The University of Osaka
Institutional Knowledge Archive

Title	適応変調方式を用いた移動体高速伝送に関する研究
Author(s)	大槻, 信也
Citation	大阪大学, 1997, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3129087
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

適応変調方式を用いた
移動体高速伝送に関する研究

1997年1月

大槻信也

謝　辞

本論文は，大阪大学大学院教授森永規彦博士の御指導のもとに，筆者が大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻在学中に行った研究成果をまとめたものである．本研究を遂行するにあたり，森永教授から賜わった御懇意なる教示，御鞭撻に対し，深甚なる感謝の意を表する次第である．

本論文をまとめるにあたり，筆者は大阪大学大学院教授池田博昌博士に有益な御教示，御助言を賜わった．ここに深く感謝する．

筆者の大学院在学中，講義等を通じて通信工学全般，及び本論文をまとめるにあたって多くの御指導を賜わった，大阪大学大学院教授倉薗貞夫博士，同教授長谷川晃博士，同教授前田肇博士，同教授小牧省三博士，同教授児玉裕治博士，大阪大学産業科学研究所教授元田浩博士をはじめとする諸先生方に厚く感謝を申し上げる．

また，筆者は研究を行うにあたり，大阪大学大学院講師塚本勝俊博士，同講師原晋介博士ならびに大阪大学大学院助手宮本伸一氏，同助手岡田実氏に御助言，御激励を頂いた．ここに深く感謝の意を表する．

さらに，普段より熱心な御討論と有益な御助言，御協力を頂いた松岡秀浩氏 (現在株式会社東芝)，鈴木敬氏 (現在 NTT 移動通信網株式会社) をはじめとする卒業生ならびに上豊樹氏をはじめとする大阪大学通信工学専攻森永研究室の諸兄に感謝申し上げる．

最後に，常に熱心な御討論を懇切丁寧な御助言を頂いた，大阪大学大学院助教授三瓶政一博士に厚く御礼申し上げる．

内容梗概

本論文は，筆者が大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻在学中に行なった，適応変調方式を用いた移動体高速伝送に関する研究成果をまとめたもので，以下の6章により構成されている．

第1章は序論であり，本研究の背景となる移動体通信における現状と問題点について述べ，本研究の位置づけ，意義を明らかにする．

第2章では，陸上移動通信における伝搬路特性の特徴，およびそのような環境下での信号伝送特性について述べたのち，現在の移動体通信システムの抱えている問題点について，述べる．

第3章では，伝搬路状況に応じて変調多値数を可変とする変調多値数可変適応変調方式を提案する．まず，本提案方式のシステムモデル，送受信機構成および提案方式を構成する主要技術について述べた後，一様レイリーフェージング環境下におけるビット誤り率特性や平均伝送速度の理論解析を行なう．次に，計算機シミュレーションにより，本提案方式の各種パラメータの最適化を行なった後に，一様レイリーフェージング環境下および周波数選択性フェージング環境下における伝送特性の検討を行ない，従来の変調多値数固定の方式と比較して，高品質かつ高速な伝送を実現できることを明らかにした．

第4章では，基地局送受信ダイバーシチを用いた適応変調方式を提案する．本提案方式は，基地局においてのみダイバーシチ動作を行なうことにより，移動局の装置構成が簡易となる利点を有する他に，ダイバーシチ動作に適応変調方式の伝搬路状況推定機能を活用することにより，周波数選択性フェージング下において適切なダイバーシチ動作を行なうことができるという利点を有し，比較的遅延時間の短い遅延波が存在する伝搬路環境下において，従来の電力のみに基づいてダイバーシチブランチを選択する方式と比較して良好な特性を得ることが期待できる．本章では，計算機シミュレーションにより，提案方式の伝送特性を検討し，周波数選択性フェージング下において，良好な特性が得られることを確認した．

第5章では，遅延時間の大きな遅延波が存在する周波数選択性フェージング環境下において，より高速・高品質な伝送を実現するシステムとして，両方向判定帰還型等化器を用いた適応変調方式を提案する．さらに，判定帰還型等化器を用いる際に問題となる等化に要する演算量の削減をはかるため，タップ間隔可変判定帰還型等化器を提案する．本章では，これらの原理について述べたのち，計算機シミュレーションにより提案方式の検討を行ない，周波数選択性フェージング環境下において良好な特性を得られることを明らかにした

第6章は結論であり，本研究で得られた結果の総括を行っている．

目 次

第 1 章 序論 1

第 2 章 陸上移動伝搬路 5

2.1 序言 5

2.2 多重伝搬路 5

2.3 一様フェージング 6

2.4 周波数選択性フェージング 7

2.5 結言 9

第 3 章 変調多値数可変適応変調方式 11

3.1 序言 11

3.2 システムモデル 11

3.2.1 適応変調伝送方式の原理 11

3.2.2 送受信機構成 15

3.2.3 変調多値数推定部の構成 16

3.2.4 伝搬路状況推定部の構成 18

3.2.5 変調多値数決定の原理 21

3.3 伝送特性解析 23

3.4 計算機シミュレーション結果 25

3.4.1 変調多値数推定用符号長の最適化 25

3.4.2 伝搬路状況推定用符号長の最適化 27

3.4.3 一様レイリーフェージング下での特性 29

3.4.4 最大変調多値数を制限した場合の特性 31

3.4.5 周波数選択性フェージング下での特性 32

3.5 結言 34

第 4 章 基地局送受信ダイバーシチを用いた変調多値数可変適応変調方式 35
4.1 序言 35
4.2 システムモデル 36
4.2.1 基地局送受信ダイバーシチを用いた変調多値数可変適応変調方式の原理 36
4.2.2 送受信機構成 37
4.2.3 変調多値数およびダイバーシチブランチ決定の原理 40
4.3 伝送特性の理論解析 41
4.4 計算機シミュレーション結果 42
4.4.1 一様レイリーフェージング下での伝送特性 43
4.4.2 周波数選択性フェージング下での伝送特性 46
4.5 結言 48

第 5 章 判定帰還型等化器を用いた適応変調方式 51
5.1 序言 51
5.2 システムモデル 51
5.2.1 両方向判定帰還型等化器の原理 51
5.2.2 タップ間隔可変型両方向判定帰還型等化器を用いた適応変調方式 . 57
5.2.3 送受信機構成 58
5.2.4 変調多値数決定の原理 60
5.3 計算機シミュレーション結果 61
5.3.1 プリアンブル･ポストアンブル長の最適値 61
5.3.2 周波数選択性フェージング環境下での特性 63
5.4 結言 65

第 6 章 結論 67

参考文献 69

図目次

2.1 受信電力と BER 特性の関係 8

3.1 変調多値数可変適応変調方式の原理 13
3.2 変調多値数可変適応変調方式のシステムモデル 14
3.3 フレーム構成 15
3.4 送受信機構成 16
3.5 遅延プロファイルの推定 19
3.6 外挿による複素振幅変動の推定 20
3.7 変調多値数の決定基準 22
3.8 変調多値数可変適応変調方式の伝送特性 24
3.9 N_{ML}をパラメータとした時の提案推定方式の特性 (f_d =1Hz) 26
3.10 N_{ML}をパラメータとした時の提案推定方式の特性 (f_d =10Hz) 26
3.11 周波数選択性フェージング下における提案推定方式の特性 27
3.12 N_{CE}をパラメータとしたときの BER 特性 (f_d=1Hz) 28
3.13 N_{CE}をパラメータとしたときの BER 特性 (f_d=10Hz) 28
3.14 レイリーフェージング下における伝送特性 29
3.15 f_dT_Fに対する BER 特性 30
3.16 基準 BER をパラメータとした伝送特性 31
3.17 最大変調多値数を制限した場合の伝送特性 32
3.18 $\tau_{rms}R_s$に対する軽減困難誤り率·平均ビットレート特性 33
3.19 $\tau_{rms}\overline{R_b}$に対する軽減困難誤り率特性 34

4.1 基地局送受信ダイバーシチを用いた適応変調方式の原理 36
4.2 フレームフォーマット 38
4.3 送受信機構成 (基地局) 39
4.4 送受信機構成 (移動局) 39
4.5 変調多値数の決定基準 41

4.6 BER·平均ビットレート特性 44
4.7 一様レイリーフェージング下において BER=10^{-3}を達成する BER_{th} 45
4.8 一様レイリーフェージング下における平均 BER=10^{-3}の場合の平均ビットレート特性 45
4.9 一様レイリーフェージング下における f_dに対する BER 特性 46
4.10 τ_{rms}/T_sに対する軽減困難誤り率特性 47
4.11 $\tau_{rms}\overline{R_b}$に対する軽減困難誤り率特性 48

5.1 判定帰還型等化器の構成 52
5.2 判定帰還型等化器の動作原理 54
5.3 遅延時間推定機能を用いた両方高判定帰還型等化器の構成 56
5.4 タップ間隔可変判定帰還型等化器の構成 57
5.5 フレーム構成 59
5.6 送受信機構成 59
5.7 S/D に対する BER 特性 60
5.8 プリアンブル (ポストアンブル) 長に対する BER 特性 62
5.9 E_s/N_0 に対する BER 特性 64
5.10 E_s/N_0 に対する平均ビットレート特性 64
5.11 遅延時間に対する BER 特性 65

第1章

序論

近年の社会の経済的活動の発展に伴い，電気通信に対する需要は増大しており，その中でも，“いつでも”，“どこでも”，“だれとでも”通信が可能となる移動通信の重要性は年々大きなものとなっている．一方，固定通信網においては，音声だけではなく，計算機データ，画像など種々のメディアの伝送が行われており，また最近では WWW(World Wide Web) へのアクセスのように音声，文字データ，静止画像，動画像など様々なメディアが混在したデータの伝送が広く行われるようになっている．このようなサービスに対する要求は，移動通信におけるディジタル通信技術の発達 [1]–[3] や携帯型情報端末 [4] の登場により，固定通信網だけではなく．移動通信においても今後非常に大きなものとなることが予想される．

移動通信において，このような多種多様なメディアの伝送を行い，これらの要求を実現するためには，移動通信において，より高速·高品質な伝送の実現が必要不可欠となる．

高速伝送を実現するための手段としては，伝送電力が重要な問題となる環境下ではシンボルレートを高速化させる方法が，伝送帯域が重要な問題となる環境下では 16PSK(Phase Shift Keying) や 16QAM(Quadrature Amplitude Modulation)[5][6] 等の多値変調方式を用いる方法等が考えられる．このうち，シンボルレートを高速化させる方法は伝送帯域が拡大し，移動通信に用いることのできる周波数が非常に限られたものであることを考慮すると，あまり好ましくなく，また遅延波の影響による伝送品質の劣化が増大するという問題も生じる．一方，多値変調方式を用いる方法は伝送帯域を広げずに高速伝送が実現でき，周波数資源が限られた移動通信において高速伝送を実現する上では非常に有効である．しかしながら，変調多値数の増加に伴い，フェージングによる受信レベルの落ち込みに弱くなり，伝送品質を保つために必要な送信電力が増大するという問題や，遅延波の影響を受けやすいという問題が生じる [7].

しかしながら，フェージングや遅延広がりの時間的変化をミクロに観測すると，受信レベルの落ち込みや，遅延波により伝送品質が大幅に劣化する時間率は比較的小さく，大部

分の時間区間では信号レベルが高く，また遅延波の影響が少ないと考えられる．

そこで，このような伝搬路状況の変動を積極的に利用し，受信レベルが大きく，かつ遅延広がりが小さい場合には，256QAM のような変調多値数の大きな変調方式を用いることにより高速な伝送を行い，受信信号レベルが小さいか，または，遅延広がりが大きい場合には，雑音や遅延波に対して強い変調多値数の小さな変調方式を用いることにより，伝送品質を劣化させることなく高速伝送を実現できることが期待できる．

適応変調方式は，このような考えに基づき，従来システムのように変調多値数を固定して伝送を行うのではなく，伝搬路状況やトラヒックの状況に応じて変調多値数を可変として伝送を行う方式であり，これまで各種の適応変調方式が提案されている [8]–[15].

ここで，伝搬路状況に応じて変調多値数を制御する場合は伝搬路状況の推定が重要な課題となる．文献 [9] においては RSSI(Received Signal Strength Indicator) により伝搬路状況を測定し変調多値数を制御している．しかしながら，RSSI は雑音や遅延波を分離して推定できないため C/N_0(搬送波電力対雑音電力密度比) が低い場合や遅延広がりが大きい場合，伝搬路状況を正しく推定できずシステムが正常に動作しないことが予想される．また，多値変調方式には，その信号点配置により，多相 PSK，Square 型 QAM や Star 型 QAM など多様な方式が存在する．従来は，遅延検波が利用でき，復調の際に搬送波の同期が不要な Star 型 QAM[9] や多相 PSK[10] が適応変調方式に用いられてきた．しかしながら，Square 型 QAM においても，パイロットシンボル挿入型フェージング補償技術 [5] を適用すると，上記の欠点を克服する事が可能となる上に，Star 型 QAM や多相 PSK と比較すると，理論的特性は優れている [16] ため，適応変調方式においても Square 型 QAM を用いることにより，より高速·高品質な伝送の実現が期待できる．

更に，陸上移動体通信において高速·高品質伝送を行う場合，遅延波の影響まで含めた方式設計が不可欠であるが，これまでの適応変調方式では，遅延波対策および周波数選択性フェージング下での特性については議論されていない．しかしながら，遅延プロファイルに応じて変調多値数を制御することにより従来の変調多値数固定の方式と比較して伝送品質を劣化させることなく高速伝送が実現できると考えられる．

一方，陸上移動通信において更なる高速伝送を実現するためには，特に周波数選択性フェージングがより厳しい環境下において伝送特性を改善する必要がある．周波数選択性フェージング下における特性の向上を図るための技術としては，ダイバーシチ [6]，適応等化器 [17]，アダプティブアレーアンテナ [18] 等の技術が提案·検討されているが，このうちダイバーシチ技術はそれほど遅延波の影響が大きくない周波数選択性フェージング環境下において，比較的簡易な方法で耐遅延波特性を向上させることができるため広く用いられている．また，ダイバーシチ技術を用いる際には，ブランチ合成法が非常に重要な問題であり，合成法としてはアンテナ切換え，等利得合成，最大比合成等が知られている [19]．特に

アンテナ切換え法はTDMA/TDD(Time Division Multiple Access/Time Division Duplex)に基づいた送信ダイバーシチ[20]-[22]の適用が容易であり，移動局側の装置構成が簡易になるという利点を有する．更にアンテナ切換え法を用いる際には，ブランチ選択の方法として，従来は各ブランチのうち受信信号電力が最大となるものを選択する方式を用いるのが普通であるが，この方法を周波数選択性フェージング下で適用する場合，伝送品質が受信信号レベルと遅延プロファイルの両者で決まるため，受信信号レベルのみでダイバーシチブランチの選択を行なうことは，必ずしも最適なブランチの選択法とはいえない．また，同様の理由から，従来のアンテナ切換えダイバーシチを適応変調方式に適用することは，適応変調方式にとっての最適なダイバーシチブランチの選択法ともいえない．

一方，適応変調方式では，TDMA/TDDの上り回線と下り回線の伝搬路可逆性を利用し，各受信タイムスロットにおける遅延プロファイルの測定値の時系列から送信タイムスロットにおける伝搬路特性を推定する伝搬路特性推定機能を有している[14]．従ってこの伝搬路特性推定機能をダイバーシチブランチの選択法にも活用することにより，遅延広がりの影響も含めて受信信号品質のよいブランチの選択を可能とするダイバーシチ合成法[23]の実現が期待でき，一様レイリーフェージング下だけではなく，周波数選択性フェージング下においても，さらなる伝送速度の向上と伝送特性の向上を図ることが可能となる．

遅延波の遅延時間が更に大きな遅延波が存在する周波数選択性フェージング環境下において伝送特性を改善するためには抜本的な周波数選択制フェージング対策技術である線形等化器[24]，判定帰還型等化器[25]–[27]，最尤推定法[24][28]を適応変調方式に適用する必要がある．中でも判定帰還型等化器は，最尤推定法と比較して補償特性は若干劣るが，アルゴリズムが簡略であること，非線形等化器であり線形等化器では除去できないような遅延波の除去が可能である等の利点がある[29]．しかしながら，判定帰還型等化器を端末が高速に移動する移動体通信に適用する場合，変動する周波数選択性フェージングに対する追従と，補償する遅延波の遅延時間の設定が問題となる．このうち前者については，本論文では端末の移動速度が人の歩く速さ程度と考えられる室内およびマイクロセル環境を想定し伝搬路の変動はゆるやかであると仮定し，ここでは問題としない．後者の問題に関しては，あらかじめ設定された遅延時間以上の遅延波が到来した場合，等化器は正常に動作しなくなるという問題がある．しかしながら，補償する遅延波の遅延時間を大きくすると等化に必要な演算量が大幅に増加するという問題が生じる．そこで，本論文では伝搬路の推定機能を利用して，十分大きな電力を持った遅延波のみを補償することにより，演算量を増大させることなく遅延時間の大きな遅延波を補償するタップ間隔可変型判定帰還型等化器を提案する．この方式では，補償対象からはずれた電力の小さな残留遅延波により特性が劣化することが考えられるが，これを補償するために残留遅延波の影響が小さい場合には，16QAMを，影響が大きい場合にはQPSKを用いる変調多値数可変適応変調方式を

適用する．

本論文は，遅延波まで考慮した現実的な移動通信伝搬路環境において高速伝送の実現に適した適応変調方式を提案し，その伝送特性について検討をおこなったものである．第2章において，陸上移動通信において用いられる無線伝搬路の特性について述べた後に，従来の方式の問題点について述べる．次に，第3章において変調方式としてSquare型QAMを用い，TDMA/TDDに基づく方式により瞬時のC/N_0および遅延広がりを 推定し，それに応じて変調多値数を可変とする適応変調伝送方式について，その伝送特性を一様レイリーフェージングおよび周波数選択性フェージング下について解析を行う．また第4章では，適応変調方式に対してダイバーシチ技術を適用するために，基地局における送受信ダイバーシチを用いた適応変調方式の伝送特性を解析する．本方式は，基地局においてのみダイバーシチ動作を行い，また，変調多値数の伝搬路状況への適応も基地局においてのみ行うことにより，ダイバーシチ技術の適応変調方式への適用を実現している．第5章では，遅延時間の大きな遅延波が存在する周波数選択性フェージング下において伝送特性の改善を演算量を増大させることなく実現するために，タップ間隔可変型判定帰還型等化器を用いた適応変調方式を提案･検討する．最後に第6章において，本研究で得られた成果を統括し，結論としている．

第 2 章

陸上移動伝搬路

2.1 序言

陸上移動通信においては情報伝達のため，無線伝搬路を用いている．無線伝搬路の特徴は，送信側での送信電力が一定であっても，送受信機間の距離，周辺の地形，反射·回折による多重伝搬路により受信信号レベルが大きく変動することである．

本章では，無線伝搬路の特徴を述べた後に，このような伝搬路環境下における BER(Bit Error Rate) 特性について述べた後，今現在のシステムが抱えている問題点について明らかにする．

2.2 多重伝搬路

陸上移動伝搬路特性は，アンテナから放射された電波が距離が遠くなるに従って減衰する距離変動，大きな建造物などの遮断により比較的緩慢な変動となる中央値変動，多重伝搬路を経由した電波が遅延時間を伴った素波となり，それらがかさなって急激な変動を起こす瞬時値変動であるフェージング，の 3 つが重ね合わされものとして特性づけられる．これらの変動のうちで伝送特性を決定するものは主に瞬時値変動であるので，本章ではこの瞬時値変動について述べる．

移動局の周辺にはビル等の大きな建造物があり，基地局と移動局との間は見通しが確保されることはなく，見通し外通信となる．このため，基地局から送信された電波は，周辺の多数の建造物による反射·回折によって生じた多数の伝搬路を経由し，異なる遅延時間を伴って移動局において受信される．送信信号として複素信号 $s(t)$

$$s(t) = A(t)\exp(j(\omega_c t + \phi(t))) \tag{2.1}$$

を考える．$A(t)$ は振幅変調成分，$\phi(t)$ は位相変調成分である．移動局の周囲の建造物により M個の到来波が移動局において受信されたとすると，この時の受信信号 $u(t)$ は次式で表される．

$$\begin{aligned} u(t) &= \sum_{i=1}^{M} R_i s(t-\tau_i)\exp(j2\pi f_d \cos\theta_i + j\phi_i) \\ &= \sum_{i=1}^{M} R_i A(t-\tau_i)\exp(j\omega_c t)\exp(j\phi(t-\tau_i))\exp(js\pi f_d t cos\theta_i)\exp(j\phi_i^{'}) \end{aligned} \tag{2.2}$$

ただし，

$$\phi_i^{'} = \phi_i - \omega_c \tau_i \tag{2.3}$$

で与えられる．ここで，R_iは各到来波の振幅，τ_iは遅延時間，θ_iは移動局の進行方向に対する到来波の到来角度を表す．また f_dは移動局の移動によるドップラーシフトの最大値であり，移動局の移動速度を v，波長をλとすると

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \tag{2.4}$$

で与えられる．多重伝搬路によるフェージングは式 (2.2) 中の，$A(t), \phi(t)$ の変動速度と遅延時間τ_iの関係により一様フェージングと周波数選択性フェージングの 2 つに分類される．以下では，この 2 つのフェージングについて述べる．

2.3 一様フェージング

式 (2.2) において，到来波の遅延時間τ_iが，$A(t), \phi(t)$ の変動速度と比べて十分小さい場合，式 (2.2) は

$$\begin{aligned} u(t) &= A(t)\exp(j\omega_c t)\exp(j\phi(t))\sum_{i=1}^{M} R_i \exp(j2\pi f_d t\cos\theta_i)\exp(j\phi_i^{'}) \\ &= s(t)c(t) \end{aligned} \tag{2.5}$$

となる．ただし，

$$c(t) = \sum_{i=1}^{M} R_i \exp(j2\pi f_d t\cos\theta_i)\exp(j\phi_i^{'}) \tag{2.6}$$

である．

式 (2.5) は送信信号 s(t) に対し単にフェージングによる振幅･位相変動の高 $c(t)$ を乗積したものであり，周波数にかかわらず同じ振幅･位相変動を与えることを示す．従って，このフェージングは一様フェージングと呼ばれる．

このフェージング変動 $c(t)$ は以下のように変形できる．

$$c(t) = x(t) + jy(t) \tag{2.7}$$
$$= r(t)\exp(j\psi(t)) \tag{2.8}$$

ただし

$$x(t) = \sum_{i=1}^{M} R_i \cos(2\pi f_d t \cos\theta_i + \phi_i') \tag{2.9}$$
$$y(t) = \sum_{i=1}^{M} R_i \sin(2\pi f_d t \cos\theta_i + \phi_i') \tag{2.10}$$
$$r(t) = \sqrt{x(t)^2 + y(t)^2} \tag{2.11}$$
$$\psi(t) = \tan^{-1}(y(t)/x(t)) \tag{2.12}$$

である．ここで，式 (2.7) は直交座標表現，式 (2.8) は極座標表現である．この $x(t)$，$y(t)$ の振幅の確率密度関数は到来波数 Mが大きくなるに従い，中央極限定理によりガウス分布に漸近する [30]．$x(t)$ と $y(t)$ は独立であるので，フェージングの包絡線変動 $r(t)$ の分布はレイリー分布，位相変動$\psi(t)$ の分布は一様分布となり，この $r(t)$ と$\psi(t)$ も独立となる．このフェージングは包絡線変動がレイリー分布に従うことから，一様レイリーフェージングあるいは単にレイリーフェージングと呼ばれる．

このレイリーフェージング環境下における，瞬時の受信信号電力と瞬時の BER の関係を図 2.1に示す．図からわかるように，ほとんどの時間区間では瞬時受信電力が高くエラーフリーの伝送を実現しているが，瞬時受信電力が低く伝搬路状況が劣悪な場合にバースト誤りが発生し，全体としての伝送特性を劣化させている．

このようにフェージング環境下における伝送特性は，ごく一部の伝搬路特性が劣悪な場合に強く依存し，ほとんどの時間区間ではエラーフリーとなっており，このような場合にある程度の伝送特性を得るためには，システムマージンを大きくとる必要があるという問題がある．

