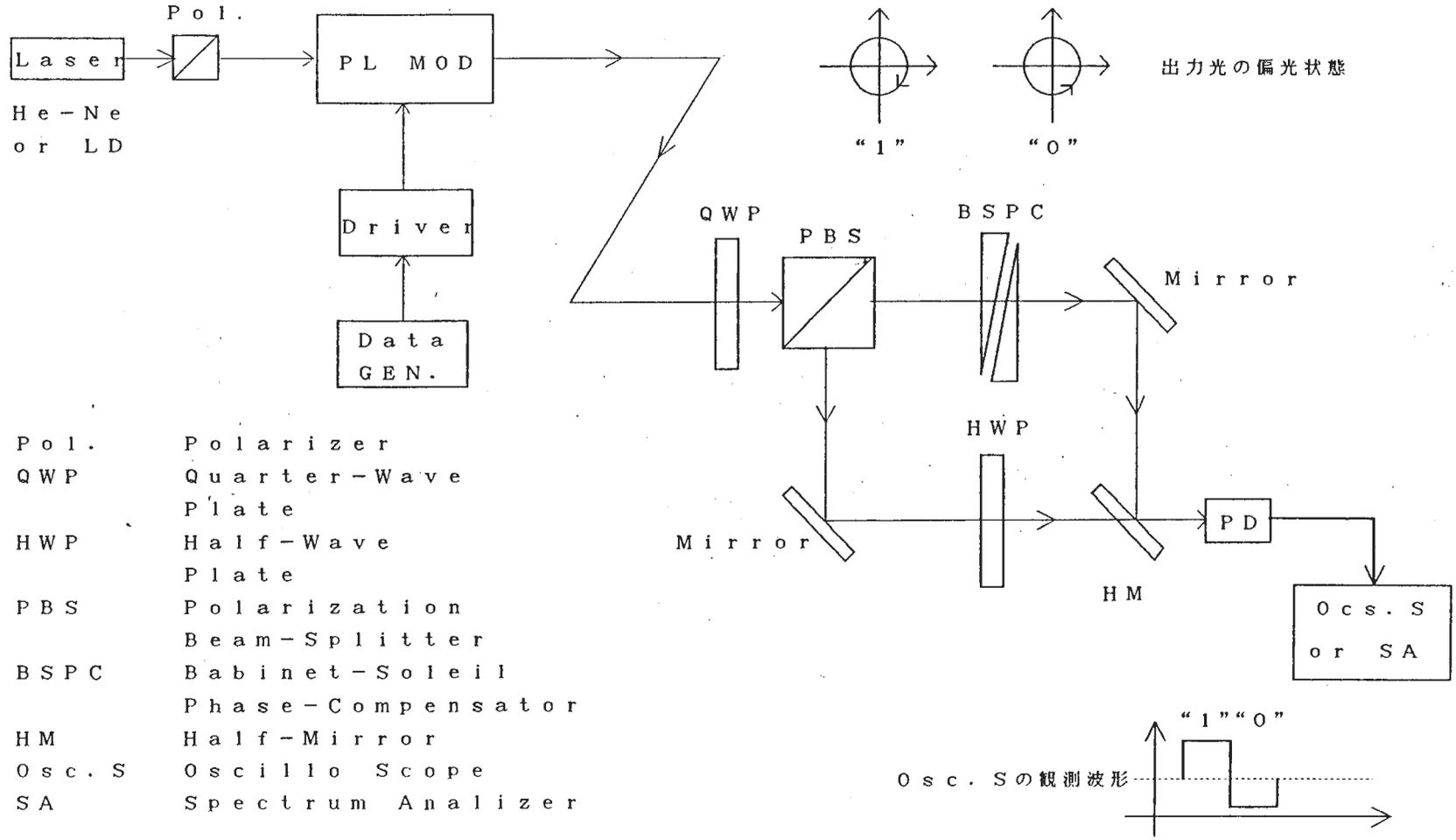
②受信側で変調器内での位相シフト量、送信偏光面が未知の場合、ヘテロダイ  
ン検波によって得られる2つのIF帯信号は、いずれもシンボル間で位相不  
連続な位相変調信号であり、周波数スペクトラムは同じである。

③通信システムとして、2つの偏光面のうち一方に光BPSK信号を、もう一  
方にその基準位相CW信号光を伝送する、基準位相パイロット光付きBPS  
K方式が考えられる。このような信号と偏光変調信号は、伝送路上での偏光  
状態（例えば、円偏光）は等しくすることができるが、光波の位相状態は全  
く異なったものである。しかし、受信側で送信偏光面が未知の場合にはヘテ  
ロダイン検波出力において両者の区別はできない。

以上の事項が明らかとなったが、偏光変調／ヘテロダイン検波方式の位相雑音不  
感応性に対しては影響を及ぼさないことを明記しておく。

第2章あるいは文献[1][2]においてなされている偏光変調信号がBPS  
K信号と基準位相信号に分離可能という仮定は、変調器における位相シフトと送  
信偏光面が受信側で既知であるという仮定に等価であり、システムが理想状態に  
あることに相当する。従って、従来解析で得られている偏光変調／ヘテロダイ  
ン検波方式の受信特性は、その上限を示したものであり、実際のシステムの性能  
を評価する上で不十分であると考えられる。特に、受信機において受信信号をB  
PSK信号と基準位相信号に明確に区別できない点は、IF帯での通過帯域の設  
定など受信機設計上考慮しなければならない。また、送信偏光面と受信基板光学  
軸間の誤差、EO変調器における位相シフト量が受信特性に及ぼす影響を定量的  
に評価する必要がある。そこで、偏光変調信号に関して付録1に述べたような厳  
密なモデルに基づいた理論解析を行い、理想状態からの受信特性の劣化などを明  
らかにし、その結果を裏付けるために基礎実験を行うことを今後の課題とする。

図 4. 1 偏光変調／自己ホモダイン検波方式の構成



## 第5章 むすび

本報告書は、偏光変調／直接検波方式に関する実験的検討についてその研究成果をまとめたものである。以下、むすびとして本研究によって得られた結果を総括して述べる。

第2章では、偏光変調／直接検波方式の受信誤り率特性に関して、PinPD検波系を対象に理論的な解析を行ない、数値計算例を示すと共にOOK方式との比較を行なった。その結果、偏光変調／直接検波方式はOOK方式に対して3dB優れていることが明らかとなった。さらに、変調度劣化が誤り率特性に及ぼす影響を明らかにした。また、偏光変調／ヘテロダイン検波方式に対しては、位相雑音不感応性の原理を示すと共に、受信誤り率特性の理論的な解析を行なった。

第3章では、まず、偏光変調／直接検波方式に関する基礎通信実験を行なうための実験システム構成と使用した装置・デバイスの仕様について詳述した。次に、偏光変調信号に関して、変調強度波形の時間波形及び周波数スペクトラムについて観測を行なった。強度波形については、変調度を変化させたときの観測も併せて行なった。さらに、符号誤り率特性の測定を行い、伝送速度が2, 4, 8Mbpsの時の相対受信信号光電力対誤り率特性を得た。本実験システムでは伝送速度8Mbpsにおいて $10^{-9}$ を得るための受信感度が全受信信号光電力において-44dBm程度であると推定される。

