OUKA
The University of Osaka
Institutional Knowledge Archive

Title	電波エージェントを用いた無線リソースマネジメントに関する研究
Author(s)	新熊, 亮一
Citation	大阪大学, 2003, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/1921
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

電波エージェントを用いた
無線リソースマネジメントに関する研究

新熊 亮一

大阪大学大学院 工学研究科 通信工学専攻

2003年1月

謝辞

本論文は，大阪大学大学院工学研究科教授小牧省三博士の御指導の下に，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．本研究の遂行にあたり，懇篤なる御教示，御鞭撻を賜った小牧省三教授に衷心より謝恩の意を表する次第である．

本論文をまとめるに際し，大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻教授森永規彦博士に懇切丁寧なる御教示，御助言を賜った．ここに深く感謝の意を表する次第である．

大阪大学大学院在学中より通信工学全般および本研究に関して御教示，御助言を賜った大阪大学大学院工学研究科教授塩澤俊之博士，同前田肇博士（故人），同河崎善一郎博士，同北山研一博士，同元田浩博士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ならびに電子情報エネルギー工学専攻の諸先生方に厚く感謝申し上げる．

また，常日頃より熱心な御討論と貴重な御助言，御好意溢れる御支援を賜った大阪大学大学院工学研究科助教授塚本勝俊博士ならびに奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科助教授岡田実博士に心より感謝申し上げる．

また，研究の途上，有益な御助言と御協力，御激励を頂いた中西淳平氏，大槻英知氏，岡村周太氏，木戸伸彦氏，中尾有良氏，蓑田佑紀氏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小牧研究室の諸兄に感謝申し上げる．

最後に，本論文の校正に関し，シャープ株式会社直居加奈恵氏（大阪大学卒業生）に御礼を申し上げ，父新熊勉に感謝する所存である．

内容梗概

本論文は，筆者が大阪大学大学院工学研究科在学中に行った電波エージェントを用いた無線リソースマネジメントに関する研究成果をまとめたものであり，以下の7章により構成されている．

第1章は，序論であり，本論文に関連する研究分野における現状について述べるとともに，本論文における研究背景および研究目的を明確にしている．

第2章では，まず，電波エージェントの概念とその一機能であるマルチレイヤインタフェースについての説明を行う．次に，電波エージェントによって実現される無線リソースマネジメントであるデータプライオリティ（重要度）に基づく方式および品質パラメータを用いる方式に関する概説を行う．

第3章では，シングルユーザ環境における WWW (World Wide Web) 先読みシステムを提案する．本システムは，第2章で述べるデータプライオリティに基づく無線リソースマネジメントを用いることでユーザがデータを要求してからの待ち時間を大きく短縮できる．本章では計算機シミュレーションを用いて，レイリーフェージング通信路におけるユーザの待ち時間について評価を行い，評価結果から本システムの有効性を示す．

第4章では，マルチユーザ環境における WWW 先読みシステムを提案する．本システムは第2章で述べるデータプライオリティに基づく無線リソースマネジメントを用いることでユーザが実際に利用する可能性の低いデータが占有する帯域を小さくすることによって，周波数帯域を有効に利用して先読みを行うことができる．さらに，複数ユーザによる帯域利用を一括管理するマルチユーザマネージメントを用いることで，他ユーザのスループットを劣化させずに待ち時間を向上することが可能である．本章では計算機シミュレーションを用いて，マルチユーザ環境において WWW 先読みを行った場合の問題点を明らかにし，提案システムによってこの問題を解決できることを示す．

第5章では，動画像マルチストリーム伝送における無線リソースマネジメントを提案する．本システムは，第2章で述べる品質パラメータを用いた無線リソースマネジメントを動画像マルチストリーム伝送に適用したものであり，周波数リソー

スを有効に利用することで，受信画像品質の劣化を大きく軽減できる．本章では計算機シミュレーションを用いて，AWGN (Additive White Gaussian Noise) 通信路における受信動画像の画像品質とビット誤り率について評価を行い，評価結果から本システムの有効性を示す．

第6章では，混在トラヒック環境における無線リソースマネジメントを提案する．本システムは，WWWドキュメント，音声，動画像等の様々なトラヒックが伝送される混在トラヒック環境に，第2章で述べる品質パラメータを用いた無線リソースマネジメントを適用したものであり，周波数リソースを有効に利用することで，所要の信頼性と伝送速度を同時に達成することができる．本章では計算機シミュレーションを用いて，AWGN通信路における受信データのビット誤り率と受信動画像の画像品質について評価を行い，評価結果から本システムの有効性を示す．

第7章は結論であり，本研究で得られた成果について総括を行う．

目 次

第 1 章 序論 **1**

1.1 無線通信の現状 1

1.1.1 携帯電話システムと無線 LAN 1

1.1.2 様々な環境における無線通信 7

1.2 研究背景 8

1.2.1 移動通信環境における WWW 先読みシステム 10

1.2.2 動画像マルチストリーム伝送における無線リソースマネジメント 12

1.3 研究概要 13

第 2 章 電波エージェント **15**

2.1 序言 15

2.2 電波エージェントの概念とマルチレイヤインタフェース 15

2.3 データプライオリティに基づく無線リソースマネジメント 19

2.4 品質パラメータを用いる無線リソースマネジメント 20

2.5 結言 23

第 3 章 シングルユーザ環境における WWW 先読みシステム **25**

3.1 序言 25

3.2 シングルユーザ WWW 先読みシステム 27

3.2.1 データプライオリティに基づく無線リソースマネジメント . 27

3.2.2 システム構成 29

3.3 シミュレーション諸元 32

3.4 ユーザ待ち時間の確率分布 33

3.5 平均受信 CNR とユーザ待ち時間 36

3.6 アクセス確率スレッショルドとユーザ待ち時間 37

3.7 結言 38

第 4 章 マルチユーザ環境における WWW 先読みシステム 39

4.1 序言 39

4.2 マルチユーザ WWW 先読みシステム 39

4.2.1 マルチユーザマネジメント 40

4.2.2 システム構成 44

4.3 シミュレーション諸元 45

4.4 平均受信 CNR と帯域共有時間 48

4.5 ユーザ #1 の待ち時間特性 50

4.5.1 データサイズと待ち時間 50

4.5.2 待ち時間の確率分布 52

4.5.3 平均受信 CNR と待ち時間 53

4.6 ユーザ #2 の待ち時間特性 55

4.6.1 データサイズと待ち時間 55

4.6.2 待ち時間の確率分布 56

4.7 結言 57

第 5 章 動画像マルチストリーム伝送における無線リソースマネジメント 59

5.1 序言 59

5.2 動画像マルチストリーム無線伝送システム 61

5.2.1 システム構成 61

5.2.2 リソースマネジメントアルゴリズム 63

5.3 シミュレーション諸元 66

5.4 受信 CNR とビット誤り率 72

5.5 受信 CNR と受信画像品質 76

5.6 受信 CNR と周波数リソース割当て 78

5.7 結言 80

第 6 章 混在トラヒック環境における無線リソースマネジメント 81

6.1 序言 81

6.2 混在トラヒック環境に適した動画像マルチストリーム無線伝送システム 82

6.2.1 システム構成 82
6.2.2 リソースマネジメントアルゴリズム 83
6.3 シミュレーション諸元 86
6.4 受信データのビット誤り率 86
6.5 各ユーザに対する周波数リソース割当て 91
6.6 受信画像品質評価 92
6.7 結言 94

第 7 章 結論 **95**

参考文献 **99**

付録 A レイリーフェージング **109**
A.1 レイリーフェージングの発生原理 109
A.2 包絡線と位相の変動分布 111
A.3 フェージング変動の速さ 113

付録 B 多値 QAM **115**
B.1 2^k-QAM の原理と性質 115
B.2 リードソロモン誤り訂正符号化 QAM の誤り率 118

本論文に関する原著論文 **123**
A 学会論文 123
B 国際会議発表 123
C 国内口頭発表 124
D 国内研究会発表 124

図目次

1.1 携帯電話システムと無線 LAN 2
2.1 電波エージェントの概念 15
2.2 電波エージェントネットワーク 16
2.3 従来の階層モデル 16
2.4 電波エージェントのマルチレイヤインタフェース 17
2.5 データの所要品質と無線リソース 22
2.6 通信路品質と無線リソース 23
3.1 シングルユーザ WWW 先読みシステム 27
3.2 WWW 先読みにおける無線リソースマネジメント 28
3.3 ゲートウェイサーバ，無線基地局および無線端末のシステム構成 . . 30
3.4 ユーザ待ち時間の累積確率分布 34
3.5 平均受信 CNR とユーザ待ち時間 36
3.6 アクセス確率スレッショルドとユーザ待ち時間 38
4.1 マルチユーザ WWW 先読みシステム 40
4.2 マルチユーザマネージャによるプライオリティスケジューリング . . 41
4.3 2 ユーザに対する帯域割り当て 42
4.4 ゲートウェイサーバ，無線基地局および無線端末のシステム構成 . . 43
4.5 シミュレーションで用いた下り回線の多重方式 45
4.6 平均受信 CNR，γ_1 と帯域共有時間 48
4.7 ページデータサイズと待ち時間 (先読みを利用しなかった場合，γ_1=25[dB]) 49
4.8 ページデータサイズとユーザ #1 の待ち時間 (Conv. Prefetch，γ_1=15[dB]) 50
4.9 ページデータサイズとユーザ #1 の待ち時間 (M-QPSK-64QAM,γ_1=40[dB]) 51
4.10 ユーザ #1 の待ち時間の累積確率分布 (γ_1=25[dB]) 52
4.11 平均受信 CNRγ_1 とユーザ #1 の待ち時間 53
4.12 ページデータサイズとユーザ #2 の待ち時間 (Conv. Prefetch，γ_1=15[dB]) 54
4.13 ページデータサイズとユーザ #2 の待ち時間 (M-QPSK-64QAM,γ_1=40[dB]) 55

4.14 ユーザ #2 の待ち時間の累積確率分布 (γ_1=25[dB]) 56
5.1 動画像マルチストリーム無線伝送システム 62
5.2 TDM フレームにおける 2 ユーザに伝送されるパケット 63
5.3 リソースマネジメントアルゴリズムのフローチャート 65
5.4 復号後の実効誤り，ϵ の最小化 66
5.5 シミュレーションモデル 67
5.6 動画像ソースのキャプチャ静止画像 68
5.7 二重刺激妨害尺度法における 5 段階の評定尺度 70
5.8 MOS 値 3 相当に劣化した動画像のキャプチャ静止画像 71
5.9 ユーザ #1 の受信 CNR，γ_1 に対する動画像ストリーム #1 のビット誤り率 73
5.10 ユーザ #1 の受信 CNR，γ_1 に対する動画像ストリーム #2 のビット誤り率 74
5.11 ユーザ #1 の受信 CNR，γ_1 に対する受信動画像の MOS 評価値 . . 77
5.12 ユーザに与えられる無線伝送フォーマット 79
6.1 混在トラヒック環境に適した動画像マルチストリーム無線伝送システム 82
6.2 TDM フレームにおける 4 ユーザに伝送されるパケット 83
6.3 リソースマネジメントアルゴリズムのフローチャート 85
6.4 シミュレーションモデル 86
6.5 受信 CNR が，γ_2=15[dB]，γ_1=γ_3=γ_4=17[dB] である場合の受信データのビット誤り率 89
6.6 受信 CNR が，γ_1=19[dB]，γ_2=γ_3=γ_4=16[dB] である場合の受信データのビット誤り率 90
6.7 各ユーザに割当てられる伝送レート 91
6.8 受信動画像の平均 2 乗誤差値 93
A.1 フェージング受信波の変動の様相 110
A.2 移動局と到来波の関係 111
A.3 ドップラー周波数偏移による搬送波周波数の変動 114
A.4 コヒーレント時間とシンボル長 114

B.1 QPSKの信号点配置 115
B.2 16QAMの信号点配置 116
B.3 64QAMの信号点配置 117
B.4 2^k-QAMのシンボル判定 118
B.5 AWGN通信路におけるリードソロモン誤り訂正符号化QPSKのビット誤り率 120
B.6 AWGN通信路におけるリードソロモン誤り訂正符号化16QAMのビット誤り率 121
B.7 AWGN通信路におけるリードソロモン誤り訂正符号化64QAMのビット誤り率 121
B.8 一様レイリーフェージング通信路における2^k-QAMのビット誤り率 122

表 目 次

1.1 携帯電話システム諸元 4
1.2 IMT-2000 諸元 5
1.3 IEEE802.11 諸元 6
2.1 データの重要度 19
2.2 データの所要品質 20
3.1 各データに割当てられる伝送フォーマット 28
3.2 シミュレーション諸元 32
4.1 シミュレーション諸元 47
5.1 MPEG-2 データのビット誤り感度クラス 64
5.2 動画像ソースの符号化フォーマット 67
5.3 シミュレーション諸元 69
5.4 動画像ソース #1，#2 の各クラスのビット誤り感度 70
6.1 MPEG-2 データのビット誤り感度クラス 84
6.2 シミュレーション諸元 87
6.3 各クラスのビット誤り感度値 88

第 1 章　序論

1.1　無線通信の現状

現代の情報社会において，次々と産み出される新たな情報を誰よりも早く手に入れたいという欲求は，ごく自然で誰もが持つ権利を有するものである．情報は従来，テレビや新聞といった公共的な媒体を介して一方的に与えられるものであったが，インターネット [1] の普及により，個人単位で情報を発信したり交換したりすることが日常的となった．この結果，インターネット上には膨大な情報（コンテンツ）が溢れ，古いものが淘汰され新しいものが産まれる代謝が起こり続けている．1997 年以前，このような情報の海にアクセスするためには，固定端末を固定のネットワークにケーブル接続する必要があった．端末とネットワークを接続するケーブルは，ユーザをも固定してしまうため，利便性に重きを置き移動性に富んだ現代人を満足させるには限界があった．しかし，1997 年から 5 年間の無線通信技術の急速な発展によって，ネットワークはケーブルで構成させるものという常識が崩れることになる．携帯電話（セルラー）システム [2] および無線 LAN (Local Area Network) [3] に代表される無線通信は，ネットワークアクセス端末をケーブル接続という物理的な制約から開放することに成功し，ユーザは自由に移動しながらあるいは自由に場所を選んで，ネットワーク上の新鮮な情報にアクセスすることができるようになった．

1.1.1　携帯電話システムと無線 LAN

図 1.1に，わが国の携帯電話システムおよび無線 LAN の伝送速度向上の歴史を示す．現在，わが国で最も広く利用されている携帯電話システムは，2G (Generation) と呼ばれる 800MHz 帯および 1.5GHz 帯を用いる PDC (Personal Digital Cellular) である．1997 年，PDC は，サービスが音声通話のみであったにも関わらず，その加入者数がすでに 3000 万人を超えており急激な普及を成し得ていた．この普及の背景としては，携帯端末の小型軽量化，端末コストの低下，ユーザに課金される通信コストの低下，サービスエリアの充実等が挙げられる．PDC は，最高伝送速度が 9600bps と低速であり音声品質も高いとは言い難いが，セル半径が数 km と

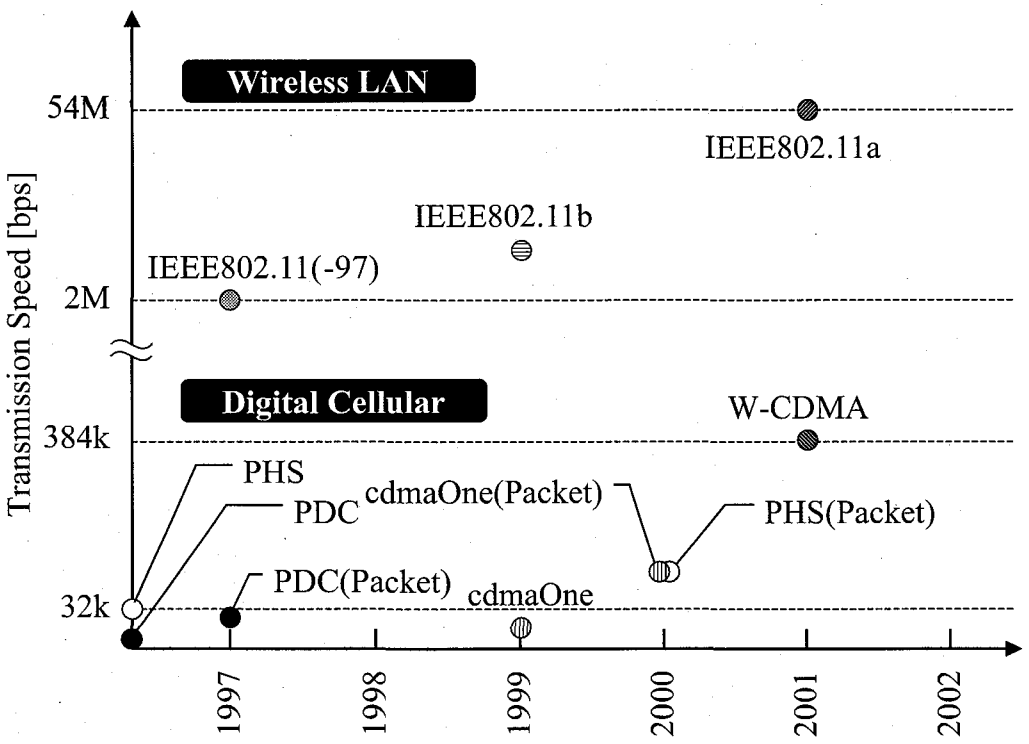


図 1.1: 携帯電話システムと無線 LAN

大きいためカバーされるサービスエリアが広く高速移動する自動車での使用が可能である．1997 年，このような PDC にパケット通信システム [4] が導入された．PDC 基幹網内にパケット交換網が整備されたことにより，回線交換をベースとする音声での通信ではなく，小さいサイズのテキストを用いたデータ通信，いわゆるショートメールサービスが開始された．ページャ（無線呼び出し）によるテキスト通信が普及した経歴のあるわが国では，口下手で細かい作業を好む国民性とも相まって，ショートメールアプリケーションが普及するのに時間はかからなかった．また，パケット通信が導入されたことにより，データ通信用の最高伝送速度が，従来の 9600bps から 28.8kbps に向上され，PDC 端末をインターネット接続用の無線インタフェースとして用いることが可能となった．このような携帯電話パケット通信を用いた新しいアプリケーションとして，1999 年，i モード [5] に代表されるブラウザフォンサービス [6] が開始された．ブラウザフォンとは，簡易なブラウザソフトウェアを有した携帯電話端末のことであり，これを用いることでコンピュータを

扱えなくとも簡単にインターネットアプリケーションを利用できるようになった．ただし，携帯電話システムのパケット交換網とインターネットとの間にはゲートウェイサーバが設置されており，携帯電話ネットワークでのデータ転送にインターネットの標準である TCP/IP (Transmission Control Protocol / Internet Protocol) [7] は用いられていない．また，ブラウザフォン端末は非常に小型であり端末ディスプレイのサイズやユーザインタフェースの制約があるため，通常のインターネット利用はできず，WWW (World Wide Web) [8] の一部や WWW を簡易化したアプリケーションが利用できる．

一方，1.9GHz 帯を用いる PHS (Personal Handyphone System) [2] は，室内デジタルコードレス電話から派生した携帯電話システムである．PHS は，1997 年の当時としては，高速な 32kbps の伝送速度を達成できていたが，サービスエリアが狭く，高速移動には弱かった．しかし，前もって接続切換え先の基地局を探索することにより，高速移動にも十分対応できるようになった．また，ノート PC (Personal Computer) 用のカード型 PHS 端末が開発され，PHS は屋外でのインターネットアクセス用のインタフェースに特化していくことになる．2000 年には，パケット通信の標準化が行われ，最高伝送速度が 64kbps に向上した．さらに，2001 年には，PHS の標準が改正され，周波数利用効率の高い多値 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) [9],[10] を用いることによって，大幅な伝送速度の向上を図る方式が新たに追加された [11]．また，2002 年には，複数基地局を用いることで 128kbps を達成する方式が実用化されている．

PDC システムにおいてブラウザフォンサービスが開始された 1999 年，cdmaOne [12] 標準の携帯電話のサービスが開始された．cdmaOne はユーザ端末が基地局にアクセスする方式として，2G 携帯電話システムで採用されている TDMA (Time Division Multiple Access) ではなく，CDMA (Code Division Multiple Access) を用いている．TDMA ではユーザにタイムスロットを割り当てることでアクセス制御を行うが，CDMA では拡散符号を割り当てることでアクセス制御を行う．これにより，cdmaOne には 2G のシステムと比べていくつかの利点が生まれている．例えば，隣接セル間で同一周波数帯を用いることができるため，セル間のハンドオーバをスムーズに行うことができる（ソフトハンドオーバ）．また，トラヒック量が小さい場合，CDMA の方が TDMA より周波数帯域を有効に利用する

表 1.1: 携帯電話システム諸元

	PDC	PHS (2001 年改正)	cdmaOne
周波数帯	800[MHz]/1.5[GHz]	1.9[GHz]	800[MHz]
変調方式	π/4-QPSK	π/4-QPSK (B,Q,8PSK 12,16,24,32QAM)	BPSK/QPSK
誤り訂正符号	BCH 符号	BCH 符号	畳み込み符号
最高伝送速度	28.8[kbps]	64[kbps] (1[Mbps])	64[kbps]
占有帯域幅	32[kHz]	288[kHz](288/884[kHz])	1.25[MHz]
アクセス方式 /多重方式	TDMA/FDD	TDMA/TDD	CDMA/FDD

ことができるため，最高 64kbps のパケット通信を達成することが可能になった．2000 年には，このような CDMA の技術を拡張した 3G 携帯電話システム IMT-2000 (International Mobile Telecommunication) の標準化が為された [13]．標準化は ITU-R (International Telecommunication Union - Radiocommunication sector) [14] によって行われ，当初は世界共通規格として標準化が進められていたが，最終的に単一の方式には統一されず，わが国でも W-CDMA (Wideband - CDMA) [15] と cdma2000 の 2 方式が両立する結果となった．翌年 2001 年には，W-CDMA を採用した 3G の携帯電話サービスがスタートした．ただし，IMT-2000 では最高 2Mbps の伝送速度が規定されているのに対し，現行の 3G システムではパケット通信で 384kbps が最高の伝送速度である．しかし，2G 携帯電話システムと比較すると大幅に伝送速度が向上しており，屋外でのインターネットアクセスインタフェースとして，あるいは動画像を扱うことができるブラウザフォンとして今後の展開が期待されている．

2002 年の現在，わが国では人口の 2 人に 1 人が携帯電話加入者であり，しかも，5500 万人以上がブラウザフォン利用者であるという事実から，小型携帯端末による簡易なインターネットアクセスに対する需要は今後も続くと見込まれている．また，携帯電話システムの伝送速度向上に伴って，携帯電話をインターネットアクセ

表 1.2: IMT-2000 諸元

	cdma2000 (IMT-MC)	W-CDMA (IMT-DS)
周波数帯	1.9~2.2[GHz]	1.9~2.2[GHz]
変調方式	BPSK/QPSK	BPSK/QPSK
誤り訂正符号	畳み込み符号/ターボ符号	畳み込み符号/ターボ符号
最高伝送速度	1.7[Mbps]	2[Mbps]
占有帯域幅	1.25/3.75[MHz]	5[MHz]
アクセス方式/多重方式	CDMA/FDD	CDMA/FDD

スのための無線インタフェースとして利用することが，ますます盛んになるものと予想される．表 1.1に，IMT-2000 以前の携帯電話システムの諸元を，表 1.2に，IMT-2000 の諸元を示す．

携帯電話と並び 1997 年からの 5 年間で急激な成長を遂げた無線通信システムは無線 LAN である．無線 LAN とは有線イーサネット [1] で構築されてきた LAN の一部を無線化するものである．無線化することで，ケーブル配線の必要がなくなる上，端末の配置を簡単に変えられるという利便性を得ることができる．無線 LAN の標準化としては，まず 1997 年，IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) [16] により IEEE802.11 の標準化が為された [17]．IEEE802.11 は，ISM (Industry Science and Medical) 周波数帯の一つである 2.4GHz 帯を用いており，最高 2Mbps の伝送速度を提供するものである．この方式は，干渉および雑音の対策技術としてスペクトラム拡散技術 [18] を採用している．1999 年には，5GHz 帯を用いる IEEE802.11a および 2.4GHz 帯 IEEE802.11 を高速化した IEEE802.11b の標準化が為された [17],[19]．IEEE802.11b は変調方式として，1997 年の標準で用いられていた BPSK (Binary Phase Shift Keying) [20] と QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) に加え，CCK (Complementary Code Keying) を採用している．IEEE802.11b に準拠した無線 LAN 機器は標準化の後すぐに実用化され，現在最も普及している．一方，IEEE802.11a は 2 次変調方式として，わが国の地上波デジタルテレビ放送 [21],[22] でも採用が決定している OFDM (Orthogonal Frequency

表 1.3: IEEE802.11 諸元

	802.11(-97)	802.11b	802.11a
周波数帯	2.4[GHz]	2.4[GHz]	5[GHz]
変調方式	BPSK/QPSK	BPSK/QPSK /CCK	BPSK/QPSK /16QAM/64QAM
2次変調方式	DS-SS/FH-SS	DS-SS	OFDM
誤り訂正符号	なし	なし	畳み込み符号
最高伝送速度	2[Mbps]	11[Mbps]	54[Mbps]
アクセス方式	CSMA/CA	CSMA/CA	CSMA/CA

Division Multiplexing) [23] を用いており，最高 54Mbps の伝送速度を提供できる．OFDM は，低速の信号を周波数軸上でオーバラップさせながら直交するように配置して伝送するため，マルチパスフェージングに強く周波数利用効率が非常に高い変調方式である．また，OFDM の副搬送波の変調方式としては，BPSK および QPSK といった位相変調方式に加え，16QAM および 64QAM といった多値 QAM が採用されている．多値 QAM は振幅と位相に情報を反映させるため，周波数利用効率の非常に高い変調方式である．ただし，64QAM のように周波数利用効率の高い高速な変調方式ほど，ある伝送品質を達成するために必要な通信路品質は高いため，IEEE802.11a では，通信路品質に応じてこれらの変調方式を決定する適応変調技術を採用している．なお，IEEE802.11a に準じた無線 LAN は 2001 年に実用化されている．

このように，無線 LAN の伝送速度は非常に高速化しており，データサイズが数百 Mbyte の動画像をダウンロードしたり，数 Mbps のビットレートの動画像をストリーム受信したりといったインターネット利用にも対応できつつある．また，無線 LAN は，構内や室内の有線 LAN を無線化するという利用目的にとどまらず，屋外でも利用され始めており，屋外で無線 LAN によるインターネットアクセスを提供するホットスポット [24],[25] のような新しい形態のサービスも登場している．表 1.3に IEEE802.11，11a および 11b の仕様を示す．

1.1.2 様々な環境における無線通信

無線通信はオフィス，家庭あるいは屋外といった環境によって，それぞれ異なる進化をしている．オフィスは，有線の LAN を構築することを前提に設計されている場合があるものの，ノート PC のユーザが LAN に接続するためにケーブル接続しなければならないのは非常に利便性に欠ける．また，無線 LAN で LAN を構築すれば，室内のレイアウトを変更する場合にケーブルの引き回しの必要が無い．このような理由から，IEEE802.11a あるいは IEEE802.11b といった無線 LAN をオフィスに導入したいという要望は非常に強い．

一方，家庭における通信環境として，従来は固定電話回線しか選択肢がなかったが，近年 ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) [26]，CATV (CAble TeleVision) [27] インターネットといった伝送速度が 10Mbps を超えるインターネットアクセス回線が到着している [28]．また，高品質なデジタル動画像が，CS (Communication Satellite) デジタル放送，BS (Broadcasting Satellite) デジタル放送，2003 年スタート予定の地上波デジタル放送や数 Gbyte のデータを記録できる DVD (Digital Versatile Disc) によって提供されるようになった [21],[22]．様々なデジタルコンテンツが家庭に流入するようになった結果，これまでそれぞれ専用の端末，機器で扱われていたデジタルビデオ，デジタルオーディオおよびインターネット上のデータをシームレスに取り扱うホームネットワーキングに対する需要が大きくなりつつある．しかし，家庭環境はそもそも有線ネットワークを構築できるような作りになっていないため，無線通信技術を採用した無線ホームリンク [29] に注目が集まることになった．無線ホームリンクで用いられるであろう無線インタフェースの候補としては，上述の IEEE802.11a，b，Wireless 1394，Home RF (Radio Frequency) [30] 等があげられる．Wireless 1394 は IEEE1394 を無線化したものであり，5.2GHz 帯を用い最高 32Mbps の伝送速度を達成できる．Home RF は 2.4GHz 帯を用いており，伝送速度は最高で 2Mbps 程度である．一方，デジタルテレビ，デジタルビデオおよびインターネットストリームといった様々なトラヒックは，それぞれ異なるプロトコル上でホームネットワークに流入するが，これらを一元的に扱うためにプロトコル変換を行うゲートウェイが必須となる．このようなゲートウェイはホームゲートウェイと呼ばれる．

屋外では，携帯電話システムが最も利用されているが，近年，屋外で無線LANを用いるホットスポットサービスが展開されつつある．“ホットスポット”とは携帯電話システムのようにサービスエリアが連続的に配置されるのではなく，サービスエリアが点在することから，このような名称で呼ばれている．ホットスポットの無線インタフェースとしては一般的にIEEE802.11b無線LANが利用されており，全国で数千～万のスポットが展開中である．スポットとして選択される場所として路上，駅構内，公園，空港といった公共のスペースに加え，ファーストフード店，喫茶店，ホテルのロビー等が挙げられる．現在の3G携帯電話の最高伝送速度が384kbpsであるのに対し，IEEE802.11bでは最高11Mbpsを提供できるため，ホットスポットは屋外での無線インターネットアクセスサービスとしてますます発展すると見込まれている．また，VoIP (Voice over IP) 技術 [31] を用いた音声通話サービスをホットスポットに導入することも検討されている．屋外での無線通信システムとして他に，高度道路交通システム，ITS (Intelligent Transportation System) [32],[33] がある．ITSには，VICS (Vehicle Information and Communication System)，ETC (Electronic Toll Collection system) 等のサービスがあり，これらのサービスは無線通信技術を用いた路車間通信，RVC (Road-to-Vehicle Communication) によって実現される．RVCシステムにより，自動車にセットされた端末にコンテンツがダウンロードされ，逆にユーザ認証等のための情報がアップロードされる．このような路車間の無線通信には，現在DSRC (Dedicated Short Range Communication) [34] というプロトコルが標準化されており，最高4Mbpsの伝送速度が提供される．

1.2 研究背景

無線通信は，携帯電話ならびに無線LANに代表されるように一般に広く普及しており，今後は，より“高品質”なモバイルマルチメディアサービスの提供とホットスポットサービスやホームネットワーク等の新しいサービス形態の実現に向けてさらに発展していくものと予想される．しかし，無線通信には厳しい帯域制限と劣悪な通信路品質という2つの制約があり，サービス品質はこれら2つの条件に強く依存している．例えば，無線LANで規定されている十Mbps～数十Mbpsの伝送速度は，ユーザ数が少なく通信路品質が良好でなければ達成できない．ユーザ数が多数になると周波数リソースをユーザ間で共有する必要があり，実効伝送速度の急

激な低下が引き起こされる．また，通信路品質は，単に送信電力を大きくすれば改善されるものではなく，遮蔽物が存在することによるシャドウイング，反射波が合成されて生じるマルチパスフェージングや他の電波による干渉によって劣化する．誤り訂正符号やパケットの再送といった誤り制御方式を用いれば，このような通信路品質の劣化に対し伝送の信頼性を高くすることができる．また，BPSK 等の変調多値数の小さい信頼性の高い方式を用いれば，通信路品質の劣化に強い伝送を実現可能である．しかし，これらの対策方法を用いると信頼性は向上するものの，周波数の利用効率が低下し提供できる伝送速度が低下する．このように伝送速度と信頼性はトレードオフの関係にあり，これらを同時に満足させるためには電力，周波数といった無線リソースを効率良く利用する必要がある．限られた無線リソースを有効に利用するためには，

1. リソースの浪費を防ぐこと
2. 必要以上のリソース割当てを行わないこと（リソースの節約）
3. 必要最低限のリソース割当てを満たすこと
4. 利用できるリソースを全て利用すること

の 4 点が重要である．これらを実現するためには，“ユーザがどのようなサービスを期待しているか”，“どのような種類のデータが伝送されるか”といった情報に基づいて無線リソースマネジメントを行う必要がある．しかし，こういった情報は，OSI (Open Systems Interconnection) 7 階層モデル [1] における第 7 層でしか得ることができず，従来の無線通信は，第 2 層以下を取り扱っておりデータを単なるビットの集合と見なすため，効率的な無線リソースマネジメントを実現することはできない．

そこで本研究では，電波エージェント [35] を用いた無線リソースマネジメントを提案する [36]-[52]．電波エージェントは，ユーザの期待する無線サービスの種類や品質を理解してネットワーク内に入り，提供される無線サービスがユーザの満足するものになるよう様々な処理と制御を行うもので，その主体はソフトウェアプログラムである．電波エージェントは，第 2 層以下に位置する無線通信モジュールが理解できないデータの所要ビットレートやビット誤り感度といった上位層の情報

を，無線通信モジュールの理解できる下位層のパラメータに翻訳するマルチレイヤインタフェースを有している．この電波エージェントのマルチレイヤインタフェースを利用することで，上述のような高効率の無線リソースマネジメントの実現が可能である．本研究では，電波エージェントを用いて実現される無線リソースマネジメントとして，データプライオリティ（重要度）方式 [36]-[46] と品質パラメータ方式 [47]-[52] の 2 方式を提案する．データプライオリティ方式は，データに重要度を与え，重要なデータほど無線リソースを多く割当てることで無線リソースを有効に利用し，サービス品質を向上することができる．この方式は，データを無線伝送する際に，データの重要度を示すラベルに応じて周波数のリソース割当てを行えばよいため処理が簡単であり，携帯電話のような大規模なシステムにも適用可能である．本研究では，このようなデータプライオリティ方式を移動通信環境における WWW アクセスに適用する．一方，品質パラメータ方式は，ビット誤り感度，ビットレート等のデータの所要品質や通信路品質といったパラメータを入力として，効率的な無線リソースの割当て方を出力するリソースマネジメントアルゴリズムを用い，ユーザに対するサービス品質の向上を図るものである．この方式はユーザ端末やデータから多数のパラメータを取得する必要があり，またアルゴリズムによる数値計算を要するため，無線 LAN のような小規模なシステムに適している．本研究では，品質パラメータ方式を無線ホームリンクにおける動画像マルチストリーム伝送に適用する．

1.2.1 移動通信環境における WWW 先読みシステム

有線インターネットにおける最大のアプリケーションは WWW であるが，無線通信環境におけるインターネットアクセスにおいても WWW を利用したいという要求は強い．しかしながら，伝送帯域幅の制限とユーザ数の増大および劣悪な通信路品質により，携帯電話システムの伝送速度は 9600bps から 64kbps 程度と低いため，移動通信環境における WWW アクセスでは，ユーザがデータを要求してからコンテンツが表示されるまでの待ち時間が問題となる．3G の携帯電話システムではより高い伝送速度を達成できるとしているが，まだサービスエリアは小さく，普及率は高くない．一方，有線インターネットでは，WWW でのこのような待ち時間を短縮する技術として，WWW 先読み技術が用いられている [53]-[57]．多くの

WWW ページは他のページへのリンク情報を持っており，また Web ブラウザは，ユーザが頻繁に要求するページを登録するブックマークや，ユーザのブラウジングの履歴情報を持っている．また，ユーザはコンテンツが表示されると，そのページを閲覧するのに数秒から数分の時間を要するため，その期間，通信路の帯域は空きの状態となる．先読み技術では，この空き時間を利用してユーザが次に要求するページを予測してデータを前もってダウンロードする．この先読み技術を無線通信環境に適用することによって，WWW アクセスにおけるユーザ待ち時間を短縮できる [58]．先読み技術は待ち時間特性を向上するだけでなく，ネットワークのトラフィックを分散させ，ネットワークで生じる障害を吸収する働きを持つため，無線通信環境において特に有効な技術である．しかし，従来の先読み技術では，実際に要求されたデータと先読みされたデータを区別せず伝送するため，複数のユーザが周波数帯域を共有している無線通信環境において，あるユーザが先読みを行うと他のユーザのスループット特性を劣化させる問題がある．

16QAM，64QAM といった変調多値数の大きい周波数利用効率の高い変調方式を用いれば，各ユーザの占有帯域を小さくできるものの，多値 QAM は雑音やフェージングに非常に敏感であるため，伝送に信頼性を要するデータに適用することはできない．一方，近年，様々な適応無線伝送技術が検討されている [59]-[73]．通信路品質に応じて伝送されるデータのフォーマットを決定する方式 [62]-[65] やアプリケーションの示すサービス品質に応じて無線伝送パラメータを決定する方式 [66]-[73] 等が提案されているが，これらを移動通信環境における WWW 先読みに適用することは難しい．

そこで，本研究では，データプライオリティに基づく無線リソースマネジメントを無線通信環境における WWW 先読みに適用した，WWW 先読みシステムを提案する [36]-[40]．このシステムは，先読みされるページをユーザが実際に要求する確率（アクセス確率）を推定し，これに応じてアダプティブに周波数リソース割当てを行う．先読みされるページのアクセス確率が高い場合は，信頼性の高い QPSK といった変調方式を用いて伝送を行うのに対し，あるスレッショルドよりアクセス確率の低いページを先読みする場合は，周波数利用効率の高い変調多値数の大きい変調方式を用いる．このように，要求される可能性の低いデータに割当てる周波数リソースを節約することで，重要度の高いデータほどビットあたりに割当てられ

