OUKA
The University of Osaka
Institutional Knowledge Archive

Title	アダプティブアレイアンテナを用いたDS-CDMAシステムにおける高速データ伝送方式に関する研究
Author(s)	金, 宰完
Citation	大阪大学, 2005, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/2852
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

アダプティブアレイアンテナを用いたDS-CDMAシステムにおける高速データ伝送方式に関する研究

2004年12月

金 宰完

謝　辞

本論文は，大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻教授三瓶政一博士ならびに大阪大学名誉教授・広島国際大学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，三瓶政一教授ならびに森永規彦教授から賜わった御懇意なる教示，御鞭撻，そして常に熱心な御討論に対し，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工学研究科通信工学専攻教授小牧省三博士，同助教授宮本伸一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，大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻教授河崎善一郎博士，同 馬場口登博士，同 滝根哲哉博士，ならびに電子情報エネルギー工学専攻教授北山研一博士，大阪大学産業科学研究所教授元田浩博士，大阪大学名誉教授・中部大学教授塩澤俊之博士の諸先生方に厚く感謝を申し上げる．

さらに，筆者は研究を行うにあたり，大阪大学大学院工学研究科電子情報エネルギー工学専攻助教授原晋介博士に御助言，御激励頂いた．ここに深く感謝の意を表する．

また，折にふれ熱心な御討論と有益な御助言を頂いた渡辺勝己博士（現在 ソニー株式会社），山中仁昭氏（現在 広島国際大学），吉識知明博士（現在 シャープ株式会社），井口賀敬氏（現在 松下電器産業株式会社），星野高久氏（現在 読売テレビ放送株式会社），Wuri A. Hapsari氏(現在 株式会社 NTTドコモ) をはじめとする卒業生，ならびに中西俊之氏，角岡幸治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三瓶研究室の諸兄に感謝申し上げる．

そして，常日頃より寛大なる心をもって惜しみない援助と理解を頂いた両親，義理の両親，ならびに愛する家族，里親，そして大阪センターの同労者達に心より感謝を捧げる．最後に，日本の御業のために導いてくださった神様の大きな御恵みに心から感謝し，すべての栄光を帰する．

内容梗概

本論文は，著者が大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻在学中に行ったアダプティブアレイアンテナを用いたDS-CDMA(Direct-Sequence Code Division Multiple Access)システムにおける高速データ伝送方式に関する研究成果をまとめたものである．本論文では，以下に示す6章により構成する予定である．

第 1 章は序論であり，本研究の背景となる研究分野に関して現状と問題点を述べ，本研究の位置付けを明らかにする．

第 2 章では，広帯域DS-CDMA方式を用いる高速データ伝送方式について述べた後，周波数選択性フェージング環境下での問題点についてマルチパス干渉を中心として説明を行う．それと共に，本研究でマルチパス干渉を抑圧するために用いられるアダプティブアレイアンテナの諸技術とその問題点について全般的に検討を行い，本研究の意義を明確にする．

第 3 章では，従来の伝搬路モデルの伝搬路特性とその問題点について明らかにした後，MTMR(Multi Transmit and Multi Receive)アダプティブアレイアンテナを用いた伝送システムに適する伝搬路モデルを提案する．

第 4 章では，DS-CDMAシステムのフェージング環境下における送信電力制御方式の原理とその問題点を明らかにした後，本研究に適用する遅延プロファイルの外挿処理を用いたアナログ電力制御型送信電力制御を提案する．また，計算機シミュレーションにより，提案方式は，高速フェージング環境下において伝送特性の向上に有効であることを明らかにする．

第 5 章では，周波数選択性フェージング下での広帯域DS-CDMAシステムの設計において，高速データ伝送の実現を妨げる大きな原因となるマルチパス干渉の問題を解決するために，アナログ電力制御型送信電力制御を用いたアダプティブアレイアンテナによるビーム制御を適用した高速データ伝送技術を提案する．計算機シミュレーションにより，本提案方式は，マルチパス干渉によるISI(Inter Symbol Interference)の抑圧効果が高く，多値変調方式の適用可能な確率を高くすることができるため，データ伝送における平均スループットの向上に有効であることを明らかにする．

第 6 章は結論であり，本研究で得られた結果の総括を行う．

目 次

第1章 序論 **1**

第2章 広帯域DS-CDMA方式とアダプティブアレイアンテナ技術 **5**
2.1 緒言 5
2.2 広帯域DS-CDMA方式の原理 6
2.3 アダプティブアレイアンテナの原理 8
2.3.1 アレイアンテナの構成 8
2.3.2 ウエイト更新アルゴリズム 11
2.4 DS-CDMA方式へのアダプティブアレイアンテナの適用 13
2.4.1 DS-CDMA方式におけるアレイ合成法 13
2.4.2 遅延プロファイルを用いたビームフォーミング法 18
2.5 DS-CDMA方式におけるアダプティブアレイアンテナの問題点 20
2.6 結言 21

第3章 広帯域DS-CDMAシステムの伝搬路特性 **23**
3.1 緒言 23
3.2 広帯域伝搬路の特徴 23
3.2.1 マルチパス伝搬路 23
3.2.2 一様フェージングチャネル 24
3.2.3 周波数選択性フェージングチャネル 24
3.3 従来チャネルモデルの伝搬路特性とその問題点 25
3.4 アダプティブアレイアンテナの伝送特性を評価するための広帯域ワイヤレス伝搬路モデル 30
3.4.1 伝搬路モデルの特性 30
3.4.2 計算機シミュレーションによる評価 32
3.5 結言 35

第4章 アナログ電力制御型送信電力制御技術 **37**
4.1 緒言 37
4.2 送信電力制御方式 37
4.2.1 遠近問題 37

4.2.2 送信電力制御の原理 39
4.2.3 従来方式の問題点 40
4.3 提案方式 41
4.3.1 提案方式の概念 41
4.3.2 遅延プロファイルの外挿処理 43
4.3.3 TPCコマンドの通知方式 44
4.4 計算機シミュレーション結果 47
4.4.1 シミュレーション条件 47
4.4.2 特性評価 47
4.5 結言 50

第5章 DS-CDMAシステムにおけるビーム制御を用いた高速データ伝送技術 53
5.1 緒言 53
5.2 周波数選択性フェージング環境下でのマルチパス干渉の対策と諸技術 . . . 53
5.3 提案方式 55
5.3.1 提案方式の概念 55
5.3.2 提案アルゴリズム 59
5.4 提案システムの構成 64
5.5 計算機シミュレーション結果 65
5.5.1 シミュレーション条件 65
5.5.2 特性評価 67
5.6 結言 73

第6章 結論 75

参考文献 77

本論文に関する原著論文 83

図目次

2.1 アダプティブアレイアンテナの構成図 (円形配置) 10
2.2 アダプティブアレイアンテナの構成図 (線形配置) 11
2.3 MMSE 基準のアダティブアレイ 12
2.4 空間フィルタリング 14
2.5 ビームパターンと Rake フィンガとの関係 15
2.6 下り回線でのマルチパスの問題 16
2.7 AOD 推定に基づく指向性ビーム送信法 17
2.8 遅延プロファイルを用いたアダティブアレイアンテナの構成 19

3.1 ITU Vehicular-B モデル 25
3.2 Lee モデル 26
3.3 GBSBC モデル. 27
3.4 GBSBE モデル. 28
3.5 GWSSUS モデル. 29
3.6 一回反射モデル 31
3.7 遅延プロファイル 32
3.8 3 クラスタ 24 パスモデル 34
3.9 7 クラスタ 56 パスモデル 34
3.10 遅延プロファイル (3 クラスタ 24 パスモデル) 35
3.11 遅延プロファイル (7 クラスタ 56 パスモデル) 35

4.1 遠近問題と送信電力制御 38
4.2 送信電力制御の概念図 39
4.3 高速フェージング環境下における問題点 41
4.4 端末における下り回線送信電力制御の構成 42
4.5 電力レベルの波形と I チャネル信号の振幅 42
4.6 外挿処理を用いた遅延プロファイルの予測 43
4.7 上り回線のフレーム構成 45
4.8 振幅変換 46
4.9 平均受信 E_b/N_0 の累積確率分布 48
4.10 目標受信 E_b/N_0 に対する BER 特性 49

4.11 M に対する BER 特性 49
4.12 L_{MAX} の最適化 50
4.13 N_{TPC} の最適化 50

5.1 マルチパス干渉を抑圧する提案アルゴリズムの概念 55
5.2 基地局側のビームパターンの一例 56
5.3 端末側のビームパターンの一例 57
5.4 1dB ステップの送信電力制御とアナログ電力制御型送信電力制御の比較 . . 58
5.5 提案アルゴリズムのためのアンテナ重み処理部 (WPB) の構成 59
5.6 提案システムのシステム構成 64
5.7 受信 SINR 累積分布の比較 67
5.8 提案アルゴリズムの場合における MS DUR の累積分布 (3 クラスタ) 68
5.9 最大レベルのパスを希望波とした場合における MS DUR の累積分布 (3 クラスタ) 68
5.10 提案アルゴリズムの場合における MS DUR の累積分布 (7 クラスタ) 69
5.11 最大レベルのパスを希望波とした場合における MS DUR の累積分布 (7 クラスタ) 69
5.12 送信電力の累積分布 (3 クラスタ) 72
5.13 送信電力の累積分布 (7 クラスタ) 72

第1章

序論

ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line)[1] や FTTH (Fiber To The Home) [2] のような超高速インタネットサービスに対する期待の増加と共に無線ネットワークを介して高速データ伝送を行なう多様なマルチメディアサービスに対する要求が益々増加している．このような時代の流れに従って HSDPA (High Speed Downlink Packet Access)[3][4] や Cdma2000 1X EV-DO (Cdma2000 1X Evolution Data Only) [5] 等の第三世代の無線規格が標準化され，符号多重や AMC(Adaptive Modulation and Coding) 技術 [6][7] の採用によるピーク伝送速度の向上が図られている．さらに，最近では下り回線で 100Mbit/s 以上の高速データ伝送を目指した MIMO (Multiple Input and Multiple Output) 技術 [8]-[10] や OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [11]-[13] 技術のような第四世代の無線システムのための研究 [14][15] も盛んになっている．

広帯域 DS-CDMA (Direct-Sequence Code Division Multiple Access) 方式では，各ユーザの無線リンク状態に応じて拡散率 (SF: Spreading Factor) やマルチコード多重数，変調多値数，さらには誤り訂正の符号化率を切り換えることでデータ伝送の高速化を図っている．しかし，無線伝送では伝送帯域の広帯域化に伴って周波数選択性フェージングによるマルチパス干渉の問題が生じる．DS-CDMA 方式でマルチパス干渉レベルを拡散率分の 1 に抑えることができるものの，伝送速度を上げるために処理利得を 1 に近づけるとマルチパス干渉の抑圧が不十分となり，マルチパス干渉による ISI (Inter Symbol Interference) の問題が台頭してくる．そして，このように発生した ISI は多重されたマルチコード間の直交性を崩すように働くため，多値変調方式の適用を難しくしてしまう．このように，周波数選択性フェージング環境下で広帯域伝送を行う際には，16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) や 64QAM のような多値変調方式が適用される確率が著しく低下してしまう．このため，マルチパス干渉をいかに抑圧するのかが，低拡散率や多値変調方式の導入ための重要な鍵となり，ピーク伝送速度を向上させるための重要な課題となる．

アダプティブアレイアンテナ技術は干渉キャンセラとともにマルチパス干渉の影響を最小限に低減する技術の一つとして良く知られている．このような技術は周波数選択性

フェージングの伝搬路環境下でも符号多重されたトラフィックチャネル間の直交性を維持しながら16QAMや64QAM方式を導入することを可能にする技術である．しかし，アダプティブアレイアンテナ技術を用いるときの問題点として基地局や移動局のアンテナ数の制限があるので，どの方向にメインビームを向け，どの方向にヌルを向けるべきかというビーム制御の問題が台頭する．ビームフォーミング法としては最大SNRを得るために受信電力が一番大きいパスにビームの方向を向ける方法が広く用いられている．この方法をマルチパス環境で導入すると，平均的に受信電力が高い，遅延時間の短いパスにメインビームを向けることになる．しかしながら，遅延時間の短いパスは，端末の近傍の地形・地物による反射波，散乱波あるいは回折波なので，一般的には到来角 (AOA: Angle of Arrival) の広がりが大きくなり，遅延時間の長いパスと到来角が近接する可能性が高くなる．またその結果として，マルチパス干渉を十分抑圧することができず，低拡散率や高い変調多値数の導入によるユーザレートの高速化が阻まれることになる．

この問題を解決するため，本論文では，送信機と受信機の双方にアダプティブアレイアンテナを適用すると共に，ビームフォーミング時に，マルチパス干渉の影響が最小になる，すなわち，周波数選択性を最小化できるパスに対してメインビームを向けるアルゴリズムを提案する．その際，周波数選択性の低減と受信電力の最大化は必ずしも同時には満足されない．しかし，送信電力に余力がある場合には，送信電力制御（TPC: Transmit Power Control）により，受信電力を高めることが可能となるので，周波数選択性の低減と受信電力の向上によるユーザレートの高速化が可能になると考えられる．ただし，その場合には，応答速度の速い送信電力制御アルゴリズムが不可欠となる．そこで，本論文では，伝搬路変動の予測機能を有するアナログ電力制御型送信電力制御方式も提案する．提案方式では，DS-CDMAシステムにおいてトラヒックチャネルと多重化されて送信されるパイロットチャネルを利用して，受信信号の遅延プロファイルを測定すると共に，得られた遅延プロファイルを外挿することで次のフレームにおける遅延プロファイルを予測し，それに基づいて次の受信フレームにおける所要送信電力制御量を算出し，その値をアナログ形式で送信機側に通知することで，伝搬路変動に対する高い追随性を有する送信電力制御方式を実現している．

本研究では孤立セル環境下においての下り回線のDS-CDMAシステムに対する伝送特性の解釈や評価を計算機シミュレーションで行なうことによって提案技術が激しい周波数選択性フェージングの環境下でも多値変調方式を導入することでデータ伝送速度を向上させるのに有効であることを明らかにする．

本論文では，以下の6章で構成される．

第2章では，広帯域DS-CDMA方式を用いる高速データ伝送方式について述べた後，周波数選択性フェージング環境下でDS-CDMA方式を導入する際の問題点であるマルチパス干渉について考察すると共に，マルチパス干渉対策技術としてアダプティブアレイアンテナを適用する場合の問題について考察することで，本研究の意義を明確にする．

第3章では，従来の伝搬路モデルの伝搬路特性とその問題点について明らかにした後，MTMR(Multi Transmit and Multi Receive) アダプティブアレイアンテナを用いた伝送シ

ステムに適する伝搬路モデルを提案する．

第4章では，DS-CDMAシステムのフェージング環境下における送信電力制御方式の原理とその問題点について説明した後，本研究に適用される，遅延プロファイルの外挿処理を用いたアナログ電力制御型送信電力制御方式を提案する．また，計算機シミュレーションによって，提案方式は高速に変動するフェージングに対する追随性が高いことを明らかにする．

第5章では，周波数選択性フェージング下での広帯域DS-CDMAシステムの設計において，高速データ伝送の実現を妨げる大きな原因となるマルチパス干渉の問題を解決するために，アナログ電力制御型送信電力制御を用いたアダプティブアレイアンテナによるビーム制御を適用した高速データ伝送技術を提案する．また，計算機シミュレーションにより，提案方式は，マルチパス干渉によるISIの抑圧効果が高く，多値変調方式の適用可能な確率を高くすることができるため，データ伝送における平均スループットの向上に有効であることを明らかにする．

第6章は，本論文の結論であり，本研究で得られた結果の総括を行なう．

第2章

広帯域DS-CDMA方式とアダプティブアレイアンテナ技術

2.1 緒言

第3世代移動通信システムとしてDS-CDMA(Direct Sequence-Code Division Multiple Access)方式が採択されたのは，採択当時，DS-CDMA方式がTDMAやFDMA方式と比較してセル利用率やシステムの容量において優れているとされたためである．しかし，DS-CDMA方式において高速データ伝送を行うために帯域幅が広帯域化されるにつれ，マルチパスフェージングを発生させるパスの数が多くなるため，これに伴ってISI(Inter Symbol Interference)による性能劣化の問題が深刻となり，広帯域DS-CDMA方式による高速データ伝送の実現に対して大きな障害となっている．そこで最近では，このような広帯域伝送の問題を解決する対策として，干渉キャンセラや周波数領域等化器(Frequency Domain Equalizer)[16]などに対する研究が行われている．また，このような動きと別に，第4世代の移動無線通信アクセス方式としてOFCDM(Orthogonal Frequency and Code Division Multiplexing)[17]やOFDM，MC-CDMA[18]などに対する研究が盛んになっている．本論文では，アダプティブアレイアンテナを用いた新たなビーム制御やパス操作技術を導入することで，広帯域DS-CDMA方式において周波数選択性フェージング環境下で高速データ伝送を実現することを目的とする．

本章では，広帯域DS-CDMA方式を用いる高速データ伝送方式について述べた後，周波数選択性フェージング環境下においてDS-CDMA方式を導入する際の問題点であるマルチパス干渉について考察すると共に，マルチパス干渉対策技術としてアダプティブアレイアンテナを適用する場合の課題について考察することで，本研究の意義を明確にする．

表 2.1: DS-CDMA システムにおける主な技術の比較

	狭帯域 (IS-95)	広帯域 (IMT-2000)
帯域	1.25MHz	5MHz, 10MHz, 15MHz, 20MHz
上りリンク	Non-coherent	Coherent
データ速度	Voice and data (-128kbps)	Multimedia service (-2 Mpbs)
誤り制御符号	Convolutional encoder	Convolutional encoder + Turbo encoder
送信電力制御	Power-based transimit power control 0.5 dB fixed step size	SIR-based transmit power control 0.25-1.5 dB variable step fast power control
大容量技術	Rake receiver Diversity	Adapative modulation Antenna technique (AAA, MIMO, Transmit diversity) Scheduling Interference canceller

2.2　広帯域DS-CDMA方式の原理

第3世代移動通信の標準であるIMT-2000のうち，W-CDMAはDS-CDMA方式に基づいた無線アクセス方式であり，5 MHzの帯域幅で2 Mbit/sのマルチメディアサービスの提供を目的として下りリンクでの高速化が図られた．表2.1に，第2世代の移動通信と第3世代の移動通信方式についての主な技術の変化の比較について示している．

本節では，L個のマルチパスがある周波数選択性フェージング環境下のチャネルモデルを前提して，送信機と受信機の双方にアダプティブアレイアンテナ (M本の送信アンテナとN本の受信アンテナ) と適応変調方式を適用した場合の広帯域DS-CDMAシステムの下りリンクについて検討を行う．まず，P個のトラヒックチャネルが多重されたTCH(Traffic Channel)の入力データをベースバンド信号発生器に入力し，上りリンク経由でフィードバックされた変調レベル情報 (MLI: Modulation Level Information) に基づいて適応変調信号を生成する．次に，OVSF(Orthogonal Variable Spreading Factor) マルチコードと呼ばれる直交拡散データ列を用いてそれぞれのTCHを直交化させて多重した後，長い周期を持つPN(Pseudorandom Number) コードによって拡散し，ランダムデータ列に変換する．その結果得られるベースバンド信号は次式で表される．

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \{(\Psi^t d_{IK} + \Psi^p p) + j\Psi^t d_{Qk}\} * c(n + k * SF)\delta(t - kT_s - nT_c), \qquad (2.1)$$

ここで，$c(n)$はLong PNコードのn番目の値に該当し，Ψ^tとΨ^pはそれぞれTCHとPCH(Pilot Channel)に用いられるOVSFコードであり，PCHのためにはチャネル'0'が割り当てられる．d_{Ik}とd_{Qk}はk番目のシンボルの同相 (In-phase) 成分と直交 (Quadrature) 成分であり，T_sとT_cは，それぞれ，1シンボル長，1チップ長である．ここで，$T_s = SF*T_c$，SFは拡散率 (Spreading Factor) である．

拡散された信号は基地局のアンテナ数にあわせて分岐され，基地局側のビームフォーミ

ングのためのアンテナ重みが乗算される．続いて基地局と端末間の遅延プロファイルを測定するため，各アンテナ素子固有のパイロットチャネルがそれぞれの信号に多重され，低域通過フィルタ (LPF: Low Pass Filter) に入力される．LPF でフィルタリングされたベースバンド信号は RF 部で直交変調器によって搬送波に載せられ，端末へと伝送される．フィルタリングされたベースバンド信号は次式のように与えられる．

$$s_w(t) = \sum_{i=0}^{M-1} \{s(t) * w_i^* + p_i(t)\} \tag{2.2}$$

$$s_f(t) = s_w(t) \otimes h_{LPF}(t) \tag{2.3}$$

ここで，$h_{LPF}(t)$ は低域通過フィルタのインパルス応答である．また，$s_w(t)$ はアンテナ重みによって重み付けされた伝送信号であり，$*$ は複素共役，p_i は i 番目のアンテナに割り与えられた PCH を意味する．

端末側では受信アンテナからの高周波信号がベースバンド信号に変換される．このとき，j 番目の受信アンテナ素子における受信ベースバンド信号は次式で与えられる．

$$r_j(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{w}_{BS}^H \mathbf{h}_{jl}(t) s(t - \tau_l) + n_j(t), \tag{2.4}$$

ここで，$\mathbf{w}_{BS}$ は基地局のアンテナ重みベクトル，$\mathbf{h}_{jl}(t)$ と τ_l はそれぞれ下りリンクのチャネルベクトルと受信信号の l 番目のパスの遅延時間に該当する．また，L は受信信号のうち分解可能なパスの数を，$n_j(t)$ は片側スペクトル密度 N_0 を持つ加法性白色雑音を意味する．

低域通過フィルタを通過して A/D 変換された信号は二つのブロック，即ち，TCH と PCH に分けられて処理される．ここで TCH の逆拡散処理では，伝搬路で発生する遅延時間 (τ_l) が補正された拡散系列の複素共役が乗積された後，1 シンボル区間で積分されるので，$t = mT_s + \tau_l$ における整合フィルタ出力は次式で求められる．

$$y_{jl}(m) = \frac{1}{T_s} \int_{mT_s+\tau_l}^{(m+1)T_s+\tau_l} r_j(t) c^*(t - \tau_l) dt \tag{2.5}$$

ただし，$c(t)$ はデータチャネルでの逆拡散のために用いる Long PN 系列である．一方，各受信アンテナで受信され，逆拡散された TCH は，受信ビームフォーミングのため，重み付け合成され，次式で表される受信信号が得られる．

$$\eta_l(m) = \sum_{j=0}^{N-1} y_{jl}(m) * w_j^* \tag{2.6}$$

そして，p 番目の OVSF マルチコード Ψ_p によって逆拡散された p 番目の TCH のデータ出力 $\hat{z}_l^p$ は次式のように与えられる．

$$\hat{z}_l^p(m) = \frac{1}{SF} \sum_{m=0}^{SF-1} \eta_l(m) * \Psi_{p,m}^*(t - \tau_l) \tag{2.7}$$

一方，式(2.7)からp=0，すなわち0番目のOVSFコード(PCH)から生成されるl番目の遅延波に対する複素チャネル利得は，そのSNRを改善するためにT_fフレーム間同期加算することで，次のように求められる．

$$\xi_l = \frac{1}{T_f}\sum_{m=0}^{T_f-1}\eta_l(m) \tag{2.8}$$

そして，Rake合成の出力は次のように与えられる．

$$z^p(m) = \sum_{l=0}^{K_{max}-1}\hat{z}_l^p(m) * \xi_l \tag{2.9}$$

一方，AAA(Adaptive Array Antenna)のビームフォーミングに必要な，基地局と端末の間の複素遅延プロファイルの推定はPCHを用いて，次のようにサンプリングされた出力を整合フィルタから得ることができる．

$$\hat{y}_{ijl}(m) = \frac{1}{T_s}\int_{mT_s+\tau_l}^{(m+1)T_s+\tau_l} r_j(t)\hat{p}^*(t-\tau_l)dt \tag{2.10}$$

式(2.8)と同じ方法で式(2.10)から複素遅延プロファイルを推定すると

$$\hat{\xi}_{ij} = \frac{1}{T_f}\sum_{m=0}^{SF-1}\hat{y}_{ijl}(m) \tag{2.11}$$

のようになる．

Rake受信機はビームフォーミング後のマルチパス成分を最大比合成するために用いられ，その出力は元の送信データを復号するために軟判定ビタビ復号器へと送られる．

2.3　アダプティブアレイアンテナの原理

2.3.1　アレイアンテナの構成

アダプティブアレイアンテナとは複数のアンテナ素子を用い，これらの素子の出力に伝搬路条件に応じて適切な重み付けを行った後に信号を合成することで等価的にアンテナ指向性の制御を行う技術[19]-[22]であり，アダプティブアレイアンテナを受信側に用いた場合の合成後の信号は次式で与えられる．

$$y_k(t) = a_k(\theta)r(t)s(t) + n_0(t) \tag{2.12}$$

$$y_k(t) = h(t)s(t) \tag{2.13}$$

ここで，$r(t)$は瞬時値変動，$s(t)$は等価ベースバンド系で表された複素信号を意味し，$y_k(t)$はk番目のアンテナ素子の出力，$a_k(\theta)$は到来角度による位相差，$n_0(t)$は加法性白色雑音である．

式(2.12)をベクトルで表現すると次式のように表現できる．

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{h}(t)s(t) + n_0(t) \tag{2.14}$$

ただし，

$$\begin{aligned} \mathbf{h}(t) &= [h_0(t), \ldots, h_{K-1}(t)]^T & (2.15)\\ &= r(t)\mathbf{a}(\theta) & (2.16) \end{aligned}$$

ここで，$\mathbf{h}(t)$は各アンテナ素子の0番目のアンテナ素子に対する位相差を現すステアリングベクトルを示し，パスの電力レベルと方向の情報を持っているのでアダプティブアレイアンテナのビームの指向性を計算するために用いられる．

$$\mathbf{a}(\theta) = [a_0(\theta), \ldots, a_{K-1}(\theta)]^T \tag{2.17}$$

受信信号$\mathbf{y}(t)$にアンテナ重み$\mathbf{w}(t)^H$を乗じ，合成することによって次式となる．

$$\begin{aligned} y(t) &= \mathbf{w}(t)^H\mathbf{x}(t) & (2.18)\\ &= \mathbf{w}(t)^H\mathbf{h}(t)s(t) + \mathbf{w}(t)^H\mathbf{n}(t) & (2.19) \end{aligned}$$

ここで，Hはハミルトニアン演算子を表す．また，$\mathbf{w} = [w_0(t), \ldots, w_{K-1}(t)]^T$である．そして，到来角度$\theta$に対するアレイの利得は$\mathbf{w}^H\mathbf{h}(t)$で表されるので，$\mathbf{h}(t)$に対して各アンテナ素子の複素重みを適切に制御することにより，到来方向θに対するアンテナ利得を操作できる．即ち，アレイアンテナの構成によって生じる位相差$a_k(\theta)$を相殺し，すべてのアレイの出力が同相となるときに，出力信号のSN比は最大となる．また，マルチパス干渉やMAI(Multiple Access Interference)などの到来方向に向けて，受信される信号の利得が0となるようにヌルを向けることで干渉波の対策に用いられる．

図2.1に4本のアンテナを，アンテナ間隔dで正方形に配置したアダプティブアレイアンテナの構成図を示す．ここで，本論文では下り回線を対象に検討するものとするとき，角度θは，基地局アンテナではAOD(Angle of Departure)，端末ではAOA(Angle of Arrival)とよばれる．端末において受信の際にアダプティブアレイアンテナを用いる際の各アンテナにおける受信信号は次式で与えられる．

$$y_0(t) = w_0(t)exp(-j\frac{2\pi}{\lambda}\frac{d}{\sqrt{2}}cos\theta)r_0(t) \quad (\text{アンテナ}\sharp 0) \tag{2.20}$$

$$y_1(t) = w_1(t)exp(j\frac{2\pi}{\lambda}\frac{d}{\sqrt{2}}sin\theta)r_0(t) \quad (\text{アンテナ}\sharp 1) \tag{2.21}$$

$$y_2(t) = w_2(t)exp(j\frac{2\pi}{\lambda}\frac{d}{\sqrt{2}}cos\theta)r_0(t) \quad (\text{アンテナ}\sharp 2) \tag{2.22}$$

$$y_3(t) = w_3(t)exp(-j\frac{2\pi}{\lambda}\frac{d}{\sqrt{2}}sin\theta)r_0(t) \quad (\text{アンテナ}\sharp 3) \tag{2.23}$$

