



Title	符号分割多重/多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムに関する研究
Author(s)	大槻, 英知
Citation	大阪大学, 2004, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/2033
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

符号分割多重/多元接続方式を用いた
遍在アンテナシステムに関する研究

大槻 英知

大阪大学大学院 工学研究科 通信工学専攻

2004年 1月

謝辞

本論文は，大阪大学大学院工学研究科教授小牧省三博士の御指導の下に，筆者が大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻在学中に行った研究成果をまとめたものである．本研究の遂行にあたり，懇篤なる御教示，御鞭撻を賜った小牧省三教授に衷心より謝恩の意を表する次第である．

本論文をまとめるに際し，大阪大学大学院工学研究科電子情報エネルギー工学専攻教授北山研一博士，大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻助教授塚本勝俊博士に懇切丁寧なる御教示，御助言を賜った．ここに深く感謝の意を表する次第である．

大阪大学大学院在学中より通信工学全般および本研究に関して御教示，御助言を賜った大阪大学大学院工学研究科教授塩澤俊之博士，同河崎善一郎博士，同馬場口登博士，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大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻ならびに電子情報エネルギー工学専攻の諸先生方，広島国際大学教授森永規彦博士（大阪大学大学院工学研究科教授），元大阪大学大学院工学研究科教授前田肇博士（故人）に厚く感謝申し上げる．

また，研究の途上，有益な御助言と御協力，御激励を頂いた新熊亮一博士（現在京都大学大学院 情報学研究科 通信情報システム専攻），高橋伸氏（現在株式会社デンソー）をはじめとする卒業生ならびに岡村周太氏，四十九直也氏をはじめとする大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻小牧研究室の諸兄に感謝申し上げる．

内容梗概

本論文は、筆者が大阪大学大学院工学研究科在学中に行った符号分割多重/多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムに関する研究成果をまとめたものであり、以下の6章により構成されている。

第1章は、序論であり、本論文に関連する研究分野の現状を述べるとともに、本論文における研究背景および研究目的を明らかにする。

第2章では、遍在アンテナシステムについて概説し、その利点と問題点を明らかにする。無線通信路におけるマルチパスフェージングとダイバーシチについて説明を行う。

第3章では、符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムのシステム構成について説明を行い、信号品質を改善する方法として光リンク遅延の挿入を提案する。符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムでは複数基地局からの同じ信号が同じチップタイミングで受信されることによって自信号自身が干渉となり、信号品質の劣化が引き起こされる。この信号品質の劣化に対して、光リンク遅延の挿入を提案し、信号品質特性について理論的に解析を行い、その結果から本提案方式の有効性を示す。

第4章では、符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムにおける送信電力の低減効果を解析的に明らかにする。一般に符号分割多元接続では、遠近問題を回避するために送信電力制御を頻繁に行わなければならない。また、送信電力の削減は移動端末の小型化につながる。符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムでは、複数の無線基地局への信号を制御局で一括受信できるためダイバーシチ利得が得られ、送信電力が低減できる。また、複数の無線基地局への信号を制御局で受信できるためシャドーイング等による送信電力制御範囲の低減が可能となる。本章では、符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムにおける所要送信電力について理論解析を行い、その結果から送信電力、送信電力制御範囲の低減効果を明らかにする。

第5章では、符号分割多重方式を用いた遍在アンテナシステムのシステム構成について説明を行い、信号品質を改善する方法として符号化と光リンク遅延の挿入

を提案する．符号分割多重方式においては，複数移動局への送信信号間の同期がとれているので符号として直交符号が使われている．しかし，遍在アンテナシステムにおいては，同じ信号を複数アンテナから受信するために，移動局では直交符号間の同期がとれず，信号品質の劣化を引き起こす．本章では，この解決法として符号化と光リンク遅延の挿入を提案し，計算機シミュレーションを用いて，信号品質特性について評価を行い，その結果から本提案方式の有効性を示す．

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 遍在アンテナシステム	9
2.1 序言	9
2.2 Radio-on-Fiber リンクを用いた無線アクセスシステムの概要	9
2.3 遍在アンテナシステムの概要	11
2.4 ハンドオーバーとマクロダイバーシチ	13
2.5 無線通信におけるマルチパスフェージング	15
2.5.1 ドップラー周波数シフト	15
2.5.2 レイリーフェージング	16
2.5.3 ライスフェージング	18
2.5.4 周波数選択性フェージング	19
2.5.5 時間選択性フェージング	22
2.6 ダイバーシチ	23
2.6.1 RAKE 受信機を用いたダイバーシチ受信	25
2.7 結言	27
第3章 上りリンクへの光遅延挿入による信号品質改善	29
3.1 序言	29
3.2 符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステム	29
3.2.1 システムモデル	30
3.2.2 受信 SN 比の確率密度関数と累積確率分布	31
3.2.3 平均 BER	35
3.2.4 受信 SN 比の累積確率分布	36
3.2.5 無線リンクの平均 SN 比に対する平均 BER	36
3.3 上りリンクへの光遅延挿入による信号品質特性の改善	38
3.3.1 基地局の配置モデル	39

3.3.2	無線リンクの平均SN比	40
3.3.3	無線－光リンクを統合した伝搬路特性のモデル化	41
3.3.4	光遅延挿入時の信号伝送品質特性	43
3.3.5	端末の位置による信号伝送品質の変化	47
3.4	結言	51
第4章	上りリンクにおける送信電力、送信電力制御範囲の低減	53
4.1	序言	53
4.2	干渉端末が存在する場合のSIN比	53
4.3	送信電力と送信電力制御範囲	54
4.4	結言	58
第5章	下りリンクにおける符号化及び、光遅延挿入による信号品質改善	61
5.1	序言	61
5.2	シミュレーションモデル	61
5.3	光リンク遅延の挿入による二基地局中間点におけるBER特性	62
5.3.1	畳み込み符号化・軟判定ビタビ復号を用いない場合	63
5.3.2	畳み込み符号化・軟判定ビタビ復号を用いた場合	66
5.4	光リンク遅延挿入による移動端末位置に対するBER特性改善効果	68
5.5	結言	72
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	Radio-on-fiber リンクを用いたマイクロセル方式	10
2.2	遍在アンテナシステムの構成	12
2.3	遍在アンテナシステムの直線配置	12
2.4	遍在アンテナシステムにおけるマクロダイバーシチ	14
2.5	$\phi_c(\tau)$ と $\phi_C(\Delta f)$ の関係	21
2.6	$\phi_C(t)$ と $S_C(\lambda)$ の関係	23
2.7	RAKE 受信機の構成	26
3.1	システムモデル	30
3.2	受信 SN 比の累積確率分布	37
3.3	無線リンクの平均 SN 比に対する平均 BER	38
3.4	基地局の配置モデル	39
3.5	端末 - 基地局間距離と無線リンクの平均 SN 比の関係	41
3.6	伝搬路特性のモデル化	44
3.7	光リンク遅延量に対する平均 BER 特性 (1)	45
3.8	光リンク遅延量に対する平均 BER 特性 (2)	46
3.9	端末の位置に対する平均 BER 特性 (w/o RAKE)	48
3.10	端末の位置に対する平均 BER 特性 (7-Taps)	49
3.11	端末の位置に対する平均 BER 特性 (9-Taps)	50
4.1	必要とされる電力制御利得の累積確率分布	55
4.2	端末位置に対する必要電力制御利得の平均と標準偏差	56
4.3	端末位置に対する必要電力制御利得の平均 ± 標準偏差	57
4.4	非希望端末数に対する必要電力制御利得の平均と標準偏差	58
4.5	非希望端末数に対する必要電力制御利得の平均 ± 標準偏差	59
5.1	シミュレーションモデル	63
5.2	基地局と移動端末の配置	64
5.3	受信点における電力遅延プロファイル	64

5.4	平均受信 E_b/N_0 に対する BER 特性 (畳み込み符号化なし, $f_d = 0$ kHz)	65
5.5	平均受信 E_b/N_0 に対する BER 特性 (畳み込み符号化なし, $f_d = 4$ kHz)	65
5.6	平均受信 E_b/N_0 に対する BER 特性 (畳み込み符号化あり, $f_d = 0$ kHz)	67
5.7	平均受信 E_b/N_0 に対する BER 特性 (畳み込み符号化あり, $f_d = 4$ kHz)	67
5.8	基地局と移動端末の配置	69
5.9	各受信位置での遅延時間差	70
5.10	移動端末位置に対する BER 特性 (1 ユーザ)	70
5.11	移動端末位置に対する BER 特性 (3 ユーザ)	71
5.12	移動端末位置に対する BER 特性 (4 ユーザ)	71

表 目 次

3.1	数値計算に用いた諸定数 1	36
3.2	数値計算に用いた諸定数 2	47
5.1	シミュレーション諸元 1	64
5.2	シミュレーション諸元 2	69

第1章 序論

この数年間、我々を取りまく通信サービスの環境は劇的に変化してきている。家庭には ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line)[1] , CATV (CABle TeleVision) インターネット [2]や FTTH (Fiber to the Home)[3] など伝送速度が数Mbpsから 100Mbps といったブロードバンドサービスが急速に普及し、人々がインターネットアクセスを行うことが日常的なこととなった。しかし、人々の「いつでも・どこでも」通信が可能という通信に対する欲求は、固定された場所でしか行うことのできない有線通信では満たすことができず、無線通信への欲求がますます高まってきている。

ここ数年、無線通信技術はめざましい発展を遂げて、無線通信システムのユーザ数を急速に増加させている。その代表となるのは携帯電話システムである。第2世代携帯電話システムとして 800MHz 帯および 1.5GHz 帯を用いる PDC (Personal Digital Cellular) が現在は最も広く利用されている。この PDC の加入者数は 2003 年 10 月末現在、約 6200 万人である [4]。また、1999 年には端末のアクセス方式として PDC で用いられる TDMA (Time Division Multiple Access) ではなく CDMA (Code Division Multiple Access) を用いる cdmaOne 携帯電話システムがサービスの提供をはじめた。PDC でのデータ通信における伝送速度が 28.8kbps であったのに対し、cdmaOne では伝送速度が 128kbps のデータ通信が可能となっている。cdmaOne の加入者数は 2003 年 10 月末現在、約 500 万人である [4]。さらに、2000 年にはこの CDMA 技術を発展させ 3G 携帯電話システム IMT-2000 (International Mobile Telecommunication) の標準化が行われた。IMT-2000 は当初、世界共通の規格として標準化が進められてきたが、単一の規格にまとまらず W-CDMA (Wideband-CDMA) [5] と cdma2000 の 2 方式が採用された。2001 年より 3G の携帯電話サービスが提供されており、伝送速度が 384kbps のデータ通信が可能である。我が国では 2 つの方式が混在する形となり、この 3G の加入者数は 2003 年 10 月末現在、約 1100 万人である [4]。これらの携帯電話システムの合計の加入者数は約 7900 万人となり、国民の 6 割以上が携帯電話システムを利用していることとなる。また、1999 年より携帯電話を用いて電子メールやインターネットアクセスが行えるブラウザフォン [6] が登場し、利便性を理由に人々の「いつでも・どこでも」インターネットアクセス

が行いたいという欲求を満たすものとして急速にユーザ数を増やし、2003年10月末現在、そのユーザ数は約6700万人である[4].

携帯電話システムとならび、ここ数年めざましい成長を遂げている無線通信システムは無線LANである。無線LANで現在、製品として発売されているものはIEEE802.11a,b,g (Institute of Electrical and Electronics Engineers) [7],[8]に準拠したものである。IEEE802.11bは1999年に標準化がなされ、ISM (Industry Science and Medical) 帯と呼ばれる2.4GHz帯を用いて、CCK (Complementary Code Keying) 変調方式が使われて最大伝送速度11Mbpsのデータ通信を可能としている。IEEE802.11aは1999年に標準化がなされ、5GHz帯を用いて最大伝送速度54Mbpsのデータ通信を可能としている。2次変調方式には、地上波デジタル放送[9],[10]などで採用されているOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 変調が採用されている。IEEE802.11gは2003年6月に標準化がなされ、2.4GHz帯を用いて最大伝送速度が54Mbpsのデータ通信を可能としている。変調方式にはIEEE802.11bと互換性のあるDSSS-OFDM(Direct Sequence Spectrum Spread-OFDM)方式が採用されており、IEEE802.11bとの互換性のためにデータパケットのヘッダ部分をDSSS方式、データ部分をOFDM方式で2次変調が行われている。無線LANは室内での利用にとどまらず、屋外ホットスポットサービスとして展開されつつある[11],[12]。ホットスポットサービスとは無線LANのアクセスポイントを設置し、無線でのインターネット接続サービスを不特定多数の利用者に提供しているサービスで、路上、駅構内、公園、空港といった公共スペースに加え、ファーストフード店、喫茶店、ホテルのロビー等がアクセスポイントとして提供され、全国で数千~万のアクセスポイントが展開中である。また、VoIP (Voice over Internet Protocol) 技術[13],[14]を用いた音声通話サービスをホットスポットに導入することも検討されている。

その他の無線通信システムとしてITS (Intelligent Transportation System: 高度道路交通システム) が近年盛んに研究が行われている[15]-[17]。ITSとは、道路交通システムに情報通信技術を組み込み、交通情報や車両情報などをやりとりすることにより、移動や輸送の安全性や効率性、快適性の向上を図るシステムである。ITS技術の普及により交通渋滞が減少すれば、渋滞中のアイドリングなどによる排出ガス量の低減が期待できる。

ITSは以下に示す9つの分野に分けられ、国土交通省、警察庁、総務省、経済産業省の4省庁が連携して推進している[20].

1. ナビゲーションの高度化 : VICS (Vehicle Information and Communication System : 道路交通情報通信システム) 等によるナビの高度化
2. 自動料金収受システム : 料金所等のノンストップ化等
3. 安全運転の支援 : AHS (Advanced Cruise-Assist Highway Systems : 走行支援道路システム) 等による危険警告・自動運転等
4. 交通管理の最適化 : 経路誘導、公共交通優先信号制御
5. 道路管理の効率化 : 工事情報等の提供、特殊車両管理等
6. 公共交通の支援 : 公共交通の運行状況の提供等
7. 商用車の効率化 : 効率的な配車計画の支援等
8. 歩行者等の支援 : 歩行者等に経路・施設案内の提供等
9. 緊急車両の運行支援 : 緊急時通報、緊急車両の経路誘導等

また、これに関連して“スマートウェイ”という構想が提唱されている[20],[21]. スマートウェイとは路車間通信システム、センサー、光ファイバーネットワーク等の施設が組み込まれた道路で、スマートカー、スマートゲートウェイ(スマートウェイとスマートカーの間の情報通信を円滑に行うための技術)と三位一体となってITSを推進するシステムである. 現在、このスマートウェイ構想の中で既に実用化されているアプリケーションとして、VICS、ETC (Electric Toll Collection system : ノンストップ自動料金収受システム) がある.

VICSはVICSセンターで編集・処理された道路交通情報を、主要幹線道路では光(赤外線)ビーコン、高速道路では電波(準マイクロ波)ビーコン、広域エリアではFM多重放送でドライバーに提供するシステムである[22]. VICSは、1996年4月より実用化されて、現在ではサービスエリアは全都道府県をカバーしている.

ETCは有料道路の料金所において無線通信により課金情報をやり取りすることとで、停止することなく料金の支払いを可能にするシステムである. これにより料金所での支払いのための一旦停止に起因する交通渋滞の緩和が期待されている. 2001年3月より実用化が始まり、2003年9月末現在で882料金所に導入、ETCセットアップ数は2003年10月末現在で約175万件を突破している[23].

これらのシステムでは、いずれも車両と外部との情報のやりとりが必要であり、そのための基幹技術として路車間・車々間通信に関する研究が進められている。現在、路車間の無線通信には DSRC (Dedicated Short Range Communication)[23] というプロトコルが標準化されており、最大伝送速度 4Mbps の通信が可能となっている。また、この DSRC を利用したインターネット接続サービスの実証実験も行われている [23]。

このように携帯電話システムや無線 LAN システムの利用者の増加やその伝送速度の高速化を見ていくと、より一層高速、大容量な移動通信システムが必要とされる。一方、移動通信に割り当てられる周波数帯域は制限されており、高速、大容量な移動通信システムを構築することは簡単ではなく、21 世紀における課題の一つであるといえる。このような無線通信において周波数利用効率を改善し、高速、大容量な通信を行うための有効な方法の一つとして、ゾーンの小型化を図ったマイクロセル方式が提案されている。マイクロセル化により、周波数や符号の繰り返し利用回数を増大することができ、その結果、収容加入者数を増大させることやゾーンあたりの周波数帯域幅を拡大することができる。また、携帯機と無線基地局間の距離を短くできるので、送信電力を小さくでき電池の小型化、携帯機の小型化が可能になる。

しかし、マイクロセル方式では、セルが小さくなると、ハンドオーバー頻度が高くなり、通信路の切り替え回数が増加し、周波数割り当て等の基地局間におけるチャネル制御が複雑になる。また、加入者が特定のセルに集中する確率が高くなり、呼の集中を考慮して設備を配備すると設備余剰が発生しやすくなる。そして、そのようなセルの数の増加により基地局設備のコストがさらに増大する。また、新規サービス発生時の基地局更改あるいは新設に対し迅速性が低下し、投資規模が大きくなるといった問題がある。

この問題点を解決する方法として、電波をその形式を保存したまま光ファイバ転送する Radio-on-Fiber リンクを用いた無線アクセスシステム、光マイクロセル方式が提案されている [24]-[29]。この方式では、Radio-on-Fiber リンクを使用して無線アクセスシステムの制御局と基地局間を接続することによって、各セルに配置された複数のアンテナで送受信される無線信号を基地局-制御局間を電波の形式を保存したまま伝送することが可能となる。これにより、無線信号の信号処理やチャ

ネル制御などを集中制御局で一括処理可能となり、マイクロセル方式のデメリットである制御の複雑性、設備余剰の増大、ならびに設備更改時の問題を回避することができる。さらに、電波の形式を保存したまま伝送可能なので、様々な無線サービスに対しインフラの共用化を行うことができ、ヘテロジーニアスネットワークの構築が可能となる。現在、無線通信システムやITSでは、様々な無線サービスが混在する状況にあり、更に多種多様な無線サービスが提供されていくものと予想されるが、ヘテロジーニアスネットワークを構築できれば、新しいサービスを提供するときに無線基地局のようなインフラを新たに整備する必要が生じない。

ところで、無線アクセスシステムに Radio-on-Fiber リンクを用いると、複数のアンテナ基地局の配置とその送受信電力の大きさを調節すれば、等価的に1つの無線ゾーンを様々な形状で形成することが可能となる。このように一つの無線ゾーン内に無線アクセスポイントとなるアンテナ基地局が複数遍在しているシステムが提案され、遍在アンテナシステムと呼ばれている [30][31]。

遍在アンテナシステムでは複数のアンテナ基地局を用いて、マクロダイバーシチやソフトハンドオーバーが容易に可能となり [32]-[35]、移動通信、ITS に対して適用効果が高い [36]-[38]。

しかし、遍在アンテナシステムにおいて、シングルスター型の光リンク構成を用いると、光ファイバとその敷設に多大なコストが生じるため、光リンクの構成はパッシブダブルスター (PDS) 型やバス型が好ましいが、そのような光リンク構成を用いると、複数の遍在アンテナの配置により大きな遅延差のあるマルチパスを生成してしまい、信号伝送品質特性の劣化要因になると考えられる。この問題は、無線信号を CDMA 形式とすることが有効である。すなわち、各アンテナ基地局で受信された遅延差のある信号成分が光リンクにおいて合成されたものから、ある経路を通った信号成分のみを RAKE 受信機 [39],[40] により取り出すことができ、さらにそれらの信号を最大比合成することによって、大きなマクロダイバーシチ効果を得ることができると考えられる。

しかしながら、このような効果を享受するには、遍在アンテナシステムにおいては複数基地局からの同一信号が同じチップタイミングで受信されることによって RAKE 受信機でそれらの信号を分離することができず、自信号自身が干渉となり信号品質の劣化が引き起こされる問題を解決しなければならない。本研究では、遍

在アンテナシステムにおける光リンク遅延挿入を提案する[41]。提案システムでは、光リンク遅延を挿入することにより移動端末がセル内のどの位置にいても制御局は複数の無線基地局を経由してその端末の無線信号を同じチップタイミングで受信することが無くなるため、複数アンテナから受信する信号を容易に分離できマクロダイバーシチ効果を得ることができるので信号品質を改善できる。また、符号分割多元接続方式においては遠近問題を回避するために端末の送信電力制御を頻繁に行わなければならない。しかし、遍在アンテナシステムにおいては複数無線基地局への信号を制御局で受信するために送信電力の低減が可能であると考えられる[42]-[44]。そこで、本研究では送信電力と送信電力制御範囲の低減を第2番目の目的としている。さらに、符号分割多重を用いた遍在アンテナシステムの下りリンクに注目すると、複数無線基地局からの信号の無線端末で受信したときの直交符号間の符号同期が問題となる。そこで本研究では第3の目的として、遍在アンテナシステムにおける光リンク遅延挿入と符号化CDMの適用を提案し[45]-[49]、信号品質特性について計算機シミュレーションを行う。

本研究では、符号分割多重/多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムに関する研究の成果をまとめたものであり、以下の第2章から第6章で構成されている。

第2章では、遍在アンテナシステムについて概説し、その利点と問題点を明らかにする。無線通信路におけるマルチパスフェージングとダイバーシチについて説明を行う。

第3章では、符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムのシステム構成について説明を行い、信号品質を改善する方法として光リンク遅延の挿入を提案する。符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムでは複数基地局からの同じ信号が同じチップタイミングで受信されることによって自信号自身が干渉となり、信号品質の劣化が引き起こされる。この信号品質の劣化に対して、光リンク遅延の挿入を提案し、信号品質特性について理論的に解析を行い、その結果から本提案方式の有効性を示す。

第4章では、符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムにおける送信電力の低減効果を解析的に明らかにする。一般に符号分割多元接続では、遠近問題を回避するために送信電力制御を頻繁に行わなければならない。また、送信電力の削減は移動端末の小型化につながる。符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテ

ナシステムでは、複数の無線基地局への信号を制御局で一括受信できるためダイバーシチ利得が得られ、送信電力が低減できる。また、複数の無線基地局への信号を制御局で受信できるためシャドーイング等による送信電力制御範囲の低減が可能となる。本章では、符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムにおける所要送信電力について理論解析を行い、その結果から送信電力、送信電力制御範囲の低減効果を明らかにする。

第5章では、符号分割多重方式を用いた遍在アンテナシステムのシステム構成について説明を行い、信号品質を改善する方法として符号化と光リンク遅延の挿入を提案する。符号分割多重方式においては、複数移動局への送信信号間の同期がとれているので符号として直交符号が使われている。しかし、遍在アンテナシステムにおいては、同じ信号を複数アンテナから受信するために、移動局では直交符号間の同期がとれず、信号品質の劣化を引き起こす。本章では、この解決法として符号化と光リンク遅延の挿入を提案し、計算機シミュレーションを用いて、信号品質特性について評価を行い、その結果から本提案方式の有効性を示す。

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。

第2章 遍在アンテナシステム

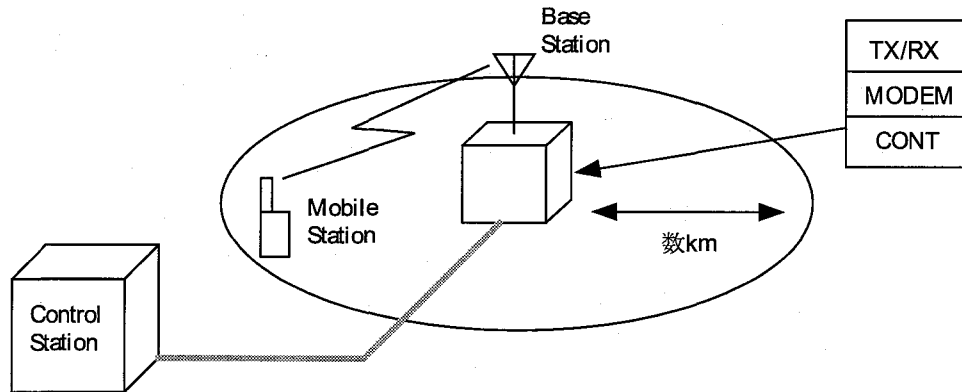
2.1 序言

本章では、遍在アンテナシステムの概要とその利点と問題点について述べ、無線通信におけるマルチパスフェージングとダイバーシチについて説明する。まず2.2節では、Radio-on-Fiber リンクを用いた無線アクセスシステムについて概説する。次に2.3節では、遍在アンテナシステムの概要とその特性について述べる。そして2.4節では、マイクロセル方式、Radio-on-Fiber リンクを導入したマイクロセル方式、遍在アンテナシステムにおけるハンドオーバとマクロダイバーシチについて述べる。2.5節では、無線通信におけるマルチパスフェージングについて述べ、2.6節で、マルチパスフェージングによる信号品質劣化に対する技術としてダイバーシチについて説明し、CDMA 無線通信システムにおける RAKE 受信機を用いたダイバーシチについて述べる。

