OUKA
The University of Osaka
Institutional Knowledge Archive

Title	シンボルレート制御を用いた適応変調無線パケット通信システムに関する研究
Author(s)	上, 豊樹
Citation	大阪大学, 1997, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3129086
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

シンボルレート制御を用いた適応変調無線パケット通信システムに関する研究

1997年1月

上　豊樹

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前田肇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，同教授池田博昌博士，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，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．

さらに，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．

また，折にふれて熱心な御討論と有益な御助言，御協力を頂いた笠原広和氏 (現在セイコーエプソン株式会社)，鈴木敬氏 (現在 NTT 移動通信網株式会社)，松岡秀浩氏 (現在株式会社東芝)，有持光二氏 (現在株式会社ダイヘン) をはじめとする卒業生ならびに安部田貞行氏，大槻信也氏，Attapol Wannasarnmaytha をはじめとする大阪大学大学院工学研究科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，寛大なる心をもって惜しみない援助と理解を頂いた両親，祖母，兄姉，ならびに常に力を与えてくれた中尾早予子さんに感謝を捧げる．

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) 在学中に行ったシンボルレート制御を用いた適応変調無線パケット通信システムに関する研究成果をまとめたもので，以下の 6 章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研究分野に関して現状と問題点を述べ，本研究の占める位置を明確にする．

第 2 章では，まず，無線伝搬路特性とビット誤り率の関係を述べ，無線伝搬路特性が無線パケット通信システムに及ぼす影響を明らかにする．そして，本論文で提案する適応変調方式の原理を述べ，本研究の意義を明確にする．

第 3 章では，適応変調無線パケット通信システムの主要技術であるシンボルレート制御技術を確立することを目的として，回線交換方式において無線多重伝搬路の状況に応じてシンボルレートを変化させる可変シンボルレート適応変調方式を提案する．まず，本提案方式のシステム構成および主要技術を述べたあと，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う．次に，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ビット誤り率および平均伝送速度について検討を行い，本提案方式により耐遅延波特性が大きく改善されることを明らかにする．

第 4 章では，さらなる伝送速度の高速化のため，第 3 章で提案した可変シンボルレート適応変調方式において，シンボルレートだけでなく変調多値数も変化させる可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式を提案する．可変変調多値数適応変調方式と可変シンボルレート適応変調方式との融合により，高品質かつ高速な伝送を達成できることを明らかにすると共に，本提案方式の室内実験装置を用いて得られた実験結果を示し，その有効性を明らかにする．

第 5 章では，第 4 章で提案した可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式を用いて，無線パケット通信システムにおいて，パケット長も可変とする適応変調無線パケット通信システムを提案する．まず，本提案方式の基本構成および多元接続方式について述べ，次に，室内無線パケット通信環境下におけるスループット特性および平均遅延特性を計算機シミュレーションによって検討し，本提案方式の有効性を明らかにする．また，通信距離に対するパケット受信成功確率および平均遅延特性についても検討を行う．

第 6 章は結論であり，本研究で得られた結果の総括を行う．

目 次

第 1 章 序論 1

第 2 章 無線伝搬路特性と適応変調方式 5
2.1 序言 5
2.2 無線伝搬路特性 5
2.3 ビット誤り率・ビット誤り系列特性 10
2.4 無線パケット通信システムにおける問題点 11
2.5 適応変調方式の原理 12
2.6 結言 14

第 3 章 可変シンボルレート適応変調方式 15
3.1 序言 15
3.2 送受信機構成 15
3.3 シンボルレートの選択基準 19
3.4 伝搬路状況の推定・予測 20
3.5 シンボルレートの推定 21
3.6 伝送特性解析 22
3.7 計算機シミュレーション結果 23
3.7.1 一様レイリーフェージング環境下における伝送特性 24
3.7.2 周波数選択性フェージング環境下における耐遅延波特性 25
3.8 結言 27

第 4 章 可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式 31
4.1 序言 31
4.2 送受信機構成 31
4.3 変調パラメータの選択基準 32
4.4 伝搬路状況の推定・予測 33

4.5 変調パラメータの推定 34
4.6 伝送特性解析 34
4.7 計算機シミュレーション結果 36
4.7.1 一様レイリーフェージング環境下における伝送特性 36
4.7.2 周波数選択性フェージング環境下における耐遅延波特性 38
4.8 室内実験結果 43
4.8.1 適応変調送受信機の構成 43
4.8.2 固定伝送モードの伝送特性 43
4.8.3 適応変調装置の伝送特性 44
4.9 結言 46

第 5 章 適応変調無線パケット通信システム **57**
5.1 序言 57
5.2 基本構成 57
5.3 変調パラメータの選択基準 59
5.4 多元接続方式 61
5.5 計算機シミュレーション結果 61
5.5.1 スループットおよび平均遅延特性 63
5.5.2 距離に対する平均遅延特性およびパケット受信成功確率 70
5.6 結言 73

第 6 章 結論 **75**

参考文献 **77**

本論文に関する原著論文 **81**

図目次

2.1 受信電力 (C/N_0) および規格化遅延スプレッドの時間変化例 9
2.2 固定変調時の瞬時 BER の時間変化例 10
2.3 適応変調技術を導入した無線パケット通信システムの概念図 13

3.1 TDMA/TDD フレームおよびバースト構成 16
3.2 送受信機構成 17
3.3 微調整フレームタイミング同期 18
3.4 累積加算による最適受信 18
3.5 シンボルレート選択基準 20
3.6 外挿による送信時の遅延プロファイルの予測 21
3.7 一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート適応変調方式の平均伝送速度および BER 特性 (理論値) 24
3.8 一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート適応変調方式の平均伝送速度および BER 特性 (計算機シミュレーション) 25
3.9 周波数選択性フェージング環境下における可変シンボルレート適応変調方式の BER 特性 26
3.10 平均遅延スプレッドに対する可変シンボルレート適応変調方式の伝送特性 . 29
3.11 可変シンボルレート適応変調方式の軽減困難 BER 特性 30

4.1 変調パラメータ選択基準 33
4.2 一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の平均伝送速度および BER 特性 (理論値) 35
4.3 一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の平均伝送速度および BER 特性 (理論, 計算機シミュレーション) 37
4.4 一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の平均伝送速度および BER 特性 (計算機シミュレーション) . 37

4.5 一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式のf_dに対するBER特性 38
4.6 可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の動作例 (a) 瞬時C/N_0 (b) 瞬時遅延スプレッド (c) 伝送速度 (d) 瞬時BER 39
4.7 周波数選択性フェージング環境下における可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式BER特性 40
4.8 平均遅延スプレッドに対する可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の伝送特性 42
4.9 適応変調装置の室内実験構成 44
4.10 固定伝送モードにおけるBER特性 48
4.10 固定伝送モードにおけるBER特性 49
4.10 固定伝送モードにおけるBER特性 50
4.11 各変調方式の静特性条件下のBER特性と適応変調モードにおける各変調パラメータの選択範囲 51
4.12 固定モードのBER特性を基に得られた適応変調方式の伝送特性 52
4.13 マージンをパラメータとした適応変調方式の理論伝送特性 53
4.14 適応変調装置の伝送特性 54
4.15 QPSK, 16QAM, 64QAMおよび適応変調方式の規格化遅延スプレッドに対する伝送特性 55
4.16 遅延スプレッドおよびC/N_0をパラメータとした場合のf_dに対する伝送特性 56

5.1 適応変調無線パケット通信システムの構成例 (FDDの場合) 58
5.2 変調パラメータ選択基準 (オプション数が7の場合) 60
5.3 Non-Persistent CSMAを用いた適応変調無線パケット通信システムの動作例 62
5.4 オプション数をパラメータとしたスループット特性および平均遅延特性 . . 65
5.5 基準BERに対する提案方式のスループット特性および平均遅延特性 . . . 67
5.6 周波数選択性フェージング環境下におけるAMRP方式のスループット特性および平均遅延特性 68
5.7 周波数選択性フェージング環境下における固定QPSK方式のスループット特性および平均遅延特性 69
5.8 不完全なキャリアセンス時のスループット特性および平均遅延特性 71
5.9 通信距離に対する平均遅延特性およびパケット受信成功確率 72

第 1 章

序論

情報通信，情報処理技術などの革新的な発展に伴って急激に進展してきた情報通信社会は，近年，そのような技術革新の成果を享受して情報化を進展させる状況から，社会経済あるいは国民生活が情報を不可欠として機能する姿へと変貌しつつある．情報通信と情報処理はますます融合され，情報通信の分野ではマルチメディア化，パーソナル化，ネットワーク化が急速に進展しており，例えば，オフィスや工場にはワークステーションやパーソナルコンピュータなど多くの情報端末機器が設置されるとともに，これらの情報端末機器間を結ぶ高速な情報網としてローカルエリアネットワーク (LAN) が広く普及しつつある．また，一般家庭内においても，インターネットの普及により情報端末機器はかなり用いられるようになってきている．

従来の電話網，公衆データ網および私設網としての LAN は，少なくとも有線系ネットワークを主，無線系を従の立場で構成されてきた．その理由は，主として回線品質と周波数スペクトルの制約によるものと思われる．しかしながら，この 10 年間ほどの電話網におけるコードレス電話やポケットベル，セルラ電話などの急速な普及からも分かるように，人類の究極的な通信手段として,「いつでも」,「どこでも」,「だれとでも」通信することができる高度な情報通信ネットワークを実現することが強く望まれている．このような時代の要請に対して，高度な情報通信ネットワークを構築する上で，無線を用いたディジタル通信システム，すなわち無線データ通信の必要性が社会の各分野において強く認識されつつあることから，今後，有線系と無線系が対等な立場で相互補完する通信システムに対する需要が高まるであろうと予想される．これらのことは，陸上移動通信において携帯電話が広く普及し，ディジタル化によって音声だけでなくデータ情報のやりとりも可能になり，モーバイルコンピューティングと呼ばれるデータ伝送中心の通信形態において，携帯電話が携帯情報端末機器としても用いられつつあることからも分かる．また，有線系と無線系の融合により，有線系ネットワークで発生した音声，データおよび画像を含む大容量，マ

ルチメディア化されたデータなども無線系において取り扱うことになり,「いつでも」,「どこでも」,「だれとでも」に加えて,「どんな情報でも」通信することができる高度な無線ネットワークを構築する必要がある．このようなネットワークが実現されれば，人々の働く環境や生活の質の向上のために必要なあらゆる種類の情報を自由に組み合わせて利用できるようになるであろう．

さて，このような需要に関して，交換方式の観点から考えてみる．

情報メディアには，電話を目的とする会話音声通信，データの伝達を行うデータ通信，画像情報を対象にする画像通信などさまざまなものがある．またトラヒック処理においては，実時間伝達が要求される即時情報と，場合によっては待ち合わせも許される非即時情報，あるいはその中間的な情報などもある．これら情報の性格により，交換の方式もやや異なってくる．一般に人間が発着源になる通信の場合には，待ち合わせはサービス上好ましくないので，特別の場合を除いて即時接続サービスを行うのが普通である．実時間を必要とする制御情報の転送の場合も同様である．これに対して機器が情報の発着源になるデータ通信の場合には必ずしも実時間性が要求されないこともあり，交換接続に際して情報の蓄積・変換処理を行い，通信処理などの付加サービスの実行や通信網運用の融通性の向上を主眼とした待ち合わせ式の蓄積交換を採用することが多い．上記のような観点から交換方式を分類すると，回線交換方式とパケット交換に代表される蓄積交換方式の2種類に大別することができる．

回線交換方式は，交換局が接続すべき発着両端末間に情報伝達のための接続回線を物理的に設定し，通信が終了するまでその回線を両端末間専用に使用させる方式である．回線交換では通信中は1人の人が1回線を占有することになるので，1人に提供できる回線の伝送容量は限定せざるを得ないが，いったん接続経路を設定したあとは，両端末はいつでも自由に情報のやりとりが可能になる．情報の伝達遅延は物理的な伝搬遅延だけであり，特別な場合を除いてほとんど無視できるので，即時的な情報交換が可能になる．また，原則的には交換機は回線をつなげたあとでは情報伝達には直接関与しなくてもよいので交換制御の負担は少なく，さらに送るべき情報の種類や形式に対する制約条件も少なく，透明性が高いのも特徴である．しかしながら，音声，画像，データなどが混在し，呼の情報速度，即時・待時などの違い，優先権の有無など性質の異なる呼を総合一体的に扱う多元トラヒック処理や，誤り制御や再送制御など蓄積変換を伴う通信処理を行う場合を考えると，各端末で発生するトラヒック量に時間的な変動が生じ，割り当てられた回線容量すべてを端末が常に使用するわけではないため，伝送効率が低下してしまうという欠点を有している．

これに対して，パケット交換方式は，蓄積交換方式の中で極力即時系に近づけた方式であり，発信局 (あるいは端末) では発生したメッセージをパケットと呼ばれる短いブロックに分割し，1個のパケットができ次第誤り検出や再送などのための通信処理を施し，空き

回線を選択して順次送信を行う方式である．パケット交換方式は，有線系において，計算機間通信などに用いられ発展してきたが，現在はファクシミリ通信や音声通信にも適用が拡大されつつある．パケット交換方式の特徴をまとめると次のようになる．

1. ブロック単位で多重化を行うことにより，各端末は必要な分だけ回線を使用することになるので，各端末で発生するトラヒック量に時間的な変動がある場合にも高い伝送効率が得られる．

2. 情報の一時蓄積を行うので，複数局に対して情報の転送が行える．

3. 各種の通信処理や情報処理が行えるので，付加価値の高い通信サービスが実行可能になる．

4. 端末がパケット化機能を持つ場合には，1本の加入者線で複数の通報を同時に送出することもでき，パケット多重による加入者線の有効利用が可能になる．

以上のことから，有線系ネットワークでは，多彩な通信処理や情報処理を可能にし多様な情報メディアを多元一体的に扱うことのできるパケット交換方式が多く用いられるようになってきている．そして現在，有線系と無線系の融合あるいはパーソナル化といった時代の流れから，無線系にもパケット交換方式を用いたシステム，つまり無線パケット通信システムに対する需要が急速に高まってきている [1]-[8].

無線パケット通信システムの特徴を考えてみると，無線チャネルを使用するために搬送波対雑音電力比 (C/N) や搬送波対同一チャネル干渉波電力比 (C/I_c) といった伝送品質を決定する評価パラメータが，フェージングなど伝搬路状況によって時間的・空間的にダイナミックに変動することが挙げられる [9]. 特に，多重伝搬路による遅延波の影響は大きく，伝送速度を高速化できない大きな問題となっている．また，無線パケット通信システムでは，1つの無線チャネルを複数のユーザで共有するため，通信を行う位置によって伝送特性に格差が生じてしまう．特に基地局から遠い場所に位置するユーザは，劣悪な伝搬路特性のためにパケットの送信がなかなか成功せず，遅延 (パケットが発生してから送信が成功するまでの時間) 特性などが基地局に近いユーザに比べて大きく劣化する．

また，もう1つの大きな問題として，高トラヒック時にはパケットの衝突，あるいは常にチャネルが使用中である状態が発生し，それによりスループット特性や遅延特性などが大きく劣化してしまうことが挙げられる．

1つめの問題に対して，従来の無線回線設計では，伝送速度を決定するシンボルレートや変調多値数といった変調パラメータは，劣悪な伝搬路特性の場合にもある程度の品質を供給できるよう設定されている．そのため，伝送速度は低く設定せざるを得なかった．しかしながら，時間的なフェージング変動の特徴として，受信信号レベルが大きく落ち込む

区間は時間率で見ればわずかであり，同様に，空間的な伝搬路状況の格差においても，通信エリアの大部分では平均的に良好な特性が得られるのに対し，通信エリア境界部分のみが劣悪な特性を有している．言い換えれば，瞬時的な伝搬路特性を考えると，時間的・空間的に大部分では伝搬路状況は良好であり，大きな電力マージンを有している．このように伝搬路状況が良好な区間では，シンボルレートや変調多値数などを高くして高速化を図ることが可能である．そして，伝搬路状況が悪い区間のみ，シンボルレートや変調多値数を低くすることによって，基地局から遠い場所に位置するユーザに対しても，基地局付近のユーザと同等の品質を提供することができる．従って，従来の無線通信方式に対して伝送品質を下げることなく伝送速度の高速化が可能であると考えられる．

また，2つめの問題に対しては，パケットの衝突確率を低減する方策の1つとしてパケット長を短くすることが考えられるが，単に短くするだけでは冗長部によるオーバーヘッドが大きくなり，伝送できるデータビット数が減少してしまい，伝送速度の高速化を妨げる結果となる．そこで，伝搬路状況が良好なユーザに対してはシンボルレートや変調多値数を高く設定して高速伝送を行うと，オーバーヘッドを大きくすることなくパケット長を短くでき，無線チャネルの占有時間を短くすることができる．時間的・空間的に大部分が良好な特性であることから，スループット特性および遅延特性の大きな改善が期待できる．

そこで本論文では，第2章において無線伝搬路特性と上述したような変調パラメータを可変とする適応変調方式の原理についてさらに詳しく述べた後，第3章では，伝送品質を改善しつつ伝送速度を高速化する方策として，シンボルレート制御技術を導入した可変シンボルレート適応変調方式を提案し，検討する．次に，第4章において，可変シンボルレート適応変調方式で得られる伝送品質を維持したまま，さらなる伝送速度の高速化をはかる方策として，可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式を提案し，検討する．さらに，第5章では，この適応変調技術を用いて，無線パケット通信システムにおける問題点を解決する適応変調無線パケット通信システムを提案し，検討する．最後に，第6章で本研究で得られた成果を総括し，結論としている．

第 2 章

無線伝搬路特性と適応変調方式

2.1 序言

無線パケット通信システムの最大の特徴は，チャネルとして無線伝搬路を使用することである．無線伝搬路特性では，送信電力が一定であっても，通信機器間の距離，遮蔽物の存在，反射・回折による多重伝搬などにより受信信号レベルがダイナミックに変動するので，それに応じて伝送品質も大きく変化する．

本章では，このような無線伝搬路特性の特徴を述べた後，伝送品質を表わすビット誤り率 (Bit Error Rate: BER) について考察し，無線伝搬路特性が無線パケット通信システムに及ぼす影響を明らかにする．そして，本論文で提案する適応変調技術の概念を述べ，本研究の意義を明確にする．

2.2 無線伝搬路特性

電波の伝搬特性は，周りの地形，大気の環境などによって時々刻々変化する．アンテナより放射された電波のエネルギーは距離が遠くなるに従って減衰し，自由空間における伝搬では距離の 2 乗に比例して減衰する．実際の伝搬環境では，通信局間は見通しがないことが多く，周囲の山や建造物により反射，回折，散乱などを受けるため，3 乗あるいは 4 乗に比例して減衰するのが一般的である．また，反射などによって到来した電波は，遅延時間をもった素波となって幾重にも重なって受信される．これらの素波は互いに干渉し合い，複数の素波が同相で受信されると振幅は大きく，逆相で受信されると互いの振幅は打ち消し合い振幅は小さくなり，波長オーダーでランダムな定在波パターンが形成される．この中を移動しながら通信すると，定在波の分布に従って受信信号レベルが激しく強弱を繰り返し，受信波の振幅および位相がランダムに変動するフェージング現象が発生する [9]．さ

らに都市内では大きな建造物があると電波が遮断され，電波が非常に弱くなってしまうシャドウイング現象が発生する．このように無線回線における受信電力は，距離変動，地形・建造物などによるシャドウイング，多重伝搬路によるフェージングの三層構造により決定される．

多重伝搬路によるフェージングは，到来する各素波の遅延時間差により，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．

一様フェージング

各到来波の遅延時間τ_iが振幅変調成分，位相変調成分の変動速度に比べて十分小さいと仮定すると，受信信号 $u(t)$ は次式で表わされる．

$$u(t) = s(t)\sum_{i=1}^{M} R_i \exp(j2\pi f_d t\cos\theta_i)\exp(j\alpha_i) \tag{2.1}$$

$$= s(t)c(t) \tag{2.2}$$

ここで，

$$c(t) = \sum_{i=1}^{M} R_i \exp(j2\pi f_d t\cos\theta_i)\exp(j\alpha_i) \tag{2.3}$$

である．また，$s(t)$ は送信信号，M は到来波数，R_iは各素波の振幅，θ_iは移動局の進行方向に対する各到来波角度，α_iは初期位相を表わす．また f_dは移動局の移動によるドップラシフトの最大値であり，v を移動速度，λを搬送波の波長とすると $f_d = v/\lambda$で与えられる．上式は，受信信号 $u(t)$ が送信信号 $s(t)$ に対し単にフェージングによる振幅・位相変動の項 $c(t)$ を乗積したものであることを示す．従って，このフェージング現象は一様フェージングと呼ばれる．

フェージング変動を表わす $c(t)$ は，以下のように書き表される．

$$c(t) = x(t) + jy(t) \tag{2.4}$$

$$= r(t)\exp(j\phi(t)) \tag{2.5}$$

ここで，

$$x(t) = \sum_{i=1}^{M} R_i \cos(2\pi f_d t\cos\theta_i + \alpha_i) \tag{2.6}$$

$$y(t) = \sum_{i=1}^{M} R_i \sin(2\pi f_d t\cos\theta_i + \alpha_i) \tag{2.7}$$

$$r(t) = \sqrt{x(t)^2 + y(t)^2} \tag{2.8}$$

$$\phi(t) = \tan^{-1}(y(t)/x(t)) \tag{2.9}$$

であり，式 (2.4) は直交座標表現，式 (2.5) は極座標表現である．$x(t)$，$y(t)$ から，フェージング変動は周波数成分の最大値が f_dである帯域制限過程であることがわかる．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 [10]．$x(t)$ と $y(t)$ は独立なランダム過程であるので，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$\phi(t)$ の分布は一様分布となる．このことは無変調波による電界強度測定結果から正当性が確認されている．このフェージング現象は，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も呼ばれている．

周波数選択性フェージング

各到来波の遅延時間τ_iが振幅変調成分，位相変調成分の変動速度に比べて無視できないほど大きい場合，受信信号 $u(t)$ は次式で表わされる．

$$\begin{aligned} u(t) &= \sum_{i=1}^{M} s(t-\tau_i) R_i \exp(j2\pi f_d t \cos\theta_i) \exp(j\alpha_i) \\ &= \sum_{i=1}^{M} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau-\tau_i) R_i \exp(j2\pi f_d t \cos\theta_i + j\alpha_i) s(t-\tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{i=1}^{M} \delta(\tau-\tau_i) R_i \exp(j2\pi f_d t \cos\theta_i + j\alpha_i) \right\} s(t-\tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau;t) s(t-\tau) d\tau \end{aligned} \tag{2.10}$$

ここで，

$$h(\tau;t) = \sum_{i=1}^{M} \delta(\tau-\tau_i) R_i \exp(j2\pi f_d t \cos\theta_i + j\alpha_i) \tag{2.11}$$

$h(\tau:t)$ 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わしており，瞬時の複素遅延プロファイルと呼ばれる．

式 (2.10) に示されるように，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 $s(t)$ が伝達関数 $h(\tau;t)$ の伝送路によりフィルタリングされることと等価である．一様フェージングでは，送信信号に対し複素係数 $c(t)$ が単に乗積されるだけだったのに対し，この場合では送信信号の波形そのものに伝達関数 $h(\tau;t)$ によるひず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，受信信号が受けた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統計パラメータとし

て，平均遅延時間 ($\overline{\tau}$) および遅延スプレッド (遅延広がり : τ_{rms}) がある．これらの統計量は，遅延プロファイルの時系列

$$h(\tau;t_k) = h_k(\tau) = \{h_1(\tau), h_2(\tau), \cdots, h_k(\tau), \cdots, h_n(\tau)\}$$

から，以下のように求めることができる．

1. 平均遅延時間
   一つの遅延プロファイル $h_k(\tau)$ に対し，電力遅延プロファイル $p_k(\tau)$ は以下のように表される．

$$p_k(\tau) = |h_k(\tau)|^2 \tag{2.12}$$

   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

$$p_{av}(\tau) = \sum_{k=1}^{n} p_k(\tau)/n \tag{2.13}$$

   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．

$$\overline{\tau} = \int_{-\infty}^{\infty} \tau \cdot p_{av}(\tau) d\tau / E \tag{2.14}$$

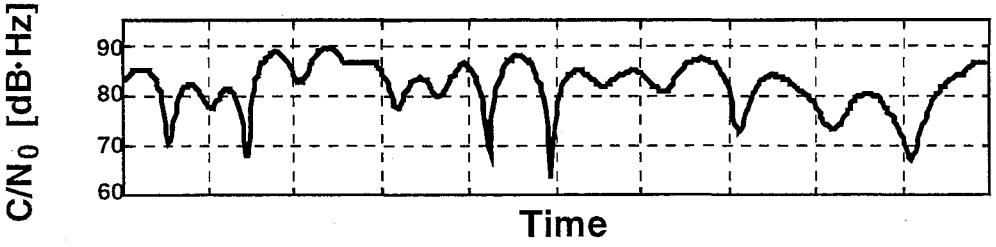
   ここで，E は平均電力遅延プロファイル $p_{av}(\tau)$ の全電力である．

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} p_{av}(\tau) d\tau \tag{2.15}$$

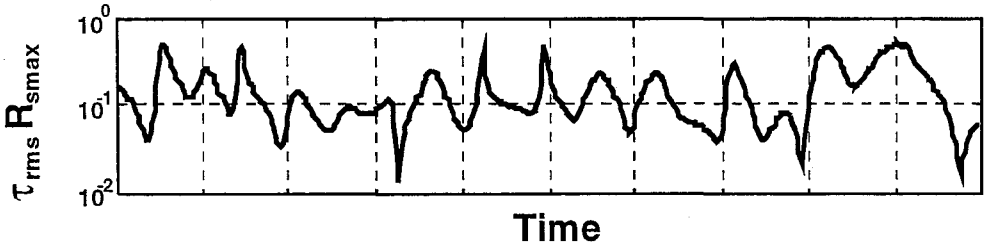
2. 遅延スプレッド
   遅延スプレッドτ_{rms}は平均電力遅延プロファイル $p_{av}(\tau)$ の標準偏差で与えられる．

$$\tau_{rms} = \sqrt{\left\{\int_{-\infty}^{\infty} \tau^2 \cdot p_{av}(\tau) d\tau / E\right\} - \overline{\tau}^2} \tag{2.16}$$

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，最大遅延時間が 1 シンボル内でありなおかつ遅延スプレッドが 1 シンボル時間長の約 1/10 以下の場合，BER 特性は遅延スプレッドに依存することが報告されている [11].



