



Title	遍在アンテナを用いた空間分割通信方式に関する研究
Author(s)	岡村, 周太
Citation	大阪大学, 2004, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/2635
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

遍在アンテナを用いた
空間分割通信方式に関する研究

2004年 1月

岡村 周太

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

また、研究の途上、有益な御助言と御協力、御激励を頂いた新熊亮一博士（現京都大学）、中村真木氏（現パナソニック モバイルコミュニケーションズ株式会社）をはじめとする大阪大学大学院卒業生ならびに大槻英知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氏に感謝申し上げる。

内容梗概

本論文は、筆者が2000年から2003年にかけて大阪大学大学院工学研究科在学中に行った遍在アンテナを用いた空間分割通信方式に関する研究成果をまとめたものであり、以下の7章により構成されている。

第1章は、序論であり、本論文に関連する研究分野の現状について述べるとともに、本論文における研究背景および研究目的を明確にする。

第2章では、まず、本研究で検討している遍在アンテナシステムの構成と概要について説明を行う。次に、サービスエリア内全域で同一周波数帯域での運用を実現するため、遍在アンテナを用いた空間分割多元接続 (SDMA: Space Division Multiple Access) 方式および空間分割複信 (SDD: Space Division Duplex) 方式の提案を行う。遍在アンテナ SDMA 方式は、分散配置された無線基地局をアレイアンテナの一素子と考え、中央制御局で適応信号処理を行うことで MIMO (Multi-Input Multi-Output) システムを構築し、サービスエリア内で同一周波数帯域で送信された複数の移動端末からの上りリンク信号を同時に受信可能にする方式である。また、遍在アンテナ SDD 方式は、遍在アンテナにおける中央制御局での集中制御性を利用し、ある無線基地局が下りリンク送信中であっても、その近くで発生した上りリンク信号を同一周波数帯域で受信可能にする、上りリンクと下りリンクの複信方式である。以上のシステムについてそれぞれその構成と問題点および以降の章との関連を述べる。

第3章では、遍在アンテナを用いた直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 信号の空間分割多元接続方式を提案する。提案方式は、無線信号にマルチパス耐性のある OFDM を用いることで、遍在アンテナを用いて SDMA を実現する際に問題となる光ファイバ無線 (RoF: Radio-on-Fiber) リンクでの遅延時間差の影響を除去でき、効果的に複数端末の同一周波数運用が実現できる。また、周波数選択性フェージング環境下での周波数ダイバーシチ利得を向上させるため、最小平均二乗誤差 (MMSE: Minimum Mean Square Error) 合成適用後の信号を平均二乗誤差で正規化する方式を提案する。本章では計算機シミュレーションを用いて、提案方式の伝送特性についての評価を行い、評価結果から提案方式の有効性を示す。

第4章では、遍在アンテナ SDMA 方式における光リンク雑音の影響を軽減するため、基地局選別方式を用いた MMSE 合成を提案する。この方式は、光リンクにおける搬送波対雑音電力比 (CNR: Carrier to Noise power Ratio) が低いブランチが存在する場合、そのブランチからの信号を用いずに MMSE 合成を行うことで、光リンク雑音の影響を軽減する方式である。第4章では、まず、第3章で提案した遍在アンテナ SDMA 方式において、周波数選択性フェージングを受けた OFDM 信号を光伝送した場合の光リンク CNR 特性を明らかにする。その後、光リンク雑音の影響する場合のシステムの周波数利用効率について計算機シミュレーションを行い、提案方式の有効性を示す。

第5章では、シリアル判定帰還型干渉キャンセラ (SIC: Serial Interference Canceller) を適用した遍在アンテナ SDMA 方式を提案する。第3, 4章で検討した方式は SDMA 実現のため MMSE 合成に基づく線形フィルタを用いた複局同時受信方式を用いたが、この方式では複数の基地局で受信しているにも関わらず、同一周波数干渉除去にアレイアンテナの自由度を使うため、ダイバーシチ利得が少なくなってしまう。この問題を解決するため、非線形の複局同時受信方式であるシリアル判定帰還型干渉キャンセラを遍在アンテナに適用することを提案し、その特性改善効果を計算機シミュレーションにより明らかにする。

第6章では、サービスエリア内で上りリンク/下りリンクの複信を同一周波数帯域で実現する、遍在アンテナを用いた SDD 方式を提案する。提案方式では、下りリンク信号が上りリンク信号受信時に与える干渉に対しては中央制御局における一括制御を利用して除去する。また、上りリンク信号が下りリンク信号受信時に与える干渉を、RTS/CTS (Request To Send/Clear To Send) を利用することで回避する。提案方式の下りリンク送信中に上りリンクが送信可能となる確率を計算機シミュレーションにより評価し、提案方式の有効性を示す。

第7章では結論であり、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	11
2.1 序言	11
2.2 遍在アンテナシステムの構成	11
2.3 遍在アンテナを用いた空間分割多元接続方式	13
2.4 遍在アンテナを用いた空間分割複信方式	18
2.5 結言	20
第3章 遍在アンテナを用いた OFDM 信号の空間分割多元接続方式	21
3.1 序言	21
3.2 システムモデル	23
3.2.1 送受信機構成	23
3.2.2 MMSE 合成器	25
3.2.3 平均二乗誤差での正規化による周波数ダイバーシチ効果	27
3.2.4 伝搬路推定方式	28
3.3 シミュレーション	29
3.3.1 シミュレーションモデル	29
3.3.2 ビット誤り率特性	30
3.3.3 提案方式の周波数利用効率	35
3.4 結言	38
第4章 遍在アンテナにおける光リンク雑音の影響を軽減するための基地局選別方式	39
4.1 序言	39
4.2 システムモデル	40

4.2.1	光リンクで発生する雑音・歪と CNR 特性	40
4.2.2	基地局選別方式を用いた MMSE 合成	43
4.3	光リンクにおける CNR 特性と基地局選別方式による特性劣化の軽減効果	45
4.3.1	光リンクにおける CNR 特性の評価	45
4.3.2	基地局選別方式による光リンク雑音の影響の軽減効果	48
4.4	結言	50
第 5 章	シリアル判定帰還型干渉キャンセラによる遍在アンテナの特性改善効果	53
5.1	序言	53
5.2	シリアル判定帰還型干渉キャンセラを用いた遍在アンテナ SDMA 方式	55
5.2.1	システムモデル	55
5.2.2	シリアル判定帰還型干渉キャンセラの構成	56
5.2.3	最尤判定器	58
5.3	提案方式による伝送特性改善効果	60
5.3.1	シミュレーションモデル	60
5.3.2	基準 E_b/N_0 に対する伝送特性	62
5.3.3	移動端末数に対する伝送特性	65
5.3.4	無線基地局配置に対する伝送特性	65
5.3.5	シャドウイング変動の影響	72
5.3.6	提案 SIC の演算量	74
5.4	結言	76
第 6 章	遍在アンテナを用いた空間分割複信方式	79
6.1	序言	79
6.2	システムモデル	80
6.2.1	遍在アンテナの集中制御性を利用した下りリンク干渉信号成分除去方式	81
6.2.2	RTS/CTS を利用した上りリンク信号送信制限による干渉回避方式	83

6.3 シミュレーション	84
6.3.1 シミュレーションモデル	84
6.3.2 下りリンク干渉成分除去特性	86
6.3.3 CTS パケットにより送信禁止される領域の面積	87
6.3.4 上りリンク信号が送信可能となる確率	88
6.4 結言	90
第7章 結論	91
参考文献	95
本論文に関する原著論文	105

目 次

2.1	遍在アンテナシステム (光マイクロセル方式) の構成	12
2.2	アダプティブアレイの構成	14
2.3	アレイアンテナを用いた SDMA 方式	15
2.4	遍在アンテナを用いた SDMA 方式	16
2.5	遍在アンテナにおける上りリンクと下りリンク間の同一周波数干渉	19
3.1	遍在アンテナを用いた OFDM 信号の SDMA 方式の構成	23
3.2	移動端末の構成	24
3.3	中央制御局の構成	24
3.4	MMSE 合成器の構成	26
3.5	平均二乗誤差による MMSE 合成出力の正規化	28
3.6	シミュレーションモデル	31
3.7	平均受信 E_b/N_0 に対するビット誤り率特性 ($D_{bs}=40m$)	32
3.8	基地局間距離 D_{bs} に対するビット誤り率特性 (平均受信 $E_b/N_0=20dB$)	33
3.9	移動端末-無線基地局間距離と平均受信 E_b/N_0 の関係	34
3.10	サービスエリア内での移動端末の位置を考慮した場合の基準 E_b/N_0 に対するビット誤り率特性 ($D_{bs}=40m$)	35
3.11	シミュレーションモデル	36
3.12	基準 E_b/N_0 に対する周波数利用効率 ($D_{bs}=40m$, サービスエリアサ イズ=80m)	37
3.13	サービスエリアサイズに対する周波数利用効率 (基準 $E_b/N_0=15dB$)	38
4.1	遍在アンテナを用いた SDMA 方式の構成および光リンクで発生する 雑音	41
4.2	周波数選択性フェージング環境下における CNR 特性の最悪値評価 モデル	43

4.3	基地局選別を用いた MMSE 合成器の構成 ($L=2$ の場合)	44
4.4	シミュレーションモデル	47
4.5	光変調指数に対する光リンクの平均 CNR 特性	47
4.6	移動端末あたりの光リンク CNR の瞬時値の分布	48
4.7	光リンク平均 E_b/N_0 に対する周波数利用効率特性	49
4.8	基地局選別方式を用いた場合の光リンク平均 E_b/N_0 に対する周波数 利用効率特性	50
5.1	遍在アンテナ SDMA 方式の構成	56
5.2	シリアル判定帰還型干渉キャンセラの構成	57
5.3	シミュレーションモデル	62
5.4	MMSE, SIC, MLD を用いた場合の基準 E_b/N_0 に対する平均ビット 誤り率特性 ($D_{bs} = 40m$)	63
5.5	MMSE, SIC, MLD を用いた場合の基準 E_b/N_0 に対するパケット送 信成功確率 ($D_{bs} = 40m$)	64
5.6	SIC のステージ数に対する平均ビット誤り率特性 ($D_{bs} = 40m$)	64
5.7	移動端末数に対する平均ビット誤り率特性が 10^{-4} を満たす基準 E_b/N_0 の値 ($D_{bs} = 40m$)	66
5.8	MMSE 合成における無線基地局間距離を変化させた場合の基準 E_b/N_0 に対する (a) 平均ビット誤り率特性 (b) パケット送信成功確率	68
5.9	1 ステージ SIC における無線基地局間距離を変化させた場合の基準 E_b/N_0 に対する (a) 平均ビット誤り率特性 (b) パケット送信成功確率	69
5.10	4 ステージ SIC における無線基地局間距離を変化させた場合の基準 E_b/N_0 に対する (a) 平均ビット誤り率特性 (b) パケット送信成功確率	70
5.11	MLD における無線基地局間距離を変化させた場合の基準 E_b/N_0 に 対する (a) 平均ビット誤り率特性 (b) パケット送信成功確率	71
5.12	各複局同時受信方式における無線基地局間距離に対するパケット送 信成功確率 (基準 E_b/N_0 5dB, 15dB)	72

5.13	シャドウイング変動を考慮に入れた場合の各複局同時受信方式における基準 E_b/N_0 に対するパケット送信成功確率 ($D_{bs}=0.058m, 40m$, 対数正規分布, 標準偏差 12dB)	73
6.1	遍在アンテナを用いた空間分割多元接続方式の構成	81
6.2	中央制御局の一括制御性を用いた下りリンク干渉信号成分除去方式	82
6.3	シミュレーションモデル	85
6.4	上りリンク信号受信時の SIR に対する上りリンク信号送信成功確率	86
6.5	CTS パケットにより送信禁止される領域の面積の割合	87
6.6	中央の円内で発生した上りリンク送信要求が送信可能となる確率	89
6.7	提案方式と従来方式の上りリンク送信可能確率の比	89

表 目 次

3.1 シミュレーション諸元	30
4.1 シミュレーション諸元	46
5.1 シミュレーション諸元	61
5.2 MMSE 合成, SIC, MLD の演算量	76
6.1 シミュレーション諸元	85

第1章 序論

1990年代のPC (Personal Computer) などの情報端末の高性能化や情報コンテンツの充実に伴い、インターネットの普及が急激に加速した。その結果、WWW (World Wide Web) を利用した情報の閲覧/発信や電子メールによるメッセージの交換、VoIP (Voice over IP) 技術による安価な音声通話などの多彩なサービスを、専門的な知識を必要とせず誰にでも簡単に利用できるようになった [1]。

インターネットを利用するには情報端末をネットワークに接続する必要があるが、普及当初は電話回線や専用線などの有線系ネットワークを用いた接続が一般的であった。有線系ネットワークを用いた接続では利用形態が限定されてしまうのに対し、無線通信では携帯可能な情報端末を用いることにより、時間や場所を選ばず自由にネットワークへ接続できる。しかし、現在広く普及している PDC (Personal Digital Cellular) や PHS (Personal Handy-phone System) [2, 3] を用いた接続では、伝送速度が低く、その用途は音声通話や低速データ通信に制限されるため、インターネット接続を行うには不十分である。

日本でのセルラー移動通信システムは、1990年代に第2世代としてデジタル方式を用いたPDCが登場したのをきっかけに、端末の小型化や低価格化がその普及を急激に加速した [3]。PDCは初めは音声通話としての利用が主であったが、1999年に簡易インターネットブラウザを搭載した端末が登場し、インターネット接続の無線インターフェースとしての利用が拡大した。セルラー移動通信システムはサービスエリアが広く、いつでも、どこでもサービスを享受できるが、インターネット上の多彩なコンテンツにアクセスするには伝送速度が十分でなかった。また、各国ごとに異なる通信方式を用いているので、通信のグローバル化を目指す上でも次世代の移動通信システムの登場が望まれていた。そこで、第3世代の移動通信システムとして、初の世界統一規格である IMT-2000 (International Mobile Telecommunications 2000) の標準化が行われ、2001年よりサービスが開始された [4-6]。IMT-2000では

移動環境で 144kbps, 歩行環境で 384kbps, 準静止環境で 2Mbps と, 現行の PDC や PHS に比べて数～数十倍の伝送速度が規定されている. さらに, HSDPA (High-Speed Down Link Packet Access) や 1xEV-DO (Evolution of 1X mode - Data Only), 1xEV-DV (Evolution of 1X mode - Data and Voice) などの下りリンクのパケット伝送に特化した高速伝送方式の適用が検討されており, 今後の展開が期待される [6,7].

一方, オフィスや大学などの構内系無線ネットワークの分野では, IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.11 ワーキンググループで標準化された無線 LAN (Local Area Network) システムの普及が拡大している [8-10]. 無線 LAN は従来 10/100base-T のイーサネットケーブルで構築していた構内 LAN を無線化するものであり, その伝送速度は数～数十 Mbps のオーダーで標準化されている. 無線 LAN の規格としては, 2.4GHz 帯を用いて最大 11Mbps の伝送速度を実現する IEEE802.11b が現在最も普及している [11]. さらに, 5GHz 帯を用いてより高速な伝送を可能にする IEEE802.11a が普及しつつある [12]. また, 2003 年に 2.4GHz 帯を用いて IEEE802.11b と下位互換を保証しつつ IEEE802.11a と同じ最大伝送速度を提供する IEEE802.11g が標準化され, 今後の普及が期待される. IEEE 802.11a および IEEE802.11g は無線伝送方式にマルチパス伝搬に耐性を持つ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [13-16] が用いられており, 最大 54Mbps の高速伝送を提供できる. IEEE802.11 で標準化されている無線 LAN は, 免許不要の周波数帯である 2.4GHz 帯や 5GHz 帯を用いており, 個人でも容易にシステムを構築できる. そのため, 主として利用されているオフィスでの無線 LAN という用途だけでなく, 家庭内でのマルチメディアストリーミングなどに代表されるホームネットワークや, 屋外のホットスポットなどにおけるインターネットアクセスサービスなど, 様々な場面で使用されるようになってきた.

また, 日本においても次世代の高速無線アクセスシステムとして MMAC (Multi-media Mobile Access Communication systems) の標準化活動が行われている [17]. MMAC 推進協議会では, 5GHz 帯/25GHz 帯を利用した高速無線アクセスシステム (HiSWANa/b: High-Speed Wireless Access Network a/b) やミリ波帯の電波を利用して最大 156Mbps の伝送速度を実現する超高速無線 LAN システム, SHF 帯等 (3～60GHz) の電波を利用した最大 30Mbps の伝送が可能な移動体通信システム, 無線ホームリンク [18,19] などの研究開発が行われている. 特に, 5GHz 帯を用いる

HiSWANa は同じ 5GHz 帯を用いる IEEE802.11a や欧州の ETSI-BRAN (European Telecommunication Standards Institute - Broadband Radio Access Networks) で標準化されている HIPERLAN/2 (High-Performance LAN type 2) [8, 20] と共通の物理レイヤ規格をめざして標準化が進められた [21]. また, アクセス制御方式としては HIPERLAN/2 と同じく TDMA/TDD (Time Division Multiple Access / Time Division Duplex) を用いて集中制御することでスループットの向上や QoS (Quality of Service) 保証をサポートしており, 今後の発展が期待される.

高速無線アクセスシステムを利用形態に合わせて用いることで, 人々は時や場所にとらわれずにネットワークへ接続でき, 様々な場面で情報通信社会の恩恵を受けられるようになってきた. これに伴い, 今後, これまでの有線ネットワークを無線に置き換えただけの無線通信サービスだけでなく, 無線通信ならではのモバイルマルチメディアサービスが発展していくものと考えられる. しかし, 無線通信を用いたサービスは, 周波数を資源として使用するのので, 利用者の増加や伝送速度の向上などの要求に対して厳しい制限がある. 例えば, IEEE802.11a や IEEE802.11g は最大で 54Mbps の伝送速度で標準化されているが, これは物理層での伝送速度であり, IP 層での実効スループットは 30Mbps 程度しかなく, 100base-T の有線 LAN との速度差は依然として大きい. さらに, このスループット値も伝搬路状況が良好であり, 同時使用しているユーザが他にいない場合の最良値である. このことから, 今後の高速無線アクセスシステムの利用の拡大に伴い, 現行の方式では, 常に快適な無線アクセスをユーザに提供することが困難になると予想される. そのため, 限られた周波数帯域内で多くのユーザに広帯域伝送を提供可能な, すなわち, 一層高い周波数利用効率を実現する無線アクセスシステムが望まれる.

