OUKA
The University of Osaka
Institutional Knowledge Archive

Title	高速無線アクセスシステムにおける伝送特性改善に関する研究
Author(s)	井戸, 純
Citation	大阪大学, 2001, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3184496
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

高速無線アクセスシステムにおける伝送特性改善に関する研究

２０００年 １２月

井 戸　　純

謝　辞

本論文は，著者が大阪大学大学院工学研究科ならびに三菱電機株式会社にて行った研究の成果をまとめたものであり，本研究の遂行にあたり，一貫して懇篤なる御指導，御鞭撻を賜った，大阪大学大学院工学研究科教授小牧省三博士に衷心より謝恩の意を表します．

本論文をまとめるに際し，懇切丁寧なる御教示，御助言を賜った，大阪大学大学院工学研究科教授森永規彦博士に厚く深謝の意を表します．

本論文に対して有益なる御討論，御助言を頂いた，大阪大学大学院工学研究科教授塩澤俊之博士，同教授前田肇博士，同教授北山研一博士，大阪大学産業科学研究所教授元田浩博士に謹んで深謝の意を表します．

日頃御指導を頂くと共に，本研究の機会を与えて頂いた，三菱電機株式会社情報技術総合研究所所長尾形仁士博士，同研究所副所長村上篤道氏に厚く深謝の意を表します．

本研究の遂行にあたり，丁寧なる御教示，御助言を頂いた大阪大学大学院工学研究科助教授塚本勝俊博士，ならびに，一貫して直接の懇切なる御指導を頂いた，前・大阪大学大学院工学研究科助手（現・奈良先端科学技術大学院大学助教授）岡田実博士に衷心より感謝の意を表します．

本研究を遂行する過程において，本研究の機会を与えて頂いた，元・三菱電機株式会社情報技術総合研究所所長（現・同社常務取締役）野間口有博士，元・同社映像システム開発研究所所長（現・同社顧問）中野隆生博士，前・同社情報技術総合研究所所長（現・金沢工業大学教授）片木孝至博士，元・同社情報技術総合研究所双方向 TV システム開発センター長（現・MDEA 副社長）中島義充氏，元・同センター副センター長（現・同社映像情報開発センター部長）水谷芳樹氏，ならびに，前・同社情報技術総合研究所部長（現・金沢大学工学部教授）吉本雅彦博士に厚く感謝の意を表します．

日頃直接の御指導を頂くと共に，本研究の機会を与えて頂いた，三菱電機株式会社情報技術総合研究所部長岡田圭介博士，同研究所マルチメディアプロセッサ部チームリーダー中山裕之博士に心より感謝の意を表します．また，同研究所マルチメディアプロセッサ部の関係各位に心より感謝いたします．

本研究は，以上のほか数多くの方々の御指導と御協力のもとに達成されたものであり，ここに慎んで感謝の意を表します．

最後に，本論文執筆にあたって著者を支えてくれた妻紀子，そして両親に感謝いたします．

内容梗概

本論文は，著者が大阪大学大学院工学研究科（通信工学専攻）ならびに三菱電機株式会社情報技術総合研究所にて行った，高速無線アクセスシステムにおける伝送特性改善手法に関する研究の成果をまとめたものである．

近年，インターネットやモバイル通信の急速な普及に見られるように，高度な情報通信サービスに対するニーズがかつてない高まりを見せている．これを受け，高ビットレートのマルチメディア情報を『いつでも・どこでも・だれとでも』ストレスなく送受信できる高速アクセスシステムの構築が望まれている．

このような状況の中，高速無線アクセスシステムは，『可動性』という無線通信の持つ特徴から，上記ニーズを満足し得るアクセスシステムとして期待されている．しかし一方で，逼迫する周波数資源の有効利用を念頭におきながら，マルチパス・フェージングなど無線伝送路特有の問題を解決しなければならず，伝送速度・伝送品質の向上に伴って，克服すべき技術的課題は今後益々増大していくと予想される．また，近年，大容量化に対する要求から，光通信技術と無線通信技術とを高度に融合した無線アクセスシステムが提案されている．これらのシステムでは，大容量化を可能とする反面，光伝送部における技術的課題がシステム全体の問題として顕在化する．したがって，高度な高速無線アクセスシステムを実現するためには，これらの技術的課題を克服し，システム全体の伝送特性を向上するための要素技術の確立が必要不可欠となる．

本論文は，高速無線アクセスシステムにおける技術的課題として，光・電波融合技術を用いた場合に問題となる光伝送部における非線形歪みによる伝送特性の劣化と，無線アクセスシステムの無線伝送路におけるマルチパス・フェージングによる伝送特性の劣化を取り上げ，各々に対する伝送特性改善手法を提案する．

本論文は，以下の６章により構成されている．

第１章 序論

本章では，本論文の研究内容の背景を述べ，高速アクセスシステムを概観すると共に，現在検討されている高速無線アクセスシステムとその技術的課題について概説し，本研究の目的および意義を明らかにする．

第２章 ニューラル・ネットワーク波形等化器による FTTA システムの非線形歪みおよびマルチパス歪み補償法

本章では，高速無線アクセスシステムとして，光通信と無線通信を融合した FTTA（Fiber to the Air）システムを取り上げ，そこで問題となる非線形歪みおよびマルチパス歪みの補償法として，新しいニューラル・ネットワーク波形等化器（NNE: Neural Network Equalizer）を提案する．

提案する NNE では，非線形歪みの補償能力を従来の NNE よりも向上するために，ニューラル・ネットワークを構成するユニットの出力関数を，システムにおける非線形素子の入出力特性の逆特性に近づける．これに加えて，リンクの結合重みの初期値設定法を提案し，これらを組み合わせることによって，提案方式が従来の NNE よりも優れた補償能力を有することを計算機シミュレーションにより明らかにする．

第3章 直交偏波周波数多重伝送方式における偏波間相互相関を用いた周波数オフセット推定法

高速無線アクセスシステムにおける無線伝送路での問題の１つとして，マルチパス・フェージングによる伝送特性の劣化が挙げられる．無線通信の分野では，この問題に対し，これまで波形等化技術やダイバーシチ技術，マルチキャリア伝送技術など，様々な要素技術の研究・実用化が行われてきた．近年，マルチパス・フェージング対策の１つとして，直交偏波を用いたマルチキャリア伝送方式である直交偏波周波数多重伝送方式（OPFDM: Orthogonal Polarization and Frequency Division Multiplexing）が提案された．OPFDM は，代表的なマルチキャリア伝送方式である OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing）方式におけるサブキャリアを，周波数軸上で偶数番

目のサブキャリアと奇数番目のサブキャリアに 2 分し，各々を互いに直交する偏波で伝送する伝送方式である．このため，OFDM と同等の伝送速度を確保しつつ，各偏波におけるサブキャリアの周波数間隔を OFDM の 2 倍にすることができる．したがって，送受信機間のキャリア周波数オフセットや伝送路のランダム FM 雑音などに起因するチャネル間干渉（ICI: Inter-channel Interference）を軽減することができるという特徴を有する．

OPFDM のキャリア周波数オフセット推定法としては，これまで HSD-OPFDM（OPFDM using Half Symbol Delay Frequency Offset Compensation Scheme）が提案されていた．HSD-OPFDM は，偏波間干渉のある AWGN（Additive White Gaussian Noise）伝送路において，有効に動作することが既に報告されている．しかし，各偏波が，偏波間干渉に加えて，レイリー・フェージングの影響を受けると，周波数オフセットの推定精度が低下し，伝送特性が著しく劣化するという問題がある．

本章では，上記の問題を解決するために，各偏波の自己相関と偏波間の相互相関を利用した新しい周波数オフセット推定法を提案する．

また，計算機シミュレーション解析により，提案する周波数オフセット推定法を用いた OPFDM 伝送方式（CMB-OPFDM: OPFDM using Correlation Matrix Based Frequency Offset Compensation Scheme）が，偏波間干渉とレイリー・フェージングが存在する伝送路下において，HSD-OPFDM よりも優れた伝送特性を有することを示し，提案方式の有効性を明らかにする．

第 4 章 偏波間相互相関を用いた周波数オフセット推定法における直交偏波周波数多重伝送方式の伝送特性改善法

第 3 章で提案した CMB-OPFDM では，伝送路特性の周波数選択性が大きくなるにしたがって，周波数オフセットの推定精度が劣化するという問題がある．したがって，各偏波の伝搬経路が周波数選択性フェージング伝送路である場合，CMB-OPFDM の更なる伝送特性改善法が必要となる．

そこで本章では，CMB-OPFDM における伝送特性改善法として，新たに推定周波数オフセットの前方保護（Forward Protection）法を提案する．

本章では，周波数選択性フェージング伝送路で CMB-OPFDM を適用した場合に生

じる誤推定値を理論解析によって導出すると共に，計算機シミュレーションによる伝送特性の解析によって，提案方式の有効性を明らかにする．また，伝送路の時間変化が無視できない場合の伝送特性についても明らかにし，前方保護を適用した CMB-OPFDM が優れた特性を有することを示す．

第 5 章 直交偏波周波数多重伝送方式における偏波ダイバーシチ受信法

本章では，OPFDM の伝送特性改善法として，新たに偏波ダイバーシチ受信法を提案する．OPFDM は，周波数直交性と偏波直交性を有効利用したマルチキャリア伝送方式であるため，偏波間干渉が存在する伝送路であっても，原理的に各サブキャリアの周波数直交性は保たれている．したがって，受信機において，DFT 後の出力を各偏波ごとのサブキャリア成分に分離し，偏波ダイバーシチを容易に実現することができる．

まず，理論解析により，OPFDM の偏波ダイバーシチ受信法として 2 ブランチの最大比合成法を適用した場合のビット誤り率を導出する．続いて，提案する受信法として，各サブキャリア毎に合成比を求める方法と，OPFDM における 1 シンボル内の各偏波成分の平均電力から合成比を求める方法を提案する．さらに，計算機シミュレーションによる解析を行い，その有効性を明らかにする．

第 6 章 結論

本章は，本論文の結論であり，本研究で得られた成果を総括する．

目次

第1章 序論 1

1.1 研究の背景と目的 1

1.1.1 IT 革命と高速アクセスネットワークの構築 1

1.1.2 高速無線アクセスシステムにおける要素技術と本研究の目的 5

1.1.3 非線形歪み補償法 6

1.1.4 フェージング補償法 9

1.2 研究の概要 12

第2章 ニューラル・ネットワーク波形等化器による FTTA システムの非線形歪みおよびマルチパス歪み補償法 15

2.1 諸言 15

2.2 システム・モデル 18

2.3 ニューラル・ネットワーク波形等化器（NNE） 22

2.4 NNE における新しい出力関数および結合重みの初期値設定法の提案 27

2.5 提案する階層型 NNE の伝送特性 30

2.5.1 計算機シミュレーションのパラメータ 30

2.5.2 E_b/N_0-SER 特性 32

2.5.3 IBO-SER 特性 34

2.5.4 マルチパス歪みの影響 35

2.6 結言 37

第3章 直交偏波周波数多重伝送方式における偏波間相互相関を用いた周波数オフセット推定法 39

3.1 諸言 39

3.2 直交偏波周波数多重伝送方式（OPFDM）の概要 41

3.3 OPFDM における従来の周波数オフセット推定法（HSD-OPFDM） 43

3.4 偏波間相関行列を用いた新しい周波数オフセット推定法（CMB-OPFDM） 46

3.5 CMB-OPFDM の伝送特性 50

3.5.1 計算機シミュレーションのパラメータ 50

3.5.2 XPD-BER 特性 51

3.5.3 $f_{off}t_s$-BER 特性 52

3.5.4 E_b/N_0-BER 特性 53

3.6 結言 54

Appendix A 55

第4章 偏波間相互相関を用いた周波数オフセット推定法における直交偏波周波数多重伝送方式の伝送特性改善法 57

4.1 諸言 57

4.2 CMB-OPFDM における周波数選択性フェージングの影響 58

4.3 推定周波数オフセットの前方保護による CMB-OPFDM の伝送特性改善法 68

4.3.1 提案する前方保護方式 68

4.3.2 パラメータ L_{thr} および M の最適化 69

4.4 前方保護を用いた CMB-OPFDM の伝送特性 72

4.4.1 計算機シミュレーションのパラメータ 72

4.4.2 D/U-BER 特性 73

4.4.3 f_dt_s-BER 特性 74

4.4.4 E_b/N_0-BER 特性 75
4.4.5 XPD-BER 特性 76
4.5 結言 **77**

第5章 直交偏波周波数多重伝送方式における偏波ダイバーシチ受信法 **79**

5.1 諸言 **79**
5.2 OPFDM における偏波ダイバーシチによる伝送特性についての理論解析 **79**
5.3 OPFDM の偏波ダイバーシチ受信法の提案 **83**
5.4 提案する偏波ダイバーシチ受信法の伝送特性 **90**
5.4.1 計算機シミュレーションのパラメータ 90
5.4.2 E_b/N_0-BER 特性 91
5.4.3 XPD-BER 特性 94
5.4.4 D/U-BER 特性 95
5.4.5 $f_d t_s$-BER 特性 96
5.5 結言 **97**

第6章 結論 **99**

参考文献 **103**

本論文に関する原著論文 **113**

第1章

序論

1.1 研究の背景と目的

1.1.1 IT革命と高速アクセスネットワークの構築

19 世紀末の産業革命以来，近代国家の社会／産業構造は，高度な工業化社会の実現に向けた取り組みと共に進化し，発展してきた．そして，今まさに 21 世紀を迎えるにあたり，成熟した工業化社会から生まれた新しい胎動，すなわち情報通信社会が，新たな産業文明を創り出そうとしている．『IT（Information Technology）革命』と呼ばれるこの潮流は，インターネットの爆発的普及やモバイル通信産業の急成長に支えられながら，やがて新たな産業構造の本流となって，将来の我々の社会生活をあまねく取り巻き，より快適で文化的な生活をもたらす無限の可能性を秘めている．

例えば，インターネットの出現により，我々は，個々人の嗜好を満足する『情報』を，地球規模の膨大なネットワークを介して即座に発信／受信するという新しい利器を手に入れた．世界のインターネットの利用者数は年々増加しており，2000 年 2 月の時点で既に約 2 億 7,550 万人に達し，前年同期比で実に約 80%の増加率を示している[1]．このようなインターネットの普及は，インターネットを利用した商品販売をはじめとする様々なネットビジネスを産みだし，今やインターネット・コマースは各国経済の牽引役の一端を担っているといっても過言ではない．

また，モバイル通信の普及は，より利便性の高いコミュニケーション手段に対する潜在的ニーズの大きさを顕著に表しているといえる．既に，我が国においては，携帯電話・PHS（Personal Handy-phone System）等のモバイル通信サービスの加入者数が，1999 年末の時点で加入電話契約数を上回り，5,685 万契約に達している[1]．『いつで

も，どこでも，だれとでも』快適なコミュニケーションを行うことは，いわば人類共通の欲求であり，それを実現する通信メディアとして，モバイル通信に対する期待は計り知れない．

この他にも，モバイル・コンピューティング環境の構築[2]，放送のディジタル化[3]-[4]や ITS（Intelligent Transport Systems）の研究・開発[5]など，我々の社会生活の高度情報化を促す様々な取り組みが行われており，これらを包含する情報通信社会への進化が着実に進行しつつあるといえる．

このような高度情報通信社会を実現するにあたり，情報通信技術に寄せられる期待と，そこに課せられる課題は大きい．特に，低速から高速に至る様々なマルチメディア情報を，所望の伝送品質・伝送速度を確保しながら，効率的かつ経済的に送受信できる高速アクセスシステムの早期実現が熱望される．

アクセスシステムは，その媒体によって，メタルアクセス，同軸アクセス，光アクセスおよび無線アクセスに分類することができる[6]．

メタルアクセスシステムは，既存の平衡メタルネットワークを活かして高速のディジタルアクセスを実現するものであり，アクセス技術として，HDSL（High-bit-rate Digital Subscriber Line），SDSL（Symmetric Digital Subscriber Line），ADSL（Asymmetric Digital Subscriber Line），RADSL（Rate Adaptive Digital Subscriber Line）および VDSL（Very-high-data-rate Digital Subscriber Line）が提案されている．これらのうち，上下方向の伝送速度が対称である HDSL および SDSL では，最大約 2Mbps までの伝送速度を実現できる．一方，ADSL，RADSL および VDSL は，1 対の平衡メタルケーブルを用いて非対称通信を実現するシステムである．ADSL は，上りが 16～640kbps 程度，下りが 1.5～9Mbps 程度の伝送速度を可能とする．また，RADSL は，伝送路の雑音などに応じて伝送速度を自動的に制御する方式で，ITU-T による標準化も進んでいる．最も高速なシステムを構築できるのは VDSL であり，上りが 1.5～2Mbps 程度，下りが 13～52Mbps 程度となる．

同軸アクセスシステムは，ケーブルテレビ用に施設された同軸ケーブル網を利用したシステムであり，近年では幹線路を光ファイバで置き換えた HFC（Hybrid Fiber Coaxial）システムが実用化されつつある．

光アクセスシステムは，光ファイバを利用した大容量なシステムを構築できるため，その実現に向けて様々な研究・開発が行われている[7]-[8]．システム構成としては，全加入者を全て光ファイバで接続する FTTH（Fiber to the Home）が最も高速なサービスを提供しうる．しかし，FTTH では，光ファイバの施設コストが莫大になるという問題があり，これを回避するためのシステム・アーキテクチャとして PDS（Passive Double Star）型 FTTH が検討されている．また，中高速サービスに対しては，前述した平衡メタルケーブルとの併用（FTTC：Fiber to the Curb）や同軸ケーブルとの併用（HFC）が検討されている[9]．

以上のメタリック，同軸，光アクセスなどの有線系システムでは，加入者の増加に応じて，ケーブルの施設などの設備の拡充が必要となる．また，固定受信を前提としているため，『いつでも，どこでも，だれとでも』という利用者のニーズを必ずしも満足できない．これに対し，無線アクセスシステムは，加入者の増加に伴う設備投資が有線系に比べて少なくて済む上，固定・移動受信の両方に対応できるという特徴がある．そのため，高速な無線アクセスシステム実現に対して，様々な検討が行われている[10]-[14]．

無線アクセスシステムは，MMDS（Multichannel Multipoint Distribution Service），LMDS（Local Multipoint Distribution Service），FWA（Fixed Wireless Access）[15]などの固定無線アクセスシステムと携帯電話や PHS をはじめとする移動無線アクセスシステムに分類できる．このうち，移動無線アクセスシステムは，1979 年のセル方式による世界初の移動通信サービスの開始以来，めざましい発展を遂げてきた[16]．特に，近年では，移動通信方式の第 3 世代方式として世界初の統一規格である IMT-2000（International Mobile Telecommunications 2000）が検討され[17]-[19]，その実用化を目前に控えている．さらに，より高速な無線アクセスシステムとして，MMAC（Multimedia Mobile Access Communication Systems）[20]や HIPERLAN（High Performance Local Area Network）type 2 などの検討も進んでおり[21]-[22]，今後益々，高速・大容量の無線アクセスシステムに対する要求が高まってくると予想される．

また，近年，光通信と無線通信を融合した高速無線アクセスシステムが，光通信の持つ広域・大容量・低損失性と，無線通信の持つ可動性・経済性を兼ね備えたシステムとして注目を浴びている[23]．例えば，FTTA（Fiber to the Air）システムは，光フ

ファイバ内を広帯域な自由伝搬空間とみなし，変調された無線信号を，その信号形式を保存したままで光ファイバ伝送するシステムであり，複数の無線信号をサブキャリア多重（SCM: Sub-carrier Multiplexing）[33]-[35]方式によって直接光強度変調する方式[24]や，各無線信号を帯域サンプリングし，得られたPAM（Pulse Amplitude Modulation）信号を時分割多重（TDM: Time Division Multiplexing）してから光強度変調する方式[111]等，様々な方式が検討されている．図1-1-1にFTTAのシステム・イメージを示す．FTTAでは，セル毎に配置された無線基地局（RBS: Radio Base Station）と制御局（CS: Control Station）間を光伝送，各無線基地局と加入者間を無線伝送で信号伝送を行う．無線基地局では，主に電気／光変換（E/O: Electric to Optic Conversion）および光／電気変換（O/E: Optic to Electric Conversion）を行うため，無線基地局で信号の変復調を行う従来の光マイクロセル通信方式に比べて，無線基地局の施設コストを低減することができるという特徴を有する．また同時に，無線基地局設備が変調方式などの信号形式に依存しないため，将来起こりうる信号形式の変更にも対応でき，拡張性・柔軟性に富んだシステムの構築が可能となる．

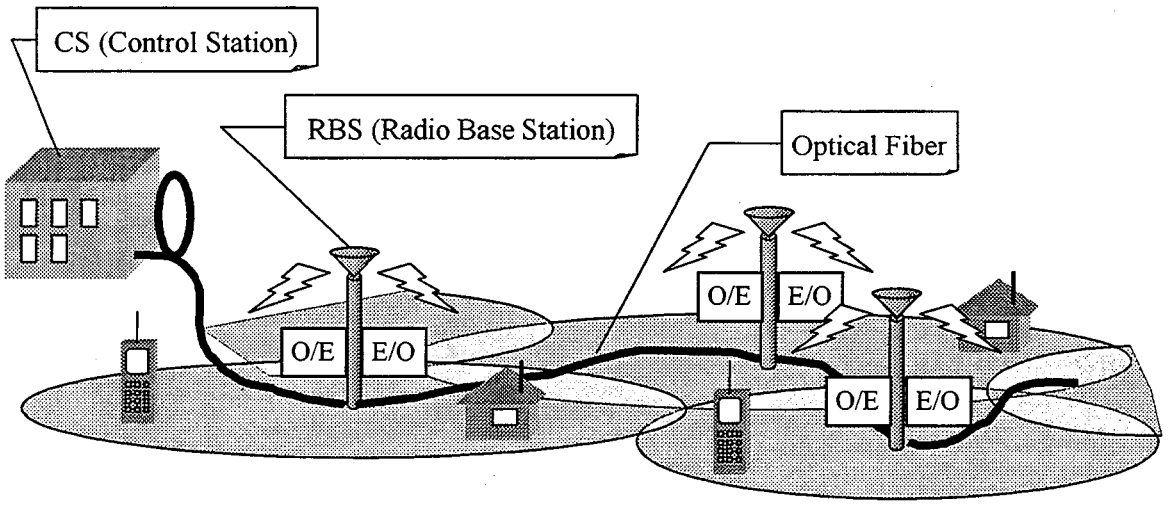


図1-1-1 FTTAのシステムイメージ

また，図1-1-2は，ITSとして検討されている無線アクセスシステムの例を示している．ITSにおけるマルチメディア情報のモバイル通信システムでは，端末（自動車）

の移動速度が高速になるため，特に伝送路のフェージング対策が重要になると考えられる．

以上のように，現在，高速アクセスシステムに関して様々な検討が行われているが，中でも，高速無線アクセスシステムに対する期待は大きく，これを実現する要素技術の早期確立が望まれている．次節では，これらの要素技術について概観した後，本研究の目的を明確化する．

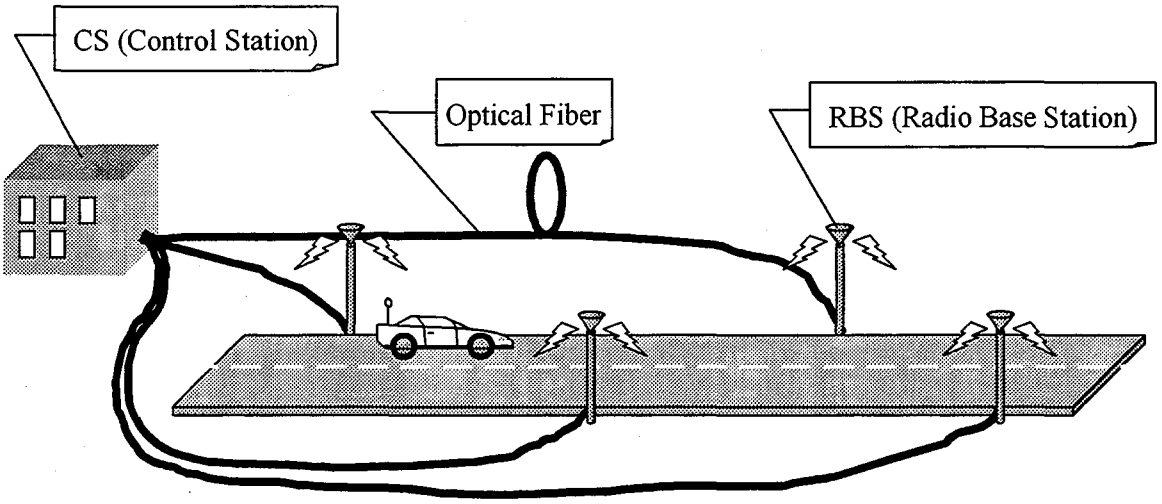


図 1-1-2 ITS における高速無線アクセスシステム例

1.1.2 高速無線アクセスシステムにおける要素技術と本研究の目的

高速無線アクセスシステムを実現するためには，多くの高度な要素技術が必要となる．例えば，無線伝送路という劣悪な通信環境において，周波数利用効率を高めながら所望の伝送品質を確保するためには，高度なフェージング補償技術[25]-[26]や誤り訂正技術が不可欠である．また，セル構成技術[27]は，周波数再利用やシステムの大容量化，さらに送信電力の低減を行う上で重要な役割を果たす．さらに，利用者にストレスを感じさせないシステムを構築するには，スムーズなハンドオフ制御や適応的なチャネル割当などの回線制御技術[28]-[30]の確立が要求される．この他にも，FDMA（Frequency-Division Multiple-Access），TDMA（Time-Division Multiple-Access），CDMA（Code-Division Multiple-Access）等の無線アクセス技術[31]やトラヒックの状況に応

じて伝送容量を制御する伝送容量可変方式[31]の実現などが重要なテーマとして検討されている．

また，無線通信に光通信技術を融合させた高速無線アクセスシステムの場合，光伝送路における伝送特性の劣化要因についても対策が必要となる．例えば，光リンクの持つ非線形特性は，無線信号に対して非線形歪みを引き起こす上，他のチャネルにおける伝送信号との相互変調歪みを発生させる．また，各無線基地局からの複数の光信号間で干渉が起こると，光ビート雑音が発生し，伝送特性が劣化する．光ビート雑音の大きさは，光信号の電力に依存するため，単に光の電力を増大させても改善効果は得られず，結果的に，無線基地局の接続数を制限する要因となる．したがって，これらの諸問題を克服するための要素技術として，後述する非線形歪み補償技術や光ビート雑音を緩和するための波長制御技術等が検討されている[23].

このように様々な要素技術の早期確立が熱望される中にあって，本研究は，高速無線アクセスシステムにおける伝送特性の改善手法の確立を目的としている．その内容は，まず始めに，光・電波融合システムの光伝送路における信号劣化要因である非線形歪みを取り上げ，その補償方式としてニューラル・ネットワークを用いた新しい波形等化器を提案する．次に，無線信号の劣化要因としてマルチパス・フェージングを取り上げる．ここでは，マルチパス・フェージングに対する耐性の高い伝送方式として近年提案された直交偏波周波数多重伝送方式（OPFDM: Orthogonal Polarization and Frequency Division Multiplexing）の伝送特性改善手法として，新しいキャリア周波数オフセット推定法および偏波ダイバーシチ受信法を提案する．

これらの提案に先立ち，次節では，これまで検討されてきた非線形歪み補償法およびフェージング補償法，とりわけマルチキャリア伝送技術について概説する．

1.1.3　非線形歪み補償法

信号の非線形歪みは，SCM システム等で用いられる E/O 変換用 LD（Laser Diode）やマイクロ波無線通信システム[36]-[37]等で使用される電力増幅器（HPA: High Power Amplifier），衛星通信システムで用いられる TWT（Traveling Wave Tube）等において，入出力特性の非線形性が無視できない場合に発生し，伝送特性の劣化要因となる．

これまで，非線形歪みに対しては，プリ・ディストーション（Pre-distortion）法[38]-[42],

フィード・フォワード法[43]，フィード・バック法およびポスト・ディストーション（Post-distortion）法[44]-[46]などの非線形歪み補償技術が検討されている．ここでは，LD の非線形特性に起因する非線形歪みの補償方式を例に，各方式の特徴について述べる．

図 1-1-3 に，E/O 変換部として用いられる LD に起因する非線形歪み補償方式として，プリ・ディストーション法，フィード・フォワード法，フィード・バック法およびポスト・ディストーション法を適用した場合のシステム構成例を示す．

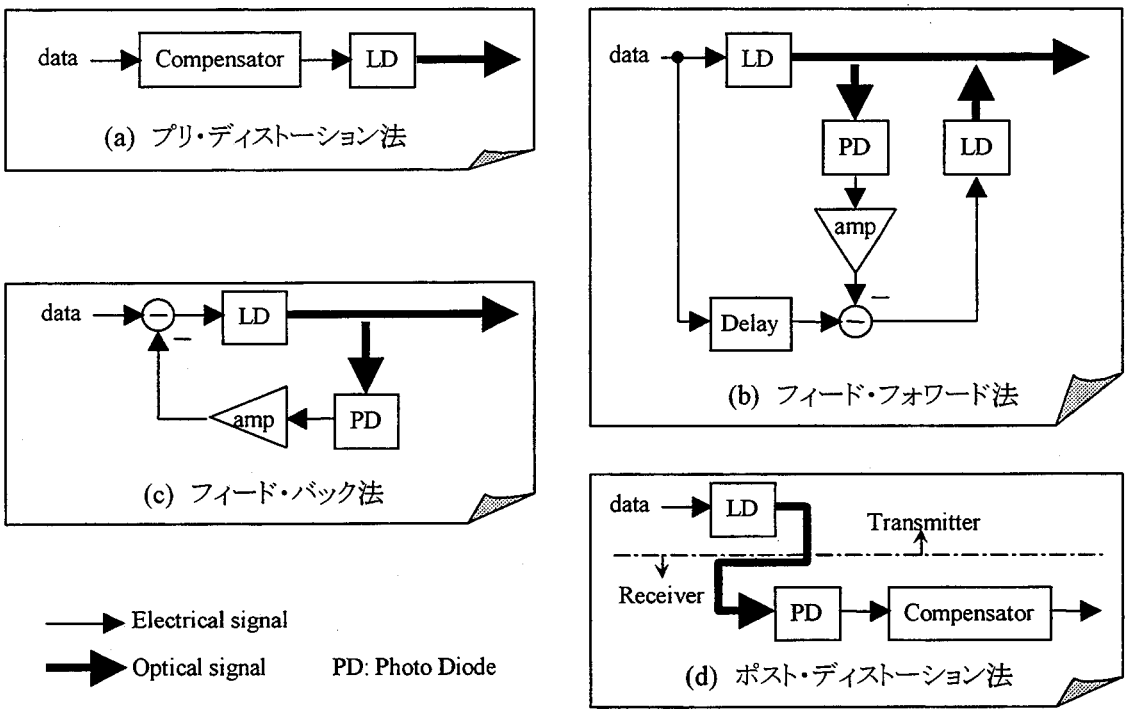


図 1-1-3 LD の非線形特性に起因する非線形歪みの補償例

一般に，プリ・ディストーション法は構成が単純であり，Compensator に非線形素子（LD）の逆特性を持たせることによって非線形歪みを補償する．この場合，精度良く補償を行うには，予め非線形素子の入出力特性に対する厳密な情報が必要となる．フィード・フォワード法は，非線形歪みを受けた信号からその歪み成分を抽出し，それを主信号から減ずるように構成される．ただし，この方法では，プリ・ディストーション法に比べて構成が複雑になり，回路規模が大きくなるという問題がある．フィード・フォワード法と同様の原理で，しかも単純な構成で補償を行うのがフィード・

バック法である．この方法では，フィード・バック・ループを用いて歪み成分を補償するように構成される．ただし，ループ内遅延が大きい程，制御系の周波数特性が狭帯域になり，性能が劣化するという問題がある．以上は，送信側において歪み補償を行う方法であるのに対し，ポスト・ディストーション法は，受信側で補償を行う方法である．ポスト・ディストーション法の利点は，プリ・ディストーション法のように非線形素子の特性に対する厳密な情報を必要とせず，現実の非線形歪みを適応的に補償できるという点にある．

また，非線形歪み補償能力を有する波形等化器（Equalizer）に関する検討も古くから行われている[47]-[48]．これらの補償器は，受信機において適応的に非線形歪みを除去し，信号の等化を行うものであり，ポスト・ディストーション法の一つとして分類できる．

また，近年，ニューラル・ネットワークの通信分野における応用として，多層パーセプトロンを用いた新しい波形等化器である NNE（Neural Network Equalizer）が提案された[49]-[50]．ニューラル・ネットワークは，非線形入出力特性を持つ複数のユニットと，ユニット間を結合するリンクで構成され，リンクにおける結合重みを BP アルゴリズムなどの適応アルゴリズムを用いて逐次更新することによって，ネットワークの最適化を行うものである[59]-[60]．NNE は，このニューラル・ネットワークの持つ非線形信号処理能力を利用して信号に含まれる歪みを補償するものであり，これまでに様々な検討が行われている．例えば，1993 年には，Miyajima 等が RLS アルゴリズムを応用した NNE を提案している[51]．また，同年，Benvenuto 等は，HPA の非線形歪み対策として複素 BP（Back Propagation）アルゴリズム[52]-[53]を用いた階層型ニューラル・ネットワークによるプリ・ディストーション法を提案し，QAM（Quadrature Amplitude Modulation）信号に対する有効性を示した[54]．ポスト・ディストーション法による NNE の QAM への適用例としては，1994 年の Chang 等の報告がある[55]．また，同年，Kechriotis 等は，RNN（Recurrent Neural Network）構造の NNE を提案し，多層 PSK（Phase Shift Keying），多値 PAM（Pulse Amplitude Modulation）に対する有効性を示した[56]．さらに翌 1995 年，Chang 等は，多層 PSK 信号の I，Q 成分を分離して，NNE の各ユニットに独立に入力する構成で，BP アルゴリズムを用いた NNE を提案している[57]．

また，ニューラル・ネットワークの非線形処理能力を左右する学習アルゴリズムに関しても，様々な研究が行われている．例えば，NNE における代表的な学習アルゴリズムである BP アルゴリズムは，学習速度や局所最小値への落ち込みが問題となるが，これらに対する解決法についても報告されている[61]-[62].

1.1.4 フェージング補償法

無線伝送路におけるマルチパス・フェージングに対しては，適応等化技術[64]-[73]やダイバーシチ技術[81]-[84]，アダプティブ・アレー技術[85]-[87]，マルチキャリア伝送技術[91]-[93]などをはじめとする様々な要素技術が古くから研究されている[37]-[38],[100]-[103].

波形等化器等の適応等化技術は，主として伝送路の周波数選択性フェージングを補償する技術であり，トランスバーサル・フィルタを用いた線形等化器と，判定帰還型等化器（DFE: Decision Feedback Equalizer）[65],[68]-[69]や最尤系列推定型等化器[71]-[72]などの非線形等化器に分類できる．また，フィルタ係数の更新アルゴリズムとしては，LMS（Least Mean Square）アルゴリズムや RLS（Recursive Least Square）アルゴリズム等，様々なアルゴリズムが提案されている[74]-[80].

また，前述の NNE は周波数選択性フェージングに対しても有効に動作することが報告されており[51],[55]-[56]，新しい適応等化器としても注目されている．

ダイバーシチ技術は，そのブランチ構成法によって空間ダイバーシチ[81]-[82]，偏波ダイバーシチ[83]-[84]，角度ダイバーシチ，周波数ダイバーシチおよび時間ダイバーシチに分類できる．また，各ブランチの合成法からは，選択合成法，等利得合成法および最大比合成法に分類できる．一般に，これら合成法のうち最もダイバーシチ効果が得られるのは，合成波の CNR（Carrier to Noise Power Ratio）を最大にする最大比合成法である．

アダプティブ・アレー技術は，複数のアンテナから得られる受信信号に対して適当な重み付けを行い，最適な受信信号を得る技術であり，原理的には，適応等化技術と等価である[85].

