The University of Osaka
Institutional Knowledge Archive

Title	コヒーレント光通信系における変復調方式と空間追尾方式に関する研究
Author(s)	塚本, 勝俊
Citation	大阪大学, 1995, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3106826
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

コヒーレント光通信系における
変復調方式と空間追尾方式に関する研究

1995年4月

塚 本 勝 俊

謝　辞

本論文は，大阪大学工学部教授森永規彦博士の御指導のもとに，筆者が大阪大学工学部通信工学科ならびに電気工学科に在職中に行った研究成果をまとめたものである．本研究の遂行にあたり一貫して直接の懇篤なる御指導，御鞭撻を賜った森永規彦教授に衷心より謝恩の意を表する次第である．

本論文をまとめるに際し，大阪大学工学部教授小牧省三博士に懇切丁寧なる御教示，御助言を賜った．ここに深く感謝の意を表する次第である．

大阪大学在学中より通信工学全般および本研究に関して御指導，御教示を賜った大阪大学名誉教授滑川敏彦博士（現在姫路獨協大学教授），同名誉教授熊谷信昭博士（前大阪大学総長），同名誉教授中西義郎博士（前奈良工業高等専門学校校長），同名誉教授手塚慶一博士（故人），大阪大学工学部教授倉薗貞夫博士，同教授長谷川晃博士，同教授前田肇博士，同教授池田博昌博士をはじめとする大阪大学工学部通信工学科の諸先生方ならびに大阪大学産業科学研究所教授北橋忠宏博士に厚く感謝申し上げる．

また本研究に関し，折にふれて有益な御助言，御討論，御激励を頂いた大阪市立大学教授村田正博士，大阪産業大学教授佐藤正志博士，神戸大学工学部講師常盤欣一朗博士，名古屋大学工学部助教授片山正昭博士ならびに大阪大学工学部助教授三瓶政一博士，同助手原晋介博士，同助手宮本伸一氏，同助手岡田実氏に衷心より感謝申し上げる．

さらに，本研究の途上，熱心な御討論と有益な御助言，御協力を頂いた桑野茂博士（現在日本電信電話株式会社），武田慎一博士（現在富士通株式会社），藤井隆氏（現在松下電工株式会社）をはじめとする大阪大学工学部通信工学科卒業生ならびに久利敏明氏，原田博司氏をはじめとする同学科森永研究室，電気工学科小牧研究室の諸兄に感謝申し上げる．

また，米国FutureTel社社長秦正人博士には著者が大阪大学在学中，在職中を通じて，卒業研究をはじめとして折にふれて有益な御助言と熱意溢れる御激励を頂いた．ここに深く感謝する次第である．

最後に本研究遂行の心の支えである妻麻子，長女芙美香そして亡き両親に感謝する次第である．

内容梗概

本論文は、著者が大阪大学工学部通信工学科ならびに電気工学科に在職中に行ったコヒーレント光通信系における変復調方式と空間追尾方式に関する研究成果をまとめたものであり，以下の７章から構成されている．

第１章は序論であり，本論文に関連する研究分野について述べ，本研究の背景と目的を明らかにしている．

第２章では，まず光直接検波系において微弱な受信信号光に対する最適受信機を信号検出論の観点から導出し，直接検波方式の受信感度限界を明らかにすると共に，光コヒーレント検波による直接検波に対する受信感度改善について述べている．

第３章では，光波の偏波を積極的に利用する偏光間差動位相変調コヒーレント検波方式を提案すると共に，提案方式の受信誤り率について理論解析を行い，その原理的な位相雑音除去効果と従来方式に対する狭帯域性を明らかにし，更にダブルフィルタリング受信機による包絡線ゆらぎと加法性雑音の抑圧効果を明らかにしている．

第４章では，３章で提案した偏光間差動位相変調コヒーレント検波方式と同様に位相雑音除去効果を有しながら，多値化によって受信感度改善ができる偏光間差動周波数変調コヒーレント検波方式を提案し，誤り率の理論解析から本提案方式の従来方式に対する優位性を明らかにしている．

第５章では，光コヒーレント検波の特徴である受信信号光と局部発振光の光検波面での空間整合を受信信号光の到来方向推定に利用するというこれまでに知られていない追尾原理を明らかにし，その原理に基づく新しいコヒーレント光空間追尾方式（空間整合追尾方式）を提案すると共に，雑音等価角について理論解析を行い，理想的な象限光検波器を用いる光ヘテロダイン検波空間追尾方式との比較を行っている．

第６章では，単一の光搬送波を共用するスター型多元接続光ファイバ通信システムに適したコヒーレント光変復調方式と効率の良いネットワーク構成を提案し，受信搬送波対雑音電力比の理論解析結果を基に評価検討を加えている．

第７章は結論であり，本研究で得られた成果を総括している．

目　次

第1章　序　論　1

第2章　光直接検波の受信感度限界と光コヒーレント検波による改善　11

2.1　序言 11

2.2　光直接検波系のモデル 12

2.3　微弱信号光に対する最適受信機 16

2.3.1　最適受信機の構成 16

2.3.2　１次計数推定－最尤検定受信機 18

2.4　誤り率特性と受信感度の限界 24

2.4.1　誤り率の定式化 24

2.4.2　数値計算例 25

2.5　光コヒーレント検波による受信感度改善 30

2.6　結言 35

第3章　偏光間差動位相変調コヒーレント検波方式　37

3.1　序言 37

3.2　偏光間差動位相変調方式 38

3.2.1　基本原理 38

3.2.2　変調方法 39

3.3　光コヒーレント検波と位相雑音除去効果 42

3.4　ビット誤り率の理論解析 45

3.4.1　解析モデル 45

3.4.2　ビット誤り率の定式化 46

3.4.3　数値計算例と考察 50

3.5　結言 56

目次

第4章　偏光間差動周波数変調コヒーレント検波方式　57
4.1　序言 57
4.2　偏光間差動周波数変調方式の原理 58
4.3　送信機と光コヒーレント検波受信機 59
4.4　ビット誤り率の理論解析 63
4.4.1　ビット誤り率特性 63
4.4.2　周波数シフトキーイング方式との比較 65
4.5　結言 70
第5章　信号光と局部発振光の空間整合を利用する光ヘテロダイン検波空間追尾方式 71
5.1　序言 71
5.2　信号光と局部発振光の空間整合を利用する指向誤差検出の原理 72
5.3　システム構成 75
5.3.1　同期検波方式 75
5.3.2　非同期検波方式 78
5.4　雑音等価角(NEA)の定式化と局発光回折像 79
5.5　NEA特性 84
5.5.1　NEAの数値例 84
5.5.2　象限光検波器を用いる光ヘテロダイン検波空間追尾方式との比較 87
5.6　結言 90
第6章　単一光搬送波を共用するスター型多元接続コヒーレント光通信システム　91
6.1　序言 91
6.2　システム構成 92
6.3　光ヘテロダイン検波受信機 94
6.4　システム特性の評価 97
6.4.1　受信搬送波対雑音電力比（CN比）の定式化 97
6.4.2　受信搬送波対雑音電力比（CN比）特性 98
6.5　結言 103
第7章　結　論　105

参考文献 109

付録 119

付録A　光コヒーレント検波後のエネルギーコントラストの導出 119

付録B　条件付き受信誤り率の導出 120

付録C　位相雑音を含んだ信号のフィルタ出力における包絡線のp.d.f. 121

付録D　式(5-1)，(5-2)の導出 123

付録E　空間フィルタの構成 124

付録F　バランス型受信機のIF帯出力電流の導出 126

本論文に関する原著論文 127

図目次

図2-1　光検波系のモデル 13
図2-2　理想積分器 14
図2-3　１次計数推定－対数重み付け計数受信機 21
図2-4　光子計数受信機 21
図2-5　１次計数推定－最尤検定受信機 23
図2-6　平均増倍率－誤り率特性 27
図2-7(a)　受信誤り率特性 28
図2-7(b)　受信誤り率特性 29
図2-8　システム解析モデル 32
図2-9　局部発振光電力－所要受信信号光電力（受信感度）特性 34
図3-1　PLM信号とIPDPSK信号の位相変化 39
図3-2　IPDPSK信号の変復調法 40
図3-3　IPDPSK変調器の構成 40
図3-4　IPDPSK信号の位相変化 41
図3-5　IPDPSK受信機の構成 42
図3-6　差動符号と差動復号 44
図3-7　受信機の解析モデル 46
図3-8　受信誤り率特性(シングルフィルタリング) 52
図3-9　受信誤り率特性(ダブルフィルタリング) 53
図3-10　最適BPF帯域幅と規格化線幅($\Delta\nu$)の関係($P_e=10^{-9}$) 54
図3-11　位相雑音による受信感度劣化($P_e=10^{-9}$) 55
図4-1　ポアンカレ球上のIPDFSK信号 58
図4-2　4値IPDFSK信号の電界ベクトル 59
図4-3　送信機の構成 60

図目次

図4-4　光ヘテロダイン検波受信機 61
図4-5　送受信機間の偏光軸不整合 62
図4-6　MFSK信号に対する非同期整合フィルタ受信機 64
図4-7　符号誤り率特性 65
図4-8　受信感度劣化のMFSK方式との比較 67
図4-9　伝送帯域制限下の受信感度($BER=10^{-9}$)と規格化スペクトル線幅の関係 68
図4-10　位相雑音存在下で最高受信感度を有する方式 69
図5-1　光ヘテロダイン検波／空間追尾システムの基本構成 72
図5-2　光検波面Ω上の回折像 73
図5-3　光ヘテロダイン検波／空間追尾方式の構成 76
図5-4　局部発振光の回折像 83
図5-5　方位角誤差弁別特性 83
図5-6　*NEA*と開口制限係数ξとの関係 85
図5-7　*NEA*と受信信号電力との関係 86
図5-8　象限検波器を用いる光ヘテロダイン検波／2乗検出追尾方式 87
図5-9　象限検波器方式と提案方式の*NEA*の比較（非同期検波方式） 89
図6-1　多元接続コヒーレント光通信システムの構成 93
図6-2　IF帯信号のスペクトル 96
図6-3　光位相変調指数βと規格化C/I_mの関係 99
図6-4　受信信号光電力P_Rと総合受信CN比の関係 101
図6-5　送信光電力P_tと接続ユーザ数Nの関係 102
図E-1　微分フィルタの伝達特性 125

第1章

序　論

光通信システムを概観すると，長距離・大容量基幹伝送を中心に商用導入が進められてきた光ファイバ通信では光の潜在能力の追求が精力的に行われ，現在のギガビット級からテラビット級の伝送能力を有する光通信ネットワークの実現，加入者系の光化を目指した通信技術の開発へと研究の方向が進みつつある[1]-[3].

光通信に現在用いられている，あるいは近い将来にわたっても用いられるとされる標準的な光変調・復調方式は強度変調／直接検波(IM/DD: Intensity Modulation / Direct Detection)方式であるが，この方式は基本的には光搬送波の位相を全く利用していない雑音搬送波通信であり，ある意味では電磁波による無線通信発明の頃と変わらない原始的なものと言える．それにも関わらず現在でも光ファイバ通信において主流の光通信方式である理由は，まずシステムが単純でコストが低い点が挙げられるが，加えて高品質な分布帰還型半導体レーザ(DFB-LD)や1.55μm帯分散シフトファイバの使用による光ファイバ分散軽減技術の進展と共に，光直接増幅を可能とするエルビウム添加光ファイバ増幅器(EDFA: Erbium-Doped Fiber Amplifier)の実用化[4]-[8]により，中継間隔の延長や分配数の増大を行う場合の信号検出感度の低下を容易に改善できるようになったことが大きい理由となっている．

これに対してマイクロ波やミリ波を用いた無線通信と同じような通信を目指した光通信が，総称して光コヒーレント検波と呼ばれる光ヘテロダイン検波や光ホモダイン検波を用いるコヒーレント光通信である．情報伝送の方法から見ると，直接検波光通信は光の強度を利用して情報を伝送するのに対して，コヒーレント光通信は光波通信と呼ばれるようにレーザ光の高いコヒーレンスを活かして光の波としての性質を積極的に利用して

情報を伝送すること，すなわち光の振幅・位相・周波数を情報で変調して伝送することに大きな違いがある．

コヒーレント光通信の歴史は古く，光ファイバ以前，すなわちレーザが発明された1960年直後から既に気体レーザや固体レーザを光源とし，光導波路にレンズガイドを用いた光ヘテロダイン検波方式や光周波数多重方式等の先見的実験が既に行われていた[9]-[11]．しかし，1970年の低損失光ファイバと室温連続発振半導体レーザの出現以後，光通信の研究開発は一気にIM/DD光ファイバ通信方式へと向かっていったわけである．その後，劣悪なスペクトルと低い周波数安定性をもっていた半導体レーザの飛躍的な改良と低損失な1.55μm帯光ファイバの開発が進むにつれ，再びコヒーレント光ファイバ通信の研究が盛んになってきた[12]-[16]．その一番の理由は，直接検波方式に比べて15～20dBもの大きな受信感度改善が得られる利点を活かした光ファイバ網の中継器間隔の大幅な延長が期待されたためであった．また，光ヘテロダイン検波，光ホモダイン検波では局部発振光の周波数を変化させることによって高い光周波数選択性が達成されるのでIM/DD方式に比べ格段に高密度な光周波数多重化が可能であり，この特長も大きな理由の一つであった．しかしながら，先述のように1980年代後半のエルビウム添加光ファイバ増幅器の出現によってコヒーレント光ファイバ通信は，その受信感度に関する優位性が薄れ，将来方式として少し実用化が先に延ばされた感がある．

一方，無線光通信といえる空間伝送光通信系においては，光ファイバ系のように光増幅器を非再生中継器に用いることができないため，コヒーレント光通信方式は信号検出感度を改善する方式としてIM/DD方式に代わる次世代の有力方式と考えられている．

近年，レーザ光の鋭いビーム指向特性と光の有する広帯域性を活かした衛星間光通信や深宇宙光通信など宇宙空間を伝送路とする大容量・超遠距離衛星間光通信システムの研究開発が精力的に進められている[17]-[26]．衛星間通信回線(ISL: Intersatellite Link)に適した光通信方式を検討する際，これまでに地上の光ファイバ通信系で検討されてきた方式が全て候補となるものの，光ファイバ通信システムとは大きく異なる点，すなわち宇宙空間において強烈な背景光の存在する中を光中継器なしに超遠距離の無線通信回線を形成せざるを得ないという点を十分に考慮しなければならない．つまり，衛星間光通信システムは地上系に比べ一層厳しい電力制限システムであるので，光源電力を効率よく利用する光通信方式が必要とされ，更にまた，光ファイバ系では存在しない強い背景光の中で微弱な信号光を検出可能な方式が求められるわけである．従って，IM/DD方式にはない背景光に対する強さ，すなわち局部発振光との偏波整合と光コヒーレント検波後の電気段での周波数ろ波による背景光雑音の抑圧能力を有し，高受信感度が期待できるコヒーレント光通信方式が有力な候補になると考えられる．

さて，このような宇宙光通信におけるコヒーレント光通信系の変復調方式を考究する際には，まず基本特性としてIM/DD方式に対する受信感度改善効果を明らかにしておく必

要があるが，宇宙光通信のように背景光存在下で微弱な信号光を検出する際の受信感度を光コヒーレント検波と光直接検波の間で比較する場合，それぞれが雑音などの種々の妨害要因を考慮して設計された最良の光受信機を使用した場合の受信感度を比較しなければならない．光コヒーレント検波の場合，局発光による信号光検波出力の増幅作用が，ショット雑音限界と呼ばれる限界受信感度[27]に近い品質の光検波を可能とすることに大きく寄与し，その受信感度解析も普通の無線通信と同様に行える．ところが，光直接検波で背景光存在下で微弱な信号光を検出する際の受信感度を議論する場合，比較的大きな信号光電力が得られる光ファイバ系で用いられる受信機を仮定して導出した信号検出感度だけでは不十分であり，背景光や光検波器の増倍雑音などの雑音要因の統計的性質を考慮した受信機の最適構造まで立ち戻って受信感度について議論しなければならない．そこで本論文では，背景光存在下で微弱な信号光を検出する場合の光コヒーレント検波による光直接検波に対する受信感度改善を明らかにするために，まず微弱信号光に対する直接検波最適受信機の構造を明らかにすると共に，その受信感度を理論的に解析し，光コヒーレント検波方式との比較を行うことを第１番目の目的にしている．

ところで，宇宙光通信システムのような光空間伝送系では従来の光ファイバ系では殆ど利用されないレーザ光の偏波と空間コヒーレンスを積極的に利用することができる．この空間コヒーレンスは，光コヒーレント検波においては受信機の信号光と局発光の空間整合性となって現れてくる．本論文の第２番目の目的は，このような光コヒーレント検波特有の光の空間的性質を積極的に利用したコヒーレント光変復調方式ならびに光空間伝送系で必須となるコヒーレント空間追尾方式の提案とそれらの特性を理論的に明らかにすることにある．

一方，地上においては光LAN，光加入者系，光CATV系など，多数のユーザに情報の分配系とアクセス系を提供する多元接続光ファイバ通信システムが活発に検討されている[3]．そこでは，伝送路を全て光化したパッシブスターやパッシブバスをユーザ間の接続形態にもち，ユーザ数，信号形式，伝送容量の面で拡張性や融通性に富んだネットワークが簡単な構成で提供されることが望まれている．このような再生中継されない光化されたネットワークでは光信号の分岐挿入が繰り返されるため，やはり信号光に対する受信感度が高く，加えて光信号間の干渉に起因するビート雑音にも強いコヒーレント光通信方式の適用が有効となる．本論文の第３番目の目的は，このような複数ユーザがアクセスする受動光ネットワークでの収容ユーザ数を増加できるコヒーレント光変復調方式を理論的に考究することにある．

以上のコヒーレント光通信系における受信感度，光変復調方式，空間追尾方式に関する個々の研究課題に関して，次に従来の研究について概括し，本研究の占める位置と意義を明らかにしていく．

（1）光直接検波の受信感度限界と光コヒーレント検波による改善

まずIM/DD方式の受信感度限界を明らかにしていくには，統計的信号検出論に基づく信号光の最適受信を検討する必要があるが，これは光電変換によって生成するショット雑音過程に加え，背景光，受信回路系熱雑音等の加法性雑音，光検波器のランダム増倍率といった種々の統計量が決定する光検波出力の総合的な統計的性質に基づかねばならない．

ショット雑音過程の統計的性質は，光検波器から生成される光電子の計数確率分布が基本となるが，回路系熱雑音を無視した理想受信系を仮定すると，最適受信機は受信光強度の対数を重みとする光電子計数器となる[28],[29]．ところが，理想的な受信系を仮定せずに受信回路系で不可避な熱雑音とそれに打ち勝つために用いられる光電子増倍管やアバランシェ・フォトダイオード(APD: Avalanche Photodiode)などの光電子増倍器のランダム性を考慮すると最適受信問題が極めて複雑になる．

現在，光ファイバ伝送系などで実用化されている直接検波受信機の設計に広く用いられているのは，伝送光強度波形に比例する光検波出力の集合平均値を信号成分とし，ショット雑音による平均値からのゆらぎ成分を加法性の信号依存性雑音とするモデルである[30]．また，このような実用的なモデルでは，概ね光検波出力にガウス統計モデルを導入しているのが通例である．例えば文献[31]-[33]では，このモデルに基づいて統計的信号検出論の観点から最適受信機が論じられている．

文献[31]では，光検波出力をKarhunen-Loeve展開を用いて表現し，ベイズ検定に基づく最適受信機を導出している．また文献[32]では，APDによってランダム増倍されたショット雑音を相乗性雑音にモデル化し，文献[31]と同様な手法で最適受信を論じている．一方，文献[33]では光検波出力を時間的に標本化して得られる受信ベクトルを用いて最適受信機を導出し，信号依存性の分散を有するショット雑音に起因して，最適受信機構成が電気通信系で馴染みの相関検波に加え，雑音エネルギー検波の機能を兼ね備えたものになることを明らかにしている．

一方，本論文が対象とするような微弱な信号光を受信して光検波器が低受信電力状態となる場合には，ショット雑音過程に現れる光電子の離散性を無視できなくなり，ガウスモデルの妥当性が失われる．従って，光検波出力に対してできるだけ普遍性のある統計モデルが必要となるが，これには光検波器から生成される光電子数，生成時刻，ランダム増倍率，回路系熱雑音の統計を個々に考慮し統合しなければならない．

ところがこのような主旨に従って光検波出力を扱って最適受信を論じたものは二，三を除いて非常に少ない[34],[35]．例えば文献[34]では光検波出力を状態空間の概念を用いてモデル化して最適受信を論じている．一方，文献[35]ではショット雑音をランダム信号と見なし，ガウス熱雑音に対して得られる相関検波型の対数尤度関数を光電子計数やランダム増倍率等の光検波系の各統計パラメータで平均して最適受信機の構成を得ている．これ

らの研究は，できるだけ一般性のある議論を展開することで光検波の本質的な性質を捉えようとしたものであるが，得られた最適受信機構成が複雑で物理的な解釈が難しく，また実現性や性能評価においても困難な点が多い．

これに対して本論文では，光検波の本質的特徴であるショット雑音過程の量子的な離散性を維持する表現とするため，光電子計数統計が明示される形で背景光，ランダム増倍率，回路系熱雑音を考慮した光検波出力の統計モデルの導出を行うと共に，統計的信号検出論の観点から２値強度変調／直接検波(IM/DD)光通信方式における微弱信号光に対する最適受信機構成を導出し，検討を加えている[36]-[39]．そして，本検討によって得られた直接検波受信機の限界受信感度をコヒーレント検波方式で得られる受信感度と比較することを最終の目的としている．このような研究の意義は，1)微弱信号光に対する最適受信機と現在光ファイバ系で広く用いられている直接検波受信機[30]との構成上の差異を明らかにすること，2)近年，微弱光測定に用いられる光子計数法を光通信に応用した光子計数受信機の研究[40],[41]が行われているが，この種の受信機を信号検出論の観点から論じたものは文献[35]において若干言及されている以外皆無であり，この光子計数受信機の直接検波光通信方式における位置付けについて明らかにすること，3)衛星間光通信のように宇宙空間における超遠距離の光通信の活用を考える上では，最適直接検波光受信機についての詳細な検討と光コヒーレント検波方式との比較が必要であること，などである．

（２）光の空間的性質を積極的に利用したコヒーレント光変復調方式

コヒーレント光通信を実用化する上で，光源として用いる半導体レーザの有する位相雑音は，伝送系に関わらず大きな問題となる[15],[16],[42]．この問題に対処するためには，半導体レーザのスペクトル純度をより一層改善することはもちろんであるが，通信方式の観点から原理的に光源の周波数ゆらぎや位相雑音に強い光変復調方式を検討することも重要である．従来から位相雑音の影響を受けにくい方式として，振幅変調(ASK: Amplitude Shift Keying)方式や周波数変調(FSK: Frequency Shift Keying)方式で，非同期検波によって情報データを復調する方式が知られているが[42]，これに対して原理的に位相雑音の影響を取り除ける方式として，レーザ光の偏波を積極的に利用する偏光変調(PLM: Polarization Modulation)／光ヘテロダイン検波方式の基本提案が文献[43]においてなされ，その後著者等によって詳細な検討と方式提案が文献[44],[45]においてなされてきた．PLM方式では，PLM信号を２つの直交偏光成分に分解して独立に光ヘテロダイン検波を行い，その検波出力の差動位相検波によって情報データを再生する．従って，この方式では２つの偏光成分に等しく含まれる位相雑音を差動位相検波時に除去することが原理的に可能であり，この効果は著者等によって実験的にも確認されている[44],[45]．また，この方式の受信感度は理想的なFSK方式と同じになる[45]．このような偏光を積極的に利用するコヒーレント光変復調方式は他にも偏光シフトキーイン (POLSK: Polarization Shift Keying)方式[46],[47]

，ストークスパラメータ変調 (SPM:Stokes Parameter Modulation) 方式[48],[49]，副搬送波多重偏光変調方式[50],[51] が提案されているが，いずれもPLM方式と同様に半導体レーザの位相雑音に対する除去効果を有する．この位相雑音の除去効果は，光搬送波の偏光状態が位相雑音に影響されないことに本質的な理由がある．つまり，光搬送波の偏光を変調パラメータに選ぶことによって位相雑音に対して原理的に不感応にすることができるわけである．

さて，コヒーレント光通信方式の大きな利点の1つは，光信号の周波数を一旦変換してから情報データの復調を行うため，従来の強度変調/直接検波(IM/DD)方式よりも高密度な光周波数多重化(OFDM: Optical Frequency Division Multiplexing)が可能であり，高速大容量伝送が可能となることである[42]．しかし，その実現には半導体レーザの位相雑音に加え，光回路の帯域や光源の波長可変幅等も克服しなければならない問題点として残されている．従って通信方式の観点からみると全伝送帯域幅をできるだけ狭くすることが肝要であり，信号帯域幅がより狭い変調方式を選択する必要がある．PLM方式の伝送シンボルの多値化を行い，伝送帯域の狭帯域化を図ったもの[52]-[54]もあるが，多値化によって信号間の直交性が失われるため，受信機構成が非常に複雑なものとなる．従って，簡単な受信機構成で位相雑音を抑圧でき，高受信感度が得られるというPLM方式の特長を活かしつつ，OFDM方式への適用を踏まえたより狭帯域な変調スペクトルを有する方式が望まれるところである．

そこで本論文では，まず従来のPLM方式よりも狭帯域な変調スペクトルを有する偏光間差動位相変調(IPDPSK: Inter-Polarization Phase Shift Keying)コヒーレント検波方式を提案する[55],[56]．IPDPSK方式は，PLM方式と同一の簡単な受信機を用いて光源の位相雑音の影響を原理的に受けずに情報データの復調ができ，加えてPLM方式に比べ信号帯域が半分になるという利点を有している．本論文では，IPDPSK方式の原理と基本的な受信特性を理論的に明らかにし，その有効性を示す．

ところで，衛星間光通信回線のように強烈な背景光存在下で超遠距離無中継伝送を行う光通信系では，より一層高受信感度のコヒーレント光通信方式が望まれる．宇宙伝送路は分散特性をもたない自由空間であるので，伝送路に限れば帯域制限よりも電力制限をまず第一に考慮する必要がある．つまり，光源電力の有効利用を一番とする観点からは光変復調方式として光の広帯域性を利用することで受信感度改善が期待できる多値光FSK方式のような多値直交変調方式の適用が望ましい[57],[58]．

そこで本論文では，多値化（広帯域化）によって受信感度改善を図るという，狭帯域性を特長とするIPDPSK方式とは別の観点から偏光を積極的に利用するコヒーレント光通信方式を検討し，IPDPSK方式と同様な位相雑音除去効果を有する偏光間差動周波数変調(IPDFSK: Inter-Polarization Differential Frequency Shift Keying)コヒーレント検波方式を提案し[59],[60]，その原理と基本的な受信特性を理論的に明らかにし，その有効性を示すことも目的としている．

（3）光の空間的性質を積極的に利用したコヒーレント空間追尾方式

衛星間光通信では，送信電力の有効利用と数千から数万kmもの遠方にある相手側衛星での受信電力の確保のために，非常に狭い広がり角の光ビームが用いられる．例えば，直径20cmの送信アンテナ，波長0.85μmの場合，光ビームの広がり角は約5μradとなるが，これは直径2mのアンテナを用いたミリ波方式の広がり角約5mradに対して1/1000もの狭い広がり角となる．このような狭い広がり角のビームを用いる場合，送信機の指向誤差は衛星間通信の品質に重大な影響を与えるため，光ビームの到来方向を常に推定してアンテナを正しく相手側衛星に指向させる空間追尾技術は衛星間光通信システムにとって極めて重要な技術であり，その精度には通常ビーム広がり角の1/10程度，先述の送信アンテナと光波長の場合，0.5μradもの高精度が要求される．

これまで衛星間光通信において直接検波方式を中心に文献[61],[62]など空間追尾方式に関する数多くの検討がなされているが，近年，光ヘテロダイン検波空間追尾方式も検討されるようになってきている[63]-[67]．光ヘテロダイン検波方式は，宇宙空間で問題となる強い背景雑音光や受信回路系熱雑音を抑圧できるので直接検波方式に比べ高受信感度を有しており，一層高精度な空間追尾が期待される．

指向誤差の検出には直接検波方式，光ヘテロダイン検波方式いずれにおいても受光素子として象限光検波器(QD: Quadrant Detector)を使用するのがこれまでは通常であった[61]-[63],[65]．光ビームの到来方向，すなわち相手側衛星の方位角方向と仰角方向の位置と受信アンテナの指向方向がずれると焦点面上の信号回折像の位置が検波面の中心から移動するので，QD方式ではQDの４つの象限からの検波出力の不均衡を利用して方位角，仰角方向のずれ角を推定するわけである．

ところで，光ヘテロダイン検波の場合，信号光の回折像の位置が検波面上で移動すると，それに伴う局部発振光の回折像との空間整合量の変化がヘテロダイン検波出力の振幅変動となって現われる．これは直接検波の場合には原理的に存在しない光ヘテロダイン検波の大きな特徴である．本論文は，この特徴に注目して局部発振光の回折像を制御すれば空間整合量の変動を利用して指向誤差検出が可能であることを明らかにし，そのような指向誤差検出原理に基づく新しい光ヘテロダイン検波空間追尾方式（空間整合追尾方式）を提案するものである[68]-[71]．本提案方式の大きな特徴は，QDを用いる必要がなく，単一の通常の光検波器を使用できることにもある．

（4）多元接続コヒーレント光ファイバ通信システムに適した光変復調方式

従来の多元接続光通信システムでは各アクセスユーザがそれぞれ光源をもち，ネットワークにアクセスするのが普通である．しかし，この場合にはいくつかの問題が生じてくる．例えば，光変復調方式が強度変調／直接検波で，各ユーザからのアクセス方式を周波数の異なる副搬送波を各ユーザが使用する副搬送波周波数分割多元接続(SCFDMA :

Subcarrier Frequency Division Multiple Access)方式（SCMAと呼ぶのが普通であるが，本論文では光FDMA方式と区別するためSCFDMA方式と呼ぶ．）とした場合，あるユーザが全ての信号光を一括して光検波することになり，信号光間のビート雑音が受信特性を大幅に劣化させ問題となる[72],[73]．また，他の多元接続方式として，光波長分割多元接続(WDMA: Wavelength Division Multiple Access)方式やさらに高密度多重化をするOFDMA方式も考えられるが，多チャネル光源の高精度な周波数安定化やチャネル選択のための装置構成が非常に複雑になる等の問題がある．

このような多元接続光通信システムにおいて単一の送信光源から供給された光搬送波をシステムに収容されている全ユーザが共用すれば，各ユーザが光源をもたないため構成が極めて簡単になり，経済性にも優れ，前述のビート雑音が発生しない等の利点を享受できる．そのため，近年いくつかの研究報告がされている．例えば，文献[74]では，光ファイバ上に縦続接続された光強度変調器を介して各ユーザが光搬送波を共用し，直接検波受信するバス型の多元接続光通信システムが提案されており，文献[75]では，同様にバス型構成で縦続接続された光位相変調器を用いて単一の光搬送波を副搬送波信号で変調し，光ディスクリミネータを用いて検波を行う光位相分割多重方式が，また文献[76]では，文献[75]の方式に光ヘテロダイン検波を適用した方式が提案されている．

以上のようなシステムは，バス型構成であるため1本の光ファイバで全ユーザの接続が可能であるが，光変調器当たりの挿入損の(ユーザ数)乗に比例する受信電力劣化が系の特性を左右し，光増幅器による損失補償が必要となる[74]-[76]．一方，光搬送波の分配には光スターカップラを利用する方法も考えられる．この場合，各ユーザへの光ファイバ布設が必要なものの，受信信号光電力の主要な劣化はユーザ数に比例するスターカップラの分配損となり，バス型に比べ受信光電力の面で有利となる．このような観点から，本論文では単一の光搬送波を共用するスター型多元接続コヒーレント光通信システムを提案する[77],[78]．本提案システムの特徴は，1)光スターカップラを用いて光搬送波を全ユーザに分配していること，2)各ユーザ送信機で光位相変調器を使用すると共に，受信機では光ヘテロダイン検波を行うことによって直接検波に比べ受信感度の改善を図っていること，3)スターカップラからユーザ送信機への光搬送波の伝送とユーザ送信機からスターカップラへの変調光の伝送を方向性多重(DDM: Directional Division Multiplexing)化したこと，にある．ところで，文献[79]では，同様に単一の光搬送波を光スターカップラで分配する多元接続光通信システムが提案されている．文献[79]のシステム構成では，スターカップラとユーザがループ状に接続され，ファイバループ上への光変調器の挿入と同ファイバから光分岐して取り出した信号光の光ヘテロダイン検波を行っている．これに対して本論文の提案システムは上記3)のように構成が大きく異なっており，このため受信信号品質も改善される．

ところで，本提案システムの各ユーザのアクセス方式は，SCFDMA方式，符号分割多

元接続(CDMA: Code Division Multiple Access)方式，時分割多元接続(TDMA: Time Division Multiple Access)方式のいずれでも適用できる．このうち，SCFDMA方式は既存のマイクロ波技術をそのまま適用できる，簡単な構成が期待できる，また，異種異速度情報の伝送にも柔軟に対応できる等の特徴をもち，近年，マイクロセル光通信等の無線信号の光伝送システムへの適用も活発に検討されている方式である[80]-[87]．本論文では多元接続方式としてSCFDMA方式を取り上げることにより，従来の光LAN，光加入者系，光CATV系のみならず，マイクロセル光通信への適用も可能としている．

論文の構成

本論文は以上に述べたコヒーレント光通信系における光変復調方式と空間追尾方式に関する３つの目的に沿って行った研究成果をまとめたものであり，７章より構成される．

第１の目的については，第２章で光コヒーレント検波による光直接検波に対する受信感度改善を明らかにする．第２の目的については，第３章ならびに第４章でレーザ光の偏波を利用した新しいコヒーレント光変復調方式を提案し，第５章で，信号光と局発光の空間整合を利用した新しいコヒーレント空間追尾方式を提案する．第３の目的に関しては，第６章で単一の光搬送波を共用するスター型多元接続光ファイバ通信システムに適したコヒーレント光変復調方式と効率の良いネットワーク構成を提案する．

第2章

光直接検波の受信感度限界と光コヒーレント検波による改善

2.1 序言

将来，衛星間光通信のように宇宙空間における超遠距離の光通信の活用を考える上では，最適光変復調方式，最適光受信機を詳細に検討しておく必要がある．背景光存在下で微弱な信号光を検出する際の受信感度を光コヒーレント検波と光直接検波の間で比較する場合，それぞれが雑音などの種々の妨害要因を考慮して設計された最良の光受信機を使用した場合の受信感度を比較する必要があり，コヒーレント光通信系の変復調方式を考究する上で重要である．ところで光コヒーレント検波の受信感度解析は普通の無線通信と同様に行えるものの，光直接検波で背景光存在下で微弱な信号光を検出する際の受信感度を議論する場合，比較的大きな信号光電力が得られる光ファイバ系で用いられる受信機を仮定して導出した信号検出感度だけでは不十分であり，背景光や光検波器の増倍雑音などの雑音要因の統計的性質を考慮した受信機の最適構造まで立ち戻って受信感度について議論しなければならない．

本章では，最初に2値強度変調／直接検波(IM/DD)光通信方式において微弱な受信信号光に対する最適受信機について考察する．ここでは，受信信号光が微弱な場合にショット雑音過程に現われる量子的な離散性と受信回路系熱雑音，光検波器の暗電流とランダム増倍率を考慮した光検波出力の統計モデルの導出を行っている．更に光検波系を理想積分系とし，光検波出力を時間的な標本値ベクトルを用いて表現している．この標本値ベクトルに対して最尤検定に基づき導出される対数尤度関数に検討を加え，微弱信号光に対する最適受信機の構成を明らかにしている．すなわち，熱雑音とランダム増倍存在

下でもショット雑音限界と同様に1次光電子計数が信号検出において本質的な役割を果たすことを明らかにし，更にその点を考慮して1次計数の推定値を用いる1次計数推定—最尤検定受信機を理論的に導出している．次に，誤り率特性の理論解析を行い，性能の評価と従来の直接検波受信機との比較を行っている．その結果，光検波系を広帯域化することで従来受信機に比べ，大幅な誤り率の改善が得られることを示している．最後に背景光存在下で微弱な信号光を検出する場合の光コヒーレント検波による光直接検波に対する受信感度の改善効果を明らかにしている．

2.2　光直接検波系のモデル

図2-1に光検波系のモデルを示す．信号光と光学フィルタによって抑圧された背景光が光検波器に入射する．同図では，光検波器自体は無限帯域幅を有するものと仮定し，$h_d(t)$なるインパルス応答を持つフィルタによって光電変換系と受信機の初段増幅器を総合した低域通過系を表している．また，受信信号光強度波形$I_S(t)$は，

$$I_S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n f(t-nT) \tag{2-1}$$

のように表現されるものとする．但し，ここでは送信仮説H_1, H_0に対応した２値の強度変調を仮定し，系列$\{d_n\}, d_n \in \{a_1, a_0\}$で送信情報系列を表すものとする．また，$1/T$は情報伝送速度，$f(t)$は各送信シンボルの受信光強度波形であり，面積が1に規格化されている．従って，$a_i(i=1,0)$はそれぞれ2値の受信信号光パルスエネルギに相当する．更に，光伝送路は分散特性を持たない自由空間を仮定し，$f(t)$は区間$[0, T]$に制限されているものとする．

このような受信信号光と加法的な背景光，光検波器暗電流に対して光直接検波出力電流$x(t)$は，送信情報を含んでいるショット雑音過程$x_s(t)$と電気回路系熱雑音$w_{th}(t)$の和となり，次式で与えられる．

$$x(t) = x_S(t) + w_{th}(t)$$

$$x_S(t) = e \sum_{l=1}^{k(-\infty,t)} g_l h_d(t-t_l) \tag{2-2}$$

但し，eは電子電荷，$k(-\infty, t)$は時刻tまでに生成した信号光，背景光，暗電流による１次光電子数(１次計数)，g_lはl番目の１次光電子に対する増倍器の２次光電子増倍率である．ここでは信号光はコヒーレントなレーザ光を仮定し，また光検波系帯域より十分広帯域な光学フィルタと広い視野の光受信機を仮定し，背景光は時間・空間的に多モードなガウス雑音光として扱い，１次光電子はポアソン生起することを仮定している．また，$h_d(t)$

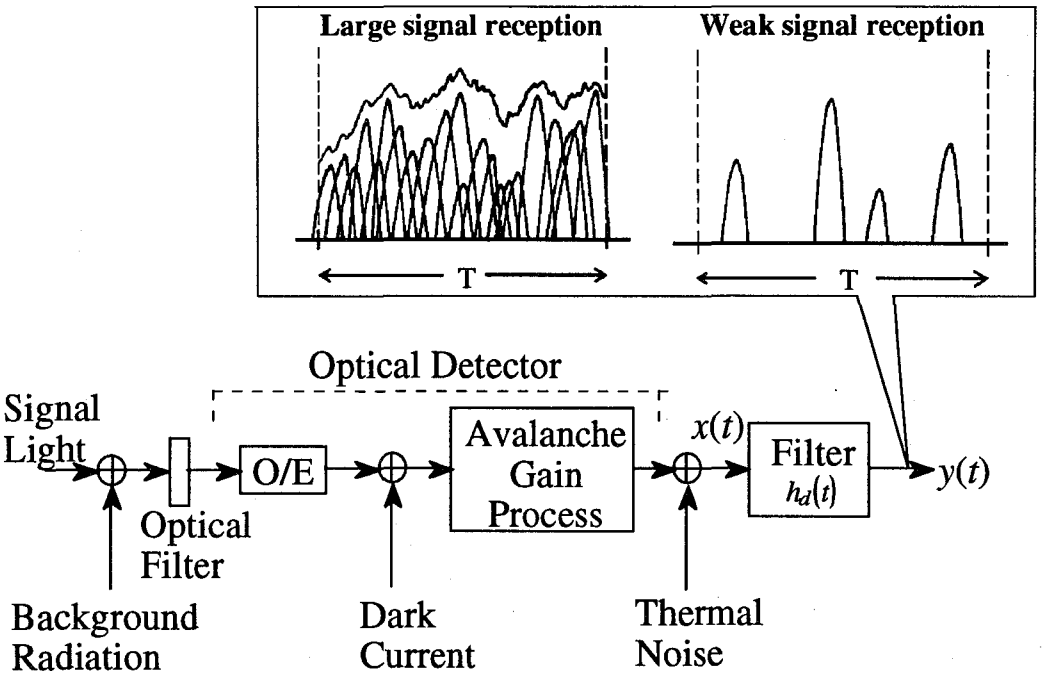


図2-1　光検波系のモデル

は電子関数とも呼ばれる．

さて，ショット雑音過程である２次光電子流$x_s(t)$の統計モデルには様々なものがあるが，その平均値を信号成分と見なし，平均値からのゆらぎ成分を信号依存性の分散を有するガウス雑音過程とする実用的な統計モデルが広く用いられている[30]-[33]．しかし，ガウス過程という基本的な仮定が成立するためには，ショット雑音過程そのものが各１次光電子による電子関数$h_d(t)$が数多く重畳したものとなるように高電力の光信号が受信されなければならない．一方，光検波器で微弱光が受信される低電力動作時には，ショット雑音過程に量子的な離散性が現れるため，そのばらつきが平均値に比べ大きくなり連続的な波形を形成できなくなる．この離散性は観測時間内の１次計数が少ないことに起因するが，受信光強度の大きさだけではなく光検波系の帯域にも依存し，広帯域であればあるほど顕著になる．（図2-1参照）

ところで本論文では，光検波の本質的な特徴であるショット雑音過程の量子的な離散性が顕著となる微弱信号光を受信する場合の光信号検出問題を扱うため，１次光電子生成がポアソン分布に従うことを明示できる統計モデルの導入が必要となる．しかし，ショット雑音過程$x_s(t)$の統計的性質が１次計数k，光電子生成時刻$\{t_l\}$，増倍率$\{g_l\}$などの統計に複雑に関係するため，任意の電子関数$h_d(t)$に対して一般的に$x_s(t)$の確率密度関数(p.d.f.)を導出することは極めて困難となる．そのため，Foschini等[35]は光検波出力に対する尤度関数を導出する際，$x_s(t)$のp.d.f.を直接用いることはせず，ショット雑音過程をラン

ダム信号として取り扱い，まず白色熱雑音に対して最適な相関検波型の尤度関数を導出してから１次計数，光電子生成時刻，増倍率それぞれで統計平均を行うという手法によって対処している．このような手法は，光検波出力を一般的に取り扱えるものの，得られる受信機構成に対して物理的解釈が極めて困難であり，またその性能解析に関する報告もこれまでのところ殆どなされていない．