る周波数リソースを大きくして高い信頼性で伝送できる．また，提案システムは，データリンク層での誤り制御方式として ARQ (Automatic Repeat reQuest) [4] を採用し，先読みするデータの伝送時には再送回数を制限して周波数リソースの利用効率向上を図る．このような提案システムを用いることで，帯域が厳しく制限されている無線 WWW アクセスにおいて，効率の良い先読みが実現できユーザの待ち時間特性を大きく改善できる．

1.2.2 動画像マルチストリーム伝送における無線リソースマネジメント

第 1.1.2 節で述べたように，家庭環境において，インターネットのデータとデジタルオーディオ，デジタルテレビ，デジタルビデオをシームレスに取り扱いたいと言う要求が強くなってきている．この要求の一つの解として無線ホームリンクがある．無線ホームリンクでは，無線端末を用いてホームゲートウェイにアクセスすることで，これに蓄積されている様々な情報を取得することができる．しかし，MPEG (Moving Picture Experts Group) -2[74] 等で符号化された高品質な動画像ストリームを複数のユーザが要求した場合，数十 Mbps～百 Mbps の高い伝送レートが必要となる．無線ホームリンクで用いられる無線インタフェースの候補としては，IEEE802.11a，b，Home RF および Wireless 1394 があり最高数 Mbps～数十 Mbps の伝送が可能であるが，ユーザ数が複数になると実効伝送速度は著しく低下してしまう．このように，無線通信環境で複数の高品質な動画像ストリームを同時に伝送することは困難であり，WWW のようなドキュメントデータや音声データが混在するような環境下での動画像ストリーム無線伝送を実現することはさらに難しい．

一方，MPEG-4[75],[76] や適応符号化方式 [77] といった無線通信環境に適した新しい動画像フォーマットが提案されているが，これらを適用するためには MPEG-1 あるいは MPEG-2 ですでに符号化されている動画像ストリームをリアルタイムにトランスコーディング [78],[79] する必要がある．また，様々な適応無線伝送方式および無線リソースマネジメント方式が提案されているが [80]-[84]，単一の動画像伝送のみを考慮しているため，複数の動画像ストリーム伝送には適用できない．

そこで，本研究では，動画像多重伝送における無線リソースマネジメントを提案する [47]-[49]．この無線リソースマネジメントは上述の品質パラメータ方式を採用しており，伝送されるパケット各々のビット誤り感度，所要ビットレートおよび通信路品質に基づいて，効率的な周波数リソースの割当てを求めるリソースマネジメントアルゴリズムを有している．このアルゴリズムに従って，それぞれのパケットの伝送に用いられる無線伝送パラメータが決定される．伝送パラメータはタイムスロット数，誤り訂正符号化率および変調多値数で構成されている．例えば，2つの動画像パケットが伝送される場合，ビット誤りに敏感な方のパケットに信頼性の高い QPSK や低レートの誤り訂正符号が割当てられる．一方，誤りに鈍感なパケットには 64QAM のような周波数利用効率の高い伝送方式が割当てられる．この時，それぞれの動画像ストリームが要求するビットレートを満たすようにタイムスロットが割当てられる．このようなアルゴリズムによって，所要の信頼性と所要の伝送速度を同時に達成するような周波数リソースの割当てを実現できる．このアルゴリズムは，動画像のみならず WWW ドキュメントや音声といったトラヒックにも適用でき，様々なトラヒックが混在する環境下においても，効率的な周波数リソース割当てを行うことができる．

1.3 研究概要

本研究では，周波数帯域が厳しく制限され通信路品質が非常に劣悪な無線通信環境で，無線リソースを効率良く利用することでユーザに対するサービス品質を向上する，電波エージェントを用いた無線リソースマネジメントに関する研究成果をまとめている．以下，第 2 章から第 7 章までの概要を述べる．

第 2 章では，まず，電波エージェントの概念とその一機能であるマルチレイヤインタフェースについての説明を行う．次に，電波エージェントによって実現される無線リソースマネジメントであるデータプライオリティ方式と品質パラメータ方式の 2 方式についての概説を行う．

第 3 章では，シングルユーザ環境における WWW 先読みシステムを提案する．本システムは，第 2 章で述べるデータプライオリティに基づく無線リソースマネジメントを用いることでユーザがデータを要求してからの待ち時間を大きく短縮できる．本章では計算機シミュレーションを用いて，レイリーフェージング通信路

におけるユーザ待ち時間について評価を行い，評価結果から本システムの有効性を示す．

第4章では，マルチユーザ環境におけるWWW先読みシステムを提案する．本システムは第2章で述べるデータプライオリティに基づく無線リソースマネジメントを用いることでユーザが実際に利用する可能性の低いデータが占有する帯域を小さくすることによって，周波数帯域を有効に利用して先読みを行うことができる．さらに，複数ユーザによる帯域利用を一括管理するマルチユーザマネージメントを用いることで，他ユーザのスループットを劣化させずに待ち時間を向上することが可能である．本章では計算機シミュレーションを用いて，マルチユーザ環境においてWWW先読みを行った場合の問題点を明らかにし，提案システムによってこの問題を解決できることを示す．

第5章では，動画像マルチストリーム伝送における無線リソースマネジメントを提案する．本システムは，第2章で述べる品質パラメータを用いる無線リソースマネジメントを動画像マルチストリーム伝送に適用したものであり，周波数リソースを有効に利用することで，受信画像品質の劣化を大きく軽減できる．本章では計算機シミュレーションを用いて，AWGN (Additive White Gaussian Noise) 通信路における受信動画像の画像品質とビット誤り率について評価を行い，評価結果から本システムの有効性を示す．

第6章では，混在トラヒック環境における無線リソースマネジメントを提案する．本システムは，WWWドキュメント，音声，動画像等の様々なトラヒックが伝送される混在トラヒック環境に，第2章で述べる品質パラメータを用いる無線リソースマネジメントを適用したものであり，周波数リソースを有効に利用することで，所要の信頼性と伝送速度を同時に達成することができる．本章では計算機シミュレーションを用いて，AWGN通信路における受信データのビット誤り率と受信動画像の画像品質について評価を行い，評価結果から本システムの有効性を示す．

第7章は結論であり，本研究で得られた成果について総括を行う．

第 2 章　電波エージェント

2.1　序言

本章では，電波エージェント [35] の概念とその一機能であるマルチレイヤインタフェースについての概説を行う．また，電波エージェントを用いた無線リソースマネジメントとして，データプライオリティ（重要度）に基づく方式 [36]-[46] と品質パラメータを用いる方式 [47]-[52] の 2 方式を提案し，第 3 章から第 6 章との関連について述べる．

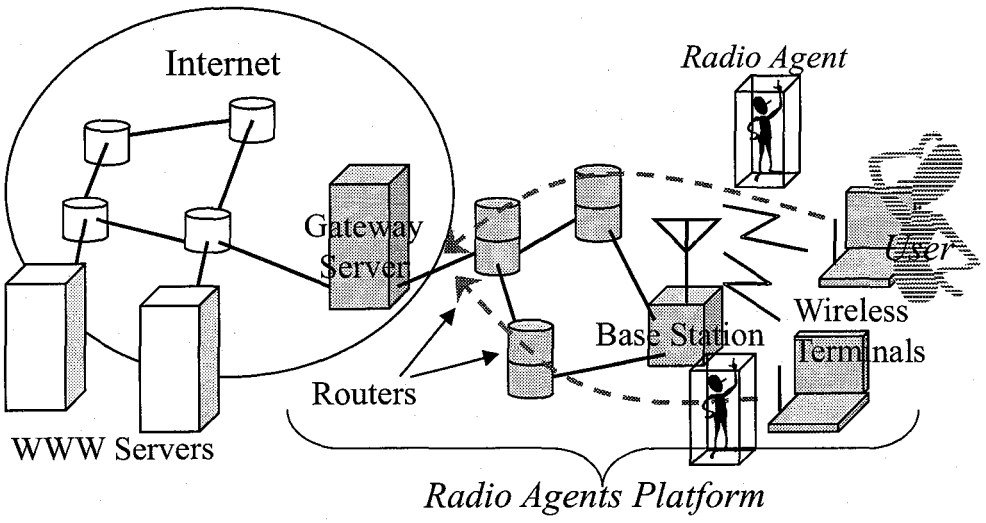


図 2.1: 電波エージェントの概念

2.2　電波エージェントの概念とマルチレイヤインタフェース

図 2.1に電波エージェント (Radio Agents) の概念を表す．電波エージェントは，ユーザの期待する無線サービスの種類や品質を理解して，ネットワーク内に入り，提供される無線サービスがユーザの満足するものになるよう様々な処理と制御を行うもので，その主体はソフトウェアプログラムである．電波エージェントは “代理人”であるため，無線通信を含む通信ネットワークを “依頼人”であるユーザに隠蔽

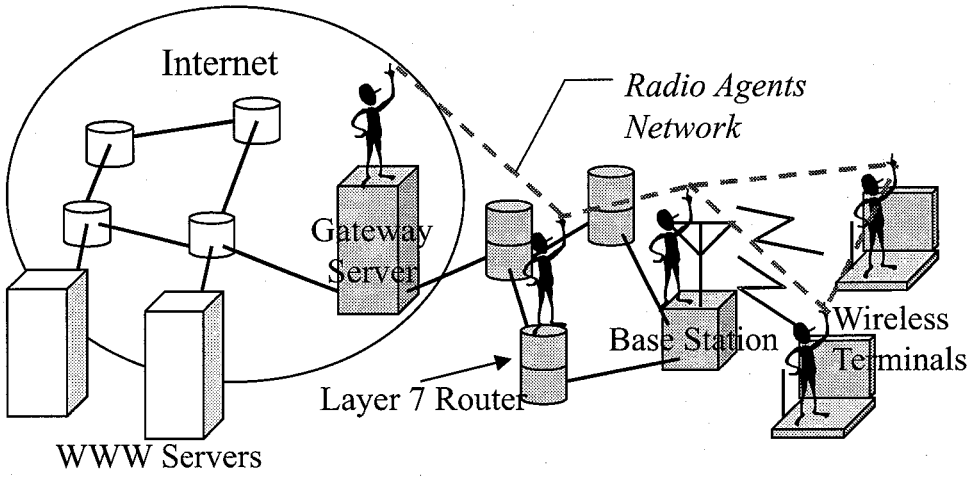


図 2.2: 電波エージェントネットワーク

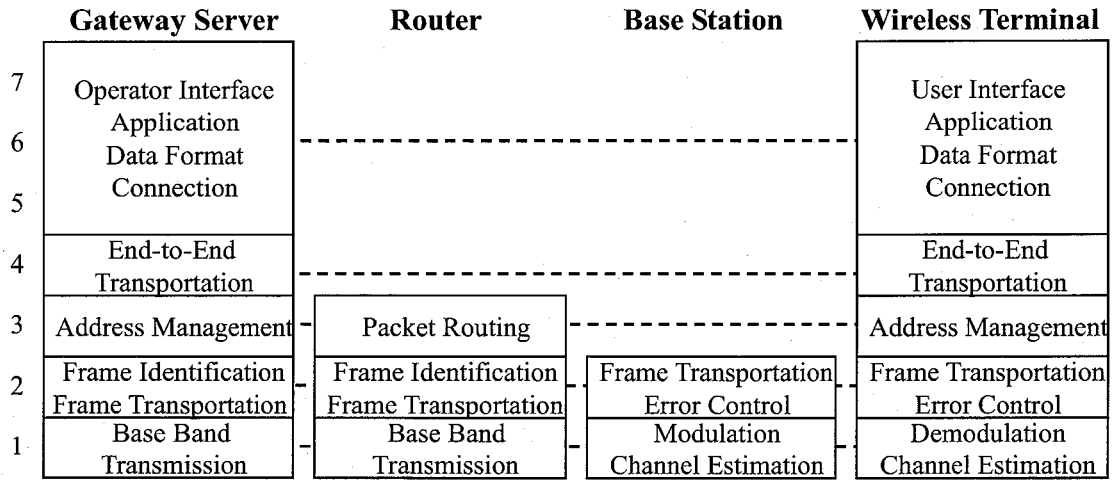


図 2.3: 従来の階層モデル

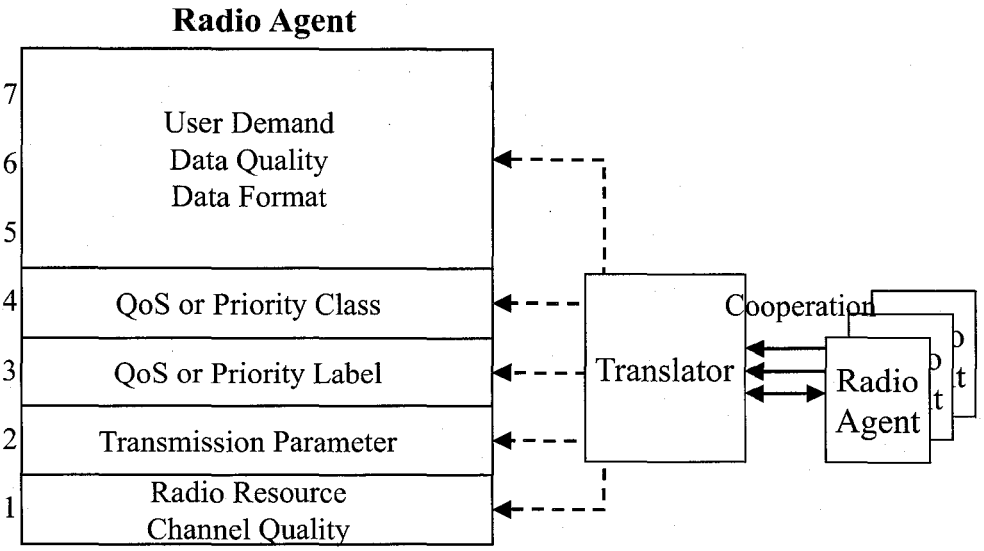


図 2.4: 電波エージェントのマルチレイヤインタフェース

しなければならない．具体的には，ユーザに無線通信路の状況やトラヒックの混雑を認識させない事が必要である．電波エージェントは，図 2.1の電波エージェントプラットホーム (Radio Agents Platform) で存在でき活動することができる．図のように，電波エージェントプラットホームは，ゲートウェイサーバ (Gateway Server) やルータ (Router)，無線基地局 (Base Station)，無線端末 (Wireless Terminals) 上に展開される．電波エージェントプラットホームを広く展開するためには，電波エージェントプログラムを Java[85] のようなプラットホーム依存性の低いプログラム言語を用いて作成すればよい．また，図 2.2のように，電波エージェントは，サーブレットとしてゲートウェイサーバやレイヤ 7 ルータ (Layer 7 Router) [86]，無線基地局上に，アプレットとしてユーザ端末上に分散配置し互いに協調することにより，電波エージェントネットワーク (Radio Agents Network) を形成する．このようなネットワークを形成することで，無線区間だけでなくプラットホーム全体を把握することができ，ユーザの満足度の高い無線サービスを実現することが可能になる．

一方，従来の通信ネットワークは，OSI (Open Systems Interconnection) 7 階層モデル [1] に基づく図 2.3のようなモデルで構築されてきたが，このようなモデル

で，ユーザに対して満足度の高いサービスを行うことは不可能である．例えば，無線通信環境でユーザから高画質の動画像を鑑賞したいという要求が生じた場合，無線区間の伝送速度が動画像の所要ビットレートを満たさなければ，ユーザの満足するサービスは実現されない．しかし，従来のプロトコルモデルでは，無線モジュールにとって，動画像データは単なるビットの集合でしかないため，ユーザが実際に動画像を鑑賞するまでこの条件を満たしているかどうか分からない．

このような問題を解決するため，電波エージェントは，図2.4で示されるマルチレイヤインタフェースを有している．これにより，ルータや無線モジュールが理解できないデータの所要ビットレートやビット誤り感度といった上位層の情報が，各モジュールの理解できる下位層のパラメータに翻訳 (Translate) される．図2.4のように，第5層以上の情報には，ユーザ要求 (User Demand) やデータ品質 (Data Quality)，データフォーマット (Data Format) 等がある．これらは，第4層ではQoSクラス (Quality of Service Class) に，第3層ではQoSラベル (QoS Label) に相当する．QoSクラスはインターネットQoS技術 [87] におけるフローレベルの情報に対応し，QoSラベルはパケットレベルの情報に対応している．また，第2層以下の情報としては，伝送パラメータ (Transmission Parameter)，周波数，電力等の無線リソース (Radio Resource)，通信路品質 (Channel Quality) 等が挙げられる．各階層における情報は，マルチレイヤインタフェースによって互いに翻訳されるが，翻訳を行う翻訳機能 (Translator) は固定的ではなく，他の電波エージェントと協調しながら，無線リソースやネットワークリソースを効率的に利用し，ユーザに対するサービス品質が高くなるように翻訳を行う．ゲートウェイサーバやルータ，無線モジュールは，自身上に存在している電波エージェント（図2.2）の示すパラメータに従って，転送するデータに対し処理を行う．動画像伝送の例では，動画像の所要ビットレートから翻訳された無線リソース割当てや無線伝送方式に応じて無線モジュールが伝送を行うことで，所要ビットレートが満たされ，ユーザは期待通りのサービスを受けられる．

以下，この電波エージェントのマルチレイヤインタフェースを用いて実現される無線リソースマネジメントであるデータプライオリティ方式および品質パラメータ方式についての概説を行う．

2.3 データプライオリティに基づく無線リソースマネジメント

上述の電波エージェントを用いて実現される無線リソースマネジメントの一つであるデータプライオリティ方式について述べる．表2.1に，データに見込まれる重要度を示す．WWW (World Wide Web) アクセス [8] において，ユーザが実際に要求したデータは，先読み [53]-[58] あるいはプッシュ[88] されるデータより，重要度が高く優先的に伝送されるべきである．また，先読みされるデータの中でも，ユーザが次に要求する可能性の高いものほど，伝送する必要性が高いという点で重要と言える．データプライオリティ方式では，このようなデータの重要度を利用し，重要度の高いデータには QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) [20] のような信頼性の高い伝送方式を割当て，付加的なデータに対しては 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) [9],[10] や 64QAM といった周波数利用効率の高い伝送方式を用いて伝送を行う．これにより，重要なデータほど1ビットあたりに割当てられる周波数リソースが大きくなり，高い信頼性で伝送される．通信路品質が劣化した場合，付加的なデータの受信品質は劣化するが重要なデータの受信品質は劣化しないため，ユーザに対するサービス品質を維持することができる．データプライオリティ方式における電波エージェントの役割は，マルチレイヤインタフェースを用いてデータの重要度という上位層の情報を無線伝送方式という下位層の情報に翻訳することである．この方式は，データの重要度の明確な定義を必要とするが，データの重要度を示すラベルに応じて周波数のリソース割当てを行えばよいため処理が簡単であり，携帯電話のような大規模なシステムにも適用可能である．第3，4章ではこのようなデータプライオリティ方式を移動通信環境に適用した WWW 先読みシステムを提案する．

表 2.1: データの重要度

アプリケーション	重要度の高いデータ	重要度の低いデータ
静止画像伝送	空間周波数の低い成分	空間周波数の高い成分
動画像伝送	ヘッダ情報部	画像情報部
WWW ブラウジング	リクエストデータ	先読みデータ/プッシュデータ

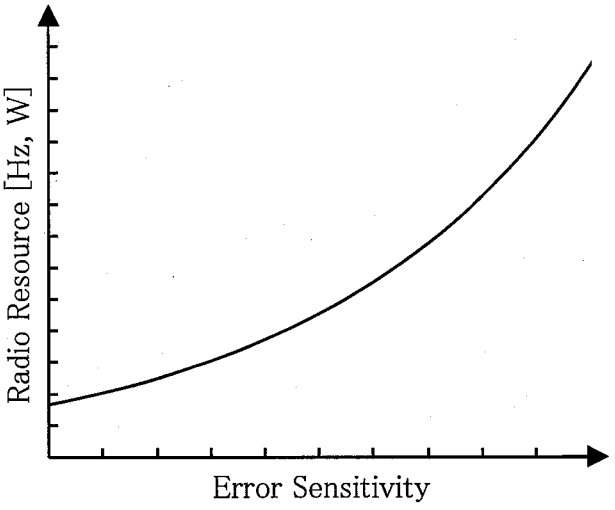
2.4 品質パラメータを用いる無線リソースマネジメント

電波エージェントを用いれば，データの所要品質や通信路品質に応じて無線リソースを効率的にユーザに割当てる無線リソースマネジメントを実現可能である．表2.2に各データに要求される品質の違いを示す．音声はビット誤りに対して強い耐性があるのに対し，テキストデータは一般的にビット誤りを許容できない．動画像データは所要ビットレートが高く，画像情報に関してはビット誤りにやや鈍感であるが，ヘッダ情報はビット誤りに敏感である．図2.5(a)，(b)にデータのビット誤り感度，およびビットレートに対する所要無線リソースを示す．図2.5(a)のように，データがビット誤りに対して敏感であるほど所要リソースは大きいことが分かる．これは，与える送信電力を大きくすると受信CNR (Carrier to Noise power Ratio)が高くなり，ビット誤り率を小さくできるからである．また，与える周波数帯域を大きくすれば，BPSK (Binary PSK)，QPSKといった低速な変調方式を用い，かつ低レートの強力な誤り訂正符号を用いることができるため，伝送の信頼性を向上できるからである．一方，図2.5(b)のように，データのビットレートが大きいほど所要リソースは大きい．ビットレートが高いデータほど，高速な伝送速度を要求するので，周波数リソースを多く要するのは明らかである．また，割当てる送信電力を大きくし，16QAM，64QAMのような周波数利用効率の高い変調方式を用いれば，周波数リソース割当てが多少小さくても高速な伝送を実現できる．このように，無線リソースマネジメントを行うためには，少なくともデータのビット誤り感度とビットレートの2要素を考慮する必要があると言える．しかし，ユーザが複数である場合，ユーザ間の通信路品質には差異がある．通信路状況の良好なユーザに対しては，電力や周波数リソースを多く与えなくても信頼性の高い伝送が

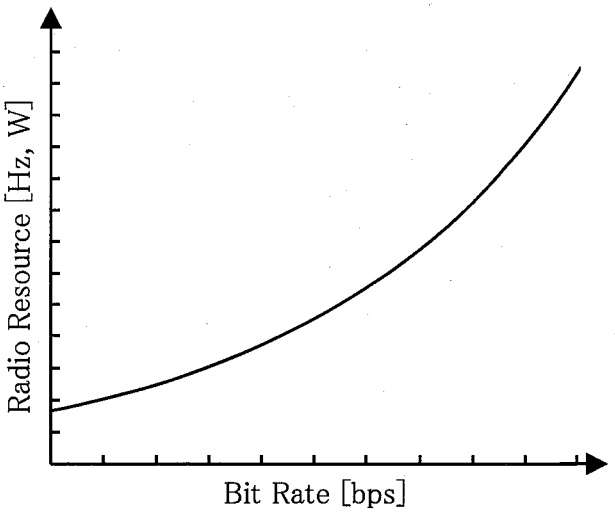
表2.2: データの所要品質

	音声	テキスト	静止画像	ビデオ	
				(ヘッダ部)	(画像部)
許容ビット誤り率	10^{-3}	10^{-9}	10^{-5}	10^{-9}	10^{-5}
所要ビットレート	32[kbps]	32[kbps] ～	64[kbps] ～	64[kbps] ～80[Mbps]	64[kbps] ～80[Mbps]

可能である．反対に，通信路状況が劣悪なユーザに対し，信頼性が高く高速な伝送を実現するためには，通信路品質が良好なユーザに与えるより多くの無線リソースを与えなければならない．すなわち，図2.6のように所要リソースはユーザの通信路品質によっても左右される．リソースマネジメントアルゴリズムの入力として，データの許容できる時間遅延量や時間ジッタあるいはデータのサイズ等も考えられるが，第5，6章では，ビット誤り感度，所要ビットレートおよび通信路品質の3要素に基づく無線リソースマネジメントを提案する．第5，6章における電波エージェントの役割は，マルチレイヤインタフェースを用いて，ビット誤り感度，所要ビットレートといった上位層の情報と通信路品質という第1層の情報を，無線伝送パラメータと無線リソースに翻訳することである．



(a) ビット誤り感度と無線リソース



(b) ビットレートと無線リソース

図 2.5: データの所要品質と無線リソース

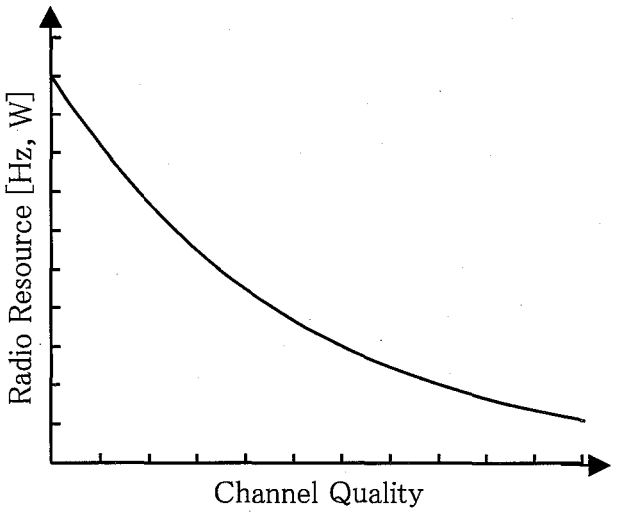


図 2.6: 通信路品質と無線リソース

2.5 結言

本章では，電波エージェントの概念とそのマルチレイヤインタフェース機能に関する概説を行った．また，電波エージェントを用いた無線リソースマネジメントとして，データプライオリティ方式および品質パラメータ方式を提案し，これらの方式と第3章から第6章との関連について述べた．

第3章　シングルユーザ環境におけるWWW先読みシステム

3.1　序言

WWWは有線インターネットのみならず，無線インターネットにおいてもキラーアプリケーションであるが，無線通信環境においては，周波数帯域の厳しい制限により，データを要求してからコンテンツが表示されるまでの待ち時間が問題となる．WWW先読みはこのような待ち時間を短縮する技術であるが，前もってダウンロードされたデータをユーザが実際に利用しなかった場合，周波数帯域が浪費されたことになり，周波数の利用効率が低下する．また，このような場合，ユーザの待ち時間短縮効果は見込めない．

周波数利用効率を向上するために，16QAMあるいは64QAMといった多値QAMを用いることが考えられる．これらの変調方式は，伝送帯域幅が狭くても高速な伝送を可能にするが，雑音やフェージングといった通信路品質の劣化に敏感であるため，高信頼性を要するデータに用いることはできない[付録B]．一方，通信路状況に応じて変調多値数を選択する適応変調方式が提案されている[59]-[61]．この方式は通信路状況を推定し，通信路状況が良好であれば16QAMあるいは64QAMといった高速な変調方式を用い，通信路が劣悪であればBPSKやQPSKといった低速な変調方式を用いることで，通信路の容量を増大させることができる．しかし，この方式は，データリンク制御のみで成り立っており，データを単なるビットの集合と見なしているため，重要度の低いデータにも重要度の高いデータと同様の周波数帯域を割当てることになり，周波数リソースが有効に利用されない．

近年，マルチメディア無線通信をターゲットにした適応無線伝送方式が検討されている[62]-[73]．文献[62]-[65]では，レイヤ1における情報，例えば，受信CNRや伝送帯域幅，ユーザ端末の性能に応じて，レイヤ7におけるデータ品質を制御する方式が提案されている．これらの方式は，通信路品質が劣悪である場合や伝送帯域幅が十分に得られない場合，データの圧縮率を高くしたりデータの実サイズを小さくしたりすることで，伝送効率の向上を図るものである．このような処理は通常，ゲートウェイサーバにおいて行われるため，データを変換する際の処理遅延

が問題となる．一方，レイヤ 7 の示すサービス品質に応じて，フレーム長や誤り制御方式，ビットレートといった下位層の伝送フォーマットを制御する適応無線設計が提案されている [66]．しかし，この方式は，サービス品質をスループット，遅延，誤り率で構成しているが，実際にデータに要求される品質に関しては述べていない．文献 [68]-[71] では，移動通信環境における効率的な静止画像伝送方式が提案されている．この方式では，まず，静止画像データを誤り感度に応じて数グループに分類し，誤り感度の高いデータほど信頼性の高い変調方式を用いて伝送される．さらに，文献 [72]-[73] では，静止画像とテキストの多重無線伝送における適応伝送方式を提案している．この方式は，ビット誤り率や伝送遅延量といった所要のサービス品質に応じて変調方式を選択する．これら 2 方式は，データに応じてアダプティブに変調方式を制御することで，周波数を有効に利用し，受信データの品質を向上することができる．しかし，WWW では一般にビット誤りを許容しないため，これらの方式を直接的に WWW 先読みに適用することはできない．

そこで，本章では，2 章で述べたデータプライオリティに基づく無線リソースマネジメントを無線通信環境における WWW 先読みに適用した，WWW 先読みシステムを提案する [36]-[39]．このシステムは，先読みされるデータをユーザが実際に要求する確率（アクセス確率）を推定し，これに応じてアダプティブに周波数リソースの割当てを行う．先読みされるデータのアクセス確率が高い場合は，信頼性の高い QPSK といった変調方式を用いて伝送を行うのに対し，あるスレッショルドよりアクセス確率の低いデータを先読みする場合は，周波数利用効率の高い変調方式を用いる．このように，付加的なデータに割当てる周波数リソースを節約することで，重要度の高いデータほどビットあたりに割当てられる周波数リソースを大きくすることができ，重要なデータほど高い信頼性で伝送することができる．また，提案システムは，レイヤ 2 での誤り制御方式として ARQ (Automatic Repeat reQuest) [4] を採用し，先読みするデータの伝送時には再送回数を制限して周波数リソースの利用効率の向上を図る．このような提案システムを用いることで，帯域が厳しく制限されている無線 WWW アクセスにおいて，効率の良い先読みが実現できユーザの待ち時間特性を大きく改善できる．本章では，計算機シミュレーションによって，移動通信環境で WWW アクセスを行った場合の待ち時間特性についての評価を行い，評価結果から提案方式の有効性を示す．

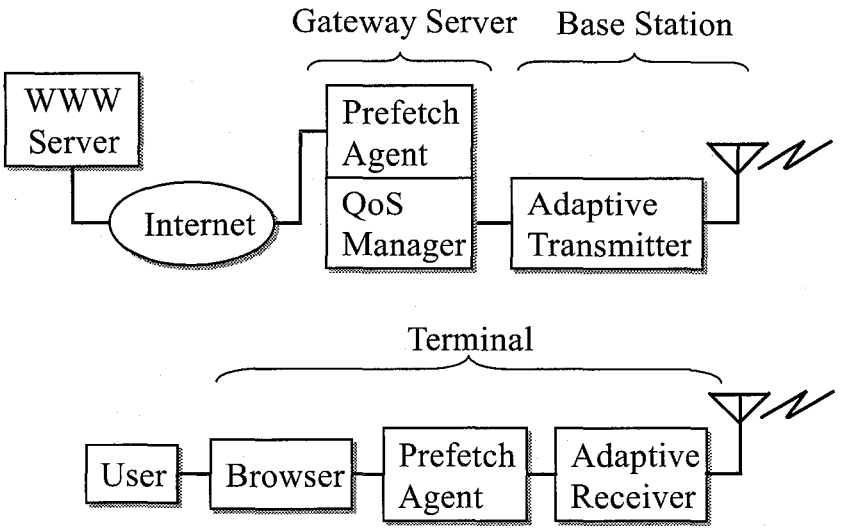


図 3.1: シングルユーザ WWW 先読みシステム

3.2 シングルユーザ WWW 先読みシステム

図 3.1に，提案する WWW 先読みシステムのシステムモデルを示す．WWW 先読みシステムはゲートウェイサーバ，無線基地局および無線端末で構成される．ゲートウェイサーバ上の先読みエージェント (Prefetch Agent) は WWW サーバからデータをダウンロードし，それぞれのデータパケットに QoS ラベルを付与する．QoS マネージャ (QoS Manager) はその QoS ラベルに応じて無線伝送フォーマットを決定する．無線基地局における適応送信機 (Adaptive Transmitter) は QoS マネージャが示す伝送フォーマットに従ってデータの伝送を行う．無線端末上の先読みエージェントはそれぞれの WWW データに見込まれるアクセス確率を推定し，先読みするデータをゲートウェイサーバに要求する．

3.2.1 データプライオリティに基づく無線リソースマネジメント

図 3.2に，ゲートウェイサーバおよび無線基地局で実行される無線リソースマネジメントの動作を示す．先読みエージェントは実際に要求されたデータのパケットに対しては，ラベル A を付与して即座にデータの転送を行う．QoS マネージャはラベルに応じた変調方式の決定と，ARQ による誤り制御を行う．QoS マネージャ

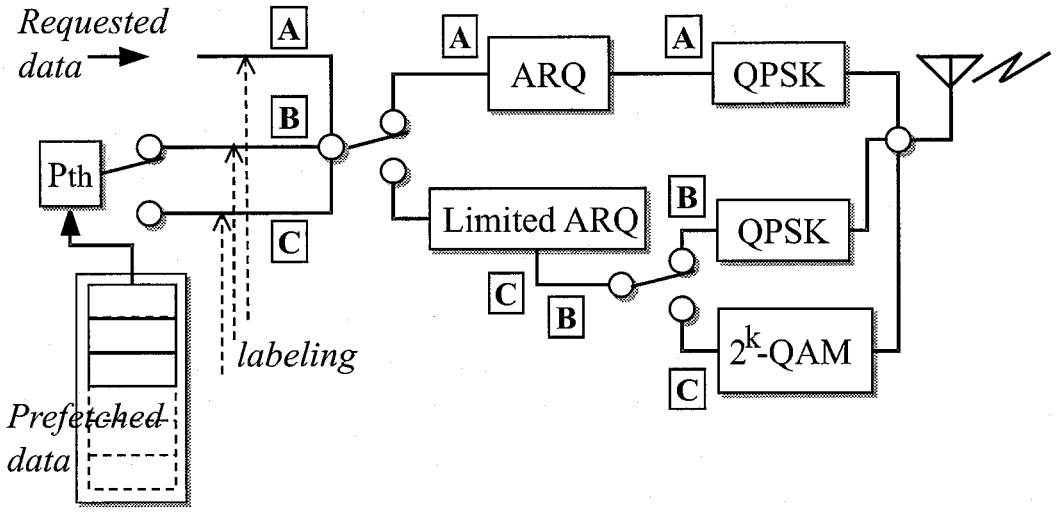


図 3.2: WWW 先読みにおける無線リソースマネジメント

表 3.1: 各データに割当てられる伝送フォーマット

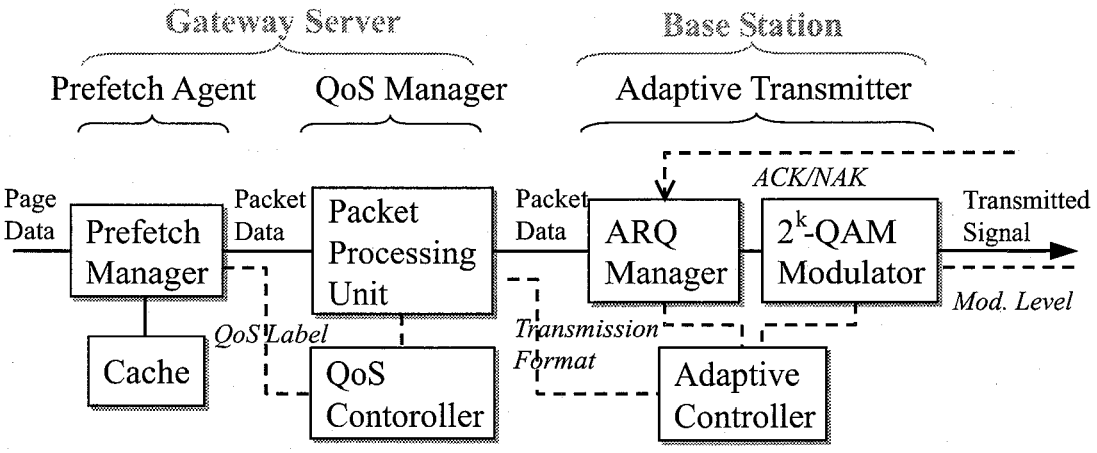
アクセス確率	QoS ラベル	変調方式	ARQ による再送回数
実際の要求	A	QPSK	無制限
$> P_{th}$	B	QPSK	N
$\leq P_{th}$	C	2^k-QAM	N

は，ラベル A のパケットに対しては，QPSK を用いて伝送を行うとともに，再送回数を制限しない ARQ を用いて誤り制御を行う．このような ARQ では，全てのデータが正しく受信されるまで，パケットの再送が無制限に行われる．一方，先読みされる WWW データは一旦ゲートウェイサーバのキャッシュに蓄えられることになる．ゲートウェイサーバの先読みエージェントは，実際に要求されたデータの伝送が全て完了すると先読みするデータの伝送を開始する．このとき，先読みエージェントは推定されるアクセス確率に応じて，データに対する QoS ラベリングを行う．もし伝送するデータのアクセス確率がスレッショルド P_{th} より高ければ，ラベル B をデータパケットに付与する．一方，スレッショルド P_{th} よりアクセス確率が低いと見込まれるデータに対しては，ラベル C をラベリングする．QoS マネー

