

TR-O-0040

48

偏光変調／コヒーレント検波方式に
関する実験的検討

桑野 茂

1991. 6.24

ATR光電波通信研究所

題目：偏光変調／コヒーレント検波方式に関する実験的検討

桑野 茂

内容梗概

本報告書は、筆者がATR光電波通信研究所において行った、偏光変調／コヒーレント検波方式に関する実験について報告している。第1章では、序論として、本研究の背景について述べている。第2章では、偏光変調／ヘテロダイン検波方式の基本原則について述べている。第3章では、実際の変調器特性を考慮した上で、偏光変調信号の一般的な表現式を導出している。第4章では、自由空間伝送系を対象として、偏光変調信号の各種検波機構について明らかにするとともに、偏光変調／ヘテロダイン検波方式の有する位相雑音除去効果を理論的に示している。第5章では、偏光変調／ヘテロダイン検波方式の受信誤り率特性を理論的に導出し、他方式との比較を行っている。第6章では、基礎実験として送信光源の位相雑音除去効果を確認するために行った、偏光変調／自己ホモダイン検波方式に関する実験について述べている。第7章では、位相雑音除去効果を実験的に確認するために行った、偏光変調／ヘテロダイン検波方式に関する実験について述べている。第8章では、本研究によって得られた結果を総括するとともに、今後の課題について述べている。

目 次

第 1 章	序 論	1
第 2 章	偏光変調 / ヘテロダイン検波方式の基本原理	4
第 3 章	偏光変調信号モデル	7
第 4 章	偏光変調信号の検波機構	14
	第 1 節 直接検波方式	
	第 2 節 自己ホモダイン検波方式	
	第 3 節 ヘテロダイン検波方式	
第 5 章	偏光変調 / ヘテロダイン検波方式の受信誤り率	25
	第 1 節 受信誤り率の導出	
	第 2 節 数値計算例	
第 6 章	偏光変調 / 自己ホモダイン検波方式に関する実験	33
	第 1 節 実験系の構成	
	第 2 節 実験結果	
	2 - 1	
	2 - 2	
第 7 章	偏光変調 / ヘテロダイン検波方式に関する実験	49
	第 1 節 実験系の構成	
	第 2 節 実験結果	
	2 - 1 位相雑音除去効果確認実験	
	2 - 2 受信誤り率特性測定実験	
第 8 章	結 論	69

謝 辞	71
参考文献	72
付録 1 位相雑音について	73
付録 2 誤り率の導出	76

第1章 序 論

近年の大容量・高速通信に対する需要の増大，および柔軟なネットワークの構築といった点から，衛星間通信方式が注目を浴びている．この衛星間通信方式では，4万km程度を無中継で伝送しなければならないため，高感度な変復調方式が必要である．また，衛星での質量および電力の制限から，小型で消費電力の少ないシステムが必要がある．さらに，地上系との混信を避ける必要がある．これらの点を考慮すると，衛星間通信には，光通信方式（光衛星間通信方式）を用いるのが適当であると考えられる．

光通信方式は，近年，光ファイバ通信として目ざましい進歩を遂げており，基幹伝送系などで実用化もされている．現在実用化されている方式は，強度変調／直接検波（IM/DD）方式と呼ばれ，光の強度に情報を重畳する方式である．これに対して，光の振幅，周波数，位相といった波としての性質に情報を重畳する，コヒーレント光通信方式に関する研究が，現在活発に行われている．このコヒーレント光通信方式では，強力な局部発振光を用いることにより，ショット雑音限界に迫ることができ，IM/DD方式に対する受信感度の改善が期待できる．また，IM/DD方式よりも高密度の周波数多重化が可能である．さらに，本方式を光衛星間通信（光ISL）に適用する場合には，背景雑音光の影響を抑圧することが可能である．

以上の点から，コヒーレント光通信方式に関する研究が，光ファイバ通信系や光ISLを対象として活発に行われている．しかし，コヒーレント光通信方式を実用化する上では，以下に挙げるような様々な問題点がある．

- 光源の有する強度，位相，周波数ゆらぎ
- 信号光と局部発振光の空間モードおよび偏波モードの整合
- 高速，高効率変調システムの実現
- 高感度，広帯域受信機の実現

また，光ISLでは，衛星間の相対速度によるドップラーシフトが問題となる．

これらの中で，特に受信性能に影響を与えると考えられるのが，光源の有する位相ゆらぎ（位相雑音）である．この位相雑音の対策としては，位相雑音の少ない光源の開発，および位相雑音に強い変復調方式の使用が考えられる．

前者としては，DFBレーザや外部共振器付きのレーザの開発が考えられるが，

位相雑音の抑圧はまだ不十分である。また、光 I S L では、高出力のレーザが必要とされるため、これらのレーザの適用可能性については疑問が残る。

後者の位相雑音に強い変復調方式としては、以下に挙げるような受信側で位相再生を必要としない非同期検波方式がある。

- 差動位相変調 (D P S K) 方式
- 位相連続周波数変調 (C P F S K) 遅延検波方式
- F S K デュアルフィルタ検波方式
- 振幅変調 (A S K) 包絡線検波方式

これらの中で、位相雑音が十分小さい場合には、D P S K 方式の受信感度が最も高いが、位相雑音が大きくなると D P S K 方式の受信感度は著しく劣化する。C P F S K 方式の場合も同様に、位相雑音の増加によって、受信感度が著しく劣化する。これに対して、F S K デュアルフィルタ検波方式、および A S K 包絡線検波方式では、位相雑音が増加しても受信感度はそれほど劣化しないが、受信機が広帯域になってくる。

ところで、偏光変調信号をヘテロダイン検波し、復調する場合には、送信光および局発光の位相雑音の影響を全く受けないことが、理論的に明らかにされている^(1,2)。また、受信感度は F S K デュアルフィルタ検波方式と同等であることが示されている⁽¹⁾が、受信機の帯域幅は、F S K デュアルフィルタ検波方式の $\frac{1}{2}$ 以下である。さらに、光 I S L でコヒーレント光通信を行う場合には、送受信機間での偏光面整合問題を考えなければならないが、偏光変調方式の場合、伝送偏光状態として円偏光伝送を採用すれば、この問題を考える必要がない。以上の点から、偏光変調/ヘテロダイン検波方式は、光 I S L に適した方式であるといえる。

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うことによって、理論的な基礎検討によって提言された位相雑音除去効果を確認するとともに、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) は、偏光変調/直接検波方式の基礎通信実験を行うことによって、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。本実験の結果等については、文献(3)を参照されたい。

実験2)では、偏光変調信号光をコヒーレント検波(自己ホモダイン検波、ヘテロダイン検波)することによって得られる中間周波数帯信号、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実験を行い、本方式の位相雑音除去効果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63年3月から10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、学外実習生として行った偏光変調/自己ホモダイン検波方式に関する実験的検討、および平成1年4月から平成2年3月の間、同所において、研修研究員として行った偏光変調/ヘテロダイン検波方式に関する実験的検討について、その研究結果をまとめたものである。本報告書は、以下の各章から構成されている。

第2章では、偏光変調/コヒーレント検波方式の基本原理について述べる。第3章では、実際に偏光変調器として用いられる電気光学効果変調器を対象として、その特性を考慮した偏光変調信号の一般的な数学表現式の導出を行う。第4章では、第3章で得られた表現式を用いて、偏光変調信号の各種検波機構(直接検波、自己ホモダイン検波、ヘテロダイン検波)を明らかにするとともに、偏光変調/コヒーレント検波方式が有する位相雑音除去効果を示す。第5章では、偏光変調/ヘテロダイン検波方式の受信誤り率を導出し、他方式との比較を行う。第6章では、送信光源の位相雑音除去効果を確認するために行った、偏光変調/自己ホモダイン検波方式に関する実験について述べている。第7章では、偏光変調/ヘテロダイン検波方式について述べている。本実験では、送信光源、局発光源の位相雑音除去効果を確認するとともに、通信実験を行い受信誤り率特性の測定を行っている。最後に、第8章では、本研究によって得られた結果を総括するとともに、本研究によって明らかとなった検討課題について述べている。

第2章 偏光変調／ヘテロダイン検波方式の基本原理解

一般に、2進のデジタル偏光変調方式では、2つのシンボル“0”と“1”に対して、互いに直交する2つの偏光状態が割り当てられる。偏光面が直交する2つの直線偏光や、回転方向が逆の円偏光などである。本章では、簡単のために、図2-1のような、情報信号に応じて x 、 y 偏光のいずれかを伝送する直線偏光伝送の場合を例にとり、本方式の基本原理解を述べる。この場合の電界の時間波形を図2-2(a)に示す。いま、同図(a)の電界を偏光軸 x 、 y から45度回転した偏光軸 x' 、 y' に直交展開すると同図(b)のようになる。このとき、同図(b)から分かるように、データ“0”に対しては、 x' 、 y' 偏光成分が同相となり、データ“1”に対しては、逆相となる。すなわち、情報は、直交する2偏光間の位相差に含まれているとみることが出来る。したがって、 x' 、 y' 偏光成分を乗積し、両偏光成分間の位相差を検出すれば、デジタル情報を再現することができる。以上が、本方式の基本原理解である。

ところで、偏光変調信号が位相ゆらぎを有すると仮定すると、その位相ゆらぎは、 x' 、 y' 偏光成分に等しく含まれるため、位相ゆらぎを乗積検波によって除去することが可能である。すなわち、本方式は、光源の有する位相ゆらぎの影響を受けることなく、情報信号を再生できる特長を持った方式である。このことを理論的に示すために、3章において偏光変調信号の一般的な表現式を導出し、4章で偏光変調信号の検波機構について明らかにしていく。

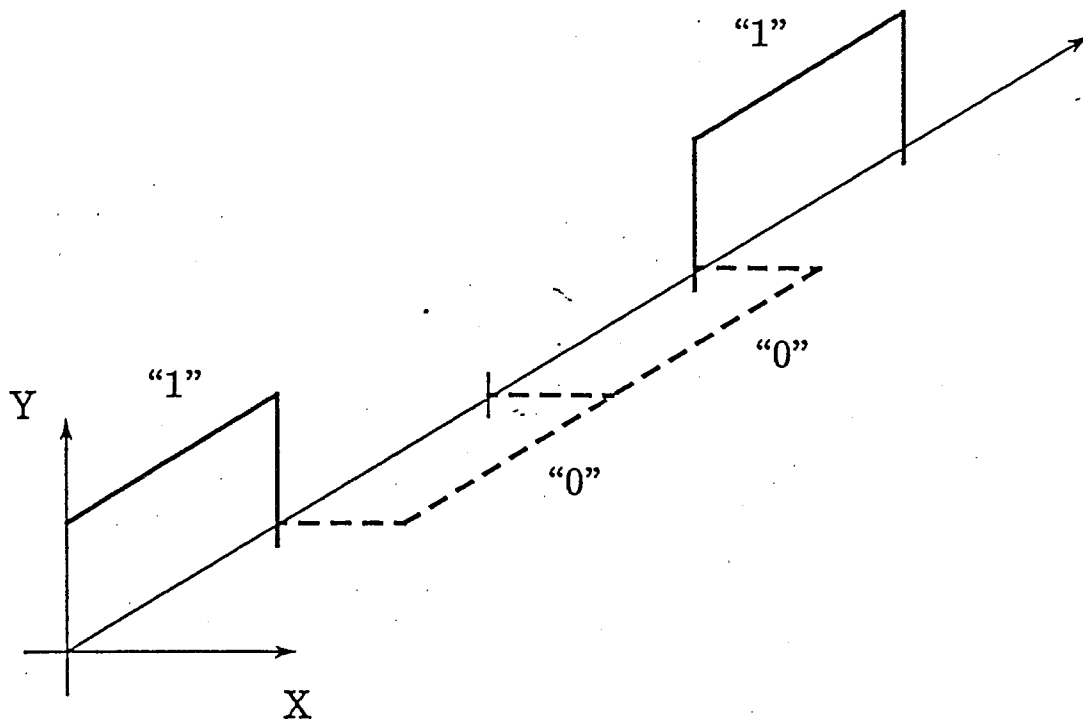


图 2 - 1 偏光变调信号

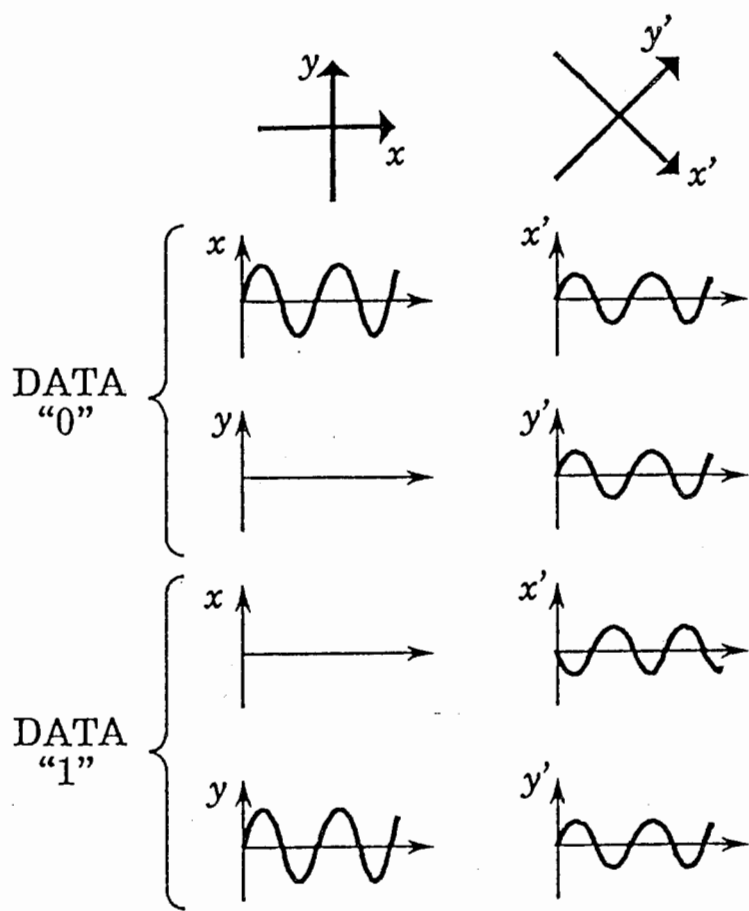


図 2 - 2 偏光変調信号の直交展開

第3章 偏光変調信号モデル

一般に、偏光変調器としては、電気光学効果や磁気光学効果を用いたものが考えられるが、電気光学効果を用いたものが変調効率等の点で優れている。また、電気光学効果変調器は、電極の位置によって縦形と横形のものに分けられるが、高速変調、低電圧駆動の点で横型の変調器の方が優れている。そこで、本稿では横形の電気光学効果変調器を対象として、デジタル偏光変調信号の一般的な表現式を導出する。電気光学効果変調器の典型的な構成を図3-1に示す⁽⁴⁾。

偏光変調を行うために電気光学結晶の主軸 x , y に対して 45° 傾いた偏光面を持つ直線偏光光を、変調器に入射させる。ここで、入射光電界の x , y 偏光成分をそれぞれ $f_x(t)$, $f_y(t)$ とし、次式のようなベクトル形式で表す。

$$\begin{bmatrix} f_x(t) \\ f_y(t) \end{bmatrix} = \sqrt{P_T} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t - \phi_s(t)) \\ \cos(\omega_s t - \phi_s(t)) \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

但し、 P_T , ω_s , $\phi_s(t)$ は、それぞれ、送信信号光電力、信号光角周波数、および信号光の有する位相雑音である。

次に、変調器出射光は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} f_x(t) \\ f_y(t) \end{bmatrix} = \sqrt{P_T} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t - \phi_s(t) - \Psi_x(t)) \\ \cos(\omega_s t - \phi_s(t) - \Psi_y(t)) \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

ここで、 $\phi_x(t)$, $\phi_y(t)$ は次式で表される x , y 偏光成分の変調器内での位相変化⁽⁴⁾ である。

一般に、電気光学結晶の結晶構造は様々なものがあるが、ここでは、外部位相変調器としてよく用いられる LiNbO_3 結晶のような三方晶系の結晶についてのみ考える。しかし、本解析によって得られる結果は、他の結晶構造の場合にも同様に適用できる。

$$\begin{cases} \Psi_x(t) = \frac{2\pi}{\lambda} n_o \left(1 - \frac{1}{2} n_o^2 r_{13} \frac{V(t)}{d}\right) \ell \\ \Psi_y(t) = \frac{2\pi}{\lambda} n_e \left(1 - \frac{1}{2} n_e^2 r_{33} \frac{V(t)}{d}\right) \ell \end{cases} \quad (3-3)$$

但し、 λ は波長、 n_o 、 n_e は、それぞれ、結晶中を伝搬する常光線および異常光線に対する屈折率であり、 r_{13} 、 r_{33} は電気光学定数（ポッケルス係数）、 ℓ 、 d 、 V は、変調器の長さ（ z 方向）、変調器の厚さ（ y 方向）、および変調印加電圧である。これらの位相変化により出射光の x 、 y 偏光成分間には、

$$\begin{aligned} \Gamma(t) &= \Psi_x(t) - \Psi_y(t) \\ &= \frac{2\pi}{\lambda} (n_o - n_e) \ell - \frac{\pi}{\lambda} (n_o^3 r_{13} - n_e^3 r_{33}) \frac{V(t)}{d} \ell \end{aligned} \quad (3-4)$$