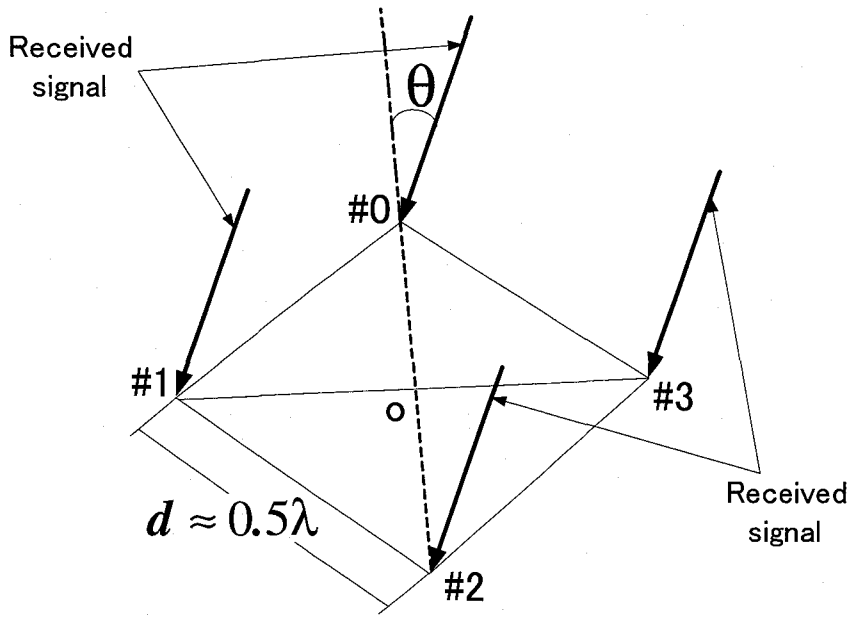


図 2.1: アダプティブアレイアンテナの構成図 (円形配置)

ただし，$r_0(t)$ は 0 点で受信される $s_0(t)$ の受信信号であり，$w_0(t)$, $w_1(t)$, $w_2(t)$ 及び $w_3(t)$ はアンテナ ♯0, ♯1, ♯2 及び ♯3 の複素重み係数である．従ってこれらを合成した信号は次式で与えられる．

$$y(t) = [w_0(t)exp(-j\frac{2\pi}{\lambda}\frac{d}{\sqrt{2}}cos\theta) + w_1(t)exp(j\frac{2\pi}{\lambda}\frac{d}{\sqrt{2}}sin\theta) + w_2(t)exp(j\frac{2\pi}{\lambda}\frac{d}{\sqrt{2}}cos\theta) + w_3(t)exp(-j\frac{2\pi}{\lambda}\frac{d}{\sqrt{2}}sin\theta)]r_0(t) \quad (2.24)$$

式 (2.24) を簡単に表現すると

$$y(t) = W(t;\theta)r_0(t) \quad (2.25)$$

$$W(t;\theta) = w_0(t)exp(-j\frac{2\pi}{\lambda}\frac{d}{\sqrt{2}}cos\theta) + w_1(t)exp(j\frac{2\pi}{\lambda}\frac{d}{\sqrt{2}}sin\theta) + w_2(t)exp(j\frac{2\pi}{\lambda}\frac{d}{\sqrt{2}}cos\theta) + w_3(t)exp(-j\frac{2\pi}{\lambda}\frac{d}{\sqrt{2}}sin\theta) \quad (2.26)$$

であり，$W(t;\theta)$ はアダプティブアレイアンテナの指向性を表す．式 (2.26) に示されるように，$w_0(t)$ から $w_3(t)$ を制御することによって指向性が制御できる．

図 2.2 に示すように線形のアダプティブアレイアンテナシステムへ適用すると，基地局における基準エレメントに対する n 番目のエレメントの経路差は次式のように与えられる．

$$d_{BSn} = (n-1)l_{BS}cos(AOD - \phi_{BS}) \quad (2.27)$$

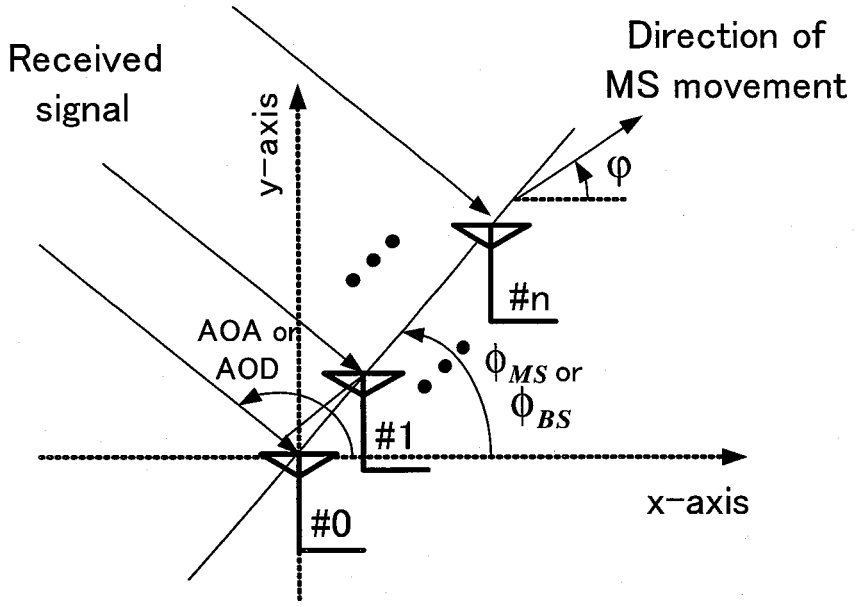


図 2.2: アダプティブアレイアンテナの構成図 (線形配置)

ここで，l_{BS} は基地局のエレメント間隔，ϕ_{BS} は基地局のアレイ角度を示す．そして，端末における k 番目のエレメントとの経路差は次式で与えられる．

$$d_{MSk} = (k-1)l_{MS}cos(AOA - \phi_{MS}) \tag{2.28}$$

また，l_{MS} は基地局のエレメント間隔，ϕ_{MS} は端末のアレイ角度を示す．

このような基地局と端末側でのアダプティブアレイアンテナの経路差を用いて遅延プロファイルを生成し，また端末の移動方向を考慮すると，各基地局および端末の信号は次式で求められる．

$$s_{nk}(t) = s(t)exp(j\frac{2\pi}{\lambda}d_{BSn})exp(j\frac{2\pi}{\lambda}d_{MSk})exp(j\frac{v}{\lambda}tcos(AOA - \psi)) \tag{2.29}$$

ただし，$s_{nk}(t)$ は基地局アンテナ $\sharp n$ エレメントから端末 $\sharp k$ に到来する信号の複素振幅値，λ は波長，そして ψ は端末の移動方向を示す．

2.3.2 ウエイト更新アルゴリズム

アダプティブアレイの基本的な動作原理は，希望信号を十分に取り込みつつ，ヌル点を干渉波などの不要な信号に対して向けて除去することにある．従って，アレイの出力においてSINRが最大になるようにアンテナ重みを制御するアルゴリズムが最も特性の良いアルゴリズムであるといえる．しかし，実際に制御を行うには，アレイの特性を監視しつつ，アンテナ重みの制御を行うアルゴリズムが必要になってくる．代表的なアルゴリズム

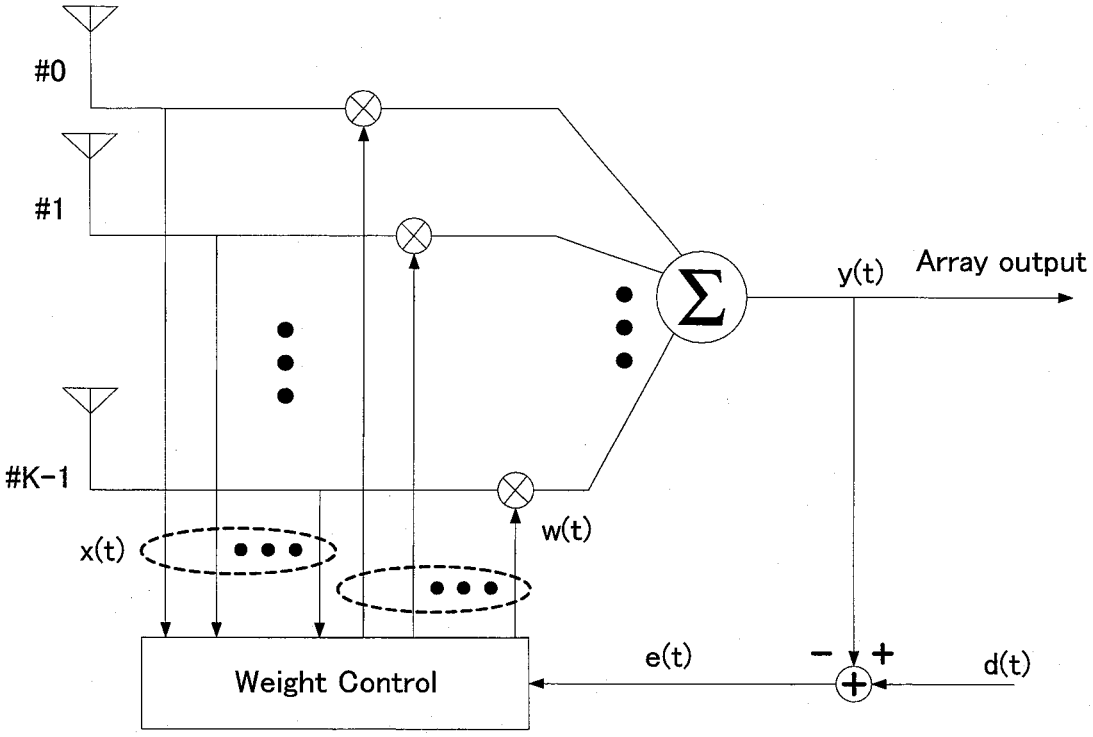


図 2.3: MMSE基準のアダティブアレイ

としてMMSE(Minimum Mean Square Error)基準を用いた推定アルゴリズムと受信信号の包絡線を一定に保つCMA(Constant Modulus Algorithm)等が知られている[23].

ここでは，一般的に良く用いられるMMSE基準を用いた場合のアンテナ重みの最適化について説明する[24]．アレイアンテナの出力$y(t)$をできるだけ参照信号$d(t)$に近づけるよう最適化されたアンテナ重みを求めるために，評価関数として参照信号と受信信号の差，即ち，受信信号の誤差を表す関数として

$$\begin{aligned} J &= E[|d(t)-y(t)|^2] && (2.30)\\ &= E[|d(t)-\mathbf{w}(t)^H\mathbf{x}(t)|^2] && (2.31)\\ &= E[e(t)e^*(t)] && (2.32)\end{aligned}$$

を考える．この式を書き換えると

$$\begin{aligned} J &= E[(d(t)-\mathbf{w}(t)^H\mathbf{x}(t))(d^*(t)-\mathbf{x}(t)^H\mathbf{w}(t))] && (2.33)\\ &= E[|d(t)|^2 - d(t)\mathbf{x}(t)^H\mathbf{w}(t) - \mathbf{w}(t)^H\mathbf{x}(t)d^*(t) + \mathbf{w}(t)^H\mathbf{x}(t)\mathbf{x}(t)^H\mathbf{w}(t)] && (2.34)\\ &= P_d + \mathbf{P}_{\mathbf{xd}}(t)^H\mathbf{w}(t) - \mathbf{w}(t)^H\mathbf{P}_{\mathbf{xd}}(t) + \mathbf{w}(t)^H\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}(t)\mathbf{w}(t) && (2.35)\end{aligned}$$

となる．ただし，

$$\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}(t) = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}(t)^H] \quad (2.36)$$

$$\mathbf{P}_{\mathbf{xd}}(t) = E[\mathbf{x}(t)d^*(t)] \tag{2.37}$$

であり，$\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}(t)$，$\mathbf{P}_{\mathbf{xd}}(t)$ はぞれぞれ，受信信号間の相関行列及び，受信信号と参照信号の相関ベクトルである．式 (2.30) の評価関数を最小にする最適アンテナ重みは，$\mathbf{w}(t)$ に関する傾きが 0 になる点を求めればよい．この式の偏微分は

$$\frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}} = 2\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}\mathbf{w}(t) - 2\mathbf{P}_{\mathbf{xd}} \tag{2.38}$$

となるので，右辺を 0 とすることにより，最適なアンテナ重み $\mathbf{w}_{opt}(t)$ は時式のように与えられる．

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{\mathbf{xx}}{}^{-1}\mathbf{P}_{\mathbf{xd}}(t) \tag{2.39}$$

一方，式 (2.39) を逐次更新型にしたものが RLS(Recursive Least Squares) アルゴリズム [25] であり，アルゴリズムは以下の通りである．まず，アンテナ重みベクトルとアンテナ重みベクトルの共分散行列をそれぞれ次式のように初期化する．

$$\mathbf{w}_0 = [1, 1, \ldots, 1]^T \tag{2.40}$$

$$\mathbf{P}_0 = \delta\mathbf{I} \tag{2.41}$$

ただし，$\mathbf{I}$ は単位行列を表し，δ は十分に大きな定数を表す．初期化後，重みベクトルを次式によって更新する．

$$\mathbf{k}_n = \mathbf{P}_{n-1}\mathbf{x}_n(\mathbf{x}_n^H\mathbf{P}_{n-1}\mathbf{x}_n + \lambda_v)^{-1} \tag{2.42}$$

$$\mathbf{P}_n = (\mathbf{P}_{n-1} - \mathbf{k}_n\mathbf{x}_n^H\mathbf{P}_{n-1})\lambda^{-1} \tag{2.43}$$

$$\mathbf{w}_n = \mathbf{w}_{(n-1)} + e_n\mathbf{k}_n \tag{2.44}$$

ただし，$\mathbf{k}_n$ はカルマン利得であり，v は e_n の分散，λ は $0 < \lambda \leq 1$ を満たす忘却係数である．また，添え字の n は逐次更新ステップ数を表すものとする．

図 2.3 に MMSE 基準としたときのアレイアンテナシステム構成を示している．参照信号を用いて逐次的にアンテナ重みを更新することでアレイの出力 $y(t)$ を参照信号 $d(t)$ に近づけ，最適アンテナ重みを計算する．参照信号としては既知シンボルで構成されるトレーニング系列が用いられる．

2.4 DS-CDMA 方式へのアダプティブアレイアンテナの適用

2.4.1 DS-CDMA 方式におけるアレイ合成法

DS-CDMA 送受信機システムの受信側にアダプティブアレイアンテナを導入する場合には，Rake 受信機の動作を考慮したアレイ合成法がよく考えられている．特に，アンテナ

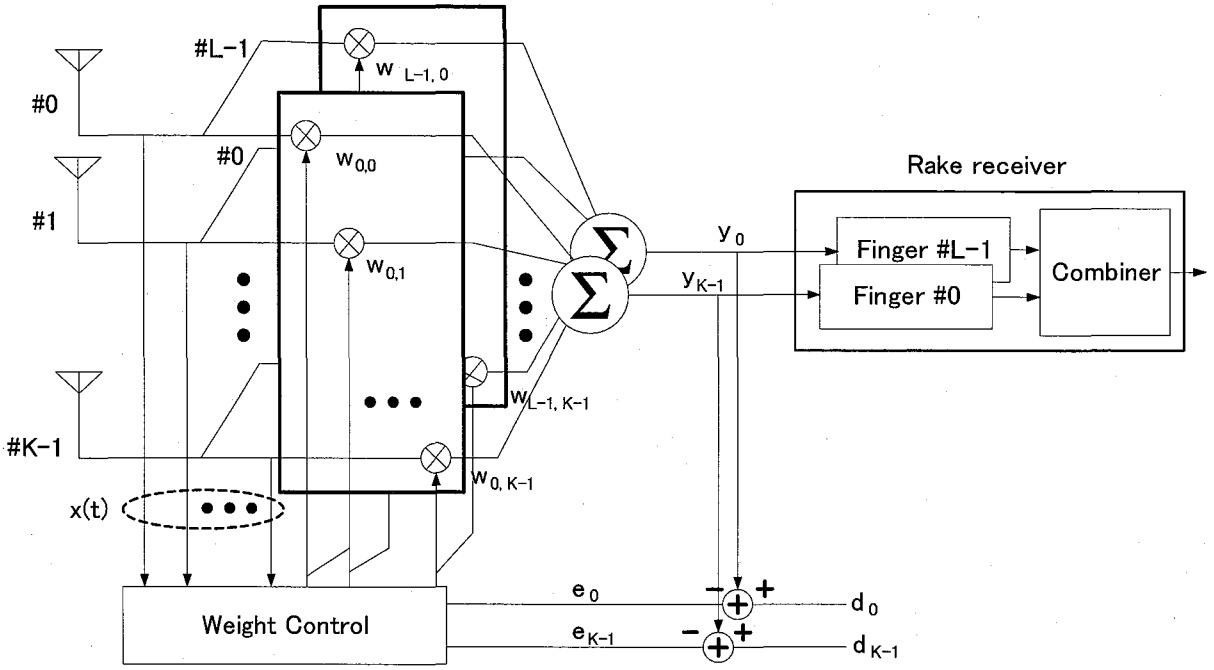


図 2.4: 空間フィルタリング

数の制限の問題から多少余裕がある基地局システムではアレイアンテナとRake受信機を組み合わせた空間フィルタリング (Spacial Filtering) 方式が良く用いられている [27]．その組合わせによって様々なシステムの構成が可能であるが，一般的に考えられるシステムは図2.4に示す方式である．アレイの合成を逆拡散後にする方法もあるが，その場合は各アンテナ素子の出力とパスごとに逆拡散器，全体$N*L$個のフィンガ (Finger) が必要となるのでシステムが複雑になりやすい．それに対し図2.4の方式の場合はパスごとにただ一つのフィンガでよく，全体で必要となるフィンガはN個となる．アレイアンテナを用いて信号を合成することによって，希望パスに対してはビームを向け，他のマルチパスに対しては干渉波として扱い，ヌルを向けるようになる．アダプティブアレイアンテナでは，このように相関がないパスを干渉波として扱うことで抑圧できる一方，パスダイバシチ効果が得られなくなる恐れがある．

しかしここで，Rake受信機を用いることによって，遅延時間の差があるパスを合成することが可能となる．そこで，アレイアンテナとRake受信機を用いた空間フィルタリングというビームフォーミング方法が考えられる．この方式では，それぞれのフィンガには相関がないマルチパス成分を抑えるヌルステアリングを行い，相関を持つパスに対してはアンテナ重みを調整することによって，同じパス遅延時間，すなわち一つのチップ周期に入ってくるパスに対してビームフォーミングを行い，最後にダイバシチ効果を得るためにそれぞれのフィンガの出力に対して最適合成を行なう．

図2.5にこのような空間フィルタリングの概念を示す．図2.5(a)では，フィンガ ♯0と同

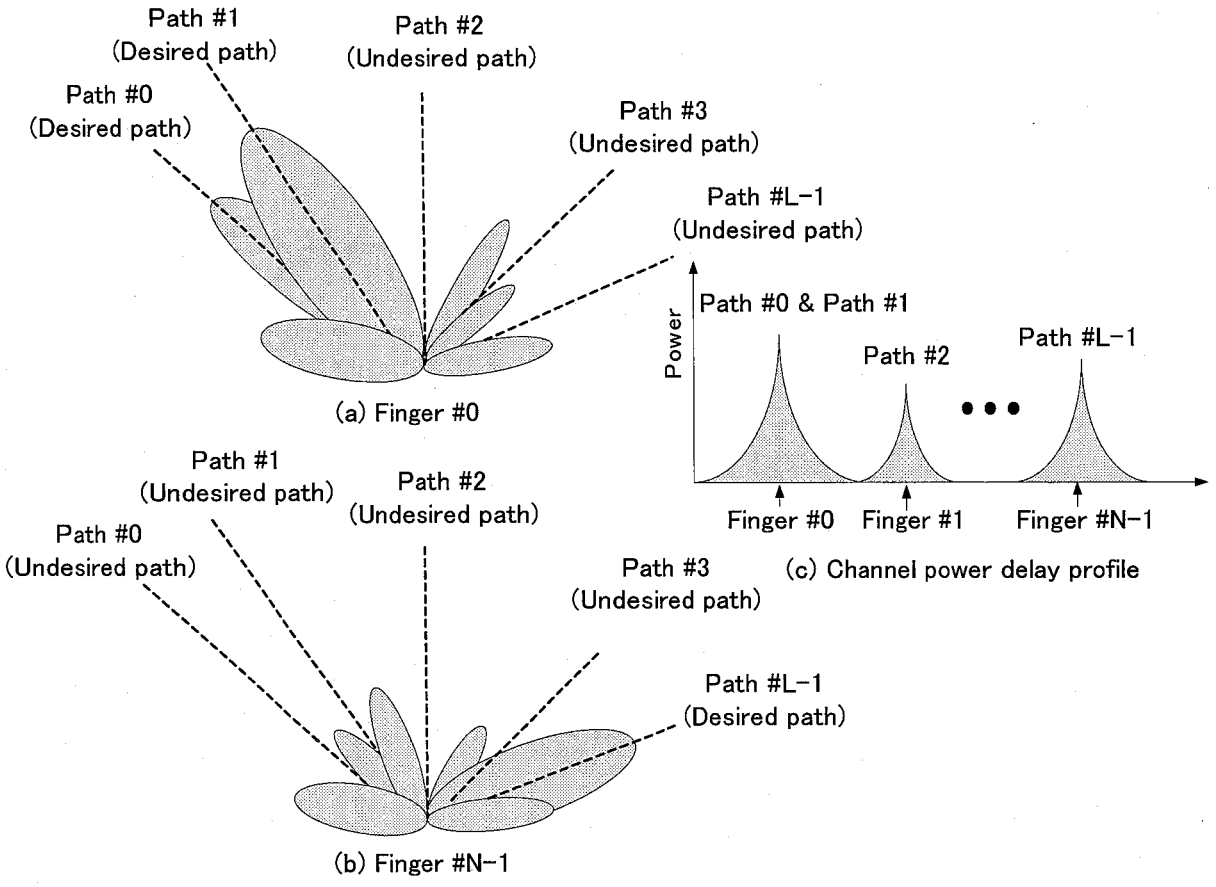


図 2.5: ビームパターンと Rake フィンガとの関係

じタイミングであるパス ♯0 とパス ♯1 に対してはビームを向ける反面，他のマルチパスに対してはヌルを向ける．同じく，図 2.5(b) では，フィンガ $\sharp N-1$ に対して，パス $\sharp L-1$ を選択するが，他のマルチパスに対してはヌルを向けることによって干渉波を収める．そして，最後に図 2.5(c) では，それぞれの Rake フィンガの出力をパスダイバーシチ効果を得るために最大比合成を行なう．

従来，DS-CDMA システムの上り回線で受信機においてアダプティブアレイアンテナを用いる場合には，システムの容量が干渉によって制限されるので MAI(Multiple Access Interference) に対する対策として利用されている．具体的には，マルチユーザ検出や送信電力制御とアダプティブアレイアンテナの併用などが最近注目を集めている [28]．

一方，下り回線でのビームフォーミングの目的は，上り回線のように信号を区別して性能を上げることよりも，端末側で目標 FER(Frame Error Rate) を満たす十分な電力を確保できるなら基地局での総送信電力を低減することにある．また，下り回線のビームパタンについては増幅器やフィルタなどによってその位相や振幅の応答に影響を受けて指向性に変化が生じてしまう可能性がある．したがって，希望しない方向にビームを向けないよ

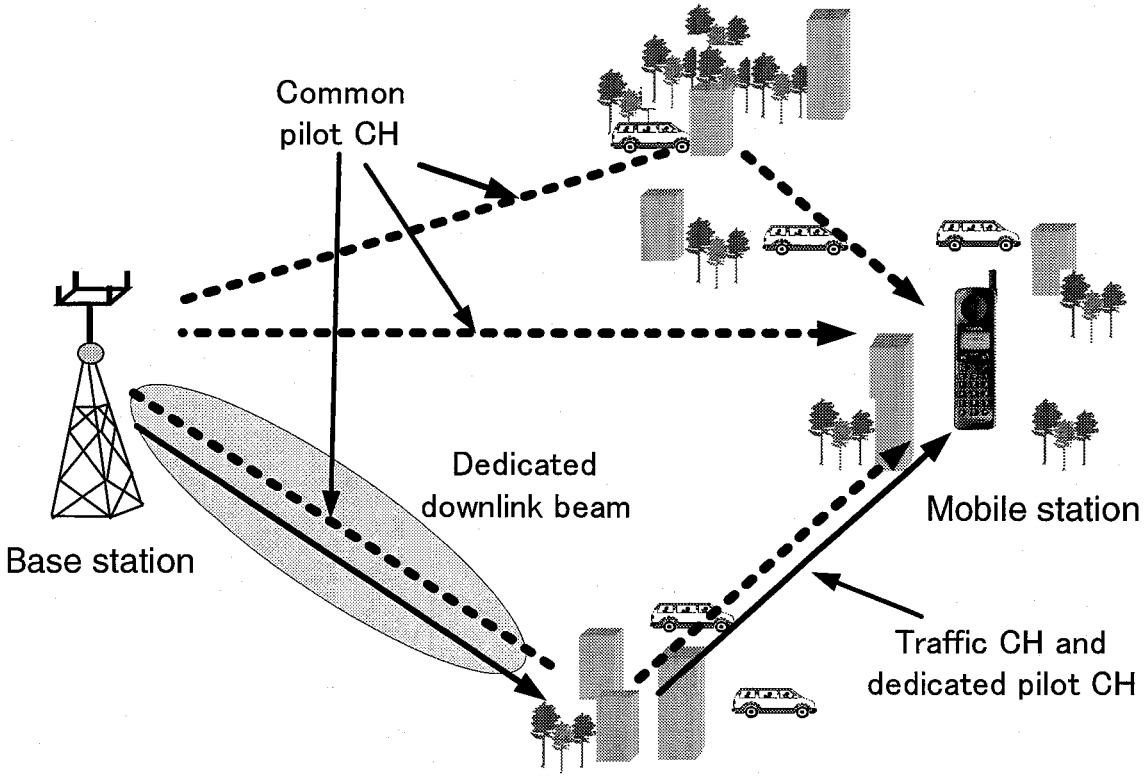


図 2.6: 下り回線でのマルチパスの問題

う，システム設計の際にキャリブレーションなどの注意が必要となるため，今まで上り回線のように多くの研究はなされていない．また，PCHとビームフォーミングされているユーザTCHとの伝搬路の経路が異なってくるので基地局から全ユーザに向けるPCHだけではTCHに対する正しい情報が得られない可能性がある．そこで，図2.6のように個別PCHを用いてTCHと同じくビーム制御することによって異なる伝搬路の問題を解決している[29].