無線通信では空間を自由に伝搬する電波を媒体として通信を行うため, 電波の届く範囲内ならば通信相手以外にもその信号は伝達する. そのため, 複数の無線局が同時に同一周波数帯域で送信を行うと, 互いに干渉を起こしてしまい, 情報を正しく伝送できなくなる. このような干渉は同一周波数干渉と呼ばれ, 無線通信システムの周波数利用効率を制限する要因の一つである. 携帯電話などで用いられているセルラー移動通信システムでは, 隣接するセルには異なる周波数帯域を割り当て, 同一周波数帯域は干渉が無視できるほど離れたセルにおいて再利用することで, 同一周波数干渉の影響を軽減している [2]. この方式では, システムの周波数利用効

率は面積あたりの同一周波数のセルの繰り返し利用回数によって変わる。繰り返し利用回数は、利用可能な周波数帯域幅とシステムに必要な周波数利用効率から決定する。例えば、PDCでは3つの直交した周波数帯域を用いて周波数繰り返しが行われている(3セル繰り返し)。また、IEEE802.11 準拠の無線 LAN 規格でも直交した周波数帯域が2.4GHz 帯の IEEE802.11b で3チャンネル、5GHz 帯の IEEE802.11a で12チャンネル用意されており、隣接するアクセスポイントには異なる周波数帯域を割り当てる必要がある [8]。

さらに、セルラー移動通信システムにおいて、セルサイズを小型化し、セルをサービスゾーン内に密に配置した、マイクロセル方式が提案されている [2]。この方式は、サービスエリアをマイクロセルと呼ばれる半径数百 m のエリアに分割することによって、面積あたりの同一周波数帯域や符号の繰り返し利用回数を増やし、周波数利用効率を改善する方式である。しかし、セルサイズの小型化に伴い、基地局数の増大や移動端末がセルをまたがって移動する場合のハンドオーバー制御、基地局への周波数割り当てなどの周波数管理が複雑化するという問題が生じる。

このような状況の中、近年、光通信と無線通信を融合した光電波融合通信システムが、分配性・移動性に優れる無線通信の特徴と、広帯域性・広域転送性に優れる光通信の特徴を兼ね備えた新たな通信システムとして注目を浴びている [22–25]。この方式では、光ファイバ内を広帯域な自由伝搬空間とみなして、無線基地局で受信した無線信号を RF (Radio Frequency) 信号の形態を保持したまま光ファイバ無線 (RoF: Radio-on-Fiber) リンクを通じて中央制御局まで伝送し、一括して信号処理を行う。したがって、従来、各無線基地局に配置する必要のあった送受信機、無線変復調器などをすべて中央制御局に集中配備できるので、無線基地局のハードウェア規模を抑えることができる。また、無線基地局は E/O (Electrical to Optical), O/E (Optical to Electrical) 変換器のみを備えればよいので、光ファイバネットワークと無線基地局を汎用化でき、様々な無線サービスでシステムを共用できる。

RoF 技術をマイクロセル方式に適用した光マイクロセル方式では、各セルの無線基地局と中央制御局は RoF リンクで接続されており、すべての信号処理は中央制御局で行われる [24, 25]。従って、無線基地局は E/O, O/E 変換の機能を備えるだけでよく、マイクロセル方式のデメリットであった、無線基地局の設備コストを低減でき、無線基地局の増設が比較的容易に行える。さらに、ハンドオーバー制御や

周波数管理などの制御を中央制御局で一括して行えるため、マイクロセル方式における制御の複雑化の問題も回避できる。

光マイクロセル方式では、無線基地局での電波空間をそのまま中央制御局で再現できるため、機能集約された中央制御局で、同一周波数干渉除去などの周波数利用効率向上のための信号処理を容易に実現できる。特に、サービスエリア内に分散配置されている複数のマイクロセル基地局をブランチとしてダイバーシチを行い、周波数利用効率の改善を図る遍在アンテナシステムの検討が行われている [26–28]。遍在アンテナシステムにおいて、複数の無線基地局から同時に送信を行うセル間ダイバーシチ方式を用いることで、フェージングによる伝送特性の劣化を防ぐことができる [26, 27]。また、光リンクにおける雑音を考慮した最大比合成セル間ダイバーシチを行うことで、システムの周波数利用効率を改善できることが示されている [28]。

一方、近年、複数の送受信アンテナと適応信号処理を用いることで利用周波数帯域幅を変えずに周波数利用効率を向上させる MIMO (Multi-Input Multi-Output) システムに注目が集まっている [31–39]。MIMO システムは複数の送信アンテナから同時に同一周波数帯域で送信された異なる信号を、アダプティブアレイ [40–42] のような複数の受信アンテナを備える受信機を用いて受信し、受信側で空間領域での適応信号処理を適用して同一周波数干渉を除去し、検出することでシステム容量の向上を図るシステムである。MIMO システムの研究においては、移動端末が複数の送信アンテナを備え、異なる情報を同一周波数帯域で同時に伝送することで、伝送容量の向上を図る空間分割多重 (SDM: Space Division Multiplex) や、一つの送信アンテナを備えた複数の移動端末が同時に同一周波数帯域でアクセスすることを可能にする空間分割多元接続 (SDMA: Space Division Multiple Access) 方式の検討がなされている [32–35]。このほか、システム容量を上げるのではなく、情報理論や符号化技術に基づいた送信ダイバーシチを行うことで伝送品質の向上を目的とする Space-Time Coding の研究も広く行われている [36–38]。MIMO システムはその周波数利用効率向上能力から IEEE802.11a や IEEE802.11g に続く高速無線 LAN システムへの適用が検討されている [34]。

RoF を用いた遍在アンテナシステムにおいて、MIMO システムに基づく空間領域での信号処理を行い SDMA を実現する、遍在アンテナ SDMA 方式が提案されて

いる [29]. この方式は、サービスエリア内に分散配置されているすべての無線基地局に同一の周波数帯域を割り当て、無線基地局をアレイアンテナの一素子と見なし、中央制御局で最小平均二乗誤差 (MMSE: Minimum Mean Square Error) 合成による複局同時受信を行うことで、SDMA を実現する. この方式を用いることで、サービスエリア内で複数の移動端末が、同時に同一周波数帯域を用いて上りリンク信号を送信可能となり、周波数利用効率を改善できることが示されている. また、ハンドオーバー制御や無線基地局ごとの周波数割り当てが不要になるため、システムの運用が容易になる.

しかし、遍在アンテナ SDMA 方式を実現する場合、RoF リンクでの伝搬遅延時間が各無線基地局ごとに異なるため、遅延時間差が生じ、MMSE 合成をそのまま適用しただけでは SDMA を実現できない. さらに、無線基地局で受信された信号は、RF 信号の形式を保持したまま RoF リンクを通じて中央制御局へ伝送されるため、RoF リンクで発生する雑音および歪の影響を無視できない. これまでの遍在アンテナを用いた SDMA 方式の検討では、このような実現性に関する議論はされていない. また、MMSE 合成は、平均二乗誤差を最小にするという意味で最適な線形フィルタであるが、同時に送信を行う移動端末数と無線基地局数が同数の場合、複数の無線基地局で受信しているにも関わらず、ダイバーシチ利得がなくなるという問題がある [13, 30].

そこで、本論文では、遍在アンテナ SDMA 方式の実現性についての検討を行う. まず、RoF リンクで発生する伝搬遅延時間差の影響を除去するため、無線信号に OFDM 信号を用いた遍在アンテナ SDMA 方式を提案する [43–49]. OFDM 信号は、各シンボルの先頭にガード区間が設けられているため、RoF リンクでの遅延時間差による符号間およびサブチャネル間の干渉の影響を取り除くことができる [14–16]. 次に、RoF リンクで発生する雑音および歪が遍在アンテナ SDMA 方式に与える影響について検討するため、提案方式における RoF リンクの搬送波対雑音電力比 (CNR: Carrier to Noise power Ratio) 特性の評価を行う [50, 51]. さらに、RoF リンク雑音の影響による伝送特性の劣化を軽減するため、RoF リンクの雑音の影響の強いブランチを用いずに MMSE 合成を行う、基地局選別方式を提案する. また、遍在アンテナ SDMA 方式におけるダイバーシチ利得を向上するため、非線形の複局同時受信方式であるシリアル判定帰還型干渉キャンセラ (SIC: Serial Interference

Canceller) [35, 52, 53] の遍在アンテナ SDMA 方式への適用を提案する [54]. SIC を用いることで、同時に送信する移動端末と無線基地局が同数であっても、MMSE 合成では失われるダイバーシチ利得が得られ、伝送特性を改善できることを示す.

一方、インターネット接続のようなマルチメディア情報伝送を行う場合、そのトラヒック量は、時間や伝送するデータの種類によって激しく変動し、また、下りリンクのトラヒック量が上りリンクのトラヒック量を大きく上回っている. このような環境下でのアクセス制御方式としては、トラヒックの発生に応じてパケットを送信するランダムアクセス方式が用いられている [9, 10]. この方式では、上りリンク通信と下りリンク通信は同一周波数帯域で行われる. そのため、このような状況下においてサービスエリア内での同一周波数運用を行う場合、無線基地局から送信された下りリンク信号が上りリンク信号受信時に与える干渉、および上りリンク信号が下りリンク信号受信中の移動端末に与える干渉について考慮する必要がある. 特に、上りリンク信号が下りリンク信号受信中の移動端末に与える干渉は、遍在アンテナを用いた SDMA 方式のように中央制御局での空間的な信号処理では除去できないため、移動端末側での対策が必要となる.

そこで、本論文では、下りリンク受信中の移動端末への同一周波数干渉対策として、RTS/CTS (Request To Send/Clear To Send) を利用することで、上下リンクの複信を同一周波数帯域で実現する、遍在アンテナを用いた空間分割複信 (SDD: Space Division Duplex) 方式を提案する. この方式では、下りリンク信号が上りリンク信号受信時に与える干渉に対しては中央制御局における一括制御性を利用して除去する. また、上りリンク信号が下りリンク信号受信時に与える干渉は、無線 LAN において隠れ端末問題解決のために用いられている RTS/CTS [10] を利用し、下りリンク受信中の端末に強い干渉を与える移動端末の送信を事前に禁じることで干渉を回避する方式である [55]. その結果、複数の同一周波数運用の無線基地局から構成されるエリアを一つのゾーンとして見た場合、そのゾーン内で、空間的に離れた位置にある無線基地局で上りリンク通信と下りリンク通信をそれぞれ行うことで、上下リンクの複信を同一周波数帯域で実現できる.

本論文は全 7 章で構成されており、以下、第 2 章から第 7 章までの概要を述べる.

第 2 章では、まず、本論文で検討している遍在アンテナシステムの構成と概要について説明を行う. 次に、サービスエリア内全域で同一周波数帯域での運用を実現

するため、遍在アンテナを用いたSDMA方式およびSDD方式の提案を行う。遍在アンテナSDMA方式は、分散配置された無線基地局をアレイアンテナの一素子と考え、中央制御局で適応信号処理を行うことでMIMOシステムを構築し、サービスエリア内で同一周波数帯域で送信された複数の移動端末からの上りリンク信号を同時に受信可能にする方式である。また、遍在アンテナSDD方式は、遍在アンテナにおける中央制御局での集中制御性を利用し、ある無線基地局が下りリンク送信中であっても、その近くで発生した上りリンク信号を同一周波数帯域で受信可能にする上りリンクと下りリンクの複信方式である。以上のシステムについてそれぞれその構成と問題点および以降の章との関連を述べる。

第3章では、遍在アンテナを用いたOFDM信号の空間分割多元接続方式を提案する。提案方式は、無線信号にマルチパス耐性のあるOFDMを用いることで、遍在アンテナを用いてSDMAを実現する際に問題となるRoFリンクでの遅延時間差の影響を除去でき、効果的に複数端末の同一周波数運用が実現できる。また、周波数選択性フェージング環境下での周波数ダイバーシチ利得を向上させるため、MMSE合成後の信号を平均二乗誤差で正規化する方式を提案する。本章では計算機シミュレーションを用いて提案方式の伝送特性についての評価を行い、評価結果から提案方式の有効性を示す。

第4章では、遍在アンテナを用いたSDMA方式における光リンク雑音の影響を軽減するため、基地局選別方式を用いたMMSE合成を提案する。この方式は、光リンクでのCNRが低いブランチが存在する場合、そのブランチからの信号を用いずにMMSE合成を行うことで、光リンク雑音の影響を軽減する方式である。第4章では、まず、第3章で提案した遍在アンテナSDMA方式において、周波数選択性フェージングを受けたOFDM信号を光伝送した場合の光リンクCNR特性を明らかにする。その後、光リンク雑音が影響する場合のシステムの周波数利用効率について計算機シミュレーションを行い、提案方式の有効性を示す。

第5章では、SICを適用した遍在アンテナSDMA方式を提案する。第3、4章で検討した方式はSDMA実現のため線形フィルタであるMMSE合成を用いた複局同時受信方式を用いたが、この方式では同一周波数干渉除去にアレイアンテナの自由度を使うため、複数の基地局で受信しているにも関わらずダイバーシチ利得が少なくなってしまう。この問題を解決するため、非線形の複局同時受信方式であるSIC

を遍在アンテナに適用することを提案し、その特性改善効果を計算機シミュレーションにより明らかにする。

第6章では、サービスエリア内で上りリンクと下りリンクの複信を同一周波数帯域で実現する、遍在アンテナを用いたSDD方式を提案する。提案方式では、下りリンク信号が上りリンク信号受信時に与える干渉に対しては中央制御局における一括制御性を利用して除去する。また、上りリンク信号が下りリンク信号受信時に与える干渉を、RTS/CTSを利用して干渉を与えるおそれのある移動端末の送信を禁止することで回避する。提案方式の下りリンク送信中に上りリンクが送信可能となる確率を計算機シミュレーションにより評価し、提案方式の有効性を示す。

第7章では結論であり、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基本概念について述べる。遍在アンテナシステムは、サービスエリア内に分散配置されている無線基地局と中央制御局を RoF リンクで接続し、無線変復調などの信号処理を全て中央制御局で行うシステムである。特に、遍在アンテナを用いた空間分割多元接続 (SDMA) 方式は、同一周波数帯域で運用される複数の分散配置された無線基地局をアレイアンテナの一素子と考え、機能集約された中央制御局で適応信号処理を行うことで MIMO システムを構築し、同一周波数帯域で送信された複数端末からの上りリンク信号を同時に受信可能にする方式である。また、遍在アンテナを用いた空間分割複信 (SDD) 方式は、遍在アンテナにおける中央制御局での一括制御性を利用し、ある無線基地局が下りリンク送信中であっても、その近くで発生した上りリンク信号の一部を同一周波数帯域で受信可能にする、上りリンクと下りリンクの複信方式である。

本章では、まず、遍在アンテナシステムの構成について説明を行う。次に、サービスエリア全域で同一周波数帯域での運用を可能するため、遍在アンテナを用いた SDMA 方式および SDD 方式の提案を行う。これらの方式についてその構成と問題点を述べ、以降の章との関連を述べる。

2.2 遍在アンテナシステムの構成

無線通信は空間を伝搬する電波を媒体としており、時や場所にとらわれずに利用できるため、利用者とネットワークをつなぐインターフェースとして広く用いられるようになってきた。しかし、複数の無線局が同時に送信を行った場合に発生する同一周波数干渉、周波数資源の逼迫や送信電力の制限による高速化、広域化への制約、電波形式の分散などといった問題がある。

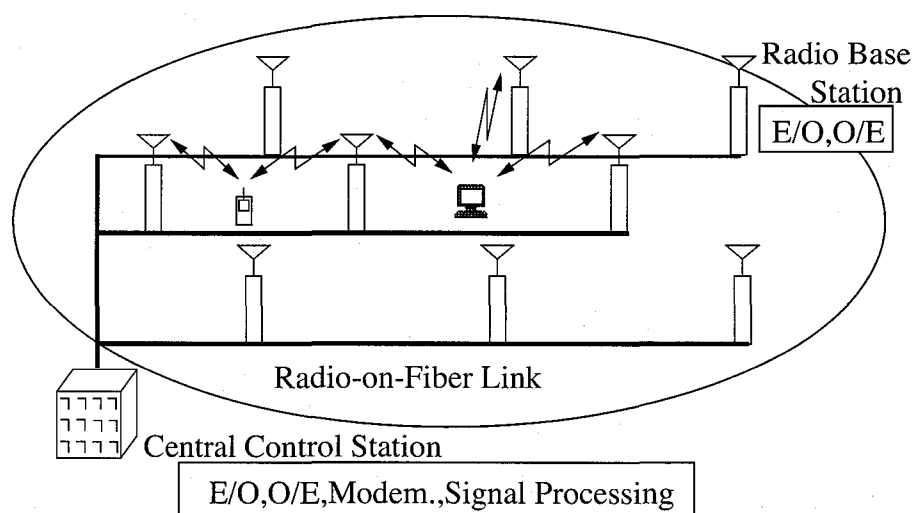


図 2.1: 遍在アンテナシステム (光マイクロセル方式) の構成

一方、近年、これまでは単独に扱われ、それぞれ独立に発展してきた無線通信技術と光通信技術を高度に融合させた光電波融合通信システムに注目が集まっている [22-25]。このシステムでは、光ファイバを低損失で広帯域な自由空間とみなし、無線信号をその形式を保持したまま光ファイバ伝送することで、分配性・移動性に優れる無線通信の特徴と、広帯域性・広域転送性に優れる光通信の特徴を兼ね備えた通信ネットワークを実現できる。

セルラー移動通信システムに光電波融合通信技術を適用した光マイクロセル方式では、図 2.1 に示すようにサービスエリア内に分散配置されている各無線基地局は中央制御局と RoF リンクで接続されている [27-29]。無線基地局は、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、その電波形式を保持したまま光ファイバを用いて中央制御局まで伝送する。中央制御局では、各基地局アンテナから RF 信号の形態のまま送られてきた光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。したがって、無線基地局は E/O, O/E 変換の機能を備えるだけでよく、無線基地局は飛躍的に小型・簡易化される。そのため、無線基地局の設備コストが低減されるだけでなく、システムの変更による中央制御局の設備変更、あるいは無線基地局の増設が比較的容易に行える。さらに、無線インタフェースの形式に依存しない汎用的な無線アクセスネットワークを構築でき、異種サービス間や異種業者間で光ファイバネットワークや無

線基地局を共用できる。また、無線基地局で受信された信号はベースバンド信号に変換されずにそのままの形式で伝送され、機能集約された中央制御局で一括して信号処理を行う。このことから、複数の基地局アンテナで受信した信号を用いてマクロ (セル間) ダイバーシチや同一周波数干渉除去などの高度な信号処理を容易に実現できる [27-29]。

光マイクロセル方式のように、サービスエリア内に分散配置されている複数の基地局アンテナを同時に用いて送受信を行うことで面的な周波数利用効率の改善を図るシステムを総括して、サービスエリア内のあちこちに周波数や無線サービスに無依存なアンテナが存在していることから、遍在アンテナシステムと呼ぶ。遍在アンテナシステムは無線信号形式や周波数帯域に依存しない構成のため、セルラー移动通信システム [24, 27] だけでなく、ITS (Intelligent Transportation System) [56-58] や無線 LAN [59-61], BWA (Broadband Wireless Access) [62-64] などの無線サービスへの適用が検討されている。

2.3 遍在アンテナを用いた空間分割多元接続方式

遍在アンテナシステムにおいて、サービスエリア内で同一周波数帯域を用い、広帯域伝送を実現するシステムを構築する場合、複数の移動端末や無線基地局が同一の周波数帯域を用いて信号を送信することにより発生する同一周波数干渉を適切に除去する技術が必要となる。

無線伝搬路における周波数選択性フェージング対策や同一周波数干渉抑圧技術としてアダプティブアレイの研究が広く行われている [40-42]。アダプティブアレイは、図 2.2 に示すように、複数の無指向性アンテナ素子で構成されるアレイアンテナで受信した信号に複素重みをかけて合成することで、アンテナの指向性を適応的に制御する。その結果、干渉波に対してヌルを向けることや、希望波に対して最大利得を向けることが可能となり、受信信号から所望信号と不要信号を識別できる。

さらに近年、アレイアンテナの指向性を制御するのではなく、フェージング環境下における伝搬路の直交性を利用した適応信号処理により、空間的に独立なチャネルを作り出すことで、利用周波数帯域幅を変えずに伝送容量や収容局数を増加する SDMA や SDM を実現する技術として注目されるようになってきた [31-35]。これ

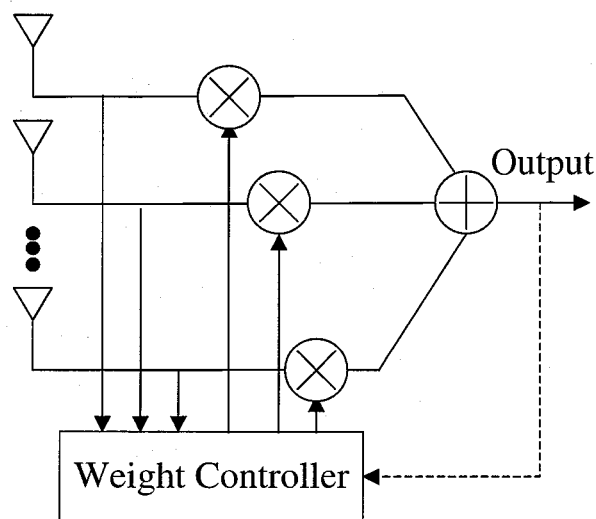


図 2.2: アダプティブアレイの構成

らの方式では、複数の送信端末(送信アンテナ)は同時に同一周波数帯域で異なる信号を送信し、アレイアンテナのような複数の受信アンテナを備える受信機で受信する。その後、受信側で適応信号処理を行い、各送信端末(送信アンテナ)-無線基地局間にそれぞれ独立な空間チャンネルを作る。このようにすることで、複数の送信端末(送信アンテナ)から同時に同一周波数帯域で信号を送信しても、互いに干渉を起こすことなく無線基地局で受信できる。