(a) 受信電力 (C/N_0)



(b) 規格化遅延スプレッド

図 2.1: 受信電力 (C/N_0) および規格化遅延スプレッドの時間変化例

図 2.1に，計算機シミュレーションによって得られた (a) 受信電力 (搬送波電力対雑音電力密度：C/N_0) の時間変化例および (b) 規格化遅延スプレッド ($\tau_{rms}R_{smax}$) の時間変化例を示す．図より，受信電力はほぼ周期的に大きく落ち込んでいるのが分かる．この落ち込みはランダムに発生するが，単位時間内に平均レベル以下に落ち込む回数はほぼ最大ドップラシフト f_dに等しいことが報告されている．また遅延スプレッドの変動を見てみると，受信電力が落ち込んだ時に遅延スプレッドが大きくなっているのが分かる．これは，受信電力が小さくなるのが，遅延プロファイルを形成する先行波および遅延波のいずれの電波も受信レベルが低い場合であり，それゆえに先行波および遅延波の受信レベルに大きな差が生じないためである．

さらに，受信電力の変動が小さく比較的高い受信電力が維持されている場合でも，遅延スプレッドがダイナミックに変化している．

このように無線伝搬路特性は，瞬時的な変動を観測すると非常にダイナミックに変動しており，伝搬路状況が良好 (受信電力が大，遅延スプレッドが小) な区間と劣悪 (受信電力小あるいは遅延スプレッド大) な区間が存在する．また，移動局と基地局との位置関係な

ど空間的な変化についても同様であり，伝搬路状況が良好な場所とそうでない場所が存在する．

2.3 ビット誤り率・ビット誤り系列特性

第 2.2 節で述べたように，無線伝搬路特性は時間的・空間的にダイナミックに変動している．このような無線伝搬路でディジタル伝送を行った場合，伝搬路特性が良好な区間においてはビット誤りはほとんど発生せず，エラーフリー伝送が可能である．しかしながら，伝搬路特性が劣悪な区間においては連続的にビット誤りが発生し，フェージング環境下での伝送品質を劣化させる要因となる．この連続的なビット誤りは，静特性時のランダム誤りと対比してバースト誤りと呼ばれ，バースト誤りの発生頻度やバースト長はフェージング環境下での無線回線設計を行う上で非常に重要なパラメータとなる．

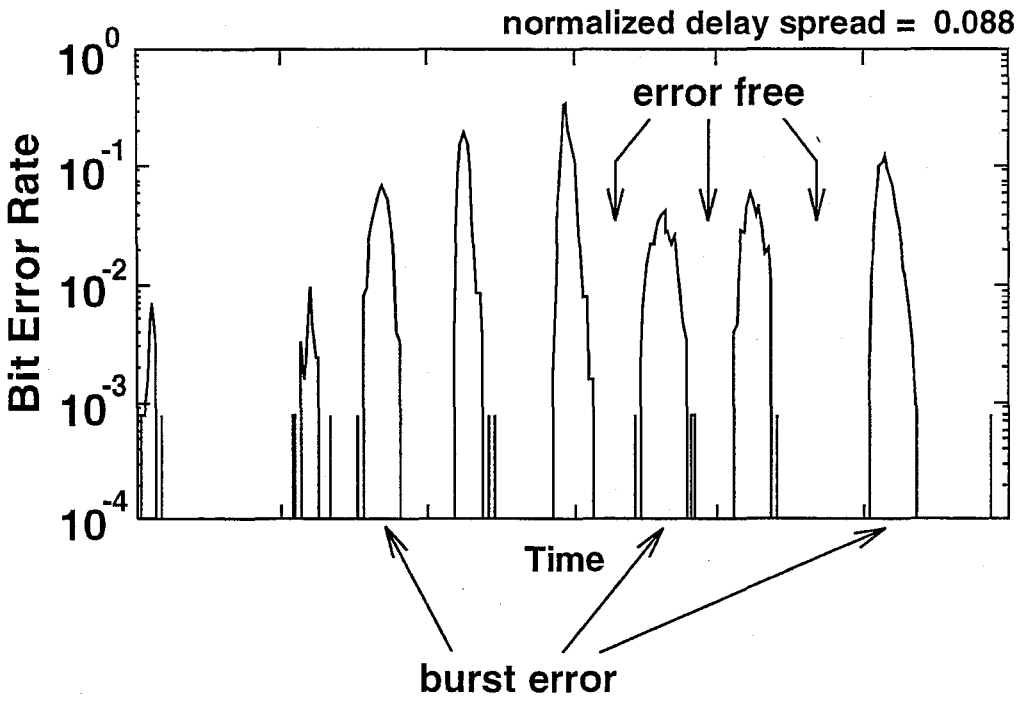


図 2.2: 固定変調時の瞬時 BER の時間変化例

図 2.2に，従来のディジタル伝送のようにシンボルレートや変調多値数といった変調パラメータを固定して伝送を行った場合の瞬時 BER の時間変化の例を示す．この例は，図 2.1 で示したフェージング環境下で伝送を行った場合の特性であり，平均規格化遅延スプレッ

ドは0.088である．上述したように，バースト誤り区間が顕著に現われているが，これは遅延波の影響が大きくなり周波数選択性フェージング環境下となっているか，あるいは一様フェージング環境下において各素波が打ち消し合うことにより受信信号レベルが大きく落ち込んでいる場合のいずれかである．特に周波数選択性フェージング環境下でのバースト誤りは波形にひずみが生じることが原因であるため，受信電力を大きくしても軽減困難な誤りが発生する．

2.4 無線パケット通信システムにおける問題点

無線パケット通信システムの最大の特徴は，伝送路として無線チャネルを使用することである．そのため，前述したとおりフェージングなどにより伝搬路特性が時間的・空間的にダイナミックに変動し，それが伝送品質に大きく影響する．特に遅延波の影響が無視できない周波数選択性フェージング環境下では，その伝搬路特性のために伝送速度を高速化できない．

無線パケット通信システムでは1つの無線チャネルを複数のユーザで共有しているので，各ユーザが異なる伝搬路特性を有することにより，時間的・空間的に伝送品質に格差が生じてしまう．例えば，空間的な伝送品質の格差の例を考えると，基地局から近い場所に位置するユーザは伝搬路特性は比較的良好であるので，パケットの送信成功確率は高くなる．これに対して，基地局から遠い場所に位置するユーザは，劣悪な伝搬路特性のためにパケットの送信がなかなか成功せず，送信成功するまでにかなりの時間を必要とすることがある．

もう一つの問題として，高トラヒック時に，複数ユーザが同時に送信してしまうことにより基地局側でパケットが衝突しシステムのスループット特性が劣化したり，チャネルが常に使用中となりパケットの発生に追いつかず遅延特性が大きく劣化することが挙げられる．

まず無線伝搬路特性の空間的・時間的変動による特性格差に対して，従来の無線回線設計においては，伝送速度を決定するパラメータであるシンボルレートや変調多値数は，劣悪な伝搬路特性の場合でもある程度の伝送品質を供給できるよう設定しており，最悪時を想定したものとなっている．そのため，平均的伝送品質を得られる伝送速度より若干低く設定されている．しかしながら，前述したとおり，無線伝搬路特性の時間的変動は常に劣悪であるのではなく，むしろ受信信号レベルが大きく落ち込んだり遅延波の影響が大きくなる区間は時間率で見ればわずかなものである．同様に伝搬路特性の空間的格差においても，通信エリア境界部分に位置するごくわずかなユーザのみが平均的に劣悪な伝搬路特性を有しているのであり，通信エリア内の大部分のユーザは平均的に良好な伝搬路特性を有している．言い換えれば，瞬時伝搬路特性について考えると，時間的・空間的に大部分のユーザにおいては伝搬路特性は必要以上に良好であり，過剰な電力マージンを有している

と考えられる．

またもう一つの問題である高トラヒック時のスループット特性および遅延特性の劣化に対しては，パケットの衝突確率の低減あるいはチャネルの占有時間の短縮を目的として，パケット長をより短くすることが有効である．しかしながら，単にパケット長を短くするだけではアドレス情報などが挿入されている冗長部によるオーバーヘッドが大きくなり，1パケットで伝送できる情報ビット数の減少により伝送効率が低下し，結果として伝送速度の高速化を妨げることになる．

2.5 適応変調方式の原理

前節までに述べたように，時間的・空間的に変動する無線伝搬路特性に対し，従来の無線回線設計においては最悪時を想定して，劣悪な伝搬路特性の場合でもある程度の伝送品質を供給できるような伝送速度を設定しているので，ユーザの多くは伝搬路特性が良好であり過剰な電力マージンを有している．また，無線パケット通信システムにおいては共通の無線チャネルを使用するので，基地局から遠い場所に位置するユーザは，最悪時を想定しているにもかかわらずパケットの送信がなかなか成功しないといった問題がある．

これを別の観点から言えば，基地局から近い場所に位置するような伝搬路特性が良好なユーザに対しては，電力マージンを利用してシンボルレートや変調多値数など伝送速度を決定する変調パラメータを高く設定し高速伝送を行うことが可能である [12]．逆に基地局から遠い場所に位置するような伝搬路特性が劣悪なユーザに対しては，シンボルレートや変調多値数を低く設定することにより，基地局付近のユーザと同等の伝送品質を提供することが可能となる．従って，従来の無線パケット通信システムと比較して伝送品質を劣化させることなく，システム全体の伝送速度の高速化を図ることができる．

このような考えを基に，これまでに受信信号レベルなどに応じて変調多値数のみを可変とする可変変調多値数適応変調を回線交換方式に用いたシステムが提案され，高品質かつ高速伝送の実現，あるいはシステム容量の増大などに有効な方策であることが報告されている [13]-[17]．

しかしながら，可変変調多値数適応変調方式にもいくつか問題点がある．一つは，フェージングによる受信信号レベルの変動に対して，十分なダイナミックレンジを確保することができないことである．例えば，QPSK (Quaternary Phase Shift Keying) から 256QAM (Quadrature Amplitude Modulation) までを用いる可変変調多値数適応変調方式では，ダイナミックレンジがおよそ 15dB 程度しかないのに対し，一般的なフェージング変動では 20~30dB 程度，距離変動やシャドウイングも考慮すると 40dB 以上にもなる．また別の問題点としては，周波数選択性フェージング環境下の耐遅延波特性の改善が十分でないこと

が挙げられる．一般に耐遅延波特性は占有帯域幅，つまりシンボルレートに強く依存しているからである．

本論文で提案する適応変調方式は，伝搬路特性に応じて変調多値数だけでなくシンボルレートをも可変とするものである．シンボルレートを制御することにより，まず第一に周波数選択性フェージング環境下の耐遅延波特性の改善が期待できるとともに，選択可能なシンボルレートを比較的自由に設定できるので，受信信号レベル変動に対するダイナミックレンジを十分に確保することが可能となる [18]-[21].

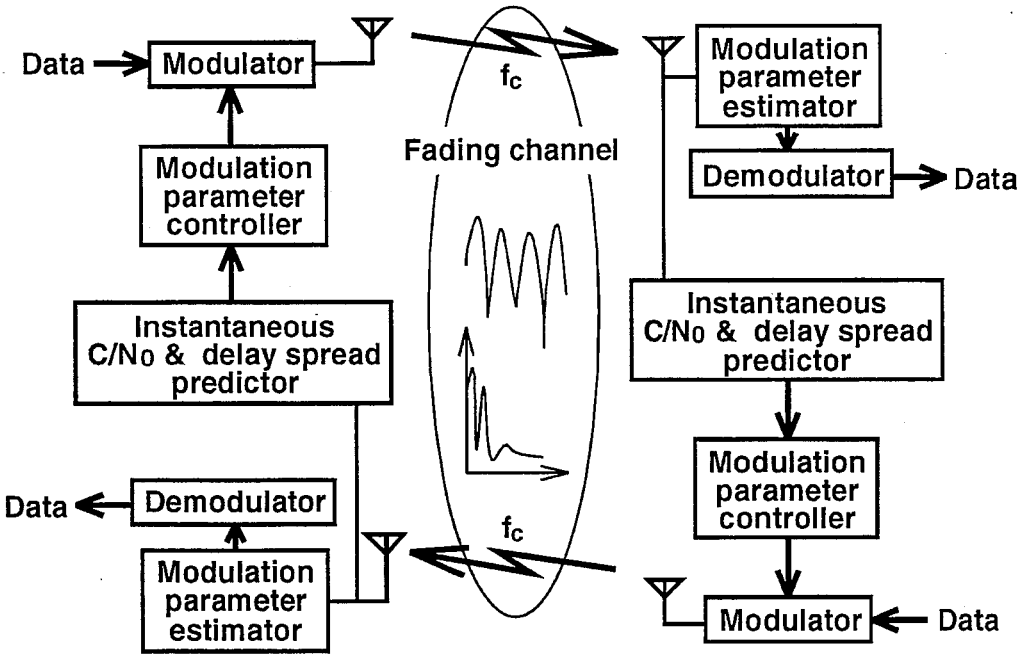


図 2.3: 適応変調技術を導入した無線パケット通信システムの概念図

図 2.3に，本論文で提案する適応変調技術を導入した無線パケット通信システムの概念図を示す．このシステムは，伝搬路特性に応じて各送信パケットごとにシンボルレートや変調多値数といった変調パラメータを制御する特徴を持つ．受信機では，各受信パケットに対して，用いられた変調パラメータを推定するとともに，伝搬路特性として瞬時遅延プロファイルを測定する．図 2.3では，duplex 方式として TDD (Time Division Dupulex) を用いた場合の例を示している．送受信タイミングの間隔が十分に短い場合は送信時および受信時の伝搬路特性に高い相関があるため [9]，伝搬路の可逆性を利用して次の送信タイミングの伝搬路特性の予測が可能である．本論文では，測定した遅延プロファイルの時系列を外挿することによって送信タイミングにおける遅延プロファイルを作成し，得られた遅延

プロファイルから伝搬路特性を表わすパラメータとして，瞬時C/N_0および瞬時遅延スプレッドを予測する．伝搬路状況をこれらの2つのパラメータに分離して推定することにより，受信信号レベルだけでなく遅延スプレッドも考慮に入れた変調パラメータ制御を行うことができる [16].

瞬時C/N_0が低い，あるいは瞬時遅延スプレッドが大きい区間では，BER特性を改善するために変調多値数を低くし，必要であればシンボルレートも低く設定する．この場合，例えばシンボルレートを最高シンボルレートの$1/K$に設定したとすると，瞬時的にはK倍の耐遅延波特性が得られ，バースト誤りの抑制とBER特性の大幅な改善が期待できる．

これに対して，瞬時C/N_0が高く瞬時遅延スプレッドが小さい区間では，与えられた帯域幅を最大限に利用してシンボルレートを高くし，可能であれば変調多値数も高く設定して伝送速度を高速化させる．これにより，従来の固定変調システムより短いパケット長を用いて同一の情報ビット数を伝送することができ，オーバーヘッドを増加させることなく無線チャネルの占有時間を短縮することが可能となる．従って，伝送効率を低下させることなくスループット特性および遅延特性を改善することができると考えられる．

2.6 結言

本章では，まず無線伝搬路特性の特徴を述べ，一様フェージングおよび周波数選択性フェージング環境に関して考察を行った．無線伝搬路特性は時間的・空間的にダイナミックに変動しており，瞬時的な変動を観測すると伝搬路特性が良好な区間と劣悪な区間が存在することを示した．また，このような無線伝搬路においてディジタル伝送を行った場合，ビット誤りは主として伝搬路状況が劣悪な区間で連続的に発生し，BER特性を大きく劣化させる原因となることを明らかにした．

次に，無線伝搬路特性が無線パケット通信システムに及ぼす影響について考察した．複数のユーザで共有している1つの無線チャネルに対して，各ユーザが異なる無線伝搬路を有するために伝送品質に格差が生じるという問題点を明らかにした．さらに，無線チャネルを共有しているために，高トラヒック時にスループット特性および遅延特性が大きく劣化することを明らかにした．

最後に，上述した無線パケット通信システムが有する問題に対する方策として，本論文で提案する適応変調技術の概念について述べ，提案方式によってスループット特性や遅延特性の改善が期待できることを示し，本研究の意義を明確にした．

第 3 章

可変シンボルレート適応変調方式

3.1 序言

本章では，適応変調無線パケット通信システムの主要技術となるシンボルレート制御技術を確立することを目的として，回線交換方式において無線多重伝搬路の状況に応じてシンボルレートを変化させる可変シンボルレート適応変調方式を提案する．まず，本章における提案方式の送受信機構成およびフレームフォーマットを示した後，変調パラメータの選択基準，伝搬路状況の推定・予測，受信側での変調パラメータ推定といった適応変調の基礎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い，提案方式により伝送品質において大きな改善が得られることを示す．最後に，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い，本提案方式により耐遅延波特性が改善されることを明らかにする．

3.2 送受信機構成

図 3.1に，可変シンボルレート適応変調方式の TDMA/TDD フレームおよびバースト構成を示す．1 フレームは，時間にして 8.32msec であり，4 チャネル多重されている．また，1 バーストは時間にして 1.04msec であり，冗長部 (プリアンブル，ミッドアンブル，ポストアンブル) と 2 つの情報シンボル部 (Data1, Data2) で構成される．シンボルレートが可変であるのは，情報シンボル部だけであり，各冗長部は常に最高シンボルレート (R_{smax}=400ksymbol/s) で動作する．情報シンボル部は，シンボルレートが 400, 200, 100, 50ksymbol/s に対して，それぞれ 320, 160, 80, 40 シンボルから構成される．

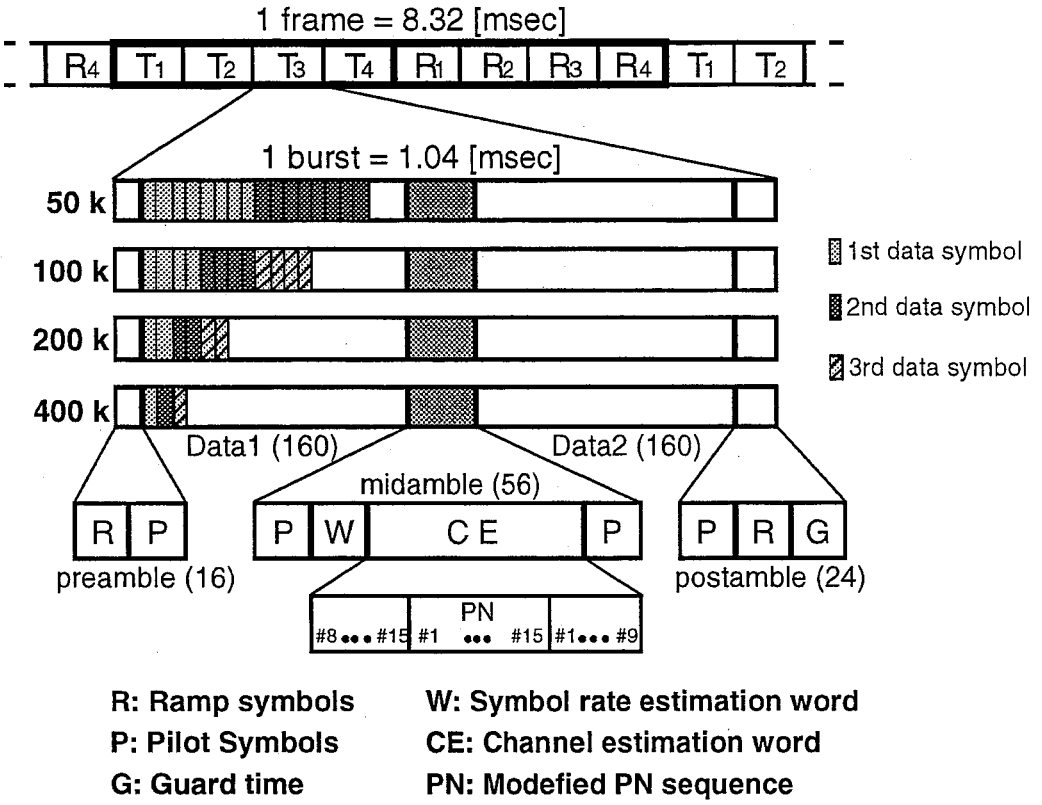


図 3.1: TDMA/TDD フレームおよびバースト構成

本方式では，シンボルレートを低くする場合，R_{smax}のシンボルレートで同一のシンボルを連続して送信することにより，等価的にシンボルレートを低くする．つまり，選択されたシンボルレートがR_{smax}/Kである場合，R_{smax}のシンボルレートで同一シンボルがK個連続して送信される．プリアンブル，ミッドアンブル，ポストアンブル部は，最大振幅を持ったBPSK(Binary Phase Shift Keying)信号で構成され，8個の同一シンボルからなるフェージング補償用パイロット系列(Pilot Sequence: P)が挿入されている[22][23]．さらに，ミッドアンブル部には，受信機におけるシンボルレート推定用ワード(Symbol Rate Estimation Word: W)と，瞬時遅延プロファイルを測定するための変形M系列(Channel Estimation Word: CE)が挿入されている[24]．また，プリアンブル，ポストアンブル部には，バースト過渡応答によるスペクトルの拡大を防ぐためのランプシンボル(Ramp Symbols: R)が挿入されている．

図3.2に，可変シンボルレート適応変調方式の送受信機構成を示す．送信機では，S/P変換器によって送信されるデータを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，グレイ符号化された16QAMベースバンド信号が生成される．生成されたベースバンド信号は，伝搬路の状況に基づいて選択されたシンボルレートに整形され，TDMA/TDDバースト信号が生成される．ローパスフィルタ (LPF) で帯域制限されたTDMA/TDDバースト信号は，直交変調の後，送信される．

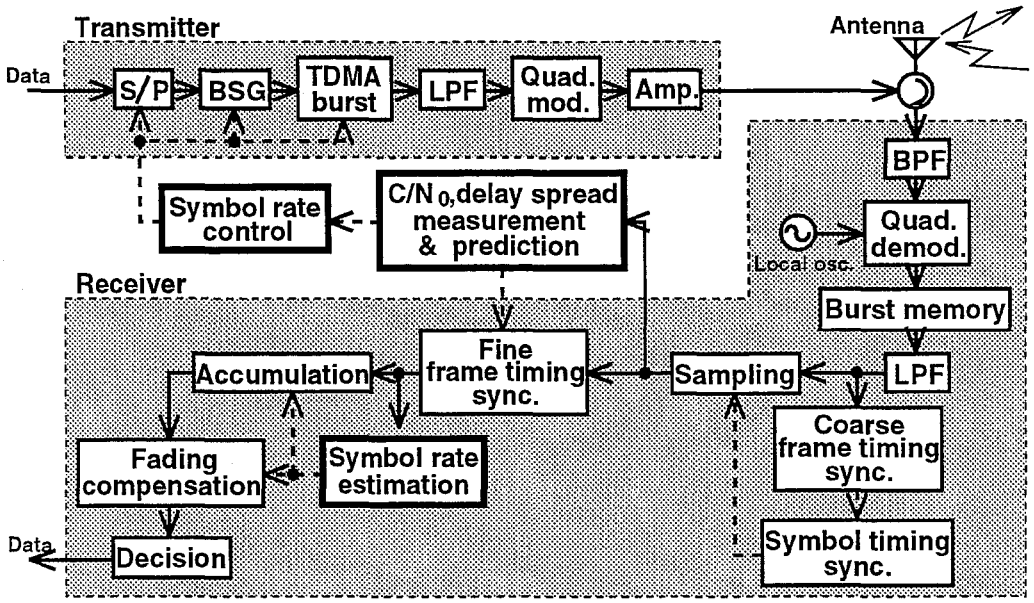


図 3.2: 送受信機構成

受信機においては，受信信号はバンドパスフィルタ (BPF) に通された後，準同期検波される．得られたベースバンド信号は，LPFによって帯域外の雑音や隣接チャネル干渉成分が除去される．ここで，送受信機におけるLPFは，ロールオフ率が0.5のルートナイキストフィルタであり，帯域幅はR_{smax}に等しい．LPFによって帯域制限された信号は，20μsecの誤差を許容する粗調整フレームタイミング同期が行われた後，R_{smax}のシンボルレートでシンボルタイミング同期が取られる [25]．サンプリング後，受信時の瞬時遅延プロファイルが測定され，この測定値から次の送信時の伝搬路状況を予測するとともに [16]，微調整フレームタイミング同期が行われる．微調整フレームタイミング同期では，図3.3に示すように，測定された瞬時遅延プロファイルから電力遅延プロファイルを作成し，最大成分をもつシンボルタイミングに対して同期が取られる．次に，シンボルレート推定用ワードを復号することにより受信バーストのシンボルレートを推定する [16]．今，推定されたシンボルレートがR_{smax}/Kである場合，連続するK個の情報シンボルを累積加算し，シンボルのE_s/N_0を増大させる．

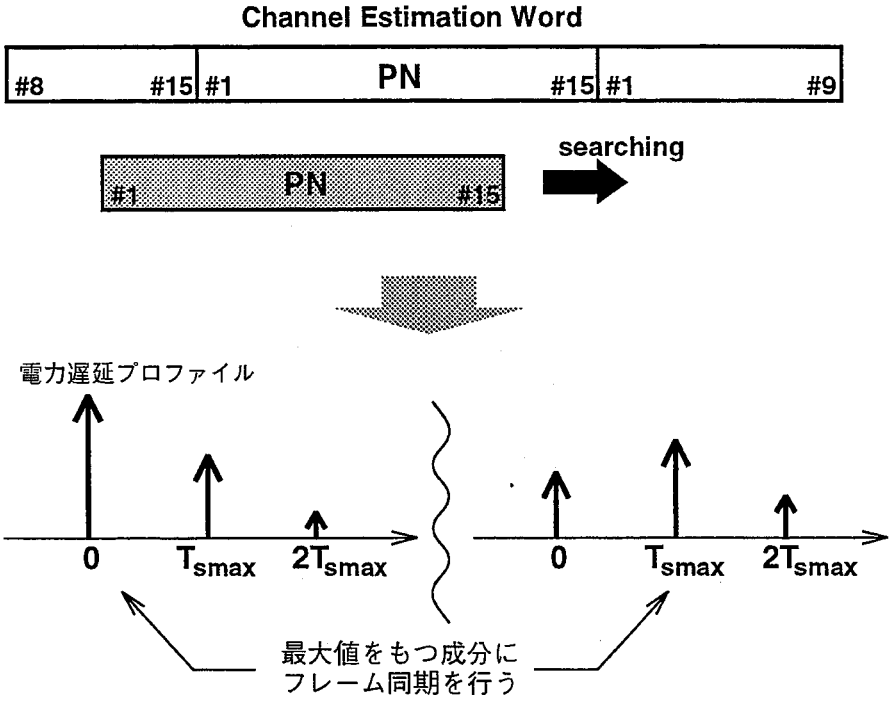


図 3.3: 微調整フレームタイミング同期

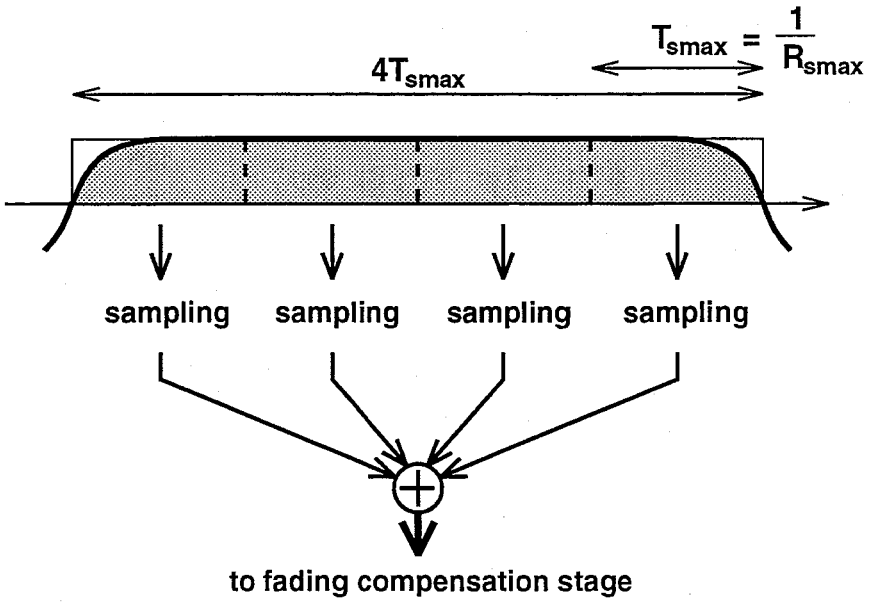


図 3.4: 累積加算による最適受信

図3.4に，シンボルレートが$R_{smax}/4$の場合の動作を示す．この累積加算は，加法性白色ガウス雑音 (Additive White Gaussian Noise: AWGN) 環境下において最適受信である積分放電フィルタと等価であり，E_s/N_0を最大にする．また，フェージング補償用パイロット系列については，シンボルレートとは無関係に，連続する8シンボルを累積加算し，1シンボルのパイロットシンボルを得る．このパイロットシンボルを用いて，情報シンボルのフェージング歪みを補償し[22]，データを復調する．

