The University of Osaka
Institutional Knowledge Archive

Title	符号分割多元接続方式を用いたマルチメディア移動体通信に関する研究
Author(s)	安部田, 貞行
Citation	大阪大学, 1997, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3129085
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

符号分割多元接続方式を用いた
マルチメディア移動体通信に関する研究

1997年1月

安部田 貞行

謝　辞

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

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

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

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

さらに，普段より熱心な御討論と有益な御助言を頂いた上豊樹氏，大槻信也氏，橋本真幸氏，田中雅人氏をはじめとする卒業生ならびに大阪大学工学部通信工学科森永研究室の諸兄に感謝申し上げる．

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

内容梗概

本論文は，筆者が大阪大学大学院工学研究科 (通信工学専攻) 在学中に行った符号分割多元接続方式を用いたマルチメディア無線通信に関する研究成果をまとめたもので，6 章より構成している．

第 1 章は序論であり，これまで行われてきた陸上移動通信，特に符号分割多元接続方式 (Code Division Multiple Access : CDMA) に関する研究の経緯について述べ，本研究の占める位置と意義を明確にする．

第 2 章では，CDMA 方式と陸上移動伝搬路特性の関係を明確にすることにより，CDMA 方式の伝送特性，送信電力制御法及びその特性を定性的及び定量的に解析する．

第 3 章では，陸上移動通信での伝搬路特性を測定し，かつ，上り回線における同期検波の実現と高速チップタイミング同期を実現するため，トラヒックチャネルと直交し，かつその電力がトラヒックチャネルより小さいパイロットチャネルを挿入する，抑圧パイロットチャネル挿入方式を提案する．更に，本方式の伝搬路推定特性，同期特性及び伝送路誤り率を従来方式と比較することによって，本方式の有効性を明らかにする．

第 4 章では，CDMA 方式では不可欠とされる送信電力制御方式として，制御負荷を小さくでき，5 章で述べる処理利得可変伝送方式に適した送信電力方式として，ソフトパワーコントロール方式を提案する．まず，本方式の原理を明らかにし，その制御アルゴリズムについて述べる．さらに，その伝送特性を従来型の送信電力制御方式と比較することによってその有効性を明らかにする．

第 5 章では，CDMA 方式において，伝送効率を向上し，高速伝送を行う方式として処理利得可変伝送方式を提案する．まず，本方式の原理を明らかにし，本方式によって，伝送速度が大幅に向上することを定性的に述べる．更に，本方式のシステム容量を導出し，解析することによって，その改善効果を定量的に明らかにする．さらに，音声，画像，データなどの様々なメディアに対応するために，処理利得可変伝送方式に加えて，チャネルアクティベーション方式を提案し，その原理を述べると共に，本方式が，マルチメディア伝送に対して有効であることを定量的に明らかにする．

第 6 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

第 2 章 CDMA における陸上移動伝搬路特性 5

2.1 序言 5

2.2 伝搬路特性 5

2.3 伝送特性 7

2.4 結言 12

第 3 章 抑圧パイロットチャネルを用いた CDMA 方式 13

3.1 序言 13

3.2 システムモデル 13

3.2.1 送信信号 13

3.2.2 受信機の構成 15

3.2.3 伝搬路推定方式 16

3.2.4 チップタイミング同期回路の構成 18

3.3 シミュレーション結果 20

3.3.1 チップタイミング同期 20

3.3.2 静特性条件下における誤り率特性 21

3.3.3 β, $N_{profile}$の最適化 22

3.3.4 従来方式との比較 24

3.4 結言 27

第 4 章 ソフトパワーコントロール方式を用いた送信電力制御 29

4.1 序言 29

4.2 ソフトパワーコントロールの原理 29

4.2.1 電力基準型ソフトパワーコントロール 30

4.2.2 CIR 基準型ソフトパワーコントロール 32

4.3 解析モデル 33
4.4 システム容量の解析 35
4.5 結言 40

第 5 章 処理利得可変伝送方式 **41**
5.1 序言 41
5.2 処理利得可変伝送方式の原理 41
5.3 チャネルアクティベーション方式 42
5.4 システム構成 42
5.4.1 送受信機構成 42
5.4.2 変調パラメータの設定法 44
5.5 システム容量 45
5.5.1 Media I に対する平均情報伝送速度 45
5.5.2 Media II に対するシステム容量 46
5.6 シミュレーション結果 48
5.6.1 解析モデル 48
5.6.2 伝搬路推定特性 48
5.6.3 Media I に対するシステム容量 49
5.6.4 Media II に対するシステム容量 58
5.7 結言 61

第 6 章 結論 **63**

本論文に関する原著論文 **71**

図目次

2.1 遠近問題 7
2.2 送信電力制御法に対するCIRの累積分布特性 8
2.3 隣接セルの数の増加に対するCIRの累積分布特性 10
2.4 送信電力制御の誤差が存在した場合のCIRの累積分布特性 11

3.1 送信機の構成 14
3.2 受信機の構成 16
3.3 1ブロックの構成 17
3.4 遅延プロファイル推定器の構成 18
3.5 チップタイミング同期回路の構成 19
3.6 累積プロファイル数N_aに対するBER特性 21
3.7 静特性下のBER特性 22
3.8 $N_{profile}$をパラメータとしたβに対するBER特性 23
3.9 2波レイリーフェージング下におけるβに対するBER特性 24
3.10 2波レイリーフェージング下におけるBER特性 25
3.11 フェージング下におけるBER特性 26

4.1 隣接セルへの干渉 30
4.2 Method1 31
4.3 Method2 32
4.4 解析モデル 34
4.5 ソフトパワーコントロールのアルゴリズム 35
4.6 動作例 36
4.7 ソフトパワーコントロールのウィンドウに対する特性. 37
4.8 CIRの累積分布 38
4.9 劣化率特性 39

5.1 処理利得可変伝送方式の原理 42

5.2 チャネルアクティベーションの原理 43
5.3 送受信機の構成 44
5.4 可変処理利得・符号化率回路の構成 45
5.5 静特性条件下における各変調方式の誤り率特性 46
5.6 解析モデル 48
5.7 推定誤差 50
5.8 ソフトパワーコントロールのウィンドウに対する劣化率 51
5.9 ソフトパワーコントロールのウィンドウに対する平均情報伝送速度 52
5.10 Media I に対するシステム容量 53
5.11 推定誤差を含んだシステム容量 (Media I に対する劣化率) 54
5.12 推定誤差を含んだシステム容量 (Media I に対する平均伝送速度) 55
5.13 f_dT_pに対するシステム容量 (Media I に対する劣化率) 56
5.14 f_dT_pに対するシステム容量 (Media I に対する平均情報伝送速度) 57
5.15 ソフトパワーコントロールのウィンドウに対する劣化率特性 59
5.16 Media II に対するシステム容量 60

第1章

序論

陸上移動通信システムは，AMPS(Advanced Mobile Phone System)，NTTs(Nippon Telephone and Telegraph) や TACS(Total Access Communications System) などのアナログ変復調方式で構成される第1世代のシステムから，PDC(Personal Digital Cellular)，GSM(Global System for Mobile communication)，IS-54(Interim Standard 54) や IS-95 などのディジタル変復調方式で構成される第2世代のシステム(1)~(9) へ移行しつつある．これら第2世代までのシステムは音声サービスが中心であり，無線帯域を有効利用するための狭帯域化技術としては，変調方式として，$\pi/4$-shift QPSK(Quaternary Phase Shift Keying) や GMSK(Gaussian-filtered Minimum Shift Keying)，音声符号化方式としては，VSELP(Vector Sum Excited Linear Prediction) や PSI-CELP(Pitch Synchronous Innovation Code Excited Linear Prediction) (10) などの高能率音声符号化が用いられてきた．

これらの陸上移動通信分野におけるディジタル伝送技術のめざましい発展に伴い，次世代では，光ファイバなどを用いた固定通信網のみでなく，移動体通信においても，音声，画像，データ等の様々な情報を統合したマルチメディア通信に対する要求が高まりつつある．このような多種多様なニーズに柔軟に応えるためには，高速でかつ高信頼度の伝送に加えて，メッセージや音声などの比較的低速な情報からデータや画像などの高速な情報まで，性質・速度の異なる多様な情報を統合して取り扱うことを可能としなければならない．このため，周波数利用効率が高く，かつ柔軟なシステムの設計が必要不可欠であり，時分割多元接続 (Time Division Multiple Access : TDMA)，符号分割多元接続 (Code Division Multiple Access : CDMA) などの多元接続方式を用いたシステムの構築(12)~(15) が検討されている．

一方，多種多様なニーズに柔軟に応えるためには広帯域・高速伝送の実現が必要となるが，このような広帯域通信では周波数選択性フェージングにより伝送特性が劣化する．従って，実用化されている広帯域システムにおいては適応等化技術(16),(17)やマルチキャリア伝送(18)等が採用されている．しかし，これらの技術では，補償できる最大の遅延時間が規定

されており，この規定値以上の遅延波が到来した場合には十分な伝送路等化ができず，遅延波に対して十分なD/U(Desired to Undesired signal power ratio) 比が確保できないという欠点をもつ．

スペクトル拡散 (Spread Spectrum : SS) 方式[19]~[21]は，遅延波と直接波との時間差が1チップ間隔以上あれば，逆拡散を行うときにこれらを分離し，かつ，パスダイバーシチとして合成することが可能であるので，高速伝送実現のために有効な技術である．更に，SS方式を用いたCDMA方式では，TDMA方式と比べて次のような利点がある．

1. 符号化率の小さい誤り訂正符号が適用できる[22]．
2. 高速のチップレートを採用すると，RAKEダイバーシチで利用できるダイバーシチブランチ数が多くなり，フェージング変動の影響を低減することができる．
3. すべてのセルで同一の周波数を用いることができ周波数再利用効率が向上する[23]~[27]．
4. 音声活性化率 (Voice Activity) が活用できる．
5. アンテナセクタ数の増加によってシステム容量が増加する [24]．

このように，周波数利用効率の高いシステムの実現が期待できることから，第3世代の移動通信システムであるFPLMTS(Future Public Land Mobile Telecommunication Systems)に適用するための研究が盛んに行われている [12]~[14]．なお，米国標準のIS-95は狭帯域(1.25MHz)CDMAとして，初めてセルラ方式に適用されたシステムである．

さて，CDMAを用いた陸上移動通信では，全てのユーザが同じ周波数帯域を用いているので，距離減衰のため，基地局に近いユーザの受信電力が基地局から遠いユーザの受信電力をマスクしてしまう“遠近問題”が従来からの大きな課題である．この問題の解決には，高精度な送信電力制御[28]~[37] が必要であり，送信電力制御の精度によりシステム容量は大きく左右される．また，CDMAセルラ方式では，隣接するセルにおいても同じ周波数を用いているので，ある特定のセル内で完全なパワーコントロールを行うと，隣接するセルに大きな影響を及ぼし，システム全体としての特性が劣化したり[30]，自セル内で完全にパワーコントロールを行っても隣接セルからの干渉が存在するため受信希望信号対干渉波電力比 (Carrier to Interference power ratio : CIR) が一定にならないなどの問題がある．これらを解決するために，MTSO(Mobile Telephone Switching office) によって集中制御を行う方式[34]などがあるが，制御が複雑で，また，制御による時間遅延も大きい．特に，CDMAなど同一周波数を多数のユーザが共有する場合はこのような制御は適さないものと考えられる．

このような条件下で，高速・高品質伝送を実現するためには，従来のように，一定の処理利得・符号化率を用いて，受信CIRの深い落ち込みに対して，これを保証するための電

力マージンをもたすのではなく，電力マージンを効率よく活用することが考えられる．すなわち，送信電力制御によって，ある程度の受信 CIR を得て，変動する伝搬路を積極的に活用する．つまり，受信信号電力対干渉波+雑音電力密度比 (Carrier power to Noise plus Interference power spectral density ratio : $C/(N_0+I_0)$) が大きいときには高い符号化率及び小さな処理利得を用いることにより高速伝送を実現し，また，受信 $C/(N_0+I_0)$ が小さいときには低い符号化率及び大きな処理利得を用いることにより，高品質化が実現できる．

しかし，上述の方式は，瞬時の伝送速度がフェージング変動に大きく影響するので音声やビデオなどの一定ビットレートを必要とするメディアに対して適していないと考えられる．従って，処理利得・符号化率を可変にするのみでなく送信するバースト長を可変にすること，すなわち，情報伝送速度が速いときは短いバースト長で，また，情報伝送速度が遅いときは長いバースト長で送信することにより一定ビットレート伝送を実現し，かつ，チャネル占有率を低減することによって，他のユーザへの干渉を低減することが可能である．

さて，CDMA システムの大容量化の手法は，上述のような送信電力制御に加えて，受信機の感度を向上させること，すなわち、同期検波を用いることが考えられる．従来の CDMA 方式では，下り回線においては共通のパイロットチャネルを用いて複素遅延プロファイル (Complex Delay Profile) を測定することにより，伝搬路の推定が行われ，フェージングの補償，RAKE パスダイバーシチ (Path Diversity) におけるタップ係数の決定ができるので，コヒーレントなパスダイバーシチ合成を行っている[(6)]．これに対して，上り回線では，各移動局の送信タイミングが異なることや各ユーザからの伝搬遅延が異なるため，共通のパイロットチャネルを持つことは無理である．そのため，DPSK(Differential Phase Shift Keying) を用いた PDI(Post Detection Integrator) や，M-ary 方式等に関する研究が行われている[(6),(40)~(42)]．しかし，DPSK/PDI 方式は，コヒーレントパスダイバーシチを用いた場合より BER(Bit Error Rate) 特性が悪いので[(43)]，システム容量は上り回線によって制限されてしまうという問題がある．更に，マルチメディア通信を行うに際して，コンピュータデータ等の非音声信号の伝送に対して，効率的なバーストモード伝送技術も必要となるので，できるだけ伝送効率を低下させずに高速なチップ同期を確立することも要求される．従って，上り回線においても，パイロットチャネルを用いて，伝搬路推定及び同期検波を行うことが望ましい．更に，パイロットチャネルの挿入は余分な電力を使うことにより電力損が生じるので，パイロットチャネルの電力はできるだけ小さい方が望ましい．

以上のような背景に基づいて，本研究では，マルチメディア陸上移動通信システムに適合した新しい CDMA 方式について検討し，その有効性を定量的に明らかにしている．

第 2 章では，陸上移動伝搬路特性を示し，CDMA 方式を用いたときの CIR 特性，隣接セルからの干渉の影響，及び送信電力制御を用いたときの CIR 特性について述べ，CDMA 方式における陸上移動伝搬路特性の影響を明確にする．

第3章では，陸上移動通信での伝搬路を測定し，また，上り回線における同期検波の実現と高速チップタイミング同期を実現するため，トラヒックチャネルと直交し，かつその電力がトラヒックチャネルより小さいパイロットチャネルを挿入する抑圧パイロットチャネル挿入方式を提案する．更に，本方式の伝搬路推定特性，同期特性及び伝送路誤り率を従来方式を比較することによって，本方式の有効性を明らかにする．

第4章では，CDMAシステムでは不可欠とされる送信電力制御方式として，隣接セルへの干渉と制御負荷を軽減でき，5章で述べる処理利得可変伝送方式に適した送信電力制御方式として，ソフトパワーコントロール方式を提案する．まず，本方式の原理を明らかにし，その制御アルゴリズムについて述べると共に，その伝送特性を従来型の送信電力制御方式と比較することによってその有効性を明らかにする．

第5章では，CDMAシステムにおいて，伝送効率を向上し，高速伝送を行う方式として処理利得可変伝送方式を提案する．まず，本方式の原理を明らかにし，本方式によって，伝送速度が大幅に向上することを定性的に述べると共に，本方式のシステム容量を導出し，解析することによって，その改善効果を定量的に明らかにしている．更に，音声，画像，データなどの様々なメディアに対応するために，処理利得可変伝送方式に加えて，チャネルアクティベーション方式を提案し，その原理を述べると共に，本方式を用いることによって，比較的簡単にすべてのメディアに対てしてシステム容量を増加できることを定量的に明らかする．

第6章では，本研究で得られた成果について総括を行う．

第 2 章

CDMA における陸上移動伝搬路特性

2.1 序言

陸上移動通信では，距離変動，シャドウイング，レイリーフェーングの影響を受けるため，その受信電力が大きく変動する．また，直接拡散 (Direct Sequence : DS) 方式を用いた CDMA 方式では，全てのユーザが同一周波数帯を用いているので，その受信特性は，同一チャネル干渉によって支配される．本章では，まず，陸上移動伝搬路特性を明確にし，CDMA 方式での受信 CIR 特性を明確にする．更に，送信電力制御を用いた場合の特性及び用いなかった場合の特性を示すことにより，通信容量を最大にするためには送信電力制御が必要であることを示し，その精度による通信容量への影響を評価する．

2.2 伝搬路特性

陸上移動通信では，移動局と基地局との距離のα乗則に従う距離減衰を受けるため，受信電力は，

$$A \cdot r^{-\alpha} \tag{2.1}$$

に比例する．ここで r は移動局と基地局との距離を示し，αは減衰定数で一般に市街地では$\alpha = 3.5 \sim 4.0$ であり，A は周波数，基地局アンテナ高，移動局アンテナ高によって決まる定数である．

また，移動局が道路を走行するにつれて，近傍のビルの高さや幅が変化するために遮蔽効果によって生ずる電波の減衰量が変動するため，

$$10^{\frac{\xi}{10}} \tag{2.2}$$

で表されるいわゆるシャドウフェージングを受ける．ここで，ξは対数正規分布をなす確率変数であり，その分散は一般に 6.0 ～ 10.0 である．更に，移動局周辺で反射，回折，散乱された多数の波が到来するのでレイリーフェージングを受ける．従って，陸上移動伝搬路を通った信号の受信電力は次式で表される．

$$P_{re} = A \cdot G_A \cdot P_{tr} \cdot r^{-\alpha} 10^{\frac{x}{10}} R \tag{2.3}$$

ここで，R は指数分布 (その 2 乗根はレイリー分布をなす) をなす確率変数，G_Aは送受信アンテナゲイン，P_{tr}は移動局の送信電力を示す．

CDMA 方式では，同じ周波数帯を複数のユーザが同時に使用しており，各信号波が独立なフェージングを受けるので，i番目のユーザの受信信号対干渉波＋雑音電力比 (Carrier to Noise and Interference Ratio :CNIR) は次式で与えられる．

$$\frac{C_i}{I+N} = \frac{P_{t_i} \cdot {r_i}^{-\alpha} 10^{\frac{x_i}{10}} R_i}{\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^{K} P_{t_k} \cdot {r_k}^{-\alpha} 10^{\frac{x_k}{10}} R_k + N} \tag{2.4}$$

ここで，K は 1 セル内のユーザ数，P_{t_k}, r_k, x_k, R_kはそれぞれ，k 番目のユーザの送信電力，基地局までの距離，シャドウイング，レイリーフェージングを示し，N はガウス雑音である．また，簡単のため，各ユーザのアンテナ利得は等しいものとした．

また，CDMA セルラ方式では，隣接セルにおいても同じ周波数を用いているので，隣接セルからも干渉の影響を受ける．この時，注目セル (0 番目のセル) の i 番目のユーザ受信 CNIR は次式で表される．

$$\frac{C_i}{I+N} = \frac{P_{t_i} \cdot {r_i}^{-\alpha} 10^{\frac{x_i}{10}} R_i}{\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^{K} P_{t_k} \cdot {r_{lk}}^{-\alpha} 10^{\frac{x_{lk}}{10}} R_{lk} + \sum_{l=1}^{L} \sum_{k=0}^{K} P_{t_k} \cdot {r_{lk}}^{-\alpha} 10^{\frac{x_{lk}}{10}} R_{lk} + N} \tag{2.5}$$

ここで，L は，干渉セルの数であり，$P_{t_{lk}}, r_{lk}, x_{lk}, R_{lk}$はそれぞれ，$l$ 番目のセルの k 番目のユーザの送信電力，そのユーザから注目セルの基地局までの距離，シャドウイング，レイリーフェージングを示す．

式 (2.4)，(2.5) より，特定のユーザの受信電力が大きくなると，他のユーザの受信 CNIR が悪くなることがわかる．すなわち，図 2.1に示すように距離減衰等のため，基地局に近いユーザの受信電力が基地局から遠いユーザの受信電力をマスクしてしまう “遠近問題” が生じる．

この問題を解決するために，送信電力制御方式が用いられている．TIA/EIA/IS-95 の送信電力制御方式には次の 2 つの方式が用いられている[6]．

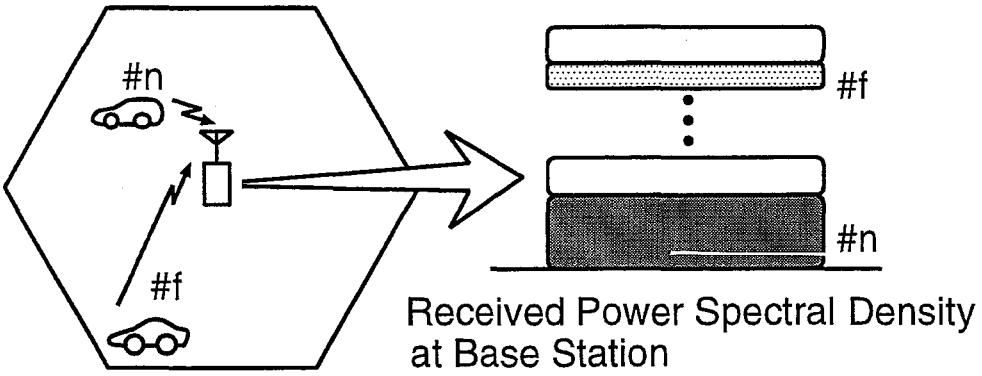


図 2.1: 遠近問題

- オープンループパワーコントロール：
  基地局から送られてきた共通のパイロットチャネルの電力を各移動局がある一定時間観測することにより，長区間中央値変動 (距離減衰)，及び短区間中央値変動 (シャドウイング) による減衰を測定し，これを補償する．

- クローズループパワーコントロール：
  各移動局から送られた信号から基地局が受信電力を測定し，送信電力制御コマンドを各移動局にフィードバックすることによって，瞬時の受信電力の変動 (レイリフェージング) を補償する．

2.3 伝送特性

図 2.2に周囲 18 セルからの干渉量を考慮した場合の送信電力制御なし，オープンループパワーコントロールのみ，及びオープンループとクローズループのパワーコントロールを行った場合の CIR の累積分布特性を示す．ここで，距離減衰定数$\alpha = 3.5$，シャドウイングの標準偏差 6 dB とし，ユーザは各セルにおいて一様分布で，1 セル内のユーザ数は 10 とした．