アレイアンテナを用いたSDMA方式を図2.3に示す。ここでは、2つの移動端末が同時に同一周波数帯域を用いて送信を行う場合を仮定する。無線基地局に設置されているアダプティブアレイは、各アンテナ素子での受信信号に、各移動端末-アレイ素子間の伝搬路応答の直交性を利用した適応信号処理を行い、2つの移動端末それぞれに対して空間的に独立なチャンネルを作り出す。その結果、無線基地局は、2つの移動端末から同一周波数帯域で送信された信号を同一周波数干渉の影響を受けることなく、それぞれ正しく受信できる。SDMAを用いることで、理想的には空間チャンネルの数(アンテナ素子数に相当する)だけ同時アクセス可能な移動端末数が増加するため、周波数利用効率は大幅に改善される。

前節で述べた遍在アンテナシステムでは、RoF技術により、ある無線基地局で受信した電波空間をそのままの形式で中央制御局で再現できる。そのため、すべての無線基地局に同一の周波数帯域が割り当てられている場合、サービスエリア内に分

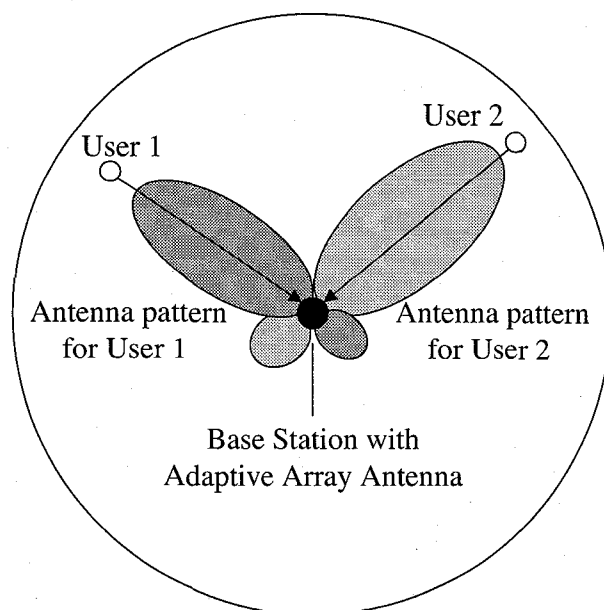


図 2.3: アレイアンテナを用いた SDMA 方式

分散配置されている無線基地局をアレイアンテナの一素子と見なし、制御局で適応信号処理を行うことで、遍在アンテナを一つのマクロなアレイアンテナとして扱うことができる。遍在アンテナにより構成されるアレイアンテナを用いた SDMA 方式が提案されており、この方式を用いることでサービスエリア内で複数の端末が同時に同一周波数帯域を用いて信号を送信可能となり、周波数利用効率を改善できることが示されている [29]。

図 2.4 に遍在アンテナを用いた SDMA 方式の構成を示す。サービスエリア内に分散配置されている無線基地局はすべて RoF リンクによって中央制御局に接続されている。ここで、無線基地局はすべて同一周波数帯域で運用されており、サービスエリア内の移動端末は同一周波数帯域を用いて送信を行う。移動端末から送信された信号は、サービスエリア内の複数の無線基地局により受信される。無線基地局で受信された無線信号は E/O 変換により光信号に強度変調され、無線信号形式を保持したまま RoF リンクを通じて中央制御局に送られる。中央制御局では各無線基地局から送られてきた光信号を O/E 変換した後、適切な重みづけをし、合成することで同一周波数帯域で送信された複数の移動端末の信号を検出する。このときの重みづけ合成法として、送信信号とその推定値との平均二乗誤差が最小となるよ

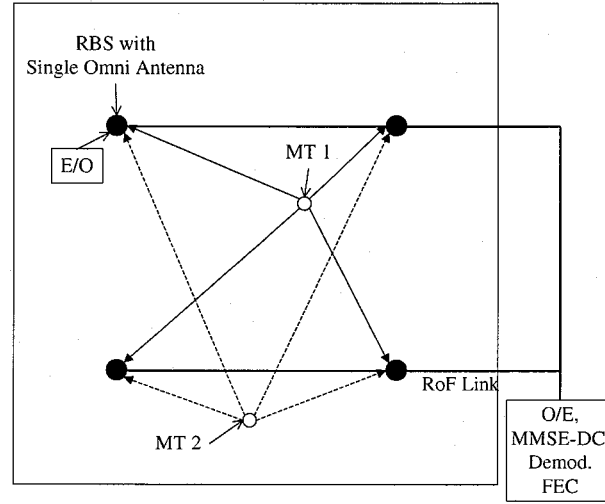


図 2.4: 遍在アンテナを用いた SDMA 方式

うな最適合成を行う MMSE 合成を用いる [30]. ここで、同時に同一周波数帯域で送信を行う移動端末の数を M 、サービスエリア内に存在する無線基地局数を L とすると、中央制御局で O/E 変換後の各無線基地局での受信信号ベクトル $\mathbf{r}$ は、

$$\mathbf{r} = [r_l], l = 1, 2, \dots, L, \quad (2.1)$$

$$r_l = \sum_{m=0}^M H_{ml} s_m + z_l \quad (2.2)$$

となる。ここで、 s_m は m 番目の移動端末から送信された送信信号、 H_{ml} は m 番目の移動端末から l 番目の無線基地局への伝搬路の複素包絡線変動、 z_l は l 番目の無線基地局での雑音成分である。このとき、最適重み行列 $\mathbf{H}_{opt}$ は次式で与えられる。

$$\mathbf{H}_{opt} = \mathbf{R}_{sr} \mathbf{R}_{rr}^{-1} \quad (2.3)$$

ここで、 $\mathbf{R}_{sr}$ と $\mathbf{R}_{rr}$ はそれぞれ送信信号ベクトル $\mathbf{s} = [s_m], m = 1, 2, \dots, M$ と $\mathbf{r}$ の相互相関行列、 $\mathbf{r}$ の自己相関行列であり、

$$\mathbf{R}_{sr} = E[sr^*] \quad (2.4)$$

$$\mathbf{R}_{rr} = E[rr^*] \quad (2.5)$$

で与えられる。ここで、 $E[\cdot]$ 、 $*$ はそれぞれ集合平均、複素共役を表している。このときの最適合成後の受信信号ベクトルは、

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}_{opt} \mathbf{r} \quad (2.6)$$

で与えられ、同一周波数帯域で送信された複数の移動端末からの信号を同時受信可能となる。

このように、遍在アンテナシステムにおいて、中央制御局で適応信号処理を行うことで、同一周波数干渉を適切に除去でき、SDMA を実現できる。その結果、無線基地局および移動端末に対する周波数割り当ては不要となり、各無線基地局は与えられた全帯域を利用可能となるため、周波数利用効率は大幅に向上する。

このような広域にわたって分散配置されている基地局アンテナを用いて構成されるアレイアンテナは分散型アレイアンテナとして近年、検討が行われるようになってきた [65, 66]。分散型アレイアンテナは、アレイ素子間の間隔が数十～数百 m と集中型のアレイアンテナに比べて広く取ることができるため、MIMO システムの伝送容量を低下する原因として問題になっているアンテナ素子間の相関を無相関にできるという利点がある。また、集中型アレイアンテナでは複数の移動端末からの電波の到来方向が近い場合、干渉波除去能力が低下するという問題があるが、分散型アレイアンテナでは到来方向は各アンテナ素子によって異っており、電波の到来方向が一意に定まらないためこのような状況は起こらない。さらに、常に移動端末の近くに複数のアンテナ素子が存在しているので送信電力を低くでき、また、サービスエリア内の移動端末の位置による受信電力の不公平性も解消される。

分散型アレイアンテナの検討においては、分散配置による効果を明らかにしたものが多く、分散配置されている基地局アンテナと信号処理を行う制御局の接続についての検討はされていない。それに対し、本論文で検討している遍在アンテナを用いた分散型アレイアンテナでは、RoF 技術により分散配置されている無線基地局と中央制御局を接続する。前述のように、無線基地局は E/O, O/E 変換器のみで構成されるため、無線基地局の設置が容易であり、分散型アレイアンテナを容易に構築できる。また、広帯域な光ファイバ中を自由空間と見なして無線信号を伝送するので、複数の周波数帯の無線信号を一括して取り扱えるという利点がある。

しかし、これまでの遍在アンテナを用いた SDMA 方式の検討では無線通信路でのマルチパス、RoF リンク伝搬距離の違いによる遅延や RoF リンクで発生する雑音の影響などを考慮に入れた実現性に関する議論はされていない。そこで、以降の章では無線端末からの送信信号にマルチパス遅延に強い耐性を持つ OFDM 信号を用いた遍在アンテナシステムを提案し、第 3 章で RoF リンクで遅延時間差が生じ

る環境下での伝送特性の検討を行う。第4章では、RoFリンクで発生する雑音および歪の影響を考慮に入れた検討を行う。また、これらの影響による伝送特性の劣化を軽減するため、RoFリンクでのCNRの低いブランチを用いずにMMSE合成を行う、基地局選別方式を提案する。また、上記したSMDA方式では、複局同時受信方式としてMMSE合成を用いているが、この方式では送信端末数と無線基地局数が同数の場合、複数の基地局で受信しているにもかかわらずダイバーシチ利得が得られなくなってしまう。そこで、第5章では、非線形の複局同時受信方式として知られるシリアル判定帰還型干渉キャンセラ (SIC) の遍在アンテナSDMA方式への適用を提案し、その特性改善効果を明らかにする。

2.4 遍在アンテナを用いた空間分割複信方式

インターネット接続のようなマルチメディア情報伝送におけるトラフィック量は、利用するアプリケーションによって大きく変わるという特徴がある。例えば、音声通話を行う場合、移動端末から無線基地局への上りリンクトラフィック量と無線基地局から移動端末への下りリンクトラフィック量はほぼ同じ割合であるが、FTP (File Transfer Protocol) を用いたファイルのダウンロードや動画像のストリーミングのようなアプリケーションでは、下りリンクのトラフィック量が上りリンクに比べて圧倒的に多くなる。そのため、このような状況下においては、上り下りのチャンネルを固定的に割り当てる方式より、発生するトラフィックやQoSに応じて動的にチャンネルを割り当てる Dynamic TDM (Time Division Multiplex) [67] や、CSMA/CA などのランダムアクセス方式 [10] が有効である。特に、ランダムアクセス方式は無線局間の時間同期を必要としないため、制御が比較的容易であるという利点がある。この場合、無線局はパケットの発生に応じて信号の送信を行うので、サービスエリア内で同一周波数運用を行う場合、前節で述べた移動端末から無線基地局への上りリンク信号同士の干渉だけでなく、無線基地局から送信された下りリンク信号が上りリンク信号受信時に与える干渉、および上りリンク信号が下りリンク信号受信中の移動端末に与える干渉についても考慮する必要がある。

ここで、図2.5に示される状況を考える。図の中央にある無線基地局 (RBS: Radio Base Station)² が移動端末 (MT: Mobile Terminal)² に下りリンク信号を送信して

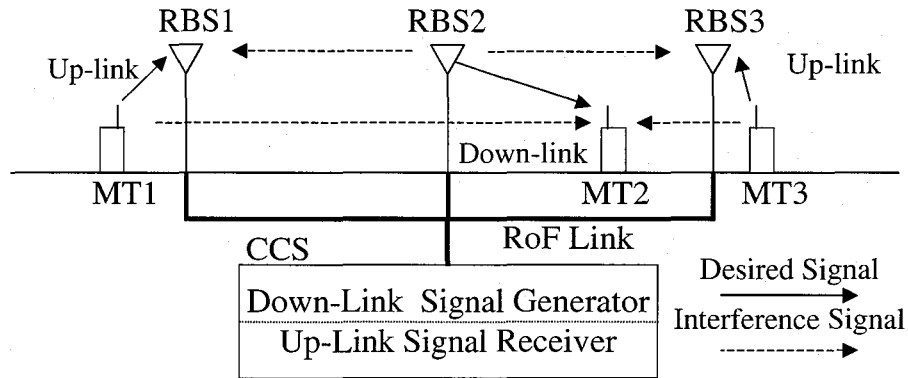


図 2.5: 遍在アンテナにおける上りリンクと下リンク間の同一周波数干渉

おり、RBS2に隣接するRBS1とRBS3はアイドル状態であるとする。遍在アンテナシステムでは複数の無線基地局を用いてダイバーシチを構成するため、電波の届く範囲が隣接する無線基地局とオーバーラップするように無線基地局は配置される。そのため、RBS2から送信された信号は隣接するRBS1やRBS3にも届き、これが干渉となり、RBS1やRBS3の近傍にあるMT1やMT3が上りリンク信号を送信したとしても正しく受信することができない。そのため、MT1やMT3はRBS1とRBS3はアイドル状態であるにもかかわらず、RBS2の下りリンク送信が終わるのを待ってから送信する必要がある、スループットは低下する。

ここで、この問題を解決するため、遍在アンテナシステムにおける中央制御局での集中制御性に注目する。前述したように、遍在アンテナシステムでは変復調などの無線信号処理はすべて中央制御局で行われるので、無線基地局から送信される下りリンク信号はすべて中央制御局にて生成される。そのため、RBS1もしくはRBS3が受信した信号にRBS2からの下りリンク信号成分が含まれていても、中央制御局でそのレプリカを作成し、除去できるため、MT1やMT3からの上りリンク信号受信時に問題とならない。

一方、MT1やMT3が送信した上りリンク信号が下りリンク信号受信中のMT2に与える干渉については、受信時に中央制御局での信号処理を適用できないため、その対策について検討する必要がある。例えば、以下に挙げるような方法が考えられる。

- 移動端末がアダプティブアレイなどの受信素子を備え、受信時に同一周波数

干渉の除去を行う。

- 複数の無線基地局を用いて下りリンク信号を送信し、送信ダイバーシチ技術により同一周波数干渉に対する耐性を向上させる。
- 下りリンク受信端末が受信時に十分な信号対干渉電力比 (SIR: Signal to Interference power Ratio) を確保できるように、その移動端末に強い干渉を与えるおそれのある端末には事前に送信を禁止しておき、同一周波数干渉の発生を回避する。

これらの方法を用いることで上りリンク送信端末から下りリンク受信端末への同一周波数干渉の影響をなくすことができ、隣接する無線基地局で同一周波数帯域を用いた上下リンクの同時通信が実現可能となる。その結果、複数の同一周波数運用の無線基地局から構成されるエリアを一つのゾーンとして見た場合、そのゾーン内で、空間的に離れた位置にある無線基地局で上りリンク通信と下りリンク通信をそれぞれ行うことで双方向通信を実現しているので、本研究ではこれを空間分割複信 (SDD) 方式と呼ぶ。

本論文では、上記の下りリンク受信移動端末への同一周波数干渉対策として、3番目に挙げた方法を用いた SDD 方式の提案を行う。この方式では、無線 LAN において隠れ端末問題解決のために用いられている RTS/CTS を利用し、下りリンク受信中の端末に強い干渉を与える移動端末の送信を事前に禁じることで干渉を回避する SDD 方式である。以降、第6章において提案方式の構成を述べ、計算機シミュレーションによりその特性を明らかにする。

2.5 結言

本章では、遍在アンテナシステムの構成について説明を行った。また、サービスエリア内全域で同一周波数帯域での運用を実現するため、遍在アンテナを用いた SDMA 方式および SDD 方式についてその概要を述べ、それぞれの方式についての構成と問題点を述べ、以降の章との関連を述べた。

第3章 遍在アンテナを用いたOFDM 信号の空間分割多元接続方式

関連論文 [43–49]

3.1 序言

RoF リンクで複数の無線基地局と中央制御局を接続した遍在アンテナシステムでは、サービスエリア内に分散配置されている無線基地局を用いてアレイアンテナを構成し、中央制御局で適応信号処理を行うことで空間分割多元接続 (SDMA) を実現できる。その結果、周波数繰返しを行わずに無線基地局を配置でき、サービスエリア内の複数の移動端末が同時に同一周波数帯域を用いて送信を行うことが可能となるため、周波数利用効率は大幅に向上する。

しかし、遍在アンテナを用いた SDMA 方式を実現する場合、無線基地局はサービスエリアの広域にわたって分散配置されており、各無線基地局-中央制御局間の RoF リンク伝搬経路長がそれぞれ異なるため、RoF リンクの伝搬時間が無線基地局ごとに異なってしまう。そのため、これらの信号を取りまとめて中央制御局で適応信号処理を適用する際に、一般の集中型アレイアンテナで用いている信号処理をそのまま適用しただけでは同一周波数干渉を取り除くことができず、SDMA を実現できない。特に、RoF リンクにおける伝搬遅延時間は、自由空間伝搬遅延に比べて大きくなることから、広帯域信号伝送を行う場合、大きな問題となる。

一方、マルチパスによる伝搬遅延時間差が無視できない伝搬路における伝送技術として、マルチキャリア変調方式の研究が盛んに行われてきた [13–16]。マルチキャリア変調方式は、周波数帯域を伝送路の遅延スプレッドに伴う周波数選択性フェージングが生じない程度に抑えた複数のサブキャリアを用いてデータを並列に伝送し、周波数選択性フェージング環境下での高速伝送を実現する方式である。各サブキャ

リア間の間隔を周波数の直交性を保つ最小間隔に配置することで、シングルキャリア信号と同等の伝送帯域を実現する OFDM に近年注目が集まっている。OFDM は欧州や日本における地上波デジタル放送 [68] や IEEE802.11a や IEEE802.11g などの無線 LAN システムの伝送方式 [8-10, 12, 20, 21] として採用されている他、次世代の移動通信システムにおける伝送方式 [69-71] としても検討されている。また、OFDM では遅延広がりに対する耐性を増すため、シンボルの先頭にガード区間が設けられている。ガード区間においては、遅延波によるシンボル間干渉 (ISI: Inter Symbol Interference) の影響を防ぐため、変調信号の末尾の部分と同一の波形が送信されている。そのため、遍在アンテナシステムにおいて、OFDM 信号を無線伝送方式として用い、そのガード区間を各無線基地局-中央制御局間の RoF リンク伝搬経路長の違いによって生じる遅延時間差より大きく設計することで、その影響を除去できると考えられる。

そこで本章では、RoF リンクにおける遅延時間差が存在しても SDMA 方式を実現可能にするため、無線伝送方式に OFDM を用いた遍在アンテナ SDMA 方式を提案する。提案方式では、OFDM 信号のガード区間により RoF リンクでの伝搬遅延時間差の影響を除去でき、これまでアダプティブアレイで用いられてきたものと同じ信号処理構成で SDMA を実現できる。さらに、OFDM 信号の各サブキャリアごとに複局同時受信を行うことで、周波数選択性フェージングの影響下であっても効果的な伝送が期待できる。本章では、複局同時受信方式として文献 [29] で検討されている方式と同じく、線形フィルタにより構成される MMSE 合成器を用いる。さらに、周波数選択性フェージング環境下における周波数ダイバーシチ利得を向上させるため、MMSE 合成器の出力を各サブキャリアの平均二乗誤差 (MSE: Mean Square Error) で正規化する方式を提案する。以下では、まず、提案方式の構成について説明を行った後、5.2GHz 帯における IEEE802.11a 準拠の OFDM 信号を送信信号として仮定した計算機シミュレーションを行い、提案方式の耐遅延特性やビット誤り率特性、周波数利用効率を明らかにする。