なるリターデーション（位相差）が導入される。ここで、（3-4）式の第1項は自然複屈折による残留リターデーション Γ_n であり、第2項が印加電圧によるリターデーションである。（3-4）式から明らかなように、 x 、 y 偏光成分間のリターデーションは、変調印加電圧に比例するため、出射光の偏光状態は、印加電圧に応じて離心率の変化する楕円偏光となる。特に、 $\Gamma = 0$ 、 π の場合には互いに直交する直線偏光となり、 $\Gamma = \pm \pi / 2$ の場合には、右回りと左回りの円偏光となり、互いに直行する。（図3-2参照）このように、直交する2つの偏光状態を用いて、2進情報信号を伝送するデジタル偏光変調信号を得ることができる。デジタル偏光変調信号光を取り出すための変調印加電圧は、直線偏光状態、円偏光状態に対して、それぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} V = V_B + \frac{1}{2}(1 + d_T(t))V_{\frac{1}{2}} & ; d_T(t) = \pm 1 \quad (\text{直線偏光}) \\ V = V_B + \frac{1}{2}d_T(t)V_{\frac{1}{2}} & ; d_T(t) = \pm 1 \quad (\text{円偏光}) \end{cases} \quad (3-5)$$

但し、 $d_T(\pm 1)$ は、2進情報信号である。ここで、 V_B は、残留リターデーション Γ_n を補償するために印加されるバイアス電圧であり、

$$V_B = \frac{2(n_o - n_e)}{n_o^3 r_{13} - n_e^3 r_{33}} d \quad (3-6)$$

で与えられる。また、 $V_{\lambda/2}$ は、半波長電圧⁽⁴⁾であり、次式で与えられる。

$$V_{\lambda/2} = \frac{\lambda}{n_e^3 r_{33} - n_o^3 r_{13}} \cdot \frac{d}{\ell} \quad (3-7)$$

このとき、 x 、 y 偏光成分の位相変化は、それぞれの偏光状態に対して次のようになる。

$$\begin{cases} \Psi_x(t) = \Psi_0 - (1 + d_T(t))\gamma_x & (\text{直線偏光}) \\ \Psi_y(t) = \Psi_0 - (1 + d_T(t))\gamma_y \end{cases} \quad (3-8)$$

$$\begin{cases} \Psi_x(t) = \Psi_0 - d_T(t)\gamma_x & (\text{円偏光}) \\ \Psi_y(t) = \Psi_0 - d_T(t)\gamma_y \end{cases} \quad (3-9)$$

ここで、

$$\begin{cases} \Psi_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{n_o n_e (n_o^2 r_{13} - n_e^2 r_{33})}{n_o^3 r_{13} - n_e^3 r_{33}} \cdot \ell \\ \gamma_x = \frac{n_o^3 r_{13}}{n_e^3 r_{33} - n_o^3 r_{13}} \cdot \frac{\pi}{2} \\ \gamma_y = \frac{n_e^3 r_{33}}{n_e^3 r_{33} - n_o^3 r_{13}} \cdot \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (3-10)$$

である。上式と式(3-2)からデジタル偏光変調信号光は次式で表される。

$$\begin{bmatrix} f_{xL}(t) \\ f_{yL}(t) \end{bmatrix} = \sqrt{P_T} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t - \phi_s(t) - \Psi_0 + (1 + d_T(t))\gamma_x) \\ \cos(\omega_s t - \phi_s(t) - \Psi_0 + (1 + d_T(t))\gamma_y) \end{bmatrix} \quad (\text{直線偏光}) \quad (3-11)$$

$$\begin{bmatrix} f_{xC}(t) \\ f_{yC}(t) \end{bmatrix} = \sqrt{P_T} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t - \phi_s(t) - \Psi_0 + d_T(t)\gamma_x) \\ \cos(\omega_s t - \phi_s(t) - \Psi_0 + d_T(t)\gamma_y) \end{bmatrix} \quad (\text{円偏光}) \quad (3-12)$$

以下、添字LとCによって、それぞれ、直線偏光状態と円偏光状態を表すことにする。また、 Ψ_0 は x 、 y 偏光成分に等しく含まれる定位相であり、以降の解析に影響を与えないため、以下では省略する。

ところで、電気光学効果変調器の変調帯域は、電気光学結晶の寸法、材質、結

晶中の光の走行時間⁽⁴⁾によって決まり、また、変調電圧を与えるドライバの帯域によっても制限される。近年、進行波形変調器により数GHzの帯域が実現されているものの、衛星間光通信のように高出力レーザに対する変調器では、結晶寸法が大きくなるため、半波長電圧が増加することが予想される。このとき、変調器ドライバの帯域制限、衛星の電力制限に起因して、変調印加電圧が不足し、十分な変調がかからない現象が生じる。その結果、デジタル情報信号 $d_T = \pm 1$ に対するリターデーションの絶対値 $|\Gamma_+|$ 、 $|\Gamma_-|$ は減少し、偏光変調信号の偏光状態は楕円偏光となる。このような変調器特性が本方式の受信特性に与える影響を評価することは、衛星間光通信への適用性を検討する上で必要であると考えられる。そこで、本解析では、この現象を変調度劣化として扱え、

$$m = |\Gamma_+ - \Gamma_-| / \pi \quad (3-13)$$

によって定義される変調度 m を導入し定量的に取扱う。この変調度劣化を考慮した場合、式(3-11)、(3-12)で表される出射光は式(3-14)、(3-15)のようになる。

$$\begin{bmatrix} f_{xL}(t) \\ f_{yL}(t) \end{bmatrix} = \sqrt{P_T} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t - \phi_s(t) + (1 + d_T(t)m)\gamma_x) \\ \cos(\omega_s t - \phi_s(t) + (1 + d_T(t)m)\gamma_y) \end{bmatrix} \quad (\text{直線偏光}) \quad (3-14)$$

$$\begin{bmatrix} f_{xC}(t) \\ f_{yC}(t) \end{bmatrix} = \sqrt{P_T} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t - \phi_s(t) + d_T(t)m\gamma_x) \\ \cos(\omega_s t - \phi_s(t) + d_T(t)m\gamma_y) \end{bmatrix} \quad (\text{円偏光}) \quad (3-15)$$

以上で、電気光学効果変調器によるデジタル偏光変調信号電界の一般的な表現式が式(3-14)、(3-15)のように得られた。

これらの式から明らかのように、情報信号 d_T は x 、 y 偏光成分のいずれの位相項にも現れるため、偏光変調信号の x 、 y 偏光成分をPSK信号と無変調位相基準信号として扱う従来の偏光変調信号の解析モデル^(1,5)が適用できないことが分る。また、この様な取り扱いは、(3-14)、(3-15)式中の γ_x 、 γ_y のどちらか一方を π 、もう一方を0とする場合に限って有効である。したがって、本稿で定式化した偏光変調信号の表現式が、文献(6)のモデルを一般化したも

のとみることができる。

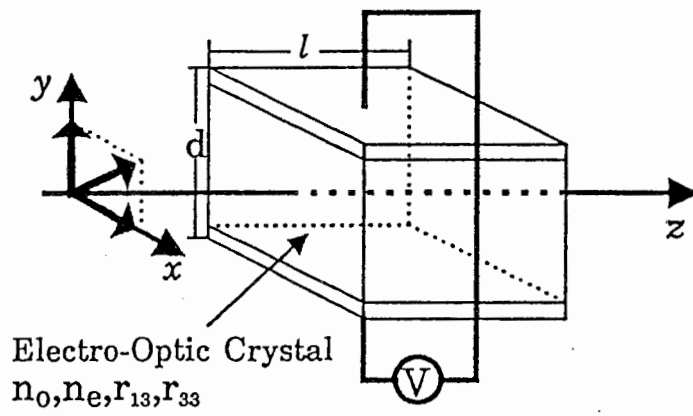


図 3 - 1 電気光学変調器の構成

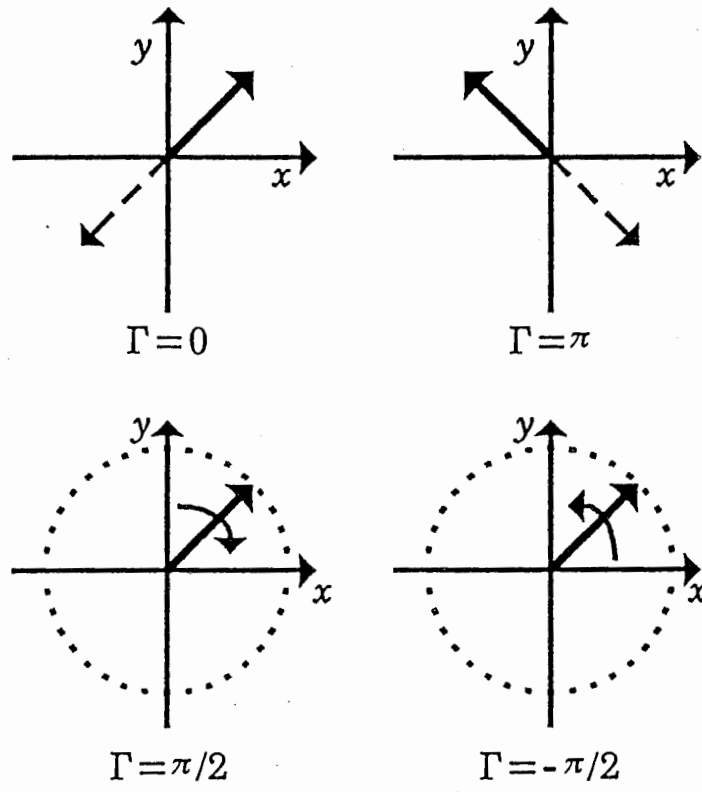


図 3 - 2 x, y 偏光成分間の位相差と偏光状態

第4章 偏光変調信号の検波機構

第1節 直接検波方式

直接検波方式は、偏光変調方式が考案されたときに考えられた検波方式であり、受信信号光の偏光面を検出することによって、情報信号を再生する。偏光変調／直接検波方式の受信機構成を図4-1に示す。同図において、4分の1波長板（QWP）は、円偏光伝送時に受信信号光を直線偏光化するために用いている。以下では、直線偏光および円偏光の場合に分けて検波機構を示す。

1-1 直線偏光伝送

衛星間光通信系では、伝送路が自由空間であると見なせるため、送信信号光は減衰の影響のみを受けて受信される。しかし、一般に送信機の光学軸は、受信側では未知であるため、送受信機間の光学軸に、図4-2に示すような不整合が生じる。したがって、受信信号光電界は、受信機の光学軸 X, Y では、次式のようになる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} F_{XL}(t) \\ F_{YL}(t) \end{bmatrix} &= \sqrt{k} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{xL}(t) \\ f_{yL}(t) \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{P_s} \begin{bmatrix} \cos \theta \cos(\omega_s t + (1 + d_T(t)m)\gamma_x) + \sin \theta \cos(\omega_s t + (1 + d_T(t)m)\gamma_y) \\ -\sin \theta \cos(\omega_s t + (1 + d_T(t)m)\gamma_x) + \cos \theta \cos(\omega_s t + (1 + d_T(t)m)\gamma_y) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-1)$$

ここで、 P_s ：受信信号電力（ $P_s = k P_T$ ）， θ ：偏光軸不整合角である。また、直接検波方式の場合、位相雑音の影響をうけないため、ここでは位相雑音を無視して取り扱っている。

この受信信号光は、偏光ビームスプリッタ（PBS）によって、X, Y偏光成分に分離された後に、それぞれ独立に直接検波される。このときの検波出力 $i_x(t)$ 、 $i_y(t)$ は、次式のようになる。

$$\begin{cases} i_x(t) = \frac{1}{2} e \alpha \{1 + \sin 2\theta \cos \frac{\pi}{2}(1 + d_T(t)m)\} \\ i_y(t) = \frac{1}{2} e \alpha \{1 - \sin 2\theta \cos \frac{\pi}{2}(1 + d_T(t)m)\} \end{cases} \quad (4-2)$$

ここで、 $\alpha = \eta / (h\nu)$ 、 η ：検波器量子効率、 h ：プランク定数、 ν ：信号光の周波数、 e ：電荷素量である。

検波出力は X、Y 偏光成分の電力に比例しているため、検波出力の差をとることによって、受信信号の偏光面を検出することができる。検波出力の差は、次式で与えられる。

$$I(t) = e\alpha P_s \sin 2\theta \cos \frac{\pi}{2}(1 + d_T(t)m) \quad (4-3)$$

上式より、本方式で情報信号が再生できることが分る。しかし、本方式の場合、上式から分かるように変調度劣化および偏光軸不整合の影響によって、振幅歪を受ける。特に、偏光軸不整合角が大きい場合 ($\theta > 90^\circ$) には、検波出力の符号が反転し、受信特性に著しい劣化を与える。

1-2 円偏光伝送

円偏光伝送時には、直線偏光化のため P B S の前に Q W P が挿入される。この Q W P の光学軸は、P B S の光学軸 X、Y に対して 45 度回転している。いま、Q W P の光学軸を X'、Y' とすると、Q W P 入力 $F_{x'c}(t)$ 、 $F_{y'c}(t)$ は、次式のようなになる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} F_{x'c}(t) \\ F_{y'c}(t) \end{bmatrix} &= \sqrt{k} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{xc}(t) \\ f_{yc}(t) \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{P_s} \begin{bmatrix} \cos \theta \cos(\omega_s t + d_T(t)m\gamma_x) + \sin \theta \cos(\omega_s t + d_T(t)m\gamma_y) \\ -\sin \theta \cos(\omega_s t + d_T(t)m\gamma_x) + \cos \theta \cos(\omega_s t + d_T(t)m\gamma_y) \end{bmatrix} \quad (4-4) \end{aligned}$$

ここで、Q W P 出力において、Y' 偏光成分の位相が $\frac{\pi}{2}$ だけ遅れているとすると、Y' 偏光成分は、次式のようなになる。

$$F_{y'c} = \sqrt{P_s} \{ \sin \theta \sin(\omega_s t + d_T(t)m\gamma_x) - \cos \theta \sin(\omega_s t + d_T(t)m\gamma_y) \} \quad (4-5)$$

この Q W P 出力を P B S の光学軸 X、Y で観測すると、

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} F_{XC}(t) \\ F_{YC}(t) \end{bmatrix} &= \sqrt{k} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{X'C}(t) \\ F_{Y'C}(t) \end{bmatrix} \\
&= \sqrt{\frac{P_s}{2}} \begin{bmatrix} \cos \theta \{ \cos(\omega_s t + d_T(t)m\gamma_x) - \sin(\omega_s t + d_T(t)m\gamma_y) \} \\ + \sin \theta \{ \cos(\omega_s t + d_T(t)m\gamma_y) + \sin(\omega_s t + d_T(t)m\gamma_x) \} \\ \cos \theta \{ \cos(\omega_s t + d_T(t)m\gamma_x) + \sin(\omega_s t + d_T(t)m\gamma_y) \} \\ + \sin \theta \{ \cos(\omega_s t + d_T(t)m\gamma_y) - \sin(\omega_s t + d_T(t)m\gamma_x) \} \end{bmatrix} \quad (4-6)
\end{aligned}$$

となる。したがって、検波出力はそれぞれ次式のようなになる。

$$\begin{cases} i_X(t) = \frac{1}{2}e\alpha P_s \{1 + \sin \frac{\pi}{2} d_T(t)m\} \\ i_Y(t) = \frac{1}{2}e\alpha P_s \{1 - \sin \frac{\pi}{2} d_T(t)m\} \end{cases} \quad (4-7)$$

検波後の操作は、直線偏光伝送の場合と同じであるため、判定器入力は次式のようになる。

$$I(t) = e\alpha P_s \sin \frac{\pi}{2} d_T(t)m \quad (4-8)$$

上式より、円偏光伝送時には、変調度劣化の影響は直線偏光伝送の場合と同様に受けることが分かる。しかし、偏光軸不整合の影響は、変調度が劣化して楕円偏光化した場合においても、全く受けないことが分かる。以上のことから、一般に受信偏光面が未知である光衛星間通信系においては、円偏光伝送が優れていることが分かる。

第2節 自己ホモダイン検波方式

自己ホモダイン検波方式は、受信信号光を2つの直交する偏光成分に展開し、それらの位相差から情報信号を検出する方式である。本方式の受信機構成を図4-3に示す。同図において、QWPは円偏光伝送時に直線偏光化を行なうために用いている。但し、本方式の場合、直接検波方式の場合とは異なり、QWPの光学軸はPBSの光学軸と一致している。本方式では、受信信号光は、まず、PBSによってX、Y偏光成分に分離される。次に、Y偏光成分の偏光面を、2分の1波長板(HWP)によってX偏光成分の偏光面に一致させる。そして、両偏光成分を無偏光のハーフミラー(HM)で混合し検波を行う。

2-1 直線偏光伝送

直線偏光伝送時の X, Y 偏光成分は, 式 (4-1) と同様であるが, 位相雑音を考慮するため次式のようになる.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} F_{XL}(t) \\ F_{YL}(t) \end{bmatrix} &= \sqrt{k} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{xL}(t) \\ f_{yL}(t) \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{P_s} \begin{bmatrix} \cos \theta \cos(\omega_s t - \phi_s(t) + (1 + d_T(t)m)\gamma_x) + \sin \theta \cos(\omega_s t - \phi_s(t) + (1 + d_T(t)m)\gamma_y) \\ -\sin \theta \cos(\omega_s t - \phi_s(t) + (1 + d_T(t)m)\gamma_x) + \cos \theta \cos(\omega_s t - \phi_s(t) + (1 + d_T(t)m)\gamma_y) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-9)$$

検波器入力は, X, Y 偏光成分の和であるから, HMにおける位相変化等を無視すると, 次式のようになる.

$$\begin{aligned} H(t) &= F_{XL}(t) + F_{YL}(t) \\ &= \sqrt{P_s} \{ \cos(\omega_s t - \phi_s(t) + (1 + d_T(t)m)\gamma_x) \cos(\theta + \frac{\pi}{4}) + \cos(\omega_s t - \phi_s(t) + (1 + d_T(t)m)\gamma_y) \sin(\theta + \frac{\pi}{4}) \} \end{aligned} \quad (4-10)$$

したがって, 検波器出力は,

$$I(t) = \frac{1}{2} e \alpha P_s \{ 1 + \cos 2\theta \cos \frac{\pi}{2} (1 + d_T(t)m) \} \quad (4-11)$$

となる. 上式の第3項は, 両偏光成分の積の低域成分であり, 両偏光成分間の位相差を含んでいるため, 本方式で情報信号が再生できることが分る. また, 本方式では, 直接検波方式の場合と同様に, 偏光軸不整合および変調度劣化の影響を受けていることが分かる. さらに, 式 (4-11) には, 位相雑音 $\phi_s(t)$ の影響が全く見られないため, 本方式において, 信号光の位相雑音除去が可能であることが分かる.