図 2.2より，送信電力制御を用いた場合，オープンループパワーコントロールのみを行った場合でも，送信電力制御を行わなかった場合に比べて，低い CIR の発生確率が低くなる．すなわち，伝送特性が劣化している端末が少なくなることがわかる．これより，システム全体の平均誤り率，或いは劣化率 (所要の誤り率を上回る確率) が大幅に改善されるなり，システム容量の増大が見込まれる．更に，オープンループとクローズループのパワーコン

トロールを併用すると，その効果が大きくなることがわかる．従って，送信電力制御は，遠近問題を解決するのに有効な方法でり，CDMA 方式においては，必要不可欠な技術であるといえる．

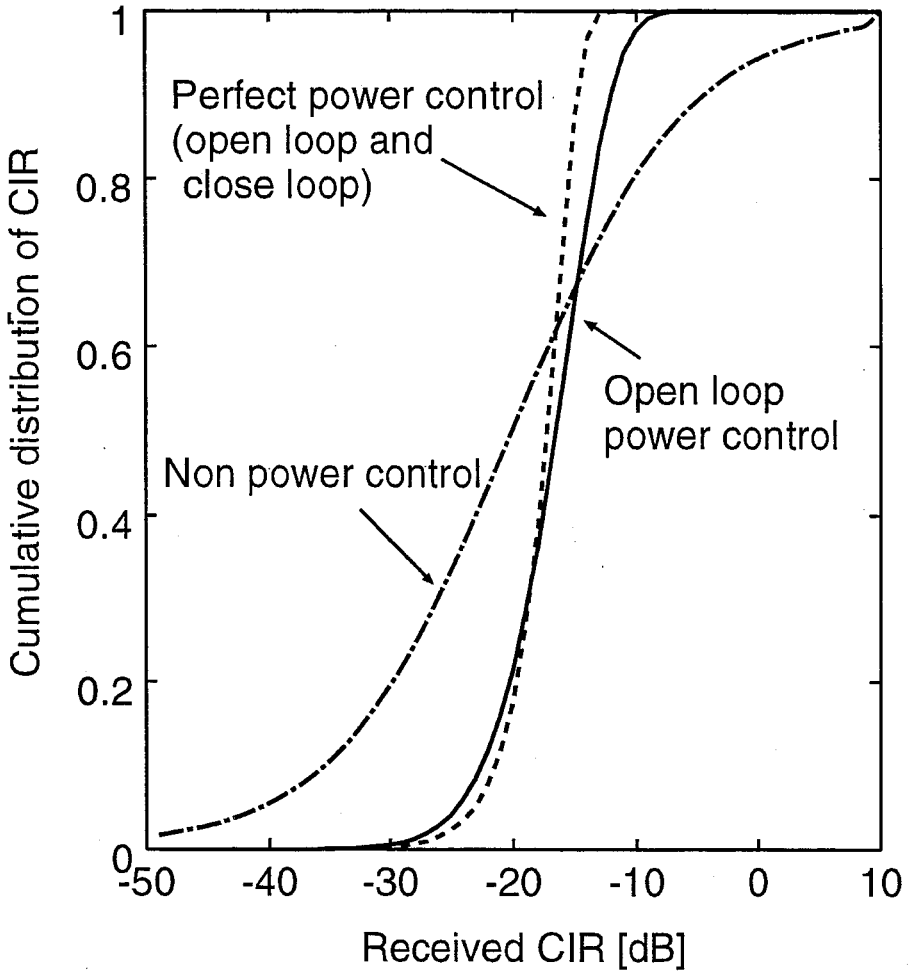


図 2.2: 送信電力制御法に対する CIR の累積分布特性

図 2.3に干渉セルの数をパラメータとした場合の CIR 特性を示す．ここで，$\alpha = 3.5$，シャドウイングの標準偏差 6 dB とし，送信電力制御法としては，オープンループとクローズループのパワーコントロールを用いた．図 2.3より，同程度の端末を収容している隣接セルの数が増えるほど，低い CIR の発生確率が増加していることがわかる．このことにより，システムの大容量化のためには，隣接セルへの干渉をできるだけ抑えることのできる送信電力制御法が望まれる．

図 2.4に CIR 基準型送信電力制御が不完全である場合の CIR 特性を示す．ここで，干渉は周囲 18 セルを考慮，設定 CIR は-19dB，ユーザは各セルにおいて一様分布，1 セル内の

ユーザ数は 12，最大ドップラー周波数 f_dと送信電力制御の周期 T_pの積は，0.004 を用いた．また，送信電力制御の誤差は，1dB 及び 2dB の標準偏差を持つ対数正規分布に従う確率変数によって与えた[24]．

図 2.4より，送信電力制御の誤差が増すほど，設定 CIR からの分散が増加し，低い CIR の発生確率が増加していることがわかる．すなわち，所要の CIR を満たすユーザの数が減少し，システム容量が劣化している．これより，CDMA 方式のシステム容量の大容量化のためには，精度の高い送信電力，或いは制御誤差に強い送信電力制御も望まれる．

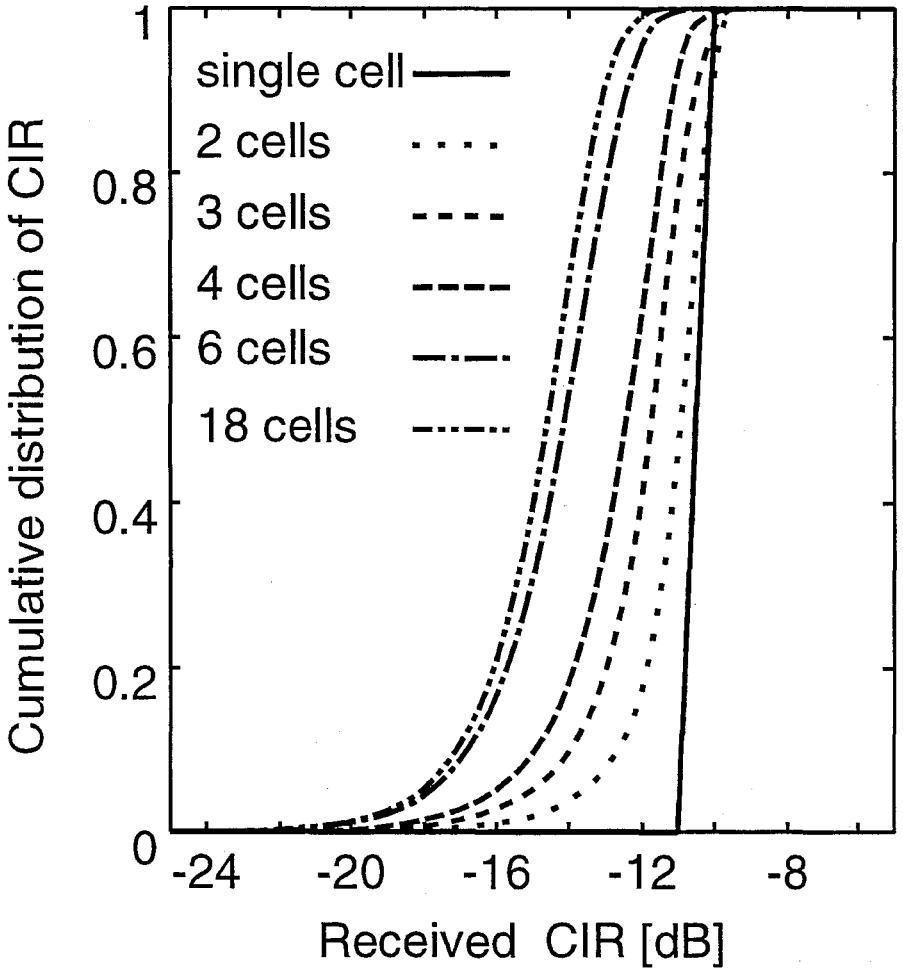


図 2.3: 隣接セルの数の増加に対する CIR の累積分布特性

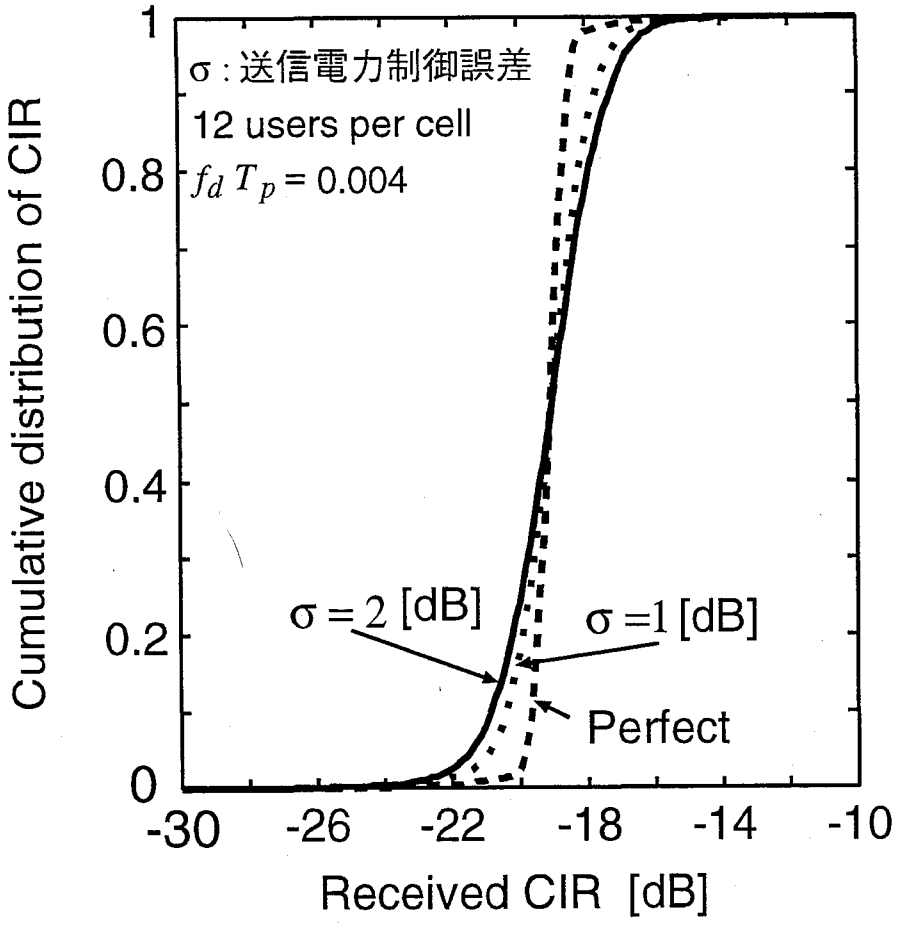


図 2.4: 送信電力制御の誤差が存在した場合の CIR の累積分布特性

2.4 結言

本章では，距離変動，シャドウイング，レイリーフェージング等の陸上移動伝搬路特性を明確にし，セルラシステムにおいて，DS/CDMA 方式を用いた時の受信 CIR 特性を明確にした．また，送信電力制御を用いた場合の特性及び用いなかった場合の特性を示すことにより，通信容量を最大にするためには送信電力制御が必要であることを示し，その精度による通信容量の影響を評価した．

第 3 章

抑圧パイロットチャネルを用いた CDMA 方式

3.1 序言

CDMA 方式の上り回線では非同期通信のため，下り回線のように共通のパイロットチャネルを用いることができないので，DPSK を用いた PDI[(40)~(42)]や M-ary 方式が用いられている[(6)]．その結果として，システム容量は上り回線によって制限されてしまうという問題がある．また，コンピュータデータ等の非音声信号を効率的に取り扱うためには，バーストモード伝送における高速のチップ同期も必要である．本章では，これらの 2 つの問題を同時に解決するため，トラヒックチャネルと直交し，かつその電力がトラヒックチャネルより十分小さいパイロットチャネルを挿入する抑圧パイロットチャネル方式を提案すると共に，その特性を解析・検討している．

3.2 システムモデル

3.2.1 送信信号

図 3.1に送信機の構成を示す．本システムでは，トラヒックチャネルとパイロットチャネルを用意し，パイロットチャネルはチップ同期と複素遅延プロファイルを測定するのに用いる．まず，BSG(Baseband Signal Generator) では，QPSK(Quaternary Phase Shift Keying) のベースバンド信号を生成し，パイロットチャネルとベースバンド信号それぞれに，互いに直交している Walsh 関数を乗積することにより両チャネル間の直交化を図る．ベースバ

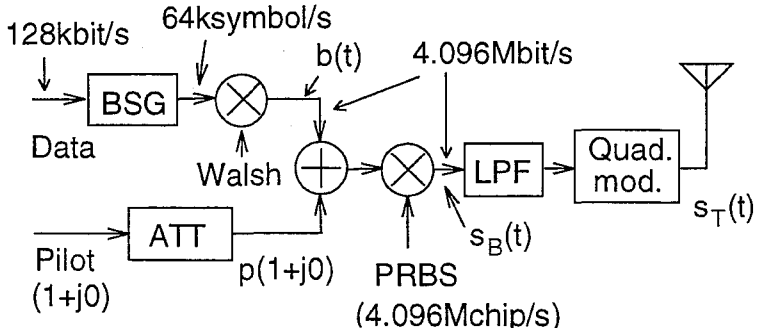


図 3.1: 送信機の構成

ンドにおけるトラヒックチャネルの信号 $b(t)$ は,

$$b(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{N-1} d_k w_l \, \delta\left(t - kT_s - lT_c\right) \tag{3.1}$$

$$d(t) = d_k \delta\left(t - kT_s\right) \tag{3.2}$$

$$d_k = d_{I_k} + j d_{Q_k} \tag{3.3}$$

と表せる．ここで，d_{I_k}, d_{Q_k}は，k 番目のシンボルの同相及び直交成分，T_sは1シンボル長でシンボルレートは64ksymbol/s，T_cは1チップ長，$\delta(t)$ はディラックのデルタ関数，N は Walsh 関数の周期 (=64)，w_lは l 番目の Walsh 関数の値であり，$T_s = NT_c$である．

この系列の同相成分に，電力が抑圧されたパイロット信号を挿入した後に PRBS(Pseudo-Random Binary Sequence) より生成した PN 系列を乗積する．本論文では，PN 系列として，簡単のため，8段の M 系列に 0 を 1 つ加えたものを用いた．従って，PN 系列の周期は 256(=4N) である．また，チップレートは 4.096 Mchip/s である．

拡散後のベースバンドの送信信号は,

$$s_B(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{4N-1} \{ \left(w^t_{(m \bmod N)} d_{I_k} + w^p p\right) + j\, w^t_{(m \bmod N)} d_{Q_k} \} \times c_m \, \delta\left(t - kT_s - mT_c\right) \tag{3.4}$$

$$c_m = c_{I_m} + j c_{Q_m} \tag{3.5}$$

となる．ここで，c_mは拡散系列の m 番目の値であり，w^t, w^pは互いに直交する Walsh 関数である．なお，本論文では簡単化のため w^pにすべて 1 の系列を用いている．また，パイロットチャネルとトラヒックチャネルの電力比は，$p^2/({d_{I_k}}^2 + {d_{Q_k}}^2)$ である．

$s_B(t)$ を LPF(Low Pass Filter) で帯域制限した後，直交変調すると送信信号は次式となる．

$$s_T(t) = \mathrm{Re}[z_0(t) \exp j(2\pi f_c t)] \tag{3.6}$$

$$z_0(t) = s_B(t) \otimes h_B(t) \tag{3.7}$$
$$= z_{0_I}(t) + j z_{0_Q}(t) \tag{3.8}$$

但し，$h_B(t)$ は LPF のインパルス応答であり，f_cは搬送周波数，$z_0(t)$ は帯域制限された送信信号，$\otimes$は畳み込み積分である．

3.2.2 受信機の構成

図 3.2に受信機の構成を示す．まず，BPF(Band Pass Filter) によって希望信号を抽出し，直交検波及び LPF による帯域制限を行った後，チップレートの 8 倍 (32.768 Msample/s) でサンプリングし，メモリに蓄積する．ここで，この BPF は隣接チャネル干渉及び雑音を抑えるのではなく，希望信号周辺のスペクトラムを取り出すために用いており，隣接チャネル干渉や雑音は，直交検波器後の LPF で抑圧する．従って，以下の解析において，BPF の影響は無視することとする．

サンプリングされたデータは複素遅延プロファイルを測定するために希望信号のパイロットチャネルに対応するマッチドフィルタに通し，マッチドフィルタの出力 $g(t)$ を得る．ここで，本システムでは，トラヒックチャネルとパイロットチャネルは直交しているのでトラヒックチャネルの信号は $g(t)$ には影響を与えない．また，パイロットチャネルの信号の電力は抑圧されているので，$g(t)$ の信号対雑音電力比 (S/N) は低い．複素遅延プロファイル推定器 (Complex delay profile estimator) は，連続する $N_{profile}$個の複素遅延プロファイルを同期加算することによって，S/N を向上させている．これについては 3.2.3節で詳細に述べる．複素遅延プロファイル推定器の出力を用いて，電力の大きい方から L 個のパスをパスタイミング検出器 (Path timing detector) で選択する．ここで，電力の大きいほうから j 番目のパスの遅延時間をτ_jとする．

また，マッチドフィルタの出力はチップの同期を取るためにも用いられる．これについては 3.2.4節で詳細に述べる．また，得られたチップ同期タイミングを用いて，A-D コンバータの出力をチップレートでサンプリングする．得られたサンプルに対して，遅延時間τ_jが補償された Walsh 関数及び拡散符号を乗積し，各遅延波に相当する復調波形 $u_j(t)$ を得る．ここで，拡散系列の周期は 256 であるのでパイロットチャネルの処理利得は $256(= 4T_s/T_c)$ である．一方，トラヒックチャネルの処理利得は，シンボル時間が拡散系列の周期の 1/4 であるので，64 である．

RAKE ダイバーシチ合成部 (RAKE diversity) では，L 個のパスの復調波形を最大比合成し，送信された信号を再生する．合成された信号は離散チャネルモデルで同定したとき

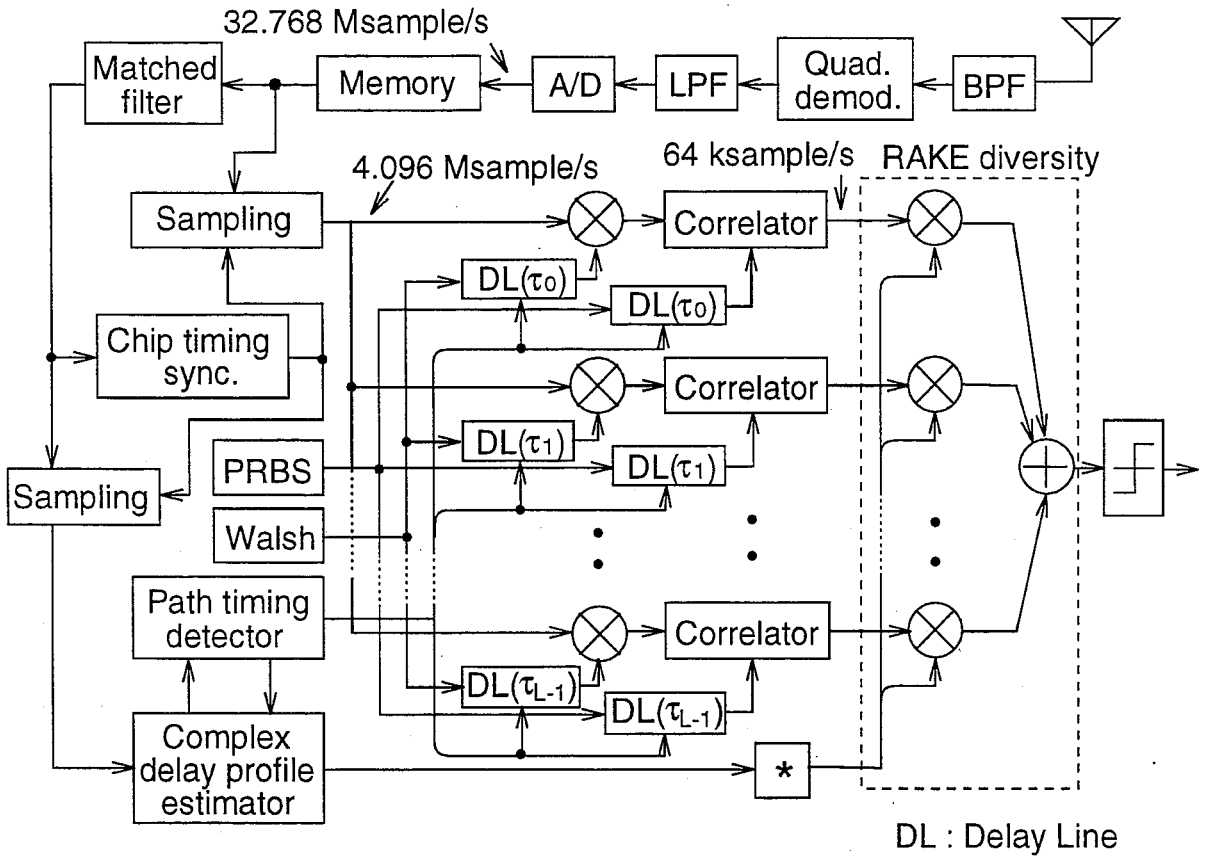


図 3.2: 受信機の構成

のインパルス応答の推定値$\hat{h}(\tau_i;t)$を用いて，次式で表される．

$$y(t) = \frac{\sum_{i=0}^{4N-1} \hat{h}^*(\tau_i;t)u_i(t)F(i)}{\sum_{i=0}^{4N-1} \hat{h}(\tau_i;t)\hat{h}^*(\tau_i;t)F(i)} \tag{3.9}$$

但し，

$$F(i) = \begin{cases} 1: & i\text{番目のパスが選択された時} \\ 0: & \text{それ以外の時} \end{cases} \tag{3.10}$$

である．

3.2.3 伝搬路推定方式

本システムでは，蓄積一括復調方式を用いている．図3.3に1ブロックの構成を示す．1ブロックは128情報シンボルより構成され，4シンボル長が1つの複素遅延プロファイル

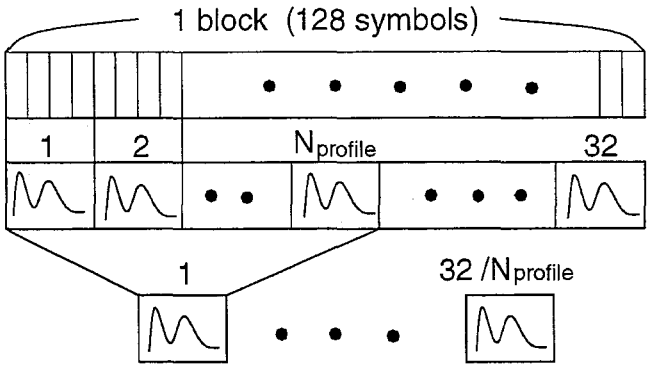


図 3.3: 1ブロックの構成

の遅延時間観測範囲に相当する．直接波が到来する時刻を $t = t_k$とすると，マッチドフィルタの出力結果として得られる 1 つの複素遅延プロファイルは $t_k \leq t \leq t_k + 4NT_c$で得られる．またサンプリング間隔は $T_c/8$ なので，そのプロファイルは次式で与えられる．

$$h'_k(\tau;t) = \sum_{i=0}^{32N-1} g(t_k + i\frac{T_c}{8})\delta(\tau - i\frac{T_c}{8}) \tag{3.11}$$

$$\text{但し}, 0 \leq \tau \leq 4NT_c \tag{3.12}$$

また，この遅延プロファイルの S/N は次式で与えられる．

$$\left(\frac{S}{N}\right)_p = 4 \times \frac{p^2}{d_{I_k}^2 + d_{Q_k}^2}\left(\frac{E_s}{N_0}\right) \tag{3.13}$$