マルチキャリア伝送技術は，複数のサブキャリアを用いることによって信号の狭帯域化を図り（図 1-1-4 参照），伝送路の遅延スプレッドに伴う周波数選択性フェージ

ングに対して耐性の高い信号伝送を実現する技術であり，例えば，マイクロ波無線中継伝送方式においても既に実用化されている[36]-[37],[88]-[89]．マルチキャリア伝送方式の中でも，特に，各サブキャリア間に周波数直交性を持たせたOFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing）は，欧州や我が国における地上波ディジタル放送[3]-[4],や，MMAC，HIPERLAN type 2 などの次世代高速無線アクセスシステムの信号伝送方式として採用されるなど，近年，非常に注目を浴びている．また，一般に，OFDMでは各送信シンボルの最後部の一部をガード・インターバル（Guard Interval）として各シンボルの前に付加して伝送する．これにより，ガード・インターバル長と同じ遅延時間を持つ遅延波の影響を除去できるため，周波数選択性フェージングに対する耐性は，より一層高くなる．

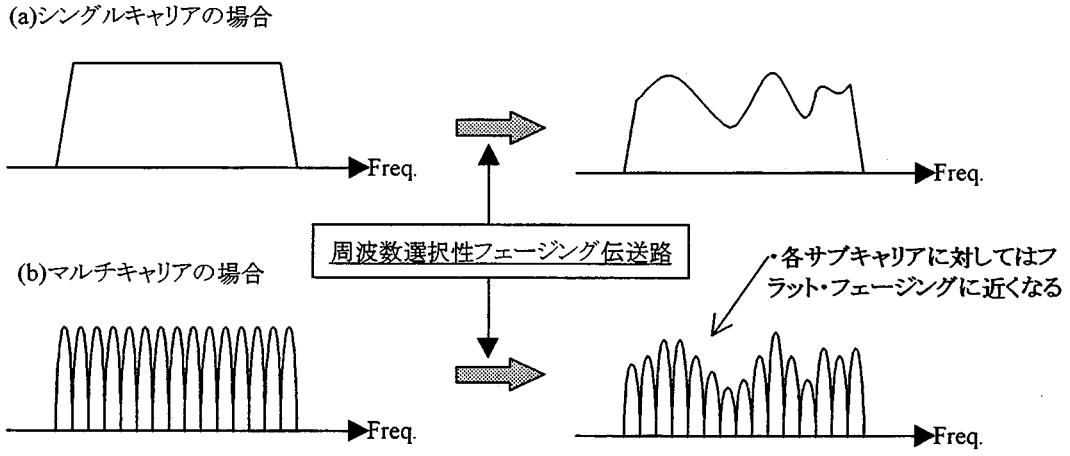


図 1-1-4 マルチキャリア伝送技術における周波数選択性フェージング耐性

マルチキャリア伝送方式は，1957 年に短波帯のデータ伝送方式として Doeltz 等によって提案された．その理論的検討は Chang[91]や Saltzberg[92]等によって行われている．マルチキャリア伝送技術を実用可能な技術として発展させたのは，1971 年の Weinstein，Ebert 等による DFT（Discrete Fourier Transform）の採用であるといえる[93]．その後，Hirosaki はサブキャリア伝送方式として QAM を用いることを提案した[94]．なお，移動体通信への応用が報告されたのは 1985 年である．

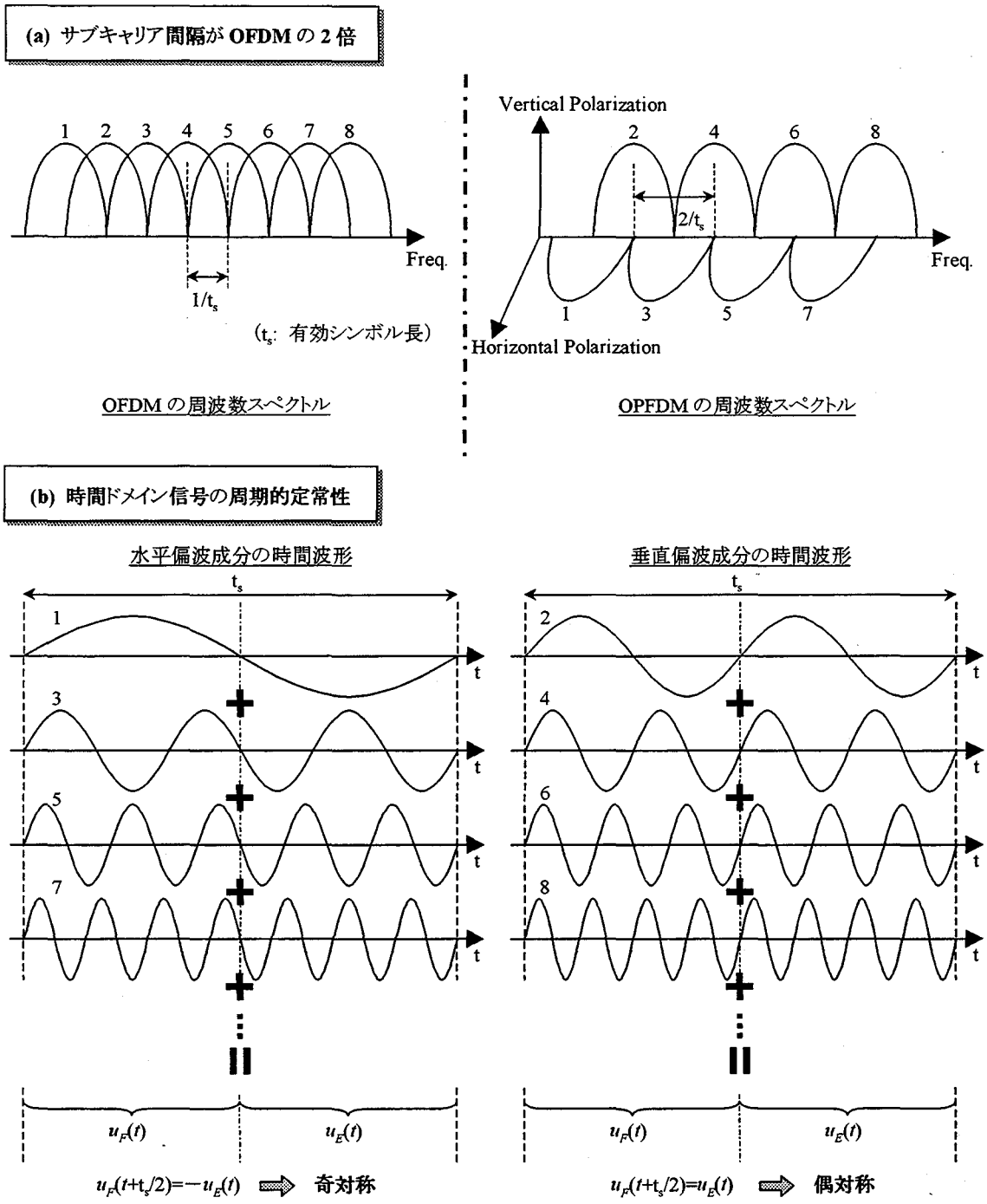


図 1-1-5 OPFDM の特徴

そして，近年，新しいマルチキャリア伝送方式として，偏波直交性と周波数直交性を利用した OPFDM（Orthogonal Polarization and Frequency Division Multiplexing）が提案された[104]-[106]．OPFDM は，OFDM と同等の周波数利用効率を確保しつつ，サ

ブキャリア間隔を OFDM の 2 倍に広げることができるため（図 1-1-5 参照），OFDM で問題となるランダム FM 雑音や送受信機間のキャリア周波数の誤差に起因する伝送特性劣化を軽減することができ，フェージングに対する耐性の高い伝送方式として期待できる．

OPFDM のキャリア周波数オフセット推定法としては，1998 年，Sumasu 等により、1/2 シンボル遅延信号を利用した HSD-OPFDM（OPFDM using Half Symbol Delay Frequency Offset Compensation Scheme）が提案されている[107]-[108]．この推定法は，OPFDM 信号の持つ周期的定常性（図 1-1-5 参照）を利用しており，受信した各偏波成分の自己相関の位相項から周波数オフセットを推定する．

1.2 研究の概要

本研究では，将来の高速無線アクセスシステムにおける伝送特性の改善を目的とし，その技術的課題である非線形歪みとマルチパス・フェージング対策および伝送特性向上のための新たな受信方式に関する研究成果をまとめている．以下，本論文の第 2 章から第 5 章までの概要を述べる．

第 2 章では，高速無線アクセスシステムとして，FTTA システムを取り上げ，そこで問題となる非線形歪みの補償法として，新しいニューラル・ネットワーク波形等化器（NNE: Neural Network Equalizer）を提案する．

近年，光・電波融合技術を用いた高速無線アクセスシステムとして，柔軟性・経済性に優れた FTTA システムが注目されている．SCM 方式による FTTA システムを実現する上で克服すべき課題としては，無線伝送路におけるマルチパス・フェージングに加えて，E/O 変換部の非線形特性に起因する非線形歪みが挙げられる．したがって，FTTA システムにおいては，マルチパス・フェージング補償に加え，非線形歪み補償が重要となる．

本章では，信号の非線形歪みを補償するものとして，ニューラル・ネットワークを用いた波形等化器（NNE）を取り上げる．FTTA システムの各受信機において NNE を適用し，ポスト・ディストーション法による非線形歪み補償を行うことにより，非線形素子の入出力特性に関する厳密な情報を必要としないだけでなく，非線形特性の

個体差を吸収し，適応的な非線形歪み補償が可能となる．また，NNE は，マルチパス・フェージングに対しても補償効果が期待できるため，波形等化器が不可欠である FTTA では，NNE にマルチパス・フェージング補償器としての機能も持たせることができ，有効な歪み補償法となりうる．

本章では，ニューラル・ネットワークを構成するユニットの出力関数として 3 次関数を提案すると共に，ユニット間を接続するリンクの結合重みに対して，より効果的な初期値設定法を示す．また，提案する NNE が，非線形歪みとマルチパス歪みの混在する FTTA システムにおいて有効に動作することを計算機シミュレーションにより明らかにする．

第 3 章では，無線伝送路のマルチパス・フェージング対策として近年提案された直交偏波周波数多重伝送方式（OPFDM）を取り上げ，そのキャリア周波数オフセット推定法として，新たに CMB-OPFDM（OPFDM using Correlation Matrix Based Frequency Offset Compensation Scheme）を提案する．

OPFDM における送受信機間のキャリア周波数オフセット補償方式として，OPFDM 信号の自己相関を利用する 1/2 シンボル遅延周波数オフセット補償方式(HSD-OPFDM: OPFDM using Half Symbol Delay Frequency Offset Compensation Scheme）が提案されている．しかし，HSD-OPFDM は，マルチパス・フェージングと交差偏波干渉が混在する，より現実的な伝送路においては，伝送特性が著しく劣化するという問題がある．

本章では，OPFDM の各偏波における自己相関に加え，偏波間の相互相関をも考慮した新しい周波数オフセット推定法：CMB-OPFDM（OPFDM using Correlation Matrix Based Frequency Offset Compensation Scheme）を提案し，その有効性を計算機シミュレーションによって明らかにする．

第 4 章では，周波数選択性フェージング伝送路下で問題となる CMB-OPFDM の伝送特性劣化に対し，新たに推定周波数オフセットの前方保護（Forward Protection）による伝送特性改善手法を提案する．

OPFDM における周波数オフセット推定法の性能は，伝送特性を左右する重要な要素であり，伝送路特性の時間変動や周波数選択性に対しても，安定して高い推定精度

を保つことができる方式が要求される．第 3 章で提案した CMB-OPFDM は，HSD-OPFDM で問題となるフェージング伝送路での性能劣化を低減した有効な周波数オフセット推定法であるが，伝送路特性の周波数選択性が大きい場合に推定精度が劣化するという問題がある．

本章では，周波数選択性フェージング伝送路において CMB-OPFDM を適用した場合の推定精度の劣化に対して理論的考察を加えると共に，周波数選択性フェージング伝送路における CMB-OPFDM の伝送特性改善法として，推定周波数オフセットの前方保護法を提案する．また，計算機シミュレーションにより，提案方式を適用することによって，CMB-OPFDM の伝送特性が大幅に改善できることを明らかにする．

第 5 章では，OPFDM の伝送特性改善法として，新たに偏波ダイバーシチ受信法を提案する．

OPFDM において，送受信機間のキャリア周波数オフセットが無い場合，垂直偏波受信機および水平偏波受信機内の DFT 出力において，垂直偏波成分と水平偏波成分を容易に分離することができるため，このことを利用した偏波ダイバーシチ受信が可能となる．

そこで，本章では，合成比を OPFDM の各サブキャリア毎および 1 シンボル毎に制御する偏波ダイバーシチ受信法を新たに提案する．まず，合成法として 2 ブランチによる最大比合成を用いた場合のビット誤り率を理論的に導出した後，提案方式の改善効果について計算機シミュレーションによる解析を行い，その有効性を明らかにする．

なお，第 6 章は，本論文の結論であり，本研究で得られた成果を総括する．

第 2 章

ニューラル・ネットワーク波形等化器による FTTA システムの非線形歪みおよびマルチパス歪み補償法

2.1 緒言

現在，将来の高速アクセスシステムの１つとして FTTH（Fiber to the Home）が検討されている．FTTH は，光ファイバの持つ大容量性・低損失性を最大限に利用した高速・高品質伝送を可能とする一方で，全加入者を光ファイバで接続する必要上，その施設コストが膨大になるという問題があり，経済性の向上が大きな課題になっている．

この問題に対する 1 つの解として，光通信と無線通信を融合した光マイクロセル通信方式が挙げられる．光マイクロセル通信方式では，サービス地域を複数のセルに分割し，セル内に設置された無線基地局（RBS: Radio Base Station）を制御局（CS: Control Station）によって制御する．このとき，制御局とそれが統括する複数の無線基地局との間を光通信で，無線基地局と加入者間を無線通信で信号伝送するため，各加入者への光ファイバ施設が不要となり，経済的にシステムを構築できる．また，無線アクセスによって，利用者の可動性というユーザー・メリットが加わり，より利便性の高い大容量・高品質のアクセスネットワークを実現できる．

しかし，従来検討されてきた光マイクロセル通信方式では，各無線基地局で信号の変復調を行うため，送信電力の低減や周波数利用効率向上の観点から小セル化が要求された場合，無線基地局数の増加に伴う設置コストの増大が問題になる．また，将来的に変調方式などの信号形式が変更された場合，全無線基地局設備の変更が必要とな

るため，このようなシステム変更に対する柔軟性に欠ける．

このような問題点を解決するため，光マイクロセル通信方式において，光ファイバを広帯域な自由伝搬空間として利用するFTTA（Fiber to the Air）システムが提案されている[24],[111]．図 2-1-1 に，FTTA システムの構成を示す．FTTA システムでは，無線信号の電気／光変換（E/O: Electric to Optic Conversion）および光信号の光／電気変換（O/E: Optic to Electric Conversion）を主として行う無線基地局がセル毎に設置され，これらと光ファイバ接続された制御局において，信号の変復調や周波数割当てなどの集中制御が行われる．したがって，無線基地局機能は，無線信号の変調方式に依存せず，小型・低コスト化が可能となり，柔軟性・経済性に優れた高速無線アクセスシステムを構築できる．

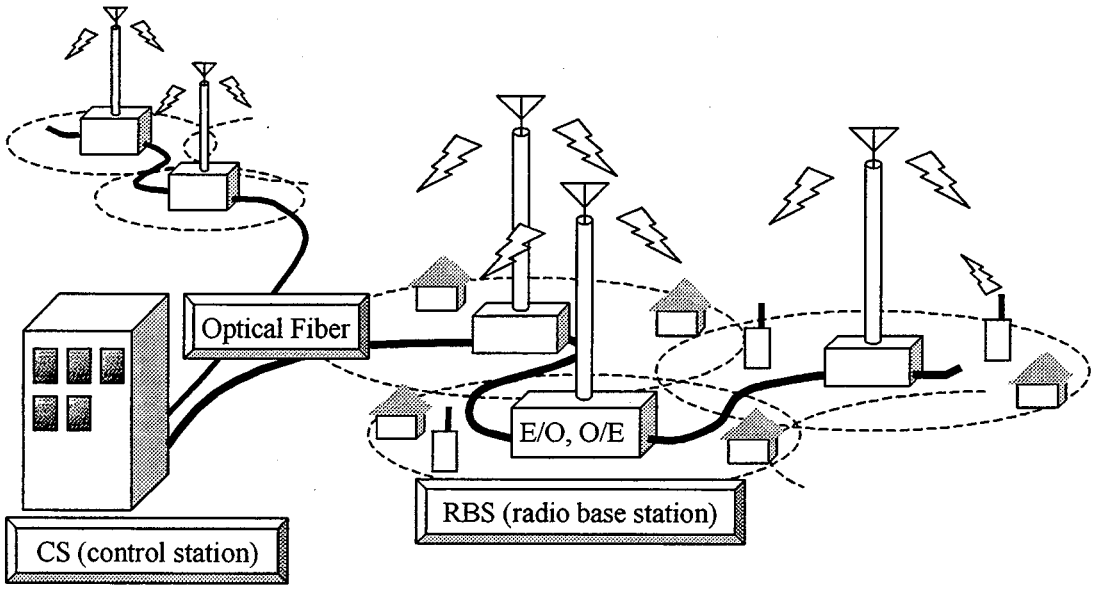


図 2-1-1 FTTA (Fiber to the Air)システム

SCM 方式を用いた FTTA システムを実現する上で克服すべき課題としては，無線伝送路におけるマルチパス・フェージング対策と，E/O 変換部で用いられるレーザ・ダイオード（LD: Laser Diode）の非線形特性に起因する非線形歪み対策が挙げられる．特に，無線信号の変調方式として多値 QAM(Quadrature Amplitude Modulation)や OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing）が用いられる場合には，非線形歪みの

影響が顕著に現れ，伝送特性の著しい劣化を免れない．したがって，FTTA システムにおいては，マルチパス・フェージング補償に加え，非線形歪み補償が重要となる．

マルチパス・フェージング補償方式としては，適応等化器[64]-[73]やダイバーシチ受信[81]-[84]，アダプティブ・アレー[85]-[87]，マルチキャリア伝送技術[91]-[93]などの有効性がかねてより報告されてきた．この中で，LMS（Least Mean Square）アルゴリズムや RLS（Recursive Least Square）アルゴリズム等を用いてマルチパス歪みを補償する適応等化器は，比較的小規模な装置で適応的に歪みを補償することができ，QPSK（Quadrature Phase Shift Keying）や多値 QAM 信号に対し，判定帰還型等化器（DFE: Decision Feedback Equalizer）などの優れた補償方式が提案されている[65],[68]-[69]．ただし，DFE はマルチパス歪みに対して有効な補償方式ではあるが，非線形歪みに対しては補償効果が期待できない．

一方，非線形歪み補償方式としては，第 1 章で示したように，プリ・ディストーション（Pre-distortion）法[38]-[42]，フィード・フォワード法[43]，フィード・バック法およびポスト・ディストーション（Post-distortion）法が挙げられる．この中で，ポスト・ディストーション法は，問題となる非線形素子の特性について厳密な情報を必要としない上，素子の温度特性等による非線形性の時間変化や，素子の個体差に対して柔軟に対応できる有効な補償方式として知られており，様々な方式が提案されている[44]-[46]．

こうした中，近年になって，新しい波形等化器としてニューラル・ネットワーク[59]-[60]を用いた波形等化器：NNE（Neural Network Equalizer）が提案された[49]-[50]．NNE は，非線形処理能力を有するニューラル・ネットワークによって，任意の歪みに対する補償機能を潜在的に保有するものであり，周波数選択性フェージングや非線形歪みに対する有効性が既に報告されている[49]-[58]．したがって，マルチパス・フェージングと非線形歪みが共に存在する FTTA システムでは，非線形歪みに対する適応的な歪み補償を可能とするだけでなく，マルチパス・フェージングに対する補償効果も期待できるという点で，NNE を用いたポスト・ディストーション法が効果的な歪み補償方式になると考えられる．

NNE は，その構造上，階層型ネットワーク構造を持つもの（階層型 NNE）と再帰的ネットワーク構造を持つもの（RNN Equalizer: Recurrent Neural Network Equalizer）

に分類できる[59]-[60]．このうち，階層型NNEは，ネットワーク内にフィード・バック・ループを持たないため，RNN Equalizer に比べて安定した動作が期待できる．階層型 NNE では，特定の入出力特性を有する『ユニット』が，『リンク』によって多段接続され，リンクにおける結合重みを最適化することによって歪みを補償する．結合重みを最適化するための適応アルゴリズムとしては，誤差逆伝搬（BP: Back Propagation）アルゴリズム[59]-[60]がよく知られている．BP アルゴリズムは，比較的簡単なアルゴリズムで優れたパターン分類能力を得られることから，文字認識や音声認識などの分野でも広く用いられている[62]が，一方で収束速度や局所最小値への落ち込みなどの点で課題があり，階層型 NNE を実用化するにはこれらの問題を解決する必要がある．

これまで提案されてきた階層型 NNE では，ユニットの持つ出力関数として，ロジスティック関数（logistic function）や双曲線正接関数（hyperbolic tangent function）などのシグモイド関数（sigmoidal function）が用いられてきた．出力関数は，NNE の非線形処理能力を左右する重要な要素であるが，NNE における出力関数の最適化についての検討はこれまで行われていない．しかし，例えば，変調方式として多値 QAM が用いられる場合，非線形素子による振幅方向の歪みの影響が顕著になるため，出力関数の最適化が必要になると考えられる．また，従来，リンクの結合重みの初期値としては小さな値の乱数が用いられていた．しかし，収束過程において局所最小値への落ち込みが問題となる BP アルゴリズムを用いる場合，より効果的な初期値設定法が望まれる．

そこで本章では，階層型 NNE の出力関数と初期値設定法に関し考察を加え，FTTA システムにおける新しい階層型 NNE を提案する．また，計算機シミュレーションにより，提案する NNE が，多値 QAM 変調方式を用いた FTTA システムにおいて，非線形歪みおよびマルチパス歪みを効果的に補償する能力を有することを明らかにする．

2.2 システム・モデル

図 2-2-1 に，FTTA のシステム・モデルを示す．本章で想定する FTTA では，制御局から放送型のコンテンツが各無線基地局（Radio Base Station）に送信され，加入者端末に配信されるとする．制御局（Control Station）では送信するビットストリームを

Downstream Transmitter で多値ディジタル変調し，LD による E/O 変換部で光信号に変換する．このとき，LD の非線形入出力特性によって，信号は非線形歪みを受ける．光信号は光ファイバによって各無線基地局に送信され，そこで PD（Photo Diode）によって O/E 変換された後，無線信号として各加入者端末（Terminal）へ送信される．このとき，無線伝送路において，信号はマルチパス・フェージングの影響を受ける．そして加入者端末で信号が復調され，ビットストリームが再生される．

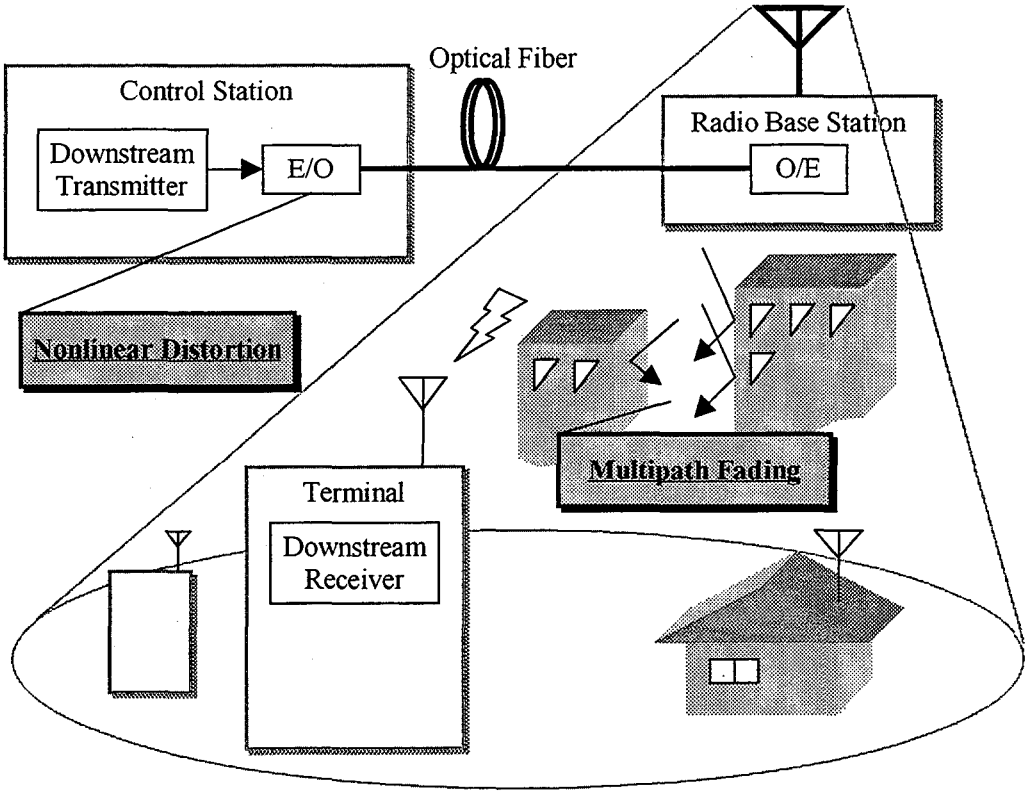


図 2-2-1　システム・モデル

図 2-2-2 に，本章で想定する FTTA の等価低域系システム・モデルを示す．

送信データは多値 QAM の信号点上にマッピングされ（I_0, Q_0），多値 QAM 変調された後，伝達関数を送信側と受信側でルート配分したルート・ロールオフ・フィルタによって帯域制限される．次に，E/O 変換部で用いられる LD の非線形特性によって非線形歪みが加わり，信号が劣化する．その後，光ファイバ内を光強度変調信号として伝送し，無線基地局へ送信される．無線基地局で O/E 変換された信号は，再び無線

信号として送信され，マルチパス伝送路を経て受信端末で受信される．受信端末では，非線形歪み，マルチパス歪みおよび加法性白色ガウス雑音（AWGN: Additive White Gaussian Noise）の影響を受けた信号が入力され，ルート・ロールオフ・フィルタによって波形整形される．次に，同期検波による直交復調を行い，直交するI, Q信号を得る．ただし，送受信機間での信号のキャリア周波数は完全に同期していると仮定する．復調されたI, Qの直交信号は，波形等化器に入力され，ここで非線形歪みおよびマルチパス歪みが補償される．そして，多値QAMの判定回路を経て，送信データI', Q'が再生される．

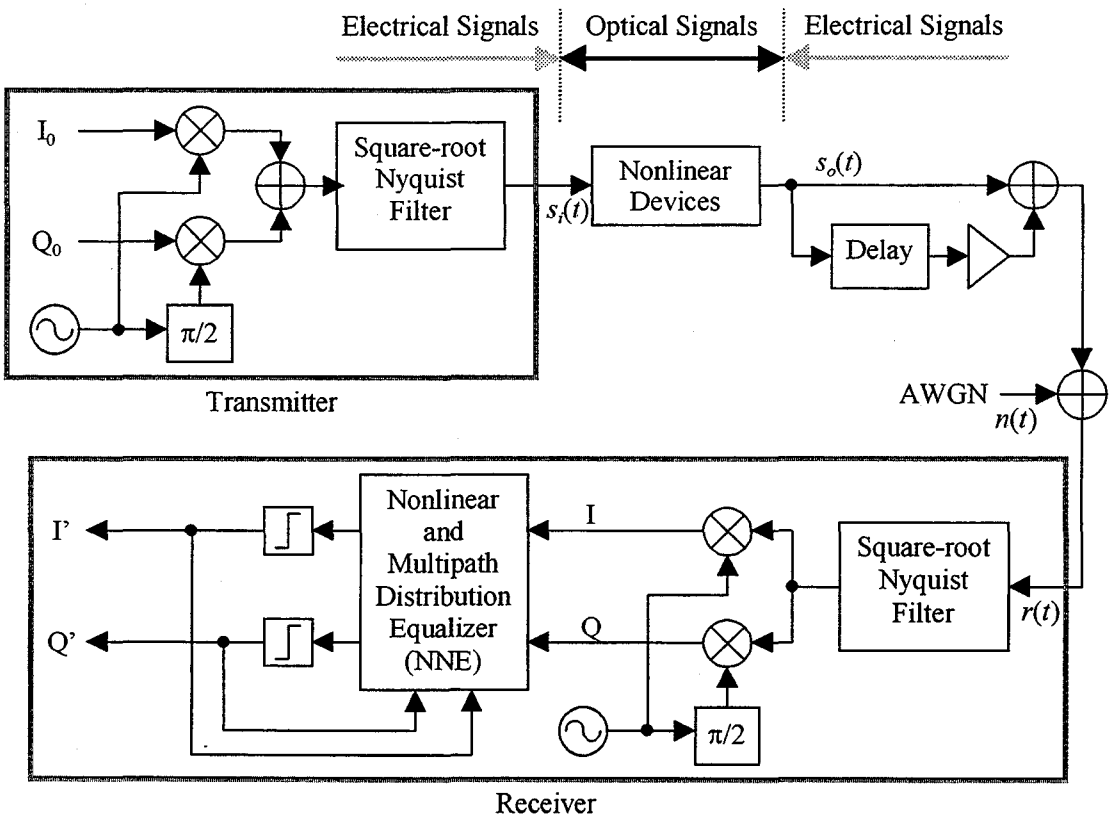


図 2-2-2　等価低域系でのFTTAシステム・モデル

非線形素子の非線形特性としては，次式で表されるAM/AM変換特性を仮定する．

$$A_o = \frac{A_i}{\left(1 + A_i^{2p}\right)^{1/2p}} \tag{2.1}$$

ただし，A_iおよびA_oはそれぞれ非線形素子の入力振幅および出力振幅を表す．また，パラメータp(smoothing factor) は入出力特性の線形領域から飽和領域へかけての滑らかさを表す正定数である．また，非線形素子のAM/PM変換特性は無視できるほど十分小さいと仮定する．

非線形素子の動作点は，バックオフによって表現される．入力バックオフ (*IBO*) および出力バックオフ (*OBO*) はそれぞれ次式で定義される．

$$IBO = 10\log_{10}\frac{P_{i,sat}}{P_i} \tag{2.2}$$

$$OBO = 10\log_{10}\frac{P_{o,sat}}{P_o} \tag{2.3}$$

ただし，P_iおよびP_oはそれぞれ非線形素子の平均入力電力および平均出力電力，$P_{o,sat}$は飽和出力電力，$P_{i,sat}$は飽和点に対応する入力電力を示す．なお，入力電力に対する出力電力の飽和特性例を図2-2-3に示す．

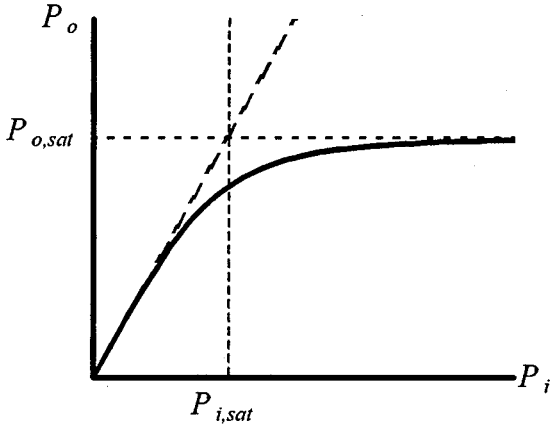


図2-2-3　非線形素子における平均出力電力の飽和特性

無線伝送路は，静的な2波マルチパス伝送路と仮定する．このとき，受信信号の等価低域系表現$r(t)$は次式のように表すことができる．

$$r(t) = s_o(t) + as_o(t-\tau)e^{j\theta} + n(t) \tag{2.4}$$

ただし，$s_o(t)$はO/E変換後の無線信号の等価低域系表現，$n(t)$は複素ガウス雑音成分に

対する等価低域系表現である．また，a, θおよび τはそれぞれ遅延波の伝搬するパスの伝搬損失，位相回転および伝搬遅延時間を表す．

2.3 ニューラル・ネットワーク波形等化器 (NNE)

ニューラル・ネットワークは，生体における神経細胞に相当する『ユニット』と，神経細胞間を結合しているシナプスに相当する『リンク』によって構成される．生体における学習機能は，シナプス強度を変化させることによって行われるが，ニューラル・ネットワークにおいては，リンクに付加された結合重みを入力に応じて変化させ，ネットワーク全体としての入出力関係を変化させることによって実現する．

図 2-3-1 に，代表的なユニットである入力加重和型ユニットの構成を示す．図 2-3-1 において，y_jはユニット j の出力，$w_{j,i}$はユニット i からユニット j への結合重みを表す．このとき，ユニットjの出力 y_jは次式で表される．

$$x_j = \sum_i w_{j,i} y_i + \theta_j \tag{2.5}$$

$$y_j = G(x_j) \tag{2.6}$$

ただし，θ_jはユニット j のバイアス値，$G(x)$はユニットの出力関数である．また，x_jをユニットの活性値と呼ぶ．

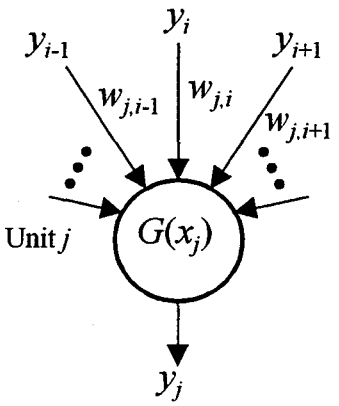
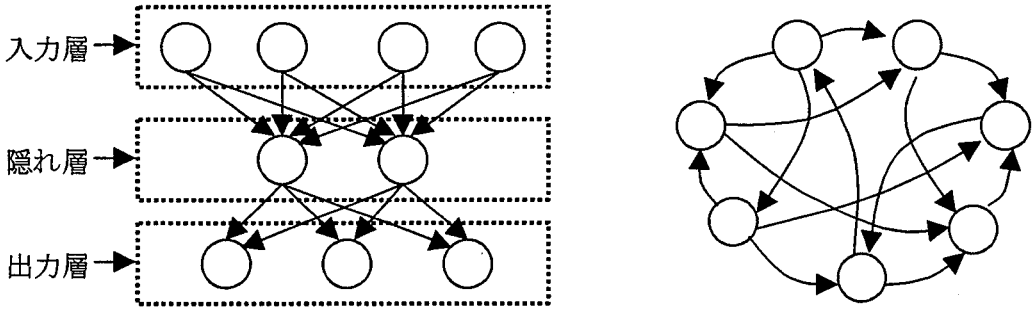


図 2-3-1 ユニット・モデル

ニューラル・ネットワークの構造は，階層型ネットワークおよび再帰的ネットワーク（単純リカレントネットワークおよび相互結合型ネットワーク）に大別されるが，

これまでに，これらの波形等化器への適用例が提案されている[49]-[58]．このうち，階層型ニューラル・ネットワークは，図 2-3-2 (a)に示すように入力層，隠れ層，出力層で構成され，信号が入力層から出力層方向に流れる最も単純なネットワークである．そのため，これを波形等化器に適用した場合，フィードバック・ループをもつ再帰的ネットワーク（図 2-3-2 (b)）に比べてより安定した動作が期待できる．



(a) 階層型ネットワーク(3 層の場合)　　(b) 再帰的ネットワーク

図 2-3-2 ニューラルネットワークの構造

図 2-3-3 に，提案する階層型 NNE のブロック図を示す．この NNE は，QPSK または多値 QAM 信号の復調直交信号 I，Q を入力とし，タップ付き遅延線，データ判定部および 3 層の階層型ニューラル・ネットワーク部で構成される．階層型ニューラル・ネットワーク部には，復調信号（I，Q）および判定信号（I'，Q'）のタップ付き遅延線出力信号が入力されており，等化器としては，判定帰還型波形等化器（DFE: Decision Feedback Equalizer）と同様，フィード・フォワード部とフィード・バック部から構成される．

階層型 NNE において，ニューラル・ネットワークの入力層および出力層におけるユニットの出力関数：$G_{I/O}(x)$は，一般に，次式の線形関数が用いられる．

$$G_{I/O}(x)=x \tag{2.7}$$

一方，隠れ層の出力関数（$G_H(x)$）は非線形な入出力特性を有しており，この特性と各リンクの結合重みの最適化によって非線形歪みを補償する．

提案する NNE において，結合重み $w_{j,i}$ の最適化には，階層型ニューラル・ネットワークの代表的な学習アルゴリズムである BP アルゴリズムを用いる．BP アルゴリズム

はネットワークの出力において定義される誤差評価関数を最急降下法（gradient descent method）によって最小化するアルゴリズムであり，NNE に適用した場合，伝送路の適応的な等化を可能とする．

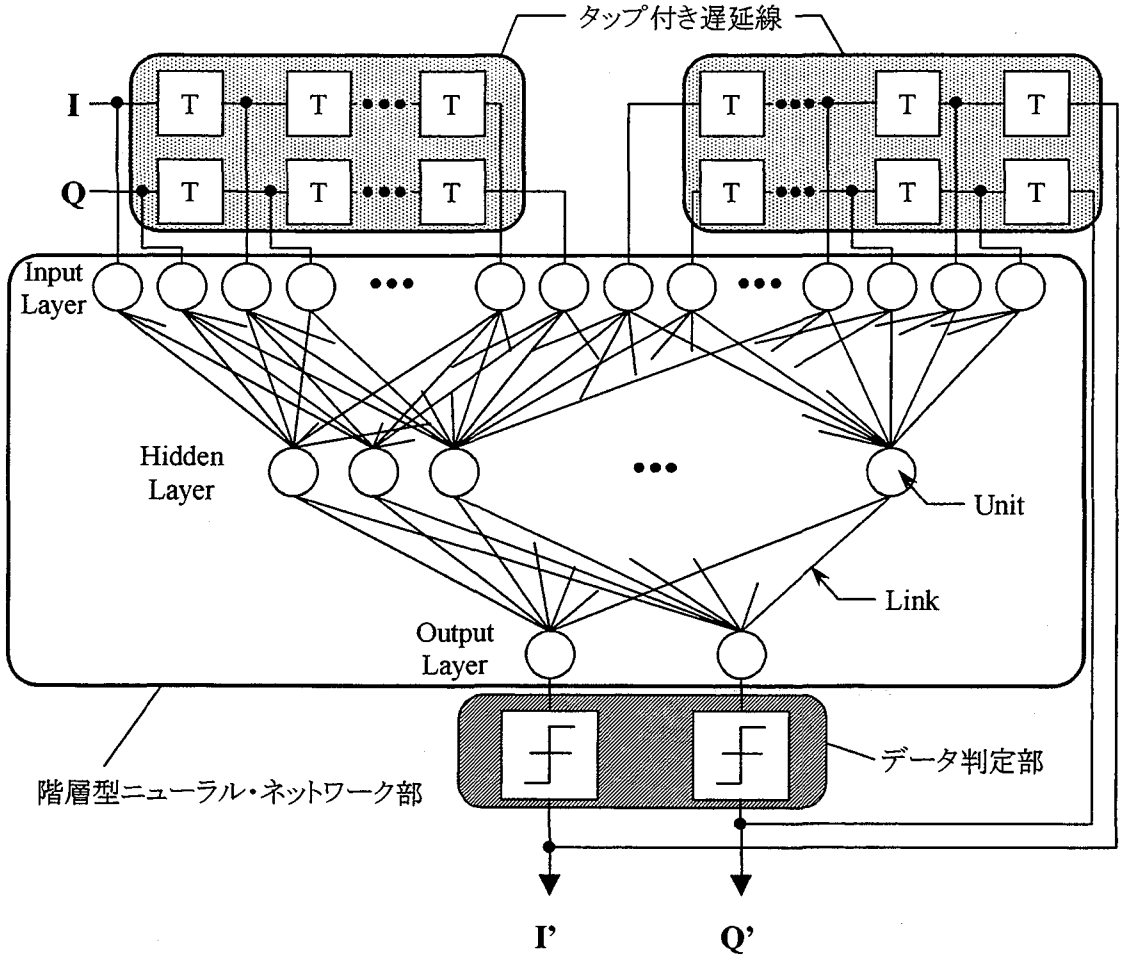


図 2-3-3　階層型 NNE

ここで，BP アルゴリズムについて説明する．ネットワークの出力層におけるユニット j の出力信号を z_j，それに対応する教師信号，すなわち送信信号を d_j，出力層のユニット数を J とすると，誤差評価関数（E）は次式で定義される．

$$E = \frac{1}{2}\sum_{j=1}^{J}\left(d_j - z_j\right)^2 \tag{2.8}$$

なお，QPSK や多値 QAM 等の直交復調信号に適用する NNE では，出力層のユニット

数を2つにすることができるため，J=2 となる．

いま，図 2-3-4 に示すように，出力層のユニット j の出力信号 z_j を最適化するための結合重み $w_{j,i}$ および $w_{i,h}$ について考える．誤差評価関数（E）は w 空間上の超曲面とみなすことができるため，E の最小値（極小値）を与える $w_{j,i}$ および $w_{i,h}$ を得る 1 つの方法は，$w_{j,i}$ および $w_{i,h}$ を E の $w_{j,i}$ および $w_{i,h}$ についての偏微分値に比例した量だけ逐次変化させることである（最急降下法）．すなわち，結合重み毎に次式で与えられる調整値を求め，重みを逐次更新していくことにより，ネットワークを最適化することができる．

$$\Delta w_{j,i} = -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{j,i}} \tag{2.9}$$

$$\Delta w_{i,h} = -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{i,h}} \tag{2.10}$$