これに対し本論文では，ショット雑音過程$x_s(t)$のp.d.f.から尤度関数を直接導くことを考え，光検波系全体を図2-2に示すインパルス応答$h_d(t)$を有する積分時間τ_dの理想積分系と仮定する．このような光検波系のモデル化はこれまでにもよく行われており[27]，解析上，ショット雑音過程を光電子計数過程として表現でき，光検波出力に対して１次光電子計数統計を明示できるp.d.f.の導出と物理的解釈が容易な尤度関数の導出が可能となる．ここで，光検波系の帯域幅B_dを

$$B_d = \frac{1}{2\tau_d} \tag{2-3}$$

のように$h_d(t)$の等価雑音帯域幅と定義しておく．

この場合，時刻tにおけるフィルタ出力$y(t)$は，過去τ_d間の２次計数値と積分器を通過した回路系熱雑音$w(t)$の和となり次式のように与えられる．

$$y(t) = e^{k(t-\tau_d,t)} \sum_{l=1} g_l + w(t) \tag{2-4}$$

更に，$y(t)$の統計的記述を行うに当たって，あるシンボル区間に対する$y(t)$を時間的に標本化して得られる受信ベクトル$\boldsymbol{y}=(y_1, y_2, y_3, \cdots, y_D)$のp.d.f.を用いることにする．但し，標本間隔$\tau=T/D$である．また以下では一般性を失うこと無くシンボル区間$[0, T]$に注目していると仮定する．

次に，受信信号光強度波形の帯域幅B_sが光検波系帯域B_dに比べ十分狭いとすると，光検

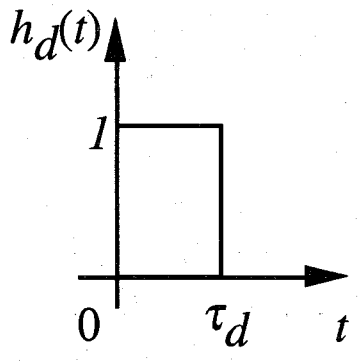


図2-2　理想積分器

波器の時間的分解能であるτ_d内で光強度は一定と考えることができ，1次ショット雑音過程の統計的性質は，τ_dごとの1次計数値の確率分布のみによって完全に記述することができる[28]．このことから，$y(t)$の標本間隔τを$h_d(t)$の幅τ_dに一致させ，標本数Dを光検波系の帯域幅とシンボル区間長の積$2B_dT$によって与えると，式(2-4)からj番目の標本値y_jは，

$$y_j = \sum_{l=1}^{k_{dj}} g_l + w_j \tag{2-5}$$

で与えられる．但し，k_{dj}はτ_d間の1次計数を表し，$k_{dj}=k((j-1)\tau_d, j\tau_d)$である．また，ここでは光電子流，熱雑音共に計数に換算して表記している．

以上のように仮定した場合，標本値y_jのp.d.f.は一次計数，増倍率，回路系熱雑音の統計を用いて仮説による条件付きp.d.f.として次式で与えられる[88]．

$$p(y_j \mid H_i) = \sum_{k=0}^{\infty} Pos(k;\mu_{ij})\left\{p_g^{*k}(y_j) \otimes p_w(w_j)\right\} \quad (i = 1,0) \tag{2-6}$$

但し，$Pos(\cdot;\mu_{ij})$は平均μ_{ij}のポアソン分布，$p_g^{*k}(\cdot)$はg_lのp.d.f.のk重畳み込み積分で，g_lはlについて互いに独立で同じ統計に従うとする．また，$p_w(\cdot)$は計数換算熱雑音のp.d.f.であり平均0，分散σ_w^2

$$\sigma_w^2 = \frac{2k_B\theta}{e^2R_L}\tau_d \tag{2-7}$$

のガウス分布である．ここで，k_Bはボルツマン定数，θは雑音温度，R_Lは雑音抵抗である．また，μ_{ij}は標本区間あたりの平均1次計数で，

$$\begin{cases} \mu_{ij} = K_{Si}\int_{(j-1)\tau_d}^{j\tau_d} f(t)dt + \mu_H \\ K_{Si} = \dfrac{\eta}{h\nu}a_i \quad (i = 1,0), \quad K_H = D\mu_H \end{cases} \tag{2-8}$$

で与えられる．但し，ηは光検波器の量子効率，hはプランク定数，νは光周波数，K_{Si}は送信仮説がH_iの時の受信信号計数，K_Hはビット区間あたりの背景光と暗電流による平均雑音計数である．

更に，増倍器としてAPDを仮定し，増倍率の確率分布モデルにガウス分布を導入すると[27]式(2-6)は次式となる．

$$p(y_j \mid H_i) = \sum_{k=0}^{\infty} Pos(k;\mu_{ij})p_{Ga}(y_j;kG;\sigma_k^2 + \sigma_w^2) \quad (i = 1,0) \tag{2-9}$$

但し，$p_{Ga}(\cdot;a;b)$は平均a，分散bのガウス分布，GはAPDの平均増倍率，σ_k^2は

$$\sigma_k^2 = kG^2(F-1) \tag{2-10}$$

で与えられる．ここで，Fは次式で与えられるAPDの過剰雑音指数，

$$F = \varepsilon G + \left(2 - \frac{1}{G}\right)(1-\varepsilon) \tag{2-11}$$

εはAPDのイオン化確率比である．

さて，熱雑音の標本値w_jは$w(t)$の自己相関関数が，

$$R_w(\tau) = \begin{cases} \sigma_w^2\left(1 - \dfrac{|\tau|}{\tau_d}\right) & (|\tau| \le \tau_d) \\ 0 & (elsewhere) \end{cases} \tag{2-12}$$

で与えられるので異なる標本値間で互いに独立であり，２次計数値も互いに独立であるので標本値y_j間は全て互いに独立である．よって，y_jのp.d.f.を用いて受信ベクトル$\boldsymbol{y}$の結合p.d.f.は次式となる．

$$p(\boldsymbol{y} \mid H_i) = \prod_{j=1}^{D} p(y_j \mid H_i) \quad (i = 1,0) \tag{2-13}$$

2.3　微弱信号光に対する最適受信機

2.3.1　最適受信機の構成

送信仮説H_1, H_0の生起確率を等しいと仮定すると受信ベクトルのp.d.f.式(2-13), (2-9)から仮説$H_i(i=1, 0)$に対する一般的な対数尤度関数は，

$$L_i = \sum_{j=1}^{D} \ln\left\{\sum_{k=0}^{\infty} Pos(k;\mu_{ij})\, p_{Ga}(y_j;kG;\sigma_k^2 + \sigma_w^2)\right\} \quad (i = 1,0) \tag{2-14}$$

となる．誤り率を最小にする意味での最適な仮説検定は，次のように$L_i(i=0, 1)$の大小比較によって行われる．

$$L = L_1 - L_0 \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} 0 \tag{2-15}$$

このL_iによって記述される信号処理系は，無限大の項までの級数を含むなど実際に最適受信機の構成に適用するには複雑すぎる．以下，本論文では微弱な信号光を受信する場合を仮定して，式(2-14)から導かれる最適受信機の構成を物理的意味も加味して明らかにしていく．

受信信号光が微弱な場合やDが十分大きい場合には，平均１次計数μ_{ij}が小さくなり各標本区間内では高々数個までの１次光電子生成確率のみを考えれば十分である．特に2個以上の光電子生成確率を無視できる場合には，L_iはkについて最初の2項のみになる．

$$L_i = \sum_{j=1}^{D} \ln\left\{ Pos\left(0;\mu_{ij}\right) p_{Ga}\left(y_j;0;\sigma_w^2\right) + Pos\left(1;\mu_{ij}\right) p_{Ga}\left(y_j;G;\sigma_1^2+\sigma_w^2\right) \right\} \quad (i=1,0) \tag{2-16}$$

更に，仮説に共通な部分を省略すると次式となる．

$$L_i = \sum_{j=1}^{D} \left[\ln\left\{ 1+\mu_{ij} R\left(y_j\right) \right\} - \mu_{ij} \right] \quad (i=1,0) \tag{2-17}$$

$$R\left(y_j\right) = \sqrt{\frac{\sigma_w^2}{\sigma_1^2+\sigma_w^2}} \exp\left[-\frac{1}{2} \left\{ \frac{\left(y_j-G\right)^2}{\sigma_1^2+\sigma_w^2} - \frac{y_j^2}{\sigma_w^2} \right\} \right] \tag{2-18}$$

式(2-17)によれば，各標本区間の対数尤度関数は$R(y_j)$に密接に関係していることが分かる．この$R(y_j)$は，標本区間内の１次計数が0個の時のy_jのp.d.f.と1個の時のp.d.f.の比であるが，言い換えると生成している１次光電子数に関する尤度比である．

ショット雑音限界（信号光+背景光の場合）において同じ状況を仮定した場合の最適受信機構成は，

$$L_i = \sum_{j=1}^{D} k_j \ln\left(\mu_{ij}\right) - \mu_{ij} \quad (i=1,0) \tag{2-19}$$

のような対数重み付け計数器[28]（k_jは１次計数であり0または1）となるが，式(2-17)と式(2-19)を対比すると$R(y_j)$の作用がよく分かる．すなわち，ショット雑音限界とは異なって熱雑音と光電子増倍のランダム性によって１次計数が正確に検出できないので，代わりに１次計数が0個か1個かの確からしさを表す尤度比$R(y_j)$が，その標本区間の対数尤度を$\ln\{\mu_{ij}\}$と0の間で標本値y_jに応じて最適に設定し，そのようにして得られるD個の対数尤度の総和に基づいて仮説検定がなされるのである．例えば，y_j>>1の場合は$\mu_{ij}R(y_j)$>>1となって対数の引数の中で第２項を支配項にする．これは，そのy_jは１個の１次光電子が増倍されたことによって生じていると判断しているわけである．このときの対数尤度は

$\ln\{\mu_{ij}\}+\ln\{R(y_j)\}-\mu_{ij}$となるが，仮説に依存しない$\ln\{R(y_j)\}$は仮説検定時の$L=L_1-L_0$の計算の際に差し引かれるので無関係となる．一方，$y_j<<1$の場合は$\mu_{ij}R(y_j)<<1$となって対数の引数の中で第1項を支配項にする．つまり，その標本区間では１次光電子は生成しておらず熱雑音によってそのy_jが生じたと判断する．このときのその標本区間で加算される対数尤度は$-\mu_{ij}$である．

このように１次計数に関する情報が対数尤度を支配するという特徴は，受信信号光が微弱で光検波出力に量子的離散性が顕著に現われる場合に特有なものである．一方，高電力の信号光が受信される場合に用いられているガウスモデルに基づくと，文献[33]を例にとれば最適受信機は，検波出力に対する相関検波部とエネルギー検波部が組み合わさった構成となる．これは光検波出力を連続的な波形と見なしており，仮説検定には信号光強度波形と検波出力との整合の度合いが重要であり，１次計数に関連するパラメータが直接寄与することはない．このように微弱信号光受信下では，熱雑音とランダム光電子増倍が存在する状況でも１次計数値が仮説検定に本質的な役割を果たす．

さて，式(2-17)の構成では各標本区間での１次計数に関する情報を連続量の$R(y_j)$の形式で不確定なまま仮説検定まで残しているが，その代わりに各標本区間の１次計数を前もって1個か0個に確定する機能を持つ受信機構成を考えることができる．この確定化は，$\mu_{ij}R(y_j)\geq 1$ならば１個の１次光電子が生成，$\mu_{ij}R(y_j)<1$ならば１次光電子は生成していないと判定することで可能となる．また，この判定は式(2-16)に立ち戻ると

$$Pos\left(0;\mu_{ij}\right)p_{Ga}\left(y_j;0;\sigma_w^2\right)+Pos\left(1;\mu_{ij}\right)p_{Ga}\left(y_j;G;\sigma_1^2+\sigma_w^2\right) \tag{2-20}$$

において，第1項と第2項の大きい方の項で近似することに相当する．これは検波出力y_jに基づいて仮説H_iの条件下で１次計数の最大事後確率(MAP)推定[89]を行うことと等価となっている．この点に着目すると，まず光検波出力から１次計数の推定を行い，その推定値に基づいて対数尤度計算と仮説検定を行う受信機を導くことができる．以下では１次計数推定値を利用する最適受信機の構成を試みる．

2.3.2　１次計数推定ー最尤検定受信機

まず1次計数のMAP推定値$\hat{k}_j$であるが，これはy_jの１次計数による条件付きp.d.f.

$$p\left(y_j \mid k\right)=\left\{P(H_1)Pos\left(k;\mu_{1j}\right)+P(H_0)Pos\left(k;\mu_{0j}\right)\right\}p_{Ga}\left(y_j;kG;\sigma_k^2+\sigma_w^2\right) \tag{2-21}$$

を最大にするkで与えられる．但し，１次計数の推定値が受信機では未知である送信仮説H_1，H_0に依存しないようにそれらの事前確率$P(H_i)$による平均を考えている．推定器は，平均信号計数μ_{ij}をもとにして起こりうる１次計数の最大個数k_{maxj}を仮定しておき，今のy_jについてk=0, 1, 2, ···, k_{maxj}の中で式(2-21)を最大とするkを推定値とする．これには，推定

を行う毎に実際に式(2-21)を計算する必要はなく，あらかじめy_jに対するk_{maxj}個のスレッショルドy_{thjk} (k=0, 1, 2, ⋯, k_{maxj}; j=1, 2, ⋯, D)を導出しておけば，

$$\hat{k}_j = \begin{cases} 0 & ;\ y_j < y_{thj1} \\ 1 & ;\ y_{thj1} \le y_j < y_{thj2} \\ 2 & ;\ y_{thj2} \le y_j < y_{thj3} \\ \vdots & \\ k_{maxj} & ;\ y_{thj_{maxj}} \le y_j \end{cases} \tag{2-22}$$

から１次計数推定値は求められる．このスレッショルドは$p(y_j|k)$ (k=0, 1, 2, ⋯, k_{maxj})を互いに比較することで得られるが，一般的に陽な形では示すことはできず数値計算による導出が必要である．但し，標本区間で2個以上の光電子生成確率が無視できる場合(k_{maxj}=1)は示すことができ

$$\begin{cases} y_{thj1} = -G\dfrac{\sigma_w^2}{\sigma_1^2} + \sqrt{G^2\dfrac{\sigma_w^4}{\sigma_1^4} + \dfrac{\sigma_w^2}{\sigma_1^2}\left\{G - \left(\sigma_1^2 + \sigma_w^2\right)\right\}\ln\left(\dfrac{\sigma_w^2}{\sigma_1^2 + \sigma_w^2}\beta^2\right)} \\ \beta = \mu_{1j}\dfrac{1 + \dfrac{\mu_{0j}}{\mu_{1j}}\exp\left\{-\left(\mu_{0j} - \mu_{1j}\right)\right\}}{1 + \exp\left\{-\left(\mu_{0j} - \mu_{1j}\right)\right\}} \end{cases} \tag{2-23}$$

で与えられる．

次に最適受信機は１次計数推定値$\hat{k}_j$を用いて仮説検定を行うわけであるが，次の２種類の$\hat{k}_j$に対する処理が考えられる．

(1)　$\hat{k}_j$がポアソン統計に従うと仮定する構成

この場合は，ショット雑音限界時と同様に対数重み付け計数器形式の受信機

$$L = L_1 - L_0 = \sum_{j=1}^{D}\left\{\hat{k}_j \ln\left(\frac{\mu_{1j}}{\mu_{0j}}\right) - \left(\mu_{1j} - \mu_{0j}\right)\right\} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} 0 \tag{2-24}$$

によって仮説検定を行う．特に，受信光信号強度波形$f(t)$が矩形の場合は，簡単化され

$$N \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} N_{th} \tag{2-25}$$

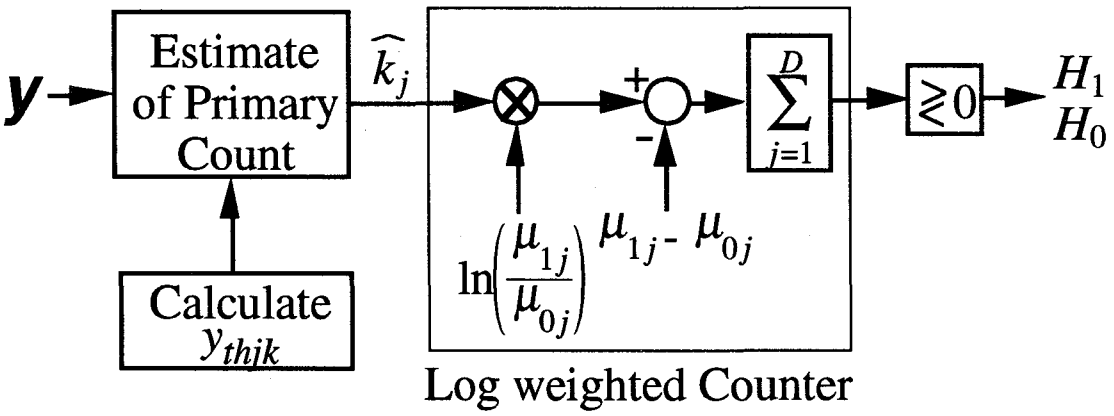
$$N = \sum_{j=1}^{D} \hat{k}_j, \quad N_{th} = \frac{K_S}{\ln\left(1+\dfrac{K_S}{K_H}\right)} \tag{2-26}$$

となってシンボル区間内の推定１次計数の総和NとスレッショルドN_{th}との比較によって仮説検定がなされる．また，この場合は１次計数推定に用いるスレッショルドy_{thjk} (k=0, 1, 2, …, k_{max}; j=1, 2, …, D)もD個の標本区間で同一にすることができ，推定器も簡単化されている．なお，ここではシンボル当たりの受信信号計数を仮説H_1送信時には$K_{S1}=K_S$，仮説H_0送信時にはK_{S0}=0としている．以上の受信機構成を図2-3に示す．

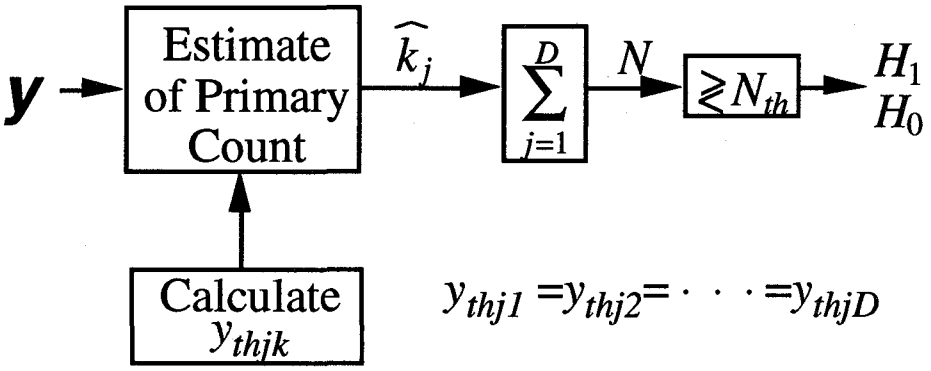
このような１次計数推定－対数重み付け計数受信機は式(2-14)で与えた一般的な最適受信機に対して大幅に構成が簡略化されるのが特徴である．また，その適用範囲は同じく微弱光受信を仮定している式(2-17)のように標本区間内で2個以上の光電子生成確率が無視できる場合に限定されず，数個までの光電子生成確率が無視できない場合にも適用可能である．反面，光電子増倍のランダム性と熱雑音に起因して$\hat{k}_j$は不可避な誤差を持つために前提としているポアソン統計に疑問の余地が生じる．従って，この構成は性能の面では準最適なものになると考えられる．

ところで，このような１次計数推定－計数型構成という結果は，１次計数，ランダム増倍，回路系熱雑音それぞれの統計を同様に考慮しつつ，本論文とは全く異なる光検波出力の統計モデル化と対数尤度関数の導出を行っている文献[35]でも一部言及されている．しかし，文献[35]では光検波出力を連続波形のままで取り扱っているため，１次計数推定には光電子生成時刻や個々の１次光電子のランダム増倍率の推定が必要な複雑な受信機構成となっている．これに対して本論文では１次計数の推定が標本値とスレッショルドとの簡単な比較だけで済むことを示した．

また，本論文で得られた式(2-25), (2-26)の受信機構成は文献[40]の光子計数受信機を統計的信号検出論の観点から説明したものでもある．つまり図2-4に示す光子計数受信機では，まず光検波出力から波高弁別器によって光電子パルスと回路系熱雑音の分離を行い，波高弁別器出力に現れる再生光電子パルスの計数とその計数値とスレッショルドとの比較による仮説検定を行う．この波高弁別器が式(2-22), (2-23)に示したk_{maxj}=1の１次計数推定器に相当しており，光子計数受信機が微弱信号光受信時の最適受信機の一種であることが分かる．



(a) General signal waveform case.



(b) Rectangular signal waveform case.

図2-3　1次計数推定－対数重み付け計数受信機

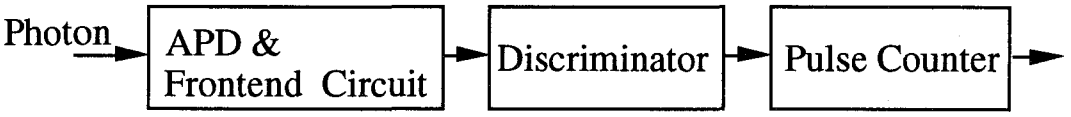


図2-4　光子計数受信機

(2)　$\hat{k}_j$の統計に基づく構成

$\hat{k}_j$(j=1, 2, ⋯, D)の確率分布$P(\hat{k}_j|H_i)$が既知ならば尤度比検定に基づいた処理系

$$L = L_1 - L_0 = \sum_{j=1}^{D}\left[\ln\left\{P\left(\hat{k}_j \mid H_1\right)\right\} - \ln\left\{P\left(\hat{k}_j \mid H_0\right)\right\}\right] \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} 0 \tag{2-27}$$

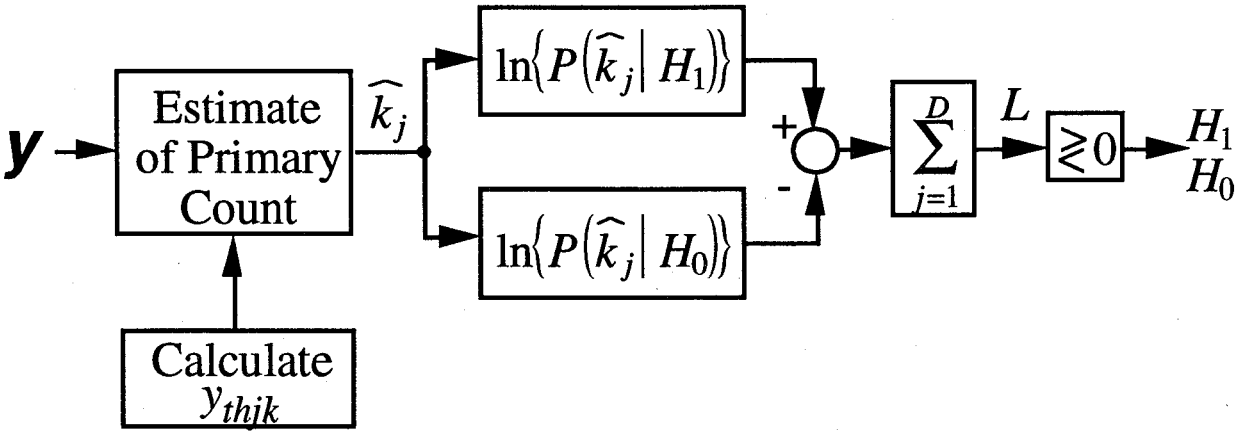
を構成して仮説検定を行うことができる．本論文ではこの受信機を 1 次計数推定－最尤検定受信機と呼び，その構成を図2-5(a)に示す．$P(\hat{k}_j|H_i)$は式(2-9)で与えた$p(y_j|H_i)$と 1 次計数推定のためのスレッショルドy_{thjk} (k=0, 1, 2, ⋯, k_{maxj})から

$$P\left(\hat{k}_j \mid H_i\right) = \int_{y_{thj(k-1)}}^{y_{thjk}} p\left(y_j \mid H_i\right) dy_j \quad (i = 1,0) \tag{2-28}$$

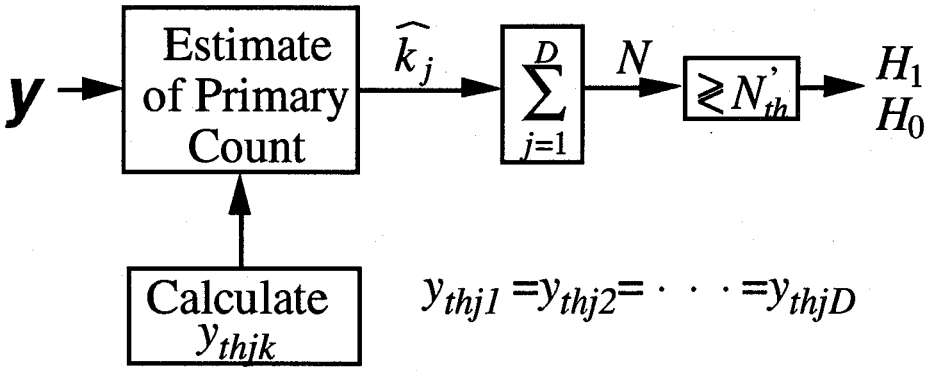
を計算することにより，

$$\begin{cases} P\left(\hat{k}_j = 0 \mid H_i\right) = \dfrac{1}{2}\displaystyle\sum_{k=0}^{\infty} Pos\left(k;\mu_{ij}\right)\mathrm{erfc}\left(\dfrac{kG - y_{thj1}}{\sqrt{2\left(\sigma_k^2 + \sigma_w^2\right)}}\right) \\ \qquad\vdots \\ P\left(\hat{k}_j = m \mid H_i\right) = \dfrac{1}{2}\displaystyle\sum_{k=0}^{\infty} Pos\left(k;\mu_{ij}\right)\left\{\mathrm{erfc}\left(\dfrac{kG - y_{thjm}}{\sqrt{2\left(\sigma_k^2 + \sigma_w^2\right)}}\right) - \mathrm{erfc}\left(\dfrac{kG - y_{thjm-1}}{\sqrt{2\left(\sigma_k^2 + \sigma_w^2\right)}}\right)\right\} \quad (i = 1,0) \\ \qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad \left(m = 1,2,\cdots,k_{maxj} - 1\right) \\ \qquad\vdots \\ P\left(\hat{k}_j = k_{maxj} \mid H_i\right) = \dfrac{1}{2}\displaystyle\sum_{k=0}^{\infty} Pos\left(k;\mu_{ij}\right)\mathrm{erfc}\left(\dfrac{y_{thjk_{maxj}} - kG}{\sqrt{2\left(\sigma_k^2 + \sigma_w^2\right)}}\right) \end{cases} \tag{2-29}$$

で与えられる．$\hat{k}_j$に応じた対数尤度の導出は，あらかじめ$P(\hat{k}_j|H_i)$ ($\hat{k}_j$=0, 1, 2, ⋯, k_{maxj}; i=1, 0)を表として用意しておき，それらを参照することで実現できる．この受信機も(1)の 1



(a) General signal waveform case.



(b) Rectangular signal waveform case.

図2-5　1次計数推定－最尤検定受信機

次計数推定－対数重み付け計数受信機と同様に構成が簡単であることと，適用範囲が式(2-17)のように標本区間内で2個以上の光電子生成確率が無視できる場合に限定されない点が特徴である．また，１次計数の推定値の統計的性質を最適に利用しているため(1)の受信機に比べて良好な仮説検定特性が期待できる．

ここでも受信信号光強度波形が矩形と仮定すると受信機構成は，

$$N = \sum_{j=1}^{D} \hat{k}_j \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} N'_{th} \tag{2-30}$$

となり，式(2-25)と同様にシンボル区間内の推定１次計数の総和NとスレッショルドN'_{th}の比較になる．違いはスレッショルドN'_{th}であり，Nの確率分布を$P(N|H_i)$ $(i=1,0)$とすると，

$$P\left(N = N'_{th} \mid H_1\right) = P\left(N = N'_{th} \mid H_0\right) \tag{2-31}$$

から数値計算によって与えられる．$P(N|H_i)$は陽には示されないが，式(2-29)の$P(\hat{k}_j|H_i)$を用いて

$$P\left(N \mid H_i\right) = P\left(\hat{k}_1 \mid H_i\right) \otimes P\left(\hat{k}_2 \mid H_i\right) \otimes \cdots \otimes P\left(\hat{k}_D \mid H_i\right) \quad (i = 1,0) \tag{2-32}$$

で与えられる．ただし，⊗は畳み込み積分を表す．受信機構成を図2-5(b)に示す．

以上，微弱信号光を受信する場合を仮定して式(2-14)の対数尤度関数を基に式(2-17)の受信機構成と１次計数推定値を用いる簡略化された受信機構成（図2-3，図2-5）を導いてきた．両者の間の相違は光検波出力が持つ１次計数に関する情報への対処の仕方にあるが，いずれにしても微弱光受信時や非常に広帯域な光検波系での信号検出には，熱雑音やランダム増倍の存在に関わらず１次計数が支配的な役割を果たしている．これは，従来の直接検波受信機にはあまり考慮されていない本質的な特徴であると考えられる．

2.4　誤り率特性と受信感度の限界

2.4.1　誤り率の定式化

微弱信号光の受信に適した１次計数の推定値を用いて仮説検定を行う最適受信機の符号誤り率について理論的に解析を行うが，ここでは１次計数推定値の統計を考慮して最適な仮説検定を行う１次計数推定－最尤検定受信機に注目し，更に受信光信号強度波形$f(t)$は矩形と仮定して図2-5(b)の構成の受信機に解析を限定する．

符号誤り率は，仮説H_1，H_0の事前確率を等しいと仮定すると，

$$P_e = \frac{1}{2}\sum_{k=N'_{th}}^{D\times k_{max}} P(N=k \mid H_0) + \frac{1}{2}\sum_{k=0}^{N'_{th}-1} P(N=k \mid H_1) \tag{2-33}$$

で与えられる．ここで，N'_{th}は式(2-31)から数値解で与えられる．

次に，比較の対象として検波出力$y(t)$をシンボル区間にわたって積分し，その積分値とスレッショルドとの比較によって仮説検定を行う積分放電フィルタ受信機を取り上げる．この受信機は，図2-1の光検波系においてフィルタの電子関数$h_d(t)$の積分時間を$\tau_d=T$とすることに相当し，矩形波形の信号光に対してはショット雑音限界では光電子計数器[28]として，また，光検波出力が連続的な波形を形成する場合には相関受信機[33]として動作する．積分放電フィルタ受信機の符号誤り率は，y_jのp.d.f.（式(2-9)）から

$$\begin{aligned} P_e = &\frac{1}{2}\sum_{k=0}^{\infty} Pos(k;K_S+K_H)\,\mathrm{erfc}\left(\frac{kG-y_{th}}{\sqrt{2\left(\sigma_k^2+\sigma_{wT}^2\right)}}\right) \\ &+\frac{1}{2}\sum_{k=0}^{\infty} Pos(k;K_H)\,\mathrm{erfc}\left(\frac{y_{th}-kG}{\sqrt{2\left(\sigma_k^2+\sigma_{wT}^2\right)}}\right) \end{aligned} \tag{2-34}$$

で与えられる．ここで，$\sigma_{wT}{}^2$は

$$\sigma_{wT}^2 = \frac{2k_B\theta}{e^2R_L}T \tag{2-35}$$

で与えられ，y_{th}は次式を満たすyである．

$$\sum_{k=0}^{\infty} Pos(k;K_S+K_H)\,p_{Ga}\left(y_{th};kG;\sigma_k^2+\sigma_{wT}^2\right) = \sum_{k=0}^{\infty} Pos(k;K_H)\,p_{Ga}\left(y_{th};kG;\sigma_k^2+\sigma_{wT}^2\right) \tag{2-36}$$

2.4.2　数値計算例

図2-6と図2-7に符号誤り率の数値例を示す．数値計算に用いた諸定数を表2-1に示す．また，ここに示すのは１次計数推定器の仮定する最大１次計数値k_{max}が1個と2個の場合の誤り率特性である．

まず，図2-6(a)にk_{max}=1の場合，(b)にk_{max}=2の場合の平均増倍率に対する符号誤り率特性を示す．それぞれD=60, 120の場合であり，またビット当たりの平均雑音計数K_Hが0個と5個，平均信号計数$K_S/2$が50個と200個の場合を示している．

１次計数推定－最尤検定受信機には，誤り率を最小にする最適増倍率の存在が見られる．またK_H=0の場合はK_H=5の場合に比べ最適増倍率も増加すると共に誤り率はかなり改善される．この増倍率の最適性は，１次計数推定器において平均増倍率を上げて熱雑音を相対的に抑圧していくと誤差の少ない推定値が得られるが，最適値以上に上げると増倍自体のランダム性に起因して送信仮説がH_1の時の信号１次計数の推定誤差と送信仮説がH_0の時の背景光と暗電流による雑音計数の推定誤差が増大し，かえって誤り率を劣化させることによるものである．但し，D=60, $K_S/2$=200, K_H=5の場合を除けば，信号計数K_Sが小さく，あるいは標本数Dが大きくて標本区間当たりの平均１次計数μ_{ij}が小さくなる場合には，最適増倍率はそれほど顕著には現われてこないことも分かる．このような増倍率に対する誤り率の依存性を考慮して，以下では増倍率を最適に選んだ場合の数値例を示す．

次に，図2-7にビット当たりの平均信号計数$K_S/2$に対する符号誤り率特性を示す．同図(a)には平均雑音計数K_Hが5個の場合を，(b)には10個の場合を示す．また，それぞれ信号光と背景光によるショット雑音のみを考慮した場合のショット雑音限界特性[27]と積分放電($I\&D$)フィルタ受信機の誤り率特性を併せて示している．

まず１次計数推定-最尤検定受信機は，k_{max}=1, 2どちらの場合も標本数Dが増大すると，すなわち光検波系を広帯域化していくと誤り率が改善され，ショット雑音限界特性に近づく．この理由は以下のように考えられる．

2.3節で明らかにしてきたように微弱信号光受信状況では，本来，送信情報を担っている1次光電子計数，すなわち受信機に到着した光子数の利用が仮説検定を行う際に誤り率を小さくし，理論限界であるショット雑音限界特性に近づくための基本となる．これらは１次計数の増倍が存在する場合に得られた結果である．しかし，pinPDのように増倍効果がない光検波器を使用すると，微弱光受信状況では各1次光電子パルスは回路系熱雑音に埋もれてしまい，個々のパルスが提供する送信仮説に関する情報を利用することはできず，むしろそれらのパルスが重なり合った集合効果，すなわちビット時間にわたる平均値を利用する方が良い．つまり2.3節でも述べた高電力受信時と同様に光検波出力に対する相関受信を行い，光検波系帯域幅を信号帯域程度にして熱雑音を抑圧する方が仮説検定にとって効果的となる．この点については文献[35]でも言及されている．

これに対して本論文のように光検波器をAPDと仮定すると，増倍率を大きくとることによって回路系熱雑音よりも各光電子パルスの高さを高くでき，埋もれてしまわないようにすることができる．このとき各1次光電子パルスの各々を弁別して処理するほど検出感度が上がるので，なるべくそれぞれが重ならないようにパルス幅を狭くして観測することが肝要である．従って，光検波系を広帯域化してパルス幅を狭くする程，正確な１

表2-1　数値計算に用いた諸定数

APDイオン化確率比 : ε=0.028	雑音抵抗 : R_L=250Ω
伝送速度 : $1/T$=100Mbits/sec	雑音温度 : θ=300K

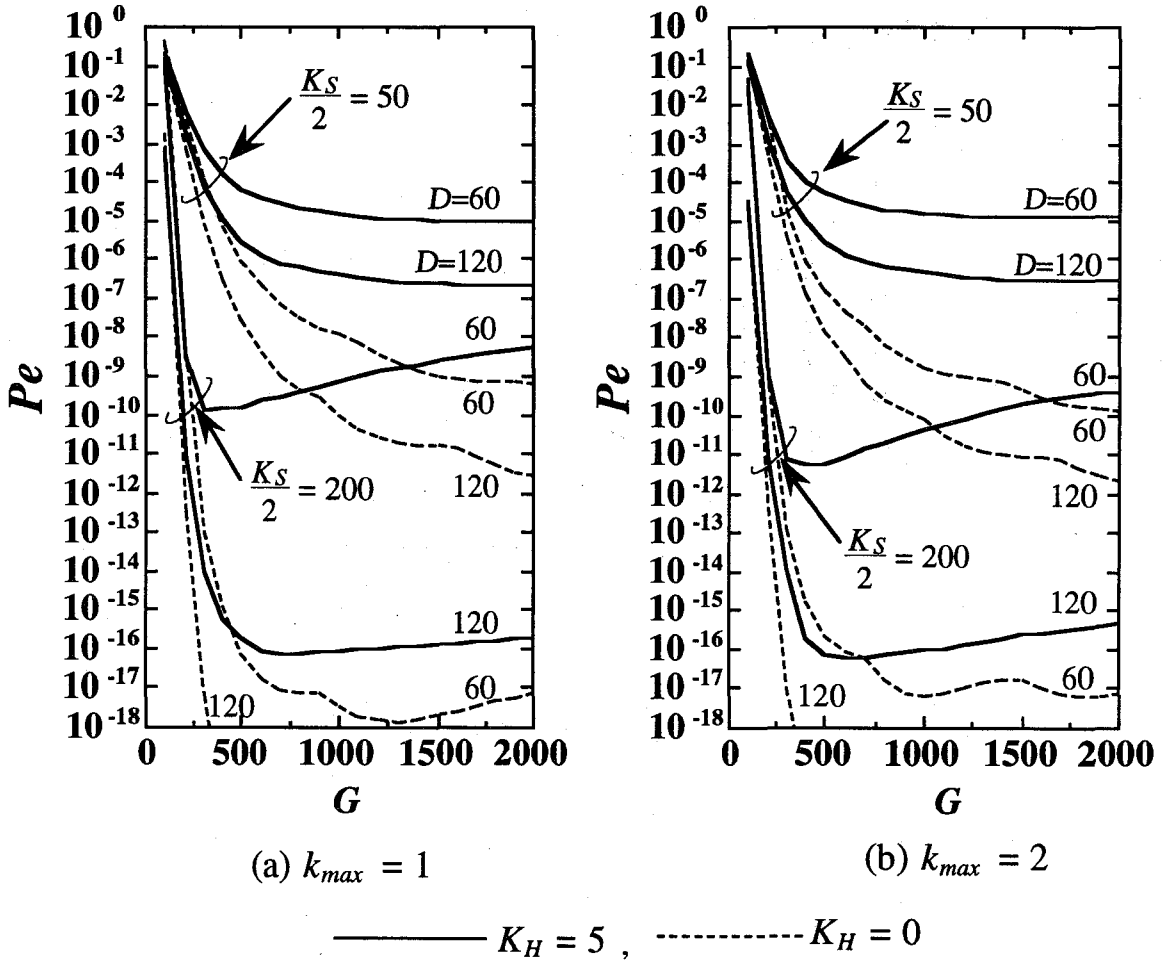


図2-6　平均増倍率—誤り率特性

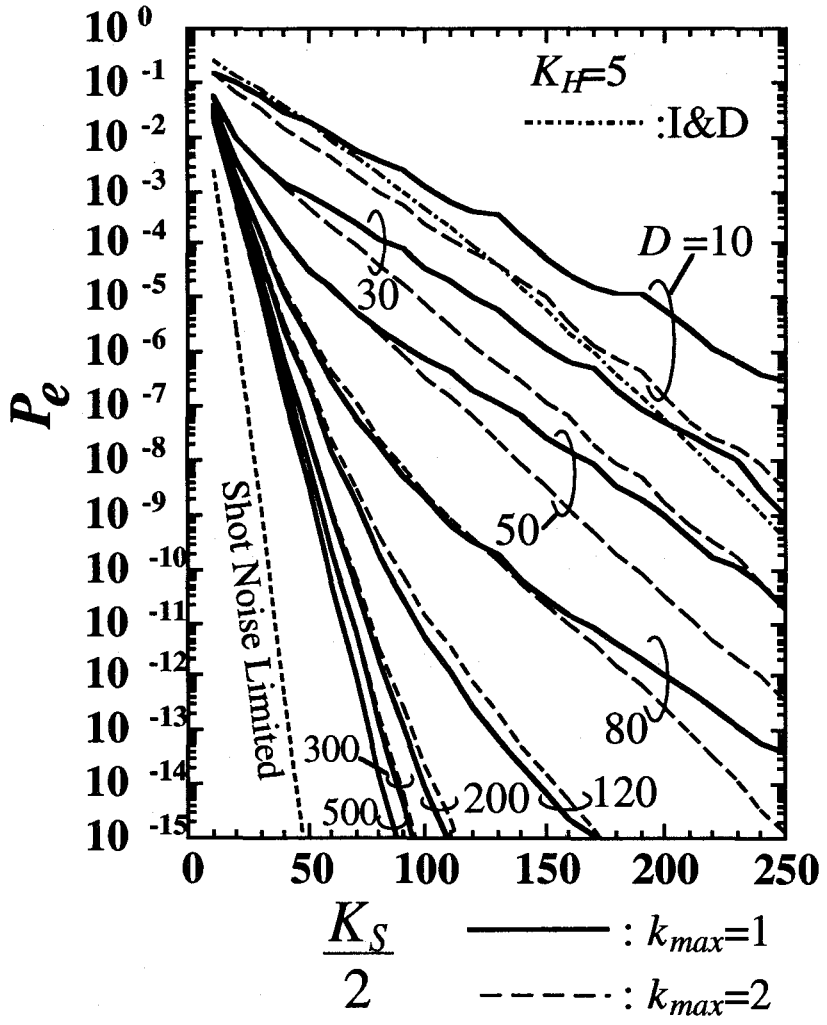


図2-7(a)　受信誤り率特性

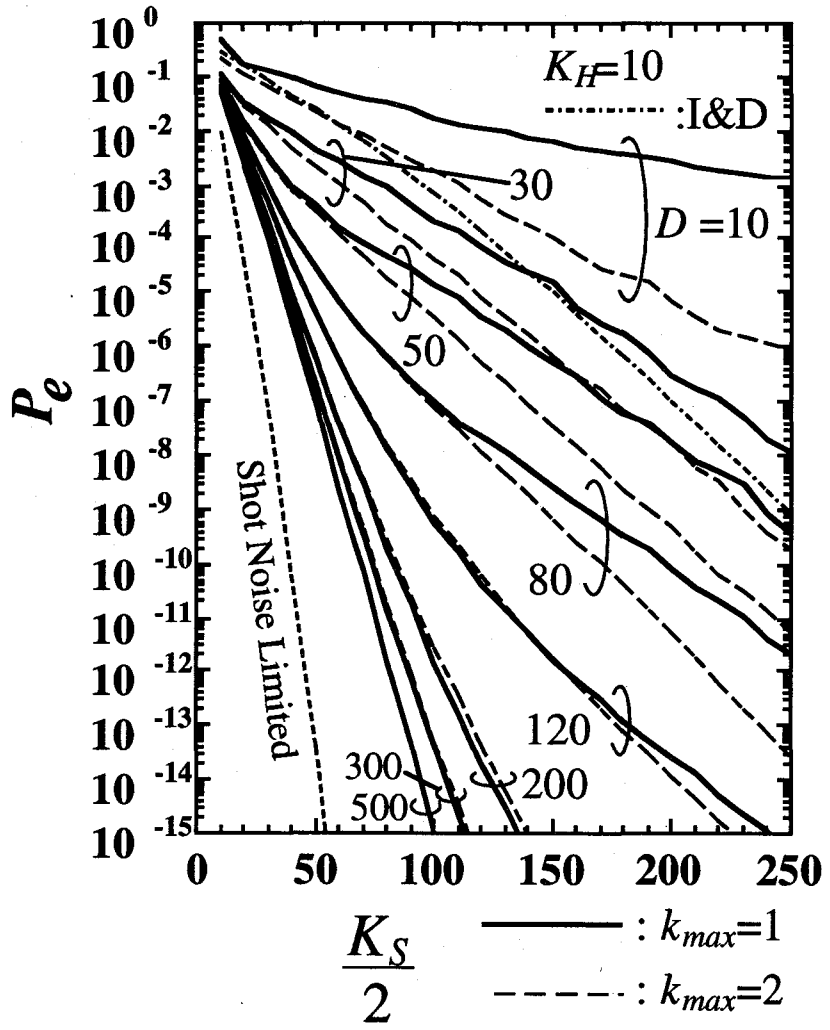


図2-7(b)　受信誤り率特性

次計数の推定が可能となり，これが本受信機における誤り率改善の理由となっている．但し，Dを300から500にしてもそれほど改善が見られないことから分かるように，熱雑音と光電子増倍のランダム性に起因して推定１次計数が不可避な誤差をもつために本受信機のこれ以上のD増大による改善には限界が存在し，ショット雑音限界を達成するには至らない．次に，Dを固定してK_sを増大すると誤り率の改善が鈍くなる．これは標本区間内で2個以上の光電子生成確率が無視できなくなることに起因する．この傾向はk_{max}=1の方が顕著であり，2個の１次光電子生成にも対処できるk_{max}=2の受信機の方が，K_sが大きくDが小さい場合はより低い誤り率を示す．一方，K_sが小さくDが大きい場合は逆にk_{max}=1の方がわずかではあるが低い誤り率を示す場合もある．これはk_{max}=2の受信機の推定器において大きく増倍された1個の光電子パルスが生じた時に2個の光電子生成があったと判定してしまい，かえって推定値の誤差が増大する結果と考えられる．