2.4 周波数選択性フェージング

式 (2.2) において，到来波の遅延時間τ_iが，$A(t), \phi(t)$ の変動速度と比べて無視できないほど大きい場合，式 (2.2) は

$$u(t) = \sum_{i=1}^{M} s(t-\tau_i) R_i \exp(j2\pi f_d t \cos\theta_i) \exp(j\phi_i')$$

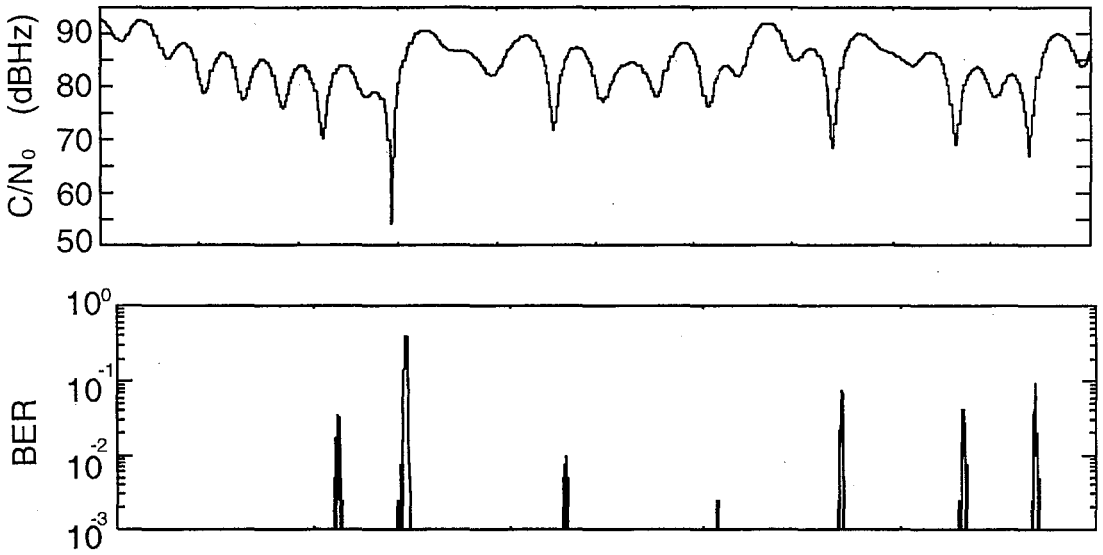

図 2.1: 受信電力と BER 特性の関係

$$
\begin{aligned}
&= \sum_{i=1}^{M} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t-\tau_i) R_i \exp(j2\pi f_d t \cos\theta_i + j\phi_i') s(t-\tau) d\tau \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{i=1}^{M} \delta(t-\tau_i) R_i \exp(j2\pi f_d t \cos\theta_i + j\phi_i') \right\} s(t-\tau) d\tau \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau;t) s(t-\tau) d\tau \qquad (2.13)
\end{aligned}
$$

となる．ここで，

$$
h(\tau;t) = \sum_{i=1}^{M} \delta(t-\tau_i) R_i \exp(j2\pi f_d t \cos\theta_i + j\phi_i') \qquad (2.14)
$$

で表される．$h(\tau;t)$ は，時刻 t における遅延時間τの到来波の複素包絡線を表しており，複素遅延プロファイルと呼ばれる．

式 (2.13) は受信信号 $u(t)$ は送信信号 $s(t)$ と複素遅延プロファイル $h(\tau;t)$ との畳み込み積分で得られ，送信信号 $s(t)$ がインパルス応答が $h(\tau;t)$ の伝送路によりフィルタリングされることを示している．一様フェージングでは，送信信号 $s(t)$ に対し単に複素係数 $c(t)$ が乗積されていたのに対して，この場合は送信信号 $s(t)$ の波形そのものに，インパルス応答 $h(t;\tau)$ による歪みが生じることになる．これを周波数領域で考えると，フィルタリングにより各周波数成分に異なる係数が乗積されることから，このフェージング現象は周波数選択性フェージングと呼ばれる．

周波数選択性フェージング環境下では，受信信号が受ける影響は複素遅延プロファイル $h(\tau;t)$ と密接な関係がある．遅延プロファイルを解析する際に重要なパラメータとして，

平均遅延時間 ($\overline{\tau}$) および遅延広がり (τ_{rms}) がある．遅延プロファイル $h(\tau;t)$ の $t=t_i$における $h_i(\tau)$ と表すと，$\overline{\tau}$ やτ_{rms}の値は $h_i(\tau)$ の時系列

$$\{h_1(\tau), h_2(\tau), \cdots, h_i(\tau), \cdots, h_n(\tau)\}$$

から，求めることができる．

まず，平均遅延時間の求め方について述べる．一つの遅延プロファイル $h_i(\tau)$ に対し，電力遅延プロファイル $p_i(\tau)$ は以下のように表される．

$$P_i(\tau) = |h_i(\tau)|^2 \tag{2.15}$$

n 個のプロファイルによる電力遅延プロファイルの平均を $p_{av}(\tau)$ とすると

$$p_{av}(\tau) = \sum_{i=1}^{n} p_i(\tau)/n \tag{2.16}$$

で求められる．このとき，平均遅延時間$\overline{\tau}$は平均電力遅延プロファイル $p_{av}(\tau)$ の加重平均で与えられる．

$$\overline{\tau} = \int_{-\infty}^{\infty} \tau \cdot p_{av}(\tau) d\tau / E \tag{2.17}$$

ここで，Eは平均電力遅延プロファイル $p_{av}(\tau)$ の全電力であり，次式で与えられる．

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} p_{av}(\tau) d\tau \tag{2.18}$$

次に，遅延広がりτ_{rms}は平均電力遅延プロファイル $p_{av}(\tau)$ の標準偏差で与えられる．

$$\tau_{rms} = \sqrt{\left\{\int_{-\infty}^{\infty} \tau^2 \cdot p_{av}(\tau) d\tau / E\right\} - \overline{\tau}^2} \tag{2.19}$$

一般に，ディジタル伝送を行った場合の BER 特性は複素遅延プロファイルに依存するが，遅延波の遅延時間が 1 シンボル時間以内であり，かつ遅延広がりが 1 シンボル時間長の約 1/10 以下の場合，BER 特性は遅延広がりのみに依存し遅延プロファイルには依存しないことが報告されている [31].

2.5 結言

本章ではまず陸上移動体通信で用いいられる無線伝搬路特性について，その特徴を述べ，一様フェージングおよび周波数選択性フェージングについて述べた．無線伝搬路特性は時間的に大きく変動し，伝送特性は時間的には非常に少ない割合で発生する瞬時伝搬路状況が劣悪な場合に非常に大きく依存することを示した．

第 3 章

変調多値数可変適応変調方式

3.1 序言

本章では時間的に変動する無線伝搬路において高速な伝送を実現するために，伝搬路状況にかかわらず固定の変調多値数を用いるのではなく，伝搬路状況に応じて変調多値数を可変とする変調多値数可変適応変調方式を提案する．

まず，提案方式の原理，送受信機構成およびフレームフォーマットについて説明した後，伝搬路状況の推定·予測，変調パラメータの選択基準，受信機側での変調多値数推定といった適応変調方式を構成する周辺技術について述べる．次に一様レイリーフェージング環境下における伝送特性の理論解析を行ない，変調多値数固定の方式と比較して伝送品質および伝送速度を改善できることを示す．その後に，計算機シミュレーションにより一様レイリーフェージングおよび周波数選択性フェージング環境下における BER 特性および平均伝送速度について検討を行ない，提案方式により伝送品質および伝送速度が改善できることを明らかにする．

3.2 システムモデル

3.2.1 適応変調伝送方式の原理

陸上移動通信路ではマルチパスフェージングにより伝搬路特性は大きく変動する．このような通信路に対し，従来では，図 3.1(a) に示すように伝送路の状況がある程度悪い場合においても所要の品質を満足するように回線設計を行う．そのため，かなり高い時間率で，64QAM，256QAM 等の変調多値数の大きな変調方式で十分な伝送品質が得られるにもかかわらず，変調多値数の小さな変調方式が固定的に用いられてきた．

これに対し，変調多値数可変適応変調方式は，図 3.1(b) に示す様に，伝搬路の変動に応じて，状況が劣悪な場合には QPSK 等の変調多値数の小さいものを用いることにより，一定の品質を保持し，伝搬路状況が良好な場合には，256QAM のように変調多値数の高いものを用いて高速伝送を行うことにより，従来の変調多値数固定のシステムと比較して伝送品質を劣化させることなく高速な伝送を実現するシステムである．

図 3.2 に提案する変調多値数可変適応変調方式の概念図を示す．提案方式ではアクセス方式として TDMA 方式を採用しており，送信側で，バースト毎に，用いる変調多値数を瞬時伝搬路状況に応じて設定する．受信機では，受信信号をもとに各バーストの変調多値数を推定した後，復調をするとともに，受信時の伝搬路状況を推定する．本方式では，上り回線·下り回線に同一周波数を用いる TDD 方式を用いているので，送受信タイミングが時間的に近ければ，送受信のフェージング変動の相関は大きくなり，受信時の伝搬路状況から送信時における伝搬路状況の予測が可能である [20]．送信機においては，この予測値を基に，基準となる BER (Bit Error Rate) を満たし，かつ伝送速度が最も大きくなる変調多値数を選択し，次の送信バーストにおける変調多値数として用いる．

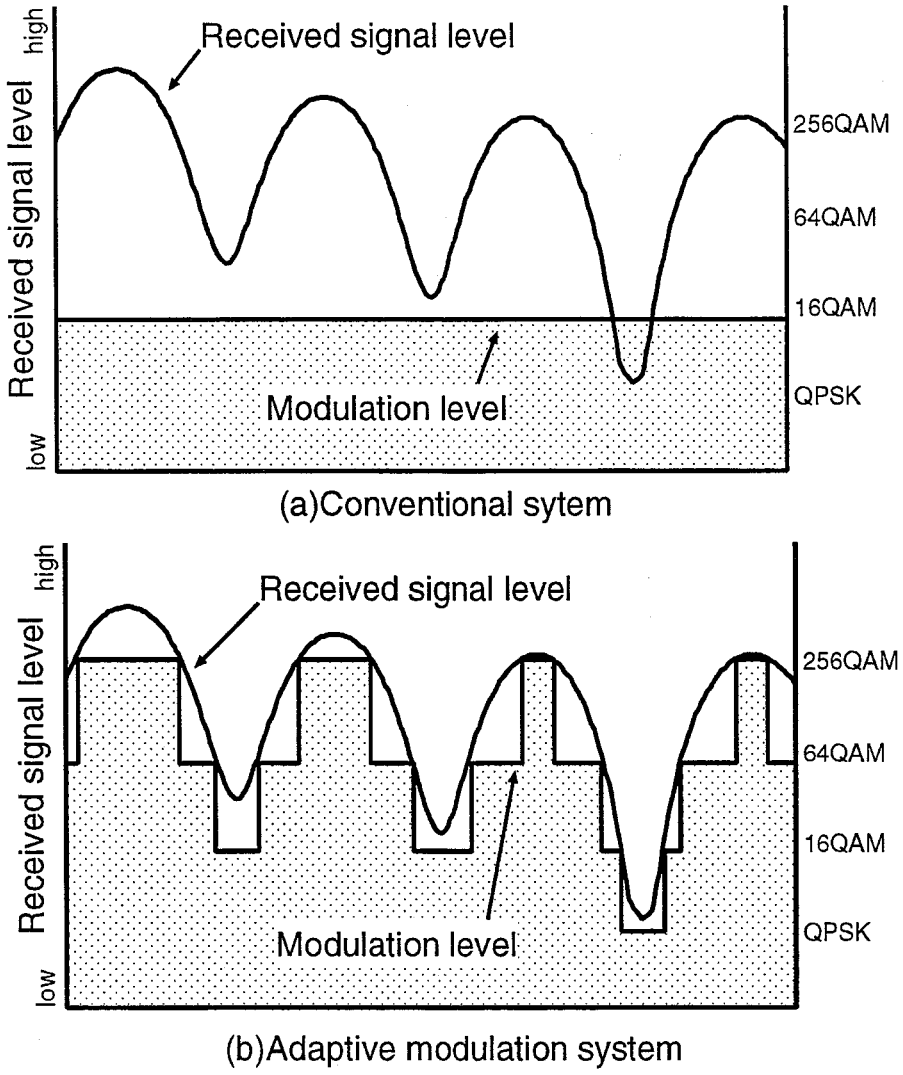

図 3.1: 変調多値数可変適応変調方式の原理

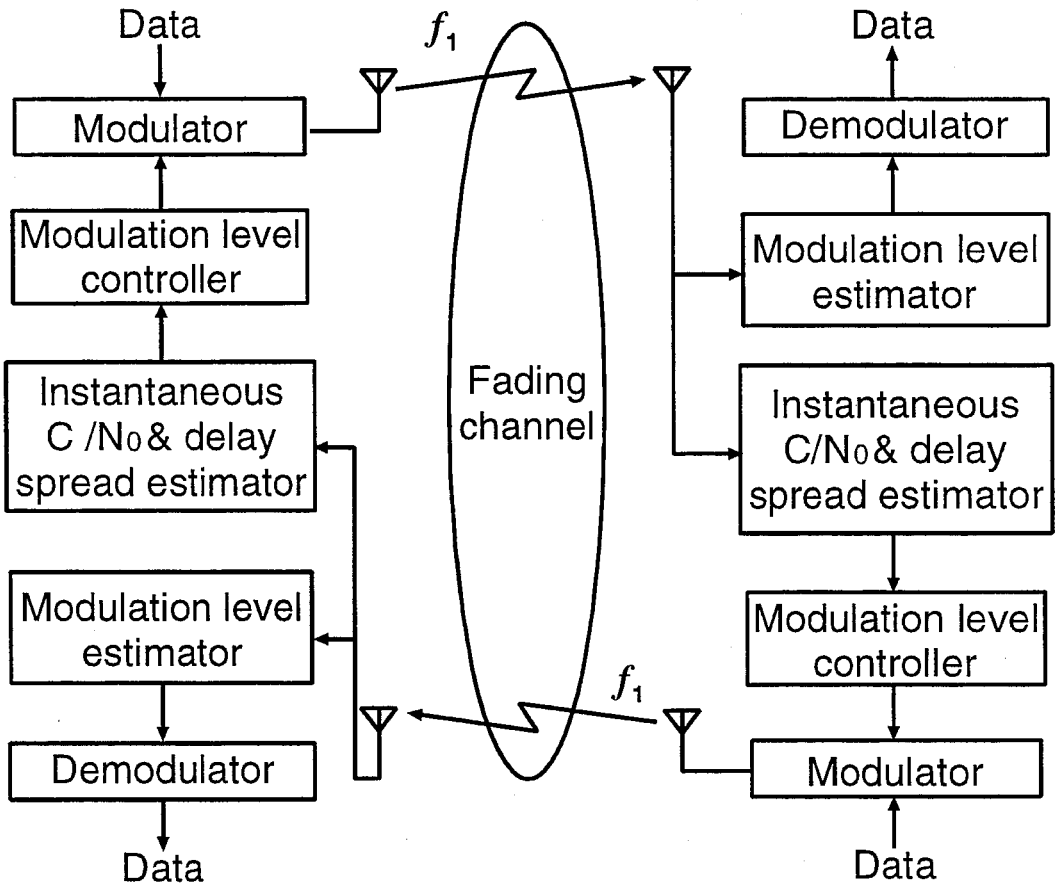

図 3.2: 変調多値数可変適応変調方式のシステムモデル

3.2.2 送受信機構成

図 3.3に提案方式で用いられるフレーム構成を示す．1フレームは8個のタイムスロットに分割され，うち4個を上り回線に，4個を下り回線に用いる．また，1タイムスロットはプリアンブル (R_1)，データ部 (D_1, D_2)，ユニークワード (UW)，ポストアンブル (R_2) から構成される．ユニークワードは2つの部分から構成され，一方は伝搬路状況推定に用いられ，もう一方は受信バーストで用いられているバーストを推定するために用いられる．また，プリアンブルの最後のシンボル，ユニークワードの最初のシンボルおよび最後のシンボル，ポストアンブルの最初のシンボルはフェージング歪み補償のためのパイロットシンボルとしても用いられる [5]．また，瞬時の伝搬路状況に応じて変調多値数が変化するのはデータ部のみであり，それ以外の部分は BPSK(Binary Phase Shift Keying) または QPSK 等の固定された変調方式が用いられる．

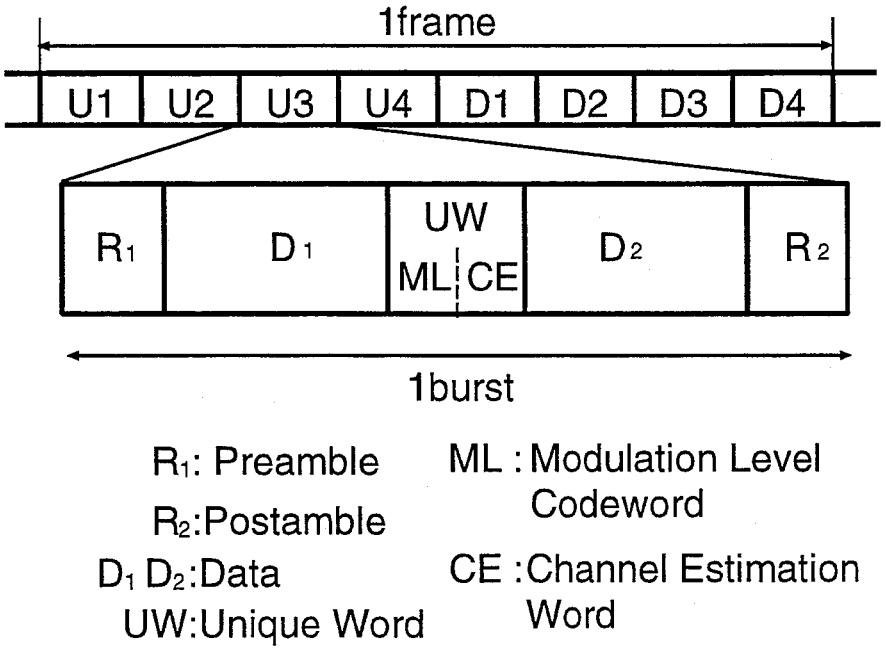

図 3.3: フレーム構成

図 3.4に送受信機構成を示す．実線は信号の流れを，点線は制御信号やタイミング信号の流れを表す．提案方式の送受信機は，パイロットシンボル挿入型フェージング補償方式を用いた QAM 送受信機 [5] に対して，変調多値数推定部 (Modulation level estimator)，伝搬路状況推定部 (Instantaneous C/N_0 & delay spread estimator) および最適変調多値数決定部 (Modulation level controller) を付加することにより変調多値数の適応制御を実現しており，これらについては後の節で詳細に説明する．

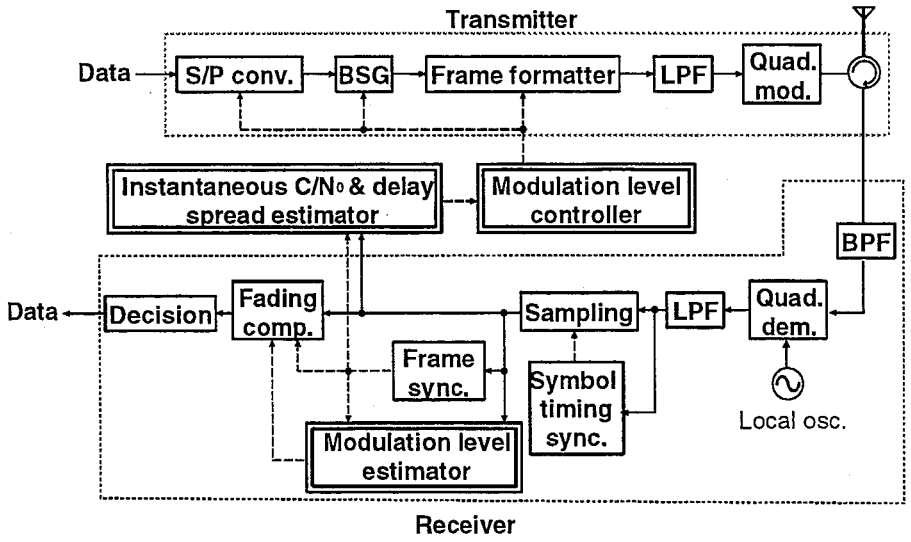

図 3.4: 送受信機構成

送信側において，送信データを S/P 変換器によりパラレルデータに変換し，ベースバンド信号発生部 (Baseband Signal Generator: BSG) において伝搬路特性の推定値に基づいて選択された変調多値数の QAM ベースバンド信号を生成する．また生成されたベースバンド信号はフレーム構成部 (Frame formatter) において時間軸上で圧縮をし，図 3.3に示される TDMA バーストを構成する．送信信号は，低域通過型フィルタ (Low Pass Filter: LPF) により帯域制限を行った後，直交変調を行い，割り当てられたタイムスロットにおいて送信を行う．

受信側では，受信信号を帯域通過型フィルタ (Band Pass Filter: BPF) に通した後に，準同期検波を行う．LPF により受信信号の帯域外の雑音や干渉成分を除去した後に，この受信信号を用いて，シンボル同期 およびフレーム同期を行う．また，ユニークワード (UW) 中の変調多値数推定用コードワード (ML) を用いて，変調多値数推定を行う．その後，プリアンブル，ポストアンブルおよびユニークワード中のシンボルを用いてフェージング変動の補償を行い [5]，データを復調する．同時に，UW 中の伝搬路状況推定用ワード (CE) を用いて受信時における伝搬路状況の推定を行い，次の送信タイミングにおける伝搬路状況を予測し，予測された伝搬路状況に対して最適な変調多値数を設定する．

3.2.3 変調多値数推定部の構成

変調多値数可変適応変調方式では，バースト毎に変調多値数が異なるため，受信機において正しくデータを復調するためには，何らかの方法で各バーストで用いられている変調

多値数を推定する必要がある．提案方式では，変調多値数推定方法として Walsh 関数 [32] を用いた方法 [33][34] により推定を行う．

用いられる変調方式が 2^{2m}QAM の場合，送信機において TDMA バーストの UW 中の ML には，そのバースト中で用いられている変調方式を示す Walsh 関数が挿入される．この時用いられる変調方式は，雑音や遅延波に対して強い BPSK(Binary Phase Shift Keying) が伝搬路状況によらず用いられる．時刻 t におけるベースバンド信号 $s_m(t)$ は，

$$s_m(t) = \sum_{k=1}^{N_{ML}} A_m w_{mk} e^{j\frac{\pi}{4}} \delta(t - kT_s) \tag{3.1}$$

で表される．ここで，$2m$ は 1 シンボルで伝送できるビット数を示し，$m = 1, 2, 3, 4$ はそれぞれ QPSK，16QAM，64QAM，256QAM に相当する．また A_mは 2^{2m}QAM の最大振幅 [5]，T_sは 1 シンボル時間長，N_{ML}は Walsh 関数の符号長，w_{mk}は 2^{2m}QAM を示す Walsh 関数の第 k番目のシンボル，$\delta(t)$ は Dirac のδ関数である．また，バースト全体での送信電力は用いる変調多値数によらず一定である．