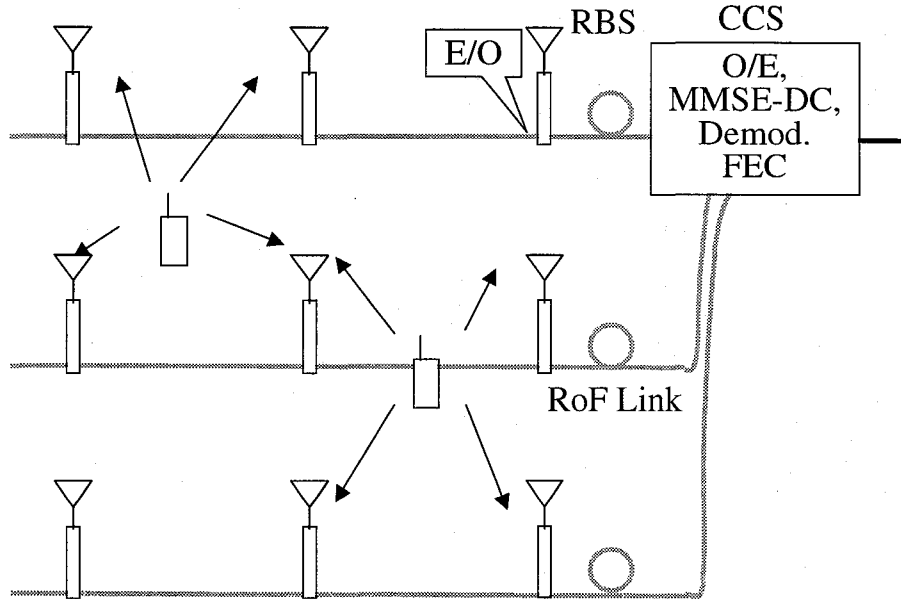


図 3.1: 遍在アンテナを用いた OFDM 信号の SDMA 方式の構成

3.2 システムモデル

3.2.1 送受信機構成

本章で提案する遍在アンテナを用いた OFDM 信号の SDMA 方式の構成について述べる．図 3.1 に示すように遍在アンテナシステムでは，サービスエリア内に数十メートル間隔で分散配置されたすべての無線基地局 (RBS) は RoF リンクにより中央制御局 (CCS) と接続されている．各無線基地局は単一の受信アンテナ，E/O，O/E 変換器のみを備え，無線変復調や複数局同時受信などの機能は全て中央制御局に設置されている．サービスエリア内の移動端末 (MT) はそれぞれ単一の送信アンテナを備えており，OFDM 信号を送信する．提案システムにおける移動端末，中央制御局の構成を図 3.2, 図 3.3 にそれぞれ示す．

以下では，同一時刻に M 個の移動端末が同一周波数帯域で OFDM 信号を送信した場合を想定し，提案システムの動作を説明する．図 3.2 に示すように， m 番目の移動端末では送信ビット系列， $b_m[n, k]$ はまず，畳み込み符号化器により誤り訂正符号化される．誤り訂正符号化後の系列 $a_m[n, k]$ はビットインターリーブ後，サブキャリアごとに 2^k -QAM マッピングにより $x_m[n, k]$ に変調される．ここで， $k = 0, 1, \dots, K$,

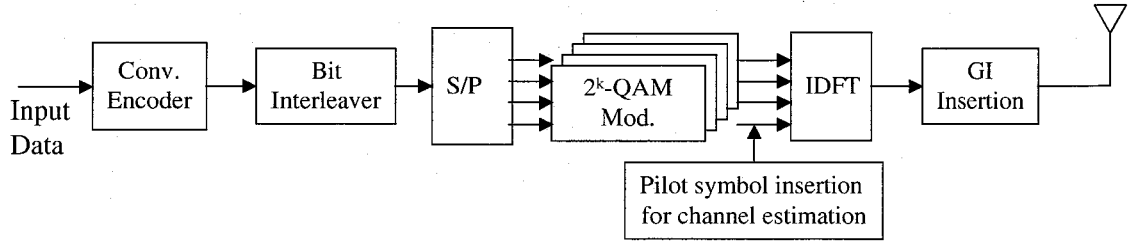


図 3.2: 移動端末の構成

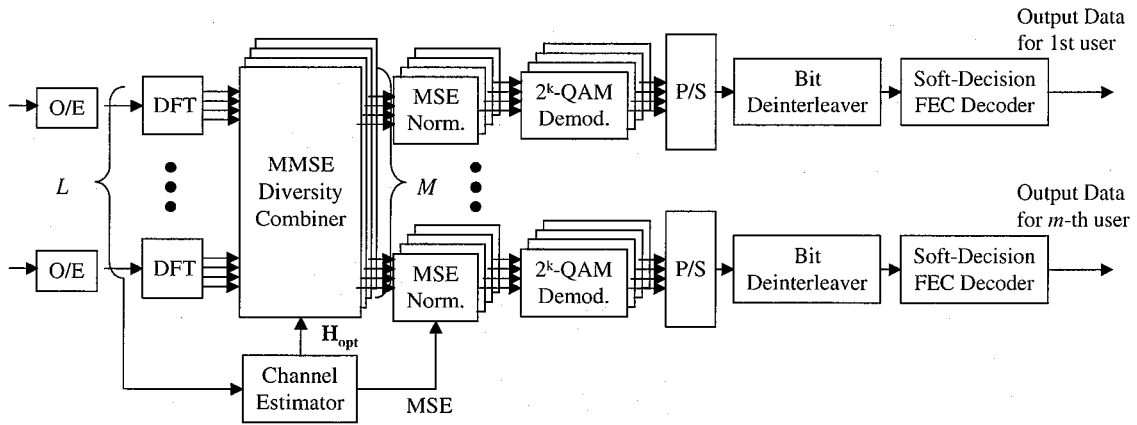


図 3.3: 中央制御局の構成

$n = 0, 1, \dots, N$ はそれぞれ OFDM 信号のサブキャリア、シンボル番号を表す。変調された信号は IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) プロセッサに入力され、マルチキャリア変調される。マルチキャリア変調された信号 $x_m[n, t]$ は、マルチパス伝搬路によるシンボル間干渉の影響を防ぐため、ガード区間をシンボルの先頭に挿入した後、送信アンテナより送信される。

各移動端末から送信された OFDM 信号は、無線伝搬路において、距離減衰、シャドウイング、フェージング、他のユーザからの同一周波数干渉の影響を受けた後、 L 個の無線基地局で受信される。

ここで、各無線基地局からの受信信号を $L \times 1$ のベクトル

$$\mathbf{y}[n, k] = [y_1[n, k], y_2[n, k], \dots, y_L[n, k]]^T \quad (3.1)$$

とすると、受信信号ベクトルは

$$\mathbf{y}[n, k] = \mathbf{H}[n, k]\mathbf{x}[n, k] + \mathbf{z}[n, k] \quad (3.2)$$

で与えられる．ここで、 $\mathbf{x}$ は $M \times 1$ の送信信号ベクトル、 $\mathbf{z}$ は平均 0、分散 σ_n^2 の $L \times 1$ の加法性ガウス雑音ベクトルである． $\mathbf{H}$ は $L \times M$ の伝搬路の周波数応答行列であり、 M 個の $L \times 1$ の周波数応答ベクトルを用いて、次式のように表すことができる．

$$\mathbf{H}[n, k] = (\mathbf{H}_1[n, k], \mathbf{H}_2[n, k], \dots, \mathbf{H}_M[n, k]), \quad (3.3)$$

$$\mathbf{H}_m[n, k] = [H_{m1}[n, k], H_{m2}[n, k], \dots, H_{mL}[n, k]]^T \quad (3.4)$$

ここで、 $H_{ml}[n, k]$ は m 番目の移動端末と l 番目の無線基地局の間の伝搬路の周波数応答である．

各無線基地局で受信された信号は E/O 変換器で光信号に変換された後、RoF リンクを通じて中央制御局に送られる．ここで、無線基地局-中央制御局間の RoF リンク長は各リンクごとに数十～数百 m 程度の違いがあり、それぞれ RoF リンクを伝搬する時間が異なる．そのため、中央制御局で受信時に数百 ns から数 μs 程度の遅延時間差が生じる．

中央制御局では各無線基地局から送られてきた光信号を O/E 変換器で再び電気信号に変換する．その後、同一周波数帯域で送信された複数信号を分離して検出するため、各無線基地局から送られてきた信号を基に複局同時受信を行う．提案方式では、受信信号をまず DFT (Discrete Fourier Transform) により各サブキャリアに分割した後、サブキャリアごとに複局同時受信を行うことで、周波数選択性フェージング環境下での効果的な複局同時受信を実現する．複局同時受信により検出された信号 $\hat{x}_m[n, k]$ は 2^k -QAM デマッピング後、デインターリーブされる．その後、軟判定ビタビ復号器で誤り訂正され、各移動端末から送信されたビット系列 $\hat{b}_m[n, k]$ を得る．

3.2.2 MMSE 合成器

遍在アンテナを用いた SDMA を実現するため、提案システムでは複局同時受信方式として MMSE 合成器を用いる．図 3.4 に MMSE 合成器の構成を示す．MMSE

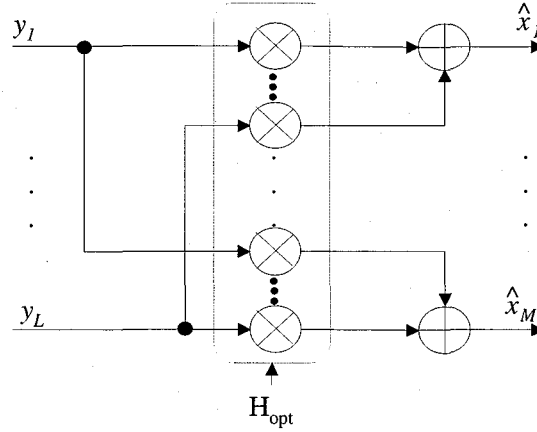


図 3.4: MMSE 合成器の構成

合成は受信信号系列をウィナーフィルタと呼ばれる線形フィルタに入力することで複数ユーザ信号の検出を行う。ウィナーフィルタはフィルタ入力信号に最適な重み係数をかけて合成することで、フィルタ出力と希望信号の平均二乗誤差を他の任意のフィルタによる誤差に等しいか、またはそれよりも小さくするという意味での最適フィルタである [30]。このようなフィルタを用いることにより、MMSE 合成後の希望信号に対する信号対干渉雑音電力比 (SINR: Signal to Interference plus Noise power Ratio) は最大となり、同一周波数帯域で送信された複数ユーザの信号を検出できる。また、MMSE 合成のダイバーシチ利得は $L - M + 1$ で表され、干渉信号がない場合のダイバーシチ利得は単一ユーザのみが存在する場合の L ブランチ最大比合成ダイバーシチの場合と等価になる [13]。一方、同時送信端末数より受信ブランチ数が少ない場合は、十分なダイバーシチ利得が得られないため、同一周波数干渉を除去できない。

ここで、MMSE 合成の最適重み行列 $\mathbf{H}_{opt}[n, k]$ は平均二乗誤差

$$\mathbf{J}[n, k] = E[(\mathbf{x}[n, k] - \mathbf{H}_{opt}[n, k]\mathbf{y}[n, k])(\mathbf{x}[n, k] - \mathbf{H}_{opt}[n, k]\mathbf{y}[n, k])^H] \quad (3.5)$$

を最小化するという条件の下、次式で与えられる。

$$\mathbf{H}_{opt}[n, k] = \mathbf{H}^H[n, k]\mathbf{R}_{yy}^{-1}[n, k] \quad (3.6)$$

ここで、 $E[\cdot]$ は集合平均、 $\mathbf{H}^H[n, k]$ は伝搬路応答行列 $\mathbf{H}[n, k]$ のエルミート転置を

表す. また, $\mathbf{R}_{yy}[n, k]$ は $L \times L$ の受信信号の相関行列で,

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{yy}[n, k] &\triangleq E[\mathbf{y}[n, k]\mathbf{y}^H[n, k]] \\ &= \mathbf{R}_s[n, k] + \mathbf{R}_n[n, k], \\ \mathbf{R}_s[n, k] &= \mathbf{H}[n, k]\mathbf{H}^H[n, k] \\ \mathbf{R}_n[n, k] &= \sigma_n^2 \mathbf{I}[n, k]\end{aligned}\tag{3.7}$$

で与えられる. ここで, $\mathbf{I}[n, k]$, $\mathbf{x}^H[n, k]$ はそれぞれ $L \times L$ の単位行列, $\mathbf{x}[n, k]$ のエルミート転置ベクトルを表す. このとき, 最小化された平均二乗誤差 $\mathbf{J}_{min}[n, k]$ は希望信号電力 $\sigma_d^2[n, k]$ を用いて,

$$\mathbf{J}_{min}[n, k] = \sigma_d^2[n, k] - \mathbf{H}^H[n, k]\mathbf{R}_{yy}^{-1}[n, k]\mathbf{H}[n, k]\tag{3.8}$$

で与えられる.

MMSE 合成器の入力は上記の最適重み行列により重み付けされた後, 合成される. 合成後の信号 $\hat{\mathbf{x}}[n, k]$, つまり検出された送信信号ベクトルは

$$\hat{\mathbf{x}}[n, k] = \mathbf{H}_{opt}[n, k]\mathbf{y}[n, k]\tag{3.9}$$

で与えられる.

3.2.3 平均二乗誤差での正規化による周波数ダイバーシチ効果

MMSE に基づく最適合成は, 複数ユーザ干渉を除去するとともに, 周波数選択性フェージングによってレベルの異なった OFDM 信号のサブキャリアの等化を行う. 図 3.5(a) に MMSE 合成後の希望信号と雑音の電力レベルを表した図を示す. 図より, すべてのサブキャリアは MMSE 合成による等化により同一の信号電力を持つ. しかし, 無線伝送路における周波数選択性フェージングにより, それぞれ異なった電力を持つサブキャリアを等化しているため, 雑音のレベルはサブキャリア毎に異なる. 一方, 提案方式では, 誤り訂正の復号方式として, ユークリッド距離をメトリックとする軟判定ビタビ復号方式を用いている. この復号方式は各符号語に影響している雑音がすべて等しく, かつ互いに独立なガウスランダム過程に従う場合, 復号後のビット誤り率を最小にするという意味で最適であるが, 上記のように各符号語に影響する雑音のレベルに差が生じている場合は最適ではなくなる.

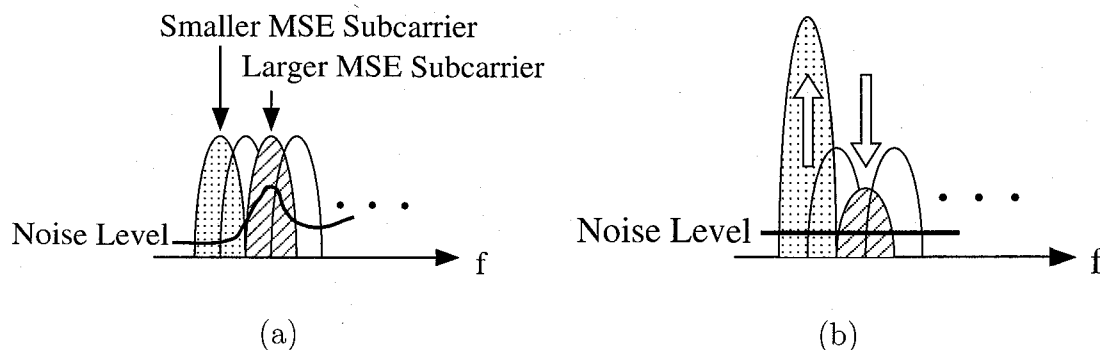


図 3.5: 平均二乗誤差による MMSE 合成出力の正規化

これを最適にするため、MMSE 合成器の出力を平均二乗誤差で正規化し、各サブキャリアの雑音レベルを等化する方式を提案する。この正規化は MMSE 合成と同様に OFDM の各サブキャリアごとに行われる。\$m\$ 番目の移動端末の MMSE 合成後の平均二乗誤差は式 (3.8) で与えられ、正規化後の信号 \$\hat{x}_{mN}\$ は、

$$\hat{x}_{mN}[n, k] = \hat{x}_m[n, k] / J_{min}[n, k]. \quad (3.10)$$

で与えられる。この正規化を行うことで、各サブキャリアの雑音レベルは図 3.5(b) に示されるように等しくなり、軟判定ビタビ複号による周波数ダイバーシチ効果が得られる。平均二乗誤差での正規化によるビット誤り率改善効果は第 3.3.2 節で計算機シミュレーションにより示す。

3.2.4 伝搬路推定方式

提案方式において、複局同時受信により同時に同一周波数帯域で送信された信号を検出し、SDMA を実現するためには、各移動端末-無線基地局間の伝搬路の周波数応答の推定を行う必要がある。OFDM 信号の伝搬路応答推定方式としては、参照信号としてパイロットサブキャリアやパイロットシンボルを挿入する方式 [72-75] や判定した信号を参照信号として用い逐次的に推定する方式 [38, 76, 77]、参照信号を用いずに OFDM 信号のガード区間での相関性を利用して行う方式 [78] などが提案されている。

提案方式ではシステム構成を簡単にするため、データシンボルを送信する前にパイロットシンボルとして、各移動端末に固有に割り当てられた信号系列を挿入する

方式を用いる。挿入する信号系列は、文献 [38] や [77] で伝搬路推定時の平均二乗誤差を最小するという意味で最適であることが示されている信号系列を用いる。挿入系列は次式で与えられる。

$$x_m[0, k] = x_1[0, k]W_K^{K_0mk} \quad (3.11)$$

ここで、 $W_K = \exp(-j2\pi/K)$ は複素フーリエカーネル、 K_0 は K/M の整数部分を表す。

受信側では、受信信号とパイロットシンボルの相関をとることで、伝搬路のインパルス応答を推定する。推定された伝搬路のインパルス応答は次式で与えられる。

$$h_{ml}[n, \tau] = \frac{1}{K} \sum_{t=0}^{K_0} x_m[0, t]y_l[0, t + \tau] \quad (3.12)$$

伝搬路の周波数応答 $H_{ml}[n, k]$ は上式で得た伝搬路のインパルス応答を DFT して求める。また、この方式で推定できる伝搬路のインパルス応答のタップ数は K_0 で与えられる [77]。従って、同時に送信を行う移動端末が多い場合や、利用できるサブキャリア数が少ない場合は K_0 の値が小さくなり、実際の伝搬路応答との誤差が大きくなる。

3.3 シミュレーション

3.3.1 シミュレーションモデル

本節では、提案する遍在アンテナを用いた SDMA 方式の伝送特性を計算機シミュレーションを用いて評価する。計算機シミュレーションに用いるシステムの諸元を表 3.1 に示す。OFDM 信号のパラメータは IEEE802.11a の標準に基づいたものを使用する。IEEE802.11a では適応変調、パンクチャード符号化を行うことにより伝搬路状況に応じて 6Mbps から 54Mbps の伝送速度を選択できるが、シミュレーションでは簡単のため変調方式を QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 符号化率を 1/2 とした伝送速度 12Mbps のモードのみを使用する。提案方式では伝搬路推定は情報シンボルの前に挿入したパイロットシンボルを用いて行うので、情報シンボル中のパイロットサブキャリア挿入は行わない。シミュレーションでは、1 パケットは OFDM 信号 10 シンボルから構成される情報シンボルとその前に挿入された 1

表 3.1: シミュレーション諸元

FFT Size	64
Number of Sub-carriers	48
Sub-carrier Modulation	QPSK, Coherent Detection
FEC	Convolution Constraint Length=7 Code Rate=1/2
Bit Rate	12Mbps
Symbol Duration	4.0 μ s
Guard Interval	800 ns
Data Symbol Length	10 symbols
Pilot Symbol Length	1 symbol
Channel	2-sample Spaced Equal Gain 2-ray Rayleigh fading channel
Path Loss Exponent	4.0