次に，１次計数推定－最尤検定受信機と積分放電フィルタ受信機を比較すると，Dを大きくすることによって積分放電フィルタ受信機に対して大幅に誤り率を改善できることが分かる．積分放電フィルタ受信機は，信号光強度波形との整合フィルタ受信機であり，通常の直接検波受信機の１つと見ることができる．従って光検波系を信号帯域以上に広帯域化し，１次計数の推定とその推定値に基づく信号検出を行なえば従来受信機を大きく上回る性能が得られることが分かる．

2.5　光コヒーレント検波による受信感度改善

本節では，前節までで得られた背景光存在下で微弱な信号光を検出する場合の直接検波最適受信機よる限界特性を踏まえて，光コヒーレント検波による光直接検波に対する受信感度の改善効果を明らかにする．

光コヒーレント検波では強力な局部発振光（以下，局発光）を微弱な受信信号光と混合した後，光検波するわけであるが，電力検波器である光検波器の出力には信号光と局発光のビート成分が，光ヘテロダイン検波の場合は中間周波数(IF: Intermediate Frequency)帯に，光ホモダイン検波の場合はベースバンドに現れる．光コヒーレント検波方式の直接検波方式に対する受信感度の改善は二つの効果によってもたらされる．一つ目は強力な局発光を用いることによって光検波後のビート成分（信号成分）を増幅することができ，受信回路系熱雑音，光検波器暗電流に対して信号対雑音電力(SN: Signal-to-Noise Power)比を大幅に改善できることにある．二つ目は，背景光の時間的・空間的除去効果にある．

光直接検波方式では，光学フィルタによる不要周波数成分の抑圧によって光検波される背景光の電力を抑圧し，白色背景光ショット雑音の電力密度スペクトルレベルを小さくすることで背景光の影響を低減する．これに対して光コヒーレント検波方式では，背景光は直接検波方式におけるような背景光ショット雑音としてではなく，信号光と同様に

光コヒーレント検波されてIF帯もしくはベースバンドに現れる周波数変換された背景光スペクトルとなって通信品質に影響を与える．従って，光検波後の電気回路フィルタによって背景光電力の抑圧を行うことができる．普通，光学フィルタの帯域に比べ電気回路フィルタの通過帯域幅は数段狭くすることができるので，これが光コヒーレント検波において直接検波に比べて背景光が格段に時間的抑圧される理由となる．

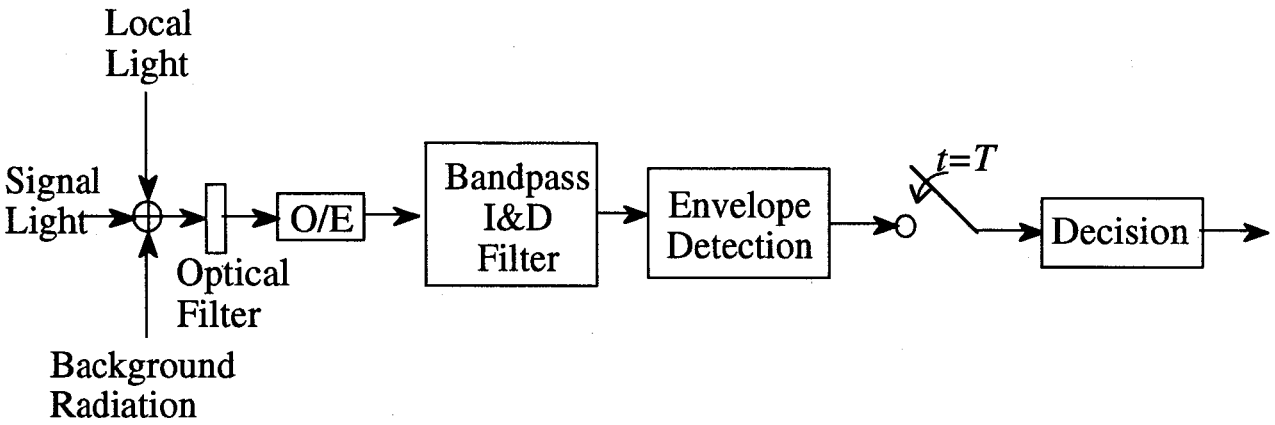
一方，光コヒーレント検波の空間的背景光抑圧は偏光モードの選択と背景光の入射角モードの選択の二つに起因する．光コヒーレント検波では受信光のもつ多数の空間モードの内，局部発振光の偏光と一致した成分（モード）と光検波器への集光レンズにおける局発光の入射角に一致する成分（モード），すなわち光検波面の中心に位置する局発光回折像に重なる回折像を結ぶような入射角をもつ成分のみが選択される．これらは局発光との空間整合性と呼ばれる[27]．光直接検波にはこのような空間整合性が無いため，背景光を含め全ての受信光のあらゆる偏光成分とあらゆる入射角成分を光検波してしまうが，光コヒーレント検波ではこの空間整合性によって局発光に整合した背景光成分だけが検波されるため，大幅な電力抑圧が得られ受信感度の改善に寄与するわけである．ここで，直接検波において背景光が与える信号品質劣化を光コヒーレント検波と同等にするための条件を示しておくと，信号帯域幅に等しい光学フィルタの使用，信号光の偏光成分のみを検出する検光子の使用，及び回折限界視野を有する受信光学アンテナと光検波器の使用ということになる．

以上を踏まえてコヒーレント光通信方式として振幅シフトキーイング(ASK: Amplitude Shift Keing)光ヘテロダイン包絡線検波方式とASK光ホモダイン検波方式を取り上げ，それらのビット誤り率について解析する．本解析では，強力な局発光電力P_Lを仮定し，雑音要因として局発光ショット雑音，背景光，受信回路系熱雑音を考慮し，信号ショット雑音，背景光ショット雑音，光検波器暗電流を無視する．図2-8に示すシステム解析モデルのようにASK光ヘテロダイン検波方式，ASK光ホモダイン検波方式共に方形ベースバンド信号波形を仮定し，積分放電フィルタ（光ヘテロダイン検波の場合は帯域積分放電フィルタ）を用いる最適受信を行った場合，光コヒーレント検波後のそれぞれのエネルギー・コントラストをγ_{hetero}，γ_{homo}とすると符号誤り率は，

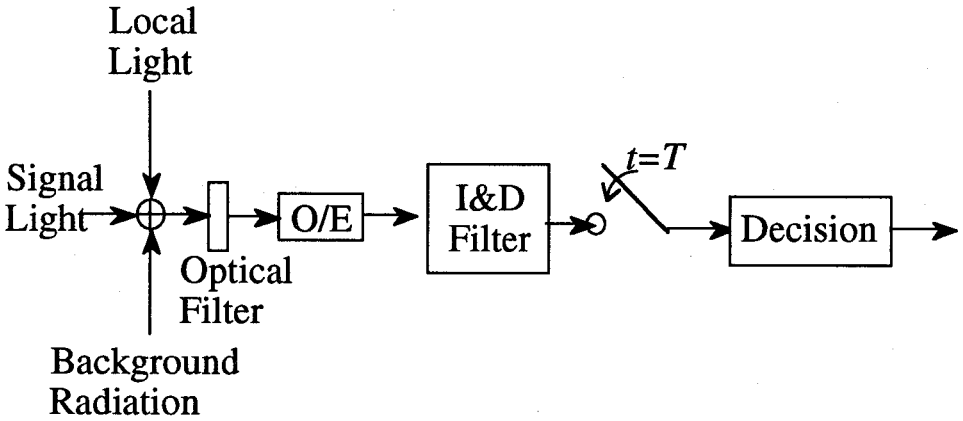
$$Pe = \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{\gamma_{hetero}}{4}\right) \tag{2-37}$$

$$Pe = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\frac{\sqrt{\gamma_{homo}}}{2}\right) \tag{2-38}$$

で与えられる．但し，エネルギー・コントラストγ_{hetero}，γ_{homo}はそれぞれ，



(a) Model for Heterodyne Detection.



(b) Model for Homodyne Detection.

図2-8　システム解析モデル

$$\gamma_{hetero} = \frac{\alpha P_S T}{1 + \alpha N_{0b} + {2k_B\theta}/{e^2 \alpha P_L R_L}} \tag{2-39}$$

$$\gamma_{homo} = \frac{2\alpha P_S T}{1 + 2\alpha N_{0b} + {2k_B\theta}/{e^2 \alpha P_L R_L}} \tag{2-40}$$

で与えられる（詳細は付録Aを参照のこと）．ここで，αは光電変換係数であり$\alpha=\eta/h\nu$で与えられ，N_{0b}は回折限界視野における直線偏光をもつ背景光の片側電力スペクトル密度である．同式から分かるようにエネルギコントラストは，光ホモダイン検波を行うことによって光ヘテロダイン検波に比べショット雑音限界と熱雑音限界において3dB改善され，背景光限界では同じとなる．また，両検波方式共に局発光電力が十分大きければ，受信回路系熱雑音を相対的に抑圧できることが分かる．

図2-9にASK光ヘテロダイン包絡線検波方式の熱雑音限界と（局発光ショット雑音+背景雑音光）限界，局発光ショット雑音限界での局発光電力P_Lと受信感度(符号誤り率$P_e=10^{-9}$を得るための所要受信信号光電力)の関係を示す．同図には2.3.2節で明らかにした1次計数推定－最尤検定(IM/DD PPE-ML)受信機と従来のIM/DD積分放電フィルタ受信機の受信感度を併せて示している．PPE-ML受信機の標本数Dの値は，伝送速度100Mbps($T=10^{-8}$sec)とAPDの応答速度を考慮して$D=120$とした．数値計算に用いた諸定数を表2-2に示す．また，背景光の片側電力スペクトル密度N_{0b}は，背景光源として太陽を想定して絶対温度7000Kの黒体放射モデル[90]を用いて算出し，0.85μm波長帯において$N_{0b}=2.28*10^{-8}$[pW/Hz]を与えた．この場合，IM/DD方式において光学フィルタ帯域B_oが10GHz，ビット伝送速度100Mbits/sec($T=10^{-8}$sec)のとき平均雑音計数$K_H=10$個となる．

表2-2　数値計算に用いた諸定数

APDイオン化確率比 : $\varepsilon=0.028$	光波長 : 0.85μm
伝送速度 : $1/T$=100Mbits/sec	光学フィルタ帯域 : B_O=10GHz
雑音抵抗 : $R_L=250\Omega$	背景光源温度 : 7000K （太陽）
雑音温度 : θ=300K	

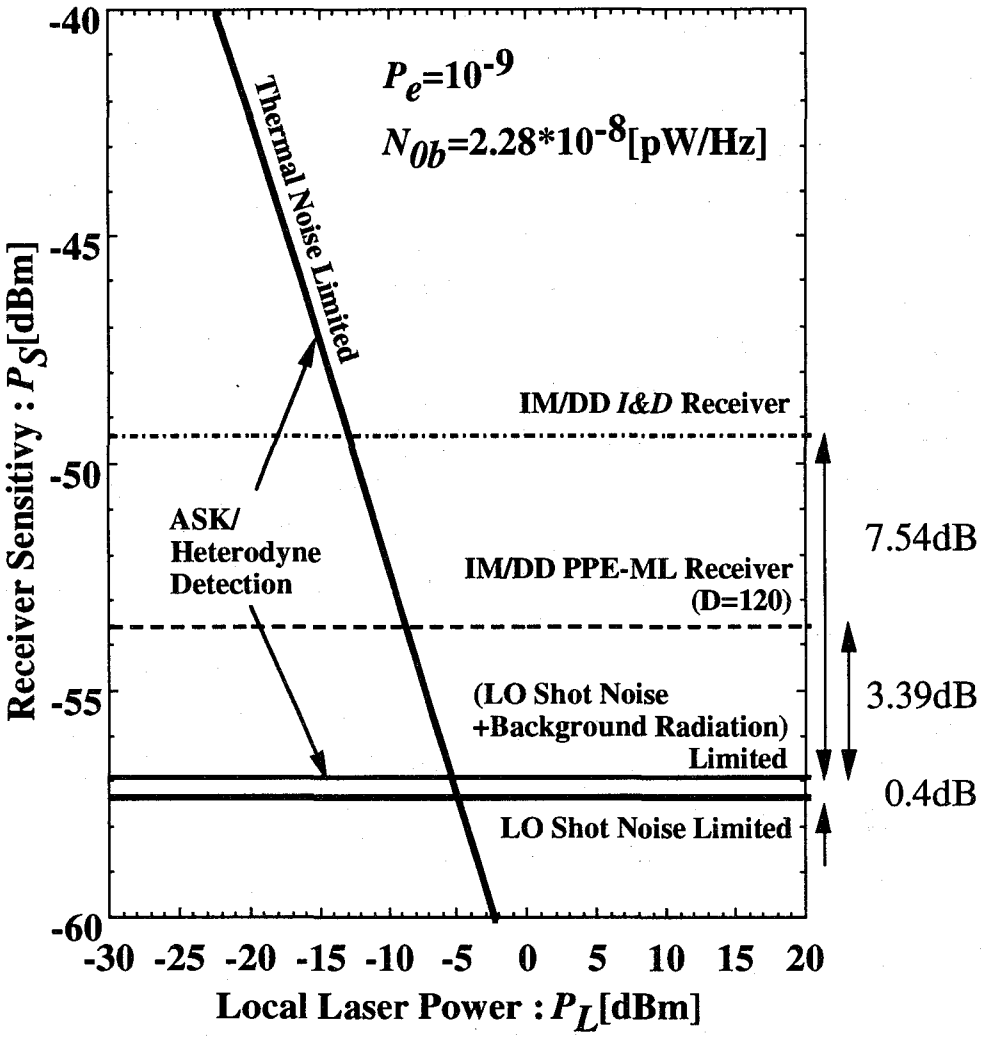


図2-9　局部発振光電力－所要受信信号光電力（受信感度）特性

同図から分かるように，ASK光ヘテロダイン包絡線検波方式では局発光電力が-5dBm以上になると受信回路系熱雑音を十分抑圧することができ，局発光ショット雑音と背景光雑音だけで決まる受信感度を示す．また光ASK信号に対して光ヘテロダイン検波受信を行うことによって，従来の直接検波積分放電フィルタ受信機に比べて7.54dB，直接検波PPE-ML受信機に比べて3.39dBの受信感度改善が得られる．この受信感度は背景光を無視した局発光ショット雑音限界の受信感度に迫る良好な特性であり，その劣化はわずか0.4dBである．

以上のように光ヘテロダイン検波方式は局発光の利用による回路系熱雑音と背景光の抑圧効果によって直接検波方式に比べ理論限界であるショット雑音限界に容易に迫ることが可能となる．更に，光コヒーレント検波方式は光波の周波数，位相を変調パラメータに選択することができるため，周波数シフトキーイング(FSK: Frequency Shif Keying)方式や位相シフトキーイング(PSK: Phase Shif Keying)方式を光変復調方式に用いることによってそれぞれ3dB，6dBの受信感度改善を図ることができ，加えて光ホモダイン検波方式を用いれば，局発光ショット雑音限界下で3dBのSN比改善が得られるので一層の受信感度改善を図ることができる．

しかしながら，このような優れた光コヒーレント検波方式の改善効果は送信光源，局発光源の周波数安定化，スペクトル純化，受信光と局発光間の偏光・空間整合の高精度化が達成されてはじめて得られるものである．特に光源のスペクトル不純に起因する光搬送波及び局発光の位相雑音は，位相変調方式や周波数変調方式では重大な障害となる．また，衛星間光通信のような宇宙空間通信では受信信号光の偏光状態が未知であることに加え，光ファイバ系では経験しない光ビーム到来角変動がある．これらは受信光と局発光との空間整合性を大きく損なうので，通信品質を劣化させる重大な障害となる．従って，原理的に位相雑音に強いコヒーレント光通信方式や極めて高精度に光ビーム到来方向を推定する空間追尾方式の検討が重要である．

2.6 結言

ショット雑音過程の量子的な離散性と背景光，回路系熱雑音，光検波器の暗電流，ランダム増倍率を考慮した光検波出力の統計モデルの導出を行い，統計的信号検出論の観点から2値強度変調／直接検波光通信方式において微弱な受信信号光に対する最適受信機について考察した．

その結果，微弱信号光の直接検波では熱雑音やランダム増倍存在下でもショット雑音限界と同様に１次計数が仮説検定において本質的な役割を果たすことを明らかにし，その点に着目して仮説検定の前に１次計数を推定する１次計数推定－最尤検定受信機を理論的に導出した．また，その誤り率特性の理論解析から微弱光が受信される場合に光検波系が広帯域化されると，従来の直接検波受信機に比べ大幅な誤り率の改善が得られるこ

とを示した.

最後に背景光存在下で微弱な信号光を検出する場合の光コヒーレント検波による光直接検波に対する受信感度の改善効果を明らかにした.

第3章

偏光間差動位相変調コヒーレント検波方式

3.1 序言

衛星間光通信システムのような光空間伝送系では従来の光ファイバ系では殆ど利用されないレーザ光の偏波を積極的に利用できる．本章では，レーザ光の偏波を利用する偏光間差動位相変調(IPDPSK: Inter-Polarization Differential Phase Shift Keying)コヒーレント検波方式を提案するとともに，提案方式の優れた特性を明らかにする．

まず，本提案方式が従来の偏光変調(PLM)方式の半分の信号帯域幅を有し，また受信機構成は偏光変調方式の場合と同一であって，差動位相検波を用いることによって一般にコヒーレント光通信系において重大な問題となるレーザ光の位相雑音に対して原理的な不感応性を有していることを明らかにする．また光空間伝送系で問題となる送信機－受信機間の偏光軸不整合も原理的に除去できることを示す．

ところで，位相雑音が存在する場合には光信号のスペクトルが広がるため，差動位相検波時に位相雑音を差動的に完全に除去するには，光ヘテロダイン検波後の中間周波数(IF: Intermediate Frequency)帯の帯域フィルタ(BPF: Bandpass Filter)の帯域幅を十分広くとり，位相雑音を含んだ信号をひずみなく通す必要がある．しかし，この場合には加法性雑音電力が増加して受信感度が劣化する．一方，BPF帯域幅が十分に広くない場合には，BPF出力に位相雑音に起因する包絡線ゆらぎが生じて受信特性に影響を与える．ASK方式やFSK方式の場合，包絡線検波等の非同期復調後の低域フィルタ(LPF: Lowpass Filter)の帯域幅を信号帯域幅程度に狭めること（ダブルフィルタリング）によって，BPF帯域が広い場合の過剰な加法性雑音電力を抑圧できることが知られている[91]-[93]．そこでダブルフィル

タリング構成の受信機を仮定して本提案方式の受信誤り率に関する理論解析を行い，BPF出力における位相雑音による包絡線ゆらぎ特性と復調前に用いるLPFによる加法性雑音抑圧効果を明らかにする．そして，ダブルフィルタリング受信機が，レーザ光のスペクトル広がりに起因して増加する中間周波数帯雑音の抑圧に有効なことを示す．また，誤り率の数値計算結果から，位相雑音が大きい場合にはBPFを広くとり包絡線ゆらぎを低減するとともに，LPFの帯域幅を信号帯域幅程度に制限して加法性雑音を抑圧することによって，受信感度劣化を低く抑えられることを示す．更に，受信感度を最高にする最適BPF帯域幅が存在することを明らかにする．本章で得られた解析結果は，従来の偏光変調ヘテロダイン検波方式にもそのまま適用できることも示す．

3.2　偏光間差動位相変調方式

3.2.1　基本原理

一般的な2進ディジタル偏光変調(PLM)信号の位相変化は，図3-1(a)のようにx, y両偏光成分の位相γ_x, γ_yが同時に変化する一方，位相差$\gamma_x - \gamma_y$は円偏光変調の場合は情報データに応じて$\pm\pi/2$に保たれる[45]．

PLM信号の特別な場合として，2つの偏光成分のうち片側の偏光成分の位相のみを情報データで変調し，もう一方の偏光成分を無変調信号とする変調法が考えられる．この場合の位相変化は図3-1(b)のようになり，x偏光成分はBPSK(Binary Phase Shift Keying)信号，y偏光成分はその位相基準波(パイロット信号)となる．

位相基準波をもつBPSK方式において差動符号化データによってx偏光成分が位相変調されているとすると，x偏光成分の連続する2ビットの境界時点でy偏光成分の位相が一定(0またはπ)であれば，y偏光成分を基準位相に用いてx偏光成分から2ビットの復調と情報データの差動復号が可能になる．すなわち，y偏光成分の位相は図3-1(b)のように無変調で常に一定である必要はなく，x偏光成分と同じ伝送速度をもつ独立な情報データで位相変調してもよい．但し，上で述べたように，x偏光成分の連続する2ビットの境界において，y偏光成分の位相は不変でなければならないため，y偏光成分の変調タイミングは，x偏光成分に対して半ビット区間だけずらさなければならない．このようにすると，y偏光成分の連続する2ビットの境界においてx偏光成分の位相は不変であるため，y偏光成分の情報データも差動符号化しておけばx偏光成分の場合と同様に情報データの復調が可能となる．このとき，x, y偏光成分の位相変化は図3-1(c)となり，光搬送波の2つの偏光成分のBPSK信号が交互に互いの位相基準波となることが分かる．

このようにして得られた2つの偏光成分間の位相が変調された光信号(IPDPSK: Inter-Polarization DPSK信号)は，それぞれの偏光成分が互いの位相基準波であるため，受信機で

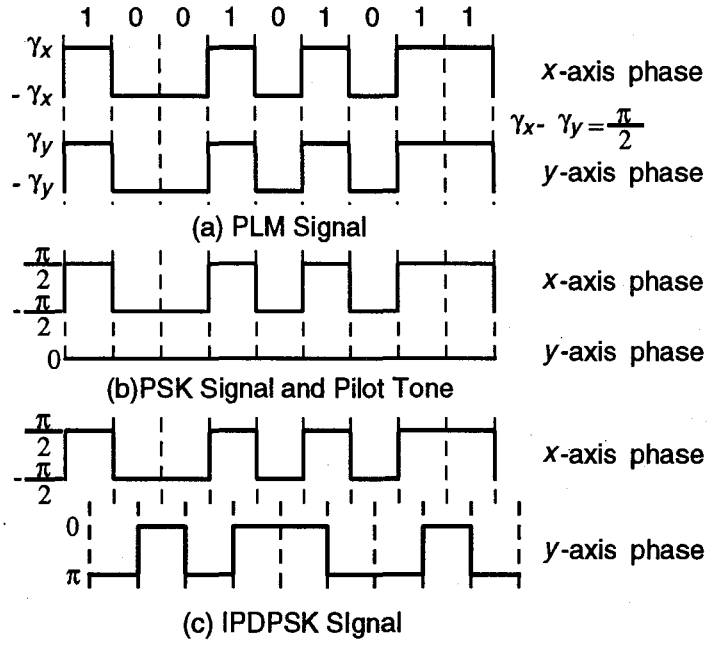


図3-1 PLM信号とIPDPSK信号の位相変化

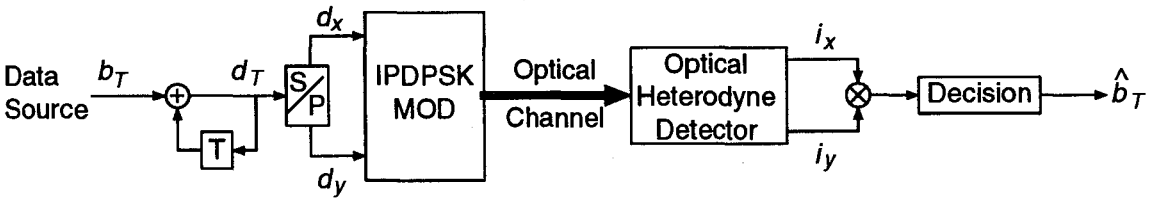
は，PLM方式[43]-[45]と同様にx, y偏光成分の独立な光ヘテロダイン検波とx, y偏光成分間の乗積検波，すなわち，偏光成分間の差動位相検波と差動復号によって情報データを復調することができる．更に，2偏光成分を差動符号化されたデータで交互に位相変調しておけば，差動位相検波を行うだけで直ちに情報データの復調が可能となる．

以上のIPDPSK方式の変復調法を図3-2に示す．送信機は情報データb_Tを差動復号化し，次に直並列変換によって得られるデータ系列d_x, d_yでIPDPSK変調を行う．受信機は光ヘテロダイン検波後のIF帯信号i_x, i_yの差動位相検波を行うが，差動位相検波後ただちに情報データ$\hat{b}_T$が復調されており，差動復号化を必要としない．

ところで，本方式のデータ復調は，2偏光成分間の差動位相検波によって行われるため，両偏光成分に等しく含まれる位相雑音は，差動位相検波時に除去される．すなわち，本方式は，PLM/光ヘテロダイン検波方式と同様に，送信光源と局部発振光源の両方の位相雑音に原理的に不感応という大きな特長を有している．

3.2.2 変調方法

図3-3にIPDPSK方式の送信機構成を示す．直線偏光化された半導体レーザ出射光は，その偏光軸に対して45度傾いた光学軸を持つ偏光ビームスプリッタ(PBS: Polarization Beam



b_T		0	1	1	0	1	1	1	0	0	1	0	Data sequence
d_T	1	1	0	1	1	0	1	0	0	0	1	1	Differential encoded data
d_x	1		0		1		1		0		1		Data sequence of x-axis
d_y	1		1		0		0		0		1		Data sequence of y-axis
	π		0		π		π		0		π		Signal phase of x-axis
		π		π		0		π		0		π	Signal phase of y-axis
$\hat{b}_T$		0	1	1	0	1	1	1	0	0	1	0	Demodulated data

図3-2　IPDPSK信号の変復調法

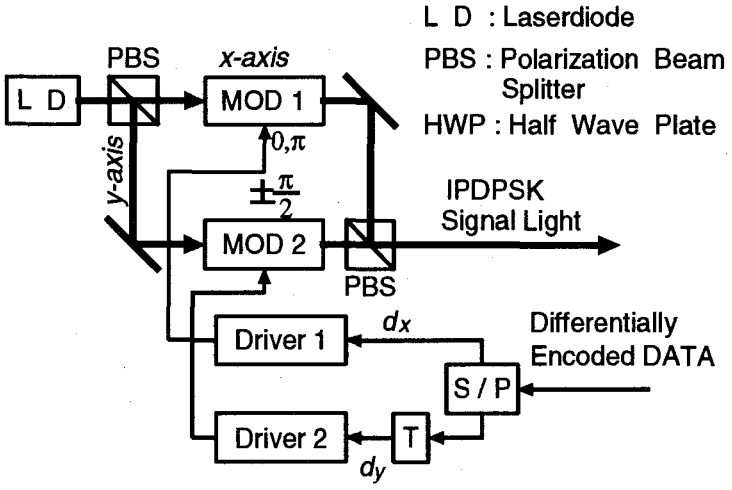


図3-3　IPDPSK変調器の構成

Splitter)によって次式のようなx, y偏光成分$f_x(t), f_y(t)$に分離され，変調器入力電界となる．

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

但し，P_Tは光電力，ω_sは光角周波数，$\phi_s(t)$はレーザ光の位相雑音である．

一方，伝送速度$R=1/T$（ビット時間間隔T）の2進情報データは差動符号化された後に直並列変換され，それぞれ$2T$の時間間隔をもつ変調データd_x, $d_y(=\pm 1)$となり変調器ドライバに入力される．このとき，y偏光成分の変調データd_yはx偏光成分の変調データd_xに対して，Tだけ遅れている．光位相変調器(MOD1, MOD2)では光搬送波の偏光状態を円偏光化するため，変調データ$d_x, d_y(\pm 1)$に応じてx偏光成分に対しては$(\pm\pi/2)$，y偏光成分に対しては$(0, \pi)$の変調速度$R/2(= 1/2T)$の位相変調を行う．このように円偏光化を行うことで送受信機間の偏光軸不整合の影響に対して不感応とすることができる．この点については後述する．この場合，変調器出力光は次式となる．

$$\begin{bmatrix} f_x(t) \\ f_y(t) \end{bmatrix} = \sqrt{P_T} \begin{bmatrix} \sin\left(\omega_s t - \phi_s(t) + \frac{\pi}{2} d_x\right) \\ \sin\left(\omega_s t - \phi_s(t) + \frac{\pi}{2} d_y\right) \end{bmatrix} \tag{3-2}$$

このとき，変調データd_xとd_yの間にTだけ相対遅延があるので，x, y偏光成分間の位相差はTごとに変化し，$\pm\pi/2$となる（図3-4参照）．従って，送信光信号はTごとに偏光状態が変化する円偏光変調信号とみることもできる．このように，偏光状態の変化の仕方は通常のPLM方式[43]-[45]と同じであるが，PLM方式ではx, y偏光成分の両方の位相がTごとに同時に変化するのに対して，IPDPSK方式ではx, y偏光成分のそれぞれの位相がTだけずれ

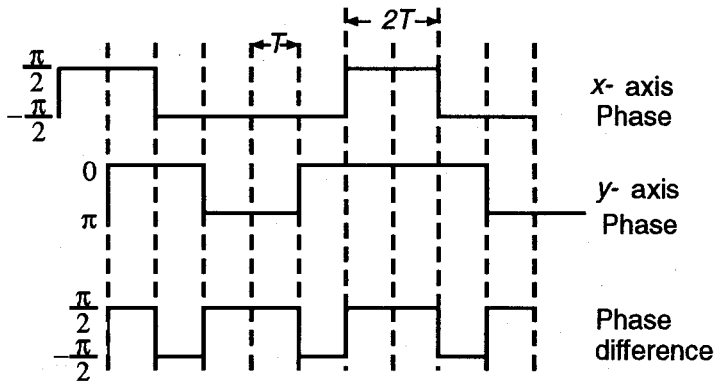


図3-4　IPDPSK信号の位相変化

て$2T$の時間間隔で独立なデータによって変調され変化するという本質的な違いがある．この違いに起因して，IPDPSK方式は同じ情報伝送速度でもPLM方式に対して半分の所要伝送帯域幅で済むという利点を有している．

3.3　光コヒーレント検波と位相雑音除去効果

3.2.1節で述べたように，本方式における情報データの復調は直交偏光成分間の位相比較によって行われる．いま自由空間伝送の場合のように信号光の偏光状態が伝送路中で変化せず，単に減衰を受けて受信される場合を考えると，IPDPSK方式の受信機構成は図3-5のようになり，PLM/光ヘテロダイン検波方式の受信機構成[45]と同じになる．

受信機では，光学フィルタによって不要帯域の背景雑音光が除去された後，4分の1波長板(QWP: Quarter Wave Plate)によりY偏光成分に$\pi/2$の位相シフトが導入されて，受信信号光の偏光状態は直線偏光化される．ここで受信機側で送信機の偏光軸x, yが一般に未知であることに起因した送受信機間の偏光軸不整合も考慮して，QWP出力電界$F_X(t), F_Y(t)$を受信機側の偏光軸X, Yに展開して表すと，

$$\begin{bmatrix} F_X(t) \\ F_Y(t) \end{bmatrix} = \sqrt{P_s} \begin{bmatrix} \cos\theta \sin\left(\omega_s t - \phi_s(t) + \frac{\pi}{2} d_x\right) + \sin\theta \cos\left(\omega_s t - \phi_s(t) + \frac{\pi}{2} d_y\right) \\ \sin\theta \cos\left(\omega_s t - \phi_s(t) + \frac{\pi}{2} d_x\right) + \cos\theta \sin\left(\omega_s t - \phi_s(t) + \frac{\pi}{2} d_y\right) \end{bmatrix} \tag{3-3}$$

となる．ここで，P_s, θはそれぞれ，受信信号光電力および送受信機間の偏光軸不整合角である．QWP出力光はハーフミラー(HM: Half Mirror)において局部発振光（局発光）と混

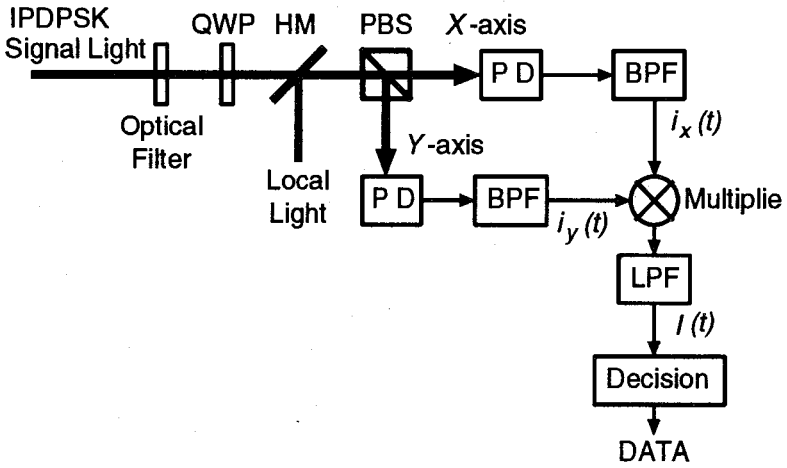


図3-5　IPDPSK受信機の構成

合された後に，偏光ビームスプリッタ(PBS)でX, Y偏光成分に分離され，それぞれ独立にヘテロダイン検波される．ヘテロダイン検波出力の中間周波数(IF)帯信号$i_X(t), i_Y(t)$は次式となる．

$$\begin{cases} i_X(t) = K\left\{\cos\theta\sin\left(\omega_s t - \phi(t) + \frac{\pi}{2}d_x\right) + \sin\theta\cos\left(\omega_s t - \phi(t) + \frac{\pi}{2}d_y\right)\right\} \\ i_Y(t) = K\left\{\sin\theta\cos\left(\omega_s t - \phi(t) + \frac{\pi}{2}d_x\right) + \cos\theta\sin\left(\omega_s t - \phi(t) + \frac{\pi}{2}d_y\right)\right\} \end{cases} \tag{3-4}$$

但し，

$$\begin{cases} K = \frac{e\eta}{h\nu}\sqrt{P_s P_l} \\ \omega = \omega_s - \omega_l \\ \phi(t) = \phi_s(t) - \phi_l(t) \end{cases}$$

であり，e, η, h, νはそれぞれ，電荷素量，光検波器量子効率，プランク定数，信号光の周波数である．また，$P_l, \omega_l, \phi_l(t)$はそれぞれ，局発光の電力，角周波数，位相雑音である．

IF帯信号はBPFを通過後に互いに乗積され，LPF通過後に次式に示す判定器入力信号$I(t)$となる．

$$\begin{aligned} I(t) &= LPF\left[i_x(t) \times i_y(t)\right] = \frac{1}{2}K^2\cos\left(\frac{\pi}{2}\left(d_x - d_y\right)\right) \\ &= \frac{1}{2}K^2 d_x d_y \end{aligned} \tag{3-5}$$

ここで，LPF[・]はLPF出力を表す．判定器入力$I(t)$は，d_xとd_yが同符号の時に正の値をとり，異符号の時に負の値をとる．ここで，d_x, d_yが差動符号化されていることから，判定器入力時に，元の情報データへの差動復号が完了していることが分かる．（図3-6）

また，式(3-5)から明らかなように，判定器入力信号$I(t)$には送信光源と局発光源の両方の位相雑音$\phi(t)$が含まれていない．すなわち，本方式は光源の位相雑音に原理的に不感応であるという大きな特長を有している．この理由は，本方式では乗積による2つの偏光成分間の位相差検出（差動位相検波）によって復調を行っているため，2つの偏光成分に等しく含まれる位相雑音が，乗積に伴う位相項の引き算によって除去されることにある．更に，$I(t)$に偏光軸不整合θも含まれていないので，偏光軸不整合は判定器入力信号に全く影響を与えないが，これは本方式の送信偏光状態が円偏光であることに起因している．

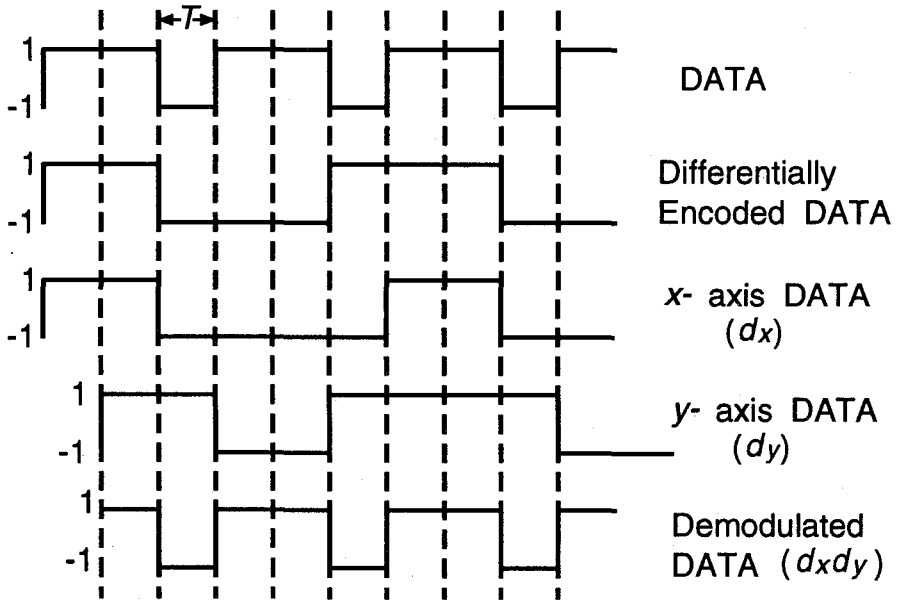


図3-6　差動符号と差動復号

3.4 ビット誤り率の理論解析

3.4.1 解析モデル

IPDPSK方式では送受信機間の偏光軸不整合θは受信特性になんら影響を与えないため，θ=0の場合について考えることにする．また，本論文では，局発光電力が十分に大きく，局発光ショット雑音に対して背景雑音光及び受信回路系熱雑音は無視できるとし，加法性雑音としては局発光ショット雑音のみを考慮し，白色ガウス雑音過程であると仮定する．

さて，IPDPSK方式では，直交する2偏光成分の同時刻での差動位相検波によって情報データを復調するため，1ビットの判定に用いることのできる信号エネルギーは，時間区間Tに含まれる信号エネルギーとなる．ここで，位相雑音が無い理想的な場合を考え，更に変調信号波形を矩形波と仮定すると，BPF出力のSN(Signal-to-Noise Power)比を最大にする意味で最適なBPFは帯域積分器[89]であり，その等価低域系でのインパルス応答$h(t)$は

$$h(t)=\begin{cases}\dfrac{1}{T} & (0\le t\le T)\\ 0 & \text{elsewhere}\end{cases} \tag{3-6}$$

で与えられ，等価雑音帯域幅は$1/T$となる．

一方，位相雑音が存在する場合には，位相雑音によるIF帯信号のスペクトル広がりを考慮して，この積分時間Tを短くしてBPF帯域幅を増加させ，IF帯信号をできるだけひずなく通過させる必要がある．この場合，BPF出力の加法性雑音電力が増大するが，乗積後の信号成分からは位相雑音が除去されているため，LPF帯域幅は信号帯域程度にとれば十分である．これに対して乗積後の雑音成分はBPF帯域幅程度に広がっているため，LPF帯域幅を信号帯域幅程度にとること(ダブルフィルタリング)によって過剰な雑音成分の低減が期待できる．逆に，BPF帯域幅が十分広くない場合には，BPF出力において雑音電力は抑制できるものの位相雑音に起因する包絡線ゆらぎが生じ問題となる．従って，本方式の受信特性を明らかにする上でBPF及びLPFの帯域の設定について詳細に吟味しておく必要がある．また，このような検討は，得られる結果を同一の受信機を用いる従来のPLM/光ヘテロダイン検波方式に適用できる点においても意義がある．

そこで本論文では，(1)従来のPLM方式に対する解析[45]と同じくLPFを単に高調波成分を除去するためだけに用いる場合(シングルフィルタリング)と，(2)積分時間Tの積分放電フィルタをLPFに用いてダブルフィルタリング構成とした場合の2つの受信機について誤り率解析を進めていくことにする．受信機の解析モデルを図3-7に示す．BPFの積分時間Tを$T=T/M$(Mは自然数)にとり，ダブルフィルタリングの場合の判定器のビット識別時点

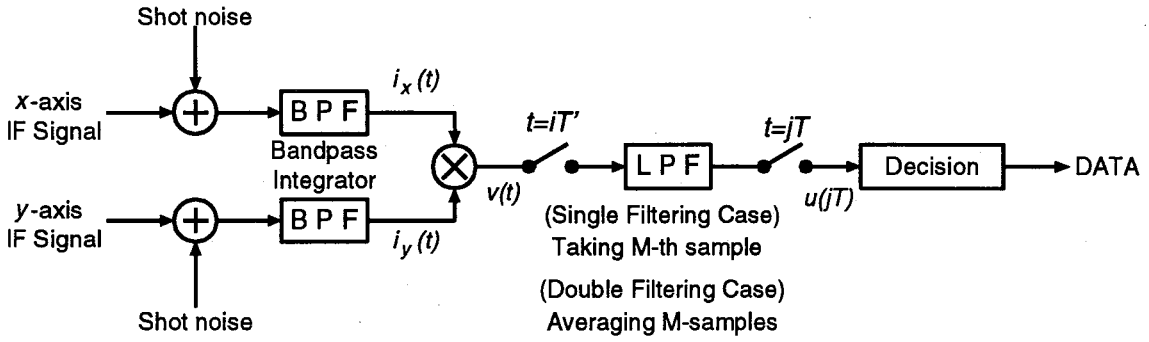


図3-7　受信機の解析モデル

$t=jT$における標本値$u(jT)$を，乗積出力$v(t)$をTおきに標本化してビット時間Tで得られるM個の統計的に独立な標本値$v(jT)$の算術平均で与える[93]．これに対して，シングルフィルタリングの場合は，判定器における標本値をビット時間内で得られるM番目の標本値$v(MT)$で与える．

3.4.2　ビット誤り率の定式化

局発光ショット雑音および位相雑音を考慮したBPF出力は次式となる．

$$\begin{cases} i_x(t) = A_1(t)\cos\omega t - B_1(t)\sin\omega t \\ i_y(t) = A_2(t)\cos\omega t - B_2(t)\sin\omega t \end{cases} \tag{3-7}$$