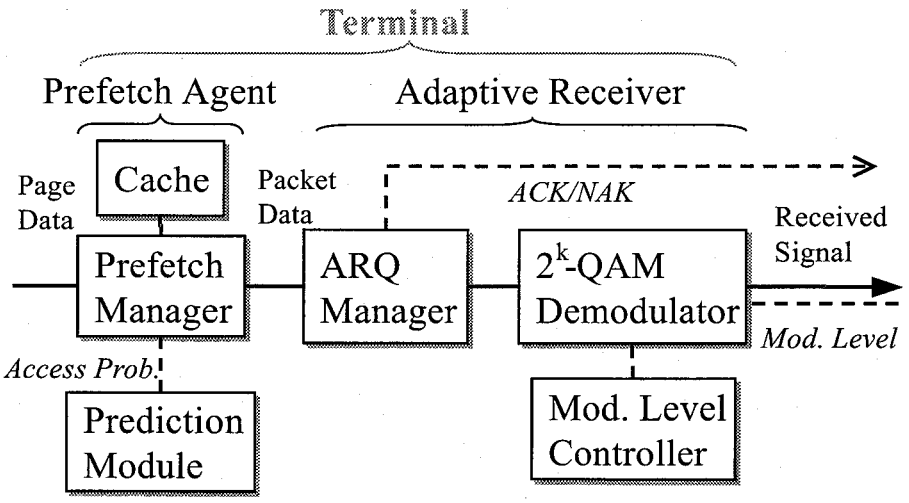
ジャはラベル B の付与されたデータに対しては信頼性の高い QPSK を採用し，ラベル C の付与されたデータには周波数利用効率の高い 16QM，64QAM あるいは 256QAM といった変調方式を用いる．また，ラベル B と C のデータのための誤り制御方式としては，再送回数を制限する ARQ (Limited ARQ) が用いられる．この ARQ 方式は，先読みするデータ送信時に，再送回数の上限 N を超える多数のパケットエラーが生じた場合，先読み中のデータの伝送を中断し，次に先読みすべきデータの伝送を開始することで，周波数帯域の有効利用を図る．表 3.1に，各データに割当てられる伝送フォーマットをまとめる．正しく受信された先読みデータはユーザ端末のローカルキャッシュに蓄えられ，ユーザが実際にそのデータを要求した場合，WWW ブラウザがそのコンテンツをすぐに表示できるため，ユーザはほとんど待ち時間を感じることなくブラウジングを行うことができる．一方，バースト的なパケット誤り等が原因で先読みを中断されたデータをユーザが要求した場合においても，残りのデータがゲートウェイサーバにすでにキャッシュされているため，WWW サーバからデータをダウンロードする場合の通常の待ち時間に比べると，大きく待ち時間特性が改善されることになる．

3.2.2 システム構成

図 3.3(a) に，ゲートウェイサーバにおける先読みエージェントと QoS マネージャ，無線基地局における適応送信機を示す．先読みエージェントは先読みマネージャ (Prefetch Manager) とキャッシュ (Cache) を有している．QoS マネージャはパケット処理装置 (Packet Processing Unit) と QoS 制御器 (QoS Controller) によって構成される．適応送信機は 2^k-QAM 変調器 (2^k-QAM Modulator)，ARQ マネージャ (ARQ Manager) および適応制御器 (Adaptive Controller) を有している．一方，図 3.3(b) は無線端末の構成を示している．無線端末は，先読みエージェントと適応受信機で構成されている．端末の先読みエージェントは，先読みするデータのアクセス確率を推定するためのアクセス確率推定器 (Prediction Module)，先読みマネージャおよびキャッシュで構成される．適応受信機は，2^k-QAM 復調器 (2^k-QAM Demodulator)，変調多値数制御器 (Modulation Level Controller) および ARQ マネージャを有している．以下では，データ送受信時のシステム動作を詳しく述べる．



(a) ゲートウェイサーバと無線基地局



(b) 無線端末

図 3.3: ゲートウェイサーバ，無線基地局および無線端末のシステム構成

データ送信時の動作 無線端末では，まず先読みエージェントが先読みするデータをユーザが実際に要求する確率（アクセス確率）を推定する．先読みマネージャは先読みするデータをゲートウェイサーバ上の先読みエージェントに要求するとともに，そのデータのアクセス確率の値をアップロードする．一方，ゲートウェイサーバでは，先読みエージェントの先読みマネージャが WWW サーバからインターネットを経由してデータをダウンロードし，キャッシュに一旦蓄積する．先読みマネージャは端末から示されたアクセス確率の情報に基づき，先読みするデータに対し B あるいは C のラベリングを行う．QoS マネージャ内の QoS 制御器はラベルに応じて無線変調方式を決定する．パケット処理装置は，データリンクヘッダに QoS 制御器の示す伝送フォーマットを記述する．また，ARQ 誤り制御のための誤り検出符号化を同時に行う．適応制御器は，データリンクヘッダに示された伝送フォーマットに応じてデータの変調を行う．このとき，ラベル B のデータ，すなわちアクセス確率の高いデータは QPSK を用いて伝送され，ラベル C のデータ，すなわちアクセス確率の低いデータは 16QAM，64QAM あるいは 256QAM を用いて伝送される．

データ受信時の動作 無線端末の適応受信機は無線基地局から示される変調方式のタイプに応じて復調を行う．ARQ マネージャは復調後のパケットを受信すると，ARQ に基づいた誤り制御を行う．ARQ マネージャは受信パケット内のビット誤り検出を行い，もしデータが正しく伝送されていれば，基地局に対して ACK (ACKnowledgement) 信号を返しデータをキャッシュに保存する．逆に，パケットが一つでもビット誤りを含んでいた場合，ARQ マネージャは基地局に NAK (Negative AcK) 信号を返すことでパケットの再送を要求する．ただし，基地局の ARQ マネージャは，ラベル B あるいは C のデータの伝送中に，端末から多数の NAK 信号が返信されると，ゲートウェイの QoS マネージャにエラーメッセージを送る．エラーメッセージを受信した QoS マネージャは，先読みマネージャに先読み中のデータの伝送を中断し，次に先読みすべきデータの伝送を開始することを要求する．このようにして，ユーザが実際にデータを要求した際，そのデータが先読みによって前もって端末キャッシュに蓄えられていれば，ユーザはすぐにそのコンテンツを閲覧することができる．もしすべてのデータがダウンロードされていない場合は，ゲー

表 3.2: シミュレーション諸元

通信路モデル	一様レイリーフェージング
正規化最大ドップラー周波数偏移 f_dT_s	5.0×10^{-4}
平均受信 CNR γ	15~30 [dB]
伝送帯域幅 B	32[kHz]
アイドル時間 Δt	指数分布（平均 90[sec]）
1ページあたりのリンクページ数 M	1~57
テキストのデータサイズ	対数正規分布 (μ=7.22, σ=1.9)
静止画像のデータサイズ	対数正規分布 (μ=8.31, σ=2.1)
変調方式	QPSK/16QAM
パケット長 L	256[bits](QPSK)/512[bits](16QAM)
許容再送回数 N	11 (QPSK) / 19 (16QAM)
ARQ 方式	Stop and Wait

トウェイサーバに残りのデータを要求する必要があるが，必要なデータはゲートウェイサーバのキャッシュに蓄えられているので，すぐに伝送を再開することができる．一方，ユーザが実際に要求したデータにはラベル A がラベリングされ，信頼性の高い QPSK を用いて高い信頼性で伝送される．また，ユーザが実際に要求したデータを伝送する際，全てのデータが誤りなく受信される必要があるため，再送回数を制限しない ARQ を用いて誤り制御が行われる．

3.3　シミュレーション諸元

移動通信環境における WWW アクセスを想定し，計算機シミュレーションによるユーザ待ち時間の評価を行った．本章では，無線基地局と無線端末とが Point-to-Point 接続されているシングルユーザ環境を想定している．また，WWW データは有線インターネットを経由してダウンロードされるが，有線通信路の伝送帯域幅は無線通信路に比べ十分に広いため有線区間での伝送遅延は無視できるとした．ユーザが WWW ページのコンテンツを閲覧している時間は周波数帯域が空きの状

態となる．この時間をアイドル時間と呼び，Δt[sec] と表す．本シミュレーションでは，このアイドル時間を平均値 90[sec] の指数分布に従うとした．一方，WWW ページはテキストデータと静止画像データによって構成され，テキストおよび静止画像のデータサイズは p. d. f. (Probability Distribution Function) が

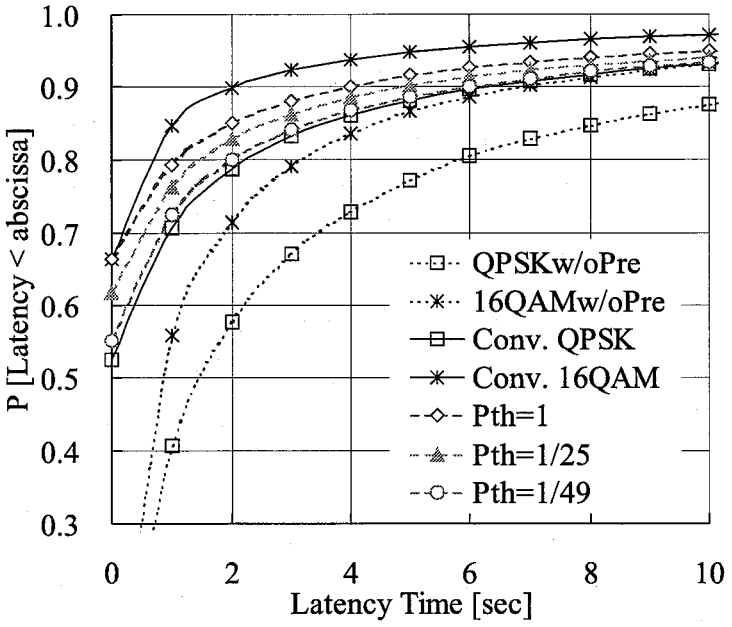
$$f(X) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma X} \exp\Big[\frac{-(\ln X - \mu)^2}{2\sigma^2}\Big] \tag{3.1}$$

で表される対数正規分布にそれぞれ従うとした [8],[54]．提案方式はアクセス確率を推定する必要がある．例えば，文献 [56]，[57] では，ユーザのブラウジングのパターンからアクセス確率を推定するアルゴリズムが提案されている．実用上では提案方式はこのようなアルゴリズムを採用する必要があるが，シミュレーション上では簡単化のため，ユーザは，閲覧中のページにリンクされているページのみを次に要求し，複数のリンクページのうち 1 つを等しい確率で選択すると仮定した．例えば，あるページにリンクされているページ数を m とすると，それぞれのページのアクセス確率は $1/m$ である．通信路モデルとしては一様レイリーフェージング [付録 A] を想定した．ただし，フェージングによる振幅・位相変動は受信機において既知であるとした．

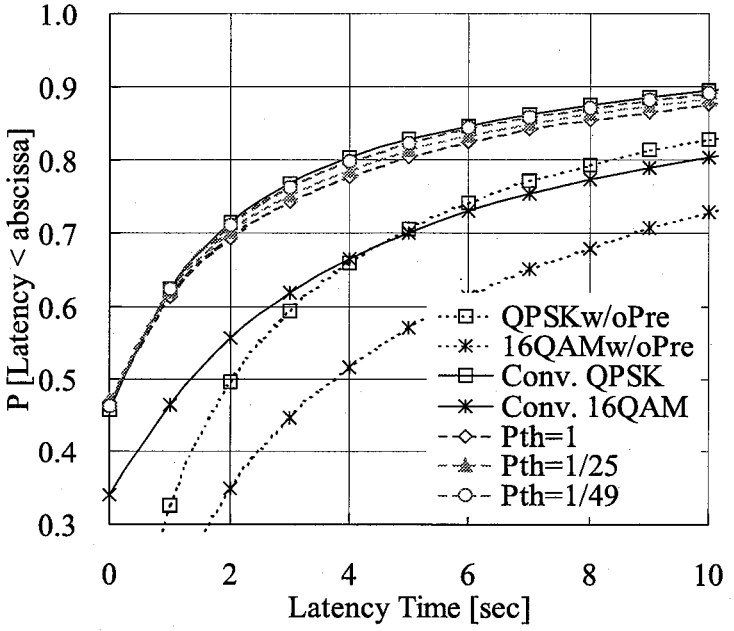
本シミュレーションにおいて，提案方式はアクセス確率がスレッショルド P_{th} より低いデータを 16QAM を用いて伝送する．また，ある WWW ページを先読み中にパケット誤りが頻繁に発生して，1 つのパケットに対して ARQ による再送を N 回行った場合，そのページのデータの伝送を中断し，次に先読みすべきデータの伝送を開始する．具体的には，アクセス確率が P_{th} より高く QPSK を用いて伝送されるデータに対しては 11 回まで再送を許容し，アクセス確率が P_{th} より低く 16QAM を用いて伝送されるデータに対しては 19 回まで再送を許容する．一方，ユーザによって実際に要求されたデータは全データが正しく受信される必要があるため，ARQ による再送を無制限に行う．ただし，実用上は再送が無制限に行われることはなく，再送回数はタイムアウト等で制限されることになる．

3.4 ユーザ待ち時間の確率分布

図 3.4に，レイリーフェージング通信路において WWW ブラウジングを行った場合の待ち時間の累積分布を示す．図の縦軸は待ち時間が横軸の示す値より小さくな



(a) 平均受信 CNR = 30[dB] の場合



(b) 平均受信 CNR = 15[dB] の場合

図 3.4: ユーザ待ち時間の累積確率分布

る確率を示す．図には，アクセス確率のスレッショルドを P_{th}=1，1/25，1/49 とした場合の提案方式の特性を示す．比較のため，先読みするデータと要求されたデータを区別せず固定的に QPSK あるいは 16QAM を用いる方式，“Conv. QPSK”，“Conv. 16QAM” と先読みを行わず固定的に QPSK あるいは 16QAM を用いる方式，“QPSK w/o Pre”，“16QAM w/o Pre” の特性をあわせて示す．図 3.4(a)，(b) はそれぞれ平均受信 CNR が 30[dB]，15[dB] である場合の特性を示している．図 3.4(a) から，提案方式を用いると，QPSK を固定的に用いて先読みした場合および先読みを行わない場合に比べ，待ち時間特性が向上していることが分かる．しかしながら，この場合 16QAM を固定的に用いて先読みした場合の特性が最も高い．例えば，待ち時間が 2[sec] 以下になる確率は，提案方式は P_{th}=1，1/25，1/49 とした場合それぞれ，85.1%，82.8%，80.0%である．QPSK あるいは 16QAM を固定的に用いて先読みした場合は，78.7%，89.8%であり，先読みを用いず QPSK あるいは 16QAM を固定的に用いた場合は，57.5%，71.4%である．これは，図 B.8に示されるように，平均受信 CNR=30[dB] の時，16QAM のビット誤り率が 1.9×10^{-3} であり，16QAM を用いた場合のパケット誤り率が十分低いからである．つまり，平均受信 CNR が 30[dB] の時は，先読みするデータと実際に要求されたデータを区別して異なる変調方式を割当てる必要性は低いと言える．しかし，図 3.4(b) から，16QAM を固定的に用いて先読みした場合の特性は，提案方式の特性や QPSK を固定的に用いて先読みした場合の特性と比べ，非常に低いことが分かる．例えば，待ち時間が 2[sec] 以下になる確率は，提案方式は P_{th}=1，1/25，1/49 とした場合それぞれ，69.4%，70.2%，71.2%である．QPSK あるいは 16QAM を固定的に用いて先読みした場合は，71.4%，55.6%であり，先読みせず QPSK あるいは 16QAM を固定的に用いた場合は，49.6%，34.7%である．すなわち，16QAM を固定的に用いた場合の特性が大きく劣化している．これは，図 B.8に示されるように，平均受信 CNR が 15[dB] と低い場合，16QAM のビット誤り率が非常に高いからである．このように，実際に要求されたデータのような重要度の高いデータを，16QAM のような変調多値数の高い変調方式を用いて伝送すると，通信路品質が劣悪な場合に特性が大きく劣化する．一方，図 3.4から，提案方式の特性は P_{th} に依存していることが分かる．受信 CNR=15[dB] の場合は，P_{th}=1/49 とした場合が最も特性が高い．

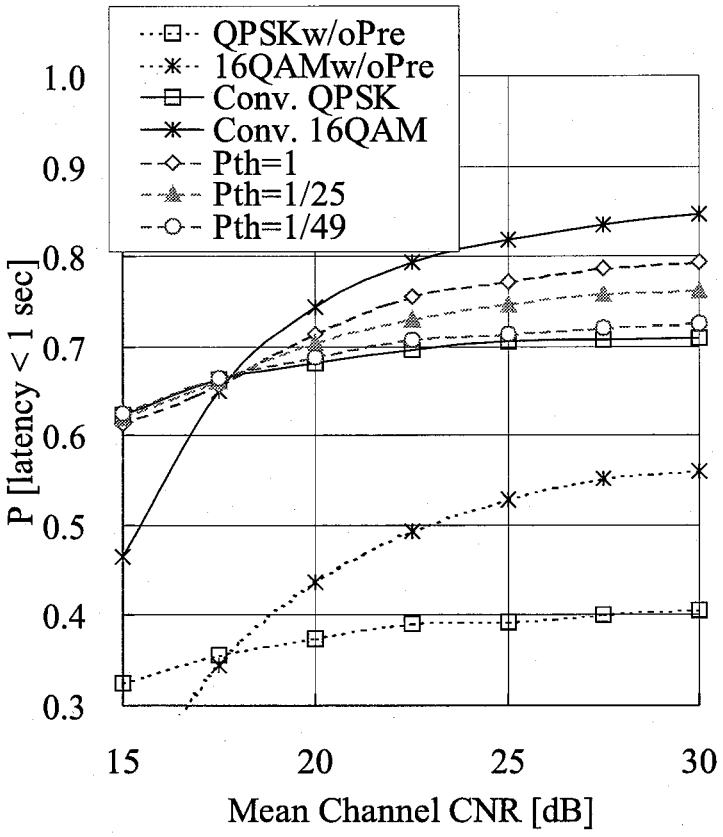


図 3.5: 平均受信 CNR とユーザ待ち時間

3.5 平均受信 CNR とユーザ待ち時間

図 3.5に，平均受信 CNR に対する待ち時間特性を示す．図の縦軸は待ち時間が 1[sec] 以下になる確率を表している．図には，図 3.4と同様に，提案方式の特性と QPSK あるいは 16QAM を固定的に用いた場合の特性を示す．図から，平均受信 CNR が 20[dB] より高い場合，16QAM を固定的に用いて先読みを行う方式の特性が最も高いことが分かる．しかし，平均受信 CNR が 20[dB] より低いと，この方式の特性は急激に劣化する．これは，平均受信 CNR が低い場合，実際に要求されたデータを 16QAM を用いて伝送すると，16QAM のパケット誤り率が非常に高いため再送が頻繁に行われて，要求されたデータの伝送に要する時間が増大するからである．一方，平均受信 CNR が 20[dB] より高い場合，P_{th}=1 あるいは 1/25 とした提案方式の特性は，QPSK を固定的に用いて先読みを行った場合の特性より非常

に高い．平均受信 CNR=15[dB] においては，提案方式の特性は QPSK を固定的に用いて先読みを行った場合より低いが，その劣化度は非常に小さい．これは，提案方式がユーザが実際に要求したデータやアクセス確率の高いデータに多くの周波数リソースを与え信頼性の高い QPSK を用いて伝送しているからである．P_{th}=1/49 とした場合は，平均受信 CNR によらず，提案方式の特性は，QPSK を固定的に用いて先読みを行った場合の特性より高い．ただし，このスレッショルド値では，アクセス確率の非常に低いデータにのみ 16QAM を用いるため，受信 CNR が高い場合の待ち時間特性の改善度は小さい．

以上，本節および第 3.4 節の評価結果から，提案する先読みシステムを用いると，通信路品質が良好である場合，大きく待ち時間特性が向上し，かつ通信路品質の劣化による特性の劣化が非常に小さいことが明らかになった．また，提案方式を用いることで，実際に要求されたデータと先読みされるデータを区別せず固定的に変調方式を用いる従来方式に比べて，良好な待ち時間特性を得られることを示した．一方，提案方式の特性はアクセス確率スレッショルド P_{th} に依存していることが明らかになった．

3.6 アクセス確率スレッショルドとユーザ待ち時間

本節では，スレッショルドの最適な値について考察を行う．図 3.6に，アクセス確率スレッショルド P_{th} に対する待ち時間特性を示す．図の縦軸は図 3.5と同様，待ち時間が 1[sec] 以下になる確率を示す．提案方式は，アクセス確率が P_{th} より高いデータを先読みする場合には QPSK を用い，アクセス確率が P_{th} より低いデータには 16QAM を用いる．図には，平均受信 CNR が 15，20，25 および 30[dB] の場合における待ち時間特性を示す．図から，平均受信 CNR が 20[dB] 以上の場合，16QAM によって周波数帯域を効率よく用いて伝送を行えるので，スレッショルド値 P_{th} を大きくするほど，待ち時間特性が向上する．一方，平均受信 CNR が 15[dB] の場合，スレッショルド値 P_{th} を大きくすると，待ち時間特性が劣化する．これは，平均受信 CNR が 15[dB] の場合，16QAM のビット誤り率が高いからである．したがって，P_{th} の最適値は通信路品質によって異なる．しかし，P_{th} を 0.04 から 0.08 に設定すれば，平均受信 CNR=15~30[dB] においては，通信路品質によらず良好な待ち時間特性を得られる．

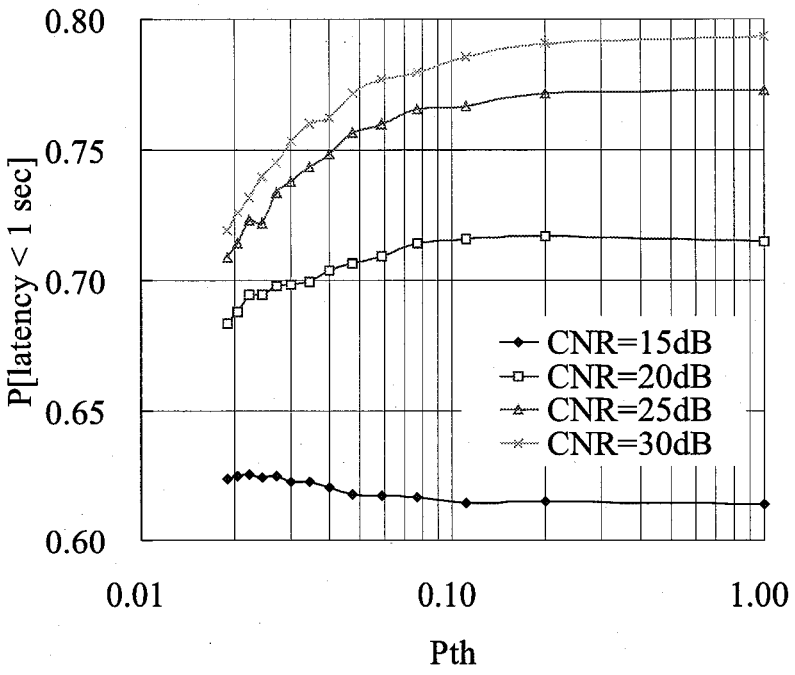


図 3.6: アクセス確率スレッショルドとユーザ待ち時間

3.7 結言

本章では，データプライオリティに基づく無線リソースマネジメントを無線通信環境における WWW 先読みに適用した，WWW 先読みシステムを提案した．このシステムは，先読みされるデータのアクセス確率に応じてアダプティブに周波数リソースの割当てを行う．先読みされるデータのアクセス確率が高い場合は，信頼性の高い QPSK といった変調方式を用いて伝送を行うのに対し，あるスレッショルドよりアクセス確率の低いデータを先読みする場合は，周波数利用効率の高い変調方式を用いる．また，提案システムは，先読みするデータの伝送時には再送回数を制限する ARQ を採用している．本章では，計算機シミュレーションにより提案方式の待ち時間特性について評価を行った．その結果から，変調方式の選択に用いるスレッショルド P_{th} を適切に設定すれば，提案方式を用いることで，固定的に伝送方式を用いる従来方式に比べ，待ち時間特性を大きく向上できることを示した．

第4章　マルチユーザ環境における WWW 先読みシステム

4.1　序言

周波数帯域が複数のユーザによって共有されている無線通信環境において，あるユーザが先読みを利用した場合，先読みされるデータが伝送されることによって他のユーザが利用可能な周波数帯域が減少し，スループット特性が劣化する問題がある．また先読みしたデータをユーザが実際に利用しなかった場合，周波数帯域が浪費されたことになり周波数利用効率が低下する．

そこで，本章ではマルチユーザ環境に適した WWW 先読みシステムを提案する [40]．提案システムは，前章で提案した WWW 先読みシステムと同様に，データプライオリティに基づく無線リソースマネジメントを採用しており，ユーザが実際に要求したページを信頼性の高い伝送方式を用いて伝送し，先読みされるページを周波数利用効率の高い伝送方式を用いて伝送する．ユーザが実際に利用する可能性の低いデータが占有する帯域を小さくすることによって，周波数リソースを有効に利用して先読みを行うことができる．また，提案システムでは複数ユーザによる帯域利用を一括管理するマルチユーザマネジメントを用いることで，他ユーザのスループット特性を劣化させることなく先読みを行うことが可能である．本章では，提案するマルチユーザ先読みシステムのシステム構成および動作について詳しく述べる．また，先読みを利用するユーザの待ち時間特性および他ユーザの待ち時間特性について，計算機シミュレーションによる評価を行う．評価結果から，提案システムが他ユーザの待ち時間特性を劣化させることなく，先読み利用ユーザの待ち時間特性を向上できることを示す．

4.2　マルチユーザ WWW 先読みシステム

提案する WWW 先読みシステムの構成を図 4.1に示す．ここでは，先読みを利用するユーザ端末を #1，#2，$\cdots$,#k と表し，先読みを利用しないユーザ端末を

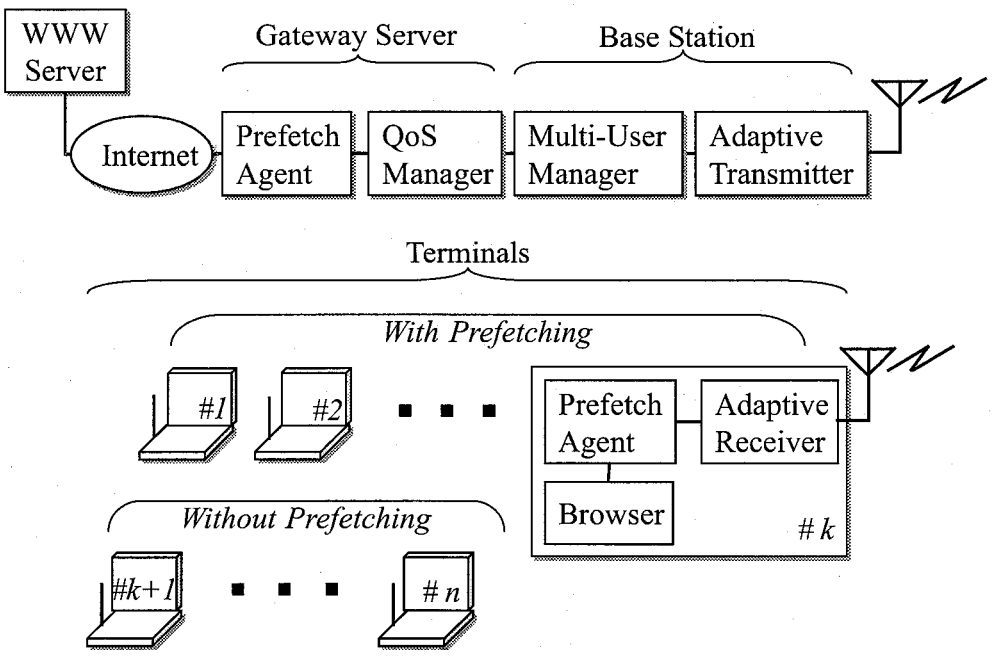
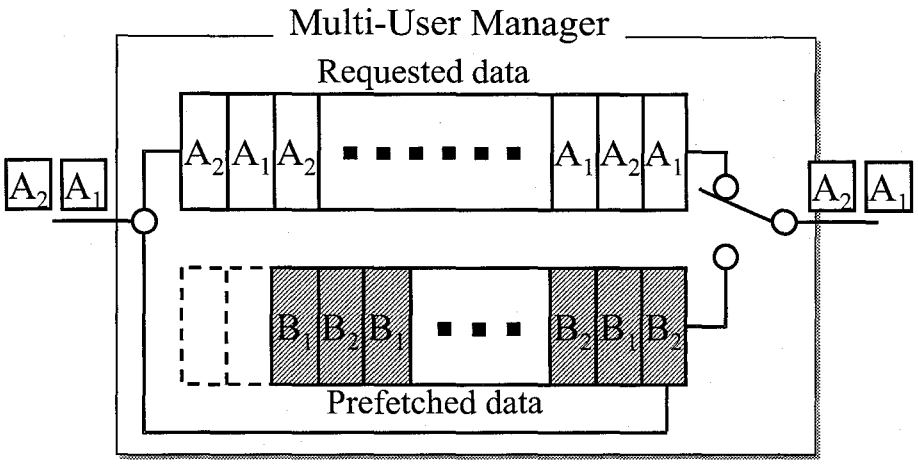


図 4.1: マルチユーザ WWW 先読みシステム

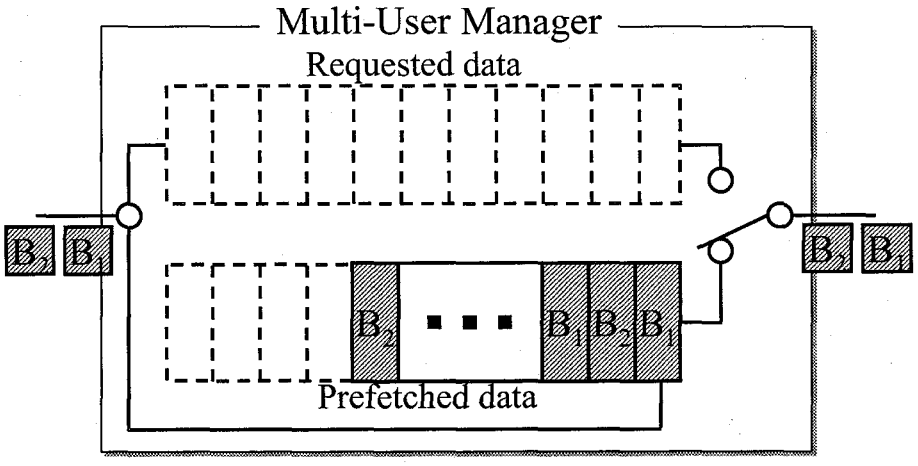
$\#k+1$, $\#k+2$, $\cdots$,$\#n$ と表す．ゲートウェイサーバは先読みエージェントと QoS マネージャで構成される．無線基地局はマルチユーザマネージャ (Multi-User Manager) と適応送信機で構成される．一方，全ユーザ端末はそれぞれ，先読みエージェントと適応受信機を有している．以下に，ゲートウェイサーバ，無線基地局および無線端末の動作について詳しく述べる．

4.2.1 マルチユーザマネジメント

図 4.2(a) にユーザが実際に要求したデータを伝送する場合のマルチユーザマネージャが行うプライオリティスケジューリングを示す．簡単のため，ここではユーザ数を 2 とする．図では，ユーザ端末 #1，#2 が要求したデータはそれぞれ A_1，A_2 とラベリングされている．また，ユーザ端末 #1，#2 に先読みされるデータは B_1，B_2 とラベリングされている．マルチユーザマネージャは，ユーザが実際にリクエストしたデータパケットを即座に伝送し，先読みするデータパケットはキャッシングする．実際にリクエストされたデータパケットの伝送中は先読みするデータパケットの伝送を行わない．一方，図 4.2(b) に先読みするデータを伝送す



(a) 要求されたデータを伝送する場合



(b) 先読みするデータを伝送する場合

図 4.2: マルチユーザマネージャによるプライオリティスケジューリング

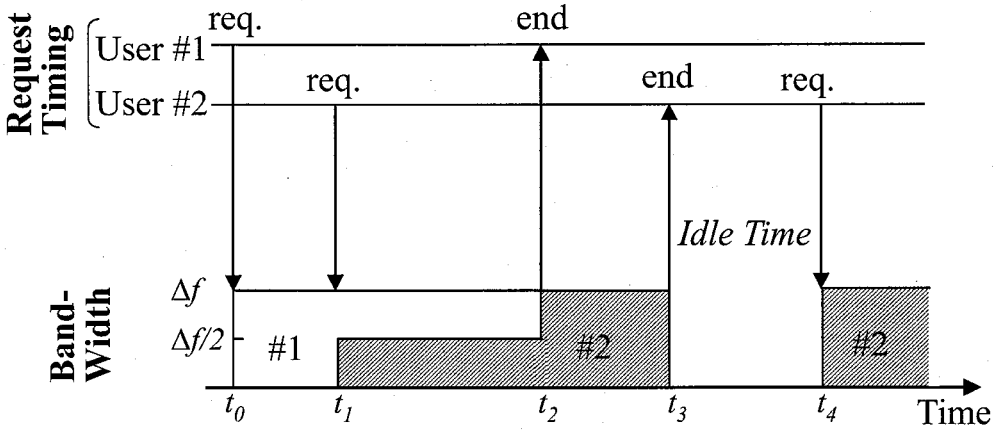
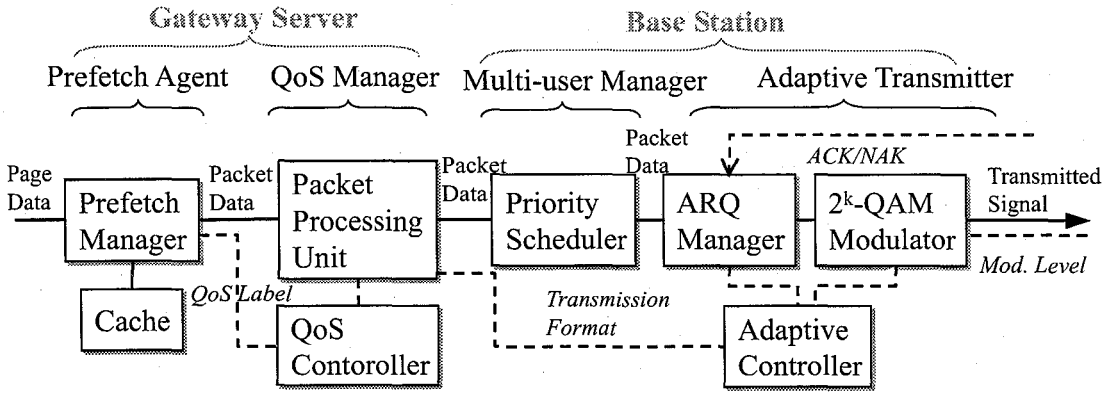


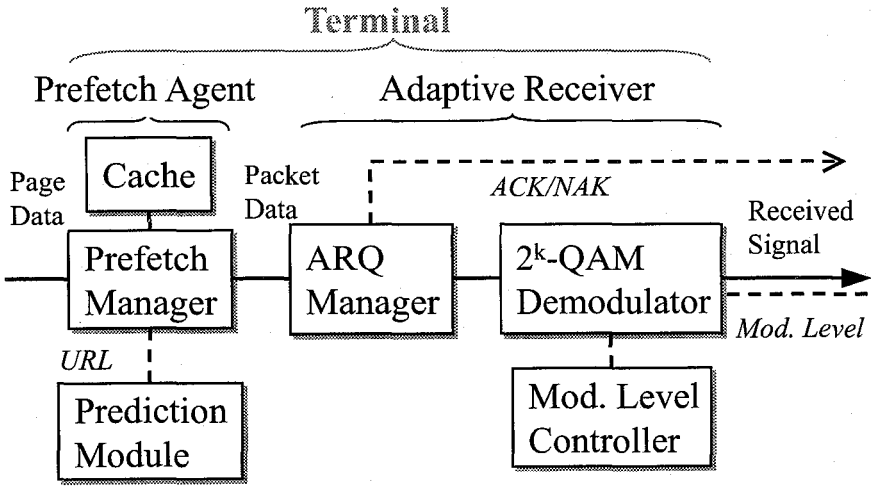
図 4.3: 2ユーザに対する帯域割り当て

る場合のマルチユーザマネージャの動作を示す．ユーザ #1 および #2 のリクエストしたデータのダウンロードが完了すると，先読みデータパケットの伝送を開始する．先読み伝送中にユーザ #1，#2 のいずれかがデータをリクエストすると先読みデータパケットの伝送を中断し，実際にリクエストされたデータを優先的に伝送する．マルチユーザマネージャはユーザが実際に要求したデータを先読みされるデータに対して優先的に伝送するプライオリティスケジューリングによって，先読みデータによる周波数帯域の占有を防ぐことができる．

図 4.3に各ユーザに対する伝送帯域幅の割り当ての例を示す．図のように，t_0-t_1 間はユーザ #1 が要求したデータのみが伝送され，ユーザ #1 は帯域幅 Δf を占有して使用できる．次に，時刻 t_1 にユーザ #2 がデータを要求するため，t_1-t_2 間ではユーザ #1，#2 の要求したデータが同時に伝送される．このとき，各ユーザにそれぞれ帯域幅 $\Delta f/2$ が割当てられる．時刻 t_2 にユーザ #1 のデータの伝送が完了するため，t_2-t_3 間ではユーザ #2 が帯域を占有できる．ユーザは t_4 までデータを要求しないので，t_3-t_4 間は帯域のアイドル時間である．マルチユーザマネジメントでは，このような両ユーザが帯域を利用していないアイドル時間のみを利用して先読みを行う．