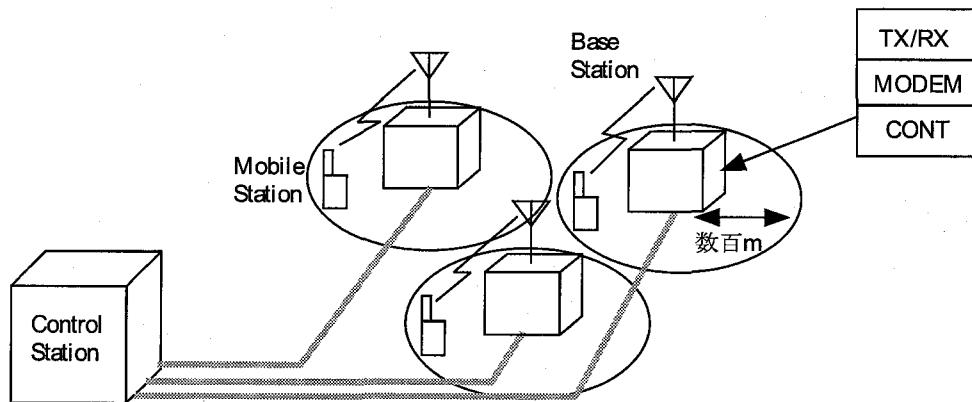
2.2 Radio-on-Fiber リンクを用いた無線アクセスシステムの概要

近年、携帯電話や携帯端末を用いた情報通信サービスなどの移動通信が爆発的に普及し、高速、大容量な移動通信システムが必要とされている。これに対処する方法の一つとして、移動通信のゾーンの小型化を図ったマイクロセル無線通信方式(図2.1(b))が考えられている。これは、従来の半径数キロメートルのマクロセル(図2.1(a))を、マイクロセルと呼ばれる半径数百メートルのエリアに分割することによって、周波数や符号の繰り返し利用回数を増加し、加入者の収容能力を高め、同時に、携帯機の小型化、省電力化を図ろうとするものである。しかし、セル数が極端に増加すると、各セルに配置しているマイクロセル基地局の設備コスト、基地局と制御局の接続、およびそれらの効率的な制御が問題となる。

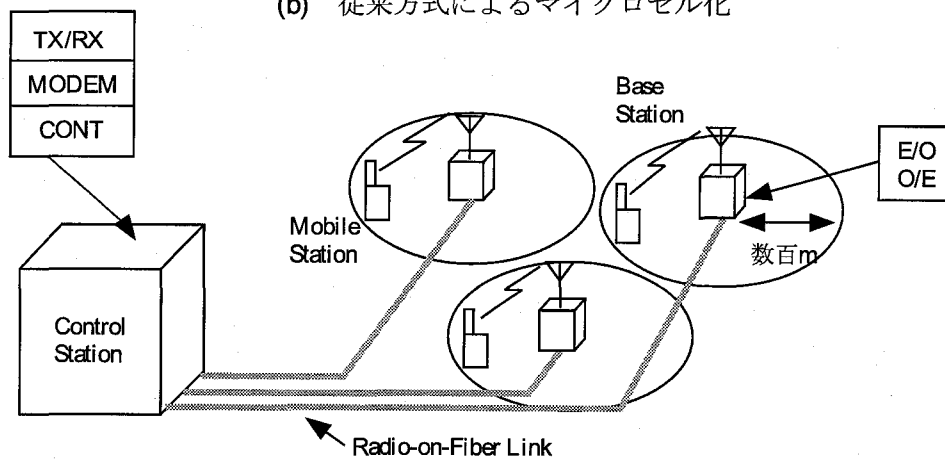
これらの問題を解決する方法として、Radio-on-Fiber リンクを用いたマイクロセル方式(図2.1(c))が提案されている。この方式では、Radio-on-Fiber リンクを用いて制御局-基地局間を接続しており、アンテナ基地局において移動端末から送信されたRF信号を光信号に変換(E/O変換)し、制御局に光ファイバを用いて伝送する。制御局では、各アンテナ基地局からRF信号の形態のまま送られてきた光



(a) 従来のマクロセル方式



(b) 従来方式によるマイクロセル化



(c) Radio-on-Fiberを用いたマイクロセル化

図 2.1: Radio-on-fiber リンクを用いたマイクロセル方式

信号を電気信号に変換 (O/E 変換) し, 集中配備された無線設備によって信号を受信する. 従って, 従来各マイクロセル基地局に配置する必要のあった TX/RX (送信機と受信機), MODEM (変復調器), CONT (supervisory controller) などを全て制御局に配備できるため, 各基地局は飛躍的に小型・簡易化され, 基地局設備コストが低減される. また, この方式によってマイクロセル化によって発生する常時使用されない基地局無線機器の数を減少できるという利点がある. さらに, システムの変更による制御局の設備更改, あるいは基地局の増設が比較的容易に行え, 非常に柔軟性に富んだシステムを構築することができる.

2.3 遍在アンテナシステムの概要

本節では, 遍在アンテナシステムの概要について説明する. 前節で述べた, Radio-on-Fiber リンクを用いた無線アクセスシステムにおいて, 各アンテナ基地局ごとに, 周波数, 符号の割り当てを行わず, 基地局ごとの識別を行わないことによって, 複数のアンテナ基地局で等価的に 1 つの無線ゾーンを形成することが可能となる. このように一つの無線ゾーン内に無線アクセスポイントとなるアンテナ基地局が複数遍在しているシステムが提案され, 遍在アンテナシステムと呼ばれている [30][31].

遍在アンテナシステムの基本構成を図 2.2 に示す. 図 2.2 に示すように, 送信電力の小さな (カバーするエリアの小さい) アンテナ基地局を多数配置することによって, 等価的に一つの大きなセルを構築することができるため, ミリ波や準ミリ波などを用いた伝搬ロスの大きな環境において, 等価的に一つの大きなセルを形成することが可能となり, 一つの基地局から大きな電力で電波を送信するよりも, 消費電力の低減を図ることが可能である [44].

さらに, この遍在アンテナシステムにおいて, 複数のアンテナ基地局の配置とその送受信電力の大きさを調節することによって, 様々な形態の無線ゾーンを形成することが可能となる. 複数のアンテナ基地局を直線上に配置すれば (図 2.3), ストリート状のセルを構築することができ, ITS (Intelligent Transport System) への適用などが考えられる [36]-[38].

しかし, この遍在アンテナシステムにおいて, シングルスター型の光リンク構成を用いると, 光ファイバーとその敷設のため多大なコストが生じてしまう. そのため, 光リンクの構成はパッシブダブルスター (PDS) 型, あるいはバス型が好まし

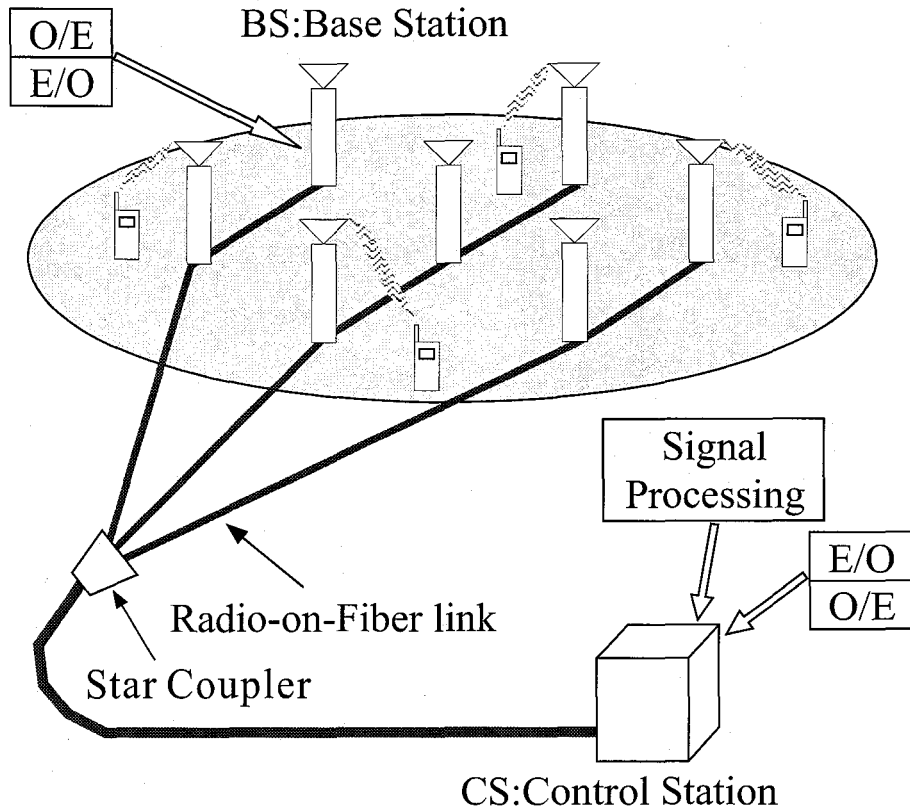


図 2.2: 遍在アンテナシステムの構成

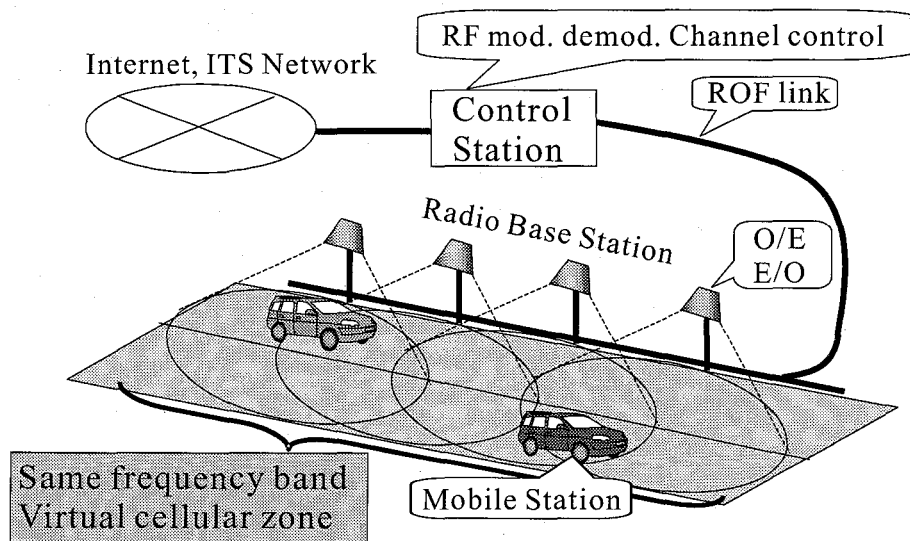


図 2.3: 遍在アンテナシステムの直線配置

いが、そのような光リンク構成を用いると、複数のアンテナ基地局とその配置により大きな遅延差のあるマルチパスを生成してしまう。一般に、このようなマルチパスによる遅延波は、信号伝送品質特性を著しく劣化させてしまうため、遍在アンテナシステムには、遅延波に強い通信方式、あるいは遅延波を除去する方式などの適用が必要となる。

2.4 ハンドオーバーとマクロダイバーシチ

マイクロセル方式では、セルの半径を数百メートル(100~300m)程度に小型化している。このため、人が歩きながら通信をしている場合でもかなりの頻度で異なったセルを横切ることとなる。また自動車などの乗り物を利用した場合はさらにこの切り替え頻度が高くなる。このため、セル間でのハンドオーバーの問題を解決する必要がある、この問題に対する研究が盛んに行われている[37][38]。

しかし、従来方式のマイクロセル方式では隣接する複数の基地局で観測した端末の送受信レベル、同一チャネル干渉または符号誤り率などのデータを基地局間にまたがって伝送し、どの基地局との信号の送受信が最適であるか判断した後、切り替えを実施する必要がある、制御のための情報が従来のマクロセル方式に比べて高い頻度でやり取りされることになる。このための制御は複雑となり、かつ高速に行わなければならない。

これに対して制御局-基地局間でRadio-on-Fiberリンクを導入したマイクロセル方式では、すべてのセルの受信信号をそのまま制御局に一括転送しているため、全セルについて集中的かつ瞬時に詳細情報の把握が行えるのみならず、各セル情報の伝送に必要な伝送チャネルが不要となり、高速かつ的確なチャネル切り替えが可能となる。さらに、遍在アンテナシステムの場合は、複数のアンテナで一つの無線ゾーンを構成しており、そのゾーン内では、端末と信号を送受信するアンテナ基地局によって電波の伝搬路が異なるだけであり、一つのゾーン内でのアンテナ基地局間の移動に対して、ハンドオーバー制御の必要はなくなる。遍在アンテナによって、マクロセルと同じ大きさの無線ゾーンを構成すれば、その無線ゾーン間を移動するときだけにハンドオーバー制御が必要となり、その頻度はマクロセル方式と同様となる。

また、Radio-on-Fiberリンクを導入したマイクロセル方式では、各種制御設備

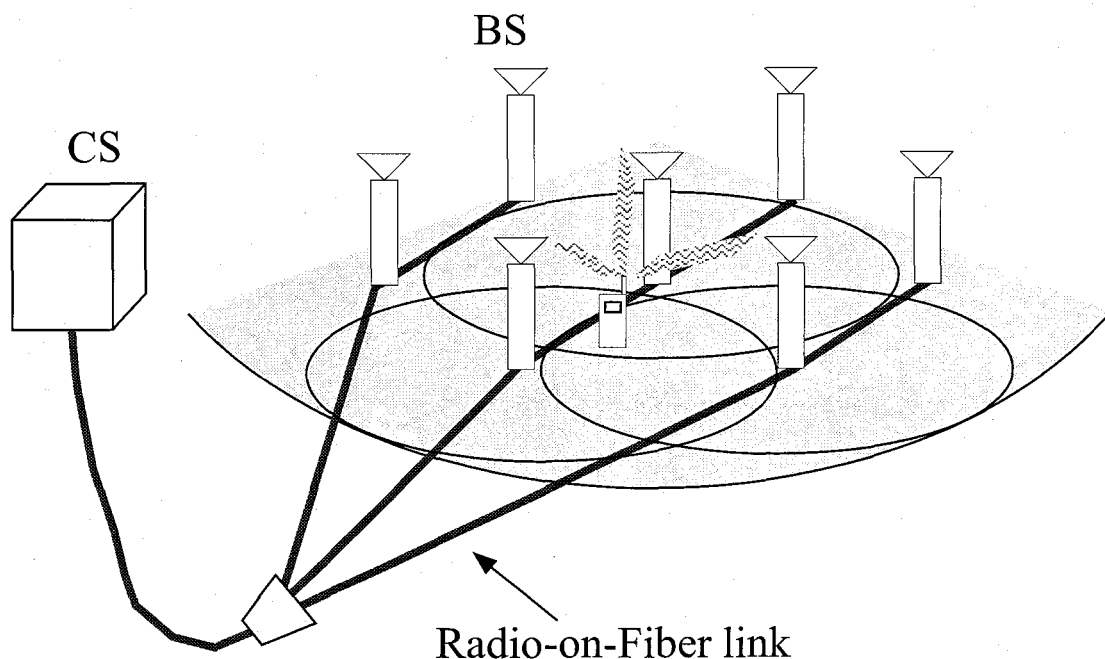


図 2.4: 遍在アンテナシステムにおけるマクロダイバーシチ

を制御局に集中配置することによるハンドオーバーの的確性・高速性はチャンネル切り替えの容易化という効果に留まらず、マクロダイバーシチを極めて容易にかつ高速に実現することを可能とする。これと同様に、遍在アンテナシステムにおいても、一つの無線ゾーン内において、複数のアンテナ基地局が設置してあり、その中のいくつかのアンテナ基地局で信号を受信することによって、互いに独立な電波の伝搬路を複数得ることができる。これにより、光リンクがシングルスター型であれば、その複数の信号を独立に受信できる。また、光リンクがバス型やPDS型である場合は、複数の伝搬路を通った信号が遅延差を含んだまま合成されることにより、信号伝送品質が劣化するのは前節で述べたとおりであるが、合成された信号から、各々のアンテナ基地局で受信された信号成分を取り出すことができれば、マクロダイバーシチを実現することが可能となる。従って、マクロダイバーシチを適用することによって移動通信において問題となるマルチパスフェージングによる伝送特性の劣化を改善することができ、信号伝送品質の向上が期待できる。

2.5 無線通信におけるマルチパスフェージング

本節では無線通信におけるマルチパスフェージング [40],[50] について説明する。無線通信・移動体通信においては、送信機からの送信電波は送受信機間に存在する建物や地形変化などにより様々な反射や回折、散乱等を受けて受信機で受信されており、電波の伝搬経路が多数存在している。このように電波の伝搬経路が多数存在する環境をマルチパス環境という。マルチパス環境においてはそれぞれの伝搬経路長の違いにより遅延時間差が生じ、伝送波形に歪みが生じる。また、端末の移動に伴いドップラー周波数シフトを受け各伝搬経路の位相が変化するため、合成波の振幅および位相が著しく変動し(マルチパスフェージング)伝搬特性が著しく劣化する。そのため、無線通信システムではマルチパスフェージングに対する対策が不可欠である。

そこで、まず2.5.1節では、ドップラー周波数シフトについて説明する。次に2.5.2節では、移動体通信など遮蔽物が多く、基地局-移動局間がLOS (Line Of Sight) に無い場合に電波が多重伝搬路を経由して到来することによって起こるレイリーフェージングについて説明し、2.5.3節では、ITSにおける高速道路上での通信など、遮蔽物が少なくLOS通信となる場合に起こるライスフェージングについて説明する。2.5.4節では、マルチパス環境における周波数選択性フェージングについて説明し、2.5.5節では、時間選択性フェージングについて説明する。

2.5.1 ドップラー周波数シフト

ここでは、基地局から移動局に単一周波数 f_c の電波が送信された場合を考える。送信信号はマルチパス環境において多数の平面波となって到来し、移動局周辺にランダムな定在波性の電磁界分布を形成するものとする。このとき n 番目に到来する素波 $e_n(t)$ が移動局の進行方向に対して角度 ϕ_n で到来しているものとする、次式のように表される。

$$e_n(t) = \operatorname{Re} \left[z_n(t) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (2.1)$$

ここで $\operatorname{Re}[\]$ は実部を表し、 $z_n(t)$ は複素包絡線を表す。素波 $e_n(t)$ が長さ l_n の伝搬

路を経由して到来するものとし、送信波の波長を λ 、移動局の走行速度を v とすると、 $z_n(t)$ は、

$$z_n(x) = R_n \exp j \left(-2\pi \frac{l_n - vt \cos \phi_n}{\lambda} + \theta_n \right) \quad (2.2)$$

$$= x_n(t) + jy_n(t) \quad (2.3)$$

と表される。 R_n および θ_n は n 番目に到来する素波の包絡線と位相で、いずれもランダムな確率変数である。式(2.3)は、 n 番目の素波がドップラー効果により $v \cos \phi_n / \lambda$ だけ周波数偏移を受けることを表している。このとき $f_d = v / \lambda$ は最大ドップラー周波数である。

2.5.2 レイリーフェージング

到来する素波の数を N とすると、受信波 $e(t)$ は次式のように表される。

$$e(t) = \sum_{n=1}^N e_n(t) \quad (2.4)$$

$$= \operatorname{Re} \left[\sum_{n=1}^N z_n(t) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (2.5)$$

ここで、受信波の同相成分 $x(t)$ と直交成分 $y(t)$ を用いて、

$$z(t) = \sum_{n=1}^N z_n(t) \quad (2.6)$$

$$= \sum_{n=1}^N x_n(t) + j \sum_{n=1}^N y_n(t) \quad (2.7)$$

$$= x(t) + jy(t) \quad (2.8)$$

とすると、式(2.5)および式(2.8)より $e(t)$ は、

$$e(t) = x(t) \cos 2\pi f_c t - y(t) \sin 2\pi f_c t \quad (2.9)$$

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

$$p(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.10)$$

ここで σ^2 は信号の平均電力である. また式 (2.9) の受信波は, 包絡線 $R(t)$ と位相 $\theta(t)$ を用いて,

$$e(t) = R(t) \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] \quad (2.11)$$

と表すことができ, $R = R(t)$ と $\theta = \theta(t)$ の確率密度関数 $p(R, \theta)$ は次式のように表される.

$$p(R, \theta) = \frac{R}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.12)$$

これより R および θ は互いに独立なランダム確率変数であり, それぞれの確立密度関数 $p(R)$ と $p(\theta)$ は次式のように表される.

$$p(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.13)$$

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi} \quad (2.14)$$

上式より, フェージング受信波の包絡線と位相の変動は, レイリー分布と一様分布となることがわかる. このような受信信号の変動をレイリーフェージングと言う.

2.5.3 ライスフェージング

一方, ITSにおける高速道路上での通信では遮蔽物が少なく, 見通し内通信が主となるため, 受信波は電力レベルの高い直接波と包絡線分布がレイリー分布に従う散乱波の合成波で構成される.

直接波の包絡線を $A(t)$ とおくと, 式 (2.8) で示した受信信号の複素包絡線は

$$z(t) = \{A(t) + x(t)\} + j \cdot y(t) \quad (2.15)$$

で与えられる. このとき, $z(t)$ の包絡線 $r(t)$ と位相 $\theta(t)$ はそれぞれ

$$r^2(t) = \{A(t) + x(t)\}^2 + y^2(t) \quad (2.16)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{y(t)}{A(t) + x(t)} \right) \quad (2.17)$$

と表される. ここで, $w(t) = A(t) + x(t)$ とすると, $w(t)$ は平均値 $A(t)$, 分散 σ^2 のガウス分布に従う不規則変動であるから, $w(t)$, $y(t)$ の結合確率密度関数 $p(w, y)$ は

$$p(w, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp \left(-\frac{(w - A)^2 + y^2}{2\sigma^2} \right) \quad (2.18)$$

で与えられ, 包絡線 $r(t)$ と位相 $\theta(t)$ を用いて変数変換を行うと,

$$p(r, \theta) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp \left(-\frac{r^2 + A^2 - 2Ar \cos \theta}{2\sigma^2} \right) \quad (2.19)$$

$$p(r) = \int_0^{2\pi} p(r, \theta) d\theta = \frac{r}{\sigma^2} \exp \left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2} \right) I_0 \left(\frac{Ar}{\sigma^2} \right) \quad (2.20)$$

となる. ここで, $I_0(\cdot)$ は第1種0次の変形ベッセル関数であり,

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(\cos \theta) d\theta \quad (2.21)$$

で与えられる. この包絡線分布 $p(r)$ が仲上-ライス分布として知られており, 包絡線分布が仲上-ライス分布に従うフェージングをライスフェージングと呼ぶ. レイリーフェージングはライスフェージングの特別な場合 ($A = 0$) である. また,

直接波とマルチパス成分の電力比を表す $K[\text{dB}]$ はライスパラメータと呼ばれ、次式で表される.

$$K = 10 \log_{10} \left(\frac{A^2/2}{\sigma^2} \right) \quad (2.22)$$

2.5.4 周波数選択性フェージング

次に、マルチパス環境下における遅延波による影響について考える. 送信信号 $s(t)$ を次式のように表す.

$$s(t) = \text{Re} \left[s_u(t) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (2.23)$$

ここで $s_u(t)$ は送信信号 $s(t)$ の等価低域表現である. 送信信号は異なった伝搬遅延と減衰量を持つ複数の伝搬路を経由して受信される. このとき受信信号 $r(t)$ は次式で表すことができる.