ここで，E_s/N_0は，トラヒックチャネルにおけるシンボル当たりのエネルギーと雑音電力密度の比である．ところで，本システムでは $62.5\mu sec$ 毎に 1 つの遅延プロファイルが得られる．一方，フェージング変動は複素遅延プロファイルが生成される周期に比べて，緩やかな変動なので，非常に短い時間では，伝搬路の変動は小さく，連続するプロファイル間の相関は非常に高いと考えられる．図 3.4に複素遅延プロファイル推定器の構成を示す．ここで，連続する $N_{profile}$個の複素遅延プロファイル $h'_k(\tau;t)$ は相関が高いと見なせるのでコヒーレントに合成することができる．$t = t_0$から $N_{profile}$個の遅延プロファイルを合成する場合，合成後の遅延プロファイルは，次式で表される．

$$\hat{h}(\tau;t) = \frac{1}{N_{profile}} \times \sum_{k=0}^{N_{profile}} \sum_{i=0}^{32N-1} g(t_0 + 4kNT_c + i\frac{T_c}{8})\delta(\tau - i\frac{T_c}{8}) \tag{3.14}$$

但し，$t_0 \leq t \leq t_0 + 4NN_{profile}T_c$である．これにより S/N は改善され，合成後の S/N は，

$$\left(\frac{S}{N}\right)_p = N_{profile} \times 4 \times \frac{p^2}{d_{I_k}^2 + d_{Q_k}^2}\left(\frac{E_s}{N_0}\right) \tag{3.15}$$

となる．

また，この複素遅延プロファイルを用いて，パイロットチャネルの受信電力 (P_{pilot}) を測定し，βを用いて，トラヒックチャネルの受信電力 ($P_{traffic}$) を推定する．更に，希望信号と干渉及び雑音信号を含めた全受信電力 (P_{total}) を測定することにより，受信 $C/(N_0+I_0)$ を次式を用いて求める．

$$\frac{C}{(N_0+I_0)} = \frac{P_{traffic}}{P_{total}-P_{traffic}} \times R_c \tag{3.16}$$

ここで，R_cはチップレートである．

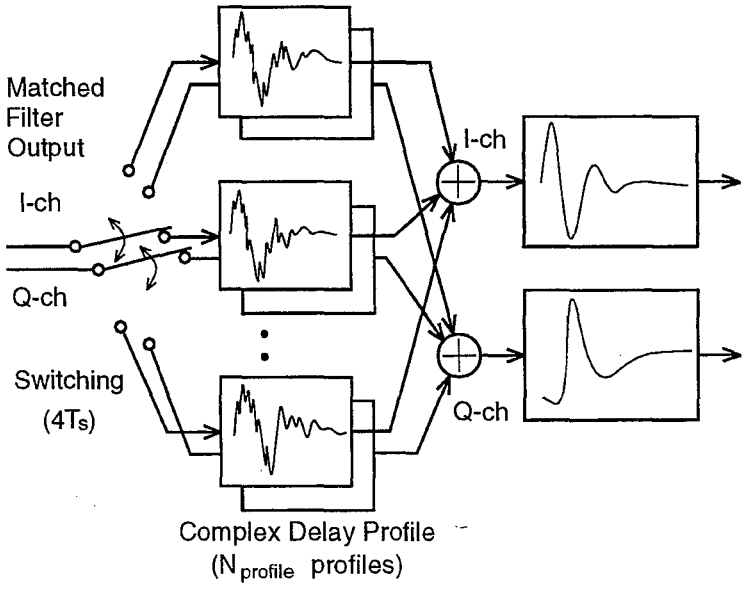


図 3.4: 遅延プロファイル推定器の構成

3.2.4 チップタイミング同期回路の構成

A-D コンバータのサンプリング周波数を

$$f_{AD} = M f_{chip} \tag{3.17}$$

但し，$f_{chip} = 1/T_c$ とし，A-D コンバータのサンプリングタイミングを

$$t_{k,l,m} = k(4T_s) + lT_c + (m/M)T_c \tag{3.18}$$

$$k = 0,1,2,3,\cdots, \tag{3.19}$$

$$l = 0,1,2,3,\cdots,4N-1 \tag{3.20}$$

$$m = 0,1,2,\cdots,M-1 \tag{3.21}$$

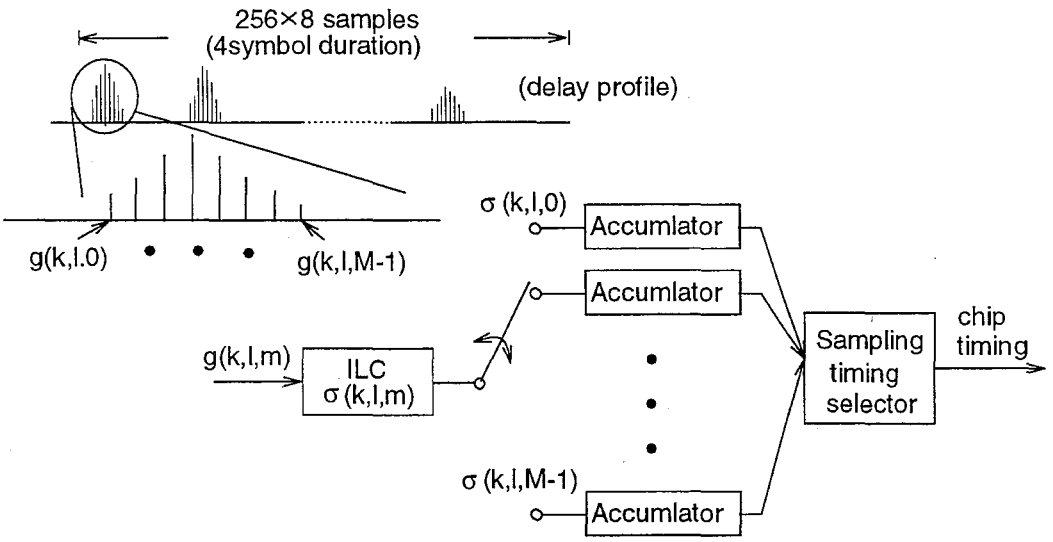


図 3.5: チップタイミング同期回路の構成

とする．チップタイミングは 1 チップ区間において遅延プロファイルの複素包絡線の値が最も大きい点である．従って，チップタイミング m に対する対数尤度関数は次式で近似できる[46]．

$$\Lambda(m) = \sum_{k=0}^{N_a-1} \sum_{l=0}^{4N-1} \sigma(k,l,m) \tag{3.22}$$

$$\sigma(k,l,m) = |g(k,l,m)|^2 \tag{3.23}$$

ここで，$g(k,l,m)$ は，$g(t_{k,l,m})$ を意味する．また，N_aは，チップ同期を確立するのに要するプロファイル数である．

式 (3.22) と式 (3.23) より，$\Lambda(m)$ の値が最大となる m を見つけることによって最適なサンプリング点 m_aを抽出できることがわかる．

図 3.5にチップタイミング同期回路の構成を示す．まず始めに，$\sigma(k,l,m)$ を，ILC(Instantaneous Likelihood Calculator) で求め，これを M 個の加算器 (Accumulator) に入力する．m 番目の加算器の値は次のように書ける．

$$A(m) = \sum_{k=0}^{N_a-1} \sum_{l=0}^{4N-1} \sigma(k,l,m) \tag{3.24}$$

$$0 \leq m \leq M-1 \tag{3.25}$$

N_aプロファイル個加算した後にサンプリングタイミング選択器 (Sampling timing selector)

で，最大値をもつ加算器を検出し，(例えば，図3.5では，m=3) この値でサンプリングを行う．

3.3 シミュレーション結果

本方式の伝送特性を検討するために計算機シミュレーションによって解析を行った．拡散復調では，チップ同期の確立が重要であるので，始めにチップ同期を確立するにはどれぐらいの遅延プロファイル数を同期加算する必要があるかを調べる．次に，提案方式の特性は，パイロットチャネルの電力抑圧度と，マッチドフィルタ出力の同期加算数に依存するので，これらの値について検討する．その後に従来のDPSK/PDIとの比較を行うことによって，総合評価を行う．なお，シミュレーションに用いた諸定数は表3.1の通りである．

表3.1: シミュレーションに用いた諸定数

Modulation	QPSK
Process Gain (Traffic channel)	64
Process Gain (Pilot channel)	256
Symbol Rate	64ksymbol/s
Chip Rate	4.096Mchip/s
Tx Rx filters	root Nyquist filter (α=0.5)
Sampling rate of A-D converter	8sample/symbol
Burst length	128 symbols
Transmitted data	9-stage M sequence

3.3.1 チップタイミング同期

図3.6に静特性条件下においてパイロットチャネル対全送信電力比βをパラメータとした場合のチップタイミング同期に用いたプロファイル数N_aに対するBER特性を示す．ここで，$E_b/N_0 = 3$, 6dBである．

陸上移動通信システムにおいては，音声codecはBER= 10^{-2}で十分良好な品質が得られている．また，データ伝送の場合には無線区間でBER= 10^{-3}が達成できれば，ARQ等の適用によりスループットをあまり低下させずに，エラーフリーの状態が実現できる．以上より，本論文では，議論を $10^{-3} \leq \mathrm{BER} \leq 10^{-2}$ の範囲に絞る．

フェージング下で平均 BER を $10^{-3} \leq \mathrm{BER} \leq 10^{-2}$とする場合，瞬時の BER は 10^{-1}以上にもなり得るので BER が $10^{-3} \sim 10^{-1}$の範囲で，チップタイミング同期に起因する BER 特性の劣化が生じないことが要求される．図 3.6より，$10^{-3} \leq \mathrm{BER} \leq 10^{-1}$ の範囲では N_a が約 16 プロファイルあれば理論限界値に漸近しており，チップタイミング同期に起因する劣化はないと見なせる．従って，以下の解析では 1 バースト長に相当する $N_a = 32$ プロファイルを用いる．

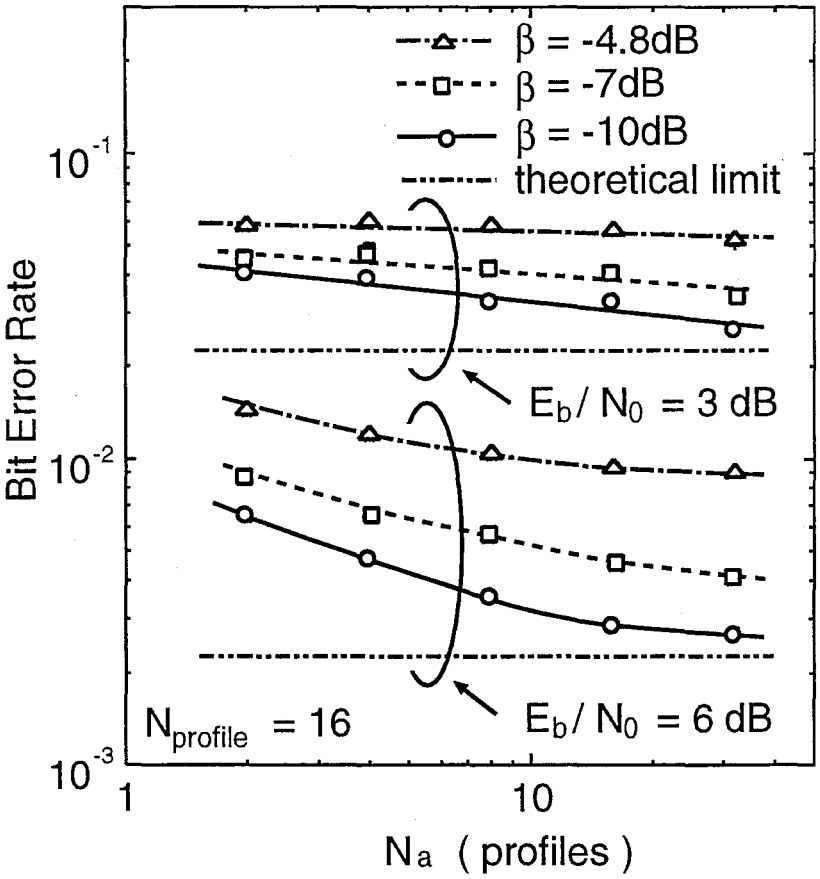


図 3.6: 累積プロファイル数 N_aに対する BER 特性

3.3.2 静特性条件下における誤り率特性

図 3.7に静特性条件下での BER 特性を示す．ここで，遅延プロファイルの測定に用いるプロファイルの数 $N_{profile}$ とβに関しては，後述の解析結果より得られた最適値である $N_{profile} = 16$，$\beta = -10dB$ を使用した．図 3.7より，理論値からの劣化は約 0.5 dB が見ら

れる．これはパイロットチャネルを挿入することによる劣化量が約0.45 dBであるからほぼ理論に一致していると言える．

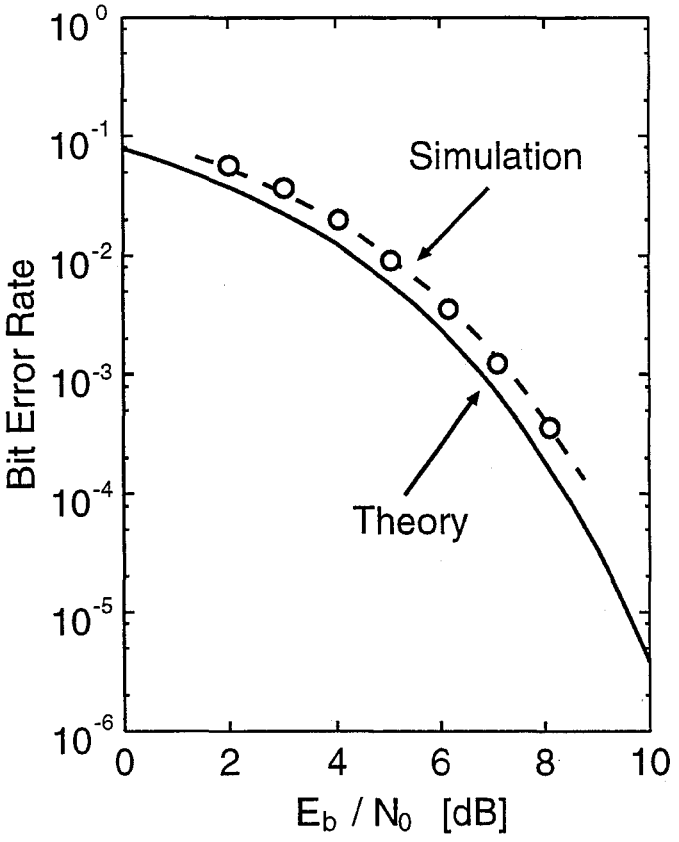


図 3.7: 静特性下のBER特性

3.3.3 β, $N_{profile}$の最適化

パイロットチャネルの電力を大きくする，或いは$N_{profile}$を大きくするとチップ同期や遅延プロファイルの推定精度が向上する．電力効率の面から見ると，βを小さくし，$N_{profile}$を大きくするほうが効率は良くなる．一方，フェージング変動の追随性から見ると，βを大きくし，$N_{profile}$を小さくしたほうが良い．従って，βと$N_{profile}$には，最適な点があると考えられる．

図3.8に，静特性条件下において，$N_{profile}$をパラメータとした場合のβに対するBER特性を示す．ここで，$E_b/N_0 = 3$dBとした．なお，他のE_b/N_0においても，ほぼ同等の傾向が見られた．図3.8において，$N_{profile} = 4$のBER特性が大きく劣化しているのは，遅延プロファイルの測定精度が低いため，同期はずれが生じたりするからである．図3.8より，あ

る程度のマージンを考慮すると $N_{profile}$は，16 以上必要であることがわかる．従って，以下の解析は $N_{profile}$=16，32 の場合について行う．

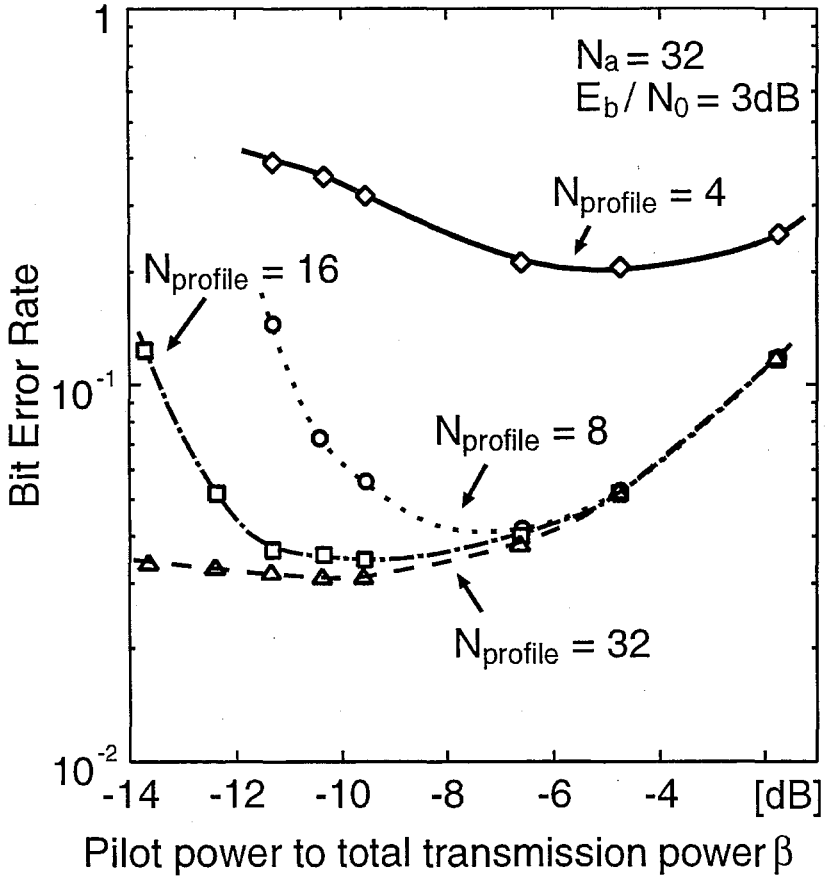


図 3.8: $N_{profile}$をパラメータとしたβに対する BER 特性

図 3.9に 2 波レイリーモデル (遅延波の遅延時間は 2 チップ，DU 比:0dB) の周波数選択性フェージング下におけるβに対する BER 特性を E_b/N_0 =10,13dB の場合について示す．図 3.9において，βを小さくした場合に特性が劣化しているのは，遅延プロファイルの測定精度が低くなるためである．一方，βを大きくした場合に特性が劣化しているのは，パイロットチャネルに用いられる電力が大きいため，トラヒックチャネルに割り当てられる電力が小さくなるためである．図 3.9より，10^{-3} <BER< 10^{-2}の範囲では，$N_{profile}$が 16 と 32 で大差がなく，最適なβの値は，$\beta = -10$dB であることがわかる．従って，以下の解析では $\beta = -10$dB とする．

図 3.10に 2 波レイリーモデルにおける BER 特性を示す．ここで，最大ドップラー周波数 $f_D = 40, 80$Hz とした．図 3.10より，$f_D = 40$Hz の時は $N_{profile}$ =16 と 32 で大差は見ら

れないが，$f_D = 80$Hz の時には，$N_{profile}$ =32 の場合はフロアが生じている．これは，遅延プロファイル推定器において，同期加算する遅延プロファイルの数が大きくなり，伝搬路状況を一定と見なしている時間が長くなることによって，フェージング変動に対する追随性が悪くなるためである．また，E_b/N_0が小さいときは，理論からの劣化量が若干大きくなるのは遅延プロファイル推定部で出力される遅延プロファイルの推定値に雑音が乗っており，それによるダイバーシチ合成時の劣化が E_b/N_0が小さいほど無視できなくなるためであると考えられる．以上より，$\beta, N_{profile}$の最適値はそれぞれ，-10dB，16 であることがわかる．従って以下の解析では，$\beta = -10dB$，$N_{profile} = 16$ とする．

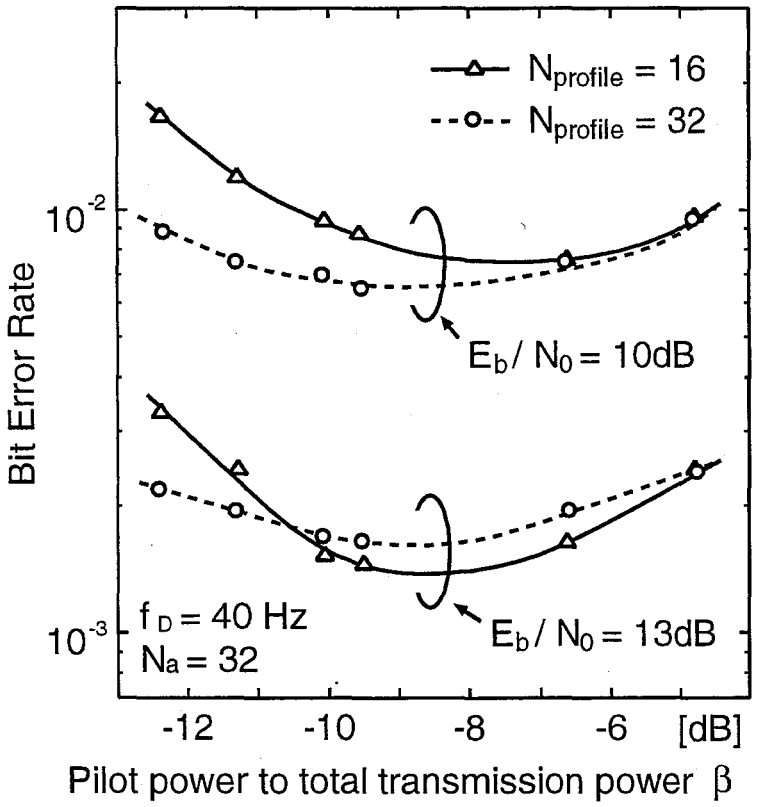


図 3.9: 2波レイリーフェージング下におけるβに対する BER 特性

3.3.4 従来方式との比較

図 3.11に 2 波レイリーモデルの周波数選択性フェージング下，及び 1 波レイリーモデルにおける E_b/N_0に対する BER 特性を示す．また，従来の DPSK/PDI との特性比較のため，文献 [40] での DPSK/PDI の BER 特性 ($f_D = 40$Hz) を示す．図 3.11より，2 波モデルに