シンボルのパイロットシンボルから構成されると定義した。無線伝搬路としては、距離減衰係数 4.0、時間間隔 150ns の 2 波等電力レイリーフェージング伝搬路を想定した。フェージング変動は準静的であり、1 パケット送信中の時間変動は無視できるものとする。各移動端末から無線基地局の伝搬路変動の応答は完全に独立であると仮定する。また、移動端末と中央制御局の局発振器間の周波数オフセット、RoF リンクでの雑音や歪の影響は無視できるものとする。

3.3.2 ビット誤り率特性

初めに、RoF リンクでの伝搬遅延時間差のある状況でも SDMA を実現可能であることを示すため、提案方式のビット誤り率特性の評価を行う。シミュレーションに用いたモデルを図 3.6 に示す。水平方向に 2 つの無線基地局が距離 D_{bs} m の間隔で並んで配置されているとし、無線基地局はそれぞれ RoF リンクで中央制御局に接続されている。ここで、2 つの無線基地局から中央制御局までの RoF リンクの長さは無線基地局間距離 D_{bs} だけ異なるとし、 D_{bs} が 1m 離れるにつき 5ns の伝搬

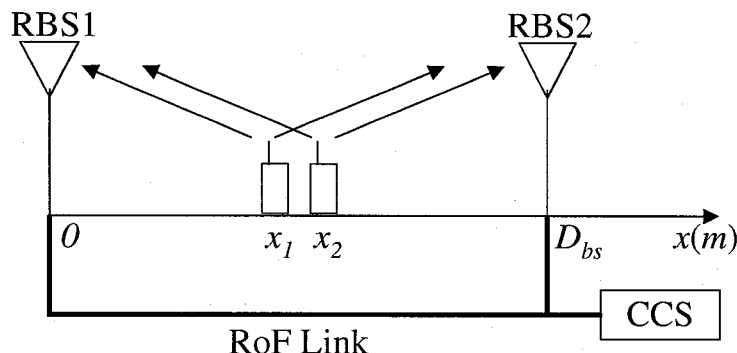


図 3.6: シミュレーションモデル

遅延時間差が RoF リンク伝送中に生じるとする．また，シミュレーションでは，2つの移動端末が等しい送信電力で同時に同一周波数帯域を用いて OFDM 信号を送信する場合を想定し，サービスエリア内の移動端末の水平位置は $x_k (k = 1, 2)$ で与えられる．なお，移動端末の送信シンボルタイミングは同期していると仮定する．

図 3.7 に 2 つの移動端末の位置が 2 つの無線基地局の中間にあるとした場合の平均受信 E_b/N_0 に対するビット誤り率特性を示す．ここで，基地局間距離 D_{bs} は 40m，それに対応する RoF リンクでの遅延時間差は 200ns とする．比較のため，2 つの無線基地局のうち近い方の 1 つを用いて受信した場合 (以下，単一受信と呼ぶ)，2 つの無線基地局で最大比合成空間ダイバーシチを適用した場合，提案方式において平均二乗誤差による正規化を行わない場合の特性をあわせて示す．図 3.7 より，単一受信もしくは最大比合成空間ダイバーシチを用いる場合は他ユーザからの同一周波数干渉を除去することができず，ビット誤り率は 10^{-1} 以下にはならない．一方，MMSE 合成を用いることでビット誤り率特性は改善しており，RoF リンクで遅延時間差が生じている場合であっても SDMA を実現できる．また，平均二乗誤差による正規化を用いる場合と用いない場合の特性を比較することにより，MMSE 合成後の信号を平均二乗誤差により正規化することで，前述したように周波数ダイバーシチ効果が得られ， 10^{-3} のビット誤り率を達成するのに必要な受信 E_b/N_0 を約 7dB 低減できることがわかる．

次に，提案方式の RoF 遅延時間差に対する特性を調べるため，図 3.8 に 2 つの無線基地局間の距離 D_{bs} に対するビット誤り率特性を示す．ここで， E_b/N_0 は 20dB，

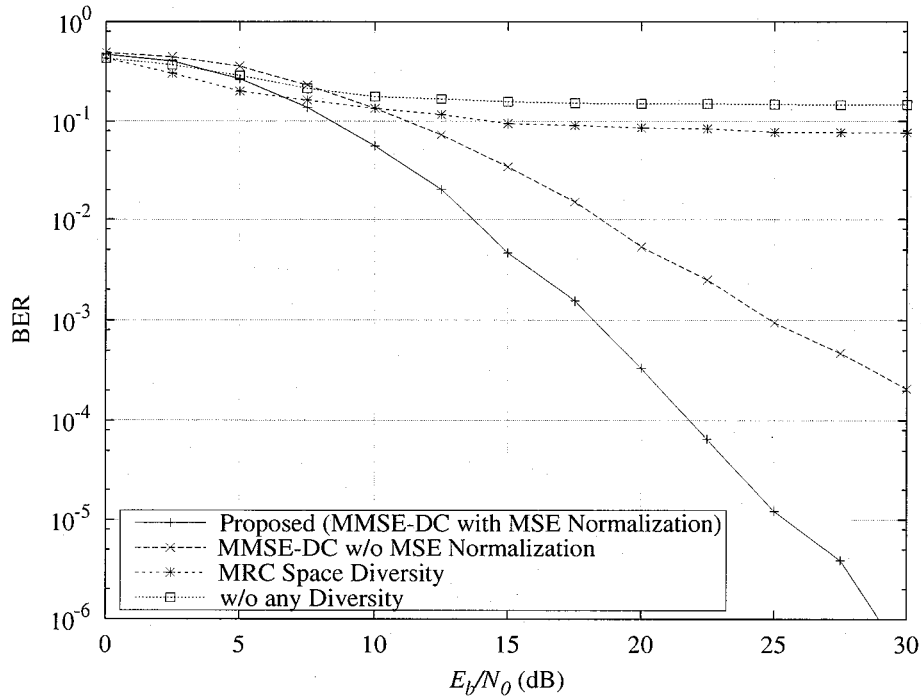


図 3.7: 平均受信 E_b/N_0 に対するビット誤り率特性 ($D_{bs}=40m$)

2つの移動端末は2つの無線基地局の中間にあるとし、OFDMのガード区間の長さをパラメータとしている．図3.8より，基地局間距離 D_{bs} が大きくなるにつれ RoF 遅延時間差が大きくなるため，特性は劣化するが，ガード区間の長さを D_{bs} に応じて変えることでその影響を除去できる．しかし，ガード区間を長くすると電力効率や周波数利用効率が低下するため，基地局間距離に応じて適切な長さに設定する必要がある．例えば，IEEE802.11aで定められている16ポイントのガード区間の場合， D_{bs} が125mまではRoF遅延時間差の影響を除去できるので，無線LANなどの比較的小さなエリアへの応用であれば，遅延時間差の影響を問題とせずにSDMAを実現できる．

遍在アンテナシステムでは，無線基地局がサービスエリア内に分散配置されているため，移動端末-無線基地局間の距離がそれぞれのリンクで異なり，距離減衰量に大きな差が生じる．そのため，各無線基地局での受信電力は，集中型アレイアンテナの場合のように等しくならない．このことによる特性の変化を明らかにするため，以下ではサービスエリア内の移動端末の位置を考慮に入れたビット誤り率特性

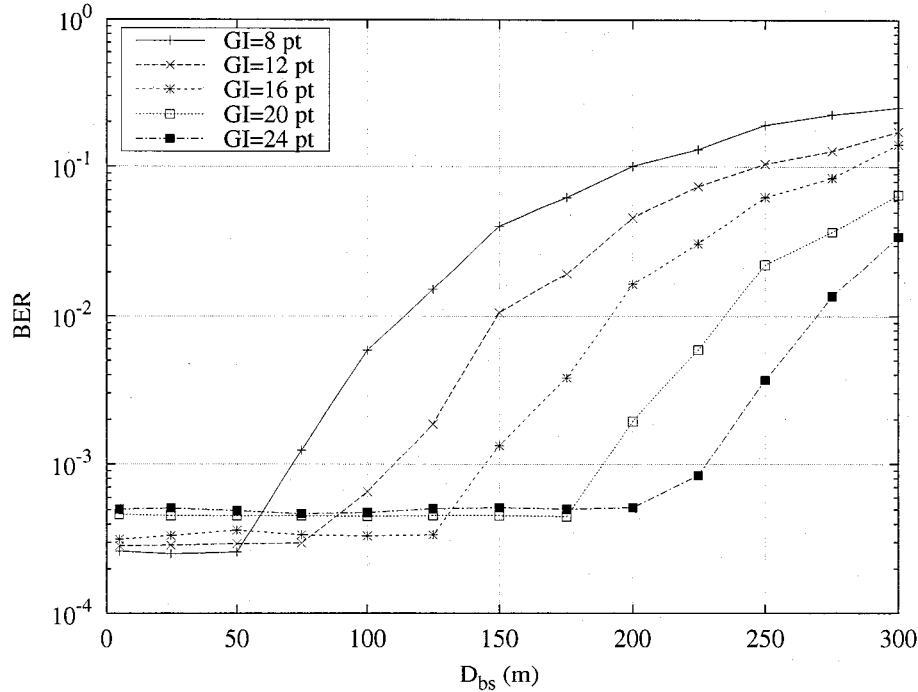


図 3.8: 基地局間距離 D_{bs} に対するビット誤り率特性 (平均受信 $E_b/N_0=20\text{dB}$)

を明らかにする．ここで，図 3.9 に示すように，移動端末と基地局アンテナ間の距離が d のときの無線基地局での平均受信 E_b/N_0 が γ となるような送信電力で移動端末から信号を伝送すると仮定する．このとき， l 番目の基地局アンテナまでの距離が d の i 倍のとき，距離による信号電力の損失は i^α 倍になり，無線基地局での平均受信 $E_b/N_0\gamma'$ は γ の $\frac{1}{i^\alpha}$ 倍になる．ここで α は距離減衰係数を表す．したがって，

$$\gamma' = \frac{\gamma}{i^\alpha} \quad (3.13)$$

となる．以下では移動端末が 2 つの無線基地局間の中央に位置する場合の平均受信 E_b/N_0 を基準 (Nominal) E_b/N_0 と定義する．

図 3.10 にサービスエリア内での移動端末の位置を考慮した場合の基準 E_b/N_0 に対するビット誤り率特性を示す．移動端末の位置は (a) 一方の無線基地局の下に 2 つの移動端末がある場合 ($x_1 = 0\text{m}, x_2 = 0\text{m}$), (b) 2 つの無線基地局の中間に 2 つの移動端末がある場合 ($x_1 = 20\text{m}, x_2 = 20\text{m}$), (c) 移動端末が離れている場合 ($x_1 = 10\text{m}, x_2 = 30\text{m}$), (d) サービスエリア内でランダムに与えられる場合について考慮した．(a) の一方の無線基地局の下に 2 つの移動端末がある場合，移動端末

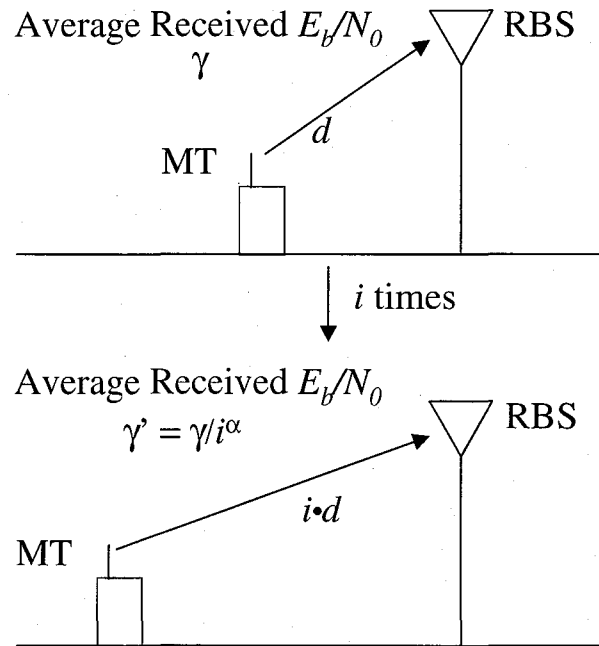


図 3.9: 移動端末-無線基地局間距離と平均受信 E_b/N_0 の関係

の近くにある無線基地局での受信信号電力は大きいですが、他方の無線基地局では受信信号電力が小さくなる。そのため、2つの無線基地局での受信信号を用いて MMSE 合成を行う際、受信電力が小さい方の無線基地局からの利得が得られず、一方の無線基地局のみで2つの移動端末からの信号を検出しなければならないため、ビット誤り率特性はシミュレーションで考慮した4つの場合の中では最悪値を取る。一方、(b)の2つの無線基地局の間に2つの移動端末がある場合では、(a)と同じく2つの移動端末がほぼ同じ位置にあるが、両方の無線基地局を用いて MMSE 合成を行えるためビット誤り率特性は改善する。また、(c)のように2つの移動端末の位置が離れている場合は最も良いビット誤り率特性が得られる。これは、距離減衰のため、近い方の無線基地局での受信時の D/U (Desired-to-Undesired signal power) 比が高くなり、MMSE 合成の際に付加的なダイバーシチ利得を与えるためである。これら全ての場合を考慮し、移動端末の位置をサービスエリア内でランダムに与えてシミュレーションを行った結果を (d) に示す。この場合でも基準 E_b/N_0 が 30dB あれば 10^{-4} のビット誤り率を達成しており、提案方式を用いることでサービスエリア内の移動端末の位置に関わらず、SDMA が実現できることがわかる。

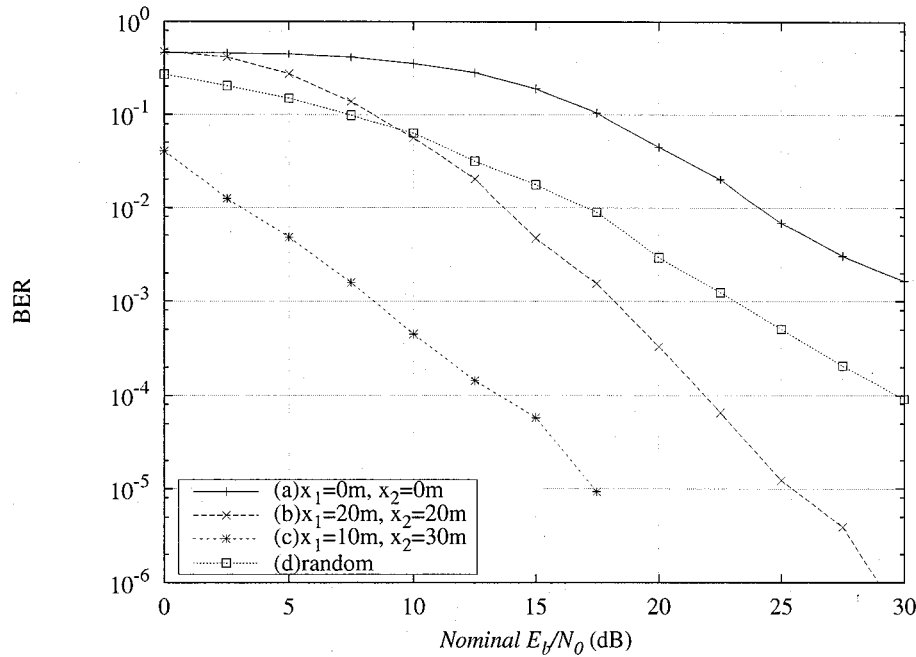


図 3.10: サービスエリア内での移動端末の位置を考慮した場合の基準 E_b/N_0 に対するビット誤り率特性 ($D_{bs}=40m$)

3.3.3 提案方式の周波数利用効率

次に、提案方式の周波数利用効率をシミュレーションにより明らかにし、他のシステムとの比較を行う。図 3.11 にシミュレーションモデルを示す。シミュレーションでは、サービスエリア内の 4 つの移動端末が同時に同一周波数帯域でパケットを送信した場合について検討する。図 3.11(a) に示される遍在アンテナシステムでは 4 つの無線基地局がそれぞれ RoF リンクで中央制御局に接続されている。ここで、サービスエリアは基地局間距離を D_{bs} とすると一辺 $2D_{bs}$ m の正方形で表され、以下ではこの正方形の一辺の距離をサービスエリアサイズと定義する。また、比較のため、図 3.11(b) に示される集中型アレイアンテナを用いる場合のシミュレーションも行う。この場合、サービスエリアの中央に 4 素子のアレイアンテナを備えた無線基地局が設置されおり、移動端末は提案方式の場合と同様に同時に同一周波数帯域を用いて送信を行う。どちらの場合も、4 つの移動端末のサービスエリア内での位置はそれぞれ一様分布でランダムに与えられ、それぞれ等しい送信電力で信号を送信する。このとき、移動端末の送信シンボルタイミングは同期しているとする。

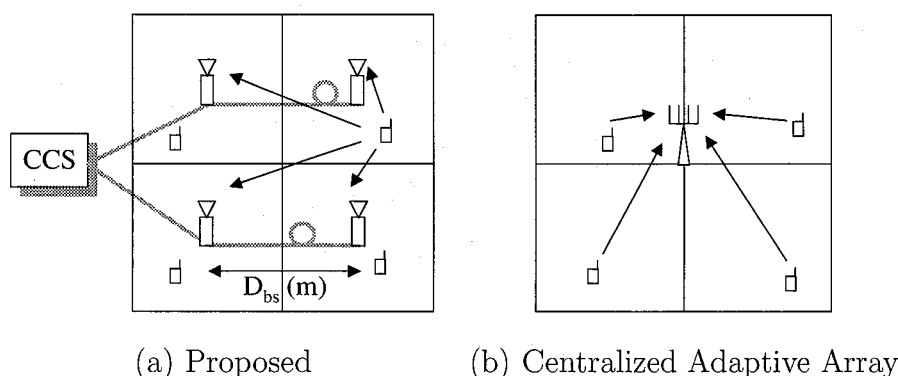


図 3.11: シミュレーションモデル

シミュレーションでは占有帯域幅 15MHz で 12Mbps の OFDM 信号送っており、また、10 情報シンボルにつき 1 つのパイロット信号を挿入しているため、周波数利用効率の最大値は 0.727bps/Hz となる。また、移動端末がサービスエリアの中心にいる時の無線基地局での平均受信 E_b/N_0 を基準 E_b/N_0 と定義する。(移動端末-無線基地局間の距離が $\frac{D_{bs}}{\sqrt{2}}$ m の場合に相当)

図 3.12 に提案方式の基準 E_b/N_0 に対する周波数利用効率を示す。 $D_{bs}=40\text{m}$ 、サービスエリアサイズは 80m とした。ここで、従来方式とは、1 つの移動端末からの信号をサービスエリアの中央に設置された 1 つの基地局アンテナで受信する場合を表す。図 3.12 より、従来方式の場合と集中型で MMSE 合成を行わずに受信した場合は周波数利用効率は最大でも約 0.12bps/Hz と低い。一方、遍在アンテナを適用すると、MMSE 合成による複局同時受信を用いず移動端末に最も近い無線基地局のみで受信した場合でも、最大で約 0.45bps/Hz の周波数利用効率を達成できる。遍在アンテナでは、アンテナ素子が分散配置されているため、各無線基地局での受信電力に差ができ、希望信号に対しての SIR が無線基地局ごとにそれぞれ異なる。そのため、信号検出時にこの中で最も SIR の高い無線基地局からの信号を用いることで、他の移動端末からの同一周波数干渉の影響を軽減できる。さらに、遍在アンテナにおいて MMSE 合成を適用すると、周波数利用効率は高い基準 E_b/N_0 の領域で大幅に改善し、基準 E_b/N_0 が 20dB を越える場合はほぼ理想的な周波数利用効率を達成できる。また、集中型で MMSE 合成を行う場合と比較しても低基準 E_b/N_0 時に前述した無線基地局の分散配置の効果のため、高い周波数利用効率を達成できる。一方、基準 E_b/N_0 が 7dB より低い領域では MMSE 合成を用いない場合の方が