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t) s[t - \tau_n(t)] \quad (2.24)$$

ここで $\alpha_n(t)$, $\tau_n(t)$ はそれぞれ n 番目の伝搬路の減衰量および伝搬遅延である. 式(2.23)を式(2.24)に代入すると

$$r(t) = \text{Re} \left(\left\{ \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_u[t - \tau_n(t)] \right\} e^{j2\pi f_c t} \right) \quad (2.25)$$

となる. 受信信号 $r(t)$ の等価低域受信信号 $r_u(t)$ は式(2.26)で表される.

$$r_u(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_u[t - \tau_n(t)] \quad (2.26)$$

式(2.26)より伝搬路の等価低域インパルス応答は次式で表される.

$$c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta[\tau - \tau_n(t)] \quad (2.27)$$

ここで、周波数 f_c の単一周波数正弦波の伝送を考える． $s_u(t) = 1$ であるから，マルチパス伝搬路においては受信信号は式 (2.26) より，

$$\begin{aligned} r_u(t) &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \\ &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \end{aligned} \quad (2.28)$$

となる．ここで $\theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$ である．この τ_n はランダム過程であるので，受信信号 $r(t)$ もランダム過程となる．さらに受信信号の振幅 R の確率密度関数 $p(R)$ は式 (2.13) で表されるレイリー分布に従う．

次に，マルチパスフェージング伝搬路の等価低域インパルス応答について考える．そのために $c(\tau; t)$ の相関関数について検討する． $c(\tau; t)$ が広義の定常であるとする． $c(\tau; t)$ の自己相関関数は，

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (2.29)$$

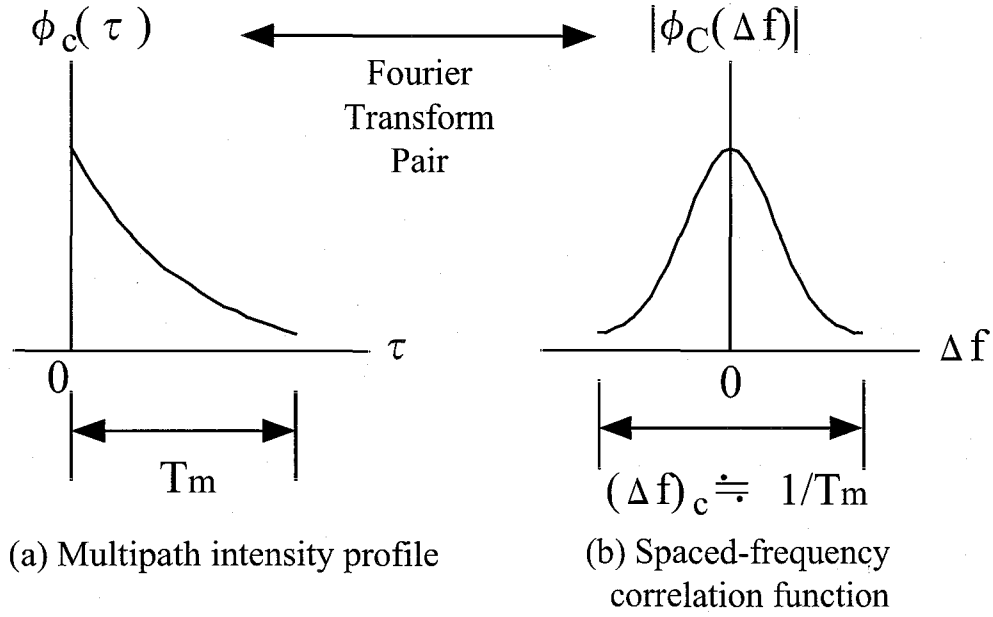
で定義される．一般に2つの異なる遅れをもつパスは互いに無相関であると考えることができ，式 (2.29) は次式のようになる．

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.30)$$

$\Delta t = 0$ とした場合，自己相関関数 $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ は遅延時間 τ で到着する受信波の平均受信電力であり，Multipath Intensity Profile，または遅延プロファイルと呼ばれる (図 5.3(a))．そして $\phi_c(\tau)$ が 0 でない τ の範囲 T_m を遅延広がりと言う．

次にマルチパスフェージング伝搬路の周波数選択性について説明する． $c(\tau; t)$ を τ についてフーリエ変換すると，

$$C(f; t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (2.31)$$

図 2.5: $\phi_c(\tau)$ と $\phi_C(\Delta f)$ の関係

となる. $c(\tau; t)$ が時間 t において平均 0 の複素ガウスランダム過程とすると, $C(f; t)$ もまた同じ統計的性質を持つ. $c(\tau; t)$ が広義の定常であるとする, $C(f; t)$ も広義の定常であり, $C(f; t)$ の自己相関関数は次式のようになる.

$$\phi_C(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [C^*(f_1; t) C(f_2; t + \Delta t)] \quad (2.32)$$

式 (2.31) を式 (2.32) に代入すると次式が得られる.

$$\begin{aligned} \phi_C(f_1, f_2; \Delta t) &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{j2\pi(f_1 - f_2)\tau_1} d\tau_1 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{j2\pi\Delta f\tau_1} d\tau_1 \equiv \phi_C(\Delta f; \Delta t) \end{aligned} \quad (2.33)$$

ここで $\Delta f = f_2 - f_1$ である．式(2.33)において $\Delta t = 0$ とすると $\phi_C(\Delta f; \Delta t)$ は

$$\phi_C(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau \quad (2.34)$$

となる(図5.3(b))．図において $(\Delta f)_c$ はコヒーレント帯域幅と呼ばれ， $(\Delta f)_c$ が送信信号の帯域幅に比べて小さければその伝送路は周波数選択性フェージングチャネルであり，送信信号の周波数スペクトルに歪みが生じ伝搬特性が著しく劣化する．逆に $(\Delta f)_c$ に比べて送信信号の帯域幅が小さければそのチャネルは周波数非選択性フェージングチャネルである．マルチパス環境下で広帯域の信号を送送した場合，周波数選択性フェージングにより信号波形は歪む．このため無線通信・移動通信環境下で高速伝送をするためにはこの周波数選択性フェージング対策が必要である．

2.5.5 時間選択性フェージング

次に，マルチパス環境における時間選択性について検討する．式(2.33)において Δt に注目する．伝搬路の時間変化は2.5.1節に述べたドップラー周波数に関係しており，ドップラー周波数が大きくなると伝搬路の時間変化が激しくなる．式(2.33)の $\phi_C(\Delta f; \Delta t)$ において Δt に関してのフーリエ変換を次式のように $S_C(\Delta f; \Delta \lambda)$ と定義する．

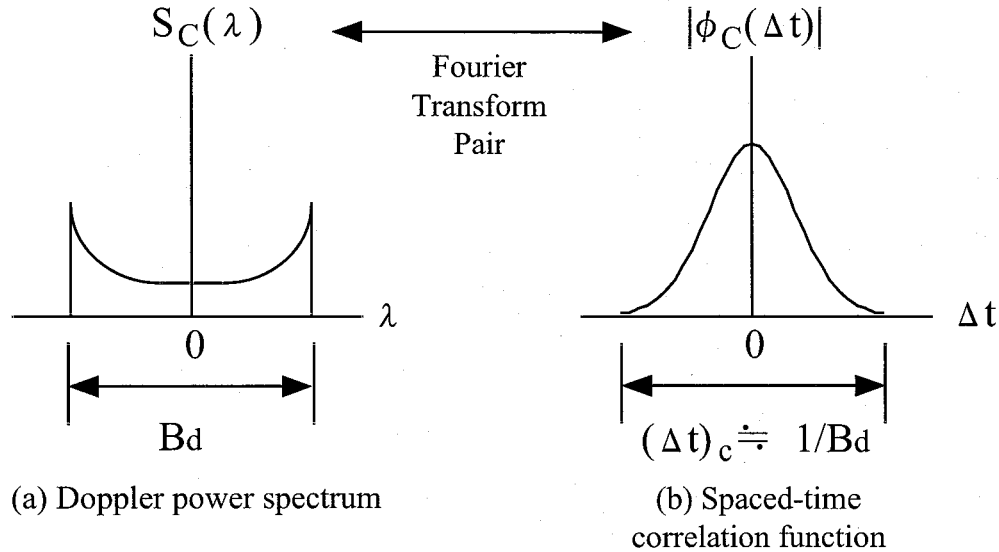
$$S_C(\Delta f; \lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_C(\Delta f; \Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t \quad (2.35)$$

$\Delta f = 0$ とした場合， $S_C(0; \lambda) \equiv S_C(\lambda)$ は次式で表される．

$$S_C(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_C(\Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t \quad (2.36)$$

ここで $S_C(\lambda)$ をドップラー電力スペクトルと呼ぶ．

図2.6において $(\Delta t)_c$ はコヒーレンス時間と呼ばれる．送信信号の1シンボル長に対して $(\Delta t)_c$ が長い場合，ドップラー周波数は低く伝搬路による時間的変動は少ないと考えられる．伝搬路による時間的変動が少なく，1シンボル内ではほぼ一定

図 2.6: $\phi_C(t)$ と $S_C(\lambda)$ の関係

であるとみなせる場合，その伝搬路を低速フェージングチャネルと呼ぶ．これに対して伝搬路による時間的変動が激しく，1シンボル内でも伝搬路による時間的変動が大きい場合，その伝搬路を高速フェージングチャネルと呼ぶ．高速フェージングチャネルでは，送信信号の波形は時間的に歪み伝搬特性は著しく劣化する．

2.6 ダイバーシチ

本節では，マルチフェージングによる信号伝送品質の劣化に対する技術として，ダイバーシチ [51],[52] について説明する．2.6.1 節では，CDMA 無線通信システムにおける RAKE 受信機を用いたダイバーシチについて述べる．

フェージング対策技術は，歴史的に，アンテナを利用したダイバーシチ技術が研究され，利用されてきた．相関の大きな電波をいくら集めても，ダイバーシチによる効果は得られない．その理由は，受信電界強度が低下するとき，その電波と相関の大きな電波は一樣に受信電界強度が下がるからである．もし独立に変動する受信信号が得られれば，一方が落ち込んでも確率的にはそれと相反する振る舞いをし，電界強度の高い状態を維持するものが得られる．そのため，ダイバーシチ受信では独立したダイバーシチ枝を実現することが重要になる．ダイバーシチ枝を実現

する方法として次に示すものが利用されている。

- 空間ダイバーシチ

空間的に十分離れた2本以上の受信アンテナを用いる方法であり、移動局で受信をする場合はアンテナを半波長程度離せば無相関に近いフェージング受信波を得ることができる。アンテナ系の構成が簡単になることから、実現性が高く多用される。しかし広帯域の信号に対しては、各ダイバーシチブランチの伝搬路の周波数特性が各ブランチ毎に異なるために、ダイバーシチ効果が得られないという欠点を持つ。

- 周波数ダイバーシチ

周波数の異なる複数の送信波を用いる方法であり、互いに独立なフェージング波を得るためには、コヒーレンス帯域幅以上離れた複数の周波数を用いる必要がある。しかし、この方法では周波数の利用効率は悪くなる。

- 角度ダイバーシチ

指向性の異なる受信アンテナを用いる方法であり、多重波の到来方向の広がり大きい移動局での受信に適している。特に、指向性をマルチパスの状況に応じてアダプティブに変化させるアダプティブアレーアンテナ技術は、現在様々な検討が行われている。しかし、ブランチ数を多く取るためにはビーム幅が狭く鋭い指向性の受信アンテナが必要となる。

- 偏波ダイバーシチ

水平偏波および垂直偏波をそれぞれ受信する2本のアンテナを用いる方法であり、空間ダイバーシチのように受信アンテナを離す必要はないが、ブランチ数は2つしかとれない。

- 時間ダイバーシチ

コヒーレンス時間程度以上時刻が経過するとフェージング変動の相関が小さくなる。このことを利用して、一定時間間隔で同一情報を複数回送信する方式である。受信機は簡単になるが時間上の利用効率が小さくなる。

このような方法で得られた互いに相関のない複数の受信波は、ダイバーシチ枝として機能する。これらの受信波を合成する方法には次のようなものがある。

- 選択合成法 (Selection Combining : SC)

受信した複数のフェージング波のうちで最大の包絡線レベルのものをスイッチで切り替えて出力する方法。または、一方の信号があるスレッシュホールド値を割るまで使用して、スレッシュホールド値を割ったとき、他方の信号がスレッシュホールド値以上であればそちらに切り替える方法。

- 等利得合成法 (Equal Gain Combining : EGC)

受信した複数のフェージング波を互いに同位相に合わせ、各枝に対して等しく重み付けをして合成する方法。

- 最大比合成法 (Maximal Ratio Combining : MRC)

受信した複数のフェージング波を互いに同位相に合わせる他に、フェージング波の包絡線レベルに比例した重み付けを行って合成する方法。しかし、受信信号の振幅および位相をともに制御して合成する必要があるために受信機ハードウェアが複雑になる。

2.6.1 RAKE 受信機を用いたダイバーシチ受信

本節では、無線信号の電波形式が CDMA の場合には、フェージングに対するダイバーシチ技術として、RAKE 受信機を用いることによって信号伝送品質を改善することができることについて説明する。

まず、図 2.7 に RAKE 受信機の簡単な構造を示す。入力した遅延差のある複数の同一信号は、遅延線によってタップごとにさらに T_c (チップ時間) ずつの遅延を付け加えられて、各々のタップに出力される。各々のタップでは遅延線から出力された受信信号と $L(t)$ とを乗算し積分を行い逆拡散・復調を実行する。その際、局発信号の位相と一致する受信信号が存在していれば、信号のレベルに比例した値が出力される。この値は、通信路のタップ関数の値になる。図 2.7 の上部に、受信信号の構成が示してある。受信信号は、伝搬路を測定する信号部分と情報を伝送する部分とから構成されている。伝搬路測定用信号 (サウンダ : sounder) が伝送されているときは、受信機のスイッチが伝搬路測定の経路に接続され、測定値を読み取りタップ関数の値を固定する。次に情報信号が伝送されている時間帯はスイッチが本線の方に接続され、逆拡散された情報信号に信頼性に応じた重み付けがほどこされて

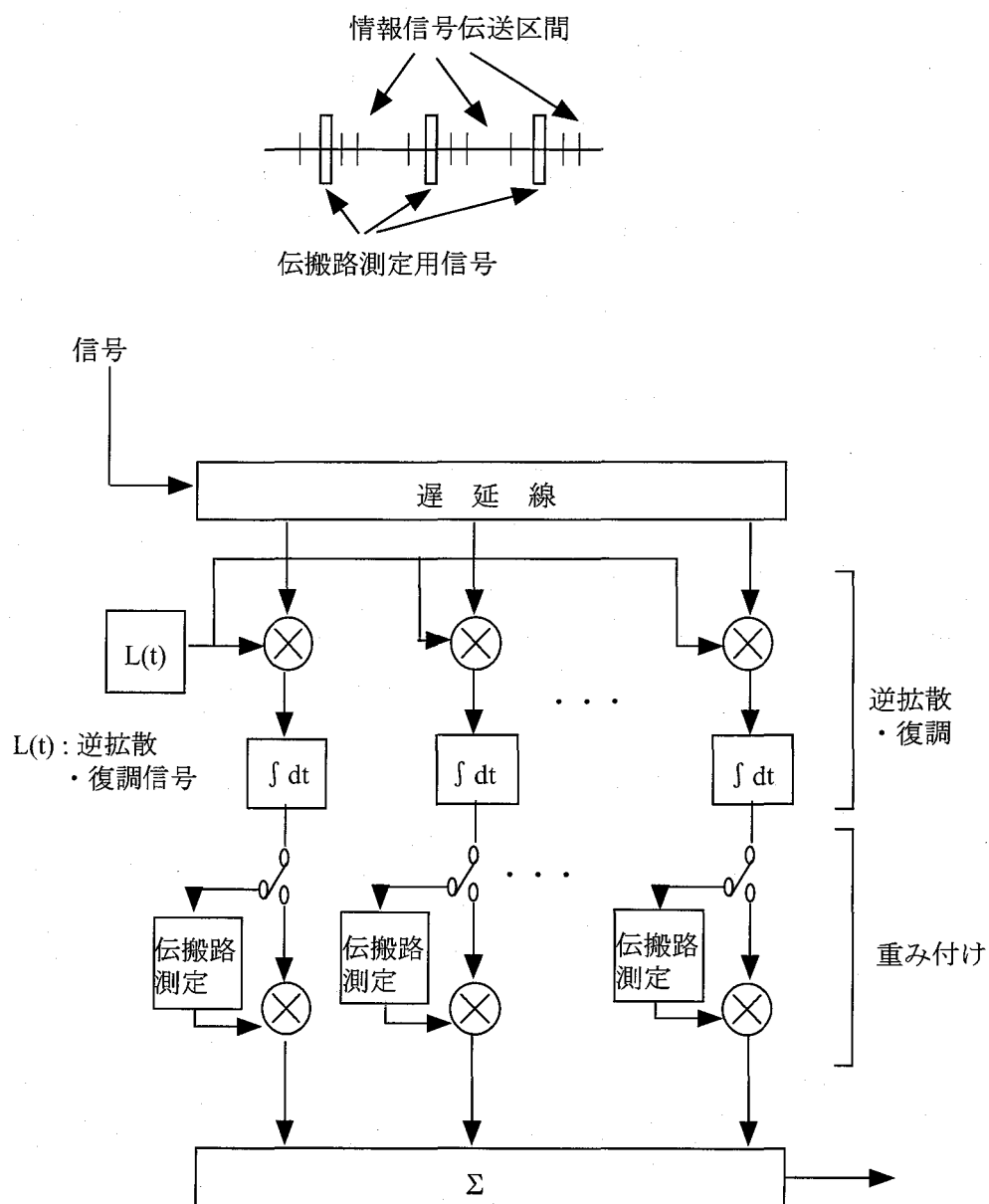


図 2.7: RAKE 受信機の構成

合成回路に出力される。このように RAKE 受信機は原理的には最大比合成法を行うものである。このことから、無線アクセスの電波形式が CDMA 形式の場合には、RAKE 受信機を用いることによってダイバーシチ効果を得ることができ、信号伝送品質の大幅な改善をすることが可能である。但し、入力した遅延差のある複数の同一信号は、遅延線によって各々が分離されるというわけではないので、各タップにおいて、逆拡散信号と同期がとれない信号成分は自己干渉成分となってしまう。

2.7 結言

本章では、遍在アンテナシステムの概要とその利点と問題点について述べ、無線通信におけるマルチパスフェージングとダイバーシチについて説明した。特に、CDMA における RAKE 受信機におけるダイバーシチについてその特徴を述べた。

第3章 上りリンクへの光遅延挿入による信号品質改善

3.1 序言

本章では、符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムを提案し、上りリンク信号のRAKE受信後のSN比の確率密度関数、累積確率分布、そして平均ビット誤り率を理論解析により明らかにする。さらに、遍在アンテナシステムの複数基地局を経由して同一信号が同じチップタイミングで受信されるときRAKE受信機はそれらの信号を分離することができず、自信号間干渉が信号品質の劣化要因となるという問題に対し、上りリンクへの光遅延挿入を提案し、信号品質の改善効果を解析的に明らかにし、本提案方式の有効性を示す。まず、3.2節では、符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムについて説明し、RAKE受信後のSN比の確率密度関数、累積確率分布、平均ビット誤り率を理論的に導出する。また、これらを用いて解析を行い、その信号伝送品質特性を明らかにする。3.3節では遍在アンテナシステムの上りリンクにおける光リンク遅延挿入を提案し、信号品質特性について解析を行い、その結果から本提案方式の有効性を示す。

3.2 符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステム

第2章で述べたように、遍在アンテナシステムにおいてPDS型光リンクを用いると、複数の基地局の配置により大きな遅延差のあるマルチパスを生成してしまう。そこで、符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムを提案する。無線信号をCDMA形式とし、RAKE受信機を用いれば各基地局で受信され光リンクにおいて合成された信号からある経路を通った信号成分を分離し、遅延差、位相を補正して合成でき、マクロ(パス)ダイバーシチ効果を得ることができる。

3.2.1 システムモデル

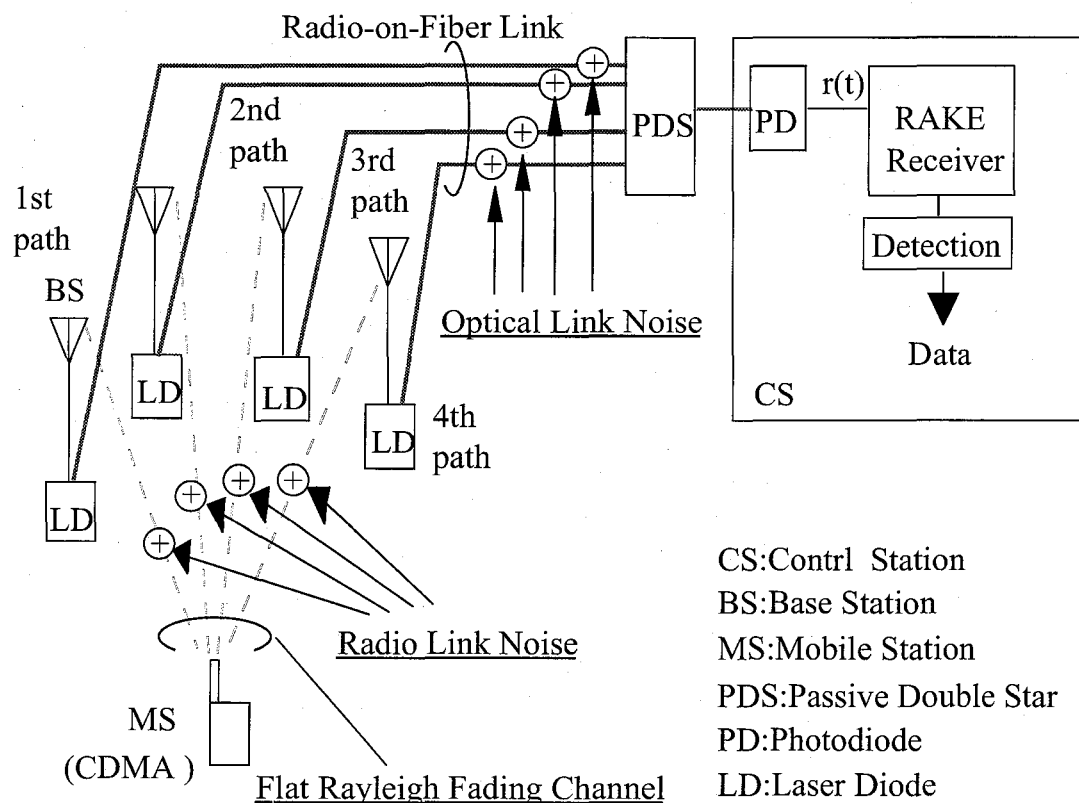


図 3.1: システムモデル

本節では、符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムについて説明する。まず、図3.1に符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムのシステムモデルを示す。無線端末において、デジタル信号が変調・拡散されて送信され、複数の基地局によって受信される。そして、基地局は信号を復調することなく、レーザーダイオード (LD) によって E/O 変換だけを行い、Radio-on-Fiber リンクに伝送する。伝送された複数の光信号は PDS 型光リンクによって合成され、制御局でフォトダイオード (PD) によって O/E 変換を行う。この段階では、その複数の信号は通信路の違いによる遅延差を含んだものであるが、これを RAKE 受信機において逆拡散することによって、合成された信号成分からある経路を通った信号成分を取り出し、さらに信号ごとに遅延差、位相を補正し、重み付けをして加え合わせることができる。そして、その信号を検波・判定し、デジタル信号を再生

する。

ここで、伝送される信号は、無線リンクにおいてはフェージング、無線リンク雑音の影響を受け、光リンクでは光リンク雑音の影響を受けるものと仮定する。本解析モデルでは、無線リンクのフェージングは一樣レイリーフェージングであると仮定し、解析を行う。また、光リンクで発生する雑音には、相対強度雑音(RIN)、ショット雑音および光検波器において発生する熱雑音等の雑音があるが、本解析モデルでは解析の簡単化のため、光リンクにおいて発生する雑音を加法性白色ガウス雑音(AWGN)であると仮定する。また、無線リンク雑音についても白色ガウス雑音とする。そして、最大比合成法を行うRAKE受信機を仮定する。

3.2.2 受信SN比の確率密度関数と累積確率分布

本節では、システムモデルにおける、信号のRAKE受信後のSN比の確率密度関数と累積確率分布を理論的に導出する。1端末と仮定し、端末から送信された信号がM局の基地局で受信され、光リンクにおいてM個のパス(通信路)を通り、制御局で受信されたとき、RAKE受信機に入力される信号 $r(t)$ は次のよう表される。

$$r(t) = \sum_{i=1}^M \frac{s(t - \tau_i) R_i}{\sqrt{L r_i L o_i}} + \sum_{i=1}^M \frac{n_r(t)}{\sqrt{L o_i}} + n_o(t) \quad (3.1)$$

ここで、 $s(t - \tau_i)$ は送信信号、 $n_r(t)$ は無線リンク雑音、 $n_o(t)$ は光リンク雑音、 $L r_i$ は無線リンクでの損失、 $L o_i$ は光リンクでの損失、 R_i はレイリーフェージングによる無線信号の振幅の変動を表すレイリー確率変数である。添字の i は i 番目のパスを表す。また R_i の確率密度関数 $p_{R_i}(R_i)$ は次のように表される。

$$p_{R_i}(R_i) = 2R_i \exp\{-R_i^2\} \quad (i = 1 \sim M) \quad (3.2)$$

$$(R_i \geq 0)$$

R_i の2乗平均値は1に正規化されている。また、各々の R_i は互いに統計的に独立であると仮定する。

M 局の基地局で受信された信号の遅延差 τ_i がチップ時間 (T_c) の整数倍の値である場合, RAKE 受信機において M 本のタップから出力が得られ, m 番目のパスを通った信号は逆拡散・復調される. m 番目のタップにおける出力信号の SN 比 γ_m は次のように得られる [39].

$$\gamma_m = \frac{\frac{SR_m^2}{Lr_mLo_m}}{\left\{ N_o + \sum_{i=1}^M \frac{N_r}{Lo_i} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^M \frac{SR_i^2}{Lr_iLo_i} \right\} \frac{1}{K}} \quad (3.3)$$

$m = 1 \sim M$

但し, S は送信信号電力, N_r は無線リンク雑音電力, N_o は光リンク雑音電力をそれぞれ表す. また, K は拡散率である. CDMA 信号では, 受信信号を逆拡散・復調した後に積分器 (ローパスフィルター) を通すことによって, 無線リンク雑音電力, 光リンク雑音電力, 自己干渉信号電力を $\frac{1}{K}$ にすることができる [39],[53].

ここで, 無線リンクにおける平均 SN 比 Γr_i , および光リンクにおける平均 SN 比 Γo_i はそれぞれ

$$\Gamma r_i = \frac{S}{Lr_iN_r} \quad (3.4)$$

$$\Gamma o_i = \frac{S}{Lr_iLo_iN_o} \quad (3.5)$$

で与えられるので, 式 (3.4) は,

$$\gamma_m = \frac{K\Gamma o_m R_m^2}{1 + \sum_{i=1}^M \frac{\Gamma o_i}{\Gamma r_i} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^M \Gamma o_i R_i^2} \quad (3.6)$$

となる.