第4章では、今後の実験の計画の概要、理論的に検討すべき課題について簡単に述べた。

## 謝 辞

本研究は、ATR光電波通信研究所社長古濱洋治博士の御指導のもとに、筆者が大阪大学工学研究科在学中に光電波通信研究所無線第一研究室において、研修研究員として行なわれたものである。社長からは、研究の機会をお与え戴くと共に、終始懇切なる御教示と御鞭撻を賜り、ここに、深甚なる感謝の意を表する次第である。

また、本研究の端緒より、大阪大学工学部教授森永規彦博士から、常に有益なご指導、御助言と御激励を賜った。ここに、深く感謝申し上げます。

本研究の途上、深い御理解と親身なる御助言、御激励を賜った光電波通信研究所無線通信第一研究室室長安川交二博士に深く感謝の意を表する。

さらに、本研究の遂行にあたり、御討論、御協力を戴いた光電波通信研究所主任研究員荒木賢一博士、研究員後藤光司氏をはじめとする無線通信第一研究室の諸兄ならびに、大阪大学大学院前期課程桑野茂氏に厚く御礼申し上げます。

最後に、好意溢れる御助言、御激励ならびに御厚情を賜った光電波通信研究所無線通信第一研究室主任研究員榎木勘四郎博士に心から感謝申し上げます。

参考文献

- [ 1 ] 武槍, 森永, 滑川, “位相変動のある光源に対する偏光変調／ヘテロダイ  
ン検波方式”, 昭和61年度信学総全大, 1046
- [ 2 ] 馬場, “衛星間コヒーレント光通信方式に関する研究”, 大阪大学大学院  
修士論文, 1988
- [ 3 ] W.k.Pratt, “Laser Communication Systems”, John Wiley & Sons, Inc.  
,1969
- [ 4 ] K.Kikuti, T.Okoshi, M.nagamatu and N.Henmi, “Degradation of Bit  
Error Rate in Coherent Optical Communications to Spectral Spread of the  
Transmission and the Local Oscillator”, IEEE, LT-2, no.6, Dec., pp.1024-1033
- [ 5 ] 武槍, “位相変動のある光源に対する偏光変調／ヘテロダイ  
ン検波方式に関する研究”, 大阪大学大学院修士論文, 1986

付録 1 偏光変調信号に対するヘテロダイン検波出力の厳密な表現  
及び従来モデルとの差異に関する考察

偏光変調が可能な外部変調器として電気光学効果変調器（以下、E O 変調器）がある。以下、E O 変調器によるデジタル偏光変調信号のヘテロダイン検波出力の厳密な表現及び従来モデルとの差異について述べる。

A. 1 電気光学効果

電気光学効果を用いる光変調器は、変調印加電界による屈折率の変化を利用するものである。図 A 1 に、電気光学結晶、印加電界（ $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$ ）、座標系（ $x$ ,  $y$ ,  $z$ ）を示す。

以下の説明では、電気光学結晶として、変調器に最もよく用いられる  $LiNbO_3$ 、 $LiTaO_3$  等の、3 方晶系、1 軸性電気光学結晶を例として取り上げる。この様な結晶の場合、結晶中の屈折率と印加電界の関係を示す屈折率楕円体は次式となる。

$$\begin{aligned} & \left(\frac{1}{n_o^2} - r_{22}E_y + r_{13}E_z\right)x^2 + \left(\frac{1}{n_o^2} + r_{22}E_y + r_{13}E_z\right)y^2 + \left(\frac{1}{n_e^2} + r_{33}E_z\right)z^2 \\ & + 2r_{51}E_y \cdot y \cdot z + 2r_{51}E_x \cdot z \cdot x - 2r_{22}E_x \cdot x \cdot y = 1 \end{aligned} \quad (A1)$$

但し、 $n_o$ ；常光線に対する屈折率、 $n_e$ ；異常光線に対する屈折率、  
 $r_{ij}$ ；電気光学定数

光の伝搬方向を  $x$  とし、電界を  $z$  方向にのみ印加した場合（通常の横形変調器）  
 $E_x = E_y = 0$ ,  $E_z \neq 0$ ,  $x = 0$  となるから、屈折率楕円体は、

$$\left(\frac{1}{n_o^2} + r_{13}E_z\right)y^2 + \left(\frac{1}{n_e^2} + r_{33}E_z\right)z^2 = 1 \quad (A2)$$

となる。従って、 $y$ 、 $z$  方向の屈折率  $n_y$ ,  $n_z$  は、

$$\frac{1}{n_y^2} = \frac{1}{n_o^2} + r_{13} E_z \quad (A3)$$

$$\frac{1}{n_z^2} = \frac{1}{n_e^2} + r_{33} E_z$$

であり、

$$\begin{aligned} n_y &= n_o(1+n_o^2 r_{13} E_z)^{-1/2} \approx n_o(1-\frac{1}{2}n_o^2 r_{13} E_z) \\ n_z &= n_e(1+n_e^2 r_{33} E_z)^{-1/2} \approx n_e(1-\frac{1}{2}n_e^2 r_{33} E_z) \end{aligned} \quad (A4)$$

となる。但し、ここでは電気光学効果による屈折率変化は、1に比べて十分小さいとしている（一般に、良い近似である）。式（A4）において、 $n_y$ がy偏光成分に対する屈折率を、 $n_z$ がz偏光成分に対する屈折率を表す。

## A. 2 位相変調器

E O変調器では、印加電圧に応じて、結晶中の各偏光の屈折率が変化するから、いずれかの偏光のみを励起するように光を入射すれば位相変調器が構成できる。

波長 $\lambda$ の光が長さ（図A1、x方向）の結晶中で受ける位相変化量は、

$$\Delta\phi_y = \frac{\pi}{\lambda} n_o^3 r_{13} E_z \ell \quad ; \text{ y 偏光の位相変化量} \quad (A5)$$

$$\Delta\phi_z = \frac{\pi}{\lambda} n_e^3 r_{33} E_z \ell \quad ; \text{ z 偏光の位相変化量}$$

となる。従って、適当な電界 $E_z$ （すなわち、電圧 $V = d \cdot E_z$ 、 $d$ ；z方向結晶長）を加えることによって、位相変調が可能である。

### A. 3 偏光変調器

図 A 2 に、偏光変調器の構成を示す。この方式は、強度変調方式においては最も普通に用いられる外部変調方式であり、結晶内直交 2 偏光干渉型と呼ばれる。

x 方向に入射する光は、直線偏光であり、結晶中に存在できる直交する 2 偏光が等振幅になるよう、y, z 軸のいずれからも 45 度傾いた偏光面を持っている。両偏光は、長さ  $l$  を伝搬することにより、それぞれ独立に次式で表される異なる位相シフトを受ける。

$$\begin{aligned}\phi_y &= \frac{2\pi}{\lambda} n_o \left(1 - \frac{1}{2} n_o^2 r_{13} E_z\right) l \\ \phi_z &= \frac{2\pi}{\lambda} n_e \left(1 - \frac{1}{2} n_e^2 r_{33} E_z\right) l\end{aligned}\tag{A6}$$