図2.7に基地局の発射角(AOD)に応じた最適な主ビーム制御法として三つの例，すなわち，全パスAOD指向性送信法，平均AOD指向性法，そして受信電力最大パスAOD指向性送信法を示す[30]．このような方式では上り回線で推測されたAODに基づいて下り回線のビームフォーミングを行っている．

1. 全パス AOD 指向性送信法

図2.7の左にすべてのパスに対して，各パスのAODに主ビーム生成する送信ビーム

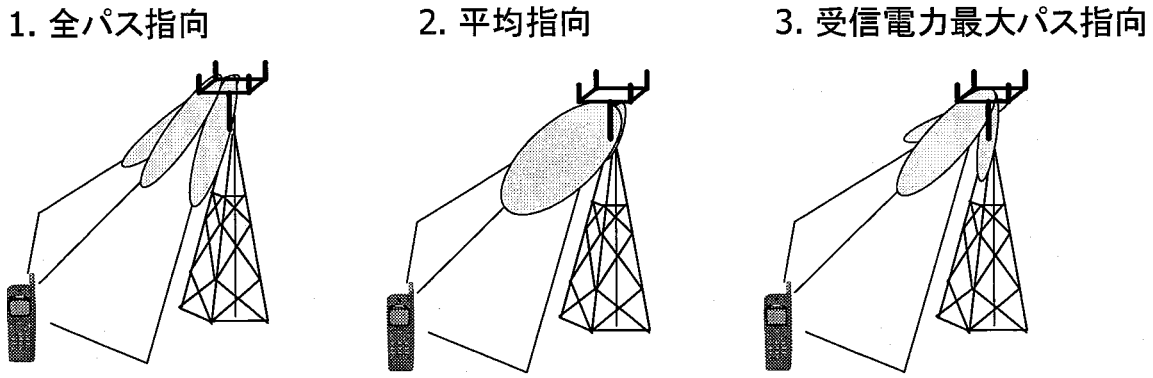


図 2.7: AOD 推定に基づく指向性ビーム送信法

生成法を示す．本方法における送信アンテナ重み $\mathbf{w}_{all}$ は，次式により求められる．

$$\mathbf{w}_{all} = \frac{\sum_{l=0}^{K_{max}-1} \mathbf{a}(\theta_l)}{\| \sum_{l=0}^{K_{max}-1} \mathbf{a}(\theta_l) \|} \tag{2.45}$$

ここで，θ_l は上り回線で検出されたマルチパスの AOD，$K_{max}-1$ は Rake フィンガの数，θ_l はステアリングベクトルである．

2. 平均 AOD 指向性送信法

図 2.7 の中央に Rake 合成に用いた各パスの AOD を受信電力で重み付け平均した AOD，即ち θ_{ave} に主ビームを向けて送信する送信ビーム生成法を示す．本方法における送信アンテナ重み，$\mathbf{w}_{ave}$ は，次式により求められる．

$$\mathbf{w}_{ave} = \mathbf{a}(\theta_{ave}) \tag{2.46}$$

式 (2.46) における θ_{ave} は，上り回線で検出した各パスの受信電力及び AOD を，それぞれ S_l, θ_l とすると次式より求められる．

$$\theta_{ave} = \frac{\sum_{l=0}^{K_{max}-1} S_l \theta_l}{\| \sum_{l=0}^{K_{max}-1} S_l \|} \tag{2.47}$$

3. 受信電力最大パス AOD 指向性送信法

図 2.7 の右に上り回線で測定した Rake 合成に用いた各パスの受信信号のうち，受信信号電力の最も大きいパスの AOD，即ち θ_{max} に主ビームを向けて送信する送信

ビーム生成法を示す．本方法における送信アンテナ重み，$\mathbf{w}_{max}$は，次式により求められる．

$$\mathbf{w}_{max} = \mathbf{a}(\theta_{max}) \tag{2.48}$$

2.4.2　遅延プロファイルを用いたビームフォーミング法

本節では，本研究で用いる遅延プロファイルを用いたビームフォーミング法について説明を行い[26]，その特徴や従来方式との比較について述べる．図2.8に従来の遅延プロファイルを用いたビームフォーミング法のシステム構成を示す．図2.8において，受信機では各アンテナ素子で受信された信号のPCHにより，遅延プロファイル測定器において遅延プロファイルの測定を行なう．そして，畳み込み積分演算器を用いて測定された遅延プロファイルと予め用意された既知QPSK信号を畳み込み積分することにより，擬似受信信号を生成する．ここで，送信されたと仮定されるQPSK信号の情報シンボルを$d(t)$とすると，擬似受信信号$\mathbf{x}(t)$は次式で与えられる．

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{n=0}^{\Gamma-1} \hat{\mathbf{h}}(t) * d(t - nT_c)\delta(t - nT_c) \tag{2.49}$$

ここで，ΓはRMSアルゴリズムの更新周期，T_cはチップ長を表す．ただし，

$$\hat{\mathbf{h}}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} [\hat{r}_{l,0}\delta(t - \hat{\tau}_l), \ldots, \hat{r}_{l,K-1}\delta(t - \hat{\tau}_l)] \tag{2.50}$$

ここで，$\hat{\mathbf{h}}(t)$は測定された伝搬路のインパルス応答を表し，$\hat{r}_{l,k}$と$\hat{\tau}_l$はk番目の素子におけるl番目のパスにおいて測定された複素振幅と遅延時間を表す．

以上のように擬似受信信号の生成は実際の伝送とほぼ同じで，伝搬路のみが異なっていることが分かる．擬似受信信号を用いたアンテナ重みの計算では，実際の伝搬路を測定し，それを受信機側で仮想的にモデル化するという意味が考えられる．遅延プロファイルを用いたビームフォーミング法では，既知信号を送信フレームに挿入せずに受信機の各アンテナ素子で測定した遅延プロファイル情報のみを用いてビームフォーミングを行なうため，既知信号を送信フレームに挿入する方式に比べて送信フレーム利用効率が高くなる．またさらに，遅延プロファイル情報のみでアンテナ重みの計算が行なえるため，TCHのシンボルレートとは独立に適応アルゴリズムのアンテナ重み更新回数を設定できる利点がある．また，従来方式では蓄積されたフレームの先頭より受信シンボルを仮判定し，アンテナ重みの更新を行ないながらアレイの出力を決定するが，このとき従来方式では，更新アルゴリズムの引き込み特性を向上させるために，受信各フレームの先頭に既知のトレーニング系列を挿入し，トレーニング区間ではトレーニング系列を参照信号としてアンテナ重みの収束を行なう．このとき，アンテナ重みの収束特性はトレーニング系列区間で高速に最適値に近づき，さらにこのようなトレーニング系列区間を長くすればするほど重みは

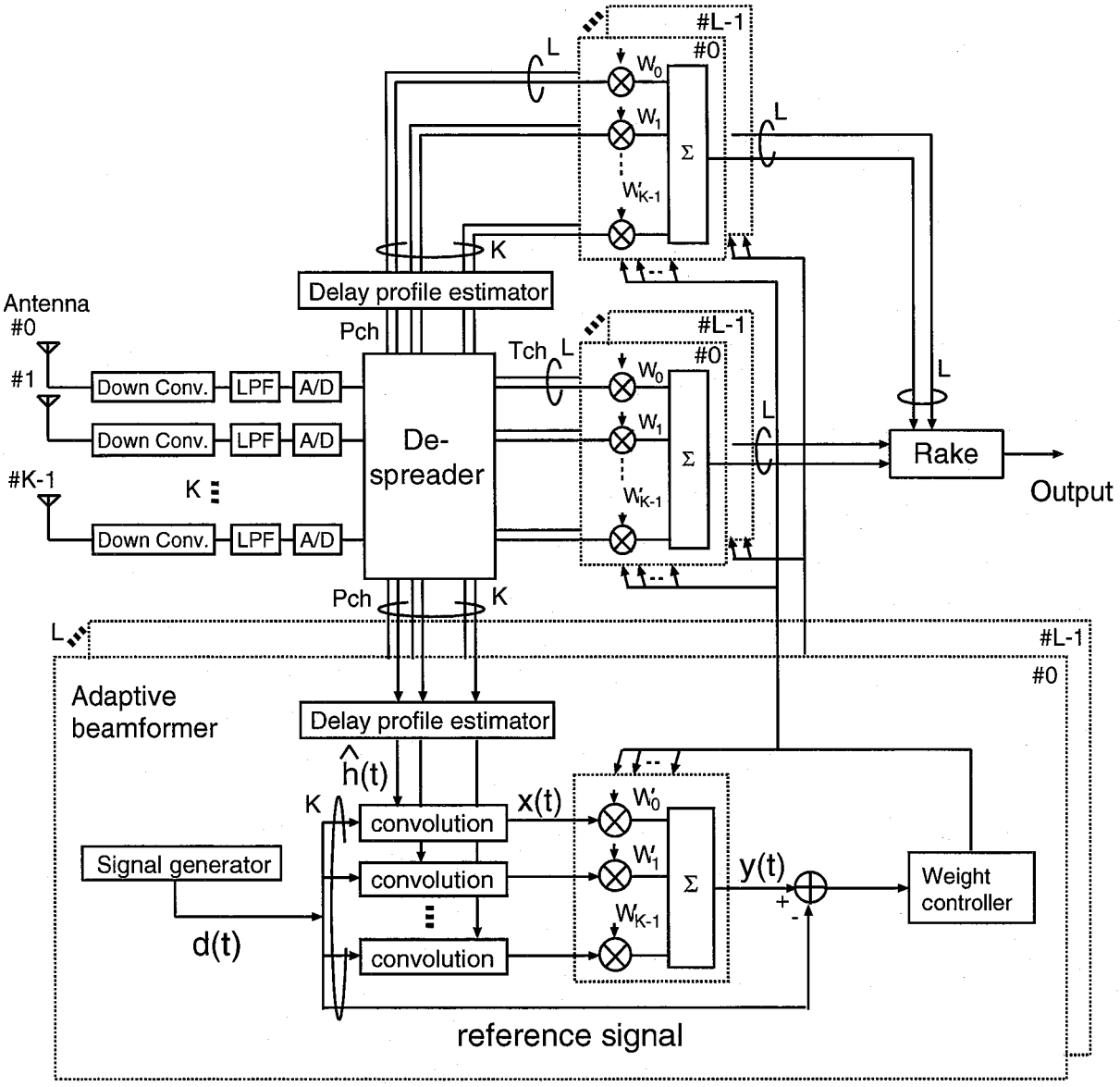


図 2.8: 遅延プロファイルを用いたアダティブアレイアンテナの構成

最適値に近づくと考えられる．しかし，トレーニング系列区間が長くなればフレーム利用効率が著しく劣化し，情報伝送速度が低下するいう問題がある．

これに対して遅延プロファイルを用いた方式では，アンテナ重みの収束はすべて既知シンボルで行なわれるため，重み更新処理が非常に良好に行なえるほか，送信フレームにアンテナ重み更新のためのトレーニング系列が不要となり，従来方式と比較して大幅なフレーム利用効率の改善が得られる．さらに，アンテナ重みの収束のために行なう遅延プロファイル測定は PCH を用いて行なわれるため，TCH におけるフレームの周期とは独立に設定でき，伝搬路状況に応じて指向性パターン収束周期を適応的に変えることが可能で

ある．

2.5　DS-CDMA方式におけるアダプティブアレイアンテナの問題点

本研究では，DS-CDMA方式にアダプティブアレイアンテナを適用して，下りリンクでの高速データ伝送を行う際の問題点を挙げ，これを克服する方式として，4章で提案されるアナログ電力制御型送信電力制御と合わせて，第5章におけるビーム制御技術を用いた高速データ伝送方式を提案する．以下は本研究が解決する問題をまとめたものである．

周波数選択性フェージング環境下でのマルチパス問題

広帯域DS-CDMA方式において高速データ伝送を行うためには，周波数選択性フェージングによるマルチパス干渉の問題を克服しなければならない．データ伝送速度が低い場合，すなわち，SF(Spreading Factor)が高い場合はマルチパス干渉を1/SFに抑えることができるものの，データ伝送速度を向上させるために，SFを低くした場合はマルチパス干渉を抑圧する能力を失い，シンボル間干渉の問題が生じる．このシンボル間干渉はチャネル間直交性を崩すように働き，多値変調方式の導入を阻まれる大きな原因となり，ピーク伝送速度の低下を招く問題に繋がる．

MTMRアダプティブアレイアンテナに適する伝搬路モデルの必要性

ビームフォーミングを適用する場合，AOAとAODをパラメータに含む伝搬路モデルを用いて評価を行なわなければならない．なぜなら，広帯域DS-CDMA伝送では信号が地形・地物によって反射波，散乱波，あるいは回折波などによって多くのマルチパス干渉が発生されるからである．そこで，MTMRアダプティブアレイアンテナを用いて基地局と端末の間でビームフォーミングを行なうとき，マルチパス干渉波に対する制御をするためには個々のパスに対する伝搬路情報が必要である．

高速データ通信に適する送信電力制御方式

広帯域DS-CDMAシステムの下りリンクで，アダプティブアレイアンテナを用いて高速データ伝送を行なうためには，64QAM(Quadrature Amplitude Modulation)等の多値変調方式の導入が必要となるが，現在の離散送信電力制御方式では変調方式の切り替えが頻繁に発生した際の急激な電力の変動分を補うための追随性が劣っている．また，準静止状態であっても，目標とする多値変調方式が適用されるまでは数フレームの遅延時間が必要となる．このため，現在の方式では伝送速度が早くなるにつれて急激なフェージングの変動に追随できないだけではなく，適応変調方式の導入に対しても障害となるので，第4章ではアナログ型送信電力制御方式という新しい概念の送信電力制御技術を導入することでこの問題を解決することにする．

マルチパス干渉を抑圧する効率的なビーム制御技術

広帯域DS-CDMAシステムの下りリンクで高速データ伝送を行うためには，SFを低くし，適応変調方式を導入する方法が考えられるが，このとき同時に周波数選択性フェージングによるマルチパス干渉の問題が台頭する．既存の基地局でのアダプティブアレイアンテナシステムの主目的は総送信電力の低減にあるのに反して，本研究では広帯域DS-CDMAシステムでの高速データ伝送を行うとき，適応変調方式の導入の大きな障害となるマルチパス干渉を抑圧するために，アダプティブアレイアンテナ技術を用いることにする．その際，基地局と端末ではアンテナエレメントの自由度の制限による干渉波の抑圧の限界があるので，このような問題を乗り越えながら，端末側での受信SIRの向上させる新しいビームの指向性制御に対する工夫が必要となる．

2.6 結言

本章では，周波数選択性フェージング環境下での広帯域DS-CDMAシステムとアダプティブアレイアンテナシステムの原理を簡単に説明した後，DS-CDMAシステムにアダプティブアレイアンテナを適用する際の問題点等についてマルチパス干渉を中心として検討を行った．また，本研究で用いる遅延プロファイルを用いたビームフォーミング法の原理について述べた後，下り回線でのマルチパス干渉対策技術としてアダプティブアレイアンテナを適用する場合の問題について考察することで，本研究の意義を明確にした．

第3章

広帯域DS-CDMAシステムの伝搬路特性

3.1 緒言

本章では，従来の伝搬路モデルの伝搬路特性とその問題点について明らかにした後，MTMR(Multi Transmit and Multi Receive) アダプティブアレイアンテナを用いた伝送システムに適する伝搬路モデルを提案する．

3.2 広帯域伝搬路の特徴

3.2.1 マルチパス伝搬路

第3世代移動通信からは第2世代移動通信とは異なり，伝送速度の向上に伴う周波数選択性フェージングによるマルチパス問題が深刻な問題となる．マルチパスの時間遅延の程度を示す指標の一つとして，平均遅延スプレッド δ_τ があり，次式で定義される．

$$\delta_\tau = E[(\tau_{k,i} - \bar{\tau})^2] \tag{3.1}$$

ただし，各遅延波は互いに独立であり，$\tau_{k,i}$ は k 番目のユーザのマルチパス信号の中で i 番目の遅延波である．そして，$\bar{\tau}$ は，平均遅延時間である．ここで，任意の2系統のマルチパス成分のみを考えると，その遅延スプレッドは次式で表される．

$$\begin{aligned} E[(\tau_{k,1} - \tau_{k,0})^2] &= E[((\tau_{k,1} - \bar{\tau}) - (\tau_{k,0} - \bar{\tau})^2] \\ &= E[(\tau_{k,1} - \bar{\tau})^2] - 2E[(\tau_{k,1} - \bar{\tau})(\tau_{k,0} - \bar{\tau})] + E[(\tau_{k,0} - \bar{\tau})^2] \\ &= 2\delta_\tau^2 - 2E[\tau_{k,1}\tau_{k,0} - \bar{\tau}\tau_{k,0} - \bar{\tau}\tau_{k,1} + \bar{\tau}^2] \\ &= 2\delta_\tau^2 \end{aligned} \tag{3.2}$$

式(3.2)において，各パスの到来時間差が1チップ長 T_c より大きい，つまり，$|\tau_{k,1} - \tau_{k,0}| > T_c$ の場合を想定しており，この場合，2系統のパス間の相関がないものとしている．式(3.2)

より，二つのマルチパス間における遅延スプレッドは$2\delta_\tau^2$である．したがって，$2\delta_\tau^2 > T_c^2$，または$\delta_\tau/T_c > 1/\sqrt{2}$なら，二つのマルチパスの間は相関がないことになる．チャネルのコヒーレンス帯域幅B_cは二つの周波数のところで受信信号の振幅間の相関が0.5の場合，その周波数間隔をそのチャネルのコヒーレンス帯域幅と定義している[31][32]．このチャネルコヒーレンス帯域幅は$B_c = 1/2\pi\delta_\tau$と表され，遅延スプレッドにより決まる．チップとして矩形波を用いた場合のDS-CDMA信号の信号帯域幅は$B = 2/T_c$であることから，δ_τ/T_cの比は，次式で表される．

$$\frac{\delta_\tau}{T_c} = \frac{B}{4\pi B_c} \tag{3.3}$$

3.2.2　一様フェージングチャネル

δ_τが$T_c/4\pi$より小さいほど，RF信号帯域幅はコヒーレンス帯域幅より小さくなる．信号帯域のスペトラムの中で振幅のフェージングの相関が高いとき，このようなチャネル状態を指して一様フェージングと言及している．言い換えると，マルチパスチャネルの周波数応答が信号を含む帯域に渡り，ほぼ一様の振幅や位相特性になっていることを意味する．一様フェージングチャネルの場合，相関を保つマルチパス成分の位相が一致しているので互いに相互作用して増幅したり，相殺したりして潜在的な深いフェージングの現象を起こすようになる．

$\delta_\tau < T_c/4\pi$という条件は，$\delta_\tau/T_c > 1/\sqrt{2}$という条件を同時に満足するので一様フェージングチャネルにおいては，パス間相関性を持つようになり，このようなチャネルを**狭帯域チャネル**と呼ぶ．若干の遅延時間の差を持って到来する二つのマルチパス成分はドップラーシフトの影響によって無相関になる可能性に注目する必要がある．これは無相関の程度がドップラーシフトによって影響を受けるということを意味する．

3.2.3　周波数選択性フェージングチャネル

平均遅延スプレッドがチップ周期より大きい場合，すなわち$\delta_\tau > T_c/4\pi$の場合，信号の帯域幅がチャネルのコヒーレンス帯域幅より大きく，信号帯域内でスペクトルの振幅と位相が一様でなくなるため，周波数選択性フェージングと呼ばれている．そして，この条件と合わせて，それぞれのパスの間に相関性がないとき，すなわち，$\delta_\tau/T_c > 1/\sqrt{2}$のとき，そのチャネルを**広帯域チャネル**と呼ぶ．広帯域チャネルでは周波数選択性フェージングが発生し，マルチパス成分は無相関特性を示す傾向がある．また，マルチパス成分の位相がそれぞれ異なるので互いに増幅したり，相殺されたりする可能性が少なくなるので一様チャネルと比較してチャネル変動の範囲が小さくなる[33]．

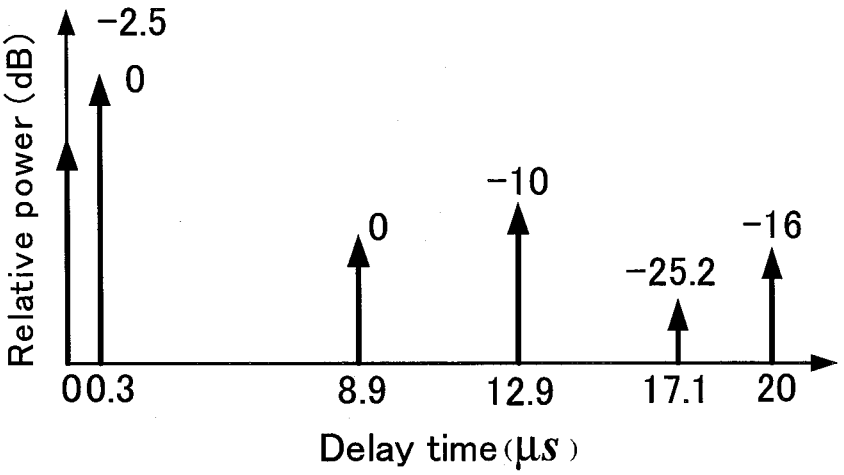


図 3.1: ITU Vehicular-B モデル

3.3 従来チャネルモデルの伝搬路特性とその問題点

図 3.1 に STSR(Single Transmit Single Receive) 無線通信システムで多く用いられている伝搬路モデルである一次元のインパルス応答のモデルを示す．しかし，このような従来の伝搬路モデルの問題点として MTMR アダプティブアレイアンテナなどのアンテナシステムで必要となる AOD と AOA が含まれていない問題点が挙げることができる．受信遅延プロファイルの測定においては，遅延時間の分解能以下の遅延時間差で到来した素波は，同一遅延時間に縮退した状態で観察され，素波ごとの AOD や AOA などの角度情報が失われている．そのため，従来のインパルス応答をサンプリングしたモデルに対して，AOD や AOA などの素波ごとの角度情報をモデル化するか，これらの角度情報がモデル化されているものを用いる必要がある [34][35]．また，従来の時空間伝搬路モデルとして，様々な幾何モデルと統計モデルがあるがこのようなモデルさえも素波ごとの AOA の空間情報は述べられているが AOD の情報までモデル化されているものは殆どない．

以下に従来の時空間モデルを複数説明する．

Lee モデル

図 3.2 に，Lee モデルを示す．これは空間ダイバーシチの特性を評価する際に必要となる受信信号の相関値を推定するのに用いられるモデルである．このモデルでは，移動局の周りで散乱体を円形状に等間隔に配置する．そして，各散乱体は移動局の周りに起こる散乱を代表し，有力散乱体と呼ぶ．一般に，各アンテナエレメントにおける受信信号の相関値は到来信号の角度広がりとアンテナエレメントの間隔によって決まり，角度広がりやアンテナエレメントの間隔が大きくなるにつれて相関値は小さくなるため，ダイバーシチ利得は向上することが知られている．N 個の散乱体が一様に分布されるとものし，円形の半径を R，散乱体を BS からの見通し内にあ

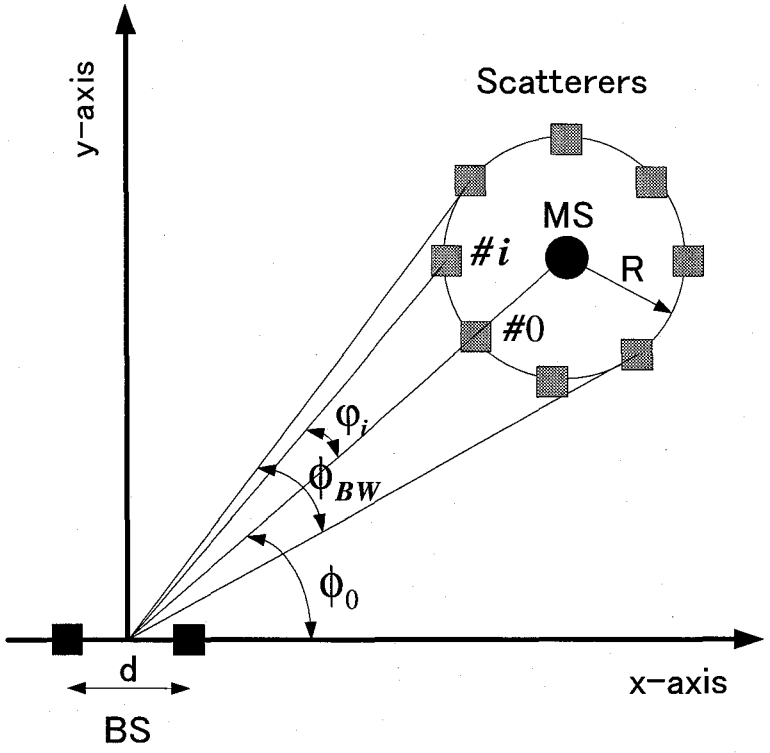


図 3.2: Lee モデル

るとすると，信号の到来角度は次式で表せる．

$$\varphi_i = \frac{R}{D} sin(\frac{2\pi}{N} i), \quad i = 0, 1, \ldots, N-1 \tag{3.4}$$

ただし，信号の到来角度を φ，D は基地局から移動局までの距離を表す．到来角度より，二つのエレメントにおける狭帯域信号の相関は次式で与える．

$$r(d, \phi_0, R, D) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} exp[-j2\pi d cos(\phi_0 + \varphi_i)] \tag{3.5}$$

ただし，dはアンテナエレメント間の距離，ϕ_0 は基地局のアンテナエレメントの中央値から移動局までの直線方向と x 軸がなす角度を意味する．

GBSBCM

GBSBCM(Geometrically Based Single Bounce Circullar Model) はマクロセル用モデルとしてモデル化されている．マクロセル環境では基地局が高く，散乱は移動局の周辺でのみ起こると仮定されるため，散乱体を移動局の周辺に最大の遅延時間により決定される距離 R_m を半径とする円形状内に配置する．そして，各パスについて，散乱体における一回反射のみを考え，散乱体配置図から，信号の到来角 (AOA),

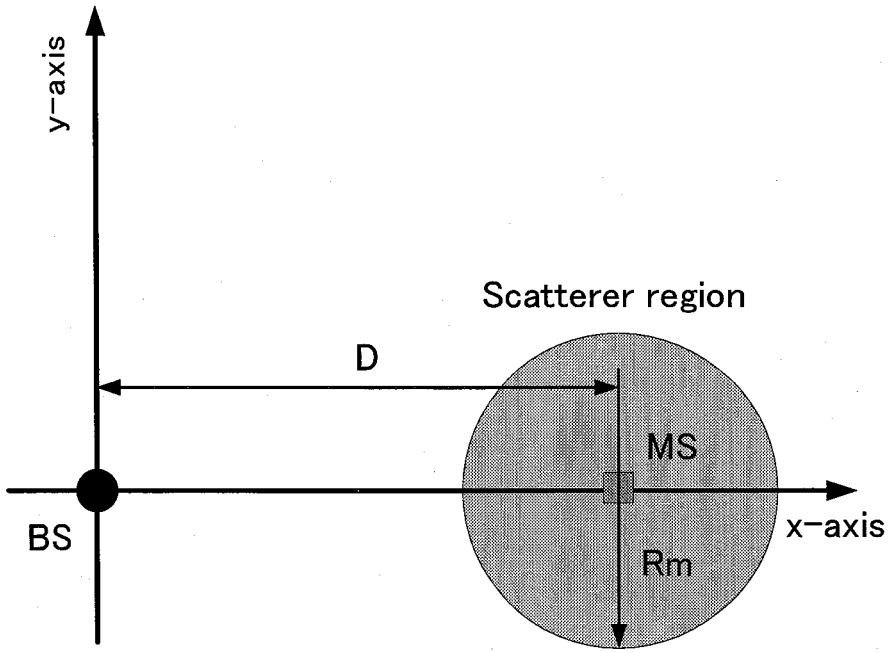


図 3.3: GBSBC モデル.

遅延時間 (TOA) と振幅の電力を決定しモデル化している．図 3.3 に GBSBCM の散乱体の配置分布図を示す．このモデルでは，到来角 (AOA) のみがモデル化されており，基地局における到来角と遅延時間の累積確率密度関数は次式で与えられる．

$$f_{\tau,\phi}(\tau,\phi) = \begin{cases} \frac{(D^2-r^2c^2)(D^2c-2D\tau c^2cos\phi+\tau^2c^3)}{4\phi R_m^2(Dcos\phi-\tau c)^3} & \frac{D^2-2\tau cDcos\phi+\tau^2c^2}{\tau c-Dcos\phi} \leq 2R_m \\ 0 & otherwise \end{cases} \tag{3.6}$$

また，移動局における信号の到来角 (AOA) と遅延時間 (TOA) の累積確率密度関数は次式で与えられる．

$$f_{\tau,\phi}(\tau,\phi) = \begin{cases} \frac{(D^2-r^2c^2)(D^2c-2D\tau c^2cos\phi+\tau^2c^3)}{4\phi R_m^2(Dcos\phi-\tau c)^3} & \frac{D^2-\tau^2c^2}{Dcos\phi-\tau c} \leq 2R_m \\ 0 & otherwise \end{cases} \tag{3.7}$$

ここで，τ は遅延時間，c は光速，ϕ は信号の到来角，D は基地局と端末の距離を示す．

GBSBEM

GBSBEM(Geometrically Based Single Bounce Elliptical Model) はマイクロセル用のモデルとしてモデル化されている．マイクロセル環境では基地局，端末ともにアンテナの高さが十分低いため，基地局と端末の周りには同じくらいの散乱，反射が起こるものと考えられる．そこで，散乱体を基地局と端末を焦点とする楕円形のなか

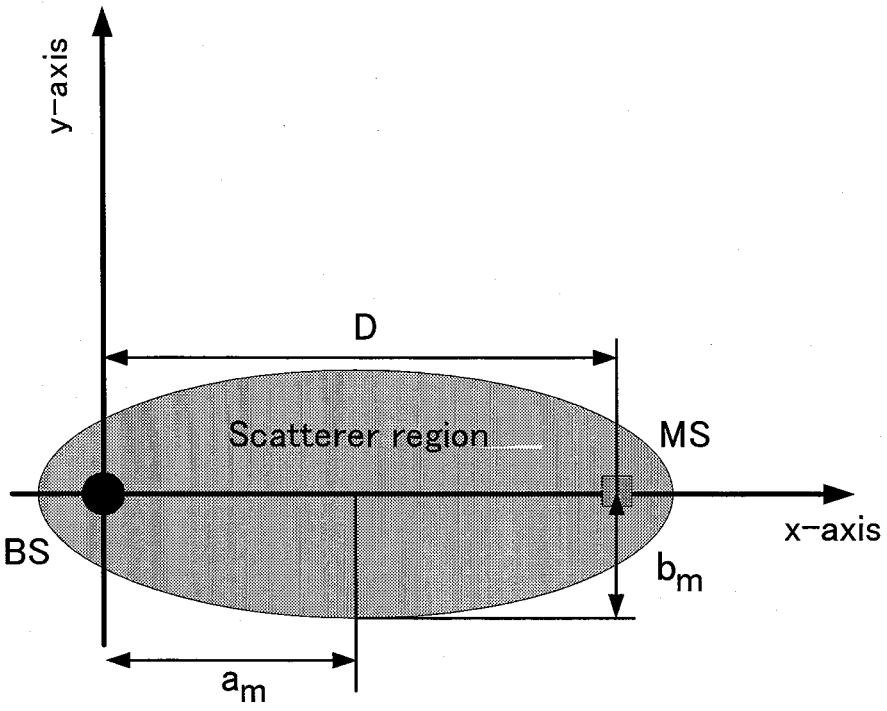


図 3.4: GBSBE モデル.