受信機においては，受信信号のシンボル同期･フレーム同期を行った後に，サンプルされた信号からバースト中の変調多値数用コードワード部のシンボルを取り出す．このシンボルにおける i 番目のサンプル点の受信ベースバンド信号 $y_m(i)$ は次式で表される．

$$y_m(i) = c(i) z_m(i) + n(i) \tag{3.2}$$

ここで $c(i), z(i), n(i)$ はそれぞれ，複素フェージング変動 $c(t)$，送受信機の LPF で帯域制限された変調多値数用コードワード部の信号波形 $z_m(t)$ および等価低域系で表されたガウス雑音 $n(t)$ を $t = t_i$においてサンプリングしたときの値である．また，t_{sample}を 1 シンボル中のサンプルタイミングとするとき，t_iは次式で表される．

$$t_i = t_{sample} + iT_s \qquad 0 \leq t_{sample} < T_s \tag{3.3}$$

変調多値数推定部では，$y_m(i)$ と $2^{2\hat{m}}$QAM に対応する符号 $s_{\hat{m}}(i)$ との相関をとり，次式で示される $V_{\hat{m}}$を求める．

$$V_{\hat{m}} = |\lambda_{\hat{m}}|^2 \tag{3.4}$$

$$\lambda_{\hat{m}} = \sum_{i=1}^{N_{ML}} y(i) s^*_{\hat{m}}(i) \tag{3.5}$$

ここで，$s^*_{\hat{m}}(i)$ は $s_{\hat{m}}(i)$ の複素共役を表す．$V_{\hat{m}}$は尤度を表しており，送信側で用いた符号と，受信側で相関をとる際に用いる符号が異なる場合は，Walsh 関数の直交性により$\lambda_{\hat{m}}$ は 0 となるため，推定部では $V_{\hat{m}}$を最大とする $s_{\hat{m}}(i)$ が，送信側において挿入された変調多値数を示すユニークワード部の波形と判断し，$\hat{m}$に対応した変調方式 $2^{2\hat{m}}$QAM が送信側において用いられたと推定する．

3.2.4 伝搬路状況推定部の構成

各バーストのUW中のCEは，周期N_{CE}の変形M系列が挿入されており，これを用いることにより，伝搬路状況の推定を行う[35]．ここで，変形M系列とは，その自己相関関数が，周期の定数倍のところ以外で0となるように，M系列に対して直流成分を与えたものであり[36]，周期N_{CE}の変形M系列の自己相関関数$R(l)$は次式で与えられる．

$$R(l) = \begin{cases} N_{CE}+1 & l = 0 \bmod N_{CE} \\ 0 & l \neq 0 \bmod N_{CE} \end{cases} \tag{3.6}$$

また，変調方式としては雑音や遅延波に対して強いBPSKを用いる．

陸上移動伝搬路においては，多くの場合，遅延波の最大遅延時間は数μs程度であるので[37]，数10ksymbol/secの伝送を行う場合の遅延広がりは1シンボル時間長の10%~20%となる．ディジタル伝送においては遅延広がりが1シンボル時間長の10%~20%の場合，伝搬路モデルは直接波と遅延時間T_sで固定された遅延波からなり，直接波·遅延波の電力が変化する2波モデルで同定することが可能である[29]．したがって，本論文では伝搬路のインパルスレスポンス$h(t)$として次式で表されるものを仮定する．

$$h(t) = h_0(t)\delta(t) + h_1(t)\delta(t - T_s) \tag{3.7}$$

ここで，$h_0(t), h_1(t)$はそれぞれ直接波，遅延波の複素振幅変動を表す．また，1シンボル遅延の遅延波を測定するために，変形M系列の前には変形M系列の最後のシンボルを，変形M系列の後ろには変形M系列の最初のシンボルを付加し，実際のシンボル数は$N_{CE}+2$である[35]．

受信側において，伝搬路状況推定用ワードのベースバンド信号$y(t)$の第i番目のサンプル値$y(i)$は，

$$y(i) = h_0(i,k)s(i) + h_1(i,k)s(i-1) + n(i) \tag{3.8}$$

となり，これが伝搬路状況推定部の入力となる．ただし，$s(i)$,$y(i)$はそれぞれ，送信ベースバンド信号$s(t)$および受信ベースバンド信号$y(t)$のi番目のサンプル値であり，$h_0(i,k)$, $h_1(i,k)$はk番目のバーストのi番目のサンプル時における直接波，遅延波の複素振幅変動を表す．

本論文では端末の移動速度が人の歩く速さ程度と考えられる室内およびマイクロセル環境を想定し，シンボル伝送速度で規格した規格化最大ドップラー周波数f_dT_sを1.563×10^{-5}(シンボルレート$R_s = 64$ksymbol/sの時f_d=1Hz)程度として，バースト内ではフェージング変動が一定であると仮定すると，$h_0(i,k), h_1(i,k)$は

$$h_j(i,k) = h_j(k) \quad j = 0,1 \tag{3.9}$$

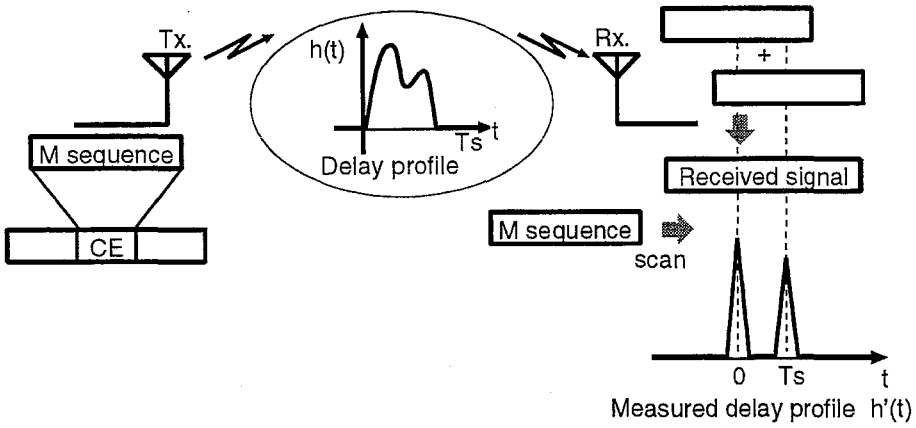

図 3.5: 遅延プロファイルの推定

と表すことができる．従って図 3.5に示すように，式 (3.8) で示される受信信号と送信信号 $s(i)$ との相関をとることにより，複素振幅変動の推定値 $h'_0(k), h'_1(k)$ を求めることができ，これより遅延プロファイルの推定値を得ることが可能である [35]．また，この推定された遅延プロファイルを用いることにより，受信時における遅延広がりτ_{rms}は次式で与えられる [35]．

$$\tau_{rms} = \frac{\sqrt{|h'_1(k)|^2/|h'_0(k)|^2}}{1+|h'_1(k)|^2/|h'_0(k)|^2}T_s \tag{3.10}$$

次に，この推定された遅延プロファイルと送信系列との畳み込みをとることによって受信信号のレプリカの推定値 $y'(i)$ が得られる．この推定されたレプリカと実際の受信信号 $y(i)$ の差をとることにより，次式で示される雑音成分の推定値 $n'(i)$ が得られる [35]．

$$n'(i) = y(i) - y'(i) \tag{3.11}$$

$$y'(i) = h'_0(k)s(i) + h'_1(k)s(i-1) \tag{3.12}$$

また，測定される搬送波電力 P'は次式で表される．

$$P' = \frac{\overline{|s(t)|^2}}{2}(|h'_0(k)|^2 + |h'_1(k)|^2) \tag{3.13}$$

以上の結果を用いると受信時の C/N_0の推定値は次式で与えられる．

$$\frac{C}{N_0} = B\frac{P'_s}{< n'^2(i) >} \tag{3.14}$$

ただし，Bは受信機 LPF の等価雑音帯域幅を表す．

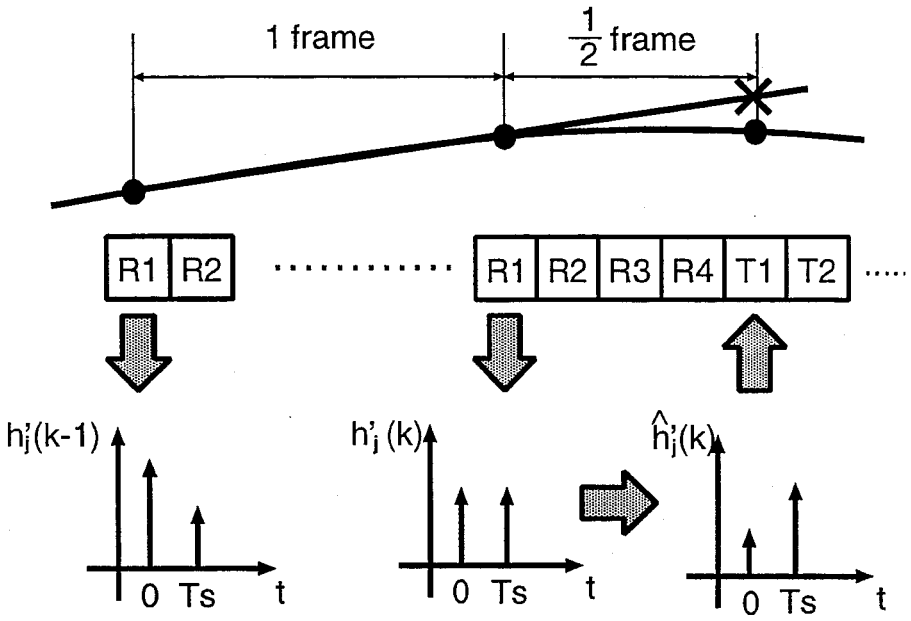

図 3.6: 外挿による複素振幅変動の推定

フェージング変動は最大ドップラー周波数 f_dで帯域制限されたランダム過程であるので[38]，複素振幅変動 $h_0(k)$, $h_1(k)$ の軌跡は滑らかに変動すると考えられる．従って，図 3.6 に示すように受信時に推定した複素振幅変動の軌跡を滑らかに外挿することにより送信時における複素振幅変動を推定する事ができる．従って複素振幅変動の推定値$\hat{h}'_0(k)$,$\hat{h}'_1(k)$ は，

$$\hat{h}'_j(k) = Q_0 h'_j(k) + Q_1 h'_j(k-1) + Q_2 h'(k-2) \qquad i = 0, 1 \tag{3.15}$$

で与えられ，Q_0, Q_1, Q_2の値は外挿方式として 2 次の外挿を用いる場合は，

$$Q_0 = \frac{15}{8}, Q_1 = -\frac{10}{8}, Q_2 = \frac{3}{8}, \tag{3.16}$$

外挿方式として 1 次の外挿を用いる場合は，

$$Q_0 = \frac{3}{2}, Q_1 = -\frac{1}{2}, Q_2 = 0, \tag{3.17}$$

外挿方式として 0 次の外挿を用いる場合は，

$$Q_0 = 1, Q_1 = 0, Q_2 = 0 \tag{3.18}$$

である．

なお，これらの外挿方式のうち，0 次の外挿は他の外挿方式と比較して劣化が非常に大きいが，1 次と 2 次の外挿方式は，ほぼ同じであるため [35]，本論文では外挿方式として 1 次のものを用いる．

このようにして推定された複素振幅変動を用いると，自局送信時における相手局の受信電力の推定値 P'_sは式 (3.14) で与えられる自局受信時における受信電力の推定値と同様に次式で与えられる．

$$P'_s = \frac{|\overline{s(t)}|^2}{2}(|\hat{h}'_0(k)|^2 + |\hat{h}'_1(k)|^2) \tag{3.19}$$

また，雑音電力は移動局･基地局で送信電力の差および受信機の雑音特性の差による定数倍を除いて送受信で同一であると仮定できるので式 (3.11)(3.19) より，送信時における相手局の C/N_0の推定値は次式で表される．

$$\frac{C}{N_0} = GB\frac{P'_s}{< n'^2(i) >} \tag{3.20}$$

ただし，G は送受信機間での送信電力の差や雑音特性の差により定められる定数である．

また，遅延広がりτ_{rms}は推定された複素振幅変動$\hat{h}'_0(k), \hat{h}'_1(k)$ を用いて，式 (3.10) と同様に，

$$\tau_{rms} = \frac{\sqrt{|\hat{h}'_1(k)|^2/|\hat{h}'_0(k)|^2}}{1+|\hat{h}'_1(k)|^2/|\hat{h}'_0(k)|^2}T_s \tag{3.21}$$

で与えられる．

3.2.5 変調多値数決定の原理

提案方式においては，バースト毎に変調多値数を変化させるが，1 バースト時間が十分に短ければ，バースト内では伝搬路特性は一定とみなすことができるため，バースト内での BER 特性は静特性に従う．従って，用いる変調多値数の決定は，推定された伝搬路状況に対して，各変調方式の静特性を用いて行う．

提案方式では，伝搬路特性を表現するためのパラメータとして，遅延広がりと C/N_0 を推定する．そこで，遅延広がりをパラメータとして，パイロットシンボル挿入型フェージング歪み補償技術を用いることによる劣化や図 3.3のフレームフォーマット中でデータ部の平均電力とデータ部以外の平均電力が異なることによる劣化 [5] を考慮した QPSK，16QAM，64QAM，256QAM の BER 特性を計算機シミュレーションにより求める．ここで，直接波と遅延波の位相差θ_0は確率密度関数が一様分布となるランダムな値をとる [38] ため，BER 特性は各遅延広がりにおいて，各バースト毎に θ_0を$-\pi < \theta_0 \leq \pi$ でランダムな値を選択してシミュレーションを行った．

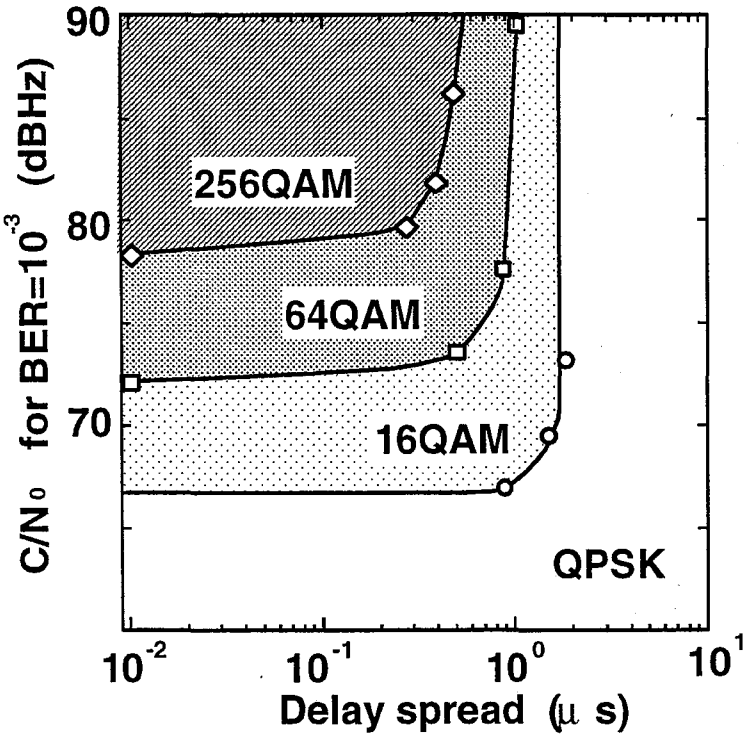

図 3.7: 変調多値数の決定基準

このようにして求めたBER特性をもとにして，最適変調多値数設定部では，あるC/N_0，遅延広がりに対して基準となるBER(例えば10^{-3})を満たし，なおかつ，最も大きな変調多値数となるものを選択する．

ところで，一般に遅延広がりが1シンボル時間の約$\frac{1}{10}$であれば，BER特性は伝搬路の遅延プロファイルには依存せず，遅延広がりにのみに依存する[31]．提案システムでは遅延特性として遅延広がりのみを考慮しているため，遅延広がりが1シンボル時間の$\frac{1}{9}$より大きい場合には上記の方法で得れらる変調多値数よりも一段小さい変調多値数を用いることとした[11]．

用いる変調多値数を4，16，64，256，シンボルレートを64ksymbol/s，BERの基準値を10^{-3}とした場合の変調多値数の決定基準は図3.7に示すものとなり，推定された瞬時C/N_0および遅延広がりに対して図3.7から求められる変調多値数を，送信するバーストの変調方式として用いる．

3.3 伝送特性解析

本節では，一様レイリーフェージング下における変調多値数可変適応変調方式の平均BERおよび平均ビットレートを理論的に導出する．

瞬時C/N_0をx，平均C/N_0を$\overline{x}$とすると一様レイリーフェージング下でのxの確率密度関数$p(x)$は

$$p(x) = \frac{1}{\overline{x}} e^{(-\frac{x}{\overline{x}})} \tag{3.22}$$

と表せる [38].

また瞬時C/N_0がx_1からx_2の間に落ち込む確率$P(x_1 < x \leq x_2)$は

$$P(x_1 < x \leq x_2) = \int_{x_1}^{x_2} \frac{1}{\overline{x}} e^{-\frac{x}{\overline{x}}} dx \tag{3.23}$$

となる．従って，変調多値数可変適応変調方式の平均ビットレート$\overline{R_b}$は

$$\overline{R_b} = \sum_{i=1}^{4} 2 \cdot i \cdot R_s \cdot \int_{x_i}^{x_{i+1}} p(x) dx \tag{3.24}$$

で与えられる．ただし，R_sはシンボルレートを，x_iは用いる変調方式を決定するC/N_0のしきい値を表し，シンボルレートが64ksymbols/s，使用変調多値数を4，16，64，256，基準BERを10^{-3}とした場合，図3.7より，

$$x_1 = -\infty \quad x_2 = 65.9 \quad x_3 = 72.2 \quad x_4 = 78.3 \quad x_5 = \infty (\mathrm{dBHz}) \tag{3.25}$$

である．平均BERを一定時間内における伝送ビット数と誤りビット数の比で定義すると平均BER P_bの理論式は以下の式で表される [11].

$$P_b(\overline{x}) = \frac{\sum_{i=1}^{4} 2 \cdot i \cdot R_s \int_{x_i}^{x_{i+1}} p(x) P_{i\,non}(x) dx}{\sum_{i=1}^{4} 2 \cdot i \cdot R_s \cdot \int_{x_i}^{x_{i+1}} p(x) dx} \tag{3.26}$$

ただし，式(3.26)中の$P_{i\,non}$は2_{2i}QAMの3.2.5節で述べた各種の劣化量を含んだ静特性条件下におけるBER特性であり，予め理論的に求めた．求められた理論値は，$i = 1$(QPSK)の場合，

$$P_{1\,non}(x) = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{1}{2.58 \cdot R_s} x}\right) \tag{3.27}$$

$i = 2$(16QAM)の場合，

$$P_{2\,non}(x) = \frac{3}{8} erfc\left(\sqrt{\frac{0.4}{5.4 \cdot R_s} x}\right) \tag{3.28}$$

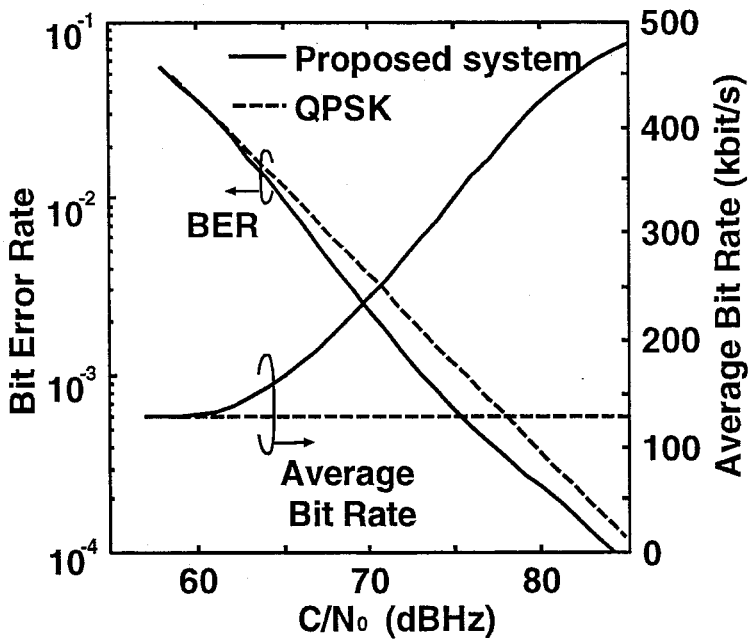

図 3.8: 変調多値数可変適応変調方式の伝送特性

$i = 3$(64QAM) の場合,

$$P_{3\,non}(x) = \frac{7}{24} erfc\left(\sqrt{\frac{1}{60.9 \cdot R_s} x}\right) \tag{3.29}$$

$i = 4$(256QAM) の場合,

$$P_{4\,non}(x) = \frac{15}{64} erfc\left(\sqrt{\frac{1}{255 \cdot R_s} x}\right) \tag{3.30}$$

である.

式 (3.24), (3.26) により求めた変調多値数可変適応変調方式の伝送特性を図 3.8に示す. 図には同時に変調方式として QPSK を固定的に用いた場合の 3.2.5節で述べた各種の劣化量を考慮した理論的な特性も示す. 図より, BER 特性, 平均ビットレート特性ともに向上しているが, BER 特性の改善量が比較的小さいのに対して, 平均ビットレートは大きく向上している. これは, 提案方式では伝搬路状況が良好な場合における QPSK 方式での電力マージンを利用して高速伝送を行っているためである. また, 平均 C/N_0が小さい領域では, 平均ビットレートの向上は小さいが, 平均 C/N_0が大きくなるにしたがって, 平均ビットレートが大きく向上している. これは, 平均 C/N_0が小さい場合は伝搬路状況が劣悪な時間率が大きく, 64QAM や 256QAM 等の変調多値数の大きなものが選択される確率が低

く，その結果平均ビットレートはそれほど向上しないのに対し，平均 C/N_0が大きくなると，64QAM や 256QAM が選択される確率が大きくなるためである．

3.4 計算機シミュレーション結果

提案方式の特性を決定する基本的なパラメータとしては，変調多値数推定に要するシンボル数 N_{ML}および伝搬路状況推定用変形 M 系列の周期 N_{CE}の最適化，耐最大ドップラー周波数特性がある．そこで，まず，これらの検討を一様レイリーフェージング下で行う．また，使用する変調方式を変化させた時の伝送特性に関して検討を行う．最後に陸上移動通信を行う上で最も重要な問題の 1 つである遅延波存在下において，変調多値数可変適応変調方式を用いることによりどの程度の高速伝送が実現できるかを検討する．

ここで，送受信機中の BPF に関しては，雑音などによってミキサ等での感度抑圧が発生せず，かつ信号が歪まない程度の帯域と仮定し，本シミュレーションにおいては，BPF はないものと仮定する [5]．また，フレーム同期は完全であると仮定し，最尤推定を用いた方式によりシンボル同期を行う [39]．

なお表 3.1に本シミュレーションで用いた諸定数を示す．

表 3.1: シミュレーションに用いた諸定数

Symbol mapping	Gray coding
Symbol Rate	64ksymbols/s
Tx. and Rx. filters	root Nyquist filter ($\alpha = 0.5$)
Number of preamble	3 symbols
Number of data	100 symbols
Number of postamble	3 symbols

3.4.1 変調多値数推定用符号長の最適化

UW 中の，ML の符号長 N_{ML} を大きくすると，変調多値数推定の精度が向上する．しかしながら，平均 BER 以上に変調多値数の推定誤り率を向上させても伝送品質は向上せず，またフレーム利用効率の点から見ると，ML の長さは短い方が望ましい．従って，この長さには最適なものが存在する．

図 3.9，3.10に，一様レイリーフェージング下における，符号長 N_{ML}をパラメータとしたときの C/N_0に対する BER を示す．ただし，最大ドップラー周波数 f_dは，図 3.9では 1Hz,

図 3.10では 10Hz であり，用いる変調多値数は 4，16，64，256 の 4 種，基準 BER として 10^{-3}，また N_{CE}の値として次節で述べられる最適値 15 を用いる．

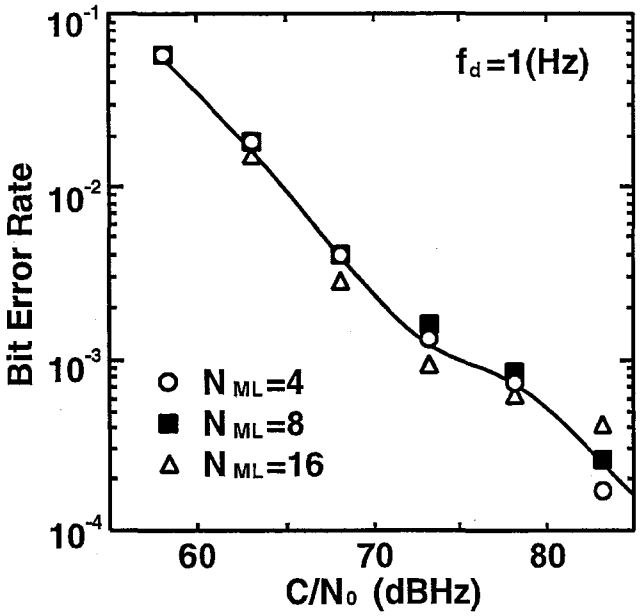

図 3.9: N_{ML}をパラメータとした時の提案推定方式の特性 (f_d =1Hz)