両偏光間の位相差はリタデーション  $\Gamma$  と呼ばれるが、結晶の出射端における  $\Gamma$  は、

$$\begin{aligned}\Gamma = \phi_y - \phi_z &= \frac{2\pi}{\lambda} (n_o - n_e) l - \frac{\pi}{\lambda} (n_o^3 r_{13} - n_e^3 r_{33}) E_z l \\ &\triangleq \phi_n - \frac{\pi}{\lambda} (n_o^3 r_{13} - n_e^3 r_{33}) E_z l\end{aligned}\tag{A7}$$

ここで、 $\phi_n = 2\pi / \lambda \cdot (n_o - n_e) \cdot l$  は、自然複屈折  $n_o - n_e$  による残留リタデーションである。式 (A 7) より分かるように、電界  $E_z$  を変化することにより  $\Gamma$  は任意の値を取ることができる。従って、結晶からの出射光は印加電界によってその離心率が変化する楕円偏光であり、y, z 方向の偏光成分は次式で表せる。

$$\begin{bmatrix} f_y(t) \\ f_z(t) \end{bmatrix} = \frac{A}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t - \phi_y(t)) \\ \cos(\omega_c t - \phi_z(t)) \end{bmatrix}\tag{A8}$$

図 A 3 にリタデーション  $\Gamma$  に対する  $f_y$ ,  $f_z$  の様子を示す。

ここで、デジタル偏光変調方式について具体的に説明する。

デジタル偏光変調方式は、式 (A7) で与えられる  $\Gamma$  の値によって、その変調信号が円偏光状態と、直線偏光状態の2つの状態を取り得る。

1) 円偏光状態

残留リタデーション  $\phi_n = 2\pi/\lambda \cdot (n_o - n_e) \cdot l$  を補償するために

$$V_B = E_{zB}d = \frac{2(n_o - n_e)}{n_o^3 r_{13} - n_e^3 r_{33}} d \quad (A9)$$

をバイアス電圧とし、変調電圧として

$$V_{1,0} = E_{z1,0}d = \pm \frac{1}{2} \frac{\lambda}{n_e^3 r_{33} - n_o^3 r_{13}} \cdot \frac{d}{l} \quad (A10)$$

data;1,0

を印加すれば、結晶出射光は、 $y$ ,  $z$  偏光間に  $\Gamma = \pm \frac{\pi}{2}$  の位相差が生じ、その結果、右旋回あるいは左旋回円偏光となる。

2) 直線偏光状態

バイアス電圧として、

$$V_B = \frac{2(n_o - n_e)}{n_o^3 r_{13} - n_e^3 r_{33}} d + \frac{1}{2} \frac{\lambda}{n_e^3 r_{33} - n_o^3 r_{13}} \cdot \frac{d}{l} \quad (A11)$$

を印加し、変調電圧として、

$$V_{1,0} = E_{z1,0}d = \pm \frac{1}{2} \frac{\lambda}{n_e^3 r_{33} - n_o^3 r_{13}} \cdot \frac{d}{l} \quad (A12)$$

を印加すれば、結晶出射光は、 $y$ ,  $z$  偏光間に  $\Gamma = 0, \pi$  の位相差が生じ、図 A4 に示すように  $y$ ,  $z$  偏光面に対して 45 度回転した  $y'$ ,  $z'$  偏光面に、直線偏光が生じる。

ここで、 $y$ ,  $z$  偏光間に与える位相差が  $\pi$  となる印加電圧差は、半波長電圧

$V_{\frac{\lambda}{2}}$ と呼ばれ、

$$V_{\frac{\lambda}{2}} = \frac{\lambda}{n_e^3 r_{33} - n_o^3 r_{13}} \cdot \frac{d}{\ell} \quad (\text{A13})$$

で与えられる。LiNbO<sub>3</sub>において、 $\lambda = 1 \mu\text{m}$ 、 $d/\ell = 1$ の時、  
 $n_o = 2.286$ 、 $n_e = 2.2$ 、 $r_{13} = 8.6 \cdot 10^{-12}$ 、 $r_{33} = 30.8 \cdot 10^{-12}$   
 であるので、 $V_{\frac{\lambda}{2}} = 4.44 \text{ kV}$ となる。

#### A. 4 偏光変調信号と基準位相パイロット光を直交する偏光に持つ 光PSK信号との比較

A. 3で述べたデジタル偏光変調信号は、‘受信側で観測する偏光面を選ぶことによりBPSK信号とその基準位相信号に分離可能であり、さらに、それぞれを同じ光源から出射された局発光を用いて独立にヘテロダイン検波した後、得られるIF信号を乗積復調することによって、原理的に光源の位相雑音の影響を受けずに情報を取り出すことができる’とされている。<sup>[1]</sup>また、これまでの理論解析では、ヘテロダイン検波後のIF帯基準位相信号のスペクトルは、光源の位相雑音による拡がりのみを考慮し、もし位相雑音がなければ線スペクトルを持つCW信号と仮定している。<sup>[1][2]</sup>

本節では、この仮定の妥当性を検証するが、準備として、図A5に示すような変調系を考察する。

直線偏光を、 $y$ 、 $z$ 偏光に分解し、 $z$ 偏光のみを結晶に入射する。結晶への印加電圧は、出射光の位相シフトが0、 $\pi$ になるようにする。自然複屈折による位相シフトはバイアス電圧によって補償できるので、ここでは無視する。この時、変調電圧は、

$$V_{1.0} = \begin{cases} -\frac{\lambda}{n_e^3 r_{33}} \cdot \frac{d}{\ell} \\ 0 \end{cases} \quad (\text{A14})$$

とすれば良い。すなわち、z 偏光は光 B P S K 信号であり、y 偏光は基準位相パイロット光となる。y, z 偏光の電界は、それぞれ次式となる。

$$\begin{bmatrix} f_y(t) \\ f_z(t) \end{bmatrix} = \frac{A}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ \cos(\omega_c t + d_T \cdot \pi) \end{bmatrix} \quad (A15)$$

;  $d_T = 1, 0$

さらに、y, z 偏光間にはを  $\frac{\pi}{2}$  板を通すことにより、 $\frac{\pi}{2}$  の位相差が加えられ、出射光は右旋回、左旋回円偏光となる。

さて、図 A 5 に示した変調系によって発生される信号もまた、伝送時の偏光状態に注目すると偏光変調信号であるが、この場合、光 B P S K 信号に対する基準位相パイロット光の重畳という点を明確に表すことができる。従って、EO 変調器と図 A 5 の偏光変調系モデルが等価であれば、これまでになされている偏光変調／ヘテロダイン検波方式の解析における先述の仮定の妥当性が確認できるものと考えられる。(但し、これまでの理論解析では、受信偏光面が完全に既知であるという仮定が暗黙のうちになされている。この点については、後述する。)そこで、以下に、両変調系によって得られる偏光変調信号の検波過程を比較することにより、両者の本質的な違いの有無を明らかにする。

#### A. 4. 1 偏光変調信号の検波過程

図 A 6 に受信系を示す。円偏光状態で受信される偏光変調信号は、光学フィルタによって帯域制限された後、 $\frac{\pi}{2}$  板を透過する。但し、受信光の偏光面は一般に未知であるので、置かれた  $\frac{\pi}{2}$  板の光学軸によって決まる直交 2 偏光に  $\frac{\pi}{2}$  の位相差が付けられる。図では、(y, z) に対して  $\theta$  だけ反時計回りに回転した (y'', z'') 偏光間に  $\frac{\pi}{2}$  の位相差が付けられている。