に配置する．図3.4にGBSBEMにおける散乱体の配置分布図を示す．ここで，a_m，b_mは楕円の長軸と短軸を表し，最大の遅延時間により以下のように決定される．

$$a_m = \frac{c\tau_m}{2} \tag{3.8}$$

$$b_m = \frac{1}{2}\sqrt{c^2\tau_m^2 - D^2} \tag{3.9}$$

ただし，cは光速，τ_mは最大遅延時間，Dは基地局と移動局の距離を示す．GBSBEMでは，信号の到来角(AOA)のみがモデル化されており，基地局と端末における到来角(AOA)と遅延時間(TOA)の累積確率密度関数は次式で与えられる．

$$f_{\tau,\phi}(\tau,\phi) = \begin{cases} \frac{(D^2-\tau^2c^2)(D^2c-2D\tau c^2cos\phi+\tau^2c^3)}{4\pi a_m b_m (Dcos\phi-\tau c)^3} & \frac{D}{c} < \tau \leq \tau_m \\ 0 & otherwise \end{cases} \tag{3.10}$$

ただし，τは遅延時間，cは光速，ϕは信号の到来角，Dは基地局と端末の距離を示す．

GWSSUS

図3.5にGWSSUSモデルを示す．このGWSSUS(Gaussian Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering)モデルは統計量に基づく伝搬路モデルであり，Leeモデル

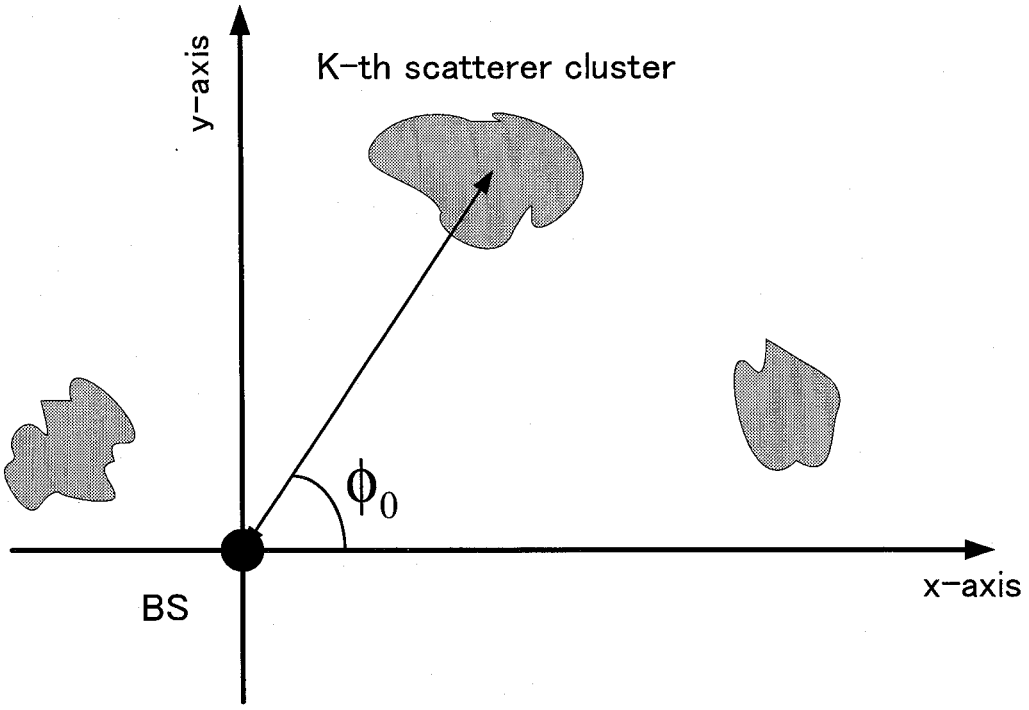


図 3.5: GWSSUS モデル.

と同様，主に各アンテナエレメントにおける受信信号の相関値を推定するのに用いられるモデルである．このモデルでは，散乱体を空間的にクラスタとしてグループ化し，クラスタごとに到来角，遅延時間を統計量に従って決定しモデル化する．そのため，幾何モデルに対し，比較的少ない計算量でモデル化可能である．しかし，クラスタの位置，クラスタに含まれる散乱体数を統計的に基づいて決定するために厳密性に欠ける．受信信号は次式で与えられる．

$$x(t) = \sum_{k=0}^{D-1} v_k s(t - \tau_k) \tag{3.11}$$

ここで，$x(t)$ は受信信号，$s(t)$ は送信信号，D をクラスタ数で，v_k を複素ガウス変数を示す．

本研究では様々な広帯域伝送システムに柔軟に対応でき，各素波ごとの AOD や AOA といった角度情報をモデル化できるモデルとして，MTMR アダプティブアレイアンテナシステムに適する時空間伝搬路モデルを導入する [36].

3.4　アダプティブアレイアンテナの伝送特性を評価するための広帯域ワイヤレス伝搬路モデル

3.4.1　伝搬路モデルの特性

伝送システムの評価モデルとして，広帯域システムにも対応できる時空間伝搬路モデルでなければならない．一般に，デジタル無線通信システムでは，データは伝送速度に応じて離散的に一定時間間隔で送信され，受信特性はデータを判定するタイミングでサンプリングされるため，受信遅延プロファイルは離散的なインパルス応答として次式でモデル化される．

$$h(\tau) = \sum_{i=0}^{M-1} h_i \delta(\tau - i\Delta\tau) \tag{3.12}$$

ただし，h_iは各パスの複素振幅，τは伝搬路の単位遅延時間，$\Delta\tau$は1シンボル間隔(CDMAの場合は1チップ間隔)，Mは伝搬路のパス数を示す．このチャネルのインパルス応答$h(\tau)$を用いて，伝搬路を通過した出力シンボルy_kは入力シンボルx_kに対して次式のように表わされる．

$$y_k = \sum_{i=0}^{M-1} h_i x_{k-i} + N_0 \tag{3.13}$$

時空間伝搬路モデルは，散乱体を配置し，各素波ごとにモデル化を行うために，各素波のAOD, AOAをモデル化することは可能であり，従来の時空間伝搬路では，AOD，AOAは個別にモデル化されていた．しかし，送受信機共に複数のアンテナ素子を用いるMTMRシステムでは，一つの素波が送信機においてどの角度で送信され，どの角度で受信されたかというように，AOD, AOAが一体化したモデルが必要となる．そこで，本研究で提案する時空間伝搬路モデルは，AOD, AOAが一体化したモデルであることが一つの条件となる．

一般に伝搬路特性は，大別して以下の三つに分けられる．まず，距離減衰は基地局と移動局間の距離の変化に伴う変動を示し，これによる長区間中央値は指数的に減衰する．次に，短区間中央値変動があり，数十m程度の区間にある散乱反射による緩慢な変動を示す．そして，数十m程度の区間での急激な変動を見せる瞬時値変動がある．距離特性としては，距離のn乗に比例するモデル，短区間中央地変動としては対数正規分布が多く用いられており，その場合の平均受信電力は次式で与えられる．

$$P_{R,dB} = P_{T,dB} - PL_{dB}(1m) - 10nlog_{10}d + X_{\delta^2} \tag{3.14}$$

ここで，$P_{R,dB}$は受信電力，$P_{T,dB}$は送信電力を示し，伝搬損失に関する項は，送信機から距離が$1m$の地点の伝搬損失$PL_{dB}(1m)$，距離$1m$地点の受信電力に対する伝搬損失

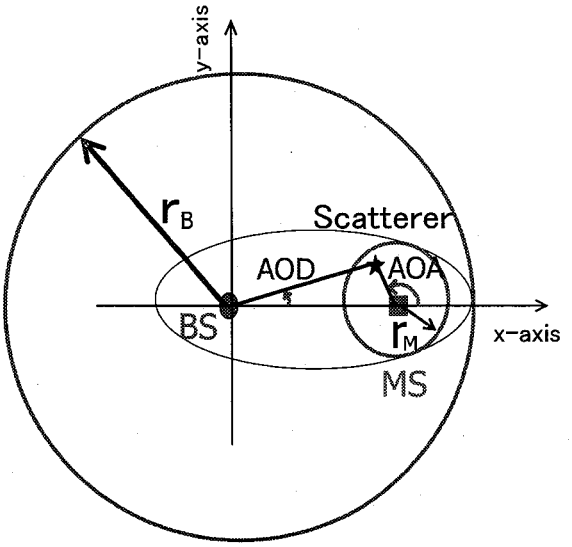
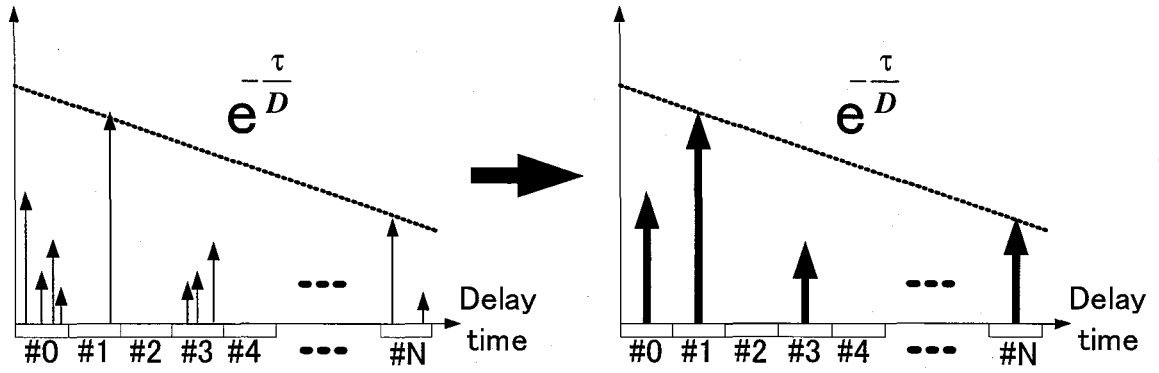


図 3.6: 一回反射モデル

$10nlog_{10}d$, そして平均ゼロ，分散 δ^2 のガウス分布しているランダム変数 X_{δ^2} である．ただし，ここでは，n は伝搬環境による伝搬定数を示す．

実際の伝搬路では信号に反射，散乱，回折が起こるたびに位相が変化する．その変化は地物の反射，散乱，回折の係数によって決まる．実際の伝搬路の地物の種類が多く，反射，散乱，回折に対する係数が異なる．そのため，位相の回転はランダムな変数として与えることができる．図 3.6 に，本研究で用いる一回散乱モデルを示す．図 3.6 に示されるように，基地局は原点に存在するものとし，端末の位置は任意に決定されるものとする．本モデルでは，一回散乱モデルが用いられるので，MS 近傍の散乱を発生するために，端末 (MS) を中心としたエリアの半径を決定し，その円内に散乱体を一様かつランダムに配置するとともに，遅延時間の長い遅延波を発生させる散乱体として，基地局 (BS) を中心とした散乱体の半径を決定し，その円内に散乱体を一様かつランダムに配置している．ここで，散乱体を配置するパラメータとして，まず，BS の周りの散乱体を配置するための BS の周りの半径，MS の周りの散乱体を配置するための MS の周りの半径，BS と MS の周りの散乱体数の比，そして全散乱体数がある．以上の幾何学的配置に基づき，各パスは散乱体によって一回反射され，BS から MS に到来するものとし，各パスの AOD や AOA を幾何的に求めることとする．

無線通信システムでは，送受信フィルタが，伝送速度に応じて決定されており，また受信遅延プロファイルは送受信フィルタのインパルス応答及び伝搬路のインパルス応答の畳み込みで与えられ，測定される受信インパルス応答の分解能はシンボルレートあるいはチップレートの逆数で与えられるため，本モデルでは，分解能の値以内の遅延時間差で到来する素波は受信側では一つのパスとして縮退し，観察されるものとする．また，本論文の目的は，AOD や AOA といった各素波の空間情報を有しつつ，なお縮退している各遅延波の電力は，実際の伝搬路の性質を反映させ，遅延時間に対して指数的に減衰し，かつ，



(a) Delay profile of elementary waves　　(b) Delay profile of degenerated paths

図 3.7: 遅延プロファイル

対数正規分布に従ってランダムに変動するものとしている．また，散乱体の数が増すと一つの遅延波に複数の素波が縮退する可能性が高まる．そこで，縮退したパスの包絡線分布は一般性を考え，ライス分布に従うものとする．ここで，各チップに複数の素波が存在する場合，任意の1波をランダムに，直接波として選択し，残りは散乱波とする．また，直接波の電力と全散乱波の電力の比が常にRicianファクタKとなるように電力を分配する．ここで，Ricianファクタは次式で定義され，パラメータとして与えられる．

$$K = \frac{\text{直接波の電力}}{\text{全散乱波の電力}} \tag{3.15}$$

また，散乱波が複数あるときは，Ricianファクタより分配された全散乱波の電力を対数正規分布に従って，各波に振り分ける．図3.7(a)は，各素波に対して電力を分配した結果，(b)に，チップ間隔で与えられるパスに縮退して観測される遅延プロファイルを示す．

そして，各散乱体についての素波に式(2.29)を用いると，基地局と端末の各エレメントにおける素波ごとの遅延プロファイルを求めることができる．さらに，1シンボルに含まれる素波の数より，基地局，端末の各エレメントのパスごとの遅延プロファイルも求められる．

3.4.2　計算機シミュレーションによる評価

本節では，提案したMTMRアンテナシステムに適した伝搬路モデルに対して計算機シミュレーションにより特性を分析する．表3.1，3.2にシミュレーション諸元を示す．本シミュレーションでは表3.1に基づき，3クラスタ24パスチャネルモデルを生成し，表3.2に基づき，7クラスタ56パスチャネルモデルを生成することで，MTMRアダプティブアンテナシステムの特性評価のための伝搬路モデルを生成する．ここで，両方のモデル、共にセルの半径を100 m，散乱体が含まれるクラスタの半径を5 mとする．基地局側のク

ラスタはセルの半径に置かれ，散乱体は基地局と端末側のクラスタの内に任意に配置される．そして，端末の位置もシミュレーションを行う際ごとにセルの半径の範囲で任意に配置されることにする．

図3.8と図3.9に，3クラスタ24パスチャネルモデルと7クラスタ56パスチャネルモデルに対するそれぞれの散乱体の配置による幾何学的な形態を示す．

次に，図3.10と図3.11には3クラスタ24パスチャネルモデルと7クラスタ56パスチャネルモデルに対する縮退されたチップの電力を正規化した場合のそれぞれの複素遅延プロファイルを示している．このとき、最大限分解可能なパスの数が3クラスタ24パスチャネルモデルの場合，3 - 5であり，7クラスタ56パスチャネルモデルの場合，7 - 11程度である．

表 3.1: シミュレーション諸元 (3クラスタ24パスの場合)

MS 周りの散乱体の半径	5 m 以内
BS 周りの散乱体の半径	100 m 以内
BS と MS 散乱体数の比	1:2
全散乱体数	24 個
チップレート	16.384 Mcps
遅延スプレッド	80 ns
標準偏差	10 dB
Rician ファクタ	0 dB

表 3.2: シミュレーション諸元 (7クラスタ56パスの場合)

MS 周りの散乱体の半径	5 m 以内
BS 周りの散乱体の半径	100 m 以内
BS と MS 散乱体数の比	1:6
全散乱体数	56 個
チップレート	16.384 Mcps
遅延スプレッド	80 ns
標準偏差	10 dB
Rician ファクタ	0 dB

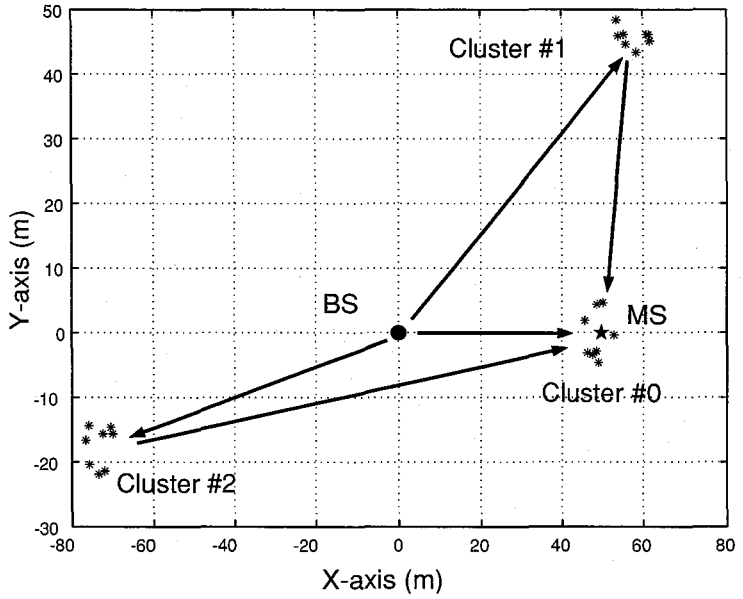


図 3.8: 3クラスタ24パスモデル

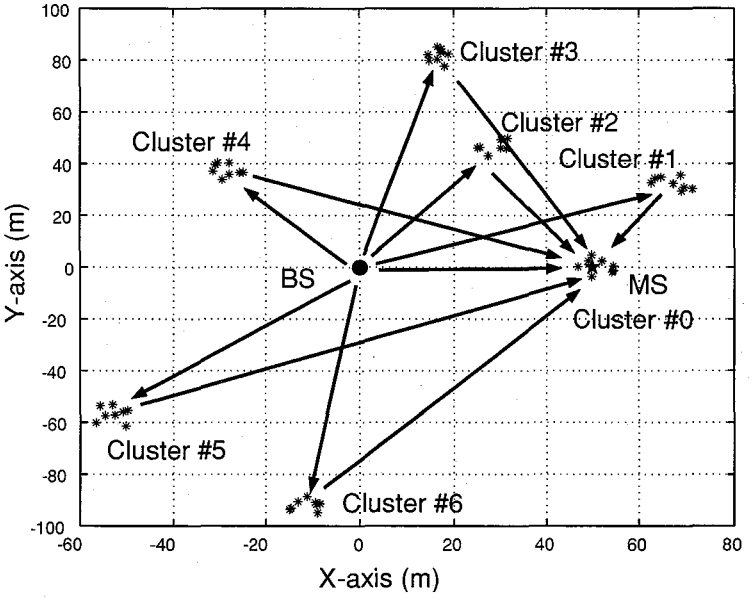


図 3.9: 7クラスタ56パスモデル

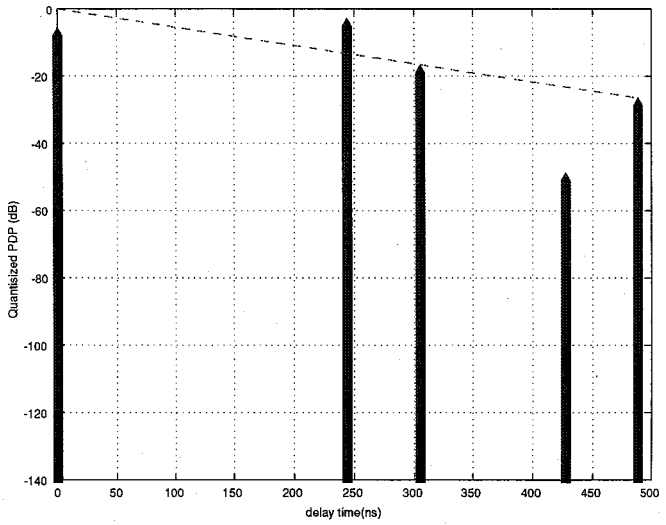


図 3.10: 遅延プロファイル (3 クラスタ 24 パスモデル)

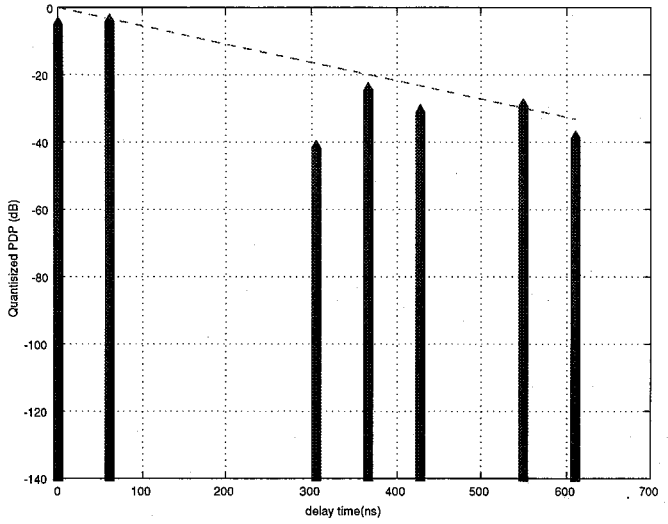


図 3.11: 遅延プロファイル (7 クラスタ 56 パスモデル)

3.5 結言

本章では，広帯域伝搬路の伝搬路特性について検討を行ない，MTMR アダプティブアレイアンテナを用いた伝送システムに適する伝搬路モデルとして 3 クラスタ 24 パスモデルと 7 クラスタ 56 パスモデルを提案した．

第4章

アナログ電力制御型送信電力制御技術

4.1 緒言

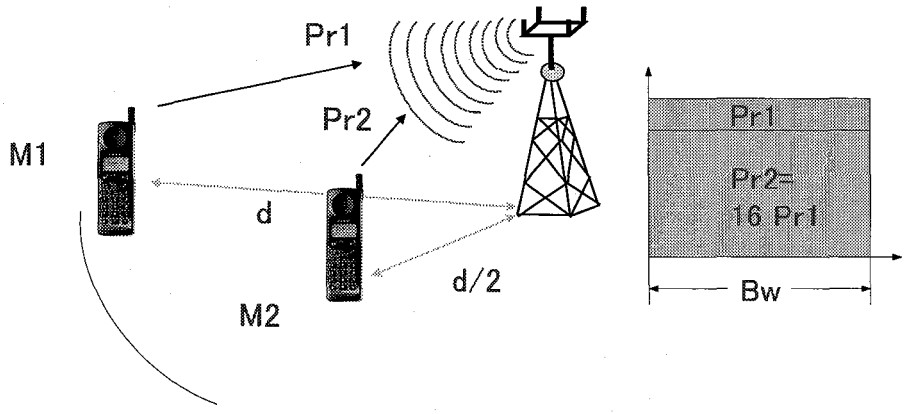
本章では，フェージング環境下における送信電力制御 (TPC : Transmit Power Control) の追随能力を向上させるために，遅延プロファイルの外挿処理を用いた下り回線でのアナログ電力制御型送信電力制御を提案する．広帯域伝送システムにおける高速フェージング変動は既存の送信電力制御の追随性を劣化させ，伝送品質が劣化する原因となる．そこで，本提案システムはこのような送信電力制御の追随性を改善するため，受信された複素遅延プロファイルの外挿処理によって次スロットにおける送信電力制御の精度を高め，さらに送信電力制御の幅を離散化することなく制御幅に応じたアナログ値をフィードバックすることによって高速フェージング変動下でも良好な追随性を有する送信電力制御方式を提案する．

4.2 送信電力制御方式

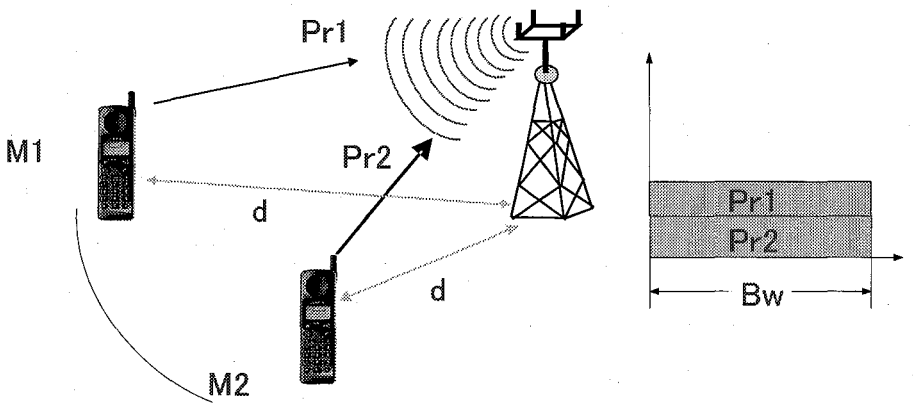
本節では，DS-CDMA(Direct Sequence-Code Division Multiple Access) システムにおける遠近問題について触れた後，その解決策としての送信電力制御の原理について述べ，また，現在の送信電力制御方式の問題点を明らかにする．

4.2.1 遠近問題

CDMA 方式においては，全端末で周波数を共有しているため，システム容量を評価する上で，他端末からの干渉が大きな影響を及ぼすことになる．特に，上り回線においては遠近問題がシステム容量を決定する上で重要な要素となる．遠近問題とは，各端末が同じ送信電力で通信を行った時，基地局から近い端末からの信号は，距離変動をあまり受けな



(a) 送信電力制御を用いない場合



(b) 送信電力制御を用いた場合

図 4.1: 遠近問題と送信電力制御

いために受信電力が非常に高くなるのに対し，基地局から遠い端末からの信号は距離変動を受け，受信電力が極めて低くなる問題のことである．これにより，基地局から遠い端末は受信 C/I が低下するため，通信を行うことができなくなる．このように基地局に近い端末の過剰な受信電力は，他の端末へ大きな干渉電力となり，システムの容量を劣化させる．この遠近問題を解決する技術として，CDMA 方式では送信電力制御が行われている．

図 4.1 に送信電力制御を行わない場合と行った場合の受信電力スペクトルを示す．ここで，伝搬ロスの距離特性は距離の 4 乗に比例するものとする．図 4.1(a) に示されるように，端末機 $M1$ と端末機 $M2$ との距離差が 1/2 だとするとそれぞれの端末機 $M1$ と端末機 $M2$ に対する基地局での出力の受信信号のレベルは 1/16 となって端末機 $M2$ が占めるスペクトル密度の範囲が大きく，端末機 $M1$ の通信ができなくなる恐れがある．一方，図 4.1(b) のように，二つの端末の距離が同じであると想定すれば，このような遠近問題はなくなる．このように，セル内に配置される端末の位置関係によって受信品質が異なるという遠近問題を解決するためには，セル内のすべての移動局の送信電力を調整し，基地局に到着するすべての信号が所要品質が満足できる目標 SIR(Signal to Inteference power Ratio) を

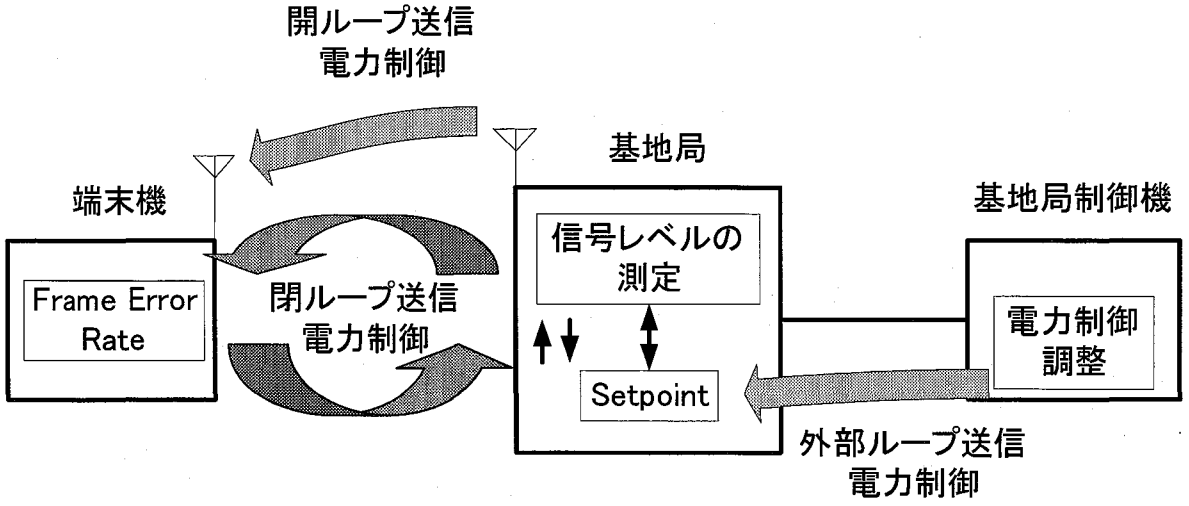


図 4.2: 送信電力制御の概念図

維持するように送信電力を制御することで，システム全体の干渉量を減らし，収容端末数を増加させることができる．

4.2.2 送信電力制御の原理

フェージングチャネル下においては，送信電力は，距離減衰，短区間中央値変動，及び瞬時値変動により減衰する．送信電力制御を行わない場合の送信電力を T_x とすると，受信電力は次式により求まる．

$$R_x = G_A T_x f(d) 10^{\frac{\xi}{10}} \gamma_m \tag{4.1}$$

ここで，送受信アンテナ利得 G_A，d は基地局と移動局の距離，$10^{\frac{\xi}{10}}$ は対数正規分布に従う確率変数，γ_m は瞬時変動を表す．また，$f(d)$ は秦式で与えられる距離減衰を表す．特に，等電力2波レイリモデルを考え，最大比合成型ダイバーシチを用いた場合，γ_m は次式のように不規則変動する確率密度関数に従う．

$$p(\gamma_m) = 4\gamma_m e^{-2\gamma_m} \tag{4.2}$$

式 (4.1) より，送信電力制御を行わない場合は，各端末の送信電力は同一となるため，受信電力はそれぞれ異なった値となり，前節で述べた遠近問題が生じる．

図 4.2 に送信電力制御の概念図を示す．送信電力制御は基地局によって端末の送信電力が決定される閉ループ制御と端末が送信電力を決定する開ループ制御，そして目標 SIR の基準の変更のための外部ループ制御に大別できる．

下り回線での送信電力制御

下り回線での電力制御の目的は限られた総送信電力を効率良く用いることでできるだけ多くのユーザに必要分の送信電力を割り当てて所要 SIR を満たすことにある．その

ために，W-CDMAシステムの下り回線での送信電力制御ではセル間干渉を抑圧するための閉ループ電力制御と端末側の目標SIRの調整を行うための外部電力制御，二つに分けられている．最近は下り回線のビームフォーミングと電力制御を共に最適化することによって，下り回線でのシステム容量を増加させる技術が発表されている[37].