また, $X_i = R_i^2 (i = 1 \sim M)$ とすると,

$$\gamma_m = \frac{K\Gamma o_m X_m}{1 + \sum_{i=1}^M \frac{\Gamma o_i}{\Gamma r_i} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^M \Gamma o_i X_i} \quad (3.7)$$

となる。但し,

$$p_{X_i}(X_i) = \exp\{-X_i\} \quad (i = 1 \sim M) \quad (3.8)$$

$$(X_i \geq 0)$$

である。

ここで, $\gamma_m (m = 1 \sim M)$ は, $X_i (i = 1 \sim M)$ の関数であり, $\gamma_1 = f_1(X_1, \dots, X_M)$, $\gamma_2 = f_2(X_1, \dots, X_M), \dots, \gamma_M = f_M(X_1, \dots, X_M)$ の連立方程式の実数解は 1 組 $(x_1, x_2, \dots, x_M)$ であるので, $\gamma_m (m = 1 \sim M)$ の結合密度関数は,

$$p_{\gamma_1 \dots \gamma_M}(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M) = \frac{1}{|J(x_1, x_2, \dots, x_M)|} p_{X_1 \dots X_M}(x_1, x_2, \dots, x_M) \quad (3.9)$$

で与えられる [54]. $J(X_1, X_2, \dots, X_M)$ は式 (3.7) ($m = 1 \sim M$) のヤコビアンであり,

$$J(X_1, X_2, \dots, X_M) = \begin{vmatrix} \frac{\partial \gamma_1}{\partial X_1} & \frac{\partial \gamma_1}{\partial X_2} & \cdots & \frac{\partial \gamma_1}{\partial X_M} \\ \frac{\partial \gamma_2}{\partial X_1} & \frac{\partial \gamma_2}{\partial X_2} & \cdots & \frac{\partial \gamma_2}{\partial X_M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial \gamma_M}{\partial X_1} & \frac{\partial \gamma_M}{\partial X_2} & \cdots & \frac{\partial \gamma_M}{\partial X_M} \end{vmatrix} \quad (3.10)$$

である。また, 各 X_i は独立であると仮定するので,

$$\begin{aligned} p_{X_1 \dots X_M}(X_1, X_2, \dots, X_M) &= \prod_{i=1}^M p_{X_i}(X_i) \\ &= \exp\{-(X_1 + X_2 + \cdots + X_M)\} \end{aligned} \quad (3.11)$$

となる．そして，RAKE受信機によって各タップの受信信号を最大比合成することにより，合成した後のSN比 γ は，

$$\gamma = \sum_{m=1}^M \gamma_m \quad (3.12)$$

となる [55]-[56]．式 (3.7)～式 (3.12) を用いて受信SN比 γ の確率密度関数 $p(\gamma)$ を求めることができる．ここで，

$$N = 1 + \sum_{i=1}^M \frac{\Gamma_{o_i}}{\Gamma_{r_i}} \quad (3.13)$$

とし， $M = 2$ の場合は，

$$\Delta_2 = K^2 - \gamma_1 \gamma_2 \quad (3.14)$$

とする．このとき γ_1 と γ_2 の結合確率密度関数 $p_{\gamma_1 \gamma_2}(\gamma_1, \gamma_2)$ は，

($\Delta_2 > 0$ の場合)

$$p_{\gamma_1 \gamma_2}(\gamma_1, \gamma_2) = \frac{N^2 K^2 (K + \gamma_1)(K + \gamma_2)}{\Gamma_{o_1} \Gamma_{o_2} \Delta_2^3} \exp \left\{ -\frac{N}{\Delta_2 (K + \gamma_1)(K + \gamma_2)} \left\{ \frac{\gamma_1}{\Gamma_{o_1}(K + \gamma_1)} + \frac{\gamma_2}{\Gamma_{o_2}(K + \gamma_2)} \right\} \right\} \quad (3.15)$$

($\Delta_2 \leq 0$ の場合)

$$p_{\gamma_1 \gamma_2}(\gamma_1, \gamma_2) = 0 \quad (\gamma_1 \geq 0, \gamma_2 \geq 0) \quad (3.16)$$

となり， γ の確率密度関数 $p(\gamma)$ は，

$$p(\gamma) = \int_0^\gamma p_{\gamma_1 \gamma_2}(\gamma_1, \gamma - \gamma_1) d\gamma_1 \quad (3.17)$$

で与えられる。また，受信SN比の累積確率分布 $P(\gamma \leq \nu)$ は，確率密度関数 $p(\gamma)$ を用いて次のように表される。

$$P(\gamma \leq \nu) = \int_0^{\nu} p(\gamma) d\gamma \quad (3.18)$$

同様に， $M = 3, 4, \dots$ の場合の RAKE 受信後の SN 比の確率密度関数 $p(\gamma)$ ，累積確率分布 $P(\gamma \leq \nu)$ を求めることができる。

3.2.3 平均 BER

本節では，本システムの平均ビット誤り率 (BER) を求める。変調方式として BPSK (Binary Phase Shift Keying) を用いた場合，瞬時受信 SN 比が γ のときの瞬時ビット誤り率 $p_e(\gamma)$ は，

$$p_e(\gamma) = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad (3.19)$$

で与えられる [55], [57]。但し， $\text{erfc}(x)$: complementary error function (誤差補関数) は

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp\{-t^2\} dt$$

で与えられる。

平均ビット誤り率 P_e は $p_e(\gamma)$ を γ の統計で平均して，

$$P_e = \int_0^{\infty} p_e(\gamma) p(\gamma) d\gamma \quad (3.20)$$

で与えられる。

3.2.4 受信 SN 比の累積確率分布

本節では、導出した受信 SN 比の累積確率分布の式 (3.18) を用いて数値計算を行い、受信 SN 比の累積確率分布について考察を加える。ここでは、基地局が 1 局の場合から 4 局の場合まで ($M = 1$ から $M = 4$ まで) の受信 SN 比の累積確率分布を求めた。但し、各々の基地局で受信された信号の遅延差はチップ時間 T_c の整数倍ずつであるとする。また、数値計算に用いた諸定数を表 3.1 に示す。各パスの無線リンクの平均 SN 比の値は同じであると仮定した。

図 3.2 に SN 比の累積確率分布を示す。同図には、1 局の基地局だけで受信された場合 (1-BS) と、2 局の基地局で受信された 2 つの信号を RAKE 受信した場合 (2-BSs)、3 局の場合 (3-BSs)、4 局の場合 (4-BSs) の累積確率分布を示す。

同図からわかるように、制御局で複数の基地局で受信した信号を RAKE 受信した場合、一つの基地局で信号を受信した場合 (1-BS) と比べて、受信 SN 比の小さいところでの累積確率の値は、基地局数が増え、RAKE 受信する信号数が増える程、小さくなることがわかる。このことは、RAKE 受信によるダイバーシチ効果により、受信する信号の数が増えるほど受信 SN 比が低く落ち込む確率が低くなることを表している。しかし、複数の信号を受信した場合は、無線-光リンクのマルチパスに起因した自己干渉成分 (Multi-Path Interference: MPI) の影響を受けてしまうため、そのような自己干渉成分のない場合 (1-BS) よりも SN 比が少し低くなり、受信 SN 比がより大きくなる確率は低くなる。

3.2.5 無線リンクの平均 SN 比に対する平均 BER

本節では、導出した平均 BER の式 (3.20) を用いて数値計算を行い、無線リンクの平均 SN 比に対する平均 BER について検討を行う。

表 3.1: 数値計算に用いた諸定数 1

無線リンクの平均 SN 比 $\Gamma r_i (i = 1 \sim M)$	10[dB]
光リンクの平均 SN 比 $\Gamma o_i (i = 1 \sim M)$	20[dB]
拡散率 K	100

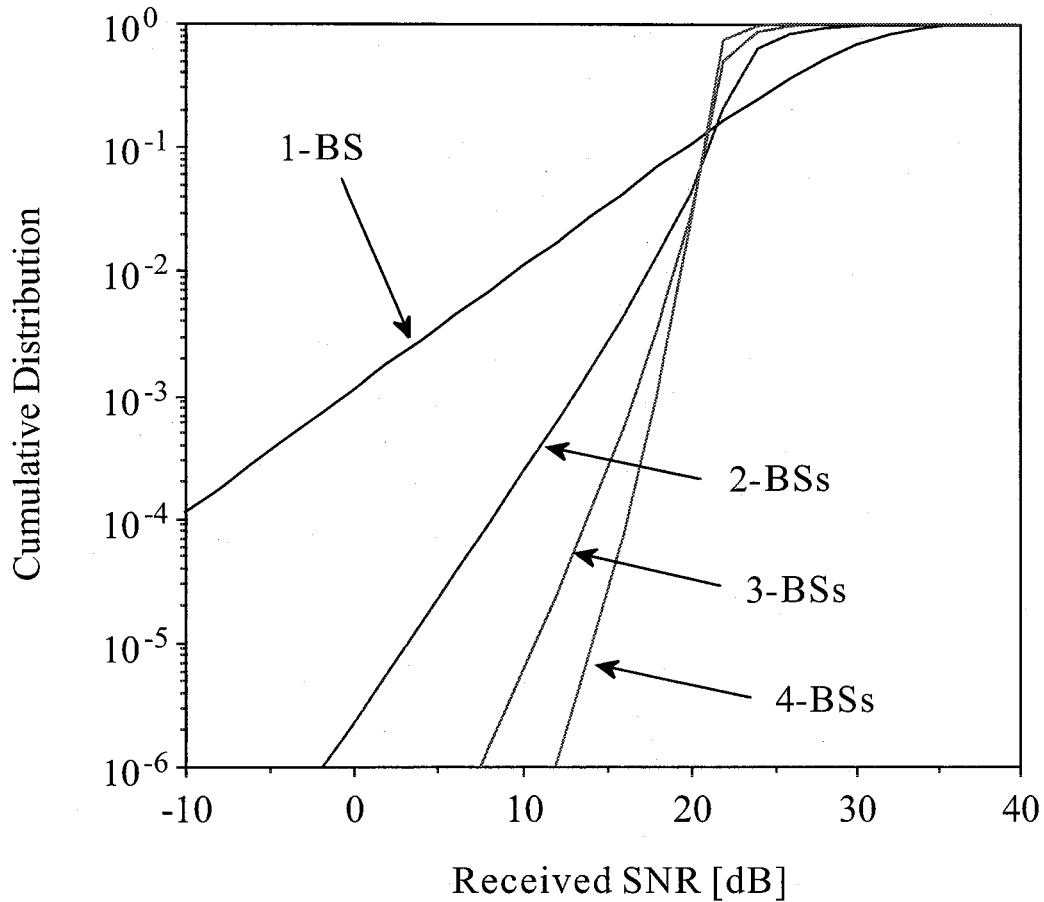


図 3.2: 受信 SN 比の累積確率分布

図 3.3 に無線リンクの平均 SN 比に対する平均 BER 特性を示す。ここでは、無線信号の一次変調は BPSK とし、光リンクの平均 SN 比は無線リンクの平均 SN 比より 10[dB] 高いものとした。

複数の信号を RAKE 受信してダイバーシチ数を増やすほど、一つの信号を受信した場合よりも、平均 BER 特性が改善されている。これは、図 3.2 で示されている受信 SN 比が低く落ち込む確率を小さくすることによる効果であり、ダイバーシチ数を増やして受信した信号は、平均 SN 比が小さくなくても伝送品質特性を改善できていることがわかる。すなわち、瞬時ビット誤り率は、式 (3.19) で瞬時 SN 比によって示されており、この式の特性により、平均的に十分な受信 SN 比が得られている場合、瞬時 SN 比が極端に落ち込む確率を低くすることによって、平均ビッ

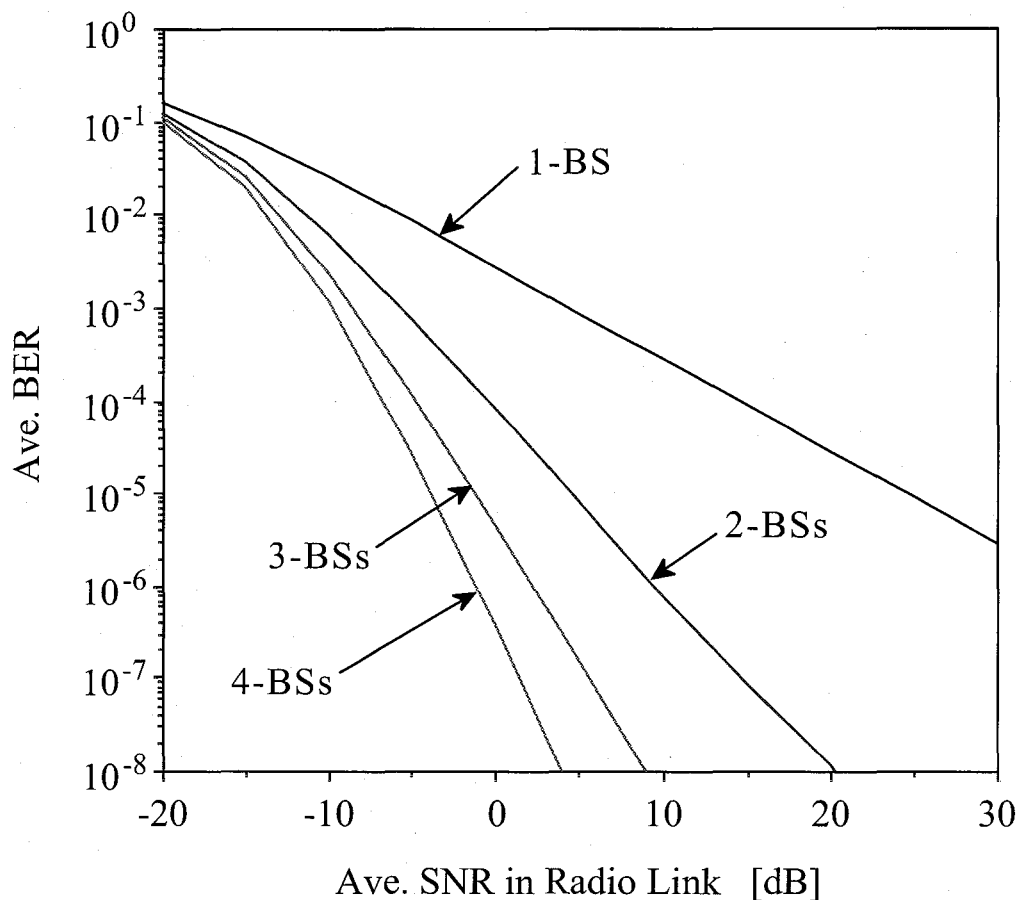


図 3.3: 無線リンクの平均SN比に対する平均BER

ト誤り率を低くすることができるわけである。

また、平均ビット誤り率が同じ場合でも、瞬時ビット誤り率が極端に高くなる確率が低い方が、つまり、瞬時ビット誤り率の分散が小さい方が、信号伝送品質特性が良い。本システムでは、図3.2の受信SN比の累積確率分布から基地局数が多い程受信SN比の分散は小さいと言え、従って瞬時ビット誤り率の分散も小さくなる。

3.3 上りリンクへの光遅延挿入による信号品質特性の改善

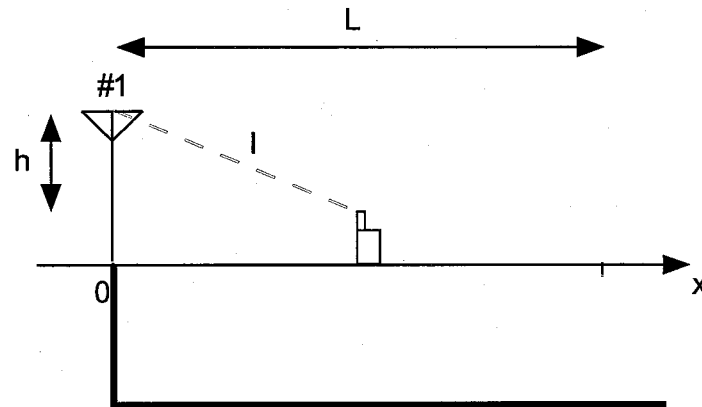
符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムにおいては複数基地局からの同一信号が同じチップタイミングで受信されることによってRAKE受信機でそれらの信号を分離することができず、自信号自身が干渉となり信号品質の劣化が

引き起こされる．本節ではこの問題を明らかにし，解決法として遍在アンテナシステムにおける光リンク遅延挿入を提案し，以下に説明を行う．

3.3.1 基地局の配置モデル

本節では基地局と端末の位置を考慮に入れて，ビット誤り率の理論解析を行う．図3.4で示すように基地局を配置する．ここでは，単一基地局受信と2基地局受信

(i) 単一基地局受信



(ii) 2 基地局受信

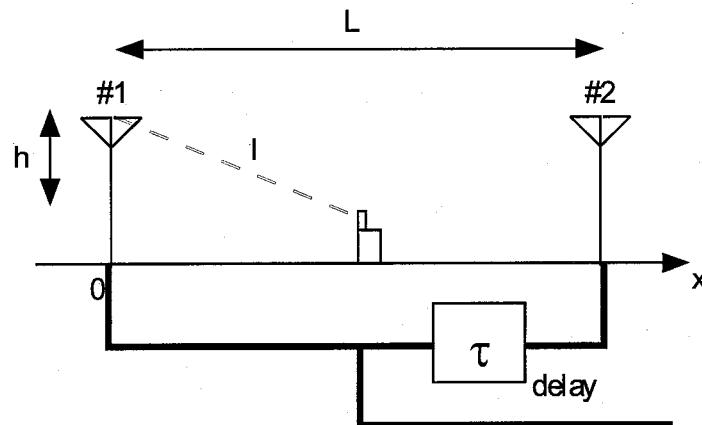


図 3.4: 基地局の配置モデル

について解析する．そして，1局あるいは2局の基地局でカバーする距離は同じ $L[\text{m}]$ とする．また，基地局－端末間の高低差を $h[\text{m}]$ とする．さらに，単一基地局

受信では，基地局は $x = 0[\text{m}]$ の位置に，2 基地局受信では $x = 0, L[\text{m}]$ の位置に配置されているものとし，端末は距離 $l[\text{m}]$ 離れた基地局との間の無線リンクにおける平均 SN 比が Γ となる送信電力を仮定する．本解析では，基準となる距離 $l[\text{m}]$ を 2 基地局受信における基地局間の中間地点から基地局までの距離とした．また，光遅延時間は基地局 #2 に接続された光ファイバに τ だけ挿入するものとする．このことにより，基地局 #2 で受信された信号は基地局 #1 で受信された信号より τ だけ大きな遅延時間を光リンクで受け制御局に伝送される．

3.3.2 無線リンクの平均 SN 比

本節では，端末－基地局間距離と無線リンクの平均 SN 比の関係について述べる．図 3.5 に示すように，端末が距離 l 離れた基地局と無線リンクの平均 SN 比が Γ となるような送信電力で信号を伝送すると仮定すると，端末から基地局 # i までの距離が l の d_i 倍のとき，距離による信号電力の損失は d_i^α 倍 (α :伝搬距離減衰指数) になり，無線リンクの平均 SN 比 Γr_i は $\frac{1}{d_i^\alpha}$ 倍になる．つまり，

$$\Gamma r_i = \frac{\Gamma}{d_i^\alpha} \quad (3.21)$$

となる．

本モデルでは，基準となる距離 l を，2 基地局受信における基地局間の中間点 ($x = L/2$) から基地局までの距離としているので，

$$l = \sqrt{\left(\frac{L}{2}\right)^2 + h^2} \quad (3.22)$$

となる．端末の位置を x_m とすると，端末と i 番目 ($i = 1, 2$) の基地局との距離は，

$$d_i \cdot l = \sqrt{(x_m - (i-1)L)^2 + h^2} \quad (3.23)$$

となり， d_i は，

$$d_i = \frac{\sqrt{(x_m - (i-1)L)^2 + h^2}}{l} \quad (3.24)$$

となる．式(3.21)と式(3.24)を用いて，無線リンクの平均SN比を求めることができる．

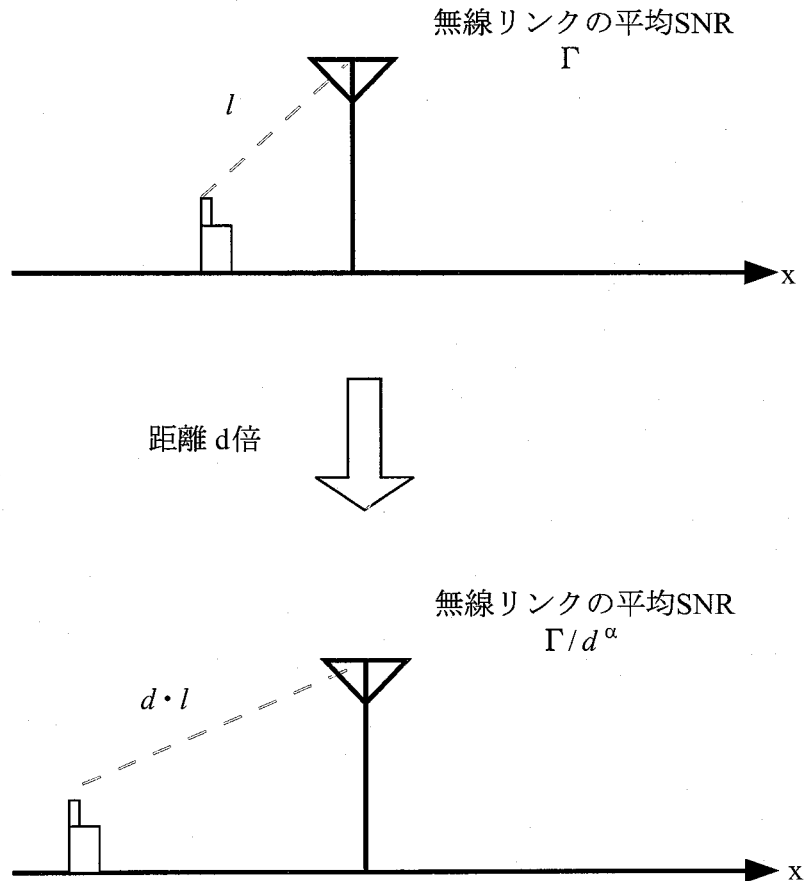


図 3.5: 端末－基地局間距離と無線リンクの平均SN比の関係

3.3.3 無線－光リンクを統合した伝搬路特性のモデル化

本節では，本システムの無線－光リンクを統合した伝搬路のモデル化を行う．まず，無線リンクが一樣レイリーフェージングチャネルとすると，基地局が2局の場合，無線－光リンクの伝搬路の等価低域複素インパルス応答 $c_r(t)$ は次のようにモデル化できる．

$$c_r(t) = R_1 e^{j\theta_1} \delta(t) + R_2 e^{j\theta_2} \delta(t - \tau) \quad (3.25)$$

ここで, R_1, R_2 と θ_1, θ_2 はレイリーフェージングによる無線信号の振幅と位相の変動である. また, τ は基地局 #1 と基地局 #2 で受信された信号の無線-光リンクの距離差による遅延差である.