(a) ゲートウェイサーバと無線基地局



(b) 無線端末

図 4.4: ゲートウェイサーバ，無線基地局および無線端末のシステム構成

4.2.2 システム構成

図 4.4(a) にゲートウェイサーバと無線基地局の構成を示し，図 4.4(b) に，無線端末の構成を示す．ゲートウェイサーバの先読みエージェントは先読みマネージャおよびキャッシュを有しており，QoS マネージャはパケット処理装置と QoS 制御器で構成される．無線基地局のマルチユーザマネージャの主な構成要素はプライオリティスケジューラ (Priority Scheduler) である．基地局の適応送信機は ARQ マネージャと 2^k-QAM 変調器および適応制御器で構成される．一方，無線端末の先読みエージェントはアクセスページ推定器 (Prediction Module)，先読みマネージャおよびキャッシュで構成され，適応受信機は 2^k-QAM 復調機，ARQ マネージャおよび変調多値数制御器で構成される．以下に，データの送受信の動作を詳しく述べる．

データ送信時の動作 端末の先読みエージェントでは，まず，アクセスページ推定器がユーザが次にリクエストする可能性の高いページを予測し，そのページの URL (Uniform Resource Locators) 情報を先読みマネージャに送出する．次に，先読みマネージャがゲートウェイの先読みマネージャに先読みするページのデータを要求する．ゲートウェイサーバの先読みエージェントでは，まず，先読みマネージャが先読みするページのデータを WWW サーバからダウンロードし，キャッシュに保存する．次に，先読みするページのデータをパケット化してパケット処理装置に伝送する．QoS マネージャはユーザ #1 が実際に要求したデータパケットに A_1，先読みされるデータパケットに B_1 のラベルを付与する．一方，ユーザ #2 が要求したデータには A_2，先読みされるデータには B_2 のラベルを付与する．パケット処理装置はパケット化されたデータに対して，再送制御のための誤り検出符号化を行う．基地局におけるプライオリティスケジューラは，ラベル A_i $(i = 1, 2)$ のパケットを B_i のパケットより優先的にスケジューリングして送信する．2^k-QAM 変調器はプライオリティスケジューラが送出したデータの変調を行う．このとき，ラベル B_i のデータは変調多値数が大きく周波数利用効率の高い 16QAM 等の変調方式を用いて伝送されるように，適応制御器が制御を行う．一方，ラベル A_i のデータは信頼性の高い QPSK 等の変調方式を用いて伝送される．

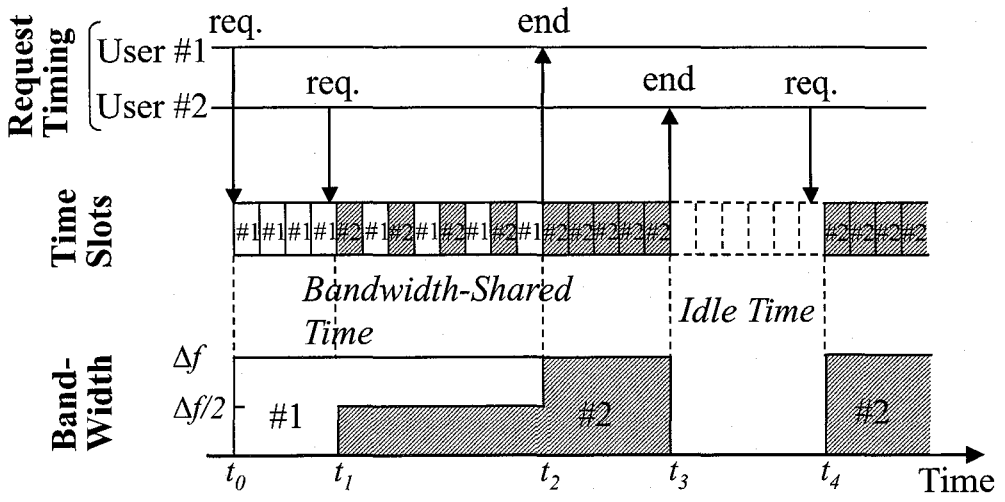


図 4.5: シミュレーションで用いた下り回線の多重方式

データ受信時の動作 無線端末の適応受信機は，基地局からの信号を受信すると，2^k-QAM 復調器が基地局側から指示された変調方式に応じて受信信号の復調を行う．復調されたデータは，パケット処理装置で ARQ を用いた誤り制御が行われる．誤り検出符号により，パケット内のビット誤りを検査してパケットが正しく受信されていれば ACK 信号を基地局に返送すると共に，受信されたデータをキャッシュに保存する．一方，パケットが誤って受信された場合は，基地局に NAK 信号を返送して誤りパケットの再送を要求する．先読みしたページをユーザが実際にリクエストした場合，ページのデータは即座に読み出され，ページが WWW ブラウザに表示される．

4.3 シミュレーション諸元

移動通信環境において 2 ユーザが WWW アクセスを行った場合の諸特性について計算機シミュレーションによる評価を行った．以下では，先読みを行うユーザをユーザ #1 とし，先読みを行わないユーザをユーザ #2 としている．図 4.5に本シミュレーションで仮定した下り回線の多重方式の動作例を表す．図のように，t_0-t_1 間はユーザ #1 が要求したデータのみが伝送され，ユーザ #1 は帯域幅 Δf を占有して使用できる．しかし，時刻 t_1 にユーザ #2 がデータを要求するため，t_1-t_2 間

ではユーザ #1，#2 の要求したデータが同時に伝送される．このとき，各ユーザにそれぞれ帯域幅 $\Delta f/2$ が割当てられる．時刻 t_2 にユーザ #1 のデータの伝送が完了するため，t_2-t_3 間ではユーザ #2 が帯域を占有できる．t_3-t_4 間はデータを伝送していないアイドル時間である．このように，基地局がデータダウンロード中のユーザ数に応じてタイムスロットを動的に割当てる Dynamic TDM (Time Division Multiplexing) 方式を仮定した．各ユーザは 1 ページを指数分布で与えられる時間 Δt[sec] 閲覧した後，閲覧中のページにリンクされているページの中から一つを要求する．ただし，ユーザはリンクされたどのページも同じ確率で要求する．本シミュレーションでは，WWW ページはテキストデータと複数の静止画像で構成されているとし，テキストのデータサイズ S_t および静止画像のデータサイズ S_i は対数正規分布に従うとした．また，1 ページを構成するオブジェクト数 m は p. d. f. が

$$f(m) = p(1-p)^m \quad (m = 1, 2, 3, \cdots) \tag{4.1}$$

で表される幾何分布に従うとした．通信路としては移動通信環境を想定して一様レイリーフェージングを仮定した．ただし，フェージング変動は受信側で完全に推定されるものとし，誤り検出は完全に行われると仮定した．

本評価では，ユーザ #1 が，提案するマルチユーザ先読みシステムを利用した場合，“M-QPSK-16QAM”，“M-QPSK-64QAM”，プライオリティスケジューリングを行うが QPSK のみを用いた場合，“M-QPSK”，およびプライオリティスケジューリングを行わなかった場合，“QPSK-16QAM”，“QPSK-64QAM” について評価を行った．なお，プライオリティスケジューリングを行わない場合は，ユーザ #1 のアイドル時間であれば，ユーザ #2 のデータが伝送されていても先読みデータが伝送される．図 4.5では，先読みデータは，プライオリティスケジューリングを採用した場合 t_3-t_4 間に伝送されるのに対し，プライオリティスケジューリングを採用しない場合は t_2 から伝送される．また，比較のため，QPSK のみを用いる従来方式を利用した場合，“Conv. Prefetch” およびユーザ #1 が先読みを利用しなかった場合，“No-Prefetch” についても評価を行った．シミュレーション諸元を表 4.1にまとめる．

表 4.1: シミュレーション諸元

通信路モデル	一様レイリーフェージング
正規化最大ドップラー周波数 f_dT_s	0.001
タイムスロット長 Ts	20[ms]
伝送帯域幅 Δf	16[kHz]
多重数（ユーザ数）	2
ユーザ #1 の平均受信 CNRγ_1	15~40[dB]
ユーザ #2 の平均受信 CNRγ_2	25[dB]
テキストデータサイズ S_t	対数正規分布 (μ=8.0, σ=1.0)
静止画像データサイズ S_i	対数正規分布 (μ=9.5, σ=1.0)
1 ページあたりのオブジェクト数 m	幾何分布 (p=0.5)
閲覧時間（アイドル時間）Δt	指数分布（平均値 40[sec]）
リンクページ数 M	1~12
変調方式	2^k-QAM (k=2, 4, 6)
1 パケット長 L	256×k[bit]
ARQ 方式	Stop and Wait 型

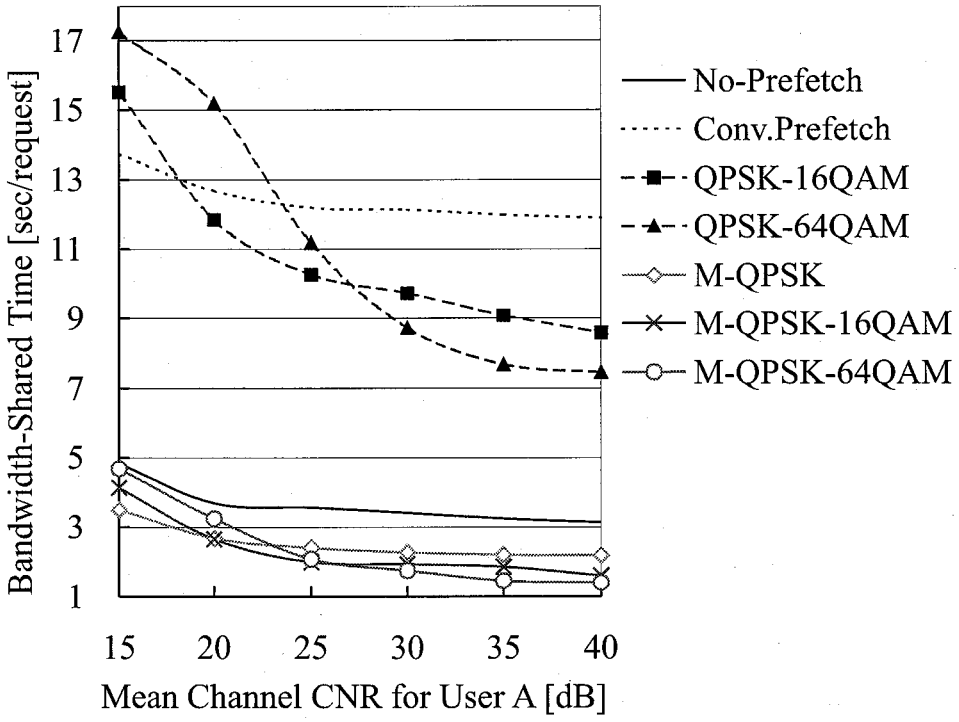


図 4.6: 平均受信 CNR, γ_1 と帯域共有時間

4.4 平均受信 CNR と帯域共有時間

図 4.6にユーザ #1 の平均受信 CNRγ_1 に対する帯域共有時間特性を示す．帯域共有時間とは 2 ユーザのデータの伝送が重なった時間を意味する．帯域が共有がされると，図 4.5のようにユーザあたりが利用できる帯域幅が $\Delta f/2$ になるため，スループットが低下する．スループットが低下すると，データの所要伝送時間が大きくなり待ち時間特性が劣化する．ただし，図の縦軸は要求 1 回あたりの帯域共有時間の平均値を示している．図には，ユーザ #1 が，先読みを利用しなかった場合 (No-Prefetch)，Conv. Prefetch を利用した場合，QPSK-16QAM，QPSK-64QAM を利用した場合，M-QPSK および M-QPSK-16QAM，M-QPSK-64QAM を利用した場合の特性を表す．図から，ユーザ #1 が Conv. Prefetch を利用すると，ユーザ #1，#2 が先読みを行わなかった場合に比べて，1 要求あたりの帯域共有時間が 8.6[sec] 増加することが分かる（γ_1=25[dB] の時）．これは，従来の先読み方式で

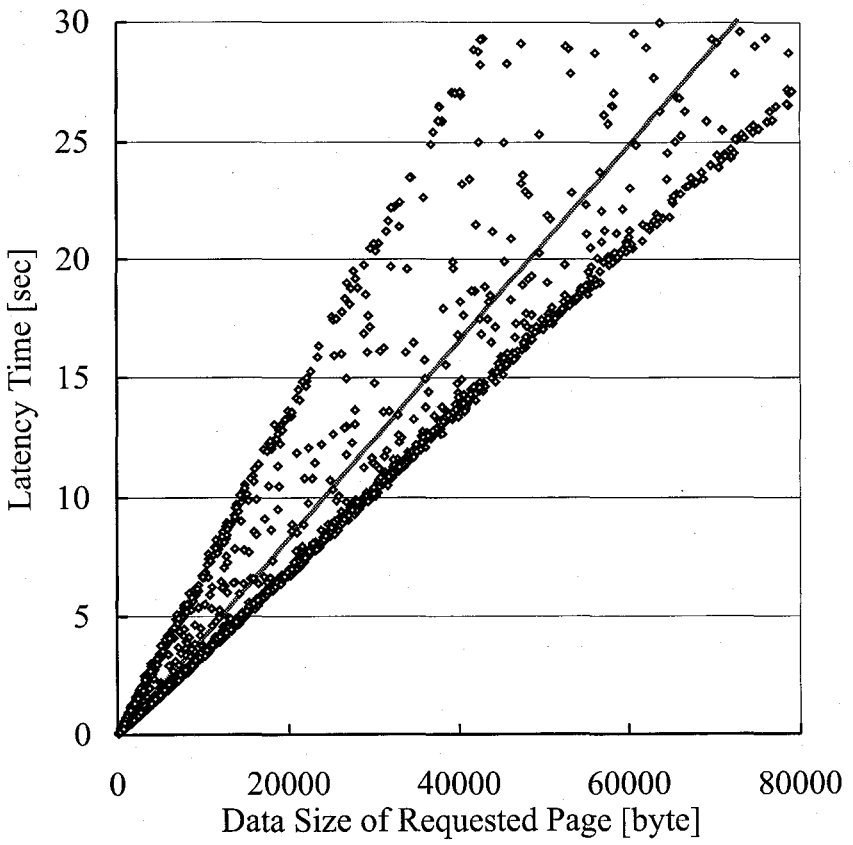


図 4.7: ページデータサイズと待ち時間 (先読みを利用しなかった場合，γ_1=25[dB])

は，先読みするデータと実際に要求したデータを区別しないため，ユーザ #2 が要求したデータの伝送中に先読み伝送が行われるからである．また，QPSK-16QAM および QPSK-64QAM 用いると，Conv. Prefetch を用いた場合に比べてそれぞれ 1.9[sec]，1.0[sec] 帯域共有時間が小さいことが分かる（γ_1=25[dB] の時）．これは，先読みするデータを周波数利用効率の高い変調方式を用いて伝送し，割当てる周波数帯域を小さくすることで，周波数リソースを効率よく利用できるからである．一方，M-QPSK を用いると，平均受信 CNRγ_1 によらず，ユーザ #1 が先読みを行わない場合より帯域共有時間が小さくなることが分かる．これは，マルチユーザマネジメントを用いプライオリティスケジューリングを行った場合，ユーザ #1 およびユーザ #2 がデータをダウンロードしていないアイドル時間のみを利用して先読みを行うからである．また，提案する M-QPSK-16QAM および M-QPSK-64QAM を用いると，単一の変調方式を用いる M-QPSK より帯域共有時間を小さくできる

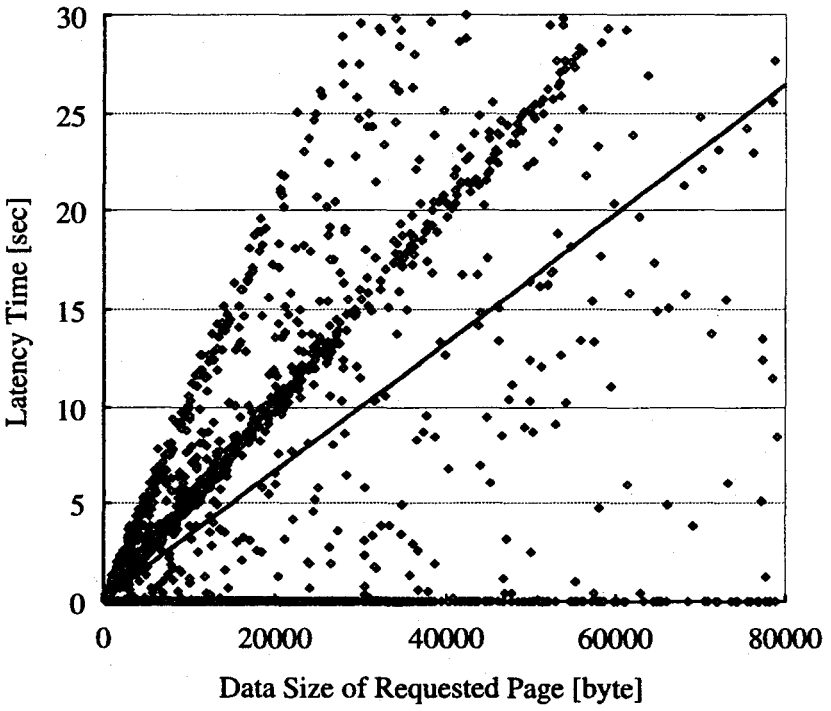


図 4.8: ページデータサイズとユーザ #1 の待ち時間 (Conv. Prefetch, γ_1=15[dB])

ことが分かる.

以上から，提案するマルチユーザ先読みシステムを用いることで，効率的なスケジューリングを行わなかった場合および単一の変調方式を用いた場合より，ユーザが周波数帯域を有効に利用できることを明らかにした.

4.5 ユーザ #1 の待ち時間特性

4.5.1 データサイズと待ち時間

図 4.7に，ユーザ #1，#2 が共に先読みを行わなかった場合における，ユーザの要求したページのデータサイズに対する待ち時間分布を表す. 図の一次関数の傾き α は，ページ u のデータサイズを W_u[byte]，ページ u に対する待ち時間を τ_u[sec] とすると

$$\alpha = \sum_{u=1}^{U} \frac{W_u}{\tau_u} \times \frac{1}{U} \tag{4.2}$$

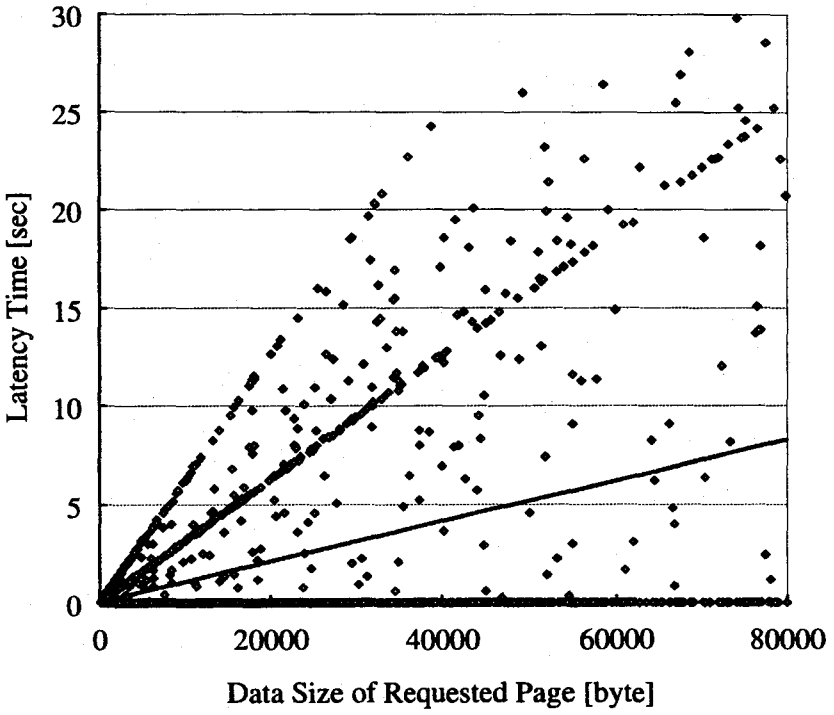


図 4.9: ページデータサイズとユーザ #1 の待ち時間 (M-QPSK-64QAM,γ_1=40[dB])

で求められる．$1/\alpha$[byte/sec] はユーザ待ち時間 1 秒あたりにユーザが得る平均情報量であり，この $1/\alpha$ が大きいほど待ち時間特性が良いと言える．図 4.7の場合 $1/\alpha$=2416[byte/sec] である．

図 4.8にユーザ #1が平均受信 CNR=15[dB] の通信路状況において Conv. Prefetch を利用した場合の，要求したページのデータサイズに対するユーザ #1 の待ち時間分布を示す．図から，先読みを行わない図 4.7の場合と比べてそれぞれのページのデータサイズに対する待ち時間が短縮されていることが分かる．従来方式を用いた場合，$1/\alpha$=3028[byte/sec] であった．これは，先読みによってページのデータが前もって読み込まれているからである．

次に，図 4.9にユーザ #1 が平均受信 CNR=40[dB] の通信路状況において，M-QPSK-64QAM を利用した場合におけるユーザ #1 の待ち時間特性を示す．図から，図 4.8の Conv. Prefetch を利用した場合と比べて，待ち時間特性が大きく改善されていることが分かる．なお，$1/\alpha$=9663[byte/sec] であった．これは，提案するマルチユーザ先読みシステムが，先読みするデータを周波数利用効率の高い変調方式を

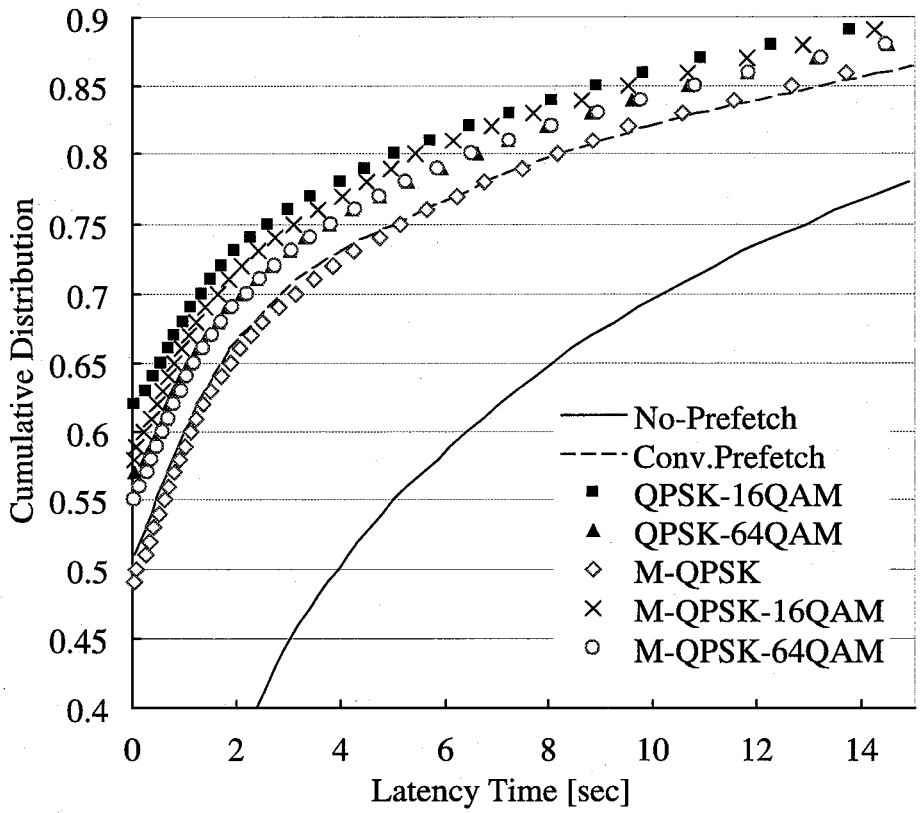


図 4.10: ユーザ #1 の待ち時間の累積確率分布 (γ_1=25[dB])

用いて伝送することで，非常に効率よく先読みを行えるからである．

4.5.2 待ち時間の確率分布

図 4.10に平均受信 CNR,γ_1=25[dB] の場合における，ユーザ #1 の待ち時間の累積確率分布を表す．図の縦軸は待ち時間が横軸の示す値以下になる確率を示す．図には図 4.6と同様の場合の特性を示す．この図から，M-QPSK-16QAM あるいは M-QPSK-64QAM を用いると，単一の変調方式を用いる Conv. Prefetch および M-QPSK より，待ち時間特性が改善されることが分かる．これは，先読みするデータを周波数利用効率の高い変調方式を用いて伝送することで，周波数帯域を効率よく利用して先読みを行えるからである．また図から，プライオリティスケジューリングを行った場合 (M-QPSK，M-QPSK-16QAM，M-QPSK-64QAM)，プライオリティスケジューリングを行わなかった場合と比べて待ち時間短縮効果がわずかに劣

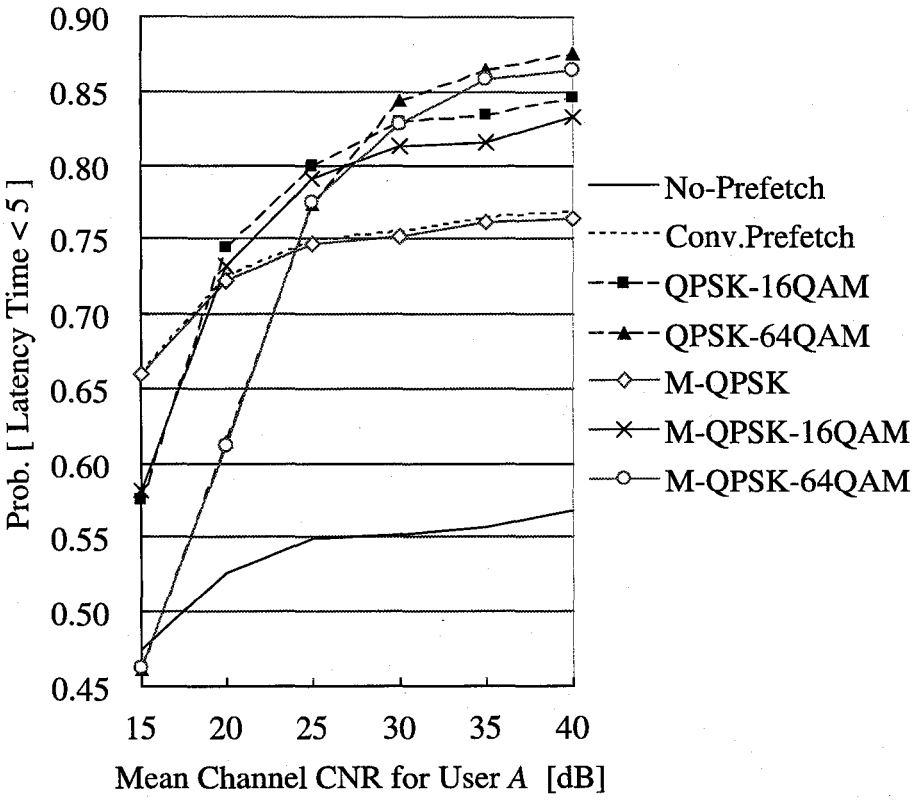


図 4.11: 平均受信 CNRγ_1 とユーザ #1 の待ち時間

化することが分かる．これは，プライオリティスケジューリングを行うと，ユーザ #2 が要求したデータの伝送中は先読みを行わないため，ユーザ #1 に対して先読みされるデータの量が小さくなるからである．

4.5.3 平均受信 CNR と待ち時間

図 4.11にユーザ #1 の平均受信 CNR，γ_1 に対するユーザ #1 の待ち時間特性を示す．縦軸は待ち時間が 5[sec] 以下になる確率を示す．図には，図 4.6と同様の場合の特性を示す．図から M-QPSK-16QAM あるいは M-QPSK-64QAM を用いると，平均受信 CNRγ_1 が高い場合，単一の変調方式を用いる Conv. Prefetch および M-QPSK を用いた場合より，待ち時間特性が大きく向上することが分かる．一方，平均受信 CNRγ_1 が低い場合，単一の変調方式を用いる Conv. Prefetch および M-QPSK に比べて，待ち時間特性が劣化することが分かる．これは，図 B.8

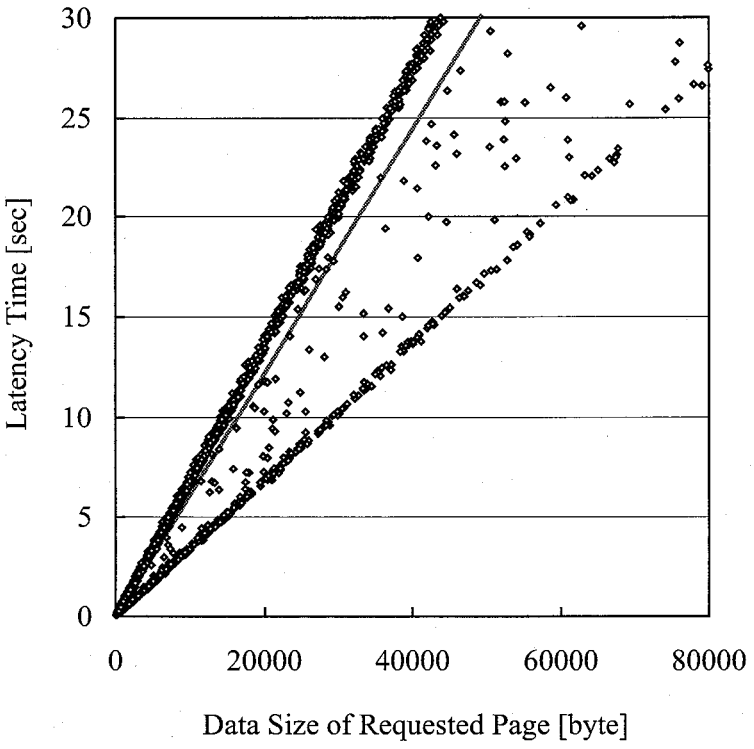


図 4.12: ページデータサイズとユーザ #2 の待ち時間 (Conv. Prefetch, γ_1=15[dB])

に示されるように，平均受信 CNR が低い場合，16QAM や 64QAM のビット誤り率が非常に高いからである．しかし，図から M-QPSK-16QAM および M-QPSK-64QAM の待ち時間特性は No-Prefetch より劣化しないことが分かる．これは，提案する先読みシステムが，ユーザの実際に要求したデータに多くの周波数リソースを割当て，QPSK のような信頼性の高い変調方式を用いて伝送を行うからである．

本節における評価結果から，提案する先読みシステムを用いることで，平均受信 CNR が高いと，単一の変調方式を用いた場合より，先読みを利用しているユーザの待ち時間特性を大きく向上できることを明らかにした．また，提案システムは実際に要求されたデータに多くの周波数リソースを与えて伝送しているため，通信路品質の劣化による待ち時間特性の劣化を軽減できることを明らかにした．一方，他ユーザの伝送帯域を考慮に入れるマルチユーザマネジメントを行うと，先読みによる待ち時間短縮効果がわずかに低減することが明らかになった．

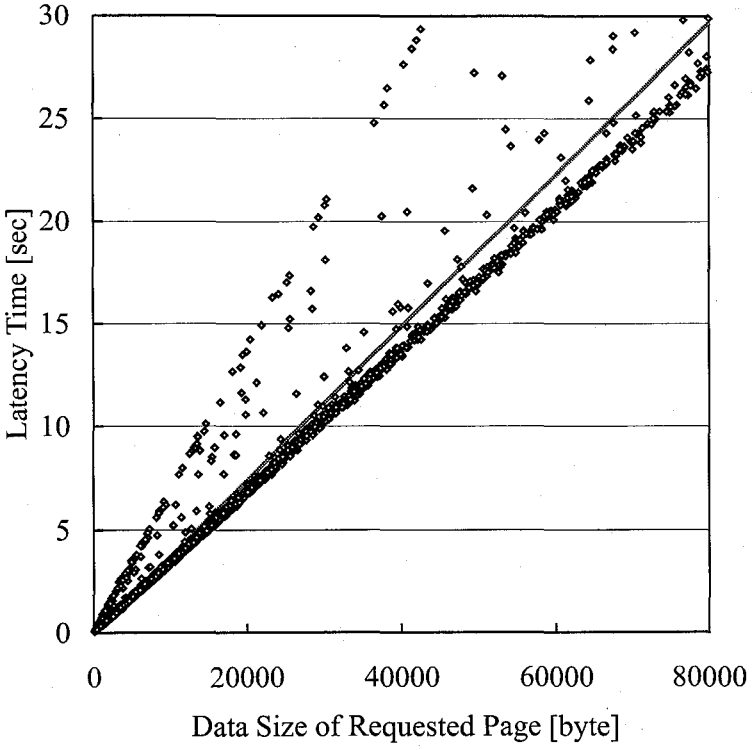


図 4.13: ページデータサイズとユーザ #2 の待ち時間 (M-QPSK-64QAM,γ_1=40[dB])

4.6 ユーザ #2 の待ち時間特性

4.6.1 データサイズと待ち時間

図 4.12に，図 4.8と同様にユーザ #1 が従来方式を用いた場合におけるページサイズに対するユーザ #2 の待ち時間分布を示す．図から，先読みを行わない図 4.7の場合と比べて待ち時間分布が上方に集中しており待ち時間特性が劣化していることが分かる．この場合における $1/\alpha$=1636[byte/sec] であり，図 4.7の場合の値より小さい．これは，従来の先読み方式はユーザ #2 が要求したデータの伝送中に先読みデータの伝送を行うため，ユーザ #2 の利用できる周波数帯域が減少するからである．

図 4.13に図 4.9と同じ場合におけるページサイズに対するユーザ #2 の待ち時間分布を示す．図から分かるように，待ち時間分布が下方に集中しており，先読みを利用しない図 4.7の場合に比べて待ち時間特性が向上していることが分かる．ま

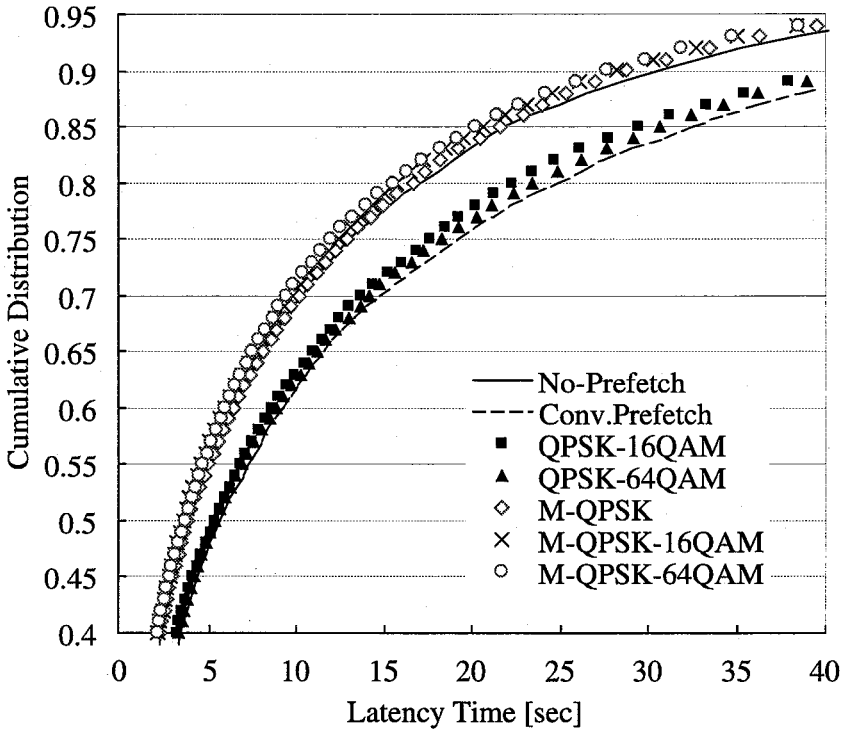


図 4.14: ユーザ #2 の待ち時間の累積確率分布 (γ_1=25[dB])

た，この場合における $1/\alpha$=2694[byte/sec] であり，先読みを行わない図 4.7の場合の値より大きい．これは，提案するマルチユーザ先読みシステムが，ユーザ #2 が要求したデータの伝送中に先読みを行わないからであり，また，ユーザ #1 の要求したデータが前もって読み込まれているために，ユーザ #2 の利用可能な周波数帯域が増加したからである．

4.6.2 待ち時間の確率分布

図 4.14に図 4.10と同様の場合におけるユーザ #2 の待ち時間分布を表す．ユーザ #1 が Conv. Prefetch を利用した場合，ユーザ #2 の待ち時間特性は，ユーザ #1 が先読みを行わなかった場合に比べて大きく劣化する．これは，ユーザ #1 が従来の先読み方式を用いると，ユーザ #2 の要求したデータの伝送中に先読みが行われスループットが低下するからである．しかし，QPSK-16QAM および QPSK-64QAM を用いると，ユーザ #2 の待ち時間特性がわずかに改善される．これは，

先読みするデータを周波数利用効率の高い変調方式を用いて伝送することで，先読みデータの占有する周波数帯域を小さくできるからである．一方，M-QPSK を用いると，ユーザ #1 が先読みを行わなかった場合より待ち時間特性が向上する．これは，プライオリティスケジューリングがユーザ #2 が要求したデータの伝送中は先読みを行わないからであり，また，ユーザ #1 が要求したデータを伝送する時間が短縮すると，ユーザ #2 が帯域を利用できる時間が大きくなるからである．また，M-QPSK-16QAM および M-QPSK-64QAM を用いると，単一の変調方式を用いる M-QPSK よりユーザ #2 の待ち時間特性が向上する．

本節における評価結果から，従来方式を用いると先読みデータの伝送によって他のユーザの待ち時間特性が劣化することを示し，提案方式を用いると他のユーザの特性が劣化しないことを示した．さらに，提案方式を用いた場合，ユーザ #1 の待ち時間が短縮されると，ユーザ #2 が帯域を占有できる時間が大きくなるため，ユーザ #2 の待ち時間特性がわずかに向上することが明らかになった．

4.7 結言

本章では，マルチユーザ環境に適した WWW 先読みシステムを提案し，提案システムのシステム構成を説明した．また，一様レイリーフェージング通信路における待ち時間特性について，計算機シミュレーションによる評価を行った．評価結果から，提案システムを用いることでユーザ待ち時間を大きく向上できることを示した．また，従来方式が他ユーザの待ち時間特性を劣化させるのに対し，提案システムを用いると他ユーザの待ち時間特性がわずかに向上することが明らかになった．