3.3 シンボルレートの選択基準

可変シンボルレート適応変調方式では，伝搬路の状況によって，各TDMA/TDDバーストでシンボルレートを選択する．具体的には，予測した伝搬路状況をもとに，ある基準となるBERを満足するシンボルレートの中から，最大の伝送速度を達成できるシンボルレートを選択する[18]．1バースト時間長がフェージングピッチに比べて十分に短いならば，伝搬路状況は，1バースト内ではほぼ変動しないと考えられる．そのため，シンボルレートの選択基準としては，各シンボルレートにおける静特性を用いるものとする．

本方式では，伝搬路状況を表すパラメータとして，瞬時C/N_0と瞬時遅延スプレッドを用いる．一般に，遅延スプレッド (τ_{rms}) は，遅延波の最大遅延時間が1シンボル時間長 (T_s) 以下であり，かつ遅延スプレッドがT_sの約1/10以下であればBER特性の指標となるパラメータであるが，1/10より大きくなると，遅延スプレッドではなく遅延プロファイルに依存する[11]．従って，選択されるシンボルレートは，τ_{rms}/T_sが，あるしきい値より小さいという条件を満たす必要がある．しきい値を大きく設定すると平均伝送速度は高くなるが，BER特性は悪くなる．逆に，しきい値を小さく設定するとBER特性は向上するが，平均伝送速度は低くなる．これらのことから，しきい値には最適値が存在することが分かる．本論文では，計算機シミュレーションによって得られた結果から，$\tau_{rms}/T_s \leq 1/9$という条件を満たすシンボルレートのみを選択可能とする[18]．

本研究における可変シンボルレート適応変調方式では，選択可能なシンボルレートR_{si} (iはオプション番号) は，1:R_{s1} = 400ksymbol/s, 2:R_{s2} = 200ksymbol/s, 3:R_{s3} = 100ksymbol/s, 4:R_{s4} = 50ksymbol/s の4方式であり，変調方式は16QAMとする．図3.5に，基準となるBERが10^{-3}である場合のシンボルレートの選択基準を示す．ここで，各シンボルレートの境界となるC/N_0およびτ_{rms}は計算機シミュレーションによって得られた数値であり，パイロットシンボル挿入型フェージング補償による劣化量を含んでいる[22]．

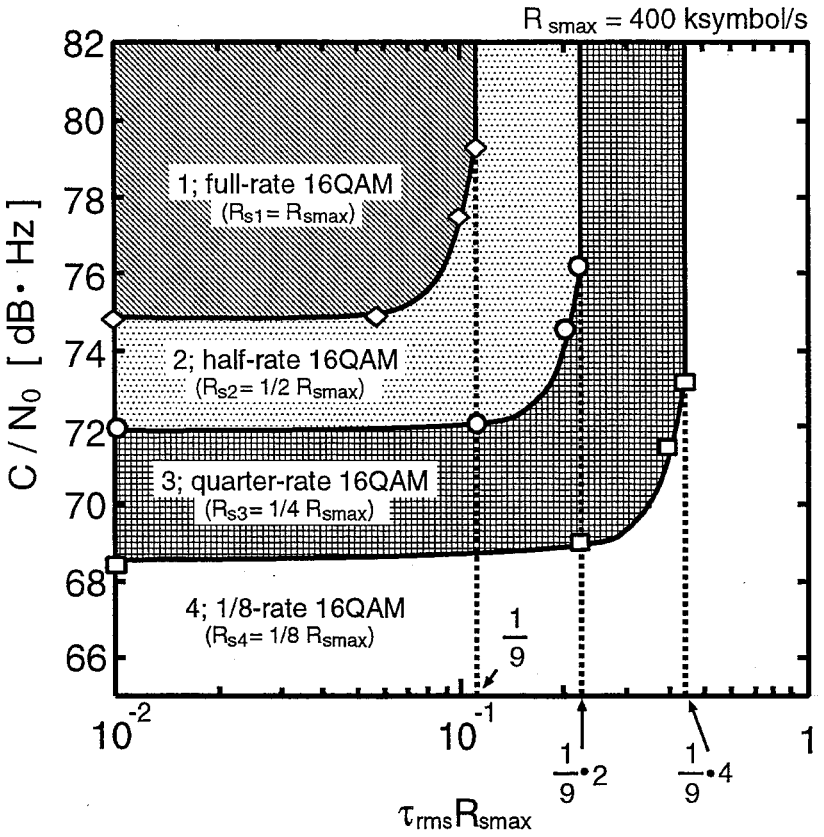


図 3.5: シンボルレート選択基準

3.4 伝搬路状況の推定・予測

可変シンボルレート適応変調方式において最適なシンボルレートを選択するためには，伝搬路状況を精度良く推定・予測することが重要である．そこで，本方式では，TDMA/TDD バースト中のミッドアンブルに，周期が 15 の変形 M 系列で構成される伝搬路状況測定用ワード (CE) が挿入されている [16]．ここで，変形 M 系列とは，M 系列に適当な直流成分を加えることによって自己相関関数のサイドローブを除去したものである [24]．また，20μsec 以内の遅延波成分まで測定できるように，15 シンボルの変形 M 系列の前後には，変形 M 系列が繰り返し付加されている．

受信機においては，ミッドアンブルに含まれるものと同じ変形 M 系列をあらかじめ用意

し，受信した伝搬路状況推定用ワードとの相関を取ることによって瞬時遅延プロファイルを作成する．次に，図3.6に示すように，この時点までに測定された遅延プロファイルの時系列を外挿することにより，次の送信時における遅延プロファイルを予測し，得られた遅延プロファイルから送信時の遅延スプレッドを予測する．ここでは，一次の外挿を用いることにする．一方，C/N_0に関しては，測定された遅延プロファイルと変形M系列との畳み込みを取ることによって，受信した伝搬路状況推定用ワードのレプリカを作成し，受信電力 (C) を求める．次に，得られたレプリカと実際の受信信号との差を取ることにより，受信信号中に含まれる雑音成分を推定し，雑音電力密度 (N_0) を求める．これらの推定値をもとに受信時のC/N_0が推定され，受信時と送信時の遅延プロファイルの電力比を計算することにより，送信時のC/N_0の予測値が得られる．

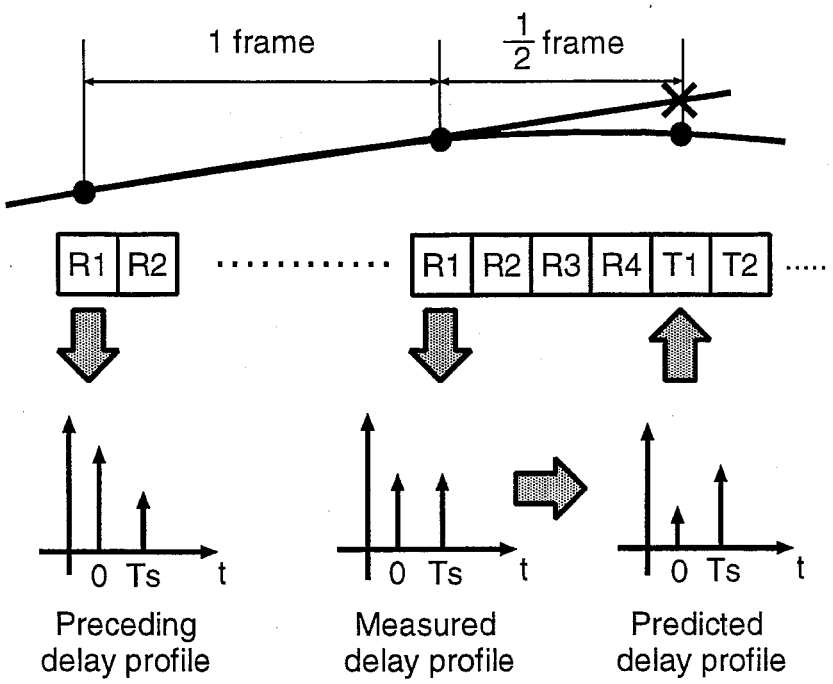


図 3.6: 外挿による送信時の遅延プロファイルの予測

3.5 シンボルレートの推定

可変シンボルレート適応変調方式では，送信側で伝搬路の状況に応じてシンボルレートを選択するため，受信したTDMA/TDDバーストのシンボルレートを受信側で推定することが必要不可欠となる．

本方式では，TDMA/TDD バースト中のミッドアンブルに，シンボルレートに割り当てられたウォルシュ関数を挿入することによってシンボルレートの推定を行う [16]．ウォルシュ関数は，任意の異なる 2 つの関数の相互相関が 0 となる直交関数系である．ここでは，最大 8 方式のシンボルレートに割り当てられるように 8 シンボルで構成されるものを用いる．

受信機では，微調整フレームタイミング同期が確立された後，受信したウォルシュ関数と選択可能なシンボルレートに割り当てられているすべてのウォルシュ関数との相関値を計算する．相関値の最大値を与えるウォルシュ関数を検索することにより，それに割り当てられたシンボルレートを推定値として復調に用いる．

3.6 伝送特性解析

本節では，一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート適応変調方式の伝送特性に関して，理論的に解析を行う [18]．

一様レイリーフェージング環境下における瞬時 C/N_0 の確率密度関数 $p(x)$ は，

$$p(x) = \frac{1}{x_{av}} \exp\left(-\frac{x}{x_{av}}\right) \tag{3.1}$$

で与えられる．ここで，x は瞬時 C/N_0，x_{av} は平均 C/N_0 を表す．

また，瞬時 C/N_0 が x_{i-1} から x_i $(x_{i-1} > x_i)$ の間にある確率は，

$$P(x_i \leq x \leq x_{i-1}) = \int_{x_i}^{x_{i-1}} \frac{1}{x_{av}} \exp\left(-\frac{x}{x_{av}}\right) dx \tag{3.2}$$

である．よって，一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート適応変調方式の平均伝送速度 $\overline{R_b}$ は，以下のようになる．

$$\overline{R_b} = \sum_{i=1}^{n_{op}} N R_{si} \int_{x_i}^{x_{i-1}} \frac{1}{x_{av}} \exp\left(-\frac{x}{x_{av}}\right) dx \tag{3.3}$$

ここで，

n_{op} ： 選択可能なシンボルレートのオプション数

N ： 1 シンボル当たりのビット数 (16QAM の場合は N=4)

R_{si} ： オプション番号 i におけるシンボルレート

x_i ： BER=10^{-3} を得るためのオプション番号 i に対する所要 C/N_0
ただし，$x_0 = \infty$，$x_{n_{op}} = 0$

である．また，n_{op} が 1，2，3，4 である場合，選択可能なシンボルレートはそれぞれ，R_{s1}，$R_{s1} \sim R_{s2}$，$R_{s1} \sim R_{s3}$，$R_{s1} \sim R_{s4}$ となることを意味している．

BER 特性は，ある時間内における伝送ビット数と誤りビット数の比であるので，一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート適応変調方式の BER 特性は，以下の式で与えられる．

$$BER = \frac{\sum_{i=1}^{n_{op}} N R_{si} \int_{x_i}^{x_{i-1}} \frac{1}{x_{av}} \exp\left(-\frac{x}{x_{av}}\right) p_{bi}(x)\, dx}{\sum_{i=1}^{n_{op}} N R_{si} \int_{x_i}^{x_{i-1}} \frac{1}{x_{av}} \exp\left(-\frac{x}{x_{av}}\right) dx} \tag{3.4}$$

式 (3.4) において，分母は単位時間当たりに伝送されるビット数の期待値を，分子は単位時間当たりに誤るビット数を表している．また，式 (3.4) の中の $p_{bi}(x)$ は，オプション番号 i に対する静特性条件下における BER 特性であり，パイロットシンボル挿入型フェージング補償による劣化量を含んでいる [22]．本研究で用いる 16QAM に対しては，$p_{bi}(x)$ は以下のようになる．

$$p_{bi}(x) = \frac{3}{8}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{1}{1.35} \cdot \frac{0.4x}{4R_{si}}} \tag{3.5}$$

ここで，1/1.35 は，パイロットシンボル挿入型フェージング補償による劣化量である．

図 3.7に，式 (3.3)，(3.4) で得られた一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート適応変調方式の平均伝送速度および BER 特性を示す．ただし，図 3.5に示されるように，$n_{op} = 4$，$R_{smax} = 400$ksymbol/s である．また，図 3.7には，固定シンボルレート (R_{smax}) 方式の特性も同時に示す．図より，伝搬路の状況が悪い場合，可変シンボルレート適応変調方式は，固定シンボルレート方式と比較すると，BER 特性が改善されているのが分かる．これは提案方式が，シンボルレートを下げることによって BER 特性を改善する方向に動作するからである．一方，伝搬路の状況が良い場合，BER 特性が改善されているとともに，平均伝送速度が固定シンボルレート方式に近づいている．これは提案方式が，ある一定の伝送品質 (BER=10^{-3}) を満たしながらシンボルレートを増加させる方向に動作するからである．

3.7 計算機シミュレーション結果

本節では，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可変シンボルレート適応変調方式の平均伝送速度および BER 特性を，計算機シミュレーションにより検討する．計算機シミュレーションでは，準同期検波時における搬送波と局部発信器とのオフセット周波数は無視できるものとし，粗調整フレームタイミング同期は完全に取られていると仮定する．シンボルタイミング再生には，オーバーサンプリングによる最尤推定に基づく方式を用いる [25]．また，伝搬路状況推定用ワード長およびシンボ

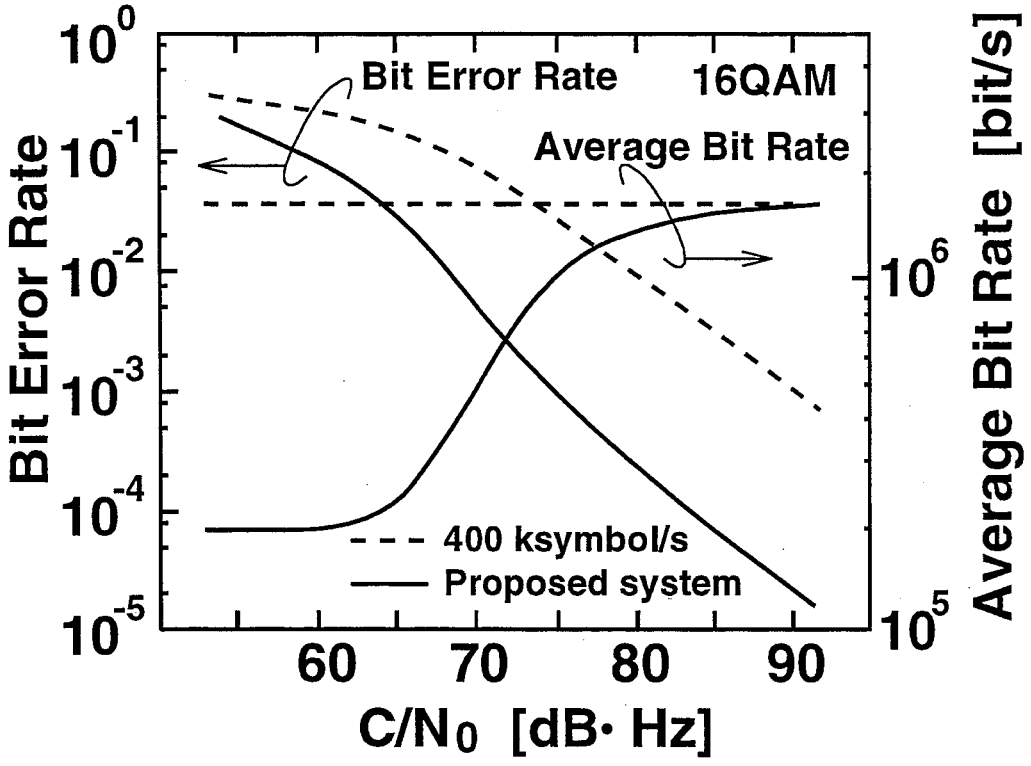


図 3.7: 一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート適応変調方式の平均伝送速度および BER 特性 (理論値)

ルレート推定用ワード長に関しては，参考文献 [16] で最適化されており，BER 特性にほとんど影響を及ぼさないことが確認されているので，以下のシミュレーションでは，図 3.1に示されている最適値を用いる．

3.7.1 一様レイリーフェージング環境下における伝送特性

図 3.8に，計算機シミュレーションで得られた，一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート適応変調方式の平均伝送速度および BER 特性を示す．ただし，最大ドップラ周波数は f_d=5Hz であり，n_{op}=4 である．

図より，計算機シミュレーション結果は，理論値とよく一致しているのが分かる．このことから，可変シンボルレート適応変調方式において，伝搬路状況推定およびシンボルレート推定が問題なく動作していると言える．

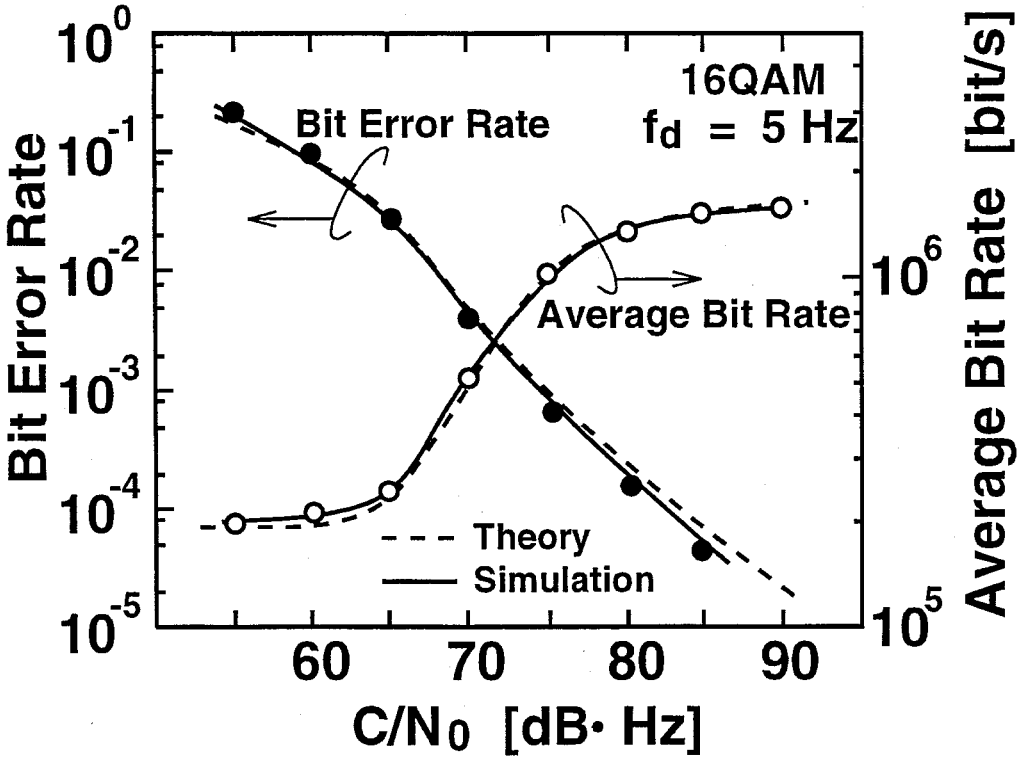


図 3.8: 一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート適応変調方式の平均伝送速度および BER 特性 (計算機シミュレーション)

3.7.2 周波数選択性フェージング環境下における耐遅延波特性

無線通信において耐遅延波特性は，システムの特性を表す最も重要な指標のひとつである．従って，本節では，周波数選択性フェージング環境下における可変シンボルレート適応変調方式の耐遅延波特性を，計算機シミュレーションにより検討する．

図 3.9に，平均遅延スプレッド ($\overline{\tau_{rms}}$) をパラメータとした，周波数選択性フェージング環境下における可変シンボルレート適応変調方式，および固定シンボルレート (R_{smax}) 方式の BER 特性を示す．ただし，f_d=5Hz である．また，図には遅延波がシンボルレート推定に及ぼす影響を検討するため，シンボルレート推定が完全な場合と推定誤りを考慮した場合の特性も示す．図より，周波数選択性フェージング環境下においても，シンボルレート推定の精度にはまったく問題がないことが分かる．

可変シンボルレート適応変調方式と固定シンボルレート方式を比較すると，シンボルレートを可変にすることによって，BER 特性が明らかに改善されている．固定シンボルレート

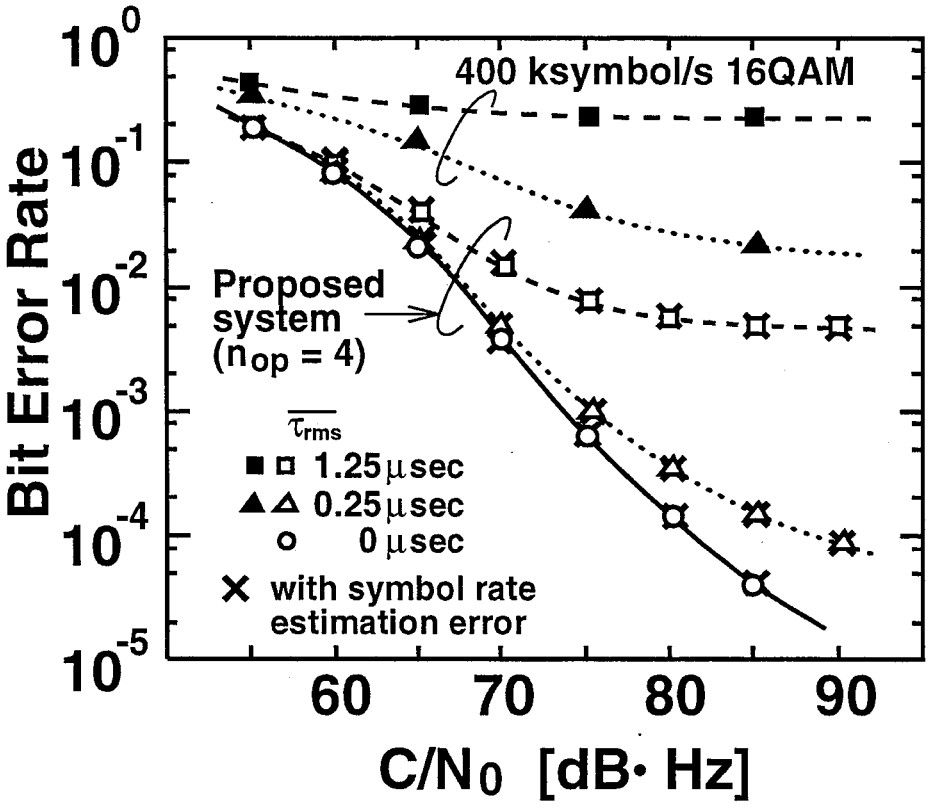


図 3.9: 周波数選択性フェージング環境下における可変シンボルレート適応変調方式の BER 特性

方式では，いずれの遅延スプレッドの場合でも，BER が 10^{-2}以上で軽減困難誤りが生じており，データ伝送を考える場合には通信不可能な品質である．これに対して，可変シンボルレート適応変調方式では，やはり軽減困難誤りが生じているが，2 桁程度の改善が得られており，シンボルレートを下げることによって通信可能な品質にまで改善されている．

図 3.10は，n_{op}をパラメータとして，平均遅延スプレッド ($\overline{\tau_{rms}}$) に対する (a) 軽減困難 BER 特性および (b) 平均伝送速度を示したものである．ただし，f_d=5Hz である．図 3.10において，n_{op}=1 は，固定シンボルレート (R_{smax}) 方式の特性を表している．図より，$\overline{\tau_{rms}}$ >250nsec では，固定シンボルレート方式の軽減困難 BER が 10^{-2}以上であるのに対して，可変シンボルレート適応変調方式においては，n_{op}が大きくなるにつれて軽減困難 BER 特性に大幅な改善効果が見られる．これは提案方式が，シンボルレートを下げることによって耐遅延波特性を改善する方向に動作するからである．例として，n_{op}=4，$\overline{\tau_{rms}}$=1μsec の場合を考えると，固定シンボルレート方式では軽減困難 BER が 10^{-1}以上であるのに対して，可変シンボルレート適応変調方式では，平均伝送速度を 1/4 程度に下げることによって，軽減

困難 BER を約 2.0×10^{-3}にまで改善している．一方，$\overline{\tau_{rms}} \leq 250$nsec では，固定シンボルレート方式とほぼ同じ平均伝送速度を達成しつつ，軽減困難 BER 特性が 2 桁以上改善されている．

図3.10には，シンボルレートは固定 (R_{smax}) で可変変調多値数 (QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM) 方式の特性 [16] も示している．図 3.10(a) より，提案方式の軽減困難 BER 特性は，n_{op}=2 の場合でも，可変変調多値数方式に比べて良い特性が得られており，変調多値数を低くする以上にシンボルレートを下げることが耐遅延波特性の改善には効果的であることが分かる．しかしながら，図 3.10(b) を見ると，提案方式の平均伝送速度は，可変変調多値数方式に比べて低くなっている．これは可変変調多値数方式の最高伝送速度が，可変シンボルレート適応変調方式のそれより高いからである．

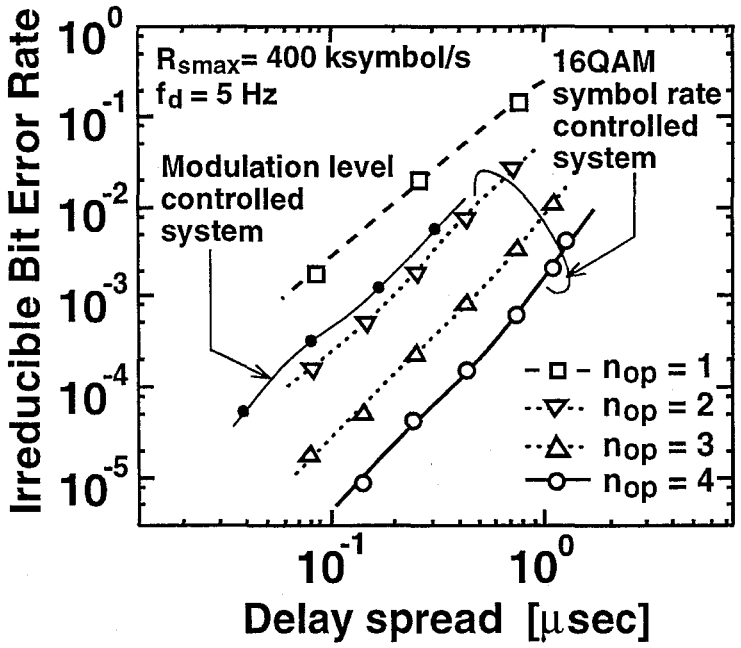
軽減困難 BER 特性および平均伝送速度の各特性は比較することができるが，総合的な特性として，同一条件下 (同一遅延スプレッド下) においてどの方式が高い平均伝送速度を達成できるのかという結論は得られない．そこで，平均伝送速度で正規化した平均遅延スプレッドに対する軽減困難 BER 特性を図 3.11に示す．ただし，f_d=5Hz である．図 3.11より，可変シンボルレート適応変調方式は，$n_{op} \geq 3$ であれば，変調多値数可変方式より高い平均伝送速度を達成することができるのが分かる．図 3.10では，これらの 2 方式について n_{op}=4 の可変シンボルレート適応変調方式の場合，軽減困難 BER が 10^{-3}，10^{-4}において，それぞれ 1.5 倍，2.5 倍の平均伝送速度を達成することができる．