この $c_r(t)$ を用いて, 送信信号を $s(t)$ とすると受信信号 $r(t)$ は,

$$r(t) = s(t) \otimes c_r(t) \quad (3.26)$$

($\otimes$: convolution(畳み込み積分))

と表すことができる. ここで, $s(t)$ は帯域制限される前の信号 $s'(t)$ が帯域幅 W に帯域制限をされたものであるとすると,

$$G(f) = \begin{cases} 1 & (|f| \leq W/2) \\ 0 & (|f| > W/2) \end{cases} \quad (3.27)$$

のフーリエ変換対

$$g(t) = W \frac{\sin \pi W t}{\pi W t} \quad (3.28)$$

により, $s(t)$ は,

$$s(t) = s'(t) \otimes g(t) \quad (3.29)$$

と表され,

$$r(t) = s'(t) \otimes g(t) \otimes c_r(t) \quad (3.30)$$

となる。そして、

$$c_t(t) = g(t) \otimes c_r(t) \quad (3.31)$$

と定義すると、サンプリングの定理[40]により、 $c_t(t)$ を標本化して表した $c_{eq}(t)$

$$c_{eq}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_t\left(\frac{n}{W}\right) \delta\left(t - \frac{n}{W}\right) \quad (3.32)$$

となる。また、 $W = \frac{1}{T_c}$ とすると、

$$c_{eq}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_t(nT_c) \delta(t - nT_c) \quad (3.33)$$

である。また、 $c_t(t)$ のサンプリングにおいて、その間隔が T_c でありさえすれば、サンプル点自体は任意で良い。

$c_{eq}(t)$ は、 $c_t(t)$ を無線-光リンクの伝搬路特性はチップ時間間隔のインパルス列で表したものであり、これらのインパルスの重みは、RAKE受信機における各タップでの希望信号の複素振幅の値となる。

3.3.4 光遅延挿入時の信号伝送品質特性

本節では、光リンクに遅延を挿入したときの信号伝送品質の改善効果について検討を加える。但し、端末は基地局間の中間点にあり、無線リンクにおける平均SN比と伝搬遅延に差はないものと仮定した。従って、光リンクに挿入する遅延のみが2パス間の遅延差となる。また、各基地局における無線リンクの平均SN比は0[dB]とした。そして、RAKE受信機では、無線-光リンクの伝搬路特性における最も振幅の大きな信号成分を同期捕捉するタップがあるものと仮定し、全タップ数と同期捕捉をするタップ位置をパラメータとし数値計算を行った。

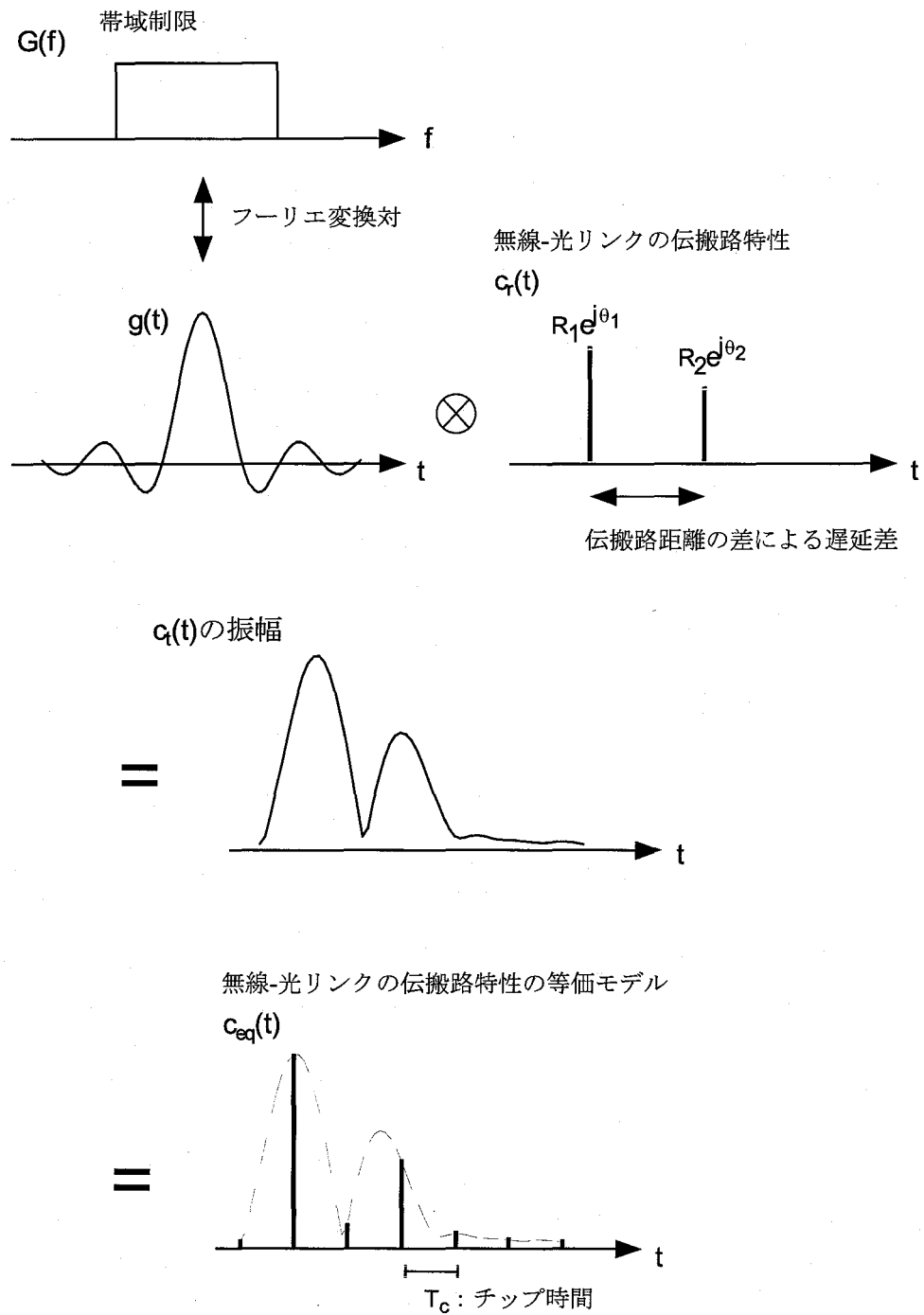


図 3.6: 伝搬路特性のモデル化

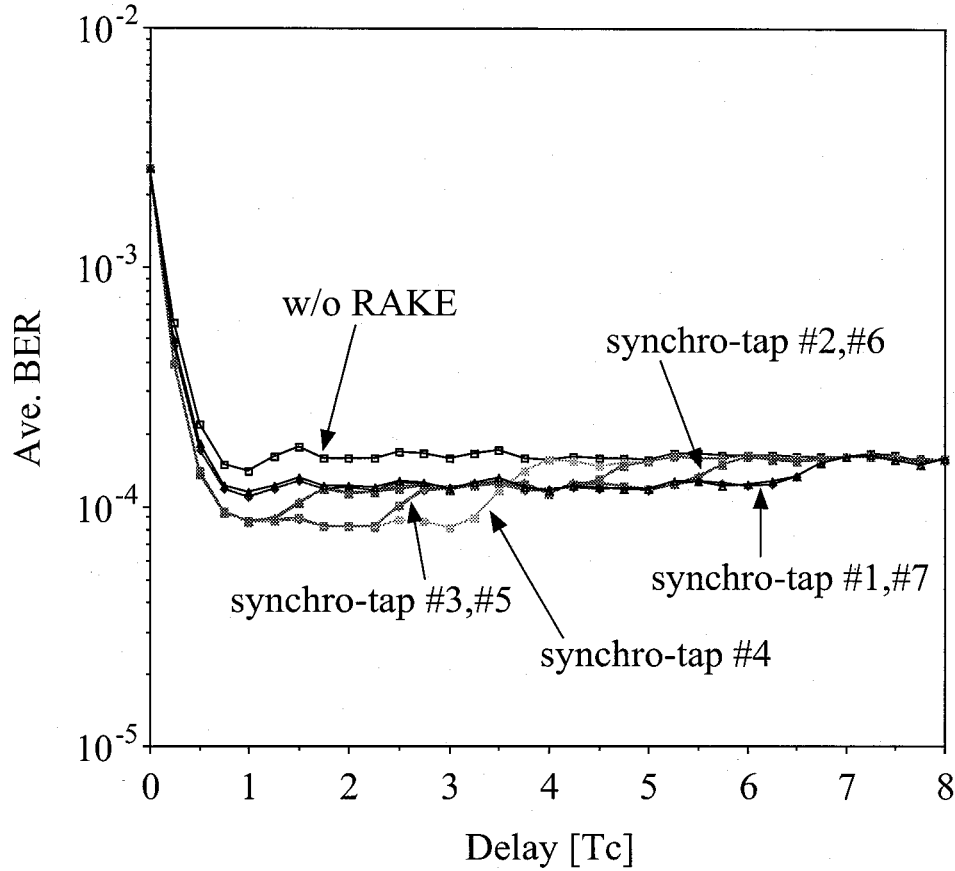


図 3.7: 光リンク遅延量に対する平均 BER 特性(1)

まず、全タップ数を同じ7つとし、同期捕捉をするタップ位置を変化させた場合の光リンク挿入遅延に対する平均BER特性を式(3.20)から計算し、図3.7に示す。同期捕捉するタップ位置がどの場合でも、挿入する光リンク遅延が0に近くなると平均BERは劣化している。これは、光リンク遅延を挿入しない場合、独立なフェージングを受けた2つの信号は合成されてしまい、RAKE受信機によってパス分離をすることができず、ダイバーシチ効果を得ることができないためである。しかし、挿入する光リンク遅延が1 $[T_c]$ 以上になると十分なパス分離が可能となり、ダイバーシチ効果を得ることができる。この場合は、これらの平均BERは3種類の値をとることがわかる。最も平均BERが良いのは、パス分離ができ、その2つの信号成分を独立受信し最大比合成できた場合である。次に、中間の値となるときは、2つの信号成分のうち、振幅の大きい方の1つは必ず受信できるが、もう一

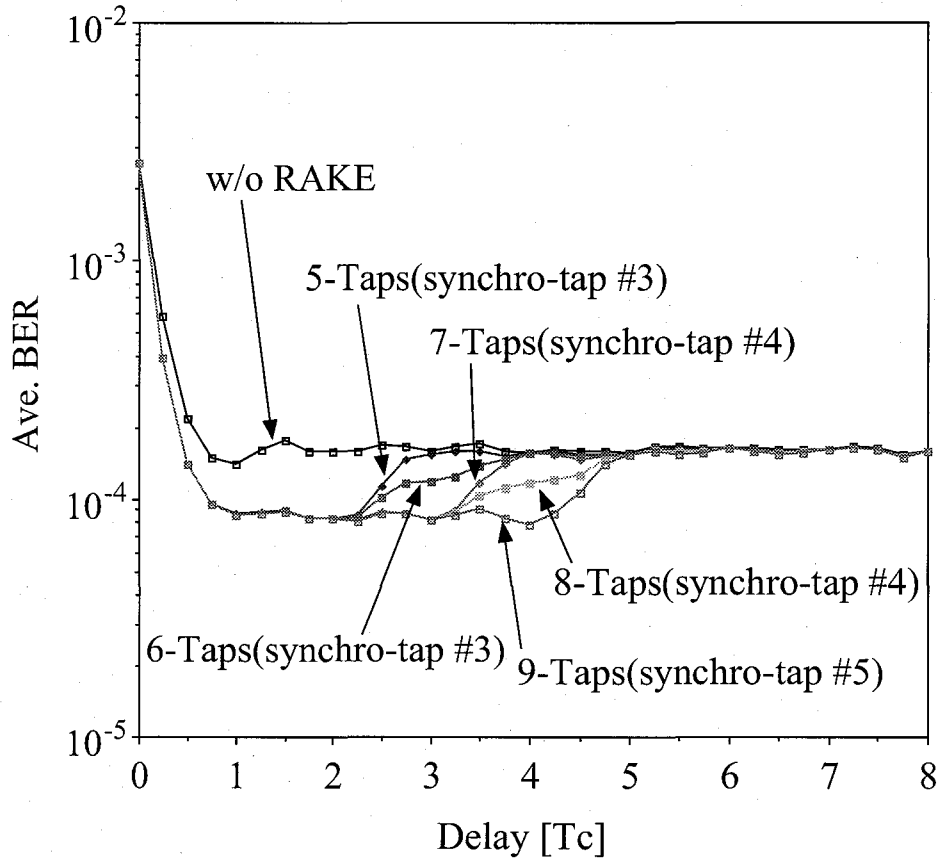


図 3.8: 光リンク遅延量に対する平均 BER 特性 (2)

方の信号成分は、振幅の大きい方の信号成分が先に来るか、後に来るかによって受信できるかどうかが決まる場合である。最後に、最も平均 BER が悪くなるときは、2つの信号成分のうち、振幅の大きい方の1つは必ず受信できるが、もう一方の信号成分はタップ外のために受信できない場合である。このときの平均 BER の値は、w/o RAKE の場合と同じとなる。以上より、最も振幅の大きな信号成分を同期捕捉するタップを全タップの中間のタップとすれば、最も平均 BER が良い値をとったまま挿入できる光リンク遅延量の範囲が大きくなり、無線－光リンク間の遅延差が大きい場合にも有効であると考えられる。

次に、RAKE 受信機のタップ数をパラメータとして変化させた場合の遅延差に対する平均 BER 特性を図 3.8 に示す。最も振幅の大きな信号成分を同期捕捉するタップの位置は全タップの中間のタップとした。この図においても、図 3.7 と同様

に、遅延差が $1 [T_c]$ 以上の場合は、平均 BER は 3 種類の値をとることがわかる。また、ここでは、全タップ数を増やすことによって、5-Taps のときで $2[T_c]$ 9-Taps のときで $4[T_c]$ というように最も平均 BER が良い値をとる遅延差の範囲を大きくできることがわかる。以上から、RAKE 受信機の全タップ数、最も振幅の大きな信号成分を同期捕捉するタップの位置を調整することによって、無線-光リンク間の遅延差を補償できることが明らかになった。

3.3.5 端末の位置による信号伝送品質の変化

本節では、無線リンクにおける端末-基地局間の距離に起因した、受信信号電力の変動と端末から各基地局までの距離差に起因した伝搬遅延差を考慮に入れ、端末の位置による信号伝送品質の変化を示す。

まず、本数値計算で用いた諸定数を表 3.2 に示す。ここで、2 基地局受信の基地局直下では、2 つの基地局で受信される信号間の無線リンクでの遅延差が最大となるが、その遅延差が $2 [T_c]$ (チップ時間) となるような L の値として $150[m]$ を仮定した。但し、 T_c は $0.25[\mu s]$ とし、 $4 [Mcps]$ のチップレートを仮定した。また、端末は距離 $l[m]$ だけ離れた基地局と無線リンクの平均 SN 比が $\Gamma = 0[dB]$ となるような電力で信号を送信するものとする。

表 3.2: 数値計算に用いた諸定数 2

基地局のカバーする距離 L	$150[m]$
基地局-端末間の高低差 h	$5[m]$
距離 l での無線リンクの平均 SN 比 Γ	$0[dB]$
伝搬距離減衰指数 α	4

まず、図 3.9 に RAKE 受信機を用いない場合 (w/o RAKE) の端末の位置に対する平均 BER 特性を、単一基地局受信 (1-BS) の場合とあわせて示す。光リンクに挿入する遅延量をパラメータとして変化させている。次に、図 3.10, 3.11 にタップ数が 7, 9 で、最も振幅の大きな信号成分を同期捕捉するタップが 4, 5 番目である RAKE 受信機を用いた場合について端末の位置による平均 BER 特性を示す。光リ

ンクに挿入する遅延量をパラメータとして変化させている。

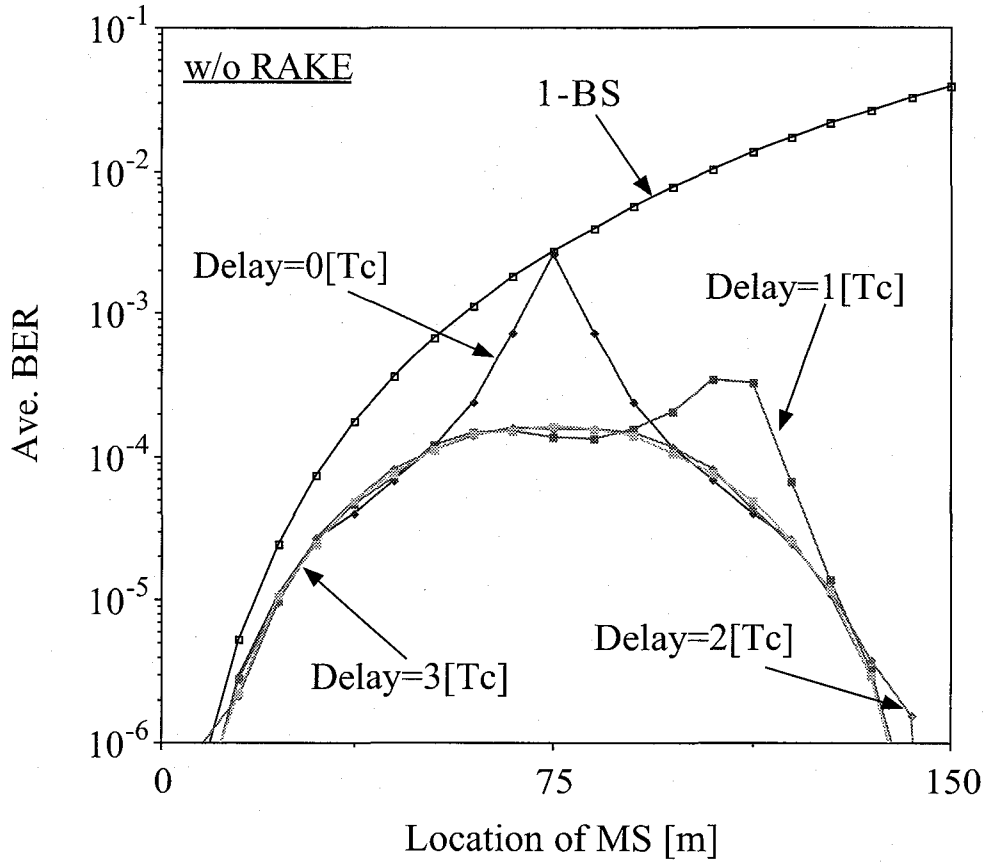


図 3.9: 端末の位置に対する平均 BER 特性 (w/o RAKE)

まず、光リンクに遅延を挿入しない場合 ($\text{Delay} = 0 [T_c]$), どの図においても基地局の中間地点付近において、大きく平均 BER 特性が劣化しているのがわかる。これは、基地局間の中間地点付近では、どちらの基地局までの距離も大きく、無線リンクの平均 SN 比が小さくなってしまうこと、そして、2つの基地局で受信した信号間の遅延差がなくなってしまったため、同じチップタイミングで同一信号を受信してしまうので、RAKE 受信機において、パス分離ができず、ダイバーシチ効果を得ることができなくなるためである。同様に、光リンクに挿入する遅延量が $1 [T_c]$ の場合にも、平均 BER が大きく劣化する地点がある。これも、2つの基地局で受信した信号間の遅延差がなくなり、ダイバーシチ効果を得ることができないためである。一方、光リンクに挿入する遅延量が $2 [T_c]$ の場合にも、基地局 #2 付近で

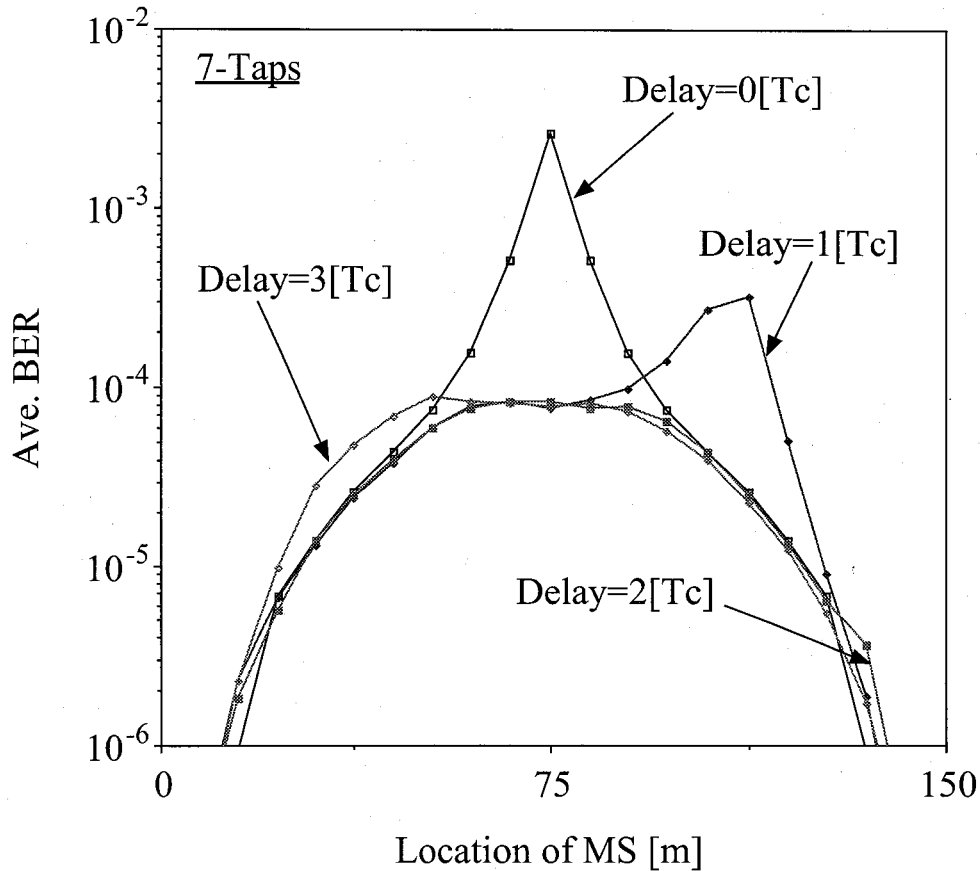


図 3.10: 端末の位置に対する平均BER特性 (7-Taps)

受信した2つの信号間の遅延差がなくなるが、端末と基地局との距離が短いため、無線リンクの平均SN比が大きくなり、平均BERが改善されるため、その影響はとて小さくなる。そして、光リンクに挿入する遅延量が $3 [T_c]$ の場合には、2つの信号間の遅延差が0となることはなくなり、平均BERが大きく劣化することはない。このように、光リンクに挿入する遅延量を大きくすることによって、平均BER特性を改善することができる。

しかし、光リンクに挿入する遅延量が大きくなることにより、無線-光リンク全体の遅延差が大きくなる。基地局#1付近では、無線リンクにおける最大遅延差 $2 [T_c]$ に光リンクに挿入した遅延量を加えたものが全体の遅延差となる。この影響により、図3.10の全タップ数が7の場合は (7-Taps) は、光リンクに挿入する遅延量が $3 [T_c]$ のとき、基地局の中間地点付近から基地局#1までの地点で、平均BER

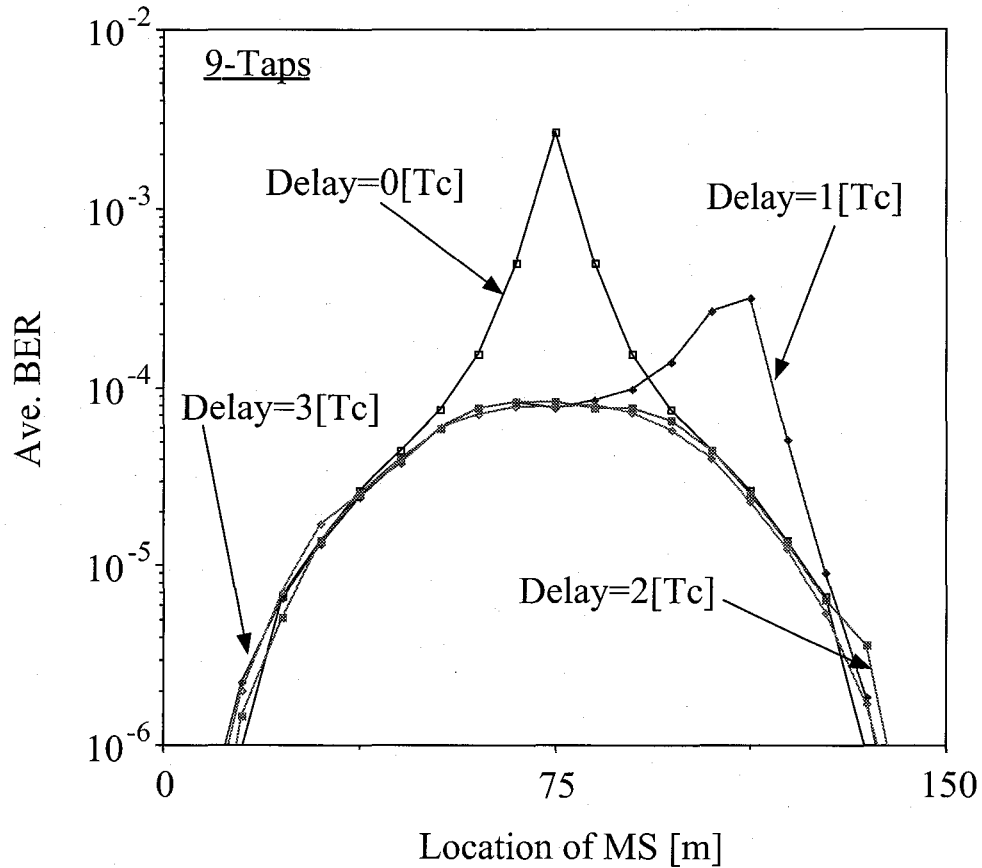


図 3.11: 端末の位置に対する平均BER特性(9-Taps)

特性が劣化している。これは、全体の遅延差が大きくなったことにより、2つの信号のうち、振幅の大きい方の1つは必ず受信できるが、もう一方の信号は受信できなくなるためであり、この部分の平均BER特性は、図3.9のw/o RAKEの場合と同じ特性となってしまふ。これは、前節における図3.8からも明らかであり、全タップ数が7の場合は、遅延差が $3 [T_c]$ 以上となると、平均BERが劣化してしまふ。一方、図3.11の全タップ数が9の場合は(9-Taps)は、光リンクにおける遅延差が $3 [T_c]$ でもそのような平均BERの劣化は見られない。これは、タップ数を増やすことによって、平均BERが劣化し始める遅延差を $4 [T_c]$ 以上にすることができるためである。光リンクにおける遅延差が $3 [T_c]$ では、基地局#1付近では、 $4 [T_c]$ 以上の遅延差が生じるが、無線リンクの平均SN比の増加により、平均BERの劣化はほとんどみられない。

これらのことから，光リンクに遅延を挿入することにより，ダイバーシチ効果を有効に得，平均BER特性が大きく劣化するのを防げることが明らかになった．また，本システムではTap数9のRAKE受信機を用いる場合，光リンクに $3 [T_c]$ の遅延を挿入すれば良いことが明らかになった．これは光ファイバ150[m]に相当し，今回は遅延量を明確にするためにPDS型のトポロジで考えているが，バス型で考えた場合，基地局間のファイバ長差を考えると光リンクに遅延を挿入することなく移動端末がどの位置にいても信号品質を改善できる．しかし，光リンクに遅延を挿入することにより，光-無線リンク間の最大遅延差が大きくなるため，より良い平均BER特性を得るためには，RAKE受信機のタップ数を多くする必要があることが明らかになった．本システムモデルにおいては，RAKE受信機のタップ数を9とすることにより平均BERの劣化を防げることが明らかになった．