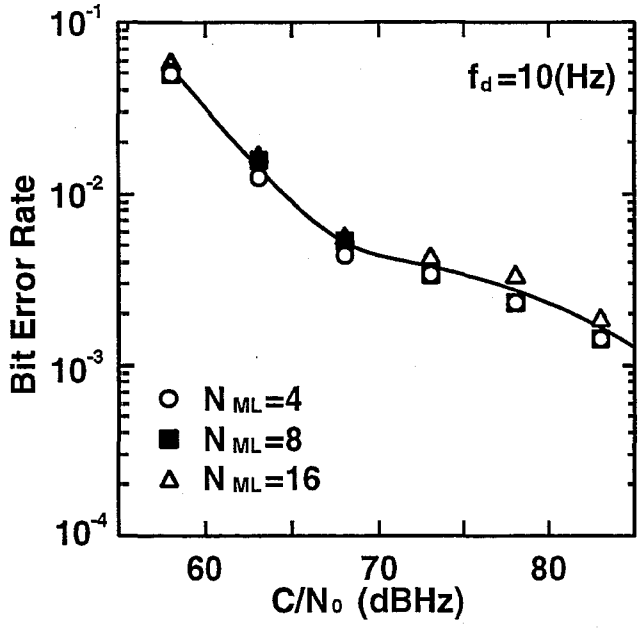

図 3.10: N_{ML}をパラメータとした時の提案推定方式の特性 (f_d =10Hz)

図より，いずれの f_dにおいても，$N_{ML}=4$ の BER 特性と $N_{ML}=8,16$ の BER 特性はほぼ同一のものとなっている．これは，$N_{ML}=4$ の場合にも推定誤りが BER よりも十分小さい [33] ためであり，N_{ML}としては 4 であれば十分なことがわかる．

また，図 3.11に上記で求めた最適値 $N_{ML}=4$ を用いた場合の軽減困難誤り率を示す．図には同時に変調多値数の推定誤りがなく．完全であるとした場合の特性を示す．図より，提案する変調多値数を用いた場合の特性は推定が完全である場合とほぼ同一となっている．したがって，提案する推定方式は遅延波存在下においても，正しく動作し，またその符号長も一様レイリーフェージング下における最適値 $N_{ML}=4$ で十分だといえる．

従って，以下の解析では$_{ML}=4$ の場合について行う．

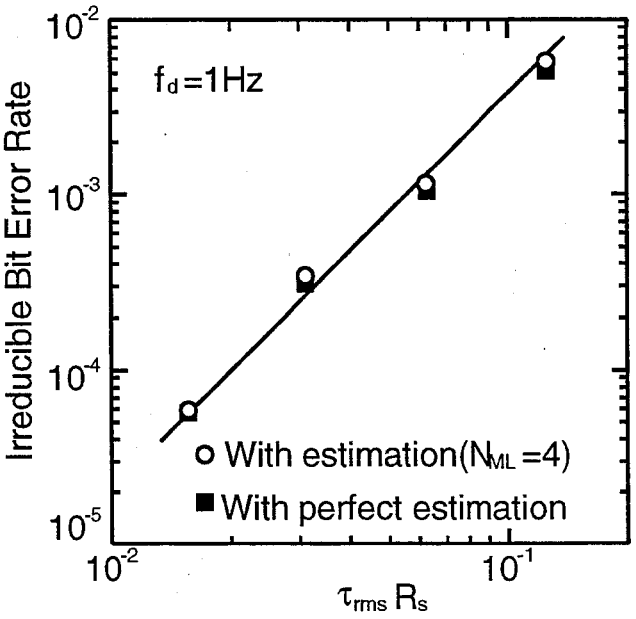

図 3.11: 周波数選択性フェージング下における提案推定方式の特性

3.4.2 伝搬路状況推定用符号長の最適化

ユニークワード中には，伝搬路状況推定用の符号も含まれており，この符号の長さ N_{CE} を小さくすると，雑音により推定の精度が劣化する．しかしながら，N_{CE}を大きくすることはフレーム利用効率の点から望ましくない．従って N_{CE}にも最適値が存在すると考えられる．

図 3.12，3.13に，一様レイリーフェージング下において，N_{CE} をパラメータとした時の BER 特性を示す．ただし，最大ドップラー周波数 f_dは図 3.12では 1Hz，図 3.13では 10Hz

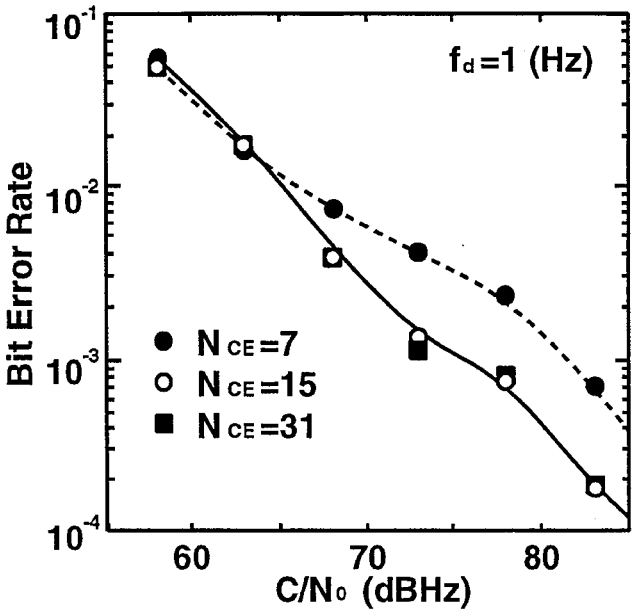

図 3.12: N_{CE}をパラメータとしたときの BER 特性 (f_d=1Hz)

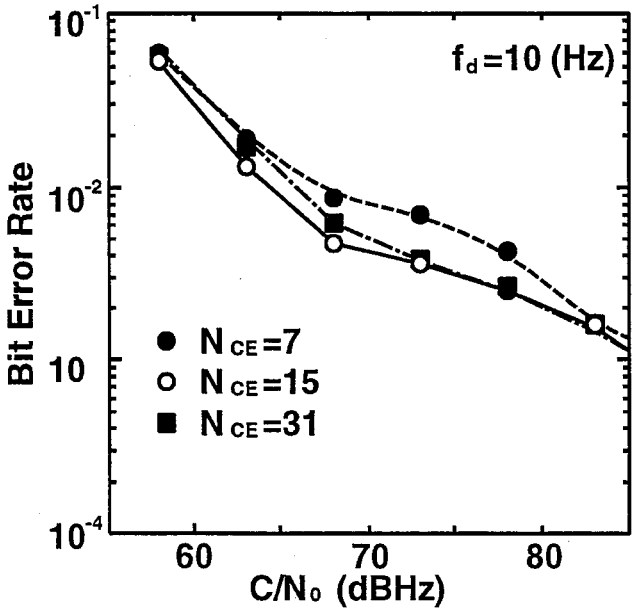

図 3.13: N_{CE}をパラメータとしたときの BER 特性 (f_d=10Hz)

であり，また，使用変調多値数，基準 BER は 3.4.1節で用いたもの と同一である．$N_{CE} = 7$ の場合をみてみると，図 3.12では C/N_0が 65dBHz 以上のところで，特性が大きく劣化しており，また，図 3.13においても，同じ領域で多少特性が劣化している．これは，N_{CE}が

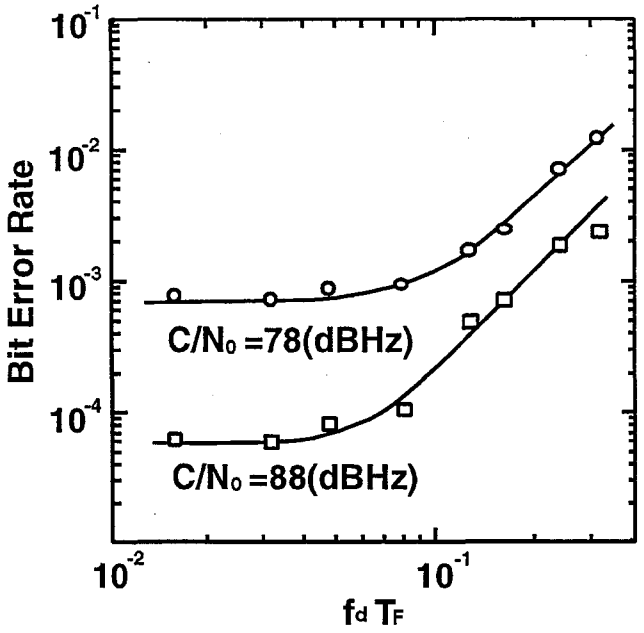

図 3.15: f_dT_Fに対する BER 特性

離の短い 64QAM や 256QAM が用いられるようになる．信号点間距離が短い場合，伝搬路状況の推定精度が同程度で，かつ変調多値数誤りの確率が同程度でも BER 特性が変調多値数の選択誤りに対してより劣下が起こりやすくなるため，このような劣化が生じるものと考えられる．

図 3.15に 1 フレーム時間 T_Fで規格化された最大ドップラー周波数に対する BER 特性を示す．いずれの C/N_0においても $f_dT_F = 8 \times 10^{-2}$ 以上になると BER 特性が劣化している．これは，伝搬路状況の変動が急激になり，伝搬路状況を十分に推定できず推定の精度が劣化し，伝搬路に対して不適当な変調多値数を選択する確率が高くなり劣化が生じているものと考えられる．また，平均 BER を 10^{-3}以下とするには，C/N_0=78dB の場合，$f_dT_F = 8.0 \times 10^{-2}$，$C/N_0$=88dB の場合，$f_dT_F = 1.5 \times 10^{-1}$ 以下であればよいことがわかり，これはそれぞれ図 3.3に示されたフレームフォーマット，シンボルレートが 64ksymbol/s の場合 $f_d = 5$(Hz),$f_d = 9$(Hz) に相当する．

これまでは基準となる BER として 10^{-3}を用いているが，伝送するメディアやバースト長によっては基準となる BER が 10^{-2}程度でも十分な場合がある．そこで基準となる BER を変化させた場合の特性に関して検討を行う．1 例として，図 3.16に変調多値数選択に用いる基準 BER($\mathrm{BER_{th}}$) を 10^{-3}および 10^{-2}とした場合の特性を示す．ただし使用変調多値数は 4，16，64，256 である．

小さいため，伝搬路状況の推定精度が十分でなく，変調多値数の選択誤差が大きいためである．一方 N_{CE}の値が 15，31 の場合の特性はいずれの f_dにおいてもほぼ同じであることがわかる．また，フレーム利用効率も考慮にいれると，N_{CE}の最適な値は 15 であるといえる．

$N_{CE} = 15$ の値は周波数選択性フェージング下においても，最適であることが確認されている [35] ので，以下の解析ではこの値を用いるものとする．

3.4.3 一様レイリーフェージング下での特性

図 3.14に $N_{ML} = 4, N_{CE} = 15$ の場合の一様レイリーフェージング下における変調多値数可変適応変調方式の BER 特性および平均伝送速度を示す．ただし，使用変調多値数は 4, 16, 64, 256，基準 BER としては ARQ(Automatic Repeat reQuest) を用いることにより，スループットを劣化させることなくエラーフリー伝送が実現できる 10^{-3} [40] を用いた．

点線で示された式 (3.24)，(3.26) により求めた理論値と比較を行うと，伝送速度に関しては同一の値が得られているが，BER 特性に関しては BER=10^{-3}以下のところ，特に C/N_0が 73dBHz 以上のところで，理論値からの劣化が生じている．この領域は，ちょうど 64QAM や 256QAM が選択される領域であり，C/N_0が小さい場合，常に伝搬路状況が劣悪であり，変調多値数の小さい QPSK しか用いられないのに対し，C/N_0が大きくなると信号点間距

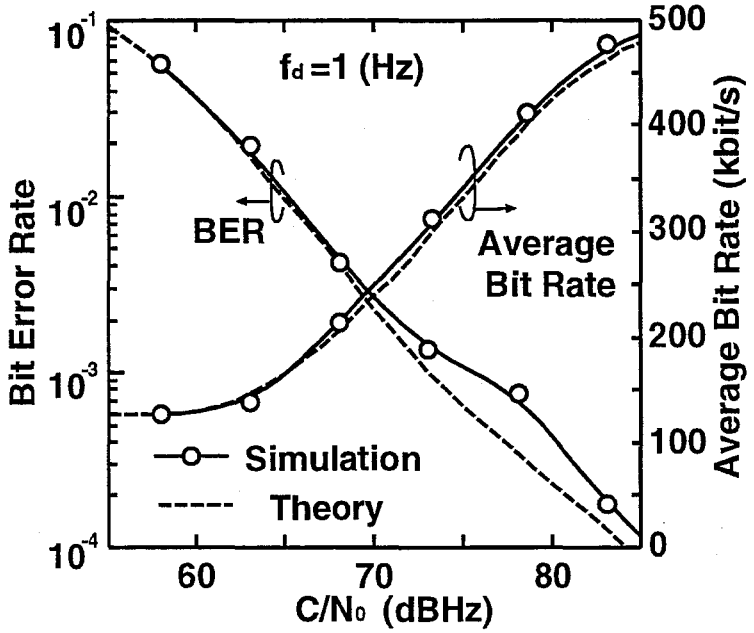

図 3.14: レイリーフェージング下における伝送特性

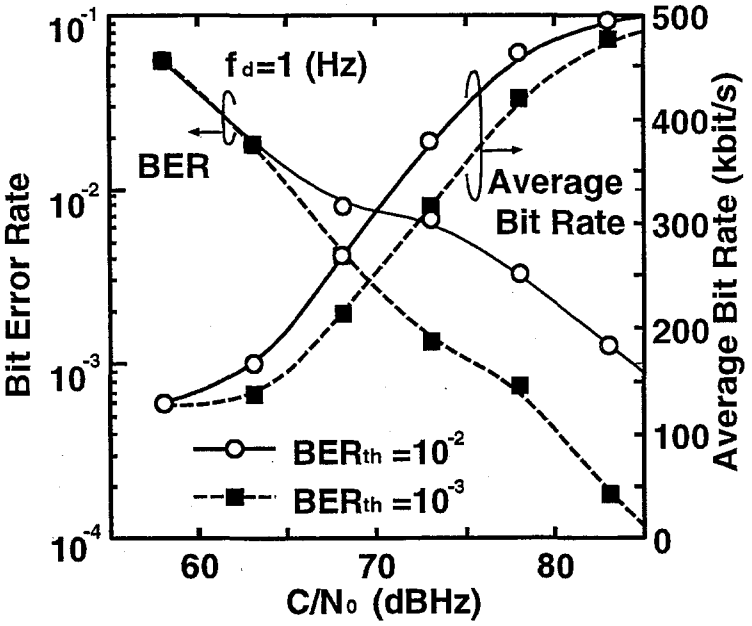

図 3.16: 基準 BER をパラメータとした伝送特性

$BER_{th}=10^{-2}$とした場合，$BER_{th}=10^{-3}$に設定した場合と比較すると BER 特性は劣化しているが，平均ビットレートが向上していることがわかる．これは，BER_{th}を高く設定すると，変調多値数の大きな変調方式が用いられる確率が高くなるためであり，その結果，伝送品質は劣化するが，より高速な伝送を行う事が可能となることを意味している．

従って，基準 BER を高く設定すると伝送品質は劣化するが，より高速な伝送が実現でき，逆に低く設定すると，それほど高速な伝送はできないが，より高品質な伝送が可能であることがわかる．また，BER_{th}の制御により要求される品質および伝送速度を制御することが可能となる．

3.4.4 最大変調多値数を制限した場合の特性

前節では，変調方式として QPSK，16QAM，64QAM，256QAM を用いているが，変調多値数の大きな変調方式，特に 256QAM は送信機の増幅器に非常に線形性の高いものが必要となる [41]．したがって，変調多値数可変適応変調方式の実現方法として，変調方式として 256QAM を用いずに 64QAM まで用いる方式が選択肢の 1 つとして考えられる．本節では，変調方式として 256QAM を用いず最大変調多値数を 64 とした場合の提案方式の特性について検討を行う．

最大の変調多値数を 256 とした場合と 64 とした場合の伝送特性を図 3.17に示す．ただ

し，基準 BER を 10^{-3}とする．また同図に変調方式として 256QAM までを用いた場合も示す．C/N_0 が 68dBHz 以下の場合では最大変調多値数にかかわらずほぼ同じ特性となっている．一方，C/N_0が 68dBHz より大きくなると最大多値数を 64 とした方が特性が良くなっている．これは，変調多値数の上限を小さくする事により，3.4.3 節で説明した変調多値数選択誤りの影響を低減できるためである．一方，最大変調多値数を 64 としたことにより，図 3.17からもわかるように最大伝送速度が低く抑えられてしまうという問題がある．しかしながら，最大伝送速度の減少率は最大でも 25%であるため，最大変調多値数を 64 に低く設定する事は有効な選択肢の 1 つであると考えられる．

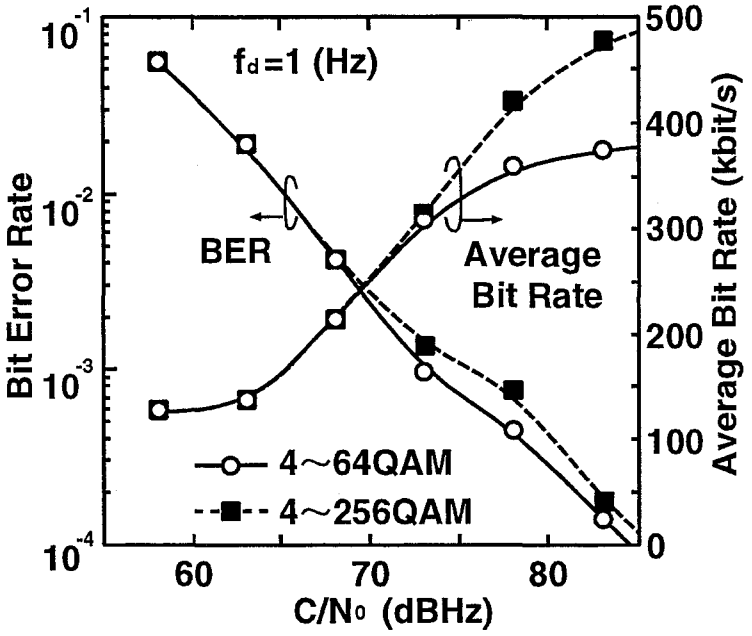

図 3.17: 最大変調多値数を制限した場合の伝送特性

3.4.5 周波数選択性フェージング下での特性

これまでは，遅延波の存在しない一様レイリーフェージング下での特性を検討してきた．しかし，実際に陸上移動体通信に適用するためには，対遅延波特性の評価や，平均遅延広がりがある値の時，どの程度のビットレートで伝送が行えるかの評価が重要となる．そこで，遅延波が存在する場合において変調多値数可変適応変調方式を用いることにより，従来の変調多値数固定の方式と比較して，耐遅延波特性がどの程度向上し，またどの程度の高速伝送が可能であるかを検討する．ただし使用変調多値数を 4，16，64，256，基準 BER を 10^{-3}とした．

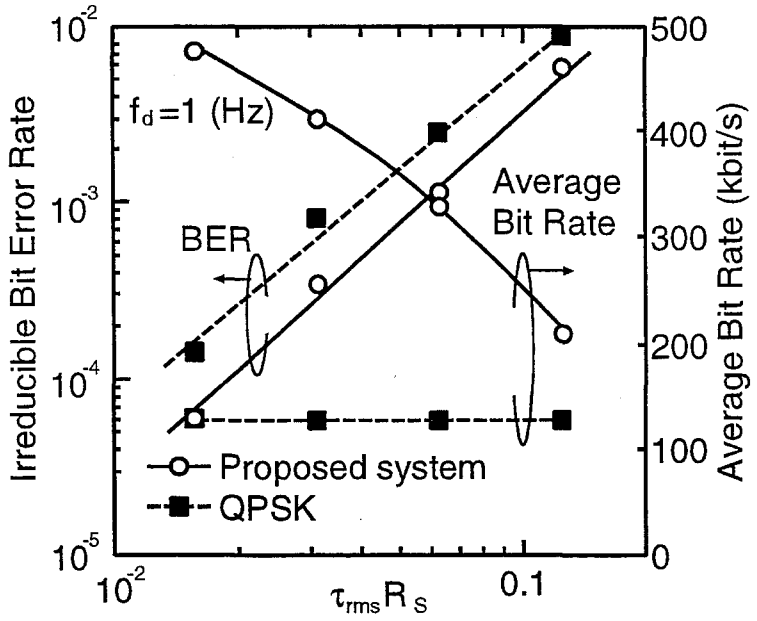

図 3.18: $\tau_{rms}R_s$に対する軽減困難誤り率·平均ビットレート特性

図 3.18に周波数選択性フェージング下における軽減困難誤り率特性 (Irreducible BER) および平均ビットレート特性を示す．ただし，横軸は遅延広がりτ_{rms}をシンボルレート R_sで規格化した$\tau_{rms}R_s$を示す．図より，変調多値数固定である QPSK と比較すると軽減困難誤り，平均ビットレートともに改善されていることがわかる．例えば軽減困難誤り率 10^{-3}を達成する$\tau_{rms}R_s$は QPSK 方式では 0.04 であるのに対して，提案方式では 0.06 で達成できる．また，そのときの平均ビットレートも QPSK では 128kbit/s であるのに対し，350kbit/s であり，大幅な改善が可能である．また，平均遅延広がりが 5μs では，QPSK 方式の場合，軽減困難誤り率が 6.0×10^{-4}，平均ビットレートは 128kbit であるが，提案方式では軽減困難誤り率が 3.0×10^{-4}，平均ビットレートが 400kbit/s と大幅な特性の改善が得られていることがわかる．これは，提案方式では遅延広がりが小さい場合は大きな変調多値数を使用して伝送速度を高速化し，遅延広がりが大きい場合は小さな変調多値数を使用して伝送品質を高品質化させるように動作しているためである．

また図 3.19に，平均伝送速度$\overline{R_b}$で規格化した遅延広がり$\tau_{rms}\overline{R_b}$に対するに対する軽減困難誤り率特性を示す．所要の伝送品質を達成する$\tau_{rms}\overline{R_b}$が大きければ，ある一定のτ_{rms}に対して，大きな$\overline{R_b}$が達成でき，広帯域·高ビットレートの伝送が実現できることを意味する．軽減困難 BER が 10^{-3}の場合を考えると，許容できる$\tau_{rms}\overline{R_b}$は約 4 倍となる，これは，提案方式は従来の変調方式が QPSK に固定された方式と比較して，約 4 倍の広帯域·高ビットレート伝送を達成できることを意味する．例えば$\tau_{rms} = 5\mu sec$ の場合，軽減困難 BER=10^{-3}

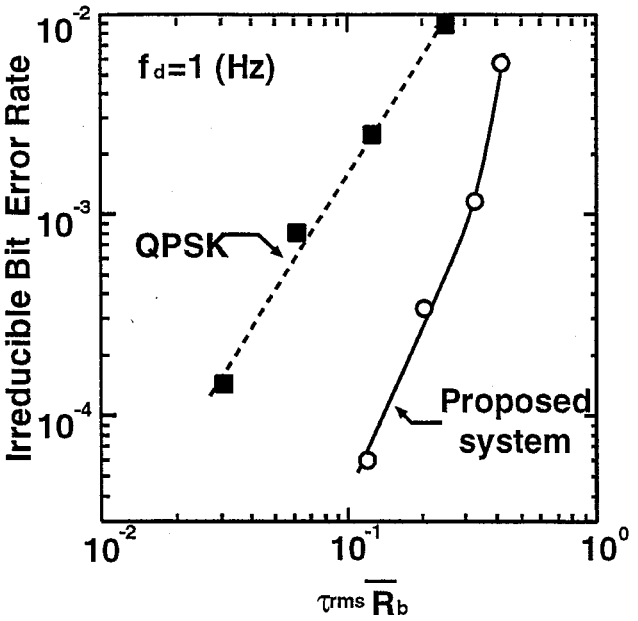

図 3.19: $\tau_{rms}\overline{R_b}$に対する軽減困難誤り率特性

を達成するには，QPSK の場合，ビットレートで 15.4kbit/s 以下にする必要があるのに対して，提案方式では 62.0kbit/s が実現できる事に相当する．