また，n_{op}=4 の場合の可変シンボルレート適応変調方式と固定シンボルレート方式を比較すると，図より軽減困難 BER が 10^{-3}において，提案方式は，固定シンボルレート方式に比べて 4 倍以上の平均伝送速度を達成することができるのが分かる．例として$\overline{\tau_{rms}}$=250nsec の場合を考えると，16QAM 固定シンボルレート方式では平均伝送速度$\overline{R_b}$=400kbit/s (平均シンボルレート$\overline{R_s}$=100ksymbol/s) しか達成できないのに対し，16QAM 可変シンボルレート適応変調方式では$\overline{R_b}$=1.8Mbit/s ($\overline{R_s}$=450ksymbol/s) まで達成することができる．

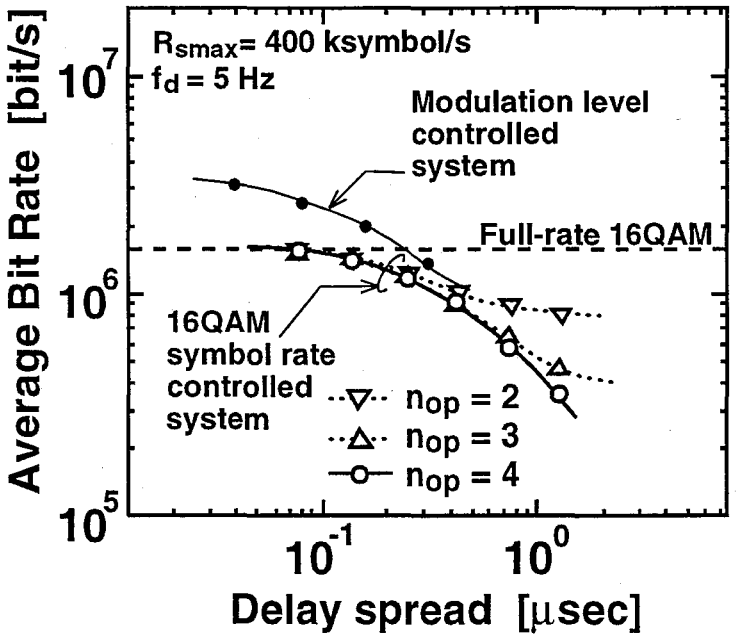
3.8 結言

本章では，適応変調無線パケット通信システムの主要技術であるシンボルレート制御技術を確立するため，回線交換方式において無線伝搬路特性に応じてシンボルレートを変化させる可変シンボルレート適応変調方式の提案を行い，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，主として計算機シミュレーションにより検討を行った．その結果，可変シンボルレート適応変調方式は，平均伝送速度は若干低下するものの，伝搬路特性が劣悪な時のみシンボルレートを下げることにより，いずれのフェージング環境下においても BER 特性が改善される

ことが確認できた．特に周波数選択性フェージング環境下においてはその効果が顕著であり，耐遅延波特性が大幅に改善されることが明らかになった．従って，従来の固定的な無線回線設計では伝送速度を高くできなかった周波数選択性フェージング環境下においても，より高いシンボルレートを基準にしてシンボルレートを変化させることにより，従来の伝送品質を維持しつつ伝送速度を高速化することが可能となる．



(a) 軽減困難 BER 特性



(b) 平均伝送速度特性

図 3.10: 平均遅延スプレッドに対する可変シンボルレート適応変調方式の伝送特性

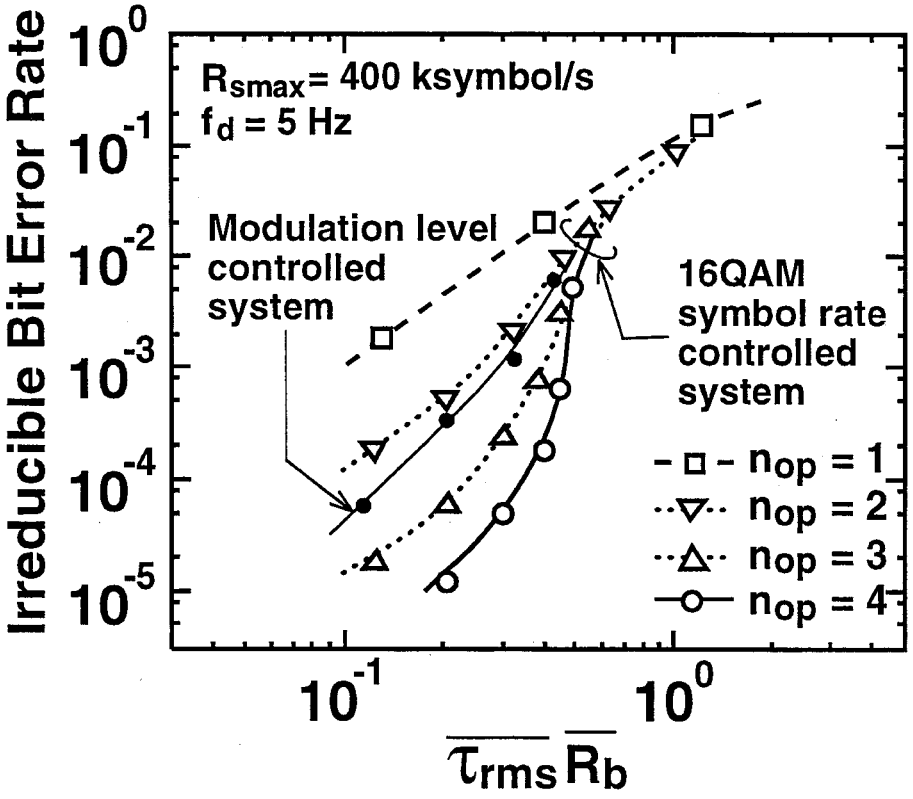


図 3.11: 可変シンボルレート適応変調方式の軽減困難 BER 特性

第4章

可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式

4.1 序言

本章では，さらなる伝送速度の高速化のため，第3章で提案した可変シンボルレート適応変調方式において，シンボルレートだけでなく変調多値数も変化させる可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式を提案し，可変変調多値数適応変調方式と可変シンボルレート適応変調方式との融合により，高品質かつ高速な伝送を達成できることを明らかにする．

さらに，計算機シミュレーションによる検討を基に，本章における提案方式の装置化や実現性について検討を行うため，適応変調装置を試作し室内実験によってその有効性を明らかにする．

4.2 送受信機構成

可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式は，割り当てられた帯域内において伝送品質の改善ができる可変シンボルレート適応変調方式と，伝送速度の高速化が図れる可変変調多値数適応変調方式を融合することにより，高品質かつ高速伝送の達成を目的とするシステムである．

可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式に用いる TDMA/TDD フレームおよびバースト構成は，第3.2節で示した図3.1と同様である．ただし，ミッドアンブル部には，シンボルレート推定用ワードではなく，変調パラメータ推定用ワード (Modulation Parameter Estimation Word) が挿入される．ここで変調パラメータとは，シンボルレートと変調多値数を意味する．

可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式における送受信機構成は，第3.2節で示した図3.2と同様である．送信機では，S/P変換器によって送信されるデータを，伝搬路状況に基づいて選択された変調多値数に応じて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，グレイ符号化された多値QAMベースバンド信号を生成する．生成されたベースバンド信号は，伝搬路の状況に基づいて選択されたシンボルレートに整形され，TDMA/TDDバースト信号が生成される．

受信機においては，変調パラメータ推定用ワードを復号することによって推定されたシンボルレートおよび変調多値数を用いて，情報シンボルのフェージング歪みを補償し，データを復調する．

4.3 変調パラメータの選択基準

可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式では，伝搬路の状況によって，各TDMA/TDDバーストで変調パラメータ (シンボルレート・変調多値数) を選択する [18]．

本研究における可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の選択可能な変調パラメータは，シンボルレートが50，100，200，400ksymbol/s，変調多値数が4，16，64，256とする．シンボルレートと変調多値数の組み合わせは16方式設定可能であるが，同一伝送速度を達成できる組み合わせが存在するので，本研究では，

1. full-rate 256QAM ($R_{s1} = 400$ksymbol/s, $N_1 = 8$)
2. full-rate 64QAM ($R_{s2} = 400$ksymbol/s, $N_2 = 6$)
3. full-rate 16QAM ($R_{s3} = 400$ksymbol/s, $N_3 = 4$)
4. full-rate QPSK ($R_{s4} = 400$ksymbol/s, $N_4 = 2$)
5. 1/2-rate QPSK ($R_{s5} = 200$ksymbol/s, $N_5 = 2$)
6. 1/4-rate QPSK ($R_{s6} = 100$ksymbol/s, $N_6 = 2$)
7. 1/8-rate QPSK ($R_{s7} = 50$ksymbol/s, $N_7 = 2$)

の7レベルの伝送速度を設定可能とし，変調方式がQPSKの場合に可変シンボルレート方式を適用する [18]．ここで，R_{si}は，オプション番号iにおけるシンボルレート，N_iは，オプション番号iにおける1シンボル当たりのビット数を表す．

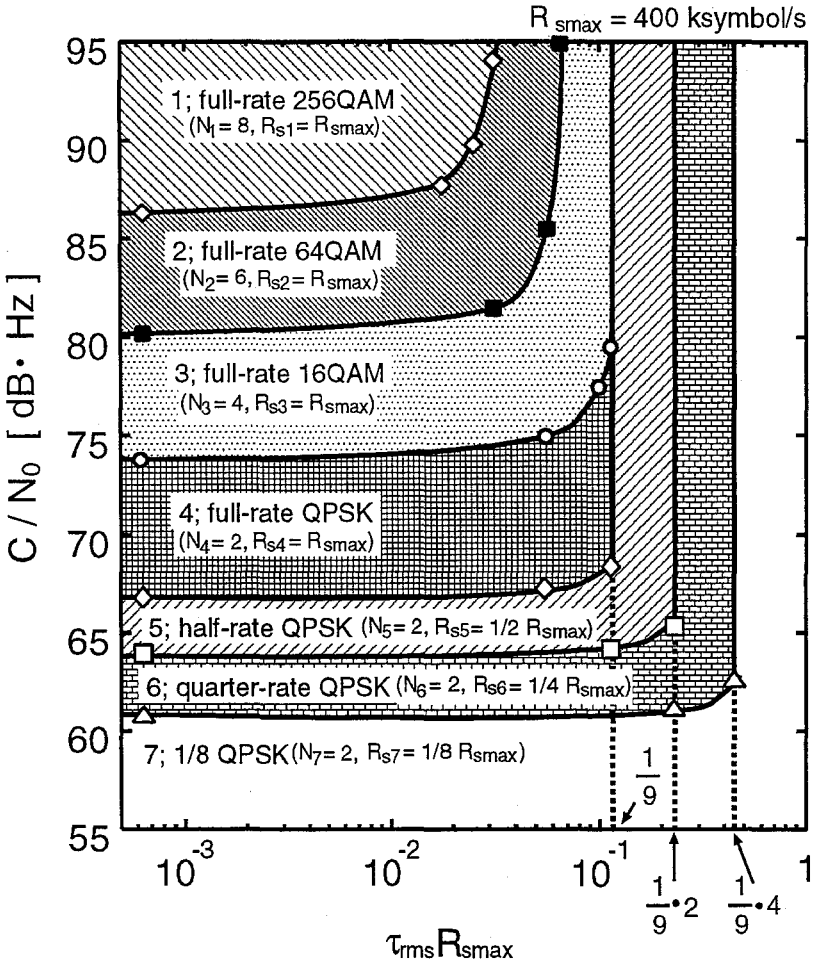


図 4.1: 変調パラメータ選択基準

図 4.1に，基準となる BER が 10^{-3}である場合の変調パラメータの選択基準を示す．ここで，各変調パラメータの境界となる C/N_0およびτ_{rms}は計算機シミュレーションによって得られた数値であり，パイロットシンボル挿入型フェージング補償による劣化量を含んでいる [22].

4.4 伝搬路状況の推定・予測

可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式において最適な変調パラメータを選択するためには，伝搬路状況を精度よく測定・予測することが重要である．可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式における伝搬路の推定・予測法は，第 3.4 節と同様である．

4.5 変調パラメータの推定

可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式では，送信側で伝搬路の状況に応じて変調パラメータ (シンボルレート・変調多値数) を選択するため，受信したTDMA/TDDバーストの変調パラメータを受信側で推定することが必要不可欠となる．

本研究における可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式では，第3.5節で述べたシンボルレート推定法と同様に，変調パラメータの組み合わせに割り当てられたウォルシュ関数を挿入することによって変調パラメータの推定を行う．

4.6 伝送特性解析

本節では，一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の伝送特性に関して，理論的に解析を行う [18]．

第3.6節と同様の解析により，一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の平均伝送速度$\overline{R_b}$は，以下のようになる．

$$\overline{R_b} = \sum_{i=1}^{7} N_i R_{si} \int_{x_i}^{x_{i-1}} \frac{1}{x_{av}} \exp\left(-\frac{x}{x_{av}}\right) dx \tag{4.1}$$

ここで，

N_i : オプション番号 i における1シンボル当たりのビット数

R_{si} : オプション番号 i におけるシンボルレート

x_i : BER=10^{-3}を得るためのオプション番号 i に対する所要 C/N_0
ただし，$x_0 = \infty$，$x_7 = 0$

である．

また，可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式のBER特性は以下のようになる．

$$BER = \frac{\sum_{i=1}^{7} N_i R_{si} \int_{x_i}^{x_{i-1}} \frac{1}{x_{av}} \exp\left(-\frac{x}{x_{av}}\right) p_{bi}(x)\, dx}{\sum_{i=1}^{7} N_i R_{si} \int_{x_i}^{x_{i-1}} \frac{1}{x_{av}} \exp\left(-\frac{x}{x_{av}}\right) dx} \tag{4.2}$$

式 (4.2) の中の $p_{bi}(x)$ は，オプション番号 i に対する静特性条件下におけるBER特性であり，パイロットシンボル挿入型フェージング補償による劣化量を含んでいる [22]．

図4.2に，式 (4.1)，(4.2) で得られた一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の平均伝送速度およびBER特性を示す．また，図4.2には，比較対象となる固定変調パラメータ方式として，400ksymbol/s QPSKの場合の

特性も示す．図より，伝搬路の状況が悪い場合，可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式は，QPSK 方式と比較すると，BER 特性が改善されているのが分かる．これは提案方式が，伝送速度を下げることによって BER 特性を改善する方向に動作するからである．一方，伝搬路の状況が良い場合，BER 特性が改善されているとともに，QPSK 方式より高い平均伝送速度が達成されている．これは提案方式が，ある一定の伝送品質 (BER=10^{-3}) を満たしながら伝送速度を増加させる方向に動作するからである．このような特性は，伝搬路の状況が悪い領域では主としてシンボルレートが可変に動作し，伝搬路の状況が良い領域では変調多値数が可変に動作していることを表している．

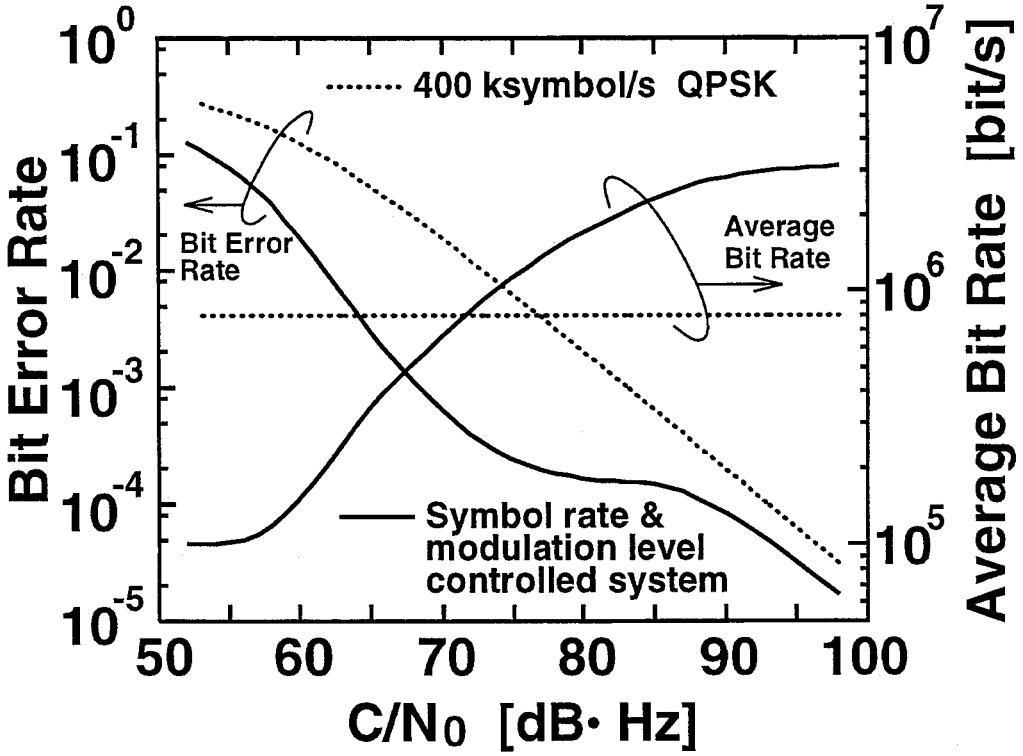


図 4.2: 一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の平均伝送速度および BER 特性 (理論値)

また図より，QPSK 方式と同等の平均伝送速度 (800kbit/s) を達成するための所要 C/N_0 は，約 72dB·Hz である．このときに得られる BER で比較すると，QPSK 方式が 1.2×10^{-2}，可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式が 4.0×10^{-4} となる．このことから，可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式は同一送信電力，同一伝送速度のもとで，より高品質な伝送が可能であることが分かる．

4.7 計算機シミュレーション結果

本節では，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可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の平均伝送速度およびBER特性を，計算機シミュレーションにより検討する．また，計算機シミュレーションにおける仮定は，第3章と同様である．

4.7.1 一様レイリーフェージング環境下における伝送特性

図4.3に，計算機シミュレーションで得られた一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の平均伝送速度およびBER特性を示す．ただし，最大ドップラ周波数 f_d=5Hz である．また，図には，前節で導出した可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の理論特性も示している．図より計算機シミュレーション結果は，理論特性に対してわずかに劣化しているのが分かる．特に低い C/N_0の場合に劣化が見られるが，これは主として受信側における使用変調パラメータ推定誤りによる劣化であると考えられる．しかしながら，この劣化は1~2dB程度であり，伝送品質においてもさほど大きな問題ではなく許容範囲であると思われる．

図4.4に，一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式，可変シンボルレート適応変調方式，および固定変調パラメータ方式(400ksymbol/s QPSK)の平均伝送速度およびBER特性を示す．ただし，最大ドップラ周波数 f_d=5Hz である．伝搬路の状況が悪い場合には，QPSKで可変シンボルレート方式が適用されることにより，BER特性の改善が得られている．また，伝搬路状況が良い場合には，可変シンボルレート方式によるBER特性の改善とともに，可変変調多値数方式が支配的となり，平均伝送速度が向上している．

次に，適応変調方式の耐 f_d特性について検討を行う．適応変調方式では，端末の移動速度が低速の場合にTDDを適用すると上りと下りのフェージング相関が高くなり，送信時の伝搬路特性の推定が可能となることを利用して，送信時の最適変調パラメータの設定を行っている．従って適応変調方式においては，どの程度の端末移動速度，即ち最大ドップラ周波数まで許容できるかを検討することは重要である．図4.5に，C/N_0をパラメータとした場合の f_dに対するBER特性を示す．ただし，f_dは1フレーム長 T_Fで規格化している．図より，f_dの増加とともにBER特性が劣化し，f_dT_Fが約 10^{-1}以上になると急激に劣化しているのが分かる．いま，所要伝送品質がBER= 10^{-3}とすると，C/N_0が90dB·Hzの場合には $f_dT_F = 0.15$ 以下，C/N_0が70~80dB·Hzの場合には $f_dT_F = 0.1$ 以下となり，本解析で用いたフレームフォーマットではそれぞれ18Hz，12Hzまで許容できることを意味している．

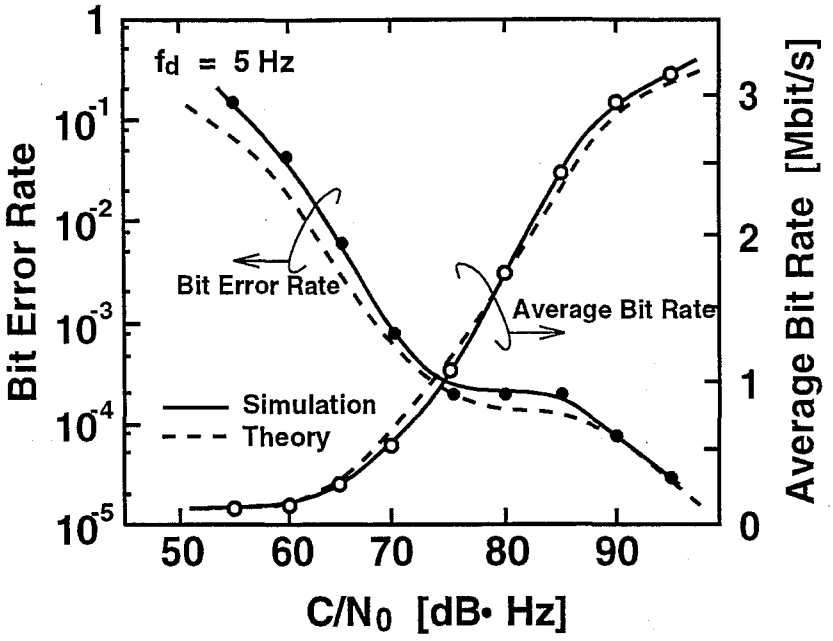


図 4.3: 一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の平均伝送速度および BER 特性 (理論，計算機シミュレーション)

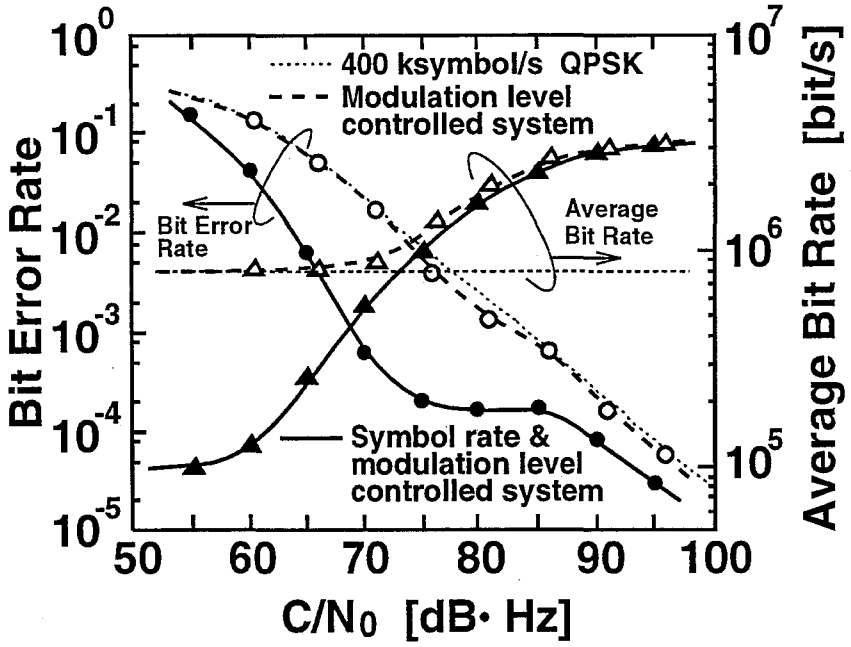


図 4.4: 一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の平均伝送速度および BER 特性 (計算機シミュレーション)

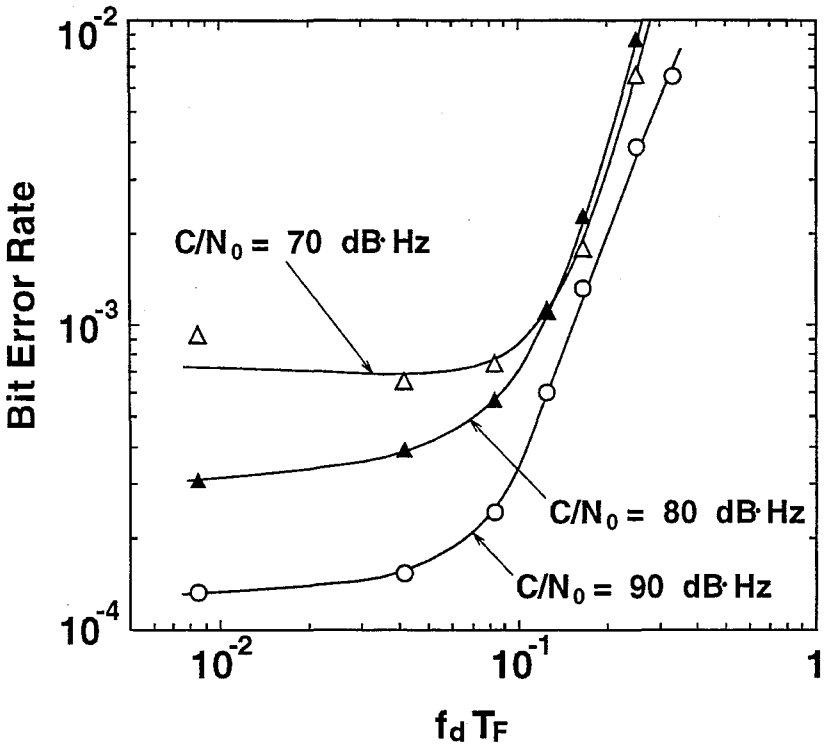


図 4.5: 一様レイリーフェージング環境下における可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の f_dに対する BER 特性

4.7.2 周波数選択性フェージング環境下における耐遅延波特性

図 4.6に，計算機シミュレーションによって得られた可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の動作例を示す．図 4.6において，それぞれの図は，(a) 瞬時 C/N_0の時間的変動，(b) 最高シンボルレートで規格化した瞬時遅延スプレッド ($\tau_{rms}R_{smax}$) の時間的変動，(c) 可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の動作，(d) 可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式および固定変調パラメータ (400ksymbol/s QPSK) 方式の瞬時 BER の時間的変動を表している．ただし，f_d=5Hz，この観測区間における各種伝搬路特性は，平均 C/N_0=83.7dB·Hz，平均規格化遅延スプレッド $\overline{\tau_{rms}}R_{smax}$=0.15 である．また，この観測区間において，固定変調時の伝送特性は BER=1.0×10^{-2}，伝送速度 R_b=800kbit/s に対して，適応変調時の伝送特性は BER=2.1×10^{-4}，平均伝送速度 $\overline{R_b}$=1.03Mbit/s である．図 4.6(d) においては，実線が適応変調時の特性を，点線が固定変調時の特性を表している．また，図 4.6(a) および (b) には，実際の伝搬路変動 (太線) と提案方式において予測した伝搬路特性 (細線) も示している．