ただし，ηは正の定数である．

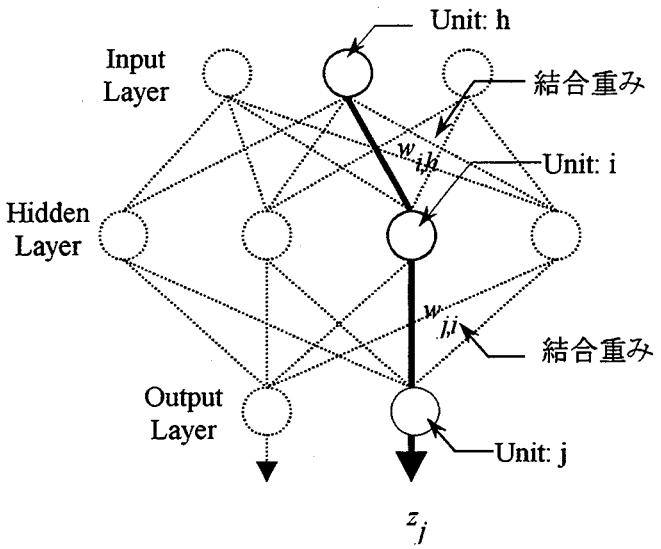


図 2-3-4 BP アルゴリズムによる結合重みの最適化

Unit: j の出力 z_j は，ユニットの活性値 x_j と出力関数 $G_{I/O}(x)$を用いて次式で与えられる．

$$x_j = \sum_i w_{j,i} y_i \tag{2.11}$$

$$z_j = G_{I/O}(x_j) = x_j \tag{2.12}$$

ただし，各ユニットのバイアス値は 0 とする．式 (2.8)，(2.11) および (2.12) より，式 (2.9) は次式のように変形できる．

$$\Delta w_{j,i} = -\eta \frac{\partial E}{\partial z_j} \frac{\partial z_j}{\partial x_j} \frac{\partial x_j}{\partial w_{j,i}} = \eta (d_j - z_j) y_i \tag{2.13}$$

同様に，Unit: i の出力 y_i は，ユニットの活性値 x_i と出力関数 $G_H(x)$を用いて次式で与えられる．

$$x_i = \sum_h w_{i,h} y_h \tag{2.14}$$

$$y_i = G_H(x_i) \tag{2.15}$$

式 (2.8) より，式 (2.10) は次式のように変形できる．

$$\Delta w_{i,h} = -\eta \frac{\partial E}{\partial y_i} \frac{\partial y_i}{\partial x_i} \frac{\partial x_i}{\partial w_{i,h}} = -\eta \left(\sum_j \frac{\partial E}{\partial x_j} \frac{\partial x_j}{\partial y_i} \right) \frac{\partial y_i}{\partial x_i} \frac{\partial x_i}{\partial w_{i,h}} \tag{2.16}$$

ここで，δ_jを次式のように定義する．

$$\delta_j = -\frac{\partial E}{\partial x_j} \tag{2.17}$$

式 (2.14)，(2.15) および式 (2.17)を用いて式 (2.16) をさらに変形すると，

$$\Delta w_{i,h} = \eta \left(\sum_j \delta_j w_{j,i} \right) G'_H(x_i) y_h \tag{2.18}$$

となる．ただし，$G'_H(x_j)$は $G_H(x_j)$の x_j に関する 1 次導関数である．また，上式において，結合重み $w_{j,i}$は，式 (2.13) を用いて新たに更新された値である．

式 (2.13) および (2.18) は，それぞれδ_j およびδ_i を用いて次式のように表現することができる．

$$\Delta w_{j,i} = \eta \delta_j y_i \tag{2.19}$$

$$\Delta w_{i,h} = \eta \delta_i y_h \tag{2.20}$$

したがって，BP アルゴリズムにおける Unit k から Unit l への結合重みの，第 n 回目の値から第 n+1 回目の値への更新式は，次式のように表すことができる．

$$w_{l,k}(n+1)=w_{l,k}(n)+\eta\delta_l(n)y_k(n) \quad ,$$
$$\delta_l(n)=\begin{cases} d_l(n)-z_l(n) & : \text{ Unit } l \text{ belongs to the Output Layer,} \\ \sum_j \delta_j(n)w_{j,l}(n)G_H'\left(\sum_k w_{l,k}(n)y_k(n)\right) & : \text{ otherwise.} \end{cases} \tag{2.21}$$

なお，受信側で教師信号 d_l が無い場合はブラインド等化（Blind Equalization）[66]となり，d_lの代わりにデータ判定部の出力が用いられる．

2.4 NNE における新しい出力関数および結合重みの初期値設定法の提案

ニューラル・ネットワークにおけるユニットの出力関数は，ネットワークの線形および非線形分離能力を左右する重要な要素である．したがって，NNE においても，出力関数の最適化が望まれる．また，ニューラル・ネットワークのリンクにおける結合重みの初期値は，慣例的に小さな値の乱数が与えられる．これは，これまで提案された NNE についても同様であり，特に初期値の設定法について検討された報告例はない．一方，BP アルゴリズムは最急降下法に基づくアルゴリズムであるため，収束時間が遅いことや，局所最小値へ落ち込みやすいことなどが問題となる．これらの問題は，ユニットの出力関数の最適化や結合重みの初期値の最適化によって軽減できると考えられる．そこで本節では，NNE の出力関数と結合重みの初期値に関して考察を行い，よりシステムに適した新しい出力関数および初期値設定法を提案する．

従来の NNE では，前述のとおり，隠れ層のユニットにおける出力関数として，シグモイド関数が用いられてきた．シグモイド関数は，入力が±∞に近づくと出力が飽和するような単調増加で微分可能な関数の総称である．式 (2.22) に代表的なシグモイド関数を示す．

$$G_H(x)=\frac{1-e^{-x}}{1+e^{-x}} \tag{2.22}$$

また，式 (2.22) の入出力特性を図 2-4-1 に示す．

ここで，非線形素子の AM/AM 変換特性について考えると，この特性を近似する関数である式 (2.1) はシグモイド関数である．図 2-4-2 に，式 (2.1) で表される AM/AM 変換特性例を示す．

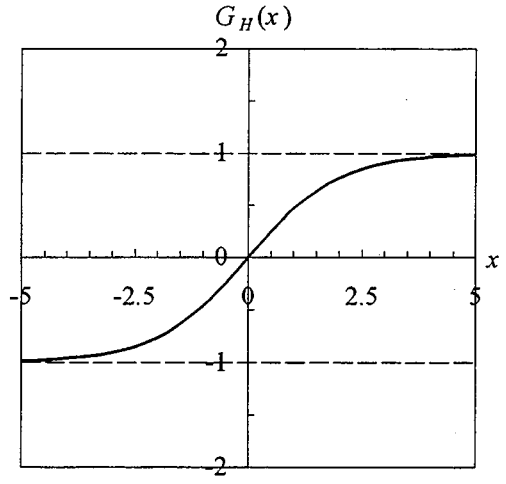


図2-4-1 従来の出力関数の入出力特性

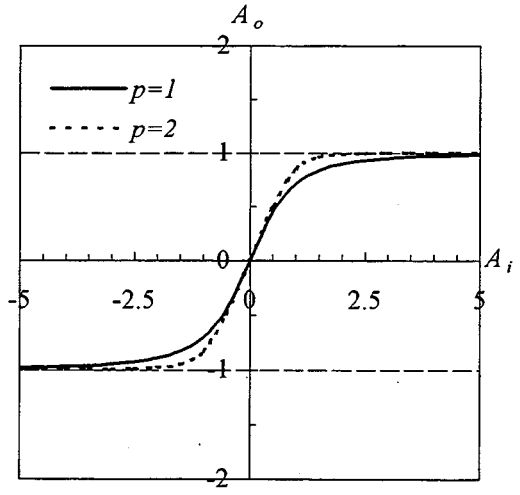


図2-4-2 非線形素子のAM/AM変換特性例

NNE の目的が，非線形素子に起因する非線形歪みを補償することであることを考慮すると，ユニットの出力関数は，AM/AM 変換特性にみられる飽和特性に対して逆特性を表す入出力特性を有する方が好ましいと考えられる．そこでまず，出力関数として，式 (2.1) の逆関数を考える．このとき，出力関数は次式で与えられる．

$$G_H(x)=\left(\frac{x^{2p}}{1-x^{2p}}\right)^{\frac{1}{2p}} \tag{2.23}$$

しかし，出力関数を実関数とする場合，式 (2.23) の関数の定義域は-1<x<1 となるため，上式は，BP アルゴリズムを用いる NNE におけるユニットの出力関数として不適当である．そこで，新しい出力関数として，次式で表される 3 次関数を提案する．

$$G_H(x) = x^3 + x \tag{2.24}$$

上式は，-∞<x<+∞で定義され，かつ微分可能であるため，式 (2.21) で与えられる BP アルゴリズムが適用できる．式 (2.24) の入出力特性を図 2-4-3 に示す．図から，式 (2.24) の出力関数は AM/AM 変換特性の飽和特性に対して逆特性に近い入出力特性を有することがわかる．したがって，従来のシグモイド関数を用いた NNE に比べ，非線形歪み補償能力の向上が期待できる．

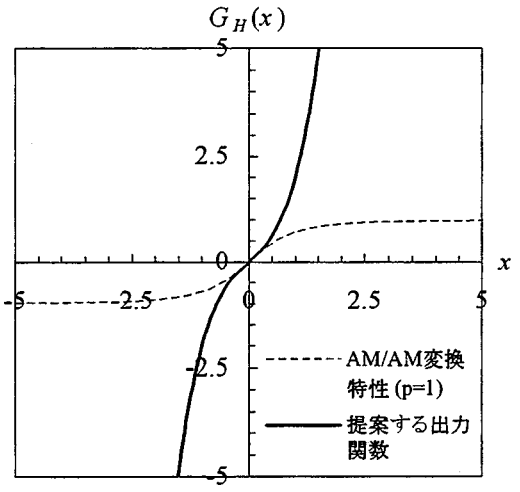


図2-4-3 提案する出力関数の入出力特性

次に，結合重みの初期値について考察する．前述のとおり，ニューラル・ネットワークの結合重みの初期値には，一般に，小さな値の乱数が与えられる．これは，従来の NNE においても同様であり，NNE に適した初期値についての考察はこれまで行われていない．

NNE でブラインド等化を行う場合，等化の初期段階（acquisition stage）では判定器出力の信頼性が低いため，これを教師信号として用いると，収束時間の増大やネットワークの発散などの問題が発生しやすい．特に，結合重みの初期値には乱数が用いら

れているため，ネットワークの学習が進むまでは判定器出力に対し，高い信頼性は望めない．この問題に対し，従来の NNE では，波形等化用のトレーニング信号を伝送信号に付加し，これを用いた教師あり学習を繰り返した後で，判定器出力を用いる等化（decision directed）に切り替えていた（tracking stage）[51],[55],[57]．しかし，この場合，トレーニング信号の付加によって，送信する情報の伝送レートの低下が避けられないという問題がある．また，一般に BP アルゴリズムは収束速度が遅いため，トレーニング信号を用いたとしても，トラッキング・ステージに移行するまでには数百～数千シンボルというかなりの量の学習を必要とする．

これらの問題は，NNE の結合重みの初期値を，適用するシステムに応じて最適化することで軽減されると考えられる．そこで，初期値の設定法として，FTTA システムにおいて想定される非線形歪みを既知信号に与え，これらをもとに予め教師あり学習を行っておき，その収束値を結合重みの初期値とする方法を提案する．この場合，次のようなメリットが期待できる．

① NNE を実動作させる前にある程度学習を行うため，波形等化用のトレーニング信号を必要とせず，情報の伝送レートを低下させない．

② システムで予め想定される非線形性を考慮して NNE の学習を行った上で初期値を与えるので，等化以前に既にプリ・ディストーションによる非線形歪み補償と同様の効果が得られる．

次節では，提案する NNE の伝送特性を計算機シミュレーション結果によって評価する．

2.5 提案する階層型 NNE の伝送特性

2.5.1 計算機シミュレーションのパラメータ

表 2-5-1 に，計算機シミュレーションで用いたパラメータを示す．チャネルの帯域幅は 6MHz とし，信号は送受信機間で特性をルート配分したロール・オフ・フィルタにより波形整形されているとする．ただし，ロール・オフ率（Roll-off Factor）は 0.15 とした．変調方式は 16QAM および 64QAM を想定し，この場合の信号のビット・レートはそれぞれ 20Mb/s および 30Mb/s となる．

非線形素子の入出力特性は式 (2.1) で表される AM/AM 変換特性とし，smoothing

factor: p は 3.0 とする．なお，16QAM および 64QAM 変調時の入力バック・オフ（IBO）はそれぞれ-0.87dB および 1.84dB とした．また，無線伝送路は 2 波の静的マルチパス伝送路とする．

波形等化器としては，提案する NNE に加え，式 (2.22) の出力関数を持つ従来の NNE および FIR（Finite Impulse Response）部が 3 タップ，IIR（Infinite Impulse Response）部が 5 タップの DFE（Decision Feedback Equalizer）を想定し，それぞれの特性を比較した．ただし，NNE では，入力層のユニット数を 16，隠れ層のユニット数を 14，出力層のユニット数を 2 とし，入力層では DFE と同様，FIR 部が 3 タップ，IIR 部が 5 タップになるように信号を入力した．

表 2-5-1　計算機シミュレーションのパラメータ

変調方式		16QAM / 64QAM	
チャネル帯域幅		6MHz	
波形整形フィルタ		ロール・オフ・フィルタ（送受信機間でルート配分）：ロール・オフ率=0.15	
伝送路	非線形特性	AM/AM 変換特性 (smoothing factor: p=3.0)	
	入力バック・オフ (IBO)	-0.87dB (16QAM) / 1.84dB (64QAM)	
	無線伝送路	2 波静的マルチパス伝送路	
波形等化器	提案 NNE（出力関数：3 次関数(*1)）	入力層のユニット数	16 (FIR:6, IIR:10)
		隠れ層のユニット数	14
		出力層のユニット数	2
	従来の NNE（出力関数：シグモイド関数(*2)）	入力層のユニット数	16 (FIR:6, IIR:10)
		隠れ層のユニット数	14
		出力層のユニット数	2
	DFE（LMS アルゴリズム）	FIR 部	3 タップ
		IIR 部	5 タップ

(*1) $G_H(x)=x^3+x$.　　(*2) $G_H(x)=\left(1-e^{-x}\right)/\left(1+e^{-x}\right)$

また，NNE を用いた場合の結合重みの初期値設定法として，表 2-5-2 に示した 2 通りの方法を想定した．なお，本章で提案する設定法は，表 2-5-2 に示した設定法 B であり，設定法 A は比較のための方法である．

表 2-5-2　NNE における結合重みの初期値設定法

設定法 A	無歪みかつ雑音のない既知データ 30,000 シンボルを用いて教師あり学習を行い，その収束値を初期値とする．
設定法 B	既知データ 30,000 シンボルに対して想定される非線形歪みを与え，教師あり学習を行った後，その収束値を初期値とする．

2.5.2　E_b/N_0-SER 特性

図 2-5-1 および図 2-5-2 に，変調方式を 16QAM および 64QAM とした場合の E_b/N_0-SER（Symbol Error Rate）特性を示す．ただし，無線伝送路は，主波および表 2-5-3 に示す遅延波が存在する静的な 2 波モデルであるとする．また，図中，例えば"NNE [Sigmoidal, A]"は，隠れ層のユニットの出力関数に式 (2.22) のシグモイド関数を与え，結合重みの初期値は表 2-5-2 に示した設定法 A を用いた場合の特性，また，"NNE [Cubic, B]"は，隠れ層のユニットの出力関数に式 (2.24) の 3 次関数を与え，結合重みの初期値は表 2-5-2 に示した設定法 B を用いた場合の特性を表す．

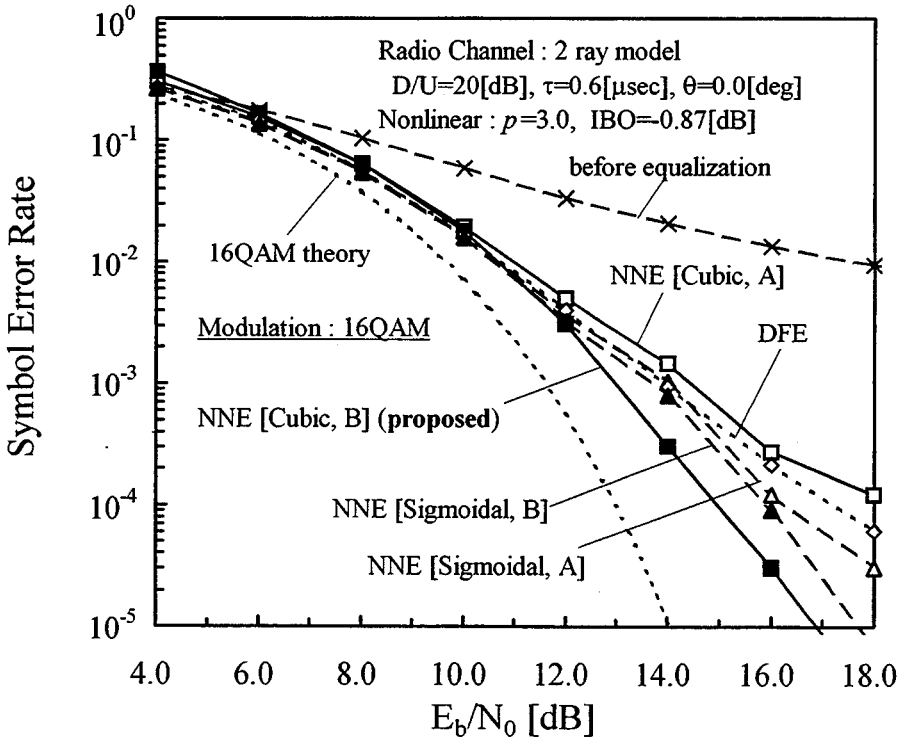


図2-5-1 E_b/N_0-SER特性 (16QAM)

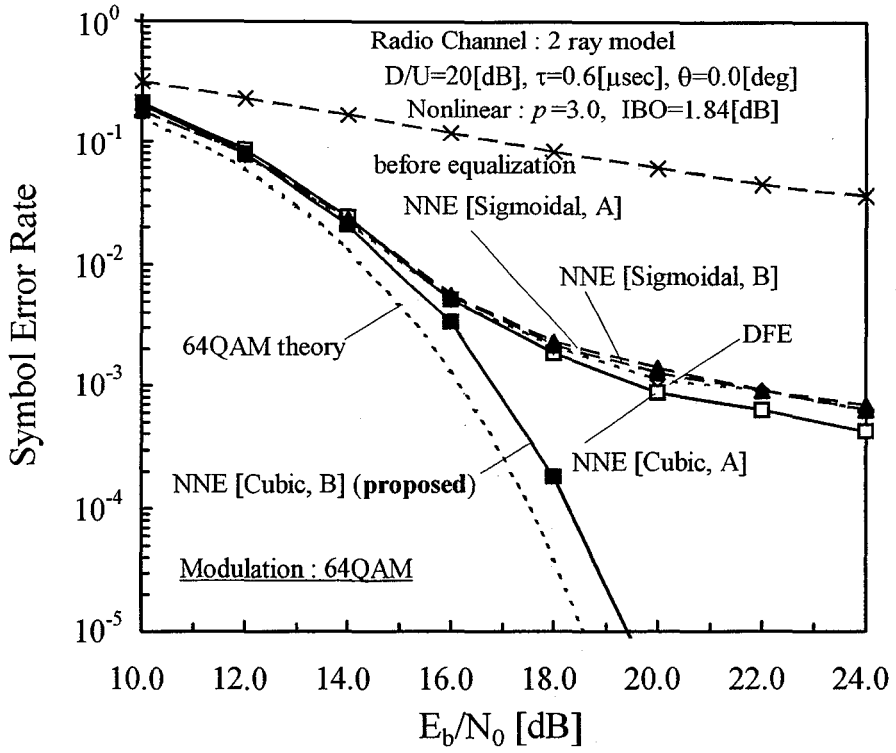


図2-5-2 E_b/N_0-SER特性 (64QAM)

表 2-5-3　無線伝送路における遅延波のパラメータ

伝送路		静的 2 波モデル
遅延波	主波に対する遅延時間 (τ)	0.6 [μsec]
	D/U	20.0 [dB]
	主波に対する位相差 (θ)	0.0 [degree]

図 2-5-1 より，変調方式が 16QAM の場合は，従来の DFE でもある程度歪みを補償することが可能であるが，中でも提案方式（NNE [Cubic, B]）が最も優れた特性を示すことがわかる．提案方式の優位性は，変調方式が 64QAM の場合により顕著に現れることが，図 2-5-2 より明らかとなる．この場合，出力関数にシグモイド関数を与えた従来の NNE では，いずれの初期値設定法を用いても DFE と比べてシンボル誤り率特性が改善していない．これは，非線形歪みとマルチパス歪みが共に存在することによって，BP アルゴリズムが局所最小値で安定してしまったためであると考えられる．

すなわち，この場合の NNE は，非線形歪みに対しては有効に動作していないといえる．これに対し，出力関数に 3 次関数を用いた場合（NNE [Cubic, A]）では，DFE に比べて，SER=10^{-3} で約 2dB の性能改善効果が得られている．さらに，提案方式である NNE [Cubic, B] は，SER=10^{-3} において NNE [Cubic, A] よりも 4dB の性能改善効果が得られている．このことは，提案する結合重みの初期値設定法によって，さらに性能が向上することを表しており，提案方式が非線形歪みおよびマルチパス歪みの補償方式として優れた性能を有することがわかる．

2.5.3 IBO-SER 特性

次に，変調方式が 64QAM の場合の IBO に対するシンボル誤り率特性を図 2-5-3 に示す．ただし，結合重みの初期値設定法 B では，p=3.0，IBO=1.84dB の非線形歪みを用いて学習を行った．

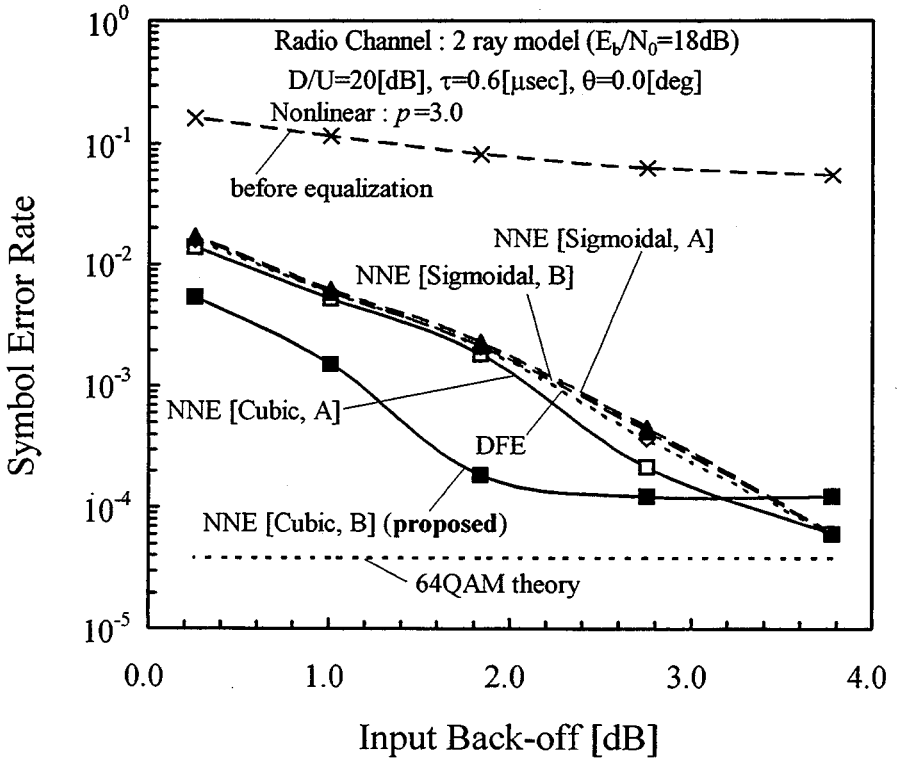


図2-5-3 IBO-SER特性 (64QAM)

図 2-5-3 より，提案する NNE [Cubic, B] は，他の方式に比べて IBO=0dB～3dB という広い範囲にわたって優れた補償性能を有していることがわかる．非線形歪みによる影響を軽減するために，非線形素子では入力バック・オフを大きくとることを余儀なくされるが，このことは同時に，光リンクにおける CNR（Carrier to Noise Power Ratio）を減少することになるため，実際に入力バック・オフを大きくするのは困難である．したがって，提案方式が IBO の小さい範囲で有効であることは非常に重要であるといえる．

2.5.4 マルチパス歪みの影響

FTTA では，非線形歪みに加えて無線伝送路でのマルチパス歪みが問題となるため，提案する NNE のマルチパス歪みに対する性能を評価する必要がある．

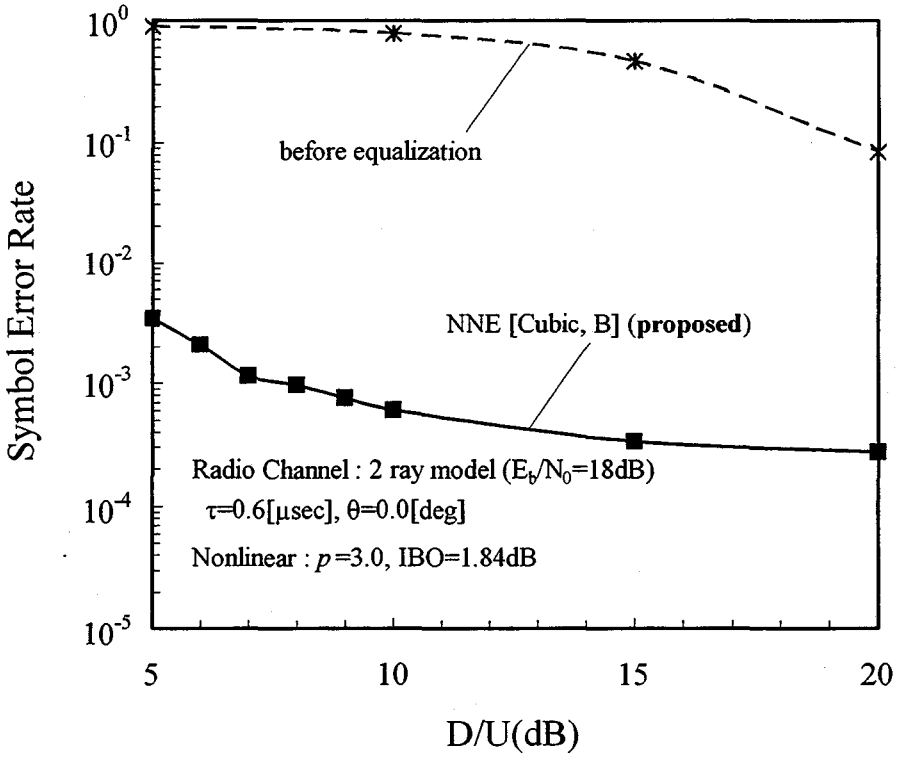


図2-5-4 D/U-SER特性 (64QAM)

図 2-5-4，図 2-5-5 および図 2-5-6 は，想定した 2 波モデルにおいて，それぞれ遅延

波の伝搬損失（D/U），伝搬遅延時間（τ） および位相回転（θ）をパラメータとした場合のシンボル誤り率特性を示している．なお，変調方式は 64QAM とし，非線形素子の smoothing factor: p は 3.0，IBO=1.84dB とした．

図 2-5-4 より，提案方式は D/U が小さい場合でも有効に動作することがわかる．また，図 2-5-2 より，シグモイド関数を用いた従来の NNE の E_b/N_0=18dB におけるシンボル誤り率は，D/U=20dB で約 2.0×10^{-3} であることがわかるが，図 2-5-4 において，これとほぼ同じシンボル誤り率を与える D/U は約 6.0dB となっており，提案方式を用いることにより，D/U に対して約 14dB のマージンが得られることがわかる．

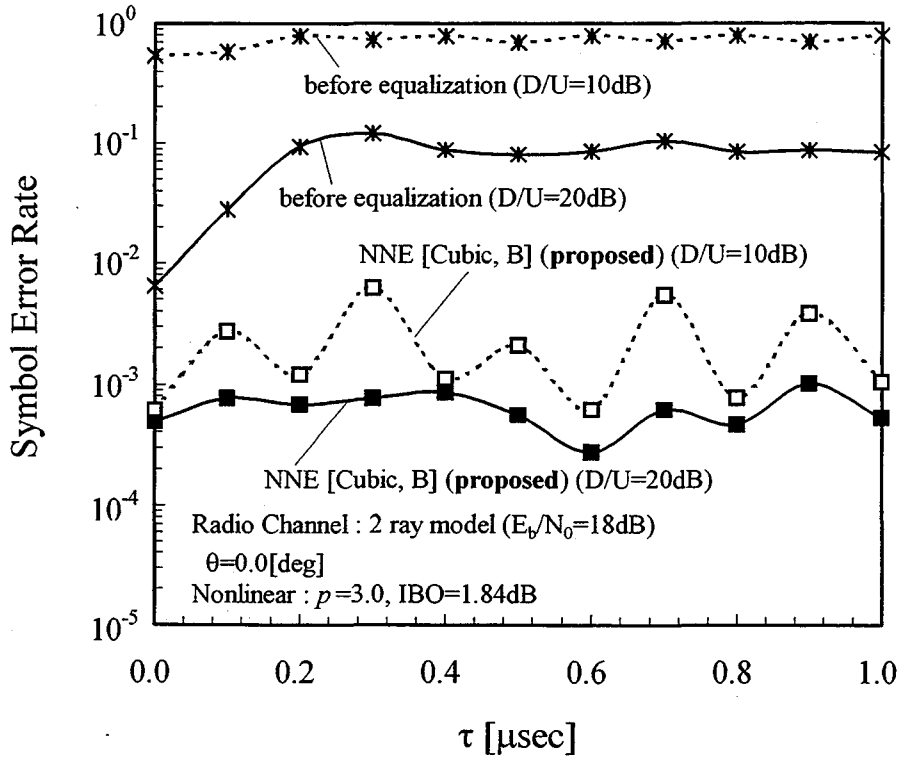


図2-5-5 τ-SER特性 (64QAM)

図 2-5-5 では，D/U=10dB および 20dB の場合について，伝搬遅延時間（τ）に対するシンボル誤り率を示している．想定した NNE では，判定帰還型波形等化器のフィード・バック部に相当するタップ数が 5 タップとなるため，遅延波の許容最大遅延時間は 1.0μsec となる．図から，許容最大遅延時間までのτに対して，有効に動作して

いることがわかる．特に，D/U=20dB の場合は，D/U=10dB の場合に比べて遅延時間に対する感度が小さくなっている．

図 2-5-6 は，遅延波の位相回転（θ）に対するシンボル誤り率を示している．この結果，提案する NNE の性能はθに依存しないといえる．

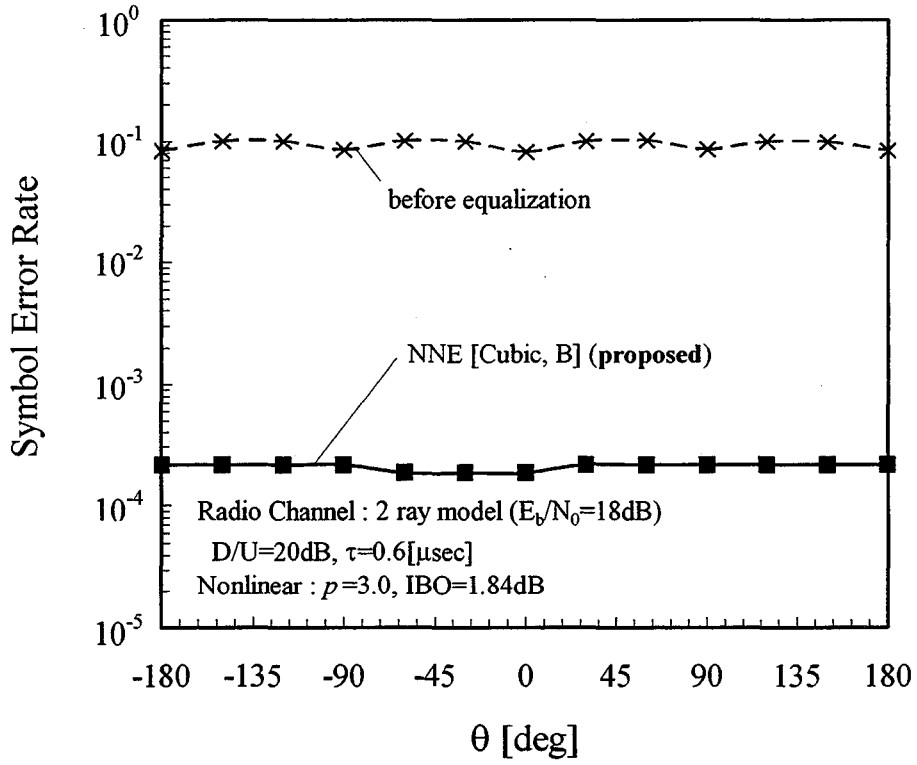


図2-5-6 θ-SER特性 (64QAM)

2.6 結言

本章では，FTTA システムで問題となる非線形歪みおよびマルチパス歪みの補償方式として，新しい階層型 NNE を提案した．提案する NNE では，ユニットの出力関数を 3 次関数とし，さらに結合重みの初期値をシステムの非線形性に適合するように与えている．

変調方式として 16QAM および 64QAM が用いられている場合の，非線形歪みおよびマルチパス歪みに対する有効性を計算機シミュレーションにより評価した．その結

果，従来のNNEやDFEよりも優れた補償効果が得られることが明らかとなった．

また，変調方式として64QAMが用いられる場合，BPアルゴリズムを用いた従来のNNEでは，無線伝送路におけるマルチパスの影響によってネットワークが局所最小値へ落ち込み，結果として非線形歪みに対する補償効果が得られない場合があることがわかった．これに対し，提案方式では，非線形歪み補償効果の向上によってシンボル誤り率特性を著しく改善することができることが明らかとなった．

さらに，無線伝送路のマルチパスとして想定した静的な2波モデルにおける遅延波の伝搬損失，遅延時間および位相回転に対するシンボル誤り率特性を評価した．計算機シミュレーションの結果，想定したマルチパス・フェージングに対し，提案するNNEが有効に非線形歪みおよびマルチパス歪みを補償することが明らかとなった．

第 3 章

直交偏波周波数多重伝送方式における偏波間相互相関を用いた周波数オフセット推定法

3.1 緒言

高速無線アクセスシステムにおいて，無線伝送路のマルチパス・フェージングによる伝送特性の劣化は重要な問題であり，無線通信における周波数資源の有効利用という点に配慮しながら，高速かつ高品質なディジタル伝送を実現するには，多値ディジタル変調技術[63],[109]の向上やフェージング補償技術[25]-[26]の適用が不可欠となる．

無線伝送路におけるマルチパス・フェージングとしては，固定遅延波による周波数選択性フェージングや多重伝搬経路に起因するレイリー・フェージング等が挙げられる．例えば，固定受信を前提とした地上波ディジタル放送システムなどでは，数μsec～数十μsec の遅延時間を有する遅延波による周波数選択性フェージングが問題とるため，判定帰還型波形等化器による波形等化技術[64]-[73]や OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 伝送方式の採用など，様々なフェージング対策が検討され，実用化されている．また，ディジタル移動体通信では，数百 Hz～1kHz の最大ドップラー周波数を有するレイリー・フェージングや周波数選択性フェージングにより伝送特性が著しく劣化するため，ビタビ等化器等の波形等化技術[72]-[73]，アダプティブアレー技術[85]-[87]，スペクトル拡散技術などによるフェージング対策が重要となる．

この中で，OFDM は，送信信号を狭帯域化し，互いに直交する複数のサブキャリアを用いて伝送するマルチキャリア伝送方式である．この方式は，同じ伝送帯域幅およ

び同じビットレートのシングルキャリア伝送方式に比べてシンボル長が長いことに加え，送信信号の一部をガード・インターバルとして各シンボルに付加して伝送することで，ガード・インターバル長よりも遅延時間の短い遅延波の影響を除去することができるため，周波数選択性フェージングに対して本質的に耐性が高い．そのため，欧州における地上波ディジタル放送方式に採用されているほか，日本における地上波ディジタルテレビジョン放送の伝送方式としての検討も進んでいる．また，ディジタル移動体通信の分野においてもその有効性について様々な報告が行われている[97]-[98].