上り回線での送信電力制御

上り回線での電力制御の目的は遠近問題やセル間干渉等による全体的なシステムの容量の低下を防ぐことにある．そこで，上り回線では基地局と端末の間の距離損失やShadowing損失を補償するために，初期電力を決定する開ループ電力制御，瞬時フェージングの補償のために用いる閉ループ電力制御，そして基地局側の目標SIRの調整を行うための外部電力制御が用いられている．

上り回線の閉ループ電力制御の場合，送信電力と受信電力を求めると次式のようになる．

$$T_x^{closed} = C(G_A f(d) 10^{\frac{\xi}{10}} \gamma_m)^{-1} \tag{4.3}$$

$$R_x^{closed} = G_A T_x^{closed} f(d) 10^{\frac{\xi}{10}} \gamma_m = C \tag{4.4}$$

ここで，Cを基地局における希望受信電力である．

4.2.3　従来方式の問題点

CDMA/FDDシステムにおける送信電力制御では，端末局(基地局)において各スロットごとにRake合成後の信号の受信SIR(E_b/N_0)を測定し，目標SIR(E_b/N_0)と比較したとき，目標SIR(E_b/N_0)に達していない場合には'Up'コマンドを，目標SIR(E_b/N_0)以上であった場合には'Down'コマンドをTPCコマンドとして2値の情報で上り(下り)回線において送信する．次に，基地局(端末局)においてTPCコマンドを受信し，過去から現在までのTPCコマンド系列を総合的に判断して，送信電力を1dB, 2dB, 3dB程度のいずれかの固定ステップで制御する．しかし，このように1スロットの前の伝搬路に対して送信電力制御を行うとき，必然的に1スロット遅延という問題が発生する．この問題はフェージング変動が高速になるにつれ顕著となる．図4.3に，既存の1dBステップの送信電力制御を行うときのフェージング変動に対する送信電力制御の追随性を示す．図4.3(a)により，フェージング変動が比較的穏やかな場合には，送信電力制御がフェージング変動に対して十分追随できていることが分かる．しかし，端末が高速移動する場合や，今後の伝送速度の高速化に伴い，搬送波周波数が大きくなった場合には，図4.3(b)に示すように，フェージングが急激に変動し，送信電力制御がフェージング変動に十分に追随することが困難となり，伝送品質が劣化するものと予想される．これは，送信電力制御の制御幅が固定ステップで起因する．

従って，伝送データ速度の高速化と伴い，急激な伝搬路の変動でも以上の問題を解決し，十分追随できる精度の高い新たな送信電力制御が必要であると考えられる．

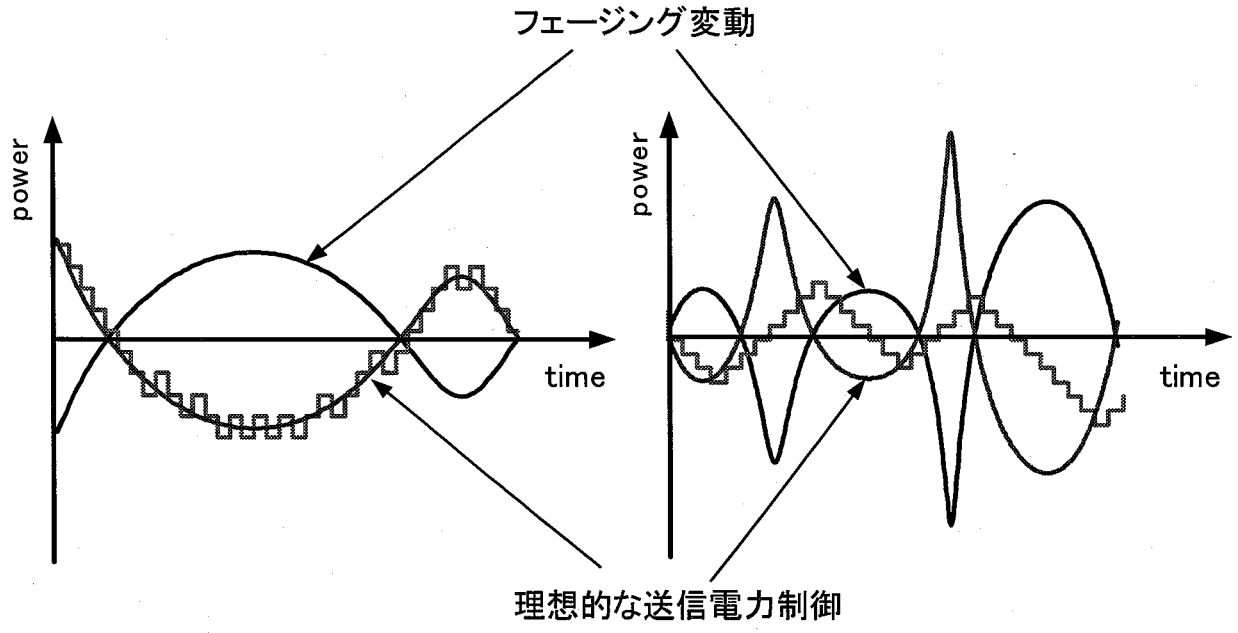


図 4.3: 高速フェージング環境下における問題点

4.3 提案方式

4.3.1 提案方式の概念

広帯域DS-CDMAシステムのような符号分割多元接続を適用した無線通信システム [38], [39] では，送信電力制御は大容量のシステム容量を確保するために欠かせない必須技術の一つとして知られている．現在，W-CDMA 方式では 0.25-1.5 dB の固定ステップ制御に基づく送信電力制御 [40] が多く用いられており，それによって短周期変動を含む伝搬路変動の影響が補償されている．しかしながら，端末の移動速度が速くなると，送信電力制御の追随性が低下する．端末の移動速度の高速化に伴う特性劣化に対しては，音声伝送を中心に設計する場合，従来，インタリーブとチャネル符号化の併用によって対処してきた．しかしながら，広帯域無線アクセスシステムの主目的は，伝送速度の高速化により，インタリーブが効果的に働かないくらいに短時間の伝送時間で大容量ファイルの伝送を完了させることにある．したがって将来のワイヤレスアクセスシステムでは，送信電力制御の追随性を一層向上させることが望まれる．

送信電力制御の追随性を向上させる技術としては，予測電力制御 [41],[42] や適応電力制御 [43],[44] に関する研究が提案されている．これらは，基本的には音声符号化器における予測符号化の考え方を送信電力制御に取り入れたものであり，瞬時伝搬路変動に対する追随性の向上には効果があるが，演算量が多いという問題がある．本論文では，受信レベルの変動が激しい部分は，受信複素遅延プロファイル系列においてほぼ直線的にプロファ

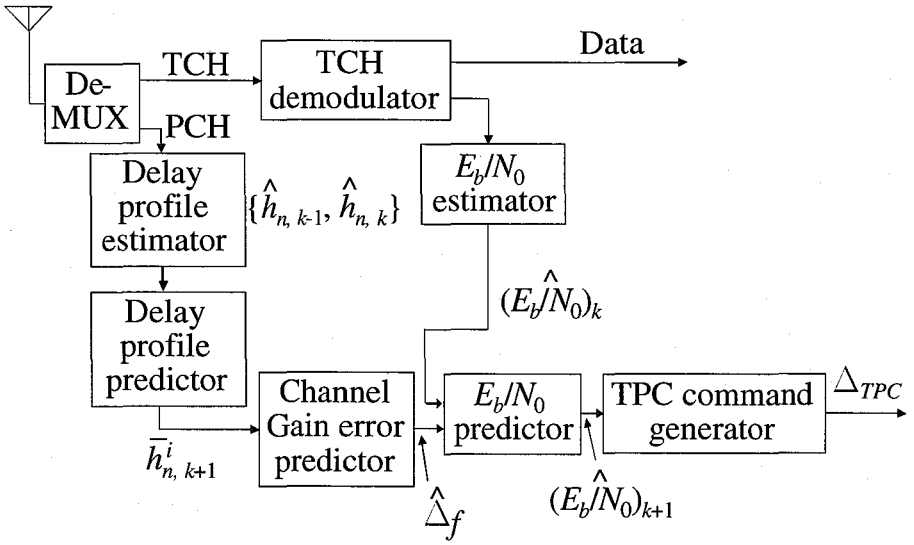


図 4.4: 端末における下り回線送信電力制御の構成

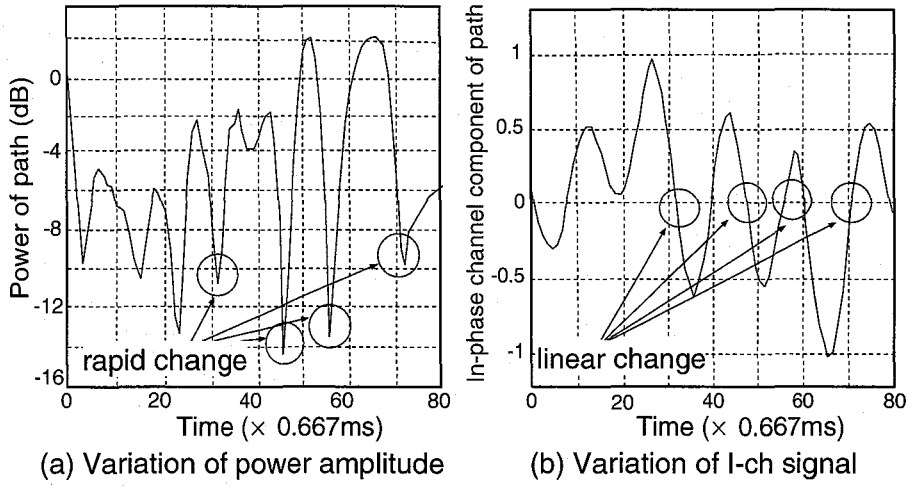


図 4.5: 電力レベルの波形とIチャネル信号の振幅

イルが変動する部分に対応していることに着目し，遅延プロファイル系列の外挿値から，次の受信フレームにおける所要送信電力制御量を算出すると共に，それをアナログ形式で基地局側に通知することで高い伝送効率と，伝搬路変動に対する高い追随性を有する，下り回線でのアナログ電力制御型送信電力制御方式を提案する．

図4.4に，下り回線における，提案する送信電力制御方式を含む広帯域DS-CDMA受信機の構成を示す．最初の段階でトラフィックチャネル (TCH) の Rake 合成のために用いられるパイロットチャネル (PCH) から複素遅延プロファイルが測定される [45]．また，遅延プロファイル予測器 (Delay profile predictor) において遅延プロファイル系列を外挿することで，次の受信スロットにおける遅延プロファイルを推定する．

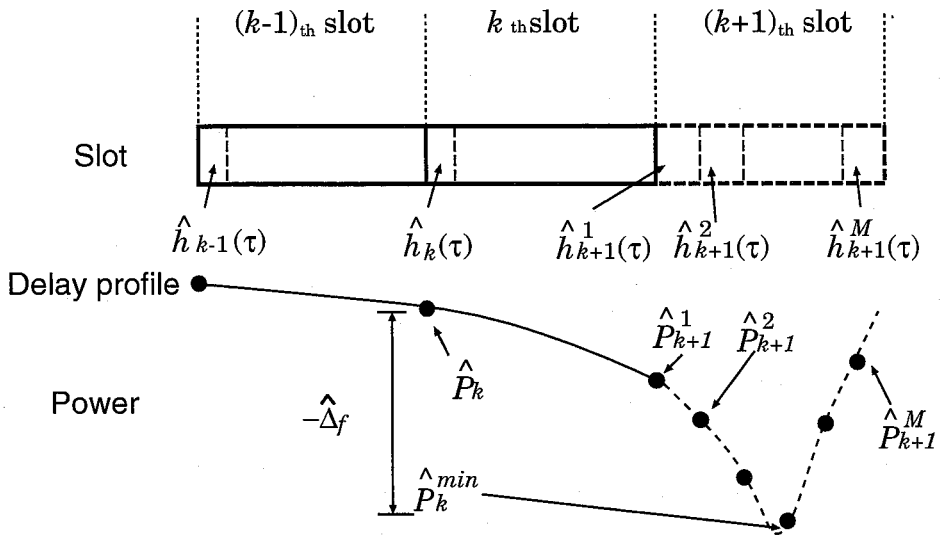


図 4.6: 外挿処理を用いた遅延プロファイルの予測

図 4.5 にその概念を示す．図 4.5(a) は測定された遅延プロファイルにおける特定パスの電力変動を示しており，図 4.5(b) は図 4.5(a) と同じパスの I チャネル成分の変動を示している．これらの図から分かるように図 4.5(a) の電力変動において激しく変化する箇所が図 4.5(b) では直線的に変化している．このことは，複素遅延プロファイルを直線で外挿することによって次の受信スロットにおける電力レベルが予測でき，次の送信電力の制御をより正確に行なうことができることを示唆しており，また，それによって性能の向上が期待できる．

4.3.2 遅延プロファイルの外挿処理

図 4.6 に遅延プロファイルの外挿処理の概念を示す．複素遅延プロファイルは受信スロットごとに PCH から測定される．現在の受信スロットが k 番目のスロットの場合，図 4.4 の遅延プロファイル予測器 (Delay profile predictor) において測定された $k-1$ 番目の遅延プロファイルと k 番目の遅延プロファイルから外挿処理によって $k+1$ 番目の受信遅延プロファイルを予測する．次に $k+1$ 番目 (次スロット) を M 分割し，i 番目の時刻における複素振幅 $\hat{c}^i_{n,k+1}$ を予測する．

$$\hat{c}^i_{n,k+1} = \frac{L_f + L_i}{L_f}\hat{c}_{n,k} - \frac{L_i}{L_f}\hat{c}_{n,k-1} \tag{4.5}$$

そして，予測された各遅延プロファイル $\hat{h}^i_{k+1}(\tau)(i = 1, 2, \ldots, M)$ より，電力の大きいパスから Rake フィンガーの数だけ最大比合成することによって各遅延プロファイルにおける Rake 受信後の電力値 $\hat{P}^i_{k+1}$ を求める．さらに，現在の受信スロットの電力 $\hat{P}_k$ と $\hat{P}^i_{k+1}$ の

差を計算し，最も小さい電力 $\hat{P}_{k+1}^{min}$ の時刻においても規定の E_b/N_0 が得られるよう制御するために $\hat{\Delta}_f$ を次のように求める．

$$\hat{\Delta}_f = \hat{P}_{k+1}^{min} - \hat{P}_k \tag{4.6}$$

従って $k+1$ 番目のスロットにおける平均受信 E_b/N_0 の予測値は次のように計算できる．

$$(\hat{E_b/N_0})_{k+1} = (E_b/N_0)_k + \hat{\Delta}_f \tag{4.7}$$

また次スロットにおける送信電力制御の増加分を平均受信 E_b/N_0 で表現すると次のようになる．

$$\Delta_{TPC} = (\hat{E_b/N_0})_{k+1} - (E_b/N_0)_{target} \tag{4.8}$$

ここで，PCH と TCH は，共に送信電力制御されているため，前スロットと現スロットで推定された遅延プロファイルを用いて次スロットにおける遅延プロファイルを予測するためには，送信電力制御による電力変動の影響をキャンセルしつつ遅延プロファイルを推定する必要がある．下り回線での送信電力制御における制御コマンドは端末側で生成されており，1スロット前と現スロットにおける送信電力の差 (Δ_{TPC}) は端末側において既知なので，提案方式ではこの差分を補正した後，遅延プロファイルの外挿を行っている．

4.3.3　TPC コマンドの通知方式

図 4.7 に，提案方式における上り回線のフレーム構成を示す．W-CDMA 方式の上り回線は下り回線と異なり，DPDCH と DPCCH がそれぞれ OVSF(Orthogonal Variable Spreading Factor) コードによってチャネル多重されている．1フレームは 10 ms で 15 スロットに分割されている．また，1スロットは 0.667 ms であり，2,560 チップで構成される．DPCCH における N_{TPC} は TPC コマンドを送信する際，使用するビットであり，DPDCH のビット N_{data} は TCH として使用される．

推定された差分値 Δ_{TPC} を，上り回線において N_{TPC} 個で構成される TPC シンボルの I-ch と Q-ch の振幅値とすることで，アナログ QAM 変調された信号として端末側にフィードバックする．ここで，上り回線における TPC シンボルは，拡散率 16 でスペクトル拡散されており，受信時には，N_{TPC} 個の TPC シンボルを同期加算することで復調後の Δ_{TPC} の信号対雑音電力比を高めている．なお，N_{TPC} は，事前のシミュレーションで得られた最適値，$N_{TPC} = 16$ を用いている．一般に，アナログ変調によって電圧値を送信する場合，特定の電圧値を示す参照信号を規定し，それに対する相対値として送信する形態をとる．ここでは，送信電力制御値の範囲を $-L_{MAX}$ (dB) から L_{MAX} (dB) の範囲とし，$\pm L_{MAX}$ (dB) を，トラヒックチャネル (TCH) で伝送されるシンボルの最大振幅 $\pm A$ に対応させる．また，$-L_{MAX}$ (dB) から L_{MAX} (dB) の範囲の Δ_{TPC} が，$-A$ から A の振幅に対応するよ

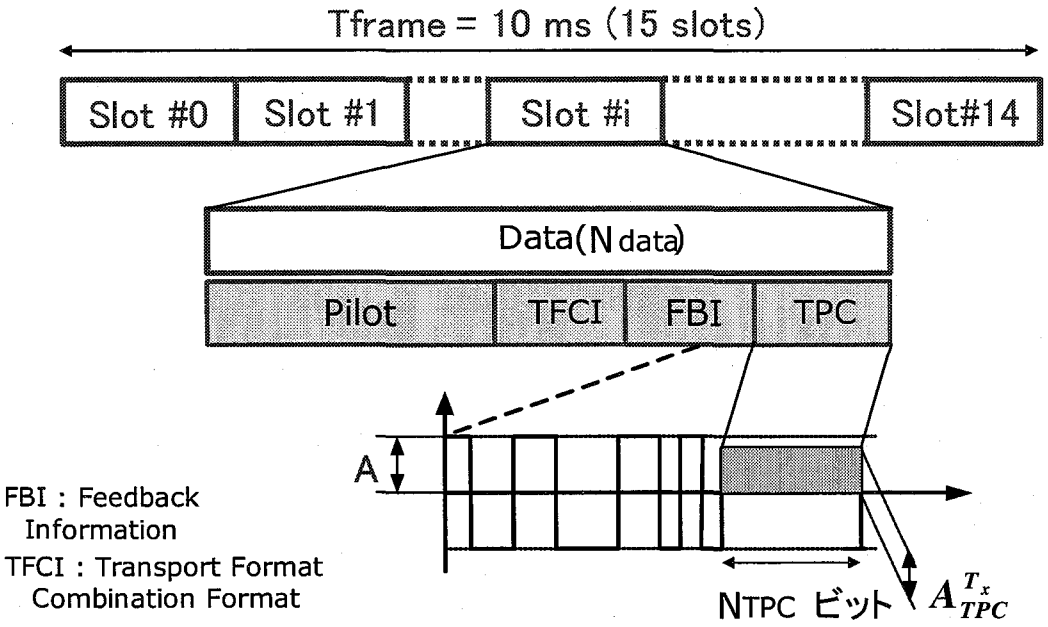


図 4.7: 上り回線のフレーム構成

うに，次式を用いて Δ_{TPC} に対応する電圧値を算出する．

$$A_{TPC}^{Tx} = \begin{cases} -A & \Delta_{TPC} \leq -L_{MAX} \\ A\frac{\Delta_{TPC}}{L_{MAX}} & |\Delta_{TPC}| \leq L_{MAX} \\ A & \Delta_{TPC} \geq L_{MAX} \end{cases} \tag{4.9}$$

なお，所要制御量が $\pm L_{MAX}$ (dB) を超える場合には，制御量は常に $\pm L_{MAX}$ (dB) とする．そして，$A_{data}^{Tx} = \pm A$ と定義する．図 4.8 に Δ_{TPC} に対する A_{TPC}^{Tx} のグラフを示す．基地局では Rake 合成後の TPC コマンドビットの振幅レベル A_{TPC}^{Rx} と，TCH における最大振幅を有するシンボルの振幅値を，それぞれ平均化処理によって算出し，Δ_{TPC} の推定値 $\hat{\Delta}_{TPC}$ を次式のように求める．

$$\hat{\Delta}_{TPC} = (L_{MAX} A_{TPC}^{Rx})/A_{data}^{Rx} \tag{4.10}$$

基地局では，$\hat{\Delta}_{TPC}$ を用いて次スロットにおける送信電力制御を行なう．

そして，本論文では，上り回線において以下の方法で伝送を簡略化する．まず，基地局における 1 スロット間の Rake 合成後の平均受信 E_b/N_0 が対数正規分布で近似できることから，平均受信 E_b/N_0(dB) を次式のように表現できる．

$$(\hat{E_b/N_0})_{Rx} = (E_b/N_0)_{target} + \sigma_{E_b/N_0} X \tag{4.11}$$

ここで，$(E_b/N_0)_{target}$ は上り回線の目標受信 E_b/N_0，σ_{E_b/N_0}^2 は平均 E_b/N_0 の分散，X は平均 0，分散 1 の正規分布を持つ確率変数を表す．そして，平均化より次式のような関係

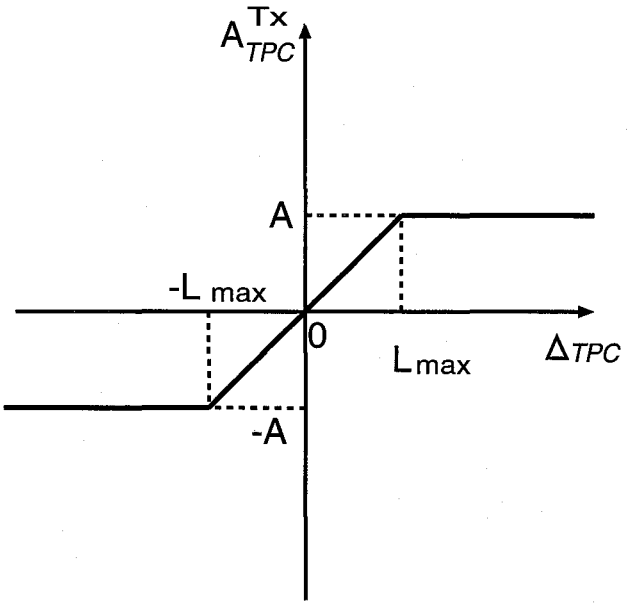


図 4.8: 振幅変換

が成り立つ.

$$(\frac{S}{N})_{data} = \frac{(\alpha A)^2}{\sigma^2_{data}} = (E_b\hat{/}N_0)_{R_x} N_{data} \tag{4.12}$$

$$(\frac{S}{N})_{TPC} = \frac{(\alpha A)^2}{\sigma^2_{TPC}} = (E_b\hat{/}N_0)_{R_x} N_{TPC} \tag{4.13}$$

ここで，σ^2_{data} は $A^{R_x}_{data}$ の分散，σ^2_{TPC} は $A^{R_x}_{TPC}$ の分散，α は $A^{R_x}_{data} = \alpha A^{T_x}_{data}$ の関係を満たす係数である．そして，

$$\sigma^2_{data} = \frac{(\alpha A)^2}{(E_b\hat{/}N_0)_{T_x} N_{data}} \tag{4.14}$$

$$\sigma^2_{TPC} = \frac{(\alpha A)^2}{(E_b\hat{/}N_0)_{T_x} N_{TPC}} \tag{4.15}$$

以上のことから，$A^{R_x}_{data}$，$A^{R_x}_{data}$ はぞれぞれ次式のように求める．

$$A^{R_x}_{data} = \alpha A^{T_x}_{data} + \sigma_{data} Y \tag{4.16}$$

$$A^{R_x}_{TPC} = \alpha A^{T_x}_{TPC} + \sigma_{TPC} Z \tag{4.17}$$

ここで，Y と Z は平均0，分散1の正規分布を持つ確率変数である．

式(4.16)と式(4.17)を式4.10に代入することで $\hat{\Delta}_{TPC}$ が次のように与えられる．

$$\hat{\Delta}_{TPC} = L_{MAX} \frac{1 + \frac{Z}{\sqrt{(E_b\hat{/}N_0)_{R_x} N_{TPC}}}}{A^{Tx}_{TPC}/A + \frac{Y}{\sqrt{(E_b\hat{/}N_0)_{R_x} N_{data}}}} \tag{4.18}$$

4.4 計算機シミュレーション結果

4.4.1 シミュレーション条件

表4.1に提案システムの特性評価のためのシミュレーション諸元を示す．本シミュレーションでは，W-CDMAと同じチップレートである3.84 Mchip/sを適用することとする．またこのチップレートの場合，ITU-Rにおける Vehicular テスト環境[46]は，複数のマルチパスが存在する環境であることを考慮し，等レベル3パスレイリーチャネルモデルで特性評価を行うこととする．提案方式は，受信信号レベルのダイナミックレンジが著しく広くなる1パスモデル以外であれば，良好に動作する方式である．なお，図4.8におけるL_{MAX}は，後述する最適値である4 dBを適用する．また，本方式においては，Δ_{TPC}を上り回線で送信しているので，Δ_{TPC}の精度が問題となる．本検討では，シミュレーションを簡略化するため，まず，参照信号レベルであるTCHの最大振幅のシンボル値と，Δ_{TPC}におけるの測定誤差を測定するための上り回線のシミュレーションを実施し，両信号の分散値を算出する．次に，上り回線においては，TCHの最大振幅のシンボル値とΔ_{TPC}の真の値に測定された分散値で決定される誤差信号を加えることで，上り回線のチャネルにおける雑音の影響を模擬している．

表 4.1: 下り回線のシミュレーション諸元

Chip rate	3.84 Mcps
Channel Mux	I-ch : DPDCH, Q-ch : DPCCH
Symbol rate (bit rate)	256 ksymbol/s (128 kbit/s)
1 frame	15 slots (1 slot : 0.667 ms)
Spreading factor	DPCCH : 256, DPDCH : 16
FEC	Convolutional coding (R=1/2, K=7)
TPC period	0.667ms
Channel model	3-path Rayleigh model