ここで，ωはIF帯角周波数，$A_1(t), A_2(t), B_1(t), B_2(t)$はそれぞれ，

$$\begin{cases} A_1(t) = KX(t)d_x + n_{xc}(t) \\ B_1(t) = -KY(t)d_x + n_{xs}(t) \\ A_2(t) = KX(t)d_y + n_{yc}(t) \\ B_2(t) = -KY(t)d_y + n_{ys}(t) \end{cases} \tag{3-8}$$

で与えられる．但し，$X(t), Y(t)$はそれぞれ

$$\begin{cases} X(t) = \dfrac{1}{T'}\displaystyle\int_{t-T'}^{t} \cos\phi(\tau)d\tau \\ Y(t) = \dfrac{1}{T'}\displaystyle\int_{t-T'}^{t} \sin\phi(\tau)d\tau \end{cases}$$

である．また，$n_{xc}(t), n_{xs}(t), n_{yc}(t), n_{ys}(t)$は，それぞれ互いに独立で，平均値0と分散:

$$\sigma^2 = \frac{1}{2}e^2\alpha P_l / T' \tag{3-9}$$

を有する低域ガウス過程である．

このとき，乗積器出力の標本値$v(iT')(i=1, 2, \cdots, M)$は，

$$v(iT') = \frac{1}{2}\{A_1(iT')A_2(iT') + B_1(iT')B_2(iT')\} \tag{3-10}$$

となり，判定器入力の標本値はシングルフィルタリングとダブルフィルタリングの場合についてそれぞれ次式となる．

$$u(T) = \frac{1}{2}\{A_1(iT)A_2(iT) + B_1(iT)B_2(iT)\} \quad \text{;Single Filterling} \tag{3-11}$$

$$u(T) = \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M} v(iT') = \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}\frac{1}{2}\{A_1(iT')A_2(iT') + B_1(iT')B_2(iT')\} \quad \text{;Double Filterling} \tag{3-12}$$

さて，等生起確率の2進情報を仮定すると，変調データ$d_x=\pm d_y$に対する誤り確率は等しいため，以下では$d_x=d_y$の場合のみを考える．この場合，誤りは$u(T)<0$の時に生じるので，受信誤り率P_eは，

$$Pe = Prob[u(T) < 0] = Prob[C_M < D_M] \quad \text{;Single Filterling} \tag{3-13}$$

$$Pe = Prob[u(T) < 0] = Prob\left[\frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M} C_i < \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M} D_i\right] \text{;Double Filterling} \tag{3-14}$$

となる．但し，$C_i, D_i(i=1, 2, \cdots, M)$はそれぞれ，

$$\begin{cases} C_i = \{A_1(iT') + A_2(iT')\}^2 + \{B_1(iT') + B_2(iT')\}^2 \\ D_i = \{A_1(iT') - A_2(iT')\}^2 + \{B_1(iT') - B_2(iT')\}^2 \end{cases} \tag{3-15}$$

で与えられる．ここで，C, Dを

$$\begin{cases} C = C_M, \quad D = D_M & \text{;Single Filterling} \\ C = \dfrac{1}{M}\sum_{i=1}^{M} C_i, \quad D = \dfrac{1}{M}\sum_{i=1}^{M} D_i & \text{;Double Filterling} \end{cases} \tag{3-16}$$

とおくと，誤り率P_eは次式で表される．

$$Pe = \int_0^{\infty} p(C) \int_C^{\infty} p(D) dD dC \tag{3-17}$$

ダブルフィルタリングの場合，BPFによる積分区間が重ならないことからビット時間内の乗積出力の標本値$v(iT')(i=1, 2, \cdots, M)$は互いに独立であり，$C_i, D_i$も異なる$i$に対して統計的に独立で同じ確率分布を持つ確率変数となる．従って，ダブルフィルタリングの場合のC, Dは$C_i, D_i(i=1, 2, \cdots, M)$の算術平均であるから，その確率密度関数(p.d.f.)は，それぞれC_i, D_iのp.d.f.をM回畳み込んで得られるp.d.f.を変数変換することによって得られる．C_iおよびD_iは式(3-15)より，位相雑音で条件付きけられたガウス変数の2乗和として与えられるため，位相雑音$\phi(t)$による条件付きp.d.f.はそれぞれ次式のようになる[93]-[95]．

$$\begin{cases} p(C_i \mid \phi(t)) = \dfrac{1}{2\sigma^2} I_0\left(\dfrac{K\sqrt{C_i Z_i}}{\sigma^2}\right) \exp\left(-\dfrac{C_i + K^2 Z_i}{2\sigma^2}\right) \\ p(D_i \mid \phi(t)) = \dfrac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\dfrac{D_i}{2\sigma^2}\right) \end{cases} \tag{3-18}$$

但し，Z_iはBPF入力信号電力で正規化したBPF出力の信号包絡線の2乗であり，

$$Z_i = \left| \frac{1}{T'} \int_{(i-1)T'}^{iT'} e^{j\phi(t)} \right|^2, \quad 0 \le Z_i \le 1$$

で与えられる．上式において，$\phi(t)$がZ_iに含まれることから，式(3-18)の条件付きp.d.f.は$p(C_i|\phi(t))=p(C_i|Z_i)$と表され，$C_i$のp.d.f.は次式となる．

$$\begin{aligned} p(C_i) &= \int_0^1 p(C_i \mid Z_i) p(Z_i) dZ_i \\ &= E_{Z_i}\left[p(C_i \mid Z_i)\right] \end{aligned} \tag{3-19}$$

ここで，$E_{Z_i}[\cdot]$はZ_iに関する統計平均を表す．また，D_iは$d_x=d_y$の場合，$\phi(t)$とは無関係となるので，$p(D_i|\phi(t))=p(D_i)$と表しておく．

次に，CおよびDのp.d.f.は，$p(C_i), p(D_i)(i=1, 2, \cdots, M)$を用いて

$$\begin{cases} p(C) = p(C_M) \\ p(D) = p(D_M) \end{cases} \quad \text{;Single Filterling} \tag{3-20}$$

$$\begin{cases} p(C) = p\left(\frac{C_1}{M}\right) * p\left(\frac{C_2}{M}\right) \otimes \cdots \otimes p\left(\frac{C_M}{M}\right) \\ p(D) = p\left(\frac{D_1}{M}\right) * p\left(\frac{D_2}{M}\right) \otimes \cdots \otimes p\left(\frac{D_M}{M}\right) \end{cases} \quad \text{;Double Filterling} \tag{3-21}$$

で与えられる．但し，記号⊗は畳み込み演算を表す．更に，式(3-19)よりダブルフィルタリングの場合は，

$$\begin{aligned} p(C) &= E_{Z_1,Z_2,\cdots Z_M}\left[p\left(\frac{C_1}{M} \mid Z_1\right) \otimes p\left(\frac{C_2}{M} \mid Z_2\right) \otimes \cdots \otimes p\left(\frac{C_M}{M} \mid Z_M\right)\right] \\ &= E_{Z_1,Z_2,\cdots Z_M}\left[p(C \mid Z_1, Z_2, \cdots Z_M)\right] \end{aligned} \tag{3-22}$$

となる．これらを式(3-17)に代入すると，

$$\begin{aligned} Pe &= \int_0^\infty E_{Z_M}\left[p(C \mid Z_M)\right] \int_C^\infty p(D)dDdC \\ &= E_{Z_M}\left[Pe(Z_M)\right] \qquad \text{;Single Filterling} \end{aligned} \tag{3-23}$$

$$\begin{aligned} Pe &= \int_0^\infty E_{Z_1,Z_2,\cdots Z_M}\left[p(C \mid Z_1, Z_2, \cdots Z_M)\right] \int_C^\infty p(D)dDdC \\ &= E_{Z_1,Z_2,\cdots Z_M}\left[Pe(Z_1, Z_2, \cdots Z_M)\right] \qquad \text{;Double Filterling} \end{aligned} \tag{3-24}$$

となり，受信誤り率は$Z_1, Z_2 \cdots, Z_M$による条件付き誤り率:

$$Pe(Z_1, Z_2, \cdots Z_M) = \int_0^\infty p(C \mid Z_1, Z_2, \cdots Z_M) \int_C^\infty p(D)dDdC \tag{3-25}$$

を$Z_1, Z_2, \cdots, Z_M$について平均した値となる．条件付き誤り率は次式で与えられる(付録B).

$$Pe(Z_M) = \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{Z_M n_s}{2}\right) \qquad \text{;Single Filterling} \tag{3-26}$$

$$Pe(Z_1, Z_2, \cdots Z_M) = \frac{1}{2^M}\exp\left(-\frac{Zn_s}{2}\right)\sum_{i=0}^{M-1}\frac{1}{2^i}L_i^{(M-1)}\left(-\frac{Zn_s}{2}\right) \qquad \text{;Double Filterling} \tag{3-27}$$

ここでn_sは，ビット当たりの受信信号光電子数:

$$n_s = \frac{\eta P_s T}{h\nu}$$

であり，またダブルフィルタリングの条件付き誤り率(式(3-27))におけるZは，$Z_i(i=1,2,\cdots,M)$の算術平均:

$$Z = \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M} Z_i \quad (0 \le Z \le 1)$$

$L_i^{(j)}(\cdot)$は指数i，次数jの一般化ラゲール多項式である．ダブルフィルタリングの場合の条件付き誤り率は$Z_1, Z_2, \cdots, Z_M$の算術平均値Zのみに依存するので受信誤り率P_eはZに関して平均すれば得られ，

$$Pe = \int_0^1 Pe(Z)p(Z)dZ = E_Z[Pe(Z)] \tag{3-28}$$

となり，シングルフィルタリングの場合と同じ形式(式(3-23))で表すことができる．ここで，異なるiについて独立で，同じp.d.f.をもつ確率変数Z_iの算術平均Zのp.d.f. $p(Z)$は，Z_iのp.d.f. (付録C)のM重畳み込みと変数変換によって得られる．

ところで，Foschini等[93]はASK方式やFSK方式に対して非同期復調時のダブルフィルタリングの効果を検討しているが，数値的なフーリエ変換(FFT)により求めたC_iおよびD_iの特性関数のべき乗を逆フーリエ変換(IFFT)してp.d.f.を求め，誤り領域にわたって数値的に積分して受信誤り率を求めており，陽な形で誤り率を表すことができないものであった．これに対して，本論文の誤り率導出の手法によれば誤り率の理論式(式(3-23), (3-28))は完全に陽な形で表すことはできないものの，条件付き誤り率(式(3-26), (3-27))を陽な形で表すことができる．また，BPF帯域幅が十分広い場合には位相雑音による包絡線ゆらぎが十分小さくなるが，この場合の受信誤り率の近似式も，条件付き誤り率におけるZ_MおよびZをそれらの平均値に置き換えることによって，容易に導くことができる．

3.4.3　数値計算例と考察

まず，図3-8にシングルフィルタリングの場合のビット当たりの受信信号光電子数n_sに対する受信誤り率特性を示す．同図において，パラメータとしてレーザ光のスペクトル線幅をビットレートで規格化した値$\Delta\nu$およびBPF帯域幅を表す値Mを変化させている．また，光検波器量子効率ηは1としている．同図から分かるように，$\Delta\nu$が大きく，かつBPF帯域幅が狭い場合，すなわち，$\Delta\nu/M$が大きい場合（例えば$\Delta\nu$= 0.1, M=1と$\Delta\nu$ =0.5, M=4の場合）には，位相雑音が変換されて生じるBPF出力の包絡線ゆらぎが乗積後のLPF出力の振幅低下を招いて受信感度が劣化し，信号光電子数が多い場合には受信誤り率特性の

曲線の傾きが小さくなる．これに対してMを増加，すなわちBPF帯域幅を増加すると加法性雑音が増大し，受信誤り率特性の曲線は右にシフトして受信感度が劣化するものの，信号光電子数が多いところでは誤り率は逆に改善される．このように包絡線ゆらぎによる振幅低下と雑音電力増加という2つの要因による受信感度の劣化はBPF帯域幅の増減に対して互いに相反する関係にあるため，受信感度を最高にする最適BPF帯域幅が存在することが分かる．いづれにしても位相雑音存在下($\Delta\nu \neq 0$)において，IPDPSK方式の受信誤り率特性には位相雑音に起因するフロアが存在しない．これは，乗積後のLPF出力の位相ゆらぎが完全に除去されていることを意味している．

次に，図3-9にダブルフィルタリングの場合の受信誤り率特性を示す．同図と図3-8を比較すると位相雑音が大きい場合の受信感度が大幅に改善されている．この改善の主な要因は，LPFによる過剰な加法性雑音の抑圧であるが，加えて信号光電子数が大きい場合の受信誤り率特性の曲線の傾きがシングルフィルタリングの場合より大きいことから，位相雑音に起因する包絡線ゆらぎもダブルフィルタリングによって抑圧されることも改善に寄与している．これは，ダブルフィルタリングの場合の判定値がもつ包絡線ゆらぎZが，互いに独立なM個の包絡線ゆらぎZ_iの平均値となっているので平滑化され，その分散が1つの標本値がもつ包絡線ゆらぎの分散の$1/M$となることに起因している．また，ダブルフィルタリングの場合にも，シングルフィルタリングの場合と同じ理由で，受信感度を最高にする最適BPF帯域幅が存在する．

次に，図3-10は規格化スペクトル線幅と最適BPF帯域幅($P_e=10^9$)の関係を示している．但し，本論文ではBPF帯域幅はM/T(M:自然数)で与えたため，不連続にしか変化しないので，このBPF帯域幅は準最適なものである．同図より位相雑音が大きい場合($\Delta\nu \geqq 0.22$)の最適帯域幅は，LPFによる包絡線ゆらぎの抑圧に起因してダブルフィルタリングの方がシングルフィルタリングよりも狭いことが分かる．また，同図において一点鎖線で示される曲線は，ダブルフィルタリングの場合の最適帯域幅特性に合うように引かれており，次式によって与えられる．

$$M = 1 + (16\Delta\nu)^{\frac{2}{3}} \tag{3-29}$$

上式は実際にシステムの設計を行う際に有用であると考えられる．

図3-10の最適帯域幅を用いたときに誤り率10^9を達成する規格化スペクトル線幅と受信感度の関係を図3-11に示す．同図から，規格化線幅$\Delta\nu$が0.05より大きい領域でダブルフィルタリングによる受信感度の改善効果がみられ，位相雑音が大きいほどその効果が顕著になることが分かる．例えば，$\Delta\nu=0.5$の場合，シングルフィルタリングでは10.2dBの受信感度劣化があるのに対して，ダブルフィルタリングでの受信感度劣化はわずか1.5dB程度である．

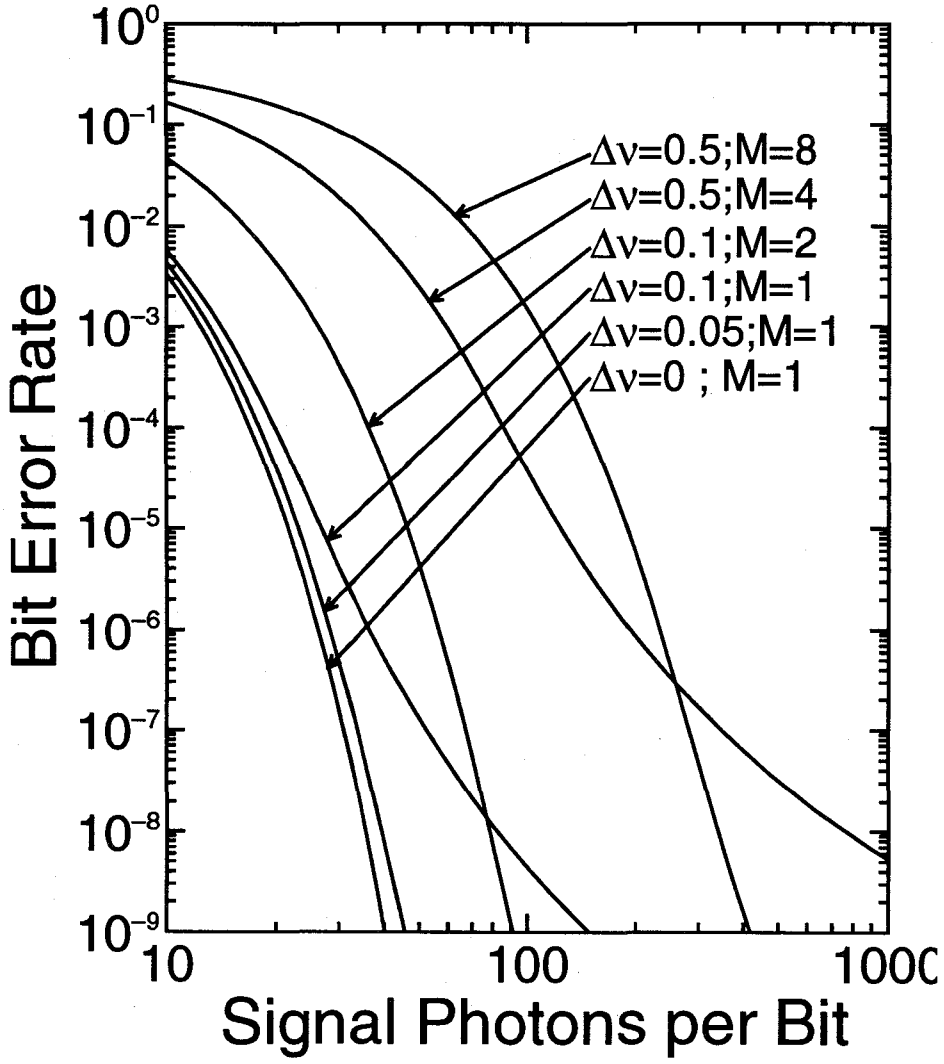


図3-8　受信誤り率特性(シングルフィルタリング)

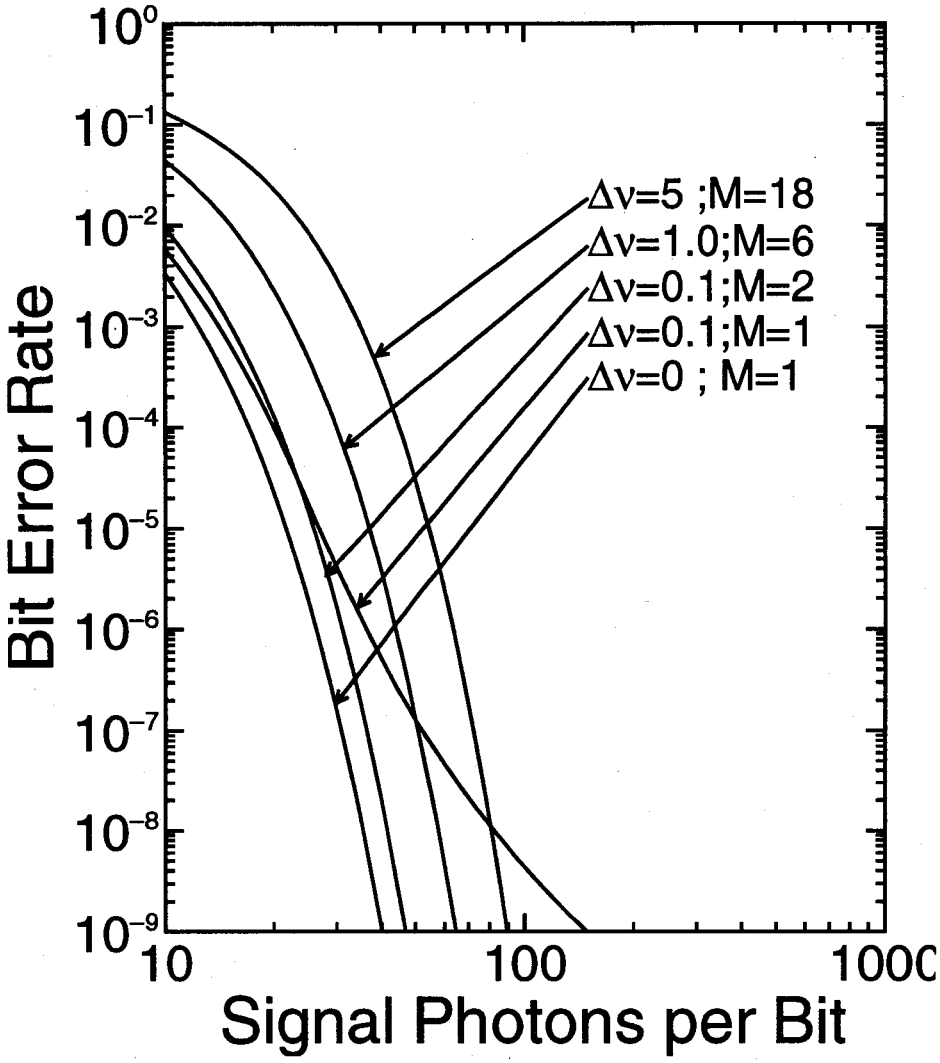


図3-9　受信誤り率特性(ダブルフィルタリング)

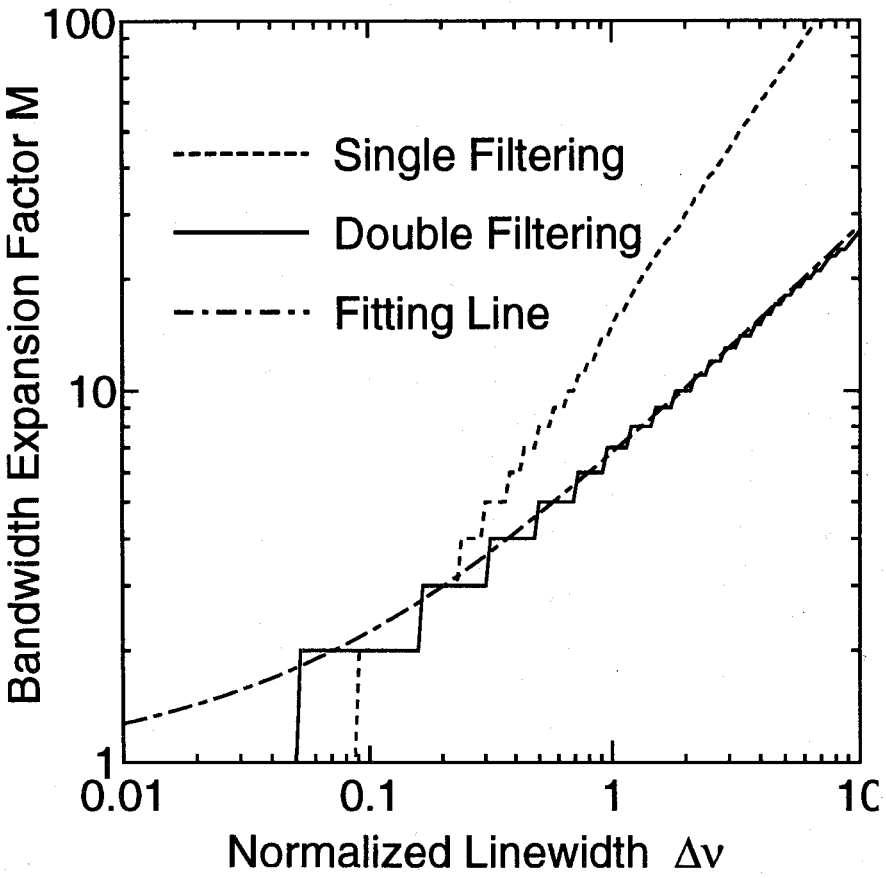


図3-10　最適BPF帯域幅と規格化線幅($\Delta\nu$)の関係(P_e=10^{-9})

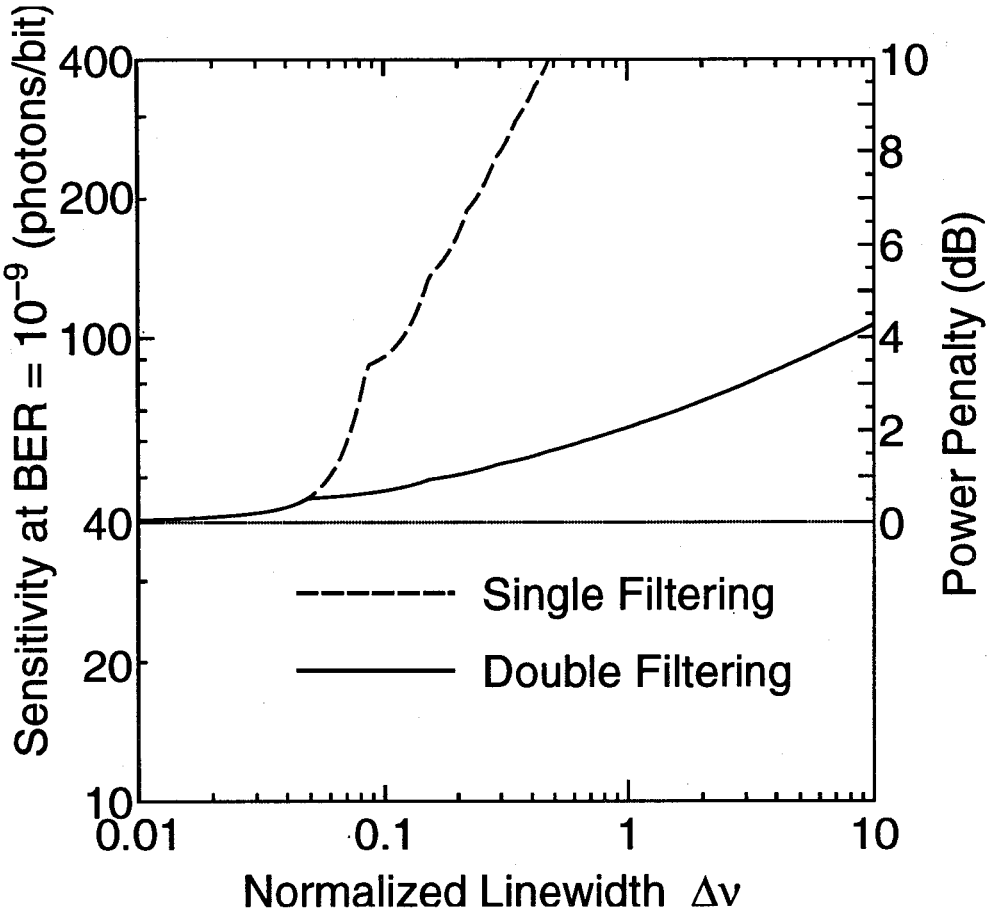


図3-11　位相雑音による受信感度劣化(P_e=10^{-9})

3.5　結言

本章では，偏光間差動位相変調コヒーレント検波方式(IPDPSK方式)を提案し，その基本特性について検討を加えた．その結果，本方式はPLM方式と同一の簡単な受信機で原理的に光源の位相雑音の影響を受けずに情報データの復調ができ，加えてPLM方式よりも狭い信号帯域幅を有する変調方式であることが明らかとなった．また，ダブルフィルタリングの効果を考慮に入れて，受信誤り率の理論式を導出した．数値計算の結果，まず，シングルフィルタリング，ダブルフィルタリングいずれの場合にも受信感度を最高にする最適BPF帯域幅が存在することが明らかとなった．そしてダブルフィルタリングは本方式に対して極めて有効であり，シングルフィルタリングに比べ位相雑音が大きい場合の受信感度劣化を大幅に抑えられることが明らかとなった．本論文で明らかとなったこのようなダブルフィルタリングの効果は，同一の受信機構成を使用するPLM方式についても同様に言える．

第4章

偏光間差動周波数変調コヒーレント検波方式

4.1 序言

衛星間光通信回線のように強烈な背景光存在下で超長距離無中継伝送を行う光通信系では，高受信感度のコヒーレント光通信方式が望まれる．宇宙伝送路は分散特性をもたない自由空間であるので光変復調方式として光の広帯域性を利用して受信感度改善が期待できる多値光FSK方式(MFSK: *M*-ary Frequency Shift Keying)方式のような多値直交変調方式の適用が望ましい．本章では，第2のレーザ光の偏波を積極的に利用する新しいコヒーレント光変復調方式として，第3章で提案した偏光間差動位相変調コヒーレント検波方式と同様な半導体レーザの位相雑音に対する除去効果を有し，大きい位相雑音存在下においても多値化によって受信感度改善を図ることのできる偏光間差動周波数変調 (IPDFSK: Inter-Polarization Differential Frequency Shift Keying)コヒーレント検波方式を提案する．

偏光間差動周波数変調コヒーレント検波方式では，情報を重畳する偏光シンボルをシンボル区間内で回転する直線偏光とし，その偏光ベクトルの瞬時回転角速度を光の変調パラメータに選択する．また受信機では，直交する2つの偏光間の変調周波数差成分から送信シンボルの検出を行うが，それと同時に得られる原理的なレーザ光の位相雑音の除去効果を明らかにする．次に，本提案方式の誤り率について理論解析を行い，従来の多値光FSK方式との比較を行い，レーザの位相雑音存在下において総合伝送帯域が制限された場合の受信感度の観点から，本提案方式の優位性を明らかにする．すなわち，IPDFSK方式は大きな位相雑音存在下においてMFSK方式より少ない所要伝送帯域幅で受信感度改善が得られることを明らかにしている．

4.2　偏光間差動周波数変調方式の原理

光搬送波の偏光状態は図4-1に示すようにポアンカレ球上の一点によって表現される[100]．偏光変調(PLM)方式[45],[53]，偏光シフトキーイング(POLSK)方式[46],[47]，ストークスパラメータ変調(SPSK)[48],[49]などの従来の偏光を変調する光通信方式では，伝送される光信号はポアンカレ球上の一点で表される．すなわち，伝送シンボルの偏光状態はシンボル区間の間，偏光状態は変化しない．しかしながらこの場合，直交する偏光状態は2状態に限られてしまう．そこで，提案する偏光間差動周波数変調方式では直交多値偏光状態を得るために時間的に変化する偏光状態を伝送シンボルに選んだ．

図4-1に示すようにIPDFSK方式の伝送シンボルはS_1-S_2平面にあるポアンカレ球の赤道上を移動する偏光状態を有し，その回転速度$d\Gamma(t)/dt$が変調されている．図4-2には，ある直交偏光軸平面（x-y平面）上で表した4値偏光間差動周波数変調(IPDFSK)信号の電界ベクトルの様子を示す．IPDFSK信号は1シンボル区間Tの間に回転する直線偏光であり，直線偏光の偏光方位角の変化率，すなわち偏光方位角周波数が情報データによって変調される．また，M値シンボルが互いに直交するように回転周波数間隔は$1/2T$に設定される．

受信機の情報データ復調は，変調されている偏光方位角周波数の検出によって可能となるが，この検出は光ヘテロダイン検波と中間周波数帯信号の周波数変換，乗積検波が必要である．これについては次節で詳述する．

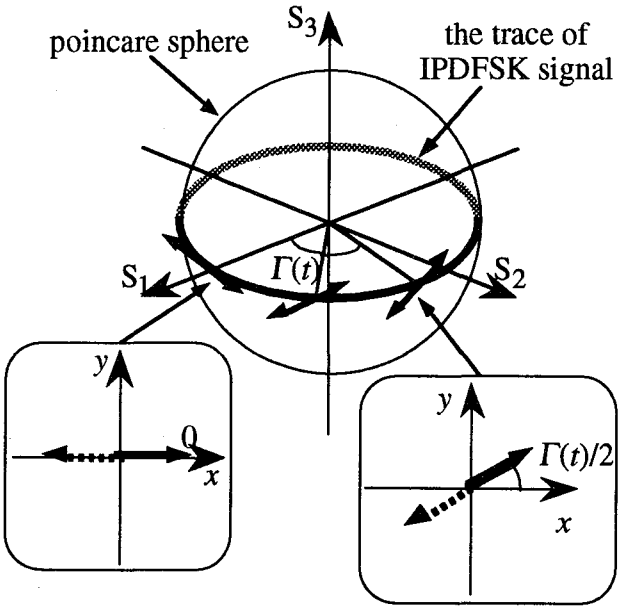


図4-1　ポアンカレ球上のIPDFSK信号

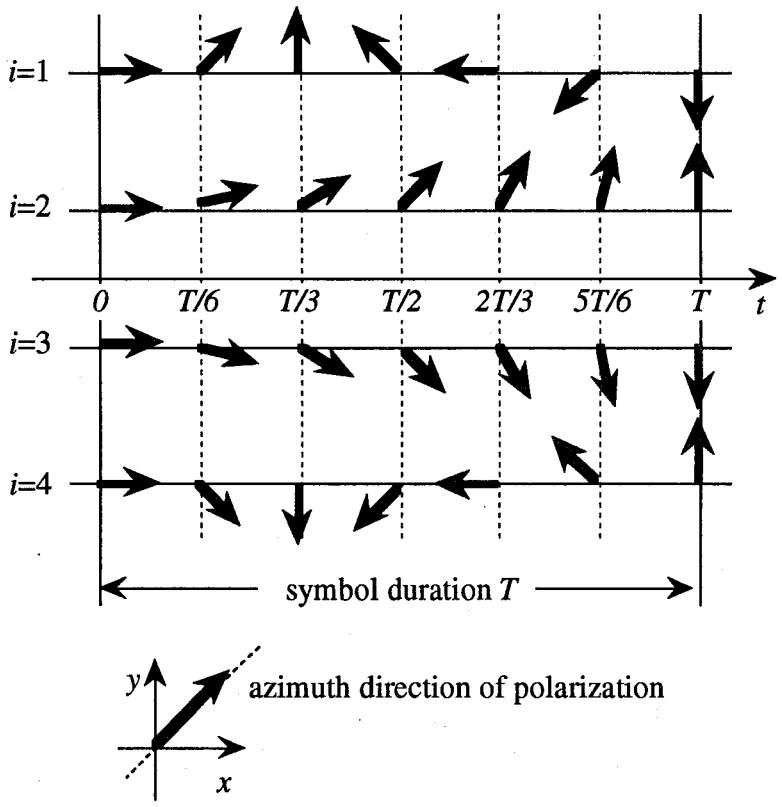


図4-2　4値IPDFSK信号の電界ベクトル

4.3　送信機と光コヒーレント検波受信機

図4-3にIPDFSK送信機の構成を示す．送信機は送信半導体レーザ，電気光学効果変調器(EOM: Electro-Optic Modulator)，1/4波長板(QWP: Quarter Wave Plate)より構成される．EOMの光学軸(x, y)に対して45度傾いた方向に直線偏光化された半導体レーザ光をEOMに入射する．x, y偏光軸成分に展開して表したレーザ光の複素電界$f_x(t), f_y(t)$は

$$\begin{bmatrix} f_x(t) \\ f_y(t) \end{bmatrix} = \sqrt{P_T}\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}\exp\left\{j\left(2\pi f_c t - \phi_c(t)\right)\right\} \tag{4-1}$$

で与えられる．ここで，P_Tは送信光電力，f_cは光周波数，$\phi_c(t)$は送信半導体レーザの位相雑音である．EOMにはM値データに対応して異なった変化率で増減する変調電圧が与えられ，入射光のx, y偏光成分間位相の微分，すなわち偏光間差動周波数が変調される．この場合，EOM出射光は楕円偏光状態をもち，そのx, y偏光成分の複素電界は，

$$\begin{bmatrix} f_x(t) \\ f_y(t) \end{bmatrix} = \sqrt{P_T} \begin{bmatrix} \exp\{-j\psi_{xi}(t)\} \\ \exp\{-j\psi_{yi}(t)\} \end{bmatrix} \exp\{j(2\pi f_c t - \phi_c(t))\} \quad (i = 1,2,\cdots,M;\ 0 \le t \le T) \tag{4-2}$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{xi}(t) \\ \psi_{yi}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_0 + 2\pi h_x d_i \dfrac{t}{T} \\ \phi_0 + 2\pi h_y d_i \dfrac{t}{T} \end{bmatrix} \quad (i = 1,2,\cdots,M;\ 0 \le t \le T) \tag{4-3}$$

で与えられる．ここでϕ_0は初期位相，Tはシンボル間隔，d_iは番目のM値データであり，$d_i = \dfrac{M+1}{2} - i \quad (i = 1,2,\cdots,M)$で与えられる．また，$h_x$と$h_y$は$h_x$-$h_y$=1の関係をもち，それぞれ$x$, y偏光成分の周波数変調指数を表す．

EOM出射光のx, y偏光軸に対して45度回転した新たな偏光軸（x', y'軸）に沿った偏光成分間に1/4波長板によって$\pi/4$の位相差が導入されIPDFSK信号となる．IPDFSK信号をx', y'偏光成分に展開すると次式で表される．

$$\begin{bmatrix} f_{x'}(t) \\ f_{y'}(t) \end{bmatrix} = \sqrt{2P_T} \begin{bmatrix} \cos\dfrac{\Gamma_i(t)}{2} \\ \sin\dfrac{\Gamma_i(t)}{2} \end{bmatrix} \exp\{j(2\pi f_c t - \psi_0(t) - \phi_c(t))\} \quad (i = 1,2,\cdots,M;\ 0 \le t \le T) \tag{4-4}$$

$$\Gamma_i(t) = \psi_{xi}(t) - \psi_{yi}(t) = 2\pi d_i \frac{t}{T} \tag{4-5}$$

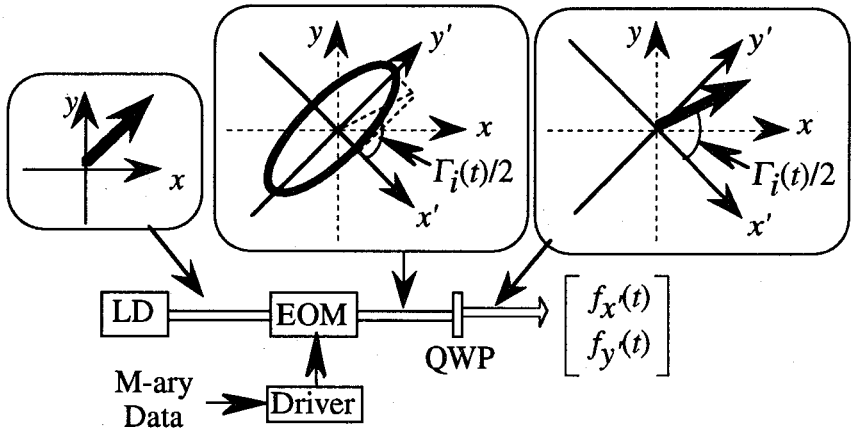


図4-3　送信機の構成

$$\psi_0(t) = \frac{\psi_{xi}(t) + \psi_{yi}(t)}{2} \tag{4-6}$$

式(4-4)-(4-6)が示すように，IPDFSK信号は直線偏光状態をもち，回転角速度$\pi \, {d\Gamma_i(t)}/{dt}$で偏光方位角が回転し，その速度が$M$値データに対応する．これをポアンカレ球上で表すと赤道上を角速度$2\pi \, {d\Gamma_i(t)}/{dt}$で回転していることになる．$M$値IPDFSK信号のシンボル間の回転速度差，すなわち回転周波数間隔を直交MFSK信号と同様に $1/2T$ に設定するとM個のシンボルが互いに直交するようになる．

受信機では，IPDFSK信号は光ヘテロダイン検波受信される．図4-4に受信機構成を示す．まず，受信IPDFSK信号の偏光状態は1/4波長板によって楕円偏光状態に変換される．但し，1/4波長板の光学軸X', Y'と送信機偏光軸x', y'の間には図4-5に示すように偏光軸不整合（不整合角:$\theta(t)$）が生じる．この不整合角$\theta(t)$を考慮して1/4波長板出力光をX', Y'軸に展開して表すと

$$\begin{bmatrix} g_{X'}(t) \\ g_{Y'}(t) \end{bmatrix} = \sqrt{2P_R} \begin{bmatrix} \cos\left(\dfrac{\Gamma_i(t)}{2} - \theta(t)\right) \\ j\sin\left(\dfrac{\Gamma_i(t)}{2} - \theta(t)\right) \end{bmatrix} \exp\left\{ j\left(2\pi f_c t - \psi_0(t) - \phi_c(t)\right) \right\} \quad (i = 1,2,\cdots,M;\ 0 \le t \le T) \tag{4-7}$$

となる．ここで，P_Rは受信信号光電力である．

次に受信IPDFSK信号は，X'軸方向の直線偏光状態をもつ局部発振光（以下，局発光）と混合された後，偏光ビームスプリッタ(PBS: Polarization Beam Splitter)によってX', Y'軸

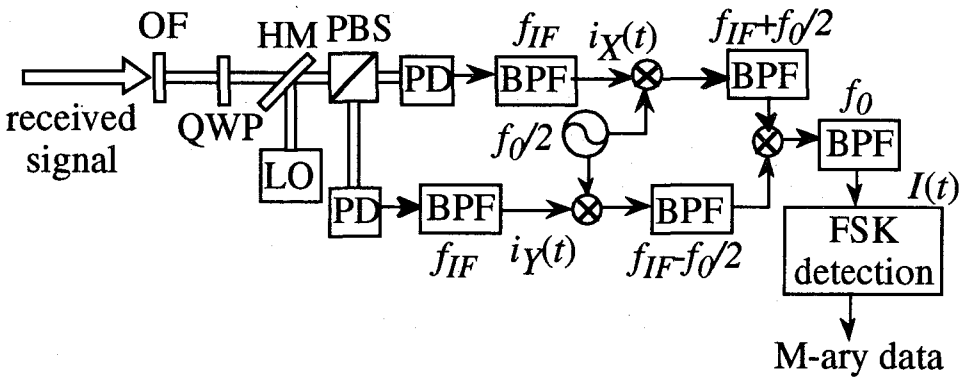


図4-4　光ヘテロダイン検波受信機

に対して$\pi/4$回転したX, Y偏光軸成分に分波され，それぞれの偏光成分は光ヘテロダイン検波される．光検波器 (PD: Photodetector)出力の二つの中間周波数(IF:Intermediate Frequency)帯信号$i_X(t)$, $i_Y(t)$ は，

$$\begin{bmatrix} i_X(t) \\ i_Y(t) \end{bmatrix} = e\alpha\sqrt{P_R P_L}\begin{bmatrix} \cos\{2\pi f_{IF}t - \psi_{xi}(t) + \theta(t) - \phi(t)\} \\ \cos\{2\pi f_{IF}t - \psi_{yi}(t) - \theta(t) - \phi(t)\} \end{bmatrix} \quad (i = 1,2,\cdots,M;\ 0 \le t \le T) \qquad (4\text{-}8)$$

で与えられる．ここで，eは電子電荷，αは光検波器の光電変換効率，P_Lは局発光電力，f_{IF}はIF帯周波数，$\phi(t)$は送信半導体レーザの位相雑音$\phi_c(t)$と局発半導体レーザの位相雑音$\phi_L(t)$の差$\phi(t)=\phi_c(t)-\phi_L(t)$である．式(4-8)から分かるように，IF帯信号$i_X(t)$, $i_Y(t)$は偏光軸不整合角$\theta(t)$が位相に現れることを除けば，送信信号光の複素電界$f_x(t), f_y(t)$と同一である．

送信IPDFSKシンボルを検出するには，IF帯信号$i_X(t)$, $i_Y(t)$間の周波数差を弁別しなければならない．そこで，周波数$f_d/2$をもつ局部発振器とミキサを用いてIF帯信号$i_X(t)$を周波数$f_{IF}+f_d/2$に周波数変換し，一方，IF帯信号$i_Y(t)$を周波数$f_{IF}-f_d/2$に周波数変換し，次に周波数変換された$i_X(t)$と$i_Y(t)$の乗積検波を行う．乗積検波出力信号として，

$$I(t) = \frac{e^2\alpha^2 P_R P_L}{8}\cos\left\{2\pi\left(f_0 - d_i\frac{1}{T}\right)t + 2\theta(t)\right\} \quad (i = 1,2,\cdots,M;\ 0 \le t \le T) \qquad (4\text{-}9)$$