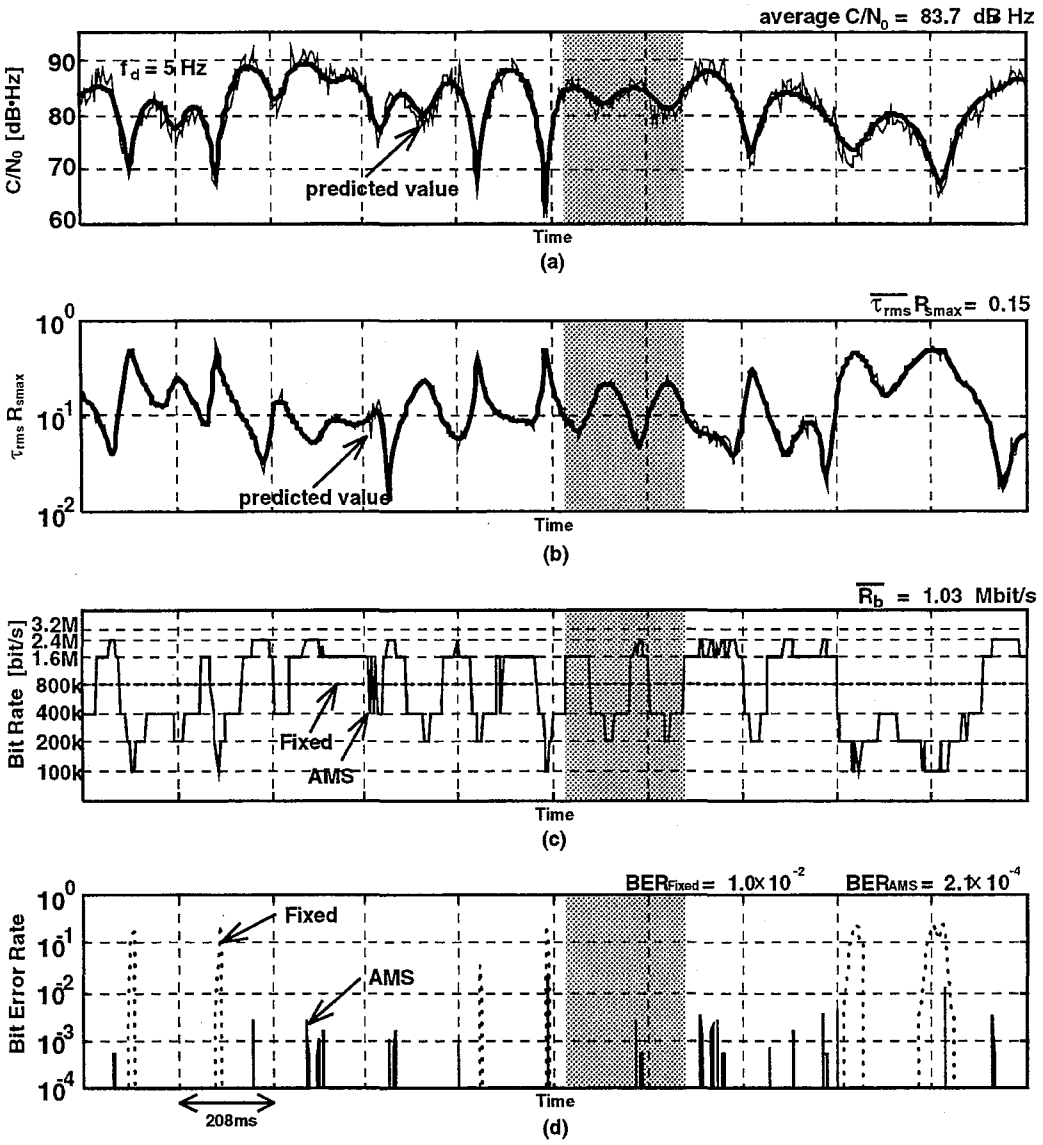


図 4.6: 可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の動作例 (a) 瞬時 C/N_0 (b) 瞬時遅延スプレッド (c) 伝送速度 (d) 瞬時 BER

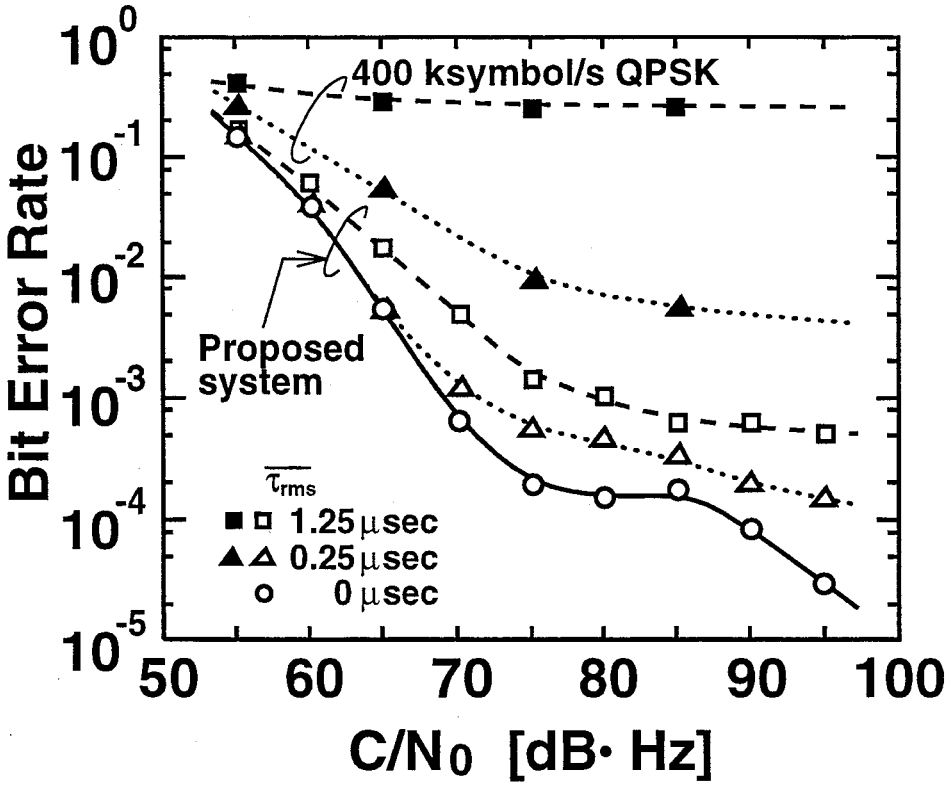


図 4.7: 周波数選択性フェージング環境下における可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式 BER 特性

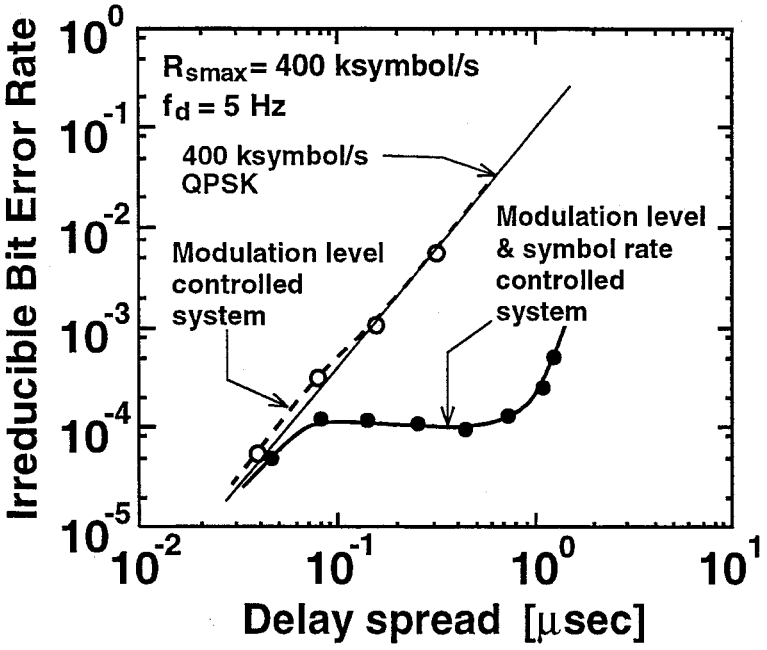
図 4.6(a) および (b) より，提案方式は瞬時 C/N_0の予測において若干の誤差が生じているものの，フェージング変動に対して問題なく適応しているのが分かる．また提案方式は，瞬時遅延スプレッドに関してはほぼ完璧に予測できている．図 4.6において，網掛けが施されている区間は，瞬時 C/N_0はほとんど一定で，瞬時遅延スプレッドが大きく変動する区間を示している．図 4.6(c) より，提案方式は瞬時遅延スプレッドの変動に対して適応できることを示しており，本方式特有の動作を表している区間である．つまり，可変シンボルレート適応変調方式は，受信信号レベルだけでなく，遅延スプレッドにも応じて変調パラメータを制御していることが確認できる．また，図 4.6(d) を見ると，固定変調時では多くのバースト的な誤りが発生しているのに対して，適応変調時では主にシンボルレートを可変にすることによって瞬時 BER が 10^{-3}程度のランダム誤りに近い特性が得られている．

図 4.7に，平均遅延スプレッドをパラメータとした，周波数選択性フェージング環境下における可変シンボルレート･変調多値数適応変調方式および固定変調パラメータ (400ksymbol/s QPSK) 方式の BER 特性を示す．ただし，f_d=5Hz である．図より，可変シンボルレート・

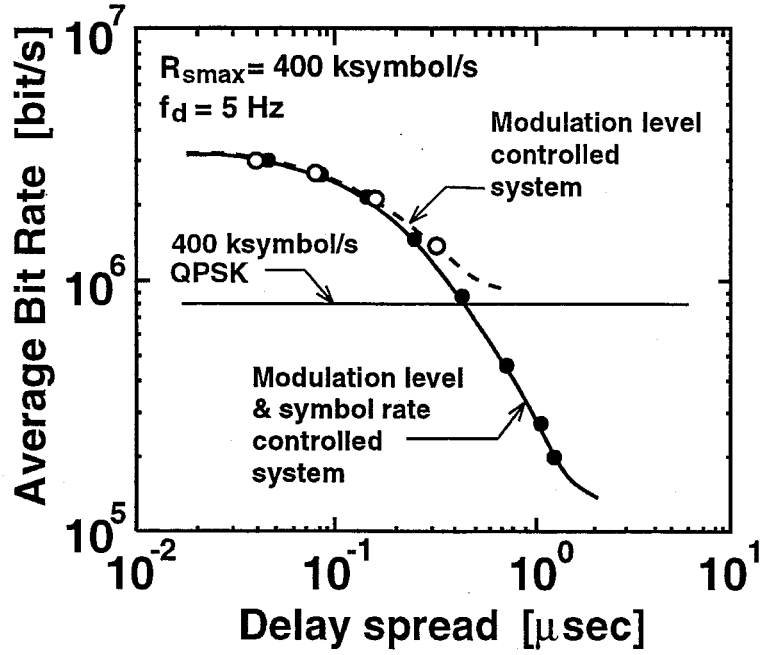
変調多値数適応変調方式と QPSK 方式を比較すると，いずれの遅延スプレッドの場合でも，周波数選択性フェージングの影響による軽減困難誤りが生じているものの，変調パラメータを可変にすることによる大幅な改善がみられる．特に，遅延スプレッドが 1.25μsec のとき，QPSK 方式では BER が 10^{-1}以上であるのに対して，可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式では 10^{-3}を達成することができる．この改善は，シンボルレートを下げることによって得られるものであり，平均伝送速度は低下する．

図 4.8は，平均遅延スプレッド ($\overline{\tau_{rms}}$) に対する (a) 軽減困難 BER 特性および (b) 平均伝送速度を示したものである．ただし，f_d=5Hz である．また，図には，QPSK 方式および可変変調多値数適応変調方式の特性 [16] も示している．図より，400nsec< $\overline{\tau_{rms}}$ <1μsec では，QPSK 方式および可変変調多値数適応変調方式の軽減困難 BER が 10^{-2}以上であるのに対して，可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式は 10^{-4}であり，軽減困難 BER 特性に大幅な改善効果が見られる．これは提案方式が，シンボルレートを下げることによって耐遅延波特性を改善する方向に動作するからである．例として，$\overline{\tau_{rms}}$=1μsec の場合を考えると，QPSK 方式および可変変調多値数適応変調方式では軽減困難 BER が約 10^{-1}程度であるのに対して，可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式では，平均伝送速度を 1/3 程度に下げることによって，軽減困難 BER を約 2.4×10^{-4}にまで改善している．

一方，$\overline{\tau_{rms}} \leq$ 400nsec では，軽減困難 BER 特性が同様に改善されているとともに，平均伝送速度は QPSK 方式より大幅に高速化できることが分かる．また，可変変調多値数適応変調方式と比較すると，達成される平均伝送速度は同等であり，なおかつ，軽減困難 BER 特性は大幅に改善されているのが分かる．これは，可変変調多値数適応変調方式では抑制できないバースト性誤りが，可変シンボルレート適応変調方式を融合することによって抑制されるからである．



(a) 軽減困難 BER 特性



(b) 平均伝送速度特性

図 4.8: 平均遅延スプレッドに対する可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式の伝送特性

4.8 室内実験結果

ここまでは，適応変調方式の送受信機構成や伝送特性について理論解析及び計算機シミュレーションによって検討し，その有効性を明らかにした．本節では，適応変調方式の装置化や実現性の検討のために適応変調装置の試作，室内実験を行いその特性を評価したので，その結果について報告する [26].

4.8.1 適応変調送受信機の構成

今回試作した適応変調送受信機の TDMA/TDD フレームおよびバースト構成は，第 3.2 節で示した図 3.1とほぼ同様であるが，バーストにおける各データ部に含まれるシンボル数を 160 ではなく 152 とし，TDMA/TDD の 1 フレーム長を 8msec としている．また，選択可能な変調パラメータについては，400ksymbol/s 64QAM，400ksymbol/s 16QAM，400ksymbol/s QPSK，200ksymbol/s QPSK(1/2-QPSK)，100ksymbol/s QPSK (1/4-QPSK)，及び 50ksymbol/s QPSK(1/8-rate QPSK) であり，本章でこれまで検討してきた適応変調方式において 400ksymbol/s 256QAM を用いないものと同等である．

今回の適応変調送受信機では，高精度の直交変調器を実現するため，中間周波数 6.4MHz のディジタル型直交変調器を用いている．受信機では，中間周波数 6.4MHz ディジタル型直交復調器によってフェージングひずみを含む受信ベースバンド信号を得た後，6.4MHz のサンプリングレート (full-rate のシンボルレートの 16 倍) でオーバーサンプリングされた 1 バーストの信号をバーストメモリに蓄積し，復調を行う．本装置では，適応的に変調パラメータを切り換える適応モードの他に，シンボルレート及び変調方式を固定的に伝送するモードを有する．

図 4.9に，室内実験系の構成を示す．室内実験では，基地局及び移動局の送受信機を，フェージングシミュレータ経由で IF(Intermediate Frequency) 帯 (70MHz) で接続している．また，TDD における伝搬路の可逆性を模擬するため，フェージングシミュレータ制御装置により，上り及び下り回線用のフェージングシミュレータ間のフェージング相関が 1 となるよう設定した．

4.8.2 固定伝送モードの伝送特性

適応変調方式の特性は，変調パラメータを固定した個々の変調パラメータにおける伝送特性に依存する．そのため，まず，各変調パラメータにおける静特性，一様フェージング及び周波数選択性フェージング下における BER 特性を評価する．図 4.10(a)-(f) に，64QAM，16QAM，full-rate QPSK，1/2-rate QPSK，1/4-rate QPSK 及び 1/8-rate QPSK の静特性

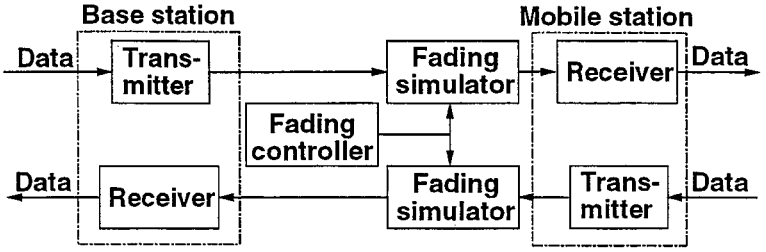


図 4.9: 適応変調装置の室内実験構成

及び一様レイリーフェージング下における BER 特性を示す．full-rate を適用した場合，8個の連続するパイロットシンボルを積分した後フェージングひずみを測定しているので，積分後のパイロットシンボルにおける信号対雑音電力比 (S/N) は情報シンボルの S/N より 9dB 高い．従って復調特性に対するパイロットシンボルにおける雑音の影響は十分小さいので，QPSK 及び 16QAM の BER 特性は理論値にほぼ一致している．64QAM の場合は最小信号間距離が短く，受信機で発生する各種ひずみに対して敏感となるので，静特性条件下では理論値から 1.5~3.0dB の特性劣化が見られるが，一様フェージング下における劣化は約 1.0dB であり，良好な特性と考えられる．ここで，一様フェージング下における劣化が静特性条件下より小さいのは，一様フェージング下の BER 特性を支配する，E_b/N_0が小さい領域における静特性条件下の劣化が比較的小さいためと考えられる．また，QPSK，16QAM，64QAM いずれの場合も，パイロットシンボルの間隔は 0.38ms なので，$f_d = 320$Hz においても軽減困難な誤り率は 10^{-3}程度以下であり，十分良好な特性を示している．一方，シンボルレートを下げた QPSK の場合，シンボルレートを下げるほど，理論値からの劣化が大きくなっている．これは，$1/K$-rate の場合，データ部においても K 個のシンボルを積分することによって，パイロットシンボルと情報シンボルの S/N の差が，シンボルレートが下がるほど小さくなり，パイロットシンボルにおける雑音の影響がフェージング補償後の情報シンボルの S/N を低下させること，及び各種同期回路は full-rate を基準に動作しており，シンボルレートが小さくなるほど，それらの誤動作の確率が高くなるためである．

4.8.3 適応変調装置の伝送特性

適応変調装置の理論伝送特性

図 4.11に，静特性条件下の BER 特性と，一様レイリーフェージング環境下における適応変調モードの各変調パラメータの選択範囲を示す．ただし，基準 BER は 10^{-3}である．また，本装置においては，1/8-rate QPSK を用いても所要品質が得られないと予想される場

合には，ダミーデータを送り，情報は伝送しない (Tx-off) ものとする [27].

図 4.12に，図 4.11の BER 特性を基にし，かつフェージング変動監視・推定部における推定誤差を考慮した場合の適応変調装置の (a)BER 特性と (b) 平均伝送速度特性の理論値を示す．ただし，推定誤差の影響を緩和する手段として，図 4.11で与えられる C/N_0のしきい値から 1dB 高い値を C/N_0のしきい値としている．ここではこの値をマージンと呼ぶ [27]．また，ここで用いる平均伝送速度は，これまでの解析で用いている冗長部を含んだ無線インターフェースのビットレートとは異なり，情報データ部のみを考慮した無線インターフェースのビットレートと定義する．図 4.12より，推定誤差が大きくなるにつれて BER 特性が劣化すること，及びその劣化は特に C/N_0の小さい領域で大きいことが分かる．一方，各変調パラメータの選択確率は推定誤差にはあまり影響されないことから，平均伝送速度特性はほとんど差異は見られない．

次にマージンの影響について検討する．図 4.13に，フェージング変動監視・推定部における誤差が 1dB の場合に，マージンをパラメータとした場合の (a)BER 特性と (b) 平均伝送速度特性を示す．マージンを大きくすると BER 特性は大きく改善される一方，平均伝送速度はわずかながら低下することが分かる．

適応変調装置の一様レイリーフェージング環境下における伝送特性

図 4.14に，$f_d = 1$Hz の一様レイリーフェージング環境下においてマージンをパラメータとした場合の (a)BER 特性と (b) 平均伝送速度特性を示す．図 4.14において，マージンが 1dB の場合の特性は，$C/N_0 \leq 75$dB·Hz の領域では，図 4.12における推定誤差 1dB の理論特性に良く一致していることが分かる．また，これまでの計算機シミュレーションにおいてもフェージング変動監視・推定部の推定誤差は約 1 dB であることが確認されている．一方，$C/N_0 < 75$dB·Hz の領域では，試作装置の BER 特性は図 4.12の理論特性から大きく劣化している．これは，C/N_0の低下に伴ってフェージング変動監視・推定部の推定誤差が大きくなること，及び同期系の特性が劣化することなどによる．一方，平均伝送速度特性は，図 4.12とほぼ同様の特性を示しているが，C/N_0が高い領域ではフェージング変動監視・推定部のダイナミックレンジが狭く，推定誤差が大きくなるため，マージンが大きい場合に劣化している．しかし，マージンが 0dB の場合と 1dB の場合の特性の差はわずかであるが BER 特性は大きく改善されることから，以下ではマージンは 1dB に設定する．

周波数選択性フェージング環境下の適応変調装置の伝送特性

図 4.15に，full-rate QPSK，full-rate 16QAM，full-rate 64QAM，及び適応変調方式の規格化遅延スプレッドに対する (a)BER 特性と (b) 平均伝送速度特性を示す．適応変調方式と他の変調パラメータ固定の変調方式を比較すると，いずれの C/N_0においても適応変調方

式のBER特性が他の方式より良好な特性を示している．特に規格化遅延スプレッドが0.1以上の領域での改善は大きく，$C/N_0 = 90$dB·Hzにおける BER特性は，full-rate QPSKより1桁以上改善されている．

適応変調方式の平均伝送速度は，$C/N_0 = 75$dB·Hzの場合，規格化遅延スプレッドが0.05以下においてfull-rate QPSKとほとんど同じであり，かつBERは約1/4になっている．一方，$C/N_0 = 90$dB·Hzの場合，規格化遅延スプレッドが0.05以下の領域では16QAM以上の平均伝送速度，規格化遅延スプレッドが0.15以下の領域ではQPSK以上の平均伝送速度が実現でき，かつ，BER特性は1桁以上向上している．特に規格化遅延スプレッドが0.2の場合，QPSKを用いると平均伝送速度が608kbit/s，BER$= 3 \times 10^{-2}$であるのに対して，適応変調を用いると軽減困難な誤り率は3×10^{-3}であり，平均伝送速度は470 kbit/sである．従って，適応変調方式においては，情報伝送速度を約20%低減させることによってBER特性を1桁改善していることが分かる．

適応変調方式の耐 f_d特性

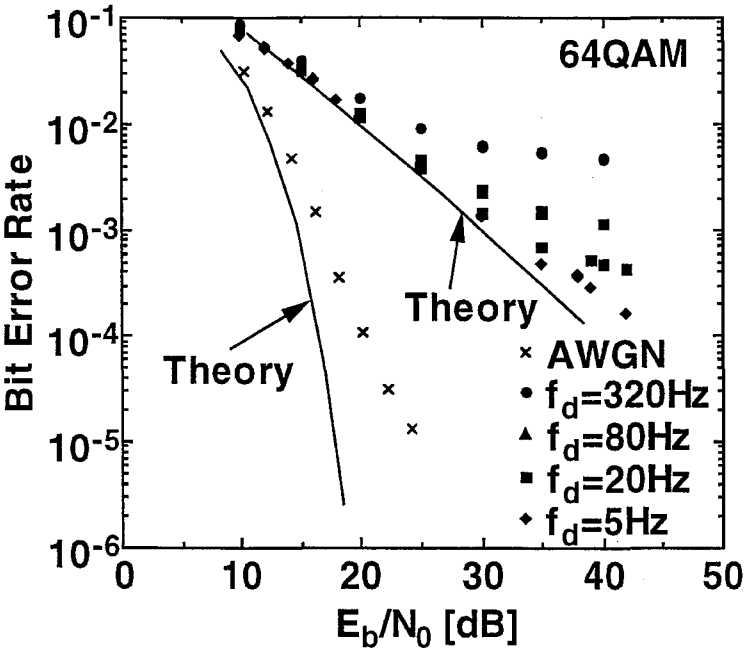
図4.16に，遅延スプレッド及びC/N_0をパラメータとした，f_dに対する(a)BER特性と(b)平均伝送速度特性を示す．図4.16より，BER特性は，f_dの増加に伴う上りと下りのフェージング相関の低下の影響により，f_dが10Hz以上で急激に劣化している．ここで達成目標のBERを10^{-3}とすると，$C/N_0 = 90$dB·Hzの場合に$f_d = 10$Hzまで許容できることを意味している．一方，平均伝送速度特性は図4.12で示したフェージング変動監視・推定部の推定誤差の影響と同様に，f_dが速くなることによる推定誤差に対してもあまり影響を受けない．従って，搬送波周波数が2GHzの場合を考えると，許容できる端末の移動速度は$v = 5.4$km/hとなり，人の歩行速度程度の屋内あるいは屋外マイクロセル環境においては，適応変調は十分適用可能な技術であると考えられる．

4.9 結言

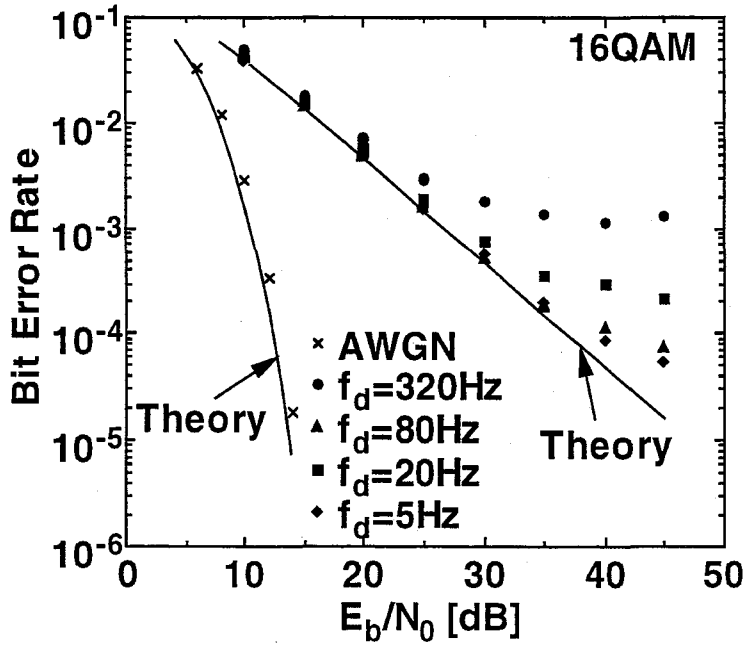
本章では，第3章で提案した可変シンボルレート適応変調方式においてさらなる伝送速度の高速化を図ることを目的として，伝搬路の変動に対してシンボルレートと変調多値数の両パラメータを適応的に変化させる可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式を提案し，伝送特性の検討を行った．その結果，適応変調方式の基礎技術が問題なく機能することが計算機シミュレーションにより確認され，可変変調多値数適応変調方式と可変シンボルレート適応変調方式とを融合することにより高品質かつ高速な伝送を達成できることが明らかになった．