4.4.2 特性評価

図4.9は目標受信E_b/N_0が4 dB，Mが1と5，そしてf_Dが100 Hzのときの平均受信E_b/N_0の累積確率分布を示している．提案方式は既存の1dB固定ステップの電力制御方式より平均受信E_b/N_0の分散が大幅に小さく抑えられていることが分かる．これはフェージングの変動が速い場合，送信電力制御を可変アナログ化して適応的に変化させる方が，また外挿処理の頻度数Mを1から5に増やした方がより高い追従性の精度が得られることが分かる．これはMの値を増やすことにより，次スロットにおけるフェージング変動の最も落ち込む時間をより正確に予測できたためであると考えられる．

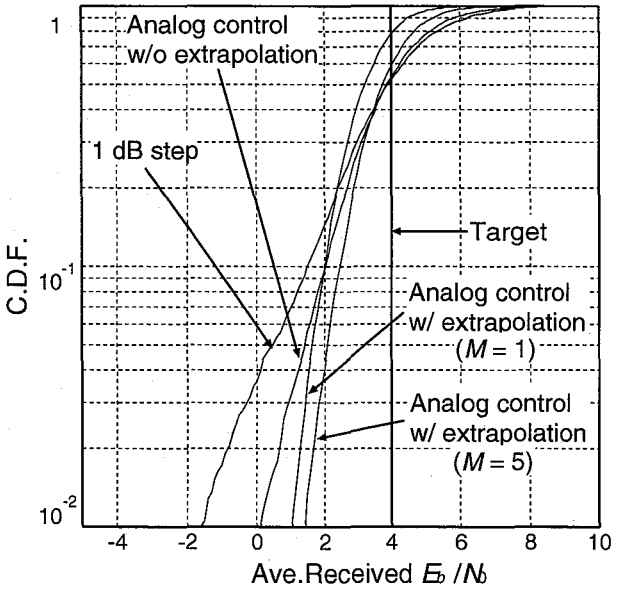


図 4.9: 平均受信 E_b/N_0 の累積確率分布

図 4.10 に f_D を 10 Hz, 100 Hz とした場合の M の値が 5 における提案方式と既存 1 dB 固定ステップの電力制御方式との目標受信 E_b/N_0 に対する BER 特性を比較している．いずれも低速度のフェージング環境下の f_D=10 Hz では全範囲の受信 E_b/N_0 に渡って性能の差が見られないが，高速フェージング環境下の f_D=100 Hz では提案システムが精度の高い送信電力制御によって BER 特性の 10^{-3} のところで所要 E_b/N_0 が既存システムより約 4 dB 低減できることが分かる．また，f_D=10 Hz の BER 特性と比べても約 1.5 dB しか劣化していないことが分かる．なお，提案方式では，伝搬路変動への追随性が増すことにより，従来方式と比較すると，ピーク送信電力は増すと考えられるが，そのレベルは，従来方式で伝搬路変動の十分遅い場合と同じであると考えられる．このように本提案システムを用いることにより高速フェージングチャネルの環境下においても優れた送信電力制御のチャネル追従特性を確保できることがシミュレーション結果によって示された．

図 4.11 に E_b/N_0 を 4 dB，f_D=40 Hz とした場合の外挿する箇所の数 M に対する BER 特性を示す．この図により，M の値が大きくなるにつれ，BER 特性が向上していることが分かる．これは，次スロットにおける受信電力を外挿するサンプル数を多くとることにより，次スロットにおけるフェージング変動の，最も落ち込む時間をより正確に予測し，補償することができたためであると考えられる．M の値が 5 以上の時，ほぼ一定の良好な BER 特性が得られている．

図 4.12 に，下り回線において目標受信 E_b/N_0 を 4 dB とした場合の，f_D=10 Hz，20 Hz，40 Hz，70 Hz，100 Hz における L_{MAX} に対するビット誤り率特性を示す．この図において f_D=10 Hz，20 Hz の場合は送信電力のステップ幅が 1 dB 以下で十分追随できており，f_D が大きくなるにつれて，L_{MAX} の最適値が大きな値になっている．f_D が高い場合に特

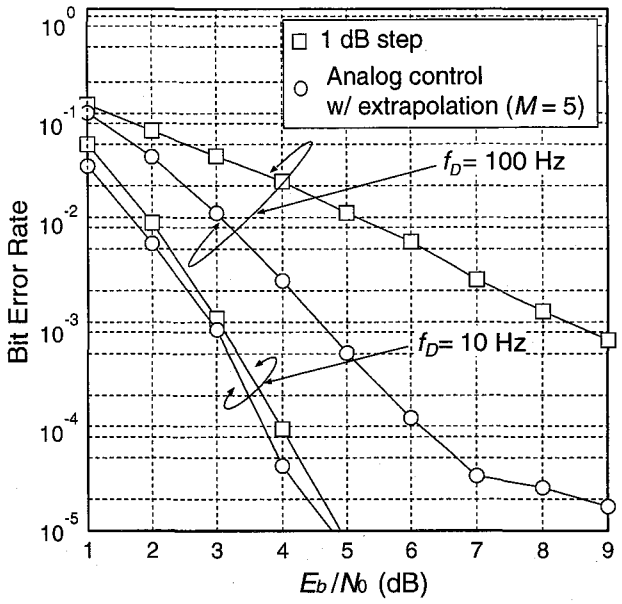


図 4.10: 目標受信 E_b/N_0 に対する BER 特性

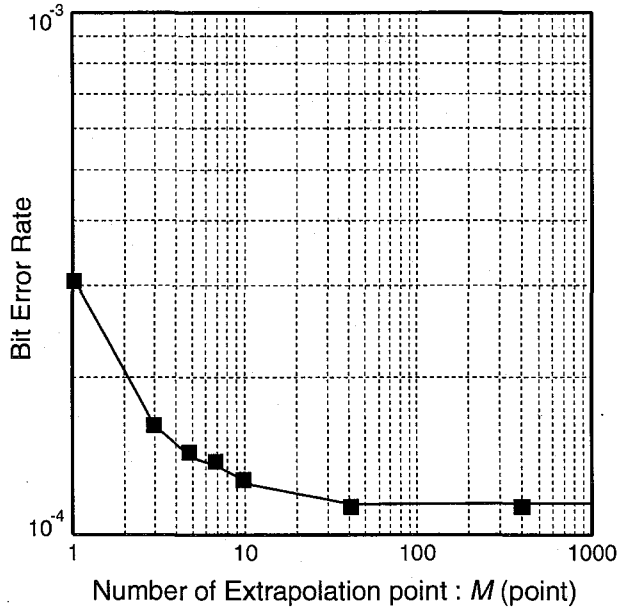


図 4.11: M に対する BER 特性

性劣化を抑えることを優先的に考えると，同図より，L_{MAX}=4 dBが最適値と判断できる．

図4.13は下りリンクにおける目標受信 E_b/N_0 が 4 dBした場合の，f_D が 40Hz, 100 Hz, L_{MAX} が 3 dB, 4 dBにおける N_{TPC} に対するビット誤り率特性を示す．図4.13より，N_{TPC} 約16ビットあたりで収束しており，十分な品質が確保できるとみなせる．従って，本論文では N_{TPC} の値として16ビットを用いた．

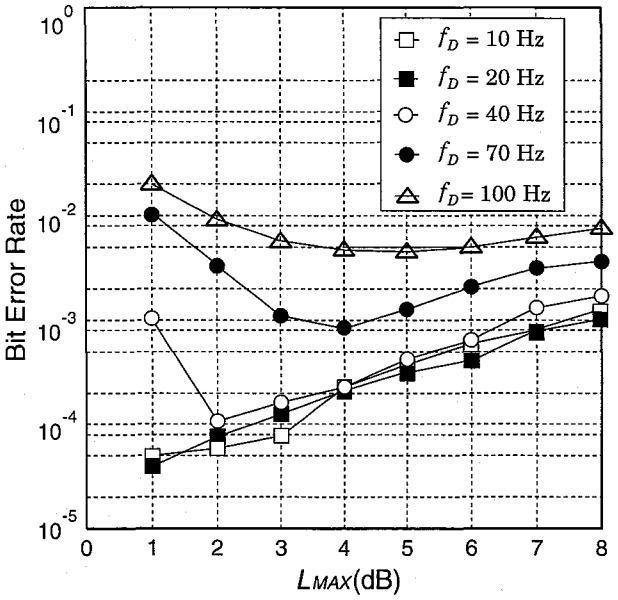


図 4.12: L_{MAX} の最適化

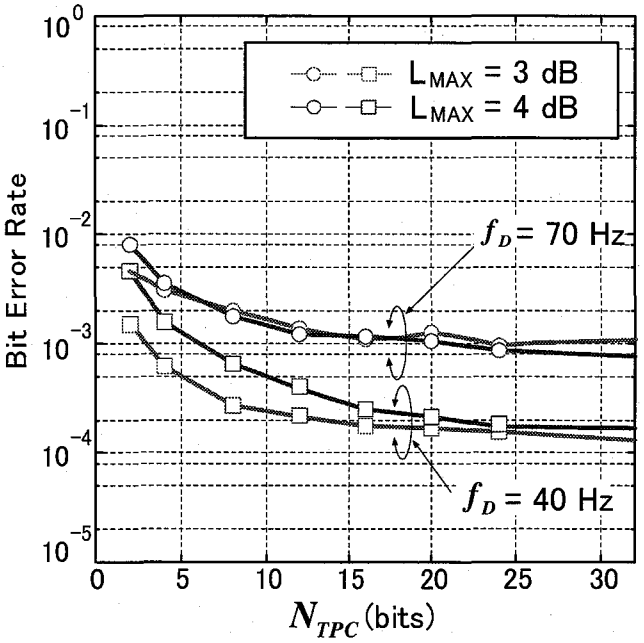


図 4.13: N_{TPC} の最適化

4.5　結言

本章では，DS-CDMA システムのフェージング環境下における送信電力制御方式の原理とその問題点について考察した後，遅延プロファイルの外挿を用いたアナログ電力制御

型送信電力制御方式を提案し，計算機シミュレーションによってその有効性を検討した．その結果，従来の 1 dB 固定ステップ型送信電力制御方式と比較して，BER $= 10^{-3}$ において所要 E_b/N_0 を約 4 dB 低減できることが分かった．したがって，提案方式は高速に変動するフェージングに対して高い追随性を有していることから，本提案方式の有効性が明らかにされた．

第5章

DS-CDMAシステムにおけるビーム制御を用いた高速データ伝送技術

5.1 緒言

無線通信システムでは遅延波がマルチパス干渉として存在するとISI(Inter Symbol Interference)によって符号多重化された信号間の直交性が崩れてしまい，特に，データ変調に多値変調を適用する場合には，多値変調が適用できる確率が低くなるため，伝送速度が低下する．この問題の解決に当たっては，MTMR(Multi Transmit and Multi Receive)アンテナシステムのような適応アンテナシステム技術を導入してマルチパスの成分を抑える必要が生じる．従来の適応アンテナシステムではマルチパス干渉波を抑圧するために直接波を希望波とし，他の遅延波を干渉波と見なして，ビーム制御を行う場合が多い．しかし，これでは直接波のAOA(Angle Of Arrival)が遅延波のAOAと近接する時，遅延波が十分抑圧されず，ビーム制御がうまくできない恐れがある．

本章では広帯域DS-CDMAシステムの設計において最も大きな問題となるマルチパス干渉波を効率的に除去できる新しいアルゴリズムとしてアナログ電力制御型送信電力制御を用いるMTMRアンテナビーム制御方式を提案する．

5.2 周波数選択性フェージング環境下でのマルチパス干渉の対策と諸技術

移動通信環境では，主に基地局及び移動局間の建物や地物などにより，伝搬時間の異なるマルチパスが生じる．また，移動局近傍の建物などの反射，散乱により，様々な方向から到来する多数の波が干渉しあってフェージングと呼ばれるランダムな定在波を生じる．このように，独立に変動する遅延時間の異なるパスが多数到来する場合には，周波数帯域

内で異なる受信レベルの変動を生じる周波数選択性フェージングを生じる．

周波数選択フェージング環境下でのDS-CDMAシステムでは，Rake受信機を用いて，直接波と遅延波を分離し，同相で最大比合成をすることによって十分なパスダイバーシチ効果を得ることができる．Rake受信機は，拡散率(SF : Spreading Factor)が大きく，それぞれのパスが高いDUR(Desired signal to Undesired signal Ratio)で分離できるときには有効である．ところが，データ伝送の高速化に伴い，小さい値のSFが適用される場合は，マルチパス干渉を十分に抑圧できず，受信SIRが低下するため，多値QAM(Quadrature Amplitude Modulation)などの多値変調方式が選択されず，伝送速度を高速化することができないという問題が発生する[47][48]．従って，いかにマルチパス干渉を抑圧し，多値変調方式が選択できる可能性を高めるかが，周波数選択性フェージング環境下におけるDS-CDMAのピークユーザレートを向上させるために重要である．

DS-CDMAシステムの下り回線において，自セル内，特に高速レートユーザからのMPI(Multi Path Interference)を効果的に抑圧できる技術としてアダプテイブアレイアンテナ(AAA : Adaptive Array Antenna)技術と干渉キャンセラ技術がよく知られている．

MTMRアダプティブアレイアンテナ技術[38][49]は，干渉キャンセラ[50]と共にマルチパス干渉を抑圧して，符号多重された信号間直交性を維持することにより，多値変調方式が選択される確率を高める方法として効果的な技術の一つである．AAA技術がDS-CDMAシステムに導入されるとき[51][52]，理想的なビームの指向性制御は一番高いレベルの受信信号電力を持つパスの方向に主ビームを向け，他のパスの方向にはヌルを向けることである．しかし，実際に，基地局と端末側でのアンテナエレメントの数には限りがあるため，指向性制御のための自由度には制限がある．従って，与えられた自由度のもとで，いかに効率のよい指向性制御をするかが重要となる．

干渉キャンセラは，自セル内の他ユーザの干渉，即ちMAI(Multiple Access Interference)やMPIを低減する効果的な技術としてよく用いられている．そして，いくつかの技法のなかで各ステージで逐次的に干渉レプリカと呼ばれる他ユーザの受信信号を推定し，推定した干渉レプリカを受信信号から差し引くコヒーレントマルチステージ干渉キャンセラ(COMSIC : COherent MultiStage Interference Canceller)[53]等が提案されている．コヒーレントマルチステージ干渉キャンセラでは，パイロットシンボルを用いて各ステージごとに干渉を差し引いたSIRが改善した信号系列に対して，チャネル推定値を逐次的に更新することにより，チャネル推定精度を向上する．従って，干渉レプリカの生成精度が向上するため，干渉低減効果，即ち回線容量を増大させることができる．ただし，他セルからの干渉は抑圧できない．

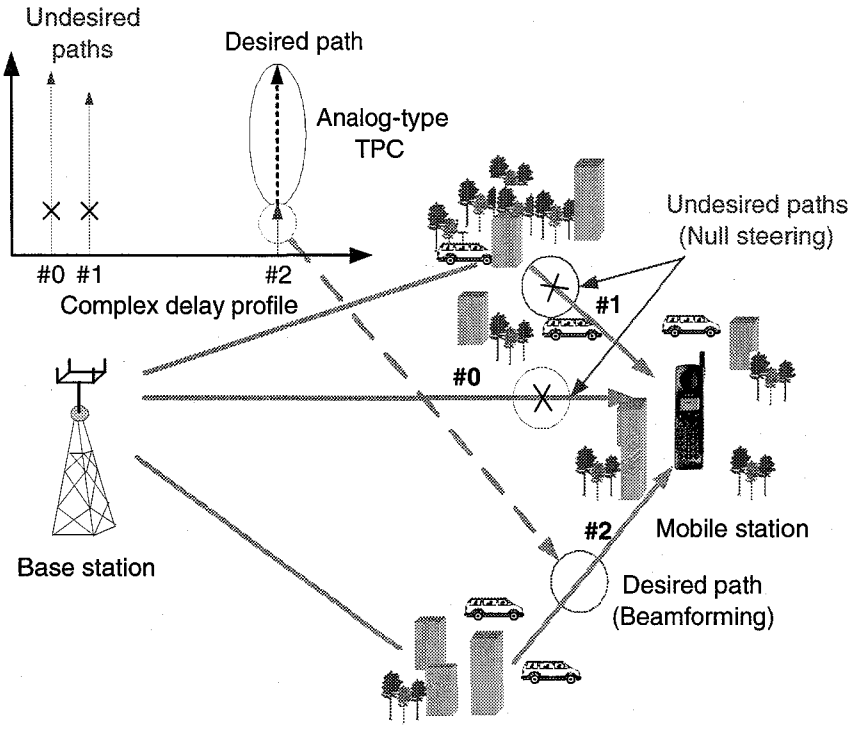


図 5.1: マルチパス干渉を抑圧する提案アルゴリズムの概念

5.3 提案方式

5.3.1 提案方式の概念

一般的に，アダプティブアレイアンテナの主ビームの方向は受信 SNR(Signal to Noise power Ratio) の最大化を図るために，受信レベルの一番高いパスに向ける [54] が，周波数選択性フェージング環境下で周波数選択度 (Frequency Selectivity) の低減という観点から見て，この方法が常に良い方法とは限らない．なぜなら，遅延時間の短いパスにおける AOA の角度広がりは近傍の地形，地物によって大きくなるので，遅延時間の長い他パスの AOA と隣接する可能性が高くなるからである [38][55]．これは結果的に隣接する遅延波を十分抑圧できず，多値変調方式が選択される可能性を低くする原因となる．一方，遅延時間の長いパスの AOA の角度広がりは狭くなる傾向があるのでその分，他パスが隣接しない確率が高くなる．

従って，図 5.1 に示すように，遅延時間の長いパスの受信電力は最大レベルのパスの受信電力より低くなるものの，AOA が他のパスの AOA に隣接しない可能性が高くため，このようなパスに対してビームを向ける方法が周波数選択度を高めるという観点からは有効であると考えられる．また，主ビームの方向を遅延時間の長いパスに向けることによって発生する足りない電力は送信電力制御 (TPC: Transmit Power Control) によって補うことができるので，これらを複合することで，多値変調方式が選択される可能性を高めるこ

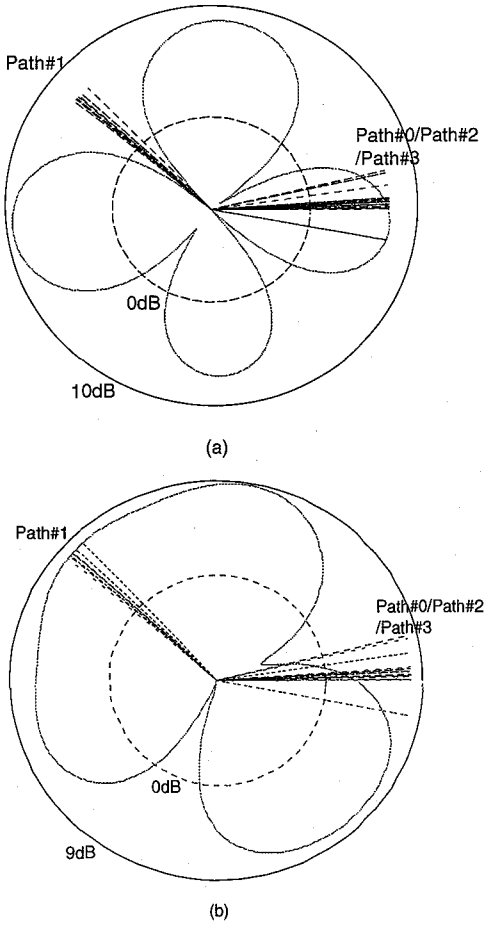


図 5.2: 基地局側のビームパターンの一例

とができ，データ伝送におけるスループットの向上に有効であると期待できる．

そこで，本論文では，DS-CDMAシステムの下り回線において，遅延プロファイルの周波数選択度を最小化するアンテナの指向性を生成するために，パス制御技術を用いる新しいビームの指向性制御方式を提案する．以下では基地局を送信側，端末を受信側とする．提案方式では，まず，端末側の各アンテナ素子において，送信側の各アンテナ素子との間の遅延プロファイルを測定した後，レベルの高い順に一定数のパスを選択する．次に，選択されたパスの中からビームを向ける目標パスを1つ選択すると共に，ビーム構成上の自由度の範囲内で，抑圧対象とする干渉波を選択し，それらで構成される仮想遅延プロファイルを生成する．そして，得られたそれぞれの仮想遅延プロファイルを用いてMMSE基準に従って最適指向性を求める．またその場合に，端末においてターゲットとしたパスの電力とターゲットとしなかったパスの電力の比が，伝搬路における周波数選択性の度合いを表すということから周波数選択度と定義し，これを評価することを，周波数選択度評価と呼ぶ．実際には，ターゲットパスと抑圧対象とする干渉波数の異なる複数の仮想遅延プロファイルを生成し，それぞれに対して送信側，受信側双方で周波数選択度評価を実施

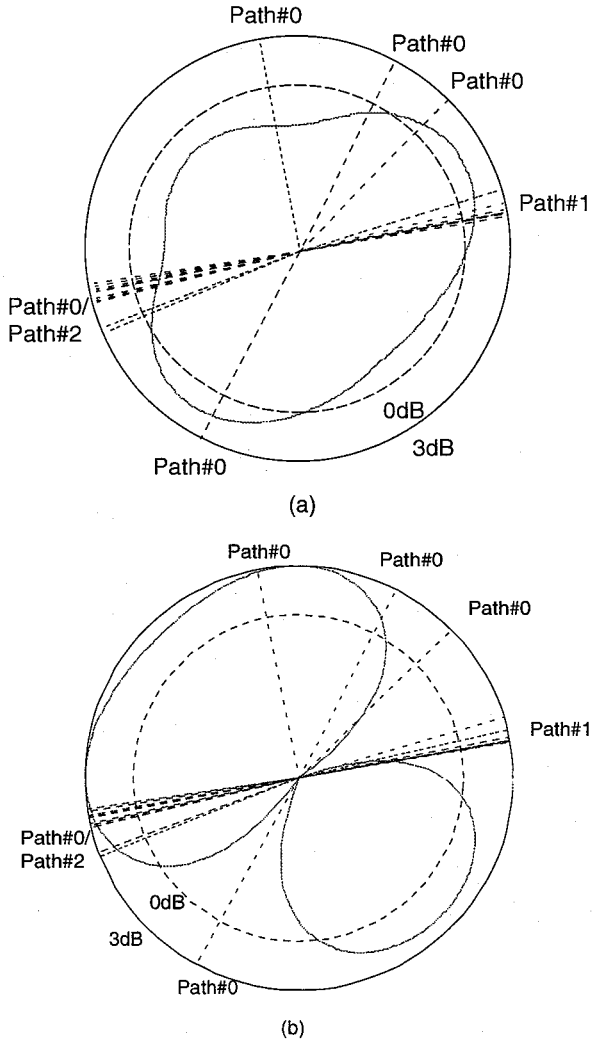


図 5.3: 端末側のビームパターンの一例

して，周波数選択度の最も小さい，言い換えれば，送受信機双方のビームフォーミングの後，実効的な伝搬路が最も一様フェージングに近くなるビームフォーミングパターンを選択し，それを用いて実際の信号の送受信を行う．また，送信電力に余力がある場合には，アナログ電力制御型送信電力制御 [56][44] を適用することで適用できる変調多値数を高めることで，スループットの向上を図っている．

図 5.2 と図 5.3 は，本提案方式を導入してビームフォーミングを行うときの基地局と端末側のビームパターンの一例を示している．図 5.2 (a) は最大レベルのパスを希望波とした場合の基地局側のビームパターンの一例である．一方，図 5.2 (b) は，希望波として遅延波であるパス ♯1 を選んだときのビームパターンである．これらの図から分かるように受信側で低い周波数選択度，即ち高い DUR を持つパスを希望波として選択するためには最大レベルのパス ♯0 を選択するより，隣接するパスがない遅延波であるパス ♯1 を選択するほうが良い方法であることが分かる．図 5.3 は最大レベルのパスを希望波とした場合の

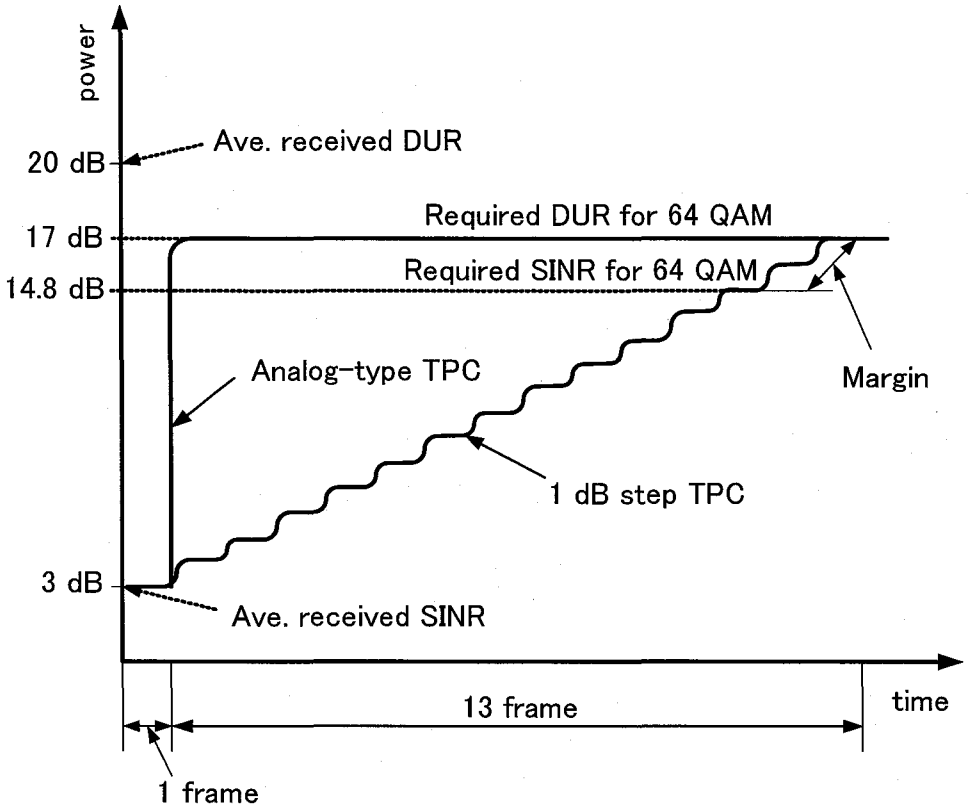


図 5.4: 1dB ステップの送信電力制御とアナログ電力制御型送信電力制御の比較

端末側のビームパターンの一例を示している．図 5.3 (a) は，既存のビームフォーミング方式による端末側のビームパターンの一例である．一方，図 5.3 (b) は提案方式を用いてビーム制御を行ったときの端末側でのビームパターンである．図 5.3 (b) のように，端末側のパス操作によって干渉パス #1 に向けて鋭いヌルステアリングを行い，受信 DUR の向上を図っている．

図 5.4 は，提案システムにおいて 1dB ステップの送信電力制御とアナログ電力制御型送信電力制御を適用したときの SINR の収束特性を示している．同図に示されるように，端末側における受信 SINR がおよそ 3 dB であるが提案方式のビーム制御を適用することによって約 20 dB の受信 DUR が得られた場合，この値が 64QAM の所要 DUR(Required DUR)，17 dB を超えるため，送信電力制御によって受信 SINR を向上させることが可能である．それにより 1，もともと 3 dB という低い受信 SINR にあったにも関わらず，所要 SINR が 14.8 dB である 64QAM の適用が可能になる．ここで，受信 DUR は受信 SINR より必ず大きいので所要 DUR と所要 SINR の間にはマージン (Margin) を設ける．

ところが，既存 1dB ステップの送信電力制御を用いて 64QAM の所要 DUR に到達するまで送信電力制御を行う場合，所要遅延時間は約 14 フレームである．それに対してアナログ電力制御型送信電力制御方式を適用するとわずか 1 フレームの遅延時間だけで 64QAM 方式を適用し，伝送データ速度を上げることができる．これにより，本提案システムを用