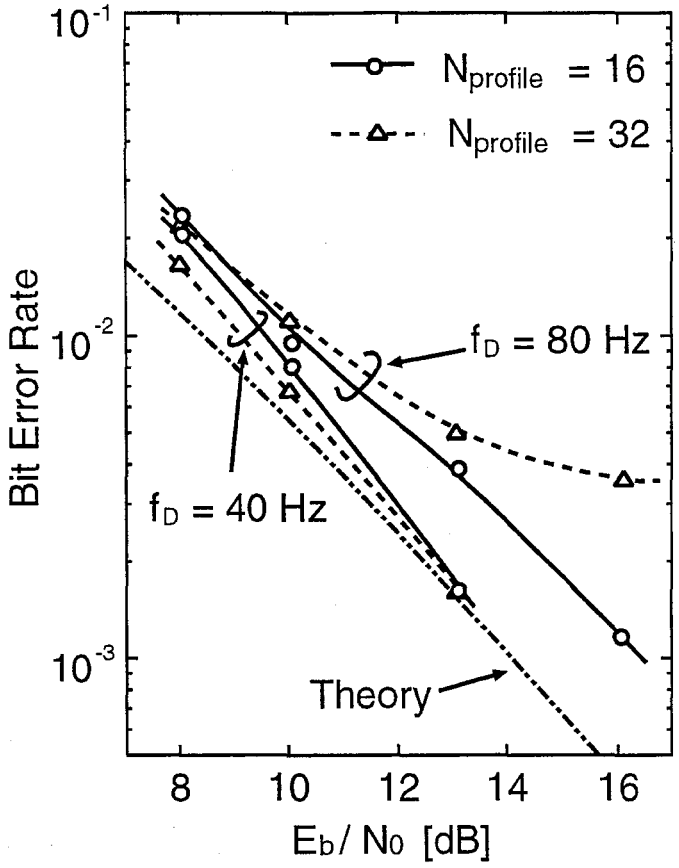


図 3.10: 2 波レイリーフェージング下における BER 特性

対して本方式の RAKE ダイバーシチはほぼ理論的に動作していることがわかる．更に，1 波モデル，2 波モデル共に本方式は従来の DPSK/PDI 方式より BER 特性が優れており，例えば BER=10^{-3}において約 2-3dB 優れているが，これはシステム容量が約 2 倍となる可能性を示している．また，1 波モデルの $f_D = 80$Hz の場合に特性が大きく劣化しているが，これは遅延プロファイル推定器で測定した遅延プロファイルがフェージング変動に追従できてない為である．しかし，広帯域通信においては 1 波モデルとなる可能性は低いと考えられるので，本方式は広帯域通信には効果的であると言える．

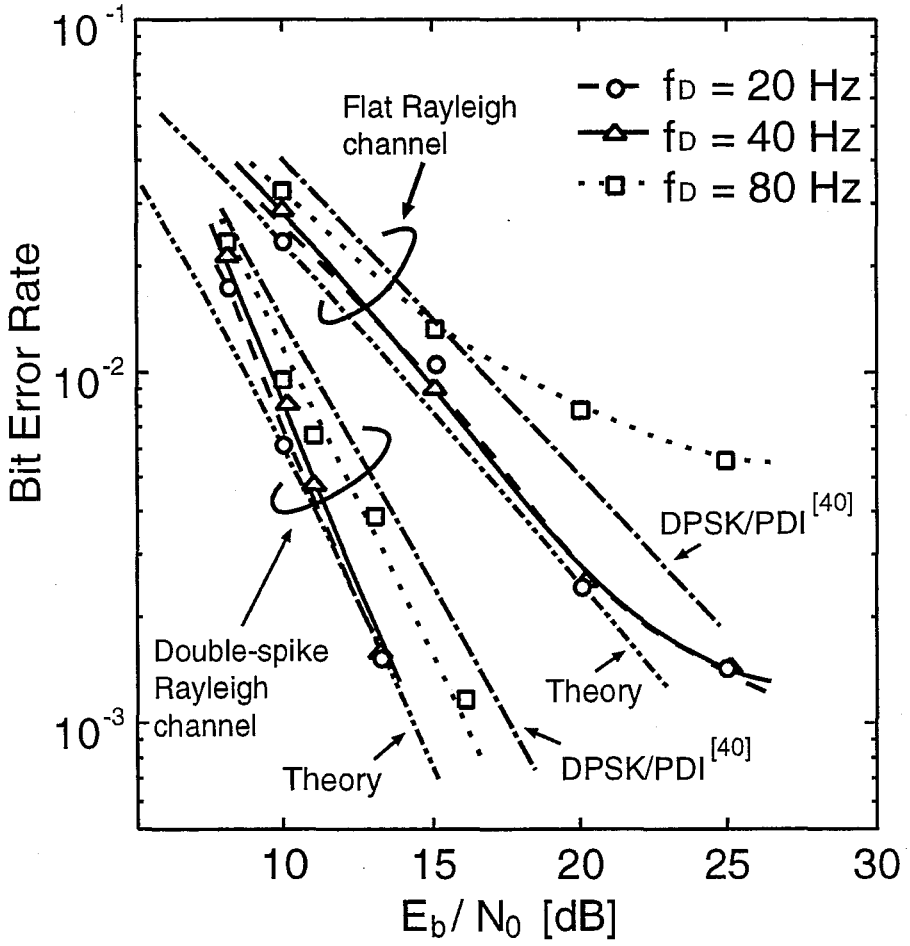


図 3.11: フェージング下における BER 特性

3.4 結言

本章では，DS/CDMA の上り回線の伝送特性を改善及び伝搬路の推定を行うために抑圧したパイロットチャネルを挿入することによって同期検波を行い，コヒーレントなパスダイバーシチを実現すると共に最尤推定法 (ML 法) に基づくチップタイミング再生を実現する方式を提案し，計算機シミュレーションによってその特性を評価した．

その結果，チップタイミングの再生には約 16 プロファイルあれば良いこと，また挿入するパイロットチャネルの信号電力と全送信電力比β 及び同期加算する遅延プロファイルの数 $N_{profile}$ には最適点が存在し，それぞれ$\beta = -10$dB，$N_{profile} = 16$ が最適であることが判明した．また，周波数選択性フェージング下において RAKE ダイバーシチを用いた場合，ほぼ理論通りの結果が得られること，更に本方式は，干渉雑音をガウス近似した場合周波数選択性フェージング下及び周波数非選択性フェージング下のいずれにおいても BER 特性が従来の DPSK/PDI 方式より優れており，BER=10^{-3}を基準とするとシステム容量が約 2 倍になる可能性を明らかにした．

第4章

ソフトパワーコントロール方式を用いた送信電力制御

4.1 序言

DS/CDMA 方式では，全てのユーザが同じ周波数帯を用いているため，基地局と移動局との距離によって生じる“遠近問題”，及びフェージングによる各ユーザの受信電力の違いからくるシステム容量の劣化が従来からの大きな課題であった．この問題を解決するために，送信電力を制御するパワーコントロール技術に関する検討が多く行われている[29]~[34]．また，CDMA セルラ方式では，隣接するセルにおいても同じ周波数を用いているので，ある特定のセル内で完全なパワーコントロールを行うと隣接するセルに大きな影響を及ぼし，システム全体としての特性が劣化する[30]，自セル内で完全にパワーコントロールを行っても隣接セルからの干渉が存在するため受信 CIR が一定にならない等の問題がある．本章では，CDMA 方式では不可欠とされる送信電力制御方式として，隣接セルに対する干渉の影響と制御負荷を軽減でき，5章で述べる処理利得可変伝送方式に適した送信電力制御方式として，ソフトパワーコントロール方式を提案する．まず，本方式の原理を明らかにし，その制御アルゴリズムについて述べる．さらに，その伝送特性を従来型の送信電力制御方式と比較することによってその有効性を明らかにする．

4.2 ソフトパワーコントロールの原理

図 4.1に CDMA セルラ方式の隣接セルからの干渉モデルを示す．CDMA セルラ方式では，隣接するセルでも同じ周波数を用いており，また，自セルの基地局と隣接セルの基地局までのシャドウイングやフェージングは独立である．従って，パワーコントロールのよ

り，瞬時値変動までの全ての変動を補償すると，送信のピーク電力が大きくなり，隣接セルに対する干渉が非常に大きくなるといった問題が生じる．ソフトパワーコントロールは，これらの問題を解決するために，パワーコントロールで補償する電力レベルに制限を与える方式である．以下に，電力基準型及びCIR基準型ソフトパワーコントロール方式を示す．

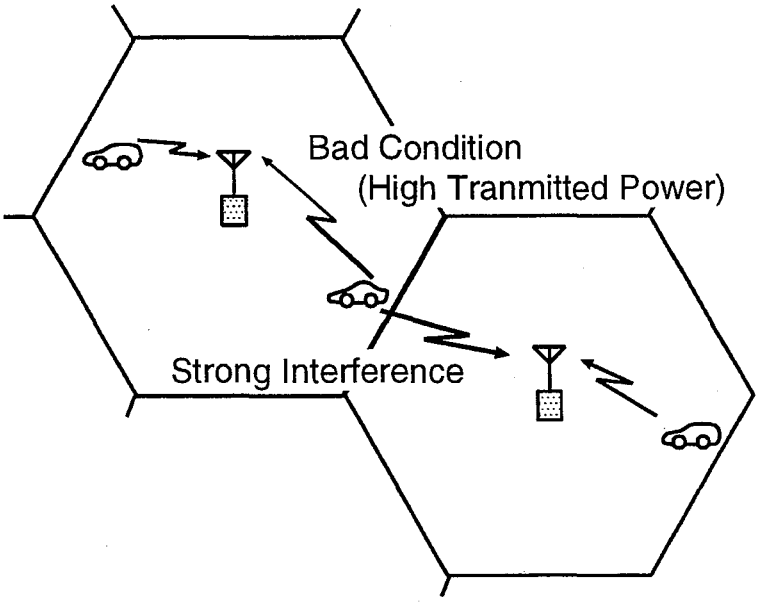


図 4.1: 隣接セルへの干渉

4.2.1 電力基準型ソフトパワーコントロール

電力基準型ソフトパワーコントロールは，希望信号の受信電力を測定し，この値を用いて，送信電力制御を行う方式で，Method 1 と Method 2 の 2 つの方式を提案する．

Method 1

Method 1 は，長区間中央値変動，短区間中央値変動はオープンループパワーコントロールにより完全に補償し，その補償された受信電力を基準としてソフトパワーコントロールの上限値γ_u, 下限値γ_lを設定し，その値を上回る，或いは下回るような大きな変動に対してのみクローズループパワーコントロールを行う．すなわち，図4.2に示すように瞬時値変動に対してのみソフトパワーコントロールのウィンドウを設定する．第2章で述べたように陸上移動伝搬路を通った信号の受信電力は次式で与えられる．

$$P_{re} = A \cdot G_A \cdot P_{tr} \cdot r^{-\alpha} 10^{\frac{x}{10}} R \tag{4.1}$$

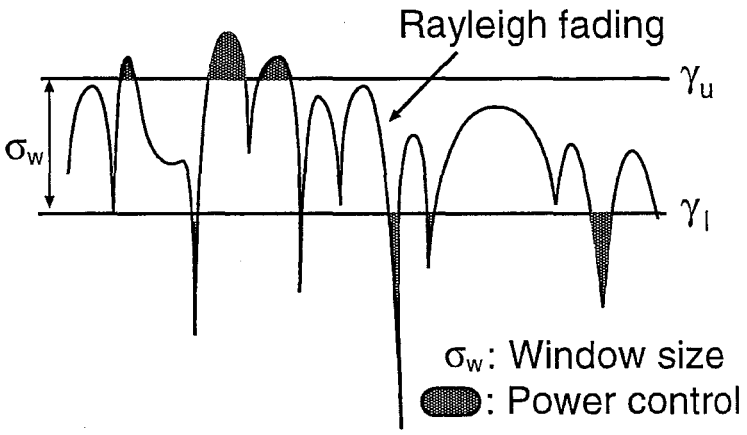


図 4.2: Method1

ここで，G_Aは送受信アンテナゲイン，A は周波数，基地局アンテナ高，移動局アンテナ高によって決まる定数である．

この受信電力の変動に対して，Method 1 のソフトパワーコントロールを行ったときの受信電力は次式で表される．

$$P'_{re} = \begin{cases} \gamma_l & (P_{re} < \gamma_l) \\ R & (\gamma_l \leq P_{re} \leq \gamma_u) \\ \gamma_u & (\gamma_u < P_{re}) \end{cases} \tag{4.2}$$

ここで，R は指数分布 (その 2 乗根はレイリー分布をなす) に従う確率変数，P_{re}は制御前の受信電力，P'_{re}は制御後の受信電力，P_{tr}は制御前の移動局の送信電力を示す．

この時，パワーコントロール後の送信電力 P'_{tr}は次式で与えられる．

$$P'_{tr} = \begin{cases} P_{tr} \cdot \gamma_l \cdot (K_1 \cdot r^{-\alpha} \cdot 10^{\frac{\xi}{10}} \cdot R)^{-1} & (P_{re} \leq \gamma_l) \\ P_{tr} \cdot (K_1 \cdot r^{-\alpha} \cdot 10^{\frac{\xi}{10}})^{-1} & (\gamma_l < P_{re} < \gamma_u) \\ P_{tr} \cdot \gamma_l \cdot (K_1 \cdot r^{-\alpha} \cdot 10^{\frac{\xi}{10}} \cdot R)^{-1} & (P_{re} \geq \gamma_u) \end{cases} \tag{4.3}$$

$$K_1 = A \cdot G_A \tag{4.4}$$

ここで，r は移動局と基地局との距離，αは減衰定数，ξは対数正規分布をなす確率変数を示す．

Method 2

Method 2 は，パワーコントロールをまったく行わない状態での受信電力に対して，ソフトパワーコントロールの上限値γ_u, 下限値γ_lを設定し，その値を上回る或いは下回るような

大きな変動に対してのみパワーコントロールを行う．すなわち，図4.3に示すように長区間中央値変動，短区間中央値変動，瞬時値変動の全てを含んだ変動に対してソフトパワーコントロールのウィンドウを設定する．このとき，受信電力は次式で表せる．

$$P'_{re} = \begin{cases} \gamma_l & (P_{re} < \gamma_l) \\ r^{-\alpha} 10^{\frac{x}{10}} R & (\gamma_l \leq P_{re} \leq \gamma_u) \\ \gamma_u & (\gamma_u < P_{re}) \end{cases} \tag{4.5}$$

この時，パワーコントロール後の送信電力 P'_{tr} は次式で与えられる．

$$P_{tr} = \begin{cases} P_{tr}(K_2 \cdot \frac{P_{re}}{\gamma_l})^{-1} & (P_{re} \leq \gamma_l) \\ P_{tr}(K_2)^{-1} & (\gamma_l < P_{re} < \gamma_u) \\ P_{tr}(K_2 \cdot \frac{P_{re}}{\gamma_u})^{-1} & (P_{re} \geq \gamma_u) \end{cases} \tag{4.6}$$

$$K_2 = A \cdot G_A \tag{4.7}$$

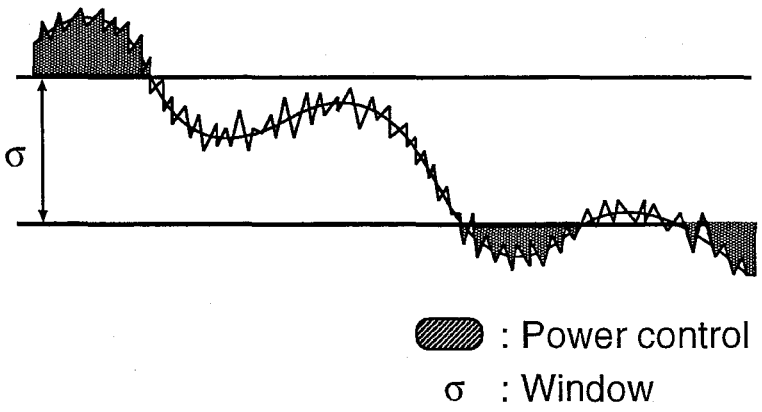


図 4.3: Method2

4.2.2 CIR 基準型ソフトパワーコントロール

CIR 基準型ソフトパワーコントロールは，設定する受信 CIR に上限値と下限値を設定し，その値を上回る或いは下回るような大きな変動に対してのみパワーコントロールを行う方式である．制御遅延がなく，電力制御が理想的に動作するものと仮定し，時間 i における受信 CIR を CIR_i とすると，電力制御後の受信 CIR は

$$\mathrm{CIR} = \begin{cases} CIR_l & (CIR_i \leq CIR_l) \\ CIR_i & (CIR_l < CIR_i < CIR_u) \\ CIR_u & (CIR_i \geq CIR_u) \end{cases} \tag{4.8}$$

で与えられる．ここで，CIR_lおよびCIR_uはソフトパワーコントロールの下限値および上限値を示す．

このとき，送信電力 P_t'は

$$P_t' = \begin{cases} P_t \cdot \dfrac{CIR_l}{CIR_i} & (CIR_i \leq CIR_l) \\ P_t & (CIR_l < CIR_i < CIR_u) \\ P_t \cdot \dfrac{CIR_u}{CIR_i} & (CIR_i \geq CIR_u) \end{cases} \tag{4.9}$$

となる．ここで，P_tは正規化電力である．

4.3 解析モデル

図4.4に干渉計算モデルを示す．ここで，電力基準型送信電力制御については，各セルにおいて希望信号の電力を測定し，送信電力を制御すればよいので図4.4(a) のモデルで解析を行った．また，CIR基準型送信電力制御は，回りのセルからの干渉を考慮して受信CIRが決定される．従って，セル数を限定したセル構成を用いると，周りからの干渉量の少ないサービスエリア端のセル内に存在するユーザの送信電力が小さくなり，ついては，内側への干渉量も小さくなるので，すべてのセルにおいて，同様の送信電力制御を用いることは図4.4(a) のモデルでは不可能である．よって，図4.4(b) に示すように，セルを繰り返す．すなわち，例えば，25番目のセルの左には29番目のセルと完全に等しいセルが仮想的に存在するものとして，送信電力制御を行う．この方法は，セルラッピングと呼ばれる．これにより，無限セルが実現でき，すべてのセルにおいて，等しい送信電力制御が可能となる．

図4.5にソフトパワーコントロールの制御ブロック図を示す．解析は，以下の手順によって行った．

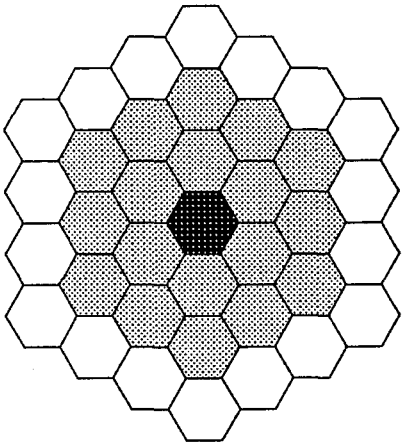
1. すべてのセルに一様に移動局の位置を設定する．

2. 各移動局は，時間 t において，送信電力 $P_t(t)$ dB で送信を行う．

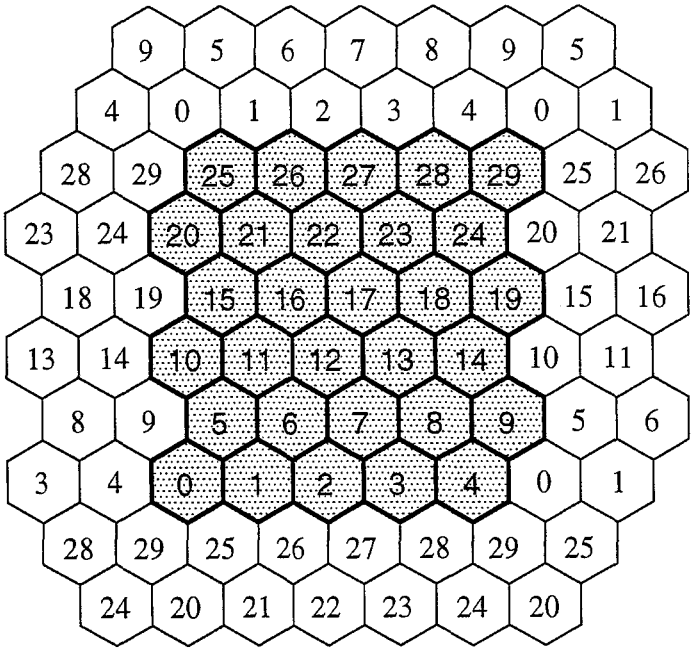
3. すべての移動局に対して，自セル及び隣接セル (周囲18セル) の基地局への距離変動，シャドウイング，及びレイリーフェージングを求める．

4. 各セルの基地局では，それぞれのユーザに対し，電力基準型送信電力制御であれば，伝搬路における変動による減衰量$\eta(t)$(dB) を受けた受信電力

$$\gamma(t) = P_t(t) + \eta(t) \tag{4.10}$$



(a) 電力基準型の場合



(b) CIR基準型の場合

図 4.4: 解析モデル

を求める．また，CIR 基準型送信電力制御であれば，m 番目のセルの i 番目のユーザの受信 CIR

$$\gamma(t) = \{P_{t_m i}(t) + \eta(t)\} - \left\{ \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^{K-1} (P_{t_m k} + \eta_{0k}(t)) + \sum_{l=1}^{18} \sum_{k=0}^{K-1} (P_{t_l k}(t) + \eta_{lk}(t)) \right\} \quad (4.11)$$

を求める．ここで，K は 1 セル内のユーザ数，$P_{t_{lk}}, \eta_{lk}$はそれぞれ，l 番目のセルの k 番目のユーザの送信電力，そのユーザから注目セル (m 番目) への伝搬路変動による減衰量を示す．

5. 受信電力$\gamma(t)$，或いは，受信 CIR $\gamma(t)$ とソフトパワーコントロールのスレッショルド γ_u, γ_l との比較を行い，次のアルゴリズムを用いて，各移動局に制御コマンドを送信する．ここで，制御コマンドの受信誤りはないものとした．

$$\begin{array}{ll} \gamma(t) < \gamma_l & \text{Power up} \\ \gamma_l < \gamma(t) < \gamma_u & \text{Power hold} \\ \gamma(t) > \gamma_u & \text{Power down} \end{array} \quad (4.12)$$

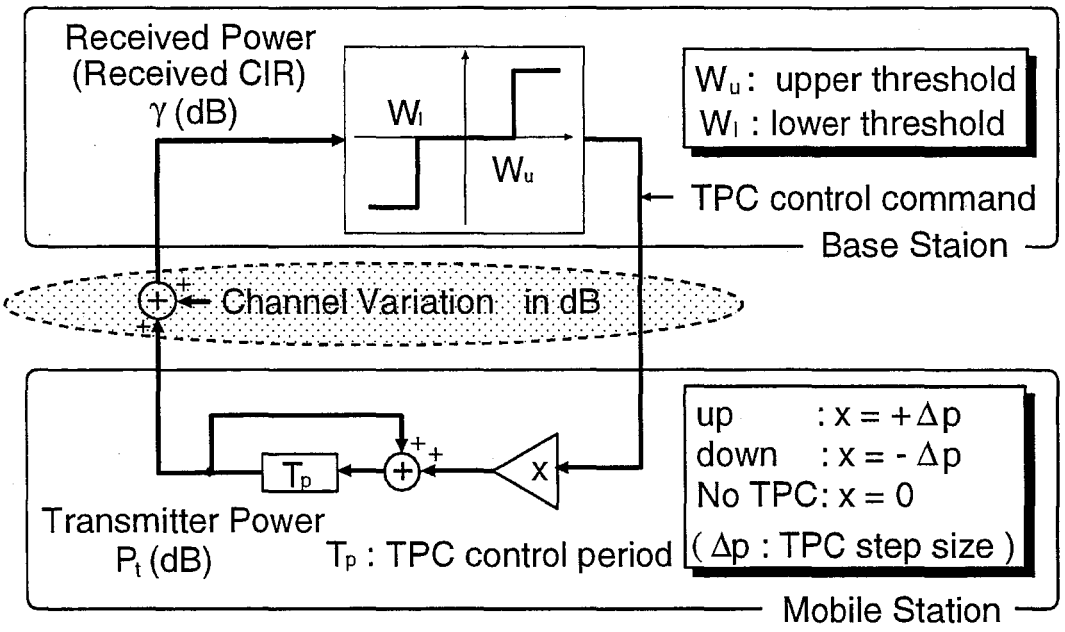


図 4.5: ソフトパワーコントロールのアルゴリズム

4.4 システム容量の解析

表 4.1に計算機シミュレーションに用いたパラメータの諸元を示す.