一方，OFDM では，サブチャネル数を増加して各サブキャリア当たりの伝送速度を低く抑えることにより，遅延波の影響に対する耐性を高めることが可能である．しかし，伝送帯域一定のままサブキャリア数を増加すると各サブキャリア間の周波数間隔が減少するため，送受信機間のキャリア周波数オフセットの影響を受けやすくなり，結果としてチャネル間干渉（ICI：Inter-channel Interference）を引き起こす可能性が高まる．

この問題を解決する伝送技術として，OFDM 伝送で送信する全サブキャリアを周波数軸上で偶数番目のサブキャリアと奇数番目のサブキャリアに分け，それぞれを垂直および水平偏波で伝送する直交偏波周波数多重（OPFDM: Orthogonal Polarization and Frequency Division Multiplexing）伝送方式が提案されている[104]-[106]．OPFDM は，OFDM で用いられる周波数の直交性に加えて，偏波の直交性を活用した伝送方式であるため，OFDM と同等の周波数利用効率を確保しつつ，隣接サブキャリア間隔を OFDM の 2 倍にすることができ，送受信機間のキャリア周波数オフセットやランダム FM 雑音等に対してより耐性の高い伝送システムを構築できる．また，直交偏波を用いた信号伝送を想定する場合，偏波間の交差偏波干渉が問題となるが，都市部における平均的な偏波干渉を想定した場合でも，OPFDM は OFDM に比べて優れた伝送特性を有することが報告されている[106]．したがって，OPFDM は，地上波ディジタル放送システムやディジタル移動体通信システムにおいて有効な伝送方式として期待できる．

OPFDM において，送信側と受信側のキャリア周波数オフセットを補償するための周波数オフセット推定法として，既に OPFDM 信号の自己相関を利用する 1/2 シンボル遅延周波数オフセット補償方式（HSD-OPFDM: OPFDM using Half Symbol Delay Frequency Offset Compensation Scheme）が提案されている[108]．HSD-OPFDM は，

OPFDM 信号波形が 1 有効シンボル内の前半部と後半部で対称になるという周期的定常性を利用して周波数オフセット推定を行うものである．HSD-OPFDM の性能については，交差偏波干渉の無視できない加法性白色ガウス雑音（AWGN: Additive White Gaussian Noise）伝送路に対して，その有効性が報告されている．しかしながら，マルチパス・フェージングと交差偏波干渉が混在するような，より現実的な伝送路においては，主波成分に対する交差偏波成分の増大に伴って推定誤差が増加し，伝送特性が著しく劣化してしまうという問題点があった．

そこで本章では，OPFDM の各偏波における自己相関に加え，偏波間の相互相関をも考慮した新しい周波数オフセット推定法：CMB-OPFDM（OPFDM using Correlation Matrix Based Frequency Offset Compensation Scheme）を提案する．提案する周波数オフセット推定法は，各偏波の自己相関および相互相関を要素とする相関行列を定義し，その固有値をもとに周波数オフセット推定を行う．この方法を用いることにより，マルチパス・フェージングと交差偏波干渉の存在する伝送路環境にあっても，精度良く周波数オフセットを推定することが可能となる．

本章では，提案する周波数オフセット推定法の伝送特性について，計算機シミュレーションによる解析を行い，その有効性を明らかにする．

3.2 直交偏波周波数多重伝送方式（OPFDM）の概要

OPFDM 伝送方式は，互いに直交する周波数を持つ複数のサブキャリアと直交偏波を利用して信号を多重伝送するマルチキャリア伝送方式であり，従来の OFDM と同等の周波数利用効率を確保しながら周波数オフセットによる ICI 劣化を大幅に抑えることができるという特徴を有する．

図 3-2-1 に OPFDM 送信機の構成例を示す．送信するバイナリ・データは S/P（Serial to Parallel）部によって垂直偏波で伝送する送信データと水平偏波で伝送する送信データに分離され，垂直偏波送信部および水平偏波送信部に入力される．各送信部では，所定の変調方式に基づいて送信データをマッピングし，マッピング後の各変調データ間にヌル・データを内挿した後，1:N'で直並列変換される．ただし，ここでいうヌル・データとは，マッピング後の信号における 0 レベル信号を意味する．このとき，例えば垂直偏波送信部では送信データを偶数番目に，また水平偏波送信部では奇数番目に

配置する．これらの並列データは，OPFDM 信号におけるサブキャリアを形成している．次に，サブキャリアの存在する帯域外にヌル・データを適当数挿入し，N (N>N') 個のパラレル・データにした後，サンプル点数Nの IDFT（Inverse Discrete Fourier Transformation）ブロックで逆離散フーリエ変換を行う．そして，ガード・インターバルを付加し，無線周波数帯域信号に変調し，垂直および水平偏波を用いて送信する．

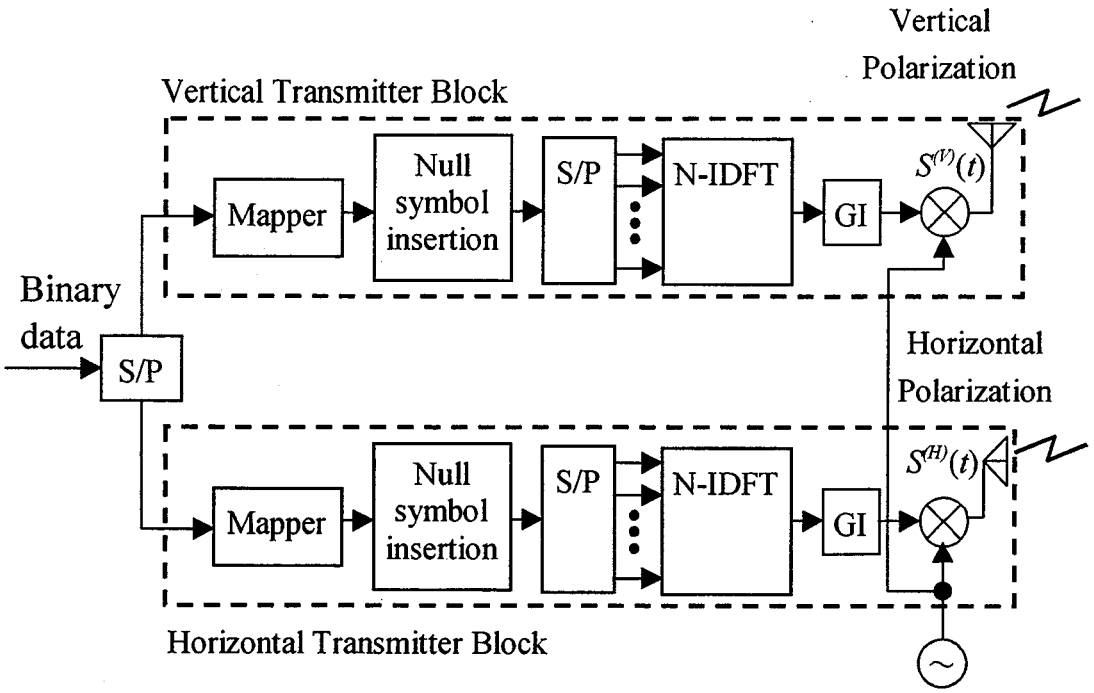


図 3-2-1 OPFDM 送信機の構成例

送信される OPFDM 信号の電力スペクトルを図 3-2-2 に示す．図のように，ヌル・データを挿入して IDFT するため，各偏波における実質的な隣接サブキャリア間隔が OFDM の 2 倍となる．

OPFDM の最大の特徴は，前述のとおり，OFDM に比べて ICI の影響を低減することができる点にある．しかしながら，OPFDM においても，送受信機間のキャリア周波数オフセットは伝送特性の劣化を引き起こす要因であり，高精度な周波数オフセット推定が不可欠である．さらに，直交する両偏波を用いて伝送を行うため，受信信号は交差偏波干渉の影響を避けられない．したがって，交差偏波干渉に対する耐性の高

い周波数オフセット推定法が要求される．そこで，次節以降では，OPFDM における有効な周波数オフセット推定法について述べる．

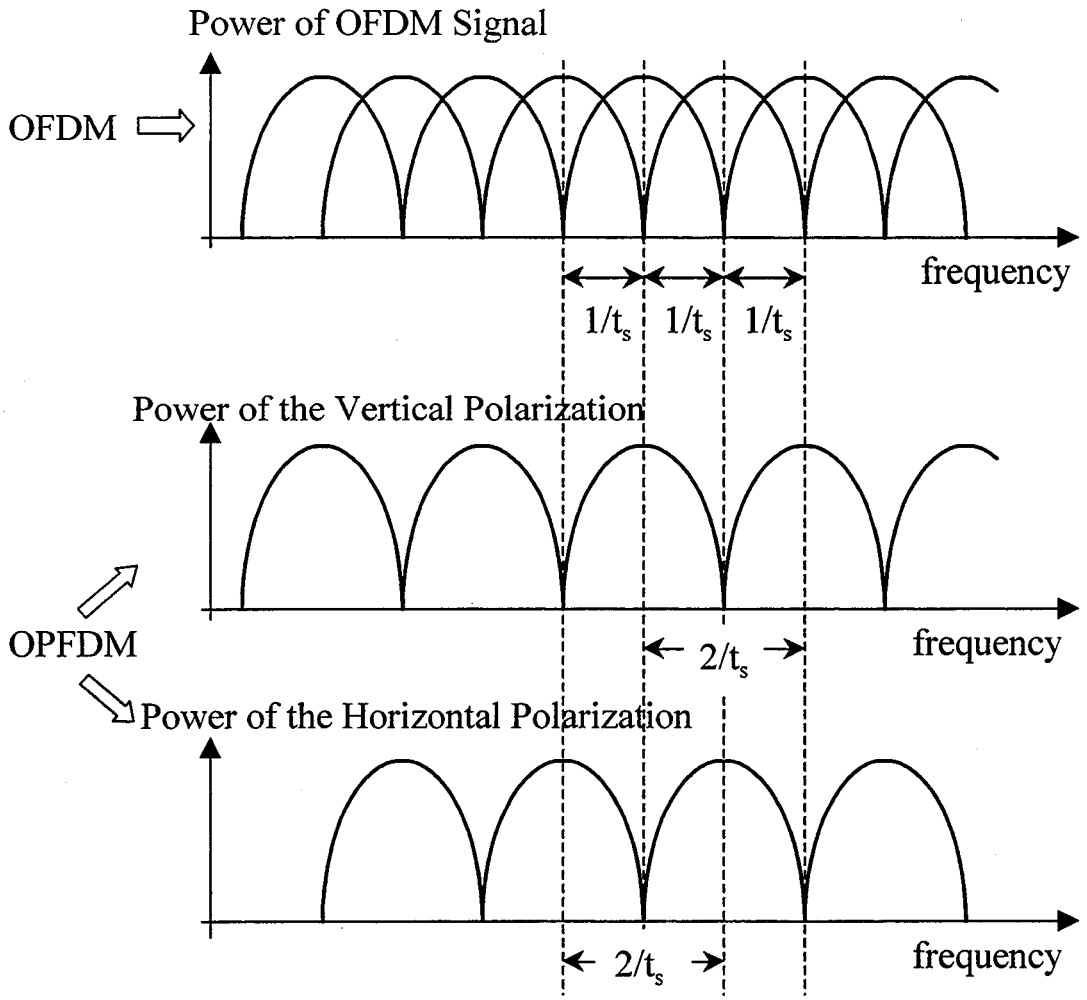


図 3-2-2 OPFDM 信号の電力スペクトル

3.3 OPFDM における従来の周波数オフセット推定法 (HSD-OPFDM)

本節では，OPFDM における従来の周波数オフセット推定法（HSD-OPFDM）について説明する．第 i 番目の OPFDM シンボルにおける第 k 番目のサブキャリアの変調データを $c_{(k),i}$，有効シンボル期間長を t_s，ガード・インターバルを含む OPFDM シン

ボル周期を T_s，変調信号の基本周波数を f_0 とすると，垂直偏波による送信信号 $S^{(V)}(t)$ および水平偏波による送信信号 $S^{(H)}(t)$は，それぞれ次式で与えられる．

$$\begin{cases} S^{(V)}(t) = \mathrm{Re}\left[e^{j2\pi f_0 t} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{N'/2} c_{(2k),i} e^{j2\pi \frac{2k}{t_s}(t-iT_s)} f_c(t-iT_s) \right] , \\ S^{(H)}(t) = \mathrm{Re}\left[e^{j2\pi f_0 t} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{N'/2} c_{(2k-1),i} e^{j2\pi \frac{2k-1}{t_s}(t-iT_s)} f_c(t-iT_s) \right] \end{cases} \tag{3.1}$$

ただし，N'は全サブキャリア数（$N'<N$），Re[x]は x の実部を表す．また，$f_c(t)$はガード・インターバル長を t_g としたとき次式で表される窓関数である．

$$f_c(t) = \begin{cases} 1 & , \quad -t_g \le t \le t_s \\ 0 & , \quad otherwise \end{cases} \tag{3.2}$$

受信信号におけるキャリア周波数オフセットを f_{off} とし，伝送路として AWGN 伝送路を仮定すると，垂直および水平偏波成分の受信信号に対する等価低域系表現 $r^{(V)}(t)$ および $r^{(H)}(t)$は次式のように表される．

$$\begin{cases} r^{(V)}(t) = u^{(V)}(t) e^{j2\pi f_{off} t} + z^{(V)}(t) & , \\ r^{(H)}(t) = u^{(H)}(t) e^{j2\pi f_{off} t} + z^{(H)}(t) \end{cases} \tag{3.3}$$

ただし，$u^{(V)}(t)$および $u^{(H)}(t)$はそれぞれ OPFDM の垂直偏波送信信号および水平偏波送信信号の等価低域系表現であり，次式で表される．

$$\begin{cases} u^{(V)}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{N'/2} c_{(2k),i} e^{j2\pi \frac{2k}{t_s}(t-iT_s)} f_c(t-iT_s) & , \\ u^{(H)}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{N'/2} c_{(2k-1),i} e^{j2\pi \frac{2k-1}{t_s}(t-iT_s)} f_c(t-iT_s) \end{cases} \tag{3.4}$$

また，$z^{(V)}(t)$および $z^{(H)}(t)$はそれぞれ垂直偏波および水平偏波における AWGN 成分の等価低域系表現である．

OPFDM 信号の復調は，式 (3.3) で表される受信信号からガード・インターバルを除去し，DFT（Discrete Fourier Transformation）することによって実現されるが，受信信号に周波数オフセット（f_{off}）が残留していると ICI の影響により復調後の誤り率が増大する．したがって，DFT 前の時間ドメイン信号における周波数オフセット補償が不可欠となる．

HSD-OPFDM では，式 (3.5) に示すような $r^{(V)}(t)$および $r^{(H)}(t)$とその 2 分の 1 シンボ

ル分遅延（Half Symbol Delay）した信号との自己相関をもとに周波数オフセット推定を行う．

$$\begin{cases} R^{(V)}(t;\frac{t_s}{2}) = \frac{1}{2}E\left[r^{(V)}(t) r^{(V)*}(t+\frac{t_s}{2}) \right] \\ R^{(H)}(t;\frac{t_s}{2}) = \frac{1}{2}E\left[r^{(H)}(t) r^{(H)*}(t+\frac{t_s}{2}) \right] \end{cases} , \tag{3.5}$$

ただし，式 (3.5) において $E[x]$は x の期待値，x^*は x の複素共役を表す．ここで，$u^{(V)}(t)$ および $u^{(H)}(t)$はそれぞれ偶数番目および奇数番目のサブキャリア成分のみで構成されているため，第 i 番目の有効シンボル期間において次式が成り立つ．

$$\begin{cases} u^{(V)}(t) = u^{(V)}(t+\frac{t_s}{2}) \\ u^{(H)}(t) = -u^{(H)}(t+\frac{t_s}{2}) \end{cases} , \tag{3.6}$$

$$for \quad iT_s \le t < iT_s + \frac{t_s}{2}$$

したがって，式 (3.3)，式 (3.5) および式 (3.6) から，各自己相関と周波数オフセットに関して次の関係式を導くことが出来る．

$$\begin{cases} R^{(V)}(t;\frac{t_s}{2}) = e^{-j\pi f_{off} t_s} \\ R^{(H)}(t;\frac{t_s}{2}) = -e^{-j\pi f_{off} t_s} \end{cases} , \tag{3.7}$$

よって，式 (3.7) より，周波数オフセット f_{off}は，

$$f_{off} = -\frac{1}{\pi t_s} \arg\left[R^{(V)}(t;\frac{t_s}{2}) - R^{(H)}(t;\frac{t_s}{2}) \right] \tag{3.8}$$

として推定できることがわかる．

式 (3.5) の自己相関値の導出は期待値計算を必要とするが，これを瞬時自己相関の加算平均

$$\begin{cases} R_{av}^{(V)} = \frac{2}{N_s t_s} \sum_{i=0}^{N_s-1} \int_0^{t_s/2} r^{(V)}(t+iT_s) r^{(V)*}(t+\frac{t_s}{2}+iT_s) dt \\ R_{av}^{(H)} = \frac{2}{N_s t_s} \sum_{i=0}^{N_s-1} \int_0^{t_s/2} r^{(H)}(t+iT_s) r^{(H)*}(t+\frac{t_s}{2}+iT_s) dt \end{cases} , \tag{3.9}$$

で置き換えることによって，有限の観測シンボル数 N_s での周波数オフセット推定が可能となる．これにより，HSD-OPFDM における周波数オフセット推定値は次式のように与えられる．

$$\hat{f}_{off} = -\frac{1}{\pi t_s}\arg\left[R_{av}^{(V)} - R_{av}^{(H)}\right] \tag{3.10}$$

一般に，構造物の林立する無線伝送路で，直交する両偏波を用いて信号伝送を行う場合，マルチパス・フェージングに加え，垂直偏波と水平偏波間の交差偏波干渉による伝送特性の劣化が問題となる．例えば，都市部においては，交差偏波成分に対する主偏波成分の比として定義される交差偏波識別度（XPD: Cross Polarized Discrimination）が約 6dB であることが知られている[100]．HSD-OPFDM を，代表的なマルチキャリア伝送方式である OFDM と比較した場合，XPD が 6dB 程度の AWGN 伝送路において，ガード・インターバルとシンボル最後部の相関を用いて周波数オフセット補償を行う OFDM よりも，優れたビット誤り率特性を有することが報告されている[108]．しかし，各偏波成分が独立にレイリー・フェージングを受けているような，より現実的な伝送路を想定した場合，交差偏波干渉とレイリー・フェージングによる振幅変動によって XPD が一時的に 6dB よりも小さくなる場合が頻発し，特に，交差偏波成分の平均電力の方が大きくなるシンボルに対しては，HSD-OPFDM の周波数オフセット推定精度が著しく劣化すると考えられる．そこで次節では，このような交差偏波干渉とマルチパス・フェージングが存在する伝送路においても有効に動作する新しい周波数オフセット推定法を提案する．

3.4 偏波間相関行列を用いた新しい周波数オフセット推定法 (CMB-OPFDM)

マルチパス・フェージングおよび交差偏波干渉が存在する伝送路モデルを図 3-4-1 に示す．図 3-4-1 においてαおよびβは共に交差偏波成分の主偏波成分に対する振幅比を表す．また，垂直および水平の主偏波および交差偏波成分は，それぞれ独立なマルチパス・フェージングを受けるとする．いま，各偏波の伝搬経路がレイリー・フェージング伝送路であると仮定すると，受信信号 $r^{(V)}(t)$および $r^{(H)}(t)$は互いに独立な複素ガウスランダム過程 $g_{ij}(t)$を用いて次式のように表すことができる[100]．

$$\begin{cases} r^{(V)}(t) = \left(g_{11}(t)u^{(V)}(t) + \alpha g_{21}(t)u^{(H)}(t)\right)e^{j2\pi f_{off}t} + z^{(V)}(t) \\ r^{(H)}(t) = \left(\beta g_{12}(t)u^{(V)}(t) + g_{22}(t)u^{(H)}(t)\right)e^{j2\pi f_{off}t} + z^{(H)}(t) \end{cases}, \tag{3.11}$$

受信信号 $r^{(V)}(t)$, $r^{(H)}(t)$, 送信信号 $u^{(V)}(t)$, $u^{(H)}(t)$, および AWGN 成分 $z^{(V)}(t)$, $z^{(H)}(t)$の時刻 $t=kT_0=k(t_s/N)$における離散値をそれぞれ $r^{(V)}{}_k$, $r^{(H)}{}_k$, $u^{(V)}{}_k$, $u^{(H)}{}_k$, および $z^{(V)}{}_k$, $z^{(H)}{}_k$ とすると，式 (3.11) は次式のようにベクトル表現できる．

$$\begin{aligned} &\mathbf{r}_k = \mathbf{G}_k\mathbf{U}_k e^{j2\pi f_{off}k} + \mathbf{z}_k \quad , \\ &\mathbf{r}_k = \begin{pmatrix} r_k^{(V)} \\ r_k^{(H)} \end{pmatrix}, \mathbf{G}_k = \begin{pmatrix} g_{11,k} & \alpha g_{21,k} \\ \beta g_{12,k} & g_{22,k} \end{pmatrix}, \mathbf{U}_k = \begin{pmatrix} u_k^{(V)} \\ u_k^{(H)} \end{pmatrix}, \mathbf{z}_k = \begin{pmatrix} z_k^{(V)} \\ z_k^{(H)} \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{3.12}$$

ただし，$g_{ij,k}$ は時刻 $t=kT_0=k(t_s/N)$における各経路の伝送路特性を表す複素ガウスランダム変数である．

ここで，受信信号の離散値に対して次式で表される相関行列を定義する．

$$\mathbf{R}(k;\frac{N}{2}) = \frac{1}{2}E\left[\mathbf{r}_k\mathbf{r}_{k+N/2}^{*T}\right] \tag{3.13}$$

ただし，$\mathbf{X}^{*T}$ は行列 $\mathbf{X}$ の複素共役転置を表す．

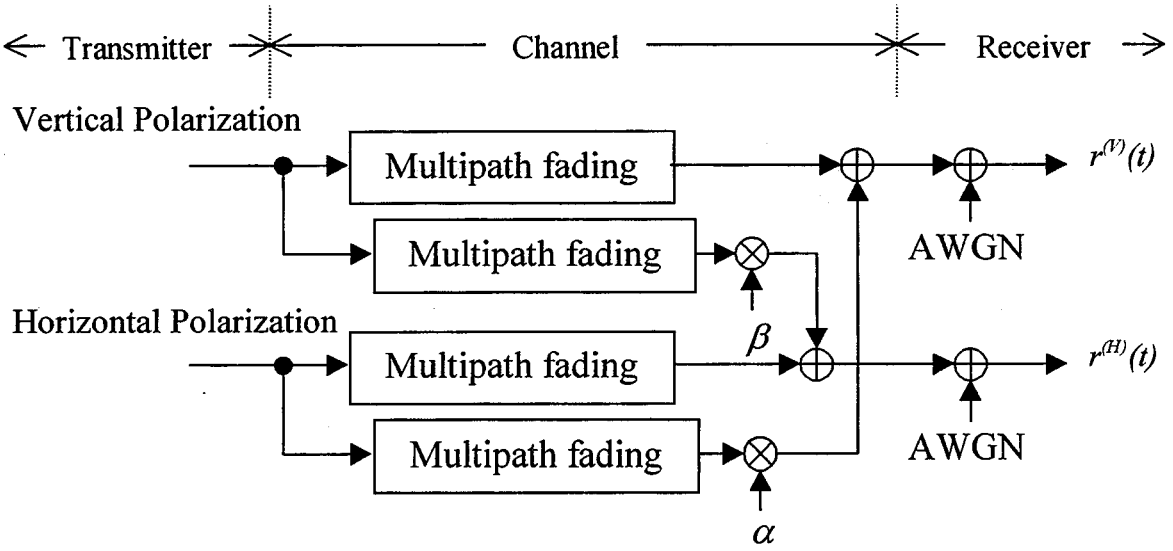


図 3-4-1　伝送路モデル

ところで，式 (3.6) で示したように，送信信号ベクトル $\mathbf{U}_k$ については次の関係式が成り立つ．

$$\mathbf{U}_{k+N/2} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \mathbf{U}_k \tag{3.14}$$

式 (3.12) および式 (3.14) より，式 (3.13) は次式のように書き換えることができる．

$$\mathbf{R}(k;\frac{N}{2}) = PE\left[\mathbf{G}_k \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \mathbf{G}_{k+N/2}^{*T} \right] e^{-j\pi f_{off} N} \tag{3.15}$$

ただし，P は各偏波の送信実効電力であり，

$$P = \frac{1}{2} E\left[\left| u_k^{(V)} \right|^2 \right] = \frac{1}{2} E\left[\left| u_k^{(H)} \right|^2 \right] \tag{3.16}$$

で与えられる．

各経路におけるレイリー・フェージングの最大ドップラー周波数がシンボル周波数に対して十分小さい（slow fading）とすると，$\mathbf{G}_k$ は少なくとも 1 シンボル期間中一定であると仮定できる．このとき，式 (3.15) の相関行列の代わりに，受信信号の瞬時相関値の加算平均を要素とする瞬時相関行列 $\mathbf{R}_{N/2}$ を次式のように定義する．

$$\mathbf{R}_{N/2} = \begin{pmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{pmatrix} = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^{N/2} \mathbf{r}_k \mathbf{r}_{k+N/2}^{*T} \tag{3.17}$$

また，$\mathbf{G}_k$ を互いに独立な複素ガウスランダム変数 g_{ij} を用いて

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} g_{11} & \alpha g_{21} \\ \beta g_{12} & g_{22} \end{pmatrix} \tag{3.18}$$

と表すと，式 (3.12)，式 (3.14)，式 (3.16) および式 (3.18) から，瞬時相関行列 $\mathbf{R}_{N/2}$ は次式のように近似できる．

$$\mathbf{R}_{N/2} \approx P\mathbf{G} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \mathbf{G}^{*T} e^{-j\pi f_{off} N} \tag{3.19}$$

周波数オフセット(f_{off})が無い場合の瞬時相関行列を $\mathbf{R}_{N/2}{}^{ideal}$ とすると，$\mathbf{R}_{N/2}{}^{ideal}$ はエルミット行列であり，適当なユニタリー行列 $\mathbf{Q}$ によって次式のように対角化できる．

$$\mathbf{R}_{N/2}^{ideal} = p\mathbf{G} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \mathbf{G}^{*T} = \mathbf{Q} \begin{pmatrix} \lambda_1^{ideal} & 0 \\ 0 & \lambda_2^{ideal} \end{pmatrix} \mathbf{Q}^{*T} \tag{3.20}$$

ただし，$\lambda_1{}^{ideal}$ および $\lambda_2{}^{ideal}$ は $\mathbf{R}_{N/2}{}^{ideal}$ の固有値である．$\lambda_1{}^{ideal}$ および $\lambda_2{}^{ideal}$ を

$$\begin{cases} \lambda_1^{ideal} = \left|\lambda_1^{ideal}\right| e^{j\phi_1} \\ \lambda_2^{ideal} = \left|\lambda_2^{ideal}\right| e^{j\phi_2} \end{cases} \tag{3.21}$$

と表すと，式 (3.19) および式 (3.20) より，周波数オフセットが存在する場合の瞬時相関行列 $\mathbf{R}_{N/2}$ は次式のように表すことができる．

$$\mathbf{R}_{N/2} = \mathbf{Q}\begin{pmatrix} \left|\lambda_1^{ideal}\right| e^{j\phi_1} e^{-j\pi f_{off} N} & 0 \\ 0 & \left|\lambda_2^{ideal}\right| e^{j\phi_2} e^{-j\pi f_{off} N} \end{pmatrix} \mathbf{Q}^{*T} \tag{3.22}$$

ここで，$\mathbf{R}_{N/2}{}^{ideal}$ はエルミット行列であるため，その固有値 $\lambda_1{}^{ideal}$ および $\lambda_2{}^{ideal}$ は共に実数である．このとき，ϕ_1 および ϕ_2 について，

$$(\phi_1, \phi_2) = (\pi, 0) \text{ or } (-\pi, 0) \text{ or } (0, \pi) \text{ or } (0, -\pi) \tag{3.23}$$

が成り立つ（***Appendix* A** 参照）．また，$\mathbf{R}_{N/2}$ の固有値 λ_1 および λ_2 は次式のように与えられる．

$$\begin{cases} \lambda_1 = \left|\lambda_1^{ideal}\right| e^{j(\phi_1 - \pi f_{off} N)} \\ \lambda_2 = \left|\lambda_2^{ideal}\right| e^{j(\phi_2 - \pi f_{off} N)} \end{cases} \tag{3.24}$$

したがって，式 (3.23) および式 (3.24) より，周波数オフセット (f_{off}) は瞬時相関行列 $\mathbf{R}_{N/2}$ の固有値 λ_1 および λ_2 を用いて次式のように推定することができる．

$$\tilde{f}_{off} = \begin{cases} -\dfrac{1}{2\pi N}\left(\arg[\lambda_1] + \arg[\lambda_2] + \pi\right) & ; \quad \arg[\lambda_1] + \arg[\lambda_2] < 0 \\ -\dfrac{1}{2\pi N}\left(\arg[\lambda_1] + \arg[\lambda_2] - \pi\right) & ; \quad \arg[\lambda_1] + \arg[\lambda_2] \geq 0 \end{cases}, \tag{3.25}$$

ただし，周波数オフセットを有効シンボル周波数間隔（$1/t_s$）で正規化した正規化周波数オフセット（$f_{off} t_s$）の絶対値は 0.5 以下とし，

$$\left|f_{off} N\right| \leq 0.5 \tag{3.26}$$

が満足されていると仮定した．また，固有値 λ_1 および λ_2 は，瞬時相関行列 $\mathbf{R}_{N/2}$ の固有方程式

$$\lambda^2 - (R_{11} + R_{22})\lambda + (R_{11}R_{22} - R_{12}R_{21}) = 0 \tag{3.27}$$

の解として次式のように与えられる．

$$\lambda_1, \lambda_2 = \frac{1}{2}\left[(R_{11}+R_{22}) \pm \left\{(R_{11}-R_{22})^2 + 4R_{12}R_{21}\right\}^{1/2}\right] \tag{3.28}$$

式 (3.25) は，各偏波の自己相関と偏波間の相互相関を利用した新しい周波数オフセット推定法（CMB-OPFDM）による推定周波数オフセットを与えている．

3.5 CMB-OPFDM の伝送特性

3.5.1 計算機シミュレーションのパラメータ

本節では，CMB-OPFDM の有効性を計算機シミュレーションによる BER（Bit Error Rate）特性評価によって明らかにする．シミュレーションにおける主なパラメータを表 3-5-1 に示す．

表 3-5-1 計算機シミュレーションのパラメータ

DFT ポイント数 : N			128
サブキャリア数（全サブキャリア数 : N'）		垂直偏波	48
		水平偏波	48
サブキャリア変調方式			DQPSK
サブキャリア復調方式			遅延検波・差動復号
ガード・インターバル長／有効シンボル期間 : t_g/t_s			1/16
電力増幅器（HPA）の特性			線形特性
伝送路	マルチパス・フェージング		2 波レイリー・フェージング (slow fading)
	遅延波	D/U [dB]	6dB, 10dB
		遅延時間 ／有効シンボル期間 : τ/t_s	1/16
交差偏波識別度（XPD）			0～20dB
受信機におけるシンボルタイミング			既知
BER 測定時のイタレーション回数			2000 シンボル

キャリア変調方式は DQPSK（Differentially encoded QPSK），DFT のサンプル点数は 128，サブキャリア総数は 96 とし，ガード・インターバル長は有効シンボル期間（t_s）の 1/16 とした．また，伝送路としては，周波数選択性フェージングの簡易モデルとしてよく用いられているレイリー・フェージング波による 2 波モデルを仮定し，これに加えて垂直および水平偏波の交差偏波干渉および熱雑音による AWGN が存在するとした．ただし，レイリー・フェージングの最大ドップラー周波数はシンボル周

波数に比べて十分遅く，少なくとも1シンボル期間中は一定（slow fading）であるとする．したがって，シミュレーションにおいては，各 OPFDM シンボル毎に確率密度関数が一様分布となる位相成分および確率密度関数がレイリー分布となる包絡線成分を与えた．この場合に生じる OPFDM シンボル間の不連続性は，HSD-OPFDM および提案方式が共に 1 OPFDM シンボル内で閉じた推定アルゴリズムであるため，性能評価上の問題とはならない．なお，簡単のため，受信側におけるシンボルタイミングは完全に同期がとれているとする．

3.5.2 XPD-BER 特性

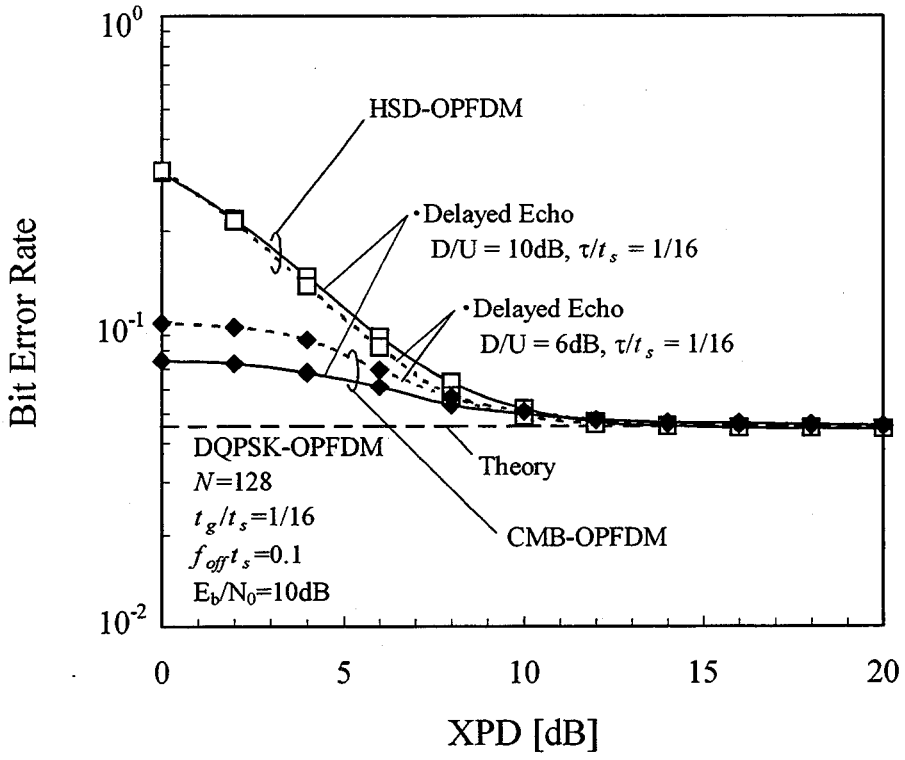


図3-5-1 XPD-BER特性

図 3-5-1 に，周波数選択性フェージング伝送路における XPD に対するビット誤り率特性を示す．ここで，垂直偏波および水平偏波の主波成分および交差偏波成分は，それぞれ独立なレイリー・フェージング伝送路を伝搬するとし，各経路における遅延波

成分は，遅延時間がガード・インターバル長と等しく，D/U が 6dB の場合および 10dB の場合を想定した．また，周波数オフセット補償前の正規化周波数オフセット（$f_{off}t_s$）は 0.1 とし，E_b/N_0 は 10dB，HSD-OPFDM における観測シンボル数 N_s は 1 と仮定した．

図 3-5-1 より，XPD>10dB においては HSD-OPFDM，CMB-OPFDM ともに有効に動作していることがわかる．一方，XPD<10dB においては，HSD-OPFDM の特性が急激に劣化している．これは主偏波成分に対する交差偏波成分比の増大とレイリー・フェージングによる各偏波の振幅変動により，交差偏波成分が主偏波成分よりも大きくなる頻度が増加したことが原因であると考えられる．すなわち，この場合，式 (3.7) の関係は成立しないため，HSD-OPFDM では正しい周波数オフセット推定が不可能となり，結果的に，ICI によってビット誤り率が増大する．これに対し，CMB-OPFDM では HSD-OPFDM に比べてビット誤り率特性の劣化が少なく，XPD<10dB の領域においても比較的有効に動作することがわかる．

ここで，伝送路を表す行列 **G** に対し，次式が成り立つ場合について考察する必要がある．

$$g_{11} = \alpha g_{21} = \beta g_{12} = g_{22} \tag{3.29}$$

この場合，$\mathbf{R}_{N/2}^{ideal}$ は零行列となるため，式 (3.25) は成立せず，推定不能となる．しかし，シミュレーション結果から，XPD が 0dB に近い領域においても十分周波数オフセット補償効果が得られており，フェージング通信路では式 (3.29) が成立することによる周波数オフセット推定の破綻が実際のビット誤り率特性には大きな影響を与えないことがわかる．

3.5.3 $f_{off}t_s$-BER 特性

図 3-5-2 に正規化周波数オフセットに対するビット誤り率特性を示す．ただし，XPD=6dB，E_b/N_0=10dB とした．

図 3-5-2 より，いずれのフェージング伝送路の場合も $f_{off}t_s$<0.45 の範囲において CMB-OPFDM の方が優れた特性を有していることがわかる．また，CMB-OPFDM では，$f_{off}t_s$>0.45 においてビット誤り率特性の劣化が見られるが，これは，例えばサブキャリア間隔の整数倍の周波数オフセットを除去するためのパイロット信号を送信することで解決できる．ただし，パイロットキャリアの挿入は同期性能向上のための一般

的な方法であり，例えば欧州における OFDM を用いた地上波ディジタル放送システムにおいても同様の方法が採用されている．したがって，このことによる周波数利用効率の僅かな低下は，提案方式の有効性を否定するものではない．これに対し，HSD-OPFDM では $f_{off}t_s$=0.5 の場合でもビット誤り率特性の劣化が見られない．これは，HSD-OPFDM が本質的に 0 から 1.0 近くに至るまでの正規化周波数オフセットを推定することができることを示している[108].