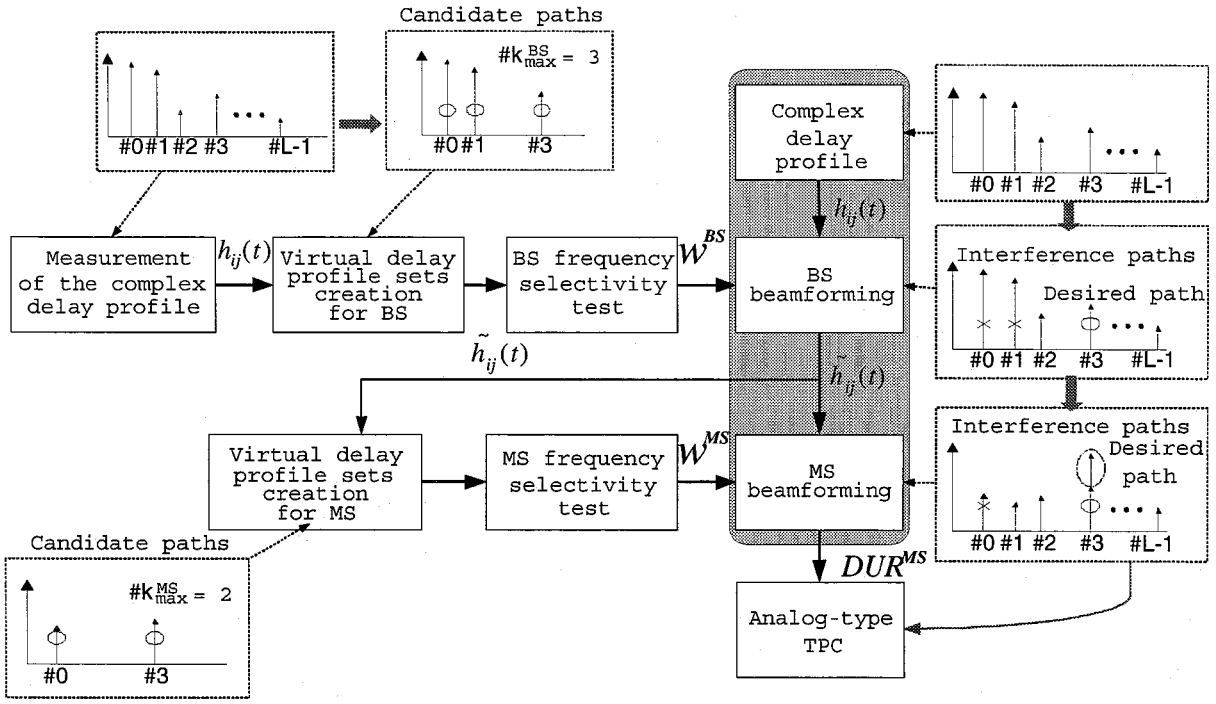


図 5.5: 提案アルゴリズムのためのアンテナ重み処理部 (WPB) の構成

いて 64QAM のような多値変調方式を選択し，高速データ伝送を行うためにはアナログ電力制御型送信電力制御方式の導入が必須であると言える．さらに，端末の高速な移動による高速フェージング環境下の場合は，次フレームにおける必要な送信電力を予測して，フレームごとの希望波の到来角度や受信レベルの変動に対応しなければならない．したがって，遅延プロファイルを用いる外挿処理によって次フレームの受信電力を推定可能なアナログ電力制御型送信電力制御方式が必要となる．

ただし，本論文では伝送路モデルとして準静的チャネル (Quasi-stationary channel) を想定しているので，外挿処理を行わないアナログ電力制御型送信電力制御を用いて提案システムの評価を行うことにする．そして，提案方式を導入することで，多値変調方式の適用する確率を高め，高速データ伝送の実現に有効であることを明らかにするために，独立セル環境の DS-CDMA 下り回線で，提案システムの特性評価を計算機シミュレーションを通して行うことにする．

5.3.2 提案アルゴリズム

本論文において最も重要な課題は，どのパスにアンテナの主ビームを向けるかということである．従来，チャネル利得を最大化するために，アダプティブアレイアンテナの主ビームを最大受信レベルのパスの方向に向ける．しかしながら，他のパスの到来角が最大受信レベルの到来角と近くなる可能性が高く，アンテナの自由度による空間分解能にも制

限があるため，マルチパス干渉によるチャネルの周波数選択度を十分低減できなくなる恐れが生じる．そこで，このような場合，周波数選択度の低減に有効な手法として，ビームフォーミング後の周波数選択度が最低のパス，つまり，最大のDURを持つパスのほうに主ビームの方向を向ける方法が考えられる．提案システムは端末側においてビーム合成後の受信信号の周波数選択度を最小限にする，すなわち受信DURを最大化する判定基準により，基地局と端末側の双方で希望波を除いた多数のマルチパス干渉波に対してヌルステアリングを行う．

図5.5に，提案アルゴリズムのアンテナ重み処理部(WPB: Weight Processing Block)の構成を示す．WPBは端末側に位置しながら，測定された遅延プロファイルを用いて基地局と端末の両方でアンテン重みを計算する．時変化するマルチパス環境下では，最適な目標パスが急激に変化するので，他パスに対する抑圧の程度を表す周波数選択度はどの目標パスに基準信号を同期させるかによって大きく左右される．さらに，ヌルステアリングできる干渉パスの最適な数もチャネル状況に従って変化する．提案システムにおけるビームフォーミング用のパイロットチャネルは基地局の各アンテナエレメントごとに固有のPN系列を加え，多重して伝送する．そして，端末側では逆拡散技術を用いて基地局と端末側とのアンテナエレメントの組み合わせによる遅延プロファイルを測定する．まず，受信側で基地局と端末側のアンテナエレメントの組み合わせによる遅延プロファイルを測定する．基地局のi番目のアンテナエレメントと端末側のj番目のアンテナエレメントの間で測定された複素遅延プロファイルは次式のように表される．

$$h_{ij}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{ijl}\delta(t-\tau_l) \tag{5.1}$$

ここで，h_{ijl}は遅延時間τ_lを持つl番目の遅延パスの複素チャネル利得であり，Lは異なる遅延時間を持つマルチパスの総数である．

測定された全マルチパスに対してアダプティブアレイのアンテナ重みベクトルを計算すると，アンテナの自由度の不足で周波数選択度を十分下げることができなくなってしまう．この問題の解決方法としては，測定された遅延プロファイルの中からアンテナの自由度にあわせて限られた数のパスだけで構成する仮想遅延プロファイル(Virtual Delay Profile)を生成し，その時のアンテナ重みベクトルを計算すれば良いと考えられる．しかし，この段階においては，受信機側は仮想遅延プロファイルの中でどのパスを希望波として選択したら良いのか決められない．幸いに，生成するビームの指向性におけるヌルの数はアンテナの自由度によって制限されるが，ヌリングしない他干渉波の到来角度がヌルの方向と隣接する場合，ある程度抑圧できる可能性はある．従って，このような可能性を前提して，得られた遅延プロファイルの中から一つではなく，複数の仮想遅延プロファイル(遅延プロファイル群)を生成する．以後，このような一連の処理をパス操作技法と呼び，その方法を以下に示す：

ステップ 1) 基地局における仮想遅延プロファイル群の生成

遅延プロファイル $h_{ij}(t)$ の中から，受信レベルの大きい順に k_{max}^{BS} 個のパスを選択し，目標パスと $k_{max}^{BS}-1$ 個以下の干渉パスの組み合わせによって構成される複数の仮想遅延プロファイルを生成する．ここで，k_{max}^{BS} の値は，干渉波の到来角度の広がりによって要求される自由度が増加する可能性もあるのでアンテナの自由度より小さい値とする．生成された複数の仮想遅延プロファイルに対して，同一の目標パスに属する複数の仮想遅延プロファイル (ただし，干渉波の構成が異なる) を同じ遅延プロファイル群として分類し，扱う．結果的に，遅延プロファイル群の数は k_{max}^{BS} となり，同一群の下にある仮想遅延プロファイルの数は $2^{k_{max}^{BS}-1}-1$ となる．

ステップ 2) 基地局側の周波数選択度評価とビームフォーミング

a 番目のパスを目標パスとした場合，同一の遅延プロファイル群に属する仮想遅延プロファイル $c_{ij}(t)$ は式 (5.1) を変形し，次式のように表される．

$$c_{ij}(t) = h_{ija}\delta(t-\tau_a) + \alpha \sum_{\substack{p=1 \\ p\neq a}}^{P} h_{ijp}\delta(t-\tau_p) \tag{5.2}$$

ここで，α は干渉波の方向に深いヌルを生成するための係数である．そして，P は 1 から k_{max}^{BS} - 1 までの干渉波の数，τ_a と τ_p はそれぞれ目標パス a と干渉波 p の遅延時間である．深いヌルのアンテナ指向性は干渉波と同じ方向への不要放射を最大限抑えるので，式 (5.2) のように，$\alpha(\alpha \gg 1)$ の値を増加することで干渉波の振幅を増幅し，干渉波の方向に深いヌルを生成することができる [57].

この仮想遅延プロファイルと受信側で生成した QPSK ベースバンドシンボル系列とを畳み込み乗算をすることで仮想受信信号を生成し，RLS(Recursive Least Squares) アルゴリズムを用いることで，最適の基地局アンテナ重みベクトルを計算する．この際，トレーニング系列として用いられた QPSK シンボルのタイミングを仮想遅延プロファイルの目標パスのタイミングに同期させる [51].

a 番目のパスを目標パスとし，m 番目の仮想遅延プロファイルに対する基地局側のアンテナ重みを $\mathbf{w}_m^{VBS} = [w_{m0}^{VBS}, w_{m1}^{VBS}, ..., w_{m(I-1)}^{VBS}]^T$ として，送信側のビームフォーミングを行った後，受信側の j 番目のアンテナエレメントから受信される遅延プロファイルは，送信側の各アンテナから送信された実際の遅延プロファイルに対する線形合成により，次式のように求める．

$$\tilde{h}_j^m(t) = \sum_{l=0}^{L-1}\sum_{i=0}^{I-1} w_{mi}^{VBS} h_{ijl}\delta(t-\tau_l) \tag{5.3}$$

ここで，I は基地局側のアンテナエレメントの総数である．

この段階で，すべての受信アンテナエレメントから受信した遅延プロファイルを用いて，希望波の平均電力と干渉波の平均電力は計算すると次式にようになる．

$$S_m^{BS} = \sum_{j=0}^{J-1}\sum_{i=0}^{I-1} |w_{mi}^{VBS} h_{ija}|^2 \tag{5.4}$$

そして

$$I_m^{BS} = \sum_{j=0}^{J-1}\sum_{i=0}^{I-1}\sum_{\substack{l=0 \\ l\neq a}}^{L-1} |w_{mi}^{VBS} h_{ijl}|^2 \tag{5.5}$$

結果的に，基地局側のアダプティブアレイアンテナ合成後のDURは次のように与えられる．

$$DUR_m^{BS} = S_m^{BS}/I_m^{BS} \tag{5.6}$$

このように端末側のすべてのアンテナエレメントにて平均したDURを求めることができるので，この関係を用いて，すべての仮想遅延プロファイルに対して周波数選択度評価を行い，最大のDURを持つ仮想遅延プロファイルと同じ群に属する，すなわち同じ目標パスを持つ仮想遅延プロファイルを端末側での周波数選択度評価のために選択する．このような一連の過程を通して，基地局側でのアンテナの主ビームを向ける希望波の方向を決めることができる．本論文では，このように希望波を捜す一連の過程をを「基地局側の周波数選択度評価」と称する．なぜなら，受信DURの最大化は受信信号に対するチャネル周波数選択度の最小化と等価であるからである

ステップ 3) 端末側のアダプティブアレイアンテナ重みベクトルの計算

基地局側では仮想遅延プロファイル群から計算された複数のアンテナ重みを用いて実際にビームフォーミングを行い，送信するため，端末側では，受信された複数の遅延プロファイルから，アンテナ自由度にあわせて，遅延プロファイルごとに基地局と同じく複数のパスを選択し，仮想遅延プロファイルを生成する．次に，それぞれの仮想遅延プロファイルに対する端末側でのアンテナ重みを計算する．端末側のアンテナ重みベクトルに対する計算は基地局側と同じくRLSアルゴリズムをベースにして行う．端末側での仮想遅延プロファイルは一つの目標パスと $(J-1)$ 個までの干渉パスで構成される．そして，目標パスの遅延時間と干渉パスの遅延時間は基地局側で選ばれた仮想遅延プロファイル群の目標パスの遅延時間と干渉パスの遅延時間と同一のタイミングである．

ステップ 4) 端末側の周波数選択度評価とビームフォーミング

$\mathbf{w}_m^{VMS} = [w_{m0}^{VMS}, w_{m1}^{VMS}, ..., w_{m(J-1)}^{VMS}]^T$ を端末側の m 番目の仮想遅延プロファイルに対するアンテナ重みとしたとき，端末側のアダプティブアレイアンテナ合成後の遅延プロファイルは次式にように与えられる．

$$\begin{aligned}\tilde{h}(t) &= \sum_{j=0}^{J-1} w_{mj}^{VMS}\tilde{h}_j^m(t) \\ &= \sum_{j=0}^{J-1}\sum_{i=0}^{I-1}\sum_{l=0}^{L-1} w_{mj}^{VMS}w_{mi}^{VBS}h_{ijl}\delta(t-\tau_l) \end{aligned} \tag{5.7}$$

ここで，Jは端末側のアンテナエレメントの総数である．

そして，m番目の仮想遅延プロファイルに対するDURは次のように計算できる．

$$DUR_m^{MS} = S_m^{MS}/I_m^{MS} \tag{5.8}$$

ただし，

$$S_m^{MS} = \sum_{j=0}^{J-1}\sum_{i=0}^{I-1}|w_{mi}^{VBS}w_{mj}^{VMS}h_{ija}|^2 \tag{5.9}$$

$$I_m^{MS} = \sum_{j=0}^{J-1}\sum_{i=0}^{I-1}\sum_{\substack{l=0\\ l\neq a}}^{L-1}|w_{mi}^{VBS}w_{mj}^{VMS}h_{ijl}|^2 \tag{5.10}$$

である．

次に，選択された仮想遅延プロファイル群の基地局と端末側の各仮想遅延プロファイルから計算されたそれぞれのアンテナ重みベクトルを用いてビームフォーミングを行い，端末側のDURをそれぞれ計算する．その中で，最大のDURを持つ仮想遅延プロファイルを最終的に選択し，そのときの目標波とアンテナの重みを実際の伝送に用いる．

$\mathbf{w}^{BS} = \mathbf{w}_{m_c}^{VBS} = [w_{m_c0}^{VBS}, w_{m_c1}^{VBS}, ..., w_{m_c(I-1)}^{VBS}]^T$と$\mathbf{w}^{MS} = \mathbf{w}_{m_c}^{VMS} = [w_{m_c0}^{VMS}, w_{m_c1}^{VMS}, ..., w_{m_c(J-1)}^{VMS}]^T$のように，$m_c$番目の仮想遅延プロファイルのアンテナ重みが最適化された基地局と端末側のアンテナ重みベクトルとして用いられる．

最適化された基地局と端末側のアンテナ重みベクトルを用いて端末側のアダプティブアレイアンテナ合成後のDURを計算すると次のようになる．

$$DUR^{MS} = \frac{\sum_{j=0}^{J-1}\sum_{i=0}^{I-1}|w_{m_ci}^{VBS}w_{m_cj}^{VMS}h_{ija}|^2}{\sum_{j=0}^{J-1}\sum_{i=0}^{I-1}\sum_{\substack{l=0\\ l\neq a}}^{L-1}|w_{m_ci}^{VBS}w_{m_cj}^{VMS}h_{ijl}|^2} \tag{5.11}$$

ステップ 5) アナログ電力制御型送信電力制御 (TPC) のための電力計算

受信SINRは得られたDUR^{MS}を超えることができないため，所要のSINRがDUR^{MS}より低いものの中で最大の伝送レートを達成できる変調方式を選択する．次に，送信電力は，MLI(Modulation Level Information)によって決まる各変調方式の所要SINRを満た

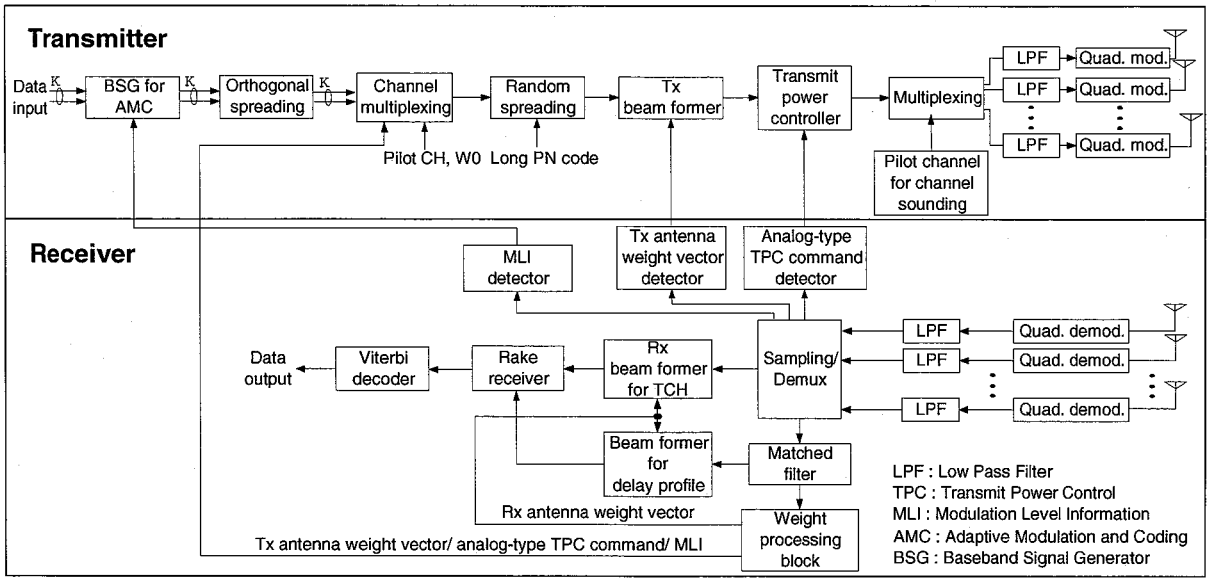


図 5.6: 提案システムのシステム構成

すまで制御される．そして，基地局側のアレイアンテナ重みベクトルとアナログ電力制御型送信電力制御のための TPC コマンドは MLI と一緒に基地局側のほうにフィードバックされる．この場合，CDMA システムで用いる従来の固定ステップの送信電力制御は適切ではないではので可変ステップを持つ送信電力制御が必要となる．従って，本提案システムの利点を十分生かすために，アナログ値をフィードバックするアナログ電力制御型送信電力制御方式を導入することにする [56]．ここで，送信電力制御による調整範囲は基地局システムの総送信電力に上限値をおいて，それを上回らないよう制限する．

5.4　提案システムの構成

下り回線上で L 個の分解可能なパスを持つ周波数選択性マルチパスチャネル環境下で，I 本の送信アンテナと J 本の受信アンテナエレメントを持つ CDMA システム基盤とした MTMR アンテナシステムについて考える．図 5.6 に，提案システムにおける送受信機構成を示す．一般的に基地局と端末側は同じ送受信機の構成を持っている．

基地局側では，K 個の TCH の伝送データ系列が，適応変調と符号化 (AMC: Adaptive Modulation and Coding) を行うために，ベースバンド信号発生器 (BSG: Baseband Signal Generator) へ入力され，上り回線を経由して伝送された MLI データに基づいて変調方式や符号方式を選択する．次に，チャネル間の直交化を行うために，多数の TCH のベースバンド信号を OVSF コードによって拡散し，多重した後，$2^{42}-1$ の長い周期を持つ PN 符号によってランダム化される．ランダム化された信号は基地局の送信アンテナエレメントごとに分岐され，基地局側の送信ビームフォーミングを行うために，アンテナ重みベクトルが乗算される．その後，基地局と端末，両方のアンテナ間の遅延プロファイルを測定

するために送信アンテナごとに専用PCHが多重される．次に，各アンテナエレメントのベースバンド信号はベースバンドフィルタ (Low Pass Filter) によって帯域制限された後，直交変調器に入力される．

端末の受信機側では，各アンテナから受信した信号は直交復調器による帯域変換を通してベースバンド信号となり，LPFを経た後，TCH，PCH及び付加情報 (MLI, 送信アンテナ重みベクトル，そしてTPCコマンド等) チャネルにそれぞれ分離するため，逆多重する．次に，専用PCHから各アンテナにおける受信信号の遅延プロファイルを検出し，アンテナ重み処理部 (WPB) で送受信機のアンテナ重みベクトルを計算するために用いる．WPBで計算された基地局側の送信ビームフォーミングのためのアンテナ重みベクトルは基地局側へフィードバックされ，端末側のアンテナ重みは受信機のビーム形成のために用いられる．同時に，各受信アンテナから得られた遅延プロファイルと端末側のアンテナ重みベクトルは選択されたパスの振幅や位相の変化を補償するためにRake受信機の最大比合成のとき，用いられる．その後，Rake受信機の出力は伝送されたデータ系列を再生するため，ビタビ復号器に入力される．

5.5 計算機シミュレーション結果

5.5.1 シミュレーション条件

表1は下り回線の計算機シミュレーション諸元を示している．本節の特性評価では，k_{max}^{BS} と k_{max}^{MS} をそれぞれ3と2にし，送受信アンテナの数，I と J をそれぞれ4と2にする．また，3GPP[3]システムの評価のためによく用いられる10チャネルのOVSFコードを用いてTCHのチャネル多重を行なう．そして，本提案システムをマイクロセルラシステムへの適用を想定して，セルの半径を100mとする．また，3クラスタ24パスモデルと7クラスタ56パスモデルを用いて100ケースの伝搬路チャネル特性を生成し，各ケースでの端末と散乱体をセルカバレッジ内にランダムに配置する．このとき，3クラスタ24パスモデルと7クラスタ56パスモデルによって生成される最大分解可能なパスの数はそれぞれ3から5と7から11程度になる．本論文では初期性能評価を行なうため，急激なチャネル変動による性能劣化を防ぐために，二つの伝搬路モデルにおいて各伝搬路チャネル特性を準静止と仮定する．

k_{max}^{BS} を3とした場合，測定された遅延プロファイルから電力レベルの大きい順に三つのパスを選択する．この論文の以下の内容では，電力レベルの大きい順にパス♯0，パス♯1，パス♯2とする．そして，表5.2に示すように九個の仮想遅延プロファイルが生成される．目標パス (Target Path) がパス♯nのコラムで表示されているのはパス♯nを目標パスとして見なすことを意味する．干渉♯0(Inf ♯0) と干渉♯1(Inf ♯1) は抑圧される干渉パスとして二つの干渉パスを考慮していることを意味する．

例ば，干渉♯0(Inf ♯0) がパス♯2(Path ♯2) のコラムの下で置かれる場合，三番目にレベルの多きいパスを干渉パスの一つとして見なす．表5.2で示すように，一つの干渉パスの

表 5.1: シミュレーション諸元

Symbol rate	1,024 ksps
PN chip rate	16.384 Mcps
Frame length	1 msec
Spreading factor	16 (traffic CH)
Multiplexing	10 traffic CHs (OVSF codes)
No. of BS/MS antenna	4/2
Sectorization of BS	1
Modulation	QPSK, 16 QAM, 64 QAM
FEC	Convolutional encoder
	R=1/2, K=7
Target DUR	6 dB, 12 dB, 17 dB
Target BER	10^{-4}
Power control	Analog-type TPC
Beamforming algorithm	MMSE/RLS
k_{max}^{BS} / k_{max}^{MS}	3 / 2
α(deep nulling factor)	10
No. of BS/MS	1/1
Cell radius	100 m
Cluster radius	5 m
Channel model	3-cluster 24-path Rayleigh /
	7-cluster 56-path Rayleigh

表 5.2: 周波数選択度評価のための参照表

Profile subgroup	Candidate profile No.	BS			MS		
		Path ♯0	Path ♯1	Path ♯2	Path ♯0	Path ♯1	Path ♯2
0	0	Target	Inf ♯0	Inf ♯1	Target	Inf ♯0	×
	1	Target	Inf ♯0	×	Target	Inf ♯0	×
	2	Target	×	Inf ♯0	Target	Inf ♯0	×
1	3	Inf ♯0	Target	Inf ♯1	Inf ♯0	Target	×
	4	Inf ♯0	Target	×	Inf ♯0	Target	×
	5	×	Target	Inf ♯0	Inf ♯0	Target	×
2	6	Inf ♯0	Inf ♯1	Target	Inf ♯0	×	Target
	7	Inf ♯0	×	Target	Inf ♯0	×	Target
	8	×	Inf ♯0	Target	Inf ♯0	×	Target

みが仮想遅延プロファイルに含まれるとき，一つのパスは目標パスとして，もう一つのパスは干渉パスとして扱われ，残りのパスは除かれる．一番左のコラムは仮想遅延プロファイル群を示し，それぞれの仮想遅延プロファイル群は三つの仮想遅延プロファイルを含めている．目標パスは各仮想遅延プロファイル群の中では同一なので，仮想遅延プロファイ

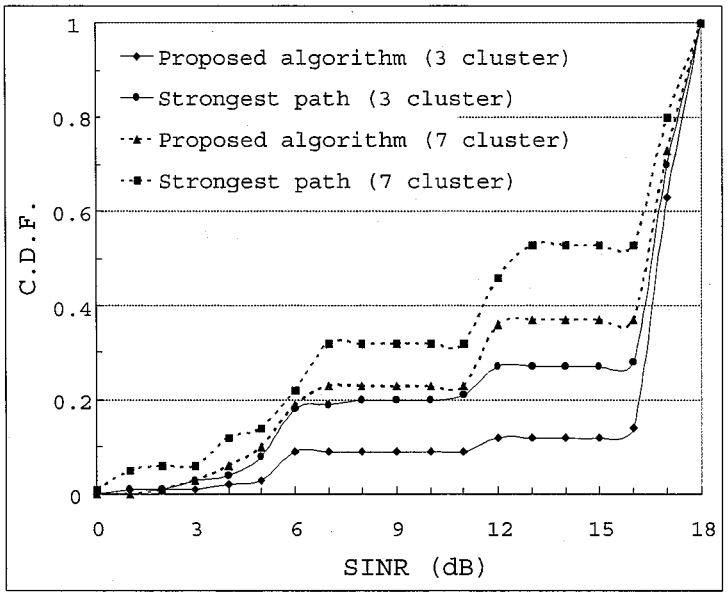


図 5.7: 受信 SINR 累積分布の比較

ル群を選択することは主ビームを向ける目標パスを選択することに相当する．この段階で，評価される仮想遅延プロファイルの数は基地局側の周波数選択度評価のために特定の数に縮小される．表2の場合は，仮想遅延プロファイルの数が三に縮小されている．端末側のアンテナエレメントの数が2に限定されたとき，すなわち k_{max}^{MS} が2の場合，仮想遅延プロファイルは一つの目標パスと一つの干渉パスで構成される．この場合，目標パスの遅延時間は基地局側のアンテナ重みベクトルの選択過程で選択された仮想遅延プロファイルの目標パスの遅延時間と同じである．また，干渉パスの遅延時間も干渉パス♯0 (Inf ♯0) の遅延時間と同一である．

5.5.2 特性評価

図5.7は3クラスタ24パスモデルと7クラスタ56パスモデルを適用した場合の，提案アルゴリズムと最大レベルのパスを希望波としたシステムの端末側の Rake 受信後の SINR の累積分布を示す．提案アルゴリズムを導入することによって，低い SINR における累積分布が最大レベルのパスを希望波としたシステムと比べて，低くなっていることが分かる．例として3クラスタ24パスのモデルの場合を挙げると，提案システムの累積分布の 13 dB のところが 12 % であるが，最大レベルのパスを希望波としたシステムでは 27 % であることが分かる．基地局の散乱体が含まれるクラスタの数が増すと異なる遅延時間を持つパスの到来角 (AOA) が互いに隣接する可能性が高くなるので低い SINR における確率が高くなる．ところが，提案システムにおける低い SINR の確率は最大レベルのパスを希望波としたシステムと比較して低くなっている．このような結果から，提案システムは低

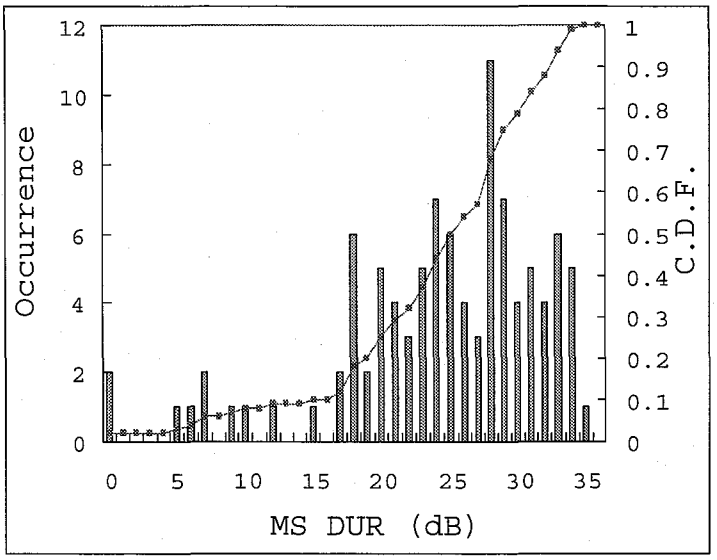


図 5.8: 提案アルゴリズムの場合における MS DUR の累積分布 (3 クラスタ)