受信光の電界は、y 偏光、z 偏光に対してそれぞれ次式となる。

$$\begin{bmatrix} f_x(t) \\ f_y(t) \end{bmatrix} = \frac{A}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t - \phi_0 \pm \frac{\pi}{2} \frac{b}{a-b} - \phi_s(t)) \\ \cos(\omega_c t - \phi_0 \pm \frac{\pi}{2} \frac{a}{a-b} - \phi_s(t)) \end{bmatrix} \quad (\text{A16})$$

$d_T ; 1, 0$

但し、

$$\begin{cases} \phi_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{n_o n_e (n_o^2 r_{13} - n_e^2 r_{33})}{n_o^3 r_{13} - n_e^3 r_{33}} \cdot l \\ a = n_e^3 r_{33} \\ b = n_o^3 r_{13} \end{cases}$$

$\phi_s(t)$ ; 送信光源位相雑音

( $y''$ ,  $z''$ ) 座標系に変換すると、

$$\begin{bmatrix} f_{y''}(t) \\ f_{z''}(t) \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_y(t) \\ f_z(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A17})$$

$$= \frac{A}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t - \phi_0 \pm \frac{\pi}{2} \frac{b}{a-b} \pm \theta - \phi_s(t)) \\ \sin(\omega_c t - \phi_0 \pm \frac{\pi}{2} \frac{b}{a-b} \pm \theta + d_T \pi - \phi_s(t)) \end{bmatrix}$$

$d_T ; 1, 0$

となる。今、一般性を失うことなく、全板による効果を  $z''$  偏光成分における  $\frac{\pi}{2}$  位相シフトによって表す。すなわち、全板出射光は、

$$\begin{bmatrix} f_{y''}(t) \\ f_{z''}(t) \end{bmatrix}_2 = \frac{A}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t - \phi_0 \pm \frac{\pi}{2} \frac{b}{a-b} \pm \theta - \phi_s(t)) \\ \sin(\omega_c t - \phi_0 \pm \frac{\pi}{2} \frac{b}{a-b} \pm \theta + d_T \pi - \phi_s(t) + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (\text{A18})$$

$$= \frac{A}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t - \phi_0 \pm \frac{\pi}{2} \frac{b}{a-b} \pm \theta - \phi_s(t)) \\ \cos(\omega_c t - \phi_0 \pm \frac{\pi}{2} \frac{b}{a-b} \pm \theta + d_T \pi - \phi_s(t)) \end{bmatrix}$$

$d_T ; 1, 0$

となる。式(A18)より明らかなように、全板出射光は、直線偏光である。但し、全板の光学軸によって決まる $\theta$ が位相項に現われていることに注意しなければならない。

全板出射光は次に、Wollaston Prism等により $y''$ 偏光と $z''$ 偏光に分離され、それぞれ同一光源から出射された局発光と混合された後、ヘテロダイン検波される。光電変換後のIF帯信号は、 $y''$ 成分、 $z''$ 成分それぞれ、次式で表される。

$$\begin{bmatrix} i_y(t) \\ i_z(t) \end{bmatrix}_{IF} = \frac{AA_L}{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{IF}t - \phi_0 \pm \frac{\pi}{2} \cdot \frac{b}{a-b} \pm \theta - \eta(t)) \\ \cos(\omega_{IF}t - \phi_0 \pm \frac{\pi}{2} \cdot \frac{b}{a-b} \pm \theta + d_T \pi - \eta(t)) \end{bmatrix} \quad (A19)$$

$d_T ; 1, 0$

但し、 $\eta(t)$ は送信光源、局発光源の位相雑音である。

#### A. 4. 2 基準位相パイロット光付き光BPSK信号の検波過程

基準位相パイロット光付き光BPSK信号の場合も受信系は図A5と同一である。

円偏光状態の受信光電界は、 $y$ 偏光、 $z$ 偏光に対して

$$\begin{bmatrix} f_y(t) \\ f_z(t) \end{bmatrix} = \frac{A}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t - \phi_s(t)) \\ \cos(\omega_c t - \phi_s(t) + d_T \pi) \end{bmatrix} \quad (A20)$$

$; d_T = 1, 0$

全板の光学軸によって決まる $(y'', z'')$ 座標系に変換すると、

$$\begin{bmatrix} f_{y''}(t) \\ f_{z''}(t) \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_y(t) \\ f_z(t) \end{bmatrix}$$

$$= \frac{A}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t \pm \theta - \phi_s(t)) \\ \sin(\omega_c t \pm \theta + d_T \pi - \phi_s(t)) \end{bmatrix} \quad (A21)$$

$d_T ; 1, 0$

となる。

従って、全板出射光は、

$$\begin{bmatrix} f_y''(t) \\ f_z''(t) \end{bmatrix}_2 = \frac{A}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t \pm \theta - \phi_s(t)) \\ \cos(\omega_c t \pm \theta + d_T \pi - \phi_s(t)) \end{bmatrix} \quad d_T ; 1,0 \quad (A22)$$

となる（基準位相パイロット光付き光BPSK信号の場合も、位相シフト $\theta$ が現われることに注意）。

$y''$  偏光、 $z''$  偏光はそれぞれヘテロダイン検波され、IF帯信号は次式となる。

$$\begin{bmatrix} i_y(t) \\ i_z(t) \end{bmatrix}_{IF} = \frac{A A_L}{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{IF} t \pm \theta - \eta(t)) \\ \cos(\omega_{IF} t \pm \theta + d_T \pi - \eta(t)) \end{bmatrix} \quad (A23)$$

$d_T ; 1,0$

#### A. 4. 3 考察

式(A19)から分かるように、偏光変調信号に対するIF帯信号には、データ $d_T$ に依存した位相項が現れている。 $\pm \frac{b}{a-b} \cdot \frac{\pi}{2}$ は、変調器の特性に起因し、 $\pm \theta$ は、受信側での全板の光学軸の設定に起因する。式(A19)で与えられる $y''$ 成分、 $z''$ 成分に対するIF帯信号を図A7に複素ベクトル表示する。なお図中、 $\psi$ は

$$\psi \triangleq \frac{\pi}{2} \cdot \frac{b}{a-b} + \theta$$

を表す。

図A7より、 $\frac{\pi}{2} \cdot \frac{b}{a-b} + \theta = 0$ の時には、 $y''$ 成分がBPSK信号、 $z''$ 成分が基準位相CW信号となる。また、 $\frac{\pi}{2} \cdot \frac{b}{a-b} + \theta = \frac{\pi}{2}$ の時には、 $y''$ 成分が基準位相CW信号、 $z''$ 成分がBPSK信号となるが、これら特別な2例を除けば $y''$ 、 $z''$ 成分のいずれかをBPSK信号、あるいは基準位相信号と仮定することが誤りであることは明らかである。

一方、式(A23)で表されるパイロット光付き光BPSK信号の場合にもIF帯信号には、データ $d_T$ に依存する位相項 $\pm \theta$ が現れるが、これは送信偏光面と