表 4.1: シミュレーションの諸元

セル構成	オムニ
干渉エリア	周囲 18 セル
伝搬係数 α	3.5
短区間中央値変動標準偏差 σ	6.0
ユーザ分布	一様分布
ダイバーシチのブランチ数	2
Voice Activity	100%

図 4.6にウィンドウサイズを-23 dB $<$ CIR$<$ -15dB にしたときの CIR 基準型のソフトパワーコントロールを用いたときの受信 CIR 特性例を示す. ここで, $f_dT_p = 0.004$ を用いた. 但し, T_pは送信電力制御のコマンドの周期, f_dは最大ドップラー周波数である. この図に示すように提案方式を用いた場合, その受信 CIR が-23 dB $<$ CIR$<$ -15dB のウィン

ドウ内にほぼ収まっていることがわかる．

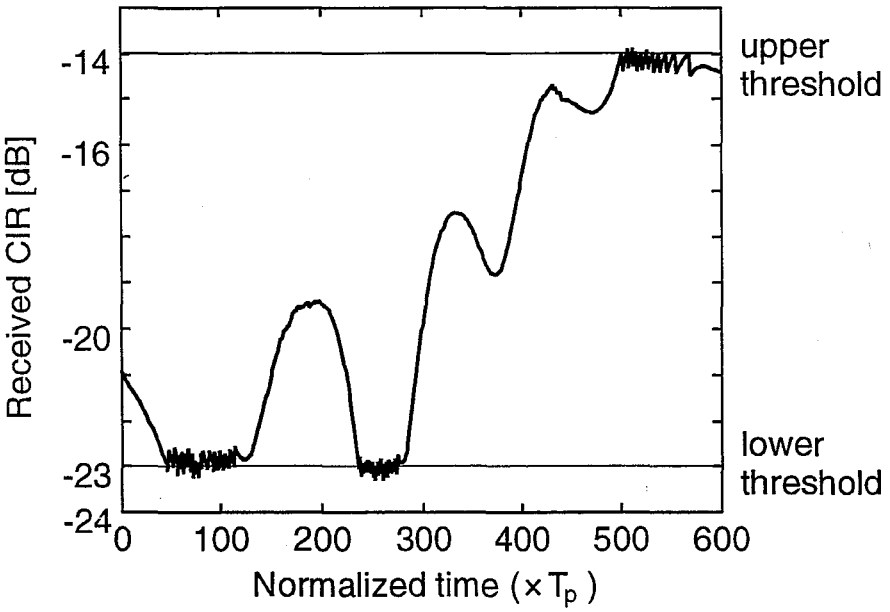


図 4.6: 動作例

ソフトパワーコントロール方式では，そのウィンドウのスレッショルド値によって特性が決定するので，ウィンドウの最適化を行う必要がある．図4.7にソフトパワーコントロールのウィンドウに対する劣化率特性を示す．ここで，Method 2 における 0dB は，セルサイトから約 0.94R(R はセルの半径) にいるユーザのパワーコントロール前の平均受信電力である．また，劣化率は $P_r(\mathrm{BER} > 10^{-3})$ と定義した．

図4.7において，ウィンドウの設定値が 0 dB 以下の部分は，ソフトパワーコントロールの上限値を 0dB に固定し，下限値を変数としたものであり，ウィンドウの設定値が 0 dB 以上の部分は，ソフトパワーコントロールの下限値を 0dB に固定し，上限値を変数としたものである．

図4.7より，上限値を大きくし過ぎると，基地局で大きな電力で受信されるユーザが増加するため，干渉量が増加し，劣化率が悪くなる．一方，下限値を小さくし過ぎていくと，小さな電力で受信されるユーザが増加するため，所要 CIR に達しないユーザが増加し，劣化率が悪くなることがわかる．

図4.8に電力基準型ソフトパワーコントロール，及び従来方式の CIR 特性を示す．ここで，伝搬路推定は完全であるとし，制御遅延はないものとした．また，ソフトパワーコントロールのウィンドウの設定値としては，最適化をおこない，Method1 では，[-6:-3]，Method2 では，[-9:-3] を用いた．ここで，$[x_l, x_u]$ は x_l がウィンドウの下限値を x_u がウィンドウの上

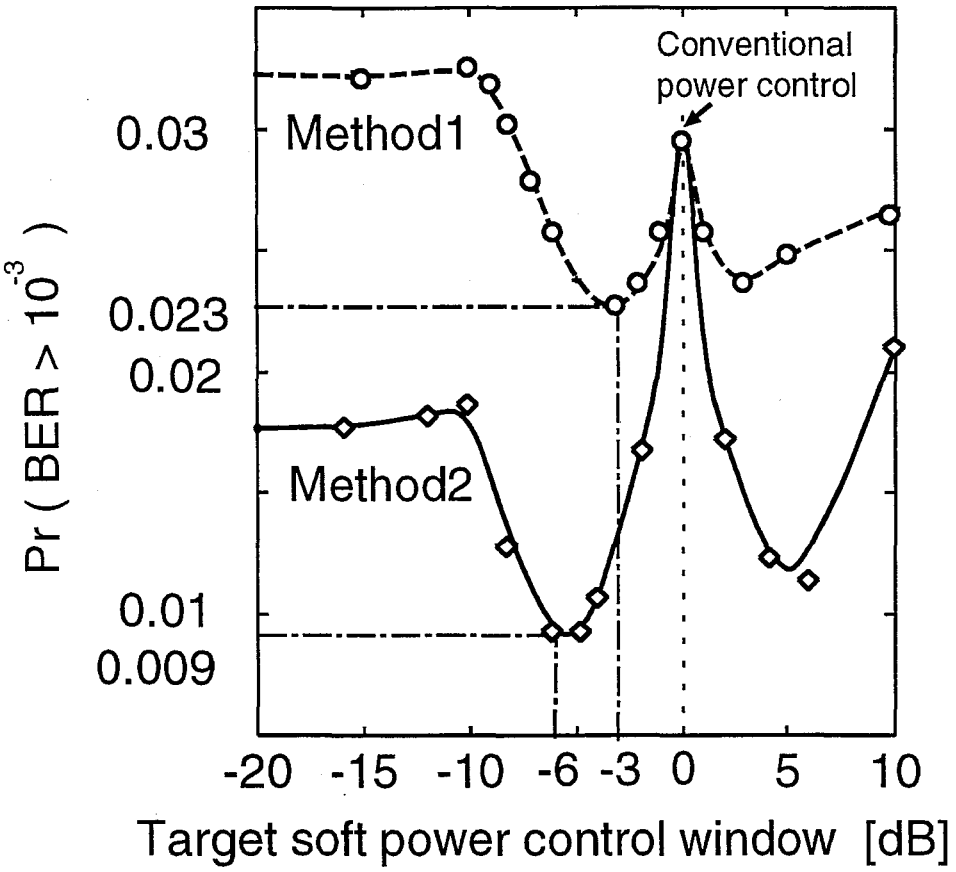


図 4.7: ソフトパワーコントロールのウィンドウに対する特性.

限値を示す．図 4.8より提案方式を用いることによって低い CIR の発生確率が減少し，また，高い CIR の発生確率が増加していることがわかる．これは，パワーコントロールで制御する電力に制限を与えたため過剰の送信電力を送るユーザが減少し，他セルに対する干渉量が減ったためであると考えられる．

図 4.9に提案方式，及び従来方式の 1 セルのユーザ数に対する劣化率を示す．ここで，ソフトパワーコントロールのウィンドウの設定値は，上述の最適値を用いた．また，変調方式としては QPSK，符号化率 1/2 の畳込み符号 (拘束長 7) を用いた．図 4.9より，劣化率特性が従来方式に比べて向上していることがわかる．劣化率の基準を 1% とすると，従来方式では 1 セル内に許容できるユーザ数が 4 であるのに対して，提案方式を用いた場合，Method 1 で約 6，Method 2 で約 11 のユーザ数が許容可能となる．すなわち，Method 1 で約 1.3 倍，Method 2 で約 2.6 倍のユーザ数の増加が見込めることがわかる．

また，Method 2 の方が Method 1 よりも改善効果が大きいが，Method 2 では，Method 1 のときのように完全に距離変動を補償していないので，基地局から遠いユーザは常にウィ

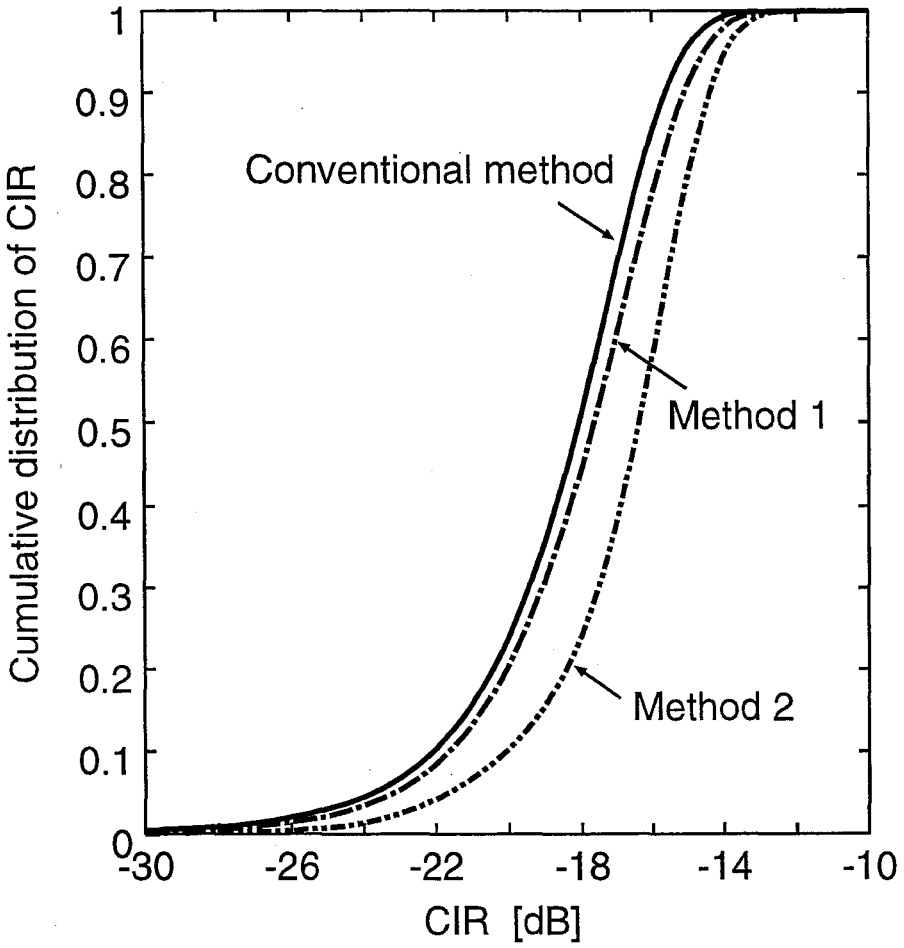


図 4.8: CIR の累積分布

ンドウの設定値の下限値にあり基地局に近いユーザは常にウィンドウの設定値の上限値にあることになり，全てのユーザに対して等しいサービスを行えないといった問題がある．

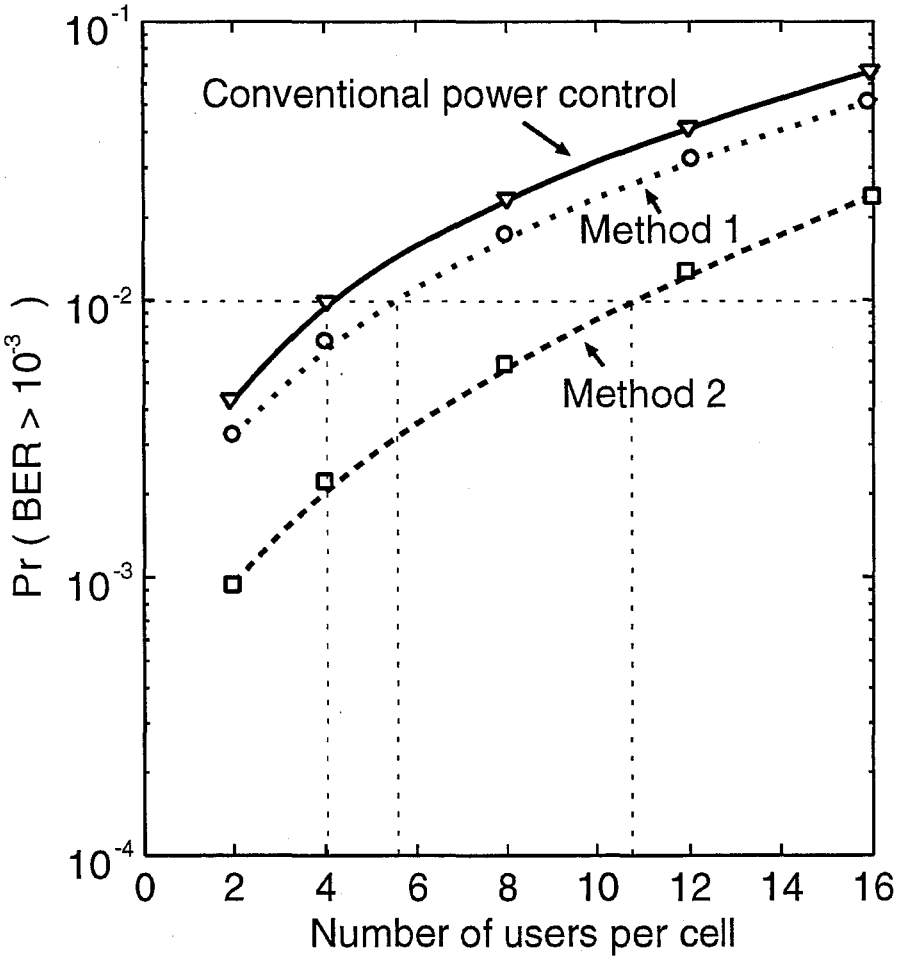

Conventional power control
Method 1
Method 2
Pr (BER > 10^-3)
10^-1
10^-2
10^-3
10^-4
0
2
4
6
8
10
12
14
16
Number of users per cell

図 4.9: 劣化率特性

4.5 結言

本章では，他セルに対する干渉量を減少するためにパワーコントロールに制限を設けるソフトパワーコントロール方式を提案し，その CIR 特性とシステム容量を評価した．その結果，ソフトパワーコントロール方式では，従来方式に比べて低い CIR の発生確率が減少し，高い CIR の発生確率が増加し，その特性が改善されることがわかった．また，劣化率の基準を 1% とすると，従来のパワーコントロールに比べて，Method 1 で約 1.3 倍，Method 2 で約 2.3 倍のユーザ数の増加が見込めることを明らかにした．

第 5 章

処理利得可変伝送方式

5.1 序言

マルチメディア通信を行うに際して，メディアは，データ，静止画像等の一定量情報 (Media I) と音声，動画像等の一定ビットレート情報 (Media II) に大別することができる．Media I に対しては，高速に伝送することによってチャネル占有率を小さくし，スループット及び遅延特性を向上させることが望まれる．一方，Media II に対しては，一定ビットレートで送信するのでチャネル容量 (システム容量) が大きくなることが望まれる．

従って，本章では，Media I に対しては，伝搬路変動に応じて，処理利得を可変にする処理利得可変伝送方式を提案し，Media II に対しては，処理利得可変伝送方式に加えて，チャネルアクティベーション方式を提案している．まず，本方式の原理を明らかにし，本方式によって，伝送速度が大幅に向上することを定性的に述べる．更に，本方式のシステム容量を導出し，解析することによって，その改善効果を定量的に明らかにする．更に，チャネルアクティベーション方式の原理を述べると共に，本方式を用いることによって，比較的簡単に全てのメディアに対してシステム容量を増加できることを定量的に明らかする．

5.2 処理利得可変伝送方式の原理

図 5.1に処理利得可変伝送方式の原理図を示す．本方式は，変動する伝搬路状況に応じて，瞬時 $C/(N_0+I_0)$ が高い時は，高い符号化率及び小さな処理利得を選択し，ある品質を保ちながら高速伝送を行う．一方，受信状況が悪く，瞬時 $C/(N_0+I_0)$ が低い時は，低い符号化率及び大きな処理利得を用いることにより，伝送速度を遅くし，伝送品質を改善している．一般に，深いフェージングにより伝搬路特性が大きく劣化する時間的割合は落ち込んでいないときに比べて比較的短いので，本方式を用いることにより，高速伝送が期

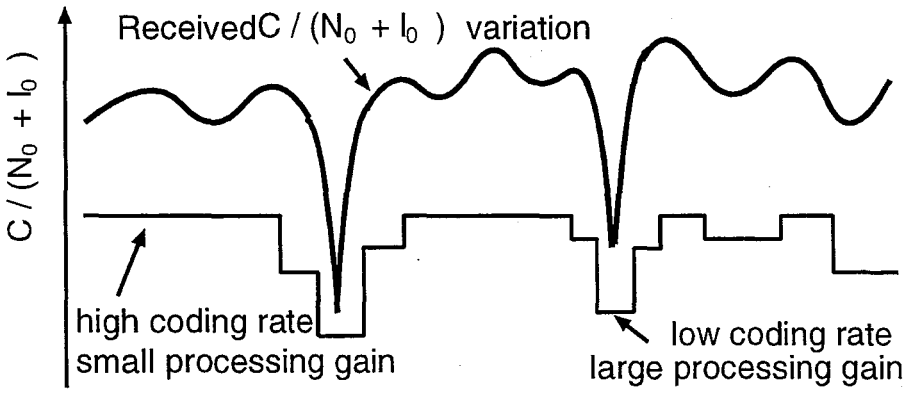


図 5.1: 処理利得可変伝送方式の原理

待できる．

5.3 チャネルアクティベーション方式

Media II では，ビットレートを一定に保たなければならない．従って，本システムでは，図 5.2に示すようなチャネルアクティベーション方式を併用している．チャネルアクティベーション方式では，受信 $C/(N_0+I_0)$ 状況が悪く，最小の符号化率 r_{min}，及び最大の処理利得 G_{max}を用いるような場合は，シンボルレートが低速なので，すべてのタイムスロットを用いて，ある一定量の情報を送信する．これに対して，受信 $C/(N_0+I_0)$ がよくなってくると，より高い符号化率及び小さな処理利得を選択するので，高速のシンボルレートで送信可能となり，ある一部のランダム化されたタイムスロットを用いて送信を行うことによって，一定ビットレートで送信が可能となる．また，高速で送信する場合は，一部のタイムスロットしか用いないため，他のユーザに対して干渉量を低減することができる．これにより，システム容量は増大すると考えられる．

5.4 システム構成

5.4.1 送受信機構成

図 5.3に提案方式のシステム構成のブロック図を示す．本システムでは FDD(Frequency Division Duplex) を採用している．各移動局では，トラヒックチャネルとパイロットチャネルを用意する．ここで，パイロットチャネルは 3 章で述べた抑圧パイロットチャネルを

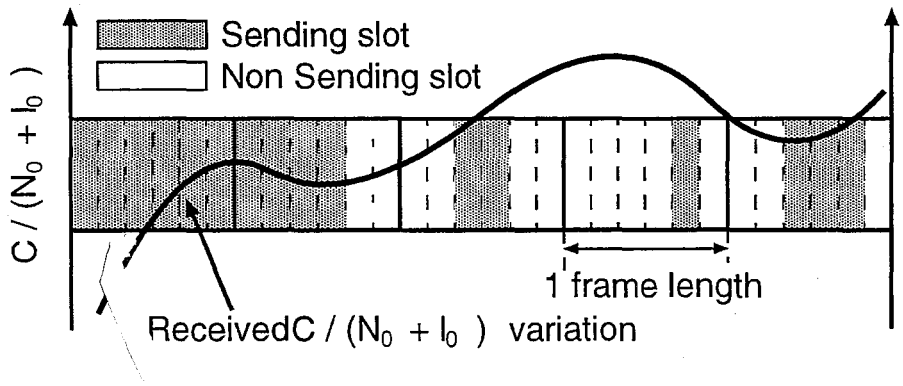


図 5.2: チャネルアクティベーションの原理

用いる．

トラヒックチャネルでは，発生した情報を拘束長 7 の畳込み符号化を行うために 6 bits のダミービットを付加した後に，生成多項式が

$$G_1(D) = 1 \oplus D \oplus D^3 \oplus D^4 \oplus D^6 \tag{5.1}$$

$$G_2(D) = 1 \oplus D^3 \oplus D^4 \oplus D^5 \oplus D^6 \tag{5.2}$$

で示される符号化器を用いて符号化率 $r = 1/2$ の畳み込み符号化を行なう．ここで，D は，単位時間の遅延，D^nは n 単位時間の遅延，$\oplus$は排他的論理和を示す．符号化された信号系列は，基地局より送られてきた $C/(N_0 + I_0)$ に基づき，バースト毎に図 5.4に示すように，ビットを削除することによって，$r = 1/2$，または 2/3 のパンクチャド畳込み符号化[47]~[49]を行う．このようなパンクチャド符号は，受信側において，ビットを削除した位置にダミービットを挿入することにより，元の符号化率 1/2 の復号器を用いて，容易にビタビ復号が行うことができる．