以上の結果より，提案方式は耐遅延波特性の向上に対しても有効であることがわかる．

3.5 結言

本章では，移動通信において高速伝送を実現するための技術として，変調多値数可変適応変調方式について，そのシステム構成について述べ，一様レイリーフェージング環境下および周波数選択性フェージング環境下における BER 特性および平均伝送速度について，理論的および計算機シミュレーションによる検討を行なった．その結果変調多値数可変適応変調方式は，QPSK 固定の変調方式と比較して，いずれの環境下においても BER 特性および平均伝送速度を改善できることを明らかにした．また，周波数選択性フェージング環境下においては，従来の QPSK 固定の方式と比較して，約 4 倍の広帯域·高速伝送が可能であることを示し，周波数選択性フェージング環境下において非常に有効であることを示した．

第 4 章

基地局送受信ダイバーシチを用いた変調多値数可変適応変調方式

4.1 序言

前章で述べたように，移動通信において変調多値数可変適応変調方式を用いることにより，従来の変調多値数固定の QPSK 方式と比較して，伝送品質を劣化させることなく，高速伝送が実現できることがわかった．

しかしながら，陸上移動通信において，画像等をふくめた将来の無線マルチメディア通信を考えると，より一層の高速かつ高品質な伝送を，特に遅延波が問題となる周波数選択性フェージング下において実現する必要がある．

そこで，本章では比較的簡易な方法で高速伝送を実現する方式として，ダイバーシチを用いた適応変調方式について提案する．またダイバーシチを用いる上で非常に重要となるブランチ選択法として，単に電力のみにもとづいてブランチを選択するのではなく，遅延広がりを考慮にいれたブランチ選択方法を提案·検討する．一様レイリーフェージング環境下においての BER 特性·平均伝送速度を理論的に導出した後，一様レイリーフェージング，周波数選択性フェージング環境下での BER 特性および平均伝送速度特性をシミュレーションにより求め，提案方式の有効性を確認する

4.2 システムモデル

4.2.1 基地局送受信ダイバーシチを用いた変調多値数可変適応変調方式の原理

TDMA/TDD 方式においては，1フレーム時間が十分短ければ上り回線と下り回線の伝搬路状況の相関は非常に高くなる [20]．基地局送受信ダイバーシチを用いる本適応変調方式は，この性質を利用しており，その原理を4チャネル多重の場合を例として図 4.1に示す．ここで，図 4.1では1フレームは8スロットに分割されており，前半の4スロットは上り回線に，後半4スロットは下り回線用に用いられる．

上り回線においては，基地局で全受信ブランチの伝搬路状況を測定し，4.2.3節で述べる方法に従って，各ブランチ毎に最適な変調多値数を求め，最も大きな変調多値数が選択されたブランチが最も良好なブランチと考え，そのブランチを選択する選択合成受信ダイバーシチを行なう．また，基地局においては，上りおよび下り回線の伝搬路の相関値が高いことを利用して，上り回線の伝搬路状況から下り回線の伝搬路状況を予測し，下り回線において伝搬路特性が最も良好と予想されるブランチから送信する．図 4.1は1フレーム内の1番目のスロットを用いて双方向通信をしているときの伝搬路変動の推定の概念を示している．まず，上り回線については，各々のブランチにおいて各バーストに含まれる伝搬路状況推定用ワードを用いて1バーストにわたる伝搬路の平均複素遅延プロファイルを測定する [35]．ここで，フェージング変動が遅く，1バースト内での変動がほとんど無視できる

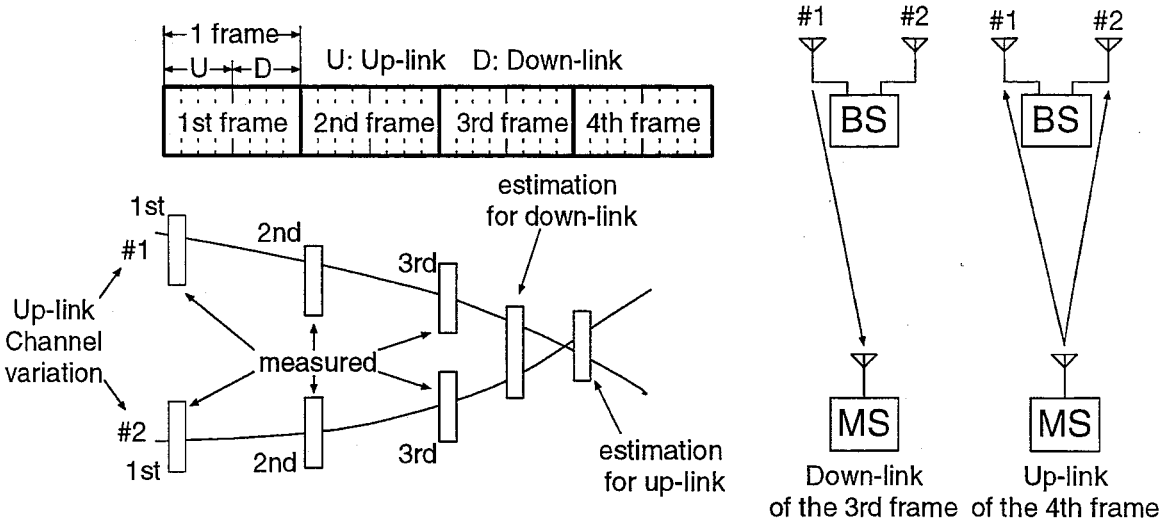

図 4.1: 基地局送受信ダイバーシチを用いた適応変調方式の原理

場合，得られた平均遅延プロファイルは瞬時遅延プロファイルとみなすことができるため，この平均複素遅延プロファイルを受信時の瞬時遅延プロファイルと呼ぶこととする．また，各ブランチにおいて得られた複素遅延プロファイルの時系列を外挿することにより，次の下り回線の複素遅延プロファイルを推定し，伝搬路状況が最も良好と予想されるブランチを選択する．さらに，そのブランチの伝搬路状況に対して，基準となるBERを満たし，なおかつ，最も高速な伝送速度を与える変調多値数を選択する．この選択方法については第4.2.3節で詳しく述べる．基地局は，選択されたブランチから，選択された変調多値数を用いて送信を行うことにより，下り回線における送信ダイバーシチと適応変調を同時に実現する．

また，基地局においては，測定した複素遅延プロファイルの時系列を外挿することにより，次の上り回線における伝搬路状況をも予測することが可能である．そこで，基地局では，次の上り回線のスロットにおいて，伝搬路状況が最も良好と予想されるブランチを選択し，かつそのブランチにおいて，下り回線の場合と同様の判定基準で最適な変調多値数を決定し，その情報を移動局に伝送する．移動局では，基地局より指定された変調多値数を，次の送信スロットの変調多値数として用いる．

4.2.2 送受信機構成

図4.2に，基地局送受信ダイバーシチを用いた適応変調方式で用いられるTDMA/TDDフレームフォーマットおよびスロット構成を示す．1スロットは，プリアンブル(PR)，ポストアンブル(PO)，ユニークワード(UW)，データ部(D_1，D_2)から構成されており，また，UWの構成は上り回線･下り回線により異なっている．上り回線用のバースト中のUWには伝搬路状況推定用ワード(CE)が含まれており，長さ15の変形M系列から構成されている．なお，伝搬路状況は上り，下り回線とも全て基地局において推定することを考慮し，下り回線用のバースト中にはCEは含まれていない．また，下り回線用のバースト中のUWには，バースト中のデータシンボルで用いられている変調多値数を表す変調多値数識別用ワード(MD)と，次の上り回線において用いるべき変調多値数を表す変調多値数識別用ワード(MU)が含まれている．なお，これらはそれぞれ4シンボルのWalsh関数で構成されているまた，基地局では，上り回線において用いられる変調多値数は既知のため，上り回線用のバースト中には，変調多値数を表すワードは含まれていない．

バースト中で，伝搬路状況に応じて変調多値数を変化させるのは，データ部のみであり，それ以外の部分は伝搬路の状況によらず雑音や遅延波に対して強いBPSK方式を用いている．また，プリアンブルの最後のシンボル，ユニークワードの1番目および最後のシンボル，そして，ポストアンブルの1番目のシンボルはフェージング歪み補償のためのパイロットシンボルとしても用いられる[5]．

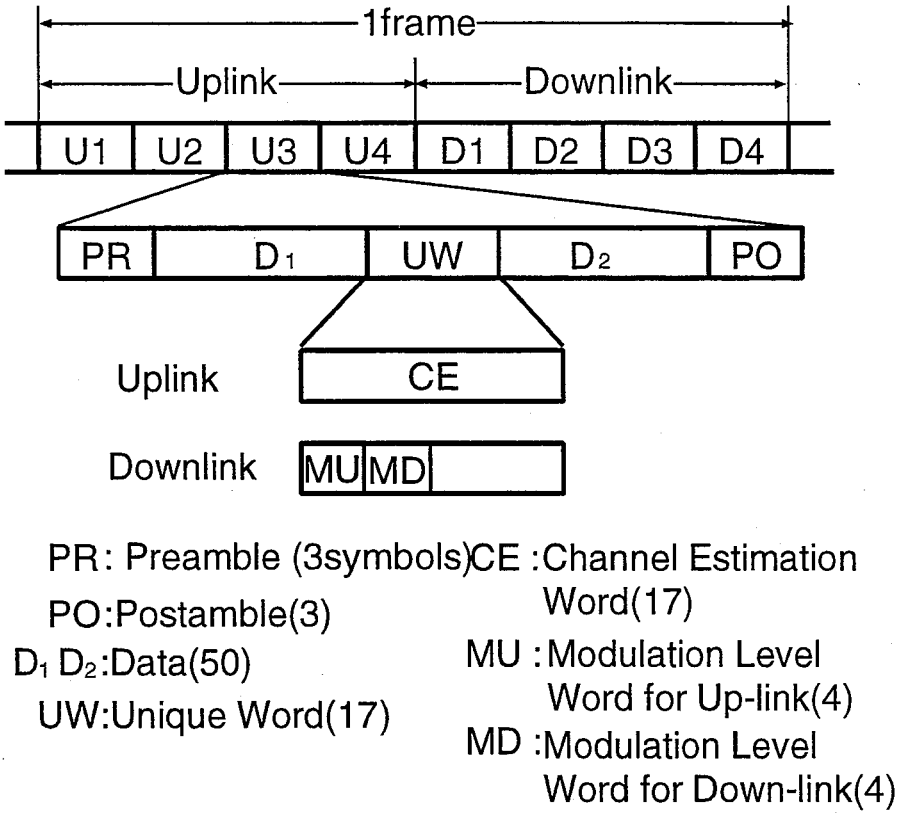

図 4.2: フレームフォーマット

図 4.3に提案方式の基地局側の送受信機構成を示す．図中，実線は信号の流れを，点線は制御信号やタイミング信号の流れを表す．送信機では，データを S/P(Serial to Parallel) 変換器によりパラレルデータに変換し，BSG において，伝搬路状況をもとにあらかじめ変調多値数·ブランチ選択部 (Modulation level and branch selection combiner) で選択された変調多値数を用いて QAM ベースバンド信号を生成する．また，生成されたベースバンド信号はフレーム構成部 (Frame formatter) において時間軸上で圧縮をし，図 4.2に示される TDMA バーストを構成する．その後 LPF により帯域制限および直交変調を行い，変調多値数·ブランチ選択部で設定されたブランチから送信を行う．

一方，受信機では，各ブランチの受信信号を BPF に通した後に，ブランチ毎に準同期検波を行う．各ブランチの受信信号を LPF により受信信号の帯域外の雑音や干渉成分を除去した後に，この受信信号を用いて，シンボルタイミング同期およびフレーム同期を行い，その後，フェージング歪みの補償を行う．この後に，各ブランチの瞬時遅延プロファイルを，伝搬路状況推定部 (Instantaneous C/N_0 and delay profile estimator) において変形 M 系列を用いた方法により推定し [35]，最も伝搬路状況が良好なブランチの受信信号を用い

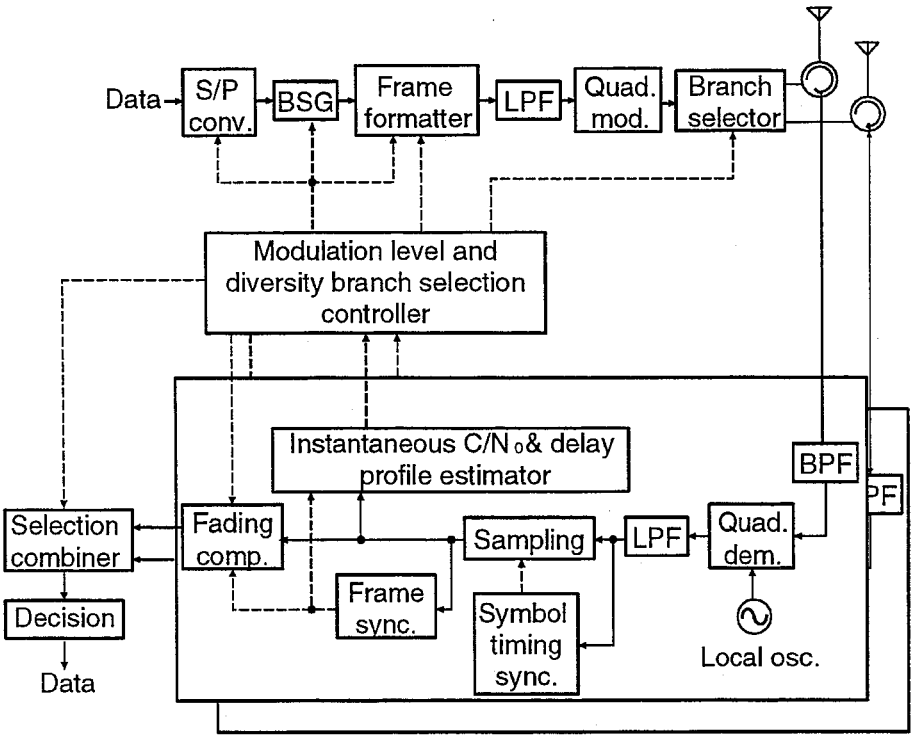

図 4.3: 送受信機構成 (基地局)

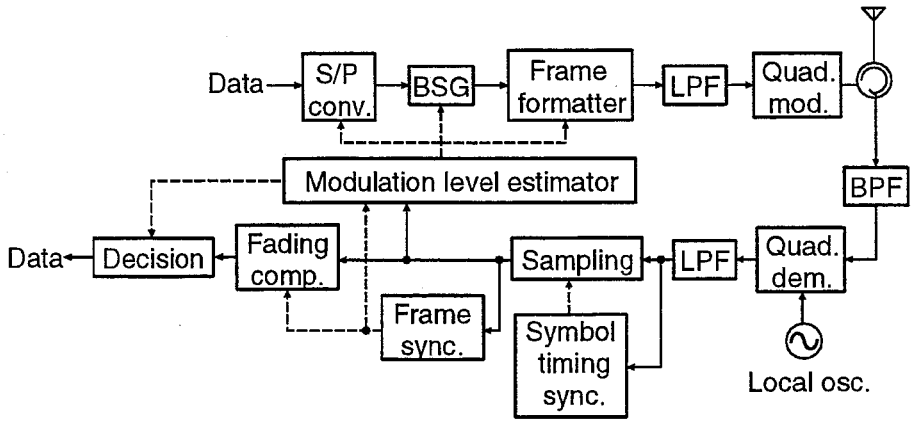

図 4.4: 送受信機構成 (移動局)

て，データの再生を行う．

これと同時に，伝搬路状況推定部において，測定した遅延プロファイルを用いてブランチ毎に，次フレームの上り回線·下り回線における瞬時の C/N_0 および遅延プロファイルを

推定する [35]．この推定値をもとにして，変調多値数·ブランチ決定部で，下り回線に用いるダイバーシチブランチの選択と，変調多値数の決定を行うと同時に，上り回線で用いる変調多値数の決定も行う．

図4.4に提案方式の移動局側の送受信機構成を示す．送受信機構成は基地局におけるものとほぼ同一であるが，移動局においては伝搬路状況の推定やダイバーシチ動作を行わないため，伝搬路状況推定部および変調多値数·送受信ブランチ設定部は存在しない．但し，移動局においては，下り回線のバースト中で用いられている変調多値数，および，上り回線で用いるべき変調多値数を識別する必要があるため，変調多値数推定部 (Modulation level estimator) が付加されている．変調多値数推定部は，受信バースト中の上りおよび下り回線用の変調多値数識別用ワード (MU，MD) それぞれと，変調多値数ごとに定められた Walsh 関数との相関をとり，相関値が最大となる Walsh 関数が基地局において挿入されたものと推定し，それに対応した変調多値数が，受信バーストで用いられている，または次の上り回線において用いるべきものと推定する．

4.2.3 変調多値数およびダイバーシチブランチ決定の原理

提案方式では，推定された各ブランチの伝搬路状況に対して，変調多値数の決定および，送受信ブランチの決定が非常に重要な問題となる．そこで，本節では，基地局送受信ダイバーシチを用いた適応変調方式において，変調多値数およびブランチ決定の原理について述べる．

提案方式では，バースト毎に変調多値数を変化させる，1バースト時間が十分に短ければ，バースト内では伝搬路特性は一定とみなせるので，各バースト内の BER 特性は推定された伝搬路状況と各変調方式の静特性条件下での BER 特性から求めることができる．

また，BER 特性は遅延広がりが1シンボル時間の約 1/10 以下の場合には C/N_0 と遅延広がりのみで決定されることが知られている [31]．そこで，遅延広がりをパラメータとして，パイロットシンボル挿入型フェージング歪み補償技術を用いることによる劣化や図4.2のフレームフォーマット中でデータ部の平均電力とデータ部以外の平均電力が異なることによる劣化 [5] を考慮した QPSK，16QAM，64QAM，256QAM の BER 特性をあらかじめ計算機シミュレーションにより求める．

最適変調多値数設定部では，このようにして求めた BER 特性と，伝搬路状況推定部において得られた瞬時の C/N_0 および遅延広がりをもとに，基準となる BER(BER_{th}) を満たし，なおかつ，最も大きな変調多値数を選択する．以上の操作を各ブランチについて行い，各ブランチにおける最適変調多値数を求め，その後，各ブランチの最適変調多値数の中で最大の多値数をもつブランチを選択し，送信または受信ブランチとして用いる．

図4.5に，用いる変調多値数を 4，16，64，256，シンボルレートを 64 ksymbol/s，BER_{th}

を 10^{-3} とした場合の瞬時 C/N_0 および遅延広がりに対する変調多値数の決定基準を示す．また，図中で QPSK の領域が 2 つに分割されているが，一方の領域は BER_{th} を満たす領域であり，もう一方は最も小さい変調多値数 (QPSK) を用いても BER_{th} を満たすことができない領域である．これらは，ブランチ選択の際に用いられるものであり，全てのブランチにおいて QPSK が選択された場合においては，その中で BER_{th} を満たすブランチの中から選択する．また，全てのブランチが BER_{th} を満たさない場合は，ランダムに選択される．

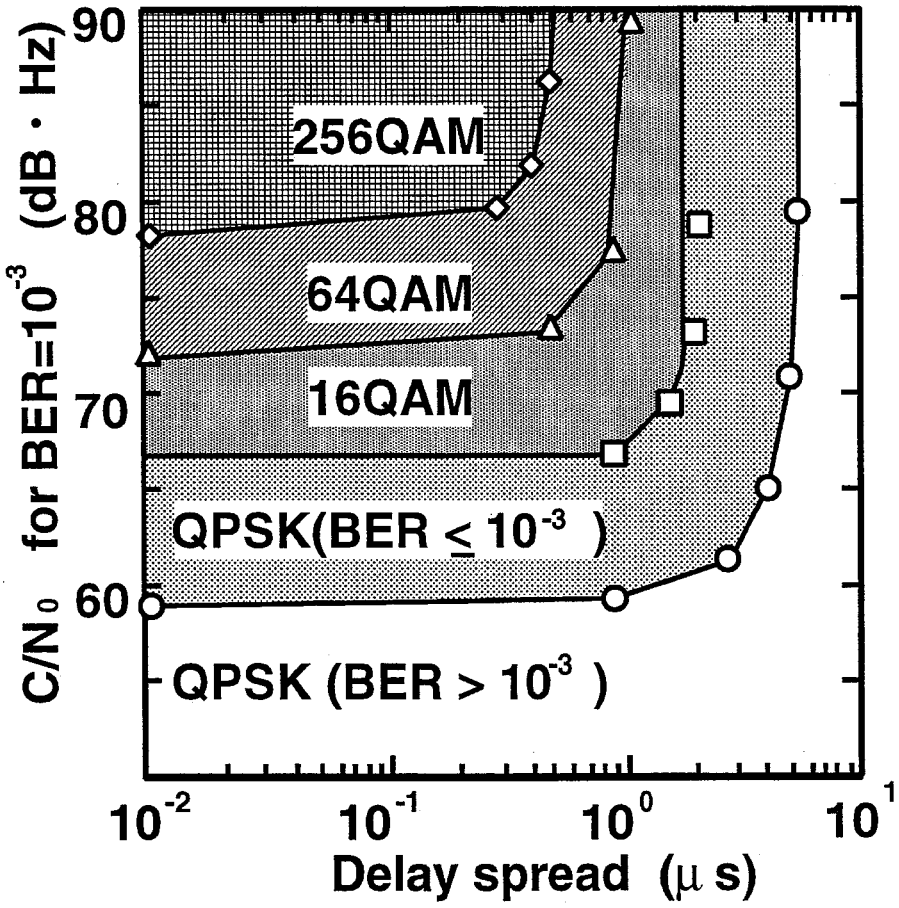

図 4.5: 変調多値数の決定基準

4.3 伝送特性の理論解析

本節では，基地局送受信ダイバーシチを用いた適応変調方式の一様レイリーフェージング下における平均 BER および平均伝送速度を理論的に導出する．

一様レイリーフェージング下において，Mブランチの選択合成ダイバーシチ出力の瞬時C/N_0をx，各ブランチの平均C/N_0をx_{av}とすると，xの確率密度関数$p(x)$は

$$p(x) = \frac{M}{x_{av}} e^{-\frac{x}{x_{av}}} (1 - e^{-\frac{x}{x_{av}}})^{M-1}. \tag{4.1}$$

と表せる [42].