2-2 円偏光伝送

本方式の場合, QWPとPBSの光学軸が一致しているため, PBS入力光は,

$$\begin{bmatrix} F_{XC}(t) \\ F_{YC}(t) \end{bmatrix} = \sqrt{P_s} \begin{bmatrix} \cos \theta \cos(\omega_s t + d_T(t)m\gamma_x) + \sin \theta \cos(\omega_s t + d_T(t)m\gamma_y) \\ \sin \theta \sin(\omega_s t + d_T(t)m\gamma_x) - \cos \theta \sin(\omega_s t + d_T(t)m\gamma_y) \end{bmatrix} \quad (4-12)$$

となる。このときの検波器出力は、直線偏光の場合と同様に計算され、次式になる。

$$I(t) = \frac{1}{2} e \alpha P_s \{1 + \sin \frac{\pi}{2} d_T(t)m\} \quad (4-13)$$

上式から、円偏光伝送時にも、本方式によって情報信号が再生されることが分る。また、直接検波方式の場合と同様に、偏光軸不整合の影響は全く受けず、変調度劣化の影響のみを受けることが分る。さらに、直線偏光伝送の場合と同様に、円偏光伝送の場合においても、本方式の有する、信号光の位相雑音除去が確認できる。

第3節 ヘテロダイン検波方式

ヘテロダイン検波方式の基本原理は、自己ホモダイン検波方式の場合と同じであるが、本方式の場合、位相差の検出を検波後の中間周波数（IF）帯信号を用いて行なっている。本方式の受信機構成を図4-4に示す。

3-1 直線偏光伝送

直線偏光伝送の場合、受信信号電界（式（4-9））はーフミラー（HM）において、局部発振光（局発光）電界

$$\begin{bmatrix} G_X(t) \\ G_Y(t) \end{bmatrix} = \sqrt{P_L} \begin{bmatrix} \cos(\omega_L t - \phi_L(t)) \\ \cos(\omega_L t - \phi_L(t)) \end{bmatrix} \quad (4-14)$$

P_L :局発光電力, ω_L :局発光角周波数 $\phi_L(t)$:局発光位相雑音

と混合された後に、PBSによってX、Y偏光成分に分離され、それぞれ独立に検波される。したがって、検波器入力 $H_X(t)$ 、 $H_Y(t)$ は、

$$\begin{cases} H_X(t) = F_{XL}(t) + G_X(t) \\ H_Y(t) = F_{YL}(t) + G_Y(t) \end{cases} \quad (4-15)$$

となり、ヘテロダイン検波出力 $i_x(t)$ 、 $i_y(t)$ は、それぞれ次式のようになる。

$$i_x(t) = \frac{1}{2}e\alpha(P_L + P_s) + K[\cos\theta \cos(\omega t - \phi(t) + (1 + d_T(t)m)\gamma_x) + \sin\theta \cos(\omega t - \phi(t) + (1 + d_T(t)m)\gamma_y)] \quad (4-16)$$

$$i_y(t) = \frac{1}{2}e\alpha(P_L + P_s) + K[-\sin\theta \cos(\omega t - \phi(t) + (1 + d_T(t)m)\gamma_x) + \cos\theta \cos(\omega t - \phi(t) + (1 + d_T(t)m)\gamma_y)] \quad (4-17)$$

ここで、

$$\begin{cases} K = e\alpha\sqrt{P_s P_L} \\ \omega = \omega_s - \omega_L \\ \phi(t) = \phi_s(t) - \phi_L(t) \end{cases} \quad (4-18)$$

である。式(4-16, 17)の第3項は、信号光と局発光の積の低域成分に比例した項であり、中間周波数(I F: Intermediate Frequency)信号と呼ばれる。帯域ろ波器(B P F)によって、I F信号のみを抽出した後、乗積器によって、X、Y偏光成分の乗積を行う。このとき、乗積器出力 $I_M(t)$ は次式のようになる。

$$I_M(t) = \frac{1}{2}K^2[\cos 2\theta \cos \frac{\pi}{2}(1 + d_T(t)m) + \frac{1}{2}\sin 2\theta\{\cos(2\omega t - 2\phi(t) + 2(1 + d_T(t)m)\gamma_y) + \cos(2\omega t - 2\phi(t) + 2(1 + d_T(t)m)\gamma_x)\} + \cos 2\theta \cos(2\omega t - 2\phi(t) + 2(1 + d_T(t)m)(\gamma_x + \gamma_y))] \quad (4-19)$$

この乗積器出力の第1項にのみ両偏光成分間の位相差(情報信号)が含まれているため、低域ろ波器(L P F)によって上式の第1項のみを抽出し、判定器入力 $I(t)$

$$I(t) = \frac{1}{2}K^2 \cos 2\theta \cos \frac{\pi}{2}(1 + d_T(t)m) \quad (4-20)$$

となる。

上式より、本方式で情報信号が再生できることが分かる。また、これまでの場合と同様に、直線偏光伝送の場合には、偏光軸不整合および変調度劣化が振幅劣化として受信特性に影響を与えることが分かる。さらに、上式では、式(4-16, 17)のIF信号成分に含まれる位相雑音が除去できていることが分かる。すなわち、本方式は、信号光と局発光両方の位相雑音の除去効果を有している。

3-2 円偏光伝送

円偏光伝送の場合、受信信号光はQWPによって直線偏光化された後、直線偏光伝送の場合と同様に検波される。このときのヘテロダイン検波出力は、

$$i_x(t) = \frac{1}{2}e\alpha(P_L + P_s) + K[\cos\theta \cos(\omega t - \phi(t) + d_T(t)m\gamma_x) + \sin\theta \cos(\omega t - \phi(t) + d_T(t)m\gamma_y)] \quad (4-21)$$

$$i_y(t) = \frac{1}{2}e\alpha(P_L + P_s) + K[\sin\theta \sin(\omega t - \phi(t) + d_T(t)m\gamma_x) - \cos\theta \sin(\omega t - \phi(t) + d_T(t)m\gamma_y)] \quad (4-22)$$

となる。したがって、乗積器出力の低域成分(判定器入力)は、次式のようになる。

$$I(t) = \frac{1}{2}K^2 \sin \frac{\pi}{2} d_T(t)m \quad (4-23)$$

上式より、円偏光伝送の場合にも情報信号を再生できることが分かる。また、これまでの場合と同様に、円偏光伝送の場合には、偏光軸不整合の影響は全く受けず、変調度劣化が振幅劣化として受信特性に影響を与えることが分かる。さらに、直線偏光伝送の場合と同様に、偏光変調/ヘテロダイン検波方式は、信号光と局発光両方の位相雑音除去効果を有している。以上のことから、光ISLにおいては、円偏光伝送を用いた偏光変調/ヘテロダイン検波方式が有効であると考えられる。

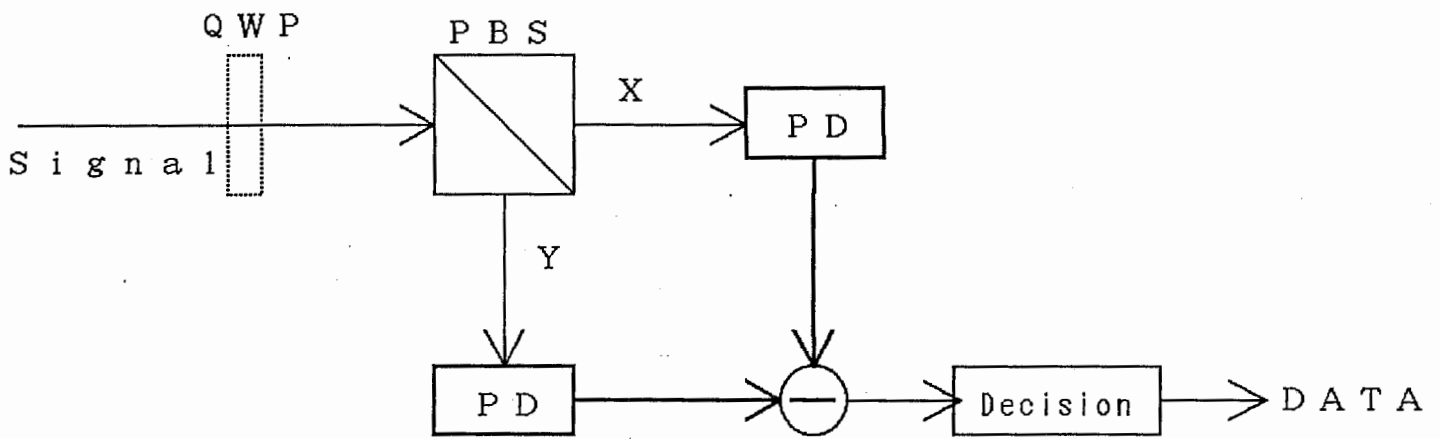


图 4 - 1 偏光变调 / 直接检波受信机

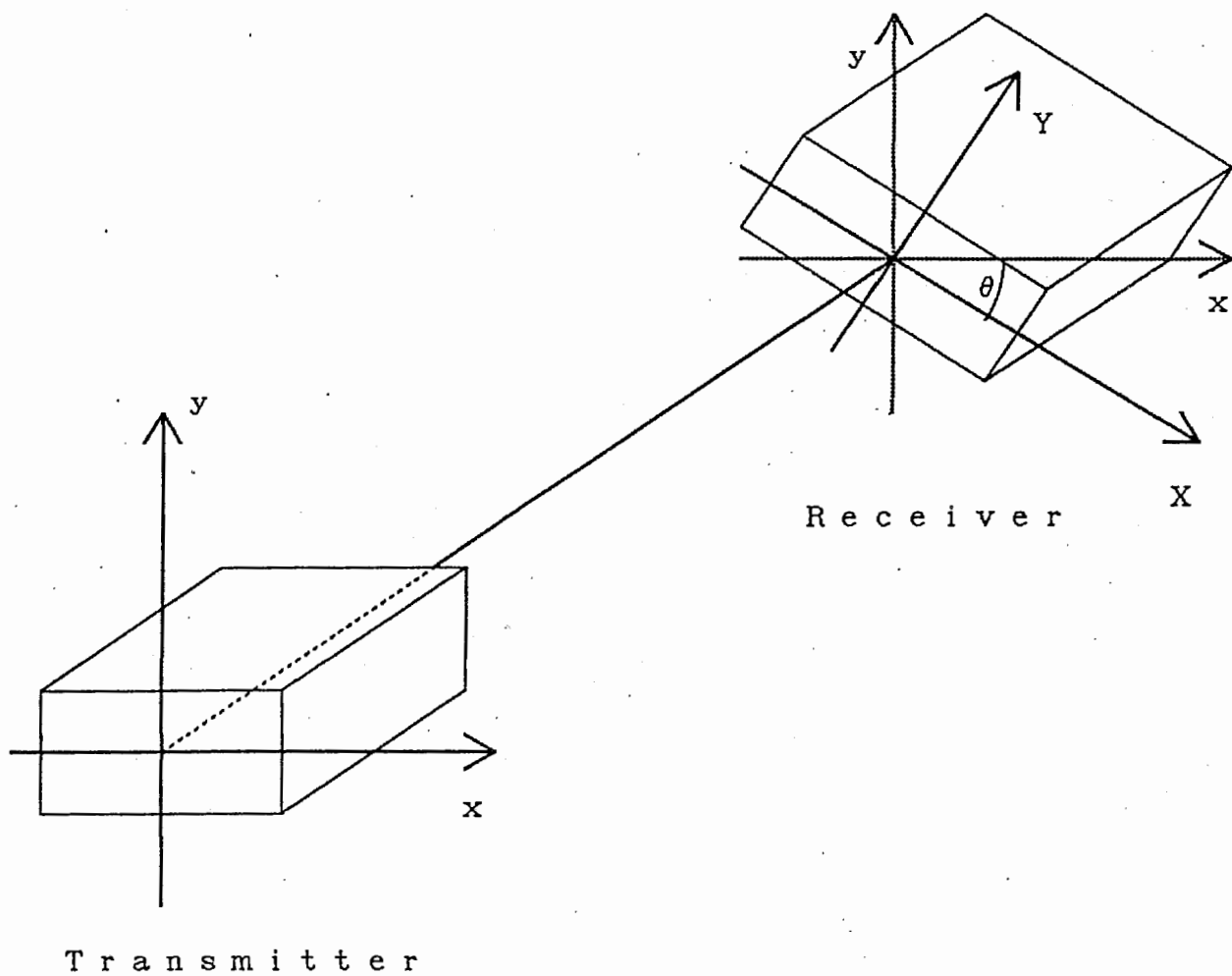


図 4 - 2 送受信機間での偏光軸不整合

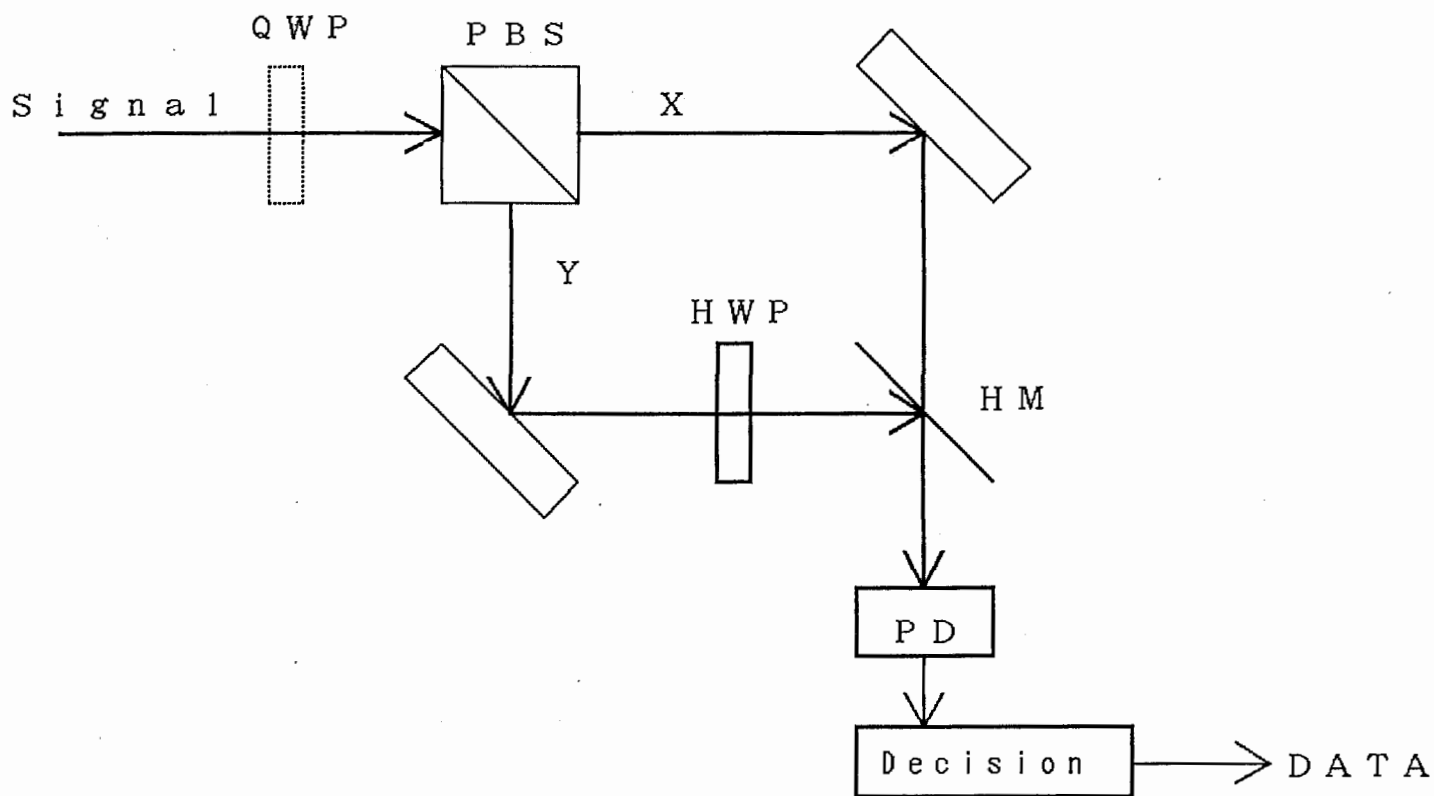


図 4 - 3 偏光変調 / 自己ホモダイン検波受信機

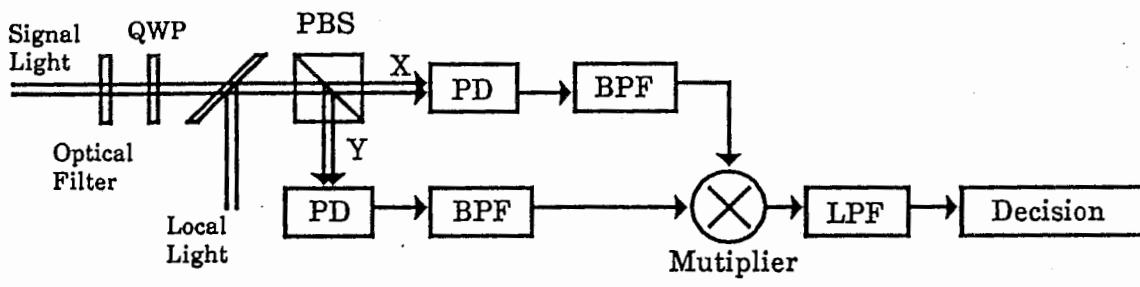


図 4 - 4 偏光変調 / ヘテロダイン検波受信機

第5章 受信誤り率特性

第1節 受信誤り率の導出

本章では、雑音要因として局発光ショット雑音、背景雑音光（背景光）、受信回路熱雑音を考慮した誤り率特性の理論解析を行う。ここでは、局発光電力が十分大きく、信号光および背景光のショット雑音は、局発光ショット雑音に比べて無視しうると仮定している。また、伝送偏光状態としては、偏光軸不整合の影響を受けない円偏光伝送を仮定し、伝送路としては、自由空間とみなせる宇宙空間を仮定している。