また，本章の提案方式の実現性の検討を目的として試作した適応変調装置の室内実験に

より，端末の移動速度が人の歩行速度程度の屋内あるいは屋外マイクロセル環境における高品質・高速伝送の実現に有効であることが確認できた．

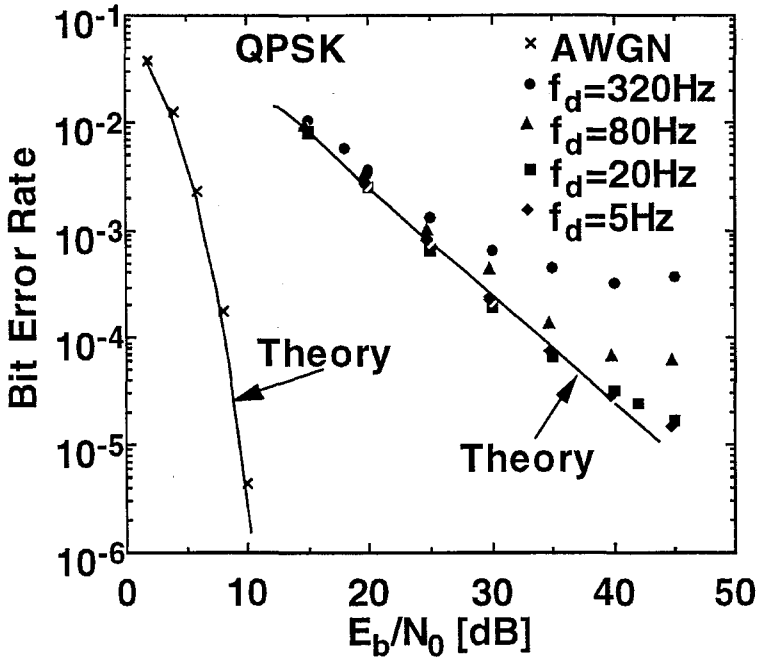


(a) full-rate 64QAM

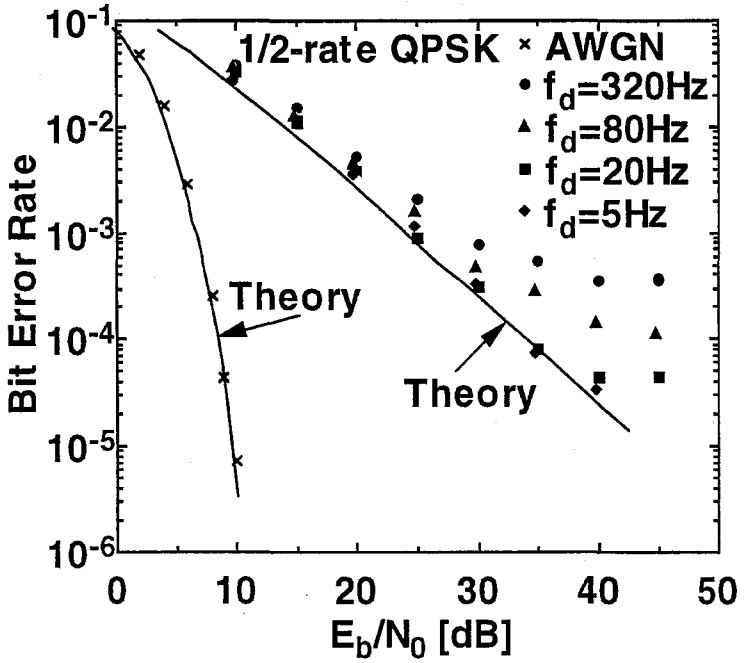


(b) full-rate 16QAM

図 4.10: 固定伝送モードにおける BER 特性

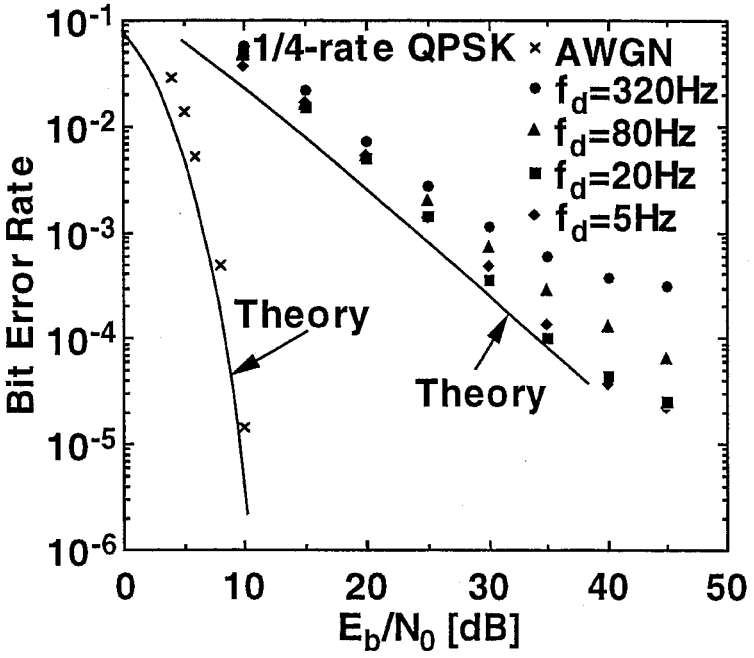


(c) full-rate QPSK

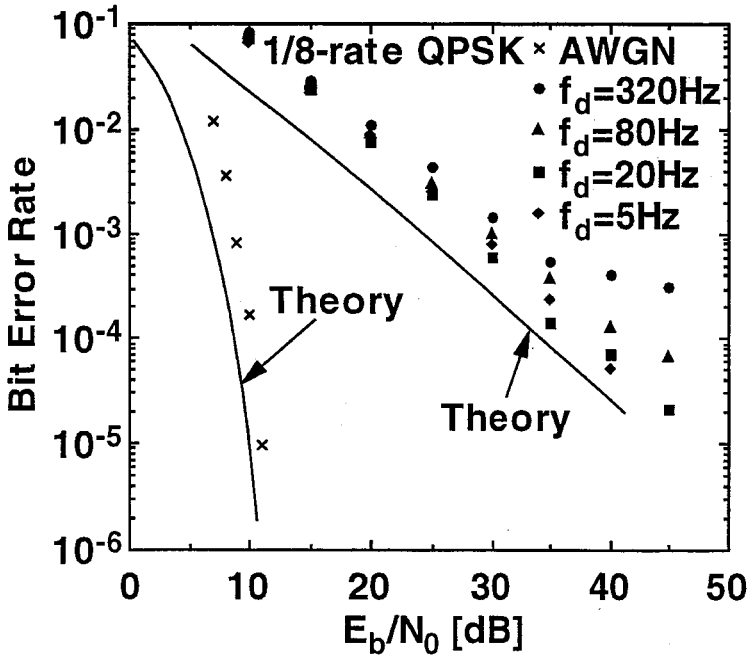


(d) 1/2-rate QPSK

図 4.10: 固定伝送モードにおける BER 特性



(e) 1/4-rate QPSK



(f) 1/8-rate QPSK

図 4.10: 固定伝送モードにおける BER 特性

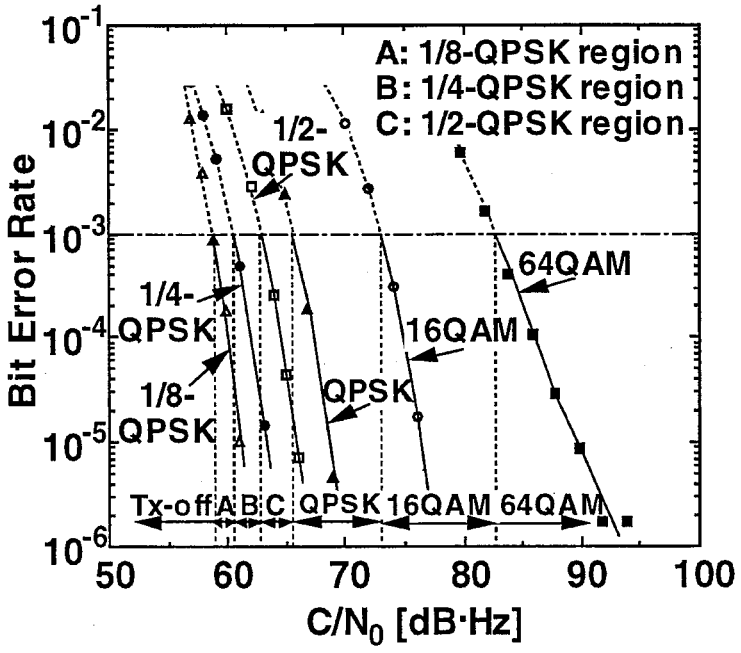
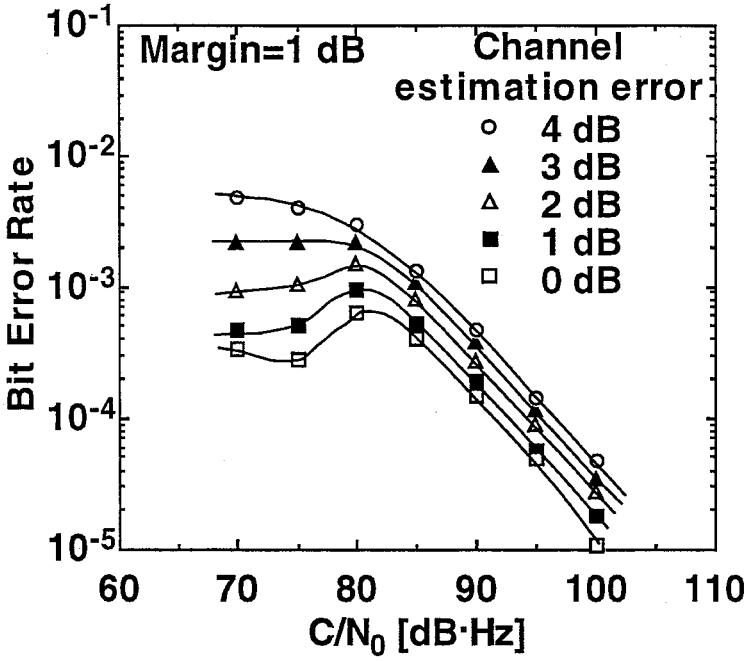
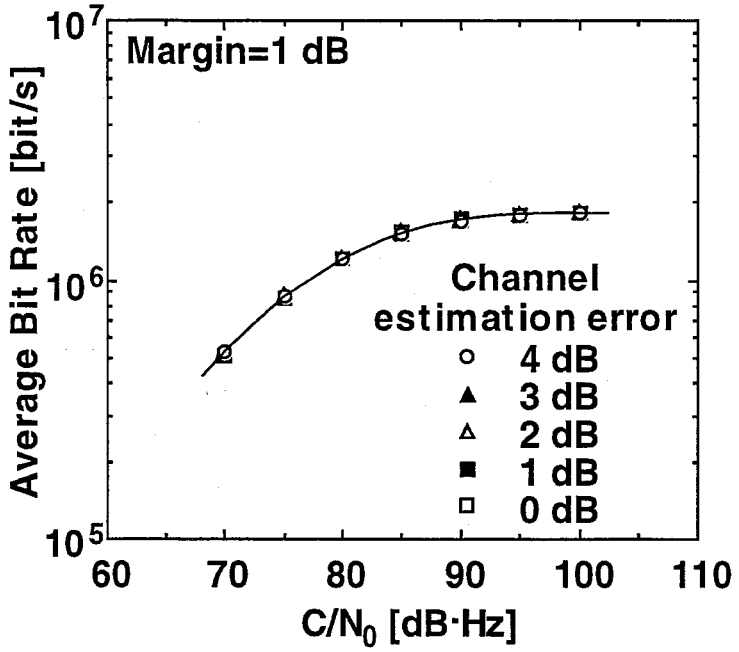


図 4.11: 各変調方式の静特性条件下の BER 特性と適応変調モードにおける各変調パラメータの選択範囲

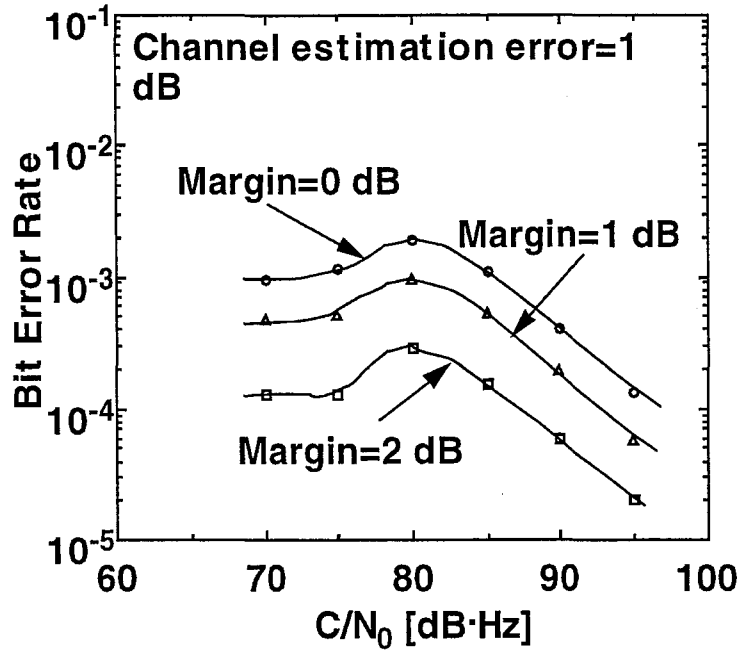


(a) BER 特性

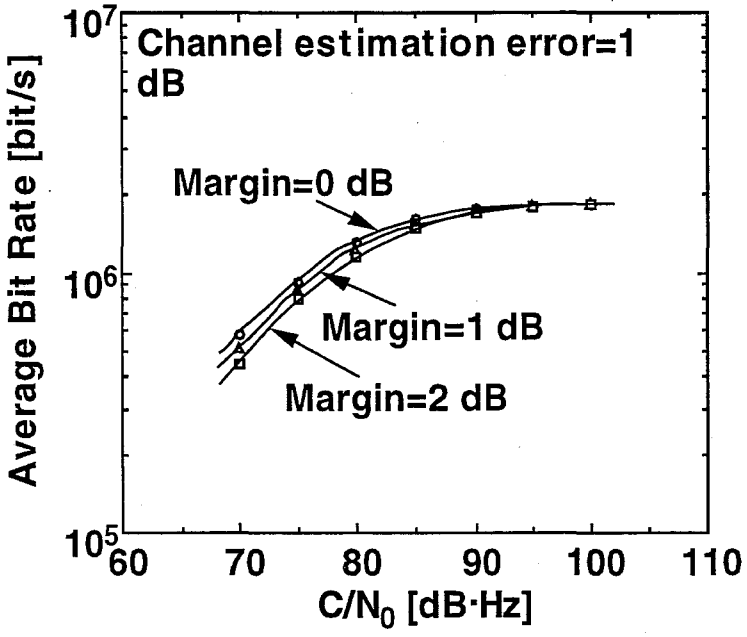


(b) 平均伝送速度特性

図 4.12: 固定モードの BER 特性を基に得られた適応変調方式の伝送特性

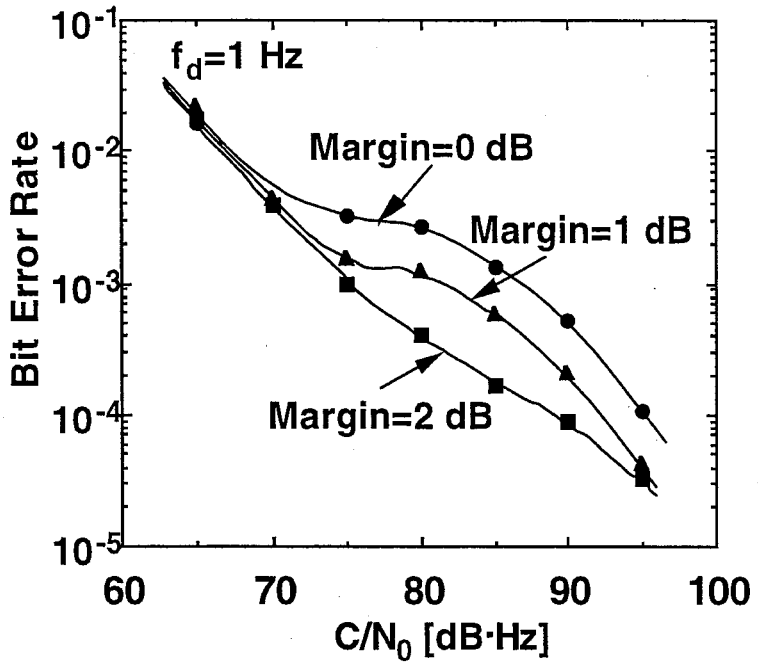


(a) BER 特性

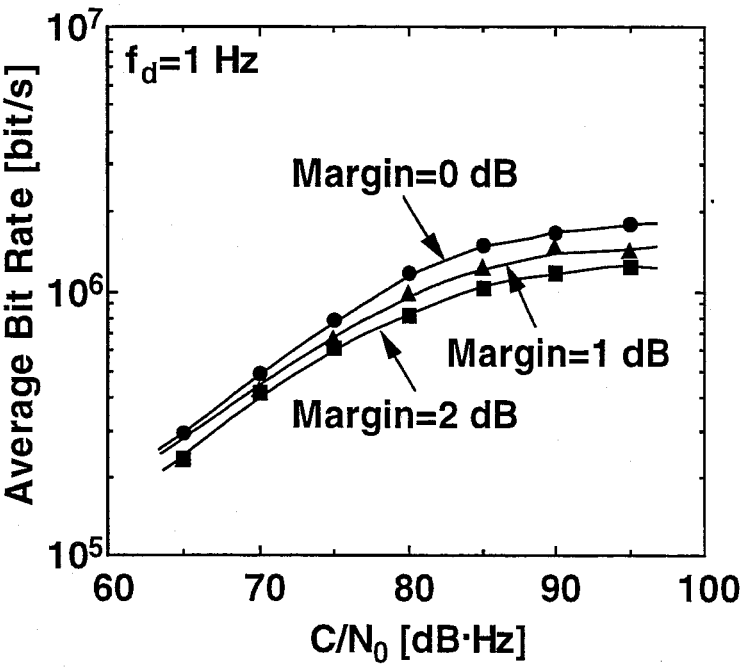


(b) 平均伝送速度特性

図 4.13: マージンをパラメータとした適応変調方式の理論伝送特性

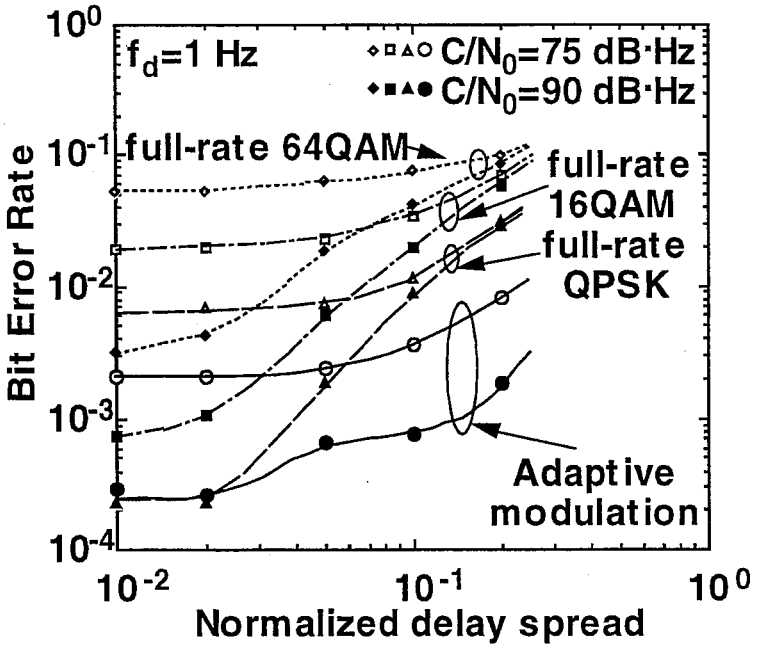


(a) BER 特性

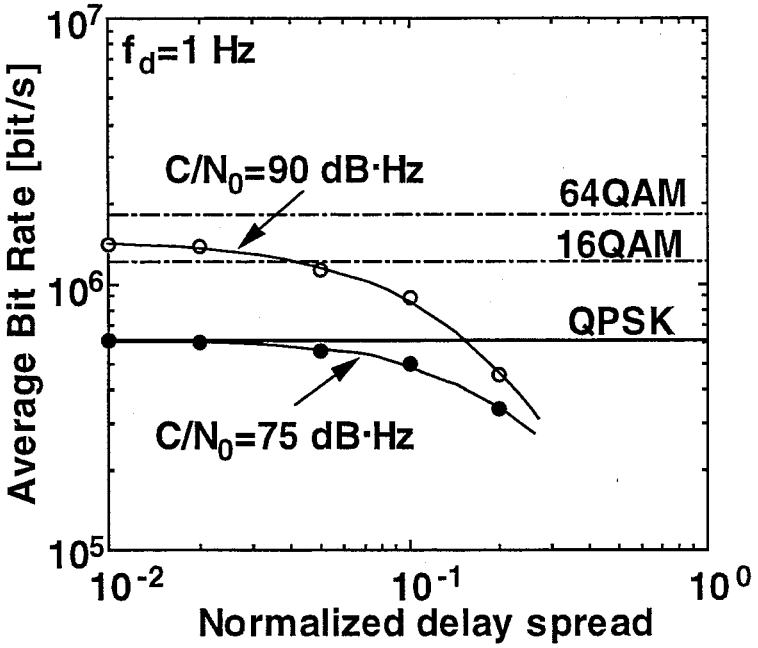


(b) 平均伝送速度特性

図 4.14: 適応変調装置の伝送特性

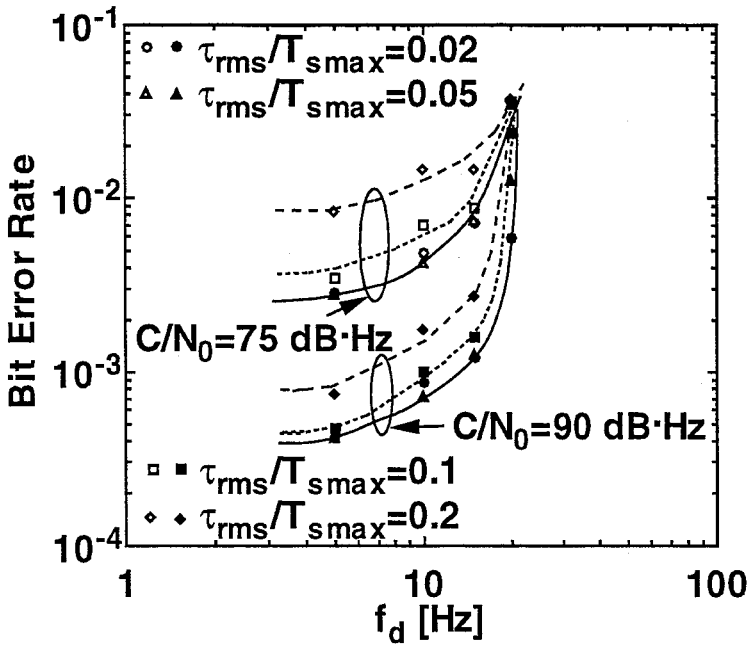


(a) BER 特性

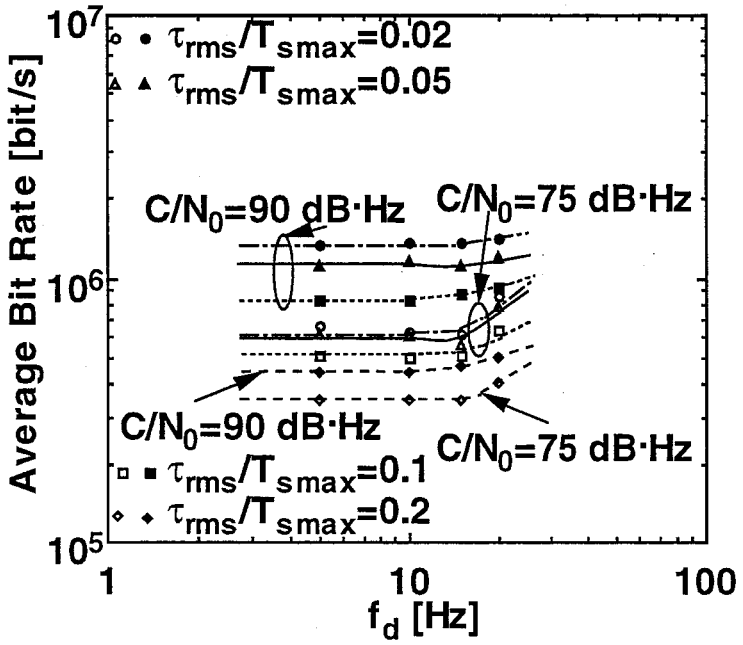


(b) 平均伝送速度特性

図 4.15: QPSK, 16QAM, 64QAM および適応変調方式の規格化遅延スプレッドに対する伝送特性



(a) BER 特性



(b) 平均伝送速度特性

図 4.16: 遅延スプレッドおよび C/N_0 をパラメータとした場合の f_d に対する伝送特性

第5章

適応変調無線パケット通信システム

5.1 序言

本章では，第4章で提案した可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式を無線パケット通信システムに導入した適応変調無線パケット通信システムを提案する．提案方式では，伝搬路状況に応じて選択された最適な変調パラメータに基づいてパケット長を変化させる．伝搬路状況が良好なユーザは高い伝送速度でパケット長を短くして伝送し，逆に伝搬路状況が悪いユーザは低い伝送速度でパケット長を長くして伝送することにより，スループットや平均遅延といったシステム特性の改善が期待できる．まず，本提案方式の基本構成および多元接続方式について述べた後，室内無線パケット通信環境下におけるスループット特性および平均遅延特性を計算機シミュレーションによって検討し，本提案方式の有効性を明らかにする．

また，通信距離に対するパケット受信成功確率および平均遅延特性についても検討し，空間的な無線伝搬路特性の違いにより生じる伝送品質の格差に対して，提案方式にはそれを緩和する効果があることを明らかにする．

5.2 基本構成

適応変調無線パケット通信システムでは，伝搬路の状況に応じて各送信パケットごとに変調パラメータを制御する．送受信における duplex 方式としては，上りおよび下り回線で周波数帯が異なる Frequency Division Duplex (FDD) と [30]，上りおよび下り回線で同一周波数を用いて時間的に分割する Time Division Duplex (TDD) が考えられる．