また瞬時C/N_0がaからbの間に落ち込む確率$P(a < x \leq b)$は

$$P(a < x \leq b) = \int_a^b p(x)dx \tag{4.2}$$

となる．従って，本方式の平均ビットレート$\overline{R_b}$は

$$\overline{R_b} = \sum_{i=1}^{4} 2 \cdot i \cdot R_s \cdot \int_{x_i}^{x_{i+1}} p(x)dx \tag{4.3}$$

で与えられる．但し，R_sはシンボルレート，$x_1 = 0$，$x_i (2 \leq i \leq 4)$は2^{2i}QAMがBER_{th}を満たすための最低C/N_0，$x_5 = \infty$である．例えば，R_s =64ksymbols/s，使用変調多値数を4，16，64，256，BER_{th}を10^{-3}とした場合，x_iは，図4.5より，

$$\begin{aligned} &x_1 = 0(-\infty \mathrm{dB \cdot Hz}) \quad x_2 = 3.9 \times 10^6 (65.9) \\ &x_3 = 1.7 \times 10^7 (72.2) \quad x_4 = 6.8 \times 10^7 (78.3) \\ &x_5 = \infty(\infty) \end{aligned} \tag{4.4}$$

である．平均BERを十分長い時間内における伝送ビット数に対する誤りビット数の割合で定義すると平均BER P_bの理論式は以下で表される．

$$P_b(x_{av}) = \frac{\sum_{i=1}^{4} 2 \cdot i \cdot R_s \int_{x_i}^{x_{i+1}} p(x) P_{i\,non}(x) dx}{\sum_{i=1}^{4} 2 \cdot i \cdot R_s \cdot \int_{x_i}^{x_{i+1}} p(x)dx} \tag{4.5}$$

式中の$P_{i\,non}(x)$はパイロットシンボルを用いて同期検波を行う場合の理論的劣化量を考慮した2^{2i}QAMの静特性下におけるBERの理論特性であり，式(3.27)~(3.30)で与えられる．

なお提案方式においては，伝搬路状況の推定が完全であれば，上りおよび下りのBER特性は同一となる．

4.4 計算機シミュレーション結果

本節では，基地局送受信ダイバーシチを用いた適応変調方式の一様レイリーフェージング下および周波数選択性フェージング下での伝送特性の検討を，計算機シミュレーション

により行う．本方式では，基地局において，上り回線受信時の伝搬路状況から，次の下り回線·上り回線の伝搬路状況を推定しており，下り回線タイムスロットにくらべて上り回線タイムスロットは，受信時からの時間差が大きいため，受信時の伝搬路状況との相関がそれだけ小さくなり，伝搬路状況の推定誤差が大きくなる．従って，下り回線と比較して，上り回線の特性が大きく劣化すると考えられるため，上り回線のみの検討を行う．

ここで，送受信機中の BPF に関しては，雑音などによってミキサ等での感度抑圧が発生せず，かつ信号が歪まない程度の帯域と仮定し，後の解析では BPF はないものと仮定する．また，本論文ではフレーム同期は完全であると仮定し，シンボル同期は最尤推定による方法 [39] を用いる．

表 4.1に本シミュレーションで用いた諸定数を示す．

表 4.1: 計算機シミュレーションに用いた諸定数

Modulation method	4, 16, 64, 256QAM
Symbol mapping	Gray coding
Symbol rate	64ksymbol/s
Tx. and Rx. filters	root Nyquist filter ($\alpha = 0.5$)
Number of diversity branches	2

4.4.1 一様レイリーフェージング下での伝送特性

図 4.6に一様レイリーフェージング下における本方式の BER 特性および平均ビットレート特性を示す．但し，BER_{th}は 10^{-3}，最大ドップラー周波数 f_dを 1Hz とした．図には式 (4.3)，(4.5) より求めた理論値および計算機シミュレーションで求めたダイバーシチを用いない場合の特性についても示す．図 4.6より，計算機シミュレーション結果は理論値とほぼ一致していることが分かる．従って，本方式は，変調多値数の推定，伝搬路状況の推定，それに対する変調多値数の選択を含めて，有効に動作していることがわかる．

また図より，ダイバーシチを用いない場合と比較すると，ダイバーシチを用いた場合，BER 特性は大幅に改善されているが，平均ビットレートは，それほど向上していないことがわかる．これは，一様レイリーフェージング下においてダイバーシチを適用する場合，低い C/N_0発生確率を大幅に低減させることが可能な一方で，高い C/N_0の発生確率はそれほど変化しないためであり，適応変調方式では瞬時 C/N_0が低い場合に選択される QPSK の伝送品質が大きく改善される一方で，瞬時 C/N_0 が高い場合に選択される 64QAM や

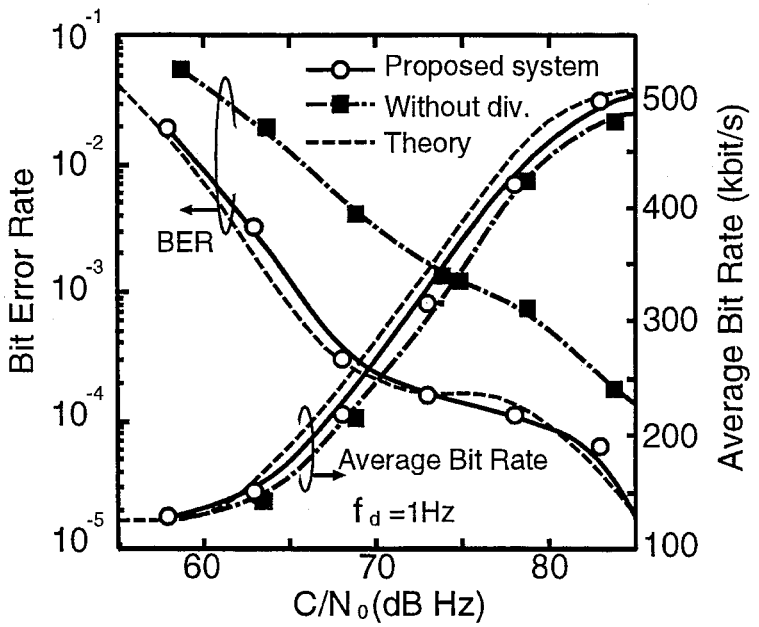

図 4.6: BER·平均ビットレート特性

256QAM の選択確率はダイバーシチなしの時と比べてそれほど高くならず，BER 特性は改善されるが伝送速度はほとんど向上しない．

しかしながら，第3章において述べたように適応変調方式においては，システムに要求される BER 特性の範囲内で，BER_{th}を高く設定することにより，この BER 特性の改善度を平均ビットレートの高速化に振替えることができる．

そこで各 C/N_0に対して，平均 BER が 10^{-3}となるような BER_{th}を用いた場合，どの程度のビットレートを達成できるかを検討する．図 4.7に各 C/N_0に対して BER が 10^{-3}となる BER_{th}を，また図 4.8に，その時の平均ビットレート特性を示す．ただし，f_d =1Hz とした．図 4.7より，ダイバーシチを用いた場合，用いない場合と比較して，より大きな BER_{th}で平均 BER が 10^{-3}を達成できることがわかる．これは，ダイバーシチを用いることにより伝搬路状況が良好となったためである．図 4.8より，ダイバーシチを用いた場合，用いない場合と比較して，特に C/N_0が小さい領域で平均ビットレートが向上していることがわかる．また，同一の平均ビットレートを達成する C/N_0をみると，ダイバーシチを用いた場合，用いない場合と比較して 3–5dB の利得が得られていることが分かる．これは，ダイバーシチを用いると，図 4.7に示されるように，より大きな BER_{th}で同一の平均 BER を達成でき，その結果として，図 4.5に示される変調多値数決定用チャートが全体として右下にシフトし，変調多値数の大きな変調方式が選択される確率が高くなるためである．

以上の結果よりダイバーシチを用いた変調多値数可変適応変調方式は一様レイリーフェー

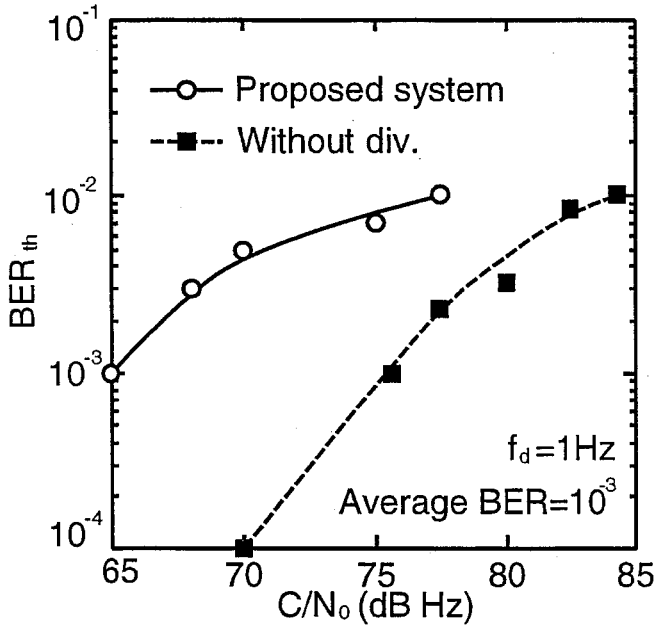

図 4.7: 一様レイリーフェージング下において BER=10^{-3}を達成する BER_{th}

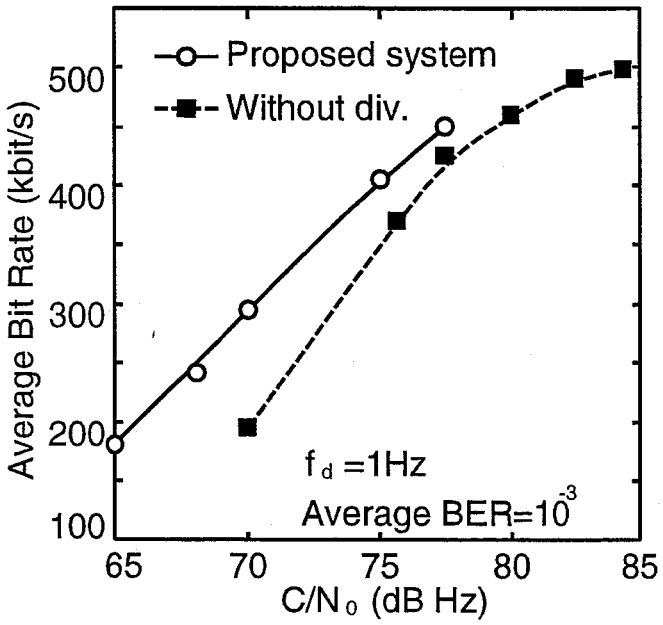

図 4.8: 一様レイリーフェージング下における平均 BER=10^{-3}の場合の平均ビットレート特性

ジング下において，伝送品質の改善，平均ビットレートの向上に効果的であることが明ら

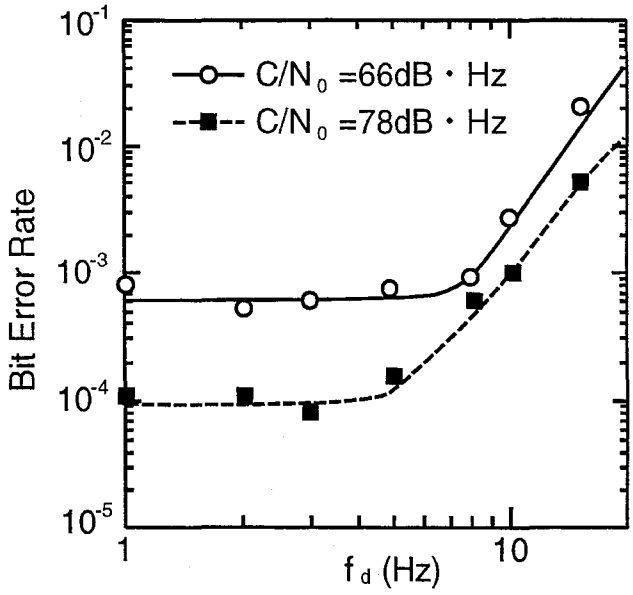

図 4.9: 一様レイリーフェージング下における f_dに対する BER 特性

かとなった.

図 4.9に最大ドップラー周波数 f_dに対する提案方式の BER 特性を示す. $C/N_0 = 66$ dB·Hz の場合, $f_d = 8$Hz 以上になると, また, $C/N_0 = 78$ dB·Hz の場合, $f_d = 6$Hz 以上になると BER 特性が劣化している. これは, 伝搬路状況の変動が急激になり, 伝搬路状況の推定誤差が大きくなり, 不適当な変調多値数·ダイバーシチブランチを選択する確率が高くなったためである. また, 平均 BER を 10^{-3}以下とするには, $C/N_0 = 66$ dB·Hz の場合, $f_d = 9$Hz, $C/N_0 = 78$ dB·Hz の場合, $f_d = 10$Hz 以下であればよく, 提案方式は, 歩行者等低速の移動体ならば十分適用可能であることがわかる.

4.4.2 周波数選択性フェージング下での伝送特性

図 4.10に 2 波レイリーフェージングをモデルとする周波数選択性フェージング下における, 基地局送受信ダイバーシチを用いた適応変調方式の軽減困難誤り率特性および平均ビットレート特性を示す. 但し, $\mathrm{BER}_{th} = 10^{-3}$, f_d=1Hz である. 横軸は遅延広がりτ_{rms}を 1 シンボル長$T_s(= 1/R_s)$ で規格化したものを示す. 図には同時にダイバーシチを用いない場合の特性および, ブランチ選択を信号電力のみで行った従来型のダイバーシチを適応変調方式に適用した場合の特性をも示す.

図 4.10より, 信号電力のみに基づいてブランチを選択する従来型ダイバーシチの場合, τ_{rms}/T_sが 10^{-1}以下の領域では, ダイバーシチを用いない場合よりも BER 特性が劣化して

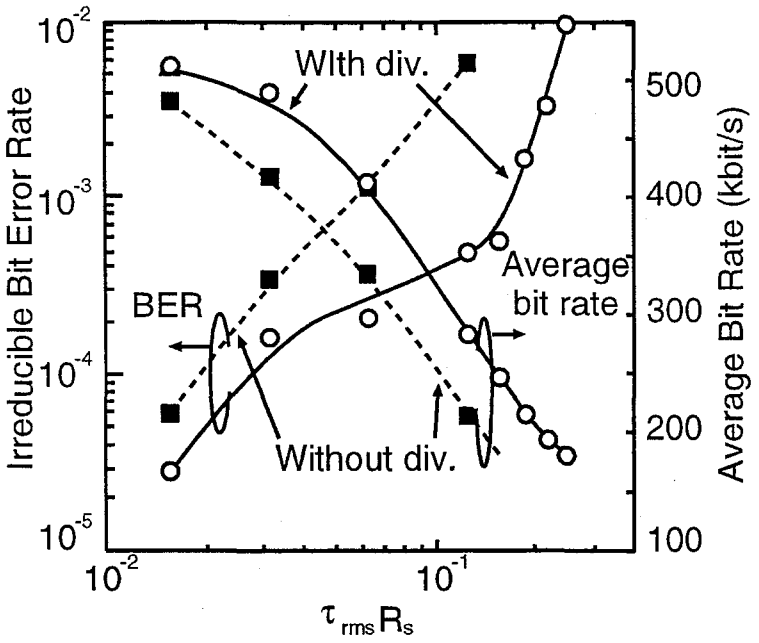

図 4.10: τ_{rms}/T_sに対する軽減困難誤り率特性

いる．これは従来型のダイバーシチの場合，ブランチ選択を受信電力のみに基づいて選択しており，遅延波の影響を無視し，不適当なブランチを選択してしまうためである．

これに対して，提案方式の場合，図 4.10より，同一のτ_{rms}/T_sに対して，ダイバーシチを用いない場合と比較して，BER 特性で最大 1 桁程度，平均伝送速度で 20~50%改善されていることがわかる．これは提案方式では，受信電力だけでなく遅延広がりの影響をも考慮にいれてブランチ選択を行なっているため，遅延波の大小に関わらず最適なダイバーシチブランチを選択するためである．

また，軽減困難 BER=10^{-3}を満たすτ_{rms}/T_sはダイバーシチを用いない場合は 0.06 であるのに対して，提案方式の場合，0.17 となっている．また，その時の平均ビットレートはダイバーシチを用いない場合は 330 kbit/s であり．ダイバーシチを用いる場合は 250 kbit/s である．このことから，R_sが一定という条件下において，提案方式を用いることににより，平均ビットレートを 25%だけ低くすることにより，軽減困難 BER= 10^{-3}を達成するための遅延広がりを約 2.8 倍まで拡大できることが分かる．

つぎに，基地局における送受信ダイバーシチを用いることにより，どの程度の広帯域·高ビットレート伝送が実現できるかを検討するため，図 4.11に周波数選択性フェージング下における軽減困難誤り率特性をしめす．ただし，横軸はτ_{rms}を平均ビットレート$\overline{R_b}$で規格化したものを示す．所要の伝送品質を達成する$\tau_{rms}\overline{R_b}$が大きければ，ある一定のτ_{rms}に対

して，大きな$\overline{R_b}$が達成でき，広帯域，高ビットレートの伝送が実現できることを意味する．軽減困難 BER=10^{-3}の場合を考えると，ダイバーシチを用いない場合と比較すると，ダイバーシチを用いた場合，許容できる$\tau_{rms}\overline{R_b}$は約2倍となる，これは，ダイバーシチを用いた場合，用いない場合と比較すると，約2倍の広帯域，高ビットレート伝送を達成できることを意味する．例えば$\tau_{rms} = 5\mu sec$の場合，軽減困難 BER=10^{-3}を達成するには，ダイバーシチなしの場合ビットレートで62.0kbit/s 以下にする必要があるのに対して，ダイバーシチありの場合は122kbit/s が実現できる事を意味する．以上の結果より，基地局における送受信ダイバーシチを用いた変調多値数可変適応変調方式は，周波数選択性フェージング下における耐遅延波特性の向上に有効であることがわかった．

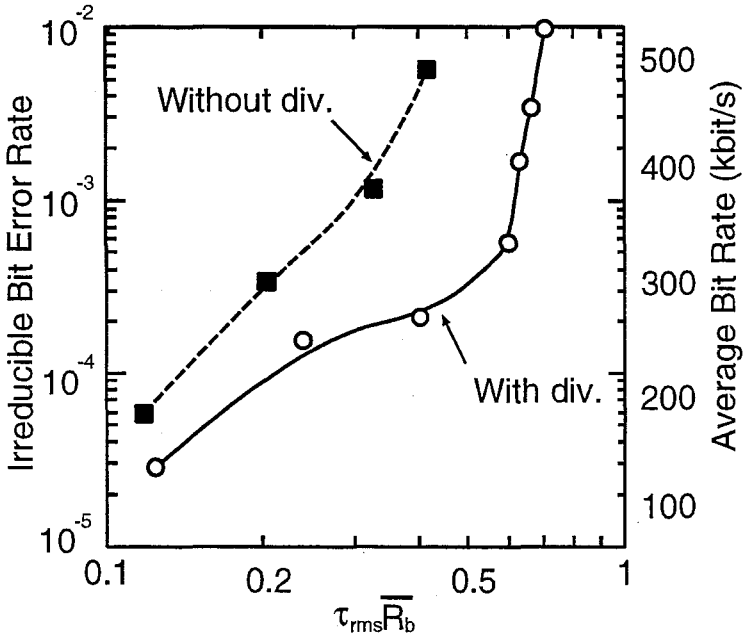

図 4.11: $\tau_{rms}\overline{R_b}$に対する軽減困難誤り率特性

4.5 結言

本章では，陸上移動通信において特に周波数選択性フェージング環境下において高速伝送を実現するための方式として基地局送受信ダイバーシチを用いた変調多値数可変適応変調方式を提案し，さらに周波数選択性フェージング環境下においても適切なブランチを選択するブランチ選択法を提案した．その結果提案方式はダイバーシチを用いることにより，一様レイリーフェージング環境下において BER 特性·伝送速度の向上が可能であること，お

よび，周波数選択性フェージング環境下において，高速伝送を実現できることを明らかにした．さらに提案するダイバーシチブランチ選択法は受信信号電力のみに基づく方法と比較して特性の改善が可能であることが明らかとなった．

第5章

判定帰還型等化器を用いた適応変調方式

5.1 序言

本章では遅延時間の大きな遅延波が存在する周波数選択性フェージング下において伝送特性の改善を比較的少ない演算量で実現できるタップ間隔可変型判定帰還型等化器を提案する．提案方式では，電力の大きな遅延波のみを除去するため，残留遅延波による影響が現れるが，これを許容しながら高速伝送を行なうために，残留遅延波による影響の大小により変調多値数を可変とする方式を採用する．本章では，まず判定帰還型等化器の原理について述べた後，提案型等化器の概念および構成について述べる．そののち，変調多値数決定の基準を明確にし，計算機シミュレーションにより，提案方式の有効性を確認する．

5.2 システムモデル

5.2.1 両方向判定帰還型等化器の原理

図5.1に判定帰還型等化器の構成を示す．判定帰還型等化器は等化フィルタ部，データ判定部，タップ利得更新部から構成される．図5.1に示される等化フィルタ部のうちタップ利得が $F_i(t)(i=0,1,2\cdots)$ で表されるタップは，$F_0(t)$ で表されるセンタータップからみて，現在または未来のデータを合成するためのタップであり，フィードフォワードタップ (FF) タップと呼ばれる．一方 $B_i(i=1,2\cdots)$ で表されるタップはセンタータップからみて過去のデータを合成するためのタップであり，フィードバック (FB) タップと呼ばれる．ここで，FB タップには通常はデータの判定値が入力されるが，等化器の初期設定においてはタップ利得の収束の高速化するため，バースト中に既知のトレーニング系列を挿入する．この場

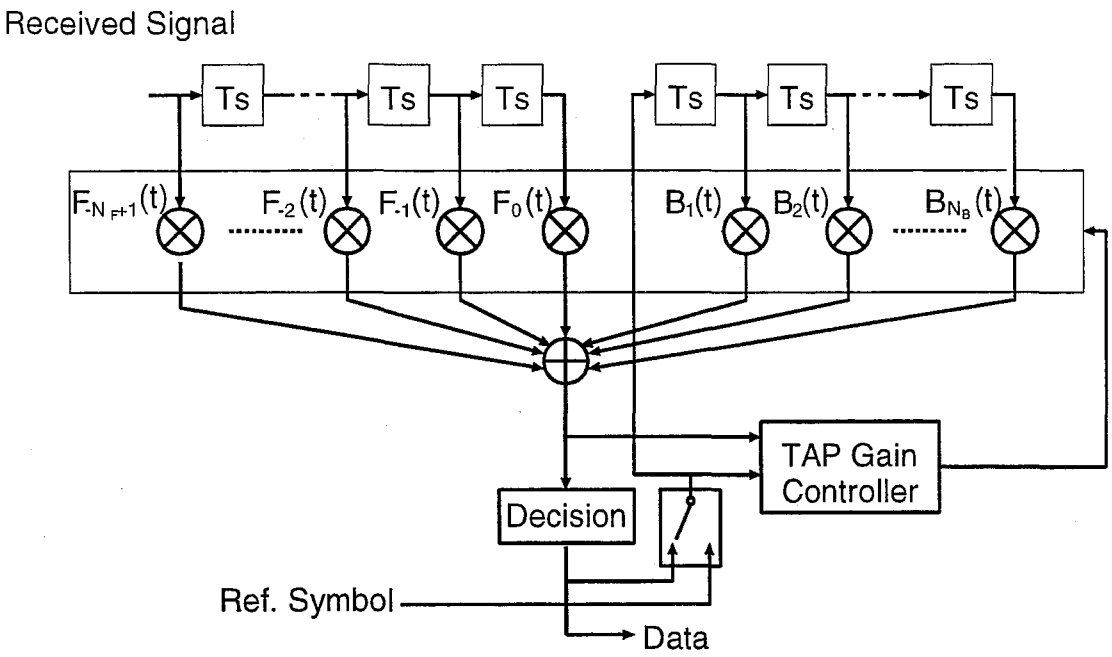

図 5.1: 判定帰還型等化器の構成

合，FB タップにはこの既知の信号が参照信号として入力される．

ここで，タップに入力される入力信号ベクトル $\boldsymbol{y}(t)$ を，

$$\begin{aligned}\boldsymbol{y}(t) &= (y(t+(N_F-1)T_s),\ y(t+(N_F-2)T_s),\ \cdots,\\ &\quad y(t),\ \hat{a}(t-T_s),\ \hat{a}(t-2T_s),\ \cdots,\ \hat{a}(t-N_BT_s))^T \end{aligned} \tag{5.1}$$

およびタップ利得ベクトル $\boldsymbol{c}(t)$ を，

$$\begin{aligned}\boldsymbol{c}(t) &= (F_{-N_F+1}(t),\ F_{-N_F+2}(t),\ \cdots,\\ &\quad F_0(t),\ B_1(t),\ B_2(t),\ \cdots,\ B_{N_B}(t))^T \end{aligned} \tag{5.2}$$

とすると，等化器出力 $z(t)$ は

$$z(t) = \boldsymbol{c}^T(t)\boldsymbol{y}(t) \tag{5.3}$$

と表される．ただし，時刻 t における受信信号を $y(t)$，$z(t)$ から推定される判定値 (トレーニング系列を用いる場合は参照信号) を $\hat{a}_t$，$\boldsymbol{y}$の転置ベクトルを $\boldsymbol{y}^T$ で表す

タップ利得制御部では，次式で表される $\hat{a}_t$ と $z(t)$ の誤差 $e(t)$ を測定し，

$$e(t) = \hat{a}(t) - z(t) \tag{5.4}$$

$e(t)$ の 2 乗平均誤差 $E[|e(t)|^2]$ が最小となるように $\boldsymbol{c}(t)$ を制御する．

ここで，タップ利得の初期引き込みの速度の高速化が重要となってくるが，このためには，前述のように送信バースト中にあらかじめ既知のトレーニング系列を挿入し，これを用いてタップ利得の引き込みを行なうのが有効である．