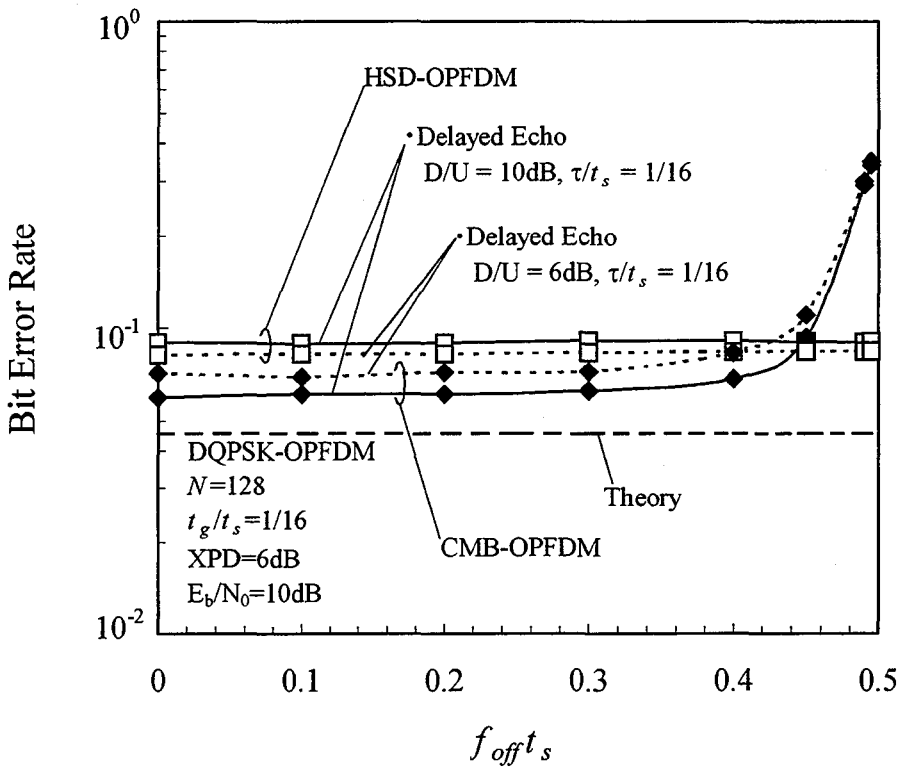


図3-5-2 $f_{off}t_s$-BER特性

3.5.4 E_b/N_0-BER 特性

図 3-5-3 に E_b/N_0 に対するビット誤り率特性を示す．ただし，補償前の正規化周波数オフセットは 0.1，XPD は 6dB とした．

図 3-5-3 から，HSD-OPFDM の場合に比べ，CMB-OPFDM を用いることによってビット誤り率特性を大幅に改善できることがわかる．また，CMB-OPFDM の場合，特に，E_b/N_0 が大きい領域において，D/U が 10dB の場合に比べて 6dB の場合の方が誤り率が

大きい．これは，式 (3.12) において遅延波成分が考慮されていないため，遅延波の D/U が小さくなるにつれて周波数オフセット推定誤差が増大し，受信性能が劣化することが原因であると考えられる．なお，この問題点についての解析と解決手法については，次章において詳しく述べる．

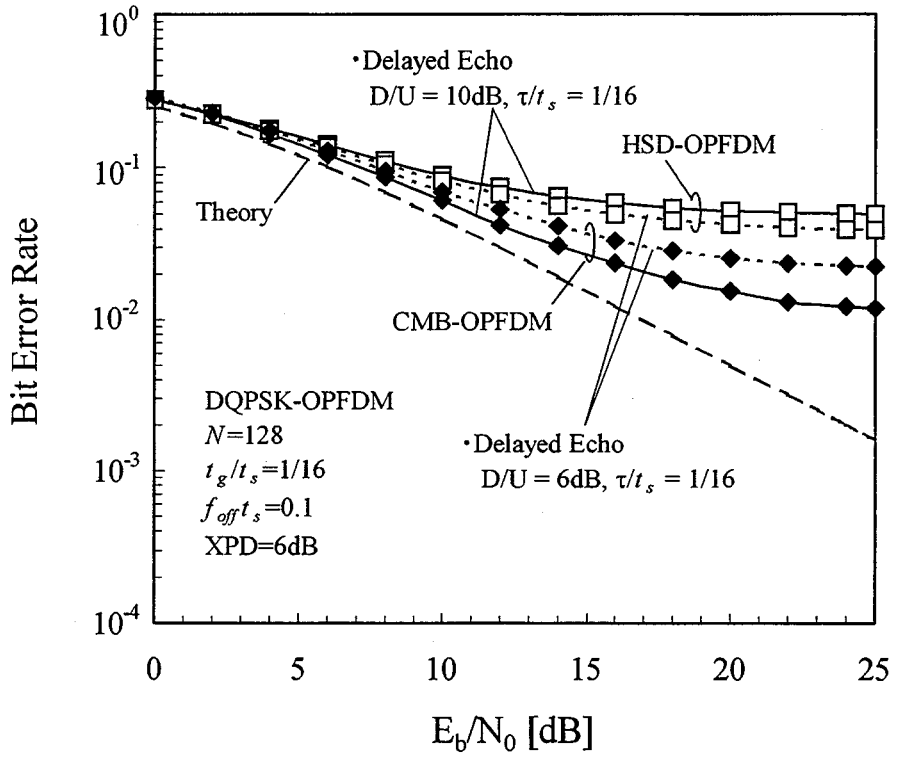


図3-5-3 E_b/N_0-BER特性

3.6 結言

本章では，直交サブキャリアと直交偏波を用いてマルチキャリア伝送を行う OPFDM に対し，交差偏波干渉と周波数選択性フェージングが混在する伝送路においても有効に動作する新しい周波数オフセット推定法：CMB-OPFDM を提案した．OPFDM 信号の各偏波における自己相関を用いて周波数オフセットを推定する従来の方法では，交差偏波干渉とレイリー・フェージングによって起こる交差偏波成分の増大により，推定精度が著しく低下し，復調後の誤り率特性が悪化してしまうという問題がある．こ

れに対し，提案する推定法では，各偏波の自己相関と相互相関を要素とする相関行列を用いて周波数オフセットを推定するため，偏波間の干渉の度合を考慮した周波数オフセット推定が可能となる．計算機シミュレーションにより，交差偏波干渉とスロー・レイリー・フェージング波による周波数選択性フェージングが存在する伝送路において，提案する推定法がHSD-OPFDMよりも有効に動作することが明らかとなった．

Appendix A

式 (3.20) より，$\mathbf{R}_{N/2}^{ideal}$について次式が成り立つ．

$$\mathbf{R}_{N/2}^{ideal} = \mathbf{G}\begin{pmatrix} p & 0 \\ 0 & -p \end{pmatrix}\mathbf{G}^{*T} = \mathbf{Q}\begin{pmatrix} \lambda_1^{ideal} & 0 \\ 0 & \lambda_2^{ideal} \end{pmatrix}\mathbf{Q}^{*T} \tag{A1}$$

式 (A1) は，さらに次式のように変形できる．

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} \lambda_1^{ideal} & 0 \\ 0 & \lambda_2^{ideal} \end{pmatrix} &= \mathbf{Q}^{*T}\mathbf{G}\begin{pmatrix} p & 0 \\ 0 & -p \end{pmatrix}\mathbf{G}^{*T}\mathbf{Q} \\ &= \mathbf{K}\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}\mathbf{K}^{*T}\end{aligned} \tag{A2}$$

ただし，$\mathbf{K}$は次式を満たす正方行列である．

$$\mathbf{K} = \sqrt{p}\mathbf{Q}^{*T}\mathbf{G} = \begin{pmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{pmatrix} \tag{A3}$$

式 (A2)，式 (A3) より，固有値λ_1^{ideal}，λ_2^{ideal}および$\mathbf{K}$の各要素に対して次式が成り立つ．

$$\lambda_1^{ideal} = |k_{11}|^2 - |k_{12}|^2 \tag{A4}$$

$$\lambda_2^{ideal} = |k_{21}|^2 - |k_{22}|^2 \tag{A5}$$

$$k_{11}k_{21}^* = k_{12}k_{22}^* \tag{A6}$$

さらに，$\mathbf{K}$の各要素をそれぞれ次式のように表す．

$$k_{11} = |k_{11}|e^{j\xi_{11}} \tag{A7}$$

$$k_{12} = |k_{12}|e^{j\xi_{12}} \tag{A8}$$

$$k_{21} = |k_{21}|e^{j\xi_{21}} \tag{A9}$$

$$k_{22} = |k_{22}|e^{j\xi_{22}} \tag{A10}$$

式 (A7)～(A10) を式 (A6) に代入すると，次式が得られる．

$$|k_{11}||k_{21}|e^{j(\xi_{11}-\xi_{21})} = |k_{12}||k_{22}|e^{j(\xi_{12}-\xi_{22})} \tag{A11}$$

よって，式 (A11) より，次の関係式が成り立つ．

$$|k_{11}||k_{21}| = |k_{12}||k_{22}| \tag{A12}$$

ここで，固有値λ_1^{ideal}とλ_2^{ideal}の積をFとすると，Fは0以外の実数であり，式 (A4)，式 (A5)，式 (A7)～(A10) および式 (A12) より，次式が成り立つ．

$$\begin{aligned} F = \lambda_1^{ideal}\lambda_2^{ideal} &= \left(|k_{11}|^2 - |k_{12}|^2\right)\left(|k_{21}|^2 - |k_{22}|^2\right) \\ &= |k_{11}|^2|k_{21}|^2 + |k_{12}|^2|k_{22}|^2 - |k_{11}|^2|k_{22}|^2 - |k_{12}|^2|k_{21}|^2 \\ &= 2|k_{11}||k_{22}||k_{12}||k_{21}| - \left(|k_{11}||k_{22}|\right)^2 - \left(|k_{12}||k_{21}|\right)^2 \\ &= -\left(|k_{11}||k_{22}| - |k_{12}||k_{21}|\right)^2 < 0 \end{aligned} \tag{A13}$$

したがって，固有値λ_1^{ideal}とλ_2^{ideal}は異符号の実数であり，式 (3.23) が成立する．

第 4 章

偏波間相互相関を用いた周波数オフセット推定法における直交偏波周波数多重伝送方式の伝送特性改善法

4.1 緒言

OPFDM における周波数オフセット推定法の性能は，伝送特性を大きく左右するため，伝送路特性の時間変動や周波数選択性に対しても，安定して高い推定精度を保つことができる方式が要求される．第 3 章では，OPFDM の周波数オフセット推定法として，各受信偏波の自己相関を用いて推定を行う HSD-OPFDM に対し，新たに各受信偏波の自己相関と偏波間の相互相関を用いて推定を行う CMB-OPFDM を提案した．このうち，HSD-OPFDM は，XPD=6dB 程度の交差偏波干渉の存在する AWGN 伝送路での有効性が報告されているが[108]，主偏波および交差偏波の伝搬する伝送路がレイリー・フェージングの影響を受けると推定精度が著しく劣化するという問題がある．これに対し，第 3 章では，交差偏波干渉の大きな（XPD<6dB）2 波スロー・レイリー・フェージング伝送路において，CMB-OPFDM が HSD-OPFDM よりも優れた伝送特性を有することを明らかにした（図 3-4-1，図 3-4-3 参照）．しかし，伝送路特性の時間変動が無視できない場合のそれぞれの伝送特性に関しても評価する必要がある．また，CMB-OPFDM では，想定する伝送路モデルにおいて遅延波の影響を考慮していないため，伝送路の周波数選択性が大きい場合に推定精度が劣化するという問題がある．

そこで本章では，伝送路特性の時間変動が無視できない場合の HSD-OPFDM および CMB-OPFDM の伝送特性を計算機シミュレーションによって評価すると共に，周波数

選択性フェージング伝送路における CMB-OPFDM の伝送特性改善法として，推定周波数オフセットの前方保護（Forward Protection）法を提案する．まず，**4.2** 節では，CMB-OPFDM における遅延波の影響についての理論解析および計算機シミュレーション解析を行う．次に，**4.3** 節では，CMB-OPFDM の伝送特性改善法として，推定周波数オフセットの前方保護法を提案する．**4.4** 節では，提案方式を適用することにより，CMB-OPFDM の伝送特性が大幅に改善できることを計算機シミュレーション解析によって明らかにする．

4.2 CMB-OPFDM における周波数選択性フェージングの影響

CMB-OPFDM では，垂直・水平偏波の主偏波および直交偏波が，互いに統計的に独立な相乗性雑音と加法性雑音の影響を受けて伝搬するという仮定のもとで周波数オフセットを推定した（式 (3.11) および式 (3.12) 参照）．本節では，各偏波の伝搬する伝送路が周波数選択性フェージング伝送路である場合の CMB-OPFDM における周波数オフセット推定について考察する．

解析を簡単にするため，各偏波の伝搬する伝送路が，互いに統計的独立な複素ガウスランダム過程を相乗性雑音とする 2 波による周波数選択性フェージング伝送路であるとする．また，各伝送路における遅延波成分の伝搬遅延時間は全て同一かつ一定であるとし，その平均的な伝搬損失は時間に依らず一定であるとする．このとき，OPFDM 受信信号 $r^{(V)}(t)$および $r^{(H)}(t)$は，等価低域系表現で式 (4.1) のように与えられる．

$$\begin{cases} r^{(V)}(t) = \left(g_{11,0}(t)u^{(V)}(t) + A_{11}g_{11,1}(t)u^{(V)}(t-\tau)\right. \\ \qquad\qquad \left. + \alpha g_{21,0}(t)u^{(H)}(t) + \alpha A_{21}g_{21,1}(t)u^{(H)}(t-\tau)\right)e^{j2\pi f_{off}t} + z^{(V)}(t) \quad , \\ r^{(H)}(t) = \left(\beta g_{12,0}(t)u^{(V)}(t) + \beta A_{12}g_{12,1}(t)u^{(V)}(t-\tau)\right. \\ \qquad\qquad \left. + g_{22,0}(t)u^{(H)}(t) + A_{22}g_{22,1}(t)u^{(H)}(t-\tau)\right)e^{j2\pi f_{off}t} + z^{(H)}(t) \end{cases} \tag{4.1}$$

ただし，$u^{(V)}(t)$および $u^{(H)}(t)$は垂直偏波送信信号および水平偏波送信信号，$g_{ij,0}(t)$および $g_{ij,1}(t)$は互いに統計的独立な複素ガウスランダム過程，$z^{(V)}(t)$および $z^{(H)}(t)$は各受信偏波における加法性白色ガウス雑音成分，f_{off} は送受信機間のキャリア周波数オフセットを表す．また，A_{11}，A_{12}，A_{22} および A_{21} は，それぞれ垂直偏波の主偏波成分，垂直偏波の水平偏波に対する交差偏波成分，水平偏波の主偏波成分および水平偏波の垂直偏波

に対する交差偏波成分における遅延波の伝搬損失，τは伝搬遅延時間を表す．いま，A_{11}，A_{12}，A_{21}およびA_{22}が全て同一，すなわち

$$A_{11} = A_{12} = A_{21} = A_{22} = A \tag{4.2}$$

とし，式 (3.12) と同様に，時刻 $t=kT_0=k(t_s/N)$における離散値を用いて式 (4.1) をベクトル表現すると，次式が得られる．

$$\mathbf{r}_k = \left(\mathbf{G}_{0,k}\mathbf{U}_k + A\mathbf{G}_{1,k}\mathbf{U}_{k-\tau'}\right)e^{j2\pi f_{off}k} + \mathbf{z}_k \tag{4.3}$$

ただし，

$$\mathbf{r}_k = \begin{pmatrix} r_k^{(V)} \\ r_k^{(H)} \end{pmatrix} = \left.\begin{pmatrix} r^{(V)}(t) \\ r^{(H)}(t) \end{pmatrix}\right|_{t=kT_0} \tag{4.4}$$

$$\mathbf{G}_{0,k} = \begin{pmatrix} g_{11,0,k} & \alpha g_{21,0,k} \\ \beta g_{12,0,k} & g_{22,0,k} \end{pmatrix} = \left.\begin{pmatrix} g_{11,0}(t) & \alpha g_{21,0}(t) \\ \beta g_{12,0}(t) & g_{22,0}(t) \end{pmatrix}\right|_{t=kT_0} \tag{4.5}$$

$$\mathbf{G}_{1,k} = \begin{pmatrix} g_{11,1,k} & \alpha g_{21,1,k} \\ \beta g_{12,1,k} & g_{22,1,k} \end{pmatrix} = \left.\begin{pmatrix} g_{11,1}(t) & \alpha g_{21,1}(t) \\ \beta g_{12,1}(t) & g_{22,1}(t) \end{pmatrix}\right|_{t=kT_0} \tag{4.6}$$

$$\mathbf{U}_{k-\tau'} = \begin{pmatrix} u_{k-\tau'}^{(V)} \\ u_{k-\tau'}^{(H)} \end{pmatrix} = \left.\begin{pmatrix} u^{(V)}(t-\tau) \\ u^{(H)}(t-\tau) \end{pmatrix}\right|_{t=kT_0} \tag{4.7}$$

$$\mathbf{z}_k = \begin{pmatrix} z_k^{(V)} \\ z_k^{(H)} \end{pmatrix} = \left.\begin{pmatrix} z^{(V)}(t) \\ z^{(H)}(t) \end{pmatrix}\right|_{t=kT_0} \tag{4.8}$$

とする．

CMB-OPFDM では，式 (3.13) で定義される相関行列を求め，その固有値から周波数オフセットを推定している．ここで，式 (3.13) をあらためて式 (4.9) として表す．

$$\mathbf{R}(k;\frac{N}{2}) = \frac{1}{2}E\left[\mathbf{r}_k\mathbf{r}_{k+N/2}^{*T}\right] \tag{4.9}$$

ただし，$\mathbf{X}^{*T}$は行列 $\mathbf{X}$ の複素共役転置である．$\mathbf{G}_{0,k}$，$\mathbf{G}_{1,k}$が少なくとも 1 シンボル期間中一定である（slow fading）と仮定し，それぞれ $\mathbf{G}_0$，$\mathbf{G}_1$ で表されるとする．このとき，式 (4.3) を式 (4.9) に代入すると，次式が得られる．

$$\begin{aligned}\mathbf{R}(k;\frac{N}{2}) = \frac{1}{2}E\Big[&\left(\left(\mathbf{G}_0\mathbf{U}_k + A\mathbf{G}_1\mathbf{U}_{k-\tau'}\right)e^{j2\pi f_{off}k} + \mathbf{z}_k\right) \\ &\cdot\left(\left(\mathbf{U}_{k+N/2}^{*T}\mathbf{G}_0^{*T} + A\mathbf{U}_{k-\tau'+N/2}^{*T}\mathbf{G}_1^{*T}\right)e^{-j2\pi f_{off}(k+N/2)} + \mathbf{z}_{k+N/2}^{*T}\right)\Big]\end{aligned} \tag{4.10}$$

加法性雑音成分が無視できるとすると，式 (4.10) は次式のように表される．

$$\mathbf{R}(k;\frac{N}{2})=\frac{1}{2}E\left[\left(\mathbf{G}_0\mathbf{U}_k\mathbf{U}_{k+N/2}^{*T}\mathbf{G}_0^{*T}+A^2\mathbf{G}_1\mathbf{U}_{k-\tau'}\mathbf{U}_{k-\tau'+N/2}^{*T}\mathbf{G}_1^{*T}\right)e^{-j\pi f_{off}N}\right]$$
$$+\frac{1}{2}AE\left[\left(\mathbf{G}_0\mathbf{U}_k\mathbf{U}_{k-\tau'+N/2}^{*T}\mathbf{G}_1^{*T}+\mathbf{G}_1\mathbf{U}_{k-\tau'}\mathbf{U}_{k+N/2}^{*T}\mathbf{G}_0^{*T}\right)e^{-j\pi f_{off}N}\right] \tag{4.11}$$

ところで，第 3 章で示したように，第 i 番目の OPFDM 信号の垂直偏波送信信号（$u^{(V)}(t)$）および水平偏波送信信号（$u^{(H)}(t)$）には，次式で表される周期的定常性（cyclo-stationarity）が存在する（式 (3.6) 参照）．

$$u^{(V)}(t)=u^{(V)}(t+\frac{t_s}{2}) \tag{4.12}$$

$$u^{(H)}(t)=-u^{(H)}(t+\frac{t_s}{2}) \tag{4.13}$$

$$\left(iT_s\le t\le iT_s+t_s/2\right)$$

また，遅延波の遅延時間がガード・インターバル長以下（$\tau\leqq t_g$）である場合は，次式が成り立つ．

$$u^{(V)}(t-\tau)=u^{(V)}(t-\tau+\frac{t_s}{2}) \tag{4.14}$$

$$u^{(H)}(t-\tau)=-u^{(H)}(t-\tau+\frac{t_s}{2}) \tag{4.15}$$

$$\left(iT_s\le t\le iT_s+t_s/2\right)$$

したがって，式 (4.11) における右辺第 1 項は，適当なユニタリ行列 $\mathbf{Q}_0$ および $\mathbf{Q}_1$ を用いて次式のように表すことができる（第 3 章参照）．

$$\frac{1}{2}E\left[\left(\mathbf{G}_0\mathbf{U}_k\mathbf{U}_{k+N/2}^{*T}\mathbf{G}_0^{*T}+A^2\mathbf{G}_1\mathbf{U}_{k-\tau'}\mathbf{U}_{k-\tau'+N/2}^{*T}\mathbf{G}_1^{*T}\right)e^{-j\pi f_{off}N}\right]$$
$$\approx\left(\mathbf{Q}_0\begin{pmatrix}\lambda_{0,1}^{ideal}&0\\0&\lambda_{0,2}^{ideal}\end{pmatrix}\mathbf{Q}_0^{*T}+A^2\mathbf{Q}_1\begin{pmatrix}\lambda_{1,1}^{ideal}&0\\0&\lambda_{1,2}^{ideal}\end{pmatrix}\mathbf{Q}_1^{*T}\right)e^{-j\pi f_{off}N} \tag{4.16}$$

ただし，${\lambda_{0,1}}^{ideal}$，${\lambda_{0,2}}^{ideal}$ および${\lambda_{1,1}}^{ideal}$，${\lambda_{1,2}}^{ideal}$ はそれぞれ次式で定義されるエルミット行列 ${\mathbf{R}_{00}}^{ideal}$ および ${\mathbf{R}_{11}}^{ideal}$ の固有値である．

$$\mathbf{R}_{00}^{ideal} = \frac{1}{2} E\left[\mathbf{G}_0 \mathbf{U}_k \mathbf{U}_{k+N/2}^{*T} \mathbf{G}_0^{*T}\right] \tag{4.17}$$

$$\mathbf{R}_{11}^{ideal} = \frac{1}{2} E\left[\mathbf{G}_1 \mathbf{U}_{k-\tau'} \mathbf{U}_{k-\tau'+N/2}^{*T} \mathbf{G}_1^{*T}\right] \tag{4.18}$$

さらに，$\mathbf{R}_x^{ideal}$を次式のように定義する．

$$\mathbf{R}_x^{ideal} = \mathbf{R}_{00}^{ideal} + A^2 \mathbf{R}_{11}^{ideal} \tag{4.19}$$

このとき，$\mathbf{R}_x^{ideal}$はエルミット行列となるため，適当なユニタリ行列 $\mathbf{Q}_x$ を用いて次式のように表すことができる．

$$\mathbf{R}_x^{ideal} = \mathbf{Q}_x \begin{pmatrix} \lambda_{x,1}^{ideal} & 0 \\ 0 & \lambda_{x,2}^{ideal} \end{pmatrix} \mathbf{Q}_x^{*T} \tag{4.20}$$

ただし，$\lambda_{x,1}{}^{ideal}$，$\lambda_{x,2}{}^{ideal}$は$\mathbf{R}_x^{ideal}$の固有値であり，実数である．したがって，式 (4.11) における右辺第 1 項は，次式のように表すことができる

$$\begin{aligned} &\frac{1}{2} E\left[\left(\mathbf{G}_0 \mathbf{U}_k \mathbf{U}_{k+N/2}^{*T} \mathbf{G}_0^{*T} + A^2 \mathbf{G}_1 \mathbf{U}_{k-\tau'} \mathbf{U}_{k-\tau'+N/2}^{*T} \mathbf{G}_1^{*T}\right) e^{-j\pi f_{off} N}\right] \\ &\quad \approx \mathbf{R}_x^{ideal} e^{-j\pi f_{off} N} = \mathbf{Q}_x \begin{pmatrix} \lambda_{x,1}^{ideal} & 0 \\ 0 & \lambda_{x,2}^{ideal} \end{pmatrix} \mathbf{Q}_x^{*T} e^{-j\pi f_{off} N} \end{aligned} \tag{4.21}$$

次に，行列$\mathbf{R}_{01}{}^{ideal}$および$\mathbf{R}_{10}{}^{ideal}$を次式のように定義する．

$$\mathbf{R}_{01}^{ideal} = \frac{1}{2} E\left[\mathbf{G}_0 \mathbf{U}_k \mathbf{U}_{k-\tau'+N/2}^{*T} \mathbf{G}_1^{*T}\right] \tag{4.22}$$

$$\mathbf{R}_{10}^{ideal} = \frac{1}{2} E\left[\mathbf{G}_1 \mathbf{U}_{k-\tau'} \mathbf{U}_{k+N/2}^{*T} \mathbf{G}_0^{*T}\right] \tag{4.23}$$

式 (3.4) より，第 i 番目のシンボルにおける送信信号に対しては，$\tau \leqq t_g$ の場合に次式が成り立つ．

$$\begin{aligned} u^{(V)}(t - \tau + \frac{t_s}{2}) &= \sum_{k=1}^{N'/2} c_{(2k),i} e^{j2\pi \frac{2k}{t_s}\left(t - \tau + \frac{t_s}{2} - iT_s\right)} f_c(t - \tau + \frac{t_s}{2} - iT_s) \\ &= \sum_{k=1}^{N'/2} c_{(2k),i} e^{j2\pi \frac{2k}{t_s}(t - iT_s)} e^{-j2\pi \frac{2k}{t_s}\tau} \end{aligned} \tag{4.24}$$

$$u^{(H)}(t-\tau+\frac{t_s}{2})=\sum_{k=1}^{N'/2}c_{(2k-1),i}e^{j2\pi\frac{2k-1}{t_s}\left(t-\tau+\frac{t_s}{2}-iT_s\right)}f_c(t-\tau+\frac{t_s}{2}-iT_s)$$

$$=\sum_{k=1}^{N'/2}c_{(2k-1),i}e^{j2\pi\frac{2k-1}{t_s}(t-iT_s)}e^{-j2\pi\frac{2k-1}{t_s}\tau} \tag{4.25}$$

$$(iT_s\le t\le iT_s+t_s/2)$$

したがって，式 (4.24), (4.25) より，$\mathbf{R}_{01}^{ideal}$ および $\mathbf{R}_{10}^{ideal}$ は次式にように変形できる．

$$\mathbf{R}_{01}^{ideal}\approx\frac{1}{2}E\left[\mathbf{G}_0\begin{pmatrix}\sum_{n=1}^{N'/2}\left|c_{(2n),i}\right|^2e^{j2\pi\frac{2n}{t_s}\tau} & 0\\ 0 & -\sum_{n=1}^{N'/2}\left|c_{(2n-1),i}\right|^2e^{j2\pi\frac{2n-1}{t_s}\tau}\end{pmatrix}\mathbf{G}_1^{*T}\right] \tag{4.26}$$

$$\mathbf{R}_{10}^{ideal}\approx\frac{1}{2}E\left[\mathbf{G}_1\begin{pmatrix}\sum_{n=1}^{N'/2}\left|c_{(2n),i}\right|^2e^{-j2\pi\frac{2n}{t_s}\tau} & 0\\ 0 & -\sum_{n=1}^{N'/2}\left|c_{(2n-1),i}\right|^2e^{-j2\pi\frac{2n-1}{t_s}\tau}\end{pmatrix}\mathbf{G}_0^{*T}\right] \tag{4.27}$$

さらに，$\mathbf{R}_y^{ideal}$ を次式のように定義する

$$\mathbf{R}_y^{ideal}=A\mathbf{R}_{01}^{ideal}+A\mathbf{R}_{10}^{ideal} \tag{4.28}$$

このとき，$\mathbf{R}_y^{ideal}$ はエルミット行列となるため，適当なユニタリ行列 $\mathbf{Q}_y$ を用いて次式のように表すことができる．

$$\mathbf{R}_y^{ideal}=\mathbf{Q}_y\begin{pmatrix}\lambda_{y,1}^{ideal} & 0\\ 0 & \lambda_{y,2}^{ideal}\end{pmatrix}\mathbf{Q}_y^{*T} \tag{4.29}$$

ただし，$\lambda_{y,1}^{ideal}$，$\lambda_{y,2}^{ideal}$ は $\mathbf{R}_y^{ideal}$ の固有値であり，実数である．したがって，式 (4.11) における右辺第 2 項は，次式のように表すことができる

$$\begin{aligned}&\frac{1}{2}AE\left[\left(\mathbf{G}_0\mathbf{U}_k\mathbf{U}_{k-\tau'+N/2}^{*T}\mathbf{G}_1^{*T}+\mathbf{G}_1\mathbf{U}_{k-\tau'}\mathbf{U}_{k+N/2}^{*T}\mathbf{G}_0^{*T}\right)e^{-j\pi f_{off}N}\right]\\ &\approx\mathbf{R}_y^{ideal}e^{-j\pi f_{off}N}=\mathbf{Q}_y\begin{pmatrix}\lambda_{y,1}^{ideal} & 0\\ 0 & \lambda_{y,2}^{ideal}\end{pmatrix}\mathbf{Q}_y^{*T}e^{-j\pi f_{off}N}\end{aligned} \tag{4.30}$$

式 (4.21) および式 (4.30) より，式 (4.11) は次式のように変形することができる．

$$\mathbf{R}(k;\frac{N}{2}) \approx \left[\mathbf{Q}_x \begin{pmatrix} \lambda_{x,1}^{ideal} & 0 \\ 0 & \lambda_{x,2}^{ideal} \end{pmatrix} \mathbf{Q}_x^{*T} + \mathbf{Q}_y \begin{pmatrix} \lambda_{y,1}^{ideal} & 0 \\ 0 & \lambda_{y,2}^{ideal} \end{pmatrix} \mathbf{Q}_y^{*T} \right] e^{-j\pi f_{off} N}$$
$$= \mathbf{R}^{ideal} e^{-j\pi f_{off} N} \tag{4.31}$$

ただし，$\mathbf{R}^{ideal}$ は適当なユニタリ行列 $\mathbf{Q}$ を用いて次式のように与えられるエルミット行列であり，その固有値 λ_1^{ideal} および λ_2^{ideal} は実数である．

$$\mathbf{R}^{ideal} = \mathbf{Q}_x \begin{pmatrix} \lambda_{x,1}^{ideal} & 0 \\ 0 & \lambda_{x,2}^{ideal} \end{pmatrix} \mathbf{Q}_x^{*T} + \mathbf{Q}_y \begin{pmatrix} \lambda_{y,1}^{ideal} & 0 \\ 0 & \lambda_{y,2}^{ideal} \end{pmatrix} \mathbf{Q}_y^{*T}$$
$$= \mathbf{Q} \begin{pmatrix} \lambda_1^{ideal} & 0 \\ 0 & \lambda_2^{ideal} \end{pmatrix} \mathbf{Q}^{*T} \tag{4.32}$$

第 3 章で示したとおり，受信信号が式 (3.12) で表される場合には，式 (3.23) が成り立つ（第 3 章 ***Appendix A*** 参照）．しかし，受信信号が式 (4.3) に示されるような周波数選択性フェージング伝送路を伝搬する場合は，$\mathbf{R}^{ideal}$ の固有値に関して，式 (3.23) が成り立つとは限らない．すなわち，λ_1^{ideal} および λ_2^{ideal} を

$$\begin{cases} \lambda_1^{ideal} = \left|\lambda_1^{ideal}\right| e^{j\phi_1} \\ \lambda_2^{ideal} = \left|\lambda_2^{ideal}\right| e^{j\phi_2} \end{cases} \tag{4.33}$$

と表すと，ϕ_1 および ϕ_2 については，式 (3.23) の代わりに

$$(\phi_1, \phi_2) = (m\pi, n\pi) \tag{4.34}$$

が成り立つ．ただし，m および n は共に整数であり，0，1，-1 のうちのいずれかである．

したがって，CMB-OPFDM において，受信信号がフラット・フェージング伝送路を伝搬する場合と，周波数選択性フェージング伝送路を伝搬する場合との違いは，式 (3.23) と式 (4.34) の違いとして現れる．すなわち，CMB-OPFDM では，周波数オフセットを式 (3.25) によって推定するが，受信信号が式 (4.3) で与えられる場合の実際の周波数オフセットは，次式のうちのいずれかによって与えられる．

$$\tilde{f}_{off} = \begin{cases} -\dfrac{1}{2\pi N}\left(\arg[\lambda_1]+\arg[\lambda_2]+2\pi\right) & , \\ -\dfrac{1}{2\pi N}\left(\arg[\lambda_1]+\arg[\lambda_2]+\pi\right) & , \\ -\dfrac{1}{2\pi N}\left(\arg[\lambda_1]+\arg[\lambda_2]\right) & , \\ -\dfrac{1}{2\pi N}\left(\arg[\lambda_1]+\arg[\lambda_2]-\pi\right) & , \\ -\dfrac{1}{2\pi N}\left(\arg[\lambda_1]+\arg[\lambda_2]-2\pi\right) & \end{cases} \tag{4.35}$$

ただし，λ_1およびλ_2は，第3章で定義された瞬時相関行列$\mathbf{R}_{N/2}$の固有値である．また，正規化周波数オフセット（$f_{off}t_s$）の絶対値は0.5以下とし，

$$\left|f_{off}N\right| \le 0.5 \tag{4.36}$$

が満足されていると仮定した．

式 (4.35) と式 (3.25) は，伝送路が周波数選択性フェージング伝送路である場合，CMB-OPFDMでは正しい推定結果が得られない場合があることを意味している．また，このときの推定値と実際の周波数オフセットとの誤差は，両式より，正規化周波数オフセットに換算して0.5または-0.5であることがわかる．

以上のことから，CMB-OPFDMを周波数選択性フェージング伝送路で適用した場合，実際の正規化周波数オフセットに対して±0.5だけずれた値を推定する可能性があることが明らかとなった．また，式 (4.35) は，周波数選択性フェージング伝送路として式 (4.3) が成り立つモデルを想定して導出しているが，各偏波における遅延波の伝搬損失や伝搬遅延が異なる場合においても同様であり，上記の考察は一般性を失わない．

上記の考察結果を確認するために，計算機シミュレーションによる解析を行った．シミュレーションで用いた伝送路モデルは図 3-4-1 と同じである．各経路のフェージングは互いに無相関な2波のレイリー・フェージング波による周波数選択性フェージングであるとし，経路間のフェージングは無相関であると仮定する．また，これに加えて垂直および水平偏波に対する交差偏波干渉および熱雑音によるAWGNが存在するとした．ただし，レイリー・フェージング波の最大ドップラー周波数はシンボル周波数に比べて十分遅く，少なくとも1シンボル期間中は一定（slow fading）であると

する．したがって，シミュレーションにおいては，各 OPFDM シンボル毎に確率密度関数が一様分布となる位相成分および確率密度関数がレイリー分布となる包絡線成分を与えた．なお，シミュレーションのパラメータを表 4-2-1 に示す．

初期正規化周波数オフセットを $f_{off}t_s$=0.1 とし，遅延波の D/U を 30dB および 0dB とした場合の，CMB-OPFDM における推定正規化周波数オフセットの頻度をそれぞれ図 4-2-1 および図 4-2-2 に示す．D/U=30dB の場合（図 4-2-1）は，遅延波の影響が小さいため，推定正規化周波数オフセットは 0.1 を中心に分布しており，CMB-OPFDM が大きな誤推定を発生することなく動作している．これに対し，D/U=0dB の場合（図 4-2-2）では，0.1 を中心とする分布に広がりが見られるのに加え，-0.4 近傍の頻度が高くなっている．これは，0.1 に対して-0.5 だけ離れた値を誤検出する頻度が高まることを示しており，上記の考察結果と一致している．

表 4-2-1　計算機シミュレーションのパラメータ（1）

DFT ポイント数 : N			128
サブキャリア数 （全サブキャリア数 : N'）		垂直偏波	48
		水平偏波	48
サブキャリア変調方式			DQPSK
サブキャリア復調方式			遅延検波・差動復号
ガード・インターバル長／有効シンボル期間 : t_g/t_s			1/16
電力増幅器（HPA）の特性			線形特性
伝送路	マルチパス・フェージング		2 波レイリー・フェージング (slow fading)
	遅延波	D/U [dB]	0～30dB
		遅延時間 ／有効シンボル期間 : τ/t_s	1/16
交差偏波識別度（XPD）			6dB
E_b/N_0			30dB
受信機におけるシンボルタイミング			既知
頻度，平均，標準偏差の計算に用いた標本数			10000 個

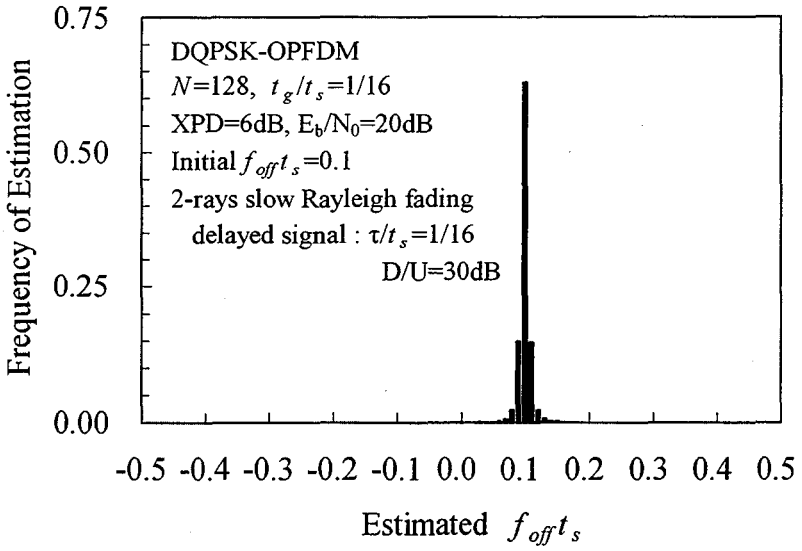


図4-2-1　CMB-OPFDMにおける推定値の頻度（D/U=30dB）

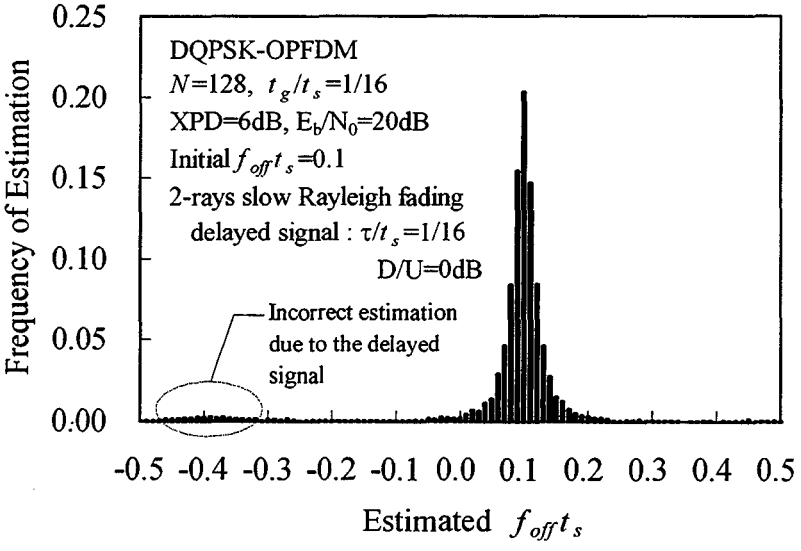


図4-2-2　CMB-OPFDMにおける推定値の頻度（D/U=0dB）

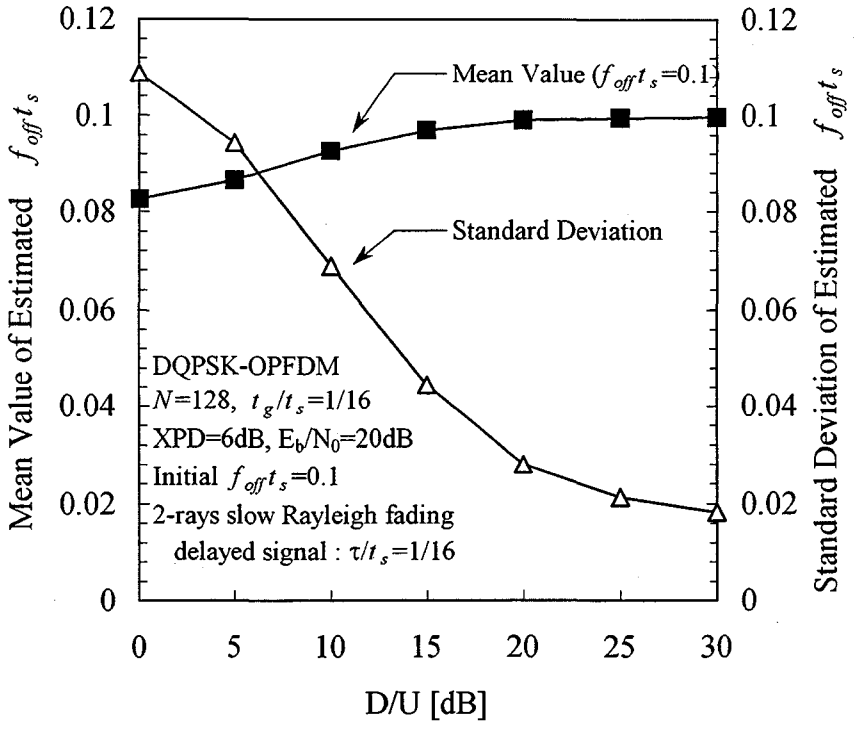


図4-2-3　CMB-OPFDMにおける推定周波数オフセットの
平均値および標準偏差

図 4-2-3 は，CMB-OPFDM において，初期正規化周波数オフセット（$f_{off}t_s$）として 0.1 を与えた場合の，遅延波の D/U に対する推定周波数オフセットの平均値および標準偏差を，計算機シミュレーションによって求めた結果を示している．図 4-2-3 から明らかなように，D/U が小さくなるにしたがって推定正規化周波数オフセットの平均値が減少している．これは，初期正規化周波数オフセットに対し，-0.5 の推定誤差を持つ推定結果の割合が増加するためであると考えられる．また，D/U が小さくなるにしたがって，推定結果の標準偏差が増大しており，推定出力のバラツキが大きくなることを示している．

以上の結果から，CMB-OPFDM を周波数選択性フェージング伝送路で適用する場合，遅延波の影響によって推定結果のバラツキが増大するだけでなく，正規化周波数オフセットに換算して，実際の周波数オフセットから±0.5 離れた誤推定を生じることが明らかになった．次章では，この問題を解決する方法として，推定周波数オフセット

の前方保護法を提案する．

4.3 推定周波数オフセットの前方保護による CMB-OPFDM の伝送特性改善法

4.3.1 提案する前方保護方式

推定した周波数オフセット信号の推定精度を高める方法の１つとして，例えば，過去数シンボル分の平均値を用いる方法が考えられる．しかし，前節で示したように，周波数選択性フェージング伝送路における CMB-OPFDM の劣化は，同一偏波内のサブキャリア間隔の 4 分の 1（正規化周波数オフセットに換算して±0.5）もの大きな誤推定に起因するところが大きいため，推定結果の平均化による伝送特性の向上は期待できない．これに対し，推定した周波数オフセットの信頼性を評価し，信頼性が低い場合にはその推定結果を出力に反映しない前方保護（Forward Protection）法の適用が考えられる．そこで本節では，周波数選択性フェージング伝送路を伝搬した OPFDM 信号に対して CMB-OPFDM を適用する場合の伝送特性改善法として，推定周波数オフセットの前方保護法を提案する．