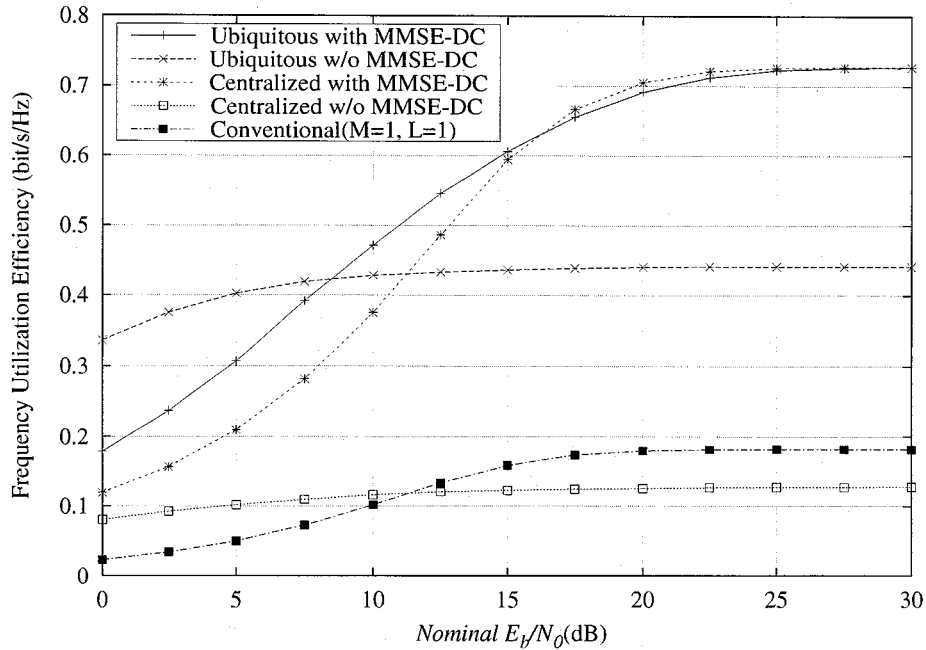


図 3.12: 基準 E_b/N_0 に対する周波数利用効率 ($D_{bs}=40m$, サービスエリアサイズ $=80m$)

用いる場合より良い特性を示す。これは、MMSE 合成器の最適重み係数推定時に、雑音による誤差の影響が大きく現れ、MMSE 合成器が最適フィルタとして動作しないためである。

次に、図 3.13 に RoF リンクによる遅延時間差が周波数利用効率に与える影響を明らかにするため、提案方式のサービスエリアサイズに対する周波数利用効率を示す。このとき、基準 E_b/N_0 は 15dB とした。図 3.13 より、ガード区間が短い場合、達成できる最大の周波数利用効率は高いが、RoF リンクの遅延時間差の影響を除去できないため、サービスエリアサイズが 50m を越えると周波数利用効率は低下する。一方、ガード区間を長く設定することで耐遅延性が増し、サービスエリアサイズの増大に対する劣化が緩やかになる。また、集中型のシステムと比べた場合、サービスエリアサイズが小さく、遅延時間差が OFDM のガード区間に含まれる場合ならば提案方式の方が高い周波数利用効率を達成できる。そのため、今回シミュレーションで用いた条件ではサービスエリアサイズが 100m 程度の構内無線ネットワークのようなシステムであれば提案方式は有効であり、高い周波数利用効率を実

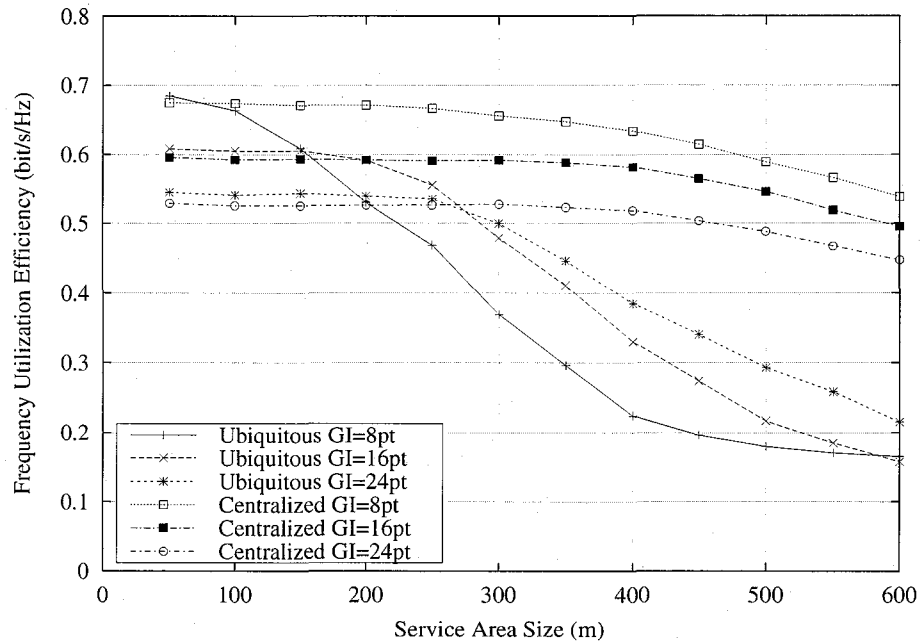


図 3.13: サービスエリアサイズに対する周波数利用効率 (基準 $E_b/N_0=15\text{dB}$)

現できる。

3.4 結言

本章では、RoF リンクにおける遅延時間差が存在する状況であっても SDMA を実現可能にするため、無線伝送方式に OFDM を用いた遍在アンテナ SDMA 方式を提案した。提案方式では、OFDM 信号のガード区間により RoF リンクでの伝搬遅延時間差の影響を除去し、これまで集中型のアレイアンテナで用いられてきたものと同じ信号処理構成で SDMA を実現するものである。さらに、周波数選択性フェージング環境下におけるビット誤り率特性を向上させるため、MMSE 合成器の出力を平均二乗誤差で正規化する方式を提案した。本章では、5.2GHz 帯における IEEE802.11a 準拠の OFDM 信号を送信信号として仮定した計算機シミュレーションを行い、提案方式は RoF 遅延時間差が存在する状況下においても SDMA を実現できることを示した。また、集中型のアレイアンテナを用いた SDMA 方式に比べて、低 E_b/N_0 の場合に高い周波数利用効率を実現できることを示した。

第4章 遍在アンテナにおける光リンク雑音の影響を軽減するための基地局選別方式

関連論文 [50, 51]

4.1 序言

遍在アンテナシステムでは、サービスエリア内に分散配置されている無線基地局で受信された信号を RoF 技術を用いて RF 信号形式を保持したまま中央制御局に伝送する。そのため、中央制御局において、各無線基地局での受信信号を用いた適応信号処理を行うことで、空間分割多元接続 (SDMA) を実現でき、周波数利用効率を改善できる。しかし、無線周波数帯域の信号がそのまま光ファイバを通して無線基地局から中央制御局に伝送されるため、光リンクにおいて発生する雑音の影響を無視することができない [25]。また、雑音だけでなく、E/O 変換時に無線信号で LD (Laser Diode) を直接強度変調すると、LD の注入電流-光強度特性が持つ三次の非線形性により相互変調歪 (IMD: Inter-Modulation Distortion) が発生し、復調後の無線信号の品質が劣化する [23, 24]。そのため、RoF を用いたシステムにおいて、光リンクで発生する雑音や歪が無線信号に与える影響についての検討が行われてきた [27, 28, 56]。しかし、遍在アンテナを用いて SDMA を行う場合のこのような妨害要因が与える影響の検討は行われていない。さらに、第3章で提案している方式のように、無線信号として OFDM 信号のようなマルチキャリア信号を用いる場合、周波数選択性フェージングによって電力レベルの落ち込んだサブキャリアに、電力レベルの高いサブキャリアからの相互変調歪が大きな影響を与えてしまうため、光リンクの CNR 特性の劣化につながる。

そこで、本章では、遍在アンテナを用いた OFDM 信号の SDMA 方式における光リンク雑音および歪の影響を検討する。以下では、まず、周波数選択性フェージング環境下における提案方式の光リンク CNR 特性を明らかにする。次に、光リンクにおける CNR 特性が悪いブランチが存在する場合に、そのブランチからの信号を用いずに、他の CNR 特性の良いブランチの信号のみを用いて MMSE 合成を行うことで、光リンク雑音による伝送特性の劣化を軽減する基地局選別方式を提案し、計算機シミュレーションによりその特性を明らかにする。

4.2 システムモデル

4.2.1 光リンクで発生する雑音・歪と CNR 特性

図 4.1 に遍在アンテナを用いた SDMA 方式の構成および光リンクで発生する主な雑音源を示す。サービスエリア内に分散配置されている無線基地局は、RoF リンクで中央制御局に接続されている。移動端末は図 3.2 と同様の構成をしている。複数の移動端末から同時に同一周波数帯域で送信された OFDM 信号は、複数の無線基地局で受信される。無線基地局では、受信した無線信号を光信号に変換し、中央制御局に伝送する。

提案方式では、光変調方式として、無線信号の振幅を LD により光信号の強度に変調し、PD (Photo Detector) で直接検波する IM/DD (Intensity Modulation / Direct Detection) 方式を用いる。無線基地局では、無線伝搬路における距離減衰やシャドウイング、フェージング、および同一周波数干渉の影響により変動する無線信号を、常に一定の光変調度で光信号に変調するため、受信した無線信号に AGC (Automatic Gain Control) を適用した後、LD で強度変調する。このとき、LD において相対強度雑音 (RIN: Relative Intensity Noise) および LD の注入電流-光強度特性が持つ三次の非線形性により相互変調歪が発生する。変換された光信号は光ファイバを通じて中央制御局へ伝送される。中央制御局では、各無線基地局から送られてきた光信号を PD で直接検波する。このとき、光電変換の際のランダムなゆらぎによりショット雑音、PD の後段の電気回路にて熱雑音が発生する。ここで、OFDM 信号 1 サブキャリアあたりの光リンクの CNR は PD で検波された 1 サブキャリア

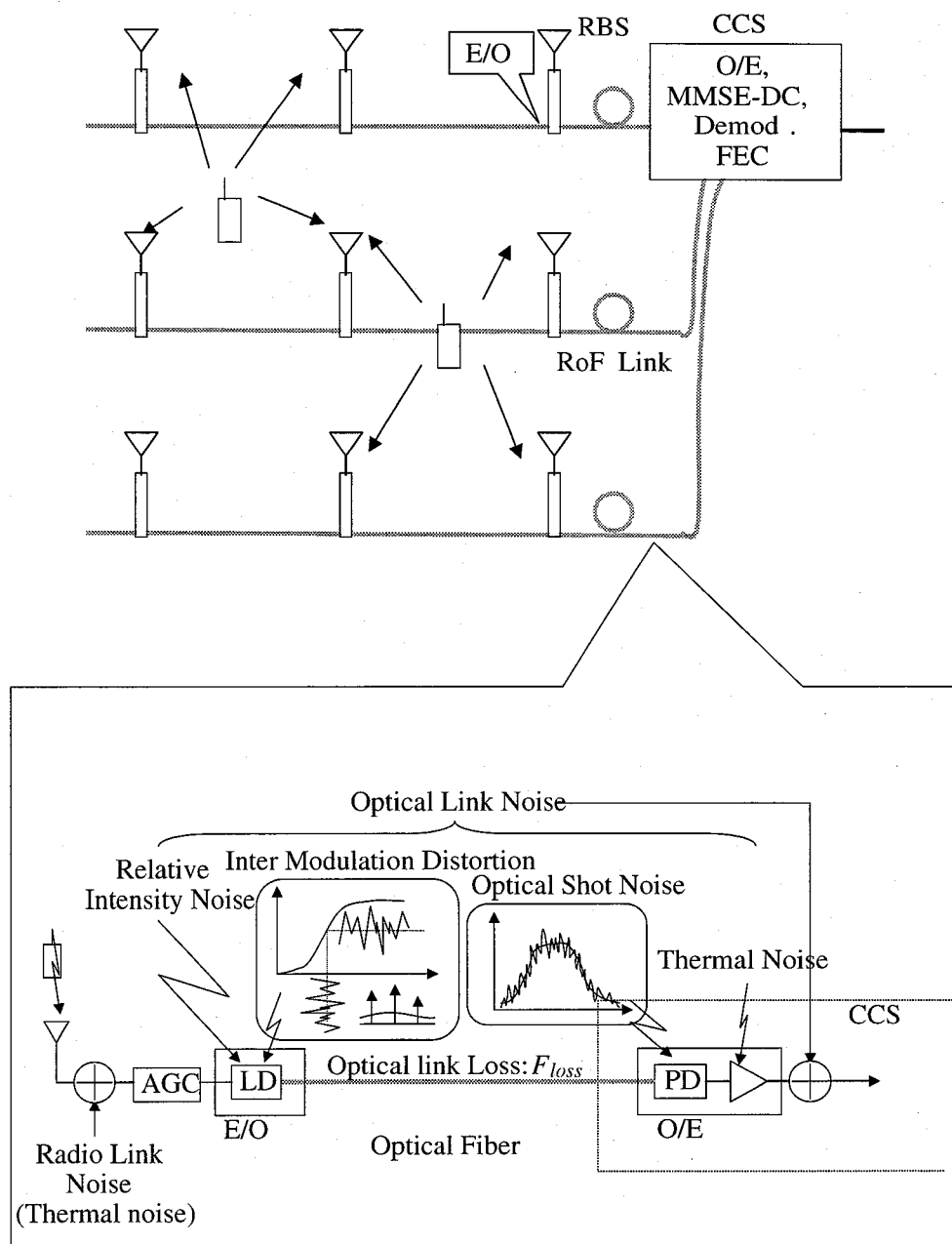


図 4.1: 遍在アンテナを用いた SDMA 方式の構成および光リンクで発生する雑音

あたりの信号電力と上記の雑音・歪電力和の比で定義され、次式で与えられる．

$$CNR_{opt} = \frac{\frac{1}{2}m_k^2(\eta P_r)^2}{\{RIN(\eta P_r)^2 + 2e\eta P_r + \langle I_{th}^2 \rangle\} \cdot B_{RF} + \langle i_{imd}^2 \rangle} \quad (4.1)$$

ここで、 η はPDの光変換効率、 P_r は受信した光信号の電力、 m_k は k 番目のサブキャリアでの光強度変調信号の光変調指数 (OMI: Optical Modulation Index)、 RIN はLDの相対強度雑音、 e は電子の電荷、 $\langle I_{ph}^2 \rangle$ は等価雑音電流密度、 B_{RF} はOFDM信号の1サブキャリアあたりの帯域幅、 $\langle i_{imd}^2 \rangle$ はLDの非線形性に起因する相互変調歪の電力である．

相互変調歪には2波の相互作用によるTwo-Toneタイプと3波の相互作用によるThree-Toneタイプがある．OFDM信号において、 K 個のサブキャリアが周波数軸に等間隔で配置されているとした時、 k 番目のサブキャリアの周波数に落ち込むTwo-Toneタイプ相互変調歪の数 $D_2(K, k)$ とThree-Toneタイプ相互変調歪の数 $D_3(K, k)$ はそれぞれ次式で与えられる [62, 63]．

$$D_2(K, k) = \frac{1}{2}[K - 2 - \frac{1}{2}\{1 - (-1)^K\}(-1)^k] \quad (4.2)$$

$$D_3(K, k) = \frac{k}{2}(K - k + 1) + \frac{1}{4}\{(n - 3)^2 - 5\} - \frac{1}{8}\{1 - (-1)^K\}(-1)^{K+k} \quad (4.3)$$

ここで、周波数軸上に等間隔に配置されている複数のサブキャリアがLDで強度変調された場合、他のサブキャリアから落ち込む相互変調歪の数は、中央のサブキャリアが最も多くなる．また、無線伝搬路における周波数選択性フェージングの影響により、各サブキャリアの受信レベルに差がある場合、低レベルのサブキャリアでは、高レベルのサブキャリアで発生した相互変調歪から大きな影響を受けるので、CNR特性は劣化する．そこで、以下では最悪値評価として、図4.2に示すように、周波数選択性フェージングによりレベルが最も低くなったサブキャリアが中央に配置されており、その他のサブキャリアは等しく周波数選択性フェージングにおける最高レベルを持っている場合の、中央のサブキャリアにおけるCNR特性を評価する．このとき、最も高いレベルを持つサブキャリアの振幅を m_{max} とすると、Two-Toneタイプ、Three-Toneタイプそれぞれの相互変調歪の振幅は、

$$\frac{3}{4}a_3m_{max}^3 \quad (Two - Tone) \quad (4.4)$$

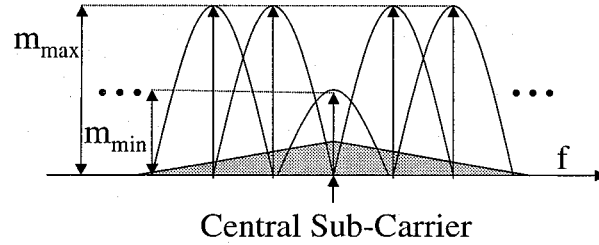


図 4.2: 周波数選択性フェージング環境下における CNR 特性の最悪値評価モデル

$$\frac{3}{2}a_3m_{max}^3 \quad (Three - Tone) \quad (4.5)$$

で表される [62, 63]. ここで, a_3 は LD の非線形性の 3 次の係数を表す. したがって, 中央のサブキャリアでの相互変調歪の電力は,

$$\langle i_{imd}^2 \rangle = \frac{1}{2} \left(\frac{3}{4}a_3m_{max}^3 + \frac{3}{2}a_3m_{max}^3 \right)^2 (\eta P_r)^2 \quad (4.6)$$

となる.