この初期引き込みのためのアルゴリズムとしては，伝搬路特性への追従性のため，以下に示す忘却係数を導入したカルマンアルゴリズム [29] が用いられる．

時刻 $t = nT_s$ における $z(t), \hat{a}(t)$, $\boldsymbol{y}(t)$, $\boldsymbol{c}(t)$ をそれぞれ $z_n, e_n\hat{a}_n$, $\boldsymbol{y}_n$, $\boldsymbol{c}_n$，とすると，等化出力 z_n, 推定誤差 e_nは，

$$z_n = \boldsymbol{c}_{n-1}^T \boldsymbol{y}_n \tag{5.5}$$

$$e_n = \hat{a}_n - z_n \tag{5.6}$$

となる，カルマンアルゴリズムはこれらを用い，以下の式によりタップ利得の更新を行なう．

$$\boldsymbol{k}_n = \boldsymbol{P}_{n-1}\boldsymbol{y}_n(\boldsymbol{y}_n^*\boldsymbol{P}_{n-1}\boldsymbol{y}_n + \lambda\nu)^{-1} \tag{5.7}$$

$$\boldsymbol{P}_n = (\boldsymbol{P}_{n-1} - \boldsymbol{k}_n\boldsymbol{y}_n^*\boldsymbol{P}_{n-1})\lambda^{-1} \tag{5.8}$$

$$\boldsymbol{c}_n = \boldsymbol{c}_{n-1} + e_n\boldsymbol{k}_n \tag{5.9}$$

ここで，$\boldsymbol{y}_n^*$は $\boldsymbol{y}_n$の転置共役を，$\boldsymbol{k}_n$ はカルマン利得を，$\boldsymbol{P}_n$は $\boldsymbol{c}_n$ の誤差共分散行列，νは e_nの分散を表し，λは忘却係数である．

判定帰還型等化器の動作原理をタップ利得が理想的に制御された場合について示したものが図 5.2である．まず図 5.2(a) に示すように直接波が遅延波より大きい場合 (最小位相条件) の動作の原理について述べる．ここでは簡単のため，以下のような 2 波モデルを考える．

$$h(t) = \delta(t) + \frac{1}{2}\delta(t - T_s) \tag{5.10}$$

このような場合，判定帰還型等化器は FB タップにより，遅延波のレプリカ $B_1(t)\hat{a}(t)$ を生成し，それを $F_0(t)y(t)$ から除去することにより，直接波のみをとりだしている．一般的に，最小位相条件において n シンボル遅延の遅延波が存在する場合，判定帰還型等化器はタップ利得が B_nで表されるタップにより遅延波のレプリカを生成し，遅延波を除去，直接波をとりだす．

次に，遅延波の方が直接波よりも大きい場合 (非最小位相条件) の動作原理を同図 (b) に示す．ここでは伝搬路モデルとして次式のものを考える

$$h(t) = \frac{1}{2}\delta(t) + \delta(t - T_s) \tag{5.11}$$

この場合，判定帰還型等化器は F_{-1}タップの入力により $y(t + T_s)$ の遅延波成分のみを抽出し，F_{-2}タップの入力により $y(t + T_s)$ の直接波成分を除去する．この時，$t = -2T_s$の位置に新たな歪み成分が発生するが，これは F_{-3} タップの入力により打ち消される．同時に

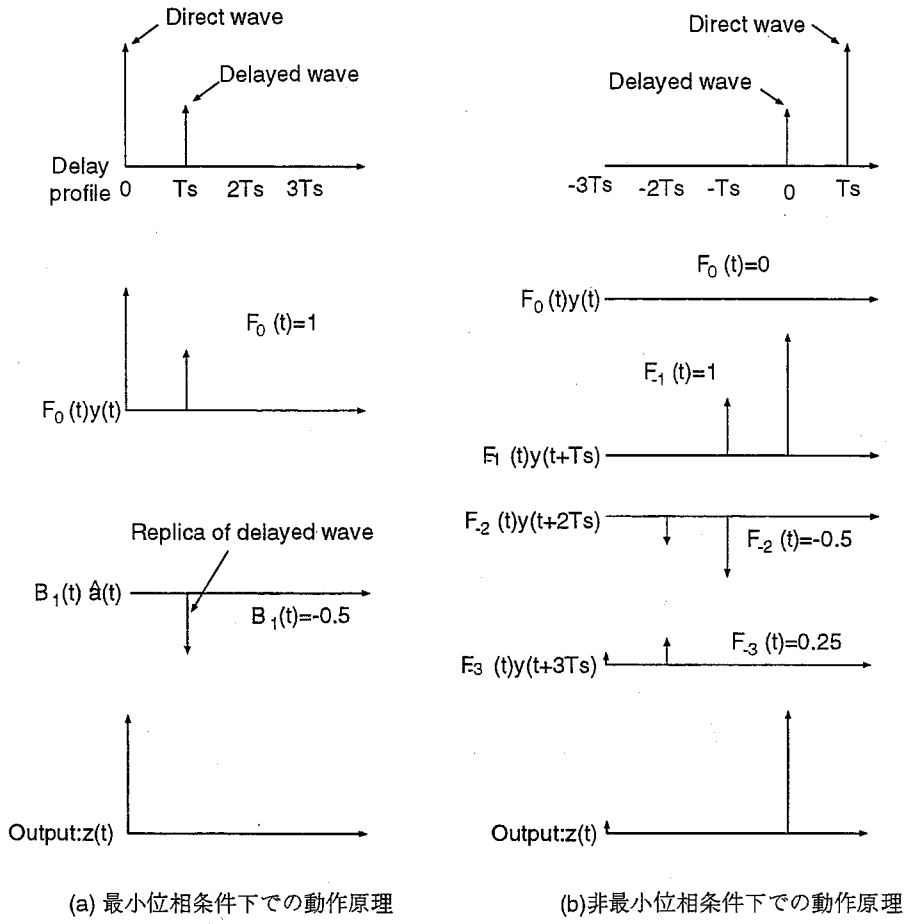

図 5.2: 判定帰還型等化器の動作原理

$t=-3T_s$のところに歪み成分が発生するが，これは先のものより小さくなっており，フィードフォワードタップ数を増やすことにより順次打ち消していき，歪み成分を十分小さくすることが可能である．一般的に，非最小位相条件において n シンボル遅延の遅延波が存在する場合，判定帰還型等化器はタップ利得が $F_{-in}(i=1,2\cdots)$ で表されるタップにより遅延波のみを抽出する．

ただし，残留遅延波を十分小さく抑えるためには，直接波と遅延波の電力差が小さくなるほど多くの FF タップが必要であり，タップ数が多くなるとタップ利得の収束が遅くなる，計算量の増加等の問題点が生じるため，等化したい遅延波の遅延時間，伝搬路環境によって適切な値に決定する必要がある．

次に，判定帰還型等化器を用いる際に必要となるタップ数および計算量について述べる．陸上移動通信においては，先に述べた最小位相条件と非最小位相条件が等確率で現れるので双方の条件いずれにおいても良好な特性を得られるようにする必要がある．

最小位相条件においてはFBタップにより遅延波のレプリカを作り，受信信号から除去することにより遅延波の影響を抑圧している，従って，補償する遅延波の最大遅延時間がMシンボル時間長 (MT_s) であるとき，必要なFBタップの数はMとなる．また，非最小位相条件の下ではFFタップにより直接波を抑圧するため，最低$M+1$個のFFタップが必要となる．従って，最大遅延時間がMT_sの遅延波を補償するためには，FFタップおよびFBタップあわせて$2M+1$こ必要となる．ただし，この場合遅延時間が大きくなるほど非最小位相条件下においては，直接波が十分に抑圧できなくなるため，特性が劣化してしまう．

また，判定帰還型等化器を用いる際に必要となる演算量はタップ更新アルゴリズムとしてRLS(Recursive Least Square) アルゴリズムを用いる場合，1シンボルあたり次式で与えられる．

$$C(N_{tap}) = 7N_{tap}^2 + 12N_{tap} \tag{5.12}$$

$$N_{tap} = N_F + N_B \tag{5.13}$$

上式からわかるように，計算量は全タップ数つまり補償すべき遅延波の最大遅延時間の2乗に比例して増加していくため，遅延時間の大きな遅延波を補償する場合，計算量の増加やハードウェア規模の増大を招き，大きな問題点となる．そこで，以下では判定帰還型等化器の演算量を低減する方式として，両方向等化について述べる．

両方向等化を行なう場合，1バースト中にトレーニングシケーンスとしてプリアンブルおよびポストアンブルを持ち，受信信号を時系列にそって等化を行なう前方等化と，受信信号を時系列とは逆順に行なっていく後方等化を行なう．

前方等化においては，プリアンブルによりタップ利得の初期引き込みを行ない，次にデータ部の等化を行なう．それと同時にデータ部の等化出力と判定値の差 ($e_F(k)$) を求め，その絶対値の2乗の累積値，

$$E_F = \sum_{k=1}^{N_d} |e_F(k)|^2 \tag{5.14}$$

を求める．

次に後方等化においてはポストアンブルにより初期引き込みを行ない，データ部の等化を行なう，同時に前方等化と同様に等化出力と判定値の差 ($e_B(k)$) の絶対値の2乗を求め，その累積値，

$$E_B = \sum_{k=1}^{N_d} |e_B(k)|^2 \tag{5.15}$$

を求める．

その後に，E_FとE_Bを比較し，値の小さい等化方向を信頼できると仮定し，選択された等化方向の判定値を採用する．

両方向等化を行なうと，前方等化においては非最小位相条件であったものが，後方等化の際には最小位相条件となる場合があり，前方等化のみを行なう場合と比較して，伝送特性の向上が期待できる．ただし，後方等化を行なう場合，FB タップにより直接波をキャンセルし，遅延波のみを抽出するように動作させるように動作させる必要があるため，参照信号を遅延波に同期させる必要が生じるが，一般的に遅延波の遅延時間は未知である．

この問題に対する1つの方法は，後方等化において参照信号のタイミングを，想定する最大遅延時間に設定することである．この場合，参照信号タイミングと実際の遅延波の遅延時間との間に差ができてしまうが，これは FF タップを，その差を吸収する分だけ用意することにより，補償できる．

また別の方法としては，プリアンブル・ポストアンブル部は既知の信号系列であるため，これらを用いて1バーストにわたる平均の遅延プロファイルをもとめることが可能である．そこで，これらにより，遅延波の遅延時間をもとめ，バースト毎に後方等化における参照信号タイミングを変化させる方式が考えられる．参照タイミングを固定的に遅延させる方法と比較して，この方法の利点は，参照信号タイミングと実際の遅延波の遅延時間の差を吸収するための FF タップが不要となるので，FF タップ数を少なくすることである．このため，本方式を用いることにより，演算量を大幅に削減することが可能となる．この方式を用いることにより，例えば，FF タップは2でも最大遅延時間 $6T_s$ の遅延波を補償することが可能となる．図 5.3に遅延時間推定機能を用いた両方向判定帰還型等化器の構成をしめす．

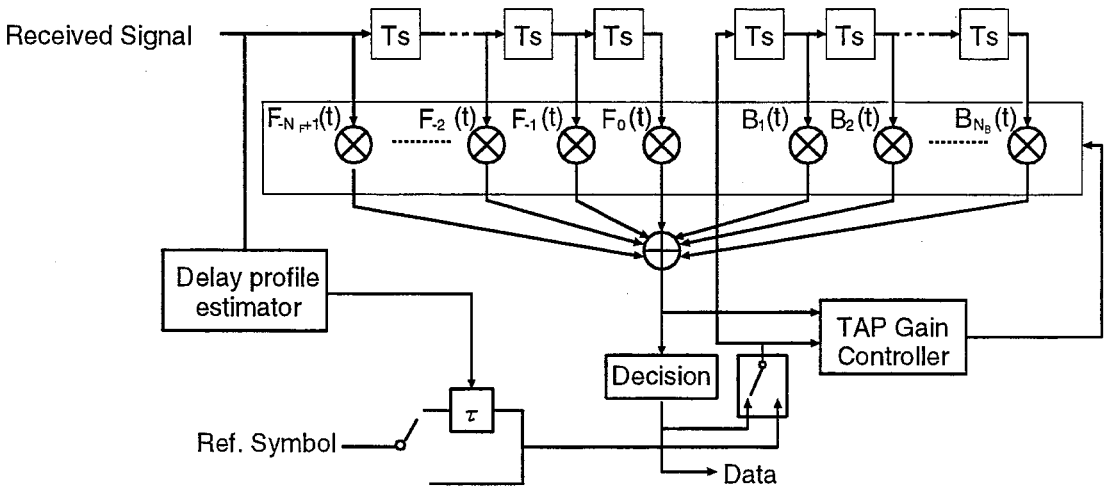

図 5.3: 遅延時間推定機能を用いた両方高判定帰還型等化器の構成

5.2.2 タップ間隔可変型両方向判定帰還型等化器を用いた適応変調方式

両方向判定帰還型等化器を用いることにより，FF タップの数を大幅に削減しながら良好な等化特性を得ることが可能であることを述べた．一方，FB タップの数は，最大遅延時間が MT_sの場合最低 M個必要であり，最大遅延時間が長くなれば，やはり多くの FB タップが必要となり，演算量の増加を招いてしまう．ここで 5.2.1節で述べたように，最小位相条件下における判定帰還型等化器の動作は，遅延波の遅延時間が nT_sである場合，B_nの FB タップにより遅延波を除去している．このことは言い替えると，nT_sのところにのみ遅延波がある場合，B_n のタップのみ存在すれば遅延波を除去することが可能であることを意味していいる．このことから，伝搬路の遅延プロファイル $h(\tau)$ が

$$h(\tau) = h_0\delta(\tau) + h_1\delta(\tau - n_1T_s) + h_2\delta(\tau - n_2T_s) + \cdots \tag{5.16}$$

で表されるように，遅延時間 $n_1T_s, n_2T_s \cdots$の遅延波が存在する場合，$B_{n1}, B_{n2}, \cdots$のタップがあれば，遅延波の除去が可能である

そこで，従来の判定帰還型等化器のように，対象とする最大遅延時間までの全てのシンボルについて FB タップで等化を行なうのではなく，遅延波が存在するところのみ等化を行なう方式を提案し，その構成を図 5.4に示す．

提案方式は判定帰還型等化器とほぼ同一の構成となっているが，FB 部のタップ間隔が T_sのように固定ではなく，$T_1, T_2, \cdots T_i, \cdots T_{N_B}$と可変となっている．このタップ間隔の決

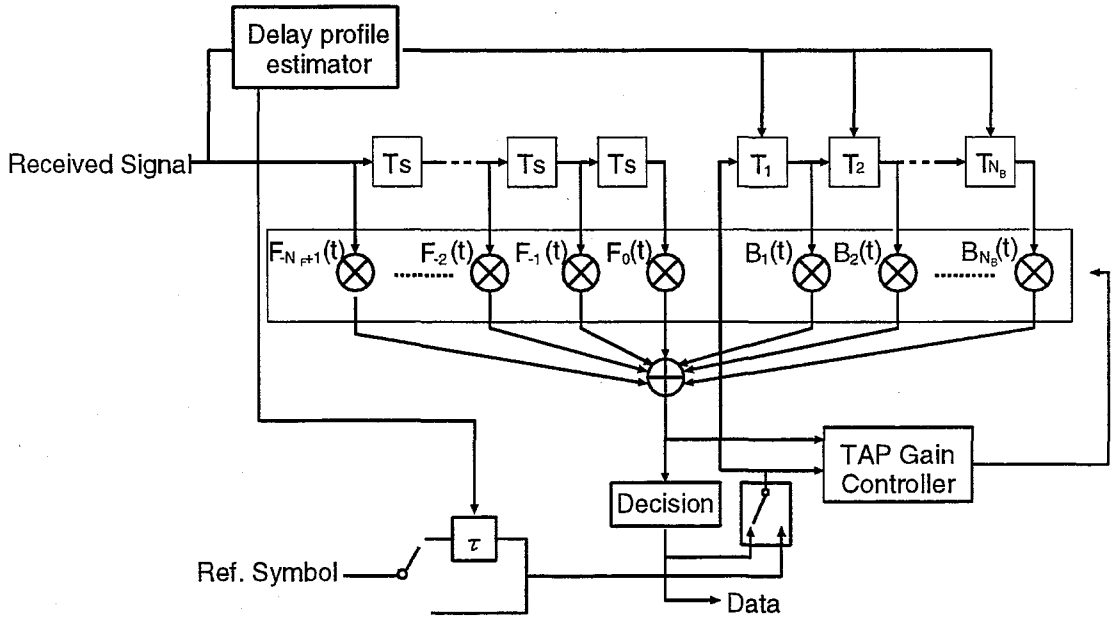

図 5.4: タップ間隔可変判定帰還型等化器の構成

定は以下のようにして決定される．

提案方式では，適応フィルタや相関法により遅延プロファイルを測定することが前提となっており，その遅延プロファイルを次式で表す．

$$h(\tau) = \sum_{k=0}^{N_B} h_k \delta(\tau - n_k T_s) \tag{5.17}$$

ただし，$n_0 = 0, n_i < n_j (i < j)$ である．測定された遅延プロファイルに対して，FB タップの間隔 T_iを

$$T_i = (n_i - n_{i-1}) T_s \tag{5.18}$$

とすることにより，遅延波を除去する必要のあるタップのみからなる構成を実現する．この方式の利点は，到来している遅延波の数だけ FB タップを用意してやればよく，演算量の大幅な削減が可能であること，および，遅延波の数が同一であれば演算量は同一であり，遅延波の遅延時間が大きくなっても，演算量の増大が起こらないことである．

しかしながら実際の伝搬路においては，遅延波が何波到来しているか不明であるため，推定した遅延プロファイルのうち，電力の大きいもの N_B個を選択し，上記の動作を行なう．ここで，一般の陸上移動伝搬路では，最大遅延時間までの全ての時間に大きな電力を有する遅延波が存在することは非常に稀であり，そのような大きな電力を持った遅延波はクラスタ状に数波到来するだけであるので，N_Bの数を 4 ～ 6 程度とれば十分であると考えられる．ただし，この場合は電力の小さな遅延波成分は除去できず，等化特性が劣化してしまうという可能性がある．そこで，この残留遅延波の影響が大きく等化器の等化特性の劣化が予想される場合は QPSK を，残留遅延波が小さく等化器の等化特性が良好な場合には 16QAM を用いる変調多値数可変適応変調方式を適用することにより，この問題を回避する．

5.2.3 送受信機構成

図 5.5に本方式で用いるフレーム構成をしめす．本提案方式は TDMA/FDD (Time Division Multiple Access/Frequency Division Duplex) 方式を用い，上り回線・下り回線で異なる周波数を用いる．1 フレームは 4 個のタイムスロットに分割され，それぞれのスロットは異なるチャネルに割り当てられる．また，1 タイムスロットはプリアンブル (R_1)，データ部 (D)，ポストアンブル部 (R_2) から構成されている．プリアンブルおよびポストアンブルは等化器の初期引き込みのために用いられるトレーニング系列であり既知の信号系列で構成されている．また，瞬時の伝搬路状況におうじて変調多値数が変化するのはデータ部のみでありプリアンブルおよびポストアンブル部は変調方式として QPSK を固定的に用いるものとする．

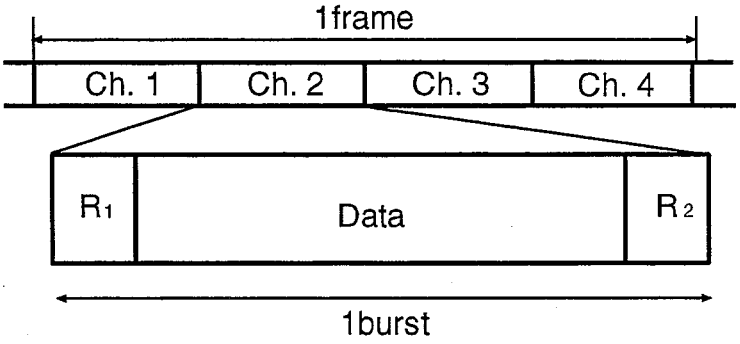

図 5.5: フレーム構成

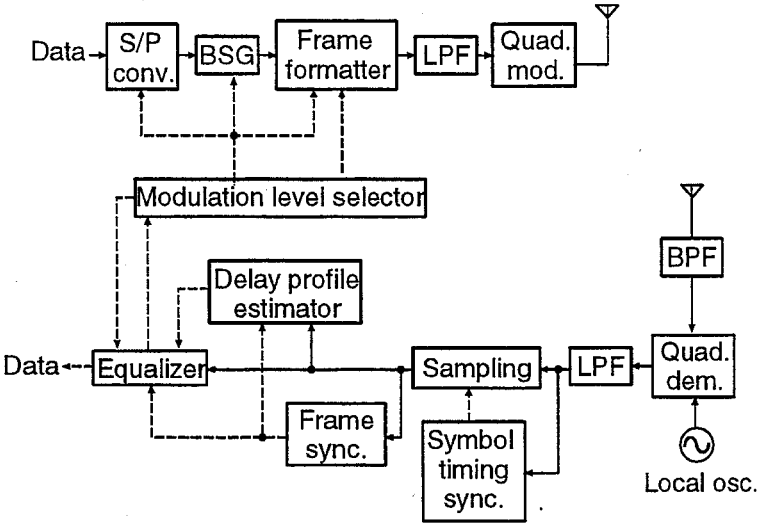

図 5.6: 送受信機構成

図 5.6に送受信機構成を示す．実線は信号の流れを，点線は制御信号やタイミング信号の流れを表す．送信側において，送信データを S/P 変換器によりパラレルデータに変換し，ベースバンド信号発生部 (BSG) において，あらかじめ変調多値数設定部 (Modulation level selector) で選択された変調多値数の QAM ベースバンド信号を生成する．また生成されたベースバンド信号はフレーム構成部 (Frame formatter) において時間軸上で圧縮をし，図 5.5に示される TDMA バーストを構成する．送信信号は，低域通過型フィルタ (LPF) により帯域制限を行った後，直交変調を行い，割り当てられたタイムスロットにおいて送信を行う．

受信側では，受信信号を帯域通過型フィルタ (BPF) に通した後に，準同期検波を行う．次に，LPF により受信信号の帯域外の雑音や干渉成分を除去した後に，この受信信号を用

いて，シンボル同期およびフレーム同期を行う．その後，遅延プロファイル推定部 (Delay profile estimator) において，プリアンブルおよびポストアンブル部を用いてカルマンアルゴリズムによる伝搬路状況の推定を行なう [28]．そして，この推定された伝搬路状況をもとに等化器において等化を行ない，データの判定を行なう．なお，本論文では，移動局の移動速度を人が歩く速さ程度を想定しており，1バースト中での伝搬路の変動はごくわずかであると考えられるため，プリアンブルまたはポストアンブルにおいて初期化されたタップ利得を保持してデータ部の等化を行なう．同時にこの等化器の出力を元に次のスロットにおける変調多値数の決定を行なう．

5.2.4 変調多値数決定の原理

本節では，提案方式を用いる際に重要となる変調多値数の選択基準について述べる．

提案するタップ間隔可変型判定帰還型等化器では，電力の大きな遅延波のみを補償するため，電力の小さな遅延波は残留遅延波として残り伝送特性を劣化させてしまうと考えられる．そこで，この遅延波の影響が大きい場合には QPSK を，遅延波の影響が小さい場合には 16QAM を用いることによりこの影響を緩和する．