第5章　動画像マルチストリーム伝送における無線リソースマネジメント

5.1　序言

家庭通信環境において，インターネットのデータ，デジタルオーディオ，デジタルテレビ，デジタルビデオをシームレスに取り扱う無線ホームリンクに対する要求が高まっている [29]．無線ホームリンクでは，ユーザは無線端末でホームゲートウェイにアクセスすることで，これに蓄積されている様々な情報を取得することができる．しかし，MPEG (Moving Picture Experts Group) -2[74] フォーマットされた高品質な動画像ストリームを複数のユーザに同時に伝送するためには，数十 Mbps～百 Mbps の高い伝送レートが必要となる．無線ホームリンクで用いられる無線インタフェースの候補としては，IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.11a，b[17],[19]，Home RF (Radio Frequency) [30] および Wireless 1394 があり最大数 Mbps～数十 Mbps の伝送が可能であるが，ユーザ数が複数になると実効伝送速度は著しく低下してしまう．このように，無線通信環境で複数の高品質な動画像ストリームを多重伝送することは難しい．

一方，伝送レートが低く伝送誤りが頻繁に生じる無線通信のような通信環境に適した動画像符号化方式が提案されている [75]-[77]．MPEG-4 は，ある一定周期で挿入される再同期マーカや逆方向からの復号が可能な RVLC (Reversible Variable Length Codes) によって，伝送誤りによる画像品質の劣化を回復できる [75],[76]．また，フィードバック動画像符号化方式は，無線通信路の状況や動画像復号器のエラー隠蔽機能に応じて，送信する動画像のブロック毎の符号化モードを選択する [77]．符号化モードはインター符号化とイントラ符号化の割合，予測符号化を用いる割合，再同期マーカを挿入する頻度等のパラメータで構成される．しかし，デジタルテレビ，デジタルビデオおよび WWW ストリーミングの動画像ソースは，主に MPEG-1 あるいは MPEG-2 ですでに符号化されている．したがって，MPEG-4 やフィードバック動画像符号化を無線ホームリンクに適用するためには，ホームゲートウェイにおいて動画像を再符号化するトランスコーディングの機能が必要となる [78],[79]．

一方，動画像の無線伝送に適した誤り制御方式が提案されている [80]-[82]．不均一誤り訂正符号化方式は，デジタル動画像ソースをビット誤り感度に応じて数クラスに分割し，誤り感度の高いクラスに対して，低レートの誤り訂正符号化を行う [80]．ただし，この方式は，DCT (Discrete Cosine Transform) 係数，動き補償ベクトルおよび量子化レベルといった動画像の詳細な構造を解析する必要がある．文献 [81],[82] では，動画像伝送に適した新たな ARQ 方式を提案している．再送は即時性の高いデータには適さない誤り制御方式ではあるが，これらの方式は，再送による伝送遅延を小さくすることで動画像のストリーム伝送への適用を可能にしている．

しかし，これらの方式は単一の動画像伝送を想定しているため，無線リソースを有効に利用することができない．無線通信環境では，複数のユーザが周波数帯域を共有しているので，複数の動画像ストリームが多重伝送される場合，動画像の総合的な品質に着目する必要がある．L. Hanzo らは移動通信において，適応無線伝送方式を用いたテレビ電話システムを提案している [83]．このシステムでは通信路品質やユーザ数に応じて，動画像の符号化モード，ビットレートおよびフレームレートを変化させ，伝送に用いる誤り訂正符号化率，ARQ 方式および変調多値数を選択する．このシステムは複数の動画像伝送を想定しているが，周波数リソースや伝送フォーマットをユーザに対して一様に割当てるため，無線リソースを有効に利用しているとは言えない．さらに，このシステムでは移動通信環境を想定しているため，無線ホームリンク環境に直接的に適用することはできない．

一方，IEEE802.11a や IEEE802.11b といった無線 LAN (Local Area Network) 上で QoS 制御を行う規格として，IEEE802.11e の標準化が進められている．IEEE802.11e の最終的なドラフトは未だ公表されていないが，その暫定案が Whitecap2 として規格化および実用化されている [84]．Whitecap2 は，動画像，音声，オーディオといった即時性の高いトラヒックに高い優先度を与え，Dynamic TDM により優先度の高いパケットに十分な周波数帯域を割当てることで，遅延やジッタ特性を補償している．Whitecap2 による QoS 制御は，動画像のような即時性の高いデータと WWW ドキュメントのような即時性の低いデータが混在している場合は有効であるが，複数の動画像ストリームを多重伝送する場合において有効な無線リソース割当てを行うことはできない．

そこで，本章では，動画像マルチストリーム伝送における電波エージェントを用いた無線リソースマネジメントを提案する [47]．このシステムは，第2章で述べた品質パラメータ方式を採用しており，伝送する動画像パケット各々のビット誤り感度，所要ビットレートおよび通信路品質に基づいて，効率的な周波数リソースの割当てを求めるリソースマネジメントアルゴリズムを有している．このアルゴリズムに従って，それぞれのパケットの伝送に用いられる無線伝送パラメータが決定される．伝送パラメータはタイムスロット数，誤り訂正符号化率および変調多値数で構成されている．例えば，2つの動画像パケットが伝送される場合，よりビット誤りに敏感なパケットに信頼性の高い QPSK および低レートの誤り訂正符号が割当てられる．一方，誤りに鈍感なパケットには 64QAM のような周波数利用効率の高い伝送方式が割当てられる．この時，それぞれの動画像ストリームが要求するビットレートを満たすようにタイムスロットが割当てられる．提案方式は，このようなアルゴリズムを用いることで，周波数リソースを有効に利用でき受信画像品質を大きく向上できる．本章では計算機シミュレーションを用いて，AWGN (Additive White Gaussian Noise) 通信路における受信動画像の画像品質とビット誤り率について評価を行い，評価結果から提案方式の有効性を示す．なお，本章および次章では動画像の符号化フォーマットとしては MPEG-2 のみを取り扱う．

5.2 動画像マルチストリーム無線伝送システム

5.2.1 システム構成

図 5.1に，提案する動画像マルチストリーム無線伝送システムのブロック図を示す．ホームゲートウェイはインターネット，デジタルテレビおよびデジタルビデオといったデジタルソースを無線ホームリンクで取り扱える形式に変換するゲートウェイ機能を有している．ホームゲートウェイではまず，MPEG 分析器 (MPEG Analyzer) が入力された MPEG 動画像のヘッダ情報を解析して，動画像データの構造を記述したプロファイルを誤り感度推定器 (Error Sensitivity Estimator) に転送する．誤り感度推定器は，このプロファイルから動画像データのビット誤り感度，α を計算する．MPEG 分析器は，ヘッダ情報から伝送される動画像の所要ビットレート，β を得た後，動画像ソース，α の値および β の値をリソースマネージャ

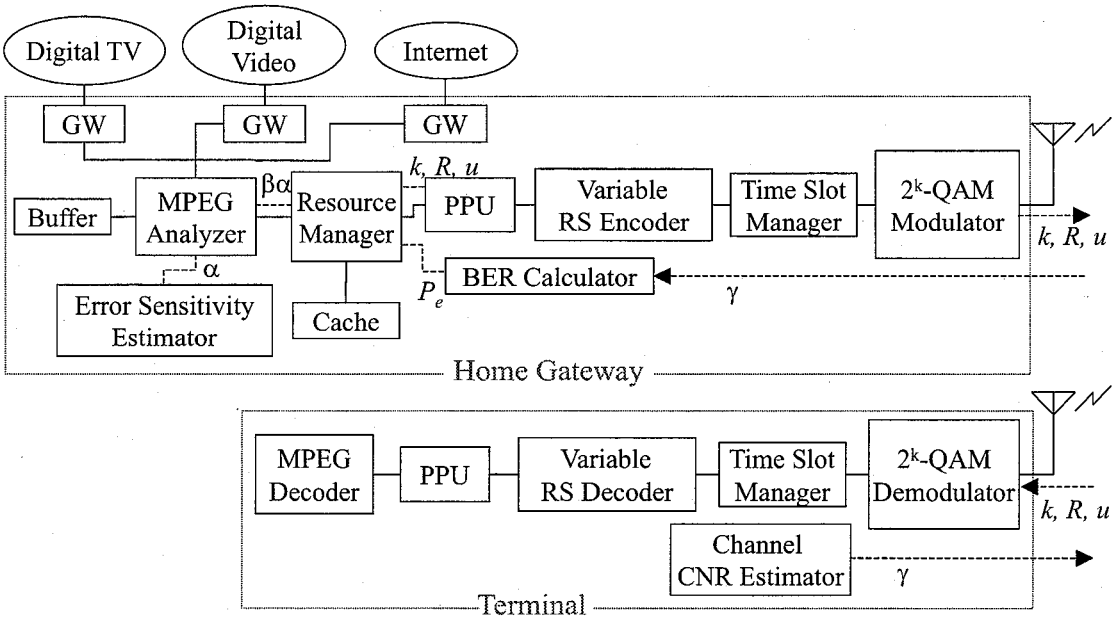


図 5.1: 動画像マルチストリーム無線伝送システム

(Resource Manager) に転送する．リソースマネージャは伝送する動画像パケットに割当てるタイムスロット数 u，変調方式 k，リードソロモン符号化率 R を決定する．提案方式は Dynamic TDM を採用しており，ユーザに対してタイムスロット数を自由に割当てることができる．また，変調方式としては 2^k-QAM を用いている（$k=2$ のとき QPSK，$k=4$ のとき 16QAM，$k=6$ のとき 64QAM）．リソースマネージャで実行されるリソースマネジメントアルゴリズムは，推定されるビット誤り率に応じて伝送パラメータを制御することによって，動画像復号後の実効誤りを最小化する．ビット誤り率を計算するために必要な受信 CNR はそれぞれのユーザ端末で推定され，ホームゲートウェイにフィードバックされる．パケット処理装置 (PPU : Packet Processing Unit) では，リソースマネージャによって決定された伝送パラメータ k，R および u を示すデータリンクプリアンブルが伝送するパケットに付与される．タイムスロットマネージャ (Time Slot Manager)，レート可変リードソロモン符号化器 (Variable RS Encoder) [付録 B] および 2^k-QAM 変調器 (2^k-QAM Modulator) はこのプリアンブルによって示されるパラメータによって制御される．ただし，パケットのプリアンブルは最も信頼性の高い変調方式の一

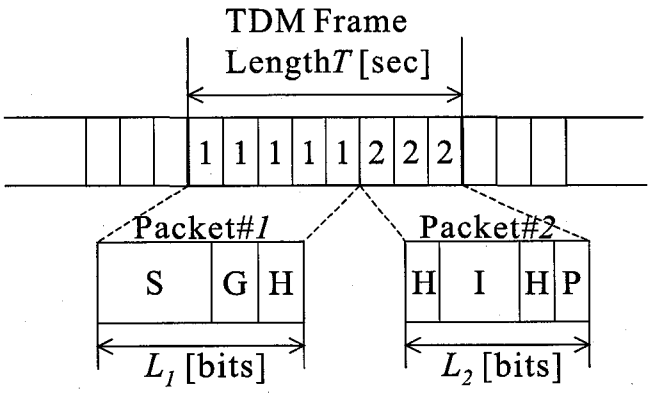


図 5.2: TDM フレームにおける 2 ユーザに伝送されるパケット

つである BPSK を用いて伝送される．一方，無線端末の受信機では，まず受信信号のプリアンブルが復調され，それの示す伝送パラメータに従って，復調および誤り制御が行われる．端末のタイムスロットマネージャは全ての受信パケットの中から，自ユーザの要求したパケットを選択し，他ユーザ宛てのパケットを破棄する．パケット処理装置は，受信したパケットを再構築して，そのデータを MPEG 復号器に転送する．

5.2.2 リソースマネジメントアルゴリズム

図 5.2に，提案システムにおける TDM フレームを示す．以下では，簡単のため，ユーザ数を 2 とする．したがって，図 5.2の TDM フレームには 2 ユーザに伝送されるパケットが含まれることになる．

まず，ユーザ $\#i$ (i=1, 2) の所要ビットレートは次の不等式を満たさなければならない．

$$\beta_i \leq \Delta f k_i R_i u_i / U; (i = 1, 2) \tag{5.1}$$

ただし，U は TDM フレーム上のスロット数である．U が大きいほどフレームの分解能が高いといえる．また，Δf[Hz] はシステム全体が利用できる周波数帯域幅である．β_i，u_i，k_i および R_i はそれぞれ，ユーザ $\#i$ の所要ビットレート，ユーザ $\#i$ に割当てられるタイムスロット数，変調フォーマットおよび誤り訂正符号化率

表 5.1: MPEG-2 データのビット誤り感度クラス

Class S	Sequence header part
Class G	GOP header part
Class H	Picture header part
Class I	I picture
Class P	P picture
Class B	B picture

である．式 (5.1) の両辺にフレームの時間長 T [sec] を乗じると，次の関係を得る．

$$L_i = \beta_i T \leq \Delta f T k_i R_i u_i / U \tag{5.2}$$

L_i[bits] はユーザ $\#i$ に伝送されるパケットのパケット長である．

提案システムは，MPEG-2 の全データをビット誤り感度に応じて，表 5.1に示される 6 つのクラスに分類する．クラス S，G，H，I，P および B はそれぞれ，シーケンスヘッダ，GOP (Group Of Pictures) ヘッダ，ピクチャヘッダ，I (Intra-coded) ピクチャ，P (Predictive-coded) ピクチャおよび B (Bi-directional-coded) ピクチャである．I ピクチャ，P ピクチャおよび B ピクチャは，それぞれフレーム内符号化画像，フレーム間順方向予測符号化画像，フレーム間双方向予測符号化画像である [74]．α_X は，クラス X ($X \in \{S, G, H, I, P, B\}$) のビット誤り感度値である．例えば，図 5.2のパケット #1 は，シーケンスヘッダ，GOP ヘッダで構成されており，図 5.1の誤り感度推定器は，α_S，α_G，α_H の中から最大の値をパケット #1 のビット誤り感度，α_1 に設定する．一方，パケット #2 はピクチャヘッダ，I ピクチャ，P ピクチャで構成され，α_H，α_I および α_P のうち最大値が α_2 となる．次に，復号後実効誤り ϵ を，

$$\epsilon = \alpha_1 P_{e1}(k_1, R_1, \gamma_1) + \alpha_2 P_{e2}(k_2, R_2, \gamma_2) \tag{5.3}$$

と定義する．ただし，P_{ei} は図 5.1のビット誤り率計算器 (Bit Error Rate calculator) が推定したユーザ $\#i$ に対するビット誤り率である．γ_i は受信 CNR であり，各ユーザ端末からフィードバックされる．提案するリソースマネジメントアルゴリズムはこのように定義される ϵ を最小化するように動作する．

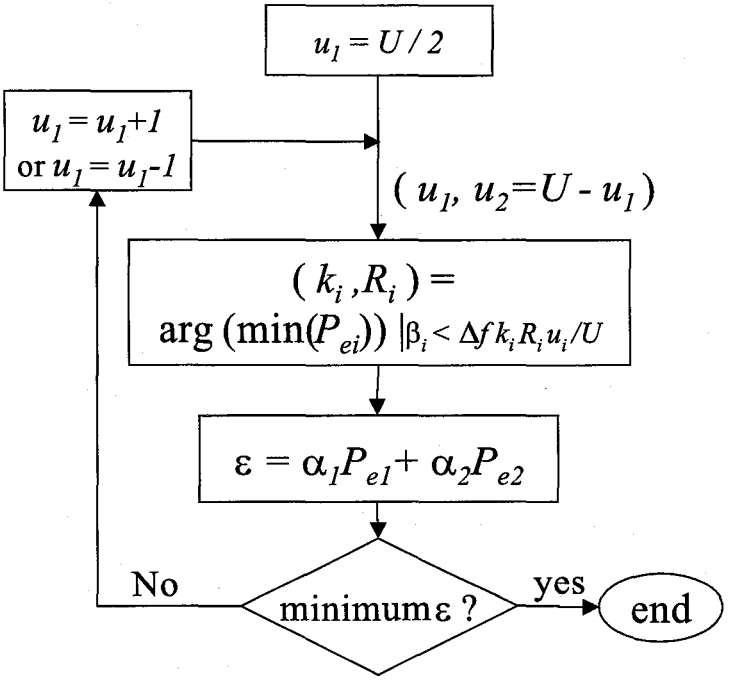


図 5.3: リソースマネジメントアルゴリズムのフローチャート

図 5.3に提案アルゴリズムのフローチャートを示す．まず，各ユーザに割当てられるタイムスロット数の初期値として，$u_1 = u_2 = U/2$ が与えられる．タイムスロット数 u_i が与えられると，ビット誤り率 P_{ei} を最小化するように変調方式 k_i および誤り訂正符号化率 R_i が決定される．このとき，k_i と R_i は式 (5.1) で表される不等式を満たなければならない．したがって，ユーザ $\#i$ に割当てられるスロット数が小さければ，変調多値数の大きい変調方式や高レートの誤り訂正符号化といった周波数利用効率の高い伝送パラメータが選択される．なお，提案システムでは，符号化率が次式で与えられるリードソロモン符号を採用している．

$$R_i = \frac{C_i}{2^{k_i} - 1}; (C_i \leq 2^{k_i} - 1) \tag{5.4}$$

ただし，C_i は符号ブロックに含まれる情報シンボル長である．

図 5.4に，ユーザ #1 に割当てられるタイムスロット数，u_1 による復号後の実効誤り，ϵ の最小化を示す．ϵ^0，ϵ^+ および ϵ^- は，それぞれ，$u_1 = U/2$，$U/2$+1 および $U/2$-1 とした場合の実効誤りである．もし，ϵ^0 が ϵ^+ および ϵ^- より小さければ，$u_1 = u_2 = U/2$ と決定される．一方，ϵ^+ が最も小さければ，u_1 が 1 増加され

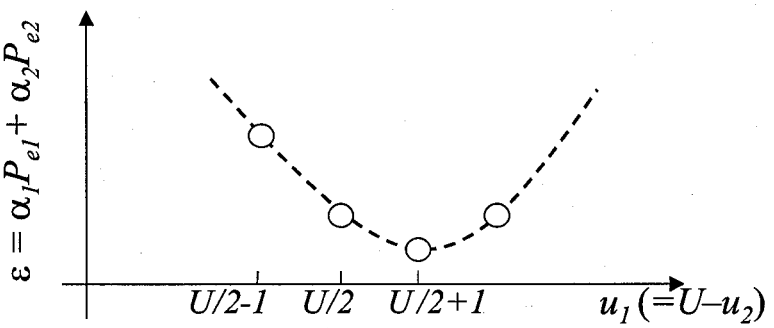


図 5.4: 復号後の実効誤り，ϵ の最小化

る（u_2 は 1 減少される）．逆に，ϵ^- が最小であれば，u_1 は 1 減少される（u_2 は 1 増加される）．u_1 を増加あるいは減少させることで，ϵ は最小値に近づいていく．このようにして，ϵ の最小化は実行される．

なお，提案アルゴリズムは TDM フレームごとに実行される．このようなアルゴリズムによって，受信 CNR の低いユーザほど周波数リソースが多く割当てられる．また，誤りに対して鈍感なデータに割当てる周波数リソースを節約することで，誤りに敏感なデータに割当てる周波数リソースを増大でき，その結果として，信頼性の高い伝送を実現できる．

5.3　シミュレーション諸元

本章では，無線通信環境で動画像ストリームが多重伝送される場合を想定し，計算機シミュレーションにより受信動画像のビット誤り率および画像品質について評価を行った．図 5.5に，シミュレーションモデルを示す．2 ユーザがホームゲートウェイに MPEG-2 動画像のストリーム伝送を要求する．ユーザ #1 は動画像ソース #1，“trees” を要求し，ユーザ #2 は動画像ソース #2，“jet” を要求する．表 5.2にシミュレーションで用いた動画像ソースの符号化フォーマットを示す．また，図 5.6(a)，(b) に，各動画像ソースのキャプチャ静止画像を示す．提案方式は VBR (Valuable Bit Rate) モードの動画像の伝送にも対応できるが，本シミュレーションでは，簡単のため，CBR (Constant Bit Rate) モードを採用した．MPEG-2 動画像ソース “trees”および “jet”の所要ビットレートはそれぞれ 6.68[Mbps] および

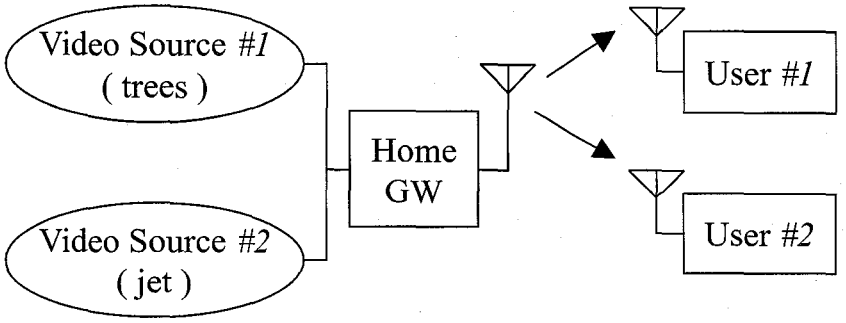
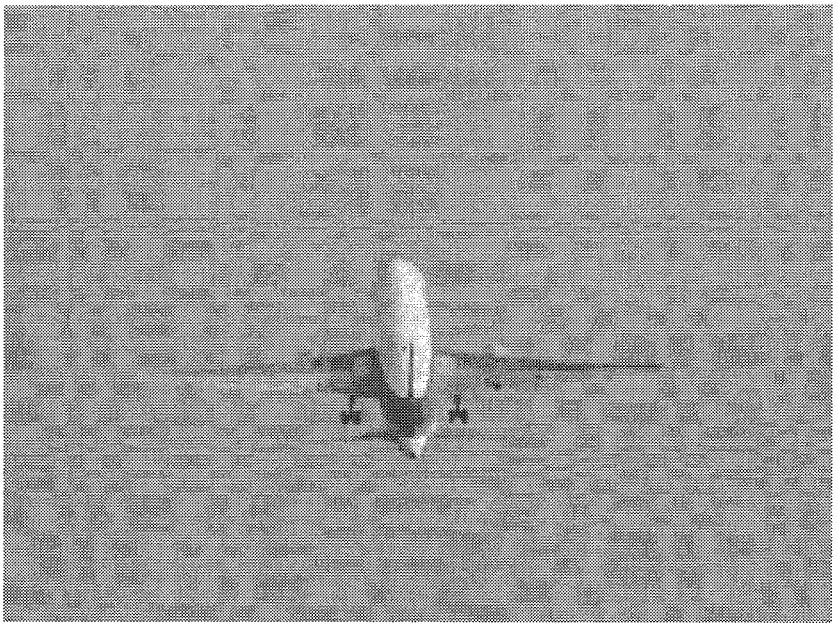


図 5.5: シミュレーションモデル

表 5.2: 動画像ソースの符号化フォーマット

動画像符号化フォーマット	MPEG-2
MPEG 復号器	ソフトウェア復号器（誤り隠蔽機能なし）
フレームレート	30 [fps]
ピクチャ構造	フレーム構造
GOP 構造	I-P-B-B-P-B-B-P-B-B-P-B-B
イントラマクロブロック内のエラー隠蔽動きベクトル	なし
輝度/色差フォーマット	4:2:0
ビットレート	CBR(“trees”=6.68[Mbps],“jet”=0.976 [Mbps])
データサイズ	“trees”=8.4 [Mbyte], “jet”=1.9 [Mbyte]

(a) 動画像 #1, “trees”



(b) 動画像 #2, “jet”

図 5.6: 動画像ソースのキャプチャ静止画像

表 5.3: シミュレーション諸元

通信路モデル	AWGN
ユーザ #1 の受信 CNR γ_1	$17sim21$[dB]
ユーザ #2 の受信 CNR γ_2	21[dB]
全帯域幅 Δf	2.2[MHz]
多重方式	Dynamic TDM
TDM フレーム長	10 [msec]
フレームあたりのタイムスロット数 U	32
変調方式	2^k-QAM (k=2, 4, 6)
誤り訂正符号	レート可変リードソロモン符号

0.976 [Mbps] である．通信路モデルとしては，受信機がマルチパスフェージングを完全に補償できると仮定して，AWGN 通信路モデルを想定した．また，変調方式としては，QPSK，16QAM および 64QAM を採用しており，誤り訂正符号として，リードソロモン符号を用いた．表 5.3に，シミュレーション諸元をまとめる．

一方，提案システムでは，各ビット誤り感度クラスのビット誤り感度値，α_S，α_G，α_H，α_I，α_P および α_B を設定する必要がある．各クラスのビット誤り感度を決定するために，動画像の画像品質に関する主観評価 [89] を行った．本章で行った主観評価は，ITU-R (International Telecommunication Union - Radio communication sector) 500-10 [90] に従っている．ITU-R 500-10 の§2.1 では，標準観視条件を勧告している．本章で行った評価では，アスペクト比が 4×3 の 17 インチの CRT (Cathode Ray Tube) ディスプレイを用いた．すなわちディスプレイの高さが 0.20 [m] であるため，PVD (Preferred Viewing Distance) は 0.9[m] となる．本シミュレーションでは，評定者はビット誤りによる顕著な画像品質の劣化を評価すればよいので，それほど正確な調整は必要とされないと判断した．評価対象の動画像ソース #1，“trees”は背景がほぼ静止しており，風によって木の枝が揺れ，木の葉が落とされる映像である．一方，動画像ソース #2，“jet”はジェット機が空中を飛ぶ映像であり，背景は穏やかに変化する．これらの映像は互いに異なる特徴を持っているが，画質劣化を明らかに表すため，評価に適した動画像ソースである．一方，評定者の数は

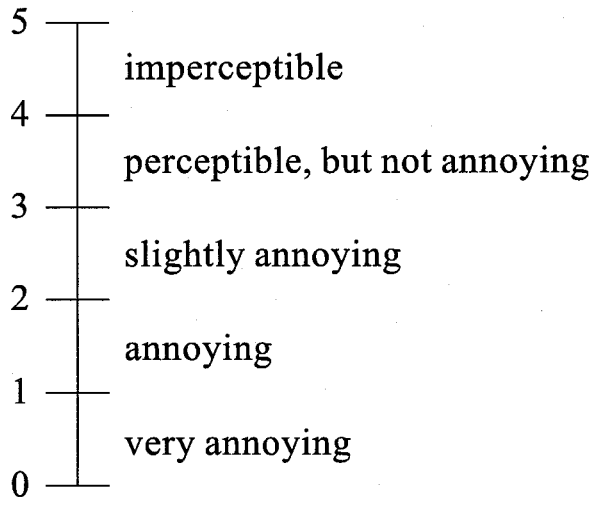


図 5.7: 二重刺激妨害尺度法における5段階の評定尺度

表 5.4: 動画像ソース #1，#2 の各クラスのビット誤り感度

ビット誤り感度	"trees"	"jet"
α_S	$1/(1.0\times10^{-9})$	$1/(1.0\times10^{-9})$
α_G	1.0	1.0
α_H	$1/(1.0\times10^{-2})$	$1/(5.0\times10^{-3})$
α_I	$1/(2.0\times10^{-6})$	$1/(5.0\times10^{-6})$
α_P	$1/(1.0\times10^{-6})$	$1/(5.0\times10^{-6})$
α_B	$1/(8.0\times10^{-3})$	$1/(5.0\times10^{-3})$

(a) 動画像 #1, “trees”

(b) 動画像 #2, “jet”

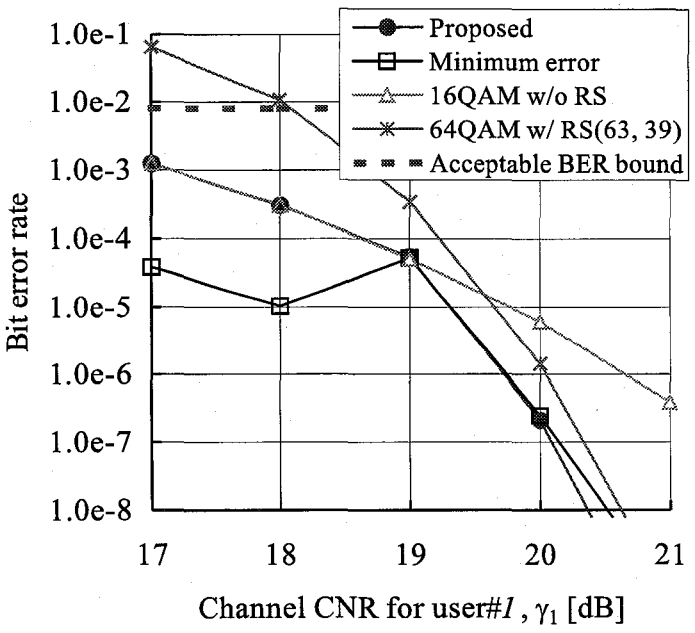
図 5.8: MOS 値 3 相当に劣化した動画像のキャプチャ静止画像

20であり，ビット誤りによる顕著な画質劣化を評価すればよいため，評定者に専門家を含める必要はないと判断した．また，評定者の年齢は17歳から25歳であり，3人の女性と17人の男性で構成され，そのほとんどは本大学大学院の学生である．なお，評定者が評価する動画像のサンプルは非常に多数であるため，数セッションに分けて評価を行った．主観評価には，ITU-R 500-10の§4に示される二重刺激妨害尺度 (Double-Stimulus Impairment Scale) 法を採用した．DSIS Variant 2は，基準画像の提示と評価画像の提示を2回繰り返す方式である．図5.7に二重刺激妨害尺度法における5段階の評定尺度を示す．評点は，評定5を最大値として，0からの距離で測定される．その結果から，MOS (Mean Opinion Score) 値を計算し，画像品質の評価として用いる．

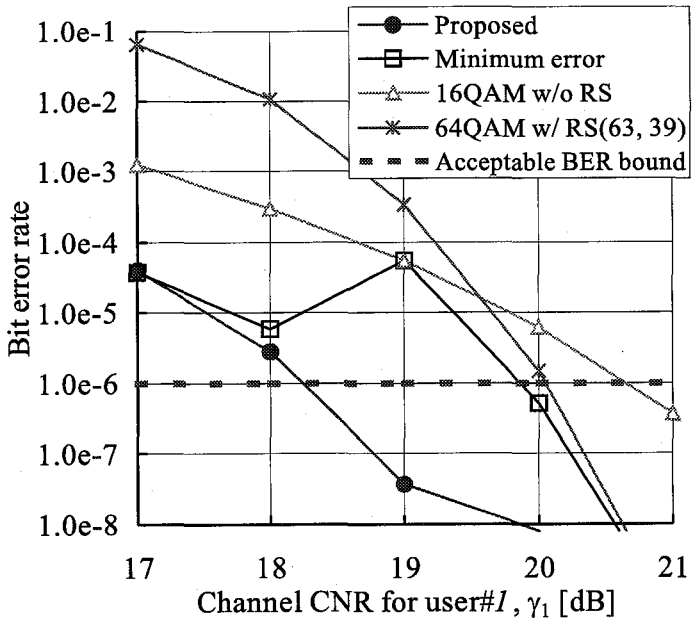
ビット誤り感度αを決定するために，まず，主観評価により，各クラスの許容ビット誤り率の上限 (Acceptable BER Bound) を測定する．ランダムビット誤りを与えた際に，MOS値3を示すようなビット誤り率を，許容ビット誤り率の上限とする．次に，求められた許容ビット誤り率の上限の逆数をクラスXのビット誤り感度α_Xとする．例えば，クラスXの許容ビット誤り率の上限が10^{-3}であるとすれば，$\alpha_X = 1/10^{-3}$である．表5.4に，このような手順で決定された各クラスのビット誤り感度値を示す．図5.8(a)，(b)にMOS値3相当に劣化した動画像ソース#1，“trees”および動画像ソース#2，“jet”のキャプチャ静止画像を示す．

5.4　受信CNRとビット誤り率

図5.9および図5.10に，動画像ストリーム#1，#2のクラスPおよびBにおけるビット誤り率を示す．図の横軸は，ユーザ#1の受信CNR，γ_1を表している．ユーザ#2の受信CNR，γ_2は21[dB]に固定している．図には，提案方式の特性と，α_X=1とし，提案アルゴリズムを用いてϵを最小化する方式，“minimum error”方式の特性を合わせて示している．“minimum error”方式と提案方式とは，データのビット誤り感度を考慮しているかどうかの点のみで異なる．また，比較のため，16QAMを固定的に用いた場合の特性および64QAM with RS (63, 39)を固定的に用いた場合の特性を表している．“RS (63, 39)”とは$N = 63$，$K = 39$のリードソロモン符号化を行ったことを示す．これらの2方式は，2つの動画像ストリームのビットレートを満たす固定伝送方式の中では，最も信頼性の高い伝送方式である．

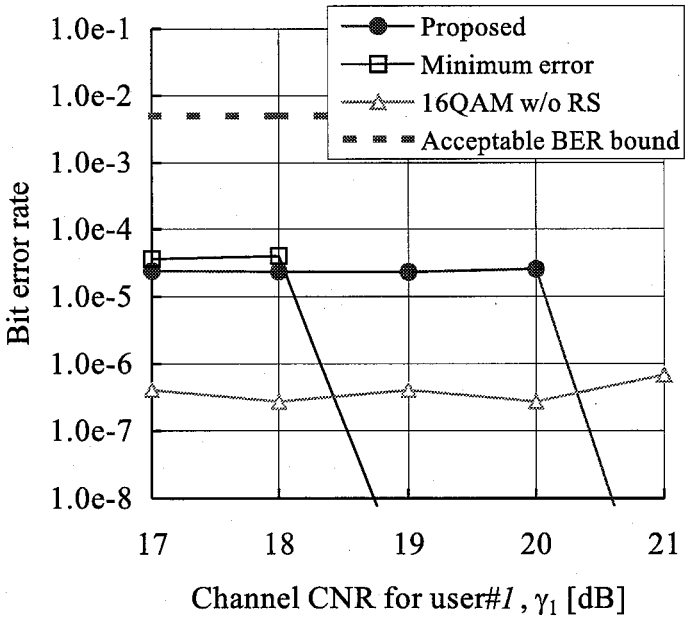


(a) クラス B

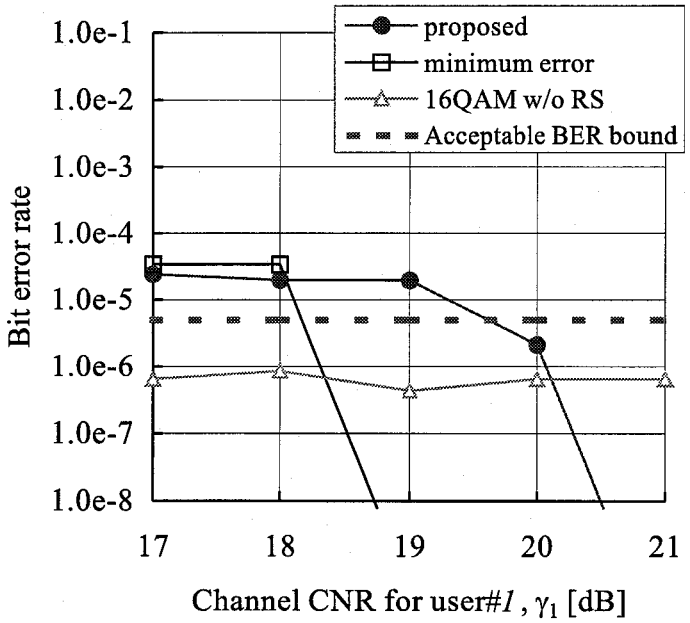


(b) クラス P

図 5.9: ユーザ #1 の受信 CNR, γ_1 に対する動画像ストリーム #1 のビット誤り率



(a) クラス B



(b) クラス P

図 5.10: ユーザ #1 の受信 CNR, γ_1 に対する動画像ストリーム #2 のビット誤り率

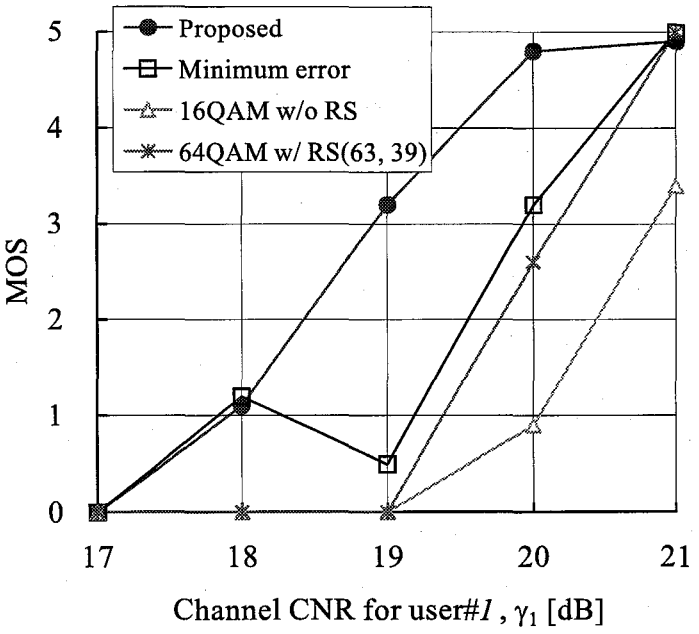
さらに，破線は各クラスの許容ビット誤り率の上限を示している．例えば，動画像ソース #1 におけるクラス P および B の許容ビット誤り率の上限は，それぞれ 1.0×10^{-6}，8.0×10^{-3} である．すなわち，クラス P は B に比べて，ビット誤りに対して敏感である．図 5.10(a)，(b) より，16QAM を固定的に用いた方式の動画像ストリーム #2 に関するビット誤り率特性は，ユーザ #1 の受信 CNRγ_1 によらず，一定であることが分かる．ユーザ #2 の受信 CNR が，γ_2=21[dB] と固定されており，従来方式では，ユーザ #1 の受信 CNR の変化は，ユーザ #2 に対するデータのビット誤り特性に影響を与えない．なお，64QAM with RS (63, 39) を用いた場合のビット誤り率は 10^{-8} より低いので表示されていない．一方，図 5.9(a)，(b) で示されるように，ユーザ #1 の受信 CNR が低くなるに伴って，16QAM あるいは 64QAM with RS (63, 39) を用いると，動画像ストリーム #1 に関するビット誤り率特性は急激に劣化することが分かる．特に，16QAM および 64QAM with RS (63, 39) の与えるビット誤り率は，クラス P の許容ビット誤り率の上限を大きく上回っている．このような低 CNR 時の誤り率特性の劣化は，動画像ストリーム #1 の受信画像品質の重大な劣化を引き起こすと考えられる．一方，図 5.10から分かるように，ユーザ #1 の受信 CNRγ_1 が低くなると，提案方式および “minimum error” 方式の動画像ストリーム #2 に関するビット誤り率特性は，許容ビット誤り率の上限に近づいていく．これは，これらの方式が，γ_1 が低くなると，ユーザ #2 に割当てていた周波数リソースをユーザ #1 に割当てるためである．しかしながら，図 5.9から，受信 CNRγ_1=17~18[dB] における動画像ストリーム #1 のビット誤り率特性を大きく改善できていることが分かる．したがって，提案方式あるいは “minimum error” 方式を用いることによって，低 CNR 時の動画像ストリーム #1 の画像品質劣化を軽減できると考えられる．さらに，図 5.10から，γ_1=19~20 [dB] において，提案方式のビット誤り率特性が “minimum error” 方式に比べて劣っていることが分かる．しかし，提案方式は許容ビット誤り率の上限付近のビット誤り率を与えているため，受信画像品質に重大な劣化をもたらすことはないと考えられる．さらに，提案方式を用いた場合，誤りに敏感な動画像ストリーム #1 のクラス P に関するビット誤り率特性が非常に高いため，ユーザ #1 の受信画像品質を大きく向上できると予想される．