で与えられる直交M値FSK信号が得られる．従って，送信シンボル判定は通常のMFSK受信機[101]を用いることができる．

式(4-9)から分かるように，乗積検波出力として得られる直交MFSK信号は送信半導体

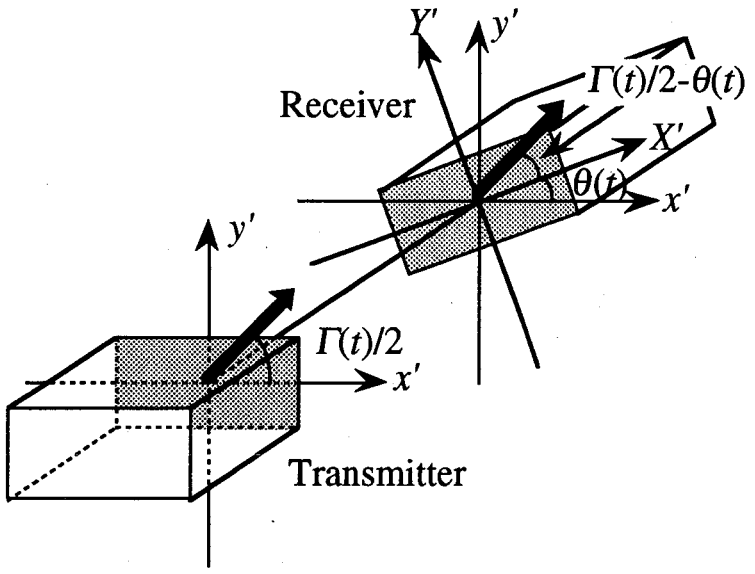


図4-5　送受信機間の偏光軸不整合

レーザ，局発半導体レーザ両方の位相雑音を全く含まない．この完全な位相雑音に対する不感応性は，乗積検波の際にIF帯信号$i_X(t)$，$i_Y(t)$両方に等しく含まれる位相雑音が，差動除去されることに起因しており，IPDFSK方式に低品質の大きな位相雑音をもつ半導体レーザの使用を許容させるものである．これに対して，偏光軸不整合角$\theta(t)$は乗積検波出力$I(t)$，すなわちMFSK信号の位相に残ってしまう．この偏光軸不整合は送信機，受信機が搭載される衛星の移動，機械的振動や回転に起因して受信信号光の偏光軸が変化することによって引き起こされるが，その変化速度は十分緩やかであり，高々数KHzの周波数成分を含むと報告されている[57]．従って，位相ゆらぎ$\theta(t)$はシンボル伝送速度に比べて十分緩やかであるのでこのMFSK信号に対して後段で包絡線検波を行えば容易に取り除くことができる．

4.4 ビット誤り率の理論解析

4.4.1 ビット誤り率特性

本節ではIPDFSK方式の符号誤り率(*BER*: Bit Error Rate)特性について理論解析を行う．強力な局発光を仮定し，局発光ショット雑音限界での*BER*を導出する．IF帯域フィルタ(BPF)の通過帯域幅Bは，信号帯域に比べ十分広い

$$B=(M-1)\frac{1}{T}+\frac{2}{T}\sqrt{1+\left(6\Delta\nu_b\log_2 M\right)^2} \tag{4-10}$$

を仮定する[102]．但し，$\Delta\nu_b$は送信半導体レーザと局発半導体レーザのスペクトル線幅の和をビットレートR (=$\log_2 M/T$)で規格化したものである．更に，IF帯信号に対する乗積検波器の出力雑音，すなわち（信号×IF帯雑音）ビート成分と（雑音×雑音）ビート成分の和を電力密度スペクトルη,

$$\eta=2e^2\alpha P_L\left(1+\frac{B}{\alpha P_R}\right) \tag{4-11}$$

を有する白色ガウス雑音過程にモデル化する．

本解析では，最終のシンボル判定を行うために図4-6に示す非同期MFSK整合フィルタ受信機を仮定する[101]．このMFSK受信機は包絡線検波器に後置されたM組のシンボル周波数に整合した帯域整合フィルタから構成され，最大の標本値が得られるブランチに対応するシンボルを送信シンボルと判定する．

等生起確率のM個の送信シンボルを仮定すると，非同期MFSK整合フィルタ受信機のシンボル誤り率 (*SER*: Symbol Error Rate)と符号誤り率(*BER*)は，

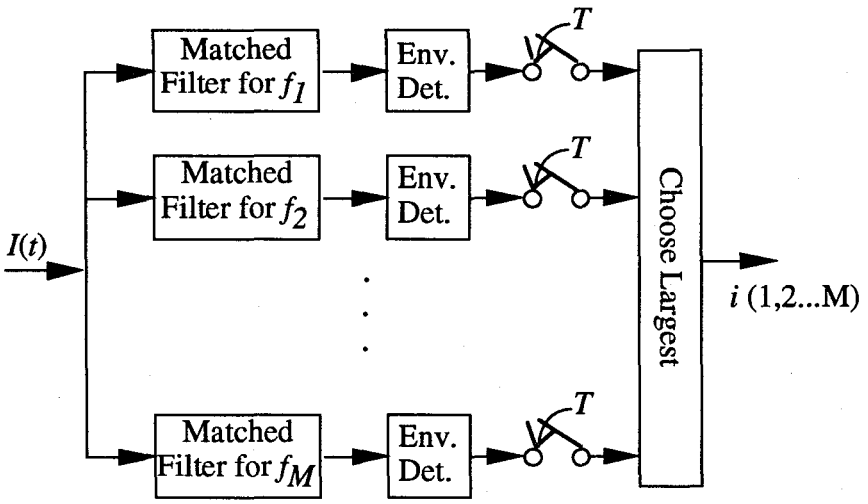


図4-6　MFSK信号に対する非同期整合フィルタ受信機

$$SER = \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k-1} \binom{M-1}{k} \frac{1}{k+1} \exp\left(-\frac{k}{k+1}\gamma_s\right) \tag{4-12}$$

$$BER = \frac{M}{2(M-1)} SER \tag{4-13}$$

で与えられる[101]．ここで，

$$\gamma_s = \frac{N_b}{4} \cdot \frac{\log_2 M}{1 + \frac{B}{N_b R}} \tag{4-14}$$

であり，N_bはビット当たりの信号光子計数($=\alpha P_R/R$)である．位相雑音が無い理想的なレーザを使用する場合，直交MFSK方式の受信感度，すなわち所定のBERを得るための所要信号光子計数をN_{FSK}とすると，IPDFSK方式では$4N_{FSK}$となり6dB劣化する．この劣化は，IPDFSK方式において一つの光搬送波を二つの偏光で伝送していることによるIF帯搬送波対雑音電力比(CN比: Carrier-to-Noise Power Ratio)劣化3dBと，受信機での乗積検波に起因して雑音電力が2倍になることによる劣化3dBによって説明される．しかし，位相雑音が存在する場合，IPDFSK方式では乗積検波で完全に位相雑音は除去されるのでIF帯雑音帯域の増加（式(4-10)参照）以外に影響を受けることはない．

図4-7は2, 4, 8, 16値IPDFSK方式の受信信号光子計数と符号誤り率の関係を示したものである．位相雑音が存在しない理想的な場合($\Delta\nu_b$=0)と同様に大きな位相雑音が存在する

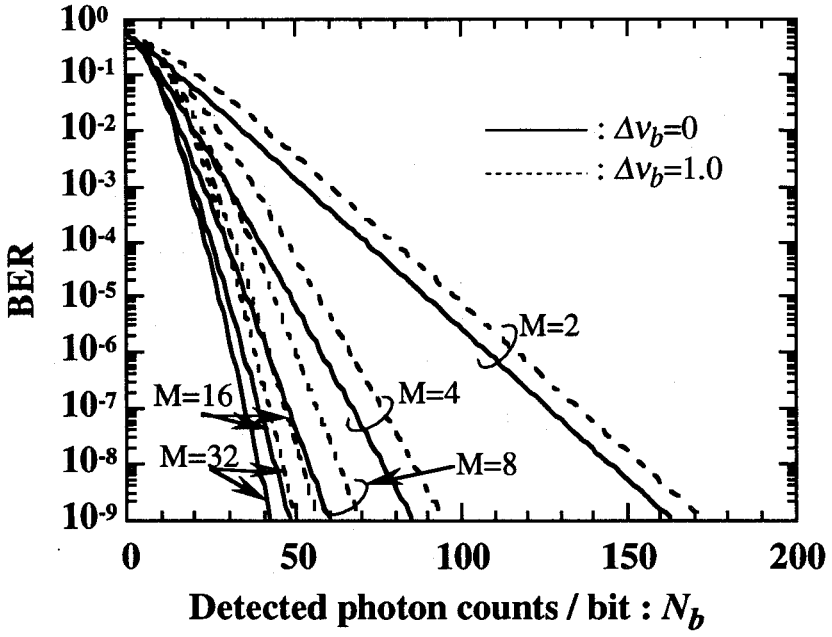


図4-7　符号誤り率特性

場合 ($\Delta\nu_b$=1.0) でも，シンボルレベルMが大きくなるほどBERは改善される．$\Delta\nu_b$=1.0の場合，IF帯雑音帯域の増大によるCN比劣化によってBERは劣化するが，その劣化量は少なく，10^{-9}を得るための受信感度で見るといずれのシンボルレベルでも受信感度の劣化量は10個程度である．

4.4.2　周波数シフトキーイング方式との比較

本節では，位相雑音による受信感度の劣化量の観点から提案するIPDFSK方式と従来のMFSKを比較する．簡単のために両方式のBERをユニオンバウンド近似を用いて導出したシンボル誤り率(SER: Symbol Error Rate)から式(4-13)を用いて導出する[95]．

この場合のIPDFSK方式のBERは

$$BER_U = \frac{M}{4}\exp\left(-\frac{\gamma_s}{2}\right) \tag{4-15}$$

で与えられる．

一方，位相雑音存在下でのMFSK方式の整合フィルタ受信機の誤り率解析については，JerominとChan等によって報告されている[57],[58]．MFSK方式における位相雑音に起因する誤り率劣化要因は二つある．一つ目は整合フィルタ受信機で検出されるシンボルエネルギーの抑圧効果であり，二つ目は，あるシンボルの信号スペクトルが広がることによって隣のシンボルに電力が漏れ込み，整合フィルタで検出されてしまいシンボル間の距離

（雑音余裕）を劣化させてしまう漏話である．シンボルへのビット割当にGray符号[101]を仮定すると，位相雑音存在下のMFSK方式の*SER*，*BER*はそれぞれ，

$$SER_{FSK} = \frac{M-1}{M}\left\{2P_A + (M-2)P_{eff}\right\} \tag{4-16}$$

$$BER_{FSK} = \frac{M}{2}P_{eff} + \frac{2(M-2)}{M\log_2 M}\left(P_A - P_{eff}\right) \tag{4-17}$$

で与えられる[58]．ここで

$$P_A = \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{\gamma_A}{2}\right) \tag{4-18}$$

$$P_{eff} = \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{\gamma_{eff}}{2}\right) \tag{4-19}$$

$$\begin{cases} \gamma_A = \dfrac{\gamma_{eff}\cdot\gamma_{floor}}{\gamma_{eff}+\gamma_{floor}} \\ \gamma_{eff} = N_b \log_2 M \dfrac{2\left(e^{-L}+L-1\right)}{L^2} \\ \gamma_{floor} = \dfrac{\pi m^2}{2\Delta\nu_b \log_2 M} \quad (m = 1,2,3,\cdots) \end{cases} \tag{4-20}$$

であり，*m/T* HzはMFSK信号の周波数間隔（最小間隔*1/T* の*m*倍），*L*は$\pi\Delta\nu_b\log_2 M$で与えられる．

図4-8にIPDFSK方式とMFSK方式の位相雑音による受信感度劣化と規格化スペクトル線幅$\Delta\nu_b$の関係を示している．縦軸は位相雑音が無い場合の32値FSK方式の受信感度($BER=10^{-9}$)からの劣化を表している．小さいスペクトル線幅$\Delta\nu_b$の場合，IPDFSK方式はMFSK方式に対して6dBの受信感度劣化を受ける．しかし，$\Delta\nu_b$が大きくなってくるとMFSK方式はシンボル間の漏話に起因して，いかなるシンボルレベル*M*に対しても受信感度劣化が無限大に発散していく．MFSK方式において漏話を少なくするために周波数間隔をシンボルレートの4倍(m=4)にすると規格化スペクトル線幅の許容範囲は0.1まで改善されるが，それ以上の規格化スペクトル線幅ではやはり劣化は発散してしまう．これに対してIPDFSK方式は，いかなるシンボルレベルにおいても規格化スペクトル線幅に対して

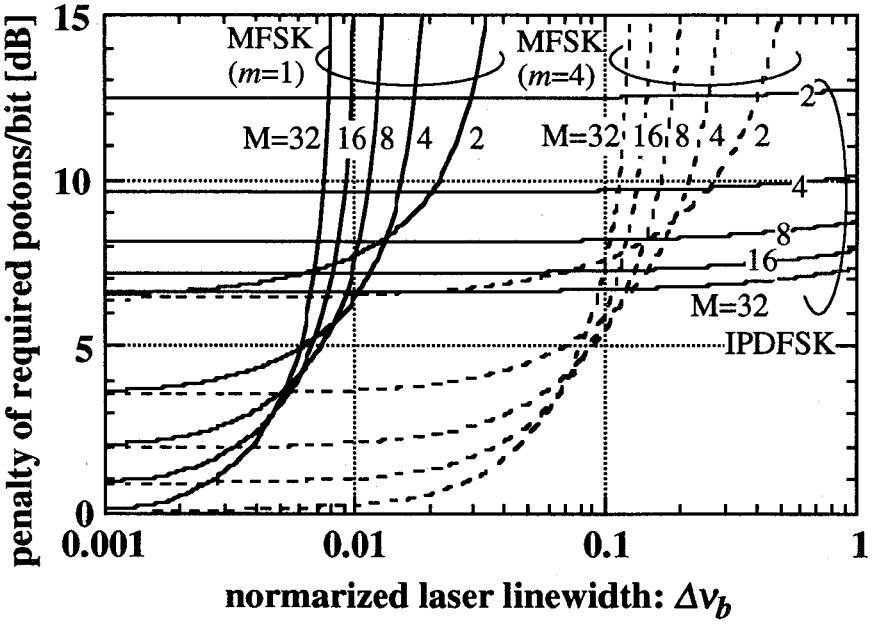
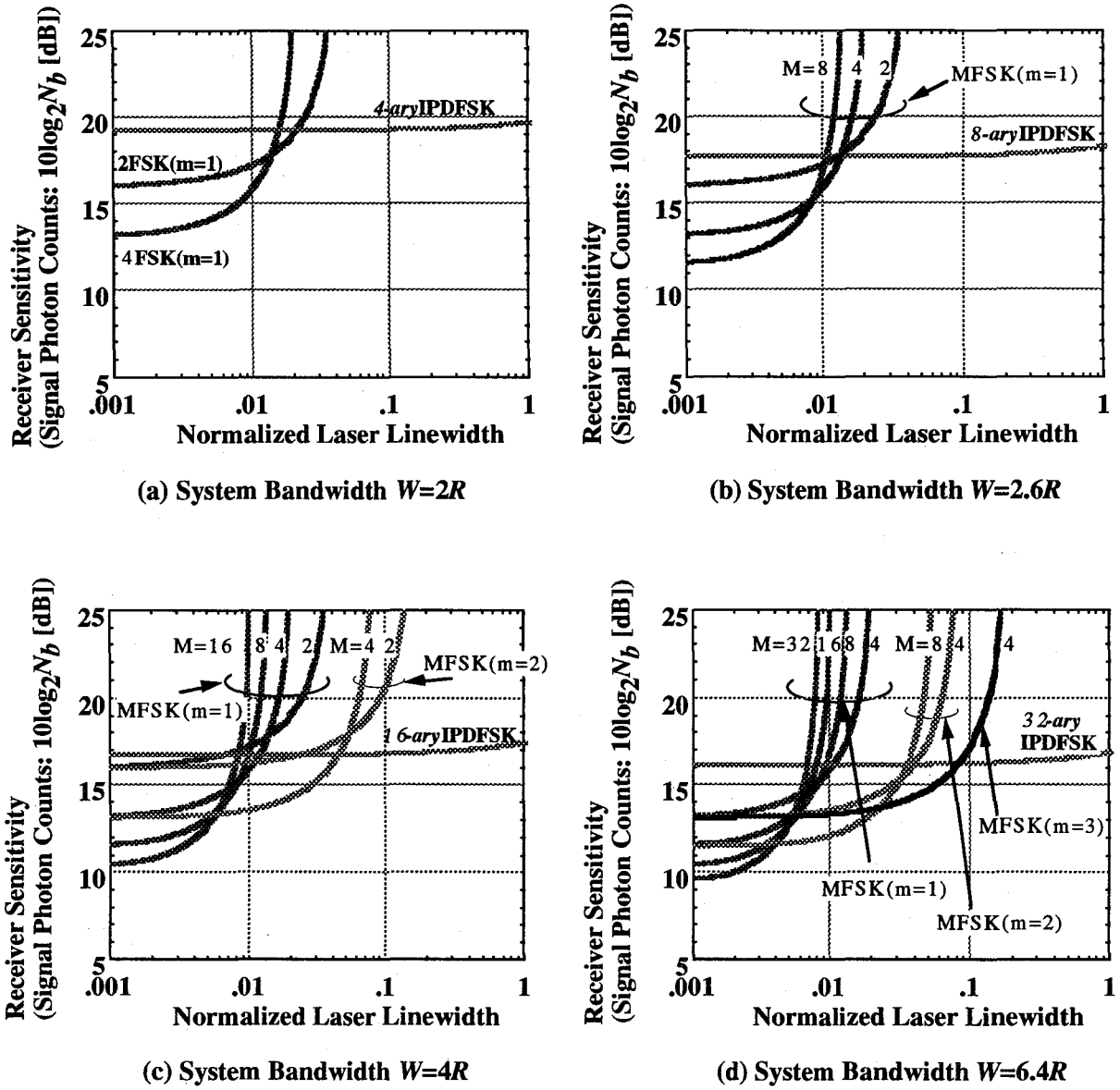


図4-8　受信感度劣化のMFSK方式との比較

はるかに広い許容範囲を有している．

また，図4-8から規格化スペクトル線幅$\Delta\nu_b$が0.2に近づくと，8, 16, 32値IPDFSK方式はMFSK方式の中で最高の受信感度をもつ周波数間隔m=4の2値FSK方式に比べ，0.8-2.2 dB程度受信感度を改善できることが分かる．ここで，32値IPDFSK方式の所要伝送帯域幅に注目するとビットレートの約6.4倍(6.4R)であり，m=4の2値FSK方式に必要な8Rよりも少ない．これは伝送帯域が制限されている場合，大きな位相雑音存在下ではIPDFSK方式の方が少ない所要帯域で受信感度を小さくできること，すなわち変調効率に優れることを意味している．

図4-9は，変調効率の優位性を明らかにするために系の伝送帯域が制限された条件下で伝送可能な多値数のIPDFSK，MFSK方式の受信感度（BER=10^{-9}を得るための所要ビット当たりの信号光光子計数: $10\log N_b$[dB]）と規格化スペクトル線幅$\Delta\nu_b$の関係を示したものである．同図(a)-(d)はそれぞれ，系の伝送帯域が2R，2.6R，4R，6.4Rに制限された場合を示している．同図から規格化スペクトル線幅毎に伝送帯域制限下で最高の受信感度を示す方式が存在することが分かり，その結果をまとめたものが図4-10である．同図から分かるように例えば，系の伝送帯域が2.6Rの場合，規格化スペクトル線幅が0.013（ビットレートR=1Gbps，スペクトル線幅$\Delta\nu_b$=10MHz）を越えると，8値IPDFSK方式が最も高い受信感度を示す．このように位相雑音が大きい場合，IPDFSK方式はMFSK方式と比べて変調効率に優れた方式と言える．



(a) System Bandwidth W=2R

(b) System Bandwidth W=2.6R

(c) System Bandwidth W=4R

(d) System Bandwidth W=6.4R

図4-9　伝送帯域制限下の受信感度(BER=10^{-9})と規格化スペクトル線幅の関係

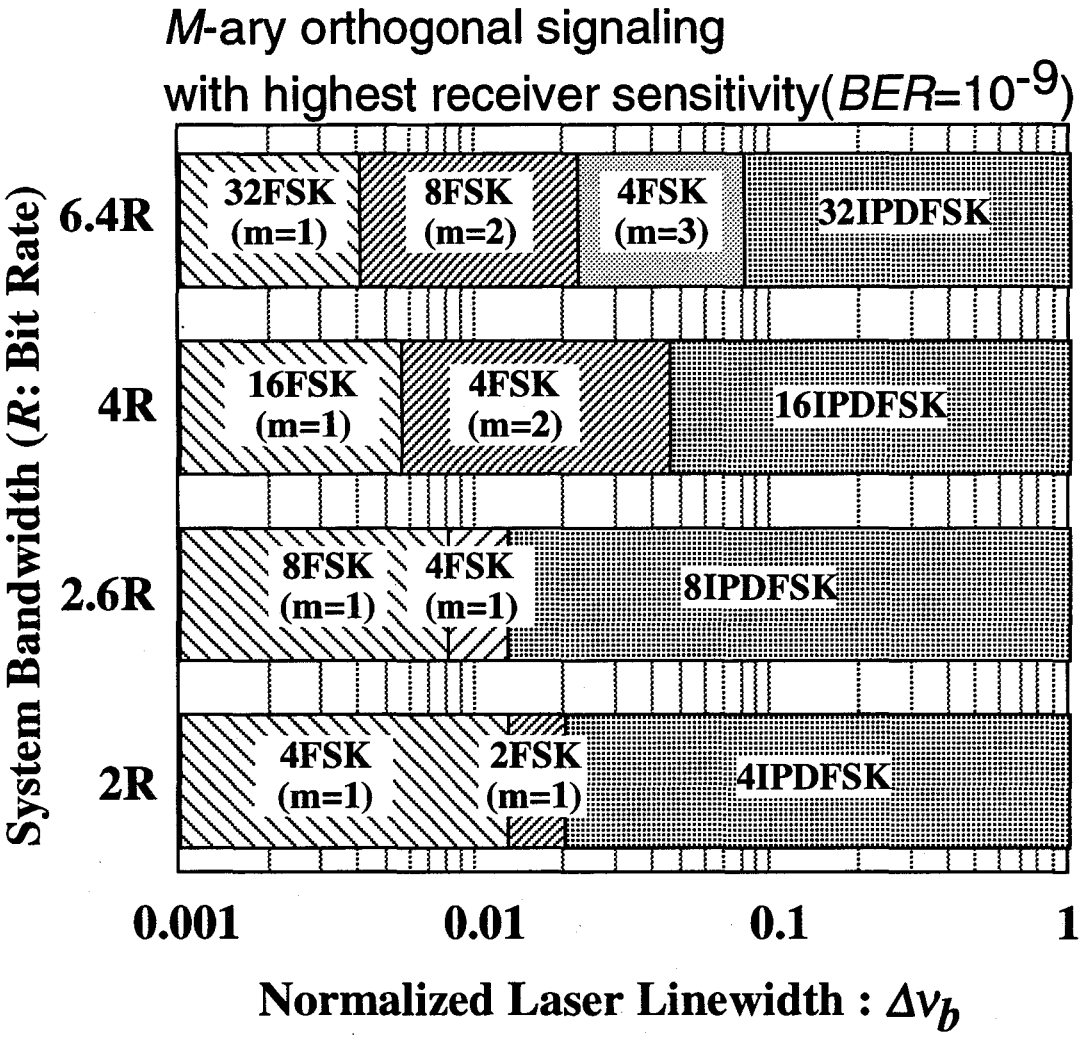


図4-10　位相雑音存在下で最高受信感度を有する方式

4.5　結言

本章では，光源として用いる半導体レーザの位相雑音に対する原理的な除去効果を有し，大きい位相雑音存在下においても多値化を行うことによって受信感度の改善を図ることのできる直交M値偏光間差動周波数変調(IPDFSK)方式を提案し，その符号誤り率について理論的な解析を行うと共に従来のMFSK方式との比較を行った．その結果，IPDFSK方式は大きな位相雑音存在下においてMFSK方式と比べて少ない伝送帯域幅で高い受信感度が得られる変調効率に優れた方式であることが判明した．

第5章

信号光と局部発振光の空間整合を利用する光ヘテロダイン検波空間追尾方式

5.1 序言

本章では，光コヒーレント検波の特色である受信信号光と局部発振光の光検波面での空間整合を受信信号光の到来方向推定に利用するという，これまでに知られていない追尾原理について述べ，その原理に基づく新しいコヒーレント光空間追尾方式を提案する．

光学アンテナの指向方向を制御する空間追尾システムは，超遠距離の衛星間光通信系の通信品質を支配する．宇宙空間における支配的な雑音要因である背景光に強く，高受信感度を有する光ヘテロダイン検波方式を用いた空間追尾システムは，直接検波方式に比べて高精度な追尾性能が期待できる．本章で提案する光ヘテロダイン検波空間整合追尾方式は，信号光の到来角の変動に伴う局発光との空間整合量の変動を利用して信号光の到来角を追尾することを原理とし，象限光検波器を用いることなく単一の通常の光検波器を用いて指向誤差を検出することを特徴とする．

初めに，局部発振光の回折像を制御すれば空間整合量の変動を利用して指向誤差検出が可能であることを明らかにし，象限検波器を用いる必要がなく単一の通常の光検波器を使用できることを示す．更に，周波数の異なる2つの局部発振光を用いて方位角誤差，仰角誤差を独立に検出する方法，中間周波数帯信号を同期検波する追尾システムの構成，ならびに光源の位相雑音に影響されずに中間周波数帯信号を非同期検波する構成を明らかにする．次に，雑音等価角(*NEA*: Noise Equivalent Angle)について理論解析を行い，アンテナの開口形状が方形の場合の最適な局発光回折像を明らかにすると共に，*NEA*の観点から性能評価を行い，理想的な象限光検波器を用いる光ヘテロダイン検波空間追尾方式との比較を行う．

5.2 信号光と局部発振光の空間整合を利用する指向誤差検出の原理

図5-1に光ヘテロダイン検波／空間追尾システムの基本構成を示す．受信信号光は，光アンテナの指向方向に対して方位角θ_a，仰角θ_eのずれ角の到来方向で入射し，局部発振光（以下，局発光と呼ぶ）と混合され，光ヘテロダイン検波される．この指向誤差θ_a, θ_eに対して追尾システムは光ヘテロダイン検波出力を処理して方位角，仰角の指向誤差信号$\hat{\theta}_a(t)$と$\hat{\theta}_e(t)$を発生し，アンテナの指向方向の方位角と仰角をそれぞれ独立した制御ループ機構によって調節する．

信号光と局発光はそれぞれ同一のレンズによって集光され焦点面に位置する光検波面に回折像（複素電界空間分布）を生じる．本論文では，信号光と局発光は共に平面波であり，同じ偏光面をもつものと仮定する．図5-2に示す光検波面Ω上の位置を$\boldsymbol{r}=(x,y)$，信号光と局発光の回折像をそれぞれ$U_S(\boldsymbol{r})$，$U_L(\boldsymbol{r})$とする．指向誤差が存在する場合，中心に位置する局発光回折像に対して信号光の回折像はx方向にε_a，y方向にε_eずれた位置に生じる．（付録D）レンズの焦点距離をFとすると$\varepsilon_a, \varepsilon_e$は

$$\begin{cases} \varepsilon_a = F\sin\theta_a \\ \varepsilon_e = F\sin\theta_e \end{cases} \tag{5-1}$$

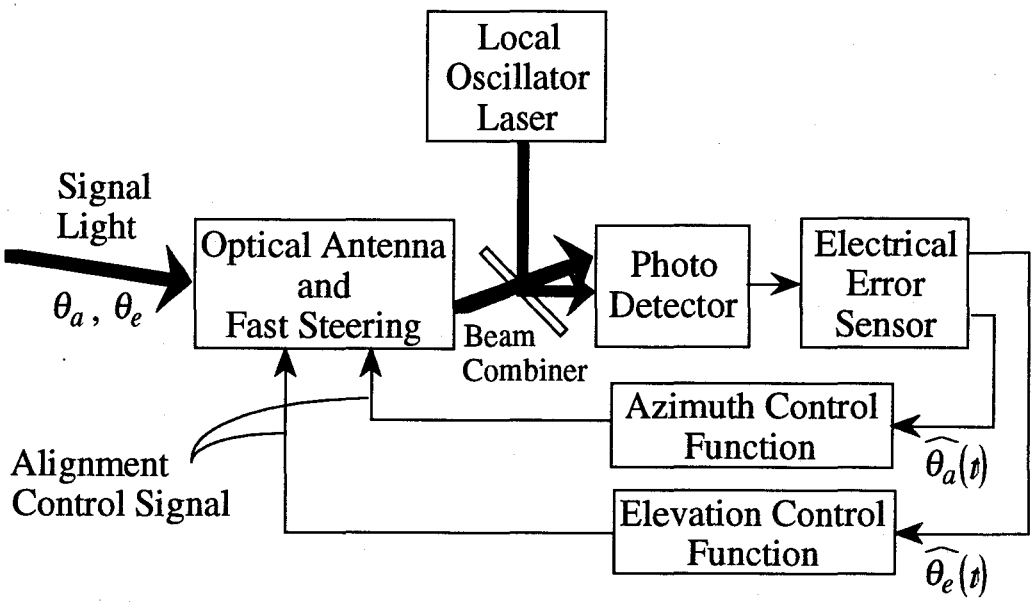


図5-1　光ヘテロダイン検波／空間追尾システムの基本構成

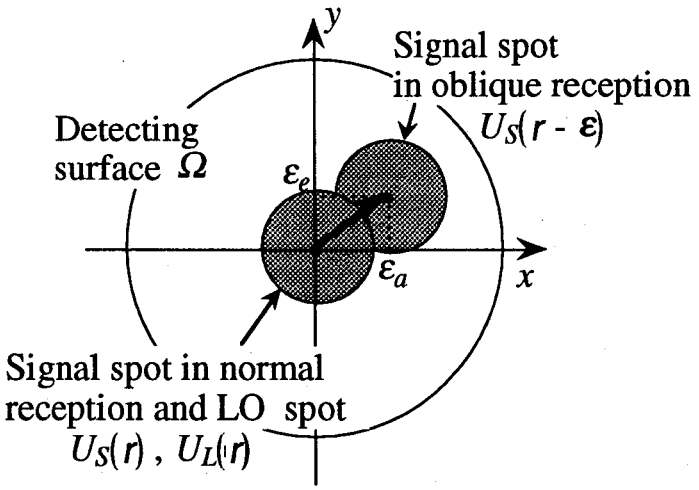


図5-2　光検波面Ω上の回折像

で与えられ，光ヘテロダイン検波出力における中間周波数帯（IF帯）信号成分は，

$$p(t) = 2\alpha\sqrt{P_L P_S}\,\mathrm{Re}\left[\left\{\int_\Omega U_S^*(\boldsymbol{r}-\boldsymbol{\varepsilon})U_L(\boldsymbol{r})d\boldsymbol{r}\right\}\exp\left\{-j\left((\omega_S-\omega_L)t+\phi_S(t)-\phi_L(t)\right)\right\}\right] \qquad \boldsymbol{\varepsilon}=(\varepsilon_a,\varepsilon_e) \tag{5-2}$$

となる．（付録D）ここで，Re[・]は実数部を表し，P_Sは受信信号光電力，P_Lは局発光電力，$\alpha=2\pi\eta/h\omega_S$，$\eta$は光検波器の量子効率，$h$はプランク定数，$\Omega$は全光検波面，$\omega_S$，$\omega_L$はそれぞれ信号光と局発光の角周波数，$\phi_S(t), \phi_L(t)$はそれぞれ信号光と局発光の位相雑音であり，*は複素共役を表す．また，回折像$U_S(\boldsymbol{r})$，$U_L(\boldsymbol{r})$は，

$$\begin{cases}\int_{-\infty}^{\infty}|U_S(\boldsymbol{r})|^2 d\boldsymbol{r}=1\\ \int_{-\infty}^{\infty}|U_L(\boldsymbol{r})|^2 d\boldsymbol{r}=1\end{cases} \tag{5-3}$$

のように正規化されているものとする．

さて，光ビームの空間捕捉と粗追尾は他のサブシステムによって完了しており，追尾システムが精追尾動作状態にある場合，指向誤差θ_a, θ_eは十分小さいと仮定してよい．この場合，位置ずれε_a，ε_eは

$$\begin{cases}\varepsilon_a = F\theta_a\\ \varepsilon_e = F\theta_e\end{cases} \tag{5-4}$$

と近似でき，また信号光の回折像$U_S(\boldsymbol{r}-\boldsymbol{\varepsilon})$もTaylor展開を施し，$\varepsilon_a$，$\varepsilon_e$の2次以上の項を無視

すると

$$U_S(\boldsymbol{r}-\boldsymbol{\varepsilon}) = U_S(\boldsymbol{r}) - \varepsilon_a \frac{\partial U_S(\boldsymbol{r})}{\partial x} - \varepsilon_e \frac{\partial U_S(\boldsymbol{r})}{\partial y} \tag{5-5}$$

のように近似できる．この場合のIF帯信号$p(t)$,

$$p(t) = 2\alpha\sqrt{P_L P_S}\,\mathrm{Re}\left[\left\{\int_\Omega U_S^*(\boldsymbol{r})U_L(\boldsymbol{r})d\boldsymbol{r} - F\theta_a\int_\Omega \frac{\partial U_S^*(\boldsymbol{r})}{\partial x}U_L(\boldsymbol{r})d\boldsymbol{r} - F\theta_e\int_\Omega \frac{\partial U_S^*(\boldsymbol{r})}{\partial y}U_L(\boldsymbol{r})d\boldsymbol{r}\right\} \cdot\exp\left\{-j\left((\omega_S-\omega_L)t+\phi_S(t)-\phi_L(t)\right)\right\}\right] \tag{5-6}$$

に注目すると局発回折像$U_L(\boldsymbol{r})$を制御して第2項，第3項を非零にすれば，方位角，仰角方向の指向誤差θ_a, θ_eが，その振幅に現われることになり，光ヘテロダイン検波系が指向誤差の検出器として利用できることが分かる．本論文で提案する空間追尾方式は，このような信号光と局発光の検波面での空間整合に起因した光コヒーレント検波特有の性質を利用して，単一の光検波器からの出力をそのまま指向誤差信号の発生に使用することを空間追尾の原理としている．

追尾システムが方位角，仰角を独立に制御するには，それぞれの方向に対する指向誤差信号を得る必要があるが，これには局発光回折像$U_L(\boldsymbol{r})$を制御することで対処できる．すなわち，IF帯信号$p(t)$の方位角方向の指向誤差θ_aに依存する成分（式(5-6)第2項）を非零とし，仰角方向の指向誤差θ_eに依存する成分（式(5-6)第3項）を0とする局発回折像を生成すれば，$p(t)$は指向誤差が無い場合の振幅（式(5-6)第1項）を中心としてθ_aのみに比例して変動する方位角方向の誤差信号となる．逆にIF帯信号$p(t)$の第2項を0とし，第3項を非零とする局発光回折像を生成すれば仰角方向の誤差信号が得られる．

アンテナに入射する信号光が平面波の場合，信号光回折像$U_S(\boldsymbol{r})$はx,y方向に偶対称関数となるので$\partial U_S(\boldsymbol{r})/dx$は$x$方向に奇対称関数，$y$方向に偶対称関数に，$\partial U_S(\boldsymbol{r})/dy$は$x$方向に偶対称関数，$y$方向に奇対称関数となる．このような空間分布を有する$U_S(\boldsymbol{r})$に対してx方向に奇対称関数，y方向に一様な空間分布を持つ局発光回折像$U_{La}(\boldsymbol{r})$を用意すれば，$p(t)$（式(5-6)）の第3項の積分値が0となって仰角方向の指向誤差θ_eの影響が除去され，方位角方向の指向誤差θ_aのみの影響を受けたIF帯信号が得られ，これを誤差信号にすることができる．同様な原理からy方向に奇対称関数，x方向に一様な空間分布を持つ局発光回折像$U_{Le}(\boldsymbol{r})$を用意すれば方位角方向の指向誤差に影響されない仰角方向の誤差信号を得ることができる．

なお方位角，仰角の誤差信号は同時に必要となるが，その発生方法については5.3節で

詳述することにし，また局発光回折像$U_{La}(\boldsymbol{r})$，$U_{Le}(\boldsymbol{r})$の具体的な空間分布及び生成方法については，これらが5.4節で述べる雑音等価角(*NEA*)に大きく影響を与える関係上，後述することにする．

5.3 システム構成

5.3.1 同期検波方式

図5-3に本論文で提案する光ヘテロダイン検波／空間追尾方式の構成を示す．まず(a)の構成ではIF帯信号の同期検波出力を指向誤差信号に使用し，また方位角，仰角両方向に対する誤差信号が同時に得られるように周波数の異なる2つの局発光を用意して，それぞれの回折像を空間フィルタによって制御している．すなわち，方位角方向の誤差信号を得るために周波数ω_{La}の局発光には空間フィルタSF_aによってx方向に奇対称，y方向に一様な回折像$U_{La}(\boldsymbol{r})$を与え，仰角方向の誤差信号を得るために周波数ω_{Le}の局発光には空間フィルタSF_eによってy方向に奇対称，x方向に一様な回折像$U_{Le}(\boldsymbol{r})$を与えている．なお，本構成では信号光と二つの局発光の偏光状態は同じ偏光面をもつ直線偏光を仮定する．

以下では雑音を考慮した誤差信号の表現式を導出するが，実際の光検波面Ωの大きさは信号光及び局発光の回折像の広がりに比べて数段大きいのが普通であり，検波面での面積分を

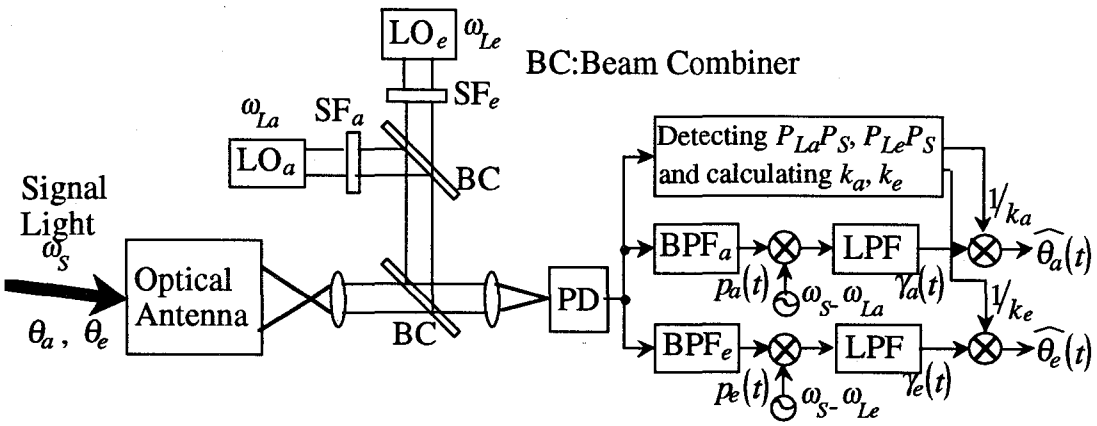
$$\int_{\Omega} \cdot \, d\boldsymbol{r} = \int_{-\infty}^{\infty} \cdot \, d\boldsymbol{r}$$

のように近似する．この近似が本追尾原理に影響を与えることはない．

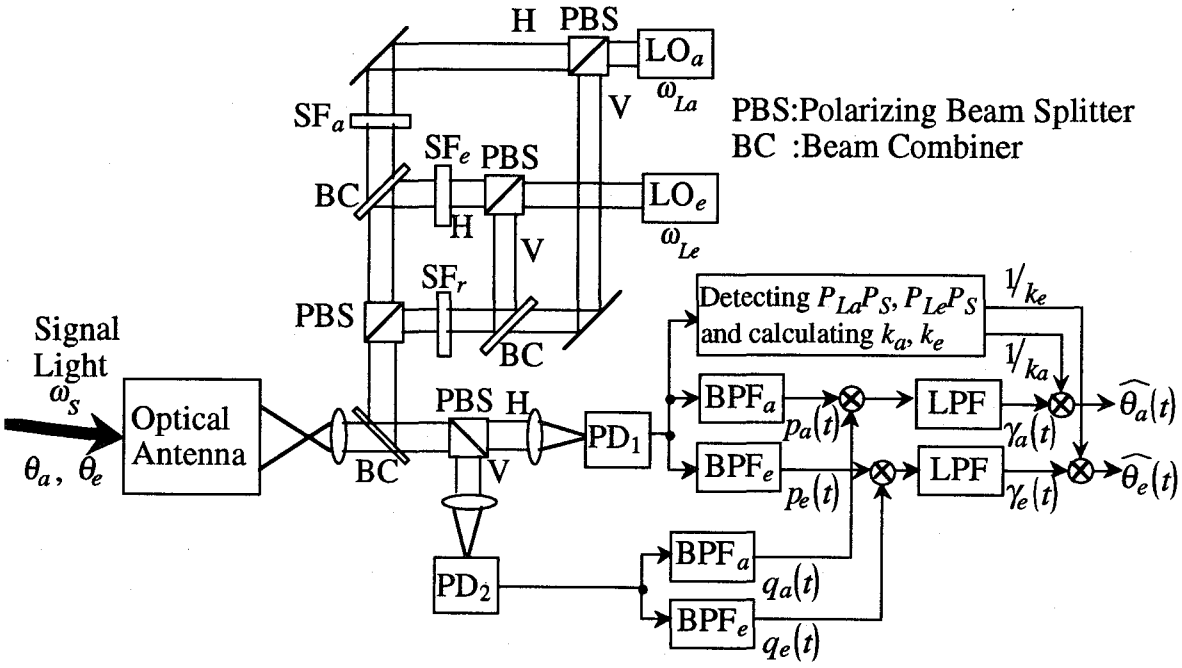
制御された局発光と信号光のIF帯光ヘテロダイン検波出力は，θ_a, θ_eが十分小さいとき式(5-6)から近似的に

$$\begin{aligned} p(t) = & -2\alpha\sqrt{P_{La}P_S}F\theta_a \mathrm{Re}\left[\left\{\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\partial U_S^*(\boldsymbol{r})}{\partial x}U_{La}(\boldsymbol{r})d\boldsymbol{r}\right\}\exp\left\{-j\left((\omega_S-\omega_{La})t+\phi_S(t)-\phi_{La}(t)\right)\right\}\right] \\ & -2\alpha\sqrt{P_{Le}P_S}F\theta_e \mathrm{Re}\left[\left\{\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\partial U_S^*(\boldsymbol{r})}{\partial y}U_{Le}(\boldsymbol{r})d\boldsymbol{r}\right\}\exp\left\{-j\left((\omega_S-\omega_{Le})t+\phi_S(t)-\phi_{Le}(t)\right)\right\}\right]+n(t) \end{aligned} \tag{5-7}$$

で与えられる．但し，式(5-6)での第1項は制御された局発回折像に対しては0となり式(5-7)には現われない．またP_{La}, P_{Le}は局発光電力，$\phi_{La}(t), \phi_{Le}(t)$は局発光の位相雑音である．また，受信信号光電力$P_S$より十分大きい数mWの局部発振LDを用いることを仮定すると，



(a) Coherent detection system.