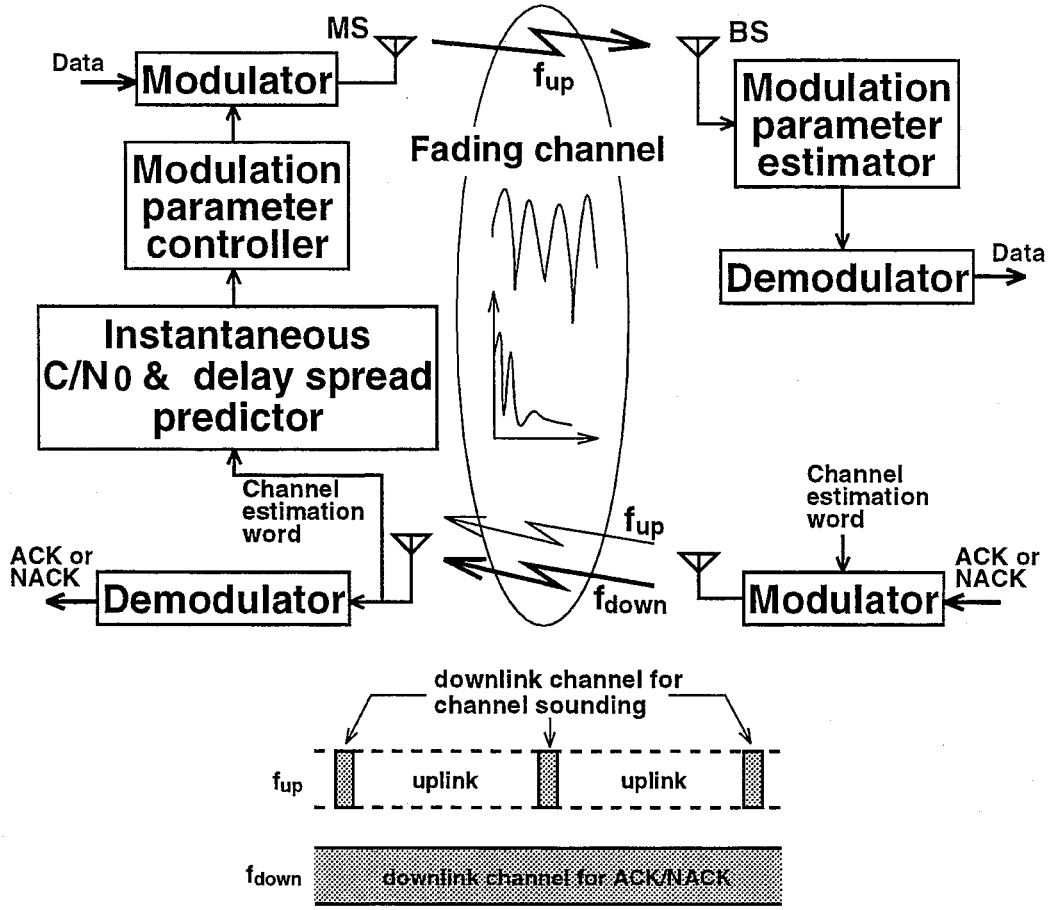


図 5.1: 適応変調無線パケット通信システムの構成例 (FDD の場合)

図 5.1に duplex 方式として FDD を用いた場合の適応変調無線パケット通信システムの構成例を示す [28]. 基地局は，下り回線 (f_{down}) を用いて ACK/NACK 信号を伝送するとともに，上り回線の伝搬路特性推定のため，既知信号 (チャネルサウンダ) を上り回線と同一の周波数 (f_{up}) でフェージング変動に追従可能な時間間隔で間欠的に伝送する．なお，上り回線では，各端末は下り回線におけるチャネルサウンダのタイミングを避けて送信する．端末は，このチャネルサウンダを受信することにより，伝搬路特性として受信時における遅延プロファイルを測定し，遅延プロファイルの時系列を外挿することによって得られる遅延プロファイルから，次の送信時の伝搬路状況 (瞬時 C/N_0および瞬時遅延スプレッド) を予測する [16]. このようにして得られた予測値をもとに，最適な変調パラメータを選択し，用いた変調パラメータを示す情報を付加してパケットを送信する．受信機では，各受信パケットに対して用いられた変調パラメータ情報を取り出し，復調を行う．また，下り

回線においては本論文ではACK信号のみを考慮し，変調パラメータは変化させないものとする．

一方，TDDを用いた場合は，送受信時間間隔が十分に短い場合は送信時および受信時の伝搬路特性に高い相関があるため，既知信号をパケット内に挿入することにより，受信パケットから次の送信時の伝搬路の状況を予測することができる．またTDDの場合，端末(基地局)において下り(上り)回線時に発生したパケットは直ちに送信を開始することができないため，何らかの再送プロトコルに従って送信を行う必要がある．

本章の計算機シミュレーションでは，FDDを用いた適応変調無線パケット通信システムについて検討を行う．TDDを用いた場合と同様に，FDDを用いた場合にもチャネルサウンダが送信されている区間で各端末から発生したパケットは直ちに送信を開始することができない現象が発生するが，チャネルサウンダが占有する時間の割合は十分小さいので，この現象がトラヒックに及ぼす影響は無視できると考えられる．

5.3 変調パラメータの選択基準

適応変調無線パケット通信システムでは，伝搬路の状況によって，各送信パケットで変調パラメータを選択する．具体的には，予測した伝搬路特性をもとに，ある基準となるBERを満足する変調パラメータの中から，最大のビットレートを与える変調パラメータを選択する．パケット長がフェージングピッチに比べて十分に短かければ，伝搬路特性は1パケット内ではほとんど変動しないと考えられるので，変調パラメータの選択基準としては，各変調パラメータにおける静特性を用いるものとする．

本論文では，適応変調無線パケット通信システムの選択可能な変調パラメータは，シンボルレートがfull-rate (2 Msymbol/s)，1/2-rate，1/4-rateおよび1/8-rateの4方式，変調多値数が256，64，16および4(QPSK)の4方式とし，

1; full-rate 256QAM ($L_P = L_{FQ}/4$)

2; full-rate 64QAM ($L_P = L_{FQ}/3$)

3; full-rate 16QAM ($L_P = L_{FQ}/2$)

4; full-rate QPSK ($L_P = L_{FQ}$)

5; 1/2-rate QPSK ($L_P = 2 \cdot L_{FQ}$)

6; 1/4-rate QPSK ($L_P = 4 \cdot L_{FQ}$)

7; 1/8-rate QPSK ($L_P = 8 \cdot L_{FQ}$)

NTM; Non-Transmission Mode

の7レベルの伝送速度と無伝送モード (NTM) が設定可能であるとする．ここで，L_Pは各変調パラメータにおけるパケット長を表わし，L_{FQ}は full-rate QPSK を用いる場合のパケット長である．伝送速度が最も低い変調パラメータを選択しても基準 BER を満たすことができない場合，無伝送モードが選択され [27]，無駄なパケットの送信は行われずに再送プロトコルに従う．これにより，従来では無駄に伝送を行っていた区間において，他のユーザが無線チャネルを使用できることになるので，パケット受信成功確率が改善され，再送確率の低減が期待できる．選択可能な変調パラメータ数 (オプション数) が特性に及ぼす影響については第5.5節で検討を行う．図5.2に，一様レイリーフェージング環境下における基準 BER(これを以下では $\mathrm{BER_{th}}$ と表わす) が 10^{-3}，選択可能なオプション数が7である場合の変調パラメータの選択基準を示す．ここで，各変調パラメータの境界となる C/N_0は計算機シミュレーションによって得られた数値であり，パイロットシンボル挿入型フェージング補償による劣化量を含んでいる [22]．

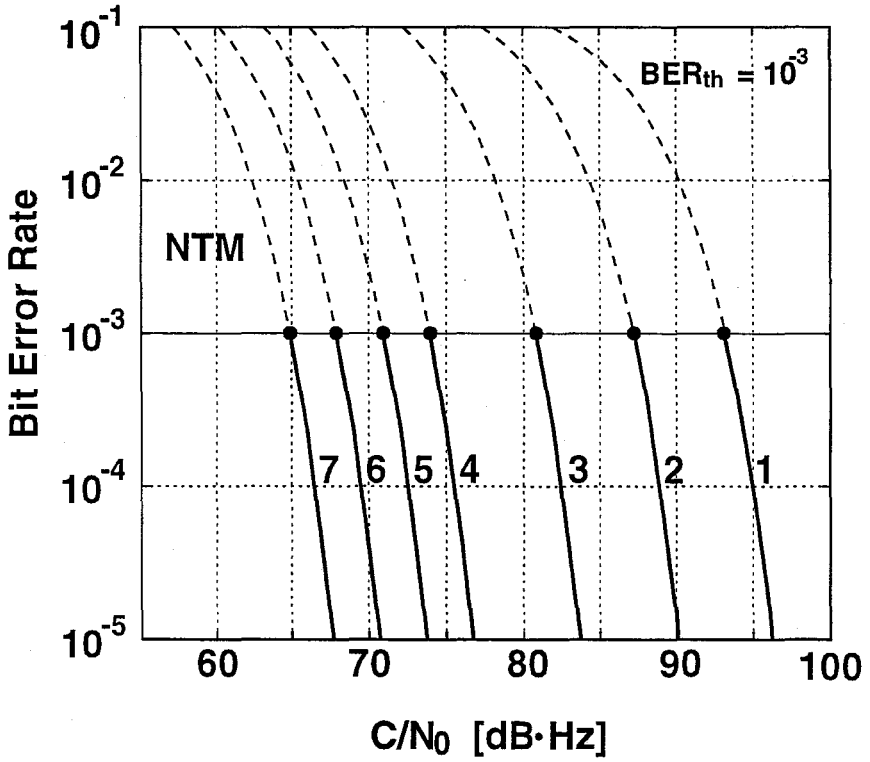


図 5.2: 変調パラメータ選択基準 (オプション数が7の場合)

5.4 多元接続方式

無線パケット通信システムにおいて，多元接続方式の選択が非常に重要である．

多元接続方式を大きく2つに分類すると，CSMA(Carrier Sense Multiple Access) 方式のようなキャリアセンスを行う方式と，ALOHA 方式のようにキャリアセンスを行わない方式がある．

ALOHA 方式は，システム構築が容易であり，制御も比較的簡単なことが特徴である [4]-[7]．しかしながら，パケットの衝突を回避する制御を行わないため，スループット特性は最大でも $1/2e$ (スロット化した場合は $1/e$) に制限される．また提案方式のようにパケット長を可変にして伝送を行うシステムでは，予約型プロトコルのような制御が必要となる．

一方，CSMA 方式は，システム構築および制御の面からみれば，ALOHA 方式に比べてやや複雑であるが [2][3]，キャリアセンスすることにより他の端末が通信中であるかどうかを確認してから送信を開始するため，原理的にはパケットの衝突を低減することができる．そのため，パケット長を可変にして伝送を行うシステムには比較的容易に適用可能であると考えられる．適応変調無線パケット通信システムでは，伝搬路状況に応じてパケット長が可変であり時々刻々と変化するので，提案方式には CSMA 方式を用いる．

図 5.3に，Non-Persistent CSMA を用いた適応変調無線パケット通信システムの動作例を示す．Non-Persistent CSMA では，パケットの発生した端末がキャリアセンス (図中では矢印で表わされる) を行ってチャネルが使用中であると判断した場合，パケットは送信されず，パケットが衝突した場合と同様に再送プロトコルに従って再送 (再キャリアセンス) される．本論文では，再送までの最大時間間隔を $10 \cdot L_{FQ}$ として，その時間内でランダムに再送時刻を決定している．図に示されているように，基地局から近距離に位置する端末の伝搬路状況は良好であるので，full-rate 256QAM や 64QAM といった高い伝送速度を有する変調パラメータを選択してパケット長を短くすることができる．その結果，送信を見合わせる確率を低減すると共に，より多くのトラヒックを収容することが可能となる．逆に基地局から遠い場所に位置する端末の伝搬路状況は劣悪であるので，1/2-rate QPSK や 1/4-rate QPSK といった低い伝送速度を有する変調パラメータを選択する．この場合，パケット長は若干長くなるが，確実に伝送を行うことによりパケット受信成功確率を向上させ，通信距離による伝送特性の格差を緩和することができる．

5.5 計算機シミュレーション結果

本章では，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いて，FDD を用いた場合の上り回線における提案方式のスループット特性および平均遅延特性

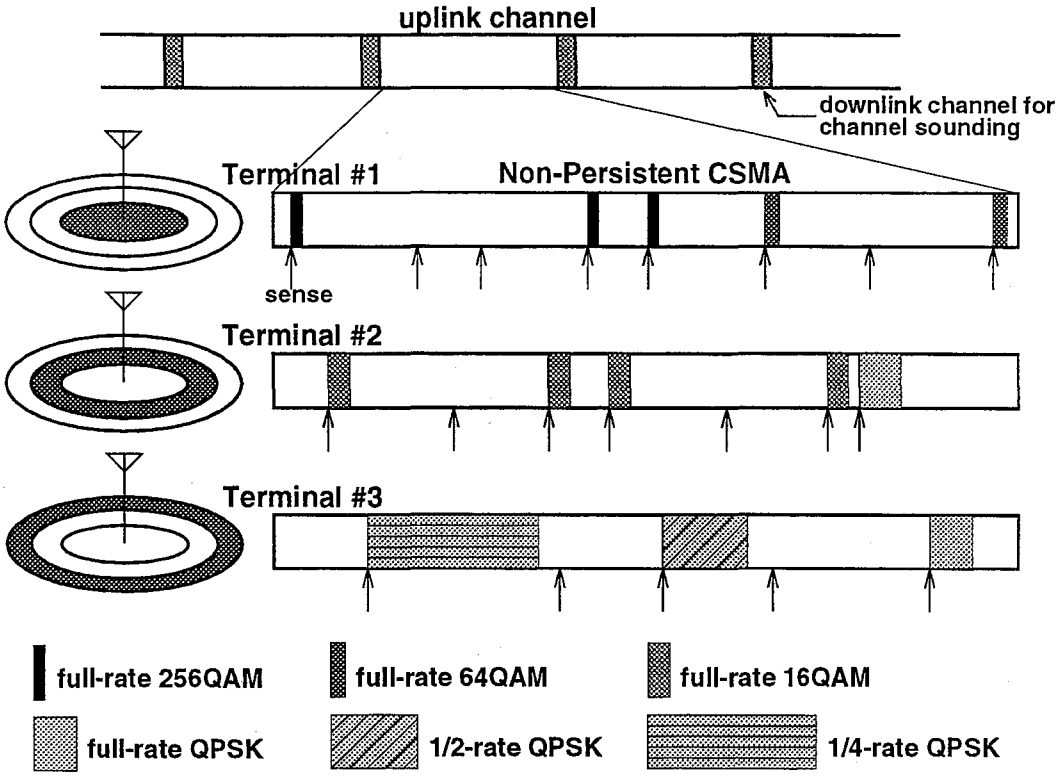


図 5.3: Non-Persistent CSMA を用いた適応変調無線パケット通信システムの動作例

を計算機シミュレーション [29] によって検討し，システム特性に影響を及ぼすパラメータとなる選択可能な変調パラメータのオプション数，基準 BER，不完全キャリアセンス時のしきい値が特性に及ぼす影響を検討する．また，通信距離に対する平均遅延特性およびパケット受信成功確率についても検討する．

まず初めに，いくつかの定義と仮定を行う．トラヒックを表すパラメータについては，アクセスプロトコルを評価する場合に適したパラメータとして，Input traffic に再送トラヒックを加えた合計のトラヒックである Offered traffic がよく用いられる．しかしながら，本提案方式は伝搬路状況，変復調方式，アクセスプロトコルを一体化した制御を行うものであり，固定変調時と適応変調時の特性を同一条件下において変復調方式まで含めて評価するためには，変調器入力端におけるトラヒックを表す Input traffic を用いる必要がある．計算機シミュレーションで用いる Input traffic は，full-rate QPSK 使用時の 1 パケット時間 (L_{FQ}) あたりに全端末で新たに発生するパケットの総数と定義し，また，スループットは，full-rate QPSK 使用時の 1 パケット時間 (L_{FQ}) あたりに送信が成功したパケット数の平均値と定義する．この定義を用いると，full-rate QPSK 固定で完全スケジューリングされた

場合にスループットが1となり，適応変調による制御を行った場合にはパケット長が短いこともあるためにスループットが1を越えることがある．

本論文においては，室内無線パケット通信環境を想定し，円形セルの中心に位置する基地局とセル内に一様に分布している有限個の端末から構成されるとし，以下のような仮定をする．

- 各無線端末でのパケット生起はポアソン生起である
- 伝搬路特性として，距離のα乗に比例して減衰する距離変動，対数正規分布に従う短区間中央値変動，一様レイリーフェージングあるいは周波数選択性フェージングによる瞬時値変動を考慮する
- 各端末におけるチャネルサウンダによる伝搬路特性の推定は完全であり，チャネルサウンダの挿入がトラヒックに及ぼす影響は無視できる
- 基地局における受信パケットの変調パラメータ推定は完全である
- エリアの端から送信されたパケットが距離変動だけを受けた場合に基地局で得られる搬送波対雑音電力比 (CNR_f) は 20 dB である (full-rate 時)
- パケット衝突時には，パケットは受信電力の差に関係なくすべて棄却される (捕捉効果なし)
- 伝搬遅延がキャリアセンスに及ぼす影響は無視できる

その他のパラメータは表5.1に従う．最大ドップラ周波数が10Hzの場合，オプション数が6のとき最大パケット長となる$960\mu s(4 \cdot L_{FQ})$のパケットの両端でのフェージング相関値は非常に高い (≈ 0.999) ため，スロット内のフェージング変動はないものと仮定できる．

5.5.1 スループットおよび平均遅延特性

変調パラメータのオプション数の影響

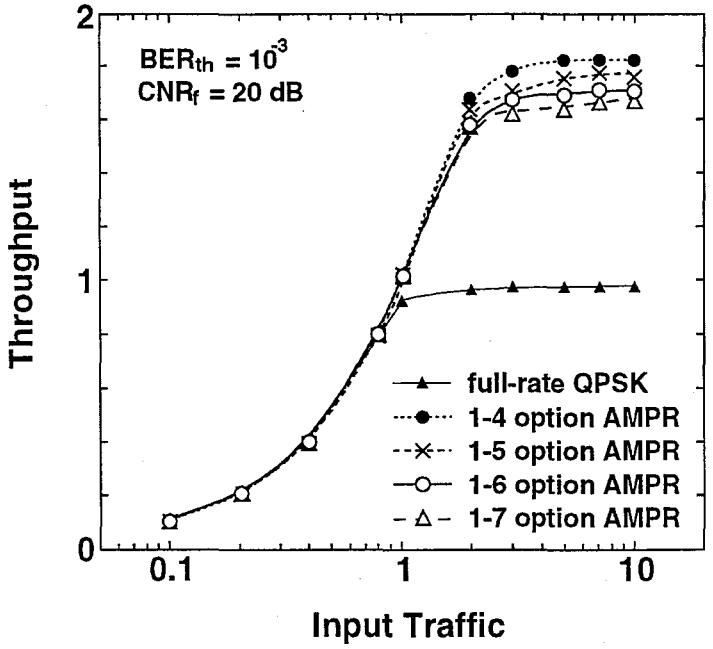
変調パラメータのオプション数を増加させ，より低ビットレートな変調パラメータを選択可能とした場合，パケット長が多少長くなっても基準BERを満たすことができる確率が高くなるので，低トラヒック時の特性は改善される．しかしながら，非常に長いパケット長による伝送が発生することにより，他のユーザの伝送を妨げるため，高トラヒック時の特性が劣化する．

表 5.1: 計算機シミュレーションの諸元

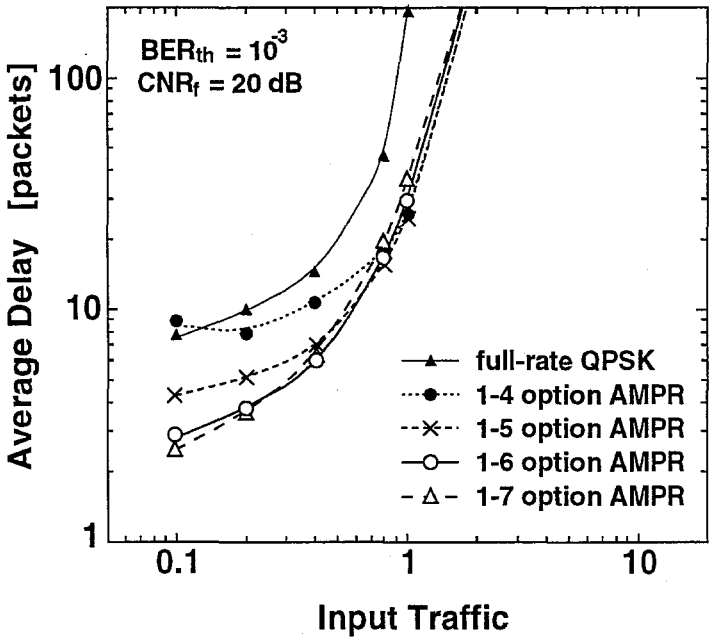
基地局の高さ	3 m
エリア半径	10 m
端末数	10 局
最大ドップラ周波数	10 Hz
距離変動の減衰定数 α	3
対数正規分布の標準偏差	6 dB
シンボルレート	2 Msymbol/s
遅延スプレッド	$<$ 150 nsec
full-rate QPSK 使用時の 1 パケット長 L_{FQ}	480 symbol

図 5.4に，$\mathrm{BER_{th}} = 10^{-3}$において変調パラメータのオプション数をパラメータとした提案方式 (図では AMPR で表す) の (a) スループット特性および (b) 平均遅延特性を示す．ここで平均遅延は，full-rate QPSK のパケット長 (L_{FQ}) で正規化している．また，キャリアセンスは完全であると仮定している．図において，1-i option は，設定可能な変調パラメータの下限が図 5.2における i 番目の変調パラメータであることを表している．例えば 1-6 option の場合は，上限が 256QAM，下限が 1/4-rate QPSK である．図 5.4には，従来方式として full-rate QPSK を用いた場合の特性も示している．図 5.4(b) より，オプション数を増加させると平均遅延特性は改善されるが，オプション数が 6 および 7 の場合の特性に大きな差は見られないのが分かる．これに対して図 5.4(a) では，オプション数が少ないほど高い最大スループットが得られている．実際の無線パケット通信システムにおいて最も重要な特性は遅延特性であることを考慮すると，本論文の環境で最も良好な特性が得られるのは，オプション数が 6 の場合であると言える．

図 5.4(a) において，最大スループットを固定 QPSK 方式と比較すると，6 オプションの場合の AMPR 方式は 1.7 倍程度向上しているのが分かる．また図 5.4(b) の平均遅延特性では，Input traffic が低いところでは固定 QPSK 方式に対して 40%，Input traffic = 1.0 では 15%程度にまで低減されており，大きな特性改善が得られている．



(a) スループット特性



(b) 平均遅延特性

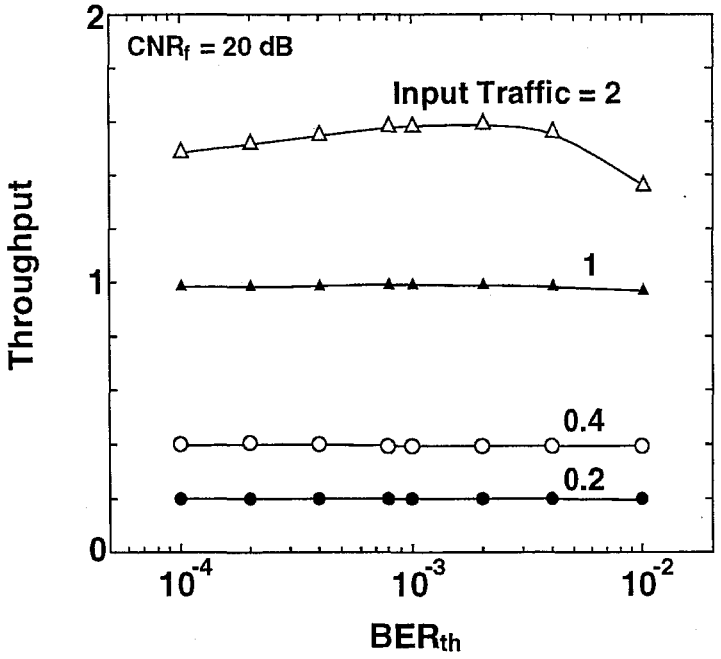
図 5.4: オプション数をパラメータとしたスループット特性および平均遅延特性

基準BERの影響

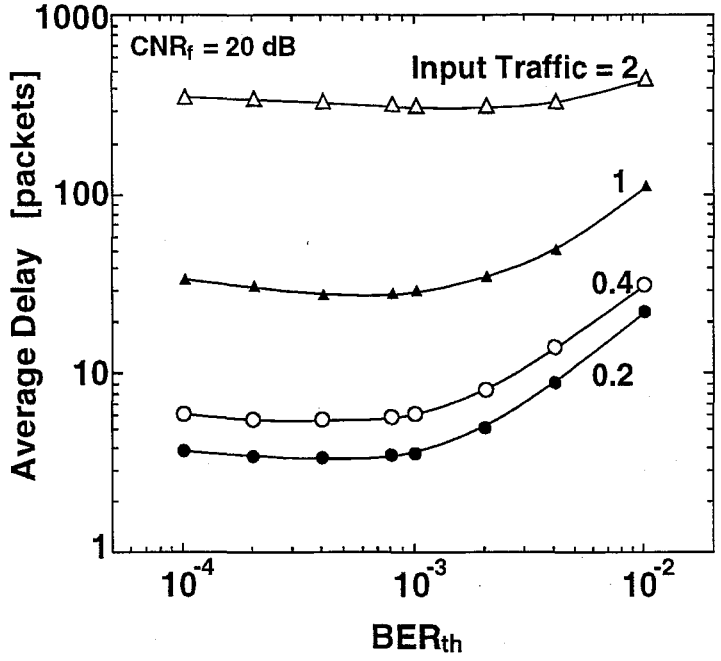
基準BERを低く設定すると，雑音による誤りがほとんどなくなる反面，低い変調パラメータおよび長いパケット長を選択しやすくなるため特性が劣化する．また基準BERを高く設定すると，短いパケット長が選択されやすくなるものの，雑音による誤りのためにパケットが棄却される確率が高くなる．従って，基準BERには最適値が存在する．

図5.5に，Input trafficをパラメータとして，BER_{th}に対する提案方式の(a)スループット特性および(b)平均遅延特性を示す．また，キャリアセンスは完全であると仮定している．図5.5(a)より，低トラヒック時のスループット特性ではBER_{th}の影響はほとんど見られないが，高トラヒック時では$BER_{th} = 10^{-3}$付近で高いスループットが得られているのが分かる．一方，図5.5(b)の平均遅延特性では，いずれのトラヒック時においても$BER_{th} = 10^{-3}$で最も良好な特性が得られている．これらのことから，本論文の環境で最も良好な特性が得られるのは，基準BERが10^{-3}の場合であることが分かる．

次に，6オプション，$BER_{th} = 10^{-3}$の場合のAMPR方式について，周波数選択性フェージング環境下における諸特性を検討する．図5.6に，周波数選択性フェージング環境下におけるAMPR方式の(a)スループット特性および(b)平均遅延特性を示す．また，図5.7に，周波数選択性フェージング環境下における固定QPSK方式の(a)スループット特性および(b)平均遅延特性を示す．まずスループット特性であるが，図5.6，5.7から分かるように，AMPR方式は遅延スプレッドが大きくなるにつれて達成できる最大スループットが低くなっているのに対し，固定QPSK方式では最大スループットに大きな変化は見られない．そして遅延スプレッドが145nsecの場合に関しては，固定QPSK方式がAMPR方式より高いスループットを達成している．これは，本解析で用いているスループットの定義では，高トラヒック時の最大スループットはパケット長に依存し，短いパケット長であるほど高い最大スループットを達成できることによる．従って，遅延スプレッドが145nsecの場合，パケット長が可変であるAMPR方式の平均パケット長が固定QPSK方式のそれより長くなっていると思われる．一方，平均遅延特性では，いずれの遅延スプレッドの値に対しても，AMPR方式が固定QPSK方式より良好な特性を達成している．これは，周波数選択性フェージング環境下において遅延波の影響が大きくなった場合，AMPR方式ではシンボルレートを低く設定することにより耐遅延波特性を向上させ，より確実に伝送を行っているからであり，シンボルレート制御を行う最大の利点である．