以上から，提案する無線リソースマネジメントを用いることで，受信 CNR の劣

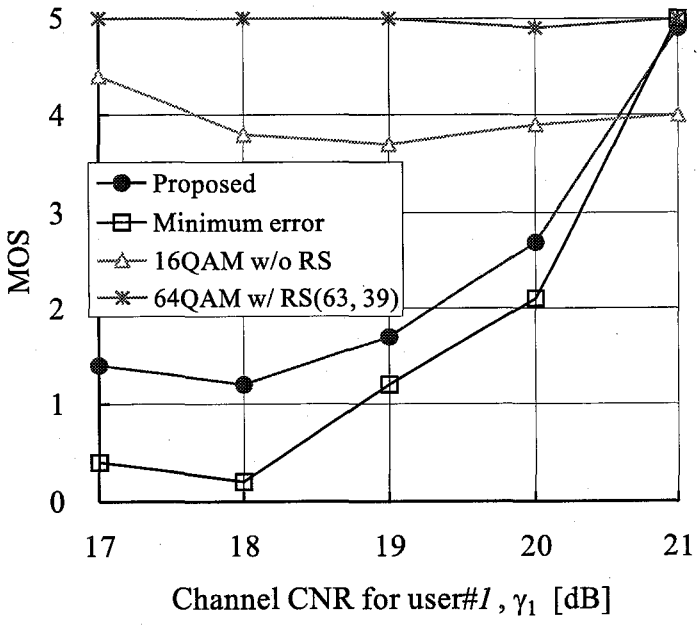
化によるビット誤り率特性の劣化を大きく軽減できることを示した．また，提案方式は，高CNRの条件にあるユーザに割当てられていた周波数リソースを，低CNRの条件にあるユーザに割当てることでビット誤り率特性を改善するため，高CNRの条件にあるユーザのビット誤り率特性が劣化する．しかし，提案方式はデータのビット誤り感度を考慮することで，許容できるビット誤り率の上限を満たせることを示した．

5.5　受信CNRと受信画像品質

図5.11に，ユーザ#1の受信CNR，γ_1に対する受信動画像品質のMOS評価結果を示す．ここでは，ユーザ#2の受信CNRγ_2を21[dB]に固定している．図には，比較のため提案方式に加え，ビット誤り感度を考慮しないアルゴリズムを用いる“minimum error”方式，“16QAM”および“64QAM w/ RS (63, 39)”のMOS評価結果を示す．図5.11(b)は動画像ストリーム#2の受信画質評価結果を示す．図から，受信CNRγ_1が低い場合，提案方式および“minimum error”方式の画像品質特性は劣化していることが分かる．これは，ユーザ#1の受信CNRが低くなると，これらの方式は，ユーザ#2に割当てられていた周波数リソースをユーザ#1に割当てるからである．しかし，提案方式は，ヘッダ情報や被参照ピクチャといった重要なデータほど多くの周波数リソースを割当てるため，提案方式を用いた場合の画像品質の劣化度は，“minimum error”方式を用いた場合に比べてずっと小さい．図5.11(a)は動画像ストリーム#1に対するMOS評価結果を示している．図から，16QAMあるいは64QAM with RS (63, 39)を用いた場合，受信CNRγ_1が劣化するにつれて，急激に画像品質が劣化していることが分かる．$\gamma_1 = 17$~19[dB]においては，受信動画像は再生不可能である．一方，提案方式を用いると，16QAMあるいは64QAM with RS (63, 39)を用いた場合と比較して，受信画像品質が大きく向上していることが分かる．これは，提案方式は，受信CNRの低いユーザほど多くの周波数リソースを割当てることで，受信画像品質の劣化を軽減できるからである．さらに，“minimum error”方式を用いた場合の受信画像品質特性は，16QAM, 64QAM with RS (63, 39)といった固定伝送方式に比べると良好であるものの，データのビット誤り感度を考慮していないため，提案方式を用いた場合に比べると，受信画像品質の改善度は低い．



(a) 動画像ストリーム #1



(b) 動画像ストリーム #2

図 5.11: ユーザ #1 の受信 CNR, γ_1 に対する受信動画像の MOS 評価値

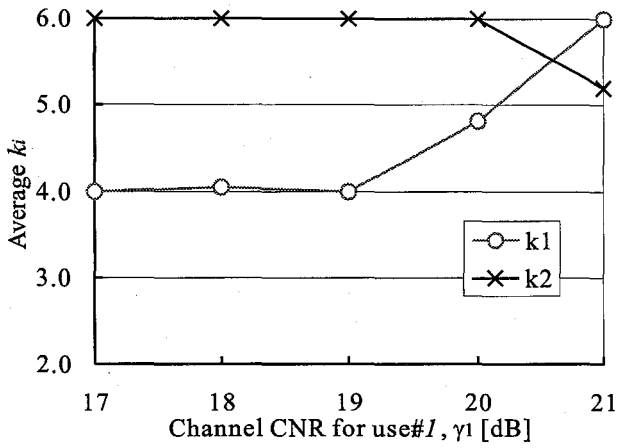
以上から，提案する無線リソースマネジメントを用いることで，受信 CNR の劣化による受信画像品質の劣化を大きく軽減できることを示した．また，提案方式は，高 CNR の条件にあるユーザに割当てられていた周波数リソースを，低 CNR の条件にあるユーザに割当てることで受信画像品質特性を改善するため，高 CNR の条件にあるユーザの受信画像品質が劣化する．しかし，提案方式はデータのビット誤り感度を考慮することで，画像品質の劣化度を軽減できることを示した．このような結果から，提案方式を用いることで，通信路品質の劣化に対して受信画像品質がなだらかに変化することが明らかになった．

5.6　受信 CNR と周波数リソース割当て

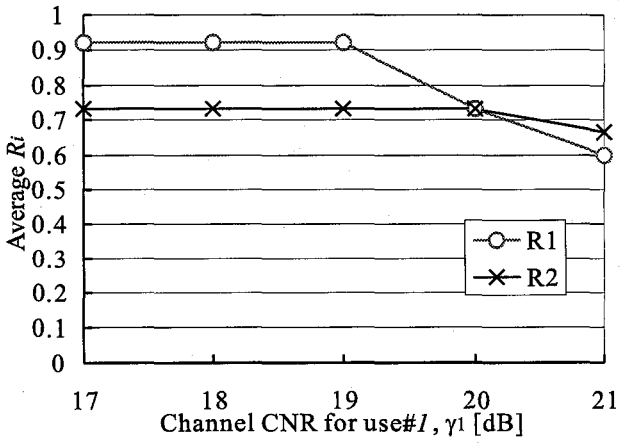
図 5.12 に，シミュレーションにおいて提案方式に割当てられた伝送フォーマットを示す．ユーザ #1 の受信 CNR は 17~21[dB] とし，ユーザ #2 の受信 CNR は 21[dB] に固定している．図 5.12(a) の縦軸は k_i $(i = 1, 2)$ の平均値を示している．TDM フレーム毎に，動画像ストリーム $\#i$ には変調方式 2^{k_i}-QAM が割当てられる．一方，図 5.12(b) の縦軸は R_i の平均値を示している．R_i は動画像ストリーム $\#i$ に割当てられる誤り訂正符号の符号化率である．これらの図から，k_i および R_i の平均値はユーザ #1 の受信 CNR に依存していることが分かる．また，図 5.12(c) には，受信 CNRγ_1 に対する，ユーザ $\#i$ に与えられる伝送レート，η_i の特性を示す．ただし，伝送レート η_i[bps/Hz] は，次式で定義される．

$$\eta_i = \text{average}[k_i \times R_i]; (i = 1, 2) \tag{5.5}$$

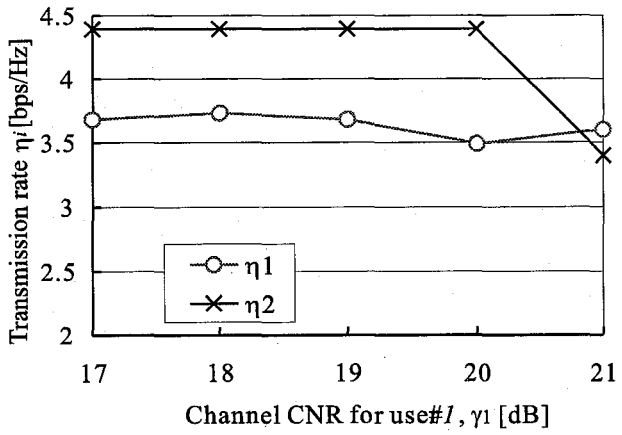
図 5.12(c) から，ユーザ #1 の受信 CNRγ_1 が 17~20[dB] である時，ユーザ #1 に与えられる伝送レートはユーザ #2 に与えられる伝送レートより低い．動画像ストリーム #1 の所要ビットレートは 6.68[Mbps] であり，動画像ストリーム #2 の所要ビットレート 0.976[Mbps] に比べ高いにも関わらず，ユーザ #1 に与えられる伝送レートは低いのは，伝送レートを低くし周波数リソースを多く割当てて所要ビットレートを満たすことで，信頼性と伝送速度とを同時に達成しているからである．逆に，動画像ストリーム #2 は低ビットレートであるにも関わらず，ユーザ #2 には高い伝送レートが割当てられ，周波数リソースの節約が図られている．このようにして，提案方式は低 CNR の条件にあるユーザほど高い信頼性を与える．一方，両



(a) k_i の平均値



(b) R_i の平均値



(c) ユーザ #i に対する伝送レート

図 5.12: ユーザに与えられる無線伝送フォーマット

ユーザの受信 CNR が等しく 21[dB] であるときは，動画像の所要ビットレートは異なるのに，与えられる伝送レートはほぼ同等である．

以上から，提案方式が，ユーザ間の受信 CNR の差異に基づいて，適切に無線伝送フォーマットおよび周波数リソース割当てを行っていることを示した．

5.7　結言

本章では，動画像マルチストリーム伝送における無線リソースマネジメントを提案した．提案方式は，伝送する動画像パケット各々のビット誤り感度，所要ビットレートおよび通信路品質に基づいて，効率的に周波数リソースの割当てを行うことで，受信動画像の画像品質を大きく向上できる．本章では計算機シミュレーションを用いて，AWGN 通信路における受信動画像の画像品質とビット誤り率特性について評価を行った．ビット誤り率に関する評価結果および画像品質の MOS 評価結果から，提案方式が，固定的に無線伝送方式を用いる従来方式に比べ有効であることを示した．また，データのビット誤り感度を考慮しない方式である “minimum error” 方式の特性との比較から，データのビット誤り感度を考慮する提案方式がより良好な特性を与えることを明らかにした．

第6章　混在トラヒック環境における無線リソースマネジメント

6.1　序言

無線ホームリンクでは，動画像がマルチストリーム伝送されるだけでなく，WWWページのようなドキュメントデータやVoIP(Voice over Internet Protocol)の音声パケットが混在して多重伝送される．しかし，MPEG-2等で符号化された高品質な動画像ストリームは数十Mbps～百Mbpsの高い伝送レートを要求するため，周波数帯域の制限が厳しく通信路品質が劣悪な無線通信環境において，複数の高品質な動画像ストリームとWWWのようなドキュメントデータを多重伝送することは難しい．

そこで，本章では，混在トラヒック環境における無線リソースマネジメントを提案する[48]-[49]．この無線リソースマネジメントは，前章と同様に品質パラメータ方式を採用しており，伝送するパケット各々のビット誤り感度，所要ビットレートおよび通信路品質に基づいて，効率的な周波数リソースの割当てを求め，伝送に用いる無線伝送パラメータ(タイムスロット数，誤り訂正符号化率，変調多値数)を決定する．このようなアルゴリズムによって，動画像のみならずWWWドキュメントや音声といったトラヒックが混在する環境下においても，所要の信頼性と所要の伝送速度を同時に達成するような周波数リソースの割当てを実現できる．本章では，計算機シミュレーションを用いて，AWGN通信路における受信データのビット誤り率と受信動画像の画像品質について評価を行い，評価結果から本システムの有効性を示す．

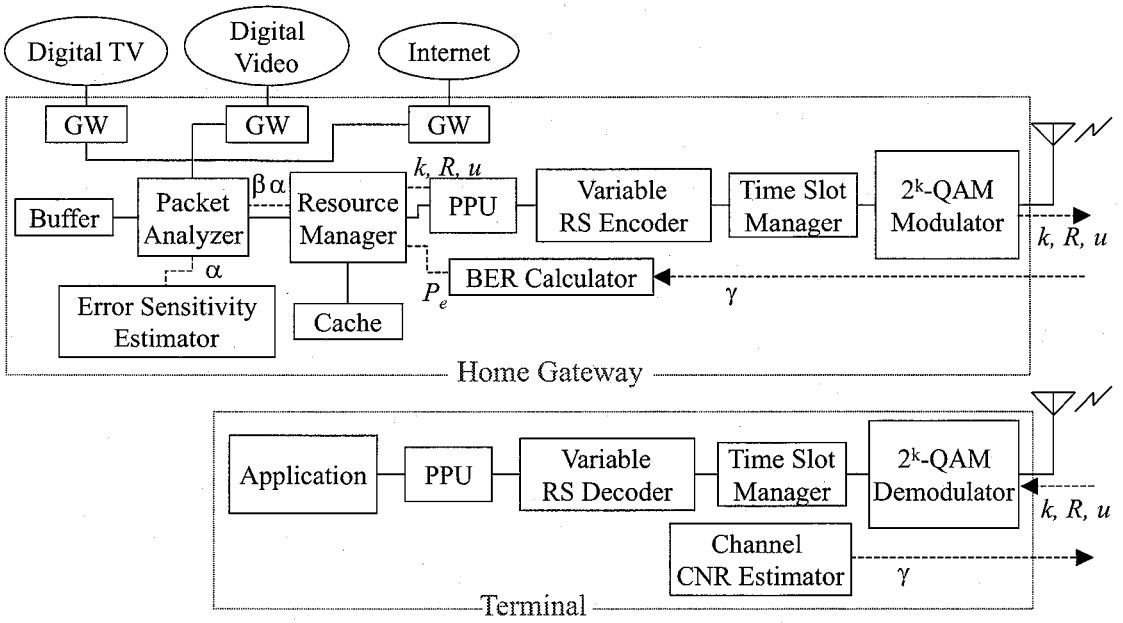


図 6.1: 混在トラヒック環境に適した動画像マルチストリーム無線伝送システム

6.2 混在トラヒック環境に適した動画像マルチストリーム無線伝送システム

6.2.1 システム構成

図 6.1に，混在トラヒック環境に適した動画像マルチストリーム無線伝送システムのシステム構成を示す．ホームゲートウェイはインターネット，デジタルテレビおよびデジタルビデオの 3 つのゲートウェイ機能を有している．ホームゲートウェイでは，まずパケット分析器 (Packet Analyzer) が伝送されるパケットが動画像パケットかどうかを判別する．もし伝送されるパケットが動画像パケットであれば，MPEG のヘッダの情報を解析し，入力される MPEG データの構造を示すプロファイルを誤り感度推定器に転送する．伝送されるパケットが音声パケットあるいはドキュメントファイルパケットであれば，パケット分析器はそのトラヒックカテゴリを誤り感度推定器に知らせる．誤り感度推定器は受け取った動画像構造とトラヒックカテゴリの情報から，データのビット誤り感度，α を推定する．次に，パケット分析器はデータソースと，所要ビットレート β，および推定された α の値

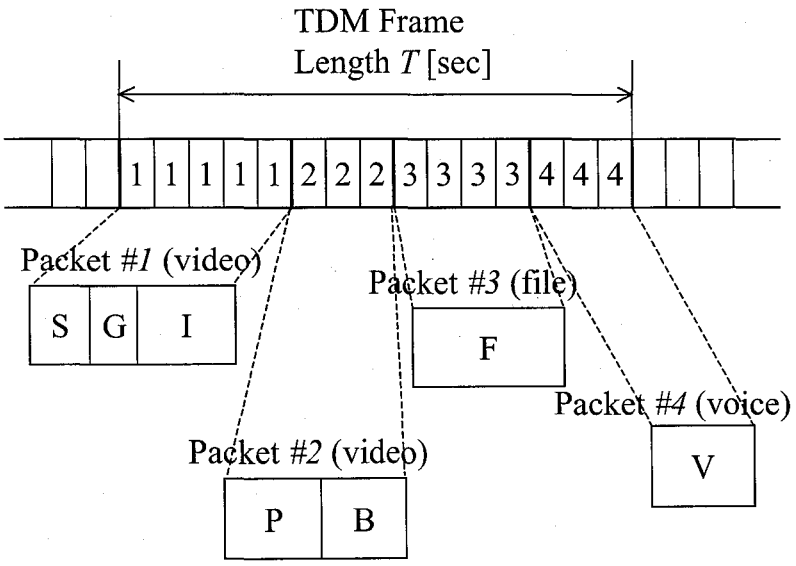


図 6.2: TDM フレームにおける 4 ユーザに伝送されるパケット

をリソースマネージャに転送する．リソースマネージャは，伝送に用いるタイムスロット数 u，変調方式 k，リードソロモン符号化率 R を決定する．ビット誤り率の推定に必要な受信 CNR は，各ユーザ端末からホームゲートウェイにフィードバックされる．パケット処理装置では，各パケットに用いる伝送フォーマット，u，k および R を記述したデータリンクプリアンブルが付与される．タイムスロットマネージャ，リードソロモン符号化器および 2^k-QAM 変調器はプリアンブルに示される伝送パラメータに従って制御される．ただし，プリアンブルは BPSK を用いて伝送される．

一方，無線端末の受信機は，復調したプリアンブルに基づいて，復調，誤り制御を行う．端末のタイムスロットマネージャは自局宛てのパケットをピックアップする．パケット処理装置は受信したパケットを再構築し，アプリケーションに渡す．

6.2.2 リソースマネジメントアルゴリズム

図 6.2に，提案システムの TDM フレームを示す．以下では，ユーザ数を 4 とする．すなわち，この TDM フレームには 4 つのパケットが配置される．

表 6.1: MPEG-2データのビット誤り感度クラス

Class S	Sequence header part
Class G	GOP header part
Class I	I picture
Class P	P picture
Class B	B picture

まず，所要ビットレートは次式を満たす．

$$\beta_i \leq \Delta f k_i R_i u_i / U; (i = 1, 2, 3, 4) \tag{6.1}$$

U は TDM フレームあたりのタイムスロット数を示す．Δf [Hz] は全周波数帯域幅，β_i はユーザ $\#i$ に伝送されるデータの所要ビットレートである．u_i，k_i および R_i は，それぞれユーザ $\#i$ に割当てられるタイムスロット数，変調方式，誤り訂正符号化率である．提案方式は，MPEG データをビット誤り感度に応じて表6.1で示される5クラスに分類する．図6.2における動画像パケット #1 のビット誤り感度，α_1 は，α_S，α_G および α_I のうち最大値である．また，α_P，α_B のうち大きい方が α_2 に設定される．一方，ドキュメントファイルパケットと音声パケットのビット誤り感度値はそれぞれ α_D，α_V で与えられ，α_3=α_D，α_4=α_V である．次に，データ実効誤り ϵ を次のように定義する．

$$\epsilon = \sum_{i=1}^{4} \alpha_i P_{ei}(k_i, R_i, \gamma_i) \tag{6.2}$$

P_{ei} はユーザ $\#i$ に見積もられるビット誤り率である．受信 CNRγ_i は各端末からフィードバックされる．本アルゴリズムの目的はこのように定義される ϵ を最小化することである．

図6.3に，提案アルゴリズムのフローチャートを示す．まず，タイムスロット数 u_i が決定された後，ビット誤り率を最小にするように k_i および R_i が選択される．ただし，k_i および R_i は式 (6.1) で表される不等式を満たさなければならない．次に，データ実効誤り ϵ が計算される．ϵ が最小値をとれば，アルゴリズムは終了され，伝送パラメータ u_i，k_i および R_i が決定される．このアルゴリズムは，TDM

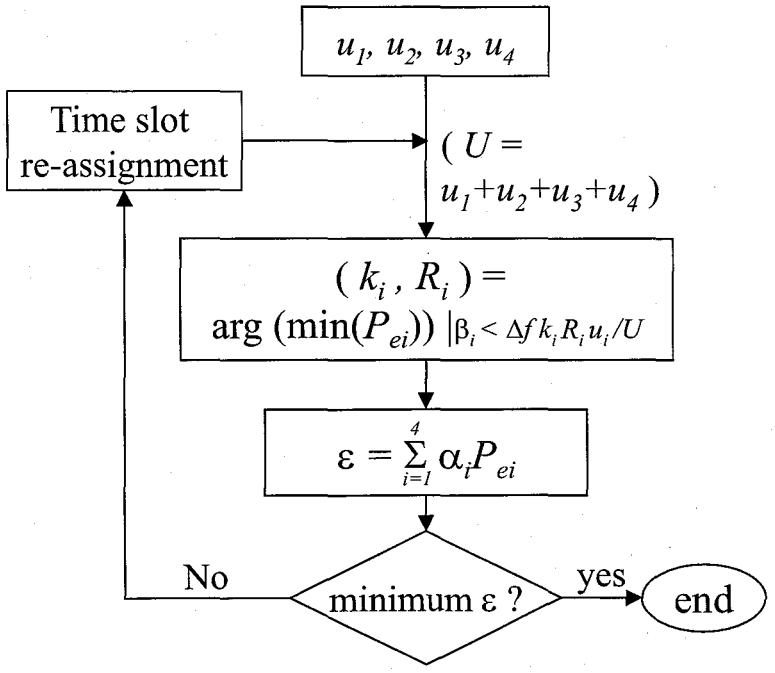


図 6.3: リソースマネジメントアルゴリズムのフローチャート

フレーム毎に実行される．提案アルゴリズムは受信 CNR が低い条件にあるユーザに多くの周波数リソースを割当てる．さらに，ビット誤り感度の低いデータに割当てる周波数リソースを，より誤りに敏感なデータに割当てることで，信頼性の高い伝送を実現する．

6.3　シミュレーション諸元

図6.4に，本シミュレーションで用いるシミュレーションモデルを示す．本シミュレーションでは，動画像符号化フォーマットとしてMPEG-2を用いた．動画像ソース#1，“jet”，動画像ソース#2，“trees”がそれぞれユーザ#1，ユーザ#2に伝送される．ユーザ#3はドキュメントファイルを要求し，ユーザ#4は音声アプリケーションを利用している．通信路モデルとしては，受信機がマルチパスフェージングを完全に補償できると仮定して，AWGN通信路を想定した．提案方式は，変調方式としてQPSK，16QAMおよび64QAMを用い，誤り訂正符号化としては，ブロック長255のリードソロモン符号を用いる．表6.2にシミュレーションの諸元をまとめる．本シミュレーションでは，各データのビット誤り感度，α_S，α_G，α_I，α_P，α_B，α_Fおよびα_Vを表6.3に示される値で与えた．

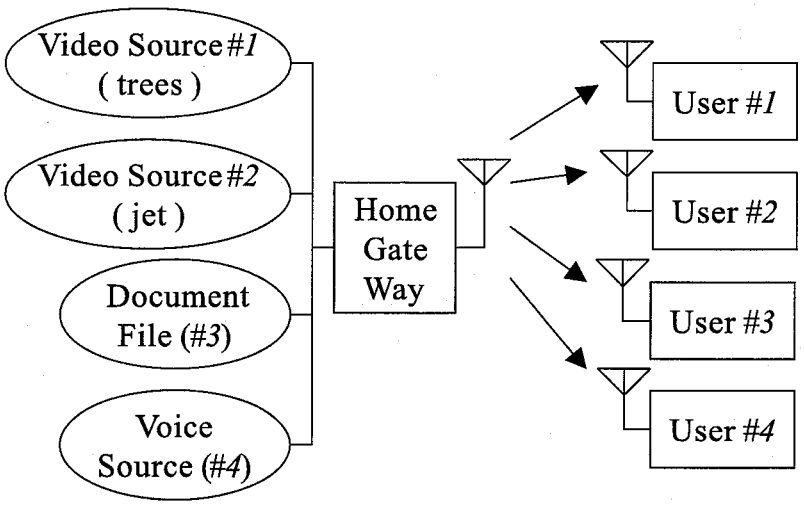


図 6.4: シミュレーションモデル

6.4　受信データのビット誤り率

図6.5および図6.6に受信データのビット誤り率を示す．図には，提案方式の特性と，α_X=1とし，提案アルゴリズムを用いてϵを最小化する方式，“Minimum

表 6.2: シミュレーション諸元

動画像符号化フォーマット	MPEG-2
動画像ビットレート	CBR (“jet”=6.68[Mbps], “trees”=2.86 [Mbps])
動画像データサイズ	“jet”=14.0 [Mbyte], “trees”=3.8 [Mbyte]
パケット長	1500[byte] (ファイル), 40[byte](音声)
パケット発生間隔	指数分布 平均 0.2[sec](ファイル)/ 1[sec](音声)
通信路モデル	AWGN
受信 CNR γ_i	15 ~ 19[dB]
周波数帯域幅 Δf	2.75[MHz]
TDM フレーム長	10 [msec]
変調方式	2^k-QAM (k=2, 4, 6)
誤り訂正符号	レート可変リードソロモン符号 (ブロック長=255)

error” 方式の特性を合わせて示している．“Minimum error”方式と提案方式とは，データのビット誤り感度を考慮しているかどうかの点のみで異なる．比較のため，16QAM を固定的に用いた場合の特性および 64QAM with RS (255, 169) を固定的に用いた場合の特性を表している．また，図の “Acceptable BER Bound”は各データの許容ビット誤り率の値を示している．図 6.5はユーザの受信 CNR が，γ_2=15[dB]，γ_1=γ_3=γ_4=17[dB] である場合の特性を示している．図から，16QAM あるいは 64QAM with RS (255, 169) を用いると，ビット誤り率が許容ビット誤り率を大きく上回ってしまうことが分かる．これは，従来の固定的な無線伝送方式は，データの所要ビットレートやデータのビット誤り感度を全く考慮しないため，周波数リソースを有効に利用できないからである．一方，提案方式を用いた方が “Minimum error”方式を用いるより，与えるビット誤り率と各データの許容ビット誤り率との差が小さいことが分かる．例えば，ユーザ #1 が受信する動画像の I ピクチャの許容ビット誤り率 9.0×10^{-7} に対し，提案方式，“Minimum error”方式の与えるビット誤り率はそれぞれ，2.2×10^{-5}，2.7×10^{-5} であり，B ピクチャの許容ビット誤り率 1.0×10^{-3} に対し，提案方式，“Minimum error”方式の与えるビット誤り率はそれぞれ，1.5×10^{-3}，2.7×10^{-5} である．これは，提案方式が各データ

表 6.3: 各クラスのビット誤り感度値

α_S	$1/(1.0\times10^{-7})$
α_G	1.0
α_I	"jet"=$1/(9.0\times10^{-7})$, "trees"=$1/(1.0\times10^{-6})$
α_P	"jet"=$1/(8.0\times10^{-7})$, "trees"=$1/(9.0\times10^{-7})$
α_B	"jet"=$1/(1.0\times10^{-3})$, "trees"=$1/(8.0\times10^{-4})$
α_F	$1/(1.0\times10^{-7})$
α_D	$1/(1.0\times10^{-3})$

のビット誤り感度を考慮して周波数リソースの割当てを行っているからである．ただし，最も低い受信 CNR が 15[dB] の場合，提案方式の特性は他の方式よりは良好であるものの全体の周波数帯域が不足しているため，許容ビット誤り率を満たせていない．一方，図 6.6は，受信 CNR が，γ_1=19[dB]，γ_2=γ_3=γ_4=16[dB] である場合の特性を示している．図 6.5の場合と同様に，提案方式および "Minimum error" 方式のビット誤り率特性は，16QAM あるいは 64QAM with RS (255, 169) を固定的に用いた場合より良好である．さらに，提案方式を用いると "Minimum error" 方式を用いるより，ビット誤り感度の高いデータほど低いビット誤り率を与えることが分かる．例えば，受信動画像 #1 の I ピクチャの許容ビット誤り率 9.0×10^{-7} に対し，提案方式，"Minimum error" 方式の与えるビット誤り率はそれぞれ，9.4×10^{-8}，1.7×10^{-6} であり，B ピクチャの許容ビット誤り率 1.0×10^{-3} に対し，提案方式，"Minimum error" 方式の与えるビット誤り率はそれぞれ，2.7×10^{-5}，1.7×10^{-6} である．図 6.5と比較すると，図 6.6はユーザの受信 CNR が高く必要な周波数リソースが小さいため，各データの許容ビット誤り率を満たせている．

以上から，提案方式あるいは "Minimum error" 方式を用いることで，従来の固定無線伝送方式より良好なビット誤り率特性が得られることを示した．また，"Minimum error" 方式が各データのビット誤り感度を考慮しないのに対し，提案方式はこれを考慮するため，許容ビット誤り率に近いビット誤り率を与えることができることを示した．

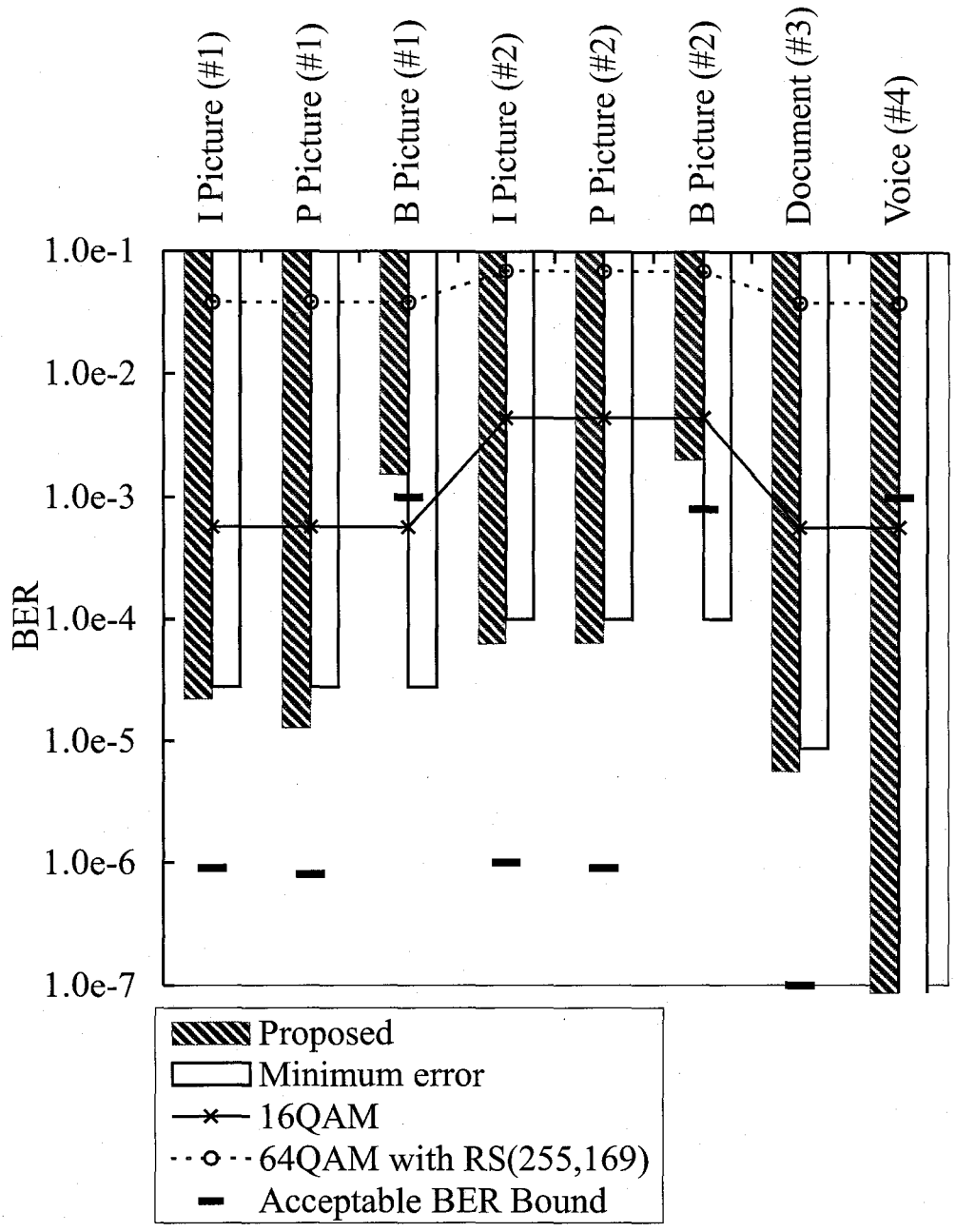


図 6.5: 受信 CNR が，γ_2=15[dB]，γ_1=γ_3=γ_4=17[dB] である場合の受信データのビット誤り率

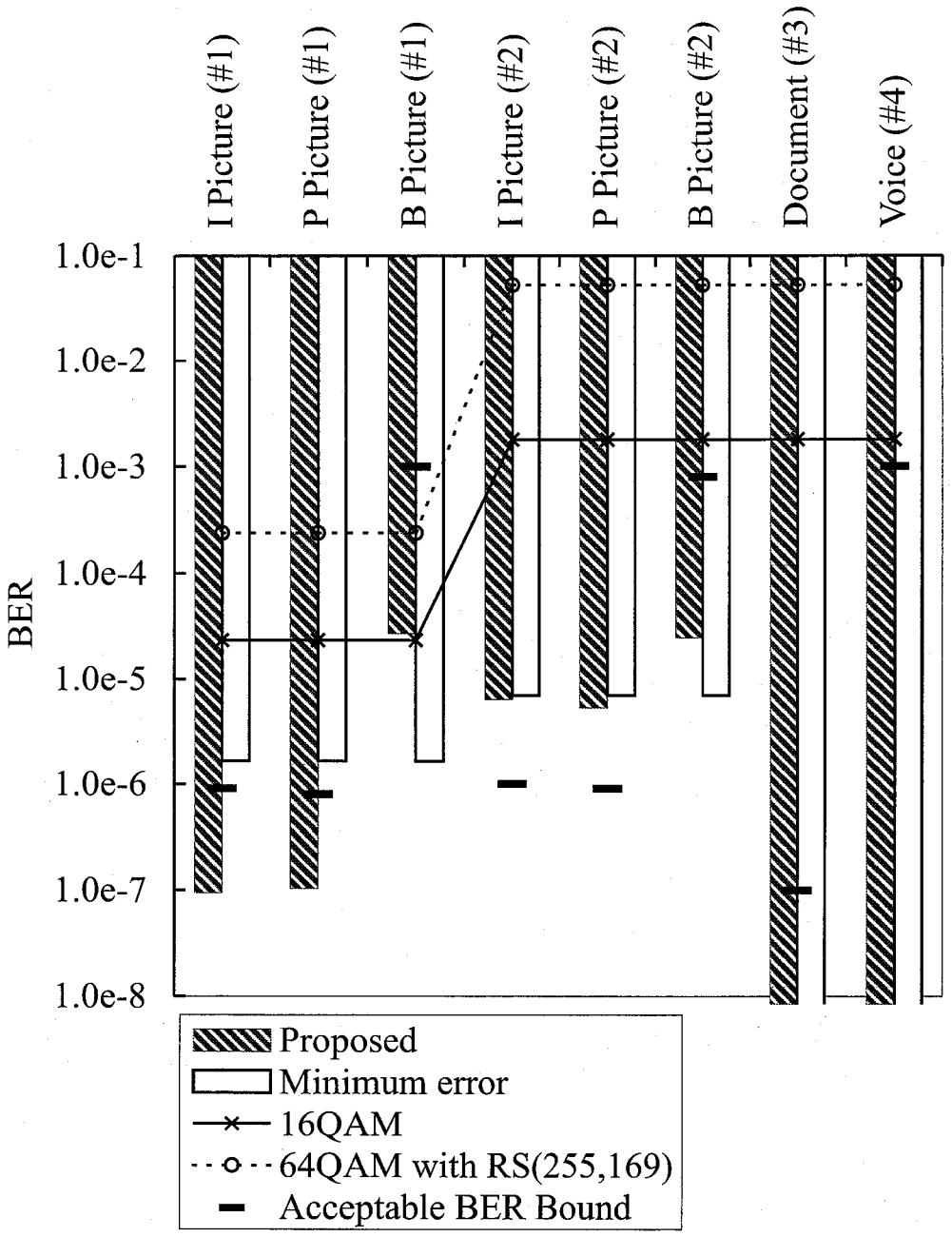


図 6.6: 受信 CNR が，γ_1=19[dB]，γ_2=γ_3=γ_4=16[dB] である場合の受信データのビット誤り率

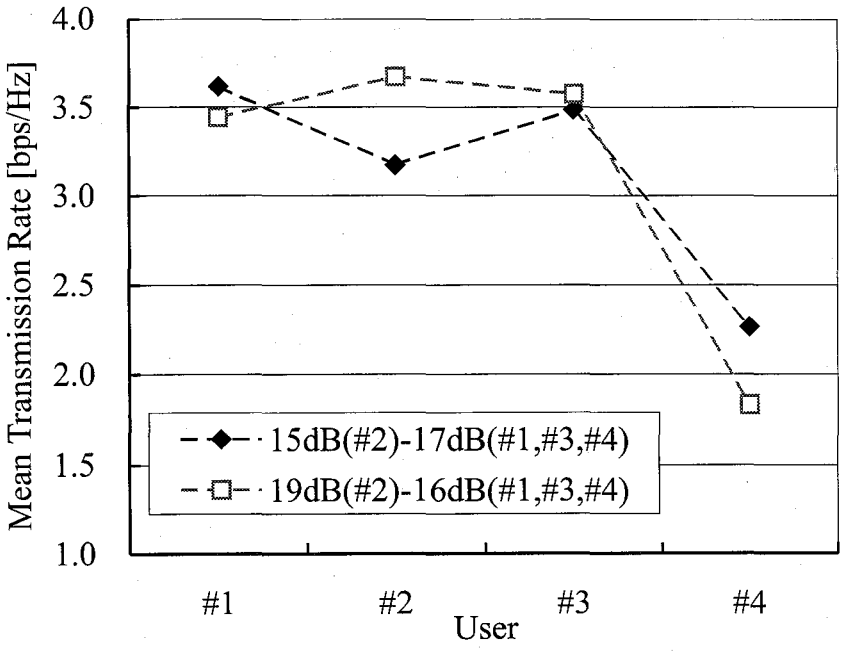


図 6.7: 各ユーザに割当てられる伝送レート

6.5 各ユーザに対する周波数リソース割当て

図 6.7に，ユーザの受信 CNR が，γ_2=15[dB]，γ_1=γ_3=γ_4=17[dB] である場合と，γ_2=19[dB]，γ_1=γ_3=γ_4=16[dB] の場合において，各ユーザに割当てられた平均伝送レートを示す．縦軸の値は式 (5.5) で求められる平均伝送レートを示す．図から，ユーザ #2 の受信 CNRγ_2 が 15[dB] の時は，γ_2=19[dB] の場合より，ユーザ #2 に割当てられる伝送レートが低いことが分かる．ユーザ #2 の受信 CNR が低いほど，ユーザ #1 やユーザ #3 に割当てられる伝送レートは高くなる．これは，ユーザ #2 の受信 CNR が低いほど，所要のビット誤り率を達成するためにユーザ #2 に多くの周波数リソースを割当てる必要があり，他のユーザに割当てられる周波数リソースが少なくなるからである．他のユーザに割当てられる周波数リソースが少なくなると，それぞれの所要のビットレートを満たすために伝送レートが高くなる．一方，ユーザ #2 の受信 CNR が 19[dB] と高ければ，所要のビット誤り率を達成するのに必要な周波数リソースは小さいため，ユーザ #1 やユーザ #3 に多くの周波数リソースが割当てられ，ユーザ #1 やユーザ #3 に割当てる伝送レートを低くできる．なお，音声アプリケーションを利用しているユーザ #4 の伝送レートが，他のユー