3.4 結言

本章では，符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムを提案し，信号のRAKE受信後のSN比の確率密度関数，累積確率分布，そして平均ビット誤り率を求め，その特性を明らかにした．さらに，遍在アンテナシステムにおいて複数基地局からの同一信号が同じチップタイミングで受信されることによってRAKE受信機でそれらの信号を分離することができず，自信号自身が干渉となり信号品質の劣化が引き起こされるという問題に対し，遍在アンテナシステムの上りリンクにおける光リンク遅延挿入を提案し，信号品質特性について解析を行い，本提案方式の有効性を示した．まず，3.2節では，符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムについて説明し，システムにおけるRAKE受信後のSN比の確率密度関数，累積確率分布，平均ビット誤り率を理論的に導出し，累積確率分布，平均ビット誤り率の解析を行った．その結果，信号を受信する基地局数が多い程，受信SN比が低く落ち込む確率を低減することができた．また，この効果により，基地局数が多い程，無線リンクの平均SN比に対する平均BERを低く，瞬時BERの分散を小さくすることができ，信号伝送品質特性を改善できることがわかった．次に，3.3節では，遍在アンテナシステムの上りリンクにおける光リンク遅延挿入を提案し，信号品質特性について解析を行った．その結果光リンクに遅延を挿入することにより，ダイバーシチ効果を有効に得，平均BER特性が大きく劣化するのを防げるこ

とが明らかになった。また、光リンクに遅延を挿入することにより、光-無線リンク全体での最大の遅延差が大きくなるため、より良い平均BER特性を得るためには、RAKE受信機のタップ数を多くする必要があることが明らかになった。

第4章 上りリンクにおける送信電力，送信電力制御範囲の低減

4.1 序言

符号分割多元接続においては，遠近問題のために送信電力の制御を頻繁に行わなければならない．また，送信電力を小さくすることは移動局の端末の小型化につながる．遍在アンテナシステムを用いた符号分割多元接続方式では，複数の無線基地局への信号を制御局で受信できるため送信電力が低減できる．また，複数の無線基地局への信号を制御局で受信できるためシャドーイング等による送信電力制御範囲の変化幅が低減できる．本章では，符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムにおける送信電力について解析を行い，その結果から送信電力，送信電力制御範囲の低減効果について明らかにする．4.2節では干渉端末が存在するときの RAKE 受信後の信号の SIN (Signal to Interference plus Noise) 比の確率密度関数を求める．4.3節では必要な送信電力制御の利得を解析することにより，提案システムにおいて，最大送信電力，送信電力制御範囲を低減できることを示す．

4.2 干渉端末が存在する場合の SIN 比

式(3.6)より，干渉端末数が L 局で， M 局の基地局で受信された信号の遅延差 τ_i がチップ時間 (T_c) の整数倍ずつの値である場合，RAKE 受信機において M 本のタップから出力が得られることとなり， l 番目の受信機の m 番目のタップにおける出力信号の SIN 比 γ_{lm} は次のようになる．

$$\gamma_{lm} = \frac{K\Gamma_{o_{lm}}R_{lm}^2}{1 + \sum_{i=1}^M \frac{\Gamma_{o_{li}}}{\Gamma_{r_{li}}} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^M \Gamma_{o_{li}}R_{li}^2 + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq l}}^L \sum_{i=1}^M \Gamma_{o_{ji}}R_{ji}^2} \quad (m = 1, 2, \dots, M) \quad (4.1)$$

ここで， R_{ji} ， $\Gamma_{o_{ji}}$ はそれぞれ j 番目の干渉端末の i 番目のパスのレイリーフェージングにおける無線信号の振幅変動を表すレイリー確率変数，光リンクの平均 SNR を

表している。

4.3 送信電力と送信電力制御範囲

本節では、前章と同じように基地局を配置した解析モデル(図3.4)において、他端末からの干渉信号電力を考慮した解析を行う。但し、2基地局受信においては、光リンクにおける遅延 τ が $3[T_c]$ であるとし、どの地点でもダイバーシチの利得を得ているものとする。また、 $x=0$ の点を(a)点、 $x=L/2$ の点を(b)点、 $x=L$ の点を(c)点とする。そして、干渉端末は図3.4の直線上に一様の確率で分布するとし、その干渉電力の平均値によって解析を行う。ここで、送信電力制御において必要とされる利得の解析を行う。単一基地局受信における(b)点で無線リンクのSN比が10[dB]となる送信信号電力を電力制御前の送信電力の基準とした。つまり、電力制御後の送信信号電力が、この電力制御前の送信信号電力と等しい場合、必要とされる利得は0[dB]となる。但し、電力制御の手法は、単一基地局受信において、端末は基地局と無線リンクのSN比を Γ となるように電力制御し、2基地局受信においては、単一基地局受信と同じだけの受信SIN比を得られるように、送信電力制御をするものとする。

図4.1に送信電力制御において必要とされる利得の累積確率分布(必要とされる利得の大きい方から累積したもの)を示す。この図において、最寄りの基地局までの距離が同じ、2基地局受信の(b)点と単一基地局受信の(b)点を比べると、2基地局受信の方が、ダイバーシチの効果により、電力制御により大きな利得が求められる確率が低減されている。また、システム全体の特性は、基地局から最も近くにある2基地局受信(a),(c)と単一基地局受信(a)での特性がほぼ等しいため、基地局から最も遠くにある2基地局受信(b)と単一基地局受信(c)での特性に依存すると考えられる。そこで、2基地局受信(b)と単一基地局受信(c)を比べると、2基地局受信では、端末の基地局までの最長距離を短くすることができており、さらに、大きく特性が改善されることわかる。

次に、図4.2に希望端末の位置に対する必要とされる電力制御利得の平均と標準偏差の関係を単一基地局受信のものとあわせて示す。さらに図4.3に希望端末の位置に対する必要とされる電力制御利得の平均に標準偏差の幅をもたせたグラフを示す。この解析において非希望の端末数は10局とした。図4.2において、希望端末

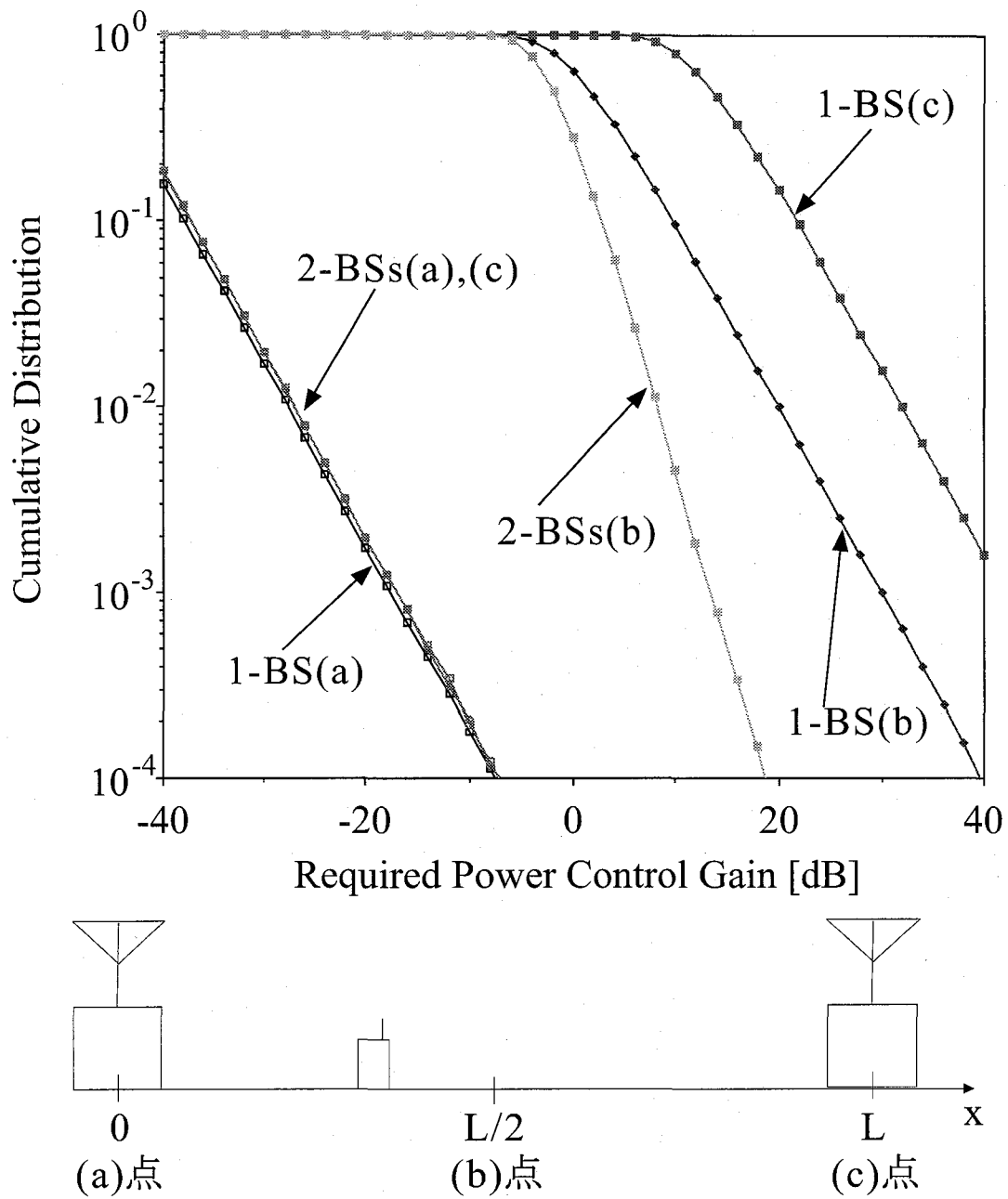


図 4.1: 必要とされる電力制御利得の累積確率分布

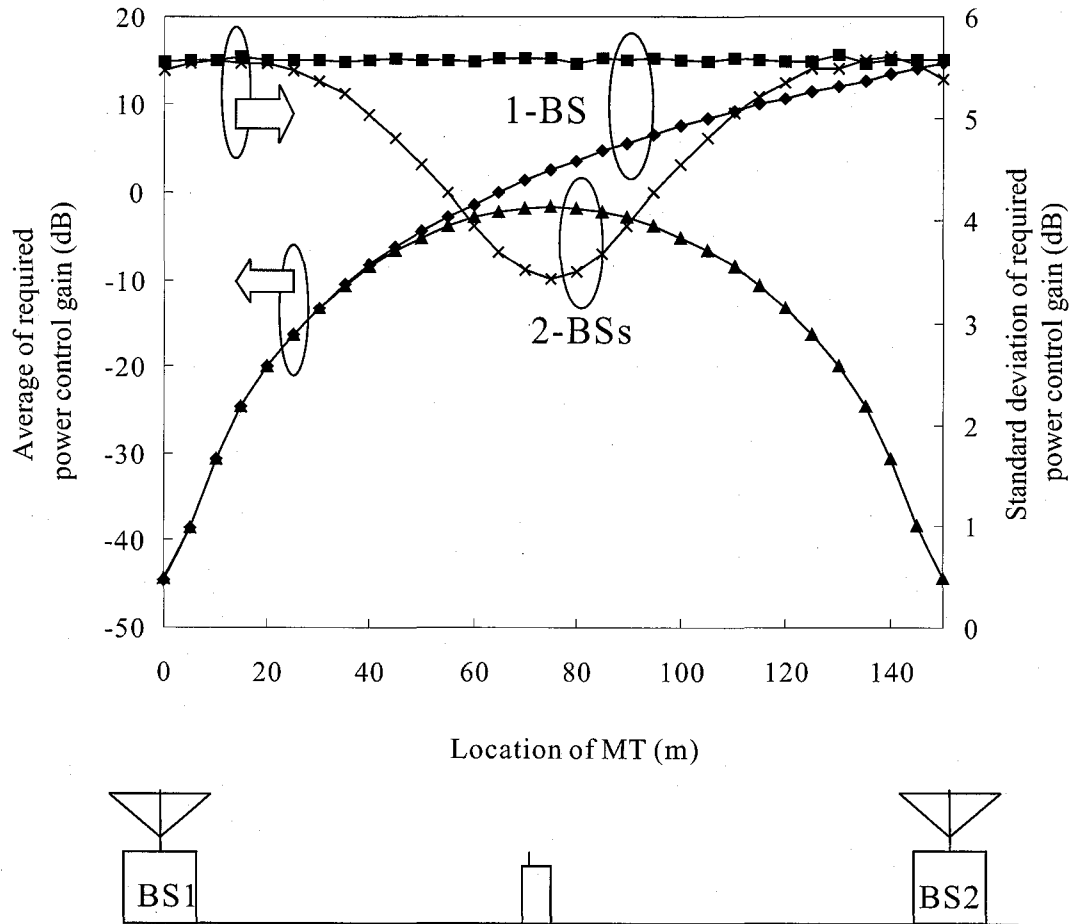


図 4.2: 端末位置に対する必要電力制御利得の平均と標準偏差

位置が75[m]の点で提案システムと単一基地局受信を比較すると電力制御利得の平均で約4[dB]の低減が得られ、その標準偏差で約2[dB]の低減が得られている。電力制御のステップサイズが固定である場合、標準偏差が低減されることにより、電力制御頻度も低減することができると考えられる。次に図4.3において、最大必要電力制御利得を比較すると提案システムが単一基地局受信と比較すると約19[dB]低減されていることがわかる。これは、システムにおいて必要な最大送信電力を低減できることと同じであり、提案システムでは最大送信電力を約19[dB]低減できることになる。このことにより、端末の小型や端末の収容局数を増やすことが可能となる。

次に、図4.4に非希望端末数に対する必要とされる電力制御利得の平均と標準偏

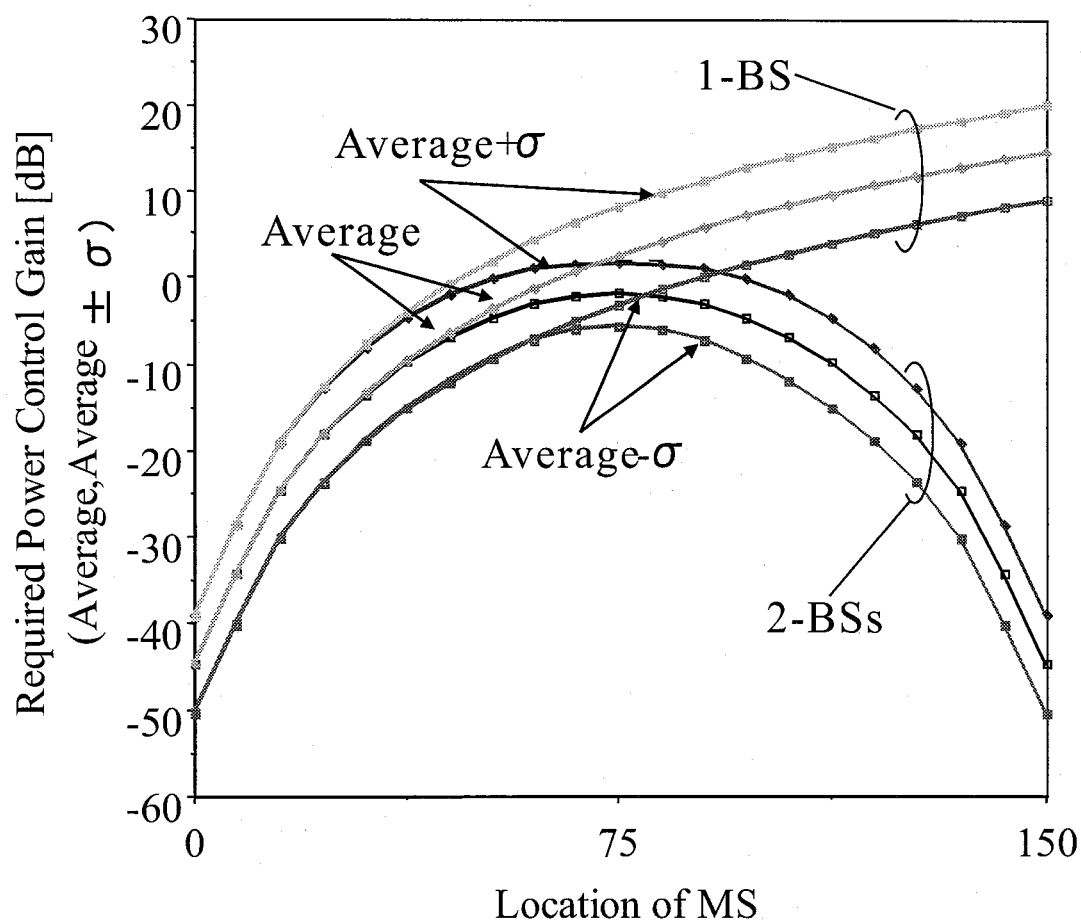


図 4.3: 端末位置に対する必要電力制御利得の平均 $\pm$ 標準偏差

差の関係を単一基地局受信のものとあわせて示す。さらに図 4.5 に非希望端末の位置に対する必要とされる電力制御利得の平均に標準偏差の幅をもたせたグラフを示す。この解析において希望端末の位置は (b) 地点、すなわち 75[m] の地点とする。図 4.4 において、非希望端末数が 20 の場合の提案システムと単一基地局受信を比較すると電力制御利得の平均で約 4[dB] の低減が得られ、その標準偏差で約 2[dB] の低減が得られている。電力制御のステップサイズが固定である場合、標準偏差が低減されることにより、電力制御頻度も低減することができると考えられる。次に図 4.3 において、非希望端末が 1 局のときと 20 局のときの幅を提案システムと単一基地局受信で比較すると提案システムが約 7[dB] 低減されていることがわかる。この結果、約 7[dB] の送信電力制御範囲の低減が可能であることがわかった。

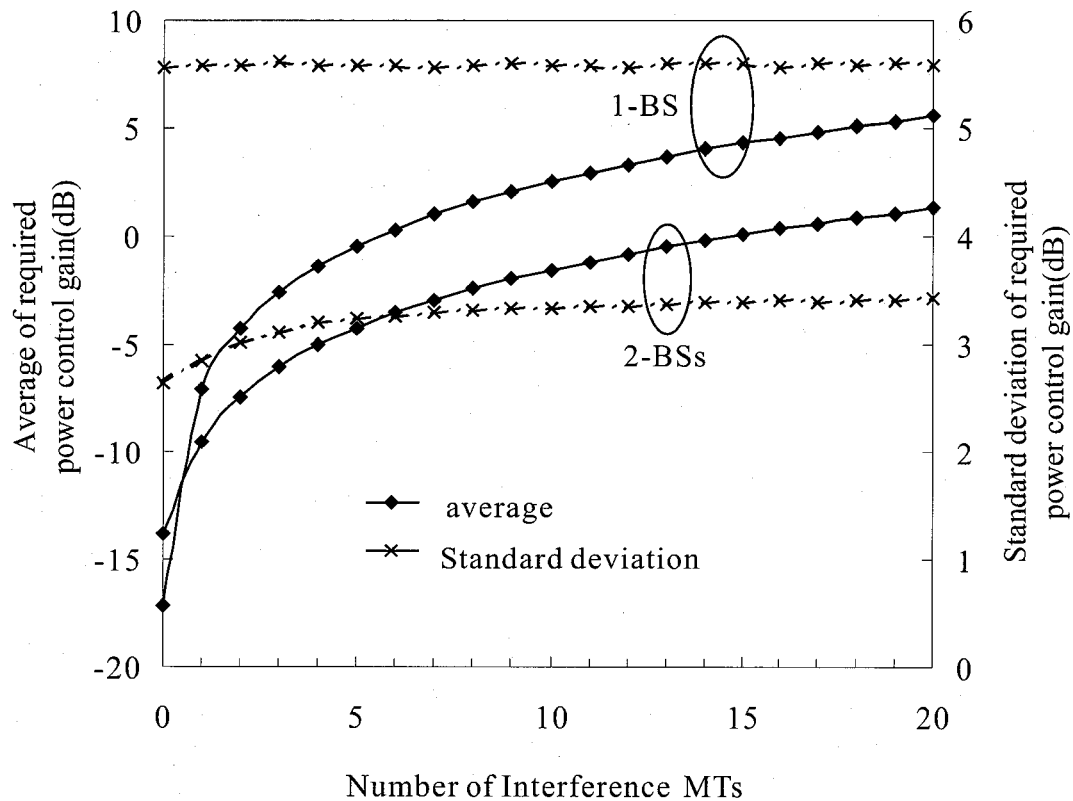


図 4.4: 非希望端末数に対する必要電力制御利得の平均と標準偏差

4.4 結言

本章では、符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムにおける上りリンクにおいて、必要送信電力利得の解析を行い、送信電力と送信電力制御範囲の低減ができることを明らかにした。4.2節では、干渉端末が存在するときの RAKE 受信後の信号の SIN 比の確率密度関数を求めた。4.3節では、必要な送信電力制御の利得を解析することにより、提案システムにおいて、最大送信電力、送信電力制御範囲を低減できることを示した。

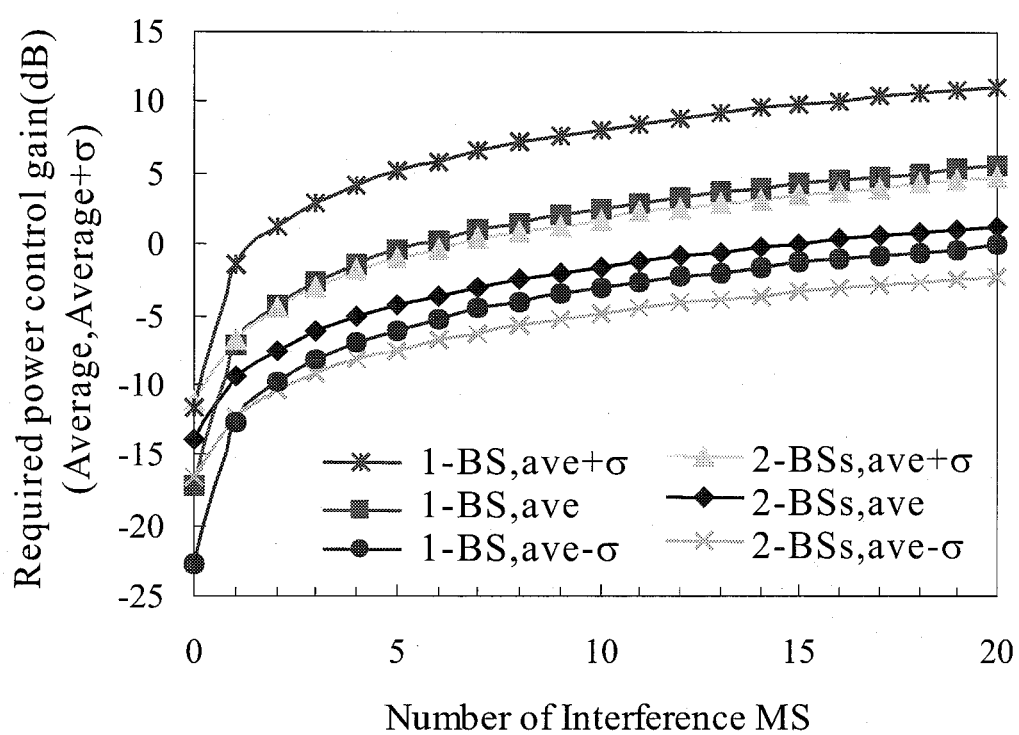


図 4.5: 非希望端末数に対する必要電力制御利得の平均±標準偏差

第5章 下りリンクにおける符号化及び、光遅延挿入による信号品質改善

5.1 序言

遍在アンテナシステムでは、複数基地局から同じ信号が送信されるため、受信点において遅延時間差を持つ複数の信号を受信してしまう。そこで無線電波形式としてCDMを用いることにより遅延波を抑圧でき、更にRAKE受信によりダイバーシチ効果が得られ受信品質を向上させることができると考えられる。しかし、遍在アンテナシステムでは複数アンテナから同じ信号が送信されるため、同一信号が同じチップタイミングで受信されることによって自信号自身が干渉となり、信号品質の劣化が引き起こされる。また、符号分割多重方式では送信時に複数移動局への送信信号間の同期がとれているので符号として直交符号が使われている。しかし、遍在アンテナシステムにおいては、同じ信号を複数アンテナから受信するために、移動局では直交符号間の同期がとれず、信号品質の劣化を引き起こす。これらの信号品質の劣化に対して、符号化と光リンク遅延の挿入を提案し、信号品質特性について解析を行い、その結果から本提案方式の有効性を示す。

本章では、遍在アンテナを用いる路車間CDM無線通信システムのダウンリンクにおいて、符号化と光リンク遅延の挿入を考慮した計算機シミュレーションを行い、BER特性についての評価を行う。その結果、マクロダイバーシチ効果によりBER特性が改善することを示す。まず、5.2節では、本章で用いるシミュレーションモデルについて説明する。次に、5.3節では、基地局の中間点におけるBER特性について、5.4節では、移動端末の位置に対するBER特性について挿入する光リンク遅延量を考慮した計算機シミュレーションを行う。

5.2 シミュレーションモデル

図5.1に本章で用いるシミュレーションモデルを示す。まず、CSにおいて、各ユーザへ伝送するデータを畳み込み符号化しインターリーブを行った後QPSK変調し、拡散符号を用いて直接拡散する。そして、全ユーザの信号を足し合わせ、搬送波周波数へ周波数変換して無線CDM信号を得る。次に、その信号でレーザーダイ