偏光変調／ヘテロダイン検波方式では、情報再生は乗積検波によって行われ、非同期検波方式の範ちゅうに入るため解析手法としては、文献(7)の差動位相変調(DPSK)方式に対する解析手法が適用できる。なお、本稿では、BPFはIF信号成分を歪なく通す最適帯域幅 $B^{(8)}$,

$$B = 2R_b \sqrt{1 + (6\Delta\nu)^2} \quad (5-1)$$

を有するとする。ここで、 R_b はビットレートであり、 $\Delta\nu$ は信号光と局発光のスペクトル半値幅の和をビットレートで正規化したものである。また、LPFは不要高調波成分を除去するのみであると仮定する。

図4-4に示す受信機のBPF出力の雑音は、X、Y偏光成分についてそれぞれ式(5-2, 3)に示す狭帯域雑音となる。

$$n_X(t) = n_{Xc}(t) \cos(\omega t - \phi(t)) - n_{Xs}(t) \sin(\omega t - \phi(t)) \quad (5-2)$$

$$n_Y(t) = n_{Yc}(t) \cos(\omega t - \phi(t)) - n_{Ys}(t) \sin(\omega t - \phi(t)) \quad (5-3)$$

ここで、 $n_{Xc}(t)$ 、 $n_{Xs}(t)$ 、 $n_{Yc}(t)$ 、 $n_{Ys}(t)$ は、それぞれ互いに独立な、同じ平均値0と分散

$$\sigma^2 = \frac{1}{2} e^2 \alpha P_L B + \frac{2k_B T_r}{R_L} B + \frac{1}{4} e^2 \alpha^2 P_L \frac{n_o B}{2} B \quad (5-4)$$

を有するガウス雑音過程と仮定する。但し、 k_B , T_r , R_L は、それぞれ、ボルツマン定数、等価雑音温度、および等価雑音抵抗であり、 $n_{0B}/2$ は背景光電力密度である。また、式(5-4)の第1項、第2項、第3項は、それぞれ互いに独立な局発光ショット雑音、受信回路熱雑音、背景光雑音の電力である。

式(5-2, 3)と式(4-21, 22)より雑音加わったIF信号は次式で表される。

$$i_X(t) = A_1(t) \cos(\omega t - \phi(t)) - B_1(t) \sin(\omega t - \phi(t)) \quad (5-5)$$

$$i_Y(t) = A_2(t) \cos(\omega t - \phi(t)) - B_2(t) \sin(\omega t - \phi(t)) \quad (5-6)$$

ここで、 $A_1(t)$, $A_2(t)$, $B_1(t)$, $B_2(t)$ はそれぞれ

$$\begin{cases} A_1(t) = K \{ \cos \theta \cos(\gamma_x m) + \sin \theta \cos(\gamma_y m) \} + n_{Xc}(t) \\ B_1(t) = -d_T(t) K \{ \cos \theta \sin(\gamma_x m) + \sin \theta \sin(\gamma_y m) \} + n_{Xs}(t) \\ A_2(t) = -d_T(t) K \{ \sin \theta \sin(\gamma_x m) - \cos \theta \sin(\gamma_y m) \} + n_{Yc}(t) \\ B_2(t) = -K \{ \sin \theta \cos(\gamma_x m) - \cos \theta \cos(\gamma_y m) \} + n_{Ys}(t) \end{cases} \quad (5-7)$$

で与えられ、それぞれ第1項を平均値とする、分散 σ^2 のガウス過程である。

このとき、判定器入力の識別時点での標本値 $i(T)$ は、

$$i(T) = \frac{1}{2}(A_1(T)A_2(T) + B_1(T)B_2(T)) \quad (5-8)$$

となる。

2進情報が等生起確率を有すると仮定すると、情報信号 $d_T = \pm 1$ に対する誤り確率は等しいため、以下では情報信号 $d_T = 1$ の場合についてのみ考える。この場合、誤りは $i(T) < 0$ の時に生じる。したがって、受信誤り率は

$$P_e = Prob[i(T) < 0] = Prob[A_1(T)A_2(T) + B_1(T)B_2(T) < 0] \quad (5-9)$$

で与えられ、計算すると次式のようなになる。(付録参照)

$$P_e = \frac{1}{2}[1 - Q(a, b) + Q(b, a)] \quad (5-10)$$

但し、 $Q(\cdot, \cdot)$ は、マーカム Q 関数⁽⁷⁾であり、 $a = S_1 / 2\sigma$ 、 $b = S_2 / 2\sigma$ である。また、 S_1 、 S_2 は、それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} S_1^2 = 2K^2(1 + \sin \frac{\pi}{2}m) \\ S_2^2 = 2K^2(1 - \sin \frac{\pi}{2}m) \end{cases} \quad (5-11)$$

特に、変調度 $m = 1$ の場合、式 (5-10) は次式のように指数関数を用いて表すことができる。

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{K^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5-12)$$

第 2 節 数値計算例

図 5-1 に、表 5-1 に示すパラメータを用いて行った受信誤り率特性の数値計算例を示す。また、同図には、DPSK 方式 (図 5-2) の受信誤り率特性⁽⁹⁾も併せて示している。両方式を比較すると、位相雑音が無い場合には、偏光変調 / ヘテロダイン検波方式は、DPSK 方式に対して 3 dB 受信感度が劣化していることが分る。しかし、DPSK 方式では、位相雑音の影響によって受信感度が劣化するため、位相雑音の大きい光源に対しては、偏光変調方式の方が優れていると考えられる。また、周波数変調 (FSK) デュアルフィルタ検波方式 (図 5-3) は BPF 帯域幅を十分に広くとれば、位相雑音に不感応となり、本方式と同一の受信誤り率を達成する。しかし、FSK 方式では、位相雑音の大きい場合、シンボル間の周波数差を大きくしなければならないため、変調が問題となってくる。さらに、シンボル間の周波数差を大きくすると IF 信号帯域が増大するため、受信機の電気回路が問題となってくる。これらの点を考慮すると、本方式の方が

F S K方式よりも優れていると考えられる。以上より、本方式は、光源の位相雑音が大きい場合に、最も有効な方式であると考えられる。

表5-1 数値計算に用いたパラメータ

ビットレート	R_b	100Mbps
波長	λ	0.83 μm
局発光電力	P_L	0dBm
背景光電力密度	n_{OB}	-164dBm/Hz
検波器量子効率	η	0.80
等価雑音抵抗	R_L	1k Ω
等価雑音抵抗温度	T_r	300K

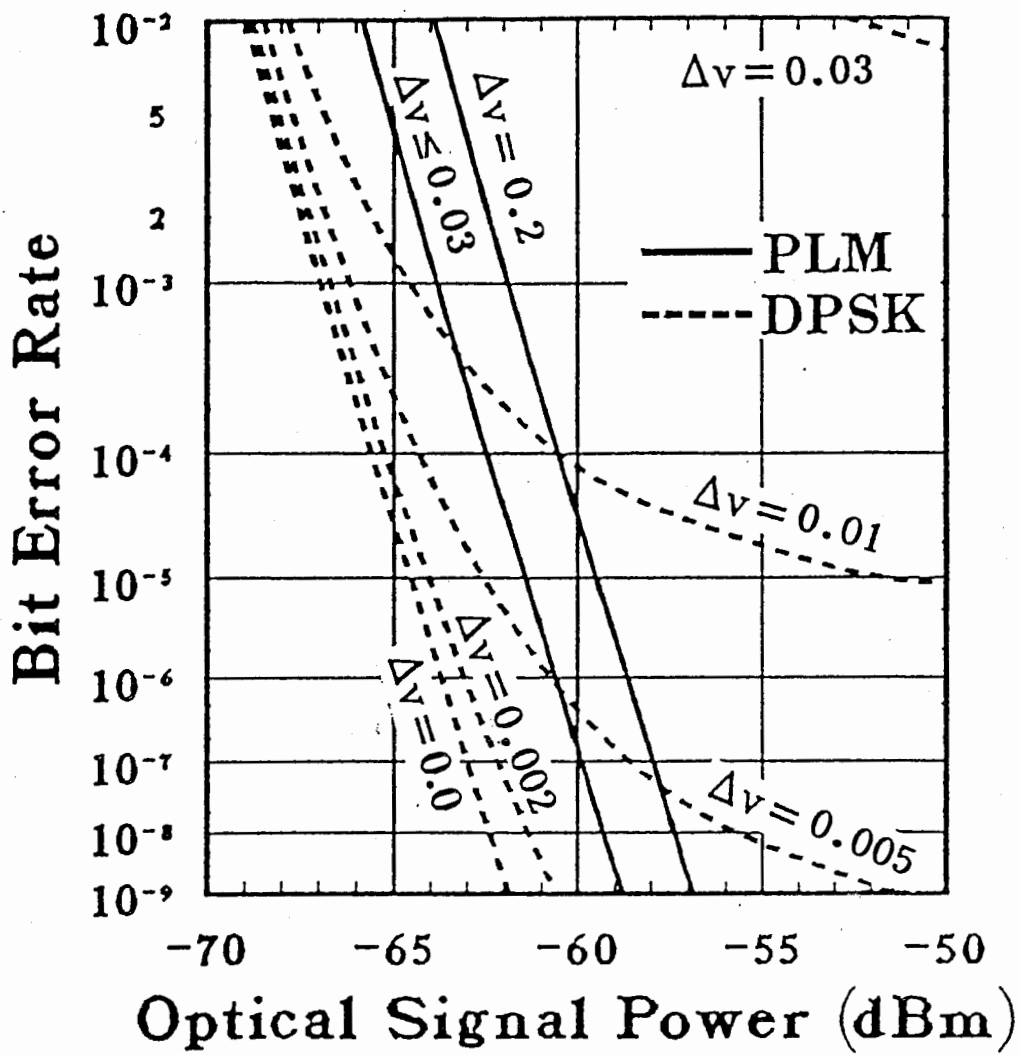


図 5 - 1 受信誤り率特性

(実線：偏光変調／ヘテロダイン検波方式)

(破線：D P S K方式)

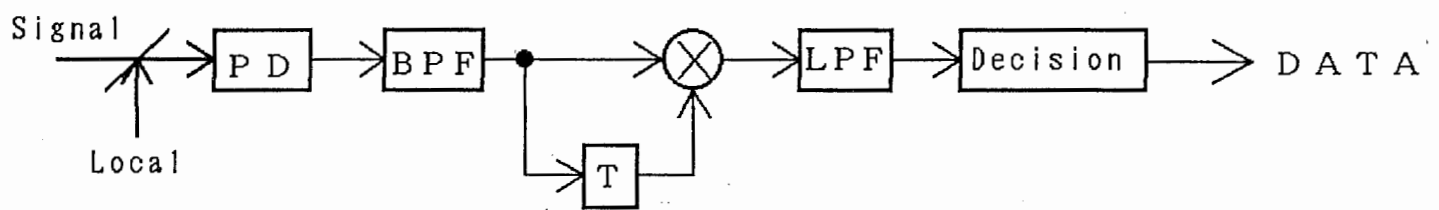


図 5 - 2 DPSKヘテロダイン検波受信機

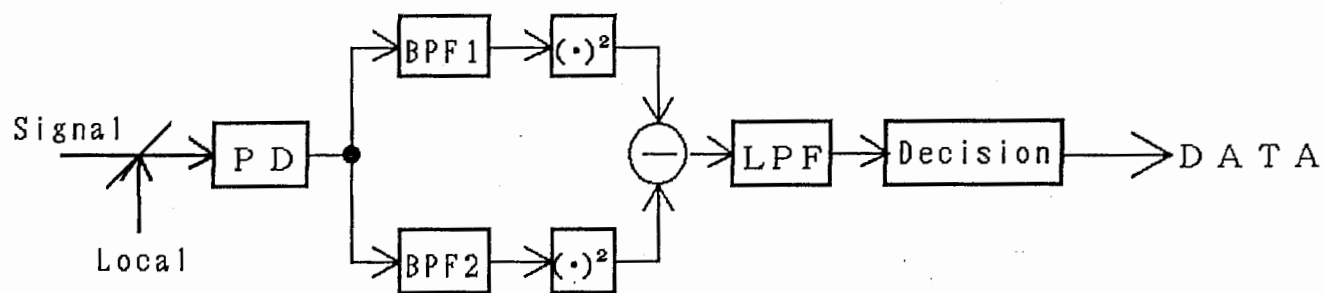


図5-3 FSKデュアルフィルタ検波受信機

第6章 偏光変調／自己ホモダイン検波方式に関する実験

第1節 実験系

図6-1に偏光変調／自己ホモダイン検波実験系の構成を示す。また、本実験に用いた機器類を表6-1に示し、それらの写真及び実験系全体の写真を図6-2～図6-6に示す。本実験では、両偏光間に波長オーダの光路差が生じ、定常位相誤差となって受信特性に影響を与えると考えられる。このため、バビネソレイユ位相補償器（応用光電製）を用いて定常位相誤差を補償する。

第2節 実験結果

2-1 He-Neレーザを用いた実験

本実験は、自己ホモダイン検波方式の動作確認のための基礎実験として行われた。送信光源としては、日本電気製のHe-Neレーザ（GLG5321、波長：633nm）を用いている。観測波形及びスペクトルを図6-7～8に示す。これらの観測波形およびスペクトルから、自己ホモダイン検波によって情報信号が再現されていることが確認できる。

2-2 半導体レーザ（LD）を用いた実験

本実験では、送信光源として日立製の半導体レーザ（HL8314G：波長823nm）を用いている。また、本実験では、変調器入力としてMHz矩形波（Mbps繰り返しパターン）を用いている。

観測波形を図6-9に、観測スペクトルを図6-10、11に示す。図6-9～11より、変調器入力波形と同等の波形が再生されており、位相雑音の影響が見られないことが分かる。しかし、本実験では、位相雑音を定量的に評価できるレーザのスペクトル半値幅等の測定が困難であったため、位相雑音の大きさは未知である。このため、図6-9～11から位相雑音に対する不感応性が確認されたとは断言できない。そこで、両偏光成分間に光路差のある対照実験系（図6-

12)を構成し、両偏光成分の位相雑音の相関を減少させ、実験を行った。対照実験での観測波形は、図6-13に示すようになんかなり歪んでいることが分かる。これは、位相雑音による影響であると考えられる。したがって、図6-9の観測波形において、位相雑音が除去されているといえる。以上のことから、本実験によって、偏光変調／コヒーレント検波方式の基本原理および、送信光源の位相雑音除去効果が確認できる。

表 6 - 1 使用機器類

機器名	型番等	仕様等
He-Neレーザー	NEC製 GLG5321	波長630nm 直線偏光
半導体レーザー	日立製 HL8314G	波長830nm
偏光変調器	Con Optics製 Model 380	結晶材質 AD*P
変調器ドライバ	Con Optics製 Model 25	変調帯域 0~25MHz 自動バイアス電圧制御
偏光ビーム スプリッタ	応用光電製 PBSC630, 830	消光比 38dB以上
光検波器	日本レーザー製	Si-Pinフォトダイオード モジュール