(b) Incoherent detection system.

図5-3　光ヘテロダイン検波／空間追尾方式の構成

信号ショット雑音，背景光ショット雑音を無視でき，局発光ショット雑音と局発光-背景光ビート雑音のみを考慮した加法性白色雑音$n(t)$は電力密度スペクトル$N_{co}/2$,

$$N_{co} = 2\alpha(1+\alpha N_b)(P_{La}+P_{Le}) \tag{5-8}$$

を有するガウス雑音過程にモデル化できる[27]．但し，N_bは光学アンテナに入射する白色背景雑音光の片側電力密度スペクトルである．

IF帯検波出力の2つの信号成分の周波数スペクトルが重ならないように光周波数ω_{La}, ω_{Le}を設定すれば，中心周波数がω_S-ω_{La}, ω_S-ω_{Le}の帯域フィルタ(BPF$_a$, BPF$_e$)によってそれぞれ方位角指向誤差θ_aと仰角指向誤差θ_eの影響をもった2つの信号成分に分離することができ，独立な両方向に対する誤差信号を同時に生成できる．

いま一般性を失うことなく2つの局発光電力を等しくP_Lとし，また局発光回折像$U_{La}(x,y)$, $U_{Le}(x,y)$も変数xとyを入れ替えれば等しいと仮定する．また，方位角と仰角指向誤差θ_a, θ_eが互いに独立であり同じ統計に従うと仮定できるので，本追尾方式は両方向に対して独立に同一の制御を行う．従って，以下では方位角方向制御に関してのみ示していくことにする．

さて，方位角指向誤差を含む同期検波出力$\gamma_a(t)$は，式(5-7)より

$$\gamma_a(t) = -\alpha\sqrt{P_L P_S}F\theta_a \mathrm{Re}\left[\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\partial U_S^*(\boldsymbol{r})}{\partial x}U_{La}(\boldsymbol{r})d\boldsymbol{r}\right]+n_a(t) \tag{5-9}$$

となる．ここで，$n_a(t)$は分散

$$\sigma_n^2 = \frac{B_L N_{co}}{2} \tag{5-10}$$

のガウス雑音過程である．但し，B_Lは低域フィルタ(LPF)の帯域幅である．誤差信号は，$\gamma_a(t)$を規格化して次のように得られる．

$$\hat{\theta}_a(t) = \frac{\gamma_a(t)}{k_a} \tag{5-11}$$

$$k_a = -\alpha\sqrt{P_L P_S}F\mathrm{Re}\left[\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\partial U_S^*(\boldsymbol{r})}{\partial x}U_{La}(\boldsymbol{r})d\boldsymbol{r}\right] \tag{5-12}$$

ここで，規格化係数k_aは図5-3の構成に示すように光ヘテロダイン検波出力から検出されるIF帯電流$p_a(t)$, $p_e(t)$の包絡線$P_L P_S$に基づいて算出される．

5.3.2　非同期検波方式

光源に半導体レーザを用いる場合，レーザの品質次第では信号光及び局発光の位相雑音が大きくIF帯信号から搬送波再生が困難な場合もあり，位相雑音に原理的に影響されない検波方式も考察しておく必要がある．図5-3(b)は位相雑音に対処するためにIF帯信号を非同期検波して指向誤差信号を得る追尾システムの構成を示したものである．

同期検波システムとの相違点は，信号光と局発光を分割してもう１つの光検波器(PD_2)の光ヘテロダイン検波出力をIF帯位相基準波($q_a(t), q_e(t)$)として使用することにある．すなわち，$p_a(t), p_e(t)$と$q_a(t), q_e(t)$を乗積検波することによって同期検波と同様な誤差信号を得るわけである．この場合，2つのIF帯信号に含まれる同じ位相雑音は，乗積検波の際に差動的に除去される．従って，本方式では一般に光ヘテロダイン検波系で問題となる光源の位相雑音に原理的に影響されずに指向誤差信号を発生することができる．

第2の相違点は局発光源部にある．位相基準波$q_a(t), q_e(t)$は信号光の指向誤差の影響を受けないことが必要であり，これにはPD_2への2つの局発光の回折像にx,y両方向に一様な空間分布特性$V_L(\boldsymbol{r})$を与えなければならない．そこで本構成では，信号光と2つの局発光は同期検波方式と同様に同じ偏光面をもつ直線偏光を仮定し，各局発光を直交する2つの偏光成分（H偏光，V偏光）に分割する．そしてH偏光成分は同期検波方式と同じ空間フィルタSF_a, SF_eを通過させて，PD_1の検波面においてx方向に奇対称，y方向に一様な空間分布をもつ回折像$U_{La}(\boldsymbol{r})$とy方向に奇対称，x方向に一様な空間分布を持つ回折像$U_{Le}(\boldsymbol{r})$を与え，V偏光成分にはSF_rを通過させることでx,y両方向に一様な空間分布を持つ回折像$V_L(\boldsymbol{r})$を与えている．これらの局発光の両偏光成分は合波され，更に信号光と混合された後，H偏光，V偏光に偏光分割されPD_1, PD_2へと入射される．

PD_1，PD_2の光ヘテロダイン検波出力は，それぞれ中心周波数ω_S-ω_{La}, ω_S-ω_{Le}，帯域幅B_Bの2つのBPFによって方位角制御用，仰角制御用に分離される．分離後のIF帯信号を方位角制御用のみ示せば，

$$
\begin{aligned}
p_a(t) = &-\alpha\sqrt{P_L P_S}F\theta_a \mathrm{Re}\left[\left\{\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\partial U_S^*(\boldsymbol{r})}{\partial x}U_{La}(\boldsymbol{r})d\boldsymbol{r}\right\}\exp\left\{-j\left((\omega_S-\omega_{La})t+\phi_S(t)-\phi_{La}(t)\right)\right\}\right] \\
&+m_I(t)\cos\left\{(\omega_S-\omega_{La})t+\phi_S(t)-\phi_{La}(t)\right\}+m_Q(t)\sin\left\{(\omega_S-\omega_{La})t+\phi_S(t)-\phi_{La}(t)\right\}
\end{aligned}
\tag{5-13}
$$

$$
\begin{aligned}
q_a(t) = &\alpha\sqrt{P_L P_S}\,\mathrm{Re}\left[\left\{\int_{-\infty}^{\infty}U_S^*(\boldsymbol{r})V_L(\boldsymbol{r})d\boldsymbol{r}\right\}\exp\left\{-j\left((\omega_S-\omega_{Le})t+\phi_S(t)-\phi_{Le}(t)\right)\right\}\right] \\
&+n_I(t)\cos\left\{(\omega_S-\omega_{La})t+\phi_S(t)-\phi_{La}(t)\right\}+n_Q(t)\sin\left\{(\omega_S-\omega_{La})t+\phi_S(t)-\phi_{La}(t)\right\}
\end{aligned}
\tag{5-14}
$$

で与えられる．ここで，$m_I(t), m_Q(t)$及び$n_I(t), n_Q(t)$はBPFを通過した白色ガウス雑音の低域直交成分であり，次の同じ電力密度スペクトルを有する．

$$S_n(f) = \begin{cases} N_{nc} = 2\alpha(1+\alpha N_b)P_L & \left(|f| \le B_L/2\right) \\ 0 & (elsewhere) \end{cases} \tag{5-15}$$

次に，$p_a(t)$と$q_a(t)$のLPFを通過した乗積検波出力は，

$$\gamma_a(t) = -\frac{1}{2}\alpha^2 P_L P_S F\theta_a \mathrm{Re}\left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial U_S^*(\boldsymbol{r})}{\partial x} U_{La}(\boldsymbol{r})d\boldsymbol{r}\right] \mathrm{Re}\left[\int_{-\infty}^{\infty} U_S^*(\boldsymbol{r})V_L(\boldsymbol{r})d\boldsymbol{r}\right] + n_a(t) \tag{5-16}$$

となる．ここで，雑音成分$n_a(t)$の分散は，

$$\begin{aligned}\sigma_n^2 = &\frac{1}{2}\alpha^2 P_L P_S \left[(F\theta_a)^2 \left\{\mathrm{Re}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial U_S^*(\boldsymbol{r})}{\partial x} U_{La}(\boldsymbol{r})d\boldsymbol{r}\right\}^2 + \left\{\mathrm{Re}\int_{-\infty}^{\infty} U_S^*(\boldsymbol{r})V_L(\boldsymbol{r})d\boldsymbol{r}\right\}^2\right] N_{nc}B_L \\ &+\frac{1}{2}N_{nc}^2 B_L^2\left(2\frac{B_B}{B_L}-1\right)\end{aligned} \tag{5-17}$$

で与えられる[103]．但し，σ_n^2は，方位角方向の指向誤差がθ_aの場合の分散である．非同期検波方式の方位角誤差信号は，$\gamma_a(t)$から同じく式(5-11)の規格化によって得られるが，この場合のk_aは同期検波方式（式(5-12)）とは異なり次式で与えられる．

$$k_a = -\frac{1}{2}\alpha^2 P_L P_S F \mathrm{Re}\left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial U_S^*(\boldsymbol{r})}{\partial x} U_{La}(\boldsymbol{r})d\boldsymbol{r}\right] \mathrm{Re}\left[\int_{-\infty}^{\infty} U_S^*(\boldsymbol{r})V_L(\boldsymbol{r})d\boldsymbol{r}\right] \tag{5-18}$$

5.4　雑音等価角(NEA)の定式化と局発光回折像

本追尾システムの*NEA*について理論的に解析を行う．*NEA*はアンテナが正しく信号光の到来方向を指向しているとき(θ_a=0, θ_e=0)の加法性雑音による誤差信号$\hat{\theta}_a(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$のゆらぎの実効値である[20],[65]．すなわち，

$$\Gamma_* = \sqrt{\left\langle \hat{\theta}_*^2 \right\rangle}\Big|_{\theta_a = 0,\ \theta_e = 0} \qquad (*: a,\ e) \tag{5-19}$$

で与えられる．ここで，＜・＞は雑音に関する集合平均を表す．式(5-19)を書き改め方位

角方向の*NEA*のみを示すと，次式で表される．

$$\Gamma_a = \frac{1}{|k_a|}\sqrt{\langle \gamma_a(t)^2 \rangle}\Bigg|_{\theta_a = 0,\ \theta_e = 0} = \frac{\sigma_n}{|k_a|}\Bigg|_{\theta_a = 0,\ \theta_e = 0} \tag{5-20}$$

さらに，式(5-10)で与えたσ_n^2と式(5-12)で与えたk_aを代入し整理すると，同期検波方式の*NEA*は，

$$\Gamma_a = \frac{1}{FK}\sqrt{\frac{2}{SNR}} \tag{5-21}$$

となる．ここでKは，指向誤差θ_aの変化に対する感度で

$$K = \left| \mathrm{Re}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial U_S^*(\boldsymbol{r})}{\partial x} U_{La}(\boldsymbol{r}) d\boldsymbol{r} \right| \tag{5-22}$$

で与えられ，またSNRは信号対雑音電力比で，

$$SNR = \frac{\alpha P_S}{B_L(1+\alpha N_b)} \tag{5-23}$$

で与えられる．一方，式(5-17)と式(5-18)で与えたσ_n^2とk_aを用いると非同期検波方式の*NEA*は次式となる．

$$\Gamma_a = \frac{1}{FK}\sqrt{\frac{4}{SNR} + \frac{8\left(2\frac{B_B}{B_L} - 1\right)}{(SNR)^2\left(\mathrm{Re}\int_{-\infty}^{\infty} U_S^*(\boldsymbol{r}) V_L(\boldsymbol{r}) d\boldsymbol{r}\right)^2}} \tag{5-24}$$

両方式に共通して，信号光の回折像の偏微分と局発光回折像の積の検波面上の積分値が大きくなって感度Kが大きくなるほど比例的に*NEA*が小さくなり，良好な特性が得られることが分かる．

次に，具体的に信号光と局発光の回折像を与えて，そのときの*NEA*を導出する．本論文ではアンテナの開口形状を寸法(L, L)の方形と仮定する．平面波の信号光が入射する場合の信号光回折像は，

$$\begin{aligned} U_S(\boldsymbol{r}) &= U_{Sx}(x) U_{Sy}(y) \\ U_{Sz}(z) &= \sqrt{\frac{jL}{\lambda F}} \mathrm{sinc}\left(\frac{\pi L}{\lambda F} z\right) \quad (z : x,\ y) \end{aligned} \tag{5-25}$$

となる．但し，sinc(z)はsin(z)/zである．一方，局発光については，平面波であること，図5-3の構成において光源から検波面に至る光軸上に方形開口が存在すること，空間フィルタ(SF_a, SF_e, SF_r)のx方向とy方向それぞれの透過特性は独立であることを仮定して，その回折像を

$$U_{La}(\boldsymbol{r}) = U_{Lax}(x)U_{Lay}(y) \tag{5-26}$$

のようにx方向分布$U_{Lax}(x)$とy方向分布$U_{Lay}(y)$の積で表記する．このとき感度Kは次式で与えられる．

$$K = \left|\mathrm{Re}\left\{\int_{-\infty}^{\infty}\frac{dU_{Sx}^{*}(x)}{dx}U_{Lax}(x)dx\int_{-\infty}^{\infty}U_{Sy}^{*}(y)U_{Lay}(y)dy\right\}\right| \tag{5-27}$$

式(5-27)から感度は，x方向には信号回折像の微分と局発回折像の整合の度合い，y方向には信号回折像と局発光回折像の整合の度合いと関係付けられ，それぞれの整合量が大きいほど感度が高くなることが分かる．ここで，x方向の整合量を

$$\left|\int_{-\infty}^{\infty}\frac{dU_{Sx}^{*}(x)}{dx}U_{Lax}(x)dx\right|^2$$

と定義し，これにSchwartzの不等式を適用すると，$U_{Lax}(x)$に対して

$$U_{Lax}(x) = \zeta_{ax}\frac{dU_{Sx}(x)}{dx} = \zeta_{ax}\sqrt{\frac{jL}{\lambda F}}\left[\frac{\cos\left(\frac{\pi L}{\lambda F}x\right)}{x} - \frac{\sin\left(\frac{\pi L}{\lambda F}x\right)}{\frac{\pi L}{\lambda F}x^2}\right] \tag{5-28}$$

のように信号光分布の微分に整合した空間分布を与えると，x方向に関して最大の整合量が得られる．ここでζ_{ax}は$U_{La}(\boldsymbol{r})$の正規化条件（式(5-3)）から決まる定数であり後ほど定義する．このようなx方向の局発光分布を与えてやれば，あるy方向の局発光分布$U_{Lay}(y)$に対して最大の感度を与えることができ，雑音による誤差信号のゆらぎを最小にしてNEAを最小化できる．一方，5.2節で述べたように追尾動作中の仰角方向の指向誤差変動にヘテロダイン検波出力が不感応となるように$U_{Lay}(y)$を

$$U_{Lay}(x) = \zeta_{ay}\sqrt{\frac{j\xi L}{\lambda F}}\mathrm{sinc}\left(\frac{\pi\xi L}{\lambda F}y\right) \tag{5-29}$$

で与える．ここでζ_{ay}は先述のζ_{ax}との積ζ_aが$U_{La}(\boldsymbol{r})$の正規化条件（式(5-3)）から与えられ

$$\zeta_a = \zeta_{ax}\zeta_{ay} = \sqrt{3}\frac{\lambda F}{\pi L} \tag{5-30}$$

となる．また，ξをξ<1に設定して$U_{Lay}(y)$の主ローブの幅($2\lambda F/\xi L$)を信号光分布の主ローブの幅($2\lambda F/L$)に比べて広げて，近似的に一様な空間分布を与える．次に述べるように，これはレンズ集光前に局発光分布幅を仰角方向に狭めればよい．このξを仰角方向の開口制限係数と呼ぶことにする．

図5-4に式(5-26),(5-28),(5-29)から求められる$U_{La}(\boldsymbol{r})$の一例を示す．また図5-5に，この場合の同期検波出力$\gamma_a(t)$と方位角誤差θ_aとの関係を示す．これは仰角誤差θ_e=0の場合に式(5-5)の近似を用いずに求めたものであり，本追尾システムの実際の方位角誤差弁別特性である．ξが１に近い程，仰角方向の信号光と局発光の整合量が増大し，感度K（θ_a=0における微係数）が大きくなることが分かる．

さて，このような局発光回折像はレンズの前側焦点面に置かれた空間フィルタ(SF_a)によって生成することができる．レンズの前側焦点面での空間分布$u(\nu_x, \nu_y)$と後側焦点面での空間分布$U(x, y)$は次のフーリエ変換の関係がある[104].

$$u(\nu_x, \nu_y) = \frac{1}{j\lambda F}\int_{-\infty}^{\infty} U(x, y)\exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda F}(\nu_x x + \nu_y y)\right\}dxdy \tag{5-31}$$

この関係を用いて式(5-28)，(5-29)の局発光回折像に対応する前側焦点面での空間分布を導出すると

$$\begin{gathered} u_{La}(\nu_x, \nu_y) = \zeta_a u_{Lax}(\nu_x) u_{Lay}(\nu_y) \\ \begin{cases} u_{Lax}(\nu_x) = j\dfrac{2\pi}{\lambda F}\dfrac{\nu_x}{\sqrt{L}} & \left(|\nu_x| \le \dfrac{L}{2}\right) \\ u_{Lay}(\nu_y) = \dfrac{1}{\sqrt{\xi L}} & \left(|\nu_y| \le \dfrac{\xi L}{2}\right) \end{cases} \end{gathered} \tag{5-32}$$

となる．従って，空間フィルタSF_aは平面波に対して次式の伝達特性を有すればよいことが分かる．

$$\begin{gathered} h(\nu_x, \nu_y) = \zeta_h |\nu_x| \exp\left\{j\frac{\pi}{2}\mathrm{sgn}(\nu_x)\right\} \quad \left(|\nu_x| \le \frac{L}{2}, |\nu_y| \le \frac{\xi L}{2}\right) \\ \mathrm{sgn}(\nu_x) = \begin{cases} 1 & (\nu_x \ge 0) \\ -1 & (\nu_x < 0) \end{cases} \end{gathered} \tag{5-33}$$

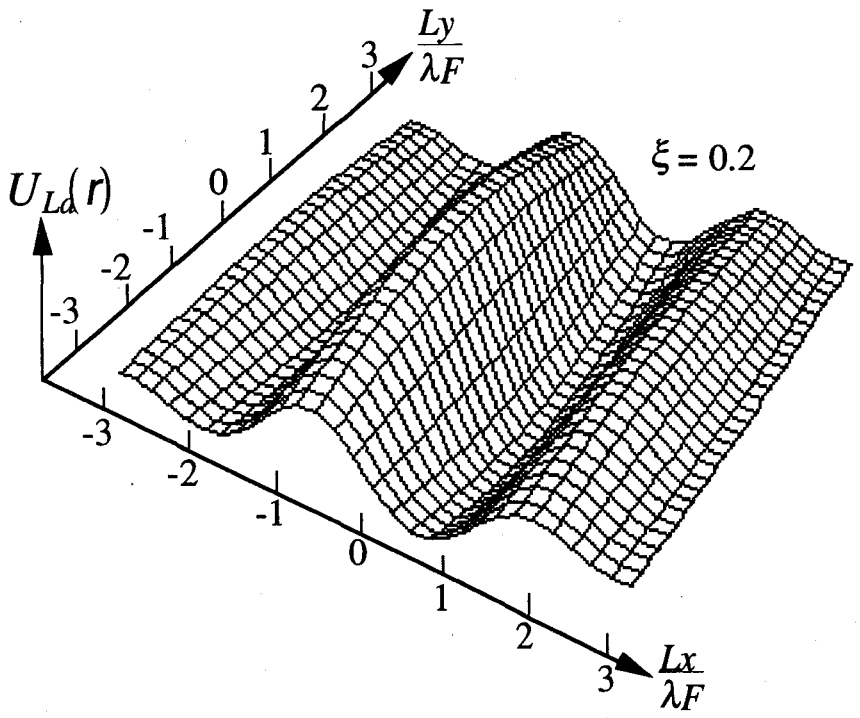


図5-4　局部発振光の回折像

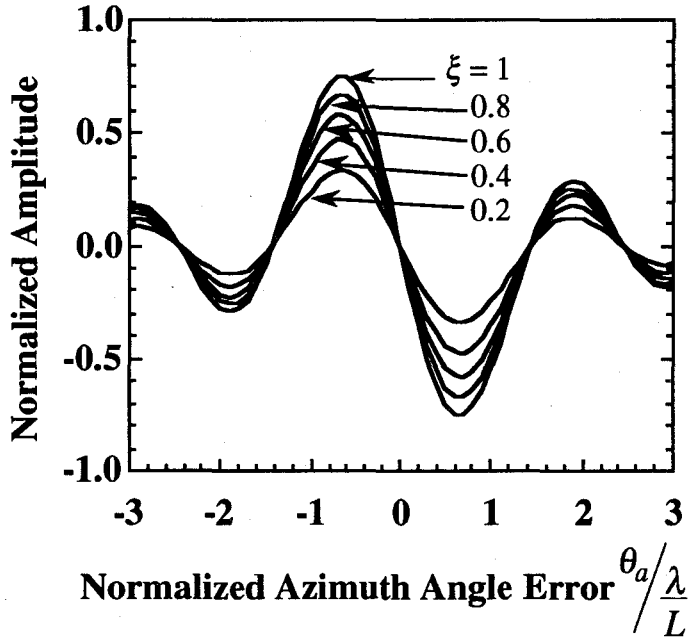


図5-5　方位角誤差弁別特性

ここで，ζ_hは正規化のための定数である．この空間フィルタは，レンズの後側焦点面でx方向に信号回折像の微分が得られるようにν_x方向（方位角方向）に微分特性を有しており，一方，信号回折像に比べy方向に広がった局発光回折像を得るためにν_y方向（仰角方向）の開口幅をξLに制限するものである．このような空間フィルタは容易に構成することができる（付録E）．

以上の空間フィルタによって生成した局発光回折像の場合，感度Kと同期検波方式のNEAはそれぞれ次式となる．

$$K = \sqrt{\frac{\xi}{3}}\frac{\pi L}{\lambda F} \qquad (\xi \le 1) \tag{5-34}$$

$$\Gamma_a = \sqrt{\frac{3}{\xi}}\left(\frac{\lambda}{\pi L}\right)\sqrt{\frac{2}{SNR}} \qquad (\xi \le 1) \tag{5-35}$$

また，非同期検波方式では位相基準信号を得るための局発光回折像$V_L(x,y)$に式(5-29)と同様にx, y方向に近似的に一様な空間分布

$$V_L(x,\ y) = j\frac{\xi L}{\lambda F}\mathrm{sinc}\left(\frac{\pi\xi L}{\lambda F}x\right)\mathrm{sinc}\left(\frac{\pi\xi L}{\lambda F}y\right) \qquad (\xi \le 1) \tag{5-36}$$

を与えると，NEAは

$$\Gamma_a = \sqrt{\frac{3}{\xi}}\left(\frac{\lambda}{\pi L}\right)\sqrt{\frac{4}{SNR} + \frac{8\left(2\frac{B_B}{B_L} - 1\right)}{(SNR)^2\xi^2}} \qquad (\xi \le 1) \tag{5-37}$$

となる．この$V_L(x,y)$は方位角，仰角両方向に開口幅をξLに制限する空間フィルタSF_rによって得られるものとしている．式(5-35)と(5-37)を比較すれば分かるように，レーザ光の位相雑音が問題とならない場合には，高SNR時には同期検波方式は，非同期検波方式に比べ同じNEAを得るのに所要SNRは3dB改善される．

5.5　NEA特性

5.5.1　NEAの数値例

本追尾システムの性能をNEAの観点から明らかにする．なお数値計算では，光波長λ=0.85μm，光検波器の量子効率η=0.8，アンテナの寸法L=20cmとしている．また追尾シ

ステムは，指向誤差信号から通常数msecの周期でアンテナの指向制御を行う．そこで，LPFの帯域B_Lを10KHzとした．さらに非同期検波の場合はBPFの帯域幅B_Bを半導体レーザのスペクトル線幅を考慮して10MHz及び100MHzとしている．

本追尾システムでは方位角方向の指向誤差θ_aを検出する場合，*NEA*は仰角方向の局発光の開口制限係数ξによって変化する．これはξが変わると仰角方向の局発光回折像$U_{Lay}(y)$と信号光回折像$U_{Sy}(y)$の整合量を通じて検出感度K（式(5-27)または(34)）が変化するためである．そこでまず*NEA*のξに対する振舞いを明らかにするために，図5-6に同期検波方式及び非同期検波方式の*NEA*と空間フィルタの仰角方向の開口制限係数ξの関係を併せて示す．同期検波方式に比べ非同期検波方式の方がξの影響を強く受けるが，高*SNR*時に二乗雑音の影響が少なくなれば*NEA*における約1.4倍の差を除いて同様な傾向を示す．両方式共に*NEA*を最小にする意味ではξ=1にすればよいが，方位角方向の指向誤差検出時に仰角

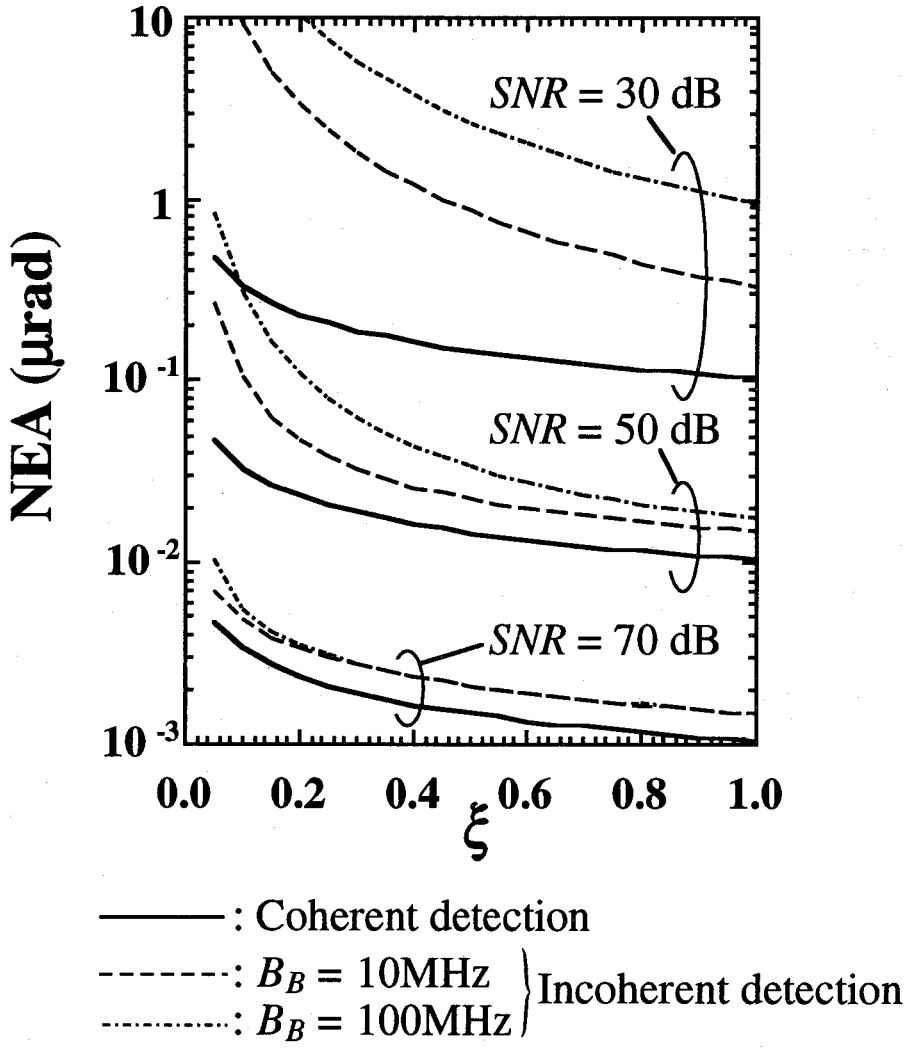


図5-6 *NEA*と開口制限係数ξとの関係

方向（y方向）の指向誤差に不感応とするために，局発光回折像のy方向の広がりを信号光回折像の広がりに比べて大きくしておく必要がある．例えば局発光回折像の広がりを信号光の2～3倍に設定すると，同図においてξ=0.3～0.5での*NEA*を本追尾システムで達成できる．信号光回折像と局発光回折像がy方向に整合するξ=1の場合に得られる最小の*NEA*に比べると，十分な*SNR*に対しては，そこでの*NEA*の劣化の度合いは緩やかであることが分かる．

図5-7にξが0.3と0.9の場合の同期検波方式と非同期検波方式の受信信号電力P_sに対する

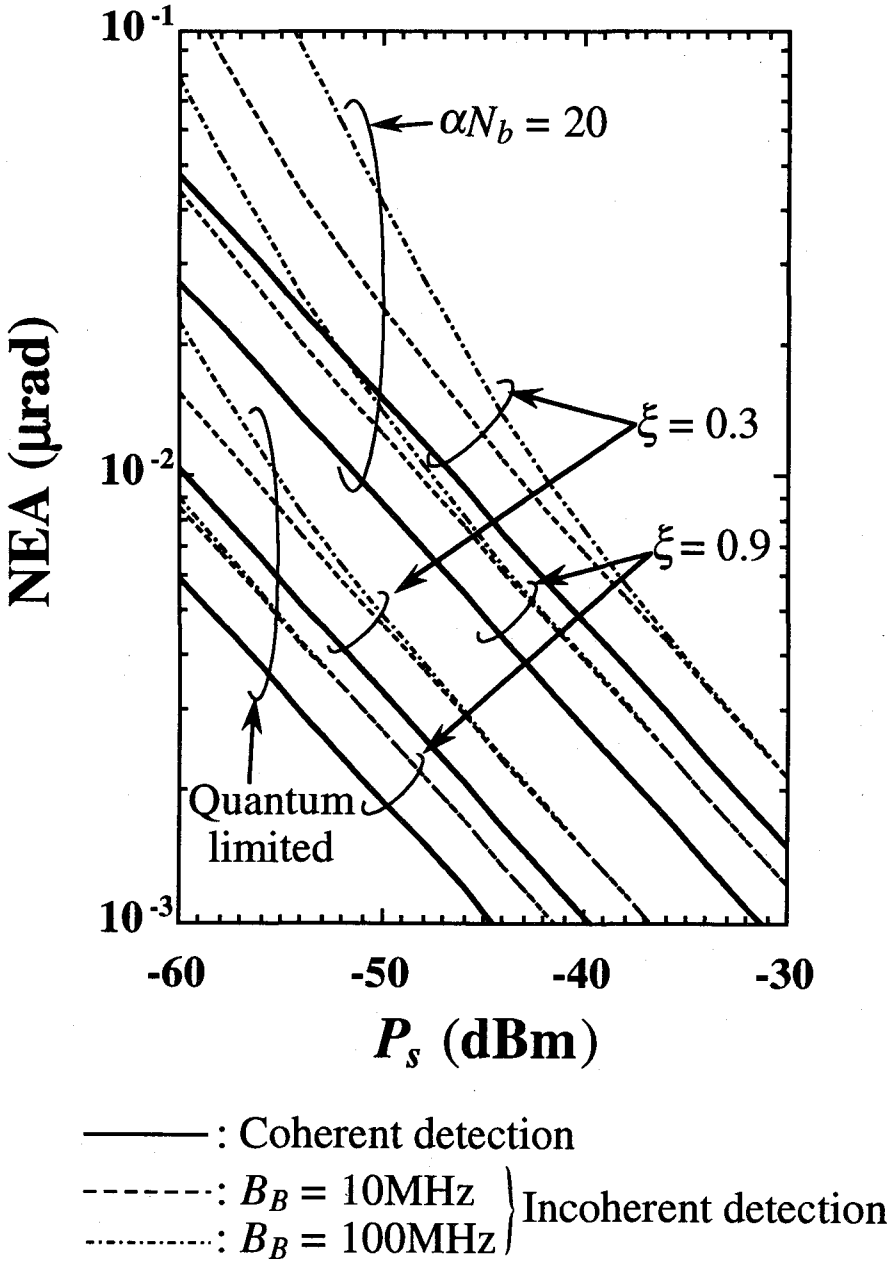


図5-7　*NEA*と受信信号電力との関係

*NEA*を示す．背景光が無い量子限界特性と背景光雑音計数(αN_b)が20の場合の特性である．強い背景光存在下でも-50dBm程度の微弱な受信電力で0.01μrad以内の良好な*NEA*を示すことが分かる．

5.5.2 象限光検波器を用いる光ヘテロダイン検波空間追尾方式との比較

本論文で提案する空間追尾システムのうち非同期検波方式の*NEA*を通常用いられる象限検波器(QD: Quadrant Detector)による光ヘテロダイン検波／2乗検出空間追尾方式（図5-8）[63],[65]と比較する．QD方式は各4象限からのヘテロダイン検波出力の2乗検波出力を比較して方位角方向と仰角方向の誤差信号を発生する．5.4節での解析と条件を等しくして同様な解析を行うとQD方式の*NEA*は，次式で与えられる．

$$\Gamma_a = \frac{1}{FK_{QD}}\sqrt{\frac{1}{4\eta_{QD}SNR} + \frac{4\left(2\frac{B_B}{B_L}-1\right)}{\left(4\eta_{QD}SNR\right)^2}} \tag{5-38}$$

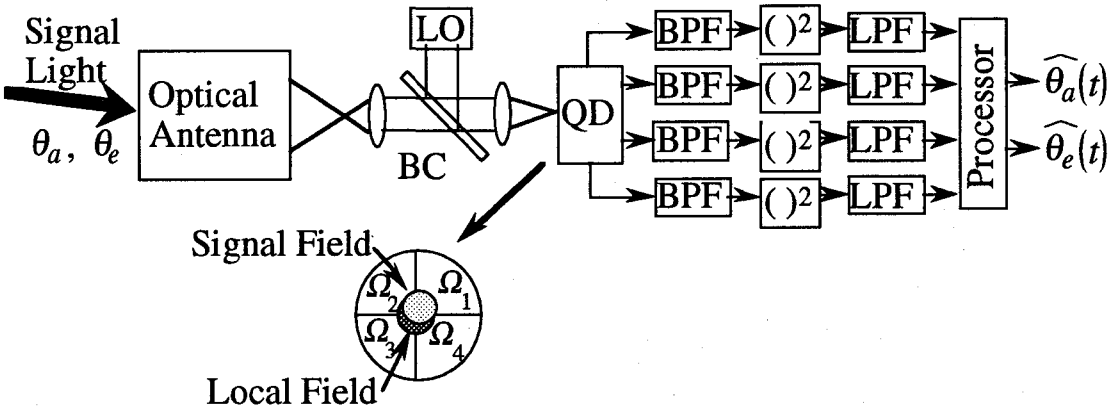


図5-8　象限検波器を用いる光ヘテロダイン検波／2乗検出追尾方式

ここで，K_{QD}は

$$K_{QD} = \frac{\mathrm{Re}\left[\int_{\Omega_1} \frac{\partial U_S^*(\boldsymbol{r})}{\partial x} U_L(\boldsymbol{r}) d\boldsymbol{r}\right]}{\left|\int_{\Omega_1} U_S^*(\boldsymbol{r}) U_L(\boldsymbol{r}) d\boldsymbol{r}\right|} \tag{5-39}$$

で定義される角感度，η_{QD}は，

$$\eta_{QD} = \frac{\left|\int_{\Omega_1} U_S^*(\boldsymbol{r}) U_L(\boldsymbol{r}) d\boldsymbol{r}\right|^2}{\int_{\Omega_1} |U_S(\boldsymbol{r})|^2 d\boldsymbol{r} \int_{\Omega_1} |U_L(\boldsymbol{r})|^2 d\boldsymbol{r}} \tag{5-40}$$

で定義されるQDのヘテロダイン効率である[105]．但し，Ω_1はQDの１つの象限を表す．文献[63]ではQD方式の角感度を最大にする局発光回折像$U_L(\boldsymbol{r})$が次式のように理論的に与えられており，QD方式の*NEA*の下限が導出できる．

$$U_L(\boldsymbol{r}) = \zeta_{QD}\left(\frac{\partial U_S(\boldsymbol{r})}{\partial x} + \frac{\partial U_S(\boldsymbol{r})}{\partial y}\right) \tag{5-41}$$

但し，ζ_{QD}は正規化定数である．アンテナが方形開口の場合，この局発光回折像に対してK_{QD}とη_{QD}は次式で与えられる．

$$\begin{cases} K_{QD} = \left(\frac{\pi^2}{6} + \frac{1}{2}\right)\frac{L}{\lambda F} \\ \eta_{QD} = \frac{3}{2\pi^2} \end{cases} \tag{5-42}$$

以上の結果を用いたQD方式の*NEA*を本論文で提案する追尾システム（非同期検波方式）のξ—*NEA*特性と併せて図5-9に示す．提案方式はξが１に近づくとQD方式とほぼ同じ*NEA*を示すが，ξが小さくなるに従い劣化する．しかし十分な*SNR*が得られる場合には，その劣化は問題とならない程僅かである．なお，ここに示したQD方式の*NEA*は，最適な局発光回折像（式(5-41)）を用意して初めて達成できるものであり，加えてQD特有の問題である不感帯や象限間の漏話の影響[64],[106]を無視した場合の理論的な限界特性である．従って，これらの点を考慮すると提案方式によって実際のQD方式とほぼ同等な*NEA*特性を示す追尾システムを構成できるものと考えられる．

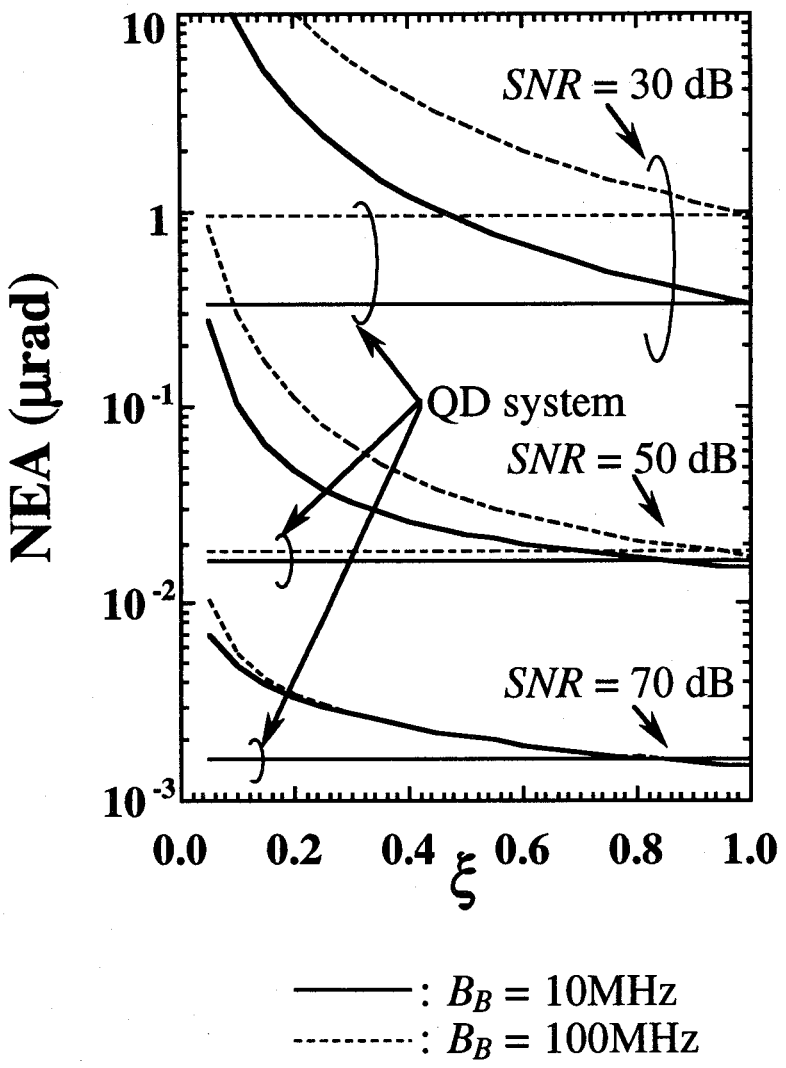


図5-9　象限検波器方式と提案方式の*NEA*の比較（非同期検波方式）

5.6 結言

光学アンテナの指向方向を制御する空間追尾システムの精度は超遠距離の衛星間光通信系の通信品質を支配する．本章では，宇宙空間における支配的な雑音要因である背景光に強く，直接検波方式に比べ高精度な追尾性能が期待できる光ヘテロダイン検波／空間追尾システムにおいて，局発光回折像を制御することで指向誤差を検出するという新しい原理に基づく空間追尾方式（空間整合追尾方式）を提案し，同期検波によって指向誤差信号を発生する追尾システムの構成と非同期検波によって光源の位相雑音に影響されずに指向誤差信号を発生する追尾システムの構成を明らかにした．本提案方式の特徴は，信号光と局発光の空間整合量の到来方向に伴う変動を利用して指向誤差を検出することにある．

本方式について，雑音等価角(*NEA*)に関する理論解析を行い，アンテナの開口形状が方形の場合の最適な局発光回折像を明らかにすると共に，*NEA*の観点から性能評価を行った．更に非同期検波方式については象限光検波器を用いる光ヘテロダイン検波／2乗検出空間追尾方式との比較を行った．その結果，本提案システムは理想的なQD方式と同程度の*NEA*が得られることを明らかにした．

本提案方式の大きな特徴は通常の光検波器を使用できることにある．従って，QD方式に代表されるように空間追尾のために信号光を4分割する必要がなくIF帯回路規模を削減できる．また，追尾用信号光の検波と通信用信号光の検波の同じ光検波器による実現がQDに比べ容易になることが期待される．

第6章

単一光搬送波を共用するスター型多元接続コヒーレント光通信システム

6.1 序言

従来より単一の送信光源から供給された光搬送波をシステムに収容されている全ユーザが共用し，光変調後，再びネットワークに戻して所望のユーザとの情報伝送を行う多元接続光ファイバ通信システムが検討されている[74]-[76],[79]．このシステムは，各ユーザが光源を持たないため構成が極めて簡単になり，経済性にも優れるという利点を有する反面，光強度変調直接検波方式では送信電力の分配に伴う受信信号光電力低下に加え，互いの信号が干渉信号となって発生する信号光間ビート雑音によって大きく収容ユーザ数が制限されるという問題がある．

本章では，このような単一の光搬送波を共用する多元接続光通信システムの接続ユーザ数増大を図るために，受信感度に優れるコヒーレント光通信の適用と効率の良いネットワーク構成を提案する[77],[78]．提案システムでは，スターカップラによって光搬送波は各ユーザに分配され，コヒーレント検波を適用することで各ユーザ送信機は簡単な外部変調器を使用して光位相変調を行い，受信機ではバランスド光ヘテロダイン検波を行うことでユーザ数に関わらず信号光間ビート雑音の排除が可能な構成となっている．

ところで，本提案システムの各ユーザのアクセス方式は，SCFDMA方式，CDMA方式，TDMA方式のいずれでも適用できる．このうち，SCFDMA方式は既存のマイクロ波技術をそのまま適用でき，簡単な構成が期待でき，また，異種異速度情報の伝送にも柔軟に対応できる等の特徴をもち，近年，マイクロセル光通信等の無線信号の光伝送システムへの適用も活発に検討されている方式である[80]-[87]．本章では多元接続方式として