図 4-3-1 に，提案する前方保護法のブロック図を示す．図 4-3-1 において，CMB-OPFDM によって推定された周波数オフセット f'_{off} は，Forward Protection Block に入力され，前方保護を受けた推定信号 f''_{off} となって NCO（Numerically Control Oscillator）に出力される．ただし，NCO は，推定信号 f''_{off} の大きさに応じた周波数を持つ信号を発振する数値制御発振器である．$r^{(V)}(t)$および $r^{(H)}(t)$は，Forward Protection Block での時間遅延を Timing control ブロックで調整された後，NCO から発振される複素正弦波で周波数オフセット補償され，サンプル点数 N の DFT ブロックへ出力される．

Forward Protection Block の出力信号 f''_{off} は，CMB-OPFDM の推定周波数オフセット f'_{off} か，１OPFDM シンボル前に出力した出力信号 f''_{off} のいずれかである．どちらの信号を出力するかは，f'_{off} の大きさが過去 M シンボルの間に出力した f''_{off} の平均値に対してどの程度離れているかに応じて決定される．具体的には，f'_{off} と過去 M シンボルの間に出力した f''_{off} の平均値との差の絶対値をしきい値 L_{thr} と比較し，しきい値よりも小さい場合には f'_{off} を，大きい場合には 1 OPFDM シンボル前に出力した f''_{off} を選択して出力する．第 i 番目の OPFDM シンボルに対する CMB-OPFDM の推定周波数オフセ

ットを $f'_{off}(i)$，前方保護後の推定周波数オフセットを $f''_{off}(i)$とすると，$f''_{off}(i)$は次式で表現できる．

$$f''_{off}(i)=\begin{cases} f'_{off}(i) & ; \quad \left|\frac{1}{M}\sum_{j=1}^{M} f''_{off}(i-j)-f'_{off}(i)\right| < L_{thr} \\ f''_{off}(i-1) & ; \quad otherwise \end{cases}, \tag{4.37}$$

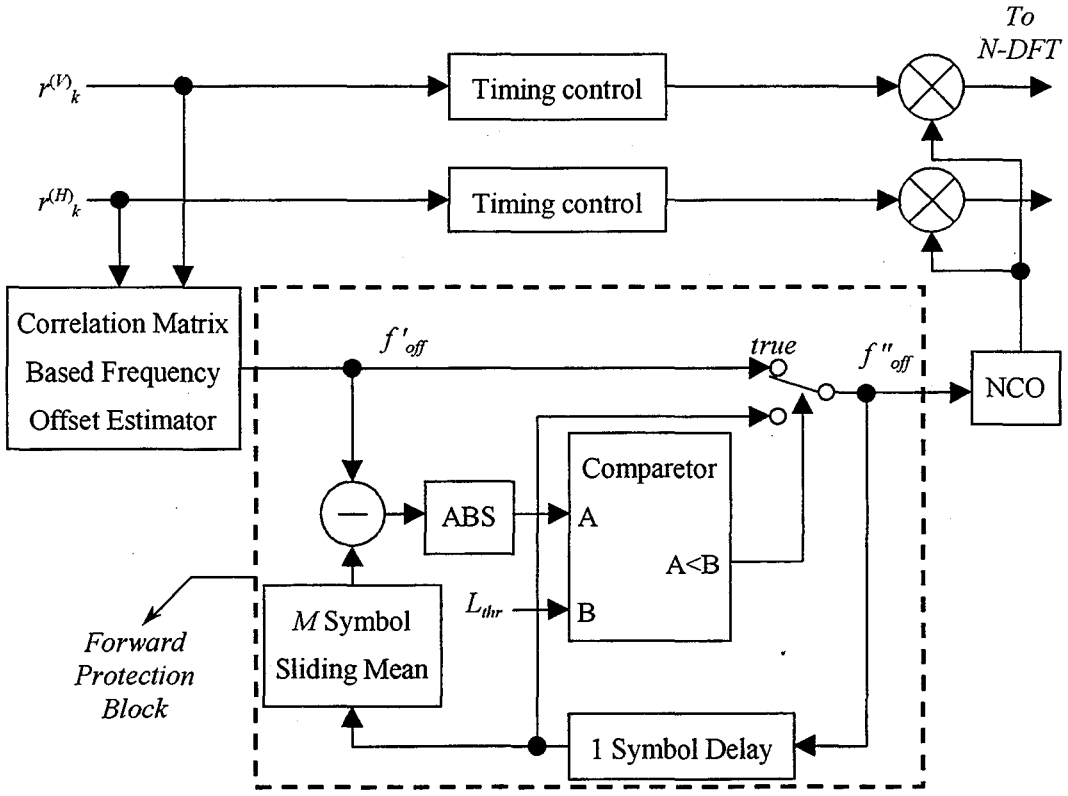


図 4-3-1　推定周波数オフセットの前方保護法

4.3.2　パラメータ L_{thr} および M の最適化

提案する前方保護法において，L_{thr} および M は，性能を左右する重要なパラメータである．すなわち，L_{thr} は推定周波数オフセットの保護範囲を決定し，M は推定周波数オフセットに対する信頼性評価の際の評価基準を決定する．M は，信頼性の高い評価基準を得るにはある程度大きな値を設定することが望まれるが，同時に，キャリア周波数オフセット補償部全体の応答性能を左右するパラメータであるため，必要最小

限の値を選択することが重要となる．そこで，本節では，L_{thr} および M の最適値を計算機シミュレーションによって求める．

シミュレーションのパラメータを表 4-3-1 に示す．伝送路モデルは図 3-4-1 と同じであり，各経路のフェージングは互いに無相関な 2 波のレイリー・フェージング波による周波数選択性フェージングであるとする．

表 4-3-1　計算機シミュレーションのパラメータ（2）

DFT ポイント数 : N			128
サブキャリア数（全サブキャリア数 : N'）		垂直偏波	48
		水平偏波	48
サブキャリア変調方式			DQPSK
サブキャリア復調方式			遅延検波・差動復号
ガード・インターバル長／有効シンボル期間 : t_g/t_s			1/16
電力増幅器（HPA）の特性			線形特性
伝送路	マルチパス・フェージング		2 波レイリー・フェージング
	遅延波	D/U [dB]	0dB
		遅延時間 ／有効シンボル期間 : τ/t_s	1/16
交差偏波識別度（XPD）			6dB
E_b/N_0			20dB
受信機におけるシンボルタイミング			既知
送受信間の正規化周波数オフセット $f_{off}t_s$			0.1

図 4-3-2 は，有効シンボル期間 t_s で正規化した L_{thr} に対する復調後のビット誤り率を示している．ただし，初期正規化周波数オフセット $f_{off}t_s$ は 0.1 とし，前方保護における平均化回数 M は 10 とした．また，比較のために，提案する前方保護の代わりに，次式で与えられる平均化出力を周波数オフセットの推定値とした場合の結果についても併せて示している．

$$f''_{off}(i)=\frac{1}{M}\sum_{j=1}^{M}f'_{off}(i-j) \tag{4.38}$$

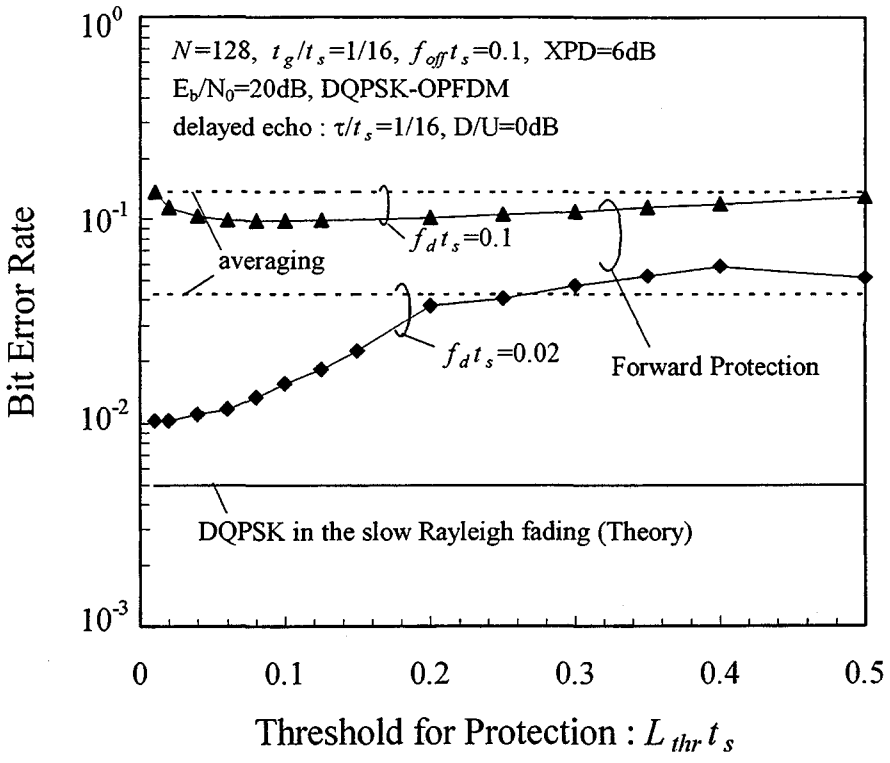


図4-3-2　$L_{thr}t_s$-BER特性（2波レイリー・フェージング）

図 4-3-2 から，f_dt_s=0.02 の場合は，$L_{thr}t_s$<0.25 の範囲において提案する前方保護法の方が式 (4.38) で与えられる平均化法よりもビット誤り率が小さく，さらに，$L_{thr}t_s$ を小さくするにしたがって誤り率が小さくなることがわかる．また，f_dt_s=0.1 の場合は，$L_{thr}t_s$ が 0.1 近傍の場合にビット誤り率が最も小さくなっている．したがって，f_dt_s が 0.1 以下の場合，L_{thr}=0.1/t_s とすればよいといえる．

図 4-3-3 は，平均化回数 M に対する復調後のビット誤り率を示している．ただし，初期正規化周波数オフセット $f_{off}t_s$ は 0.1 とし，前方保護における $L_{thr}t_s$ は 0.1 とした．この結果から，f_dt_s が 0.15 以下の場合，平均化回数は 10 シンボル分で十分であることがわかる．

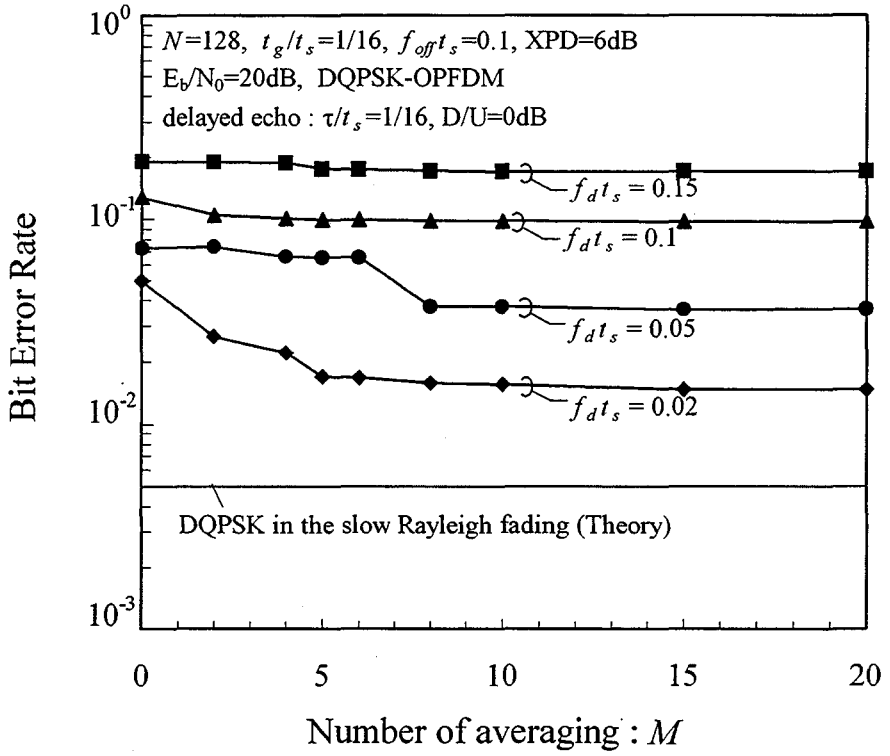


図4-3-3 M-BER特性(2波レイリー・フェージング)

4.4 前方保護を用いたCMB-OPFDMの伝送特性

4.4.1 計算機シミュレーションのパラメータ

本節では，提案する前方保護法の有効性を，計算機シミュレーションによるBER特性評価によって明らかにする．シミュレーションにおける主なパラメータを表4-4-1に示す．これまでの解析と同様，キャリア変調方式はDQPSK（Differentially encoded QPSK），DFTのサンプル点数は128，サブキャリア総数は96とし，ガード・インターバル長は有効シンボル期間（t_s）の1/16とした．伝送路モデルは図3-4-1と同じであり，各経路のフェージングは互いに無相関なレイリー・フェージング波による周波数選択性フェージングであるとする．また，交差偏波識別度（XPD）は6dBとし，初期周波数オフセットとして$f_{off}t_s$=0.1を与えた場合の復調後のビット誤り率を評価する．なお，検波方法は遅延検波であり，簡単のため，受信機においてシンボルタイミング

は既知であるとする．また，前方保護のパラメータは，L_{thr}=0.1/t_s，M=10 とする．

表 4-4-1　計算機シミュレーションのパラメータ（3）

DFT ポイント数 ：N			128
サブキャリア数（全サブキャリア数 ：N'）		垂直偏波	48
		水平偏波	48
サブキャリア変調方式			DQPSK
サブキャリア復調方式			遅延検波・差動復号
ガード・インターバル長／有効シンボル期間 ：t_g/t_s			1/16
電力増幅器（HPA）の特性			線形特性
伝送路	マルチパス・フェージング		2 波レイリー・フェージング
	遅延波	D/U [dB]	0～30dB
		遅延時間 ／有効シンボル期間 ：τ/t_s	1/16
交差偏波識別度（XPD）			6dB
受信機におけるシンボルタイミング			既知
送受信間の正規化周波数オフセット $f_{off}t_s$			0.1
前方保護のパラメータ		L_{thr}	0.1/t_s
		M	10

4.4.2　D/U-BER 特性

図 4-4-1 に，遅延波の D/U に対するビット誤り率の特性を示す．ただし，E_b/N_0=20dB，f_dt_s=0.02 とする．前方保護を行わない場合，CMB-OPFDM のビット誤り率は D/U が小さくなるにしたがって大きくなり，D/U=0dB において HSD-OPFDM よりも劣化している．これに対し，提案する前方保護法を適用することにより，大幅に誤り率が減少していることがわかる．また，提案方式は，HSD-OPFDM に対しても有効に動作している．しかしながら，CMB-OPFDM と提案する前方保護を組み合わせた場合が，D/U=0dB～30dB において最も誤り率が小さくなっている．

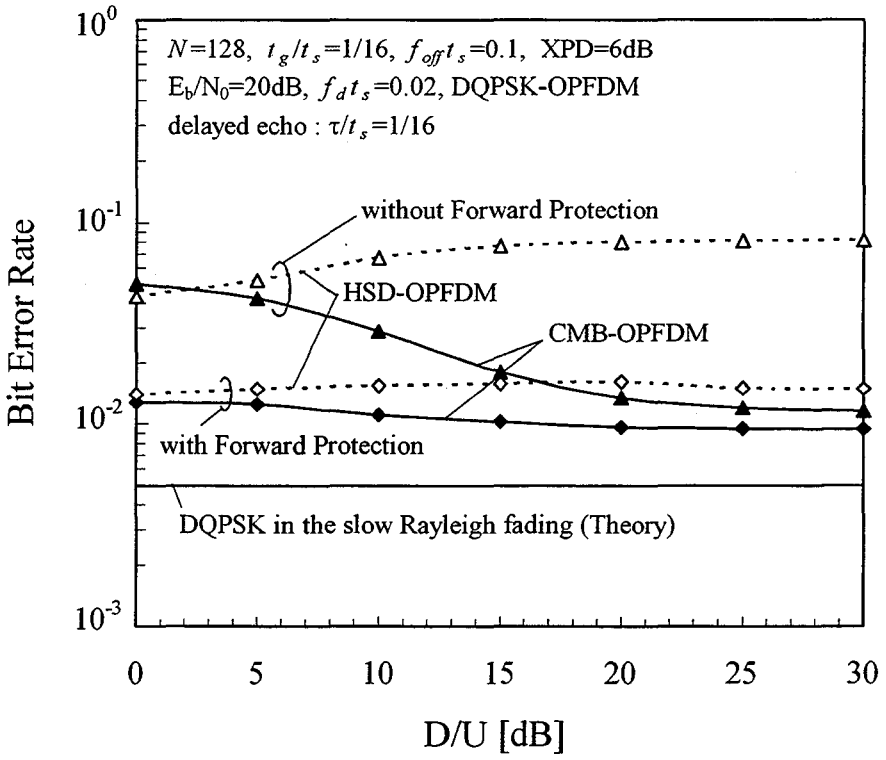


図4-4-1　D/U-BER特性（2波レイリー・フェージング）

4.4.3　f_dt_s-BER 特性

図 4-4-2 に，E_b/N_0=20dB の場合の正規化最大ドップラー周波数 f_dt_s に対するビット誤り率を示す．ただし，2 波モデルにおける遅延波の D/U は 10dB とする．図 4-4-2 より，前方保護を行わない場合でも，CMB-OPFDM は HSD-OPFDM よりも優れた特性を示すことがわかる．そして，提案する前方保護法を適用することにより，さらにビット誤り率特性が改善している．この結果，前方保護のパラメータとして L_{thr}=0.1/t_s, M=10 を与えた場合，f_dt_s=0～0.15 の範囲において，提案する前方保護法によって CMB-OPFDM のビット誤り率特性は大幅に改善し，HSD-OPFDM および HSD-OPFDM と前方保護を組み合わせた場合よりも優れたビット誤り率特性を示すことがわかる．

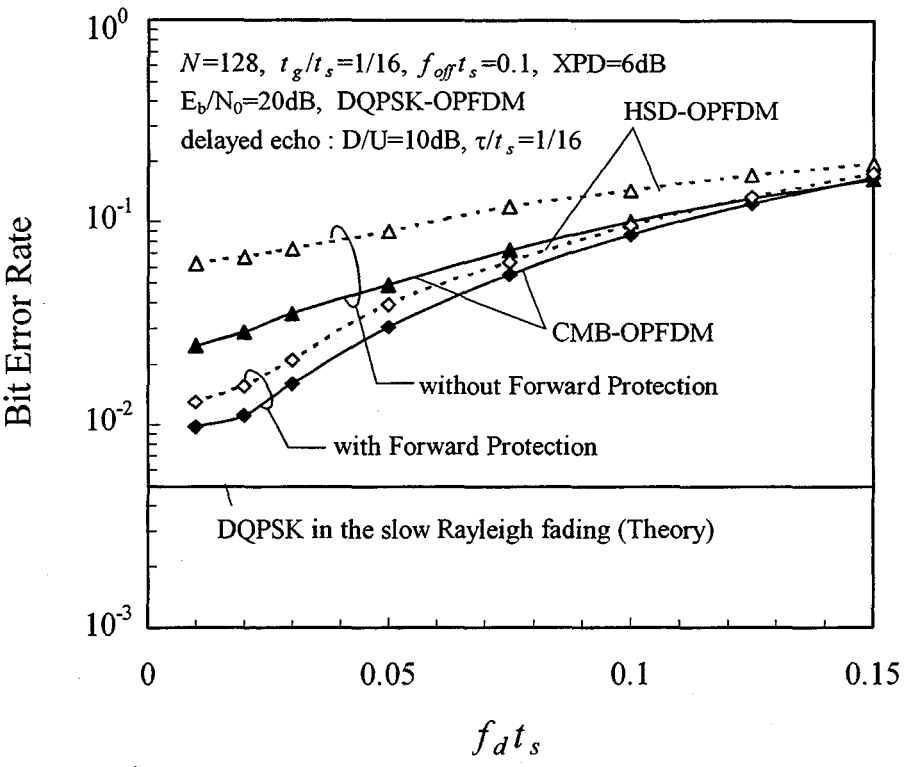


図4-4-2 $f_d t_s$-BER特性（2波レイリー・フェージング）

4.4.4 E_b/N_0-BER 特性

図 4-4-3 に E_b/N_0 に対するビット誤り率特性を示す．ただし，2 波モデルにおける遅延波の D/U は 10dB とし，正規化最大ドップラー周波数（$f_d t_s$）は 0.02 とする．図 4-4-3 から明らかなように，CMB-OPFDM と提案する前方保護法を組み合わせた場合のビット誤り率特性が最も優れており，提案方式によって伝送特性が大幅に改善することがわかる．また，図中，"OFDM with conventional compensation"のグラフは，キャリア周波数オフセット補償方式として，ガード・インターバルと信号最後部との相関をもとに周波数オフセットを推定する一般的な補償法[108]を用いた OFDM の場合の特性を表している．この結果から，前方保護法を適用した CMB-OPFDM は，想定した伝送路条件下において，OFDM よりも優れたビット誤り率特性を有することがわかる．

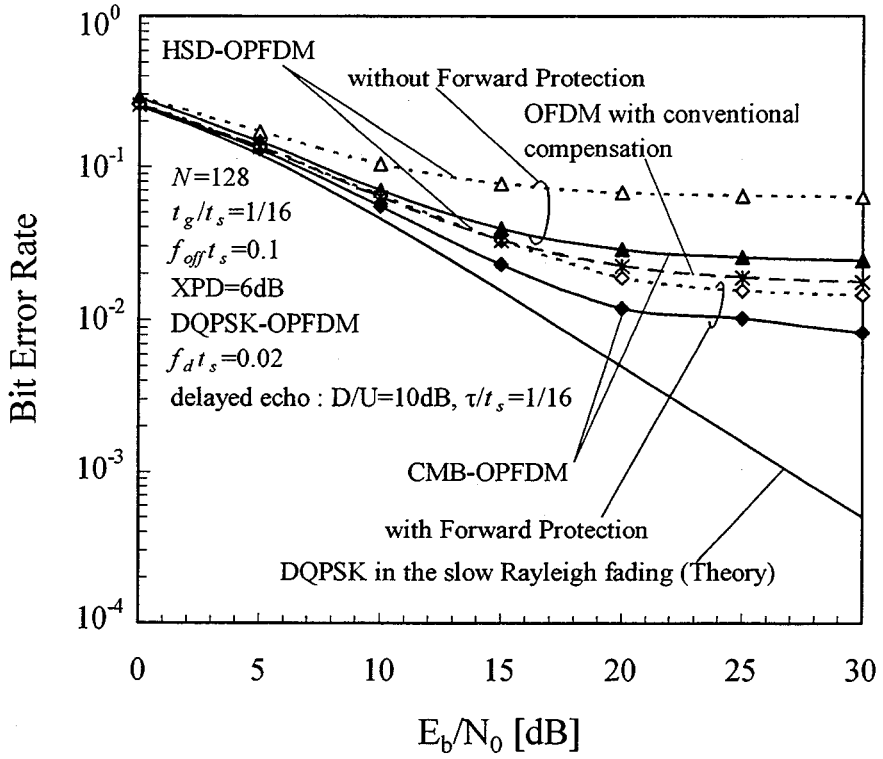


図4-4-3 E_bN_0-BER特性(2波レイリー・フェージング)

4.4.5 XPD-BER 特性

図 4-4-4 に，XPD に対するビット誤り率特性を示す．ただし，2 波モデルにおける遅延波の D/U は 10dB とし，E_b/N_0 は 20dB，正規化最大ドップラー周波数 (f_dt_s) は 0.02 とする．図から，XPD≧0dB の偏波間干渉の存在する周波数選択性フェージング伝送路環境下で，提案する前方保護法を適用した CMB-OPFDM は，HSD-OPFDM や前述の一般的なキャリア周波数オフセット補償法を適用した OFDM に比べ，優れたビット誤り率特性を有することがわかる．

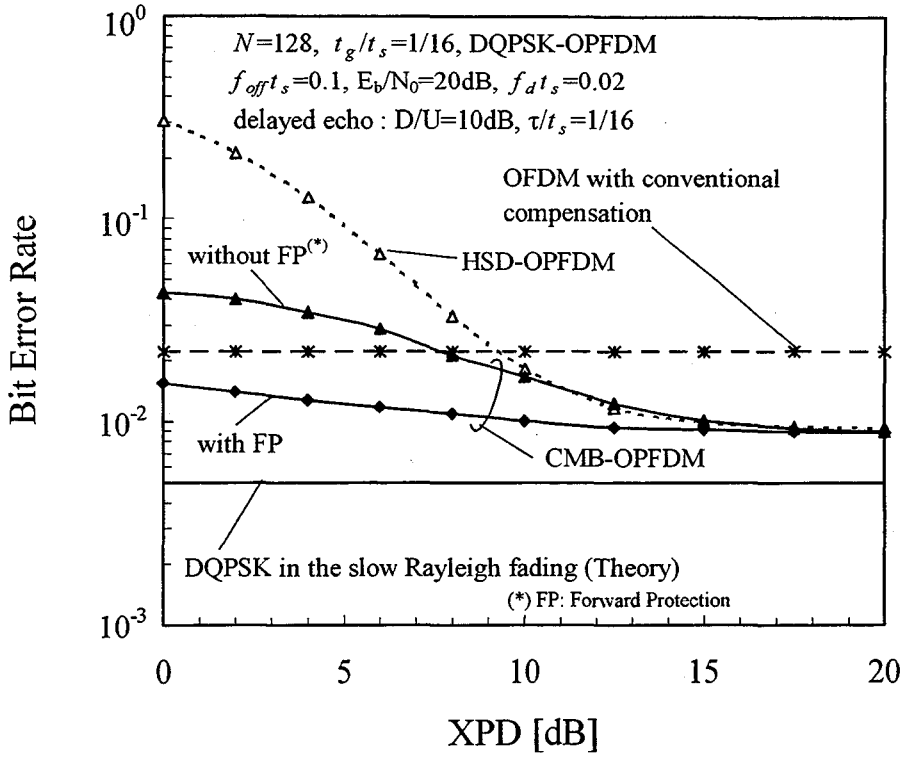


図4-4-4 XPD-BER特性(2波レイリー・フェージング)

4.5 結言

本章では，周波数選択性フェージングと交差偏波干渉が存在する伝送路において，OPFDM における送受信機間のキャリア周波数オフセットを精度良く推定する方法として，推定周波数オフセットの前方保護法を提案した．

OPFDM の周波数オフセット推定方式としては，これまで HSD-OPFDM と CMB-OPFDM が提案されているが，交差偏波干渉とレイリー・フェージングが存在する伝送路下で優れた特性を示す CMB-OPFDM は，伝送路特性の周波数選択性が大きくなると推定精度が劣化するという問題があった．そこで，**4.2** 節では，周波数選択性フェージング伝送路下におけるCMB-OPFDMの周波数オフセット推定について考察し，周波数選択性が大きくなるにしたがって推定誤差が増大することを理論解析および計算機シミュレーションにより明らかにした．**4.3** 節では，この問題を解決する方法として，推定周波数オフセットの前方保護法を提案した．この方式では，推定結果の確

からしさに応じてその推定結果を使用するか否かを決定するように制御するため，推定周波数オフセットの大きな誤推定が問題になる場合には，伝送特性の改善効果が期待できる．**4.4** 節では，計算機シミュレーション解析による性能評価を行った．この結果，提案する前方保護法において，推定周波数オフセットの保護範囲を決定するパラメータ L_{thr} を $L_{thr}=0.1/t_s$，推定周波数オフセットに対する信頼性評価の際の評価基準を決定するパラメータ M を $M=10$ とした場合，提案方式によって周波数選択性フェージング伝送路における CMB-OPFDM の伝送特性の劣化が著しく減少すること，また，$f_d t_s=0\sim0.15$ において前方保護法を適用した CMB-OPFDM が，最も優れたビット誤り率特性を示すことが明らかとなった．さらに，提案する前方保護法を適用した CMB-OPFDM は，XPD≧0dB の偏波間干渉の存在する周波数選択性フェージング伝送路環境下で，HSD-OPFDM や OFDM よりも優れたビット誤り率特性を有することが明らかとなった．

第 5 章

直交偏波周波数多重伝送方式における偏波ダイバーシチ受信法

5.1 緒言

本章では，OPFDM の伝送特性を向上する方法として，OPFDM 信号の偏波ダイバーシチ受信法を提案する．一般に，片偏波で送信された電波には，マルチパス・フェージング伝送路における反射・散乱などで偏波の変換が発生し，受信端においては互いに直交する 2 偏波（垂直偏波・水平偏波）が受信される．このとき，各偏波が受けるフェージングは互いに異なるため，偏波ダイバーシチ[83]による伝送特性の改善が期待できる．

OPFDM の各偏波における主波成分と交差偏波成分は，本来互いに周波数直交性を有するため，各サブキャリアにおいて周波数オフセットが無い場合は，復調後にこれらを容易に分離でき，偏波ダイバーシチ受信が可能となる．しかし，これまでに OPFDM の偏波ダイバーシチ受信に関する検討は行われていなかった．そこで，DFT 後の交差偏波干渉成分を含む各復調信号を，垂直偏波成分と水平偏波成分に分離して合成する偏波ダイバーシチ受信法を提案する．合成方法としては，合成比をサブキャリア毎に制御する方法と，1 OPFDM シンボル毎に制御する方法を提案し，それらの改善効果について計算機シミュレーションによる解析を行い，その有効性を明らかにする．

5.2 OPFDM における偏波ダイバーシチによる伝送特性についての理論解析

マルチパス・フェージング伝送路における垂直・水平偏波は，互いに干渉しながら

伝搬する．移動体での受信を考えた場合，移動受信端末で受信される垂直・水平偏波成分は，それぞれ統計的に独立な複素ガウスランダム過程 $g_{ij}(t)$および交差偏波成分の主偏波成分に対する振幅比αおよびβを用いて表現できる（式 (4.11) 参照）．この場合，主偏波と交差偏波の受けるフェージングは互いに統計的に独立であるため，受信信号において垂直偏波成分と水平偏波成分を分離できれば，偏波ダイバーシチによる伝送特性の改善が期待できる．

図 5-2-1 に，OPFDM 信号の送信信号および受信信号における周波数スペクトルの概念図を示す．OPFDM では，本来，垂直偏波と水平偏波間で周波数の直交性が保たれているため，周波数オフセットが完全に補償されている場合，各偏波の受信信号に対してそれぞれサンプル点数 N の DFT（N-DFT）を施すと，たとえ交差偏波干渉があってもその出力において主波成分と交差偏波干渉成分を互いに無干渉のまま分離することができる．したがって，各偏波の復調部で主波成分と交差偏波干渉成分を分離し，各々で得られた垂直偏波成分および水平偏波成分をそれぞれ合成して復調信号を得るようにすることで，OPFDM の偏波ダイバーシチによる伝送特性の向上が期待できる．

そこでまず，本節では，交差偏波干渉とレイリー・フェージングが存在する伝送路を伝搬した OPFDM 信号に対し，N-DFT 後の信号に対して偏波ダイバーシチを行った場合のビット誤り率を理論的に導出する．ただし，各サブキャリアの変調方式は DQPSK，受信機における復調方式は遅延検波とする．また，送受信機間のキャリア周波数は完全に同期しているとする．

OPFDM はマルチキャリア伝送方式の 1 つであり，周波数選択性フェージング伝送路を伝搬している場合でも，各サブキャリアに対するフェージングはフラット・フェージングに近くなるという特長を持つ．したがって，サブキャリアの変調方式を DQPSK とする OPFDM 信号に対してダイバーシチを行った場合の復調後のビット誤り率は，シングルキャリア伝送方式で DQPSK 変調信号に対してダイバーシチを行った場合のビット誤り率と同様の方法で導出できる．

一般に，レイリー・フェージングを受けた信号の集合平均的なビット誤り率（P_e'）は，加法性雑音の影響のみを受けたときのビット誤り率（$P_e(\gamma)$）と乗法性雑音に起因する瞬時 CNR（Carrier to Noise Power Ratio）の確率密度関数（$p(\gamma)$）を用いて，次式のように算出される．

$$P_e' = \int_0^\infty P_e(\gamma)p(\gamma)d\lambda \tag{5.1}$$

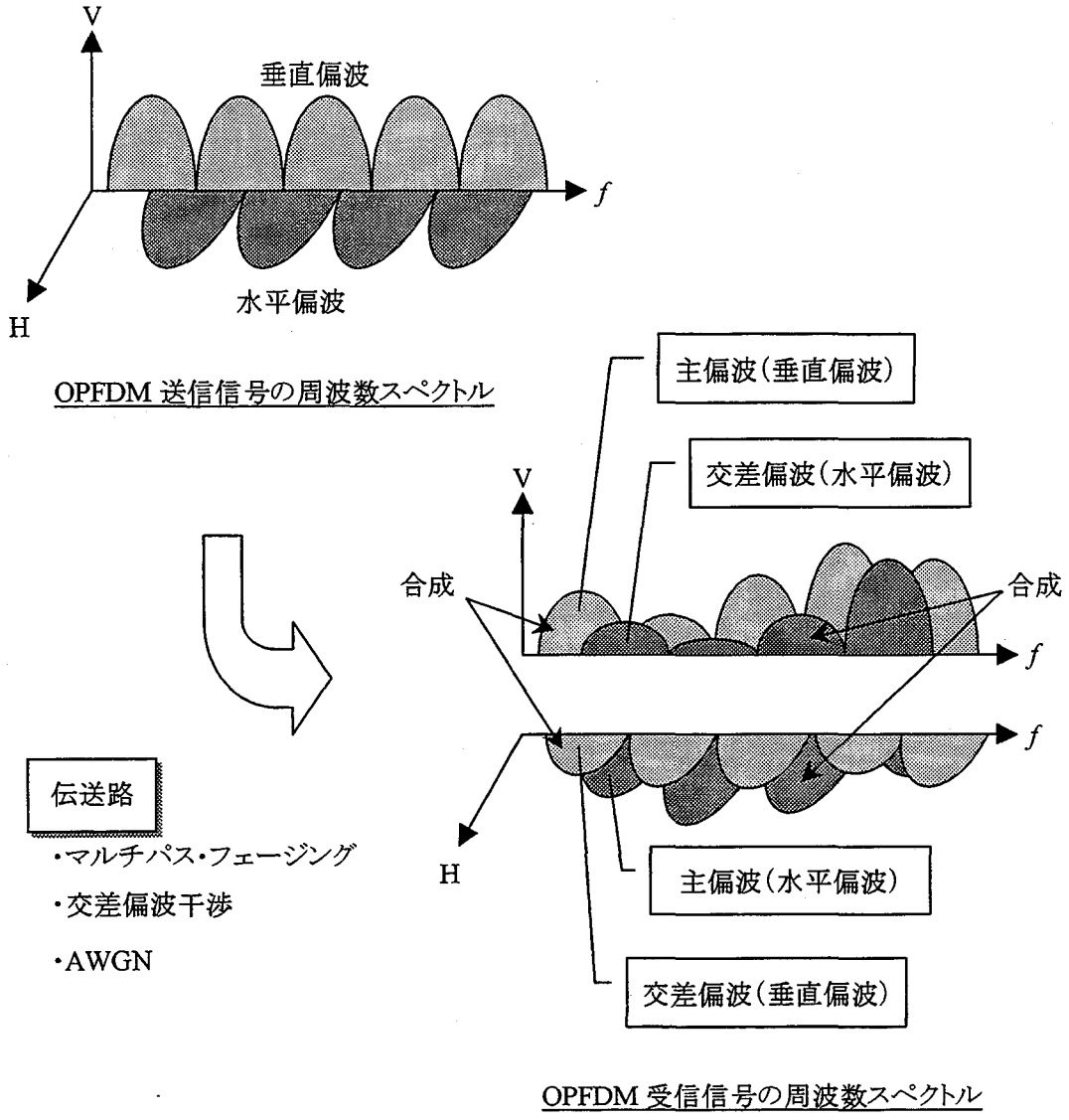


図 5-2-1 OPFDM 信号スペクトルの概念図

ただし，γは瞬時 CNR の真値である．また，検波方式を遅延検波とした場合，加法性白色ガウス雑音の影響のみを受けた信号の復調後のビット誤り率は，次式で近似することができる．

$$P_e(\gamma)=\frac{1}{2}\exp\left(-\frac{\gamma}{2}\right) \tag{5.2}$$

提案する OPFDM の偏波ダイバーシチでは，交差偏波成分を 2 つ目のブランチとして合成を行うため，交差偏波識別度（XPD）がダイバーシチの効果に影響を与える．いま，主偏波における平均 CNR（真値）をΓ_1，XPD をζ[dB]とすると，交差偏波における平均 CNR の真値（Γ_2）は次式によって与えられる．

$$\Gamma_2=10^{-\zeta/10}\cdot\Gamma_1 \tag{5.3}$$

一方，2 ブランチによる最大比合成法（MRC: maximal ratio combing）において，各ブランチの平均 CNR をΓ_1およびΓ_2とした場合，合成後の瞬時 CNR の累積分布関数$P_\gamma[\gamma \leqq x]$は次式で与えられる[102]．

$$P_\gamma[\gamma\leq x]=1-\frac{\varepsilon_1\exp[-x/\varepsilon_1]-\varepsilon_2\exp[-x/\varepsilon_2]}{\varepsilon_1-\varepsilon_2} \tag{5.4}$$

ただし，

$$\begin{Bmatrix}\varepsilon_1\\ \varepsilon_2\end{Bmatrix}=\frac{1}{2}\left[\Gamma_1+\Gamma_2\pm\sqrt{(\Gamma_1+\Gamma_2)^2-4\Gamma_1\Gamma_2\left(1-|\rho|^2\right)}\right] \tag{5.5}$$

であり，ρはブランチ間の相関係数を表す．

想定したモデルでは，ブランチ間の相関は無いため（ρ=0），式 (5.3)，式 (5.4) および式 (5.5) より，最大比合成後の$P_\gamma[\gamma \leqq x]$は次式で与えられる．

$$P_\gamma[\gamma\leq x]=1-\frac{\exp[-x/\Gamma_1]-10^{-\zeta/10}\exp\left[-x/\left(10^{-\zeta/10}\cdot\Gamma_1\right)\right]}{1-10^{-\zeta/10}} \tag{5.6}$$

したがって，合成後の瞬時 CNR（γ）における確率密度関数 $p(\gamma)$は，次式で与えられる．

$$p(\gamma)=\frac{d}{dx}P_\gamma[\gamma\leq x]\Big|_{x=\gamma}=\frac{\exp[-\gamma/\Gamma_1]-\exp\left[-\gamma/\left(10^{-\zeta/10}\cdot\Gamma_1\right)\right]}{\left(1-10^{-\zeta/10}\right)\Gamma_1} \tag{5.7}$$