4.2.2 基地局選別方式を用いた MMSE 合成

提案方式では, 複数の移動端末が同時に同一周波数帯域で OFDM 信号を送信するため, (4.1) 式における PD での検波後の 1 サブキャリアあたりの信号電力は, 同時に送信された 4 つの移動端末の合成信号電力となる. 従って, 1 つの移動端末あたりの CNR で考えると, 光リンクにおける CNR は (4.1) 式で与えられる値より低くなる. さらに, 移動端末から無線基地局への上りリンク通信を考えた場合, 無線通信路での距離減衰や周波数選択性フェージングの影響により, 各無線基地局で受信される 4 つの移動端末の受信電力の比は一定でなく, 移動端末の位置によっては, 平均 CNR が高い場合であっても, 1 つの移動端末あたりの瞬時 CNR は低くなってしまう. このような場合, 無線基地局での受信電力が高く, 無線リンクで十分高い CNR が得られても, 光リンクでの雑音の影響により, 提案方式の伝送特性は劣化してしまう. 提案方式で用いている MMSE 合成器は, 雑音の影響も考慮した最適フィルタであるが, 光リンクにおける CNR が低いブランチからの信号が MMSE 合成器の入力に含まれる場合, (3.6) 式で与えられる MMSE 合成器の最適重み行列推

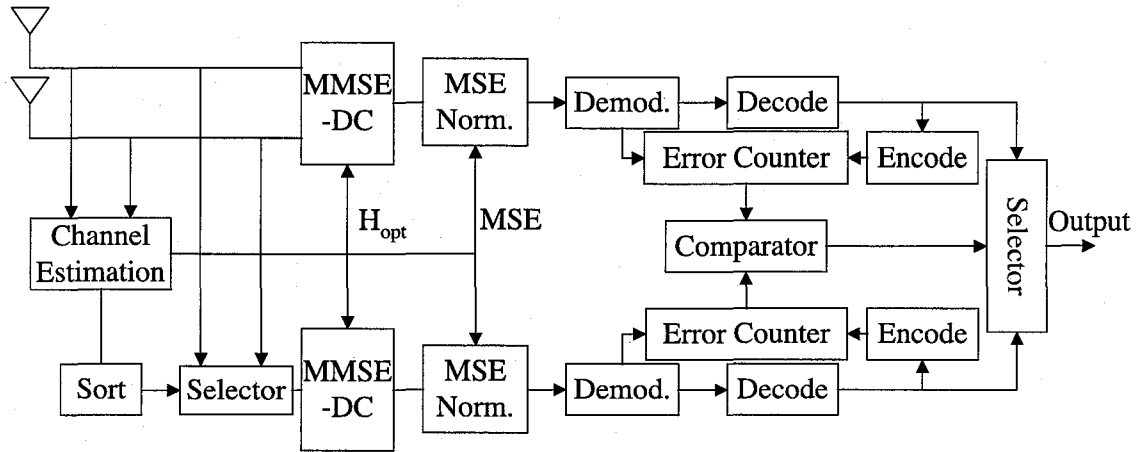


図 4.3: 基地局選別を用いた MMSE 合成器の構成 (L=2 の場合)

定時に誤差が生じる．その結果，MMSE 合成器が最適フィルタとして動作しなくなり，伝送特性は劣化する．そこで，以下では光リンクでの CNR が低いブランチからの信号を用いずに MMSE 合成を行うことで，最適重み行列推定誤差の影響による特性の劣化を軽減する，基地局選別方式を用いた変形 MMSE 合成を提案する．

光リンクでの CNR は，4.2.1 節で述べたように，光変調指数や LD の出力光電力，無線伝搬路での距離減衰や周波数選択性フェージングなどにより変動する．そのため，受信時に光リンクの CNR を推定して，MMSE 合成に用いる基地局数を適応的に変更するのは困難である．そこで，MMSE 合成後に，誤り訂正前の信号系列と誤り訂正後に再符号化して得られる信号系列のビット判定を行い，その時の誤りの数を基準として無線基地局数を変更する基地局選別方式を提案する．

提案方式の構成を図 4.3 に示す．ここでは無線基地局数が 2 の場合について説明する．この場合，中央制御局では 2 つの無線基地局からの信号を用いた MMSE 合成と，2 つのうち希望信号に対して強い電力が得られる方の無線基地局からの信号のみを用いた MMSE 合成を行う．このとき，希望信号電力の強弱は受信時に得られる伝搬路応答から推定する．その後，それぞれ平均二乗誤差による正規化，各サブキャリアの復調を行う．ここで，提案方式では，最適な基地局数の選別基準として，誤り訂正前のビット系列 $\hat{a}_m^l[n, k]$ と誤り訂正後の系列を再符号化したビット系列 $\tilde{a}_m^l[n, k]$ を比較した時の誤りの数を用いる．ここで， l は MMSE 合成に用いる無線基地局数を表す． l が 2 の場合と 1 の場合それぞれについて誤りをカウントし，そ

4.3. 光リンクにおける CNR 特性と基地局選別方式による特性劣化の軽減効果 45

の値が少ない方を雑音による影響が少ないと判断して判定値として出力する。

4.3 光リンクにおける CNR 特性と基地局選別方式による特性劣化の軽減効果

4.3.1 光リンクにおける CNR 特性の評価

本節では、計算機シミュレーションを用いて遍在アンテナ SDMA 方式における光リンク CNR 特性を評価する。表 4.1, 図 4.4 にシミュレーションに用いた諸元およびモデルを示す。サービスエリアは一辺 80m の正方形とし、基地局間隔 40m で 4 つの無線基地局が分散配置されている状況を仮定する。各無線基地局は RoF リンクで中央制御局に接続されており、サービスエリア内の 4 つ移動端末は同時に同一周波数帯域で OFDM 信号を送信する。このとき、移動端末の位置はサービスエリア内で一様分布で与えられるとする。

図 4.5 に光変調指数に対する光リンクの平均 CNR 特性を示す。ここで、CNR 特性は 4 つの光リンクでの平均値であり、 P_{out} は LD の平均出力光電力を表す。図 4.5 より、光変調指数が約 0.2 までは、光変調指数を大きくするにつれて CNR は高くなる。これは、この領域では光リンクでの CNR が主に熱雑音により支配されるためである。一方、光変調指数が約 0.2 を超ると相互変調歪の影響が支配的になり、CNR は光変調指数の増大に対して減少する。また、出力光電力が大きくなると相対強度雑音成分がそれに比例して大きくなるが、本シミュレーションで検討した出力光電力の範囲ではその影響は大きく現れていない。以上より、光変調指数および LD の出力光電力を適切に設定することで、最悪値評価でも 30dB 以上の平均 CNR が得られることがわかる。

次に、図 4.6 に 1 つの移動端末あたりの光リンク CNR の瞬時値の分布を示す。図 4.6 より、光変調指数が 0.01、出力光電力が 0dBm の場合は平均 CNR は図 4.5 に示されるように約 30dB 得られるが、1 移動端末あたりでは平均値は約 24dB となっている。さらに、その瞬時値は、距離減衰や周波数選択性フェージングの影響により ± 20 dB の範囲で変動している。そのため、無線基地局での受信電力が高く、無線リンクで十分高い CNR が得られる場合であっても、光リンクでの雑音の影響に

表 4.1: シミュレーション諸元

FFT Size	64
Number of MTs and RBSs	4 and 4
Bandwidth per Sub-carrier	312.5kHz
Bit Rate	12Mbps
Number of Sub-carriers	48
Sub-carrier Modulation	QPSK, Coherent Detection
FEC	Convolution Constraint Length=7 Code Rate=1/2
Symbol Duration	4.0 μ s
Guard Interval	800 ns
Data Symbol Length	10 symbols
Pilot Symbol Length	1 symbol
Channel	2-sample Spaced Equal Gain 2-ray Rayleigh fading channel
Path Loss Exponent	3.1
PD Sensitivity η	0.8W/A
Electron Charge e	1.6×10^{-19} c
Optical Fiber Loss F_{loss}	6dB
RIN	-152dB/Hz
3rd-order Coefficient for Input-Output Characteristic of LD a_3	10^{-6}
Equivalent Input Noise Current Density $\langle I_{th}^2 \rangle$	4.0×10^{-22} W/Hz

4.3. 光リンクにおける CNR 特性と基地局選別方式による特性劣化の軽減効果 47

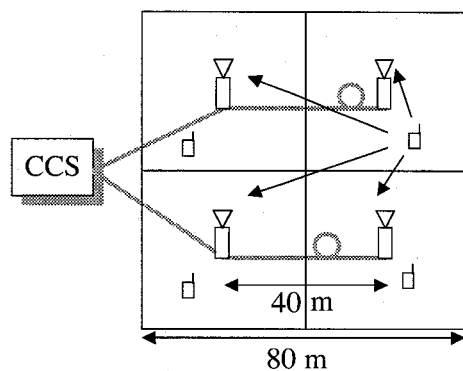


図 4.4: シミュレーションモデル

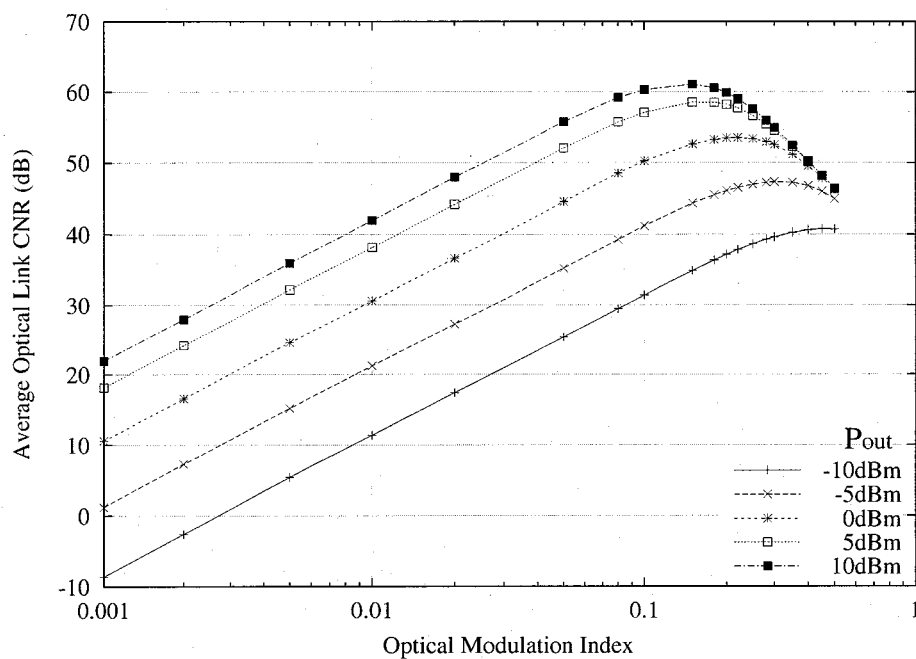


図 4.5: 光変調指数に対する光リンクの平均 CNR 特性

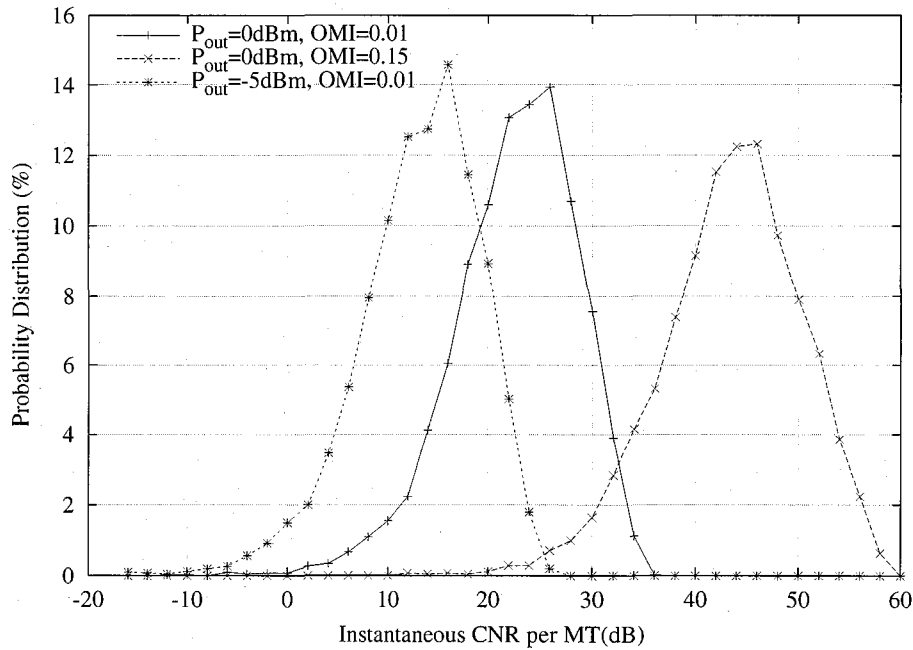


図 4.6: 移動端末あたりの光リンク CNR の瞬時値の分布

より、提案方式の伝送特性が劣化してしまうと考えられる。

4.3.2 基地局選別方式による光リンク雑音の影響の軽減効果

以下では、光リンクでの雑音が遍在アンテナを用いた SDMA 方式に与える影響について検討し、提案する基地局選別方式の効果を明らかにする。

図 4.7 に光リンクでの平均 E_b/N_0 に対する周波数利用効率特性を示す。ここで、光リンクでの平均 E_b/N_0 は 1 移動端末あたりの値である。図 4.7 より、光リンクの平均 E_b/N_0 が高くなると周波数利用効率も高くなり、約 20dB 以上の平均 E_b/N_0 が得られれば、周波数利用効率はほぼ上限値を示す。一方、光リンクの平均 E_b/N_0 が低い場合は、無線リンクでの E_b/N_0 が 30dB と十分高くても、光リンクでの雑音の影響が支配的になり、周波数利用効率は 0.1bit/s/Hz と無線リンクでの E_b/N_0 によらず低くなる。

この場合、図 4.6 で示したように、瞬時 CNR は ± 20 dB の範囲で変動しているため、移動端末の位置やフェージングの変動によっては高い CNR を得られる場合もある。しかし、CNR の低いブランチからの信号も同時に用いて MMSE 合成を

4.3. 光リンクにおける CNR 特性と基地局選別方式による特性劣化の軽減効果 49

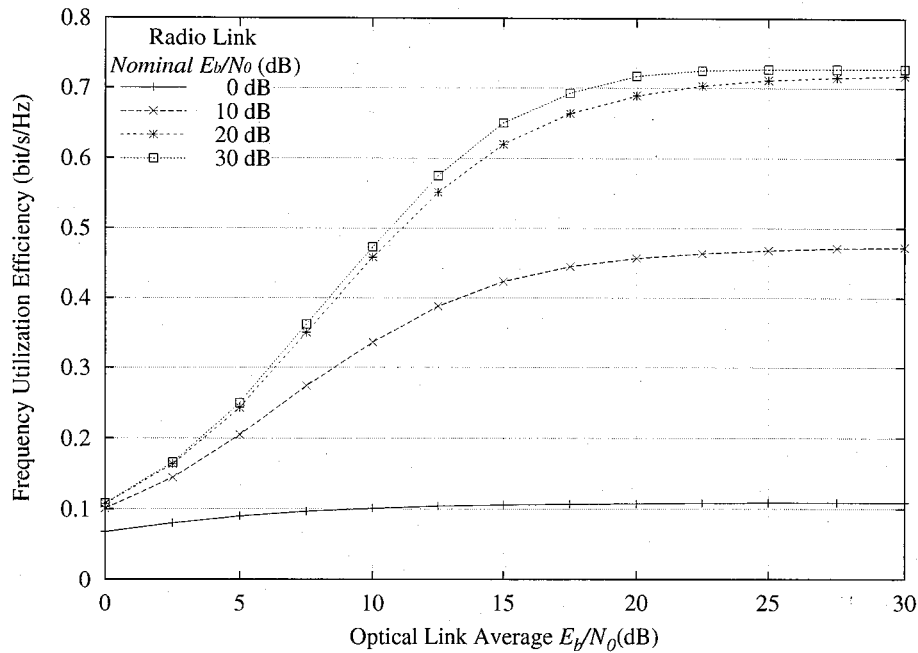


図 4.7: 光リンク平均 E_b/N_0 に対する周波数利用効率特性

行うため、MMSE 合成器の最適重み行列推定時に誤差が生じてしまう。その結果、MMSE 合成器が最適フィルタとして動作しなくなり、伝送特性は劣化する。このような誤差の影響が支配的である場合、4.2.2 節で述べた基地局選別方式を用いることで、CNR の低いブランチからの信号を用いずに MMSE 合成を行うことで伝送特性の劣化を軽減できると考えられる。

そこで、図 4.8 に提案方式を用い、MMSE 合成に用いる基地局数を雑音の影響に応じて変えた場合の周波数利用効率特性を示す。また、光リンク CNR の低いブランチからの信号による誤差の影響を明らかにするため、MMSE 合成に用いる無線基地局の数を希望信号に対して高い電力を得られたものから順に 1 つから 4 つとした場合の周波数利用効率特性もあわせて示す。ここで、無線リンクでの基準 E_b/N_0 は 30dB とした。図 4.8 より、光リンクでの平均 E_b/N_0 が約 4dB までは 1 つの無線基地局、10dB までは 2 つの無線基地局からの信号のみを用いて MMSE 合成を行うことで、最適重み行列推定時の誤差の影響を回避でき、4 つすべての無線基地局からの信号を用いて MMSE 合成を行う場合より高い周波数利用効率を得られることがわかる。一方、光リンクでの平均 E_b/N_0 が 12dB より高くなると、最適重み行

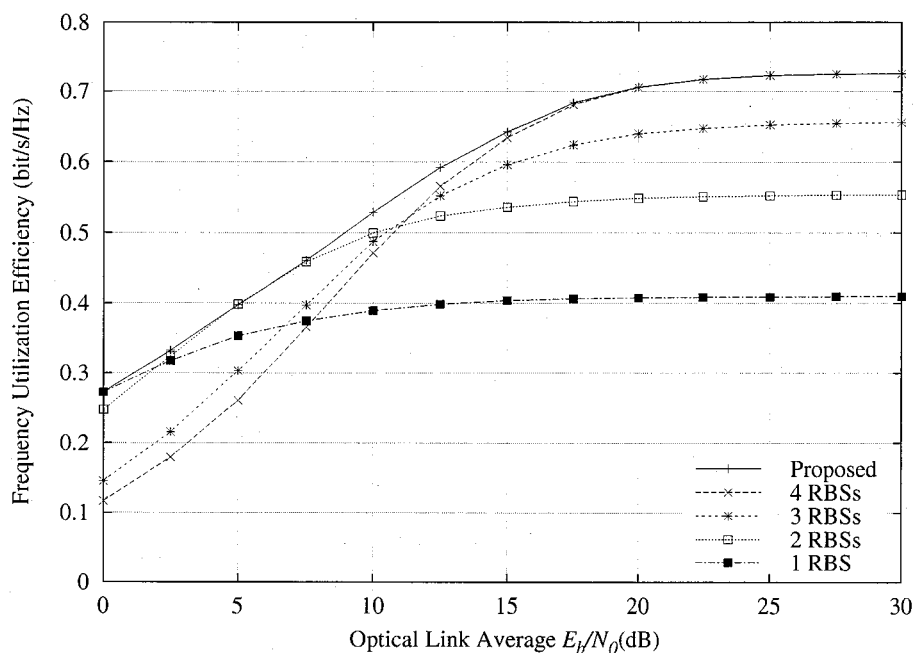


図 4.8: 基地局選別方式を用いた場合の光リンク平均 E_b/N_0 に対する周波数利用効率特性

列推定誤差の影響が少なくなるので、4つの無線基地局すべてを用いてMMSE合成を行った場合に最も高い周波数利用効率を得られる。しかし、提案方式を用いた場合は、光リンクの雑音の状況に応じてMMSE合成に用いる基地局を適応的に選別することで、その影響を軽減でき、光リンクの E_b/N_0 の値によらず常に最も高い周波数利用効率を得られる。特に、光リンクでの平均 E_b/N_0 が0dBのときは約3倍もの周波数利用効率を得られており、提案方式の有効性がわかる。このことより、無線伝搬路の状況により光リンクにおけるCNRの瞬時値が低くなった場合でも、提案方式を用いることでその影響を最小限にできることがわかる。

4.4 結言

本章では、遍在アンテナを用いたOFDM信号のSDMA方式における光リンク雑音および歪の影響を検討した。さらに、その影響による伝送特性の劣化を軽減するため、基地局選別方式を用いたMMSE合成器を提案した。計算機シミュレー

シヨンの結果より， 光変調指数， 出力光電力を適切に設定することで周波数選択性フェージング環境下での最悪値評価でも， 遍在アンテナを用いて SDMA を行うのに十分な光リンクの平均 CNR が得られることがわかった． また， 無線伝搬路における距離減衰や周波数選択性フェージングにより瞬時 CNR が低くなる場合でも， 基地局選別方式を用いることで， 光リンク雑音による伝送特性の劣化を軽減できることを示した．

第5章 シリアル判定帰還型干渉キャンセラによる遍在アンテナの特性改善効果

関連論文 [54]

5.1 序言

前章までで検討している遍在アンテナを用いた空間分割多元接続 (SDMA) 方式は、複局同時受信方式として MMSE 合成を用いている。MMSE 合成は、線形演算処理だけで実現できるため、そのハードウェア構成は比較的簡単なものとなる。しかし、同時に受信可能な信号数は、無線基地局数と同数以下に制限されるため、周波数利用効率の向上には限界がある。さらに、MMSE 合成では、同時に送信を行う移動端末数と無線基地局数が同数の場合、複数のアンテナを用いて受信しているにもかかわらず、ダイバーシチ利得が得られないという問題がある [13]。

一方、DS-CDMA (Direct Sequence-Code Division Multiple Access) のシステムでは、非線形の複局同時受信方式として、シリアル判定帰還型干渉キャンセラ (SIC) が有効であると知られている [52, 53]。この方式は、受信電力の強い移動端末から順に復調処理を行い、その判定値から複製 (レプリカ) 信号を作成して受信信号から差し引くことで、逐次的に同一周波数干渉を除去する方式である。さらに、この処理をステージを重ねて繰り返す複数ステージ SIC を用いることで、レプリカ信号の精度が向上し、特性を改善できることが示されている [53]。集中型のアレイアンテナを用いた SDMA 方式においても、複局同時受信方式として SIC の適用が検討されている [35]。この方式では、受信電力の強い移動端末から順に MMSE 合成・レプリカ作成を行い、逐次的に同一周波数干渉を除去する。その結果、MMSE