SCFDMA方式を取り上げることにより，従来の光LAN，光加入者系，光CATV系のみならず，マイクロセル光通信への適用も可能としている．

まず本提案システムの構成と原理について述べ，次に光ヘテロダイン受信機の検波出力のモデル化を行っている．ここで，本提案システムでは，送信光源から各ユーザへ分配される光搬送波とユーザで光位相変調された信号光がサーキュレータを介して光ファイバ中を双方向に伝送されるわけであるが，この場合に，コネクタにおける反射光や光ファイバ伝搬中に生じる後方散乱光，あるいは，サーキュレータにおいてアイソレーションが不十分なために生じる逆方向への出力光が本質的な問題となる．そこで，このような干渉光を考慮した解析モデルを設定し，受信CN比特性について理論的な解析を行い，所要CN比を得るために許容される干渉光電力を明らかにすると共に，送信光電力と接続ユーザ数の関係を明らかにし，本システムについて評価，検討を加えている．

6.2　システム構成

提案する多元接続コヒーレント光通信システムの構成を図6-1に示す．本多元接続光通信システムはスターカップラを介してNユーザを接続したスター型構成をもち，単一の光搬送波を全ユーザで共用することを特徴としている．

レーザからアイソレータを通してスターカップラに入射された光搬送波はNユーザに分配される．各ユーザの送信機では，外部変調器を用いて変調信号$\psi_k(t)$ (k=1, 2, ⋯, i, ⋯, N)で分配された光搬送波を位相変調する．本論文では，各ユーザのアクセス方式としてSCFDMA方式を仮定し，$\psi_k(t)$は各ユーザで異なる周波数をもち，各ユーザの情報信号で変調された副搬送波信号とする．また，位相変調器として電気光学変調器を仮定するが，この場合問題となる光搬送波の偏波状態と位相変調器偏光軸の整合には，偏波制御装置(PC: Polarization Controler)[107],[108]で対処し，光ファイバ上で生じる偏波ゆらぎを補償すると仮定している．位相変調された信号光はサーキュレータと光ファイバを介して再びスターカップラに戻り，次に各ユーザに分配される．

ユーザで受信される信号光は局部発振光(LO光)と混合された後，バランス型光検波器で光ヘテロダイン検波される．6.3節で詳述するが，本システムでは，光ヘテロダイン検波後の中間周波数(IF)帯信号は各ユーザの副搬送波信号によって変調された位相変調波の和となるが，それらの1次側帯波成分の中からBPFによって所望の副搬送波信号$\psi_k(t)$を取り出す．また，あるユーザは全てのユーザからの信号光を受信するが，このとき信号光間ビート雑音が生じる．しかし，バランス型検波器を用いた光ヘテロダイン検波を行うことにより，光FDMA信号のバランス型検波器を用いた光ヘテロダイン受信[109]と同様に，この信号光間ビート雑音はLO光の強度雑音，直接検波成分と共に抑圧することができる．

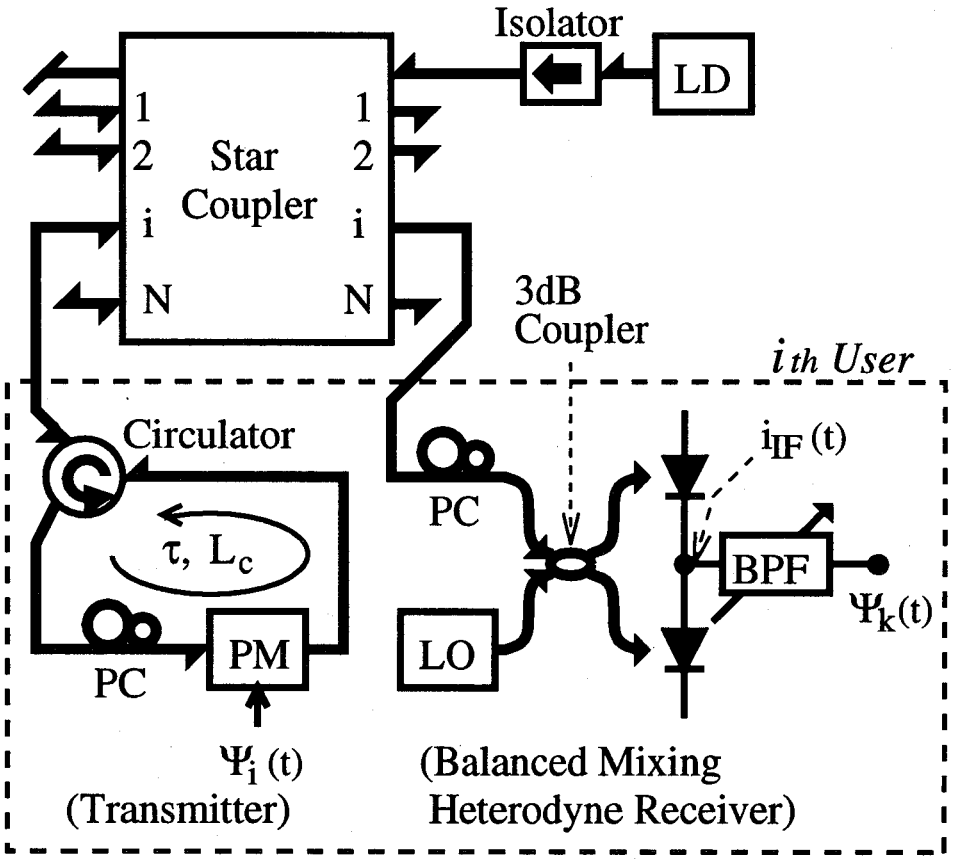


図6-1　多元接続コヒーレント光通信システムの構成

さて，文献[79]のシステム構成では，スターカップラとユーザがループ状に接続され，ファイバループ上への光変調器の挿入と同ファイバから光分岐して取り出した信号光の光ヘテロダイン検波を行っている．このため，光変調器には無変調の光搬送波と同時に各ユーザからの信号光が必ず入力されるので，他のユーザの信号光を別のユーザが変調することとなり，異なる複数のユーザにおいて変調された信号光が発生する．これは受信機では干渉光となり，その光ヘテロダイン検波出力において非線形変調に起因する相互変調歪が生じるため問題となる．これに対して，本提案システムでは各ユーザは無変調光のみ変調するので，原理的にはこの干渉光は発生しない．

しかし，実際上のシステムでは，スターカップラーサーキュレータ間におけるコネクタでの反射や光ファイバ伝搬中に生じる後方散乱，あるいはサーキュレータの不十分なアイソレーションに起因して，ユーザ送信機で光位相変調された信号光が何度も同じ変調器に戻り，結果として，同一ユーザにおいて複数回変調を受けた信号光が生じる．これは受信機では干渉光となり問題となる．また，各ユーザからの信号光がスターカップラー受信機間において同様に反射等を受けた場合には，それらの信号光がスターカップラから再び全ユーザの送信機に分配されるため，文献[79]と同様な干渉光が発生する．しかしながら，このスターカップラー受信機間での反射に起因する干渉光は，スターカップラーサーキュレータ間の反射に起因する干渉光と比べてスターカップラの通過回数が2回分多く，スターカップラの分岐数が多ければその電力は前者の干渉光に比べて十分小さいものとなるので無視できる．よって本論文では，このスターカップラーサーキュレータ間の反射に起因する干渉光のみを考慮して，その影響についても検討を加えていくことにする．

6.3　光ヘテロダイン検波受信機

各ユーザのバランス型光ヘテロダイン検波受信機のモデル化を行う．本論文では，狭いスペクトル線幅をもつ高品質な光源の使用を仮定し，光源の位相雑音を無視して解析を行う．あるユーザが受信する各ユーザからの信号光は，自己による信号光も含めて次式で表される．

$$e_{Rk}(t)=\sqrt{2P_{Rk}}\cos\left(2\pi f_c t+\psi_k(t)\right)\quad (k=1,2,\cdots,N) \tag{6-1}$$

ここで，P_{Rk}，f_cは信号光の受信電力，周波数であり，また$\psi_k(t)$はk番目のユーザの副搬送波信号であり，

$$\psi_k(t)=\beta_k\cos\left(2\pi f_k t+\theta_k(t)\right)\quad (k=1,2,\cdots,N) \tag{6-2}$$

で表され，β_k，f_k，$\theta_k(t)$はそれぞれ光位相変調指数，副搬送波周波数，情報信号である．次に，局部発振(LO)光は

$$e_L(t)=\sqrt{2P_L}\cos\left(2\pi f_L t\right) \tag{6-3}$$

と表される．但し，P_L，f_Lは，それぞれLO光の電力と周波数である．

さて6.2節で述べたように，本システムでは各ユーザに分配される光搬送波と信号光の伝送をサーキュレータを用いた双方向伝送とするため，反射，後方散乱，サーキュレータの不十分なアイソレーションに起因して複数回変調された光が干渉光として受信される．本解析では，これら3種類の原因による干渉光を統一して扱い，各ユーザ送信機でm回変調された干渉光を次式で与える．

$$e_{Ik,m}(t)=\sqrt{2P_{Ik,m}}\cos\left(2\pi f_c\{t-(m-1)\tau\}+\sum_{j=0}^{m-1}\psi_k(t-j\tau)\right) \quad (k=1,2,\cdots,N;\ m=2,3,\cdots) \tag{6-4}$$

但し，τは変調を受けてから次に変調されるまでの時間遅延である．なお，反射光，後方散乱光，サーキュレータのクロストーク光は厳密にはそれぞれ別個に取り扱うべきものであるが，本干渉光モデルは解析を簡単にするために3つの干渉光が同位相で重なり合った最悪の場合を仮定したものである．また，干渉光の受信電力$P_{Ik,m}$は受信信号光電力P_{Rk}と次式の関係がある．

$$P_{Ik,m}=(L_c)^{-(m-1)}P_{Rk} \quad (k=1,2,\cdots,N) \tag{6-5}$$

但し，L_cは変調器からの出力光とそれが再び変調器に戻り変調を受けた後の変調器からの出力光との電力比であり，反射，後方散乱，サーキュレータの不十分なアイソレーションによる電力損失からなる．つまり，L_c^{m-1}は信号光対m回変調干渉光電力比とみることができる．

各ユーザが同一の光位相変調器を使用し，各光位相変調指数が等しい($\beta=\beta_1=\beta_2=\cdots=\beta_N$)と仮定する．この場合，各ユーザからの信号光$e_{Rk}(t)$と干渉光$e_{Ik,m}(t)$に対するバランス型ヘテロダイン検波受信機のIF帯出力電流は，加法性雑音$n(t)$も考慮して次式のように表される．(付録F)

$$\begin{aligned} i_{IF}(t)=&\sum_{k=1}^{N}2e\alpha\sqrt{P_LP_{Rk}}\sum_{l=-\infty}^{\infty}J_l(\beta)\cos\left(2\pi f_{IF}t+l\{2\pi f_kt+\theta_k(t)\}\right)\\ &+\sum_{k=1}^{N}\sum_{m=2}^{\infty}2e\alpha\sqrt{P_LP_{Ik,m}}\sum_{l_0=-\infty}^{\infty}\cdots\sum_{l_{m-1}=-\infty}^{\infty}J_{l_0}(\beta)\cdots J_{l_{m-1}}(\beta)\\ &\cdot\cos\left(2\pi f_{IF}t-2\pi f_c(m-1)\tau+\sum_{j=0}^{m-1}l_j\{2\pi f_k(t-j\tau)+\theta_k(t-j\tau)\}\right)+n(t) \end{aligned} \tag{6-6}$$

但し，$\alpha=\eta/hf_c$であり，ηは光検波器の量子効率，hはプランク定数である．また，eは電子電荷，f_{IF}は中間周波数($=f_c-f_L$)であり，$J_l(\cdot)$は第1種l次ベッセル関数である．なお，白色雑音電流$n(t)$の電力密度スペクトル$S_n(f)$は，LO光電力が十分大きくLO光によるショット雑音のみを考慮すると，

$$S_n(f)=e^2\alpha P_L \tag{6-7}$$

となる．以上のIF帯出力信号$i_{IF}(t)$のスペクトルの様子を図6-2に示す．

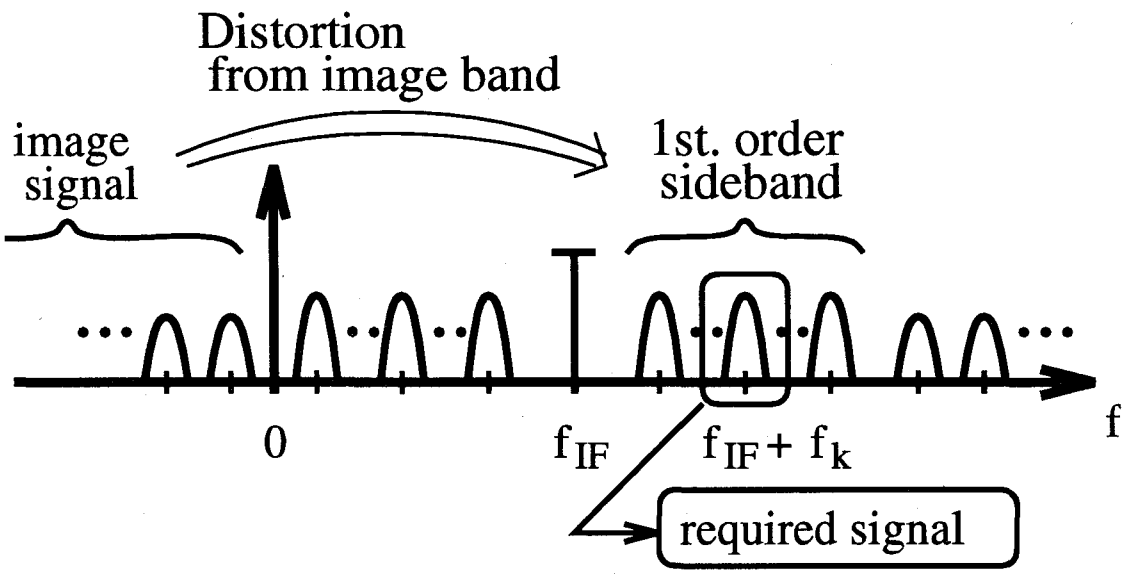


図6-2　IF帯信号のスペクトル

さて，本システムではIF帯出力電流$i_{IF}(t)$から所望の副搬送波信号を帯域フィルタによって取り出す．つまり，位相変調信号光のヘテロダイン検波出力の中には各ユーザの副搬送波信号が無歪で周波数多重化されて現われている(式(6-6)第1項)ので，その中から1次側帯波成分(l=1)を取り出すわけである．このように副搬送波信号による光位相変調波の光検波出力から副搬送波信号を再生する方法は文献[110]等で理論的，実験的に知られている．この場合，位相変調指数βの選択が系の特性を左右するが，この点については6.4節で後述する．また，2次以上の成分は副搬送波信号$\psi_k(t)$ (k=1, 2, ⋯ , N)の周波数配置いかんでは高調波歪となり，更にIF帯周波数の設定次第ではイメージ帯の高次の成分がやはり折り返し歪となる．本解析では副搬送波信号の全帯域が1オクターブ以内となるように副搬送波周波数を配置し，なおかつ，IF帯周波数は十分高く設定すると仮定して，高調波歪と折り返し歪の両方を無視することにする．この場合，式(6-6)の$i_{IF}(t)$は副搬送波信号帯域内成分のみを示せば次式のようになる．

$$i_{IF}(t)=\sum_{k=1}^{N}\left(i_{Ck}(t)+i_{Rk}(t)+\sum_{m=2}^{\infty}i_{Ik,m}(t)\right)+n(t) \tag{6-8}$$

$$i_{Ck}(t) = 2e\alpha\sqrt{P_L P_{Rk}}\,J_0(\beta)\cos(2\pi f_{IF}t) \tag{6-9}$$

$$i_{Rk}(t) = 2e\alpha\sqrt{P_L P_{Rk}}\,J_1(\beta)\cos\left(2\pi\{f_{IF}+f_k\}t+\theta_k(t)\right) \tag{6-10}$$

$$\begin{aligned} i_{Ik,m}(t) = 2e\alpha\sqrt{P_L P_{Ik,m}} &\sum_{\substack{l_0=-\infty \\ (l_0+\cdots+l_{m-1}=1)}}^{\infty}\cdots\sum_{l_{m-1}=-\infty}^{\infty} J_{l_0}(\beta)\cdots J_{l_{m-1}}(\beta) \\ &\cdot\cos\left(2\pi f_{IF}t - 2\pi f_c(m-1)\tau + \sum_{j=0}^{m-1} l_j\{2\pi f_k(t-j\tau)+\theta_k(t-j\tau)\}\right) \end{aligned} \tag{6-11}$$

ここで，$i_{Ck}(t)$，$i_{Rk}(t)$，$i_{Ik,m}(t)$は，それぞれk番目のユーザのIF帯搬送波，副搬送波信号，干渉光に起因する干渉成分である．また，式(6-11)の($l_0+\cdots+l_{m-1}=1$)は$l_0+\cdots+l_{m-1}=1$を満たす成分のみを考慮していることを表し，同式から分かるように$i_{Ik,m}(t)$はk番目のユーザの副搬送波周波数帯にのみ現われる．

6.4　システム特性の評価

式(6-8)で定式化したバランス型光ヘテロダイン検波受信機の検波出力から各ユーザの副搬送波信号当たりの受信搬送波対雑音電力比（CN比）を定式化し，CN比をもとにしてシステム特性の評価を行う．

6.4.1　受信搬送波対雑音電力比（CN比）の定式化

最初に，IF帯における信号，雑音，干渉成分の電力を求める．ここで，あるユーザが他のユーザから受信する信号光と干渉光の電力P_{Rk}，$P_{Ik,m}$について仮定を加えておく．P_{Rk}，$P_{Ik,m}$は送信光源出力電力とファイバ伝送損，スターカップラでの分配損，変調器挿入損などから決定されるが，本論文では，すべてのユーザからの信号光及び干渉光電力は互いに等しく，チャネル間に受信特性の差がないようにシステム設計がなされているものと仮定して解析を進めていくことにする．すなわち，どのユーザからの信号光，干渉光もその電力はP_R，P_{Im}とする．

さて，各ユーザからの副搬送波信号$i_{Rk}(t)$の搬送波電力は式(6-10)より

$$P_{sc} = 2e^2\alpha^2 P_L P_R\{J_1(\beta)\}^2 \tag{6-12}$$

で与えられ，LO光よるショット雑音電力σ_{sh}^2は式(6-7)よりユーザ1チャネルあたりの占有

帯域幅をB_sとすると次式で与えられる．

$$\sigma_{sh}^2 = 2e^2 \alpha P_L B_s \tag{6-13}$$

一方，m回変調されてから受信される干渉光に起因する干渉成分のうち副搬送波信号帯域内に現われる干渉電力は式(6-11)から計算でき，すべてのチャネルで等しく，

$$\sigma_{lm}^2 = 2e^2 \alpha^2 P_L P_{IM} \sum_{\substack{l_0=-\infty \\ (l_0+\cdots+l_{m-1}=1)}}^{\infty} \cdots \sum_{l_{m-1}=-\infty}^{\infty} \left\{J_{l_0}(\beta)\right\}^2 \cdots \left\{J_{l_{m-1}}(\beta)\right\}^2 \quad (m=2,3,\cdots) \tag{6-14}$$

となる．以上の式(6-12)～(6-14)から副搬送波信号当たりの総合搬送波電力対雑音電力比(CN比)は，

$$(\mathrm{CNR})^{-1} = (C/N)^{-1} + (C/I)^{-1} \tag{6-15}$$

$$C/N = \frac{P_{sc}}{\sigma_{sh}^2} = \frac{\alpha P_R \left\{J_1(\beta)\right\}^2}{B_s} \tag{6-16}$$

$$C/I = \frac{1}{\sum_{m=2}^{\infty} (C/I_m)^{-1}} \tag{6-17}$$

$$C/I_m = \frac{P_{sc}}{\sigma_{lm}^2} = L_c^{m-1} \frac{\left\{J_1(\beta)\right\}^2}{\sum_{\substack{l_0=-\infty \\ (l_0+\cdots+l_{m-1}=1)}}^{\infty} \cdots \sum_{l_{m-1}=-\infty}^{\infty} \left\{J_{l_0}(\beta)\right\}^2 \cdots \left\{J_{l_{m-1}}(\beta)\right\}^2} \tag{6-18}$$

で与えられる．ここで，C/Nは副搬送波信号当たりの搬送波対加法性雑音電力比，C/Iは搬送波対干渉電力比であり，C/IについてはL_cとβのみで決まり，受信電力P_R，ユーザ数Nとは全く無関係となる．

6.4.2　受信搬送波対雑音電力比（CN比）特性

受信CN比の数値例を示し，本システムの評価を行う．数値計算にあたって，レーザの発振波長は1.3[μm]，光検波器の量子効率η=0.8，LO光電力P_L =5.0[dBm]としている．

最初に本システムの光位相変調指数βについて検討しておく．式(6-16)から$J_1(\beta)$が最大となるβ=1.8程度にすればC/Nが最大となることがわかる．次に，C/Iとβの関係について調べる．まず，図6-3に光位相変調指数βと$P_R/P_{Im}(=L_c^{m-1})$で規格化したC/I_mの関係を干渉光の変調回数mが2から6の場合について示す．同図から分かるように，干渉光の変調回数mに応じて若干の違いはあるものの，概ねβ=2.1近辺で規格化C/I_mは最大となり，最も良好なC/I特性が得られる．

以上のβとC/NおよびC/Iの関係から，大きなL_cが得られてC/Iに比べC/Nが総合受信CN比を支配する場合にはβを1.8に，C/Nが十分高く，C/Iが総合受信CN比を支配する場合にはβを2.1に設定すれば，ほぼ最大の総合受信CN比(式(6-15))が得られることが分かる．ところで，C/Iの大きさは接続ユーザ数Nとは無関係にL_cとβによって決定される．文献[112]－[114]によると，通常光ファイバ伝搬中の反射光や後方散乱光は信号光に対して30[dB]以

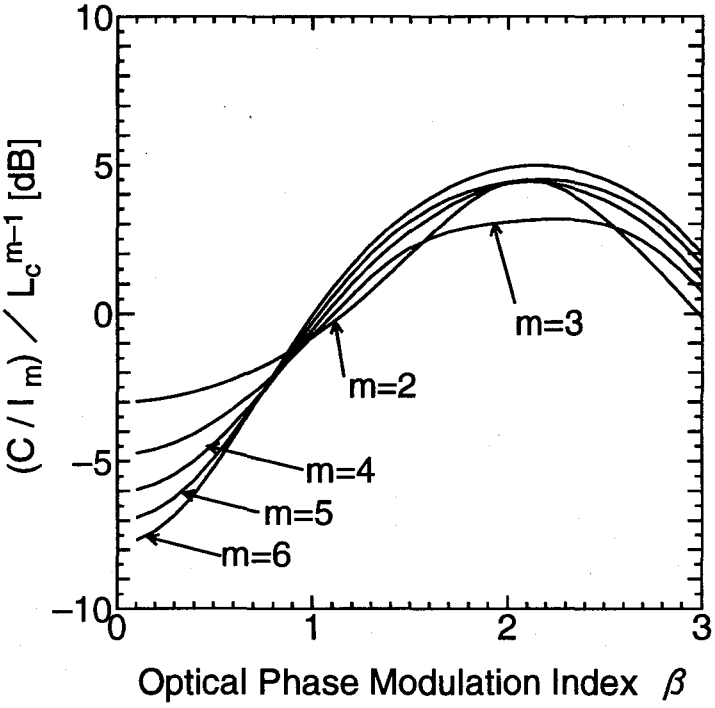


図6-3　光位相変調指数βと規格化C/I_mの関係

上の損失を受けて受信される．また，サーキュレータも30[dB]程度のアイソレーションが取れる．従って，本システムでは実際に30[dB]程度のL_cが実現できるものと考えると，式(6-18)及び図6-3よりβ=2.1の場合，C/I_2，C/I_3，C/I_4はそれぞれ約34.5[dB]，約63.1[dB]，約94.4[dB]という最大値をとる．これに対してC/Nについては，本システムが単一の光搬送波を共用するので，接続ユーザ数の増加に伴って受信信号光電力が減少し，C/Nが総合受信CN比を支配していくものと考えられる．そこで本論文では，まずC/Nを最大にすることを一番に考え，β=1.8に設定して以下の検討を進めていくことにする．ところで，このβは，総合受信CN比を最大にする意味では厳密には最適ではない．しかし，後述のように所要CN比以上のC/Iが得られる限りC/Iに対するβの最適性は問題ではなく，また，図6-3から分かるようにβ=1.8に設定することによるC/Iの最大値からの劣化は，最も大きくなるm=2の場合で0.8[dB]程度となる．

図6-4に受信信号光電力P_Rと総合受信CN比の関係を示す．ここでは，各ユーザが伝送する副搬送波信号$\psi_k(t)$をFM映像信号と仮定し[111]，帯域幅B_s=30[MHz]としている．なお，C/Nが最大となるようにβ=1.8としており，パラメータとしてL_cを10から50[dB]まで変化させている．また，破線は干渉光を無視した場合のLO光ショット雑音限界特性，及びC/I_2を表している．同図から分かるように，受信信号光電力P_Rが増加すると干渉光が支配的となり，CN比はL_cによって決まるC/Iに飽和する．従って，同図からある所要CN比を得るためのシステムに要求されるL_cの下限が分かる．また，飽和値のC/IとC/I_2がほぼ等しいことから，2回変調された干渉光のみを考慮すれば十分であることが分かる．ここで，所要CN比をCNR_{req}と表し，式(6-17)，(6-18)においてm=2のみ考慮して，L_cすなわち信号光対干渉光電力比の下限を解析的に求めると

$$L_c > \frac{CNR_{req}}{\left\{J_1(\beta)\right\}^2} \sum_{\substack{l_0=-\infty \\ (l_0+\cdots+l_{m-1}=1)}}^{\infty} \cdots \sum_{l_{m-1}=-\infty}^{\infty} \left\{J_{l_0}(\beta)\right\}^2 \cdots \left\{J_{l_{m-1}}(\beta)\right\}^2 \tag{6-19}$$

となる．例えば，FM映像信号の場合，CNR_{req}=17[dB]とすると，βが1.8の場合はL_cには14[dB]以上が要求されるが，前述のように実際のL_cは30[dB]以上が確保できるので，この要求は満足されることが明らかである．

次に，送信光電力と接続ユーザ数について検討する．今，所要CN比を達成するのに十分大きいL_cが与えられているとすると，所要CN比を得るための受信信号光電力，すなわち受信感度P_sは，式(6-16)より次式で与えられる．

$$P_s = \frac{B_s CNR_{req}}{\alpha\left\{J_1(\beta)\right\}^2} \tag{6-20}$$

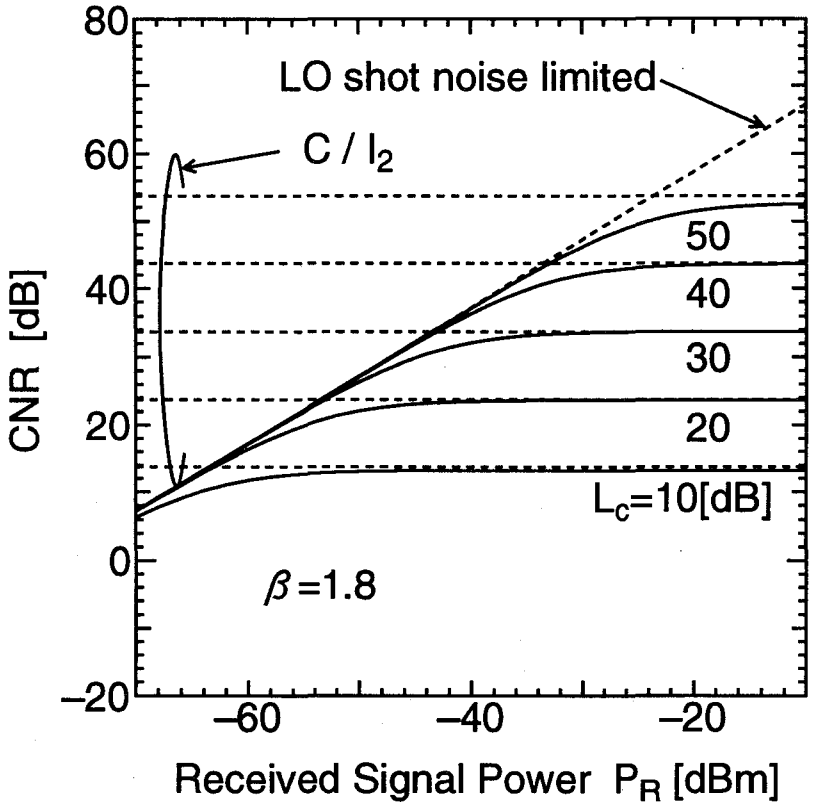


図6-4　受信信号光電力P_Rと総合受信CN比の関係

また，送信光源から各ユーザの受信機までの全伝送損失L_{total}[dB]は次式で与えられる．

$$L_{total} = L_{PM} + L_{fiber} + L_{iso} + 2\left(L_{cir} + L_{star}\right) \quad \text{[dB]} \tag{6-21}$$

但し，L_{PM}[dB]，L_{fiber}[dB]，L_{iso}[dB]，L_{cir}[dB]はそれぞれ光位相変調器の挿入損，光ファイバの全伝搬損，アイソレータの順方向の挿入損，サーキュレータの順方向の挿入損である．また，スターカップラの損失L_{star}[dB]は一様な3dBカップラを多段に接続した構成のもの[79]を使用すると

$$L_{star} = 0.3\log_2(N+1) + 10\log_{10}(N+1) \quad \text{[dB]} \tag{6-22}$$

となる．ここで，第1項はスターカップラの総合過剰損失，第2項は分岐損失を表す．式

(6-20)，(6-21)より所要送信光電力P_tは次式で与えられる．

$$P_t = L_{total} + P_s \quad \text{[dB]} \tag{6-23}$$

以上の式(6-20)，(6-21)，(6-23)に基づき送信光電力P_tと接続ユーザ数Nの関係を示したものが図6-5である．ここで，L_{PM}=5[dB]，L_{fiber}=3[dB]，L_{iso}=1[dB]，L_{cir}=1[dB]としている．また同図の数値例では，副搬送波信号$\psi_k(t)$が前述のFM映像信号の場合に加えて2値FSK信号の場合についても示している．但し，FSK信号の伝送速度R_b=100[Mbps]，雑音帯域幅B_s=120[MHz]とし[110]，FSK信号のビット誤り率10^{-9}を達成するための所要CN比を17[dB]としている．同図より，接続ユーザ数Nは送信光電力の平方根$\sqrt{P_t}$にほぼ比例して増加することがわかる．また，FM映像信号の場合には送信光電力P_tが約-7[dBm]，FSK信号の場合にはP_tが約0[dBm]得られれば，100ユーザを接続できることがわかる．

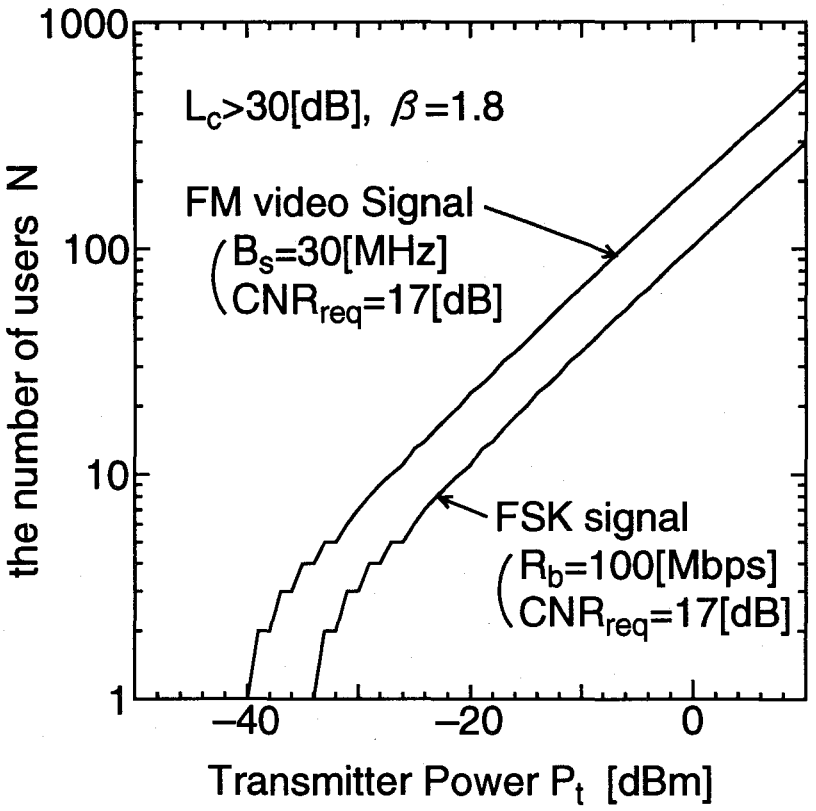


図6-5　送信光電力P_tと接続ユーザ数Nの関係

さて，本論文で仮定してきたように副搬送波信号帯域を1オクターブ以内にする関係上，接続ユーザ数が多くなると副搬送波周波数帯として場合によってはミリ波帯を使用する必要が生じ，光位相変調器の変調帯域，受信機のIF帯回路等，現状では装置実現上の問題が生じてくる．とりわけ，受信機のIF帯周波数を十分高く設定することが困難になってくると，イメージ帯からの折り返し歪が問題となるが，その場合にはイメージ除去型受信機[115]を適用すれば，この問題に対処できる．また，このように非常に多くのユーザを本システムに収容する際の実際上の問題には，副搬送波信号の周波数配置をマルチオクターブ配置することも1つの解決策であろうが，その場合も高調波歪を考慮しなければならない．本論文の特性解析では1オクターブ以内の周波数配置を仮定した基本特性を示すにとどめ，高調波歪については今後の検討課題としたい．いずれにしても，数十 ～ 数百のユーザがそれぞれ送信光源をもつ必要がなく，ただ1つの送信光源からの光搬送波を全ユーザで共用する本提案システムは，干渉光の電力を注意深く抑える設計を行えば，簡単なネットワーク構成で多数のユーザ間で高品質の信号伝送が行え，多元接続システムにおいて極めて有効なシステムである．

6.5 結言

単一の光搬送波を複数のユーザで共用するスター型多元接続コヒーレント光通信システムを提案し，反射，後方散乱，サーキュレータの不十分なアイソレーションに起因する干渉光を考慮して受信CN比特性について理論的な解析を行った．その結果，所要CN比を得るために許容される信号光の干渉光に対する電力比を明らかにすると共に，送信光電力と接続ユーザ数の関係を明らかにした．

第7章

結　論

本論文はコヒーレント光通信系における光変復調方式と空間追尾方式に関して次の３つの目的に沿って行った研究成果をまとめたものである．

（１）光直接検波の受信感度限界と光コヒーレント検波による改善の明確化
（２）光の空間的性質を積極的に利用したコヒーレント光変復調方式・空間追尾方式の提案
（３）多元接続コヒーレント光ファイバ通信システムに適した光変復調方式の提案

以下に第2章から第6章において得られた成果を総括して述べ，結論とする．

1．ショット雑音過程の量子的な離散性と背景光，回路系熱雑音，光検波器の暗電流，ランダム増倍率を考慮した光検波出力の統計モデルの導出を行い，統計的信号検出論の観点から2値強度変調／直接検波光通信方式において微弱な受信信号光に対する最適受信機について考察した．その結果，微弱信号光の直接検波では熱雑音やランダム増倍存在下でもショット雑音限界と同様に１次計数が仮説検定において本質的な役割を果たすことを明らかにし，その点に着目して仮説検定の前に１次計数を推定する１次計数推定—最尤検定受信機を理論的に導出した．また，その誤り率特性の理論解析から微弱光が受信される場合に光検波系が広帯域化されると，従来の直接検波受信機に比べ大幅な誤り率の改善が得られることを示した．最後に背景光存在下で微弱な信号光を検出する場合の光コヒーレント検波による光直接検波に対する受信感度の改善効果を明らかにした．

2．偏光間差動位相変調コヒーレント検波(IPDPSK)方式を提案し，その基本特性について検討を加えた．その結果，本方式はPLM方式と同一の簡単な受信機で原理的に光源の位相雑音の影響を受けずに情報データの復調ができ，加えてPLM方式よりも狭い信号帯域幅を有する変調方式であることが明らかとなった．また，ダブルフィルタリングの効果を考慮に入れて，受信誤り率の理論式を導出した．数値計算の結果，まず，シングルフィルタリング，ダブルフィルタリングいずれの場合にも受信感度を最高にする最適BPF帯域幅が存在することが明らかとなった．そしてダブルフィルタリングは本方式に対して極めて有効であり，シングルフィルタリングに比べ位相雑音が大きい場合の受信感度劣化を大幅に抑えられることが明らかとなった．このようなダブルフィルタリングの効果は，同一の受信機構成を使用するPLM方式についても同様に言える．

3．IPDPSK方式と同様な位相雑音除去効果を有し，大きい位相雑音存在下においても多値化を行うことによって受信感度の改善を図ることのできる直交M値偏光間差動周波数変調(IPDFSK)方式を提案し，その符号誤り率について理論的な解析を行うと共に従来方式であるMFSK方式との比較を行った．その結果，IPDFSK方式は大きな位相雑音存在下においてMFSK方式と比べて少ない伝送帯域幅で高い受信感度が得られる変調効率に優れた方式であることが判明した．

4．光ヘテロダイン検波／空間追尾システムにおいて，局発光回折像を制御することで指向誤差を検出するという新しい原理に基づく空間追尾方式を提案し，同期検波によって指向誤差信号を発生する追尾システムの構成と非同期検波によって光源の位相雑音に影響されずに指向誤差信号を発生する追尾システムの構成を明らかにした．本提案方式の特徴は，信号光と局発光の空間整合量の到来方向に伴う変動を利用して指向誤差を検出することにある．本方式について，雑音等価角(NEA)に関する理論解析を行い，アンテナの開口形状が方形の場合の最適な局発光回折像を明らかにすると共に，NEAの観点から性能評価を行った．更に非同期検波方式については象限光検波器を用いる光ヘテロダイン検波／2乗検出空間追尾方式との比較を行った．その結果，本提案システムは理想的なQD方式と同程度のNEAが得られることを明らかにした．本提案方式の大きな特徴は通常の光検波器を使用できることにある．従って，QD方式に代表されるように空間追尾のために信号光を4分割する必要がなくIF帯回路規模を削減できる．また，追尾用信号光の検波と通信用信号光の検波の同じ光検波器による実現がQDに比べ容易になることが期待される．

5．単一の光搬送波を複数のユーザで共用するスター型多元接続コヒーレント光通信システムを提案し，反射，後方散乱，サーキュレータの不十分なアイソレーションに起因する干渉光を考慮して受信CN比特性について理論的な解析を行った．その結果，所要CN比を得るために許容される信号光の干渉光に対する電力比を明らかにすると共に，送信光電力と接続ユーザ数の関係を明らかにした．その結果，数十～数百のユーザがそれぞれ送信光源をもつ必要がなく，ただ一つの送信光源からの光搬送波を全ユーザで共用する本提案システムは，干渉光の電力を注意深く抑える設計を行えば多数のユーザ間で高品質の信号伝送が行え，構成上簡単であり，多元接続システムにおいて極めて有効なシステムであることが判明した．

以上，本論文の研究成果が通信工学の進展に多少なりとも貢献することを願って，本論文の結びとしたい．

参考文献

[1] 野須 : "光波ネットワークの研究動向", 信学誌, vol. **77**, no. 3, pp. 263-273 (1994).

[2] 辻 : "光加入者網の開発動向", 信学誌, vol. **77**, no. 7, pp. 796-798 (1994).

[3] 島田監修 : 光アクセス方式, オーム社 (1993).

[4] R. J. Mears, et al. : "Low-noise erbium-doped fiber amplifier operationg at 1.54μm", *Electron. Lett.*, vol. **23**, no. 19, pp. 1026-1028 (Sept. 1987).

[5] L. Reekie, I. M. Jauucey, S. B. Poole and D. N. Payne : "Diode laser pumped operation of Er^{3+}-doped single-mode fibre amplifier", *Electron. Lett.*, vol. **23**, no. 20, pp. 1076-1078 (Sept. 1987).

[6] K. Hagimoto, K. Iwatsuki, M. Nakazawa, M. Saruwatari, K. Aida, K. Nakagawa and M. Horiguchi : "210km transmission at 1. 8Gb/s in direct detection system by Er^{3+}-doped fiber amplifier", *Digest of OFC'89*, PD-15 (Feb. 1989).

[7] N. Edagawa, et al. : "904km, 1.2Gbit/s non-regenerative optical tranmission experiment using 12 Er-doped fiber amplifier", ECOC'89, Gothenburg, Sweden, post deadline paper PDA-8 (Sept. 1989).

[8] 石尾監修 : 光増幅器とその応用, オーム社 (1992).

[9] O. E. DeLange : "Optical Heterodyne detection", *IEEE Spectrum*, pp. 77-85 (Oct. 1968).

[10] O. E. DeLange : "Wideband optical communication systems :Part II- Frequency division multiplexing", *Proc. IEEE*, vol. **58**, No. 10, pp. 1683-1690 (Oct. 1970).

[11] T. Kimura, M. Saruwatari and K. Otsuka : "Birefringent branching filters for wideband optical FDM communications", *Applied Optics*, vol. **12**, no. 2, pp. 373-379 (Feb. 1973).

[12] 大越 : "光ヘテロダインもしくは光ホモダイン型周波数多重光ファイバ通信の可能性と問題点の検討", 信学技報, OQE78-139 (Feb. 1979).

[13] Y. Yamamoto and K. Kimura : "Coherent optical fiber transmission systems", *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. **QE-17**, no. 6, pp. 919-935 (June 1981).

[14] T. Okoshi : "Heterodyne and coherent optical fiber communications :Recent progress (Invited).", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. **MTT-30**, no. 8, pp. 1138-1149 (Aug. 1982).

[15] Special issue on "Coherent Communications", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. **LT-5**, no. 4, pp. 413-637 (Apr. 1987).

[16] Special issue on "Coherent Communications", *IEEE J. Lightwave Technol.,* vol. **LT-8**, no. 3, pp. 273-491 (March 1990).

[17] McElroy, J. H. et al. : "CO_2 laser communication systems for near-earth space applications", *Proc. IEEE*, vol. **65**, no. 2, pp. 221-251 (Feb. 1977).

[18] V. W. S. Chan : "Space Coherent Optical Communication Systems-An Introduction", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. **LT-5**, no. 4, pp. 633-637 (Apr. 1987).

[19] Marshalek, R. G. and Koepf, G. A. : "Comparison of optical technologies for intersatellite links in a global telecommunications network", *Opt. Eng.*, vol. **27**, no. 8, pp. 663-676 (1988).

[20] Chen, C. and Gardner, S. G. : "Impact of random pointing and tracking errors on the design of coherent and incoherent optical intersatellite communication ", *IEEE Trans. Commun.*, vol. **COM-37**, no. 3, pp. 252-260 (March 1989).

[21] *Proc. of International Workshop on Optical Space Communication (IWOSC)*, Kyoto (Dec. 1990).

[22] Laurent, B. and Duchmann, O. : "The SILEX Project :The First European Optical Intersatellite Link Experiment", *Proc. SPIE*, vol. **1417**, pp. 2-12 (1991).