受信側の基板の光学軸との誤差に起因するものである。この場合の I F 帯信号の複素ベクトル表示は図 A 7 において  $\frac{\pi}{2} \cdot \frac{b}{a-b} = 0$  の場合に相当するが、受信機においては偏光変調信号の場合と区別はできない。すなわち、伝送路上においては基準位相パイロット光が直交する偏光に重畳された光 B P S K 信号であるにも関わらず、受信側で送信時の偏光面が未知の場合には、B P S K 信号と基準位相信号への分離が不可能であることを意味する。

以上の考察をまとめると、以下の様になる。

- ① E O 変調器による偏光変調信号は受信側で、変調器における位相シフト、送信偏光面が未知の場合、2つの I F 帯信号を B P S K 信号、基準位相 C W 信号とみなすことはできない。両 I F 帯信号共に位相変調信号である。
- ② 基準位相パイロット光付き光 B P S K 信号もまた、送信偏光面が未知の場合、2つの I F 帯信号を B P S K 信号、基準位相 C W 信号とみなすことはできない。
- ③ 偏光変調信号の場合、位相項  $\frac{\pi}{2} \cdot \frac{b}{a-b} + \theta = 0$ 、 $\frac{\pi}{2}$  の時のみ、基準位相パイロット光付き光 B P S K 信号の場合、送信偏光面が既知の場合のみ、B P S K 信号と基準位相信号に分離可能である。