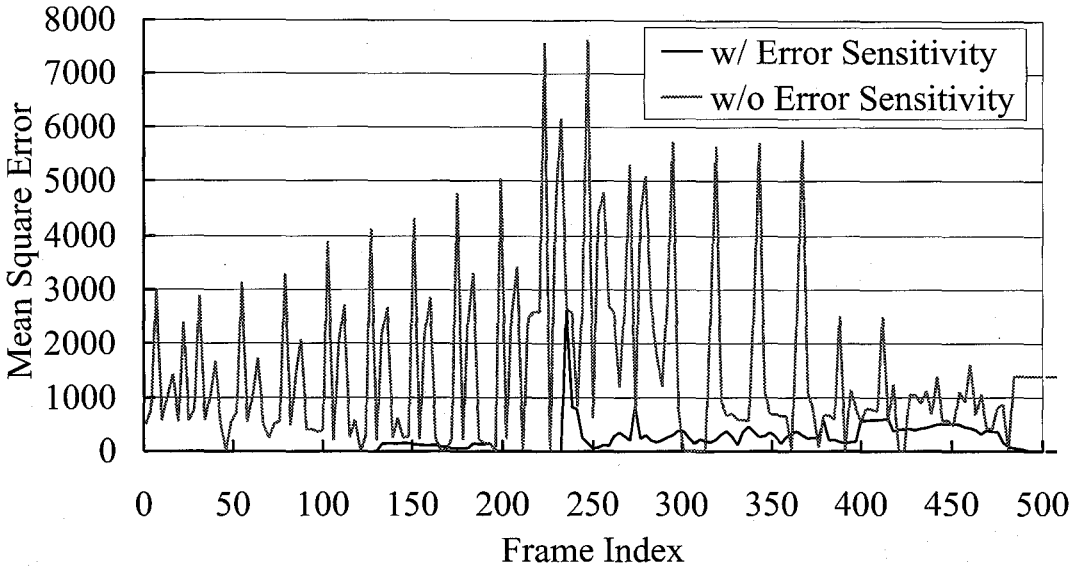
ザに比べて低いのは，音声データの所要ビットレートが非常に低いためである．

以上から，平均伝送レートの観点から，提案方式が低受信 CNR の条件にあるユーザほど多くの周波数リソースを割当て，効率的にリソースマネジメントを行うことを明らかにした．

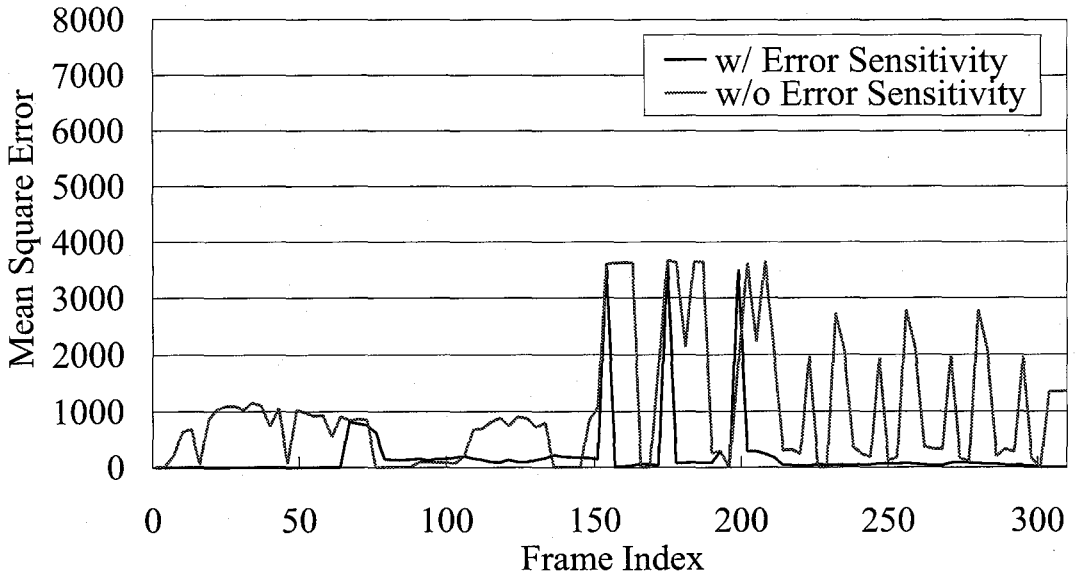
6.6　受信画像品質評価

図 6.8に，動画像ストリーム #1 および #2 の受信画像品質を表す．図の横軸はフレーム番号，縦軸は平均 2 乗誤差値 (Mean Square Error) を示している．平均 2 乗誤差とは，復号後の画像とソース画像との輝度信号 [74] の差の 2 乗平均値である．図には，ビット誤り感度を考慮した場合の特性およびビット誤り感度を考慮しなかった場合の特性を示す．ビット誤り感度を考慮した場合，B ピクチャのみに 10^{-3} のビット誤りが生じ，B ピクチャ以外のデータには 10^{-8} のビット誤りが生じたとしている．この時の全体のビット誤り率は，動画像ストリーム #1 では 5.2×10^{-3}，動画像ストリーム #2 では 3.3×10^{-3} である．ビット誤り感度を考慮しなかった場合は，全データに一様に 10^{-5} のビット誤りが生じたとしている．図 6.8(a)，(b) から，ビット誤り感度を考慮しなかった場合，受信画像の劣化度が非常に大きいことが分かる．これは，全データに一様にビット誤りが生じており，被参照ピクチャである I ピクチャや P ピクチャが正しく復号されたないためである．被参照ピクチャが正しく復号されないと，それらを参照するピクチャにも画質劣化が波及するため，画像品質が大きく劣化する．一方，ビット誤り感度を考慮した場合，受信画像が劣化しているものの，その劣化度は非常に小さい．これは，ビット誤り感度を考慮することで，被参照ピクチャではない B ピクチャにビット誤りが集中しているためである．なお，ビット誤り感度を考慮しない場合，図 6.8(a) の画像品質の劣化度が図 6.8(b) の場合より大きいことが分かる．これは，表 6.3のように，動画像ソース #1 の I ピクチャおよび P ピクチャは，動画像ソース #2 の I ピクチャおよび P ピクチャよりビット誤りに敏感だからである．

以上から，ビット誤り感度を考慮すると，ビット誤り感度を考慮しない場合に比べ，受信動画像品質を向上できることを示した



(a) 動画像ストリーム #1



(b) 動画像ストリーム #2

図 6.8: 受信動画像の平均 2 乗誤差値

6.7 結言

本章では，混在トラヒック環境における無線リソースマネジメントを提案した．この無線リソースマネジメントは，伝送するパケット各々のビット誤り感度，所要ビットレートおよび通信路品質に基づくリソースマネジメントアルゴリズムによって，動画像のみならずWWWドキュメントや音声といったトラヒックが混在する環境下においても，所要の信頼性と所要の伝送速度を同時に達成するような周波数リソースの割当てを実現できる．本章では，計算機シミュレーションを用いて，AWGN通信路における受信データのビット誤り率特性と受信動画像の画像品質について評価を行った．その結果，従来の固定無線伝送方式は，動画像のみの環境より他のトラヒックが混在する環境の方が，動画像マルチストリーム伝送においてより低いビット誤り率特性を示すことが明らかになった．また，ビット誤り感度を考慮しない “Minimum error” 方式との比較から，提案方式は各データの許容ビット誤り率に応じた周波数リソース割当てを行えることを明らかにした．また，受信動画像の客観評価を行い，その結果から，ビット誤り感度を考慮する提案方式を用いることで，ビット誤り感度を考慮しない “Minimum error” 方式を用いるより，受信動画像品質を向上できることを示した．

第7章　結論

本論文では，周波数帯域制限が厳しく通信路品質が劣悪な無線通信環境においてサービス品質の向上を実現する，電波エージェントを用いた無線リソースマネジメントに関する研究を行った成果をまとめた．以下に，本研究で得られた成果をまとめる．

第3章では，シングルユーザ環境におけるWWW先読みシステムを提案した．本システムは，第2章で述べたデータプライオリティに基づく無線リソースマネジメントを用いることで，ユーザがデータを要求してからの待ち時間を大きく短縮できる．本章では計算機シミュレーションを用いて，レイリーフェージング通信路におけるユーザ待ち時間特性について評価を行った．その結果，

- 提案する先読みシステムを用いると，通信路品質が良好である場合，大きく待ち時間特性が向上し，かつ通信路品質の劣化による待ち時間特性の劣化が非常に小さいことが明らかになった．

- 提案方式を用いることで，実際に要求されたデータと先読みされるデータを区別せず固定的に変調方式を用いる従来方式に比べて，良好な待ち時間特性を得られることを示した．

- 先読みするページの重要度を判断するアクセス確率スレッショルド，P_{th} を0.04から0.08に設定すれば，平均受信CNR=15~30[dB]においては，通信路品質によらず良好な待ち時間特性を得られることが明らかになった．

第4章では，マルチユーザ環境におけるWWW先読みシステムを提案した．本システムは，第2章で述べたデータプライオリティに基づく無線リソースマネジメントを用いることで，ユーザが実際に利用する可能性の低いデータが占有する帯域を小さくすることによって，周波数帯域を有効に利用して先読みを行うことができる．さらに，複数ユーザによる帯域利用を一括管理するマルチユーザマネジメントを用いることで，他ユーザのスループット特性を劣化させずに待ち時間特性を向上することが可能である．本章では計算機シミュレーションを用いて，レイリー

フェージング通信路において2ユーザが周波数帯域を共有する時間について評価を行った．その結果，

- 提案するマルチユーザ先読みシステムを用いることで，効率的なスケジューリングを行わなかった場合および単一の変調方式を用いた場合より，各々のユーザが周波数帯域を占用できる時間が増加することが明らかになった．

また，ユーザ待ち時間特性について評価を行った結果，

- 提案する先読みシステムを用いることで，平均受信CNRが高いと，単一の変調方式を用いた場合より，先読みを利用しているユーザの待ち時間特性を大きく向上できることを明らかにした．

- 提案システムは実際に要求されたデータに多くの周波数リソースを与えて伝送しているため，通信路品質の劣化による待ち時間特性の劣化を軽減できることを明らかにした．

- 他ユーザの伝送帯域を考慮に入れるマルチユーザマネジメントを行うと，先読みによる待ち時間短縮効果がわずかに低減してしまうことが明らかになった．

- 従来の固定無線伝送方式を用いると先読みデータの伝送によって他のユーザの待ち時間特性が大きく劣化することを示した．

- 提案方式を用いた場合，他のユーザの特性が劣化しないだけでなく，先読みを利用しているユーザ待ち時間が短縮されると他のユーザが帯域を占有できる時間が大きくなるため，他ユーザの待ち時間特性がわずかに向上することが明らかになった．

第5章では，動画像マルチストリーム伝送における無線リソースマネジメントを提案した．本システムは，第2章で述べた品質パラメータを用いる無線リソースマネジメントを動画像マルチストリーム伝送に適用したものであり，周波数リソースを有効に利用することで，受信画像品質の劣化を大きく軽減できる．本章では計算機シミュレーションを用いて，AWGN通信路におけるビット誤り率特性について評価を行った．その結果，

- 提案する無線リソースマネジメントを用いることで，受信 CNR の劣化によるビット誤り率特性の劣化を大きく軽減できることを示した．
- 提案方式は，受信 CNR が高い条件にあるユーザに割当てられていた周波数リソースを，受信 CNR が低い条件にあるユーザに割当てることでビット誤り率特性を改善するため，受信 CNR が高い条件にあるユーザのビット誤り率特性が劣化するものの，データのビット誤り感度を考慮することで，許容できるビット誤り率の上限を満たせることを示した．

また，受信動画像の画像品質についての主観評価を行った結果，

- 提案する無線リソースマネジメントを用いることで，受信 CNR の劣化による受信画像品質の劣化を大きく軽減できることを示した．
- 提案方式は，受信 CNR が高い条件にあるユーザに割当てられていた周波数リソースを，受信 CNR の低い条件にあるユーザに割当てることで受信画像品質特性を改善するため，受信 CNR の高い条件にあるユーザの受信画像品質が劣化するものの，データのビット誤り感度を考慮することで，画像品質の劣化度を軽減できることを示した．

また，各ユーザに割当てられる伝送レートについて評価を行った結果，

- 提案方式が，ユーザの受信 CNR に基づいて，無線伝送フォーマットおよび周波数リソース割当てを適切に行っていることを示した

第 6 章では，混在トラヒック環境における無線リソースマネジメントを提案した．本システムは，WWW ドキュメント，音声，動画像等の様々なトラヒックが伝送される混在トラヒック環境に，第 2 章で述べた品質パラメータを用いる無線リソースマネジメントを適用したものであり，周波数リソースを有効に利用することで，所要の信頼性と伝送速度を同時に達成することができる．本章では計算機シミュレーションを用いて，AWGN 通信路における受信データのビット誤り率特性について評価を行った．その結果

- 提案方式あるいは “Minimum error” 方式を用いることで，従来の固定無線伝送方式より良好なビット誤り率特性が得られることを示した．

- “Minimum error”方式が各データのビット誤り感度を考慮しないのに対し，提案方式はこれを考慮するため，許容ビット誤り率に近いビット誤り率を与えることができることを示した．

また，平均伝送レートについての評価結果から，

- 提案方式が低受信 CNR の条件にあるユーザほど多くの周波数リソースを割当て，効率的にリソースマネジメントを行うことを明らかにした．

また，受信動画像の画像品質について客観評価を行った結果，

- ビット誤り感度を考慮する提案方式を用いることで，ビット誤り感度を考慮しない “Minimum error”方式を用いるより受信画像品質を大きく向上できることを示した．

参考文献

[1] 竹下隆史, 村山公保, 荒井透, 苅田幸雄, “マスタリング TCP/IP -入門編,” オーム社, pp.44-57, pp.86-91, pp.16-30, June 1998.

[2] 後藤敏, 阪田史郎, “モバイルコンピューティング,” マルチメディア通信研究会(編), アスキー出版局, June 1999.

[3] 松下温, 中川正雄 他, “ワイヤレス LAN アーキテクチャ,” 共立出版, June 1996.

[4] 山内夢路, “モバイルコンピュータのデータ通信,” 東京電機大学, pp.225-227, pp.67-70, Mar. 1998.

[5] “i モードサービス特集,” NTT DoCoMo テクニカルジャーナル, vol.7, no.2, pp.6-32, July 1999.

[6] “春を待つ新生ブラウザフォン,” 日経コミュニケーション, no.359, pp.70-87, Feb. 2002.

[7] W. R. Stevens, “TCP/IP Illustrated, Volume 1 -The Protocols,” Addison-Wesley, Jan. 1994.

[8] 名部正彦, 馬場 健一, 村田正幸, 宮原秀夫, “インターネット・アクセスネットワーク設計のための WWW トラヒックの分析とモデル化,” 信学論 B, vol.J80-B-1, no.6, pp.428-437, June 1997.

[9] W. Webb and L. Hanzo, “Modern Quadrature Amplitude Modulation,” IEEE PRESS, Aug. 1994.

[10] 斉藤洋一, “ディジタル無線通信の変復調,” 電子情報通信学会, pp.108-125, Feb. 1996.

[11] “PHS 及びデジタルコードレス電話の技術的条件の改正に向けて-電波法施行規則等の一部を改正する省令案の電波監理審議会への諮問-,” 総務省総合通信基盤局, 総務省平成 13 年度 11 月報道資料, Nov. 2001.

[12] R. Steele, C.-C. Lee, and P. Gould, "Gsm and Cdmaone and 3G Systems," John Wiley & Sons, pp.205-403, Mar. 2001.

[13] 松尾憲一, "スペクトラム拡散技術のすべて," 東京電機大学, pp.191-260, May 2002.

[14] http://www.itu.int/ITU-R/, International Telecommunication Union Radiocommunication Sector.

[15] 立川敬二, "W-CDMA 移動通信方式," 森永範興 (編), 丸善株式会社出版事業部, June 2001.

[16] http://www.ieee.org, Institute of Electrical and Electronics Engineers.

[17] 守倉正博, 松江英明, "IEEE802.11 準拠無線 LAN の動向," 信学論 B, vol.J84-B, no.11, pp.1918-1927, Nov. 2001.

[18] 丸林元, 中川正雄, 河野隆二, "スペクトル拡散通信とその応用," 電子情報通信学会, May 1998.

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

[20] S. Stein and J. J. Jones, "現代の通信回線理論," 森北出版, pp.296-305, Oct. 1970.

[21] 原田益水, "テレビジョン技術のすべて," 電波新聞社, Nov. 2002.

[22] "地上デジタル放送," 映像情報メディア学会誌, vol.53, no.11, pp.1455-1484, Nov. 1999.

[23] J. C. Rault, D. Castelain, and B. Le Floch, "The coded orthogonal frequency division multiplexing technique, and its application to digital radio broadcasting towards mobile receivers," Proc. of IEEE GLOBECOM'89, no.12-3, pp.428-432, Dallas, Texas, USA, Nov. 1989.

[24] http://www.hotspot.ne.jp/, NTT コミュニケーションズ.

[25] “第 3 世代携帯電話 vs. ホットスポット,” 日経コミュニケーション, no.353, pp.114-122, Nov. 2001.

[26] “わかりやすい ADSL の技術,” 次世代ネットワーク研究会 (編), Aug. 2001.

[27] http://www.catv.or.jp/, (社) 日本ケーブルテレビ連盟, (社) 日本 CATV 技術協会, ケーブルテレビ番組供給者協議会, 有テレ資格, 規格標準化委員会, 日本ケーブルラボ.

[28] “インターネット接続サービスの利用者数等の推移,” 総務省総合通信基盤局, 総務省平成 13 年度 11 月報道資料, Nov. 2001.

[29] M. Nakagawa, “Wireless Home Link,” IEICE Trans. Commun., vol.E82-B, no.12, pp.1893-1896, Dec. 1999.

[30] “HIGH FREQUENCY NEWS,” http://www.homerf.org/, HomeRF Working Group, Feb. 2001.

[31] P. L. Tien and M. C. Yuang, “Intelligent Voice Smoother for Silence-Suppressed Voice over Internet,” IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.17, no.1, pp.29-41, Jan. 1999.

[32] http://www.its.go.jp/ITS/, 国土交通省道路局.

[33] 津川定之, “高度道路交通システムにおける通信システム,” vol.J82-B, no.11, pp.1958-1965, Nov. 1999.

[34] “狭域通信 (DSRC) システム標準規格,” (社) 電波産業会, STD-T75, Nov. 2001.

[35] 小牧省三, 塚本勝俊, 岡田実, “周波数開放形無線ハイウェイネットワーク”, 1996 年信学エレクトロニクスソサイエティ大会, SC-3-1, pp.363-364, Sept. 1996.

[36] R. Shinkuma, M. Okada, and S. Komaki, “Adaptive Transmission Scheme for Web Prefetching in Wireless Environment,” IEICE Trans., Electron., Special

Issue on Signals, Systems and Electronics Technology, vol.E85-C, no.3, pp.485-491, Mar. 2002.

[37] R. Shinkuma, M. Okada, and S. Komaki, "Hierarchical Prefetching for Wireless WWW Access," Proc. of MoMuC2000, 4B-3, Tokyo, Japan, Oct. 2000.

[38] 新熊亮一, 中西淳平, 岡田実, 小牧省三, "移動ワイアレス WWW アクセスにおける階層化先読み伝送方式による周波数利用効率改善効果," 平 12 年信学春期総合大会, B-5-173, p.558, Mar. 2000.

[39] 新熊亮一, 岡田実, 小牧省三, "ワイヤレス WWW アクセスにおける階層化先読み伝送方式," 信学技報, SSE2000-101, RCS2000-90, pp.127-132, July 2000.

[40] R. Shinkuma, M. Okada, and S. Komaki, "Adaptive Prefetching for Wireless WWW Access," Proc. of ISSSE2001, pp.279-282, Tokyo, Japan, July 2001.

[41] N. Kido, R. Shinkuma, and S. Komaki, "Proposal of Adaptive Web Prefetch Scheme for Road-Vehicle Wireless Communication Systems," Proc. of ITST2002, pp.283-287, Seoul, Korea, Nov. 2002.

[42] 木戸伸彦, 新熊亮一, 塚本勝俊, 小牧省三, "移動通信環境における適応 WWW 先読み伝送方式による待ち時間短縮効果," 平 13 年信学春期総合大会, B-5-187, p.585, Mar. 2001.

[43] 中尾有良, 新熊亮一, 塚本勝俊, 小牧省三, "無線インターネットアクセスにおける TCP/UDP の所要 QoS を考慮した適応無線伝送方式," 平 14 年信学春期総合大会, B-15-9, p.799, Mar. 2002.

[44] 中尾有良, 新熊亮一, 塚本勝俊, 小牧省三, "無線インターネットアクセスにおける動画像・静止画像配信のための QoS 適応無線伝送方式," 平 14 年電気関係学会関西支部連合大会, G205, Nov. 2002.

[45] 木戸伸彦, 新熊亮一, 小牧省三, "適応先読み伝送方式を用いた無線ウェブアクセスにおける待ち時間短縮効果について," 信学技報, MoMuC2001-31, pp.13-18, July 2001.

[46] 中尾有良, 新熊亮一, 塚本勝俊, 小牧省三, “無線 TCP/UDP インターネットアクセスにおける QoS 適応無線伝送方式のスループット改善効果,” 信学技報 MoMuC2002-20, pp.7-11, July 2002.

[47] R. Shinkuma, M. Okada, and S. Komaki, “A New Resource Management Scheme for Multiple Video Transmission in Wireless Environment,” IEICE Trans., Commun., Special Issue on Mobile Multimedia Communications, vol.E85-B, no.10, pp.2153-2160, Oct. 2002.

[48] R. Shinkuma, M. Okada, and S. Komaki, “A New Radio Resource Management Scheme for Multiple Video Stream Transmission,” Proc. of IEEE RAWCON2002, pp.35-38, Boston, Massachusetts, USA, Aug. 2002.

[49] 新熊亮一, 岡田実, 塚本勝俊, 小牧省三, “無線動画伝送における所要 QoS を考慮した周波数リソースマネジメント方式,” 平成 14 年電気関係学会関西支部連合大会, G206, Nov. 2002.

[50] Y. Minoda, R. Shinkuma, K. Tsukamoto, and S. Komaki, “Radio Resource Management Scheme for Road-to-Vehicle Spot Communication System,” Proc. of ITST2002, pp.367-372, Seoul, Korea, Nov. 2002.

[51] 蓑田佑紀, 新熊亮一, 塚本勝俊, 小牧省三, “ホットスポット通信における滞在時間に適応したリソースマネジメントを行う電波エージェント,” 平 14 年信学春期総合大会, B-15-8, p.798, Mar. 2002.

[52] 蓑田佑紀, 新熊亮一, 塚本勝俊, 小牧省三, “スポット無線通信における滞在時間に適応したリソースマネジメント方式,” 信学技報, MoMuC2002-05, pp.77-82, May 2002.

[53] 知念賢一, 山口 英, “先読みによる WWW アクセスの高速化の可能性,” インターネットコンファレンス’96, pp.53-58, 東京, 日本, July 1996.

[54] 知念賢一, “Internet における大規模情報提供と情報取得の高速化に関する研究,” 奈良先端科学技術大学院大学, 博士論文, Feb. 1998.

[55] J. Jung, D. Lee, and K. Chon, "Proactive Web Caching with Cumulative Prefetching for Large Multimedia Data," 9th International WWW conference, Amsterdam, Holland, May 2000.

[56] V. N. Padmanabhan and J. C. Mogul, "Using Predictive Prefetching to Improve World Wide Web Latency," Computer Communication Review, pp.22-36, July 1996.

[57] Z. Jiang and L. Kleinrock, "An Adaptive Network Prefetch Scheme," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.16, no.3, pp.358-368, April 1998.

[58] Z. Jiang and L. Kleinrock, "Web Prefetching in a Mobile Environment," IEEE Communications Magazine, vol.5, no.5, pp.25-34, Oct. 1998.

[59] 小牧省三, "可変容量マイクロ波方式に関する検討," 信学論 B-II, vol.J73-B-II, no.10, pp.498-503, Oct. 1990.

[60] 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., Special Issue on Communication Theory, vol.E75-B, no.6, pp.487-493, June 1992.

[61] 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.

[62] T. Yamazaki and J. Matsuda, "Adaptive QoS Management for Multimedia Applications in Heterogeneous Environments : A Case Study with Video QoS Mediation," IEICE Trans. Commun., vol.E82-B, no.11, Nov. 1999.

[63] S. L. Regunathan, K. Rose and S. Gadkari, "Multimode Image Coding for Noisy Channels," Proc. of the 1997 Data Compression Conference, pp.82-90, Snowbird, Utah, USA, Mar. 1997.

[64] J. Lee, M. Kim, H. Y. Youn, Y. Hahm, and D. Lee "Class-Based Proxy Server for Mobile Computers," Proc. of the 2000 International Workshop on Parallel Processing, Toronto, Canada, Aug. 2000.

[65] B. Kreller, A. Sang-Bum, J. Meggers, and G. Forsgren, "UMTS : A Middleware Architecture and Mobile API Approach," IEEE Personal Communications, pp.32-38, April 1998.

[66] C. Chien, M. B. Srivastava, R. Jain, P. Lettieri, V. Aggarwal, and R. Sternowski, "Adaptive Radio for Multimedia Wireless Links," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.17, no.5, pp.793-813, May 1999.

[67] A. Iera, A. Mollinaro and S. Marano, "Wireless Broadband Applications : The Teleservice Model and Adaptive QoS Provisioning," IEEE Communications Magazine, pp.71-75, Oct. 1999.

[68] 森本雅和, 岡田実, 小牧省三, "階層変調を用いた無線静止画像伝送方式に関する研究," 信学技報, CS96-29, RCS96-22, pp.33-38, May.1996.

[69] M. Morimoto, M. Okada, and S. Komaki, "A Hierarchical Image Transmission System for Multimedia Mobile Communication," IEICE Trans. Commun., vol.E80-B no.5, pp.779-781, May 1997.

[70] 森本雅和, 岡田実, 小牧省三, "階層ディジタル放送の移動体簡易受信方式に関する研究," 映像情報メディア学会誌, vol.151, no.9, pp.1504-1508, Sep. 1997.

[71] 坂本康, 森本雅和, 岡田実, 小牧省三, "移動通信における階層 16DAPSK を用いた画像伝送方式," 平 9 年信学春期総合大会, B-5-284, p.671, Mar. 1997.

[72] Y. Sakamoto, M. Morimoto, M. Okada, and S. Komaki, "Performance of Hierarchical Modulation Scheme for Wireless Multimedia Communications," 信学技報, CS97-174, pp.43-47, Jan. 1998.

[73] Y. Sakamoto, M. Morimoto, M. Okada, and S. Komaki, "A Wireless Multimedia Communication System Using Hierarchical Modulation," IEICE Trans. Commun., vol.E81-B, no.12, pp.2290-2295, Dec. 1998.

[74] 上符浩男他, "最新 MPEG 教科書:ポイント図解式," マルチメディア通信研究会 (編), アスキー出版局, Aug. 1994.

[75] R. Talluri, "Error resilient Video coding in the MPEG-4 standard," IEEE Communications Magazine, vol.26, pp.112-119, June 1998.

[76] "MPEG の新展開," 映像情報メディア学会誌, vol.53, no.4, pp.476-497, April 1999.

[77] G. Côté, S. Shirani, and F. Kossentini, "Optimal Mode Selection and Synchronization for Robust Video Communications over Error-Prone Networks," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.18, no.6, pp.952-965, June 2000.

[78] G. Reyes, A. R. Reibman, S.-F. Chang, and J. C.-I. Chuang, "Error-Resilient Transcoding for Video over Wireless Channels," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.18, no.6, pp.1063-1074, June 2000.

[79] T. Yamazaki and J. Matsuda, "Adaptive QoS Management for Multimedia Applications in Heterogeneous Environments : A Case Study with Video QoS Mediation," IEICE Trans. Commun., vol.E82-B, no.11, pp.1801-1807, Nov. 1999.

[80] R. Pelz, "An Unequal Error Protected px8 kbit/s Video Transmission for DECT," Proc. of IEEE VTC'94, pp.1020-1024, Stockholm, Sweden, Sept. 1994.

[81] N. Matoba, Y. Kondo, M. Yamashita, and T. Tanaka, "A Study on Reducing Transmission Delay in Mobile Video Communication Systems," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E80-A, no.7, pp.1281-1287, July 1997.

[82] B. Girod and N. Färber, "Feedback-Based Error Control for Mobile Video Transmission," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.16, no.3, pp.358-368, April 1998.

[83] C. H. Wong, P. Cherriman, and L. Hanzo "Burst-by-burst adaptive wireless video telephony over dispersive channels," Proc. of GLOBECOM'99, vol.5, no.9, pp.204-208, Rio de Janeiro, Brazil, Dec. 1999.

[84] "Whitecap2 wireless network protocol white paper," Cirrus Logic white paper, DS555WP1, Sept. 2001.

[85] 藤田一郎, "まるごと図解 最新 Javaがわかる," 技術評論社, Dec. 1999.

[86] 山本幹, "アクティブネットワークの技術動向," 信学論 B, vol.J84-B, no.8, pp.1401-1412, Aug. 2001.

[87] P. Ferguson and G. Huston, "インターネット QoS," オーム社, pp.57-123, May 2000.

[88] T. Spangler, "Push Servers Review," PC Magazine, pp.156-180, June 1997.

[89] "ディジタル映像の画質評価," 映像情報メディア学会誌, vol.53, no.9, pp.1184-1198, Sept. 1999.

[90] "Method for the subjective assessment of the quality of television pictures," International Telecommunication Union Radiocommunication Sector, ITU-R Recommendation 500-10, Mar. 2000.

[91] 奥村善久, 進士昌明, "移動通信の基礎," 電子情報通信学会, pp.61-67, May. 1986.

[92] J. G. Proakis, "Digital Communications Fourth Edition," McGraw-Hill International Edition, Electrical Engineering Series, pp.800-809, pp.274-278, pp.416-521, Dec. 2000.