[23] Fujise, M. et al. : "Current and future activities in the area of optical space communicaton in Japan", *Proc. SPIE*, vol. **1522**, pp. 14-26 (1991).

[24] J. R. Lesh et al. : "A Plan for the Deveropment and Demonstration of Optical Communications for Deep Space", *Proc. SPIE*, vol. **1522**, pp. 27-35 (1991).

[25] C. Chen, D. Dalia, M. Z. Win : "A 100Mbps Coherent Optical Link Demonstration using Frequency Stabilized Solid State Lasers", *Proc. SPIE*, vol. **1635**, pp. 215-224 (1992).

[26] Popescu A. F. and Furch B. : "Status of the European Developments for Laser Intersatellite Communications", *Proc. SPIE*, vol. **1866**, pp. 11-20 (1993).

[27] Gagliardi, R. M. and Karp, S. :*Optical Communications*, JohnWiley & Sons (1976).; 滑川, 森永監訳 : 光通信システム, マグロウヒル (1983).

[28] Reiffen, B. and Sherman, H. : "An Optimum Demodulator for Poisson Processes :Photon Source Detectors", *Proc. IEEE,* vol. **51**, no. 10, pp1316-1320 (Oct. 1963).

[29] Bar-David, I. : "Communication under the Poisson Regime", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. **IT-15**, no. 1, pp. 31-37 (Jan. 1969).

[30] Personick, S. D. : "Receiver Design for Digital Fiber Optic Communication Systems", *Bell Syst. Tech. J.*, vol. **52**, no. 6, pp. 843- 886 (June 1973).

[31] EL-Hadidi, M. T. and Hirosaki, B. : "The Bayes'Optimal Receiver for Digital Fibre Optic Communication Systems", *Opt. and Quant. Electronics*, **13**, pp. 469-486 (1981).

[32] 辻井, 高原, 山本 : "相乗性および相加性雑音と符号間干渉の存在するディジタル信号に対する最適受信", 信学論(A), vol. **J59-A**, no. 9, pp. 756-763 (Sept. 1976).

[33] 秦, 森永, 滑川 : "直接検波最適光受信機に関する考察", 信学論 (B), vol. **J67-B**, no. 10, pp. 1009-1016 (Oct. 1984).

[34] Hoversten, E. V., et al. : "Direct-Detection Optical Communication Receivers", *IEEE Trans. Commun.*, vol. **COM-22**, no. 1, pp. 17-27 (Jan. 1974).

[35] Foschini, G. J., et al. : "Optimum Direct Detection for Digital Fiber-Optic Communication Systems", *Bell Syst. Tech. J.*, vol. **54**, no. 8, pp. 1389-1430 (Aug. 1975).

[36] 塚本勝俊, 森永規彦 : "直接検波光通信方式における最適受信機について", 信学会, *Proc. of WITA'89*, C3, pp. 93-104 (1989).

[37] 阿部剛士, 塚本勝俊, 森永規彦 : "直接検波光通信方式における最尤検定受信機に関する一考察", 1990信学春季全大会, B-1003 (1990).

[38] 塚本勝俊, 阿部剛士, 森永規彦 : "直接検波光通信方式における最適受信機と光子計数受信機に関する基礎的考察", *Proc. of SITA'91*, TC4-4, pp. 273-278 (1991).

[39] 塚本勝俊, 森永規彦 : "強度変調／直接検波光通信方式における最適微弱光受信機に関する考察", 信学論(B-I), vol. **J76-B-I**, no. 8, pp. 610-620 (Aug. 1993).

[40] Kikuchi, K., Okoshi, T. and Hirose, A. : "Achievement of Shot-Noise-Limited Sensitivity and 50-dB Dynamic Range by Photon-Counting Receiver Using Si Avalanche Photodiode", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. **LT-4**, no. 7, pp. 828-831 (July 1986).

[41] 清水, 藤瀬 : "InGaAs/InP APDを用いた光子計数による1.5μm帯極微弱光検出",1989信学全大会, B-754 (1989).

[42] 島田禎晉監修 : コヒーレント光通信, 電子情報通信学会 (1988).

[43] 武鎗良治, 森永規彦, 滑川敏彦 : "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", 1986信学総全大, 1046 (1986)

[44] 桑野茂, 塚本勝俊, 森永規彦 : "光ファイバ通信系における偏光変調／光ヘテロダイン検波方式", 1989信学春季全大会, SB-9-8 (1989).

[45] 桑野茂, 塚本勝俊, 森永規彦 : "偏光変調／光コヒーレント検波方式とその位相雑音除去効果", 信学論(B-I), vol. **J-75-B-I**, no. 2, pp. 107-118 (Feb. 1992).

[46] E. Dietrich, B. Enning, R. Gross, H. Knupke : "Heterodyne Transmission of a 560Mbit/s Optical signal by means of Polarization Shift Keying", *Electron. Lett.*, vol. **23**, no. 8, pp. 421-422 (1987).

[47] R. Calvani, R. Caponi, F. Cisternino : "Polarization Phase Shift Keying :A Coherent Transmission technique with Different Heterodyne Detection ", *Electron. Lett.,* vol. **24**, no. 10, pp. 642- 643 (1987).

[48] S. Betti, F. Curti, G. D. Marchis, E. Iannone : "Phase Noise and Polarization Insensitive Optical Coherent Systems", *IEEE J. Lightwave Technol.,* vol. **LT-5**, no. 5, pp. 756-767 (May 1990).

[49] S. Betti, F. Curti, G. D. Marchis, E. Iannone : "Multilevel Coherent Optical System Based on Stokes Parameters Modulation", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. **LT-5**, no. 7, pp. 1127-1136 (July 1990).

[50] 久利敏明, 塚本勝俊, 森永規彦 : "SCM偏光間差動位相変調/光ヘテロダイン検波方式", 1992信学秋季全大, B-676, pp. 4-69 (1992).

[51] 久利敏明, 塚本勝俊, 森永規彦 : "光アナログ伝送系における偏光間差動位相変調/光ヘテロダイン検波方式 (2).", 1993信学春季全大, B-1021, pp. 4-159 (1993).

[52] Betti S., Curti F., Marchis G. and Iannone E. : "Multilevel Coherent Optical System Based on Stokes Parameters Modulation", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. **LT-8**, no. 7, pp. 1127-1136 (July 1990).

[53] 武田鎮一, 塚本勝俊, 森永規彦 : "偏光変調/光自己ホモダイン検波方式の提案", 信学論(B-I), vol. **J76-B-I**, no. 9, pp. 689-699 (Sept. 1993).

[54] Takeda S., Tsukamoto K., Morinaga N. : "Optical Intensity-Polarization Modulation / Self-Homodyne Detection System", *Technol. Repts. of The Osaka Univ.*, vol. **44**, no. 2194, pp. 277-285 (Oct. 1994).

[55] 桑野茂, 塚本勝俊, 森永規彦 : "2つの偏光面を用いた差動光位相変調／ヘテロダイン検波方式", 信学技報, CS91-10, pp. 7-12 (1991).

[56] 塚本勝俊, 桑野茂, 森永規彦 : "2つの偏光面を用いた差動光位相変調／光ヘテロダイン検波方式", 信学論(B-I), vol. **J77-B-I**, no. 10, pp. 629-639 (Oct. 1994).

[57] L. L. Jeromin, V. W. S. Chan : "Optical Heterodyne Intersatellite Links using Semiconductor Lasers", *Proc. IEEE Global Telecommunication Conference (GLOBECOM'84)*, pp. 961-968 (1984).

[58] L. L. Jeromin, V. W. S. Chan : "M-ary FSK Performance for Coherent Optical Communication Systems Using Semiconductor Lasers", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. **COM-34**, no. 4, pp. 375-381 (Apr. 1986).

[59] 塚本勝俊, 久利敏明, 小牧省三, 森永規彦 : "多値直交偏光状態／光ヘテロダイン検波方式について", 1994信学春季全大, B-1034, pp. 4-100 (1994).

[60] Tsukamoto K., Kuri T., Komaki S., Morinaga N. : "Phase Noise Insensitive Orthogonal M-ary Polarization State Modulation (OMPSM).System in Optical Intersatellite Link", *Proc. IEEE Global Telecommunication Conference (GLOBECOM'94)*, SanFrancisco, pp. 1180-1184 (Nov. 1994).

[61] Clarke, E. S. and Brixey, H. D. : "Acquisition and tracking system for a ground-based laser communication receiver terminal", *Proc. SPIE*, vol. **295**, pp. 162-169 (1981).

[62] Kazovsky, L. G. : "Theory of tracking accuracy of laser systems", *Opt. Eng.*, vol. **22**, no. 3, pp339-347 (1983).

[63] Swanson, E. S. and Chan, V. W. S. : "Heterodyne spatial tracking system for optical space communication", *IEEE Trans. Commun.*, vol. **COM-34**, no. 2, pp. 118-125 (Feb. 1986).

[64] Swanson, E. S. et al. : "Optical spatial tracking using coherent detection in the pupil plane", *Appl. Opt.*, vol. **28**, no. 18, pp. 3918-3928 (1989).

[65] 後藤, 荒木, 安川 : "光ヘテロダイン空間追尾システムにおける半導体レーザ位相雑音の影響", 信学論(B-II), vol. **J74-B-II**, no. 5, pp. 317-324 (May 1991).

[66] Hueber, M. F. et al. : "Heterodyne acquisition and tracking in a free space diode laser link", *Proc. SPIE*, vol. **1417**, pp. 233-239 (1991).

[67] Fung, J. S. C. : "A novel angular discriminator for spatial tracking in free-space laser communications", *Proc. SPIE*, vol. **1417**, pp. 224-232 (1991).

[68] 柴田広之, 塚本勝俊, 森永規彦 : "衛星間光通信におけるヘテロダイン検波空間追尾方式", 信学技報, SANE90-63, pp. 39-46 (1991).

[69] 柴田広之, 塚本勝俊, 森永規彦 : "ヘテロダイン検波の信号光と局部発振光の空間整合性を利用した空間追尾方式に関する一考察", 信学技報, SANE91-60, pp. 43-50 (1992).

[70] 塚本勝俊, 森永規彦 : "信号光と局部発振光の空間整合を利用する光ヘテロダイン検波／空間追尾方式", 信学論(B-II), vol. **J76-B-II**, no. 9, pp. 746-757 (Sept. 1993).

[71] Tsukamoto K., Komaki S., Morinaga N. : "A Novel Coherent Beam Tracking Scheme in Optical Intersatellite Link", *Technol. Repts. of The Osaka Univ.*, vol. **44**, no. 2170, pp. 59-66 (Apr. 1994).

[72] Desem Can : "Optical Interference in Subcarrier Multiplexed System with Multiple Optical Carriers", *IEEE J. Sel. Areas. Commun.,* vol. **SAC-8**, no. 7, pp. 1290-1295 (July 1990).

[73] 藤井隆, 塚本勝俊, 森永規彦 : "光増幅器を用いたバス型マイクロセル光ファイバリンクの伝送特性解析", 信学技報, RCS92-76, pp. 43-48 (1992).

[74] 土門渉, 渋谷真, 江村克己 : "光変調器のカスケード接続構成によるSCM光マルチアクセスネットワーク", 1993信学春季全大, SB-9-4 (1993).

[75] Leonard J. and Cimini Jr. : "Optical Phase Division Multiplexing for Local Communications Applications", *IEEE Trans. Commun.,* vol. **COM-37**, no. 12, pp. 1282-1292 (Dec. 1989).

[76] 藤井隆, 塚本勝俊, 森永規彦 : "外部光位相変調器を縦続接続したマルチアクセスSCM／コヒーレント検波光通信システム", 信学技報, OCS93-26 (1993).

[77] 藤井隆, 塚本勝俊, 森永規彦 : "単一の光搬送波を共用するマルチアクセスコヒーレント光通信システム", 信学技報, OCS93-58, pp. 85-90 (1993).

[78] 塚本勝俊, 藤井隆, 森永規彦 : "単一の光搬送波を共用するスター型マルチアクセスコヒーレント光通信システム", 信学論(B-I), vol. **J77-B-I**, no. 5, pp. 267-274 (May 1994).

[79] Jiang Q. and Kavehrad M. : "An Optical Multiaccess Star Network Using Subcarrier Multiplexing", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. **4**, no. 10, pp. 1163-1165 (Oct. 1992).

[80] Komaki S., Tsukamoto K., Hara S., Morinaga N. : "Proposal of Fiber and Radio Extension Link for Future Personal Communications", *Microwave and Optical Tech. Letters*, vol. **6**, no. 1, pp. 50-55 (Jan. 1993).

[81] Tsukamoto K., Kuri T., Komaki S., Morinaga N. : "Proposal of Phase Noise Insensitive Coherent Detction Scheme for Subcarrier Multiplexed Optical Communication System", *Proc. the 6th Joint Conference on Communication, Networks and Switching System (JC-CNSS'93)*, pp. 199-204 (June 1993).

[82] Tsukamoto K., Komaki S. : "Various Application of Fiber and Radio Extension Link for Future Telecommunications", *1993 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Workshop on Wireless Communications Via Lightwave*, vol. **1**, no. 1, pp.51-60 (June 1993).

[83] Specail issue on "Fiber-Optic Microcellular Radio Communication System and Their Technologies", *IEICE Trans. Commun.*, vol. **E76-B**, no. 9 pp. 1059-1221 (Sept. 1993).

[84] S. Komaki, K. Tsukamoto, M. Okada, H. Harada : "Proposal of Radio High-way Networks for Future Multimedia-personal Wireless Communications", *1994 IEEE Interntional Conference on Personal Wireless Communications (ICPWC 94')*, Bangalore India, pp. 204-208 (Aug. 1994).

[85] S. Komaki, K. Tsukamoto, M. Okada, H. Harada : "Network Considerations on Fiber Optic Microcellular Radio Systems", *Proc. 24th European Microwave Conference*, Cannes France, pp. 46-51 (Sep. 1994).

[86] 原田博司, 塚本勝俊, 小牧省三, 森永規彦 : "光TDMを用いたミリ波無線信号光ファイバ伝送システム", 信学論(C-I), vol. **J77-C-I**, no. 11, pp. 649-658 (Nov. 1994).

[87] Tsukamoto K., Harada H., Kajiya S., Komaki S., Morinaga N. : "TDM Intercell Connection Fiber-optic Bus Link for Personal Communication Systems", *Proc. Asia-Pacific Microwave Conference (APMC'94)*, Tokyo, pp. 1039-1042 (Dec. 1994).

[88] Personick, S. D. : *Optical Transmission Systems*, Plenum Press (1981).

[89] Hancock, J. and Wintz, P. : *Signal Detection Theory*, McGraw-Hil (1966).; 滑川, 曽我部訳 : 信号検出理論, 森北出版 (1974).

[90] W. Pratt : *Laser communication systems*, JohnWiley & Sons, New York (1969).

[91] Kazovsky L. G., Meissner P. and Patzak E. : "ASK Multiport Optical Homodyne Receivers", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. **LT-5**, no. 6, pp. 770-791 (June 1987).

[92] Garret I. and Jacobsen G. : "The Effect of Laser Linewidth on Coherent Optical Receivers with Nonsynchronous Demodulation", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. **LT-5**, no. 4, pp. 551-560 (Apr. 1987).

[93] Foschini G. J., Greenstein L. J. and Vannucci G. : "Noncoherent Detection of Coherent Lightwave Signals Corrupted by Phase Noise", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. **COM-36**, no. 3, pp. 306-314 (March 1988).

[94] Schwarz M., Bennett W. R. and Stein S. : *Communication Systems and Techniques,* McGraw-Hill (1966).

[95] Proakis J. G. : *Digital Communications 2nd Ed.*, McGraw-Hill (1989).

[96] Gradshteyn I. S. and Ryxhik I. M. : *Tables of Integrals, Series, and Products*, Academic Press (1965).

[97] Foschini G. J. and Vannucci G. : "Characterizing Filterd Lightwaves Corrupted by Phase Noise", *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. **IT-34**, no. 6, pp. 1437-1448 (Nov. 1988).

[98] Foschini G. J., Vannucci G. and Greenstein L. J. : "Envelope Statistics for Filtered Optical Signals Corrupted by Phase Noise", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. **COM-37**, no. 12, pp. 1293-1302 (Dec. 1989).

[99] Garrett I. and Jacobsen G. : "Phase Noise in Weakly Coherent Systems", *Proc. IEE*, vol. **136**, Part J, no. 3, pp. 159-165 (June 1989).

[100] M. Born, E. Wolf : *Principles of Optics*, Pergamon Press (1974).

[101] S. Stein, J. J. Jones : *Modern Communication Principles with Application to Digital Signalling*, McGraw Hill (1967).

[102] Kazovsky L. G. : "Phese- and Polarization-Diversity Coherent Optical Technique", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. **LT-7**, no. 2, pp. 279-292 (Feb. 1989).

[103] Davenport, Jr. W. B. and Root, W. L. : *Random signals and noise*, Chap. 12, McGraw-Hill (1958).

[104] 小山, 西原 : 光波電子工学, 3, 6章, コロナ社 (1978).

[105] Fink, D. : "Coherent detection signal-to-noise", *Appl. Opt.*, vol. **14**, no. 3, pp. 689-690 (1975).

[106] Tucker, W. Z. and Barrett, J. L. : "Heterodyne efficiency of quadrant photodetectors", *Appl. Opt.*, vol. **28**, no. 5, pp. 892-896 (1989).

[107] Okoshi T. : "Polarization-State Control Schemes for Heterodyne or Homodyne Optical Fiber Communications", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. **LT-3**, no. 6, pp. 1232-1237 (Dec. 1985).

[108] Lefevre H. C. : "Single-Mode Fibre Fractional Wave Devices and Polarization Controllers", *Electoron Lett.,* vol. **16**, no. 20, pp. 778-780 (Sept. 1980).

[109] Kazovsky L. G. : "Multichannel Coherent Optical Communications Systems", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. **LT-5**, no. 8, pp. 1095-1102 (Aug. 1987).

[110] Gross R. and Olshansky R. : "Multichannel Coherent FSK Experiments Using Subcarrier Multiplexing Techniques", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. **LT-8**, no. 3, pp. 406-415 (March 1990).

[111] Olshansky R, Gross R., and Schmidt M. : "Subcarrier Multiplexed Coherent Lightwave Systemsfor Video Distribution", *IEEE J. Sel. Areas. Commun.*, vol. **SAC-8**, no. 7, pp. 1268-1275 (Sept. 1990).

[112] Gimlett J. L., Iqbal M. Z., Cheung N. K., Righetti A., Fontana F., and Grasso G. : "Observation of Equivalant Rayleigh Scattering Mirrors in Lightwave Systems with Optical Amplifiers", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. **2**, no. 3, pp. 211-213 (March 1990).

[113] Shibutani M., Domomn W., and Emura K. : "Reflection Induced Degradations in Optical Fiber Feederfor Microcellular Mobile Radio Systems", *IEICE Trans. Electron.*, vol. **E76-C**, no. 2, pp. 287-292 (Feb. 1993).

[114] Fujii Y. : "High-Isolation Polarization-Independent Optical CirculatorCoupled with Single-Mode Fibers", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. **LT-9**, no. 4, pp. 456-460 (Apr. 1991).

[115] Darcie T. E. and Glance B. : "Optical Heterodyne Image-Rejection Mixer", *Electoron Lett.,* vol. **22**, no. 15, pp. 825-826 (July 1986).

付録

付録A　光コヒーレント検波後のエネルギーコントラストの導出

受信ASK信号光，局発光，背景光の複素電界はそれぞれ

$$g_S(t)=\sqrt{2P_S}e^{j2\pi f_S t}\quad(0\le t\le T) \tag{A-1}$$

$$g_L(t)=\sqrt{2P_L}e^{j2\pi f_L t} \tag{A-2}$$

$$g_b(t)=b(t)e^{j2\pi f_S t} \tag{A-3}$$

で表される．但し，P_Sは受信信号光電力，P_Lは局発光電力，f_Sは信号光周波数，f_Lは局発光周波数であり，光ホモダイン検波の場合はf_S=f_Lとする．$b(t)$は帯域幅B_oの光学フィルタによって帯域制限された背景雑音光の複素低域包絡線であり，自己相関関数$R_b(\tau)$，両側側電力スペクトル密度N_{0b}をもつ白色ガウス過程である[27], [90].

三つの混合光の強度$I(t)$は

$$\begin{aligned}I(t)&=\frac{1}{2}\left|g_S(t)+g_L(t)+g_b(t)\right|^2\\&=P_S+P_L+\frac{1}{2}\left|b(t)\right|^2+2\sqrt{P_SP_L}\cos\left\{2\pi\left(f_S-f_L\right)t\right\}+\sqrt{2P_L}\,\mathrm{Re}\left\{b^*(t)e^{j2\pi(f_S-f_L)t}\right\}\end{aligned} \tag{A-4}$$

となるため，光コヒーレント検波出力電流は直流分を無視して表すと

$$i(t)=2e\alpha\sqrt{P_SP_L}\cos\left\{2\pi\left(f_S-f_L\right)t\right\}+n_H(t)+n_{sh+th}(t) \tag{A-5}$$

となる．ここで，$n_{sh+th}(t)$はショット雑音過程と受信回路系熱雑音の和であり，両側電力スペクトル密度$e^2\alpha P_L+2k_B\theta/R_L$を有する白色ガウス過程にモデル化される．また，$n_H(t)$は光コヒーレント検波された背景光であり，その自己相関関数を$R_H(\tau)$とする．光ヘテロダイン検波の場合，$R_H(\tau)$は光検波前の光学フィルタの帯域幅B_oがIF周波数f_S-f_Lに比べ小さい(B_o<f_S-f_L)と仮定すると

$$R_H(\tau) = 2e^2\alpha^2 P_L R_b(\tau)\cos\{2\pi(f_S - f_L)\tau\} \tag{A-6}$$

で与えられるので，$n_H(t)$は中心周波数f_S-f_L，帯域幅B_oに帯域制限された両側電力スペクトル密度$e^2\alpha P_L N_{0b}$を有する帯域雑音過程となることが分かる．

一方，光ホモダイン検波の場合，$R_H(\tau)$は

$$R_H(\tau) = 2e^2\alpha^2 P_L R_b(\tau) \tag{A-7}$$

で与えられるので，$n_H(t)$は帯域幅B_oに帯域制限された両側電力スペクトル密度$2e^2\alpha P_L N_{0b}$を有する低域雑音過程となる．以上より，光ヘテロダイン検波後，光ホモダイン検波後のエネルギーコントラスト[101]はビット時間Tとすると，それぞれ次式で与えられる．

$$\gamma_{hetero} = \frac{\alpha P_S T}{1 + \alpha N_{0b} + {2k_B\theta}/{e^2\alpha P_L R_L}} \tag{A-8}$$

$$\gamma_{homo} = \frac{2\alpha P_S T}{1 + 2\alpha N_{0b} + {2k_B\theta}/{e^2\alpha P_L R_L}} \tag{A-9}$$

付録B　条件付き受信誤り率の導出

式(3-15)の確率変数C_i, D_i(i=1, 2, ⋯ , M)の位相雑音による条件付きp.d.f.は式(3-18)で与えられるが，これらの和をC_s, D_sと表すと$C=C_s/M$, $D=D_s/M$の条件付きp.d.f.は，次式の自由度$2M$のχ^2分布となる[95]．

$$\begin{cases} p(C \mid Z_1, Z_2, \cdots Z_M) = \dfrac{1}{4\sigma'^2}\left(\dfrac{C}{4K^2Z}\right)^{(M-1)/2} \exp\left(-\dfrac{C + 4K^2Z}{4\sigma'^2}\right) I_{M-1}\left(\dfrac{\sqrt{K^2ZC}}{\sigma'^2}\right) \\ p(D) = \dfrac{1}{\left(4\sigma'^2\right)^M (M-1)!} D^{M-1} \exp\left(-\dfrac{D}{4\sigma'^2}\right) \end{cases} \tag{B-1}$$

但し，$\sigma'^2=\sigma^2/M$であり，$I_m(x)$は第1種m次変形ベッセル関数，$Z = \sum_{i=1}^{M} Z_i / M$である．

式(3-25)の条件付き誤り率に上式を代入し，Dに関する積分を実行すると[96]，

$$
\begin{aligned}
Pe(Z_1,Z_2,\cdots Z_M) &= \sum_{k=0}^{M-1}\frac{1}{k!}\left(\frac{1}{4\sigma'^2}\right)^{k+1}\left(\frac{C}{4K^2Z}\right)^{(M-1)/2}\exp\left(-\frac{K^2Z}{\sigma'^2}\right) \\
&\quad\cdot\int_0^\infty C^{k+(M-1)/2}\exp\left(-\frac{C}{2\sigma'^2}\right)I_{M-1}\left(\frac{\sqrt{K^2ZC}}{\sigma'^2}\right)dC \\
&= \frac{1}{2^M}\exp\left(-\frac{K^2Z}{2\sigma'^2}\right)\sum_{k=0}^{M-1}\frac{1}{2^k}L_k^{(M-1)}\left(-\frac{K^2Z}{2\sigma'^2}\right)
\end{aligned}
\tag{B-2}
$$

となる．但し，$L_n^{(\alpha)}(x)$はラゲール多項式:

$$
L_n^{(\alpha)}(x) = \sum_{i=0}^{n}\binom{n+\alpha}{n-i}\frac{(-x)^i}{i!}
$$

である．ここで，式(B-2)に本文中のK, σを代入すると，

$$
Pe(Z_1,Z_2,\cdots Z_M) = \frac{1}{2^M}\exp\left(-\frac{Zn_s}{2}\right)\sum_{k=0}^{M-1}\frac{1}{2^i}L_k^{(M-1)}\left(-\frac{Zn_s}{2}\right) \tag{B-3}
$$

となり，式(3-27)が得られる．

付録C　位相雑音を含んだ信号のフィルタ出力における包絡線のp.d.f.

積分器出力における位相雑音を含んだ信号の正規化された包絡線$X(t)$の2乗は，

$$
\begin{aligned}
X^2(t) &= \left|\frac{1}{T}\int_{t-T}^{t}\exp\left(j\phi(t_1)\right)dt_1\right|^2 \\
&= \frac{1}{T^2}\int_{t-T}^{t}\int_{t-T}^{t}\cos\left(\phi(t_1)-\phi(t_2)\right)dt_1dt_2
\end{aligned}
\tag{C-1}
$$

となる．誤り率計算に必要となるZ_iは，上式の$t=T$における値$X^2(T)$であるので，以下ではこの場合についてのみ考え，$X=X(T)$とおく．また

$$\phi(t) = \sqrt{2\pi\Delta\nu T}\psi\left(\frac{t}{T}\right)$$

とおき，位相雑音過程を規格化する．Xのp.d.f.の近似については様々な解析がなされている[97]-[99]が，本論文では，比較的導出が容易であるFoschini等[98]の方法を用いて，p.d.f.の近似式を導出する．

位相雑音が小さい場合のFoschini等の方法によるXの近似式は，

$$X \cong 1 - \pi\Delta\nu Tq + \frac{(\pi\Delta\nu T)^2}{6}q^2 \tag{C-2}$$

で与えられる．但し，

$$q = \int_0^1 \left(\psi(u) - \int_0^1 \psi(v)dv\right)^2 du \tag{C-3}$$

である．式(C-2)より，$Z_i = X^2$の近似式は

$$Z_i \cong 1 - 2\pi\Delta\nu Tq + \frac{4(\pi\Delta\nu T)^2}{3}q^2 - \frac{(\pi\Delta\nu T)^3}{3}q^3 + \frac{(\pi\Delta\nu T)^4}{36}q^4 \tag{C-4}$$

となり，qのp.d.f.から変数変換によってZ_iのp.d.f.を求めることができる．

qの特性関数は

$$G_q(\xi) = \prod_{n=0}^{\infty}(1 - e_n\xi)^{-1/2} \tag{C-5}$$

で与えられる[98]．但し，e_nは行列$\boldsymbol{Q} = \{Q_{lm}\}$，

$$Q_{lm} = \frac{2\delta_{lm}}{(l+1/2)(m+1/2)\pi^2} - \frac{4}{\left\{(l+1/2)(m+1/2)\pi^2\right\}^2} \tag{C-6}$$

の固有値である．ここで，$(1-e_n\xi)^{-1/2}$は自由度1のχ^2分布の特性関数であるから，qのp.d.f.は自由度1のχ^2分布の無限回の畳み込みで与えられる．本論文の数値計算では行列$\boldsymbol{Q}$の大きさを200次としてe_nを計算し，その最大の値から有意な値をもつ20番目までの値について畳込みを行い，qのp.d.f.としている．

付録D　式(5-1)，(5-2)の導出

レンズが受光面A_rと焦点距離Fをもち，その焦点面に光検波面が置かれ，また受光面中心に原点をもつ直交座標系を(v_x, v_y)とする．指向誤差θ_a, θ_eをもって入射する信号光の受光面A_r上の複素電界は，

$$f_{Sr}(t,v_x,v_y)=u_S(v_x,\ v_y)\exp\left[j\left\{-\frac{2\pi}{\lambda_S}(v_x\sin\theta_a+v_y\sin\theta_e)+\omega_S t+\phi_S(t)\right\}\right]$$
$$u_S(v_x,\ v_y)=\begin{cases}a_S & ((v_x,\ v_y)\in A_r)\\ 0 & (elsewhere)\end{cases} \tag{D-1}$$

で表される．但しλ_Sは信号光波長，a_Sは$f_{Sr}(t, v_x, v_y)$の電力を正規化する定数である．θ_a, θ_eが十分小さく，またFに比べ十分小さい焦点近傍領域を考えると，$f_{Sr}(t, v_x, v_y)$とレンズによる回折像$f_{Sd}(t, x, y)$には，次式の関係が成り立つ[27],[100]．

$$f_{Sd}(t,x,y)=\frac{j}{\lambda_S F}\exp\left\{-j\frac{2\pi F}{\lambda_S}-j\frac{\pi}{\lambda_S F}(x^2+y^2)\right\}\int_{A_r}f_{Sr}(t,v_x,v_y)\exp\left\{j\frac{2\pi}{\lambda_S F}(v_x x+v_y y)\right\}dv_x dv_y \tag{D-2}$$

ここで，

$$U_S(x,\ y)=\frac{j}{\lambda_S F}\int_{A_r}u_S(v_x,v_y)\exp\left\{j\frac{2\pi}{\lambda_S F}(v_x x+v_y y)\right\}dv_x dv_y \tag{D-3}$$

と定義すると

$$f_{Sd}(t,x,y)=U_S(x-F\sin\theta_a,\ y-F\sin\theta_e)\exp\left[j\left\{-\frac{2\pi F}{\lambda_S}-\frac{\pi}{\lambda_S F}(x^2+y^2)+\omega_S t+\phi_S(t)\right\}\right] \tag{D-4}$$

となる．従って，信号光回折像は光検波面の中心に対して$(F\sin\theta_a, F\sin\theta_e)$だけずれた位置に生じる．一方，レンズの光軸に平行に入射する局発光平面波の回折像は信号光と同様な変換により

$$f_{Ld}(t,x,y)=U_L(x,y)\exp\left[j\left\{-\frac{2\pi F}{\lambda_L}-\frac{\pi}{\lambda_L F}(x^2+y^2)+\omega_L t+\phi_L(t)\right\}\right] \tag{D-5}$$

と表される．但しλ_Lは局発光波長である．

次に受信信号光電力，局発光電力，光電変換係数をそれぞれP_S, P_L, αとすると，光ヘテロダイン検波出力の中間周波数帯成分は，$f_{Sd}(t, x, y)$と$f_{Ld}(t, x, y)$より次式で与えられる．

$$p(t) = 2\alpha\sqrt{P_L P_S}\,\mathrm{Re}\left[\int_\Omega U_S^*(x - F\sin\theta_a,\ y - F\sin\theta_e)U_L(x,y)\exp\left\{j\frac{\pi}{F}\left(\frac{1}{\lambda_S}-\frac{1}{\lambda_L}\right)\left(x^2+y^2\right)\right\}dxdy \cdot\exp\left[-j\left\{(\omega_S-\omega_L)t+\phi_S(t)-\phi_L(t)-2\pi F\left(\frac{1}{\lambda_S}-\frac{1}{\lambda_L}\right)\right\}\right]\right] \tag{D-6}$$

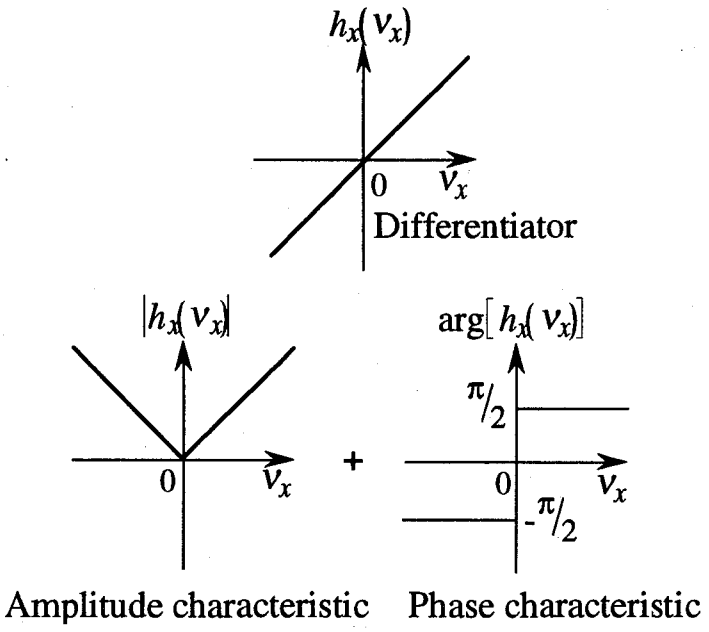
ここで，$p(t)$に現われる信号光と局発光間の空間的位相誤差について考察を加えておく．まず積分項に含まれる2次の位相誤差$\pi/F(1/\lambda_S-1/\lambda_L)(x^2+y^2)$は，焦点距離$F$に比べて通常非常に小さくなる回折像の広がりの範囲内で殆ど一定であり，一定の位相誤差$2\pi F(1/\lambda_S-1/\lambda_L)$と同じく中間周波数帯信号$p(t)$の初期位相として扱うことができ，加えてその大きさも無視できるほど小さくなる．中間周波数帯信号の初期位相となるこれらの位相誤差は，本論文で行うように同期検波または非同期検波の際に取り除くことができ，提案する追尾原理には直接影響を与えない．従って式(5-2)では，式(D-6)からこれらの空間的位相誤差を省略して$p(t)$を表している．

付録E　空間フィルタの構成[104]

式(5-32)の伝達特性を有する空間フィルタは，ν_x方向の伝達特性が，

$$h_x(\nu_x) = |\nu_x|\exp\left\{j\frac{\pi}{2}\mathrm{sgn}(\nu_x)\right\} \quad \left(|\nu_x| \le \frac{L}{2}\right)$$
$$\mathrm{sgn}(\nu_x) = \begin{cases} 1 & (\nu_x \ge 0) \\ -1 & (\nu_x < 0) \end{cases} \tag{E-1}$$

のように微分器となる．これは図E-1に示すように，ν_x=0から離れるに従い透過率が線形に増加する振幅フィルタとν_x>0とν_x<0とでπの位相差を持つ位相フィルタを合成することで得られる．一方，ν_y方向は，開口幅をξLに制限するだけでよい．



図E-1　微分フィルタの伝達特性

付録F　バランス型受信機のIF帯出力電流の導出

バランス型受信機での光ヘテロダイン検波後のIF帯出力電流は次式で与えられる.

$$
\begin{aligned}
i_{IF}(t) &= e\alpha\left[\frac{1}{2}\left\{\sum_{k=1}^{N}\left(e_{Rk}(t)+\sum_{m=2}^{\infty}e_{Ik,m}(t)\right)+e_L(t)\right\}^2\right. \\
&\qquad \left.-\frac{1}{2}\left\{\sum_{k=1}^{N}\left(e_{Rk}(t)+\sum_{m=2}^{\infty}e_{Ik,m}(t)\right)-e_L(t)\right\}^2\right]+n(t) \\
&= 2e\alpha\sum_{k=1}^{N}\left(e_{Rk}(t)+\sum_{m=2}^{\infty}e_{Ik,m}(t)\right)e_L(t)+n(t) \\
&= \sum_{k=1}^{N}4e\alpha\sqrt{P_LP_{Rk}}\cos(2\pi f_Lt)\cos\left(2\pi f_ct+\beta\cos\{2\pi f_kt+\theta_k(t)\}\right) \\
&\quad +\sum_{k=1}^{N}\sum_{m=2}^{\infty}4e\alpha\sqrt{P_LP_{Ik,m}}\cos(2\pi f_Lt) \\
&\qquad \cdot\cos\left[2\pi f_ct-2\pi f_c(m-1)\tau+\sum_{j=0}^{m-1}\beta\cos\{2\pi f_k(t-j\tau)+\theta_k(t-j\tau)\}\right]+n(t) \\
&= \sum_{k=1}^{N}2e\alpha\sqrt{P_LP_{Rk}}\sum_{l=-\infty}^{\infty}J_l(\beta)\cos\left(2\pi f_{IF}t+l\{2\pi f_kt+\theta_k(t)\}\right) \\
&\quad +\sum_{k=1}^{N}\sum_{m=2}^{\infty}2e\alpha\sqrt{P_LP_{Ik,m}}\sum_{l_0=-\infty}^{\infty}\cdots\sum_{l_{m-1}=-\infty}^{\infty}J_{l_0}(\beta)\cdots J_{l_{m-1}}(\beta) \\
&\qquad \cdot\cos\left[2\pi f_{IF}t-2\pi f_c(m-1)\tau+\sum_{j=0}^{m-1}l_j\{2\pi f_k(t-j\tau)+\theta_k(t-j\tau)\}\right]+n(t) \qquad \text{(F-1)}
\end{aligned}
$$

上式から分かるようにバランス型受信機では直接検波成分および信号光間のビート雑音成分が抑圧される[109].

本論文に関する原著論文

[1] 塚本勝俊, 森永規彦 : "直接検波光通信方式における最適受信機について", 信学会, *Proc. of WITA'89*, C3, pp. 93-104 (1989).

[2] 阿部剛士, 塚本勝俊, 森永規彦 : "直接検波光通信方式における最尤検定受信機に関する一考察", 1990信学春季全大会, B-1003 (1990).

[3] 塚本勝俊, 阿部剛士, 森永規彦 : "直接検波光通信方式における最適受信機と光子計数受信機に関する基礎的考察", *Proc. of SITA'91*, TC4-4, pp. 273-278 (1991).

[4] 塚本勝俊, 森永規彦 : "強度変調／直接検波光通信方式における最適微弱光受信機に関する考察", 信学論(B-I), vol. **J76-B-I**, no. 8, pp. 610-620 (Aug. 1993).

[5] 桑野茂, 塚本勝俊, 森永規彦 : "光ファイバ通信系における偏光変調／光ヘテロダイン検波方式", 1989信学春季全大会, SB-9-8 (1989).

[6] 桑野茂, 塚本勝俊, 森永規彦 : "偏光変調／光コヒーレント検波方式とその位相雑音除去効果", 信学論(B-I), vol. **J-75-B-I**, no. 2, pp. 107-118 (Feb. 1992).

[7] 久利敏明, 塚本勝俊, 森永規彦 : "SCM偏光間差動位相変調/光ヘテロダイン検波方式", 1992信学秋季全大, B-676, pp. 4-69 (1992).

[8] 久利敏明, 塚本勝俊, 森永規彦 : "光アナログ伝送系における偏光間差動位相変調/光ヘテロダイン検波方式 (2).", 1993信学春季全大, B-1021, pp. 4-159 (1993).

[9] 武田鎮一, 塚本勝俊, 森永規彦 : "偏光変調/光自己ホモダイン検波方式の提案", 信学論(B-I), vol. **J76-B-I**, no. 9, pp. 689-699 (Sept. 1993).

[10] Takeda S., Tsukamoto K., Morinaga N. : "Optical Intensity-Polarization Modulation / Self-Homodyne Detection System", *Technol. Repts. of The Osaka Univ.*, vol. **44**, no. 2194, pp. 277-285 (Oct. 1994).

[11] 桑野茂, 塚本勝俊, 森永規彦 : "2つの偏光面を用いた差動光位相変調／ヘテロダイン検波方式", 信学技報, CS91-10, pp. 7-12 (1991).

[12] 塚本勝俊, 桑野茂, 森永規彦 : "2つの偏光面を用いた差動光位相変調／光ヘテロダイン検波方式", 信学論(B-I), vol. **J77-B-I**, no. 10, pp. 629-639 (Oct. 1994).

[13] 塚本勝俊, 久利敏明, 小牧省三, 森永規彦 : "多値直交偏光状態／光ヘテロダイン検波方式について", 1994信学春季全大, B-1034, pp. 4-100 (1994).

[14] Tsukamoto K., Kuri T., Komaki S., Morinaga N. : "Phase Noise Insensitive Orthogonal M-ary Polarization State Modulation (OMPSM).System in Optical Intersatellite Link", *Proc. IEEE Global Telecommunication Conference (GLOBECOM'94)*, SanFrancisco, pp. 1180-1184 (Nov. 1994).

[15] 柴田広之, 塚本勝俊, 森永規彦 : "衛星間光通信におけるヘテロダイン検波空間追尾方式", 信学技報, SANE90-63, pp. 39-46 (1991).

[16] 柴田広之, 塚本勝俊, 森永規彦 : "ヘテロダイン検波の信号光と局部発振光の空間整合性を利用した空間追尾方式に関する一考察", 信学技報, SANE91-60, pp. 43-50 (1992).

[17] 塚本勝俊, 森永規彦 : "信号光と局部発振光の空間整合を利用する光ヘテロダイン検波／空間追尾方式", 信学論(B-II), vol. **J76-B-II**, no. 9, pp. 746-757 (Sept. 1993).

[18] Tsukamoto K., Komaki S., Morinaga N. : "A Novel Coherent Beam Tracking Scheme in Optical Intersatellite Link", *Technol. Repts. of The Osaka Univ.*, vol. **44**, no. 2170, pp. 59-66 (Apr. 1994).

[19] 藤井隆, 塚本勝俊, 森永規彦 : "光増幅器を用いたバス型マイクロセル光ファイバリンクの伝送特性解析", 信学技報, RCS92-76, pp. 43-48 (1992).

[20] 藤井隆, 塚本勝俊, 森永規彦 : "外部光位相変調器を縦続接続したマルチアクセスSCM／コヒーレント検波光通信システム", 信学技報, OCS93-26 (1993).

[21] 藤井隆, 塚本勝俊, 森永規彦 : "単一の光搬送波を共用するマルチアクセスコヒーレント光通信システム", 信学技報, OCS93-58, pp. 85-90 (1993).

[22] 塚本勝俊, 藤井隆, 森永規彦 : "単一の光搬送波を共用するスター型マルチアクセスコヒーレント光通信システム", 信学論(B-I), vol. **J77-B-I**, no. 5, pp. 267-274 (May 1994).

[23] Tsukamoto K., Kuri T., Komaki S., Morinaga N. : "Proposal of Phase Noise Insensitive Coherent Detction Scheme for Subcarrier Multiplexed Optical Communication System", *Proc. the 6th Joint Conference on Communication, Networks and Switching System (JC-CNSS'93)*, pp. 199-204 (June 1993).

[24] Tsukamoto K., Harada H., Kajiya S., Komaki S., Morinaga N.: "TDM Intercell Connection Fiber-optic Bus Link for Personal Communication Systems", Proc. IEICE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC'94), Tokyo, vol. **3** pp.1039-1042 (Dec. 1994).