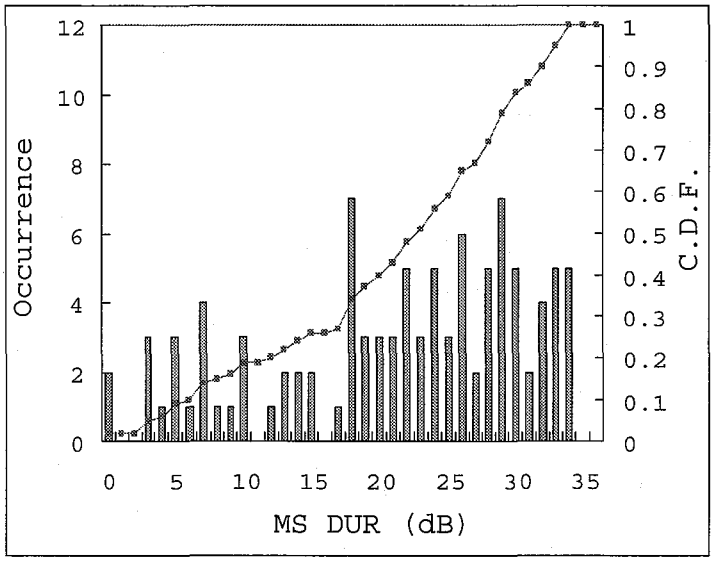


図 5.9: 最大レベルのパスを希望波とした場合における MS DUR の累積分布 (3 クラスタ)

いSINRの発生頻度数の低減，すなわち，周波数選択度を抑圧するために有効であると言える．

周波数選択度の抑圧における提案システムの有効性をさらに評価するために，アダプティブアレイアンテナ合成後の端末側でのDURの発生頻度数と累積分布を評価する．図5.8から図5.11までは3クラスタ24パスモデルと7クラスタ56パスモデルを適用した場合の提案システムと最大レベルを希望波としたシステムとの性能を示している．これらの二つのシステムの比較から分かるように，二つの伝搬路モデルを用いたとき，提案システ

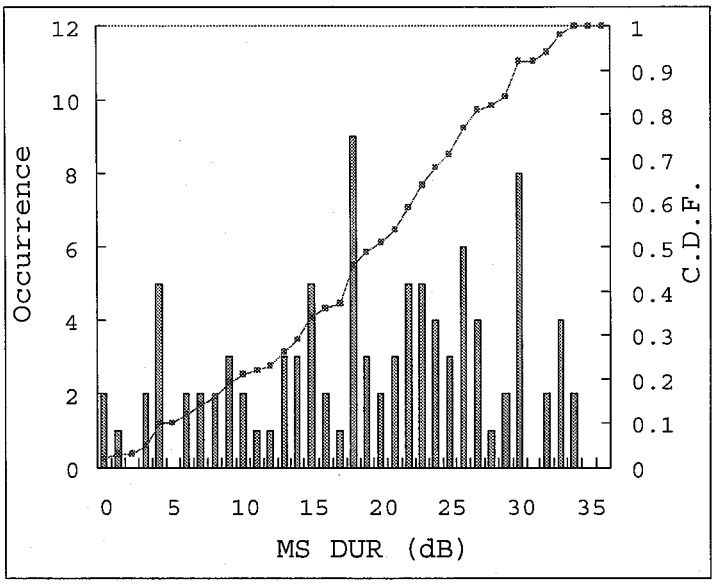


図 5.10: 提案アルゴリズムの場合における MS DUR の累積分布 (7 クラスタ)

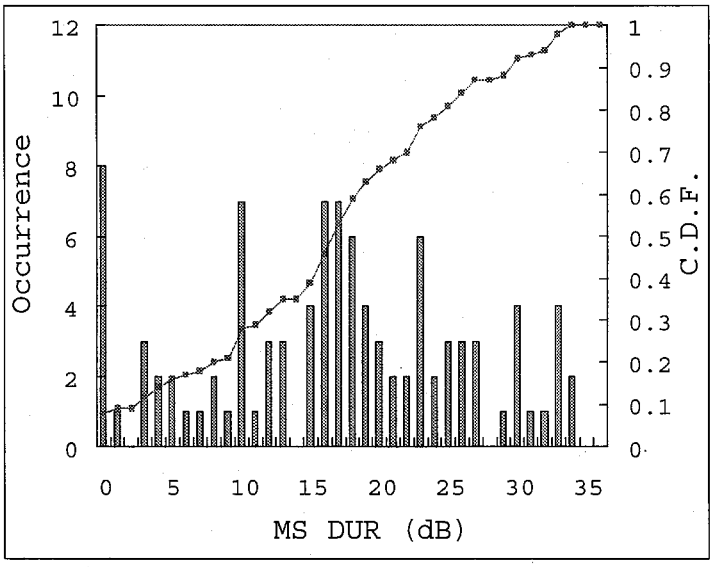


図 5.11: 最大レベルのパスを希望波とした場合における MS DUR の累積分布 (7 クラスタ)

ムにおける低い DUR の確率が最大レベルのパスを希望波としたシステムより低くなっている.

これらの結果から，端末側でのアダプティブアレイアンテナ合成後の DUR が Rake 受信後の SINR に有力な影響を保つため，提案システムが適用されたとき，改善された受信 SINR の割合が改善された DUR の割合と殆ど同じであることが分かる．つまり，受信 SINR の改善はアダプティブアレイアンテナ合成後の DUR の改善によって達成される．

表 5.3 は 3 クラスタ 24 パスモデルと 7 クラスタ 56 パスモデルを適用した場合の提案シ

表 5.3: 各候補遅延プロファイルが選択される発生頻度数の比較

Profile subgroup	Candidate profile No.	Occurrence	Sum
3-cluster 24-path model			
0	0	33	
	1	29	83
	2	21	
1	3	3	
	4	2	13
	5	8	
2	6	2	
	7	1	4
	8	1	
Total case			100
7-cluster 56-path model			
0	0	22	
	1	25	79
	2	32	
1	3	2	
	4	6	15
	5	7	
2	6	3	
	7	1	6
	8	2	
Total case			100

ステムにおいて，各仮想遅延プロファイルの発生頻度数を表している．この表で，最大レベルのパスを希望波としたアルゴリズムは候補遅延プロファイル (Candidate Profile) の中で No.0 の遅延プロファイルを選択することに該当する．この表から，3 クラスタ 24 パスモデルの場合，最大レベルのパスを希望波としたアルゴリズムに該当する候補遅延プロファイルが選択される確率が 33 % であるのに対して 7 クラスタ 56 パスモデルの場合，22 % であることが分かる．

また，表 5.3 では，最大レベルのパスを希望波としたケースのなかで一つの干渉パスのみで遅延プロファイルを構成するケース (遅延プロファイル No.1 と 2 に当たる) が 3 クラスタ 24 パスモデルの場合，50 %，7 クラスタ 56 パスモデルの場合，57 % であることが分かる．さらに，3 クラスタ 24 パスモデルの場合は 17 % の確率，そして 7 クラスタ 56 パスモデルの場合は 21 % の確率で，最大レベルのパスを希望波としないケースの仮想遅延プロファイルが選択されている．

表 5.4 では，3 クラスタ 24 パスモデルと 7 クラスタ 56 パスモデルを適用した場合の各変調方式が選択される頻度を示している．この表から，提案方式においてより高いレベルの変調方式が選択される確率が最大レベルのパスを希望波としたアルゴリズムを導入し

表 5.4: 採択された変調方式の数の比較.

Modulation scheme	Proposed algorithm	Strongest path
3-cluster 24-path model		
No transmission	2	7
QPSK	7	13
16 QAM	3	7
64 QAM	88	73
Total case	100	100
7-cluster 56-path model		
No transmission	8	14
QPSK	15	18
16 QAM	14	21
64 QAM	63	47
Total case	100	100

たシステムと比較して高いことが分かる．例として，3クラスタ24パスモデルと7クラスタ56パスモデルを適用した場合を挙げると，最大レベルのパスを希望波としたシステムでの64QAMが選択される確率はそれぞれ73 %と47 %であるが提案システムでは，それぞれ88 %と63 %となっている．

さらに，QPSK，16QAM，64QAMに対する平均ユーザレートがそれぞれ1.018 Mbit/s，2.042 Mbit/s，3.066 Mbit/sであるので，3クラスタ24パスモデルと7クラスタ56パスモデルを適用した場合の平均スループットはそれぞれおよそ2.83 Mbit/s ((2 × 0 Mbit/s + 7 × 1.018 Mbit/s + 3 × 2.042 Mbit/s + 88 × 3.066 Mbit/s)/100)と2.37 Mbit/s ((8 × 0 Mbit/s + 15 × 1.018 Mbit/s + 14 × 2.042 Mbit/s + 63 × 3.066 Mbit/s)/100)である．同じく，最大レベルのパスを希望波としたアルゴリズムを導入したシステムで平均スループットを計算すると，3クラスタ24パスモデルと7クラスタ56パスモデルの場合，それぞれ，2.513 Mbit/sと2.053 Mbit/sである．このような結果から，提案システムはチャネルの周波数選択度を抑圧することによって平均スループットを向上させるのに有効であることが分かる．

本研究の目的は独立セルシステムで提案方式を評価することであるが，マルチセルシステムにおいて提案方式の適用可能性を評価することも重要であると考えられる．従って，提案システムと最大レベルのパスを希望波としたシステムに対する送信電力の累積分布の評価を行なった．それぞれ，図5.12は3クラスタ24パスモデルを適用した場合と図5.13は7クラスタ56パスモデルを適用した場合の，提案システムと最大レベルのパスを希望波としたシステムの送信電力の累積分布を示している．ここで，送信電力は二つの図において最大レベルのパスを希望波としたシステムの50 %のところで正規化したものである．これらの図から提案システムの送信電力の50 %のところの値が最大レベルのパスを希望波としたシステムより，3 dBぐらい高くなっているのが分かる．

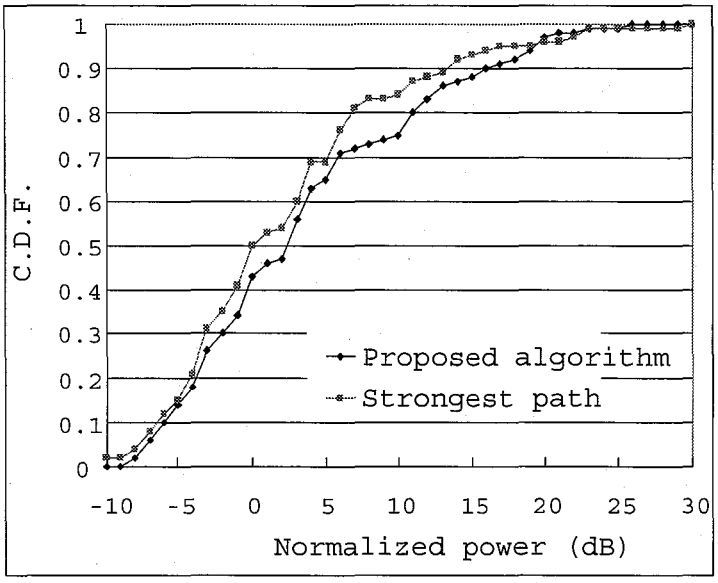


図 5.12: 送信電力の累積分布 (3 クラスタ)

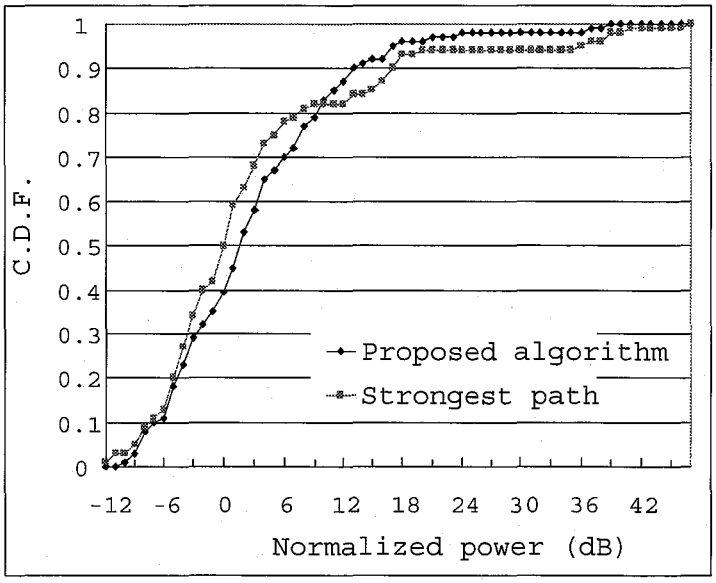


図 5.13: 送信電力の累積分布 (7 クラスタ)

これは，提案システムが，送信電力を犠牲しながら周波数選択度を下げるために最大レベルのパスではないパスを希望パスとして選択したことに起因するものと考えられる．しかし，提案システムにおけるピーク送信電力 (例として，50 % のところより 20 dB 高いところ) を観察すると，最大レベルのパスを希望波としたシステムより累積分布の確率が低くなっているのがわかる．このようなピーク送信電力の低減はセル間干渉放射を抑止するために最も大切になるのである．したがって，将来のマルチセル環境でのシステムの

スループットや容量において，本提案システムの影響について評価を行う必要がある．

5.6 結言

本章では，アナログ電力制御型送信電力制御を用いたMTMRアダプティブアレイアンテナシステムにおける新しいビーム制御アルゴリズムを下り回線のDS-CDMAシステムのために提案した．また，計算機シミュレーションを通して，提案システムが最大レベルのパスを希望波としたアルゴリズムを導入したシステムと比べて高速DS-CDMAシステムのスループットを向上させるのに有効であることを明らかにした．特に，提案システムは劣悪な周波数選択性フェージングチャネル環境下においてマルチパス干渉によるISIの抑圧効果が高く，AMCを採択したCDMAシステムに最も適切であることを示した．今後の研究としては，高速変動を伴うチャネル状態での分析と対策，そして多様なセル半径に従って，マルチセル環境下でのシステムスループットの分析を行う必要がある．

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，アダプティブアレイアンテナを用いたDS-CDMAシステムにおける高速データ伝送方式に関する研究をまとめたものである．以下に，本論文の第2章から第5章までに得られた成果を総括して述べる．

1. 第2章では，広帯域DS-CDMA方式を用いる高速データ方式について述べた後，アダプティブアレイアンテナの構成や用いるアルゴリズムなどの基本原理について説明を行った．次に，周波数選択性フェージング環境下でのマルチパス干渉について考察すると共に，マルチパス干渉対策技術としてアダプティブアレイアンテナを適用する場合の問題について考察することで，本研究の意義を明らかにした．

2. 第3章では，従来の伝搬路モデルの伝搬路特性とその問題点について明らかにした後，本研究に用いるMTMRアダプティブアレイアンテナを用いた伝送システムに適する広帯域伝搬路モデルとして3クラスタ24パスモデルと7クラスタ56パスモデルを提案した．これらのモデルは各パスに対する到来角(AOA)と放射角(AOD)情報を有するのでMTMRアダプティブアレイアンテナの伝送特性評価に適した伝搬路モデルとして有効であることを明らかにした．

3. 第4章では，DS-CDMAシステムのフェージング環境下における送信電力制御方式の原理とその問題点について説明した後，本研究に適用される，遅延プロファイルの外挿処理を用いたアナログ電力制御型送信電力制御方式を提案した．また計算機シミュレーションによる提案方式の特性評価により，提案方式が，フェージング変動の激しい環境において高い追随性を保ち，伝送特性の改善に有効であることを明らかにした．

4. 第5章では，周波数選択性フェージング下での広帯域DS-CDMAシステムの設計に

おいて，高速データ伝送の実現を妨げる大きな原因となるマルチパス干渉の問題を解決するために，アナログ電力制御型送信電力制御を用いたアダプティブアレイアンテナによるビーム制御を適用した高速データ伝送技術を提案した．また，この提案システムでは，限られたアンテナの自由度の範囲で仮想遅延プロファイルを生成し，最大のDURを持つ希望波とビームパターンを選択することができる周波数選択度評価という新しいビーム制御方式の提案を行った．そして，計算機シミュレーションによって本提案方式が64QAMのような多値変調方式の導入の可能性を高め，伝送データ速度の向上に有効であることを明らかにした．

参考文献

[1] I. Kompatsiaris, "Using asymmetric digital subscriber line (ADSL) for fast Internet and multimeda services," 2000 Digest of Technical Papers, International Conference on Consumer Electronics, vol.19, pp.74-75, 2000.

[2] K. Okada, "Towards broadband access in Japan-ATM access for mega-media services," Telektronikk, vol.95, no.2-3, pp.184-190, 1999.

[3] 3GPP TR 25.848 V4.0.0, "UTRA High Speed Downlink Packet Access," March 2001.

[4] Special issues, "IMT-2000: Standards Efforts of the ITU," IEEE Personal Commun., vol.4, no.4, August 1997.

[5] C.S0024(IS-856), CDMA2000 High Rate Packet Data Air Interface Specification.

[6] B. Classon, K. Blankenship, and V. desai, "Channel coding for 4G systems with adaptive modulation and coding," IEEE Wireless Communications, vol.9, no.2, pp.8-13, February 2002.

[7] S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh Fading Compensatin for QAM in Land Mobile Radio Communication," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.42, no.2, pp.137-147, May 1993.

[8] G.J. Foschini and M.J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, vol.6, pp.311-335, March 1998.

[9] J.B. Andersen, "Array gain and capacity for known random channels with multiple element arrays at both ends," IEEE J. Select. Areas Commun., vol.18, no.11, pp.2172-2178, November 2000.

[10] S.M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," IEEE J. Select. Areas Commun., vol.16, pp.1451-1458, October 1998.

[11] H. Sampth, "A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance, and field trial results," IEEE Communications Magazine, vol.40, no.9, pp.143-149, September 2002.

[12] Chi-Hsiao Yih and E. Gerantiotis, "Adaptive modulation, power allocation and control for OFDM wireless networks," 11th IEEE PIMRC 2000, vol.2, pp.809-813, September 2000.

[13] S. Ye, "Adaptive modulation for variable-rate OFDM systems with imperfect channel information," IEEE 55th Vehicular Technology Conference, vol.2, pp.767-771, May 2002.

[14] A.K. Salkintzis, "WLAN-GPRS integration for next-generation mobile data networks," IEEE Wireless Communications, vol.9, no.5, pp.112-124, May 2002.

[15] A. Doufexi, "A comparision of the HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a wireless LAN standards," IEEE Comunications Magazine, vol.40, no.5, pp.172-180, May 2002.

[16] T. Sao and F. Adachi, "Comparative Study of Various Frequency Equalization Techniques for Downlink of a Wireless OFDM-CDMA System," IEICE Trans. Commun., vol.E86-B, no.1, pp.352-364, January 2003.

[17] H. Atarashi, S. Abeta, and M. Sawahashi, "Variable Spreading Factor-Othogonal Frequency and Code Division Multiplexing (VSF-OFCDM) for Broadband Packet Wireless Access," IEICE Trans. Commun., vol.E86-B, no.1, pp.291-299, January 2003.

[18] 中川正雄, "OFDM と CDMA の融合変調技術," 電子情報通信学会誌、vol.84, no.9, pp.643-648, September 2001.

[19] Y. Ogawa, M. Ohmiya, and K. Itoh, "An LMS adaptive array for multipath fading reduction," IEEE Trans. Aerosp. & Electron. Syst., vol.23, pp.17-23, January 1987.

[20] R.A. Monzingo and T.W., *Introduction to adaptive arrays*, John Wiley & Sons, New York, 1980.

[21] T.J. Shan and T. Kailath, "Adaptive beam-forming for coherent signals and interferences," IEEE Trans. Acoust. Speech & Signal Processing, vol.ASSP-33, no.3, pp.527-36, June 1985.

[22] R.L. Riegler and R.T. Compton Jr., "An adaptive array for interference rejection," Proc. IEEE, vol.61, pp.748-58, June 1973.

[23] 笹岡秀一他：“移動通信,” オーム社，1998年10月.

[24] 大鐘 武雄，小川 恭考：“アダプティブアレイと移動通信 [II] ーアルゴリズム,” 電子通信学会誌，vol.82, no.1, pp.55-61, January 1999.

[25] S. Haykin: “Adaptive Filter Theory (third edition),” Prentice Hall Englewood Cliffs, NJ, 1991.

[26] 林 和則，村島 伸幸，原 晋介，三瓶 政一，森永 規彦，“抑圧パイロット信号を用いたビームフォーミング法” 信学論 (B-I), vol.J81-B-I, no.11, pp.661-670, 1998年11月.

[27] 渡辺 勝己，三瓶 政一，森永 規彦，“DS/CDMA方式におけるマルチパス群一括受信ビームフォーミング方式, vol.J84-B, no.7, pp.1132-1140, 2001年7月.

[28] R. Kohno, H. Imai, M. Hatori, and S. Pasupathy, “Combination of an Adaptive Array Antenna and a Canceller of Interference for Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access System,” IEEE J. Sel. Areas Commun., Trans. Commun., vol.8, no.4, May 1990.

[29] Telecommunications Industry Association (TIA) TR45.5.4, “The cdma2000 ITU-R RTT Candidate Submission,” available from http://www.itu.int/imt/2-radio-dev/proposals/cdma2000(0.18).pdf, July 27, 1998.

[30] 田岡 秀和，片岡 卓土，樋口 健一，佐和橋 衛，“下りリンクVSF-OFCDMにおけるパス間の角度広がりに応じたアダプティブアンテナアレー送信法の実験結果,” Technical Report of IEICE, RCS2003-295, pp.107-112, January 2004.

[31] W.C. Jakes, Ed., Ed., *Microwave Mobile Communications*, IEEE Press, Piscataway, NJ, 1974.

[32] R. Steele, *Mobile Radio Communications*, IEEE Press, NY, 1992.

[33] T.S. Rappaport, *Wireless Communications: Priciples and Practice*, Prentice Hall, NJ, 1996.

[34] Y. Oda and T. Taga, “Clustering of Local Scattered Multipath Components in Urban Mobile Environments,” VTC-2002, vol.1, pp.11-15, May 2002.

[35] J.M. Gil and L.M. Correia, “Impact of Wideband Directional Propagation Channel Characteristics on Adaptive Beamforming,” IEICE Trans. Commun., vol.E85-B, no.12, pp.2640-2647, December 2002.

[36] W.A. Hapsari, S. Sampei, and N. Morinaga, “A study on channel model for MTMR antenna systems,” Technical report of IEICE, RCS2002-292, March 2003.

[37] F. Rashid-Farrokhi, K.J.R. Liu, and L. Tassiulas, "Transmit Beamforming and Power Control for Cellular Wireless Systems," IEEE JSAC, vol.16, no.8, October 1998.

[38] S. Sampei, Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications, Prentice Hall PTR, 1997.

[39] H. Holma and A. Toskala, "WCDMA for UMTS," John Wiley & Sons Ltd, 2000.

[40] D.M. Novaovic and M.L. Dukic, "Evolution of the Power Control Techniques for DS-CDMA Toward 3G Wireless Communication Systems," IEEE Commun. Surveys, Fourth Quarter 2000.

[41] J. Tanskanen, A. Huang, and I. Hartimo, "Predictive power estimators in CDMA closed loop power control," Proc. IEEE VTC Confl, vol.2, Ottawa, ON, Canada, pp.1091-1095, May 1998.

[42] F. Lau and W. Tam, "Intelligent closed-loop power control algorithm in CDMA mobile radio systems," Electron. Lett., vol.35, no.10, pp.785-786, May 1999.

[43] M. Sim, E. Gunawan, B. Soong, and C. Soh, "Performance study of close-loop power control algorithms for a cellular CDMA system," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.48, pp.911-921, May 1999.

[44] M. Aldajani and A. Sayed, "Adaptive Predictive Power Control for the Uplink Channel in DS-CDMA Cellular Systems," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.52, pp.1447-1462, November 2003.

[45] S. Abeta, "Adaptive Channel Estimation for Coherent DS-CDMA Mobile Radio Using Time-Multiplexed Pilot and Parallel Pilot Structures," IEICE Trans. Commun., vol.E82-B, no.9, pp.1505-1513, September 1991.

[46] ITU-R Recommendation ITU-R M.1225, "Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000," 1997.

[47] S. Suwa, H. Atarashi, S. Abeta, and M. Sawahashi, 'Optimum Bandwidth per Sub-Carrier of Multicarrier/DS-CDMA for Broadband Packet Wireless Access in Reverse Link', IEICE Trans. Fundamentals, vol.E85-A, no.7, pp.1624-1634, July 2002.

[48] M. Sawahashi, K. Higuchi, H. Atarashi, and N. Miki, "High-Speed Packet Wireless Access in W-CDMA and Its Radio Link Performance," IEICE, vol.J84-B, no.10, pp.1725-1745, October 2001.

[49] J.C. Liberti and T.S. Rappaport, Smart Antennas for Wireless Communications, Prentice Hall Englewood Cliffs, NJ, 1999.

[50] K. Higuchi, A. Fujiwara, and M. Sawahashi, "Multipath Interference Canceller for High-Speed Packet Transmission With Adaptive Modulation and Coding Scheme in W-CDMA Forward Link," IEEE J. Sel. Areas Commun., Trans. Commun., vol.20, no.2, pp.419-432, February 2002.

[51] K. Watanabe, S. Sampei, and N. Morinaga, "A Spatial Filtering Technique for Narrow Angle Spread Multipath Signals in DS/CDMA Adaptive Aarray Systems," 12th IEEE PIMRC Conf., vol.1, pp.D1-5, San Diego.

[52] Y. Liang, F. P. S. Chin, and K. J. R. Liu, "Downlink Beamforming for DS-CDMA Mobile Radio with Multimedia Services," IEEE Trans. Commun., vol.49, pp.1288 - 1298, July 2001.

[53] M. Sawahashi, Y. Miki, H. Ando, and K. Higuchi, "Pilot Symbol-assisted Coherent Multistage Inteference Canceller Using Recursive Channel Estimation for DS-CDMA Mobile Radio," IEICE Trans. Commun., vol.E79-B, pp.1262-1270, September 1996.

[54] S. Tanaka, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Pilot symbol-assisted decision-directed coherent adaptive array diversity for DS-CDMA mobile radio reverse link," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E80-A, no.12, pp.2445-2454, December 1997.

[55] T. Ohgane, S. Sampei, Y. Kamio, H. Sasaoka, and M. Mizuno, "UHF urban characteristics in wideband mobile radio communications," IEICE Trans. (B-II), vol.J72-B-II, no.2, pp.63-71, February 1989.

[56] N. Iguchi, S. Sampei, and N. Morinaga, "Analog Signal Feedback Type Transmit Power Control using a Delay Profile Extrapolation Technique," Technical Report of IEICE, pp.87 - 92, March 2002.

[57] M. Yamanaka, S. Sampei, and N. Morinaga, "A Study on Interference Suppression to Adjacent Cells/Sectors Using Adaptive Multipath Control Technique," WPMC 2003, vol.3, pp.237 - 241, October 2003.

本論文に関する原著論文

A 論文

1. Jaewan Kim, Seiichi Sampei, and Norihiko Morinaga, "Enhancement of Data Throughput in the AMC-Employed DS-CDMA Systems through Suppression of Channel Frequency Selectivity by a MTMR Antenna System," Transactions of IEICE B (採録決定論文).

2. J.W. Kim, S. Sampei, and N. Morinaga, "Data Throughput Enhancement by Frequency Selectivity Suppression in the Downlink DS-CDMA Beamforming Systems," IEE Electronics Letters, vol.40, no.23, pp.1494-1496, November 2004.

3. 金宰完，井口賀敬，三瓶政一，森永規彦，"DS-CDMA システムの上りリンクにおけるアナログ制御型送信電力制御方式,"電子情報通信学会，研究速報 (採録決定論文).

B 国際会議

1. Jaewan Kim, Seiichi Sampei, and Norihiko Morinaga, "Performance Analysis of MTMR Antenna System for Suppression of Channel Frequency Selectivity in the Adaptive Modulation Employed DS-CDMA Systems," The 6th International Symposium on WPMC, vol.2, pp.V2-391-395, October 2003.

2. Jaewan Kim, Seiichi Sampei, and Norihiko Morinaga, "Enhancement of Data Throughput in DS-CDMA Systems By Combining MTMR Antenna Systems with Analog-type TPC For the Suppression of Channel Frequency Selectivity," Proceedings of the 1st IEEE VTS APWCS, pp.33-37, January 2004.

C 大会発表

1. 金宰完，三瓶政一，森永規彦，"周波数選択性フェージングチャネルでの DS-CDMA システムにおける MTMR アンテナシステムのビーム制御によるデータ速度の向上に関する検討,"電子情報通信学会 2004 年総合大会講演論文集，B-5-21，March 2004.