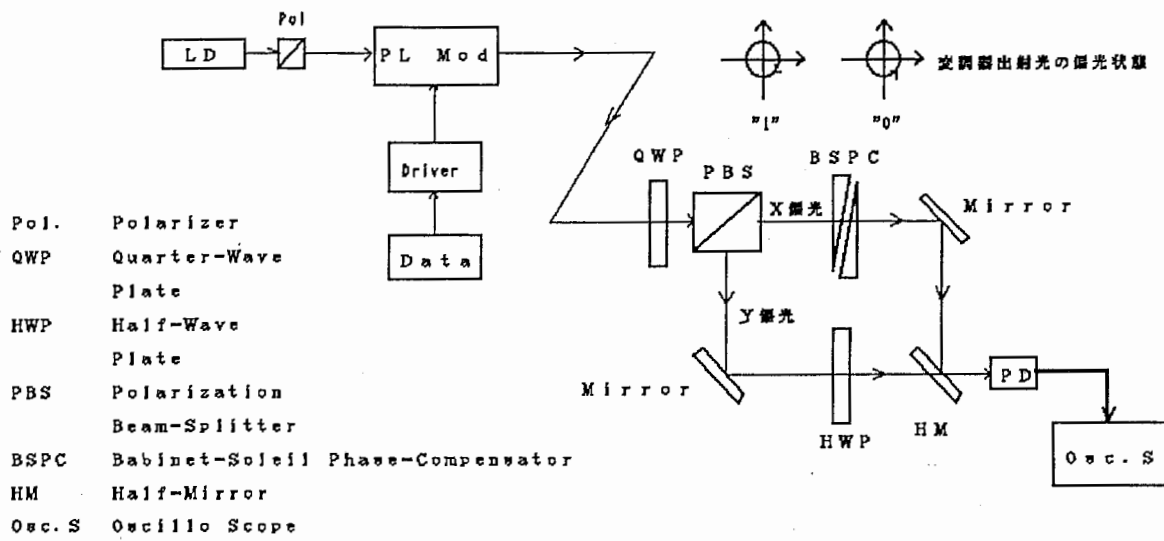
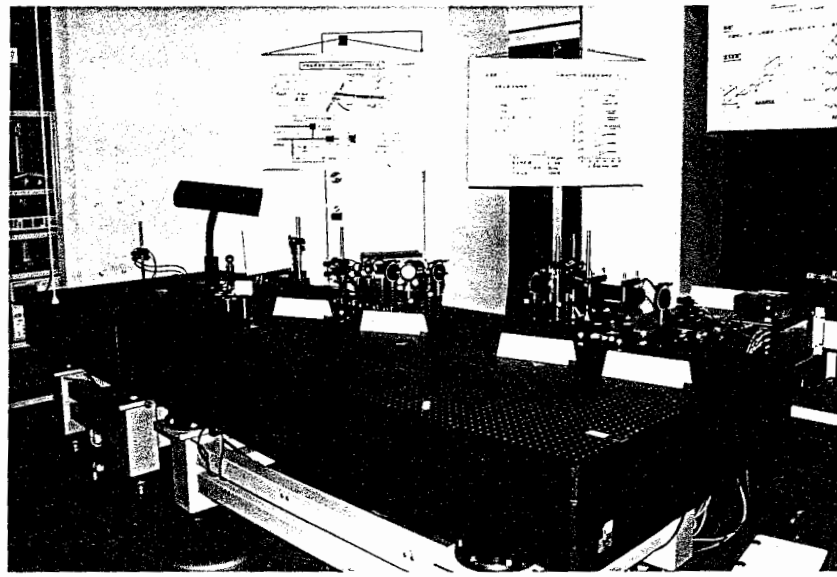


図 6 - 1 実験系の構成



FUJICOLOR 88

図 6 - 2 実験系の構成

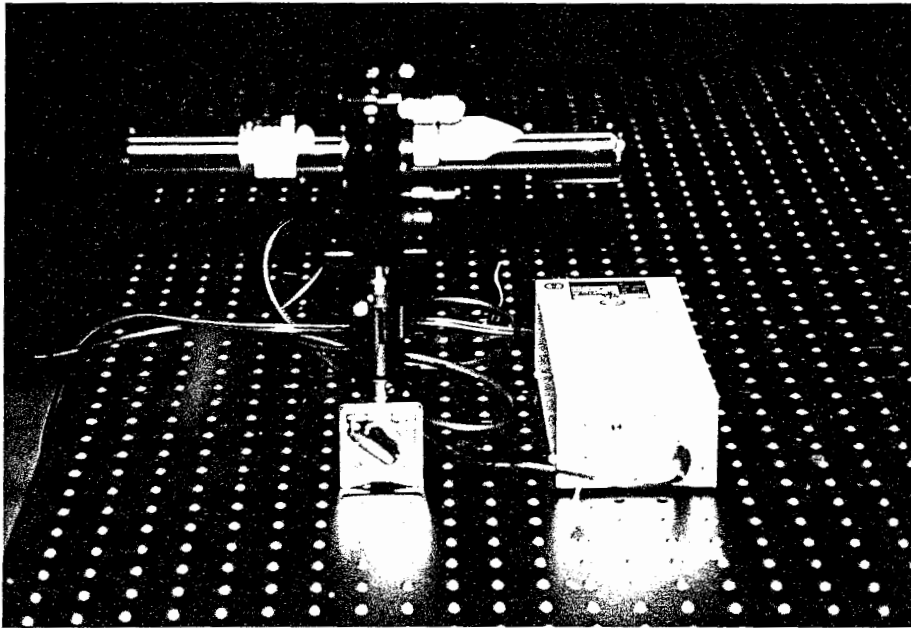


図 6 - 3 送信光源
(He - Ne レーザ)

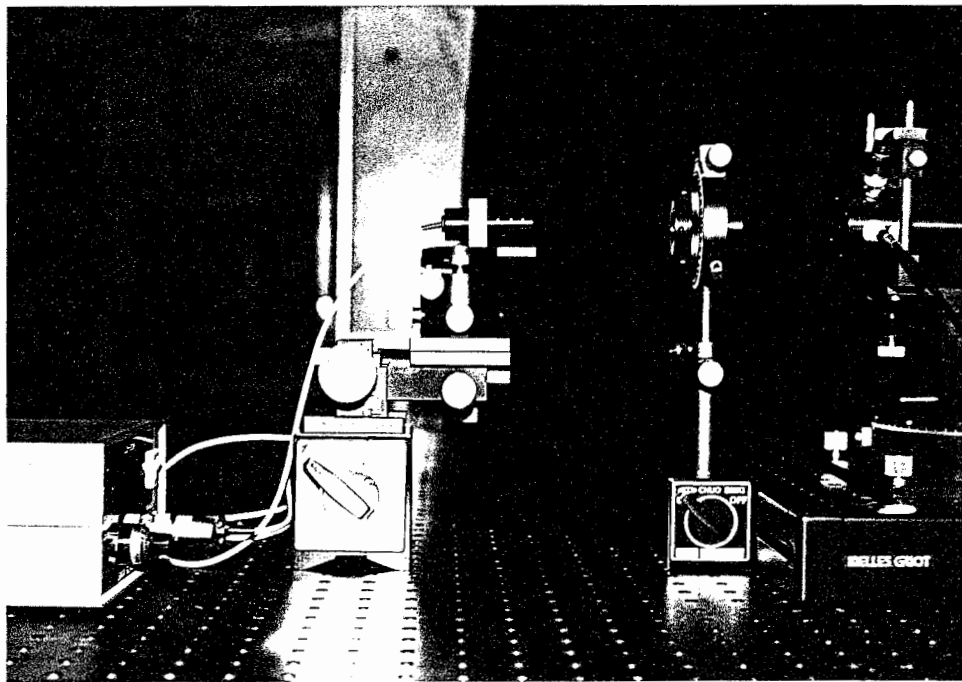


図 6 - 4 送信光源
(半導体レーザー)

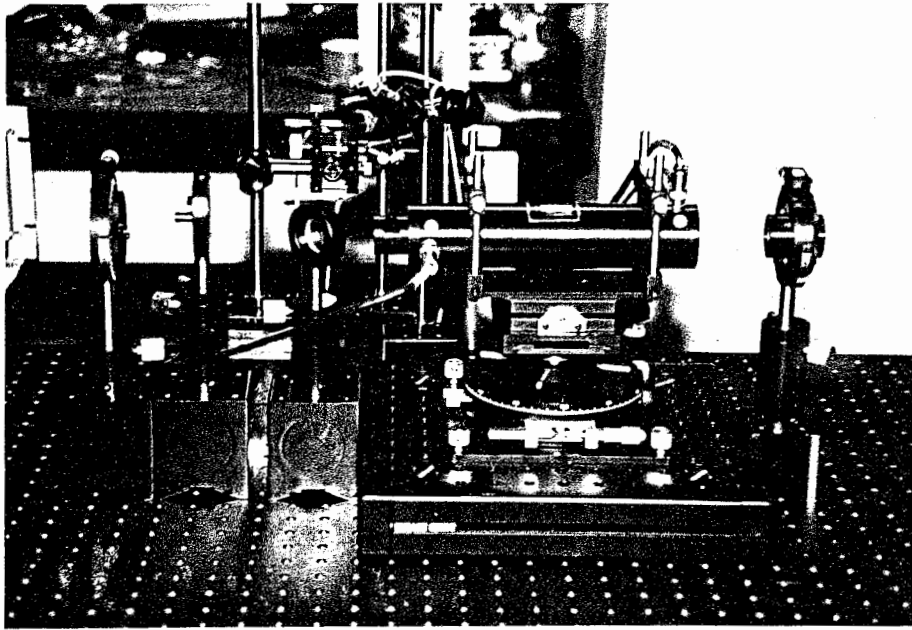


图 6 - 5 偏光变调器

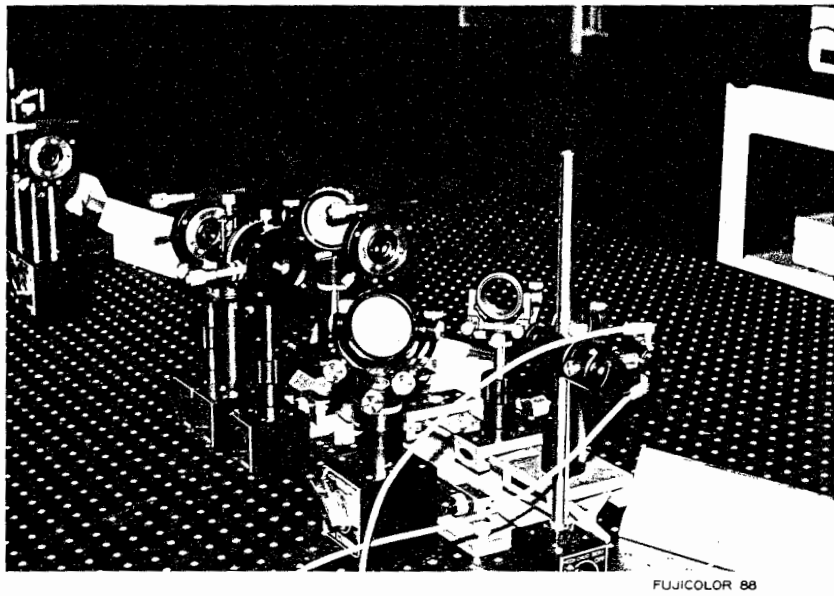


図 6 - 6 自己ホモダイン検波受信機

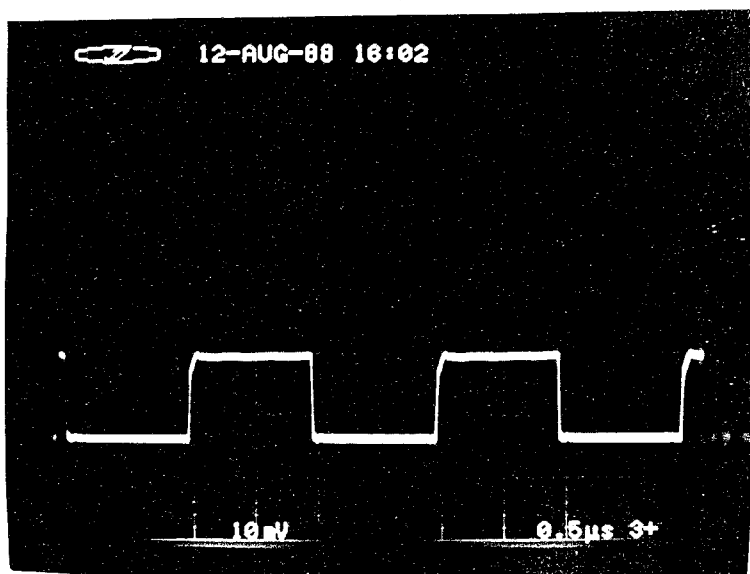


図 6 - 7 観測波形
(光源: He - Ne レーザ)
(変調器入力: 500kHz の矩形波)

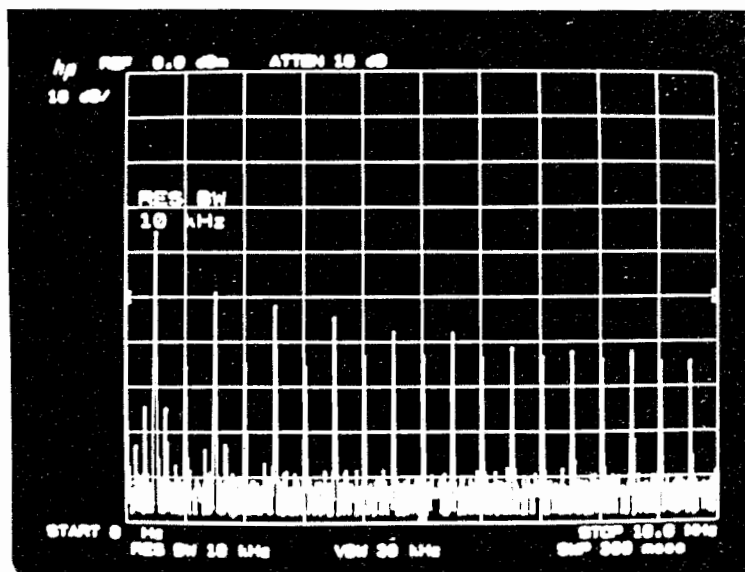


図 6 - 8 ベースバンドスペクトル
 (光源: He - Ne レーザ)
 (0 ~ 10MHz)

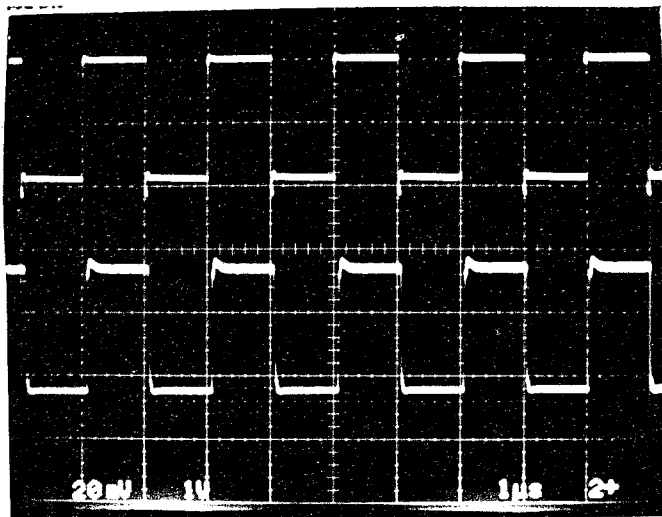


図 6 - 9 観測波形

(光源：半導体レーザー)

(上：変調器入力 500kHz矩形波)

(下：検波出力)

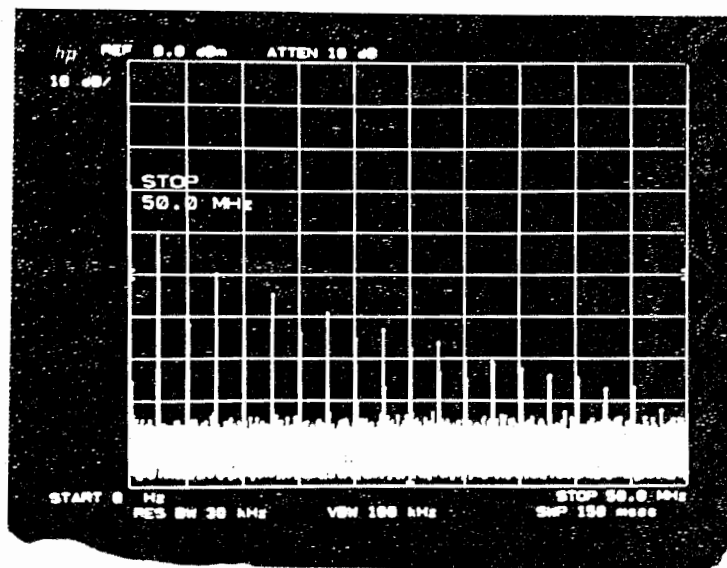


図 6 - 1 0 ベースバンドスペクトル
 (光源：半導体レーザ)
 (0 ~ 50MHz 変調器入力：2.5MHz矩形波)

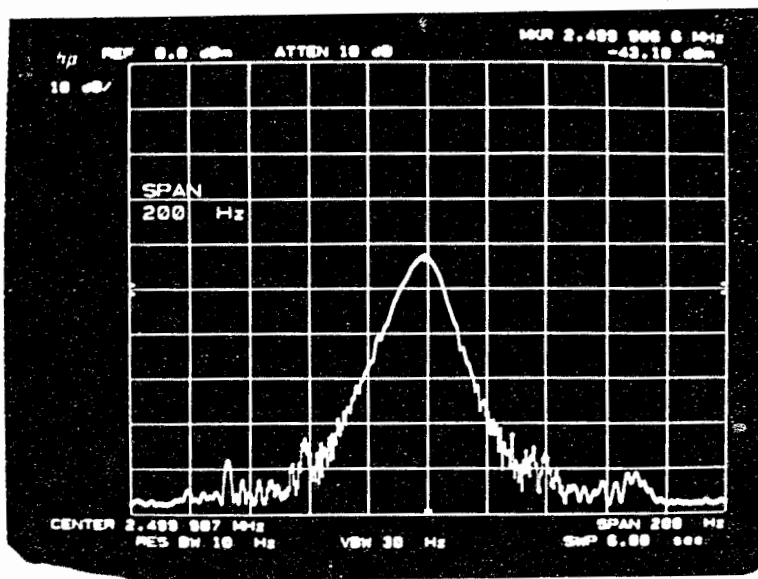


図 6-11 ベースバンドスペクトル
(基本波成分)