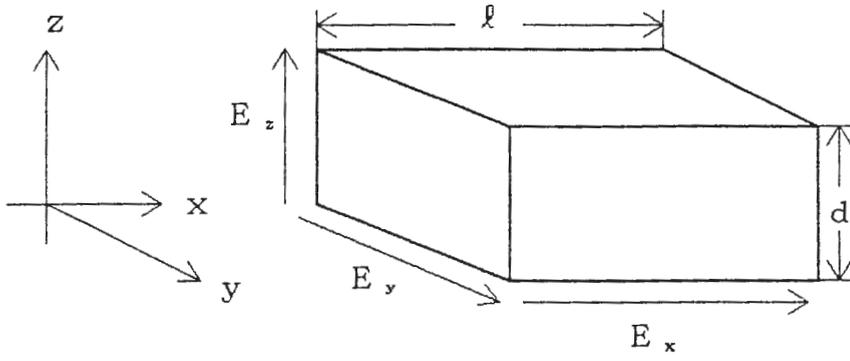


図 A 1 電気光学結晶

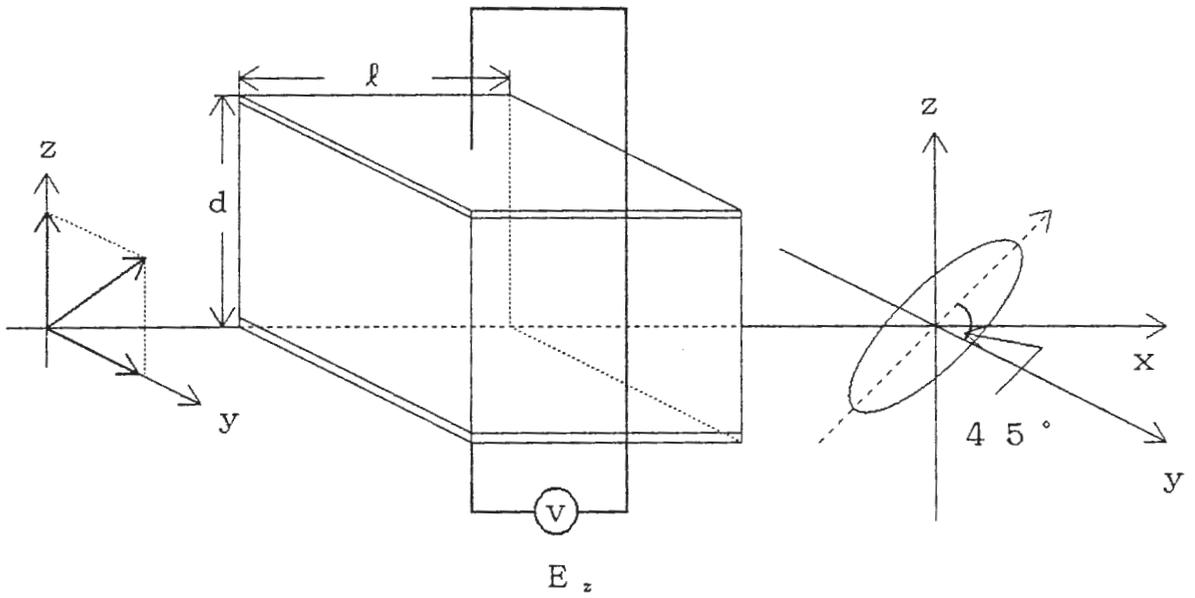


図 A 2 偏光変調器の構成

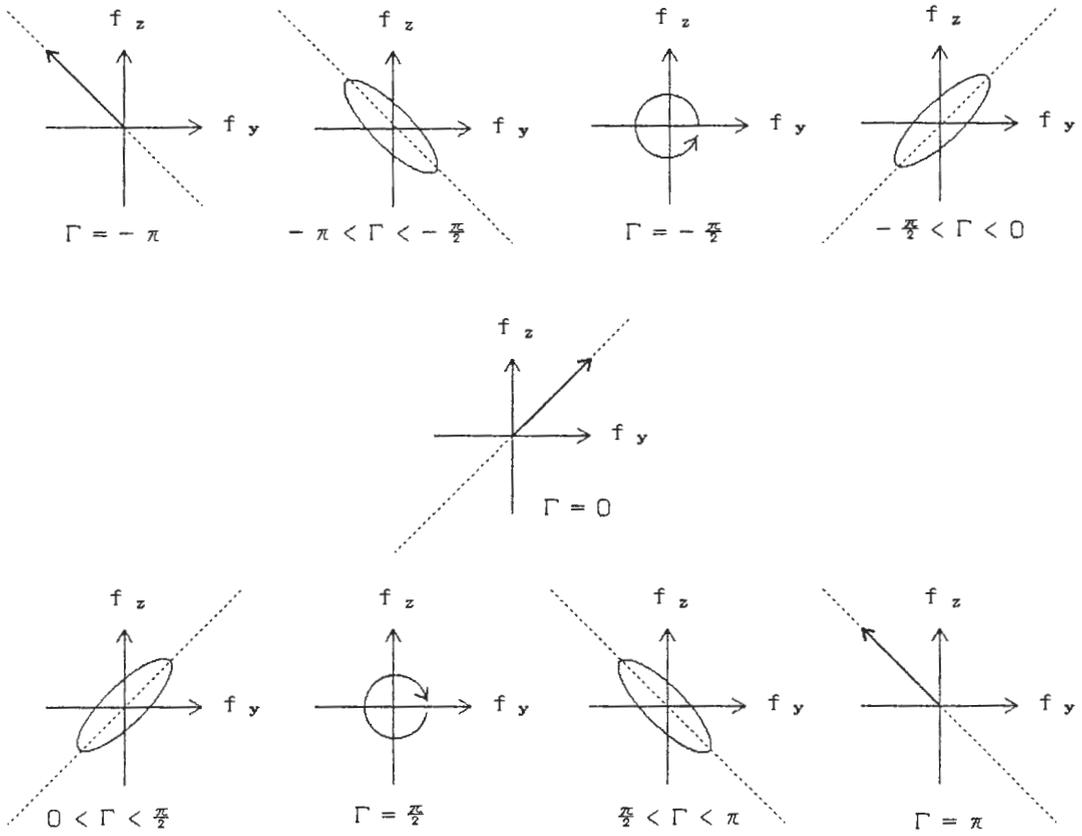