そこで，この影響の大小をはかる基準として S/D(Signal to Distortion) を用いる．

プリアンブル (後方等化においてはポストアンブル) を用いてタップ利得を初期引き込み

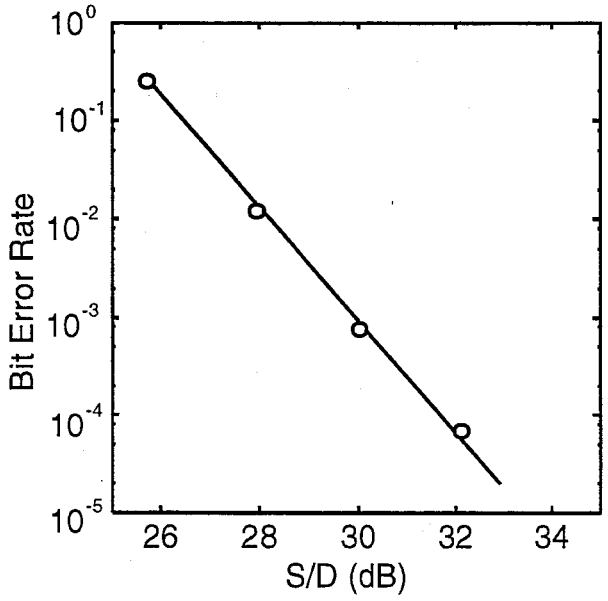

図 5.7: S/D に対する BER 特性

した後，そのタップ利得を保持した状態で再びプリアンブルを等化する．その時の $n = T_s$ における等化出力を $z(n)$，参照信号を$\hat{a}(n)$ として，以下の式に従いこれらの誤差の絶対値の 2 乗の累積値を求め，それを歪み電力 Dとする．

$$D = \sum_{i=1}^{N_{PRA}} |\hat{a}(n) - z(n)|^2 \tag{5.19}$$

次に信号電力 Sを参照信号$\hat{a}(n)$ を用いて次式により求める．

$$S = \sum_{i=1}^{N_{PRA}} |\hat{a}(n)|^2 \tag{5.20}$$

これらの式により S/D比を求める．

このようにして求めた変調方式として 16QAM を用いた場合，S/D比に対する BER 特性を示したものが図 5.7である．この図より S/D比が 30dB 以上であれば BER が 10^{-3}を達成できることがわかる．従って，上式により求めた S/D比が 30dB 以上であれば次スロットにおいて 16QAM を用い，30dB 未満であれば QPSK を用いる．

5.3 計算機シミュレーション結果

本節では，提案方式を用いた場合の伝送特性を計算機シミュレーションを用いて検討を行なう．本節で用いる伝搬路モデルとしては直接波の他に直接波と等電力を持ち，遅延時間がτである遅延波が存在する 2 波モデルを用いる．この時，直接波･遅延波それぞれはレイリーフェージングをうけているものとすし，想定する遅延波の最大遅延時間を $10T_s$とする．

ここで，送受信機中の BPF は雑音などによってミキサ等での感度抑圧が発生せず，かつ信号が歪まない程度の帯域と仮定し，本論文においては，BPF はないものと仮定する [5]．また，本論文では，フレーム同期は完全であると仮定し，最尤推定を用いた方式によりシンボル同期を行う [39]．

計算機シミュレーションに用いた諸定数を表 5.1に示す．

5.3.1 プリアンブル･ポストアンブル長の最適値

提案方式では遅延プロファイルを測定するために，プリアンブルおよびポストアンブルを用いるここで，これらの長さを大きくすると遅延プロファイルの測定精度は向上するが，フレーム効率の点からみると，この長さは短い方が望ましい．そこで，これらの長さの最適値を求める．

図 5.8にプリアンブル (ポストアンブル) の長さに対する BER 特性を示す．ただし，遅延波の遅延時間τは T_sとする．同図より，プリアンブルの長さが 30 未満の場合，BER 特性

表 5.1: 計算機シミュレーションに用いた諸定数

Symbol mapping	Gray coding
Symbol rate	10Msymbol/s
Tx. and Rx. filters	root Nyquist filter ($\alpha = 0.5$)
Number of Data symbols	300
Number of FF tap	4
Number of FB tap	6
Maximum Doppler frequency	$f_d = 1$Hz
λ	0.95

が劣化している．これは，遅延プロファイルの測定精度が劣化し，提案等化器が正しく動作しないためと考えられる．これに対して，30 以上の場合 BER 特性はほぼ一定となっている．このことから，プリアンブル長の最適値は 30 であると考えられ，以下ではプリアンブル長として 30 を用いる．

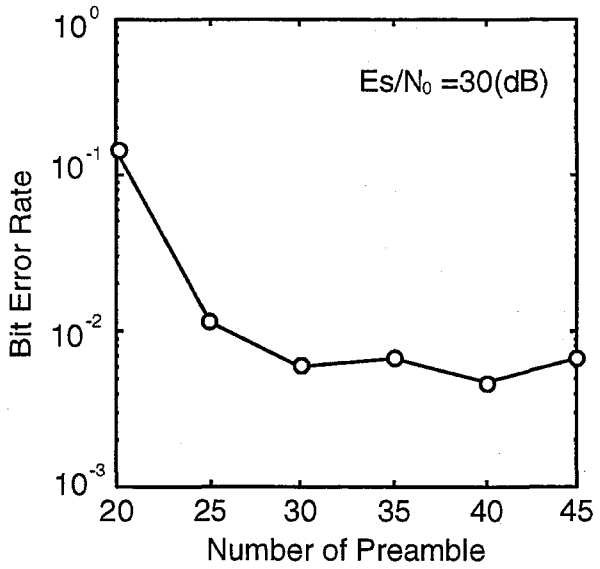

図 5.8: プリアンブル (ポストアンブル) 長に対する BER 特性

5.3.2 周波数選択性フェージング環境下での特性

図 5.9に提案方式を用いた場合の E_s/N_0に対する BER 特性を，図 5.10に平均ビットレート特性を示す．ただし，遅延波の遅延時間を $T_s, 3T_s, 5T_s$とした．また同図には QPSK の特性をも示している．ただし，QPSK の場合，FB タップのタップ間隔は T_sに固定されており，また FF タップの数は 10，FB タップの数を 10 としている．

BER 特性についてみてみると，提案方式は E_s/N_0が 30dB 以下の場合，いずれの遅延時間においても，QPSK とほぼ同じ特性となっていることがわかるまた，提案方式は BER が約 10^{-3}あたりでやや劣化しているが，これは提案方式の変調多値数決定の基準を 10^{-3}としているためであり，図 5.10をみると，提案方式を用いることにより伝送速度の大幅な改善が得らていることがわかる．これは E_s/N_0が高くなればなるほど改善度は高く，QPSK と比較して最大 1.8 倍程度となっている．これは伝搬路状況が良好な場合には提案方式は BER 特性を向上させるのではなく，平均伝送速度を向上するように動作しているためである．

また，図 5.11に遅延波の遅延時間に対する BER 特性を示す．ただし，伝搬路モデルとして直接波と直接波と等電力の遅延波からなり，それぞれがレイリーフェージングを受ける 2 波モデルを考え，E_s/N_0は 25dB とした．同図より，提案方式と QPSK はいずれの遅延時間においても，ほぼ同一の BER 特性を示していることがわかる．遅延波の遅延時間が $4T_s$の時に最も良好な BER 特性を示しているが，これは判定帰還型等化器の FF タップが前方等化および後方等化において最も有効に動作しているためである．また，いずれの方式においても，遅延時間が大きくなるほど BER 特性は劣化しているが，これは FF タップを 4 または 10 しか用意していないため，FF タップによる遅延波の抑圧が十分な効果を得られないためである．ただし，等化に要する演算量は，QPSK の場合タップ数が合計 20 なのに対して，提案方式では 10 となっており，計算量を約 1/4 に低減できている．

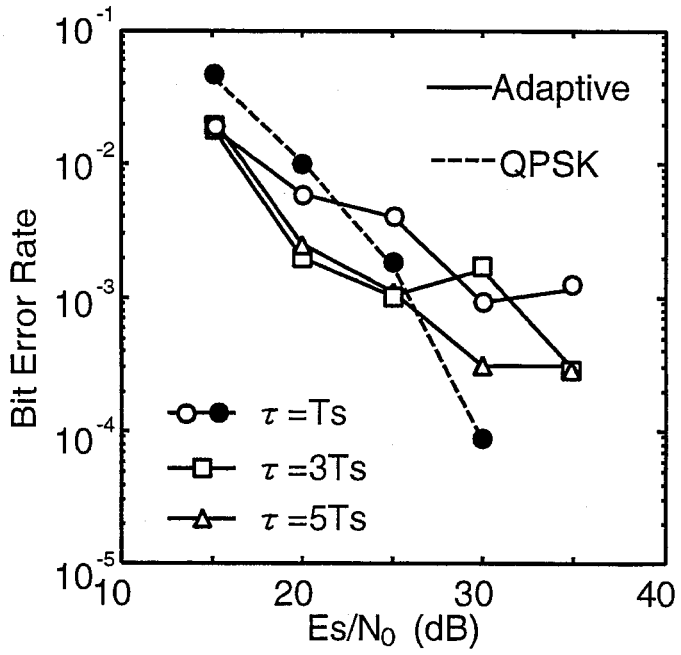

図 5.9: E_s/N_0 に対する BER 特性

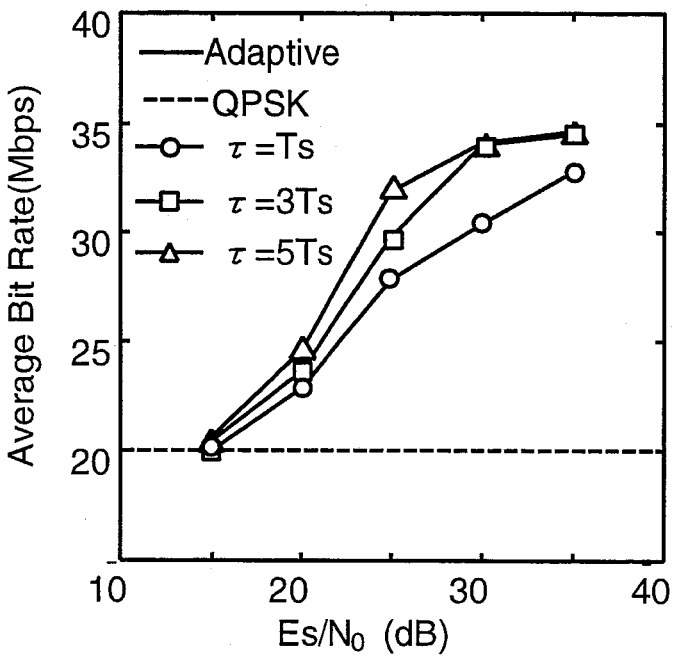

図 5.10: E_s/N_0 に対する平均ビットレート特性

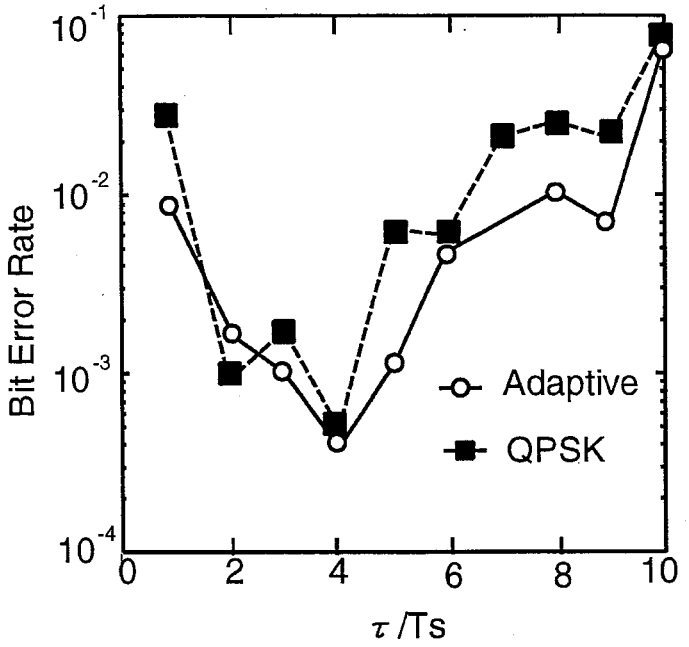

図 5.11: 遅延時間に対する BER 特性

5.4 結言

本章では遅延時間の大きな遅延波が存在する周波数選択性フェージング環境下において，演算量の増大をすることなく伝送特性を改善するための方式として，タップ間隔可変判定帰還型等化器をもちいた適応変調方式を提案し，その概念およびシステム構成についてのべ，計算機シミュレーションによる検討を行なった．その結果提案方式は，演算量の増大を招くことなく，大きな遅延時間をもった遅延波の補償が可能であることを示し，周波数選択性フェージング環境下において非常に有効であることを示した．

第 6 章

結論

本論文は，筆者が大阪大学大学院工学研究科 (通信工学専攻) 在学中に行った適応変調方式を用いた移動体高速伝送に関する研究成果をまとめたものである．以下では，本研究で得られた成果を総括して述べる．

1. 陸上移動通信において用いられる無線伝搬路の特性について考察し，さらにビット誤り率との考察を行ない，現在のシステムが有する問題点を明らかにした．無線伝搬路は時間的に大きく変動するため，瞬時的に伝搬路状況が劣悪な場合と良好な場合が交互に現れる．そのような伝搬路において従来の変調多値数固定の方式を適用した場合，ほとんどの区間で誤り率が 0 であるにもかかわらず，伝搬路状況が劣悪な場合により伝送特性は大幅に劣化し，それを補償するためにシステムマージンを大きくとらなければならなくなる．

2. 上記の問題点を解決するために固定の変調多値数を用いるのではなく，瞬時伝搬路に応じて変調多値数を可変にする変調多値数可変適応変調方式および，それを実現するための周辺技術を提案した．提案方式を用いることにより，従来の QPSK 固定の変調方式においては，無駄なマージンを友好に利用し，QPSK と比較して同一の BER 特性を保ちながら高速伝送を実現できることをあきらかにした．とくに周波数選択性フェージング環境下において，QPSK と比較し約 4 倍の高速伝送が可能であることを明らかにした．

3. 周波数選択性フェージング環境下においてさらに高速な伝送を実現するために，周波数選択性フェージング環境下においても適切なブランチを選択し簡易な方法で実現できる基地局送受信ダイバーシチを用いて変調多値数可変適応変調方式を提案した．その結果，ダイバーシチを用いない方法と比較して，高速な伝送が可能であることを明らかにし，特に周波数選択性フェージング環境下において約 2 倍の高速伝送が可能で

あることを明らかにした.

4. 遅延時間の大きな遅延波の存在する周波数選択性フェージング環境下において．伝送特性を改善するため判定帰還型等化器を用いた適応変調方式を提案した．さらに，演算量を増大させることなく遅延時間の大きな遅延波を補償できるタップ間隔可変判定帰還型等化器を提案した．提案方式は，同じ判定帰還型等化器を用いた QPSK と比較して，BER 特性をほぼ同一に保ちながら，平均伝送速度を向上させることが可能であり，さらに等化に要する演算量を大幅に削減できることを明らかにし，周波数選択性フェージング下において高速伝送が可能であることを明らかにした.

参考文献

[1] Labedz G. P. and Reilly P. L.:"Network and Radio Receiver Simulation Studies of the Pan-European Digital Cellular System," 41st IEEE Veh. Tech. Conf., pp.320-325 (May 1991).

[2] Larsson G., Gudmundson B. and Raith K.: "Receiver performance for the North American Digital Celluar," 41st IEEE Veh. Tech. Conf., pp.320-325 (May 1991).

[3] Kinoshita K., Kuramoto M. and Nakajima N.: "Developement of a TDMA Digital Cellular System based on Japanese Standard," 41st IEEE Veh. Tech. Conf., pp.320-325 (May 1991).

[4] 日経 BP 社:"モービル·コンピューティング - 次世代移動通信の活用," 第 2 章 (1993)

[5] Sampei, S. and Sunaga, T.:"Rayleigh Fading Compensation for QAM in Land Mobile Radio Communications", IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 42, pp.137–147 (May 1993)

[6] Sunaga, T. and Sampei, S.: "Performance of multi-level QAM with post-detection maximal ratio combining space diversity for digital land-mobile radio communications ", IEEE Trans. Veh., Vol. 42, No. 3, pp. 294–301 (Aug. 1993).

[7] Sampei, S., Komaki, S. and N. Morinaga: "Adaptive modulation/TDMA scheme for large capacity personal multi-media communication systems", IEICE Trans. Commun., E77-B, 9, pp. 1096–1103 (Sep. 1994).

[8] Lee, H. J., Komaki, S. and Morinaga, N.: "Theoretical Analysis of the Capacity Controlled Digital Mobile System in the Presence of Interference and Thermal Noise", IEICE Trans. Commun., VOL. E75-B, NO.6, pp.487–493 (Jun. 1992).

[9] Webb, W. T.:"QAM: The Modulation Scheme for Future Mobile Radio Communications?," Electronics & Communication Engineering Journal, pp. 167–176 (Aug. 1992).

[10] Alamouti, S. M. and Kallel, S,:"Adaptive Trellis-Coded Multiple-Phase-Shift Keying for Rayleigh Fading Channels", IEEE Trans. Commun., Vol. 42, No. 6, pp.2305–2314 (Jun. 1994).

[11] 松岡秀浩，三瓶政一，森永規彦:"シンボルレート·変調多値数可変適応変調方式の伝送特性解析", 信学技報, RCS94-64 (1994-9).

[12] 大槻信也，松岡秀浩，鈴木敬，三瓶政一，森永規彦:"QAM を用いた適応変調方式の伝送特性解析", 電子情報通信学会，信学技報, RCS94-66 (1994-9).

[13] Otsuki, S., Ue, T., Sampei, S., and Morinaga, N., : "Adaptive modulation/TDMA/TDD for personal communication systems," *APCC'95*, pp.70-74, June 1996.

[14] 大槻信也，三瓶政一，森永規彦:"変調多値数可変適応変調方式の伝送特性", 信学論, **J78-B-II**, 6, pp. 435−444 (1995-6)

[15] T. Ue, S. Sampei and N. Morinaga: "Symbol rate controlled adaptive modulation /TDMA/TDD for wireless personal communication systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E78-B, no.8, pp.1117-1124, August 1995.

[16] Adachi, F. and Sawahashi, M.: "Performance Analysys of Various 16 Level Modulation Schemes under Rayleigh Fading", Electron. Letters, Vol28, No17, pp1579–1581 (Aug. 1992).

[17] 永易考幸，三瓶政一:"16QAM における両方向等化を利用した内挿型簡略化判定帰還型等化器の選択性フェージング補償特性", 信学論, **J76-B-II**, 6, pp. 496−503 (1993-6)

[18] 大鐘武雄:"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, **J73-B-II**, 10, pp. 489−497 (1990-10)

[19] 奥村善久，進士昌明 監修 "移動通信の基礎" 3 章，電子情報通信学会，1986.

[20] Kondo, Y. and Suwa, K. "Linear Predictive Transmitter Diversity for Microcellular TDMA/TDD Mobile Radio System," Proc. of the 43rd IEEE VTC, pp602–pp606 (Jun. 1993).

[21] 大槻信也，三瓶政一，森永規彦: "基地局における送受信ダイバーシチを用いた適応変調方式，" 電子情報通信学会，1995 春季大会，B-436 (1995-3).

[22] 大槻信也，三瓶政一，森永規彦: “送信ダイバーシチを用いた適応変調方式の伝送特性解析,” 電子情報通信学会，信学技報，RCS95-31 (1995-5).

[23] Otsuki, S., Sampei, S., and Morinaga, N, : “Modulation level controlled adaptive modulation systems with base-station-based transmission/reception diversity scheme for personal communication systems,” IEEE GLOBECOM'95, pp. 1537−1541 (1995-11).

[24] Proakis, J. G.: “Digital Communications,” pp.636–676, McGraw-Hill, 1995.

[25] 中嶋，三瓶: “判定帰還型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，**J72-B-II**, 10, pp. 515−523 (1989-10).

[26] 永易，三瓶: “16QAM における両方向等化を適用した内挿型簡略化判定帰還型等化器の選択性フェージング補償特性,” 信学論，**J76-B-II**, 6, pp. 496−503 (1993-6).

[27] 神尾，三瓶，笹岡: “改良型両方向等化と逆数補間法を適用した簡略化判定帰還型等化器の特性，” 信学論，**J77-B-II**, 1, pp. 11−18 (1994-1).

[28] 岡田，三瓶: “内挿型伝搬路推定法を用いた DDFSE 等化器の周波数選択性フェージング補償特性，” 信学論，**J73-B-II**, 11, pp. 727−735 (1990-11).

[29] 堀越淳 監修: “ディジタル移動通信のための波形等化技術”, 第 3 章, トリケップス (1994-11).

[30] A. Papoulis: “Probability, random vaiables, and Stochastic processes,” McGraw-Hill, 1984.

[31] F. Adachi, K. Ohno: “BER Performance of QDPSK with Postdetection Diversity Reception in Mobile Radio Channels”, IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 40, pp.237–249, (Feb. 1991).

[32] 横山光雄:“スペクトル拡散通信システム”, , pp. 197–213，科学技術出版社 (1988).

[33] 大槻信也，三瓶政一，森永規彦: “適応変調システムにおける変調レベル推定方式,” 電子情報通信学会，1994 春季大会，SB-4-7 (1994-3).

[34] Otsuki, S., Sampei, S., and Morinaga, N., :“Square-QAM adaptive modulation/TDMA/TDD systems using modulation level estimation with Walsh function,” *IEE Electron. Lett.*, Vol. 31, No.3, pp.169−171, February 1995.

[35] 鈴木敬，三瓶政一，森永規彦:“適応変調方式における伝搬路特性推定方式”, 信学技報, RCS94-65 (1994-9).

[36] 住吉浩次, 谷本正幸, 駒井又二: “同期式スペクトル拡散多重通信方式の理論的検討”, 信学技報, **CS81**-11 (1981-04).

[37] 田中哲，明山哲，小園茂: “移動通信における市街地の多重伝搬路特性”，信学論 (B-II), J73-B-II，11，pp. 772–778 (1990-11).

[38] Jakes, W. C.: “Microwave mobile communications”，pp.11–78，John Wiley & Sons, Inc. (1974).

[39] Sampei, S. and Feher, K.: “Improvement of delay spread immunity by using symbol timing synchronization based on maximum likelihood estimation for 16QAM/TDMA diversity receivers”, Electron. Letters, Vol. 29, No. 22, pp. 1917–1918, October. 1993.

[40] 神尾享秀: “ディジタル陸上移動通信における GBN–ARQ 方式の特性”，通信総研季報，37，1，pp. 167–173 (1991-2)

[41] 室谷正芳，山本平一: “ディジタル無線通信”，pp.57–78，産業図書 (1985).

[42] W. C. Jakes:“Microwave Mobile Communications”，pp.313–316，IEEE Press (1974)

本論文に関する原著論文

A 学会論文

1. 大槻信也，三瓶政一，森永規彦：“変調多値数可変適応変調方式の伝送特性，” 信学論 **J78-B-II**，6，pp. 435−444 (1995-6).

2. 大槻信也，三瓶政一，森永規彦：“基地局送受信ダイバーシチを用いた適応変調方式の伝送特性” 信学論 (B-II) (採録決定)

B 学会レター

1. Otsuki, S., Sampei, S., and Morinaga, N., :“Square-QAM adaptive modulation/TDMA/TDD systems using modulation level estimation with Walsh function,” *IEE Electron. Lett.*, Vol. 31, No.3, pp.169−171, February 1995.

C 国際会議

1. Otsuki, S., Ue, T., Sampei, S., and Morinaga, N., : “Adaptive modulation/TDMA/TDD for personal communication systems,” *APCC'95*, pp.70-74, June 1996.

2. Otsuki, S., Sampei, S., and Morinaga, N, : “Modulation level controlled adaptive modulation systems with base-station-based transmission/reception diversity scheme for personal communication systems,” IEEE GLOBECOM'95, pp. 1537−1541 (1995-11).

D 研究会発表

1. 大槻信也，松岡秀浩，鈴木敬，三瓶政一，森永規彦:“QAM を用いた適応変調方式の伝送特性解析”，電子情報通信学会，信学技報, RCS94-66 (1994-9).

2. 大槻信也，三瓶政一，森永規彦: “送信ダイバーシチを用いた適応変調方式の伝送特性解析,” 電子情報通信学会，信学技報，RCS95-31 (1995-5).

E 大会発表

1. 大槻信也，三瓶政一，森永規彦: “適応変調システムにおける変調レベル推定方式,” 電子情報通信学会，1994 春季大会，SB-4-7 (1994-3).

2. 大槻信也，三瓶政一，森永規彦: “基地局における送受信ダイバーシチを用いた適応変調方式，” 電子情報通信学会，1995 春季大会，B-436 (1995-7).