付録 A　レイリーフェージング

A.1　レイリーフェージングの発生原理

移動無線環境下において，特に問題となるのが多重波伝搬路を経由して到来する多数の波の干渉により発生する瞬時値変動である [91]．陸上移動伝搬路は，移動局周辺の地形や地物により反射，回折，散乱等を受けるため多重波伝搬路となる．この場合，移動局周辺には様々な方向から到来する多数の波が互いに干渉し合い，ランダムな定在波性の電磁界分布が形成される．このような定在波性の電磁界分布の中を移動局が移動すると，受信波の包絡線と位相は図 A.1のようにランダムに変動する．移動局周辺の地形，地物の状態は数十 m 程度の区間では変わらないことから，この区間での瞬時値変動は定常過程と見なすことができる．

ここで，基地局から単一周波数 f_c の電波が送信されている場合を考える．送信波は多重波伝搬路を介して多数の平面波となって到来し，移動局周辺にランダムな定在波性の電磁界分布を形成するものとする．いま，図 A.2に示すように，n 番目に到来する素波 $e_n(t)$ が移動局の進行方向に対して角度 ϕ_n で到来しているものとすれば，次式のように表示される．

$$e_n(t) = \mathrm{Re}\left[z_n(t)\exp j(2\pi f_c t)\right] \tag{A.1}$$

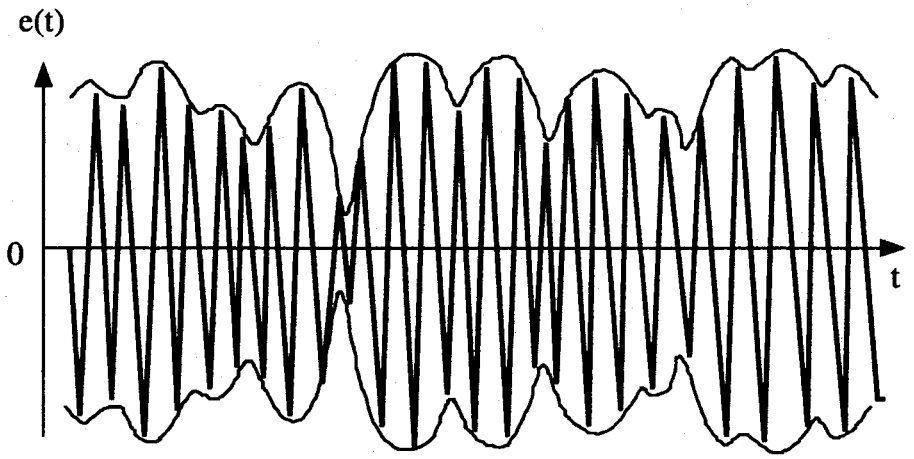
ここで，Re[ ] は複素数の実数部をとることを意味し，$z_n(t)$ は n 番目の素波の複素包絡線である．

素波 $e_n(t)$ は長さ l_n の伝搬路を経由して到来するものとし，送信波の波長を λ，移動局の走行速度を v とすると

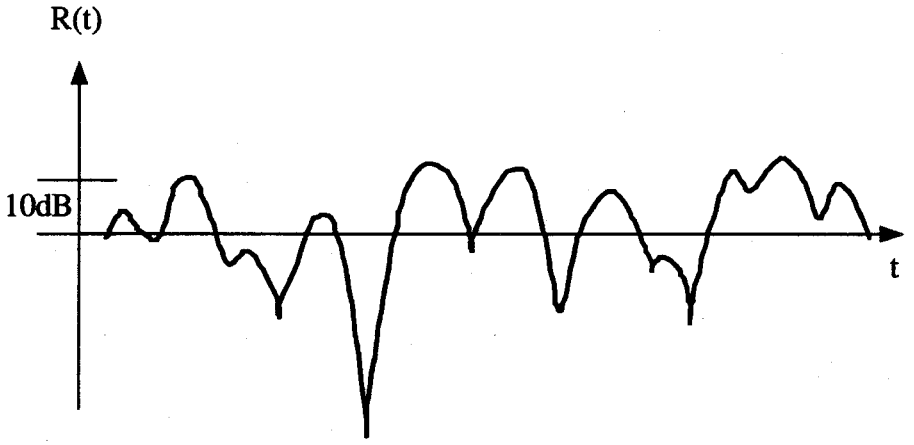
$$\begin{aligned} z_n(t) &= R_n \exp j\left(-2\pi\frac{l_n - vt\cos\phi_n}{\lambda} + \theta_n\right) \\ &= x_n(t) + jy_n(t) \end{aligned} \tag{A.2}$$

のように表示される．ここで，R_n および θ_n は n 番目に到来する素波の包絡線と位相であり，いずれもランダムな確率変数である．

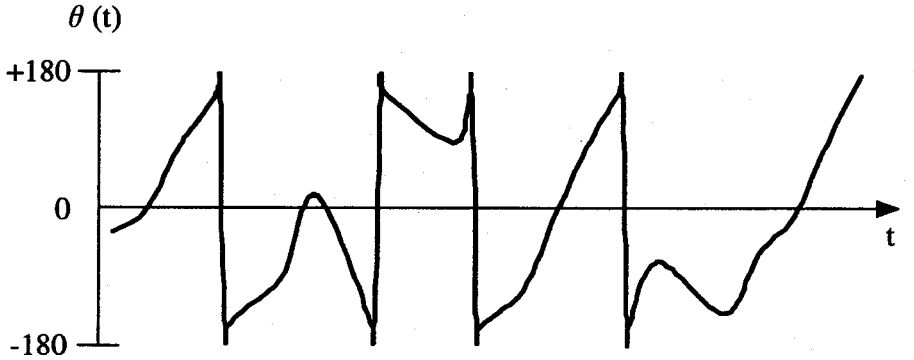
上式は n 番目の素波がドップラー効果により $v\cos\phi_n/\lambda$ だけ周波数偏移を受けることを意味する．ここで，$f_D = v/\lambda$ は最大ドップラー周波数といわれるもので，



(a) 受信電力



(b) 包絡線



(c) 位相

図 A.1: フェージング受信波の変動の様相

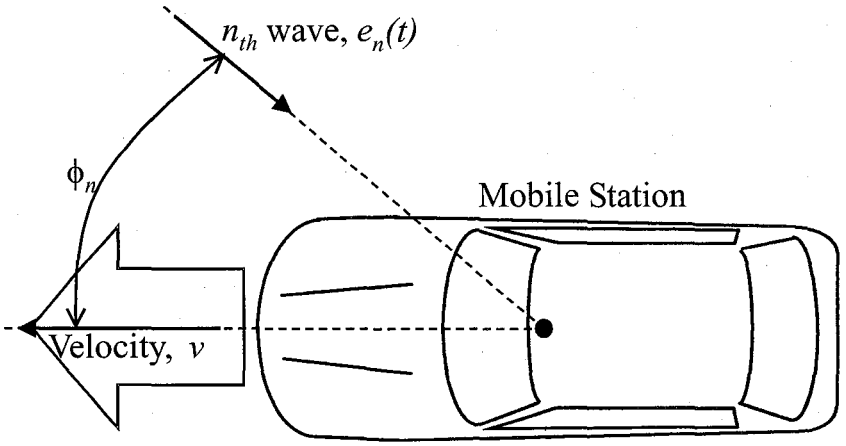


図 A.2: 移動局と到来波の関係

物理的には，移動局の進行方向 ($\phi_n = 0$) からの到来波の周波数が f_DHz だけ高くなるのに対して，後方 ($\phi_n = \pi$) からのそれは f_DHz だけ低くなることを意味する．

A.2 包絡線と位相の変動分布

到来する素波の数を N とすると，受信波 $e(t)$ は次式のように表示される．

$$\begin{aligned} e(t) &= \sum_{n=1}^{N} e_n(t) \\ &= \mathrm{Re}\left[\sum_{n=1}^{N} z_n(t) \exp j(2\pi f_c t)\right] \end{aligned} \tag{A.3}$$

ここで，受信波の同相成分 $x(t)$ と直交成分 $y(t)$ を用い，

$$\begin{aligned} z(t) &= \sum_{n=1}^{N} z_n(t) \\ &= \sum_{n=1}^{N} x_n(t) + j \sum_{n=1}^{N} y_n(t) \\ &= x(t) + jy(t) \end{aligned} \tag{A.4}$$

とすると次式を得る．

$$e(t) = x(t)\cos(2\pi f_c t) - y(t)\sin(2\pi f_c t) \tag{A.5}$$

式 (A.4) において，N が十分大きく各素波の強さがすべて同程度であるとすれば，中央極限定理により，$x(t)$ および $y(t)$ は平均値が 0 で等しい分散を有する互いに独立な定常ガウス過程になる．従って，$x = x(t)$ および $y = y(t)$ の結合確率密度関数 $p(x, y)$ は次式のようになる．

$$p(x,y) = \frac{1}{2\pi b_0} \exp\left(-\frac{x^2+y^2}{2b_0}\right) \tag{A.6}$$

ただし，$-\infty < x, y < +\infty$ で，b_0 は平均受信電力とする．

式 (A.5) の受信波は，包絡線 $R(t)$ と位相 $\theta(t)$ を用いて

$$e(t) = R(t)\cos\left[2\pi f_c t + \theta(t)\right] \tag{A.7}$$

と表わすことができる．ここで，$x(t)$，$y(t)$ と $R(t)$，$\theta(t)$ との相互関係は

$$\begin{cases} x(t) = R(t)\cos[\theta(t)] \\ y(t) = R(t)\sin[\theta(t)] \end{cases} \tag{A.8}$$

で与えられるから，確率変数変換により $R = R(t)$ と $\theta = \theta(t)$ の結合確率密度関数 $p(R, \theta)$ は次式のように求められる．

$$p(R,\theta) = \frac{R}{2\pi b_0} \exp\left(-\frac{R^2}{2b_0}\right) \tag{A.9}$$

ただし，$0 \leq R$，$-\pi \leq \theta < \pi$ である．これより，R および θ は互いに独立なランダム変数であり，それぞれの確率密度関数 $p(R)$ および $p(\theta)$ は次式のように表わされる．

$$\begin{cases} p(R) = \dfrac{R}{b_0} \exp\left(-\dfrac{R^2}{2b_0}\right) \\ p(\theta) = \dfrac{1}{2\pi} \end{cases} \tag{A.10}$$

上式より，受信波の包絡線と位相の変動は，それぞれレイリー分布と一様分布に従うことが分かる．瞬時値変動の包絡線変動がレイリー分布に従うことから，瞬時値変動はレイリーフェージングと呼ばれる．

次に，受信波の包絡線が式 (A.10) のレイリー分布に従って変動する場合の受信 CNR の分布を求める．受信機の雑音電力を p_n とすれば，受信波の包絡線が R であるときの受信 CNRγ は

$$\gamma = \frac{R^2}{2p_n} \tag{A.11}$$

となる．確率変数変換によりその確率密度関数 $p(\gamma)$ を求めると，次式のような指数分布になる．

$$p(\gamma) = \frac{1}{\Gamma} e^{-\gamma/\Gamma} \tag{A.12}$$

ここで，$\gamma \geq 0$ であり，$\Gamma = b_0/p_n$ である．

A.3 フェージング変動の速さ

移動通信環境では，図 A.3のように，信号の搬送波周波数 f_c が $-f_D$ から $+f_D$ の周波数偏移を受けた信号の合成波を受信することになる．このような受信信号は振幅および位相がランダムに変動するが，その時間的な変動の速さは最大ドップラー周波数 f_D に依存している．f_D の 2 倍の逆数，$1/2f_D = \Delta t_c$ はコヒーレント時間と呼ばれており，時間差 Δt_c の間は同様のフェージング変動を受け続けると見なす事ができる [92]．すなわち，Δt_c が小さいほどフェージング変動は速く，Δt_c が大きいほどフェージング変動は遅い．ただし，図 A.4のように，フェージング変動の速さが受信信号品質に与える影響は，Δt_c とシンボルの時間長 T_s との相対的な大小で決定されるため，一般的には，最大ドップラー周波数とシンボル長の積，$f_D T_s$ がフェージング変動の速さパラメータとして用いられる．$f_D T_s$ は正規化ドップラー周波数偏移と呼ばれ，これが大きいほど，シンボル長に対してフェージング変動は速く（ファストフェージング），小さいほどフェージング変動は遅い（スローフェージング）．

なお，信号の周波数スペクトル波形の各周波数成分に対して不均等な歪みを与えるフェージングは，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は，遅延波を合成して受信した場合に生じる．ただし，遅延波の時間的な広がりがシンボル長に対して十分小さければ，信号はどの周波数成分に対しても一様なフェージング変動を受けると見なせる．このようなフェージングは一様フェージングと呼ばれる．

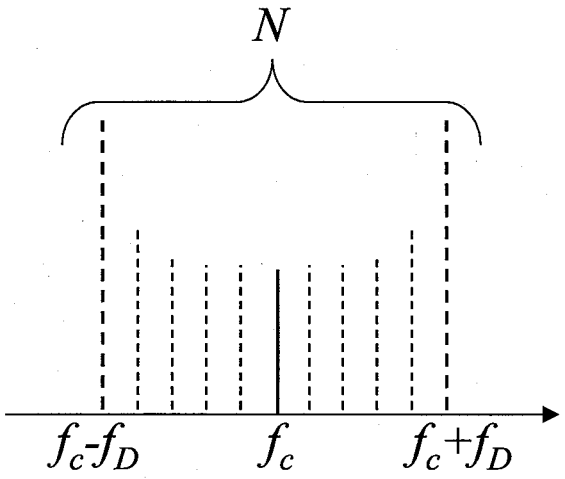
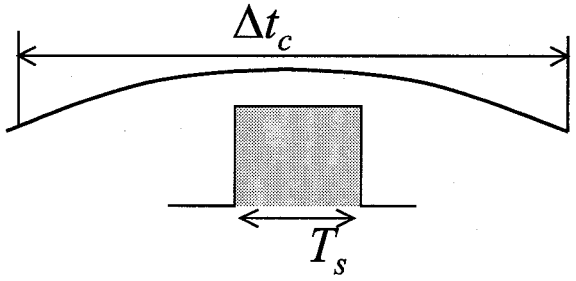
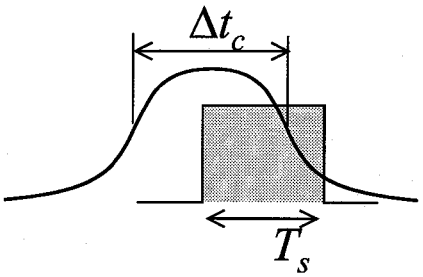


図 A.3: ドップラー周波数偏移による搬送波周波数の変動



(a) スローフェージング



(b) ファストフェージング

図 A.4: コヒーレント時間とシンボル長

付録 B　多値 QAM

B.1　2^k-QAM の原理と性質

2^k-QAM は位相変調，PSK や振幅変調，ASK (Amplitude Shift Keying) [20] と同様に，線形変調方式である [10]．線形変調の信号帯域幅は，伝送されるベースバンド信号のスペクトル波形によって決定され，変調方式には依存しない．2^k-QAM は信号帯域幅を広げることなく，1 シンボルで k (=2, 4, 6, 8, $\cdots$) ビットのデータを伝送できるため，周波数利用効率の非常に高い変調方式である．QPSK，16QAM，64QAM の信号点配置を図 B.1，B.2および図 B.3にそれぞれ示す．QPSK は信号の位相のみを変調に用いており，1 シンボルに 2 ビットの情報を反映させている．一方，16QAM は位相に加え振幅を変調に用いており，1 シンボルで 4 ビットの情報を伝送することができる．16QAM 信号は同相成分 (Ich) の 4 値 ASK と直交成分 (Qch) の 4 値 ASK を加算することで得られる．また，64QAM は 1 シンボルで 6 ビットの情報を伝送することができ，8 値の ASK を加算することで得られる．

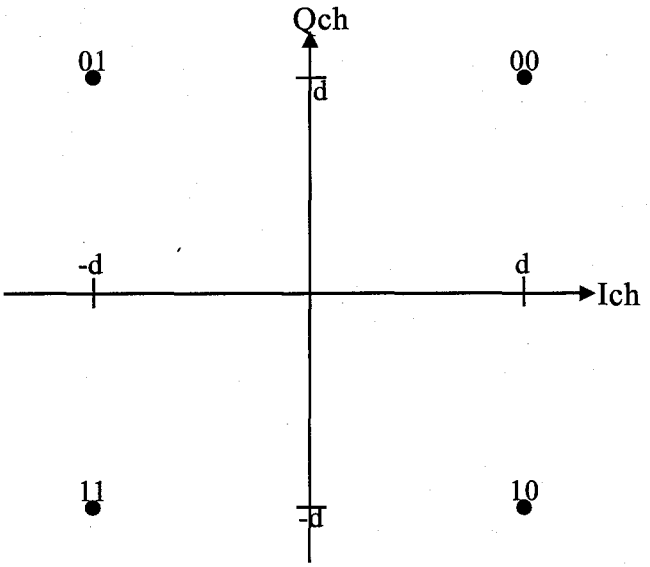


図 B.1: QPSK の信号点配置

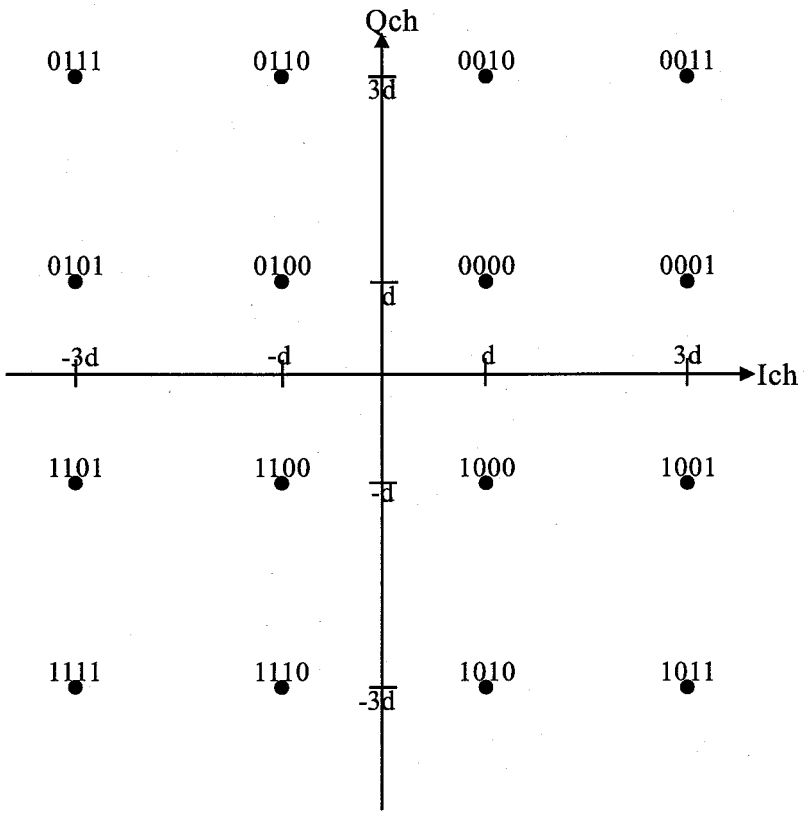


図 B.2: 16QAM の信号点配置

図 B.1～B.3から，QPSK，16QAM，64QAM のどの信号点配置においても，隣接する信号点間の距離は $2d$ であることが分かる．それぞれの平均信号電力 S を d を用いて表すと，QPSK の場合，

$$S = \frac{1}{2} \cdot 2d^2 = d^2 \tag{B.1}$$

となり，16QAM の場合，

$$\begin{aligned} S &= \frac{1}{2} \cdot \frac{2 + 18 + 2(10)}{4} d^2 \\ &= 5d^2 \end{aligned} \tag{B.2}$$

となる．また，64QAM の場合，

$$\begin{aligned} S &= \frac{1}{2} \cdot \frac{2 + 18 + 50 + 98 + 2(10 + 26 + 34 + 50 + 58 + 74)}{16} d^2 \\ &= 21d^2 \end{aligned} \tag{B.3}$$

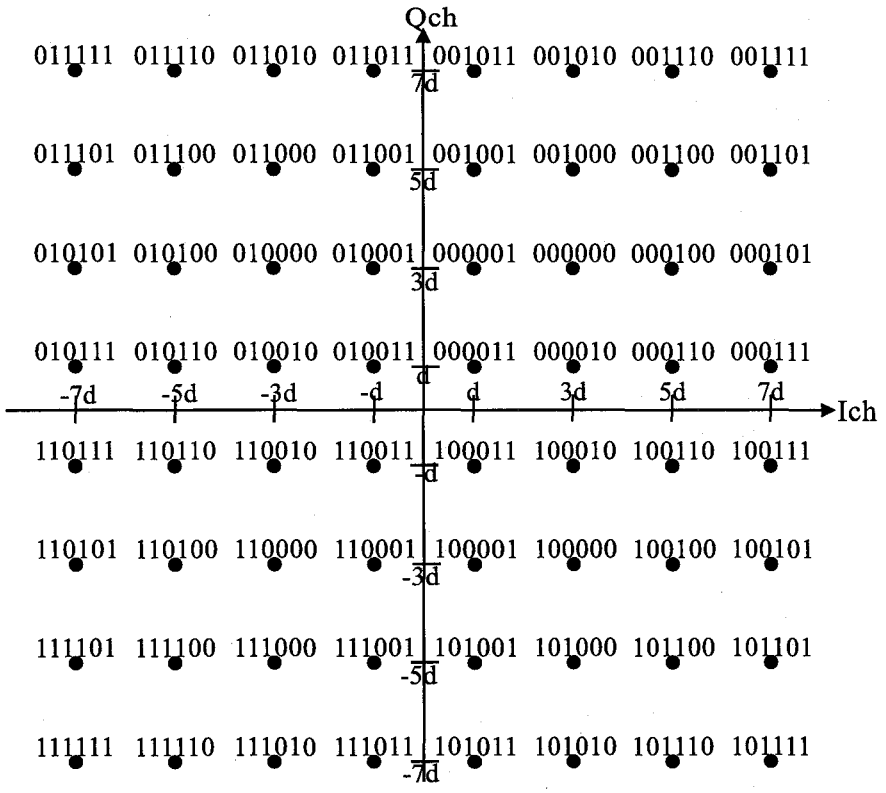


図 B.3: 64QAM の信号点配置

となる．平均信号電力が等しいとすると，隣接する信号点間の距離の比は QPSK : 16QAM : 64QAM $= 1 : 1/\sqrt{5} : 1/\sqrt{21}$ である．つまり，QPSK，16QAM，64QAM と 1 シンボルで伝送できるビット数が増大するにつれて，信号点間距離が小さくなる．信号点間距離が小さいほど，シンボル誤り率およびビット誤り率は高くなるので，16QAM や 64QAM は高速だが信頼性の低い変調方式であると言える．言い換えれば，あるシンボル誤り率あるいはビット誤り率を達成するために必要な通信路品質が高い変調方式である．

2^k-QAM のシンボル誤り率は，k 値の ASK のシンボル誤り率から求めることができる [92]．今，図 B.4の破線内のシンボルが送信されたとすると，受信信号が図の破線外に判定されればシンボル誤りが生じたことになる．図の破線内に判定される確率 P_c は，k 値の ASK シンボル誤り率を P_k と表すと，

$$P_c = (1 - P_k)^2 \tag{B.4}$$

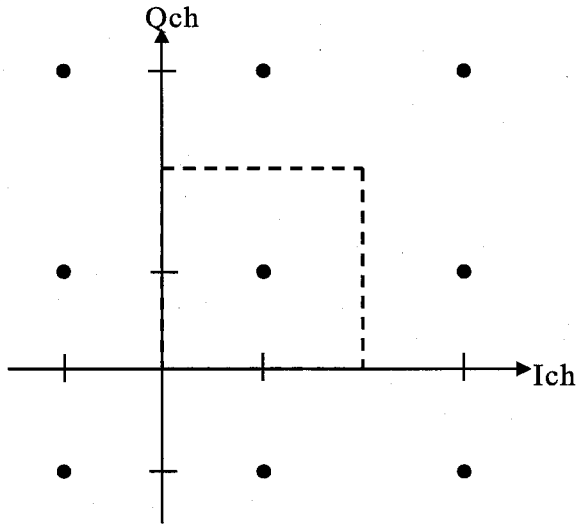


図 B.4: 2^k-QAM のシンボル判定

となるため，2^k-QAM 変調のシンボル誤り率 P_s は，

$$P_s = 1-(1-P_k)^2 \tag{B.5}$$

である．なお，AWGN 通信路の k 値の ASK シンボル誤り率 P_k は，

$$P_k = \left(1-\frac{1}{2^{k/2}}\right)\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{3}{2^k-1}\cdot\frac{\gamma}{2}} \tag{B.6}$$

で与えられる．ただし，γ は受信 CNR である．一方，2^k-QAM のビット誤り率は信号点へのビットの割当て方（マッピング）に依存する．図 B.1～図 B.3ではグレイマッピングを採用しており，隣接信号点間のビットの違いは 1 ビットとなるようにマッピングされている．受信 CNR が十分高ければ，隣接信号点のみへの誤りを考慮すればよいので，グレイマッピングを用いた場合のビット誤り率 P_b は，

$$P_b = \frac{1}{k}P_s \tag{B.7}$$

で得られる．

B.2 リードソロモン誤り訂正符号化 QAM の誤り率

リードソロモン符号は IEEE802.11e 準拠の Whitecap2，地上波ディジタルテレビ放送，CD-ROM (Compact Disc - Read Only Memory) 等で用いられている誤り

訂正符号である．誤り訂正符号はブロック符号と畳み込み符号の 2 種類に大別されるが，リードソロモン符号はブロック符号であり，固定長の情報ブロック毎に符号化を行う [92]．ただし，ハミング符号や BCH (Bose Chaudhuri Hocquenghem) 符号といったブロック符号はビット単位で符号化を行うのに対し，リードソロモン符号はシンボル単位で符号化を行う．m ビットを 1 シンボルとするリードソロモン符号を考えると，ブロック長 N は

$$N = 2^m - 1 \tag{B.8}$$

で表せる．ブロック内に含まれる情報シンボル数を K (=1, 2, 3, $\cdots$ N) とすると，誤り訂正可能なシンボル数 t は

$$t = \lfloor \frac{1}{2}(N - K) \rfloor \tag{B.9}$$

で与えられる．また，符号化率 R は，

$$R = K/N \tag{B.10}$$

で表せる．すなわち，K が小さいほど，t が大きくなるため誤り訂正能力が大きくなるが，1 ブロックに含まれる情報シンボル数が小さくなるため伝送効率が低下する．

図 B.5，図 B.6および図 B.7に，AWGN 通信路におけるリードソロモン誤り訂正符号化 2^k-QAM のビット誤り率を示す．これらのビット誤り率は計算機シミュレーションを用いて求めた．図の横軸は受信 CNR を表しており，縦軸がビット誤り率を表している．“RS (255, 127)”とは $N = 255$，$K = 127$ のリードソロモン符号化を行ったことを示す．また，図には式 (B.7) から求められる QPSK，16QAM，64QAM のビット誤り率の理論値をあわせて表す．

レイリーフェージング通信路での受信 CNR の分布は式 (A.12) で表される指数分布に従う．そこで，平均受信 CNR が Γ である場合における平均シンボル誤り率 $P_S(\Gamma)$ は，

$$P_S(\Gamma) = \int_0^\infty P_s(\gamma)p(\gamma)d\gamma \tag{B.11}$$

で求めることができる．隣接する信号点への誤りのみを考慮した場合の平均ビット誤り率 P_B は

$$P_B = P_S/k \tag{B.12}$$

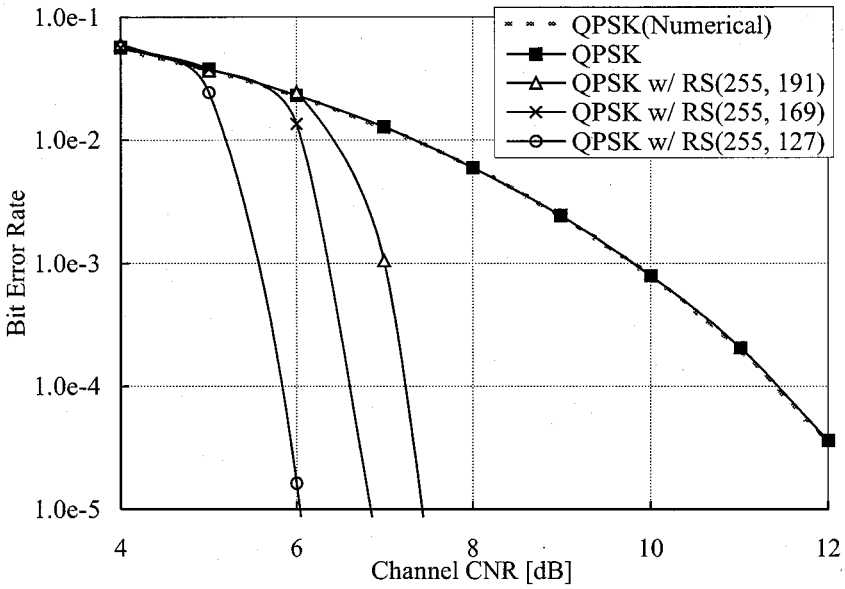


図 B.5: AWGN 通信路におけるリードソロモン誤り訂正符号化 QPSK のビット誤り率

であり，また，平均ビット誤り率の上限 P_B' は

$$P_B' = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} P_S \tag{B.13}$$

である．

図 B.8に，2^k-QAM の一様レイリーフェージング通信路におけるビット誤り率を示す．これらのビット誤り率は計算機シミュレーションを用いて求めた．なお，正規化最大ドップラー周波数偏移を，$f_D T_s$=0.001 とした．図には式 (B.12) から得られる QPSK と 16QAM のビット誤り率の理論値と，式 (B.13) から得られる 64QAM のビット誤り率の理論値をあわせて示している．

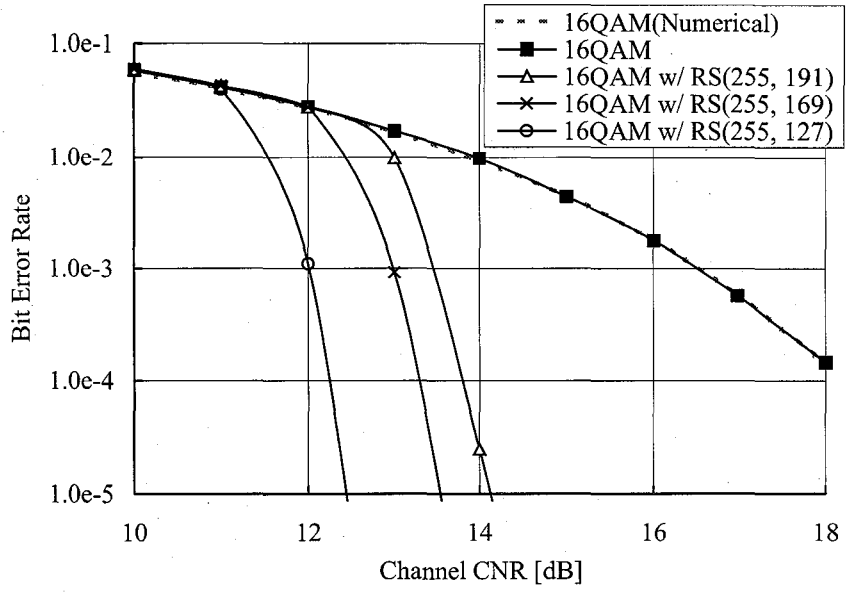


図 B.6: AWGN 通信路におけるリードソロモン誤り訂正符号化 16QAM のビット誤り率

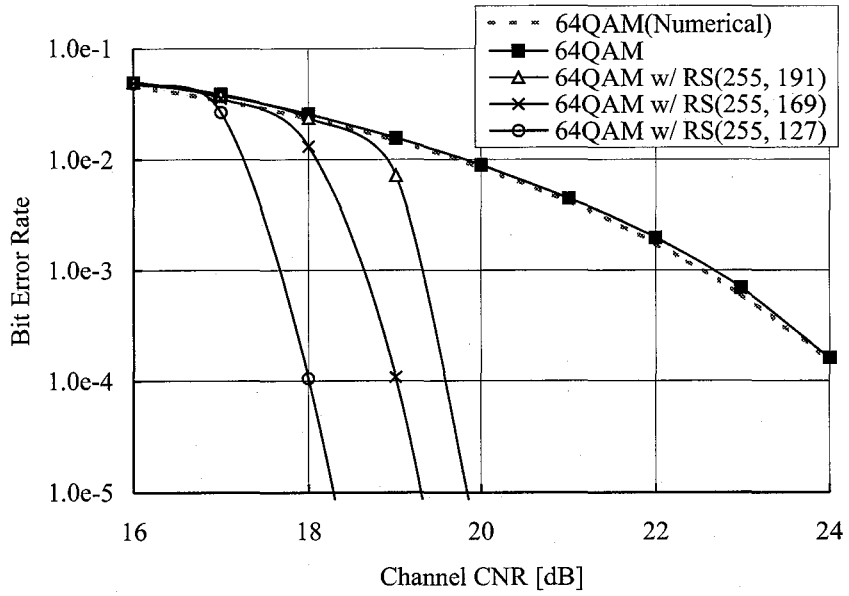


図 B.7: AWGN 通信路におけるリードソロモン誤り訂正符号化 64QAM のビット誤り率

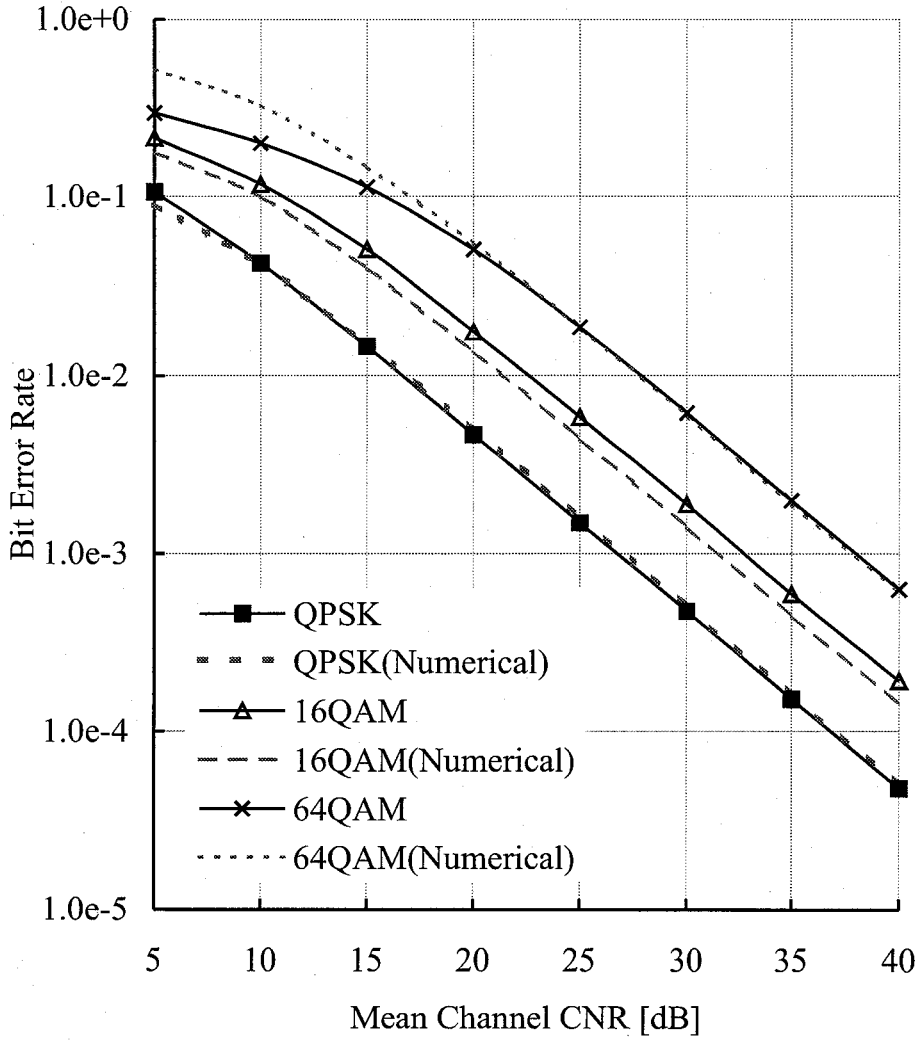


図 B.8: 一様レイリーフェージング通信路における 2^k-QAM のビット誤り率

本論文に関する原著論文

A 学会論文

1. Ryoichi Shinkuma, Minoru Okada, and Shozo Komaki, "Adaptive Transmission Scheme for Web Prefetching in Wireless Environment," IEICE Trans., Electron., Special Issue on Signals, Systems and Electronics Technology, vol.E85-C, no.3, pp.485-491, Mar. 2002.

2. Ryoichi Shinkuma, Minoru Okada, and Shozo Komaki, "A New Resource Management Scheme for Multiple Video Transmission in Wireless Environment," IEICE Trans., Commun., Special Issue on Mobile Multimedia Communications, vol.E85-B, no.10, pp.2153-2160, Oct. 2002.

B 国際会議発表

1. Ryoichi Shinkuma, Minoru Okada, and Shozo Komaki, "Hierarchical Prefetching for Wireless WWW Access," MoMuC2000, 4B-3, Tokyo, Japan, Oct. 2000.

2. Ryoichi Shinkuma, Minoru Okada, and Shozo Komaki, "Adaptive Prefetching for Wireless WWW Access," ISSSE2001, pp.279-282, Tokyo, Japan, July 2001.

3. Ryoichi Shinkuma, Minoru Okada, and Shozo Komaki, "A New Radio Resource Management Scheme for Multiple Video Stream Transmission," IEEE RAWCON2002, pp.35-38, Boston, Massachusetts, USA, Aug. 2002.

4. Nobuhiko Kido, Ryoichi Shinkuma, and Shozo Komaki, "Proposal of Adaptive Web Prefetch Scheme for Road-Vehicle Wireless Communication Systems," ITST2002, pp.283-287, Seoul, Korea, Nov. 2002.

5. Yuki Minoda, Ryoichi Shinkuma, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Radio Resource Management Scheme for Road-to-Vehicle Spot Communication System," ITST2002, pp.367-372, Seoul, Korea, Nov. 2002.

C 国内口頭発表

1. 新熊亮一, 中西淳平, 岡田実, 小牧省三, "移動ワイアレス WWW アクセスにおける階層化先読み伝送方式による周波数利用効率改善効果," 平 12 年信学春期総合大会, B-5-173, p.558, Mar. 2000.

2. 新熊亮一, 岡田実, 塚本勝俊, 小牧省三, "無線動画伝送における所要 QoS を考慮した周波数リソースマネジメント方式," 平成 14 年電気関係学会関西支部連合大会, G206, Nov. 2002.

3. 木戸伸彦, 新熊亮一, 塚本勝俊, 小牧省三, "移動通信環境における適応 WWW 先読み伝送方式による待ち時間短縮効果," 平 13 年信学春期総合大会, B-5-187, p.585, Mar. 2001.

4. 中尾有良, 新熊亮一, 塚本勝俊, 小牧省三, "無線インターネットアクセスにおける TCP/UDP の所要 QoS を考慮した適応無線伝送方式," 平 14 年信学春期総合大会, B-15-9, p.799, Mar. 2002.

5. 中尾有良, 新熊亮一, 塚本勝俊, 小牧省三, "無線インターネットアクセスにおける動画像・静止画像配信のための QoS 適応無線伝送方式," 平 14 年電気関係学会関西支部連合大会, G205, Nov. 2002.

6. 蓑田佑紀, 新熊亮一, 塚本勝俊, 小牧省三, "ホットスポット通信における滞在時間に適応したリソースマネジメントを行う電波エージェント," 平 14 年信学春期総合大会, B-15-8, p.798, Mar. 2002.

D 国内研究会発表

1. 新熊亮一, 岡田実, 小牧省三, "ワイヤレス WWW アクセスにおける階層化先読み伝送方式," 信学技報, SSE2000-101, RCS2000-90, pp.127-132, July 2000.

2. 木戸伸彦, 新熊亮一, 小牧省三, “適応先読み伝送方式を用いた無線ウェブアクセスにおける待ち時間短縮効果について,” 信学技報, MoMuC2001-31, pp.13-18, July 2001.

3. 蓑田佑紀, 新熊亮一, 塚本勝俊, 小牧省三, “スポット無線通信における滞在時間に適応したリソースマネジメント方式,” 信学技報, MoMuC2002-05, pp77-82, May 2002.

4. 中尾有良, 新熊亮一, 塚本勝俊, 小牧省三, “無線 TCP/UDP インターネットアクセスにおける QoS 適応無線伝送方式のスループット改善効果,” 信学技報 MoMuC2002-20, pp.7-11, July 2002.

新熊 亮一

1976年10月3日大阪府に生まれる．2000年大阪大学工学部電子情報エネルギー工学科卒業，2001年大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻博士前期課程修了．現在大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻博士後期課程2年．適応無線伝送方式，無線リソースマネジメント技術および無線QoS技術に関する研究に従事．電子情報通信学会員．IEEE会員．