図 A 3 リタデーション $\Gamma$ と偏光状態の関係

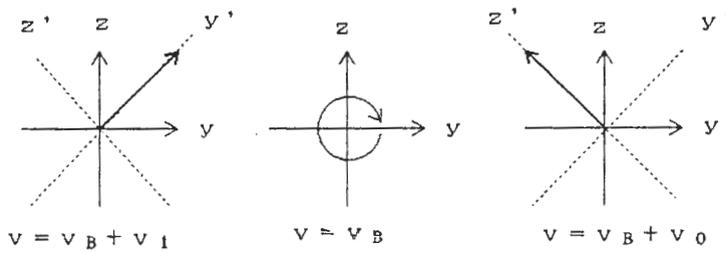


図 A 4 直線偏光を伝送する偏光変調信号

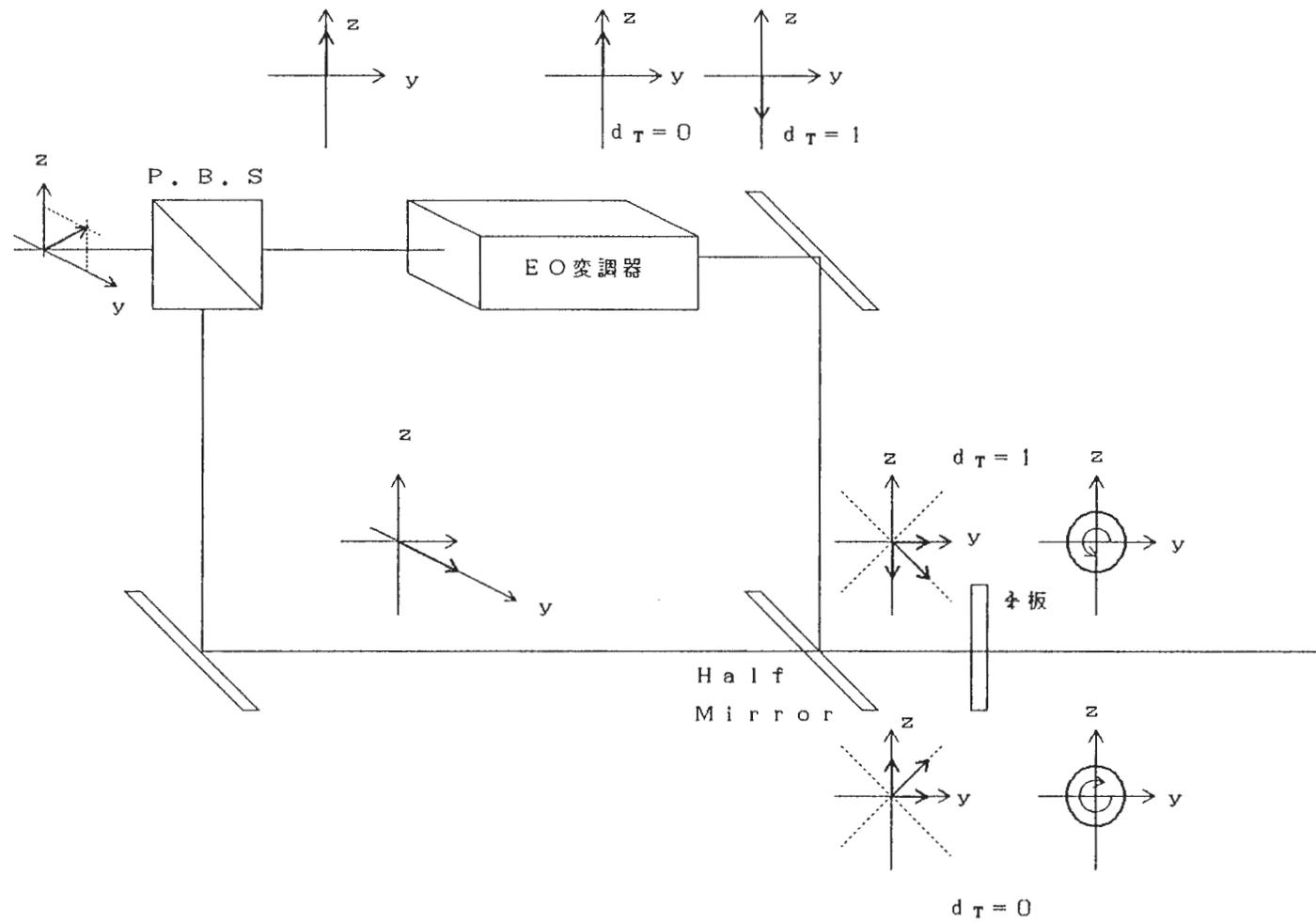
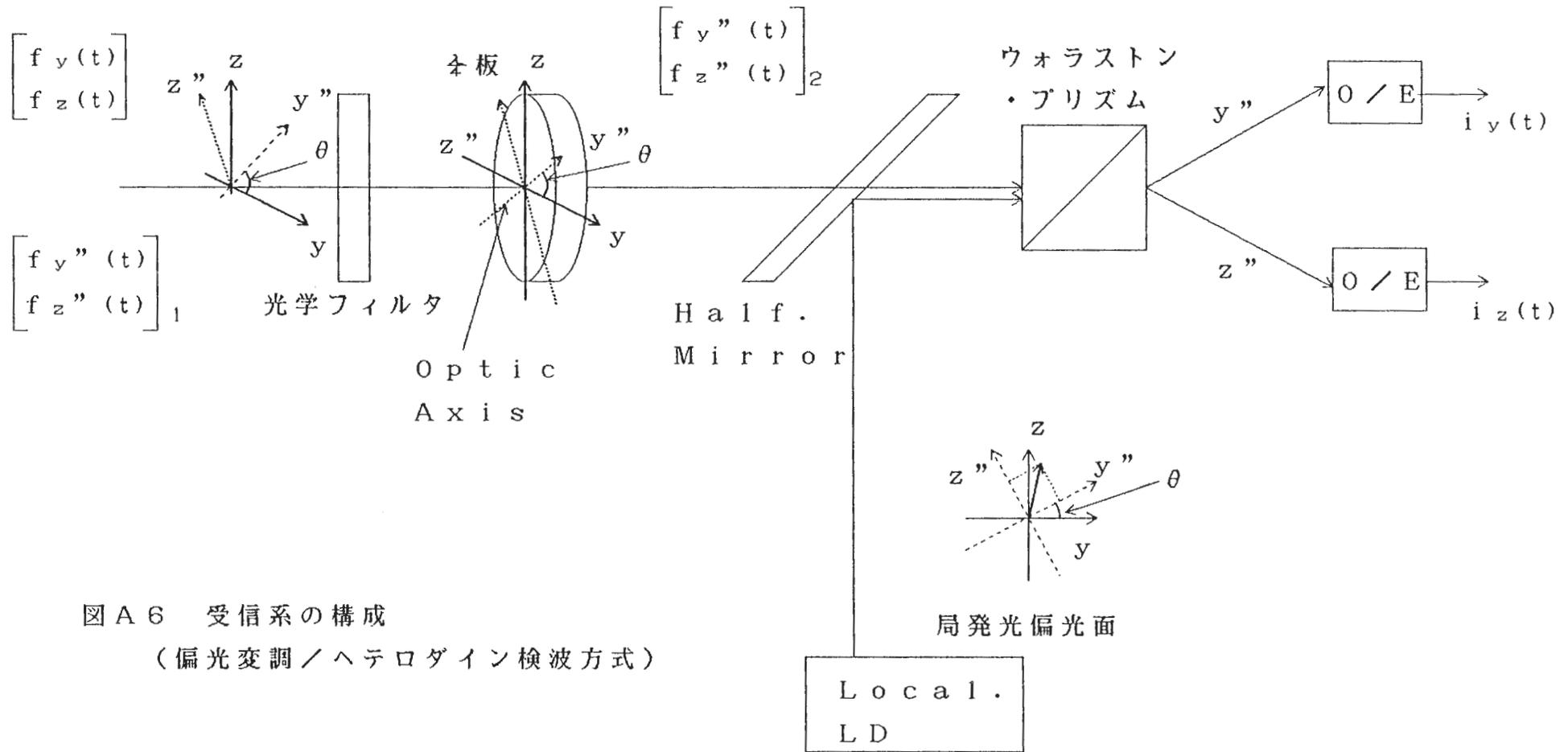