図 5.4に示すように，符号化された系列に対して，受信 $C/(N_0 + I_0)$ に基づいて，Media I の情報に対しては，周期 32，64，128，256，512 のいずれかの Walsh 関数を乗積することによって信号の拡散を行う．また，Media II の情報に対しては，周期 32，64，128，256 のいずれかの Walsh 関数を乗積することによって信号の拡散を行う．

この信号系列を，Media II の情報ならば，Channel Activator に入力し，同一チャネル間干渉の均一化を図るために送信タイミングのランダム化を行う．また，Media I の情報ならばそのままで，抑圧パイロットチャネルを挿入し，各ユーザに割り当てられた拡散符号を乗積した後に，4 章で述べたソフトパワーコントロールのアルゴリズムに基づいて，送信電力制御を行い，送信する．

受信側では，パイロットチャネルから得られた複素遅延プロファイルよりパイロットチャネルの受信電力 (P_{pilot}) を測定する．これに，パイロットチャネルの抑圧度βを用いること

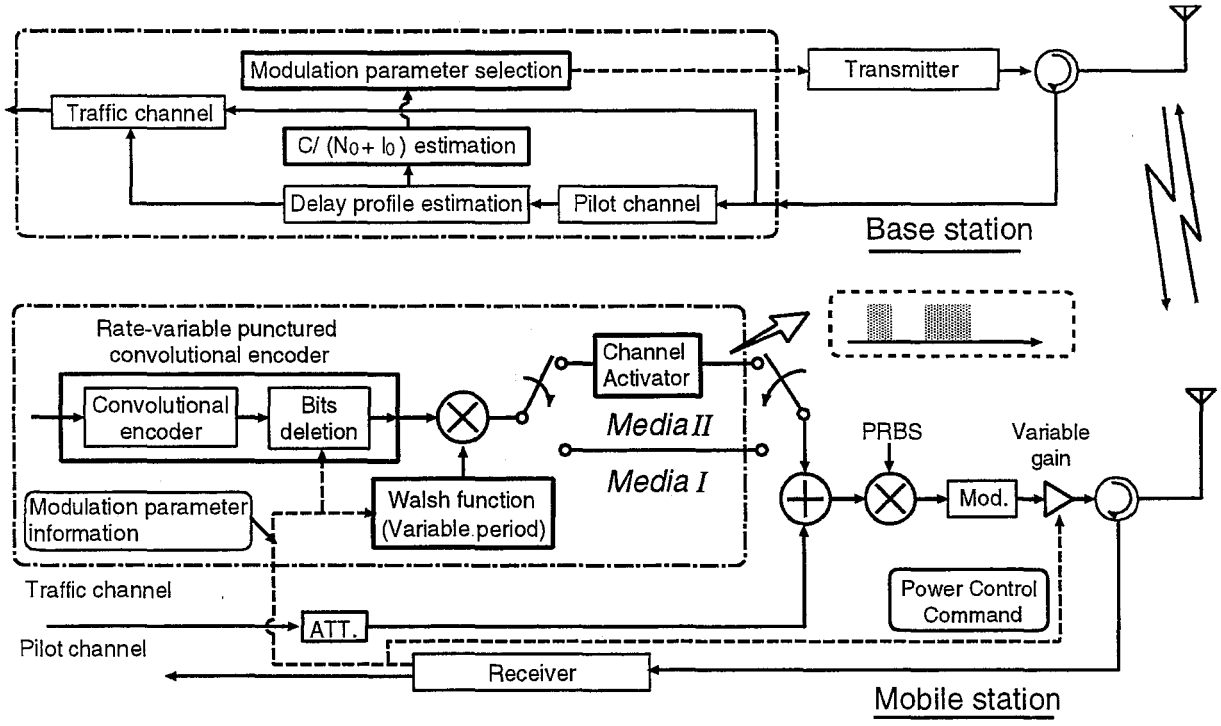


図 5.3: 送受信機の構成

によって，トラヒックチャネルの受信電力 ($P_{traffic}$) を推定する．さらに，希望信号と干渉及び雑音信号を含めた全受信電力 (P_{total}) を測定することにより，第2章で述べたように，受信 $C/(N_0+I_0)$ を求める．

また，この推定された $C/(N_0+I_0)$ を用いて，次のタイミングの変調パラメータを決定し，コントロールチャネルを用いて，各移動局にフィードバックする．ここで，変調パラメータの伝送誤りはないものと仮定する．

5.4.2 変調パラメータの設定法

提案方式では，フェージング下において，瞬時伝搬路状況 ($C/(N_0+I_0)$) に応じて，変調パラメータ (符号化率，シンボルレート (処理利得)) を選択する．1バーストが非常に短い場合，バースト内では伝搬路状況はほぼ一定とみなすことができる．したがって，変調パラメータを決定する際の基準は静特性で与えることができる．図5.5に，5種類のシンボルレート (4k，8k，16k，32k，64k) 及び2種類の符号化率 (r=1/2,2/3) を用いたときの静特性条件下における誤り率特性を示す．基地局では，図5.5をもとに受信 $C/(N_0+I_0)$ に応じて，Media I に対しては，4k，8k，16k，32k，64k の5種類のシンボルレート及び2種類の符号化率より，Media II に対しては，8k，16k，32k，64k の4種類のシンボルレート

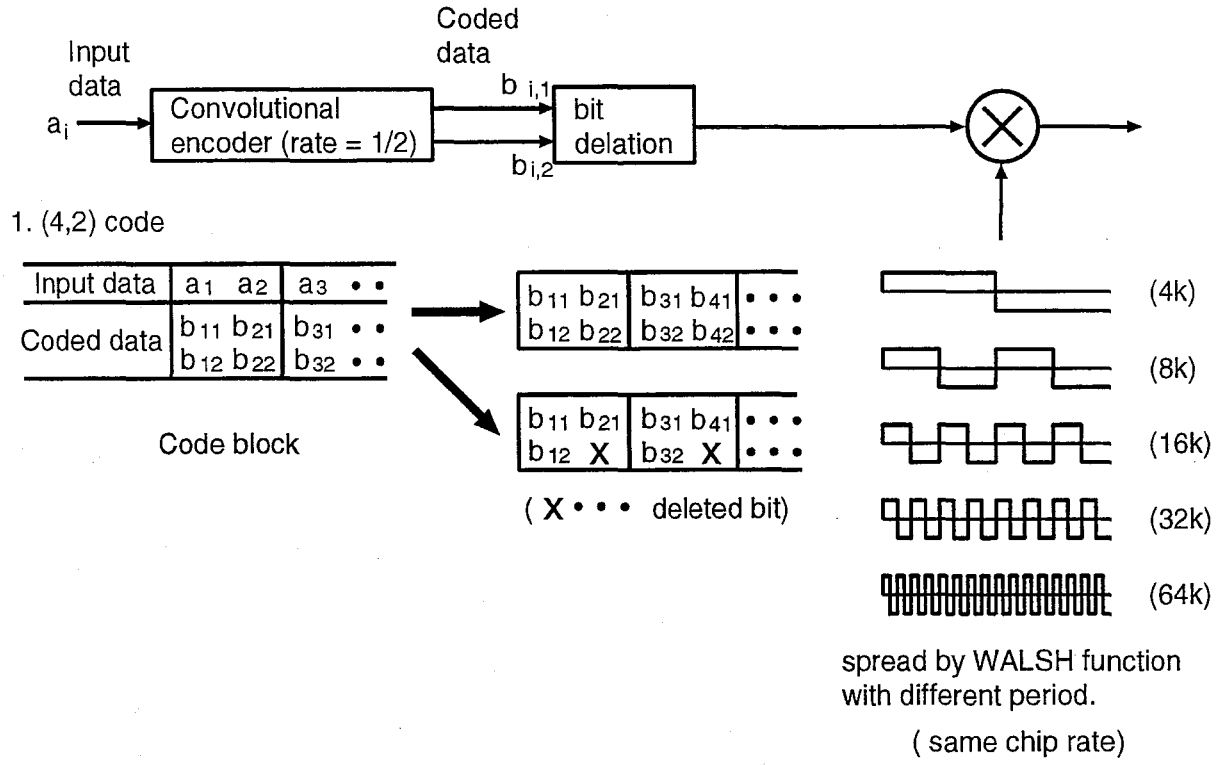


図 5.4: 可変処理利得・符号化率回路の構成

及び 2 種類の符号化率より，ある基準 BER をみたし，最大の伝送速度を実現できる変調パラメータを決定する．基準 BER= 10^{-3}としたとき，受信 $C/(N_0+I_0)$ に応じて実線で示されている変調方式が用いられる．表 5.1に，基準 BER= 10^{-3}としたときの変調パラメータの選択基準値を示す．

5.5 システム容量

5.5.1 Media I に対する平均情報伝送速度

本システムは，Media I の情報に対して，電力マージンを有効に利用して，平均情報伝送速度が増加するように制御している．瞬時の受信 $C/(N_0+I_0)$ を x とし，x_i,x_{i+1}を i 番目の変調パラメータを用いる時の $C/(N_0+I_0)$ の下限のスレッショルド値と上限のスレッショルド値とすると，平均情報伝送速度$\overline{R_b}$は次式で与えられる．

$$\overline{R_b} = \sum_{i=1}^{10} r_i R_{si} \int_{x_i}^{x_{i+1}} p_{C/(N_0+I_0)}(x)dx \tag{5.3}$$

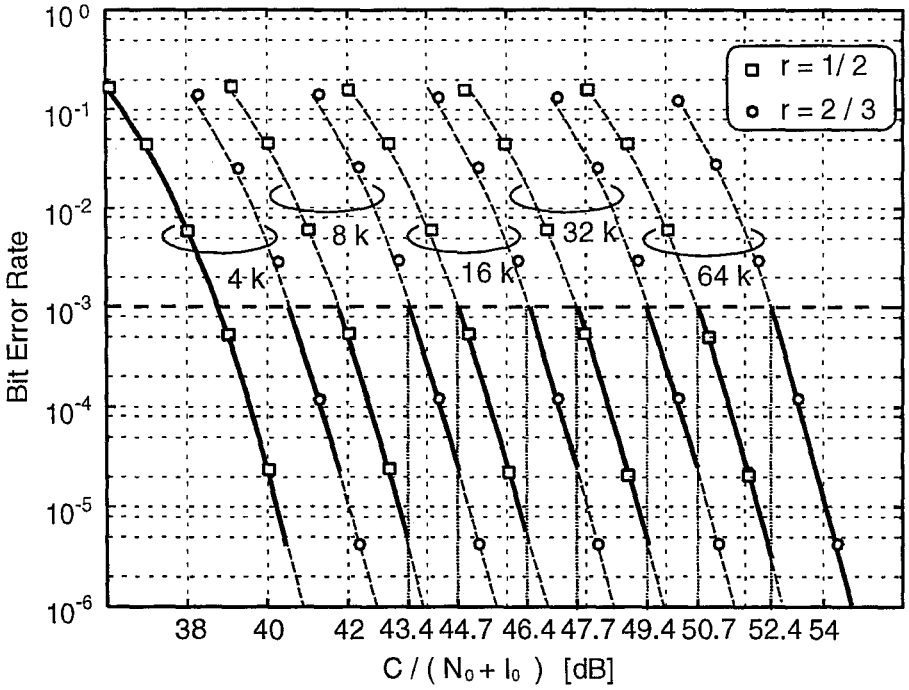


図 5.5: 静特性条件下における各変調方式の誤り率特性

ここで，r_i, R_{si}はそれぞれi番目のパラメータの符号化率，シンボルレートを示し，$p_{C/(N_0+I_0)}(x)$は受信$C/(N_0+I_0)$の確率密度関数である．

5.5.2 Media II に対するシステム容量

システム容量を評価する上で，劣化率を $\mathrm{Pr}(\mathrm{BER} > 10^{-3})$ と定義し，システム容量をある劣化率を満たす1セル内に許容できる最大のユーザ数と定義する．

従来のシステムは，常に一定の符号化率，処理利得を用いて送信を行っているので，劣化率は次式で与えられる．

$$\begin{aligned} P_{outage} &= \int_{-\infty}^{\gamma_{th}} p_{conv}(x|N_u)dx \\ &= P_{conv}(\gamma_{th}|N_u) \end{aligned} \tag{5.4}$$

ここで，$p_{conv}(x|n)$ は従来の送信電力制御を用いたときの受信 $C/(N_0+I_0)$ の1セル内のユーザ数が n であるときの条件付き確率密度関数であり，γ_{th}は $\mathrm{BER} = 10^{-3}$となる受信 $C/(N_0+I_0)$ のスレッショルド値である．従って，従来方式のシステム容量は，

$$P_{conv}^{-1}(\gamma_{th}, P_{outage}) \tag{5.5}$$

となる．ここで，$P_{conv}^{-1}(x,p)$ は $P_{conv}(x|n)$ の n についての逆関数である．

表 5.1: 変調パラメータの選択法

送信時の $C/(N_0+I_0)$ の推定値 (dB)	使用変調パラメータ
$C/(N_0+I_0) < 40.4$	$r=1/2,\ G_p=512$
$40.4 \le C/(N_0+I_0) < 41.7$	$r=2/3,\ G_p=512$
$41.7 \le C/(N_0+I_0) < 43.4$	$r=1/2,\ G_p=256$
$43.4 \le C/(N_0+I_0) < 44.7$	$r=2/3,\ G_p=256$
$44.7 \le C/(N_0+I_0) < 46.4$	$r=1/2,\ G_p=128$
$46.4 \le C/(N_0+I_0) < 47.7$	$r=2/3,\ G_p=128$
$47.7 \le C/(N_0+I_0) < 49.4$	$r=1/2,\ G_p=64$
$49.4 \le C/(N_0+I_0) < 50.7$	$r=2/3,\ G_p=64$
$50.7 \le C/(N_0+I_0) < 52.4$	$r=1/2,\ G_p=32$
$52.4 \le C/(N_0+I_0)$	$r=2/3,\ G_p=32$

これに対して，提案するチャネルアクティベーション方式の劣化率は次式で与えられる．

$$\begin{aligned} P_{outage} &= \int_{-\infty}^{\gamma_{th}} p_{spc}(x|N_u)dx \\ &= P_{spc}(\gamma_{th}|N_u) \end{aligned} \tag{5.6}$$

ここで，$P_{spc}(x|n)$ はソフトパワーコントロールを用いたときの受信 $C/(N_0+I_0)$ の確率密度関数である．

Media II に対して，提案方式は，符号化率・処理利得可変伝送及びチャネルアクティベーションを用いている．i 番目の変調パラメータの符号化率及び処理利得をそれぞれ，r_i と G_i とすると i 番目のチャネル使用率 μ_i は次のように定義できる．

$$\mu_i = \frac{G_i}{G_{max}} \cdot \frac{r_{min}}{r_i} \tag{5.7}$$

この μ_i を用いて，平均チャネル使用率 μ は次式のようになる．

$$\mu = \sum_{i=1}^{8} \mu_i \cdot \int_{x_i}^{x_{i+1}} p_{C/(N_0+I_0)}(x)dx \tag{5.8}$$

従って，提案方式のシステム容量は

$$\frac{1}{\mu} \times P_{spc}^{-1}(\gamma_{th}, P_{outage}) \tag{5.9}$$

となる．ここで，$P_{spc}^{-1}(x,p)$ は $P_{spc}(x|n)$ の n に関する逆関数であり，$\gamma_{th'}$ は最大の処理利得を用いたときの BER $= 10^{-3}$ となるスレッショルド値である．

5.6 シミュレーション結果

5.6.1 解析モデル

受信CIRを基準とした送信電力制御を行う場合，セル数を限定したセル構成を用いると，周りからの干渉量の少ないサービスエリア端のセル内に存在するユーザの送信電力が小さくなり，内側への干渉量も小さくなる．このような影響をなくすために，計算機シミュレーションでは，図5.6に示すようにセルラッピングを行うことによって，すべてのセルでの干渉条件が等しくなるようにした．また，すべてのセルにおいて，干渉は周囲18セルまで考慮した．

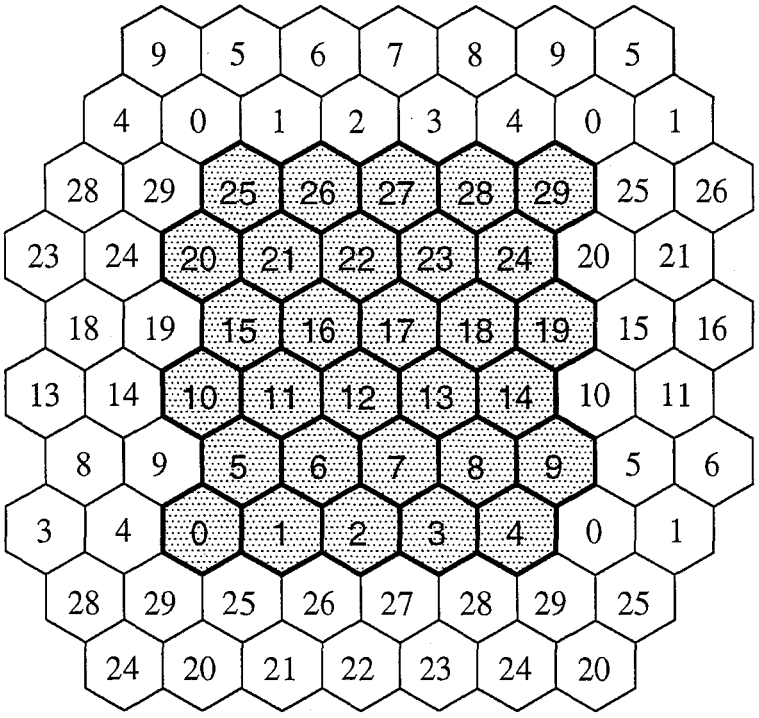


図 5.6: 解析モデル

表5.2に計算機シミュレーションで用いた諸元を示す．

5.6.2 伝搬路推定特性

図5.7に伝搬路推定に用いた遅延プロファイルの観測時間をパラメータとして，提案方式を用いたときの静特性条件下における受信C/N_0の推定値の確率密度関数を示す．ここで，実際のC/N_0の平均値は44 dBである．

表 5.2: シミュレーション諸元

セル構成	オムニ
距離減衰	3.5 乗則
短区間中央値変動	標準偏差 6dB の対数正規分布
ユーザ分布	一様分布
送信電力制御の電力ステップサイズ	0.5 dB

この図において，遅延プロファイルの観測時間が 1ms，2ms ともに，平均推定 C/N_0は 43.8 dB であり，その分散は，それぞれ，0.7dB，0.34dB であった．また，比較のため，平均が 43.8 dB，分散がそれぞれ，0.34dB，0.7dB の対数正規分布の確率密度関数も同時に示した．この図より，提案方式を用いた場合の受信 C/N_0の推定特性は，対数正規分布に近似できることがわかる．従って，以下の解析において，推定誤差は分散が 1 dB の対数正規分布によって与えるものとする．

5.6.3 Media I に対するシステム容量

本システムでは，送信電力制御法として，ソフトパワーコントロールを用いているので，そのウィンドウのスレッショルド値によって，その特性が決定する．従って，まず，ウィンドウの最適化を行う必要がある．

図 5.8，5.9に 1 セル内のユーザ数が 16 の時のソフトパワーコントロールの下限値をパラメータとし，上限値を横軸にした場合のソフトパワーコントロールのウィンドウと平均劣化率及び平均情報伝送速度の関係を示す．ここで，$f_dT_p = 0.004$ を用いた．但し，T_pは送信電力制御のコマンドの周期，f_dは最大ドップラー周波数である．

これらの図において，上限値を大きくし過ぎると，基地局で大きな電力で受信されるユーザが増加するため，平均情報伝送速度は大きくなるが，干渉量が増加するため，劣化率が悪くなる．一方，下限値を小さくし過ぎていくと，小さな電力で受信されるユーザが増加するため，平均情報伝送速度は小さくなるが，干渉量は減少するので劣化率は向上する．

図 5.10に 1 セル内のユーザ数に対する劣化率を示す．ここで，ソフトパワーコントロールのウィンドウは，各セル内のユーザ数に対して，それぞれ，$\mathrm{P_r(BER} > 10^{-3}) < 10^{-2}$を満たし，かつ，平均情報伝送速度が最大となるよう最適化をおこなった．

この図より，劣化率を 10^{-2}とし，1 セル内のユーザ数を固定して，従来の固定伝送速度方式と比較すると，提案方式は，約 3.5 倍の伝送速度の向上が実現できることがわかる．また，劣化率を 10^{-2}とし，最大で許容できる 1 セル内のユーザ数を比較すると，従来方式

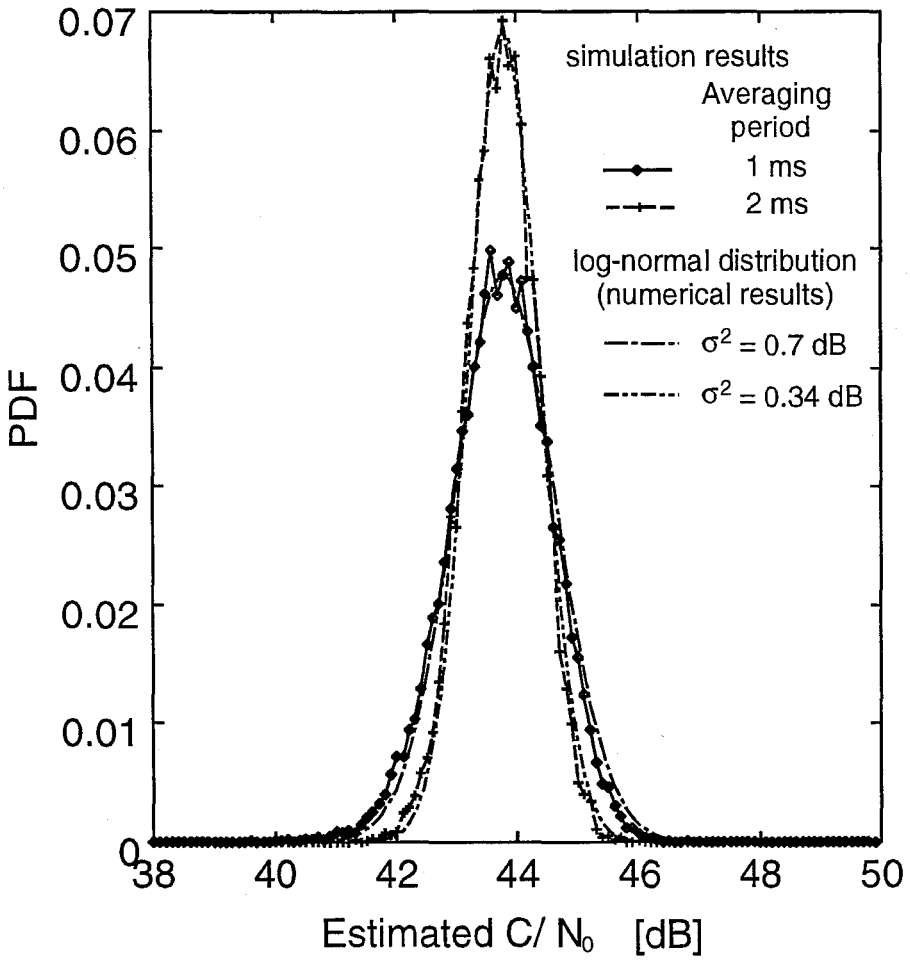


図 5.7: 推定誤差

が 10 であるのに対して，提案方式は，28 まで許容でき，約 3 倍の改善効果があるとこがわかる．

これらの結果より，提案方式は Media I の情報に対して，効率よく伝送できることがわかる．

推定誤差を含めた場合の特性

図 5.11，5.12に伝搬路推定が完全である場合と，推定誤差が存在する場合の 1 セル内のユーザ数に対する提案方式，及び従来方式の劣化率及び平均伝送速度特性を示す．ここで，推定誤差は，完全に推定された伝搬路に対して，分散が 1dB の対数正規分布関数によって，その誤差を与えた．また，ソフトパワーコントロールのウィンドウは，1 セル内のユーザ数が 20 であるときに最適である -23 dB $<$ CIR$<$ -15dB を用いた．