よって，式 (5.1)，式 (5.2) および式 (5.7) より，提案する OPFDM の偏波ダイバーシチにおいて，最大比合成を適用した場合のビット誤り率は次式で表される．

$$P_e'=\frac{1}{2\left(1-10^{-\zeta/10}\right)\Gamma_1}\int_0^\infty\left\{\exp\left[-\frac{\gamma}{\Gamma_1}\right]-\exp\left[-\frac{\gamma}{10^{-\zeta/10}\cdot\Gamma_1}\right]\right\}\exp\left(-\frac{\gamma}{2}\right)d\gamma$$

$$= \frac{2}{(\Gamma_1 + 2)(10^{-\zeta/10} \cdot \Gamma_1 + 2)} \tag{5.8}$$

5.3 OPFDMの偏波ダイバーシチ受信法の提案

本節では，提案する偏波ダイバーシチ合成法について説明する．OPFDM 受信機の垂直偏波復調部（Vertical Polarization Demodulation Block）および水平偏波復調部（Horizontal Polarization Demodulation Block）において，第 i 番目のシンボルにおける第 m 番目のサブキャリアに相当するN-DFT出力をそれぞれ $s^{(V)}_{(m),i}$ および $s^{(H)}_{(m),i}$ とする．OPFDM信号の各サブキャリアがDQPSK変調されているとし，第 i 番目のシンボルにおける第 m 番目のサブキャリアで送信される信号を $c_{(m),i}$ とすると，$s^{(V)}_{(m),i}$ および $s^{(H)}_{(m),i}$ は次式で表される．

$$s^{(V)}_{(m),i} = h^{(V)}_{(m),i} c_{(m),i} + n^{(V)}_{(m),i} \tag{5.9}$$

$$s^{(H)}_{(m),i} = h^{(H)}_{(m),i} c_{(m),i} + n^{(H)}_{(m),i} \tag{5.10}$$

ただし，$h^{(V)}_{(m),i}$ および $h^{(H)}_{(m),i}$ はそれぞれ垂直偏波復調部および水平偏波復調部で受信される第 i 番目のシンボルにおける第 m 番目のサブキャリア成分が伝搬する伝送路の伝送路特性，また，$n^{(V)}_{(m),i}$ および $n^{(H)}_{(m),i}$ はそれらに加算される加法性白色ガウス雑音（AWGN）成分を表す．また，送受信機間のキャリア周波数オフセットは無いものとする．このとき，垂直および水平偏波復調部における遅延検波出力（復調信号）$x^{(V)}_{(m),i}$ および $x^{(H)}_{(m),i}$ は，それぞれ次式で表される．

$$x^{(V)}_{(m),i} = s^{(V)}_{(m),i} \left(s^{(V)}_{(m),i-1}\right)^* = \left(h^{(V)}_{(m),i} c_{(m),i} + n^{(V)}_{(m),i}\right)\left(h^{(V)}_{(m),i-1} c_{(m),i-1} + n^{(V)}_{(m),i-1}\right)^*$$

$$= h^{(V)}_{(m),i} \left(h^{(V)}_{(m),i-1}\right)^* e^{j\varphi_{(m),i}} + \eta^{(V)}_{(m),i} \tag{5.11}$$

$$x^{(H)}_{(m),i} = s^{(H)}_{(m),i} \left(s^{(H)}_{(m),i-1}\right)^* = \left(h^{(H)}_{(m),i} c_{(m),i} + n^{(H)}_{(m),i}\right)\left(h^{(H)}_{(m),i-1} c_{(m),i-1} + n^{(H)}_{(m),i-1}\right)^*$$

$$= h^{(H)}_{(m),i} \left(h^{(H)}_{(m),i-1}\right)^* e^{j\varphi_{(m),i}} + \eta^{(H)}_{(m),i} \tag{5.12}$$

ただし，

$$\left|c_{(m),i}\right| = 1.0 \tag{5.13}$$

$$\eta_{(m),i}^{(V)} = h_{(m),i}^{(V)} c_{(m),i} \left(n_{(m),i-1}^{(V)}\right)^* + \left(h_{(m),i-1}^{(V)} c_{(m),i-1}\right)^* n_{(m),i}^{(V)} + n_{(m),i}^{(V)} \left(n_{(m),i-1}^{(V)}\right)^* \tag{5.14}$$

$$\eta_{(m),i}^{(H)} = h_{(m),i}^{(H)} c_{(m),i} \left(n_{(m),i-1}^{(H)}\right)^* + \left(h_{(m),i-1}^{(H)} c_{(m),i-1}\right)^* n_{(m),i}^{(H)} + n_{(m),i}^{(H)} \left(n_{(m),i-1}^{(H)}\right)^* \tag{5.15}$$

とする．また，$\varphi_{(m),i}$ は，第 m 番目のサブキャリアにおける第 i-1 番目のシンボルから第 i 番目のシンボルへの位相変動量を表し，DQPSK では送信するデータに応じて 0，$\pi/2$，π，$3\pi/2$ のいずれかの値が与えられる．また，s^* は s の複素共役信号を表す．

ここで，偏波ダイバーシチの合成法として，復調信号 $x^{(V)}_{(m),i}$ および $x^{(H)}_{(m),i}$ をそれぞれ垂直偏波成分および水平偏波成分に分離し，ブランチ重み係数に応じて合成する方法を提案する．第 i 番目のシンボルにおける第 m 番目のサブキャリアに対する復調信号のうち，$m=2k$（$k=1,2,\ldots,N'/2$）で表される成分は垂直偏波による送信信号成分，また，$m=2k$-1 で表される成分は水平偏波による送信信号成分となる（ただし，N'は送信される全サブキャリア数を表す）ため，合成後の垂直偏波復調信号 $y^{(V)}_{(2k),i}$ および水平偏波復調信号 $y^{(H)}_{(2k-1),i}$ はそれぞれ次式のように表される．

$$y_{(2k),i}^{(V)} = w_{(2k),i}^{(V1)} x_{(2k),i}^{(V)} + w_{(2k),i}^{(V2)} x_{(2k),i}^{(H)} \tag{5.16}$$

$$y_{(2k-1),i}^{(H)} = w_{(2k-1),i}^{(H1)} x_{(2k-1),i}^{(H)} + w_{(2k-1),i}^{(H2)} x_{(2k-1),i}^{(V)} \tag{5.17}$$

ただし，$w^{(V1)}_{(2k),i}$，$w^{(V2)}_{(2k),i}$ および $w^{(H1)}_{(2k-1),i}$，$w^{(H2)}_{(2k-1),i}$ は，それぞれ垂直偏波復調信号を得るためのブランチ重み係数および水平偏波復調信号を得るためのブランチ重み係数である．式 (5.11)～式 (5.15) より，式 (5.16) は，さらに次式のように変形できる．

$$\begin{aligned} y_{(2k),i}^{(V)} = {} & w_{(2k),i}^{(V1)} h_{(2k),i}^{(V)} \left(h_{(2k),i-1}^{(V)}\right)^* e^{j\varphi_{(2k),i}} + w_{(2k),i}^{(V2)} h_{(2k),i}^{(H)} \left(h_{(2k),i-1}^{(H)}\right)^* e^{j\varphi_{(2k),i}} \\ & + w_{(2k),i}^{(V1)} \eta_{(2k),i}^{(V)} + w_{(2k),i}^{(V2)} \eta_{(2k),i}^{(H)} \end{aligned} \tag{5.18}$$

式 (5.18) において，右辺第 1 項および第 2 項は，それぞれ垂直および水平偏波復調部で受信された信号成分中に含まれる，第 i 番目のシンボルにおける第 $2k$ 番目のサブキャリア成分を表す．また，右辺第 3 項および第 4 項は，第 i 番目のシンボルにおける第 $2k$ 番目のサブキャリア成分に対する雑音成分を表す．すなわち，第 1 項および第 2 項が所望信号成分，第 3 項および第 4 項が不要信号成分である．式 (5.17) に対しても同様にして次式が得られる．

$$y^{(H)}_{(2k-1),i} = w^{(H1)}_{(2k-1),i} h^{(H)}_{(2k-1),i} \left(h^{(H)}_{(2k-1),i-1}\right)^* e^{j\varphi_{(2k-1),i}} + w^{(H2)}_{(2k-1),i} h^{(V)}_{(2k-1),i} \left(h^{(V)}_{(2k-1),i-1}\right)^* e^{j\varphi_{(2k-1),i}}$$

$$+ w^{(H1)}_{(2k-1),i} \eta^{(H)}_{(2k-1),i} + w^{(H2)}_{(2k-1),i} \eta^{(V)}_{(2k-1),i} \tag{5.19}$$

式 (5.19) においても，第 1 項および第 2 項が所望信号成分，第 3 項および第 4 項が不要信号成分である．

ここで，ブランチ重み係数 $w^{(V1)}{}_{(2k),i}$，$w^{(V2)}{}_{(2k),i}$ および $w^{(H1)}{}_{(2k-1),i}$，$w^{(H2)}{}_{(2k-1),i}$ について考える．式 (5.18) および式 (5.19) で与えられる合成後の出力信号の所望信号成分および不要信号成分に対して，次式を定義する．

$$P^{(V)}_{S(2k),i} = E\left[\left|\sum_{m=1}^{2} w'_{m,(2k),i} h'_{m,(2k),i} \left(h'_{m,(2k),i-1}\right)^* e^{j\varphi_{(2k),i}}\right|^2\right] \tag{5.20}$$

$$P^{(V)}_{N(2k),i} = E\left[\left|\sum_{m=1}^{2} w'_{m,(2k),i} \eta'_{m,(2k),i}\right|^2\right] \tag{5.21}$$

$$P^{(H)}_{S(2k-1),i} = E\left[\left|\sum_{m=1}^{2} w''_{m,(2k-1),i} h''_{m,(2k-1),i} \left(h''_{m,(2k-1),i-1}\right)^* e^{j\varphi_{(2k-1),i}}\right|^2\right] \tag{5.22}$$

$$P^{(H)}_{N(2k-1),i} = E\left[\left|\sum_{m=1}^{2} w''_{m,(2k-1),i} \eta''_{m,(2k-1),i}\right|^2\right] \tag{5.23}$$

ただし，

$$w'_{1,(2k),i} = w^{(V1)}_{(2k),i} \quad , \qquad w'_{2,(2k),i} = w^{(V2)}_{(2k),i} \tag{5.24}$$

$$w''_{1,(2k-1),i} = w^{(H1)}_{(2k-1),i} \, , \qquad w''_{2,(2k-1),i} = w^{(H2)}_{(2k-1),i} \tag{5.25}$$

$$h'_{1,(2k),i} = h^{(V)}_{(2k),i} \quad , \qquad h'_{2,(2k),i} = h^{(H)}_{(2k),i} \tag{5.26}$$

$$h''_{1,(2k-1),i} = h^{(H)}_{(2k-1),i} \, , \qquad h''_{2,(2k-1),i} = h^{(V)}_{(2k-1),i} \tag{5.27}$$

$$\eta'_{1,(2k),i} = \eta^{(V)}_{(2k),i} \quad , \qquad \eta'_{2,(2k),i} = \eta^{(H)}_{(2k),i} \tag{5.28}$$

$$\eta''_{1,(2k-1),i} = \eta^{(H)}_{(2k-1),i} \, , \qquad \eta''_{2,(2k-1),i} = \eta^{(V)}_{(2k-1),i} \tag{5.29}$$

であり，また，$E[x]$は x の期待値を表す．

さらに，$P_S{}^{(V)}{}_{(2k),i}$ と $P_N{}^{(V)}{}_{(2k),i}$ の比および $P_S{}^{(H)}{}_{(2k-1),i}$ と $P_N{}^{(H)}{}_{(2k-1),i}$ の比をそれぞれ次式のように定義する．

$$\kappa^{(V)}_{(2k),i} = \frac{P^{(V)}_{S(2k),i}}{P^{(V)}_{N(2k),i}} \tag{5.30}$$

$$\kappa^{(H)}_{(2k-1),i} = \frac{P^{(H)}_{S(2k-1),i}}{P^{(H)}_{N(2k-1),i}} \tag{5.31}$$

このとき，$w^{(V1)}_{(2k),i}$，$w^{(V2)}_{(2k),i}$ および $w^{(H1)}_{(2k-1),i}$，$w^{(H2)}_{(2k-1),i}$ は，それぞれ式 (5.30) および式 (5.31) の右辺を最大化するように与えればよい．そこでまず，式 (5.20) および式 (5.21) を式 (5.30) に代入する．

$$\begin{aligned}
\kappa^{(V)}_{(2k),i} &= \frac{E\left[\left|\sum_{m=1}^{2} w'_{m,(2k),i} h'_{m,(2k),i} \left(h'_{m,(2k),i-1}\right)^* e^{j\varphi_{(2k),i}}\right|^2\right]}{E\left[\left|\sum_{m=1}^{2} w'_{m,(2k),i} \eta'_{m,(2k),i}\right|^2\right]} \\
&= \frac{\left|\sum_{m=1}^{2} w'_{m,(2k),i} h'_{m,(2k),i} \left(h'_{m,(2k),i-1}\right)^*\right|^2 E\left[\left|\sum_{m=1}^{2} e^{j\varphi_{(2k),i}}\right|^2\right]}{\sum_{m=1}^{2}\left|w'_{m,(2k),i}\right|^2 E\left[\left|\sum_{m=1}^{2} \eta'_{m,(2k),i}\right|^2\right]} \\
&= \frac{4}{\sigma'^2_{(2k),i}} \cdot \frac{\left|\sum_{m=1}^{2} w'_{m,(2k),i} h'_{m,(2k),i} \left(h'_{m,(2k),i-1}\right)^*\right|^2}{\sum_{m=1}^{2}\left|w'_{m,(2k),i}\right|^2}
\end{aligned} \tag{5.32}$$

ただし，

$$\sigma'^2_{(2k),i} = E\left[\left|\sum_{m=1}^{2} \eta'_{m,(2k),i}\right|^2\right] \tag{5.33}$$

とする．

Schwartz の不等式より，式 (5.32) は次式を満足する．

$$\kappa^{(V)}_{(2k),i} = \frac{4}{\sigma'^2_{(2k),i}} \cdot \frac{\left|\sum_{m=1}^{2} w'_{m,(2k),i} h'_{m,(2k),i} \left(h'_{m,(2k),i-1}\right)^*\right|^2}{\sum_{m=1}^{2}\left|w'_{m,(2k),i}\right|^2} \le \frac{4}{\sigma'^2_{(2k),i}} \cdot \sum_{m=1}^{2}\left|h'_{m,(2k),i}\left(h'_{m,(2k),i-1}\right)^*\right|^2 \tag{5.34}$$

式 (5.34) において，等号は、次式が成り立つときに成立する．

$$w'_{m,(2k),i} = \xi\left(h'_{m,(2k),i}\right)^* h'_{m,(2k),i-1} \tag{5.35}$$

ただし，ξは 0 以外のスカラー量である．したがって，$\kappa^{(V)}_{(2k),i}$ を最大化する $w^{(V1)}_{(2k),i}$ および $w^{(V2)}_{(2k),i}$ は次式のように与えることができる．

$$w^{(V1)}_{(2k),i} = \frac{\left(h^{(V)}_{(2k),i}\right)^* h^{(V)}_{(2k),i-1}}{\left|\left(h^{(V)}_{(2k),i}\right)^* h^{(V)}_{(2k),i-1}\right| + \left|\left(h^{(H)}_{(2k),i}\right)^* h^{(H)}_{(2k),i-1}\right|} \tag{5.36}$$

$$w^{(V2)}_{(2k),i} = \frac{\left(h^{(H)}_{(2k),i}\right)^* h^{(H)}_{(2k),i-1}}{\left|\left(h^{(V)}_{(2k),i}\right)^* h^{(V)}_{(2k),i-1}\right| + \left|\left(h^{(H)}_{(2k),i}\right)^* h^{(H)}_{(2k),i-1}\right|} \tag{5.37}$$

また，$w^{(H1)}_{(2k-1),i}$ および $w^{(H2)}_{(2k-1),i}$ に対しても同様に求めると，次式を得ることができる．

$$w^{(H1)}_{(2k-1),i} = \frac{\left(h^{(H)}_{(2k-1),i}\right)^* h^{(H)}_{(2k-1),i-1}}{\left|\left(h^{(H)}_{(2k-1),i}\right)^* h^{(H)}_{(2k-1),i-1}\right| + \left|\left(h^{(V)}_{(2k-1),i}\right)^* h^{(V)}_{(2k-1),i-1}\right|} \tag{5.38}$$

$$w^{(H2)}_{(2k-1),i} = \frac{\left(h^{(V)}_{(2k-1),i}\right)^* h^{(V)}_{(2k-1),i-1}}{\left|\left(h^{(H)}_{(2k-1),i}\right)^* h^{(H)}_{(2k-1),i-1}\right| + \left|\left(h^{(V)}_{(2k-1),i}\right)^* h^{(V)}_{(2k-1),i-1}\right|} \tag{5.39}$$

さて，式 (5.36)～式 (5.39) で表されるブランチ重み係数は，各サブチャネルの伝送路特性が既知でなければ厳密に導出することはできない．そこで，これらの式を以下のように近似する．まず，伝送路特性の時間変化がシンボル長に比べて十分緩やかであるとすると，上式は以下のように近似できる．

$$w^{(V1)}_{(2k),i} \approx \frac{\left|h^{(V)}_{(2k),i}\right|^2}{\left|h^{(V)}_{(2k),i}\right|^2 + \left|h^{(H)}_{(2k),i}\right|^2} \tag{5.40}$$

$$w^{(V2)}_{(2k),i} \approx \frac{\left|h^{(H)}_{(2k),i}\right|^2}{\left|h^{(V)}_{(2k),i}\right|^2 + \left|h^{(H)}_{(2k),i}\right|^2} \tag{5.41}$$

$$w^{(H1)}_{(2k-1),i} \approx \frac{\left|h^{(H)}_{(2k-1),i}\right|^2}{\left|h^{(H)}_{(2k-1),i}\right|^2 + \left|h^{(V)}_{(2k-1),i}\right|^2} \tag{5.42}$$

$$w_{(2k-1),i}^{(H2)} \approx \frac{\left|h_{(2k-1),i}^{(V)}\right|^2}{\left|h_{(2k-1),i}^{(H)}\right|^2 + \left|h_{(2k-1),i}^{(V)}\right|^2} \tag{5.43}$$

また，この場合，式 (5.11) および式 (5.12) より，次式が得られる．

$$x_{(m),i}^{(V)} = h_{(m),i}^{(V)}\left(h_{(m),i-1}^{(V)}\right)^* e^{j\varphi_{(m),i}} + \eta_{(m),i}^{(V)} \approx \left|h_{(m),i}^{(V)}\right|^2 e^{j\varphi_{(m),i}} + \eta_{(m),i}^{(V)} \tag{5.44}$$

$$x_{(m),i}^{(H)} = h_{(m),i}^{(H)}\left(h_{(m),i-1}^{(H)}\right)^* e^{j\varphi_{(m),i}} + \eta_{(m),i}^{(H)} \approx \left|h_{(m),i}^{(H)}\right|^2 e^{j\varphi_{(m),i}} + \eta_{(m),i}^{(H)} \tag{5.45}$$

さらに，雑音成分が無視できるとすると，式 (5.40)～式 (5.45) から，ブランチ重み係数は次式のように近似することができる．

$$w_{(2k),i}^{(V1)} \approx \frac{\left|x_{(2k),i}^{(V)}\right|}{\left|x_{(2k),i}^{(V)}\right| + \left|x_{(2k),i}^{(H)}\right|} \tag{5.46}$$

$$w_{(2k),i}^{(V2)} \approx \frac{\left|x_{(2k),i}^{(H)}\right|}{\left|x_{(2k),i}^{(V)}\right| + \left|x_{(2k),i}^{(H)}\right|} \tag{5.47}$$

$$w_{(2k-1),i}^{(H1)} \approx \frac{\left|x_{(2k-1),i}^{(H)}\right|}{\left|x_{(2k-1),i}^{(H)}\right| + \left|x_{(2k-1),i}^{(V)}\right|} \tag{5.48}$$

$$w_{(2k-1),i}^{(H2)} \approx \frac{\left|x_{(2k-1),i}^{(V)}\right|}{\left|x_{(2k-1),i}^{(H)}\right| + \left|x_{(2k-1),i}^{(V)}\right|} \tag{5.49}$$

$$\left(k = 1,2,\cdots,N'/2\right)$$

したがって，復調信号 $x^{(V)}{}_{(m),i}$ および $x^{(H)}{}_{(m),i}$ から，式 (5.46)～式 (5.49) で与えられるブランチ重み係数を計算し，式 (5.16) および式 (5.17) にしたがって合成すればよい．

また，伝送路の周波数選択性が無視できる場合は，式 (5.46)～式 (5.49) の代わりに次式で与えられるブランチ重み係数を用いることにより，雑音成分の影響を軽減することができる．

$$w_{(2),i}^{(V1)} = w_{(4),i}^{(V1)} = \cdots = w_{(N'),i}^{(V1)} \approx \frac{\sum_{k=1}^{N'/2}\left|x_{(2k),i}^{(V)}\right|}{\sum_{k=1}^{N'/2}\left|x_{(2k),i}^{(V)}\right| + \sum_{k=1}^{N'/2}\left|x_{(2k),i}^{(H)}\right|} \tag{5.50}$$

$$w_{(2),i}^{(V2)} = w_{(4),i}^{(V2)} = \cdots = w_{(N'),i}^{(V2)} \approx \frac{\sum_{k=1}^{N'/2} \left| x_{(2k),i}^{(H)} \right|}{\sum_{k=1}^{N'/2} \left| x_{(2k),i}^{(V)} \right| + \sum_{k=1}^{N'/2} \left| x_{(2k),i}^{(H)} \right|} \tag{5.51}$$

$$w_{(1),i}^{(H1)} = w_{(3),i}^{(H1)} = \cdots = w_{(N'-1),i}^{(H1)} \approx \frac{\sum_{k=1}^{N'/2} \left| x_{(2k-1),i}^{(H)} \right|}{\sum_{k=1}^{N'/2} \left| x_{(2k-1),i}^{(H)} \right| + \sum_{k=1}^{N'/2} \left| x_{(2k-1),i}^{(V)} \right|} \tag{5.52}$$

$$w_{(1),i}^{(H2)} = w_{(3),i}^{(H2)} = \cdots = w_{(N'-1),i}^{(H2)} \approx \frac{\sum_{k=1}^{N'/2} \left| x_{(2k-1),i}^{(V)} \right|}{\sum_{k=1}^{N'/2} \left| x_{(2k-1),i}^{(H)} \right| + \sum_{k=1}^{N'/2} \left| x_{(2k-1),i}^{(V)} \right|} \tag{5.53}$$

以下では，式 (5.46)～式 (5.49) で与えられるブランチ重み係数を用いた合成法を Combining Method A (CM-A)，式 (5.50)～式 (5.53) で与えられるブランチ重み係数を用いた合成法を Combining Method B (CM-B)とする．CM-A は，1 OPFDM シンボル内の各サブキャリア毎の電力比から，各サブキャリア毎のブランチ重み係数を計算する．一方，CM-B は，1 OPFDM シンボル内の垂直偏波成分および水平偏波成分の平均電力をもとに，1 OPFDM シンボル内の全サブキャリアに対して共通のブランチ重み係数を計算する．

CM-B は，各偏波の 1 シンボル内の平均電力をもとに重みを導出するため，各サブキャリアにおける雑音電力のバラツキの影響を軽減でき，フラット・フェージングの場合には有効な方法であると考えられる．しかし，周波数選択性フェージング伝送路ではサブキャリア毎に信号電力が異なるため，全サブキャリアに対して共通の重みを与える CM-B ではダイバーシチの効果が減少すると考えられる．これに対し，CM-A では，サブキャリア毎に重みを与えるため，周波数選択性がある場合に有効な合成法となると考えられる．

図 5-3-1 に，提案する偏波ダイバーシチ受信機のブロック図を示す．図のように，検波後の出力を垂直および水平偏波成分に分離した後，重み付けを行って合成するため，各ブランチ出力は同相で合成され，位相検出器および移相器を必要としない．

次節では，提案する 2 つの偏波ダイバーシチ受信法の伝送特性を，計算機シミュレーション結果をもとに評価する．

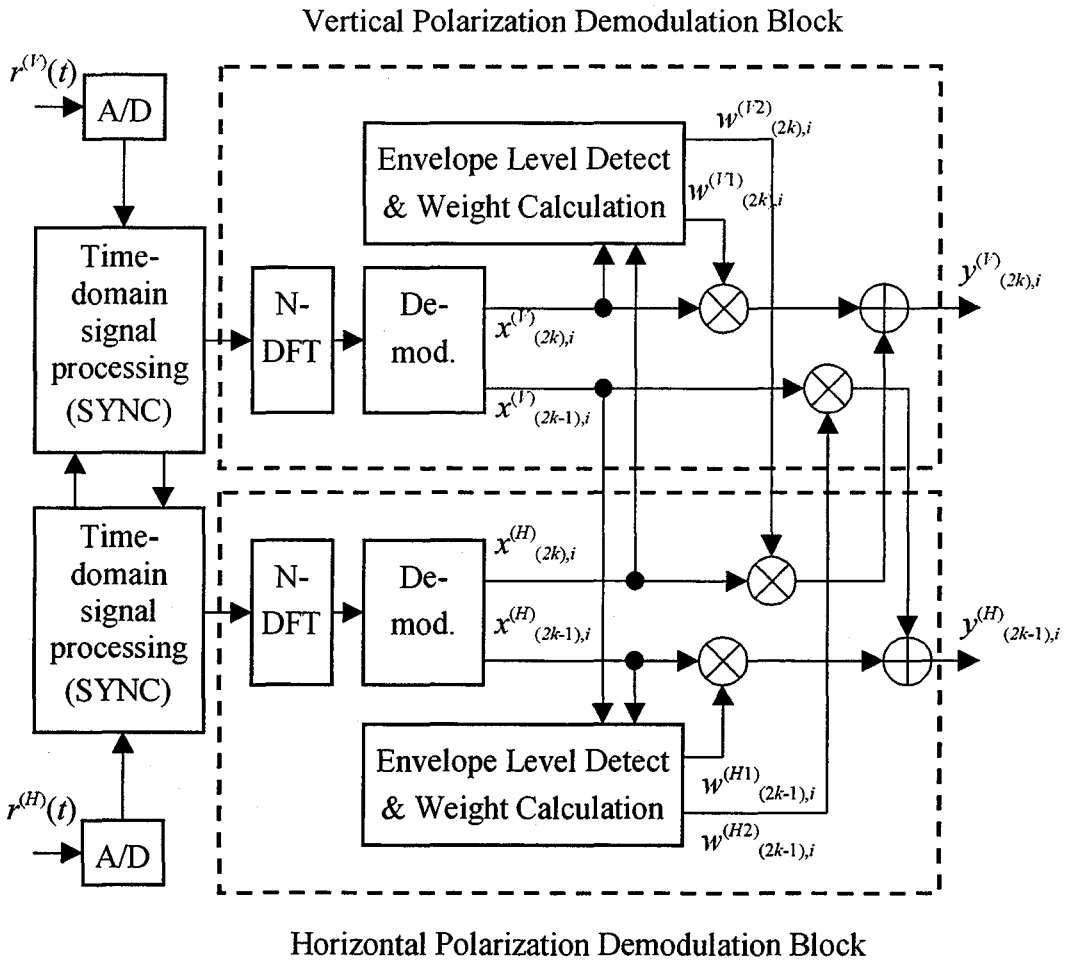


図 5-3-1　OPFDM システムにおける偏波ダイバーシチ受信機の構成

5.4　提案する偏波ダイバーシチ受信法の伝送特性

5.4.1　計算機シミュレーションのパラメータ

本節では，提案する偏波ダイバーシチ受信法（CM-A，CM-B）の有効性を計算機シミュレーションによる BER 特性評価によって明らかにする．シミュレーションで用いた伝送路モデルは図 3-4-1 と同じである．また，シミュレーションにおける主なパラメータを表 5-4-1 に示す．各サブキャリアは DQPSK 変調されるとし，DFT のサンプル点数は 128 (N)，サブキャリア総数は 96 (N')，ガード・インターバル長は 1 OPFDM シンボルにおける有効シンボル期間（t_s）の 1/16 とする．伝送路としては，周波数選

択性フェージングの簡易モデルとしてよく用いられている 2 波モデルおよび遅延波の D/U がすべて 0dB であるような 6 波モデルを仮定し，これに加えて，垂直および水平偏波に対する交差偏波干渉および熱雑音による AWGN が存在するとする．また，簡単のため，送受信機間のシンボルタイミングおよびキャリア周波数は完全に同期しているとする．

表 5-4-1　計算機シミュレーションのパラメータ

DFT ポイント数 : N		128
サブキャリア数 （全サブキャリア数 : N'）	垂直偏波	48
	水平偏波	48
サブキャリア変調方式		DQPSK
サブキャリア復調方式		遅延検波・差動復号
ガード・インターバル長／有効シンボル期間 : t_g/t_s		1/16
電力増幅器（HPA）の特性		線形特性
伝送路		レイリー・フェージング （1 波，2 波，6 波）
交差偏波識別度（XPD）		0～15dB
受信機におけるシンボルタイミング		既知
送受信信号間の周波数オフセット		なし

5.4.2　E_b/N_0-BER 特性

図 5-4-1 に，1 波レイリー・フェージング伝送路の場合の E_b/N_0-BER 特性を示す．ただし，レイリー・フェージングのドップラー周波数はシンボル周波数に比べて十分低い（slow fading）とする．また，交差偏波識別度（XPD）は 6dB とする．なお，都市部において移動無線通信を行う場合，平均的な XPD は 6dB 程度であることが知られている[100].

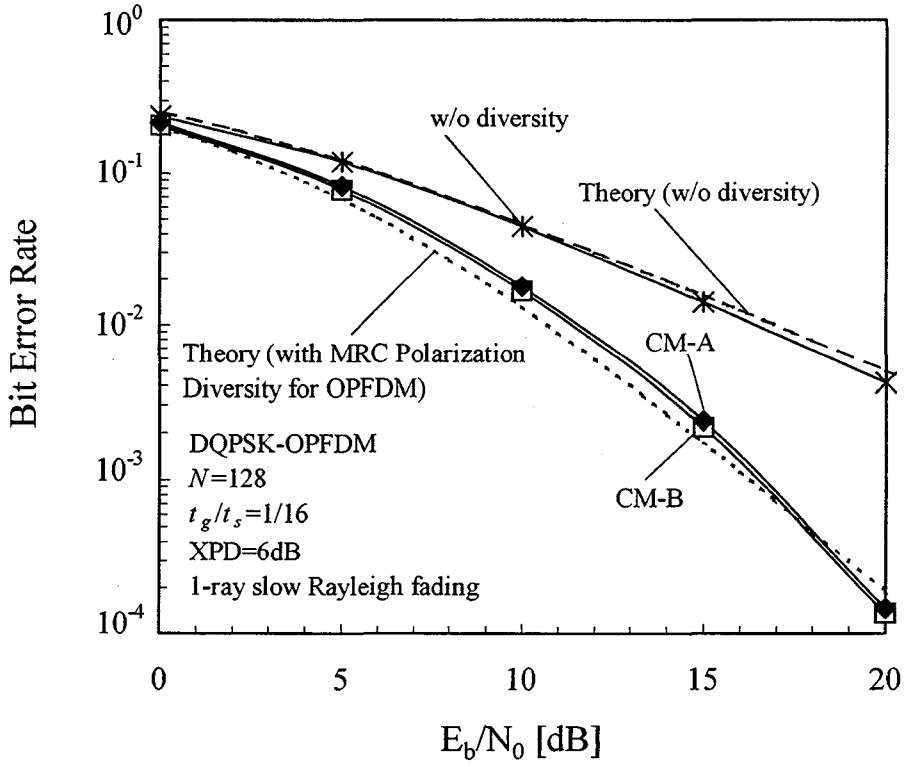


図5-4-1 E_b/N_0-BER特性(1波スロー・レイリー・フェージング)

図 5-4-1 より，提案する偏波ダイバーシチ受信法によってビット誤り率が減少し，ビット誤り率 10^{-2} において 5dB 以上の改善効果があることがわかる．また，CM-B の方が CM-A に比べて僅かにビット誤り率特性が良好となっている．これは，CM-B のブランチ重み係数が，各偏波の１シンボル内の平均電力をもとに導出されており，各サブキャリアにおける雑音電力のバラツキの影響を軽減できるためであると考えられる．なお，図中の点線("Theory (with MRC Polarization Diversity for OPFDM)")は，式 (5.8) で示された理論式におけるΓ_1を E_b/N_0 に換算して得られる理論カーブを示しており，CM-A，CM-B いずれの場合もほぼ理論特性と一致している．

次に，伝送路のフェージングが周波数選択性である場合の E_b/N_0-BER 特性を図 5-4-2 および図 5-4-3 に示す．ただし，図 5-4-2 は表 5-4-2 で示される 2 波レイリー・フェージング（slow fading）の場合，図 5-4-3 は表 5-4-3 で示される 6 波レイリー・フェージング（slow fading）の場合である．

表 5-4-2　2 波レイリー・フェージング（slow fading）

Ray #1	D/U	0.0dB
	正規化伝搬遅延時間 : τ/t_s	1/16
Ray #2	D/U	0.0dB
	正規化伝搬遅延時間 : τ/t_s	0

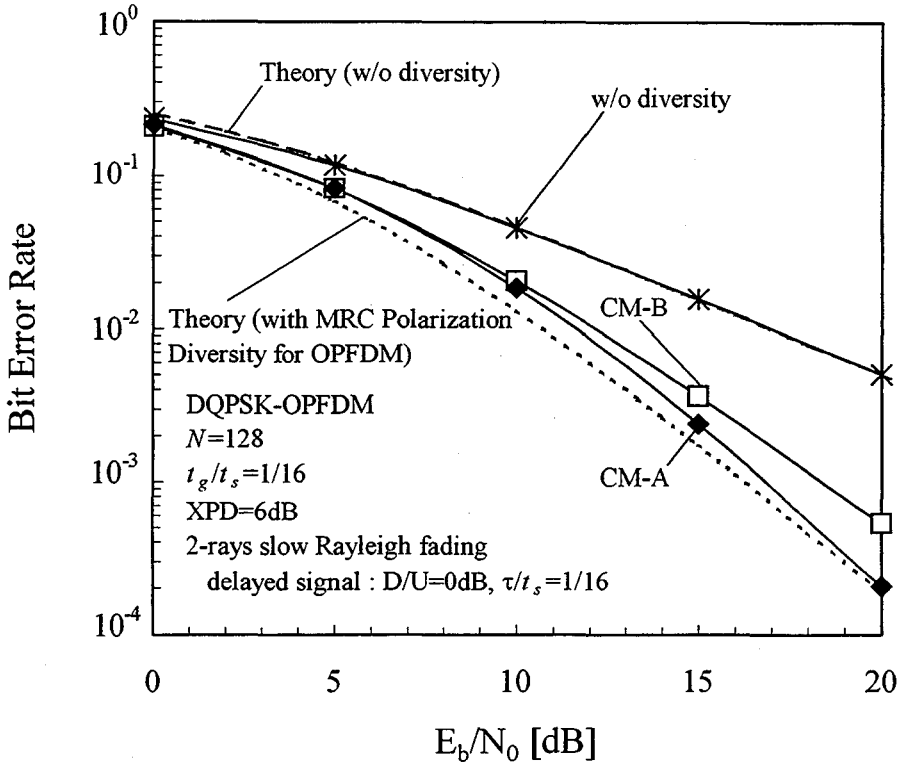


図5-4-2　E_b/N_0-BER特性(2波スロー・レイリー・フェージング)

表 5-4-3　6 波レイリー・フェージング（slow fading）

Ray #1	D/U	0.0dB
	正規化伝搬遅延時間 : τ/t_s	4/128
Ray #2	D/U	0.0dB
	正規化伝搬遅延時間 : τ/t_s	5/128
Ray #3	D/U	0.0dB
	正規化伝搬遅延時間 : τ/t_s	6/128
Ray #4	D/U	0.0dB
	正規化伝搬遅延時間 : τ/t_s	7/128
Ray #5	D/U	0.0dB
	正規化伝搬遅延時間 : τ/t_s	8/128 ($=t_g/t_s$)
Ray #6	D/U	0.0dB
	正規化伝搬遅延時間 : τ/t_s	0

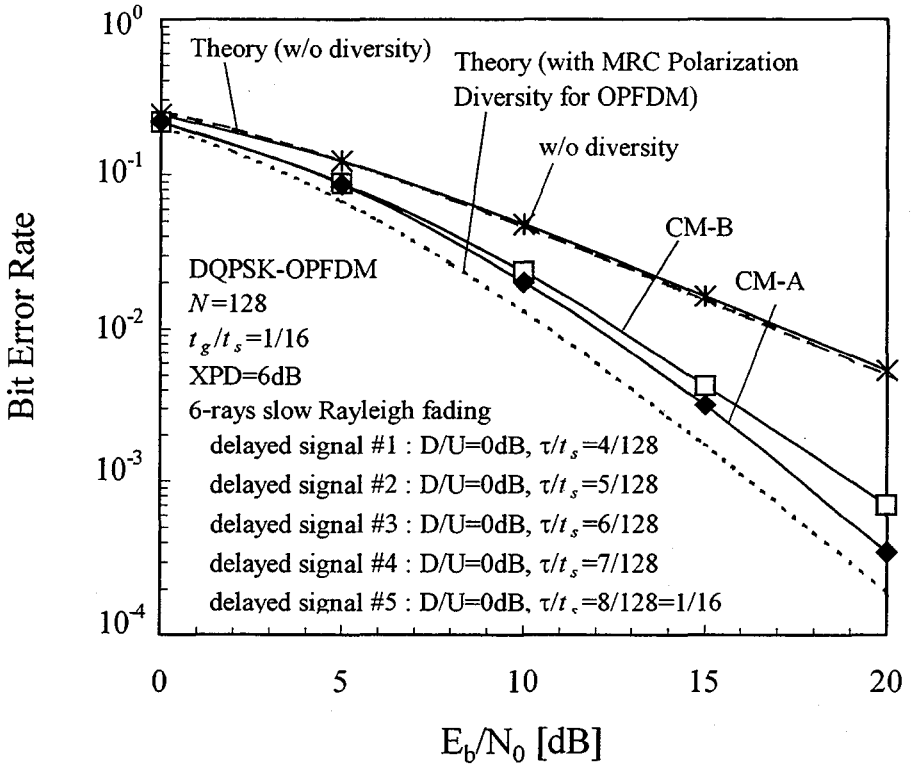


図5-4-3 E_b/N_0-BER特性(6波スロー・レイリー・フェージング)

図 5-4-2 および図 5-4-3 から，周波数選択性フェージング伝送路では，CM-A の方が CM-B よりも伝送特性の改善効果が大きいことがわかる．例えば 2 波スロー・レイリー・フェージング伝送路の場合（図 5-4-2），CM-B では，ビット誤り率 10^{-2} で約 4.7dB の改善効果があるのに対し，CM-A では，約 5.3dB の改善効果が得られ，CM-A の方が約 0.6dB 大きくなっている．さらに，ビット誤り率 10^{-3} では，CM-A の方が CM-B よりも約 1.4dB 改善効果が大きい．したがって，CM-A は，周波数選択性フェージング伝送路において，より効果的な偏波ダイバーシチ受信法であるといえる．