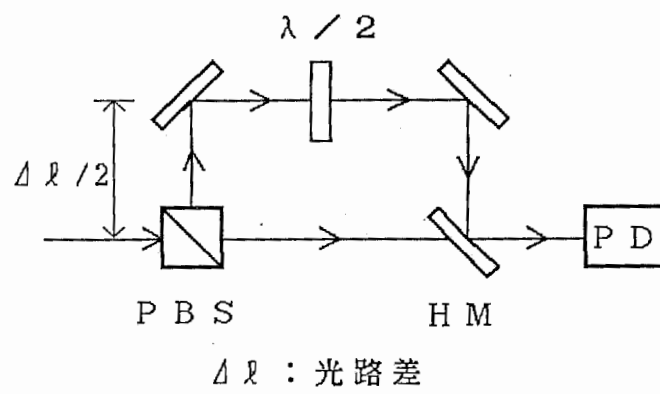


图 6 - 1 2 对照实验系

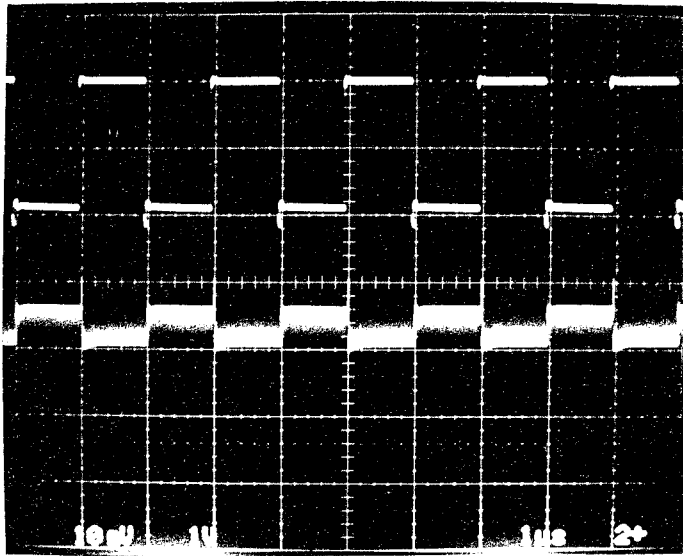


図 6 - 1 3 対照実験系での観測波形
(上: 変調器入力 500kHz矩形波)
(下: 検波出力)

第7章 偏光変調／ヘテロダイン検波方式に関する実験

第1節 実験系

図7-1に偏光変調／ヘテロダイン検波方式の実験系の構成を示す。また、実験に使用した主な機器類を表7-1に示す。また、これらの写真及び実験系全体の写真を図7-2～図7-7に示す。受信機電気回路の構成を図7-8に示す。

4章で述べたように、送信偏光状態としては、円偏光が最適であるが、今回用いた変調器では、円偏光状態を取り出すことは困難であった。このため、本実験では、変調器出力を直線偏光状態として取り出し、4分の1波長板によって円偏光化した後に送信している。

第2節 実験結果

2-1 位相雑音除去効果確認実験

図7-2にIFの電力密度スペクトル（無変調時）を示す。同図より、信号光と局発光の位相雑音によるスペクトル拡がり（半値全幅）は、約50MHzであると推測される。図7-3には、4MHz矩形波（8Mbps）で変調した場合に観測された、再生信号の電力密度スペクトルである。同図より、再生信号のスペクトルは線スペクトルとなっていることが分る。このスペクトルの第1高調波成分（4MHz）を拡大したものを図7-4に示す。この図においてスペクトル線幅は、観測に用いたスペクトラム・アナライザの分解能（10Hz）以下になっている。このことから、本方式において、光源の有する位相雑音が除去できているといえる。また、観測波形は、図7-5に示すようになっており、位相雑音の影響なく信号波形が再生されていることが分る。

時間波形における位相雑音除去を確認するために、対照実験を行った。対照実験系では、図7-6に示すように一方の偏光成分を遅延させて、乗積器入力の位相雑音の相関性を減少させている。このときの観測波形は、図7-7の様になり、位相雑音の影響によって、再生波形が歪んでいることが分る。

2-2 受信誤り率測定実験

図7-7に示す実験系によって、受信誤り率特性の測定を行った。ここで、

送信信号系列は、8 Mbps の 1010 パターンとしている。また、LPF としては、カットオフ周波数 8 MHz の定 K 形 LPF を用いている。なお、本実験において受信光電力は、局発光を遮断した状態での HM 出力電力として測定している。さらに、本実験では、受信側でのクロック再生を行わず、パターン発生器のクロックを用いている。

受信誤り率の測定結果を図 7-8 に示す。同図より明らかなように、受信誤り率特性は、受信電力の増加とともに単調に減少している。すなわち、コヒーレント光通信方式で、位相雑音の影響があるときに特有な受信誤り率のフロアが、本方式の場合、存在しないことが分かる。以上のことから、本方式の有する位相雑音除去効果が確認できる。

また、同図には、式 (5-12) によって計算される受信誤り率特性 (量子限界) も併せて示している。同図より、実験値は理論値に対して約 28 dB 受信感度が劣化していることが分かる。この要因としては、まず、光学素子 (PBS およびレンズ) による損失が考えられる。透過電力を測定することにより、光学素子による損失は、約 1.5 dB 程度であると考えられる。APD の量子効率および過剰増倍雑音が考えられる。これらの要因による受信感度劣化は、APD の諸定数から約 9 dB と推定される。次に、回路熱雑音の影響による受信感度劣化であるが、これは約 0.2 dB となり、回路熱雑音は受信特性にほとんど影響を与えていないことが分かる。また、本実験の場合、IF 帯域は、5 MHz ~ 1 GHz であり、情報伝送速度に対してかなり大きい。このことによる受信感度劣化は、約 5 dB である。以上の要因を考慮した、受信特性 (理論値) を同図に示している。しかしながら、実験値との間には、まだ 12.5 dB 程度の差がある。この要因としては、信号光と局発光間の波面不整合によるヘテロダイン効率劣化の影響、および受信電気回路の不完全さによる影響があると考えられるが、本実験においてこれらの値を測定することは困難であった。

表 7 - 1 使用機器類

機器名	型番等	仕様等
送信光源	サンテック製 FSL-830	周波数安定化光源 DFBレーザ使用 実測波長 831.18nm
局発光源	日立製 HLP-1400	CSPレーザ LDC-10によって温度，電流 制御を行う
局発光源用電源	サンテック製 LDC-10	電流値 0.05mA単位で設定 温度 0.001度単位で設定
偏光変調器	Con Optics製 Model 380	結晶材質 AD*P
変調器ドライバ	Con Optics製 Model 25	変調帯域 0~25MHz 自動バイアス電圧制御
ハーフミラー	保谷製 NB-20-830	無偏光ビームスプリッタ
偏光ビーム スプリッタ	応用光電製 PBSC830	消光比 38dB以上

表 7 - 1 (前ページの続き)

機器名	型番等	仕様等
光検波器	浜松ホトニクス S2383	Si - APD 増倍率 100 受光径 0.8mm 過剰雑音指数 $x=0.4(\text{typ.})$ 暗電流 170pA 帯域 1GHz以上 (負荷抵抗 50Ω時)
I F 増幅器	R & K 製 A - 15	ゲイン 15dB 雑音指数 6dB 帯域 5MHz ~ 1GHz 4個直列に使用
乗積器	R & K 製 M - 2	ダブルバランスドミキサ 入力信号帯域 1MHz ~ 1GHz