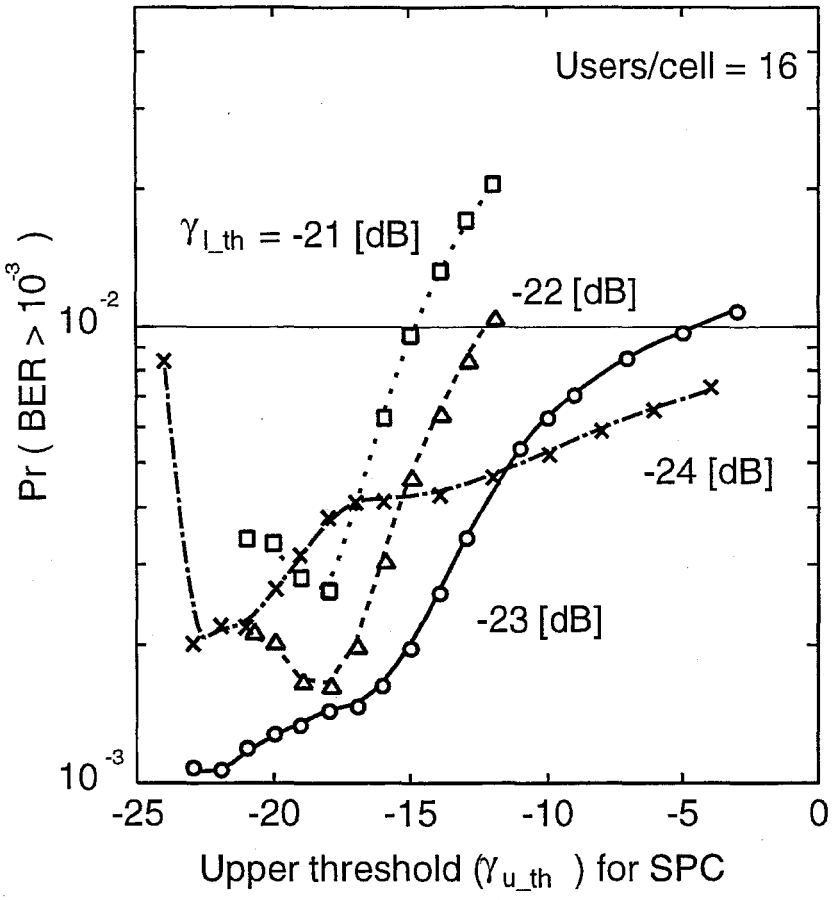


図 5.8: ソフトパワーコントロールのウィンドウに対する劣化率

これらの図より，1 dB の推定誤差が存在する場合，完全に推定した場合に比べて，システム容量が約 20%劣化がしているが，劣化量は従来方式に比べて，軽減されていることがわかる．これは，ソフトパワーコントロールが本質的に CIR の変動を許容しているからである．

伝搬路の変動速度に対する特性

図 5.13，5.14にフェージングの速度に対する劣化率特性及び平均伝送速度特性を示す．ここで，ソフトパワーコントロールのウィンドウは，1 セル内のユーザ数が 20 であるときに最適である-23 dB $<$ CIR$<$ -15dB をもちいた．

これらの図より，提案方式は，伝搬路の変動速度に対して，変動速度が遅い場合は，劣化率特性がよくなるが，平均情報伝送速度が低下し，変動速度が早くなると，劣化率は大きくなるが， 平均伝送速度は向上している．これは，フェージング速度が低速なほど，パワーコントロールが理想的に働くため，実際の CIR の設定 CIR から分散が小さくなる，す

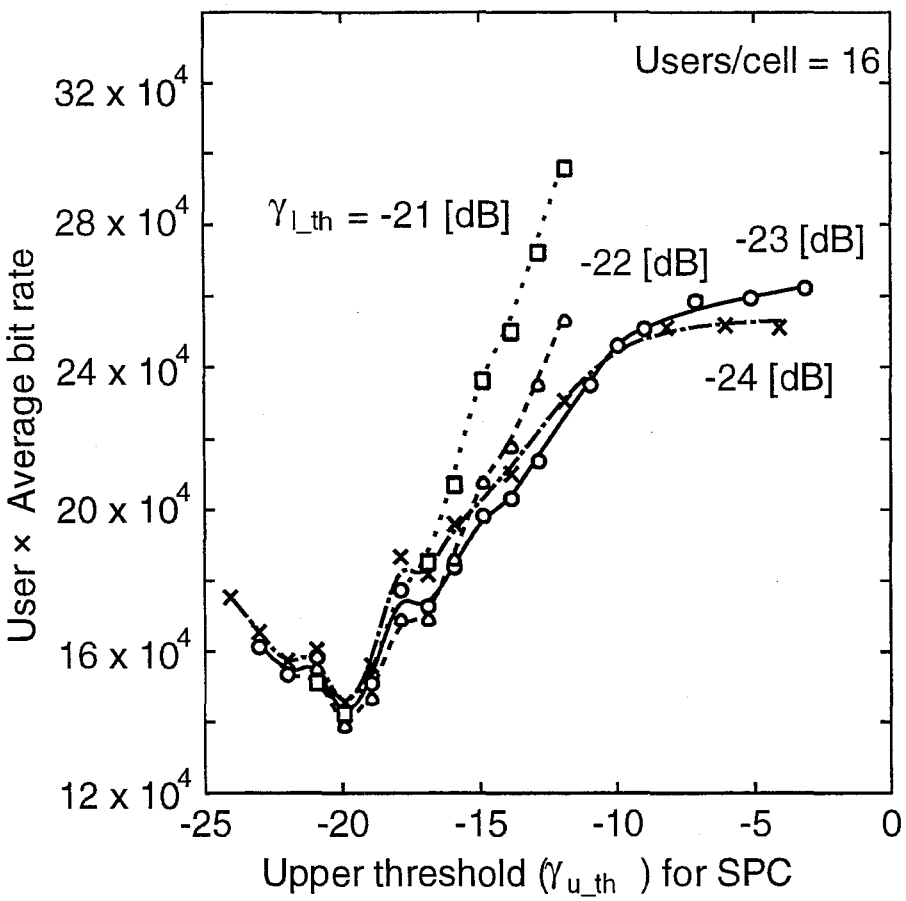


図 5.9: ソフトパワーコントロールのウィンドウに対する平均情報伝送速度

なわち，劣化率に影響を及ぼす低い CIR 発生確率が小さくなるが，高速化に影響する高い CIR 発生確率も小さくなるからである．これに対して，従来方式は，ユーザ数が少ない場合は，同様に劣化率が改善されているが，ユーザ数が 16 の場合は，ほとんど変化していない．これは，従来方式においては，ユーザ数 16 では送信電力制御が理想に近い状態で動作しても，ユーザ数が多いので低い CIR 発生確率を小さくできないためである．また，提案方式を用いた場合はいずれの場合も，従来方式に比べて，その特性が向上していることがわかる．

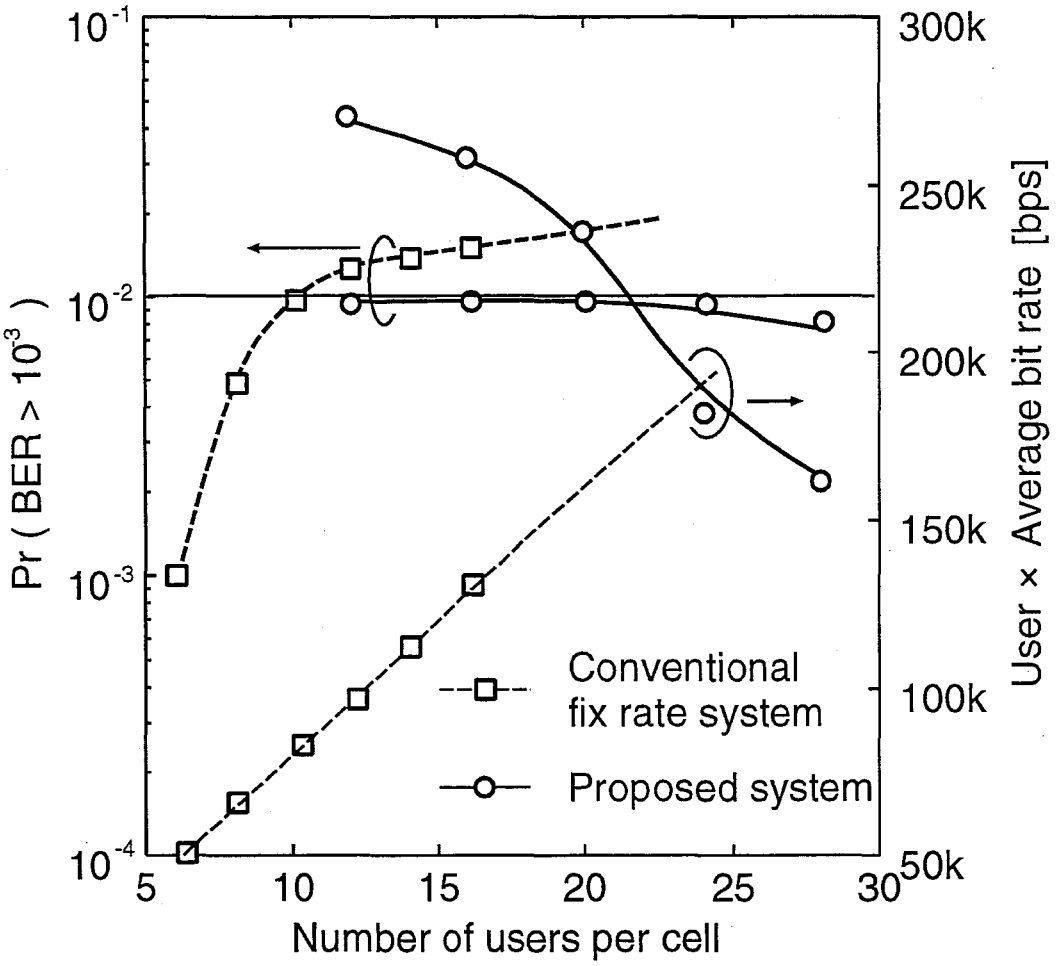


図 5.10: Media I に対するシステム容量

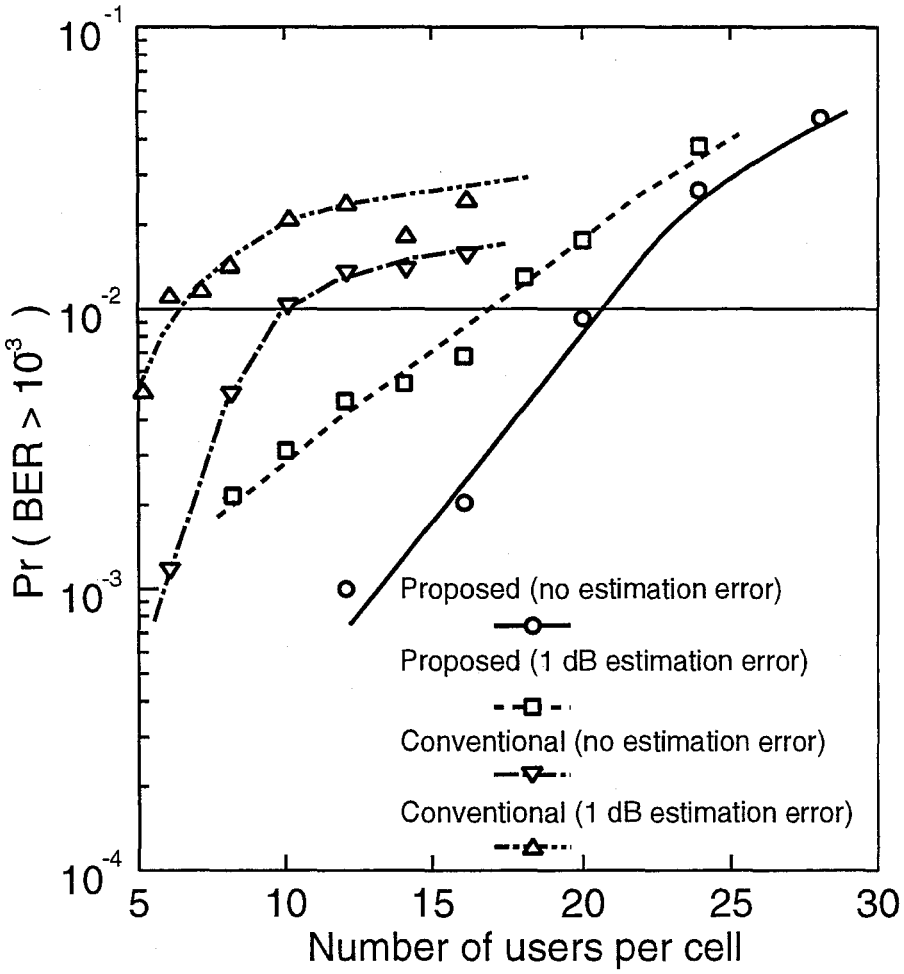


図 5.11: 推定誤差を含んだシステム容量 (Media I に対する劣化率)

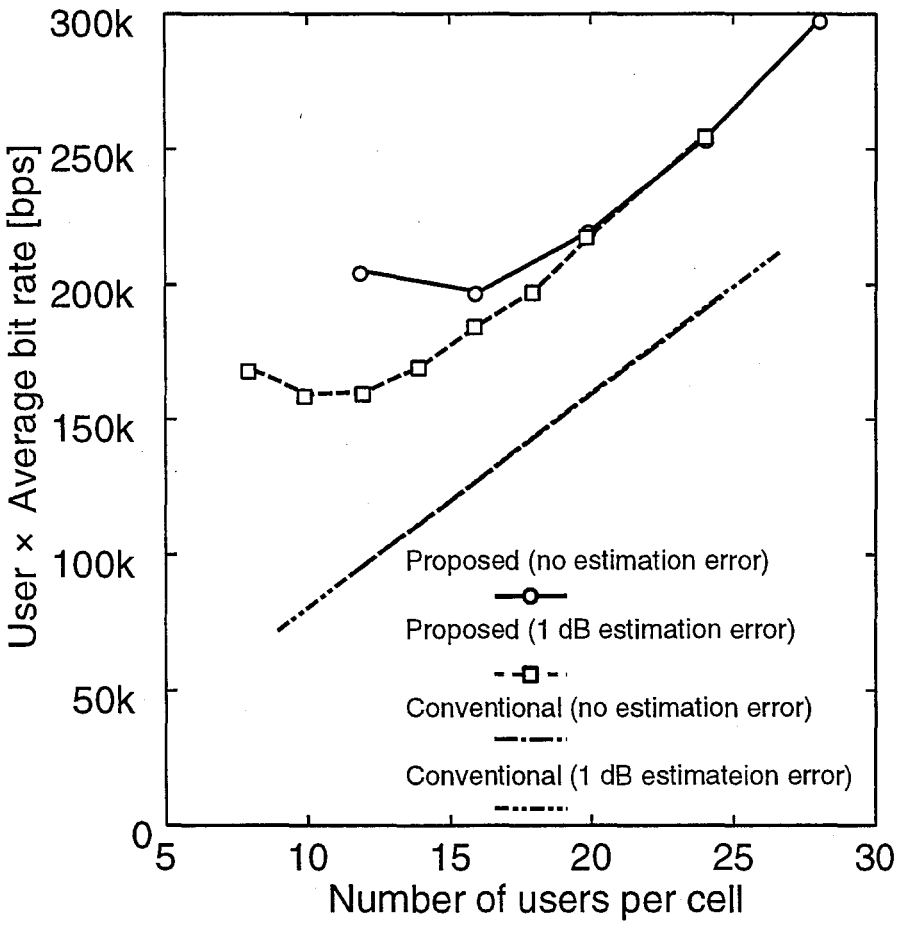


図 5.12: 推定誤差を含んだシステム容量 (Media I に対する平均伝送速度)

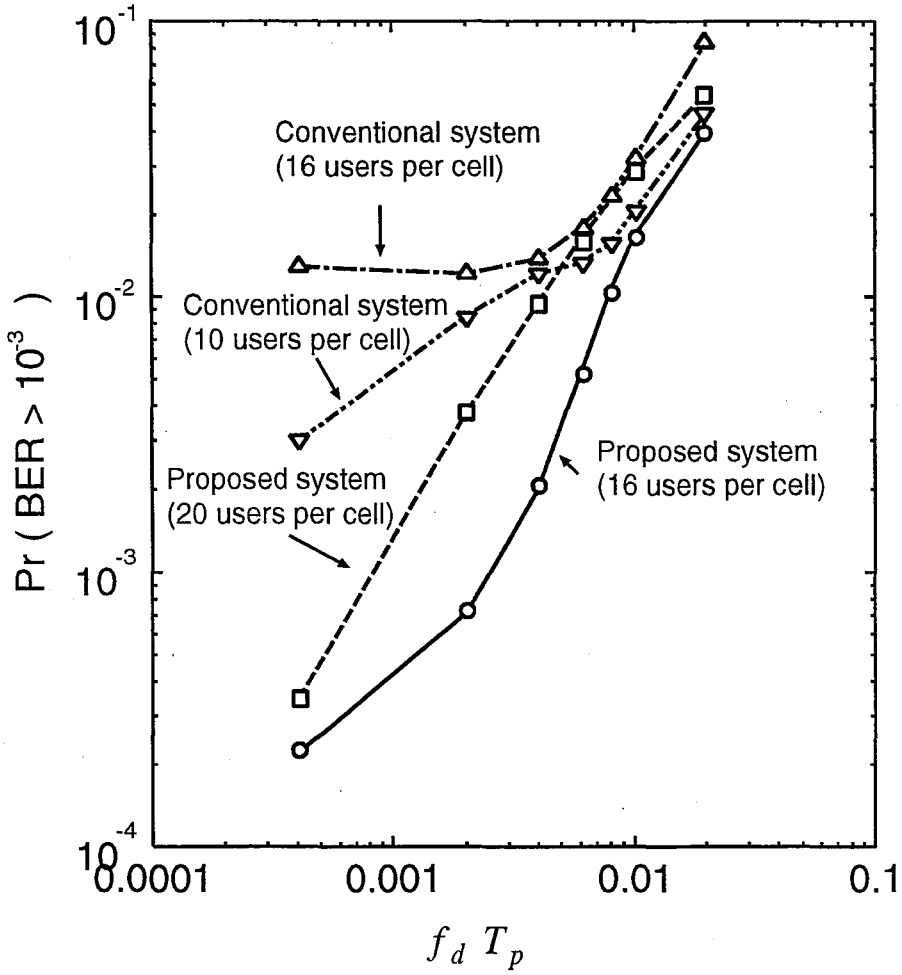


図 5.13: $f_d T_p$に対するシステム容量 (Media I に対する劣化率)

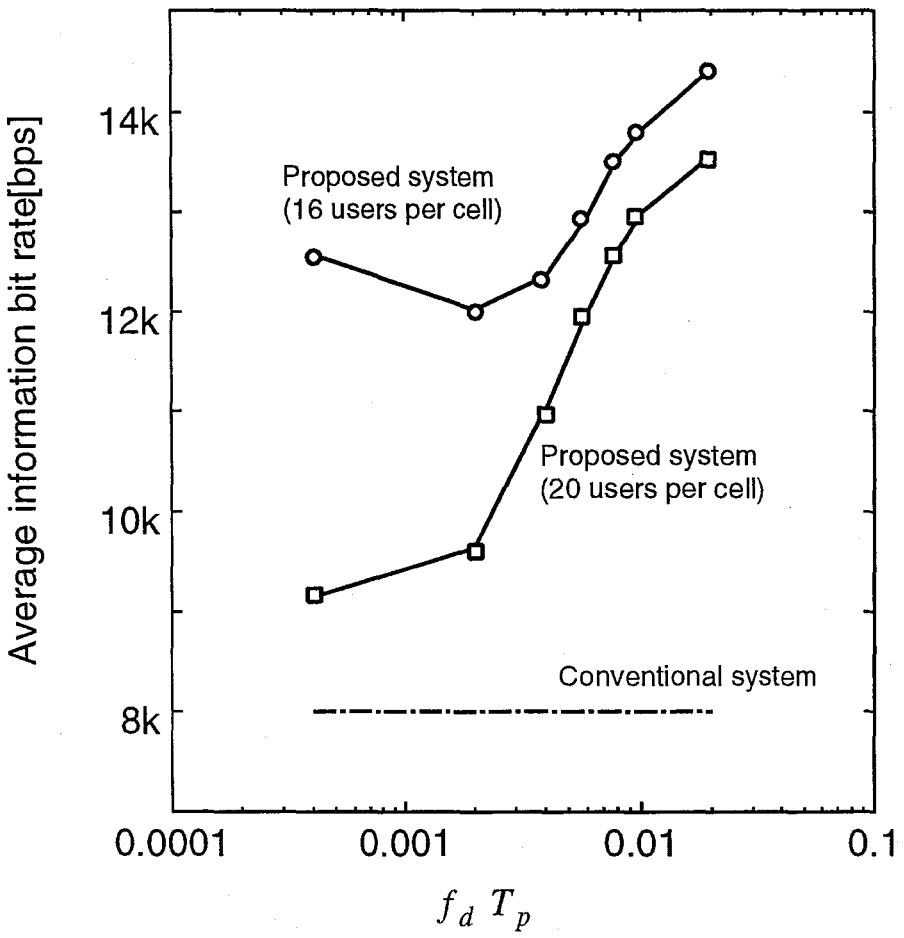


図 5.14: f_dT_pに対するシステム容量 (Media I に対する平均情報伝送速度)