5.4.3 XPD-BER 特性

次に，交差偏波識別度（XPD）に対するビット誤り率特性を図 5-4-4 に示す．ただし，伝送路は 2 波スロー・レイリー・フェージング伝送路とし，E_b/N_0=20dB とする．

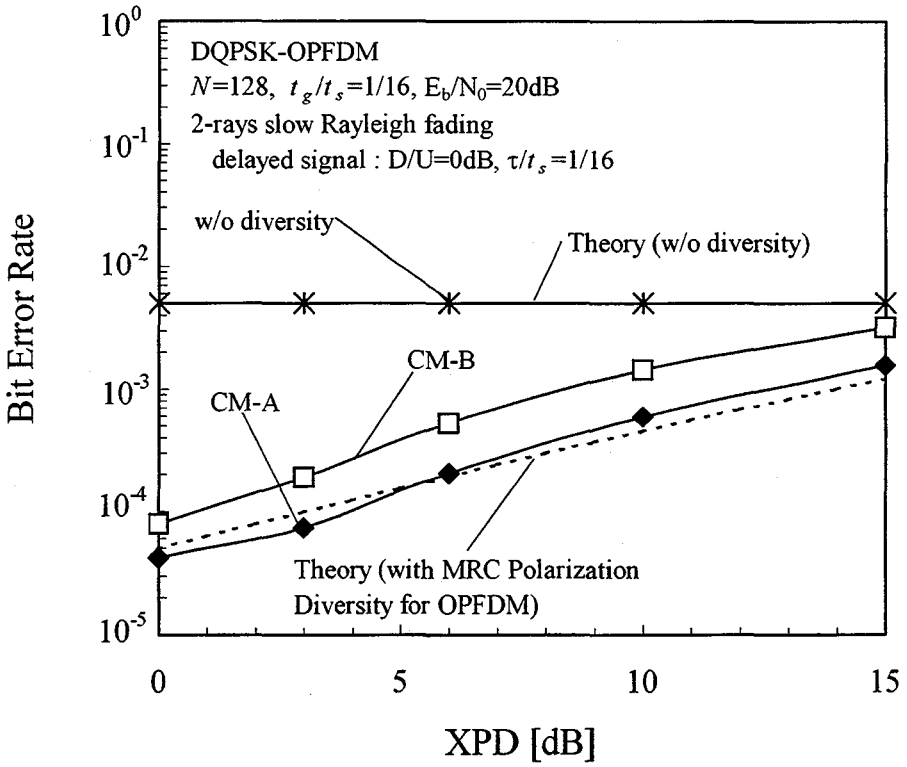


図5-4-4 XPD-BER特性

図から明らかなように，XPD が小さくなるほどビット誤り率が減少している．これは，提案する偏波ダイバーシチ受信法が，交差偏波干渉成分を有効利用するものであることを意味する．シミュレーション結果から，XPD に依らず，CM-A の方が CM-B よりも改善効果が大きく，点線で示された理論カーブともよく一致していることがわかる．

5.4.4 D/U-BER 特性

伝送路が 2 波スロー・レイリー・フェージング伝送路である場合の，遅延波の D/U に対するビット誤り率特性を図 5-4-5 に示す．ただし，E_b/N_0=20dB，XPD=6dB とする．

図 5-4-5 より，D/U が小さくなるほど，すなわち，周波数選択性が大きくなるほど CM-A と CM-B の改善効果の差は広がっていき，CM-A の方が優れたビット誤り率特性を有することがわかる．

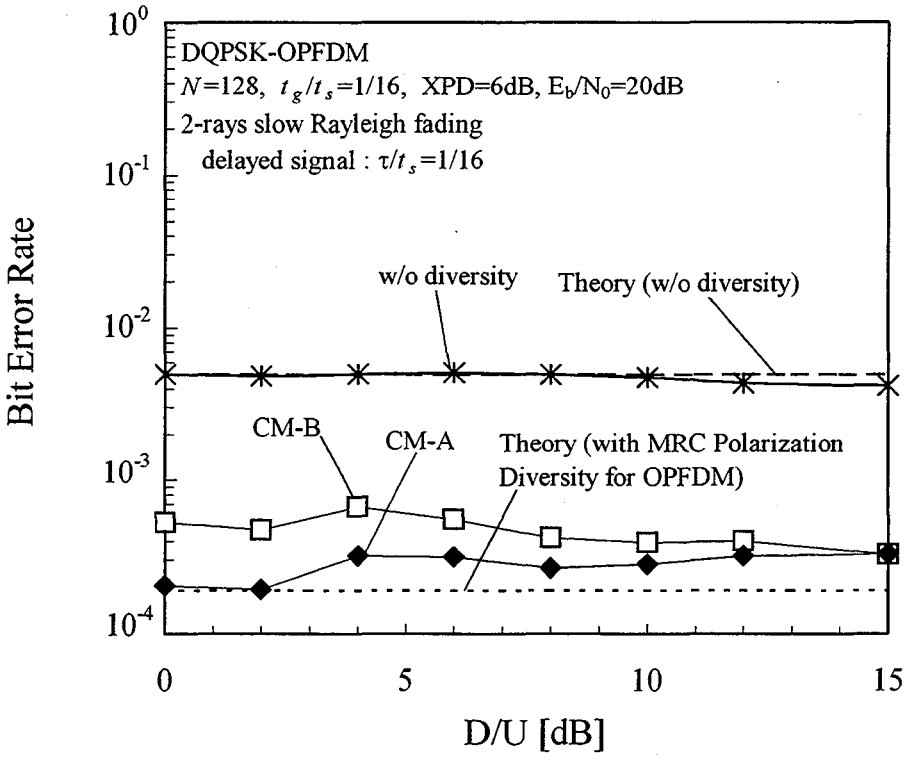


図5-4-5 D/U-BER特性

5.4.5 $f_d t_s$-BER 特性

これまでの解析では，伝送路特性の時間変動が十分緩やかである場合について評価したてきた．ブランチ重み係数を与える式 (5.46)～(5.53) は，伝送路特性に関して，

$$h_{(m),i}^{(V)} \approx h_{(m),i-1}^{(V)}, \quad h_{(m),i}^{(H)} \approx h_{(m),i-1}^{(H)} \tag{5.54}$$

が成り立つという仮定のもとで導出しているため，式 (5.54) の近似が成立しない場合にはビット誤り率特性が劣化すると考えられる．したがって，伝送路のドップラー周波数に対するビット誤り率特性についても解析する必要がある．

図 5-4-6 は，正規化最大ドップラー周波数 ($f_d t_s$) に対するビット誤り率を示している．ただし，E_b/N_0=20dB，XPD=6dB とする．図 5-4-6 から，$f_d t_s$ が大きくなるほどビット誤り率は増加するが，提案する偏波ダイバーシチを行わない場合に比べて，CM-A，CM-B いずれの場合も伝送特性を改善できることがわかる．

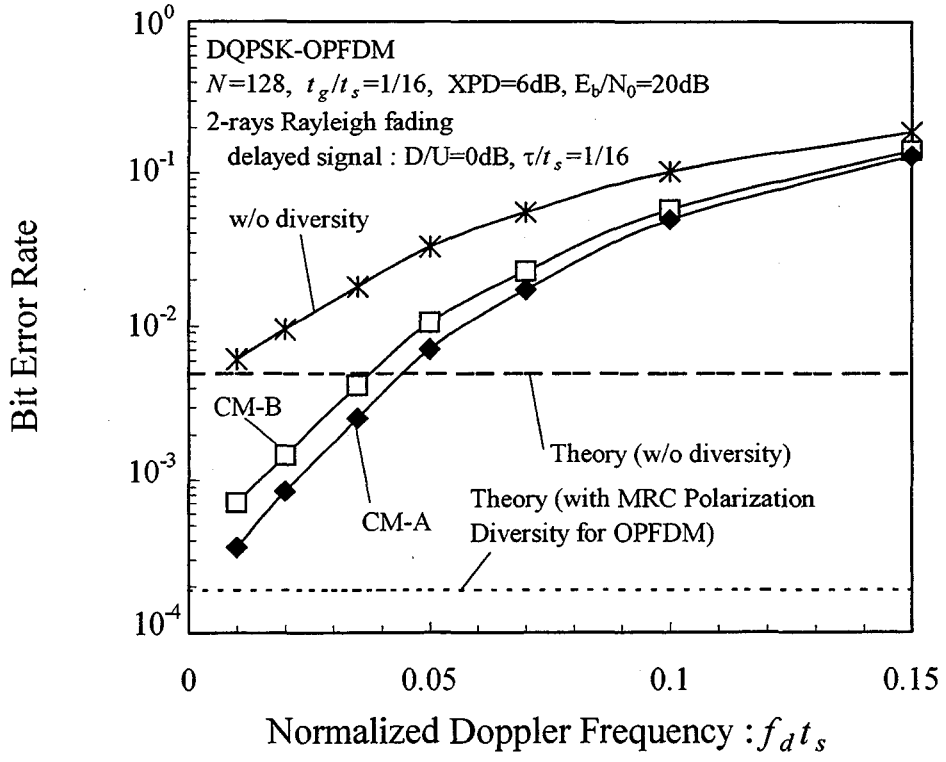


図5-4-6 $f_d t_s$-BER特性(2波レイリー・フェージング)

5.5 結言

本章では，OPFDM の伝送特性の改善を図るため，新しく OPFDM の偏波ダイバーシチ受信法を提案した．OPFDM では，各偏波におけるサブキャリアが互いに直交しているため，周波数オフセット補償後の復調信号において主波成分と交差偏波成分をほぼ完全に分離できる．そこで，DFT 後に復調された信号から垂直偏波成分と水平偏波成分を分離し，偏波ダイバーシチを行う受信方式を提案した．

まず，**5.2** 節では，OPFDM において DFT 後の各サブキャリア成分に対して，2 ブランチ最大比合成によるダイバーシチ受信を行った場合のビット誤り率を導出した．続いて，**5.3** 節では，提案するブランチ合成法として，1 OPFDM シンボル内の各サブキャリア毎の電力比から各サブキャリア毎のブランチ重み係数を求める方法（CM-A）と，1 OPFDM シンボル内の垂直偏波成分および水平偏波成分の平均電力をもとに全

サブキャリア共通のブランチ重み係数を求める方法（CM-B）を示した．計算機シミュレーションにより，交差偏波干渉のある１波，２波および６波のスロー・レイリー・フェージング伝送路において，提案する偏波ダイバーシチ受信法を適用することで，ビット誤り率特性が著しく向上することが明らかとなった．また，周波数選択性フェージング伝送路では，各サブキャリア毎に合成比を求める方法（CM-A）の方が優れたビット誤り率特性を示すことを確認した．さらに，伝送路特性が時間的に変動する例として，２波レイリー・フェージング伝送路を想定し，正規化最大ドップラー周波数に対するビット誤り率特性を評価した．シミュレーションの結果，正規化最大ドップラー周波数が高くなるにつれてビット誤り率は増大するものの，偏波ダイバーシチの効果は得られ，ダイバーシチを行わない場合に比べて大幅に伝送特性を改善できることがわかった．

第 6 章

結論

本論文は，高速無線アクセスシステムの伝送特性改善手法の確立を目的とし，以下の 3 つの技術的課題に対する解決策を提案した．

(A) 光・電波融合技術を利用した高速無線アクセスシステムである FTTA システムにおいて，E/O 変換部に用いられる LD の非線形入出力特性に起因する非線形歪みと，無線伝送路のマルチパス・フェージングによる歪みを補償する．

(B) 周波数選択性フェージングに対する耐性が強いマルチキャリア伝送技術として提案されている直交偏波周波数多重伝送方式において，送受信機間のキャリア周波数オフセットを精度良く補償する．

(C) 直交偏波周波数多重伝送方式の受信方式を工夫し，伝送特性を向上する．

以下に，上記の課題を克服すべく行った本研究の成果をまとめ，本論文の結論とする．

◆課題(A)に対する研究の成果

- FTTA における非線形歪みおよびマルチパス歪みを補償するために，新しいニューラル・ネットワーク波形等化器（NNE）を提案した．提案した NNE では，ニューラル・ネットワークを構成するユニットの出力関数として $G(x)=x^3+x$ で表される 3 次関数を適用し，非線形歪み処理能力の向上を図っている．さらに，ユニット間を結合するリンクの結合重みの初期値として，既知データに想定される非線形歪みを与えた信号を用いた教師あり学習の収束値を設定する手法を提案した．計算機シミュレーションによる性能評価の結果，FTTA の変調方式

として 16QAM，64QAM いずれが用いられている場合でも，従来の NNE や DFE よりも優れた補償効果が得られることが明らかとなった．

- FTTA の変調方式として 64QAM が用いられる場合，BP アルゴリズムを用いた従来の NNE では，無線伝送路におけるマルチパスの影響によってネットワークが局所最小値へ落ち込み，結果として非線形歪みに対する補償効果が得られない場合があることが計算機シミュレーション結果より判明した．これに対し，提案する NNE を用いることによって，非線形歪み補償効果が増大し，シンボル誤り率特性を著しく改善できることが明らかとなった．
- 無線伝送路のマルチパスとして静的な 2 波モデルを想定し，非線形歪みを受けた状態で，遅延波の伝搬損失，遅延時間および位相回転に対するシンボル誤り率特性を計算機シミュレーションによって評価し，提案方式の有効性を明らかにした．

◆課題(B)に対する研究の成果

- 直交偏波周波数多重伝送方式に対し，新しいキャリア周波数オフセット推定法を提案した．従来提案されていた推定法では，受信した各偏波の自己相関値の位相から周波数オフセットを推定していたのに対し，提案方式では，各偏波の自己相関に加え，偏波間の相互相関も利用して推定する．計算機シミュレーションにより，交差偏波干渉とレイリー・フェージングが存在する伝送路において，従来のものよりも優れたビット誤り率特性を有することが明らかとなった．
- 新たに提案した周波数オフセット推定法では，フェージングの周波数選択性が増大するほど推定精度が低下し，伝送特性が劣化することを，理論解析および計算機シュミレーション解析によって明らかにした．
- 交差偏波干渉と周波数選択性フェージングが存在する伝送路で，新たに提案した周波数オフセット推定法を適用した場合の伝送特性改善手法として，推定周波数オフセットの前方保護法を提案した．この方式では，推定誤差が大きいと思われる場合には，その推定結果を使用しないように制御する．計算機シミュレーション解析による性能評価の結果，提案する前方保護法において，推定周波数オフセットの保護範囲を決定するパラメータ L_{thr} を $L_{thr}=0.1/t_s$，推定周波数

オフセットに対する信頼性評価の際の評価基準を決定するパラメータ M を M=10 とした場合，提案方式が周波数選択性フェージング伝送路における伝送特性の劣化を抑え，正規化ドップラー周波数 $f_d t_s$=0～0.15 において，従来の周波数オフセット推定法を用いた場合および新たに提案した周波数オフセット推定法で前方保護を行わない場合よりも優れたビット誤り率特性を示すことが明らかとなった．

◆課題(C)に対する研究の成果

- 直交偏波周波数多重伝送方式において，垂直偏波および水平偏波の復調部における DFT 後の復調信号から垂直偏波成分と水平偏波成分を分離し，2 ブランチ最大比合成による偏波ダイバーシチを行った場合のビット誤り率を理論的に導出した．
- 直交偏波周波数多重伝送方式の伝送特性改善法として，サブキャリア毎または 1 シンボル毎に各サブキャリア成分の最大比合成を行う偏波ダイバーシチ受信方式を提案した．計算機シミュレーションにより，交差偏波干渉のある 1 波，2 波および 6 波のスロー・レイリー・フェージング伝送路において，提案する偏波ダイバーシチ受信法を適用することで，ビット誤り率特性が著しく向上することが明らかとなった．
- 提案した 2 つの合成法のうち，周波数選択性フェージング伝送路では，各サブキャリア毎に合成比を求める方法の方が優れたビット誤り率特性を示すことを計算機シミュレーションによって明らかにした．
- 伝送路特性が時間的に変動する 2 波レイリー・フェージング伝送路を想定し，正規化最大ドップラー周波数に対する提案方式のビット誤り率特性を評価した．計算機シミュレーションの結果，正規化最大ドップラー周波数が高くなるにつれてビット誤り率は増大するものの，偏波ダイバーシチの効果は得られ，ダイバーシチを行わない場合に比べて大幅に伝送特性を改善できることが明らかとなった．

参考文献

[1] 郵政省, “平成 12 年度 通信白書”, *http://www.mpt.go.jp/policyreports/japanese/papers/h12/index.html*, 2000

[2] 水野, 太田, “モバイルコンピューティングの現状と将来像”, 信学誌, vol. 80, no. 4, pp. 318-323, Apr. 1997

[3] 羽鳥, “デジタル放送の行方”, 映情学誌, vol. 53, no. 11, pp. 1479-1484, Nov. 1999

[4] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission Technologies for Digital Terrestrial TV Broadcasting," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 100-109, Feb. 1995

[5] 高羽, “ITS の意義と基本概念”, 信学誌, vol. 83, no. 7, pp. 528-530, July 2000

[6] 篠原, 三川, “高速ディジタルアクセス技術の最新動向”, 信学誌, vol. 82, no. 3, pp.242-250, Mar. 1999

[7] 青山, “フォトニックネットワークの展望”, 信学誌, vol. 82, no. 7, pp. 704-712, July 1999

[8] 古賀, 高知, 宮本, “波長多重光伝送システムの現状と将来”, 信学誌, vol. 83, no. 7, pp. 569-575, July 2000

[9] 布施, 工藤, 前田, 雄谷, 石野, 中田, 藤戸, “150ch AM/QAM ハイブリッド信号の 128 光分配システムの検討”, 信学技報, OCS94-2, pp. 9-15, May 1994

[10] W. Honcharenko, J. P. Kruys, D. Y. Lee, and N. J. Shah, "Broadband Wireless Access," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 20-26, Jan. 1997

[11] L. M. Correia and R. Prasad, "An Overview of Wireless Broadband Communications," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 28-33, Jan. 1997

[12] N. Morinaga, M. Nakagawa, and R. Kohno, "New Concepts and Technologies for Achieving Highly Reliable and High-Capacity Multimedia Wireless Communications

Systems," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 34-40, Jan. 1997

[13] J. Mikkonen, C. Corrado, C. Evci, and M. Prögler, "Emerging Wireless Broadband Networks," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 112-117, Feb. 1998

[14] M. Prögler, C. Evci, and M. Umehira, "Air Interface Access Schemes for Broadband Mobile Systems," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 106-115, Sep. 1999

[15] 鈴木, 下川, "PHS 技術を用いた加入者系無線アクセスシステム(1.9G-FWA システム)", 信学誌, vol. 83, no. 6, pp. 446-448, June 2000

[16] 羽鳥, "移動通信の変遷と展望", 信学誌, vol. 82, no. 2, pp. 102-107, Feb. 1999

[17] 渡辺, 秦, 佐々木, "IMT-2000の無線方式標準化プロセス", 信学誌, vol. 81, no. 5, pp. 473-478, May 1998

[18] P. Taaghol, B. G. Evans, E. Buracchini, R. D. Gaudenzi, G. Gallinaro, J. H. Lee, and C. G. Kang, "Satellite UMTS/IMT2000 W-CDMA Air Interfaces," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 116-126, Sep. 1999

[19] P. Chaudhury, W. Mohr, and S. Onoe, "The 3GPP Proposal for IMT-2000," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 72-81, Dec. 1999

[20] ARIB, "What is MMAC?," *http://www.arib.or.jp/mmac/e/what.html*

[21] K. Pahlavan, A. Zahedi, and P. Krishnamurthy, "Wideband Local Access: Wireless LAN and Wireless ATM," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 34-40, Nov. 1997

[22] R. van Nee, G. Awater, M. Morikura, H. Takanashi, M. Webster, and K. W. Halford, "New High-Rate Wireless LAN Standards," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 82-88, Dec. 1999

[23] 塚本, 大塚, "光・電波融合ネットワークの現状と将来", 信学誌, vol. 80, no. 8, pp. 859-868, Aug. 1997

[24] S. Komaki, K. Tukamoto, S. Hara and N. Morinaga, "Proposal of Fiber and Radio Extension Link for Future Personal Communications," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 6, No. 1, pp55-60, Jan. 1993

[25] 小牧, 安達, "無線通信におけるフェージング補償技術", 信学誌, vol. 71, no. 5, pp. 483-490, May. 1988

[26] 三瓶, "フェージング対策", 信学誌, vol. 73, no. 8, pp. 829-835, Aug. 1990

[27] 秦, "セル構成技術", 信学誌, vol. 78, no. 2, pp. 133-137, Feb. 1995

[28] 赤岩, "無線回線制御技術", 信学誌, vol. 78, no. 2, pp. 138-142, Feb. 1995

[29] 池田, 三瓶, 森永, "適応変調ダイナミックチャネル割当方式を用いたマルチメディア無線通信システム", 信学論(B-I), vol. J81-B-I, no. 11, pp. 681-690, Nov. 1998

[30] 柴田, 鈴木, 藤元, 西川, 山里, 小川, "伝送路の状態を考慮したマルチキャリア伝送用回線制御方式", 信学論(B-I), vol. J81-B-I, no. 11, pp. 700-708, Nov. 1998

[31] 藤野, 田近, "無線アクセス技術", 信学誌, vol. 78, no. 2, pp. 127-132, Feb. 1995

[32] 小牧, "可変容量マイクロ波方式に関する検討", 信学論(B-II), vol. J73-B-II, no. 10, pp. 498-503, Oct. 1990

[33] R. Olshansky, V. A. Lanzisera, and P. M. Hill, "Subcarrier Multiplexed Lightwave Systems for Broad-Band Distribution," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 7, no. 9, pp. 1329-1342, Sep. 1989

[34] W. I. Way, "Subcarrier Multiplexed Lightwave System Design Considerations for Subscriber Loop Applications," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 7, no. 11, pp.1806-1818, Nov. 1989

[35] M. Kavehrad, and E. Savov, "Fiber-Optic Transmission of Microwave 64-QAM Signals," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 8, no. 7, pp. 1320-1326, Sep. 1990

[36] 小檜山, 小牧, "64/256QAM ディジタルマイクロ波伝送方式", 信学誌, vol. 68, no. 8, pp. 889-895, Aug. 1985

[37] 小檜山, 村瀬, 山後, 小牧, 斉藤, 中谷, "256QAM マイクロ波無線中継方式", 信学誌, vol. 73, no. 8, pp. 845-856, Aug. 1990

[38] E. Biglieri, S. Barberis, and M. Catena, "Analysis and Compensation of Nonlinearities in Digital Transmission Systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 6, no. 1, pp. 42-51, Jan. 1988

[39] G. Karam, and H. Sari, "Analysis of Predistortion, Equalization, and ISI Cancellation Techniques in Digital Radio Systems with Nonlinear Transmit Amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, no. 12, pp. 1245-1253, Dec. 1989

[40] G. Karam, and H. Sari, "A Data Predistortion Technique with Memory for QAM Radio Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, no. 2, pp. 336-344, Feb. 1991

[41] 小笠原, 渡辺, 市川, "サブキャリア光伝送における非線形ひずみ補償の検討", 信

学論(B-II), vol. J75-B-II, no. 9, pp. 658-660, Sep. 1992

[42] H. W. Kang, Y. S. Cho, and D. H. Youn, "On Compensating Nonlinear Distortions of an OFDM System Using an Efficient Adaptive Predistorter," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 4, pp. 522-526, Apr. 1999

[43] 岩井, 佐藤, 首藤, "歪み補償回路を適用したAM-SCM用MQW-EA外部変調器の検討", 信学技報, CS94-14, OCS94-4, pp. 23-30, May 1994

[44] L. D. Quach and S. P. Stapleton, "A Postdistortion Receiver for Mobile Communications", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, no. 4, pp. 604-616, Nov. 1993

[45] 佐藤, "アナログ光伝送システムのための非線形補償技術", 信学技報, OMI96-7, pp. 33-38, July 1996

[46] M. Okada, H. Nishijima, and S. Komaki, "A Maximum Likelihood Decision Based Nonlinear Distortion Compensator for Multi-Carrier Modulated Signals," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E81-B, no. 4, pp. 737-744, Apr. 1998

[47] D. D. Falconer, "Adaptive Equalization of Channel Nonlinearities in QAM Data Transmission Systems," *Bell System Technical Journal*, vol. 57, no. 7, pp. 2589-2611, Sep. 1978

[48] S. Benedetto, and E. Biglieri, "Nonlinear Equalization of Digital Satellite Channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-1, no. 1, pp. 57-62, Jan. 1983

[49] G. J. Gibson, S. Siu, and C. F. N. Cowan, "Multi-layer Perceptron Structures Applied to Adaptive Equalizers for Data Communications," *IEEE Proc. Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing (ICASSP'89)*, pp. 1183-1186, May 1989

[50] S. Siu, G. J. Gibson, and C. F. N. Cowan, "Decision Feedback Equalisation Using Neural Network Structures and Performance Comparison with Standard Architecture," *IEE Proc.*, vol. 137, Pt. I, no. 4, pp. 221-225, Aug. 1990

[51] 宮嶋, 長谷川, 羽石, "ニューラルネットワークの高速学習アルゴリズムとその適応等化器への応用", 信学論(A), vol. J76-A, no. 8, pp. 1136-1143, Aug. 1993

[52] H. Leung, and S. Haykin, "The Complex Backpropagation Algorithm," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 39, no. 9, pp. 2101-2104, Sep. 1991

[53] 新田, "複素ニューラルネットワーク", 信学誌, vol. 83, no. 8, pp. 612-615, Aug. 2000

[54] N. Benvenuto, F. Piazza and A.Uncini, "A Neural Network Approach to Data Predistortion with Memory in Digital Radio Systems," *Proc. IEEE Int. Conference on Commun. (ICC'93)*, vol. 1, pp. 232-236, May 1993

[55] P. R. Chang, B. F. Yeh and C. C. Chang, "Adaptive Packet Equalization for Indoor Radio Channel Using Multilayer Neural Networks," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, no. 3, pp. 773-780, Aug. 1994

[56] G. Kechriotis, E. Zervas and E. S. Manolakos, "Using Recurrent Neural Networks for Adaptive Communication Channel Equalization," *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 5, no. 2, pp. 267-278, Mar. 1994

[57] P. R. Chang and B. C. Wang, "Adaptive Decision Feedback Equalization for Digital Satellite Channels Using Multilayer Neural Networks," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 13, no. 2, pp. 316-324, Feb. 1995

[58] C. You and D. Hong, "Nonlinear Blind Equalization Schemes Using Complex-Valued Multilayer Feedforward Neural Networks," *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 9, no. 6, pp. 1442-1455, Nov. 1998

[59] 甘利, 向殿, "ニューロとファジィ", 培風館, 1994

[60] 市川, "階層型ニューラルネットワーク 非線形問題解析への応用", 共立出版株式会社

[61] 賈, 戸田, 臼井, "ニューラルネットワークにおける逆伝搬学習アルゴリズムの初期値設定に関する一考察", 信学論(D-II), vol. J73-D-II, no. 8, pp. 1179-1185, Aug. 1990

[62] 萩原, "淘汰機能を有するバックプロパゲーション ー学習回数の低減と中間層ユニットの削減法ー", 信学論(D-II), vol. J74-D-II, no. 6, pp. 812-818, June 1991

[63] H. Taub, and D. L. Schilling, "Principles of Communication Systems," McGraw-Hill, Second Edition, 1986

[64] P. Monsen, "Feedback Equalization for Fading Dispersive Channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-17, pp. 56-64, Jan. 1971

[65] C. A. Belfiore, and J. H. Park, Jr., "Decision Feedback Equalization," *Proc. IEEE*, vol. 67, no. 8, pp. 1143-1156, Aug. 1979

[66] A. Benveniste, and M. Goursat, "Blind Equalizers," *IEEE Trans. Commun.*, vol.

COM-32, no. 8, pp. 871-883, Aug. 1984

[67] S. U. H. Qureshi, "Adaptive Equalization," *Proc. IEEE*, vol. 73, no. 9, pp. 1349-1387, Sep. 1985

[68] 中嶋, 三瓶, "判定帰還形適応等化器による陸上移動通信の周波数選択性フェージング補償特性", 信学論(B-II), vol. J72-B-II, no. 10, pp. 515-523, Oct. 1989

[69] 神尾, 三瓶, "陸上移動通信における簡略化判定帰還型等化器の 16QAM 方式への適用", 信学技報, RCS91-49, pp. 25-32, 1991

[70] S. Sampei, "Development of Japanese Adaptive Equalizing Technology toward High Bit Rate Data Transmission in Land Mobile Communications," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E74, no.6, pp. 1512-1521, June 1991

[71] G. D. Forney, Jr., "Maximum-Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interference," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-18, no. 3, pp. 363-378, May 1972

[72] H. Kubo, K. Murakami, and T. Fujino, "An Adaptive Maximum-Likelihood Sequence Estimator for Fast Time-Varying Intersymbol Interference Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 2/3/4, pp. 1872-1880, Feb./Mar./Apr. 1994

[73] 永易, 久保, 村上, 藤野, "高速周波数選択性フェージングのための適応形軟判定出力ビタビ等化器", 信学論(B-II), vol. J80-B-II, no. 5, pp. 379-386, May 1997

[74] Sato, "A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude-Modulation Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-23, pp. 679-682, June 1975

[75] B. Widrow, J. R. Glover, Jr., J. M. McCool, J. Kaunitz, C. S. Williams, R. H. Hearn, J. R. Zeidler, E. Dong, Jr., and R. C. Goodlin, "Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications," *Proc. IEEE*, vol. 63, no. 12, pp. 1692-1716, Dec. 1975

[76] B. Widrow, J. M. McCool, M. G. Larimore, and C. R. Johnson, Jr., "Stationary and Nonstationary Learning Characteristics of LMS Adaptive Filter," *Proc. IEEE*, vol. 64, no. 8, pp. 1151-1162, Aug. 1976

[77] D. N. Godard, "Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-28, no. 11, pp. 1867-1875, Nov. 1980

[78] J. R. Treichler, and B. G. Agee, "A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals," *IEEE Trans. Acoust., Speech, and Signal Processing*, vol. ASSP-31, no. 2, pp. 459-472, Apr. 1983

[79] G. Picchi, and G. Prati, "Blind Equalization and Carrier Recovery Using a "Stop-and-Go" Decision-Directed Algorithm," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-35, no. 9, pp. 877-887, Sep. 1987

[80] W. A. Sethares, G. A. Rey, and C. R. Johnson, Jr., "Approach to Blind Equalization of Signals with Multiple Modulus," *IEEE Proc. Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing (ICASSP'89)*, pp. 972-975, Apr. 1989

[81] 田島, 小牧, 岡本, "最小振幅偏差スペースダイバーシチ受信方式の設計と特性", 信学論(B), vol. J66-B, no. 3, pp. 367-374, Mar. 1983

[82] 須永, 三瓶, "陸上移動通信における16QAMのスペースダイバーシチ特性", 信学論(B-II), vol. J73-B-II, no. 4, pp. 165-172, Apr. 1990

[83] W. C. Y. Lee, and Y. S. Yeh, "Polarization Diversity System for Mobile Radio," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-20, no. 5, pp. 912-923, Oct. 1972

[84] 坂上, 明山, "移動通信用基地局偏波ダイバーシチ特性 ー移動局側の偏波傾き角との関係ー", 信学論(B), vol. J70-B, no. 3, pp. 385-395, Mar. 1987

[85] 大鐘, 小川, "アダプティブアレーと移動通信[I]～[IV]", 信学誌, vol. 81, no. 12 (pp. 1254-1260), vol. 82, no. 1, (pp. 55-61), no. 2 (pp. 181-188), no. 3 (pp. 264-271), Dec. 1998 ([I]), Jan., Feb., Mar. 1999 ([II]～[IV])

[86] 大鐘, "陸上移動通信におけるCMAアダプティブアレーの選択性フェージング補償特性", 信学論(B-II), vol. J73-B-II, no. 10, pp. 489-497, Oct. 1990

[87] 林, 村島, 原, 三瓶, 森永, "抑圧パイロット信号を用いたビームフォーミング法", 信学論(B-I), vol. J81-B-I, no. 11, pp. 661-670, Nov. 1998

[88] T. Yoshida, S. Komaki, and K. Morita, "System Design and New Techniques for an Over-Water 100 km Span Digital Radio," *Proc. IEEE Int. Conference on Commun. (ICC'83)*, pp. 664-670, 1983

[89] H. Ohtsuka, Y. Saito, and S. Komaki, "Super Multi-carrier Trellis Coded 256 QAM Digital Microwave Radio," *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference*

(GLOBECOM'88), vol. 1, pp. 244-249, 1988

[90] 塩見, 羽鳥, “ディジタル放送”, オーム社出版局

[91] R. W. Chang, "Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission," *Bell System Technical Journal*, vol. 45, no. 10, pp. 1775-1796, Dec. 1966

[92] B. R. Saltzberg, "Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-15, no. 6, pp. 805-811, Dec. 1967

[93] S. B. Weinstein, and P. M. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using Discrete Fourier Transform," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-19, no. 5, pp. 628-634, Oct. 1971

[94] B. Hirosaki, "An Orthogonally Multiplexed QAM System Using the Discrete Fourier Transform," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-29, no. 7, pp. 982-989, July 1981

[95] L. J. Cimini, Jr., "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-33, no. 7, pp. 665-675, July 1985

[96] J. A. C. Bingham, "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 5-14, May 1990

[97] M. Okada, S. Hara, and N. Morinaga, "Bit Error Rate Performance of Orthogonal Multicarrier Modulation Radio Transmission Systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E76-B, no. 2, pp. 113-119, Feb. 1993

[98] S. K. Wilson, R. E. Khayata, and J. M. Cioffi, "16QAM Modulation with Orthogonal Frequency Division Multiplexing in a Rayleigh-Fading Environment," *Proc. IEEE Int. Conf. Vehicular Technology (VTC'94)*, pp. 1660-1664, June 1994

[99] M. Speth, S. A. Fechtel, G. Fock and H. Meyr, "Optimum Receiver Design for Wireless Broad-Band Systems Using OFDM -Part I," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 11, pp. 1668-1677, Nov. 1999

[100] W. C. Jakes, "Microwave Mobile Communications," IEEE Press, 1974

[101] W. C. Y. Lee, "Mobile Communication Engineering," McGraw-Hill, 1982

[102] 奥村, 進士, “移動通信の基礎”, 電子情報通信学会編, 1986

[103] 斉藤, “ディジタル無線通信の変復調”, 電子情報通信学会編, 1996

[104] 須増, 岡田, 小牧, 山本, “マルチキャリア変調方式の周波数オフセット対策”, 信学技報, RCS96-83, pp. 119-124, Aug. 1996

[105] A. Sumasu, M. Okada, S. Komaki, and H. Yamamoto, "Orthogonal Polarization and Frequency Division Multiplexing (OPFDM) in a Fast and Frequency-Selective Fading Channel," *Proc. Int. Workshop on Mobile Multimedia Communications (MoMuC'97)*, pp. 205-208, Oct. 1997

[106] 須増, 岡田, 小牧, 山本, “直交偏波マルチキャリア変調方式 ーランダムFM雑音に耐性をもつマルチキャリア変調方式ー”, 信学論(B-I), vol. J81-B-I, no. 11, pp. 691-699, Nov. 1998

[107] 一場, 岡田, 小牧, “直交偏波を用いた直交マルチキャリア変調における周波数オフセット推定”, 信学全大, B-5-12, pp.376, 1998

[108] 須増, 岡田, 小牧, 山本, “直交偏波マルチキャリア変調における1/2シンボル遅延周波数オフセット補償方式”, 映情学誌, vol. 52, no. 11, pp. 1676-1681, Nov. 1998

[109] 小牧, “ディジタルマイクロ波技術”, *Proc. Microwave Workshops and Exhibition (MWE'93)*, pp. 11-20, Sep. 1993

[110] S. Komaki, K. Tsukamoto, M. Okada, and H. Harada, "Proposal of Radio High-way Networks for Future Multimedia-personal Wireless Communications," *IEEE Int. Conf. Personal Wireless Communications (ICPWC'94)*, pp. 204-208, Aug. 1994

[111] 原田, 塚本, 小牧, 森永, “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

[112] Kazuya YAMANAKA, Sumitaka TAKEUCHI, Shuji MURAKAMI, Masayuki KOYAMA, Jun IDO, Takashi FUJIWARA, Susumu HIRANO, Keisuke OKADA and Tadashi SUMI, “A Multilevel QAM Demodulator VLSI with Wideband Carrier Recovery and Dual Equalizing Mode,” IEEE Journal of SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 32, NO. 7, pp. 1101-1107, July 1997

[113] 前野晶子, 井戸純, 有田栄治, 中山裕之, “地上波ディジタルテレビジョン放送におけるタイミング再生方式の検討”, 2000年電子情報通信学会総合大会, B-5-288, Mar. 2000

[114] 藤原卓, 井戸純, 有田栄治, 中山裕之, “OFDMにおける相関度を考慮した周波数

オフセット推定法による Fine AFC の提案", 2000 年電子情報通信学会総合大会, B-5-289, Mar. 2000

本論文に関する原著論文

A. 学会論文

[1] Jun IDO, Minoru OKADA, Shozo KOMAKI, "New Neural Network Based Nonlinear and Multipath Distortion Equalizer for FTTA Systems," IEICE Transactions on Communications, VOL. E80-B, NO. 8, pp. 1138-1144, Aug. 1997

[2] 井戸純, 岡田実, 小牧省三, "偏波間相互相関を用いた直交偏波周波数多重伝送の伝送特性改善法", 電子情報通信学会論文誌 B, VOL. J83-B, NO. 5, pp. 634-644, May 2000

B. 国際会議

[1] Jun IDO, Minoru OKADA, Shozo KOMAKI, "A New Frequency Offset Compensation Scheme for Orthogonal Polarization and Frequency Division Multiplexing using Correlation Matrix," Proceeding of The 10th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'99 in Osaka, Japan), D7-4, Sept. 1999

[2] Jun IDO, Minoru OKADA, Shozo KOMAKI, "A New Polarization Diversity Scheme for Orthogonal Polarization and Frequency Division Multiplexing System," Proceeding of 2000 International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2000 in Pusan, Korea), Vol. 2, pp. 973-976, July 2000

[3] Jun IDO, Minoru OKADA, Shozo KOMAKI, "Performance Improvement Method for the Frequency Offset Estimation of Orthogonal Polarization and Frequency

Division Multiplexing System," Proceeding of The 7th International Workshop on Mobile Multimedia Communications (MoMuC2000 in Tokyo, Japan), pp. 1A-1-1 – 1A-1-6, Oct. 2000

C. 国内講演

[1] 井戸純, 岡田実, 小牧省三, "ディジタル CATV におけるニューラルネットワークを用いた非線形歪み補償方式", 1996 年電子情報通信学会総合大会, B-901, Mar. 1996

d. 共著論文

[1] Kazuya YAMANAKA, Sumitaka TAKEUCHI, Shuji MURAKAMI, Masayuki KOYAMA, Jun IDO, Takashi FUJIWARA, Susumu HIRANO, Keisuke OKADA and Tadashi SUMI, "A Multilevel QAM Demodulator VLSI with Wideband Carrier Recovery and Dual Equalizing Mode," IEEE Journal of SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 32, NO. 7, pp. 1101-1107, July 1997