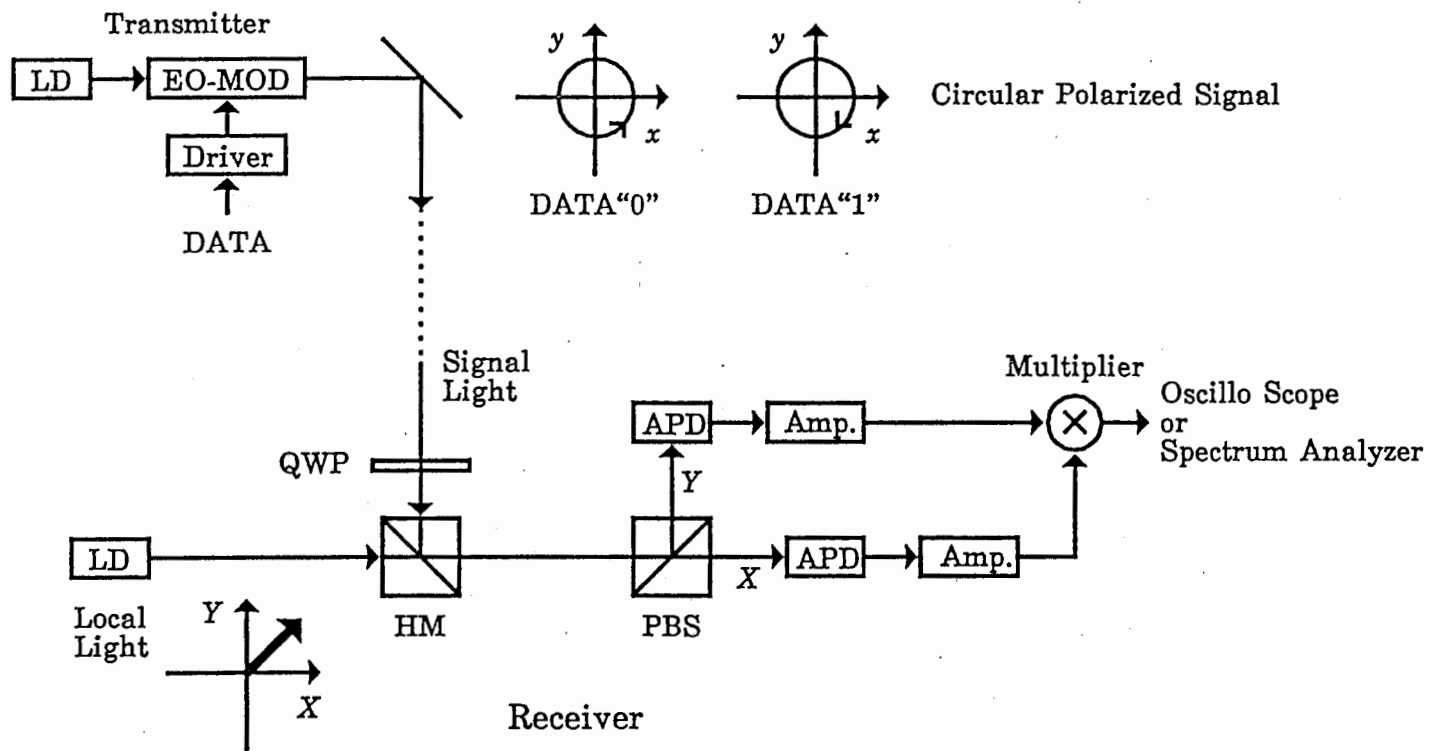


図 7 - 1 偏光変調 / ヘテロダイン検波実験系

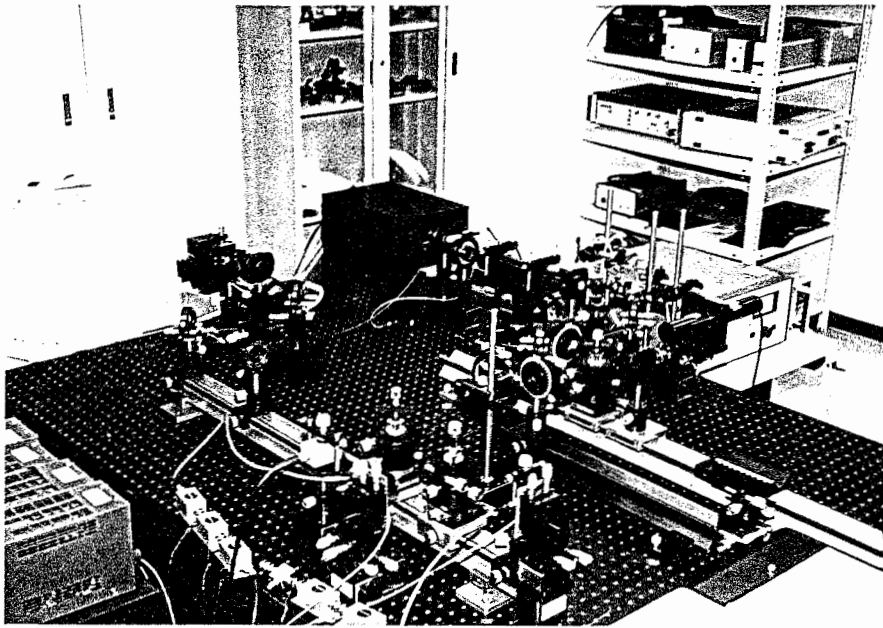


図 7 - 2 偏光変調 / ヘテロダイン検波実験系

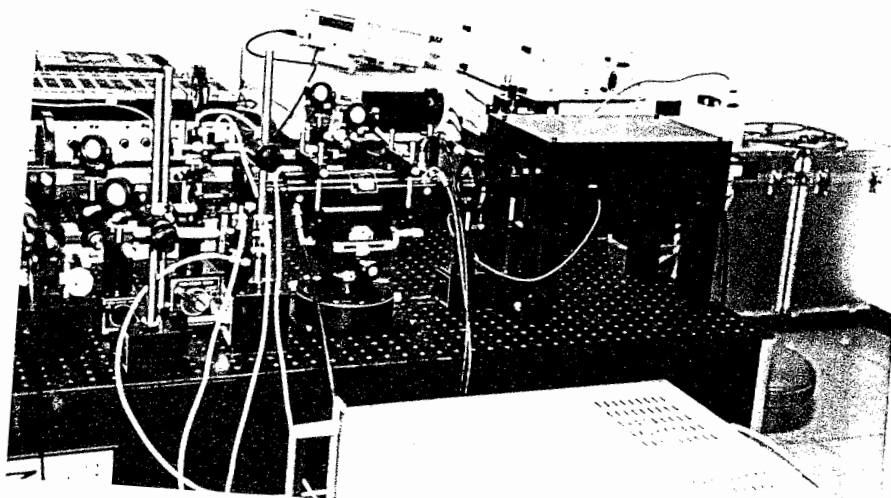


图 7 - 3 送信機

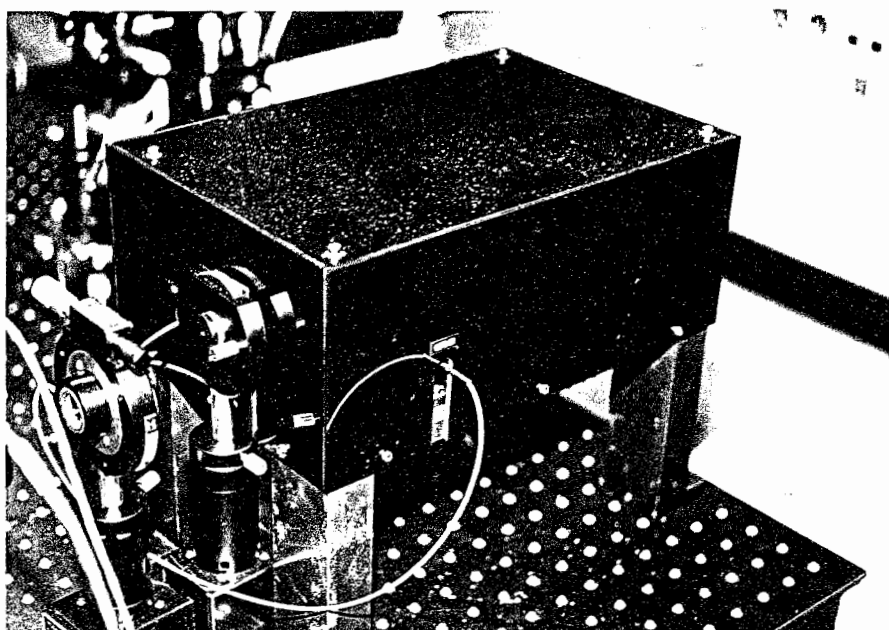


图 7 - 4 送信光源

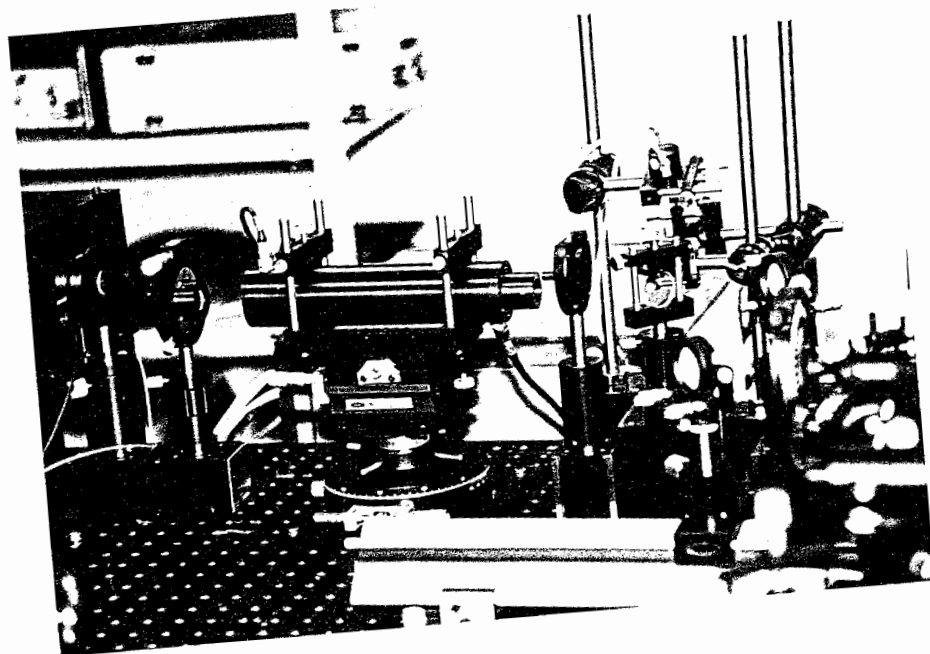


图 7 - 5 偏光变调器

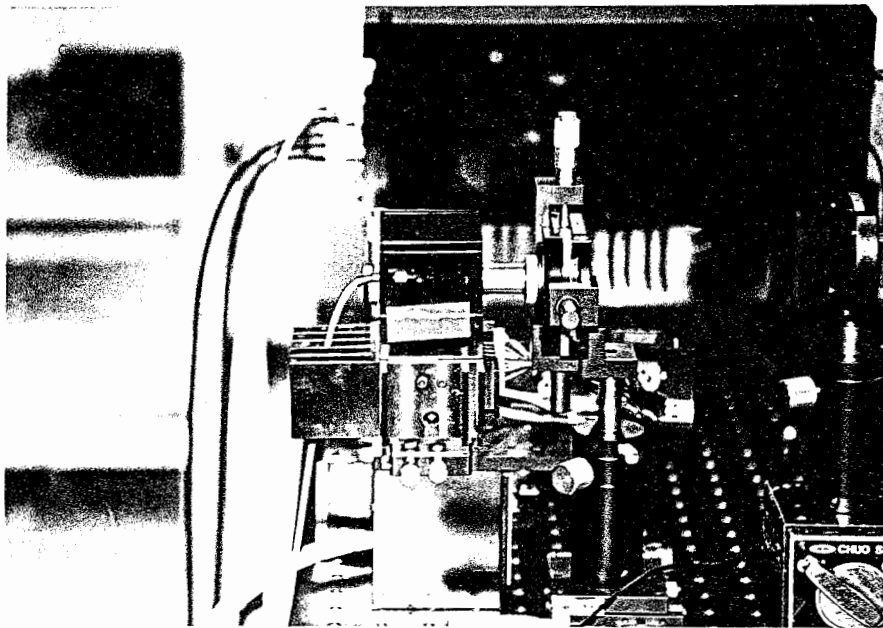


图 7 - 6 局部共振光源

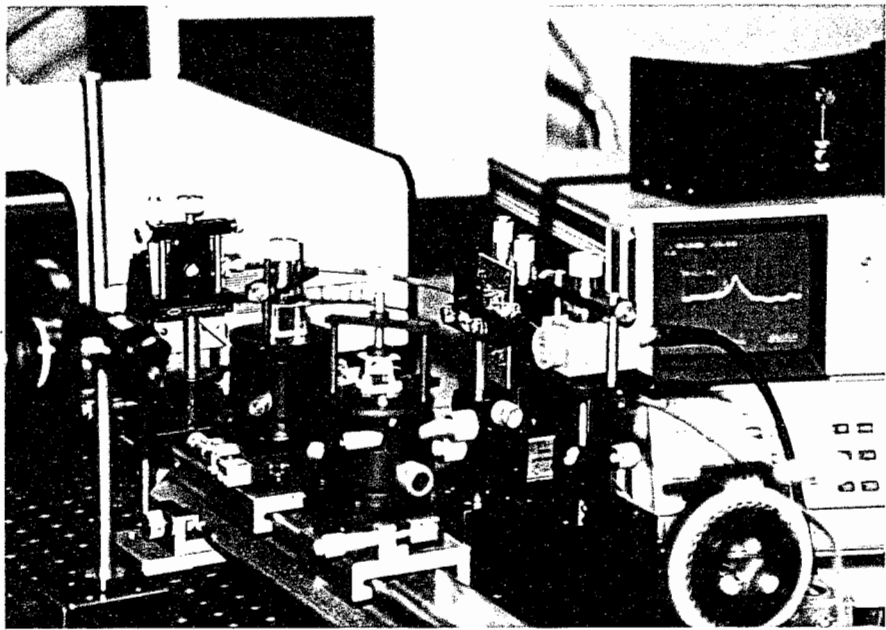


图 7 - 7 受信機

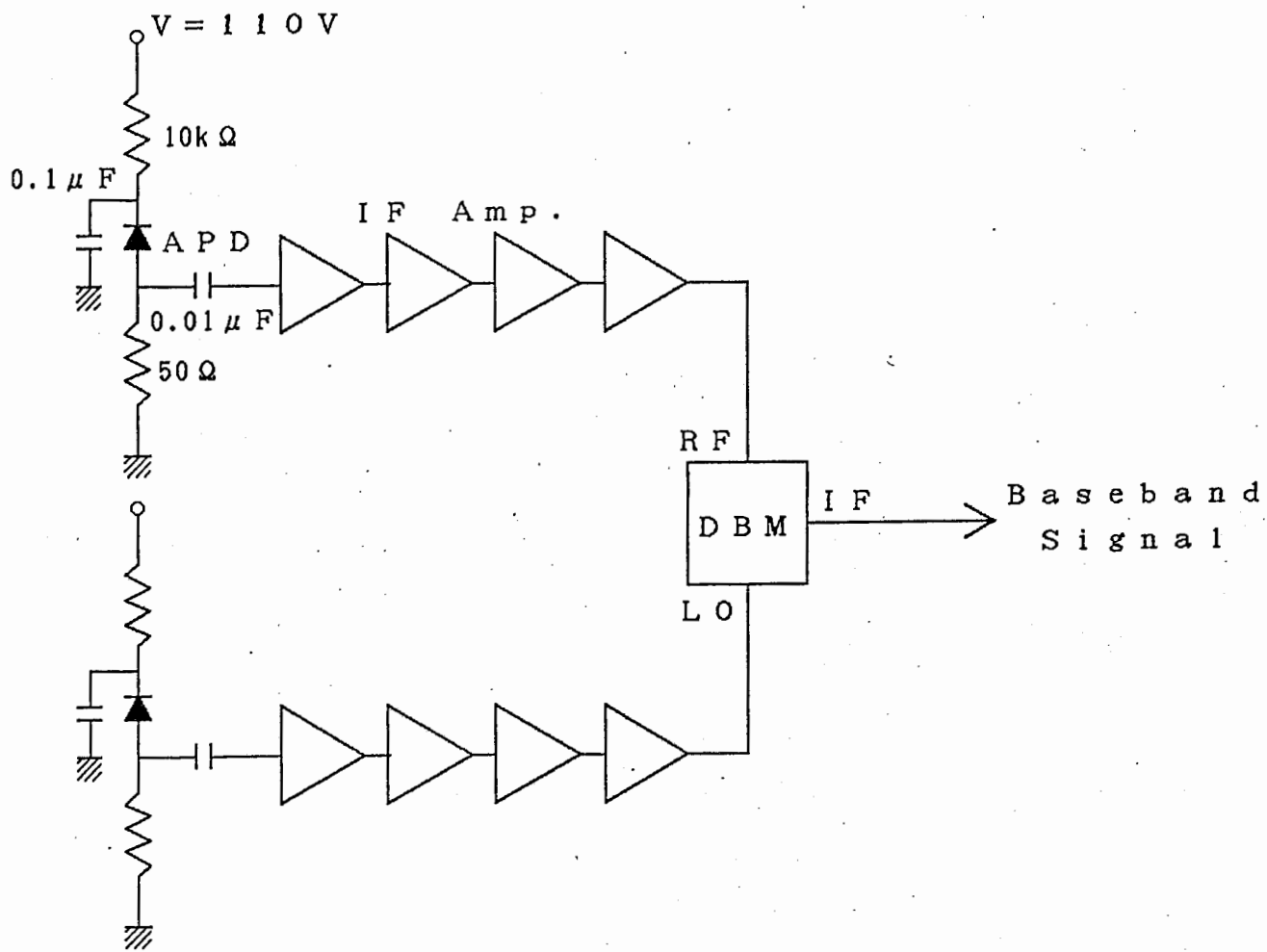


图 7 - 8 受信機電氣回路構成

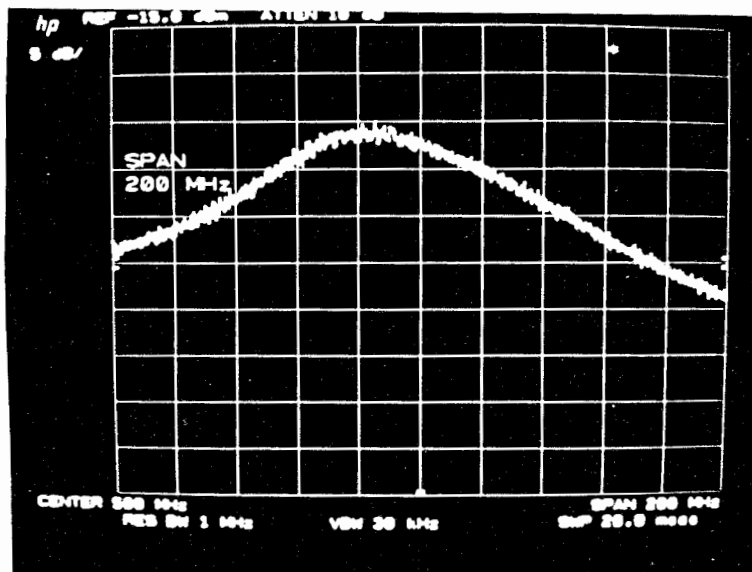


図 7-9 IF スペクトル
 (Center 500MHz, Span 200MHz)

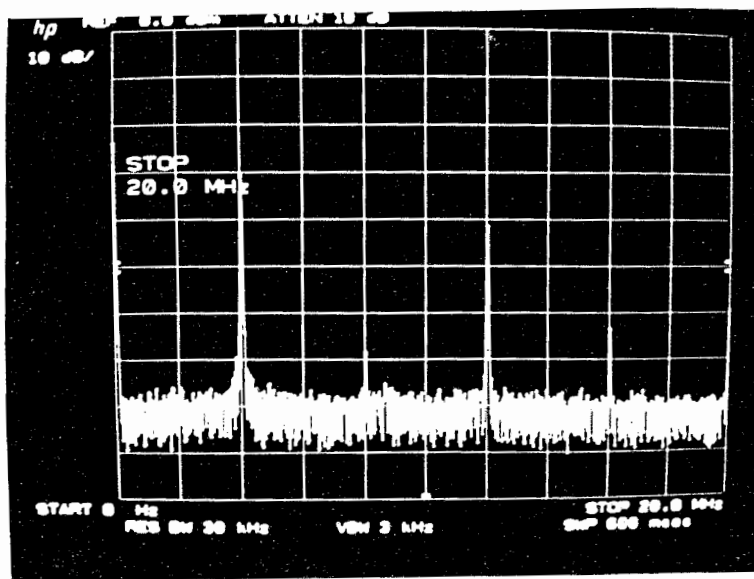


図 7-10 ベースバンドスペクトル
 (0~20MHz 変調器入力: 4MHz矩形波)

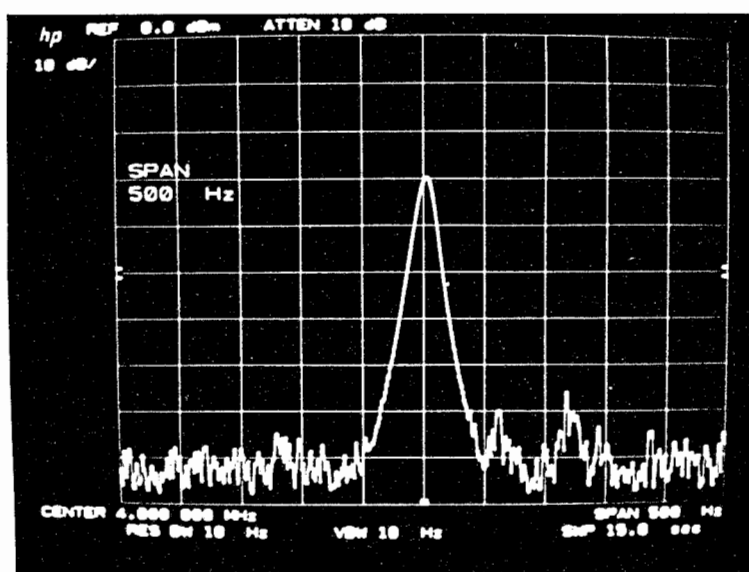


図 7 - 1 1 ベースバンドスペクトル
(基本波成分)

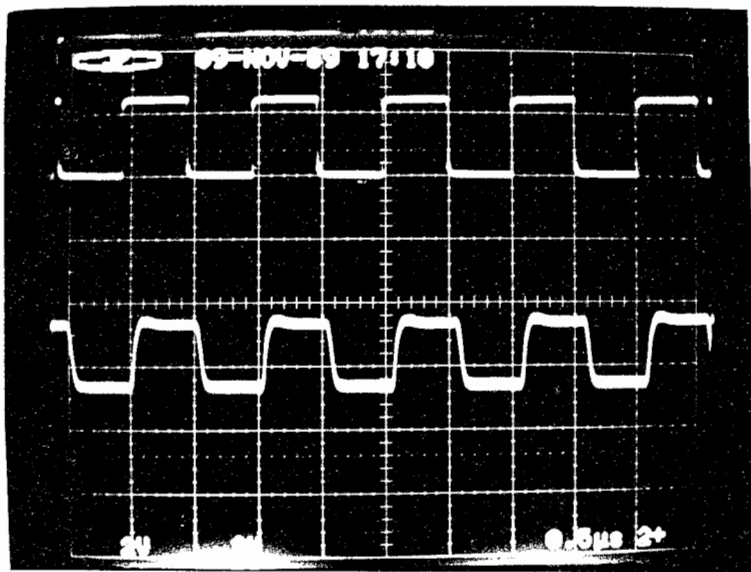


図 7 - 1 2 観測波形

(上：変調器入力)

(下：検波出力)

(変調器入力：1MHz矩形波)

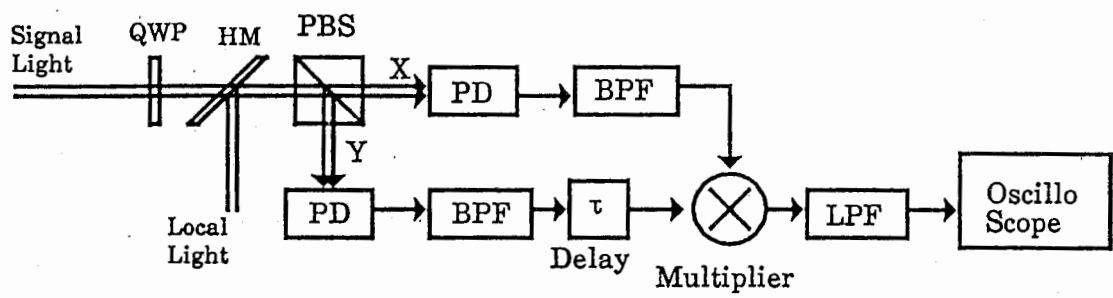


图 7 - 1 3 对照实验系

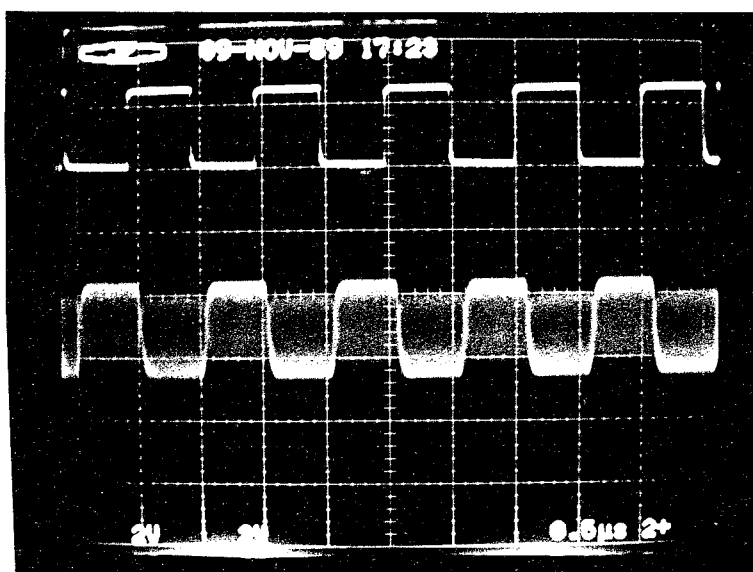


図 7 - 1 4 対照実験系での観測波形
(上：変調器入力)
(下：検波出力)