図 A 5 基準位相パイロット光付き B P S K 変調系



図A6 受信系の構成  
(偏光変調ノヘテロダイン検波方式)

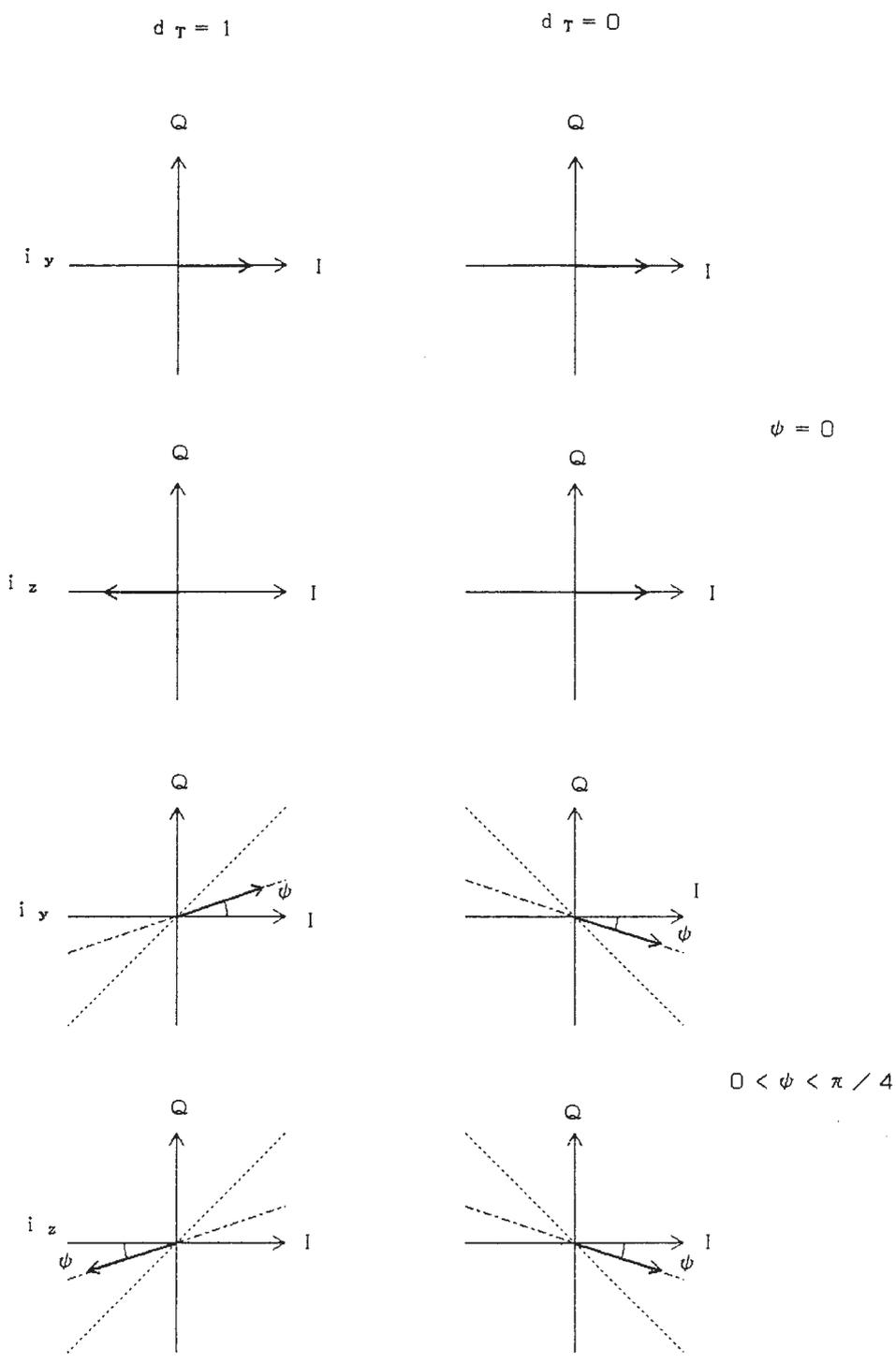


図 A 7 (a) I F 帯信号  $i_x(t)$ ,  $i_y(t)$  のベクトル表示

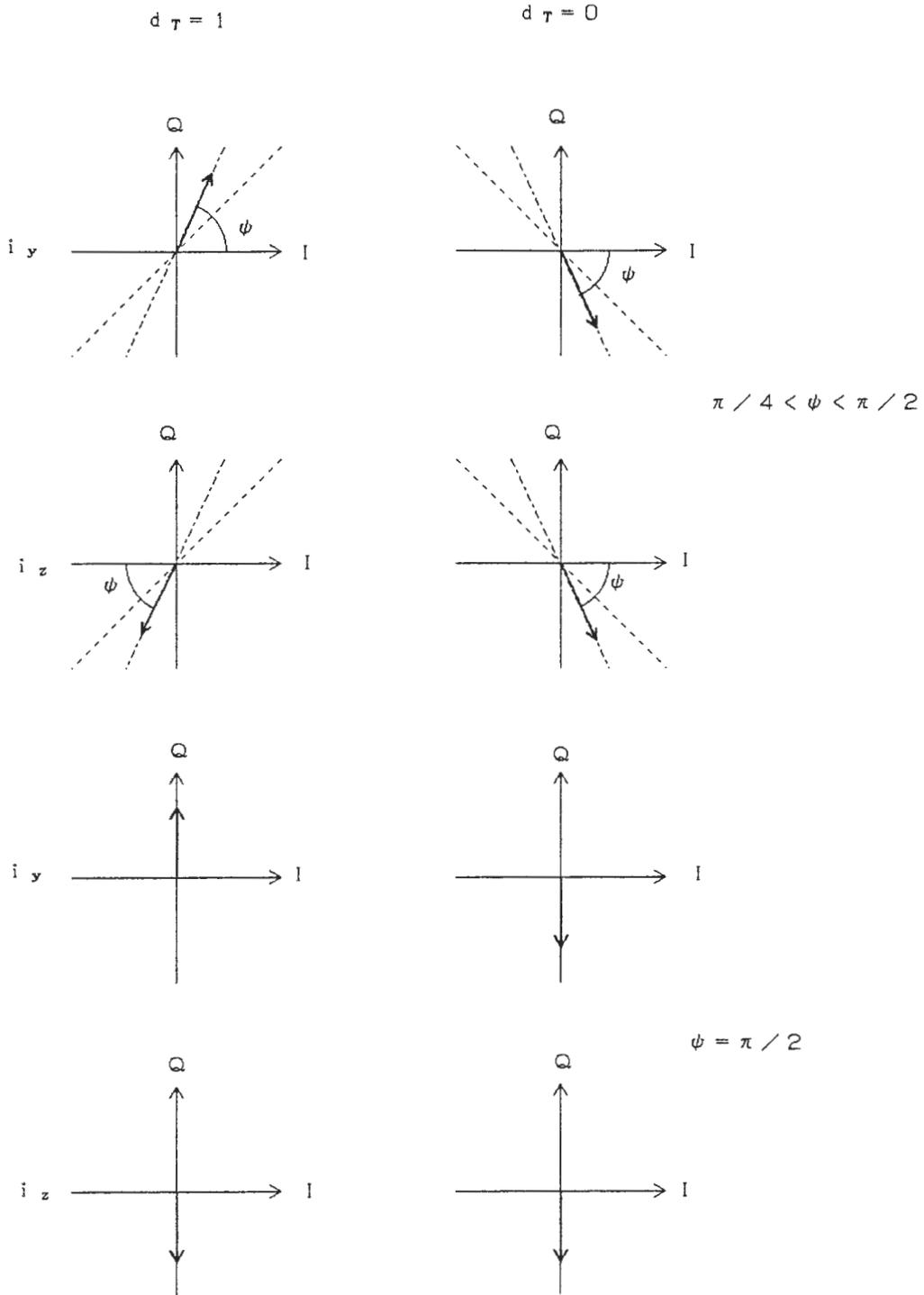


図 A 7 (b) I F 帯信号  $i_x(t)$ ,  $i_y(t)$  のベクトル表示

資料 1 半導体レーザ注入電流対出力電力特性と遠方ビーム放射パターン

Hitachi Laser Diode Test Data

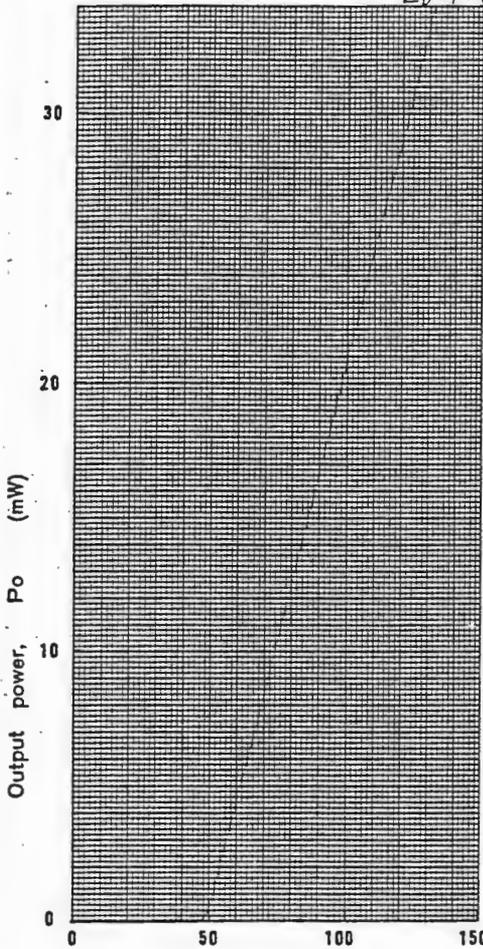
株式会社 日立製作所 **Hitachi, Ltd.**  
 電子部品営業本部 Electronic Devices Group  
 (千100) 1-5-1 chome Marunouchi chiyodaku Tokyo  
 東京都千代田区丸の内1-5-1(丸ビル) Tel: Tokyo(212)1111  
 電報 東京(43)212-1111 Cable HITACHI TOKYO  
 Telex JZZEJ JZKJ JZMSJ JZKJ5 HTAD

Type HL8314G Serial No 7D01835  
LD-10(H) No. 10240.

Date APR. 1. 1987

Temperature 25 °C

Tested by L, Mutoh



Forward Current, IF (mA, DC)

Light-Current Characteristic

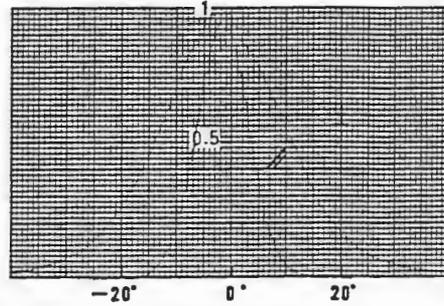
Is: 77  $\mu$ A ( $P_o = 3$  mW,  $V_R = 5$  V)

Lasing Wavelength

(at 30 mW)

823.0 nm

Intensity



Angle

Far-Field patterns

(at 30 mW)

notes : \_\_\_\_\_

資料2 半導体レーザー投光器出射光電力特性

半導体レーザー投光器出荷検査表

酒井硝子エンジニアリング㈱

この度は当社半導体レーザー投光器をお買い上げ頂きありがとうございました。  
 当社では投光器一台毎に出荷検査として、半導体レーザー点灯電源(Dr.)と光  
 ビークパワーメータ(P.M.)を使い、半導体レーザー素子単体での光出力(P  
 o)に対する駆動電流値(I<sub>op</sub>)及びモニター出力電流値(I<sub>m</sub>)を測定し、個々  
 のデバイスによって異なる各出力をチェックしています。

半導体レーザー素子はノイズ・サージ等に弱く、点灯する際はなるべく当社の  
 電源シリーズを御使用下さい。

品名 LD-10C(H)  
 製番 NO.10240  
 装着LD型名 HL8314G

DATE 62.10.28.  
 Dr. LD-7000  
 P.M. LD-440  
 NAME 林

Po	5 ㊄	10 ㊄	15 ㊄	20 ㊄	25 ㊄	30 ㊄
I <sub>op</sub>	65.2 ㊄	76.5 ㊄	88.1 ㊄	99.5 ㊄	110.9 ㊄	122 ㊄
I <sub>m</sub>	118 ㊄	237 ㊄	358 ㊄	474 ㊄	592 ㊄	711 ㊄
PoX	3.6 ㊄	7.5 ㊄	11.3 ㊄	15.3 ㊄	19.0 ㊄	22.9 ㊄

PoX = 投光器出射出力

PZ = 75 (%)

$$\text{パワー効率 (PZ)} = \frac{\text{投光器出射出力}}{\text{LD 発光出力}} \times 100 \quad (\%)$$

尚、レーザー素子に対する保証は当検査終了時までとさせていただきます。