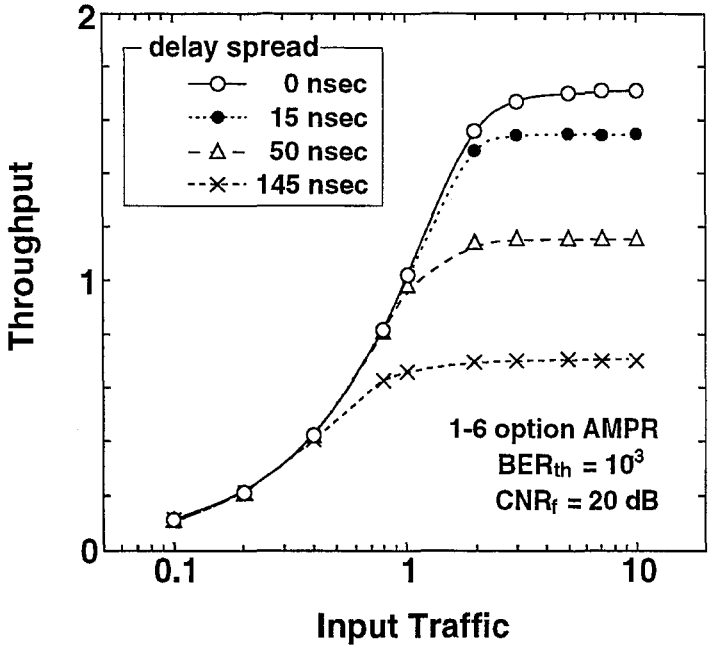


(a) スループット特性

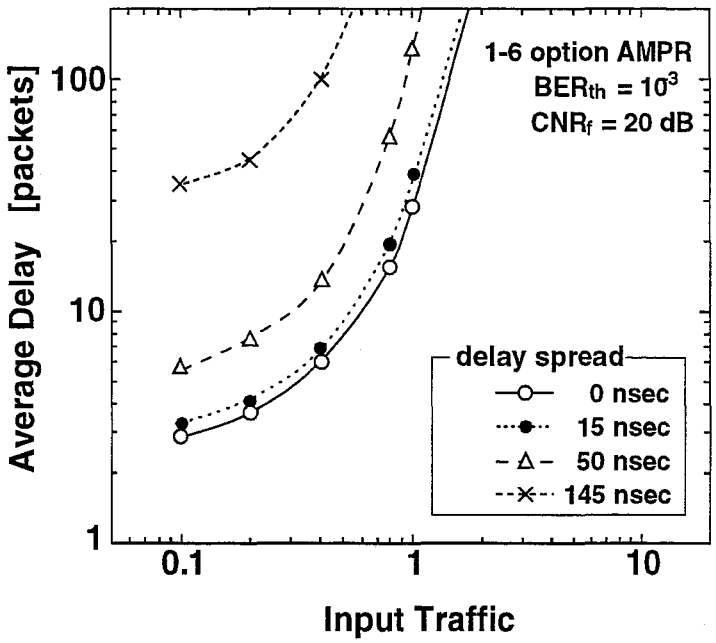


(b) 平均遅延特性

図 5.5: 基準 BER に対する提案方式のスループット特性および平均遅延特性

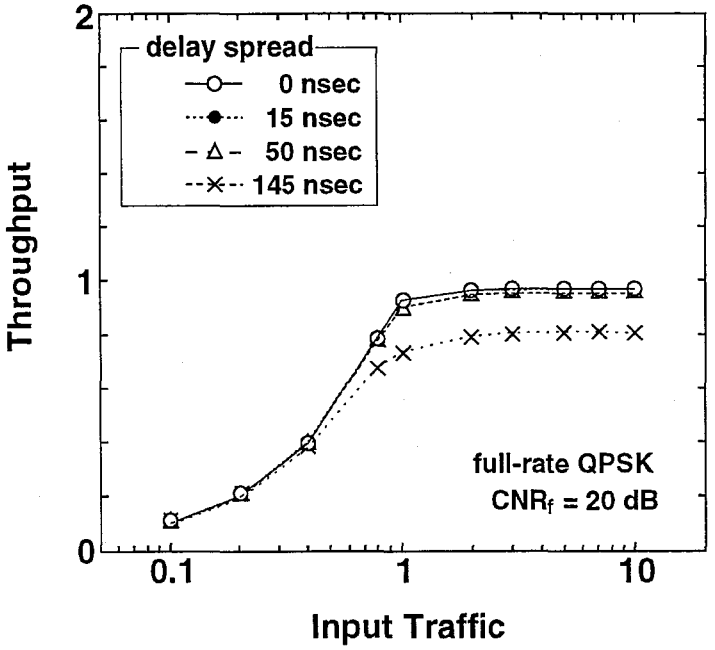


(a) スループット特性

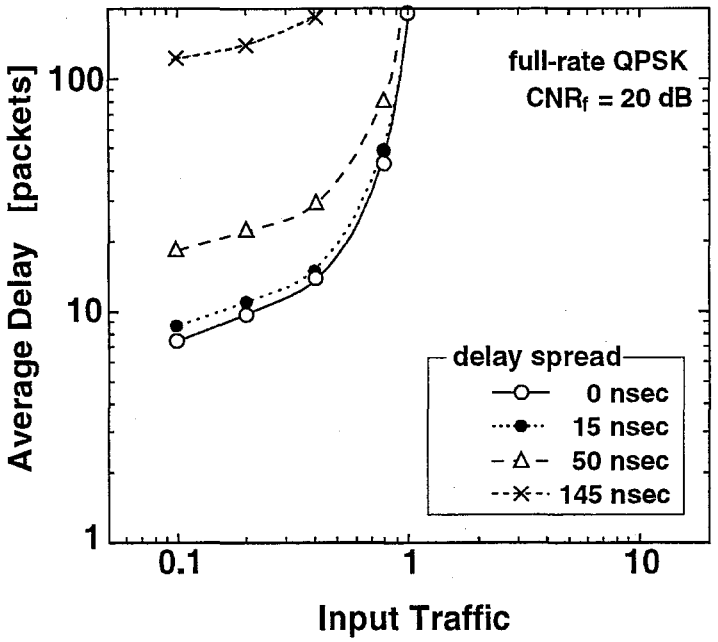


(b) 平均遅延特性

図 5.6: 周波数選択性フェージング環境下における AMRP 方式のスループット特性および平均遅延特性



(a) スループット特性



(b) 平均遅延特性

図 5.7: 周波数選択性フェージング環境下における固定 QPSK 方式のスループット特性および平均遅延特性

不完全なキャリアセンスの影響

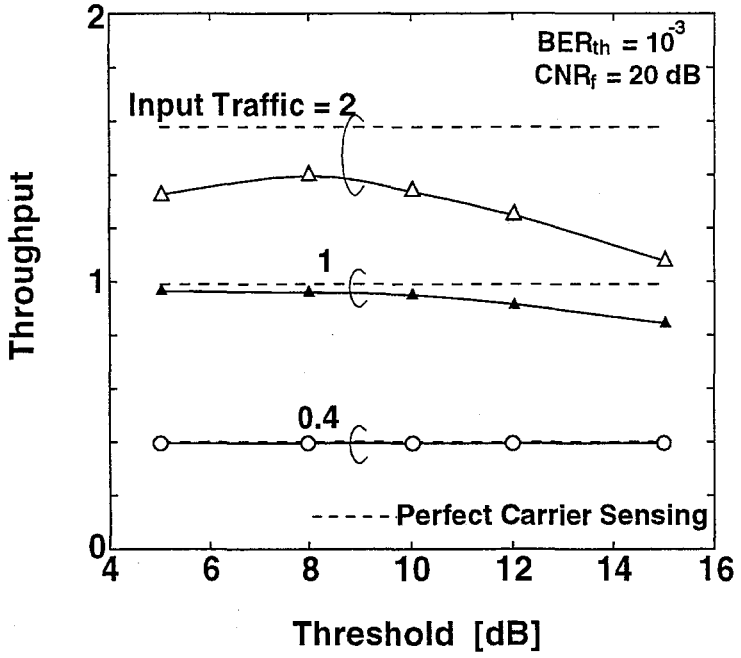
実際の無線パケット通信システムでは，伝搬路の状態によりキャリアセンスが不完全であるので，いわゆる隠れ端末問題が生じる [2][3]．受信電力のしきい値を高く設定すると，他の端末が送信中であっても伝搬路の状態により受信電力がしきい値に達しない状況が発生し，送信中の端末を認識できずに送信を行い，パケットの衝突が発生する．またしきい値を低く設定すると，送信中の端末が存在しないにもかかわらず雑音を他の端末からの信号と判断して送信を見合わせる状況が起こるため特性が劣化する．これらのことから，キャリアセンス時のしきい値に最適値が存在し，雑音と他の端末とを区別できる値になると考えられる．また，隠れ端末問題は特に高トラヒック時に問題となるため，最適な値については高トラヒック時の特性を検討する必要がある．

図 5.8に，Input traffic をパラメータとして，しきい値に対する提案方式の (a) スループット特性および (b) 平均遅延特性を示す．ここで，しきい値は雑音電力で正規化している．図 5.8より，Input traffic が 2 の高トラヒック時では，いずれの特性もしきい値が 8dB の時に最も良好な特性が得られている．また，しきい値が 8dB の場合の低トラヒック時の特性を見ると，隠れ端末の発生による特性劣化は少なく良好な特性が得られている．

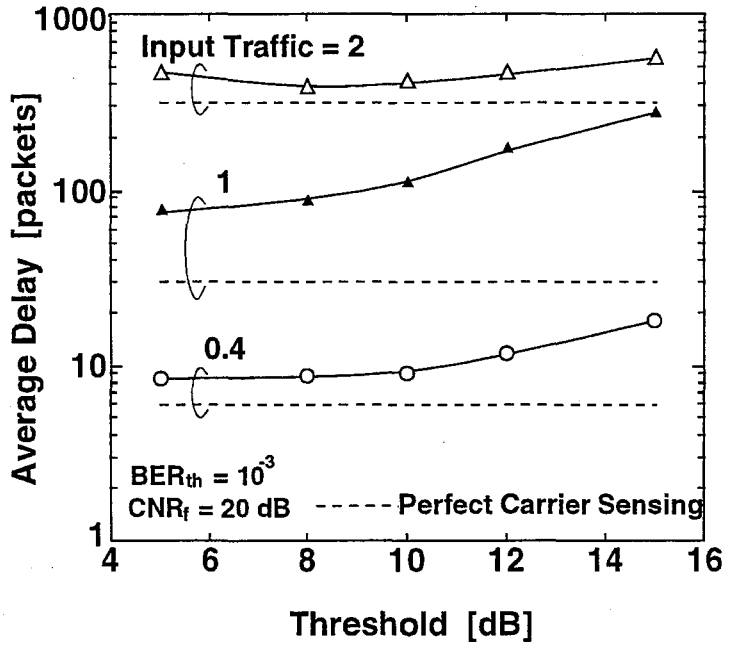
5.5.2 距離に対する平均遅延特性およびパケット受信成功確率

これまではシステム全体の特性について検討を行い，提案方式によって良好な特性が得られることを明らかにしたが，個々の端末について考えると，基地局との距離によって伝搬路状況に大きな差が生じるため，諸特性に大きな格差が生じる．

図 5.9に，通信距離に対する (a) 平均遅延特性および (b) パケット受信成功確率を示す．ここで Input traffic は 0.4 とし，キャリアセンスは完全であるとする．図には，CNR_fが 15dB の場合の提案方式の特性，および固定 QPSK 方式の特性も示している．従来の固定 QPSK 方式では，いずれの特性においても，基地局から遠ざかるにつれて大きく劣化しており，CNR_fが 15dB の場合では，それがさらに顕著に現われている．これに対して，AMPR 方式の特性は基地局から遠い場所では QPSK 方式に比べて大幅に改善されており，距離による特性の格差が緩和されているのが分かる．これは，基地局から遠く伝搬路特性が悪い端末では，変調パラメータ，特にシンボルレートを低く設定することによって，基地局付近の端末と同等の品質で伝送が可能となるためである．また基地局付近においては，パケット受信成功確率が数%程度低下するものの，平均遅延特性は改善されている．これは，基地局に近く伝搬路特性が良好な端末では，電力マージンを利用して変調多値数を高く設定することによって，僅かに品質を落として高速伝送を行うためである．

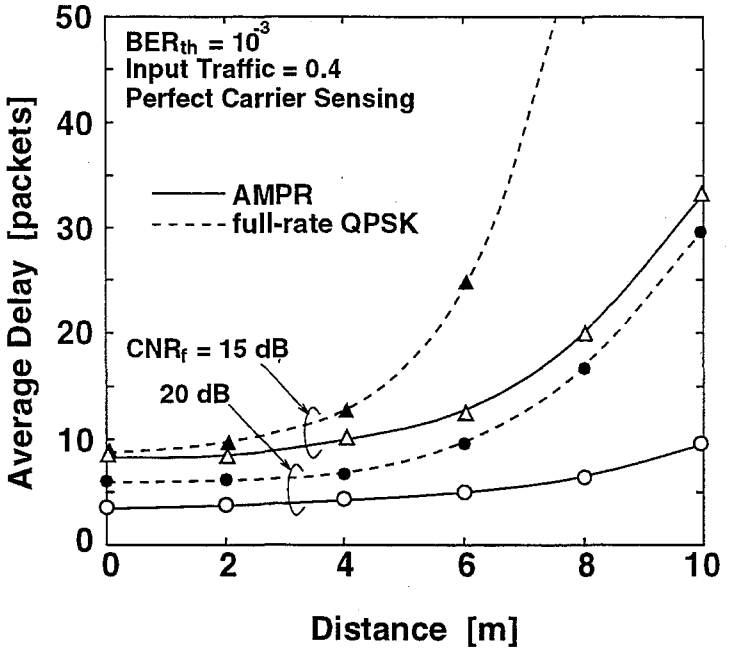


(a) スループット特性

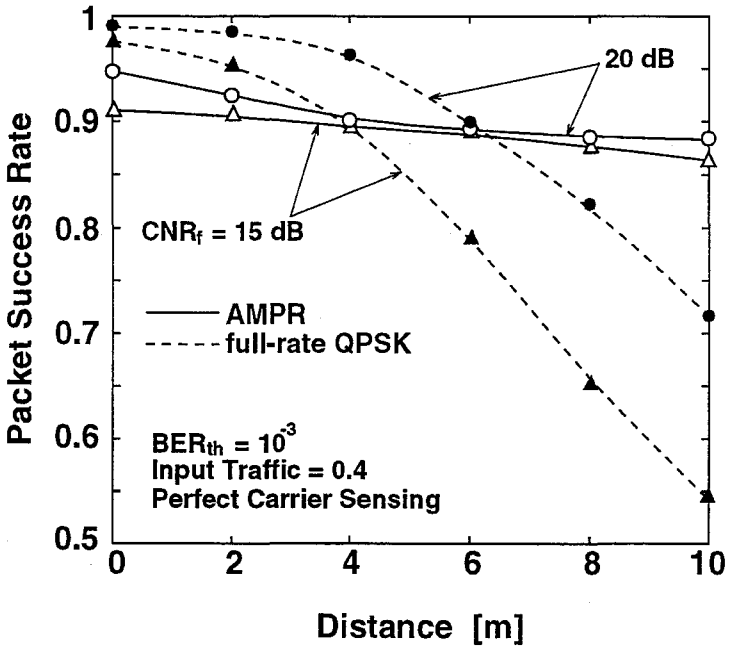


(b) 平均遅延特性

図 5.8: 不完全なキャリアセンス時のスループット特性および平均遅延特性



(a) 平均遅延特性



(b) パケット受信成功確率

図 5.9: 通信距離に対する平均遅延特性およびパケット受信成功確率

5.6 結言

本章では，第4章で提案した可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式を無線パケット通信システムに導入し，選択した最適な変調パラメータに応じてパケット長を変化させる適応変調無線パケット通信システムを提案した．計算機シミュレーションによる検討の結果，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のいずれにおいても，適応変調無線パケット通信システムが従来の固定変調システムに比べて良好な特性を示し，最大スループット，即ちシステムの容量を増大させる効果と平均遅延を低減する効果が得られることを明らかにした．

また，適応変調無線パケット通信システムには，空間的な無線伝搬路特性の差異により生じるパケット受信成功確率や平均遅延特性といった伝送品質の格差を緩和する効果もあることを明らかにした．

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) 在学中に行ったシンボルレート制御を用いた適応変調無線パケット通信システム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. 一様フェージングや周波数選択性フェージングに代表される無線伝搬路特性の特徴とビット誤り率との関係について考察を行い，無線パケット通信システムにおいて，無線伝搬路特性の変動することによる問題点を明らかにした．無線伝搬路特性は時間的・空間的にダイナミックに変動するため，瞬時的伝搬路特性を観察すれば状況が良好な区間と劣悪な区間が存在し，伝送品質はその劣悪な区間における特性で決定されることが明らかとなった．また，無線パケット通信システムの最大の特徴である複数のユーザによる無線チャネルの共有は，各ユーザが異なる伝搬路特性をもつことによって伝送品質に格差を生じさせることを示した．さらに，高トラヒック時に無線チャネルの競合により，スループットおよび平均遅延特性が大きく劣化することを示した．

2. 上記の問題点を解決するためには，ダイナミックに変動する無線伝搬路特性に対して伝送品質が一定となるような制御が必要となることから，TDMA/TDD の回線交換方式において，割り当てられた帯域内でシンボルレートを変化させることにより伝送品質の劣化を低減する可変シンボルレート適応変調方式を提案した．この提案方式の重要な目的は伝搬路特性の推定やシンボルレートの選択基準などの適応変調に必要な基礎技術の確立とともに，比較的簡易な処理で可能なシンボルレート制御技術の確立であり，提案方式では高シンボルレートで同一のシンボルを連続的に伝送し受信側でそれらを累積加算することにより等価的にシンボルレートを変化させる方式を提案した．その結果，提案したシンボルレート制御技術が実際にシンボルレートを変化させ

た場合とほぼ同等の特性を達成できることを確認するとともに，従来の固定変調方式に比べて可変シンボルレート適応変調方式が伝送品質の改善に非常に有効であることを示した．特に，周波数選択性フェージング環境下においてはその効果が絶大であり，耐遅延波特性が大幅に改善されることが明らかになった．

3. 伝送品質の改善が得られた可変シンボルレート適応変調方式において，シンボルレートだけでなく変調多値数も変化させることにより割り当てられた帯域内でさらに伝送速度の高速化を図るため，可変シンボルレート適応変調方式と可変変調多値数適応変調方式を融合した可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式を提案した．その結果，従来の固定変調方式に比べて高品質かつ高速な伝送を達成できることを示した．また，適応変調装置を試作し室内実験を行った結果，TDMA/TDD を用いた可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式が実現可能であり，端末の移動速度が歩行速度程度の屋内あるいは屋外マイクロセル環境において高品質・高速伝送の実現に非常に有望であることが確認できた．

4. 可変シンボルレート・変調多値数適応変調方式を無線パケット通信システムに導入した適応変調無線パケット通信システムを提案した．提案方式では，変動する伝搬路特性に対して常に一定の伝送品質が得られるような変調パラメータを逐次選択することにより，時間的・空間的な伝搬路特性の違いによって生じる伝送品質の格差を緩和するとともに，その変調パラメータに応じてパケット長を変化させることによりシステム容量の増大，平均遅延の低減効果が得られることが明らかになった．

参考文献

[1] M. B. Pursley, "The role of spread spectrum in packet radio networks," *Proc. IEEE*, vol.75, pp.116−134, January 1987.

[2] L. Kleinrock and F. A. Tobagi, "Packet switching in radio channels: part I - carrier sense multiple-access and their throughput-delay characteristics," *IEEE Trans. Commun.*, vol.23, pp.1400−1416, December 1975.

[3] F. A. Tobagi and L. Kleinrock, "Packet switching in radio channels: part II - The hidden terminal problem in carrier sense multiplt-access and the busy-tone solution," *IEEE Trans. Commun.*, vol.23, pp.1417−1433, December 1975.

[4] C. Namislo, "Analysis of mobile radio slotted ALOHA network," *IEEE J. Select. Area Commun.*, vol.2, pp.583−588, June 1984.

[5] J. S. Arnbak and W. von Blitterswijk, "Capacity of slotted ALOHA in Rayleigh-fading channels," *IEEE J. Select. Area Commun.*, vol.5, pp.261−266, February 1987.

[6] I. M. Habbab, M. Kavehard and C. -E. Sundberg, "ALOHA with capture over slow and fast fading radio channels with coding and diversity," *IEEE J. Select. Area Commun.*, vol.7, pp.79−88, January 1989.

[7] A. U. H. sheikh, Y. D. Yao and X. Wu, "The ALOHA systems in shadowed mobile radio channels with slow or fast fading," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.39, pp.289−298, November 1990.

[8] D. J. Goodman, R. A. Valenzuela, K. T. Gayliard and B. Ramamurthi, "Packet reservation multiple access for local wireless communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol.37, pp.885−890, August 1989.

[9] W. C. Jakes: *Microwave Mobile Communications*, IEEE Press, New Jersey, 1994.

[10] A. Papoulis: *Probability, Random Vaiables, and Stochastic Processes*, McGraw-Hill, 1984.

[11] F. Adachi, K. Ohno: "BER performance of QDPSK with postdetection diversity reception in mobile radio channel", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.40, pp.237−249, Feb. 1991.

[12] S. Sampei, S. Komaki and N. Morinaga: "Adaptive modulation/TDMA scheme for large capacity personal multi-media communication systems", *IEICE Trans. Commun.*, vol.E77-B, no.9, pp.1096−1103, Sep. 1994.

[13] H. -J. Lee, S. Komaki and N. Morinaga: "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.

[14] W. T. Webb: "QAM: The modulation scheme for future mobile radio communications?", *Electronics & Communication Engineering Journal*, pp.167−176, Aug. 1992.

[15] S. M. Alamouti and S. Kallel: "Adaptive trellis-coded multiple-phase-shift keying for Rayleigh fading channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol.42, no.6, pp.2305−2314, Jun. 1994.

[16] 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 (B-II), vol.J78-B-II, no.6, pp.435−444, June 1995.

[17] T. Suzuki, S. Sampei and N. Morinaga, "Directive antenna diversity reception scheme for an adaptive modulation system in high mobility land mobile communications," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E79-B, no.3, pp.335−341, March 1996.

[18] 松岡秀浩, 上豊樹, 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 August 1994.

[19] 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.

[20] T. Ue, S. Sampei and N. Morinaga, "Symbol rate and modulation level controlled adaptive modulation/TDMA/TDD for personal communication systems," *Proc. of IEEE VTC'95*, pp.306-310, July 1995.

[21] T. Ue, S. Sampei and N. Morinaga: "Symbol rate and modulation level controlled adaptive modulation system with TDMA/TDD for high bit rate transmission in high delay spread environments," *IEE Electron. Lett.*, vol.32, no.4, pp.304-305, February 1996.

[22] S. Sampei and T. Sunaga: "Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communication", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.42, no.2, pp.137−147, May 1993.

[23] T. Sunaga and S. Sampei: "Performance of multi-level QAM with post-detection maximum ratio combining space diversity for digital land-mobile radio communications", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.42, no.3, pp.294−301, Aug. 1993.

[24] 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).

[25] S. Sampei and K. Feher: "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, Oct. 1993.

[26] 三瓶 政一, 上 豊樹, 森永 規彦, 浜口 清: "適応変調 TDMA/TDD システムの室内実験結果," 信学技報, RCS96-108, November 1996.

[27] H. Matsuoka, S. Sampei, N. Morinaga and Y. Kamio, "Adaptive modulation system with punctured convolutional code for high quality personal communication systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E79-B, no.3, pp.328−334, March 1996.

[28] 上 豊樹, 三瓶 政一, 森永 規彦: "Non-Persistent CSMA を用いた適応変調無線パケット通信システム," 信学論 (B-II)　条件付採録 (1996 年 12 月現在).

[29] 笠原広和, 原晋介, 森永規彦: "室内無線パケット通信システムのモデリングとシミュレーション解析," 信学論 (A), vol.J78-A, no.8, pp.947−956, August 1995.

[30] 鈴木敬, 三瓶政一, 森永規彦: “陸上移動通信における空間パスダイバーシチを用いた適応変調方式の伝送特性,” 信学技報, RCS95-156, February 1996.

[31] T. Ue, S.Sampei and N. Morinaga: “Adaptive modulation packet radio communication system using NP-CSMA/TDD scheme,” IEEE VTC'96, pp.416-420, April 1996.

[32] 上 豊樹, 三瓶 政一, 森永 規彦: “Non-Persistent CSMA を用いた適応変調無線パケット通信システムのスループット特性,” 電子情報通信学会, 信学技報, RCS96-29, June 1996.

本論文に関する原著論文

A. 論文

1. T. Ue, S. Sampei, 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.

2. 上 豊樹, 三瓶 政一, 森永 規彦 : "Non-Persistent CSMA を用いた適応変調無線パケット通信システム," 信学論 (B-II)　条件付採録 (1996 年 12 月現在)

B. 学会レター

1. T. Ue, S. Sampei, N. Morinaga : "Symbol rate and modulation level controlled adaptive modulation system with TDMA/TDD for high bit rate transmission in high delay spread environments," *IEE Electron. Lett.*, Vol.32, No.4, pp.304-305, February 1996.

C. 国際会議

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

2. T. Ue, S. Sampei, N. Morinaga : "Symbol rate and modulation level controlled adaptive modulation/TDMA/TDD for personal communication systems," IEEE VTC'95, pp.306-310, July 1995.

3. T. Ue, S.Sampei, N. Morinaga : "Adaptive modulation packet radio communication system using NP-CSMA/TDD scheme," IEEE VTC'96, pp.416-420, April 1996.

D. 研究会発表

1. 松岡 秀浩, 上 豊樹, 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," 電子情報通信学会, 信学技報, RCS94-64, September 1994.

2. 上 豊樹, 三瓶 政一, 森永 規彦 : "可変シンボルレート·変調多値数適応変調方式の伝送特性," 電子情報通信学会, 信学技報, RCS95-30, May 1995.

3. 上 豊樹, 三瓶 政一, 森永 規彦 : "Non-Persistent CSMA を用いた適応変調無線パケット通信システムのスループット特性," 電子情報通信学会, 信学技報, RCS96-29, June 1996.

4. 三瓶 政一, 上 豊樹, 森永 規彦, 浜口 清 : "適応変調 TDMA/TDD システムの室内実験結果," 電子情報通信学会, 信学技報, RCS96-108, November 1996.

E. 大会発表

1. 上 豊樹, 三瓶 政一, 森永 規彦 : "TDMA/TDD を用いた適応変調方式におけるシンボルレート推定技術," 電子情報通信学会, 1994 春季大会, SB-4-8, March 1994.

2. 上 豊樹, 三瓶 政一, 森永 規彦 : "可変シンボルレート適応変調方式の耐多重波特性," 電子情報通信学会, 1995 総合大会, B-435, March 1995.

3. 上 豊樹, 三瓶 政一, 森永 規彦 : "適応変調無線パケット通信システムのスループット特性," 電子情報通信学会, 1996 総合大会, B-338, March 1996.

4. 三瓶 政一, 上 豊樹, 森永 規彦, 浜口 清 : "適応変調 TDMA/TDD システムの室内実験伝送特性," 電子情報通信学会, 1996 通信ソサイエティ大会, September 1996.