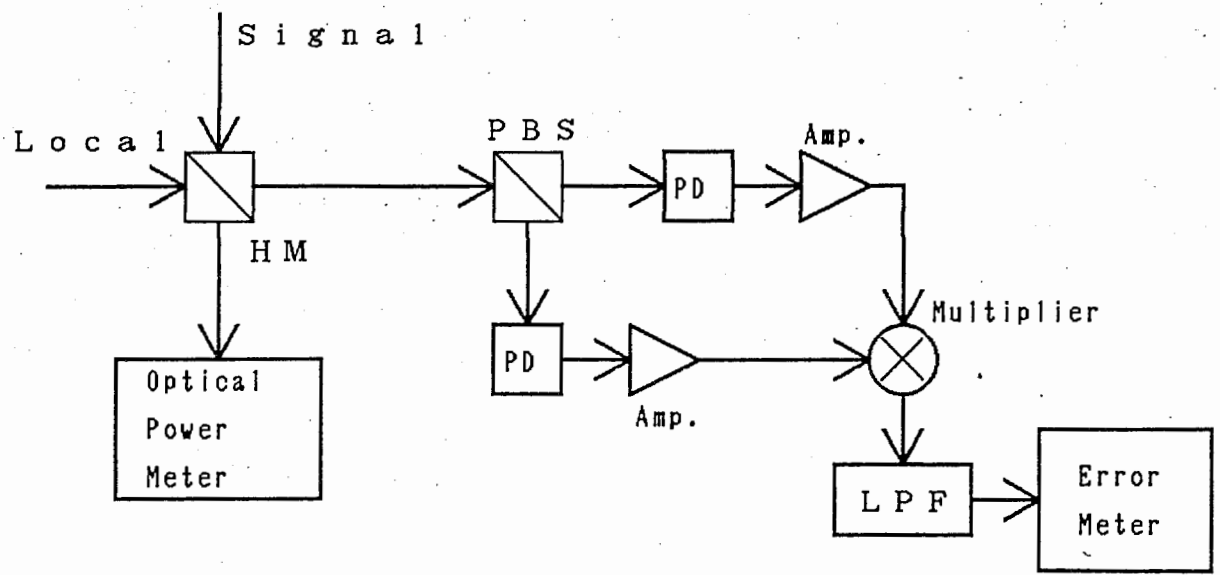


図 7 - 1 5 受信誤り率特性測定系

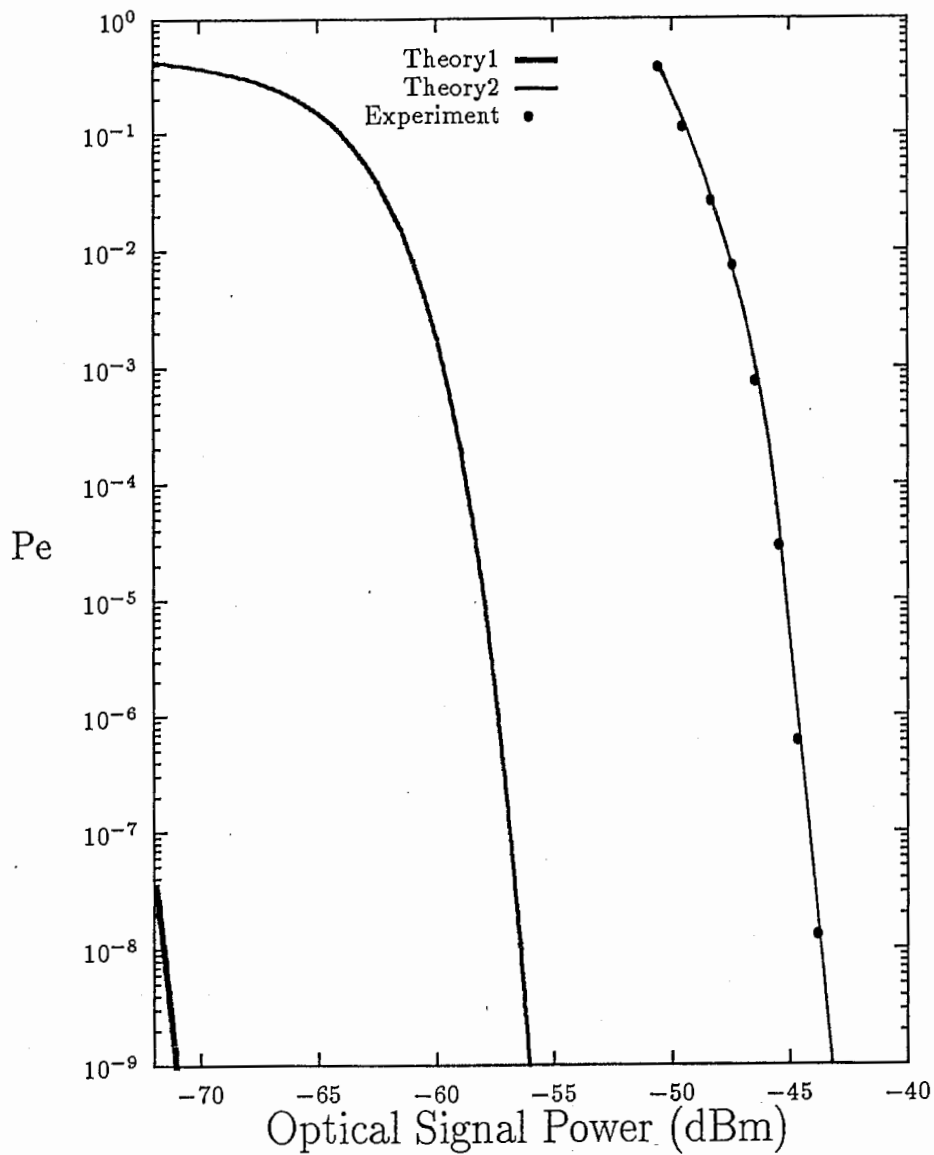


図7-16 受信誤り率特性

Theory1: ショット雑音限界での理論値

Theory2: 補正した理論値

Experiment: 実験値

第8章 結 論

本報告書は、偏光変調／コヒーレント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。

第3章では、変調器特性を考慮した偏光変調信号の一般的な数学表現式を導出し、従来モデルとの差異を明らかにした。

第4章では、一般的な偏光変調信号モデルに対する各種検波方式を明らかにし、偏光変調／コヒーレント検波方式の有する位相雑音除去効果を示すとともに、円偏光伝送が直線偏光伝送よりも優れていることを明らかにした。

第5章では、偏光変調／ヘテロダイン検波方式の受信誤り率を導出し、他方式との比較を行うことにより、本方式が位相雑音の無視できないコヒーレント光通信系で、最も優れた方式であることを示した。

第6章では、偏光変調／自己ホモダイン検波方式に関する実験を行い、送信光源の位相雑音除去効果を示した。

第7章では、偏光変調／ヘテロダイン検波方式に関する実験を行い、送信光源および局発光源の位相雑音除去効果を示すとともに、受信誤り率特性の測定を行い、受信誤り率特性にフロアが生じないことを示した。

今後の技術面での検討課題としては、以下のことが挙げられる。

• 高速変調に関する検討

本実験では低速（数Mbps）の変調を行ってきたが、実際の通信系に本方式を適用する場合には、より高速（数百Mbps）の変調を行わなければならない。このような高速変調を行う場合、本実験に用いたようなバルク型の変調器を用いるのは、変調電圧などの点で困難であると考えられる。現在、光ファイバ通信系では、高速変調を行う場合の変調器としては、導波路形の変調器が用いられているが、光ISLのように高出力のレーザを用いる場合に、このような変調器を用いることが可能であるか検討する必要があると考えられる。

• システムの小型化

本実験では、送受信機の構成はかなり大きいものになったが、実際に衛星にシステムを搭載する際には、小型軽量化が要求される。したがって、送受信機のモ

ジュール化に関する検討を行う必要があると考えられる。

また、理論面での検討課題としては、以下のようなことが挙げられる。

- 検波後フィルタリングの影響を考慮した受信誤り率特性の導出

本研究での解析結果は、LPFを2倍の周波数成分を除去する機能しか有しないとしていたが、実際にはLPFによる雑音抑圧効果が期待される。したがって、この影響を考慮した受信誤り率特性の導出を行い、フィルタ帯域幅の最適化を行う必要があると考えられる。

- 多値偏光変調方式の検討

本研究では、2値の偏光変調しか考慮していなかったが、高速、大容量の通信を行うためには、多値変調が有効であると考えられるため、検討の必要がある。

- ホモダイン検波方式の検討

高速変調を行う場合、IF周波数が増大するため、受信機電気回路の構成が困難になってくる。また、周波数多重化を行う場合、ヘテロダイン検波では、近接チャンネルの混信が問題になる。したがって、検波器出力がベースバンド信号になるホモダイン検波方式に関する検討を行う必要がある。

謝 辞

本研究は、ATR光電波通信研究所社長古濱洋治博士のご指導の下に、筆者が大阪大学大学院光学研究科在学中に、ATR光電波通信研究所無線通信第一研究室において、学外実習生および研修研究員として行われたものである。社長からは、研究の機会をお与え戴くとともに、終始懇切なる御教示とご鞭撻を賜り、ここに、深甚なる感謝の意を表す次第である。

本研究の端緒より、大阪大学工学部教授森永規彦博士より有益な御指導、御助言と御激励を賜った。ここに深く感謝の意を表する。

本研究の途上、深いご理解と親身なる御助言、御激励を賜った無線通信第一研究室室長安川交二博士（現 KDD）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（現 CRL）、主任研究員野原光夫氏をはじめとする無線通信第一研究室の諸兄ならびに、大阪大学工学部通信工学科森永研究室の各位に感謝する。

最後に、好意溢れる御助言、御指導、御激励ならびに御厚情を賜った光電波通信研究所主任研究員榎木勘四郎博士（現 KDD）、研究員後藤光司氏（現 KDD）ならびに大阪大学工学部助手塚本勝俊氏に心から感謝申し上げます。

参考文献

- (1) 武諭: “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
- (2) 武諭, 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信学総全大, 1046
- (3) 塚本: “偏光変調・直接検波方式に関する実験的検討” ATRテクニカルレポート TR-0-0003, Jun. 1988
- (4) 柳井久義 編: “光通信ハンドブック”, 朝倉書店 (1982)
- (5) R.Calvani, R.Caponi and F.Cisternino: “Polarization Phase-Shift Keying: A Coherent Transmission Technique with Differential Heterodyne Detection”, Electron. Lett., 24, 10, pp.642-643 (May 1988)
- (6) K.Tamura, S.B.Alexander and V.W.S.Chan: “Phase-noise-cancelled differential-phase-shift-keying (PNC-DPSK) modulation for coherent optical communication systems”, OFC'88, WG2 (Jan. 1988)
- (7) M.Schwarz, W.R.Bennett and S.Stein: “Communication Systems and Techniques”, McGraw-Hill(1966)
- (8) L.G.Kazovsky: “Phase- and Polarization- Diversity Coherent Optical Techniques”, IEEE J. Lightwave Technol., LT-7, No.2, pp.279-292 (Feb. 1989)
- (9) K.Kikuchi, T.Okoshi, M.Nagamatsu and N.Henmi: “Degradation of Bit-Error Rate in Coherent Optical Communications Due to Spectral Spread of the Transmitter and the Local Oscillator”, IEEE J. Lightwave Technol., LT-2, 6, pp.1024-1033 (Dec. 1984)
- (10) W.K.Pratt: “Laser Communication Systems”, John Wiley & Sons, Inc., 1969
- (11) 島田 監修: “コヒーレント光通信”, 電子情報通信学会, 1988
- (12) 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
- (13) 桑野: “偏光変調／コヒーレント検波光通信方式に関する研究”, 大阪大学大学院修士論文, 1989

付録1 位相雑音について

位相雑音 $\phi(t)$ は、周波数雑音 $n(t)$ の時間に関する積分とみることができ.

$$\phi(t) = \int_0^t n(u) du \quad (\text{A.1-1})$$

ここで、周波数雑音を白色ガウス雑音過程と仮定すると、その平均値および自己相関関数は次式のようになる.

$$\begin{cases} E[n(t)] = 0 \\ R_n(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \end{cases} \quad (\text{A.1-2})$$

但し、 $N_0/2$ は周波数雑音の電力スペクトル密度であり、 $\delta(\tau)$ はディラックの δ 関数である.

式 (A. 1 - 1, 2) より、位相雑音は、次式で示すような平均値および自己相関関数を持ったガウス雑音となる.

$$\begin{cases} E[\phi(t)] = 0 \\ R_\phi(t_1, t_2) = \frac{N_0}{2} \max\{t_1, t_2\} \end{cases} \quad (\text{A.1-3})$$

上式から分かるように、位相雑音は非定常のガウス過程となっており、このような過程は一般にウィーナ過程と呼ばれる.

この位相雑音を持った電界 $s(t)$ は、

$$s(t) = A \cos(2\pi f_0 t - \phi(t) + \theta) \quad (\text{A.1-4})$$

と与えられる. ここで A は電界の実振幅、 θ は定位相、 f は中心周波数である.

いま、この電界の自己相関関数 $R_s(t_1, t_2)$ は、

$$\begin{aligned}
R_S(t_1, t_2) &= E[s(t_1)s(t_2)] \\
&= \frac{1}{2}A^2 E[\cos(2\pi f_0(t_1 - t_2) - \phi(t_1) + \phi(t_2))] \\
&= \frac{1}{2}A^2 E[\Re \exp(-j(2\pi f_0(t_1 - t_2) - \phi(t_1) + \phi(t_2)))] \\
&= \frac{1}{2}A^2 \Re \exp(-j2\pi f_0(t_1 - t_2)) E[\exp(j(\phi(t_1) - \phi(t_2)))] \quad (A.1-5)
\end{aligned}$$

となる。ここで、

$$\Delta\phi(t, \tau) = \phi(t) - \phi(t - \tau) \quad (A.1-6)$$

と位相差 $\Delta\phi(t, \tau)$ を定義すると、 $\Delta\phi(t, \tau)$ は、平均 0 で分散 $\frac{1}{2}N_0\tau$ の定常ガウス雑音過程となるため、式 (A. 1. 5) は、次式のようになる。

$$\begin{aligned}
R_S(t_1, t_2) &= A^2 \Re \exp(-j2\pi f_0(t_1 - t_2)) \exp\left(-\frac{N_0}{4} |t_1 - t_2|\right) \\
R_S(\tau) &= A^2 \cos(2\pi f_0\tau) \exp\left(-\frac{N_0}{4} |\tau|\right) \quad (A.1-7)
\end{aligned}$$

電力密度スペクトルは、自己相関関数のフーリエ変換であるから、次式のようになる。

$$\begin{aligned}
S(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} R_S(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \\
&= \frac{\frac{N_0}{4} A^2}{\left(\frac{N_0}{4}\right)^2 + \{2\pi(f + f_0)\}^2} + \frac{\frac{N_0}{4} A^2}{\left(\frac{N_0}{4}\right)^2 + \{2\pi(f - f_0)\}^2} \quad (A.1-8)
\end{aligned}$$

上式で表される電力密度スペクトルは、ローレンツ型といわれ、実際のレーザの観測スペクトルとよく合っていることが知られている。一般に、位相雑音を定量的に評価するための尺度として、スペクトルの半値全幅 $\Delta\nu$ が用いられる。この $\Delta\nu$ を用いて上式を書き直すと、

$$S(f) = \frac{\pi\Delta\nu A^2}{(\pi\Delta\nu)^2 + \{2\pi(f + f_0)\}^2} + \frac{\pi\Delta\nu A^2}{(\pi\Delta\nu)^2 + \{2\pi(f - f_0)\}^2} \quad (A.1-9)$$

となる。ここで、

$$\Delta\nu = \frac{N_0}{4\pi} \quad (\text{A.1-10})$$

である。

コヒーレント光通信方式の場合、送信光と局発光が互いに独立な位相雑音を有するため、無変調時の I F 段でのスペクトル半値幅は、送信光のスペクトル半値幅と局発光のスペクトル半値幅の和となる。

付録2 偏光変調／ヘテロダイン検波方式の誤り率の導出

x_1, x_2, y_1, y_2 をそれぞれ、平均値が m_1, m_2, m_3, m_4 で、分散がすべて等しく σ^2 であるガウス変数とすると、 $x_1 x_2 + y_1 y_2 < 0$ となる確率を導出する。

$x_1 x_2 + y_1 y_2$ に対しては、次の恒等式が成立する。

$$4\{x_1 x_2 + y_1 y_2\} = \{(x_1 + x_2)^2 + (y_1 + y_2)^2\} - \{(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2\} \quad (\text{A.2-1})$$

ここで、次の r_1, r_2 を定義する。

$$\begin{cases} r_1^2 = (x_1 + x_2)^2 + (y_1 + y_2)^2 \\ r_2^2 = (x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2 \end{cases} \quad (\text{A.2-2})$$

このとき、求める確率は、

$$\begin{aligned} \text{Prob}[x_1 x_2 + y_1 y_2 < 0] &= \text{Prob}[r_1^2 < r_2^2] = \text{Prob}[r_1 < r_2] \\ &= \int_0^\infty p(r_1) \int_{r_1}^\infty p(r_2) dr_2 dr_1 \end{aligned} \quad (\text{A.2-3})$$

となる。ここで、 $p(r_n)$ ($n=1$ or 2)は、 r_n の確率密度関数 (pdf) で、次式で与えられるライス分布である⁽⁷⁾。

$$p(r_n) = \frac{r_n}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{r_n^2 + a_n^2}{4\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{a_n r_n}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{A.2-4})$$

但し、

$$\begin{cases} a_1^2 = (m_1 + m_2)^2 + (m_3 + m_4)^2 \\ a_2^2 = (m_1 - m_2)^2 + (m_3 - m_4)^2 \end{cases} \quad (\text{A.2-5})$$

であり、 $I_0(\cdot)$ は、0次の第1種変形ベッセル関数である。

式 (A. 2-4) の p d f を式 (A. 2-3) に代入すると, 求める確率は,

$$Prob[x_1x_2 + y_1y_2 < 0] = \frac{1}{2}(1 - Q(\alpha, \beta) + Q(\beta, \alpha)) \quad (A.2-6)$$

となる⁽⁷⁾. ここで,

$$\alpha = \frac{a_1}{2\sigma}, \quad \beta = \frac{a_2}{2\sigma} \quad (A.2-7)$$

である. また, $Q(a, b)$ は次式で定義されるマーカム Q 関数である⁽⁷⁾.

$$Q(a, b) = \int_b^\infty x \exp\left(-\frac{x^2 + a^2}{2}\right) I_0(ax) dx \quad (A.2-8)$$