5.6.4 Media II に対するシステム容量

Media II においては，一定のビットレートを保つために，選択できる変調パラメータの数が少なく，また，送信しないスロットが存在するので Media I 同様に，ソフトパワーコントロールのウィンドウの最適化を行う必要がある．図 5.15に 1 セル内のユーザ数が 18 の場合のソフトパワーコントロールのウィンドウと平均劣化率の関係を示す．ここで，ソフトパワーコントロールの下限値をパラメータとし，上限値を横軸にしている．

この図において，上限値を小さくしていくと，最大の処理利得を用いているユーザの数が増加し，チャネル使用率μが大きくなるため，劣化率が大きくなる．また，上限値を大きくしていくと，大きな電力で受信されるユーザが増加し，干渉量が大きくなるので劣化率が大きくなる．

一方，下限値を小さくしていくと，所要の CIR に達しないユーザが増加しするため，劣化率は大きくなる．また，下限値を大きくしていくと，ピーク電力が大きくなるユーザが増加し，干渉量が増加するので劣化率は大きくなる．

これらのことより，1 セル内のユーザ数が 18 であるときのウィンドウの最適値は，-14 dB $<$ CIR$<$ -4dB となる．

図 5.16にソフトパワーコントロールのウィンドウを-14 dB $<$ CIR$<$ -4dB としたときの 1 セル内のユーザ数に対する平均劣化率の関係を示す．

この図より，劣化率を $P_{outage} = 10^{-2}$とした場合，従来方式が 1 セル内に許容できるユーザ数が 10 であるのに対して，提案方式は 19 まで許容できることがわかる．すなわち，提案方式は 約 2 倍のシステム容量が確保できいることがわかる．

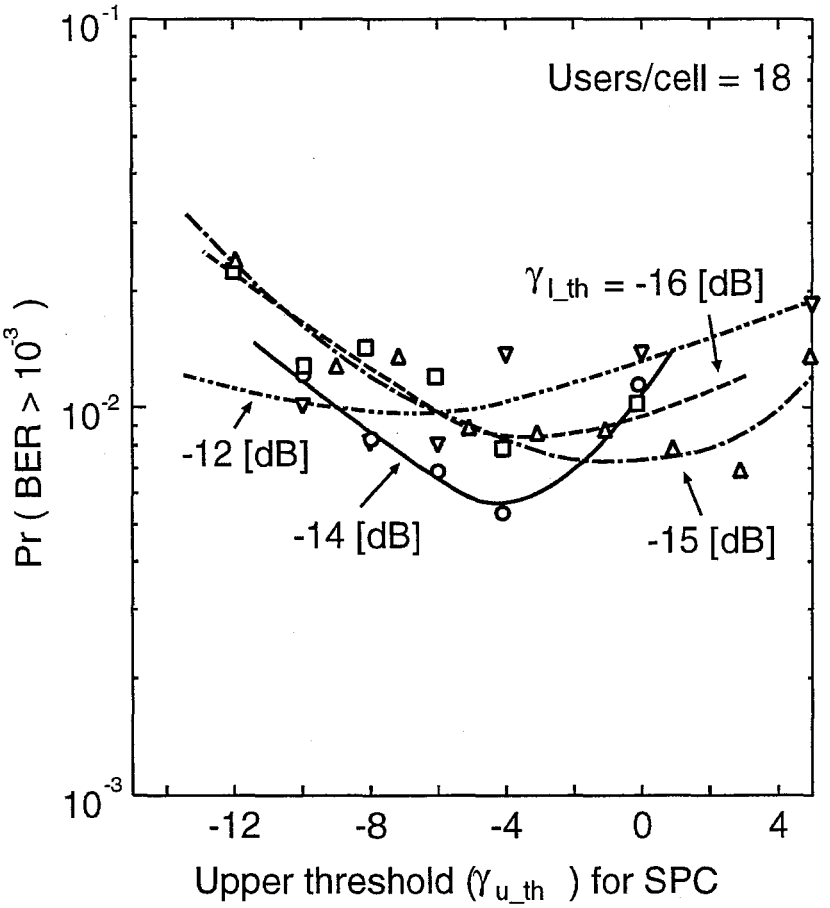


図 5.15: ソフトパワーコントロールのウィンドウに対する劣化率特性

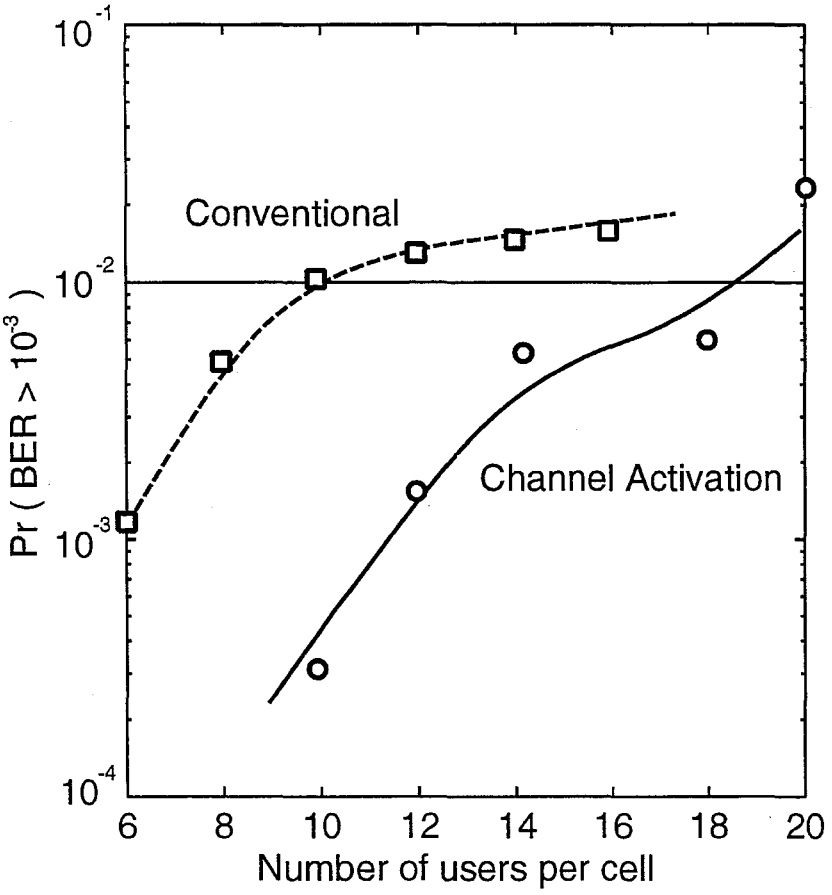


図 5.16: Media II に対するシステム容量

5.7 結言

本章では，Media I に対しては，伝搬路変動に応じて，処理利得を可変にする処理利得可変伝送方式を提案し，Media II に対しては，処理利得可変伝送方式に加えて，チャネルアクティベーション方式を提案した．その結果，Media I に関しては，伝送速度が大幅に向上し，Media II に関しては，同時通信局数を約 2 倍増加できることを明らかにした．更に，本方式を用いることによって，比較的簡単に全てのメディアに対てしてシステム容量を増加できることを定量的に明らかした．

第 6 章

結論

本論文は，筆者が大阪大学大学院工学研究科 (通信工学専攻) 在学中に行った符号分割多元接続方式を用いたマルチメディア無線通信に関する研究成果をまとめたものである．以下に，本研究で得られた結果を総括して述べる．

1. 陸上移動伝搬路特性を明確にすることによって，DS/CDMA 方式を用いた時の受信 CIR 特性を示した．また，送信電力制御を用いた場合の CIR 特性及び用いなかった場合の CIR 特性を示すことにより，送信電力制御により通信容量が大きく変化することを示し，送信電力制御の必要性を明らかにした．

2. DS/CDMA の上り回線の伝送特性の改善及び伝搬路の推定を行うために抑圧したパイロットチャネルを挿入することによって同期検波を行い，コヒーレントなパスダイバーシチを実現すると共に最尤推定法 (ML 法) に基づくチップタイミング再生を実現する方式を提案し，計算機シミュレーションによってその特性を評価した．その結果，チップタイミングの再生には 1ms あれば良いこと，また挿入するパイロットチャネルの信号電力と全送信電力比及び同期加算する遅延プロファイルの数には最適点が存在する事を示し，その最適化を行った．また，周波数選択性フェージング下において RAKE ダイバーシチを用いた場合，ほぼ理論通りの結果が得られることを示した．さらに，本方式は，周波数選択性フェージング下及び周波数非選択性フェージング下のいずれにおいても BER 特性が従来の DPSK/PDI 方式より優れており，BER=10^{-3} を基準とするとシステム容量が約 2 倍になる可能性を持つことを明らかにした．

3. 他セルに対する干渉量を減少するためにパワーコントロールを行う受信レベルに上限値と下限値を持つソフトパワーコントロール方式を提案し，その C/I 特性とシステム容量を評価した．その結果，ソフトパワーコントロール方式を用いることによって，従来方式に比べて C/I の低くなる確率が減少，C/I の高くなる確率が増加し，劣化率

の基準を1%とすると，従来のパワーコントロールに比べて，Method 1で約1.3倍，Method 2で約2.3倍のユーザ数の増加が見込めることを明らかにした．

4. マルチメディア通信を行うに際して，メディアは，データ，静止画像等の一定量情報(Media I)と音声，動画像等の一定ビットレート情報(Media II)に大別することができる．これらの様々なメディアに対応するために，Media Iに対しては，伝搬路変動に応じて，処理利得を可変にする処理利得可変伝送方式を提案し，Media IIに対しては，処理利得可変伝送方式に加えて，チャネルアクティベーション方式を提案した．その結果，Media Iに関しては，平均情報伝送速度が約3倍にできること，Media IIに関しては，同時に通信できるユーザ数を約2倍にできることを明らかにした．また，本方式を用いることによって，比較的簡単に多様なメディアに対してシステム容量を増加できることを明らかにする事によって，本方式がマルチメディア通信に有効であることを示した．

参考文献

[1] Jay E. Padgett, Christoph G. Gunther and Takeshi Hattori : "Overview of Wireless Personal Communications", IEEE *Communication Magazine* pp.28-41 (Jan 1995).

[2] Mallinder B. J. T.: "An Overview of the GSM System", Third Nordic Seminor in DLMRC, 1, Sep. 1998.

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

[4] EIA/TIA, "Cellular System Dual-Mode Mobile Station -Base Station Compatibility Standard", Project No. 2215, IS-54, Dec. 1989.

[5] Larsson G., Gudmundson B. and Raith K.: "Receiver Performance for the North American Digital Cellular", 41th IEEE Veh. Tech. Conf., pp.1-6 (May 1991).

[6] Salmasi A. and Gilhousen K.S.: "On the System Design Aspects of Code Division Multiple Access (CDMA) Applied to Digital Cellular and Personal Communications Networks", IEEE VTC, pp.57-62(May 1991).

[7] Padovani, R.: "Reverse link performance of IS-95 based cellular systems", IEEE Personal Communication, pp.28-34, 3rd Quarter, 1994.

[8] Kinoshita K., Kuramoto M. and Nakajima N.: "Development of a TDMA Digital Cellular System based on Japanese Standard", 41th IEEE Veh. Tech. Conf., pp.642-645 (May 1991).

[9] RCR, "ディジタル方式自動車電話システム", RCR STD-27, 1991 年 3 月

[10] 大矢 智之, 須田 博人, 三木 俊雄 : "Pitch Synchronous Innovation CELP(PSI-CELP) -PDC ハーフレート音声 CODEC-", 信学技報 **RCS93**-78 (Nov. 1993).

[11] Sampei S., Sunaga T.: "Rayleigh Fading Compensation for QAM in Land Mobile Radio Communication," IEEE Trans. Veh. Technol., **VT-42**, 2, pp. 137-147 (May 1993).

[12] Baier A., Fiebig U., Granzow W., Koch W., Teder P., Thielecke J.: "Design Study for a CDMA-Based Third-Generation Mobile Radio System", IEEE J. Sel. Areas Commun., **SAC-12**, 4, pp. 733-743 (May. 1994).

[13] PG Andermo and Gustav Brismark: "CODIT, a Testbed Project Evaluating DS-CDMA for UMTS/FPLMTS", IEEE VTC, pp. 21-25 (Jun. 1994).

[14] Adachi F., Ohno K., Higashi A., Dohi T., nad Okumura Y.: "Coherent Multicode DS-CDMA Mobile Radio Access", IEICE Trans. Commun. **E79-B**, 9, pp.1316-1325, (Sep. 1996).

[15] Ue T., Sampei S., Morinaga N.: "Symbol rate and modulation level controlled adaptive modulation/TDMA/TDD/ for personal communication systems", IEEE VTC, pp. 306-310 (Jul. 1995).

[16] Sampei S.: "Development of Japanese Adaptive Equalizing Technology toward High Bit Rate Data Transmission in Land Mobile Communications", IEICE Trans. **E74**, 6, pp.1512-1521 (June 1991).

[17] 府川 和彦，鈴木 博: "逐次最小 2 乗形適応最ゆう系列推定 (RLS-MLSE) の特性", 信学論 (B-II)，**J75-B-II**,8,pp.535-546 (1992-08).

[18] Okada M., Hara S. and Morinaga N.: "Bit error rate performance of orthogonal multicarrier modulation radio transmission system", IEICE Trans. Commun., **E76-B**, 2, pp.113-119 (Feb 1993).

[19] Gilhousen K. S., Jacobs I. M., Padovani R., Viterbi A. J., Weaver,Jr. L. A., Wheatkey III C. E.: "On the Capcity of a cellular CDMA system" IEEE Trans. Veh. Technol., **VT-40**, 2, pp. 303-312 (May. 1991).

[20] Pickholtz R. L., Milstein L. B., Schilling D. L.: "Spread Spectrum for Mobile Communications", IEEE Trans. Veh. Technol., **VT-40**, 2, pp. 313-322 (May 1991).

[21] 横山 光雄: "スペクトル拡散通信システム"，科学技術出版社 (1998)

[22] Viterbi A. J.: "Very Low Rate Convolutional Codes for Maximum Theoretical Performance od Spread-Spectrum Multiple-Access Channels" IEEE J. Sel. Areas Commun., **SAC-8**, 4, pp. 641-649 (May. 1990).

[23] Lee W. C. Y.: "Overview of Cellular CDMA", IEEE Trans. Veh. Technol., **VT-40**, 2, pp. 291-302 (May 1991).

[24] Viterbi A. M., Viterbi A. J.: "Erlang Capacity of Power Controlled CDMA system" IEEE J. Sel. Areas Commun., **SAC-11**, 6, pp. 892-900 (May. 1993).

[25] Viterbi A. J., Viterbi A. M., Gilhousen K. S., and Zehavi E.: ''Soft Handoff Extends CDMA Cell Coverage and Increases Reverse Link Capacity" IEEE J. Sel. Areas Commun., **SAC-12**, 8, pp. 1281-1287 (Oct. 1994).

[26] Nakano E., Umeda N., and Ohno K.: "Performance of diversity Handover in DS-CDMA Cellular Systems", IEEE ICUPC, pp.421-425 (Nov. 1995).

[27] 工藤 栄亮: "DS/CDMA 無線通信方式におけるハンドオーバの性能評価", 信学論 (B-II), **J77-B-II**,11,pp.711-717 (1994-11).

[28] Viterbi A. J., Viterbi A. M. and Zehavi E.: "Other-Cell Interference in Cellular Power-Controlled CDMA" IEEE Trans. Commun., **COM-42**, 2/3/4, pp.1501-1504 (Feb. 1994).

[29] Gejji R. R.: "Forward-Link-Power Control in CDMA Cellular Systems", IEEE Trans. Veh. Technol., **VT-41**, 4, pp. 532-536 (Nov. 1992).

[30] Ariyavisitakul S.: "Performance of Dynamic Feedback Power Control in a TDMA Radio System", LNCS 783 pp.365-375 (Mar. 1994)

[31] Ariyavisitakul S.: "Autonomous SIR-based power control for a TDMA radio system", IEEE GLOBECOM, pp.307-310 (Nov.-Dec. 1993).

[32] Ariyavisitakul S.: "Signal and Interference Statistics of a CDMA System with feddback Power Control", IEEE Trans. Commun., **COM-41**, 11, pp.1626-1634 (Nov. 1993).

[33] Kudoh E.: "On the Capacity of DS/CDMA Cellular Mobile Radios under Imperfect Transmitter Power Control", IEICE Trans. Commun. **E76-B**, 8, pp.886-893, (Aug 1993).

[34] Zander J.: "Performance of optimum Transmitter Power Control in Cellular Radio System", IEEE Trans. Veh. Technol., **VT-41**, 1, pp. 57-62 (Feb. 1992).

[35] Tonguz O. K. and Wang M. M.: "Cellular CDMA Networks Impaired by Rayleigh Fading: System Performance with Power Control", IEEE Trans. Veh. Technol., **VT-43**, 3, pp. 515-527 (Aug. 1994).

[36] 大野 公士，安達 文幸: “DS-CDMA の上りリンク容量と送信電力制御”，信学論 (B-II)，**J79-B-II**,1,pp.17-25 (1996-1).

[37] Dohi T., Sawahashi M., and Adachi F.: “Performance of SIR Based Power Control in the Presence of Non-uniform Traffic Distribution”，IEEE ICUPC, pp.334-338 (Nov. 1995).

[38] S. Abeta, S. Sampei, N. Morinaga : “Adaptive Coding rate and Processing gain control for Cellular DS/CDMA Syetems’ ’, IEEE ICUPC, pp. 241-245(Nov. 1995)

[39] S. Abeta, S.Sampei, N. Morinaga : “Channel Activation with Adaptive Control for Coding Rate and Processing Gain in Cellular DS/CDMA”, IEEE VTC. pp. 1115-1119 (Apr. 1996).

[40] Higashi A. and Matsumoto T.: “Comparison of Diversity Combining Schemes for PDI Reception in DS/CDMA Mobile Radio”, SITA ’91, TH-E-II-3, (Dec 1991).

[41] Higashi A. and Matsumoto T.: “BER performance of Adaptive RAKE Diversity(ARD) in DPSK DS/CDMA Mobile Radio”, 信学技報 **SST92**-21(1992).

[42] Sanada Y., Kajiwara A. and Nakagawa M.: “Adaptive RAKE Receiver for Mobile Communication”, IEICE Trans. Commun. **E76-B**, 8, pp.1002-1007, (Aug 1993).

[43] Proakis J. G.: “Digital Communication”, McGraw-Hill, New York (1983).

[44] 安部田 貞行，三瓶 政一，森永 規彦: “抑圧パイロットチャネルを用いたDS/CDMA 同期検波方式”，信学論 (B-II)，**J75-B-II**,11,pp.641-648 (1994-11).

[45] 清尾 俊輔，安本 一貴，奥村 幸彦，土肥 智弘: “DS-CDMA 送信電力制御におけるパイロットシンボルを用いた受信 SIR 測定法”，信学技報 **RCS96**-74 (Aug. 1996).

[46] 三瓶 政一，Feher K.: “16QAM/TDMA 方式のシンボルタイミング再生方式”, 信学技報 **RCS92**-106 (Jan. 1993).

[47] 安田 豊, 平田 康夫, 小川 明.: “ヴィタビ復号の容易な高符号化率たたみ込み符号とその諸特性”, 信学論 (B)，**J64-B**,7,pp.573-580 (1981-07).

[48] Cain J.B. Clark,Jr G.C. Geist J. M.: “Punctured Convolutional Codes of Rate (n-1)/n and Simplified Maximum Likelihood Decoding”, IEEE Trans. Inform. Theory., **IT-41**, 1, pp. 97-100 (Jan. 1979).

[49] Hagenauer J.: "Rate-Compatible Punctured Convolutional Codes (RCPC Codes) and thier Applications" IEEE Trans. Commun., **COM-36**, 4, pp.389-400 (Apr. 1988).

本論文に関する原著論文

(1) 発表論文

(a) 安部田 貞行，三瓶 政一，森永 規彦：“抑圧パイロットチャネルを用いた D-S/CDMA 同期検波方式”, 信学論 (B-II), J77 B-II. No. 11. pp.641-648 (1994 年 11 月)

(b) S. Abeta, S.Sampei, N. Morinaga : “Adaptive Coding Rate and Process Gain Control with Channel Activation for Multi-media DS/CDMA Systems”, IEICE Trans. *COMMUN.* (条件付き採録)

(2) 国際会議発表論文

(a) S. Abeta, S. Sampei, N. Morinaga : “DS/CDMA Coherent Detection System with a Suppressed Pilot Channel” IEEE GLOBECOM, pp. 1622-1626 (Nov. 1994)

(b) S. Abeta, S. Sampei, N. Morinaga : “Adaptive Coding rate and Processing gain control for Cellular DS/CDMA Syetems”, IEEE ICUPC, pp. 241-245(Nov. 1995)

(c) S. Abeta, S.Sampei, N. Morinaga : “Channel Activation with Adaptive Control for Coding Rate and Processing Gain in Cellular DS/CDMA”, IEEE VTC. pp. 1115-1119 (Apr. 1996).

(3) 研究会発表論文

(a) 安部田 貞行，橋本 真幸，三瓶 政一，森永 規彦：“ソフトパワーコントロールを用いた処理利得・符号化率可変 DS/CDMA 方式の特性”，信学技報 無線システム研究会，RCS95-5, (1995 年 5 月)

(b) 安部田 貞行，三瓶 政一，森永 規彦：“DS/CDMA セルラーシステムにおけるチャネルアクティベーション方式”, 信学技報，多次元無線マルチメディアネットワーク研究会, (1996 年 4 月)

(4) 大会発表論文

(a) 安部田 貞行，李 嬉珍，小牧 省三，森永 規彦：“CDMA システムにおける可変容量伝送方式の適用効果”, 1993 年 電子情報通信学会春季大会 B-440 (1993 年 3 月)

(b) 安部田 貞行，三瓶 政一，森永 規彦：“抑圧パイロット信号を用いた DS/CDMA 同期検波方式”, 1994 年 電子情報通信学会春季大会 B-419 (1994 年 3 月)

(c) 安部田 貞行，三瓶 政一，森永 規彦：“高速符号化率•処理利得を用いた D-S/CDMA”, 1995 年 電子情報通信学会春季大会 B-404 (1995 年 3 月)

(d) 橋本 真幸，安部田 貞行，三瓶 政一，森永 規彦：“ソフトパワーコントロールを用いた DS/CDMA”, 1995 年 電子情報通信学会春季大会 B-423 (1995 年 3 月)

(e) 安部田 貞行，三瓶 政一，森永 規彦：“チャネルアクティベーションを用いた DS/CDMA”, 1996 年 電子情報通信学会春季大会 B-402 (1996 年 3 月)