オード出力を強度変調波に変換し、RoFリンクを通して複数の基地局に伝送する。そして、各基地局ではO/E変換を行って無線波に戻し、空間に放射する。この無線信号は、各伝搬路においてそれぞれ独立にフェージングを受け移動端末で受信される。移動端末ではパイロット信号によって推定された遅延プロファイルに従って最大比合成RAKE受信を行い、デインターリーブした後、軟判定ビタビ復号により信号を再生する。

セルサイズは小さく常に見通し内（LOS：Line Of Sight）通信ができると仮定し、ライスフェージングチャネル（ライスファクター：5[dB]）とする。また、受信信号の直接波成分と散乱波成分の到来時間差はチップ時間よりも小さいと考え、近似的にこの2つの波は同時に到来するものとする。無線リンクの雑音を考慮し、光リンクの雑音は無線リンクの雑音より小さく、更に無線リンクで距離減衰を受けるため、受信点において非常に小さくなっているものと仮定し無視する。拡散符号にはロングコードと直交ショートコードを乗算する2階層の拡散符号割り当てを用いる。本章では2つの基地局で等価的に1つのセルを構成するものとし、この等価的なセル内では同一の拡散符号を用いる。基地局のアンテナは無指向性アンテナとする。チャネル推定には共通パイロットチャネルを用い、情報信号と符号多重して送信する。

5.3 光リンク遅延の挿入による二基地局中間点におけるBER特性

本節では、移動端末が2つの基地局の中間点にある場合、つまり2つの基地局から移動端末へ送信された信号の平均受信電力が等しい場合の平均受信 E_b/N_0 に対するBER特性を計算機シミュレーションにより評価する。移動端末が2つの基地局の中間点にある場合は、無線リンクにおける遅延時間差はないので、基地局とCSを接続する光リンクに挿入した遅延量と受信点における遅延時間差は等価であるといえる。本節において遅延時間差とは光リンクに挿入した遅延量、すなわち受信点における遅延時間差の両方を表すものとする。また、各ユーザへの送信電力は等電力とした。図5.2に基地局と移動端末の配置を、図5.3に受信点における電力遅延プロファイルを示す。 ΔT_{opt} は受信点における遅延時間差、すなわち光リンクでの遅延時間差を示している。表5.1に本章で用いるシミュレーション諸元を示す。

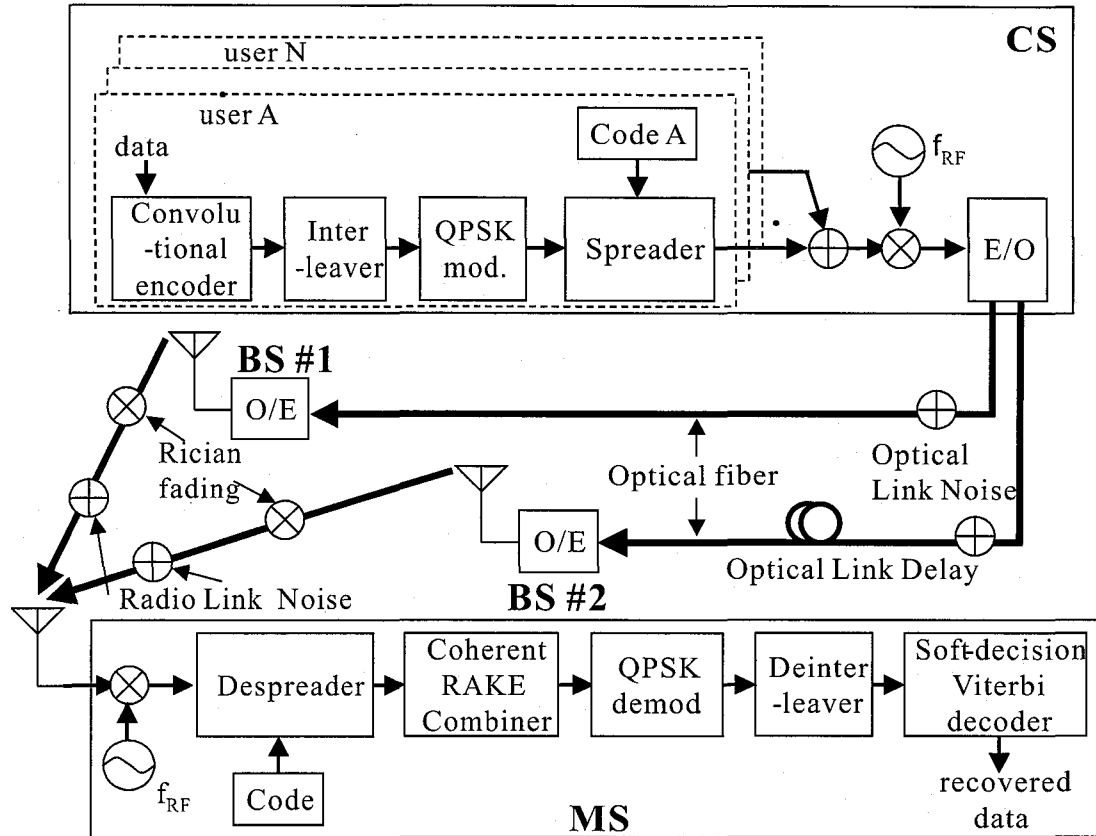


図 5.1: シミュレーションモデル

5.3.1 畳み込み符号化・軟判定ビタビ復号を用いない場合

まず、畳み込み符号化・軟判定ビタビ復号を用いない場合について評価を行う。受信点における遅延時間差 ΔT_{opt} をパラメータとした平均受信 E_b/N_0 に対する BER 特性を図 5.4, 5.5 (それぞれ $f_d = 0, 4$ [kHz]) に示す ($f_d = 4$ [kHz] は、搬送波周波数 36 [GHz] において移動端末が 120[km/h] で移動している場合に相当)。図 5.4, 5.5 において、 T_c は 1 チップ時間を表している。比較のため 2 つの基地局のうち 1 つからのみ信号を送信する場合の結果も示す。

遅延時間差 ΔT_{opt} が T_c の場合、平均受信 E_b/N_0 が小さい時は RAKE 受信によるダイバーシチ効果のため、遅延時間差がない場合と 1 つの基地局のみから信号を送信する場合に比べ BER は改善するが、平均受信 E_b/N_0 が大きくなると遅延波による干渉の影響が大きくなりフロアをひくようになる。そして、ユーザ数が 2, 3

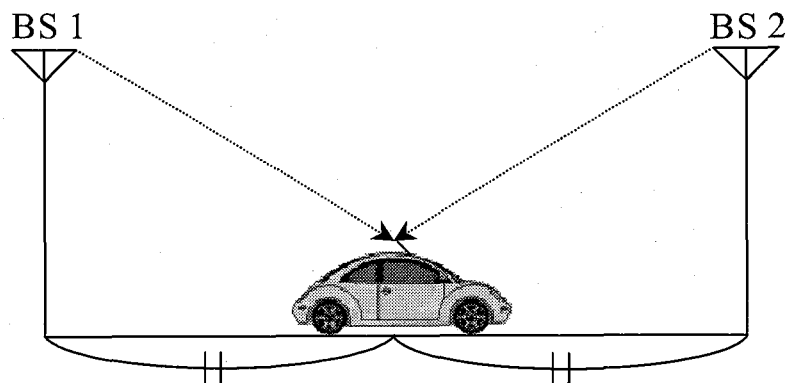


図 5.2: 基地局と移動端末の配置

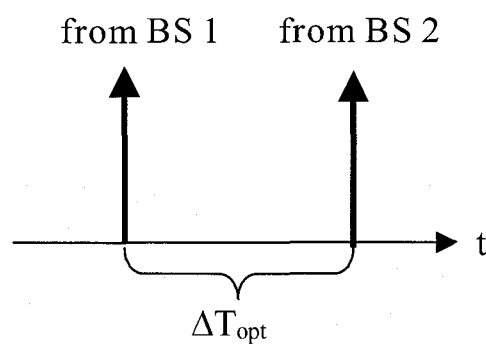


図 5.3: 受信点における電力遅延プロファイル

表 5.1: シミュレーション諸元1

無線リンク中心周波数	36[GHz]
ライスパラメータ	5[dB]
拡散符号長	16
変調方式 (1次) / (2次)	QPSK / DS-SS
データレート (シンボルレート)	4[Mbps](2[Msp])
チップレート	32[Mbps]

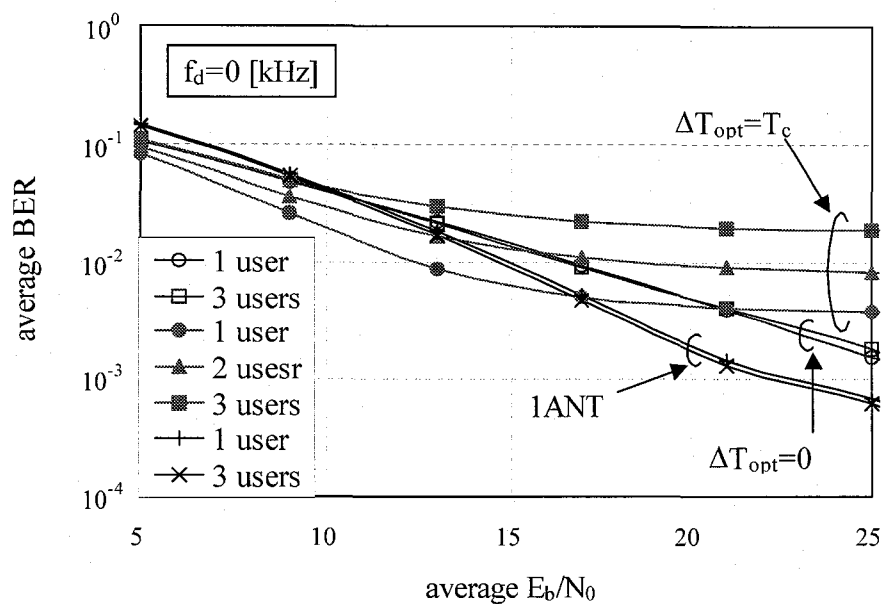


図 5.4: 平均受信 E_b/N_0 に対する BER 特性 (畳み込み符号化なし, $f_d = 0$ kHz)

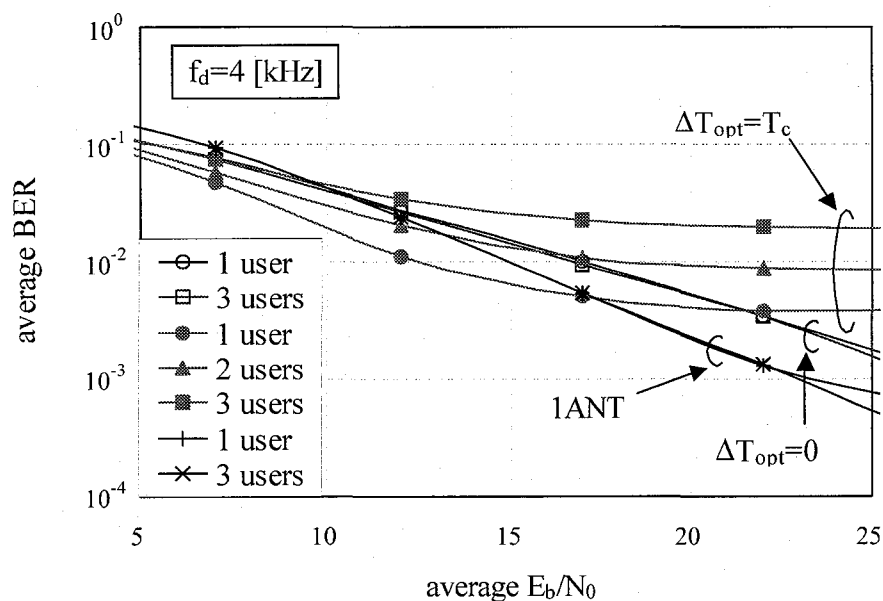


図 5.5: 平均受信 E_b/N_0 に対する BER 特性 (畳み込み符号化なし, $f_d = 4$ kHz)

と増えるにしたがって干渉電力が大きくなり、BERが劣化していきフロアをひくBERも劣化していく。

一方、遅延時間差がない場合、遅延波がないためダイバーシチ効果は得られないが、拡散符号の直交性が保たれるため遅延時間差が T_c の場合のようにフロアをひくことはない。また、2つの基地局からの信号を受信するため1つの基地局のみから信号を送信する場合と比べ総平均受信電力は2倍になるが、2つの信号の搬送波位相のずれにより直接波成分どうしが干渉し合い受信信号レベルが激しく変動するため、1つの基地局のみから信号を送信する場合よりもBERが下回るようになる。

また、 $f_d = 0$ [kHz] と $f_d = 4$ [kHz] を比較すると、その特性はほとんど同じとなっている。これは、情報信号と符号多重された共通パイロットチャネルを用いて伝搬路推定を行っているため、フェージング変動に十分追従した周期で伝搬路推定が行えているからである。

5.3.2 畳み込み符号化・軟判定ビタビ復号を用いた場合

次に、畳み込み符号化（符号化率：1/2，拘束長7）・軟判定ビタビ復号を用いた場合について評価を行う。畳み込み符号化による誤り訂正効果によりBER特性は大きく改善すると考えられる。受信点における遅延時間差 ΔT_{opt} をパラメータとした平均受信 E_b/N_0 に対するBER特性を図5.6，5.7（それぞれ $f_d = 0, 4$ [kHz]）に示す。インターリーブ長は深さ、幅とも30ビットとした。

図5.6より、 $f_d = 0$ [kHz] のとき、遅延時間差がない場合および1つの基地局のみから信号を送信する場合は、畳み込み符号化によるBER特性改善効果はほとんど得られない。これは、伝搬路がスローフェージングであり、バースト誤りが発生するため畳み込み符号による誤り訂正の効果が得られないからである。

一方、遅延時間差 ΔT_{opt} が T_c の場合は、 $f_d = 0$ [kHz] であっても畳み込み符号化によりBER特性が改善している。受信機において拡散符号を乗算し逆拡散を行う際、ロング符号はシンボルごとに部分相関を取る事となる。このとき部分相関値は一定値とならずランダムな値となるため、遅延波による干渉電力量がシンボルごとにランダムとなり誤りがランダム化する。これにより、畳み込み符号化による誤り訂正が有効に働きBER特性が改善するものと考えられる。

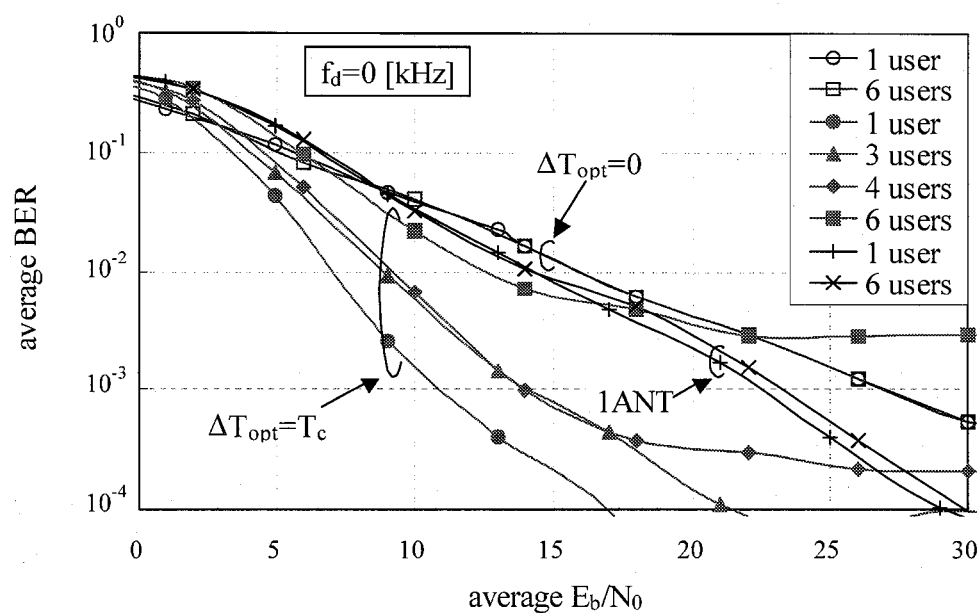
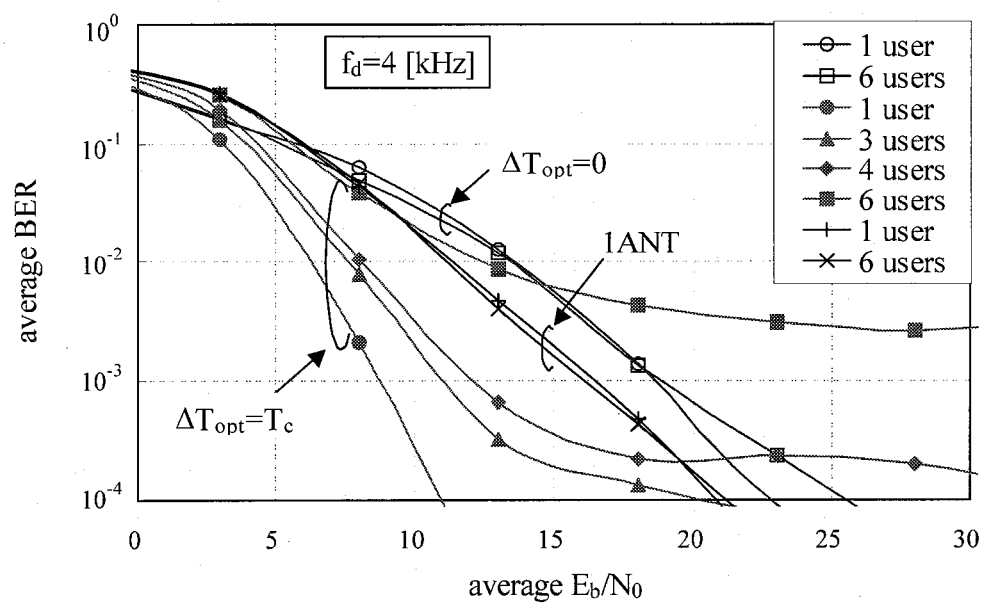
図 5.6: 平均受信 E_b/N_0 に対する BER 特性 (畳み込み符号化あり, $f_d = 0$ kHz)図 5.7: 平均受信 E_b/N_0 に対する BER 特性 (畳み込み符号化あり, $f_d = 4$ kHz)

図5.7より、 $f_d = 4$ [kHz] のときは、フェージング変動とインターリーブにより誤りがランダム化され、遅延時間差がない場合および1つの基地局のみから信号を送信する場合も、畳み込み符号化によりBER特性が改善している。

また、畳み込み符号化を用いない場合と同様、受信点における遅延時間差がない場合は、遅延波がないためダイバーシチ効果は得られないが、拡散符号の直交性が保たれるためフロアをひくことはなく、遅延時間差が T_c の場合は、平均受信 E_b/N_0 が小さい時はRAKE受信によるダイバーシチ効果のため、遅延時間差がない場合と1つの基地局のみから信号を送信する場合に比べBERは改善するが、平均受信 E_b/N_0 が大きくなると遅延波による干渉の影響が大きくなりフロアをひくようになる。しかし、畳み込み符号化によりBER特性が改善するため、フロアをひくBERが改善する。畳み込み符号化を用いない場合は2ユーザでも $BER=10^{-2}$ でフロアとなるが、畳み込み符号化を用いると4ユーザで $BER=2 \times 10^{-4}$ 程度、6ユーザでも $BER=3 \times 10^{-3}$ 程度でフロアとなり、畳み込み符号化を用いることによりBER特性が改善され、あるBERを満たすユーザ数を増やすことが可能となる。

5.4 光リンク遅延挿入による移動端末位置に対するBER特性改善効果

基地局間において、受信信号の遅延時間差が0となる位置は、挿入する光リンク遅延量により変わる。本節では、光リンク遅延の挿入を行った場合の移動端末位置に対するBER特性を計算機シミュレーションにより評価する。

図5.8に基地局と移動端末の配置を、表5.2に本節で用いるシミュレーション諸元を示す。本節でも畳み込み符号化・軟判定ビタビ復号を用い、各ユーザの送信電力は等電力とした。また、基地局と移動端末の送受信アンテナは無指向性アンテナとした。また、比較のため2つの基地局のうち移動端末との距離が近い基地局からのみ信号を送信する場合の結果も示す。

図5.9に挿入する光リンク遅延量をパラメータとして、各受信位置での遅延時間差を、図5.10, 5.11, 5.12, に移動端末位置に対するBER特性を示す。ユーザごとの送信電力は $P_T = -6$ [dBm]とした（基地局の中間点における平均 E_b/N_0 は約8 [dB]）。また、 ΔT_{opt} は挿入する光リンク遅延量を表している。

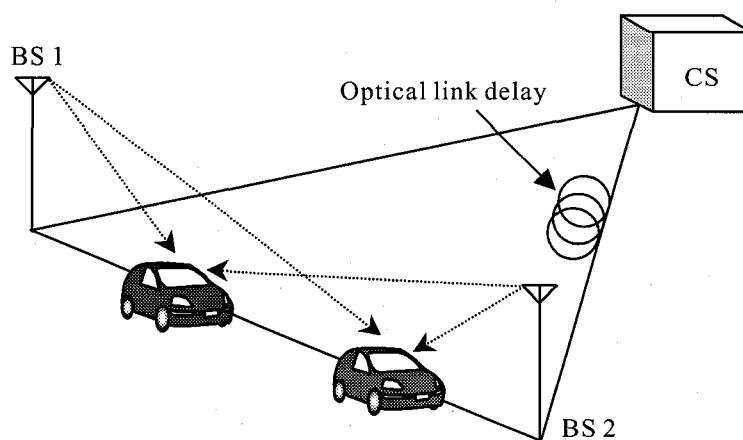


図 5.8: 基地局と移動端末の配置

表 5.2: シミュレーション諸元 2

アンテナ間隔	20[m]
アンテナ高の差	2.2[m]
送信アンテナの利得	0[dBi]
受信アンテナの利得	0[dBi]
受信機雑音温度	300[K]
受信回路の雑音指数	10[dB]
水蒸気吸収減衰	0.13[dB/km]
最大ドップラー周波数	4[kHz]

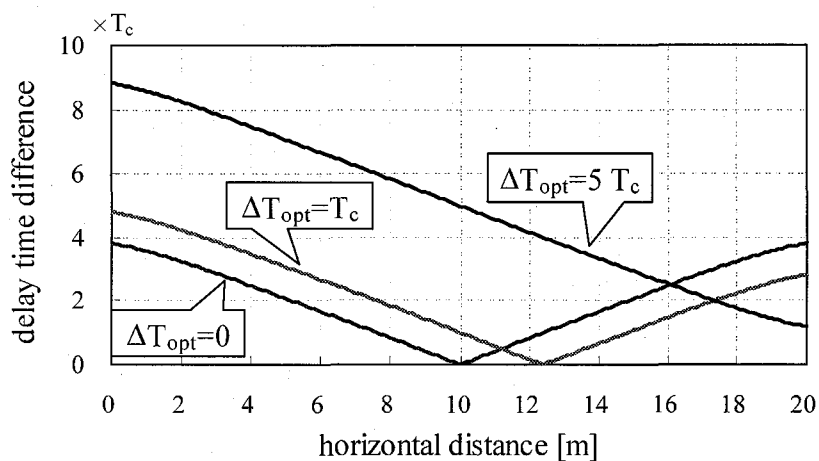


図 5.9: 各受信位置での遅延時間差

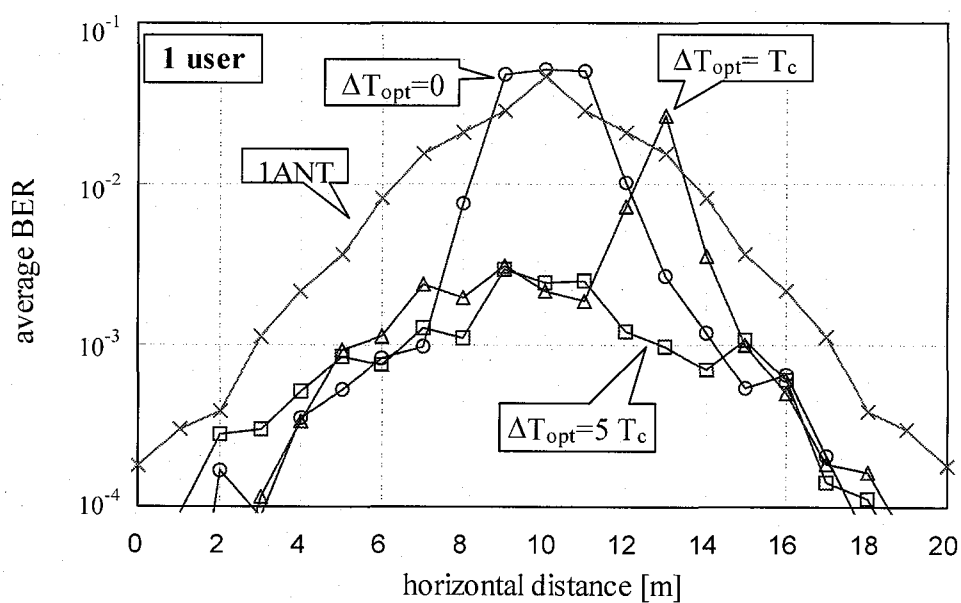


図 5.10: 移動端末位置に対する BER 特性 (1 ユーザ)

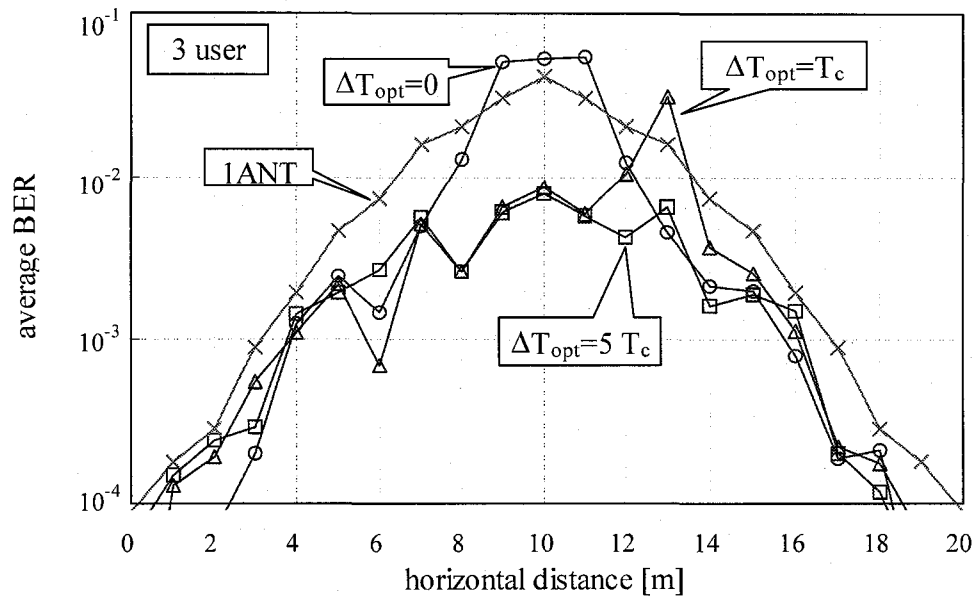


図 5.11: 移動端末位置に対する BER 特性 (3 ユーザ)

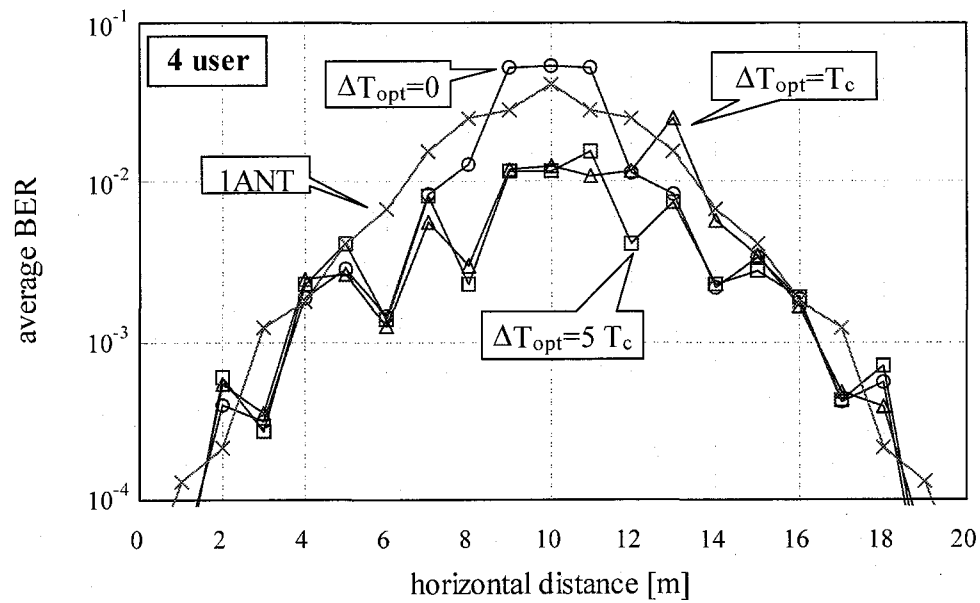


図 5.12: 移動端末位置に対する BER 特性 (4 ユーザ)

図より、どの場合も2つの基地局の中間地点へ近づくほどBERが悪くなっている。これは、基地局から離れるにつれて信号の受信電力が小さくなるためである。

前節で述べたように、受信点での遅延時間差が0となる点はダイバーシチ効果は得られないが、直交符号の直交性は保たれるためユーザが増えてもその点におけるBER特性はほとんど変化しない。また、受信点での遅延時間差が0でない点はダイバーシチ効果によりBER特性が改善されるが、ユーザが増えるにつれて干渉電力が増えていくためBER特性が劣化していく。

$\Delta T_{opt} = 0, T_c$ の時、受信点での遅延時間差が0となるのはそれぞれ10,13[m]の点であり、それぞれこの点でBER特性が劣化している。また、 $\Delta T_{opt} = 5T_c$ の時は、基地局間に受信点での遅延時間差が0となる点は存在しないため、2つの基地局間の全ての点でダイバーシチ効果が得られる。これにより1つの基地局からのみ信号を送信する場合と比べてBER特性が改善する。ここで、 $\Delta T_{opt} = 5T_c$ は光ファイバ30[m]分に相当し、本研究では挿入する遅延量を明確にするためにPDS型のトポロジを考えているが、バス型のトポロジを考えた場合、基地局間の光ファイバ長さが20[m]あるので、10[m]程度光ファイバを挿入すればよいことになる。しかし、ユーザ数が増加すると干渉電力が増えていくためBERが劣化していき、4ユーザの時のBER特性は1つの基地局からのみ信号を送信する場合のBER特性とあまり差がなくなり、ユーザ数が増えると干渉電力が増えるため効果は小さくなるものの、基地局間の全ての点で遅延時間差があるように光リンクに遅延を挿入することで、マクロダイバーシチ効果によりBER特性を改善できる。

遅延プロファイルがチップ間隔の精度までしか測定できないため、遅延時間差が(チップ時間の整数倍) + ($T_c/2$)に近い点では、逆拡散時の符号相関が悪くなりダイバーシチ効果が小さくなるため、BER特性改善効果が小さくなる。基地局間を移動すると、遅延時間差がチップ時間の整数倍となる点と(チップ時間の整数倍) + ($T_c/2$)となる点が交互に現れるため、BER特性改善効果が大きい点と小さい点が交互に現れる。

5.5 結言

本章では、遍在アンテナを用いる路車間CDM無線通信システムにおいて、符号化と光リンク遅延の挿入を提案し、計算機シミュレーションを行い、ダウンリン

クにおける BER 特性についての評価を行った。まず、5.2 節では、本章で用いるシミュレーションモデルについて説明し、次に、5.3 節では、基地局の中間点における BER 特性について、計算機シミュレーションを行った。その結果、符号化と光リンク遅延挿入を行うことにより信号品質特性が改善されることが明らかになった。5.4 節では、移動端末の位置に対する BER 特性について計算機シミュレーションを行った。その結果、符号化と基地局間において受信点における遅延時間差が 0 となる点が存在しないように光リンク遅延挿入を行うことにより、全ての点でダイバーシチ効果が得られるため 1 つの基地局のみから信号を送信する場合よりも BER 特性が改善するということが明らかになった。

第6章 結論

本論文では、符号分割多重/多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムに関する研究を行った成果をまとめた。以下に、本研究で得られた成果をまとめる。

第3章では、まず、符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムを提案した。そして、RAKE受信後のSN比の確率密度関数、累積確率分布、平均ビット誤り率を理論的に導出し、考察を加えた。その結果、

- 提案するシステムを用いると、信号を受信する基地局数が多い程、受信SN比が低く落ち込む確率を低減することができることが明らかになった。
- 上記の効果により、基地局数が多い程、無線リンクの平均SN比が低下しても平均BERを低く、瞬時BERの分散を小さくすることができることが明らかになった。

次に、符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムにおいては複数基地局からの同一信号が同じチップタイミングで受信されることによってRAKE受信機でそれらの信号を分離することができず、自信号自身が干渉雑音となり信号品質の劣化が引き起こされるという問題に対して光リンク遅延挿入を提案し、理論解析によりその信号伝送品質改善効果が以下のように明らかになった。

- 光リンクに遅延を挿入することにより、大きなダイバーシチ効果が得られ、平均BER特性が大きく劣化することを回避できることが明らかになった。
- 光リンクに遅延を挿入することにより、光-無線リンク全体での最大の遅延差が大きくなるため、より良い平均BER特性を得るためには、RAKE受信機のタップ数を多くする必要があることが明らかになった。

第4章では、符号分割多元接続方式を用いた遍在アンテナシステムにおける上りリンクにおいて、所要送信電力について解析を行った。その結果、

- ダイバーシチ効果により、大きな電力制御幅が必要となる確率が低減されることが明らかになった。
- 単一基地局受信に比べて、制御幅を約7[dB]と同時に最大送信電力を約19[dB]低減できることが明らかになった。

第5章では、下りリンクにおける問題、すなわち第3章と同じく自信号自身が干渉雑音となり信号品質の劣化を引き起こすという問題に加え、遍在アンテナシステムにでは同じ信号を複数アンテナから受信するために符号分割多重方式を用いた場合、移動局では直交符号間の同期がとれず、信号品質の劣化を引き起こすという問題に対して、符号化と光リンク遅延の挿入を提案し、その信号品質改善効果について解析を行った。その結果、

- 符号化のみ、あるいは光リンク遅延挿入のみにでは信号品質の改善は得られないが、符号化と光リンク遅延挿入を行うことにより信号品質特性が改善されることが明らかになった。
- 基地局間の受信地点で2つの基地局から送信される信号間の遅延時間差が0となる地点が存在しないように光リンク遅延挿入を行い、さらに符号化を行うと、全ての地点でダイバーシチ効果が得られ単一基地局受信の場合よりもBER特性が改善されることが明らかになった。

参考文献

- [1] “わかりやすい ADSL の技術,” 次世代ネットワーク研究会 (編), Aug. 2001.
- [2] <http://www.catv.or.jp/>, (社) 日本ケーブルテレビ連盟, (社) 日本 CATV 技術協会, ケーブルテレビ番組供給者協議会, 有テレ資格, 規格標準化委員会, 日本ケーブルラボ.
- [3] “FTTH 料金はまだ下がる,” 日経コミュニケーション, no.388, pp.52-67, April. 2003.
- [4] <http://www.tca.or.jp/japan/database/daisu/yymm/0310matu.html>, 社団法人電気通信事業者協会.
- [5] 立川敬二, “W-CDMA 移動通信方式,” 森永範興 (編), 丸善株式会社出版事業部, June 2001.
- [6] “春を待つ新生ブラウザフォン,” 日経コミュニケーション, no.359, pp.70-87, Feb. 2002.
- [7] <http://www.ieee.org>, Institute of Electrical and Electronics Engineers.
- [8] 守倉正博, 松江英明, “IEEE802.11 準拠無線 LAN の動向,” 信学論 B, vol.J84-B, no.11, pp.1918-1927, Nov. 2001.
- [9] 原田益水, “テレビジョン技術のすべて,” 電波新聞社, Nov. 2002.
- [10] “地上デジタル放送,” 映像情報メディア学会誌, vol.53, no.11, pp.1455-1484, Nov. 1999.
- [11] <http://www.hotspot.ne.jp/>, NTT コミュニケーションズ.
- [12] “第3世代携帯電話 vs. ホットスポット,” 日経コミュニケーション, no.353, pp.114-122, Nov. 2001.

- [13] 谷本和也, 山本倫久, 大槻英知, 熊本和夫, 藤井伸幸, 塚本勝俊, 小牧省三, “Wireless over IP システムの無線 LAN を用いた拡張とその信号品質評価実験,” 平 14 年信学春期総合大会, Vol.1, No.B-15-10, p.800, Mar. 2002.
- [14] 大槻英知, 谷本和也, 山本倫久, 藤井伸幸, 塚本勝俊, 小牧省三, “IP-VPN と無線 LAN を用いた Wireless over IP システムの拡張とその信号品質評価実験,” 信学技報, MoMuC2002-05, Vol.102, No.87, pp.63-68, May 2002.
- [15] 大岡 明裕, 土居 陽一, “道路交通システムの現状と今後の展望,” 電子情報通信学会誌, vol.81, no.8, pp.838-845, Aug.1998
- [16] 社団法人 交通工学研究会, “ITS – インテリジェント交通システム,” 丸善, 1997
- [17] Policy Platform Consortium, “ITS への取り組み,” 情報化による産業競争力強化に関する研究報告書, III-6, 1999
- [18] <http://www.jsae.or.jp/>, 社団法人 自動車技術会ホームページ
- [19] <http://www.jari.or.jp/>, 財団法人 日本自動車研究所ホームページ
- [20] <http://www.mlit.go.jp/road/ITS/j-html/index.html>, 国土交通省道路局 ITS ホームページ
- [21] <http://www.hido.or.jp/ITS/>, 財団法人 新産業開発機構 ITS ホームページ
- [22] <http://www.vics.or.jp/>, VICS HOME PAGE
- [23] http://www.its.go.jp/ITS/j-html/topindex/topindex_new031126.html, ITS Hand Book 2003-2004
- [24] S. Komaki , K. Tsukamoto , S. Hara and N. Morinaga, “Proposal of fiber and radio extension link for future personal communications,” Proc. ICCT '92, China, pp.33.03.1-33.03.4, 1992.
- [25] S. Komaki, K. Tsukamoto, S. Hara and N. Morinaga, “Proposal of fiber and radio extension link for future personal communications,” IEEE Microwave and optical Tech. Letters, vol.6, no.1, pp.55-60, 1993.

- [26] S. Komaki, K. Tsukamoto, M. Okada and H. Harada, "Proposal of Radio High-way Networks for Future Multimedia-personal Wireless Communications", 1994 IEEE International Conference on Personal Wireless Communications (ICPWC '94), Bangalore, India, pp.204-208, 1994.
- [27] 大槻英知, 猪原涼, 熊本和夫, 塚本勝俊, 小牧省三, "多値 CDMA-Radio-on-Fiber 方式の提案," 平 12 年信学春期総合大会, Vol.1, No.B-5-310, pp.695, Mar. 2000.
- [28] 大槻英知, 猪原涼, 塚本勝俊, 小牧省三, "多値 CDMA 光ファイバ無線システムの提案", 平成 12 年電気学会電子・情報システム部門大会, Vol.1, No.OS1-5, p.249-252, Sept. 2000.
- [29] Hideaki Ohtsuki, Ryo Inohara, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Proposal of M-ary CDMA Radio-on-Fiber System," Proc. of International Topical Workshop on Contemporary Photonic Technologies (CPT2001), Vol.1, No.1, pp.89-90, Tokyo, Japan, Jan. 2001.
- [30] K. Tsukamoto, M. Okada and S. Komaki, "Photonic Fed Radio Access System for Spectrum Efficiency Improvement," Proceeding of URSI COMM-SPHERE99, vol.1, no.1, pp.1-10, 1999.
- [31] K. Tsukamoto, Y. Kadota, M. Okada and S. Komaki, "Macro Diversity using Photonic Fed Ubiquitous Antenna Architecture for Road-to-Vehicle Communication," Proceeding of Wireless Personal Multimedia Communications '99, pp.468-473, Sep. 1999.
- [32] 朴潤賢 他, "光マイクロセル方式のセル間ダイバーシチにおける光リンク SNR の影響に関する検討," 信学技報, RCS92-38, 1992.
- [33] 朴潤賢 他: "光マイクロセル方式のセル間ダイバーシチにおける同一チャネル干渉に関する検討," 信学技報 RCS93-68, 1993.
- [34] Y. Park, M. Okada and S. Komaki, "The performance of fiber-radio intelligent vehicle highway communication system with macro-diversity," Wireless Per-

- sonal Communications, vol.14, no.2, pp.125-132, Kluwer Academic Publishers, Aug. 2000.
- [35] J. Yang, "Diversity Receiver Scheme and System Performance Evaluation for a CDMA System," IEEE Trans. Commun., vol.47, no.2, pp.272-280, Feb. 1999.
- [36] H.Harada, K.Sato, M.Fujise, "A Feasibility Study on a Radio-on-Fiber Based Road-to-Vehicle Communication Systems by a Code Division Multiplexing Radio Transmission Scheme," Proc. of ITST2000, pp.155-160, Oct. 2000.
- [37] H.Harada, K.Sato, M.Fujise, "A Radio-on-fiber Based Millimeter-wave Road-vehicle by a Code Division Multiplexing Radio Transmission Scheme - Symmetry between Uplink and Downlink-," Proc. of ITST2001, pp.47-52, Oct. 2001.
- [38] K.Shimezawa, H.Harada, H.Shirai, M.Fujise, "An advanced DSRC system based on a code-division-multiplexing based radio transmission scheme." Proc. of ITST2001, pp.77-82, Oct. 2001.
- [39] 横山 光雄, "スペクトル拡散通信システム," 科学技術者出版, 1988
- [40] John G.Proakis, "Digital Communications," McGraw-Hill, 1983.
- [41] Hideaki Ohtsuki, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "BER Improvement Effect of Optical Delay Insertion in ROF Ubiquitous Antenna Architecture for Wireless CDMA Systems," IEEE Journal of Lightwave Technology, Special Issue on Microwave Photonics. (掲載予定)
- [42] Hideaki Ohtsuki, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Macrodiversity Effect Using ROF Ubiquitous Antenna Architecture in Wireless CDMA System," IEICE Trans. Electron., Special Issue on Recent Progress in Microwave and Millimeter-wave Photonics Technologies, vol. E86-C, no.7, pp.1197-1202, July 2003.

- [43] Hideaki Ohtsuki, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Reduction Effect of Transmission Power Controlling Range by ROF Ubiquitous Antenna Architecture in Wireless CDMA System," Proc. of The 3rd Japan-Korea Joint Workshop on Microwave and Millimeter-Wave Photonics, Vol.1, No.1, pp.103-106, Tokyo, Japan, Jan. 2002.
- [44] Hideaki Ohtsuki, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Transmission Power Reduction Effect in Wireless CDMA System employing ROF Ubiquitous Antenna Architecture," Proc. of Microwave photonics (MWP2002), Vol.1, No.1, pp.257-260, Awaji, Japan, Nov. 2002.
- [45] Hideaki Ohtsuki, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "BER Improvement Effect of Optical Delay Insertion in ROF Ubiquitous Antenna for Road-to-Vehicle Wireless CDM System," Proc. of Microwave Photonics(MWP2003), Vol.1, No.1, pp.279-282, Budapest, Hungary, Sept. 2003.
- [46] Shin Takahashi, Hideaki Ohtsuki, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "BER Performance under Rician Fading Environments in Radio-on-Fiber Ubiquitous Antenna Architecture for Road-to-Vehicle Wireless CDM System," Proc. of Microwave Photonics(MWP2002), Vol.1, No.P3-11, pp.253-256, Awaji, Japan, Nov. 2002.
- [47] 高橋伸, 大槻英知, 塚本勝俊, 小牧省三, "ROF 遍在アンテナを用いるミリ波路車間 CDM システムに関する一検討," 信学技報, RCS2001-09, Vol.101, No.281, pp.23-28, Sept. 2001.
- [48] 四十九直也, 新熊亮一, 大槻英知, 塚本勝俊, 小牧省三, "遍在アンテナを用いた路車間 CDM 無線通信システムにおける QoS 制御方式に関する研究," 平 15 年信学春期総合大会, Vol.1, No.B-15-1, p.812, Mar. 2003.
- [49] 四十九直也, 大槻英知, 塚本勝俊, 小牧省三, "CDM 遍在アンテナシステムにおける QoS レベルに応じた送信電力制御方式の一検討," 信学技報, CQ2003-09, Vol.41, No.46, pp27-30, Sept. 2003.

- [50] B. Sklar, "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I : Characterization," IEEE Commun. Mag., vol.35, no.7, pp.90-101, July 1997.
- [51] B. Sklar, "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part II : Mitigation," IEEE Commun. Mag., vol.35, no.7, pp.102-109, July 1997.
- [52] 奥村 義久, 進士 昌明, "移動通信の基礎," 社団法人 電子情報通信学会, 1986.
- [53] 山内 雪路, "スペクトル拡散通信," 東京電機大学出版局, 1994.
- [54] A.Papoulis, "Probability, Random Variables, and Stochastic Processes," Third Edition, McGraw-Hill International Edition, Electrical Engineering Series, Feb. 1991.
- [55] S. Stein and J.J. Jones, "現代の通信回線理論," 森北出版, Oct. 1970.
- [56] 笹岡秀一, "移動通信," オーム社, May 1998.
- [57] 山内 雪路, "デジタル移動通信方式", 東京電機大学出版局, 1993.

本論文に関する原著論文

A 学会論文

1. Hideaki Ohtsuki, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Macrodiversity Effect Using ROF Ubiquitous Antenna Architecture in Wireless CDMA System," IEICE Trans. Electron., Special Issue on Recent Progress in Microwave and Millimeter-wave Photonics Technologies, vol. E86-C, no.7, pp.1197-1202, July 2003.
2. Hideaki Ohtsuki, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "BER Improvement Effect of Optical Delay Insertion in ROF Ubiquitous Antenna Architecture for Wireless CDMA Systems," IEEE Journal of Lightwave Technology, Special Issue on Microwave Photonics. (採録決定)

B 国際会議発表

1. Hideaki Ohtsuki, Ryo Inohara, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Proposal of M-ary CDMA Radio-on-Fiber System," Proc. of International Topical Workshop on Contemporary Photonic Technologies (CPT2001), Vol.1, No.1, pp.89-90, Tokyo, Japan, Jan. 2001.
2. Hideaki Ohtsuki, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Reduction Effect of Transmission Power Controlling Range by ROF Ubiquitous Antenna Architecture in Wireless CDMA System," Proc. of The 3rd Japan-Korea Joint Workshop on Microwave and Millimeter-Wave Photonics, Vol.1, No.1, pp.103-106, Tokyo, Japan, Jan. 2002.
3. Hideaki Ohtsuki, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Transmission Power Reduction Effect in Wireless CDMA System employing ROF Ubiquitous Antenna Architecture," Proc. of Microwave photonics (MWP2002), Vol.1, No.1, pp.257-260, Awaji, Japan, Nov. 2002.

4. Hideaki Ohtsuki, Shutai Okamura, Keizo Inagaki, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Transmission Distance Extension of MMF Optical Links by OFDM-SCM method," Proc. of The 4th Korea-Japan Joint Workshop on Microwave and Millimeter-Wave Photonics, Vol.1, No.1, pp.153-156, Daejeon, Korea, Jan. 2003
5. Hideaki Ohtsuki, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "BER Improvement Effect of Optical Delay Insertion in ROF Ubiquitous Antenna for Road-to-Vehicle Wireless CDM System," Proc. of Microwave Photonics(MWP2003), Vol.1, No.1, pp.279-282, Budapest, Hungary, Sept. 2003.
6. Shin Takahashi, Hideaki Ohtsuki, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "BER Performance under Rician Fading Environments in Radio-on-Fiber Ubiquitous Antenna Architecture for Road-to-Vehicle Wireless CDM System," Proc. of Microwave Photonics(MWP2002), Vol.1, No.P3-11, pp.253-256, Awaji, Japan, Nov. 2002.

C 国内口頭発表

1. 大槻英知, 猪原涼, 熊本和夫, 塚本勝俊, 小牧省三, "多値CDMA-Radio-on-Fiber 方式の提案," 平12年信学春期総合大会, Vol.1, No.B-5-310, pp.695, Mar. 2000.
2. 大槻英知, 猪原涼, 塚本勝俊, 小牧省三, "多値CDMA 光ファイバ無線システムの提案", 平成12年電気学会電子・情報システム部門大会, Vol.1, No.OS1-5, p.249-252, Sept. 2000.
3. 谷本和也, 山本倫久, 大槻英知, 熊本和夫, 藤井伸幸, 塚本勝俊, 小牧省三, "Wireless over IP システムの無線LAN を用いた拡張とその信号品質評価実験," 平14年信学春期総合大会, Vol.1, No.B-15-10, p.800, Mar. 2002.
4. 四十九直也, 新熊亮一, 大槻英知, 塚本勝俊, 小牧省三, "遍在アンテナを用いた路車間CDM無線通信システムにおけるQoS制御方式に関する研究," 平15年信学春期総合大会, Vol.1, No.B-15-1, p.812, Mar. 2003.

B 国内研究会発表

1. 高橋伸, 大槻英知, 塚本勝俊, 小牧省三, “ROF 遍在アンテナを用いるミリ波路車間 CDM システムに関する一検討,” 信学技報, RCS2001-09, Vol.101, No.281, pp.23-28, Sept. 2001.
2. 大槻英知, 谷本和也, 山本倫久, 藤井伸幸, 塚本勝俊, 小牧省三, “IP-VPN と無線 LAN を用いた Wireless over IP システムの拡張とその信号品質評価実験,” 信学技報, MoMuC2002-05, Vol.102, No.87, pp.63-68, May 2002.
3. 四十九直也, 大槻英知, 塚本勝俊, 小牧省三, “CDM 遍在アンテナシステムにおける QoS レベルに応じた送信電力制御方式の一検討,” 信学技報, CQ2003-09, Vol.41, No.46, pp27-30, Sept. 2003.