合成では得られないダイバーシチ利得が得られ、MMSE 合成と比べて特性を改善できる。また、複数ステージ化を考える場合、シリアル型の他にもパラレル型の判定帰還干渉キャンセラ (PIC: Parallel Interference Canceller) の適用が考えられる。PIC では、MMSE 合成およびレプリカ信号の作成は、受信電力の強さの順に逐次的に行うのではなく、すべての移動端末に対して同時に行う。このため、PIC の第1ステージは MMSE 合成のみを用いる場合と等価である。それに対し、SIC では後述するように第1ステージで自分より受信電力の高い移動端末からの干渉が除去された信号を用いて MMSE 合成を行うので、パラレル型に比べてレプリカが高精度に作成できる。従って、同じステージ数を仮定した場合、SIC の方が良好な伝送特性が得られる。また、上りリンクの SDMA を考えた場合、各移動端末の受信電力は、無線基地局との距離や伝搬路変動によってそれぞれ異なるので、受信電力の大きさを考慮した SIC の方が効果的な干渉除去が可能である。これらのことから、遍在アンテナ SDMA 方式においても、SIC を適用することにより更なる特性改善が期待できる。

そこで、本章では、遍在アンテナを用いた SDMA 方式における複局同時受信方式として SIC の適用を提案する。ここで、SIC を効果的に行うためには、それぞれの移動端末の受信電力の大小関係を推定しなければならないが、文献 [35] ではその推定方法についての検討は行われていない。さらに、遍在アンテナシステムでは、無線基地局が複数の地点に散らばっていることから、無線基地局ごとに各移動端末の受信電力の大小関係が異なっており、受信電力の大小比較を簡単に行うことができない。そこで、本章では、各移動端末の MMSE 合成後の受信 SINR を推定し、この推定受信 SINR の大小関係に基づいて干渉除去を行う SIC を提案する。提案方式では、まず複数の無線基地局で受信した信号に対し、推定受信 SINR の最も大きい移動端末に対して MMSE 合成を行う。次に、その判定値を用いてレプリカ信号を作成し、受信信号から減算してその移動端末の干渉成分を除去する。その後、次に推定受信 SINR の大きい移動端末に対して MMSE 合成を行う。この処理をすべての移動端末に対して順次行うことで、同一周波数干渉を逐次的に除去する。このように、複数の移動端末の信号を同時に検出するのではなく、受信電力の強いものから順に MMSE 合成を行って検出することで、移動端末数と無線基地局数が同数の場合でもダイバーシチ利得が得られ、特性を改善できる。

本章では、まず、SICを適用した遍在アンテナ SDMA 方式のシステムモデルおよび提案方式との特性比較の対象として用いる最尤判定器 (MLD: Maximum Likelihood Detector) の構成について述べる。次に、提案 SIC を用いた遍在アンテナ SDMA 方式のビット誤り率特性およびパケット送信成功確率特性を計算機シミュレーションにより明らかにする。また、一般に複局同時受信方式としては最も良い特性を示す MLD や、これまで検討してきた MMSE 合成を用いた遍在アンテナ SDMA 方式との伝送特性および演算量の比較を行い、提案方式の有効性を示す。

5.2 シリアル判定帰還型干渉キャンセラを用いた遍在アンテナ SDMA 方式

5.2.1 システムモデル

図 5.1 に本章で検討する遍在アンテナ SDMA 方式の構成を示す。サービスエリア内に数十 m 間隔で分散配置されたすべての無線基地局は RoF リンクにより中央制御局と接続されている。各無線基地局は単一の受信アンテナ、E/O、O/E 変換器のみを備え、無線変復調器や複局同時受信機などの機能は全て中央制御局に設置されている。サービスエリア内の移動端末は図 3.2 に示される構成をしており、OFDM 信号を送信する。同一時刻に M 個の移動端末が同一周波数帯域で OFDM 信号を送信した場合を想定すると、送信された信号は伝搬路において、伝搬遅延、距離減衰、シャドウイング、フェージング、他ユーザからの同一周波数干渉の影響を受けた後、 L 個の無線基地局で受信される。

ここで、各無線基地局での受信信号ベクトルは、(3.2) 式と同様に送信信号ベクトル $\mathbf{x}[n, k]$ 、伝搬路応答行列 $\mathbf{H}[n, k]$ 、加法性ガウス雑音ベクトル $\mathbf{z}[n, k]$ を用いて以下のように与えられる。

$$\mathbf{y}[n, k] = \mathbf{H}[n, k]\mathbf{x}[n, k] + \mathbf{z}[n, k] \quad (5.1)$$

各無線基地局で受信された信号は、E/O 変換器で光信号に変換された後、RoF リンクを通じて中央制御局に送られる。このとき、各無線基地局-中央制御局間の RoF リンク長の違いにより無線基地局から送られてきた受信信号に遅延時間差が

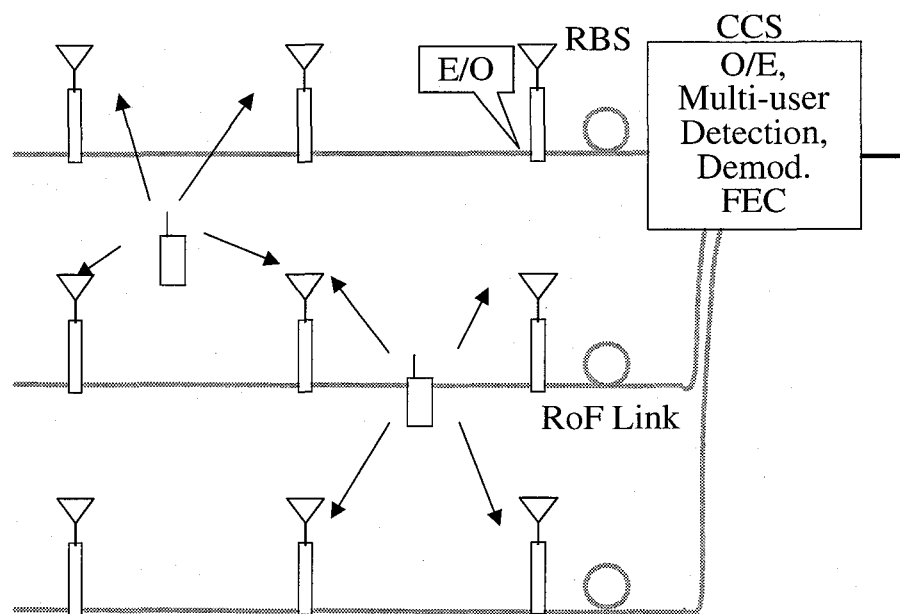


図 5.1: 遍在アンテナ SDMA 方式の構成

発生する。しかし、この遅延時間差による影響は、OFDM のガード区間を適切に設定することで除去でき、SDMA 受信後の特性に影響を与えないことが第3章において示されているので、以下では無視できるものとして考える。

中央制御局では、各無線基地局から送られてきた光信号を O/E 変換器で再び電気信号に変換する。その後、同一周波数帯域で送信された複数信号を分離して検出するため、各無線基地局から送られてきた信号を用いて複局同時受信を行う。複局同時受信は、受信信号を DFT によりサブチャネルに分割した後、各サブキャリアごとに行う。複局受信により検出された信号 $\hat{x}_m[n, k]$ は 2^k -QAM デマッピング後、デインターリーブされる。その後、軟判定ビタビ復号器で誤り訂正され、各移動端末から送信されたビット系列を得る。

5.2.2 シリアル判定帰還型干渉キャンセラの構成

図 5.2 に本章で提案する SIC の構成を示す。提案方式は MMSE 合成器の出力からレプリカ信号を作成し、それを受信信号から引くことで干渉を除去する判定帰還型干渉キャンセラである。SIC において判定帰還を行う際、MMSE 合成による判定

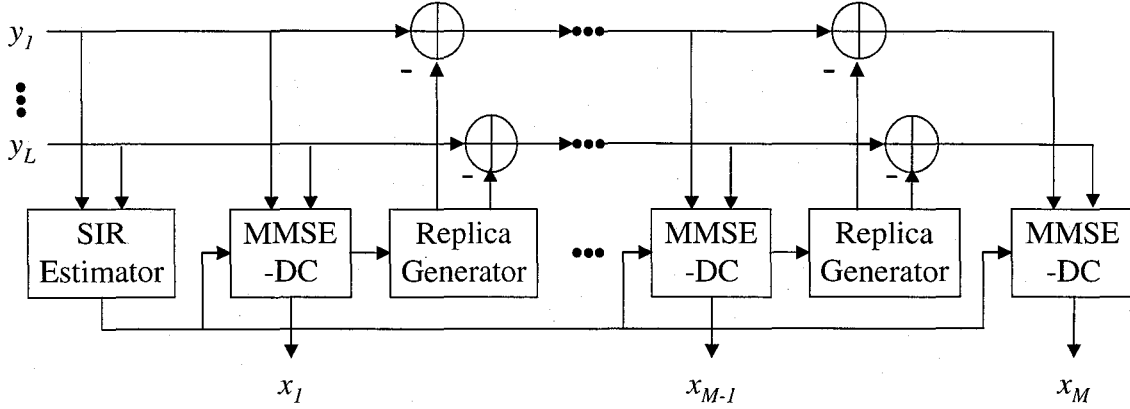


図 5.2: シリアル判定帰還型干渉キャンセラの構成

値を用いる方式の他に, Zero-Forcing 型フィルタ [13] や単一ユーザの最大比合成による判定値を用いる方式が考えられる. しかし, 3.2.2 節で述べたように, MMSE 合成は平均二乗誤差を最小にするという意味で最適な線形受信機であるので, 本論文では MMSE 合成を用いた SIC についてのみ検討を行う.

提案方式では, まず (3.8) 式で与えられる MMSE 合成後の平均二乗誤差の逆数をその移動端末の SINR として, 同時に送信を行っているすべての移動端末について推定し, それを OFDM 信号のサブキャリアで平均化する. 次に, この推定受信 SINR の大きい順に移動端末を順位付ける. そして最も順位の高い, すなわち最も受信 SINR が大きい移動端末に対して MMSE 合成を行い, その判定値を再度符号化, 変調した信号に推定した伝搬路応答を掛けることでレプリカ信号を作成する. その後, 作成されたレプリカ信号を受信信号から差し引き, その信号を次に順位の高い移動端末に対する MMSE 合成の入力とする. このとき, 推定受信 SINR の順位が m 番目の移動端末に対する MMSE 合成器の出力は,

$$\begin{aligned}\hat{x}_m[n, k] &= \mathbf{H}_{opt}^m[n, k] \mathbf{y}^m[n, k], \\ \mathbf{y}^m[n, k] &= \mathbf{y}[n, k] - \sum_{i=1}^{m-1} \mathbf{H}_i[n, k] \hat{x}_i[n, k], \\ \mathbf{H}_{opt}^m[n, k] &= \mathbf{R}_{y^m y^m}^{-1}[n, k] \mathbf{H}_m[n, k]\end{aligned}\tag{5.2}$$

と表すことができる. ここで, $\mathbf{y}^m[n, k]$ は推定受信 SINR の順位が $m-1$ 番目以上

の移動端末の信号を差し引いた後の受信信号ベクトル, $\mathbf{R}_{y^m y^m}[n, k]$ は $\mathbf{y}^m[n, k]$ の自己相関行列, $\mathbf{H}_{opt}^m$ は推定受信 SINR の順位が m 番目の移動端末に対する MMSE 合成器の最適重み行列を表す. 以上の処理を推定受信 SINR の順位の高い移動端末から順次行う. その結果, 常に自分より SINR の大きい移動端末からの同一周波数干渉が除去された信号を用いて MMSE 合成を行えるので, ダイバーシチ利得が向上する.

SIC では, 除去されるのは推定受信 SINR の順位が高い移動端末からの干渉信号のみであり, 順位の低い移動端末からの干渉信号は依然として残ったままである. また, MMSE 合成の判定値に誤りがある場合や, 推定した伝搬路応答に誤差が含まれている場合には, レプリカ信号の精度が下がり, 干渉信号を正確に除去できない. このような場合, 上記の処理をステージを重ねて繰り返し行う複数ステージ SIC を用いることで特性を改善できる [53]. 複数ステージ SIC では, 第2ステージ以降のステージにおいて推定受信 SINR の順位が m 番目に高い移動端末の信号検出を行う場合, その移動端末より順位の高い移動端末からの干渉は同じステージでの判定値を用いて作成したレプリカ信号を, 順位の低い移動端末からの干渉は直前のステージでの判定値を用いて作成したレプリカ信号を用いて除去する. このとき, 第 s ステージにおける推定受信 SINR の順位が m 番目の移動端末に対する MMSE 合成器の入力信号 $\mathbf{y}_s^m[n, k]$ は,

$$\mathbf{y}_s^m[n, k] = \mathbf{y}[n, k] - \sum_{i=1}^{m-1} \mathbf{H}_{i,s}[n, k] \hat{x}_{i,s}[n, k] - \sum_{i=m+1}^M \mathbf{H}_{i,s-1}[n, k] \hat{x}_{i,s-1}[n, k], \quad (5.4)$$

と表すことができる. ここで, $\mathbf{H}_{i,s}[n, k], \hat{x}_{i,s}[n, k]$ はそれぞれ第 s ステージで推定した i 番目の移動端末の伝搬路応答ベクトル, 判定値を表す. 従って, MMSE 合成器の入力信号は, 受信信号から他のすべての移動端末のレプリカ信号が差し引かれた信号となり, 下位の移動端末からの干渉が残っている1ステージ SIC の場合に比べてダイバーシチ利得が向上する.

5.2.3 最尤判定器

MLD は, 受信信号と推定した伝搬路応答を用いて受信器内で作成した受信信号レプリカのユークリッド距離をメトリックとして, 取り得る全てのレプリカについ

て比較し、もっとも最小なメトリックを与えるものを送信された信号として判定する方式である。

本章で検討するシステムでは、移動端末の送信タイミングは同期しているとし、さらに伝搬遅延時間差による ISI も OFDM 信号のガード区間により除去できるものとしているので、MLD は周波数領域で各シンボルごとに行う。送信信号レプリカベクトルを $\tilde{\mathbf{x}}[n, k, u]$ ($1 \leq u \leq C^M$) (C は各サブキャリアの取り得る信号点の数) とすると、受信信号と受信信号レプリカのユークリッド距離 $D[n, k, u]$ は次式で与えられる。

$$D[n, k, u] = \|\mathbf{y}[n, k] - \mathbf{H}[n, k]\tilde{\mathbf{x}}[n, k, u]\|^2 \quad (5.5)$$

送信信号レプリカ $\tilde{\mathbf{x}}[n, k, U]$ が最小ユークリッド距離 $D[n, k, U]$ を与えるとき、すなわち以下の式を満たす場合、

$$\begin{aligned} D[n, k, U] &= \min_{l \in (1, 2, \dots, C^M)} D[n, k, l] \\ &= \|\mathbf{y}[n, k] - \mathbf{H}[n, k]\tilde{\mathbf{x}}[n, k, U]\|^2 \end{aligned} \quad (5.6)$$

$\tilde{\mathbf{x}}[n, k, U]$ を MLD の判定値として出力する。

このとき、判定値 $\tilde{\mathbf{x}}[n, k, U]$ は硬判定出力値として与えられるので、後段の軟判定ビタビ復号時の周波数ダイバーシチ利得は得られない。そのため、最小ユークリッド距離と 2 番目に小さいユークリッド距離の差で各判定値 $\tilde{\mathbf{x}}[n, k, U]$ を重みづけし、ダイバーシチ利得を得る [34]。

MLD は事後確率を最大にするという意味で最適な受信方式であり、一般に最も良い特性を示す複局同時受信方式であると知られている。しかし、その実現には全ての移動端末に対して可能性のある全てのレプリカを作成し、それらのメトリックを計算しなければならない。そのため、移動端末数や変調多値数、OFDM 信号のサブキャリア数などが増加すると、演算量が飛躍的に増加し、ハードウェア構成の複雑化や処理時間の増大といった問題が生じる [13]。

5.3 提案方式による伝送特性改善効果

5.3.1 シミュレーションモデル

以下では、SICを適用した遍在アンテナSDMA方式の上りリンクの伝送特性を計算機シミュレーションにより明らかにし、MMSE合成やMLDを用いた場合の特性と比較することで提案方式の有効性を示す。

計算機シミュレーションに用いるシステムの諸元を表5.1に示す。OFDM信号のパラメータは、IEEE802.11aの標準に基づいたものを仮定する。各ユーザは伝送速度12Mbps(QPSK, 符号化率1/2)のモードを使用し、伝搬路状況に応じた適応変調、パンクチャード符号化は行わないものとする。パケットはOFDM信号10シンボルから構成される情報シンボルとその前に挿入された1シンボルのパイロットシンボルから構成され、パケット長は44 μ sである。提案方式では伝搬路推定はパイロットシンボルを用いて行っているため、パイロットサブキャリア挿入は行わない。無線伝搬路としては、文献[79]の報告に基づき、周波数帯5.2GHz、屋内オフィス環境を想定した距離減衰係数3.1、r.m.s.遅延スプレッド75nsの20波指数関数減衰型レイリーフェージングモデルを仮定する。フェージング変動は準静的であり1パケット送信中の時間変動は無視できるとする。

図5.3にシミュレーションモデルを示す。以下では、サービスエリア内の4つの移動端末が同時に同一周波数帯域でパケットを送信した場合についてのみ検討する。サービスエリアは一辺80mの正方形とし、4つの無線基地局がそれぞれRoFリンクで中央制御局に接続されている。また、すべてのRoFリンクでのCNRは十分高く、RoFリンクで生じる雑音や歪が伝送特性に与える影響は無視できるとする。移動端末のサービスエリア内での位置はそれぞれ一様分布でランダムに与えられ、等しい送信電力で信号を送信する。また、4つの移動端末の送信シンボルタイミングは同期しているとする。移動端末と中央制御局の局発振器間の周波数オフセットは無視できるものとする。

遍在アンテナシステムでは、無線基地局が分散配置されているため、移動端末と無線基地局間の距離が一意に決まらず、各無線基地局ごとに受信電力が異なる。以下では移動端末から28m離れた無線基地局での平均受信 E_b/N_0 を基準(Nominal) E_b/N_0 として与え、伝送特性の評価を行う。ここで、28mという距離は、図5.3で示され

表 5.1: シミュレーション諸元

FFT Size	64
Number of Sub-carriers	48
Sub-carrier Modulation	QPSK, Coherent Detection
FEC	Convolution Constraint Length=7 Code Rate=1/2
Bit Rate	12Mbps
Symbol Duration	4.0 μ s
Guard Interval	800 ns
Data Symbol Length	10 symbols
Pilot Symbol Length	1 symbol
Path Loss Exponent	3.1
Channel	20-ray Exponentially Decayed Rayleigh fading channel
r.m.s. Delay Spread	75 ns

るシミュレーションモデルにおいて、隣り合う無線基地局間距離を $40m$ とした場合のエリアの中央から各無線基地局までの距離に相当し、これは移動端末から最も近い無線基地局までの距離の最大値を表す。

遍在アンテナシステムのような分散型アレイアンテナは、集中型アレイアンテナと同じ信号処理構成で SDMA を実現できるが、受信アンテナ間隔が数十 m 以上と広く、各受信電力レベルに大きな差があるため、同じ処理を行ったとしてもその特性に違いが生じる。以下ではサービスエリア内の無線基地局間距離 D_{bs} をパラメータとして、無線基地局の分散配置による各複局同時受信方式における伝送特性の違いについても考察する。また、各移動端末から無線基地局の伝搬路応答は電波の到来方向や端末の位置、受信アンテナ間距離が近い場合に相関が生じることがある。しかし、以下ではアンテナ素子の分散化による受信電力レベルの違いが伝送特性に与える影響のみを明らかにするため、移動端末から無線基地局の伝搬路応答は完全に独立であるとする。

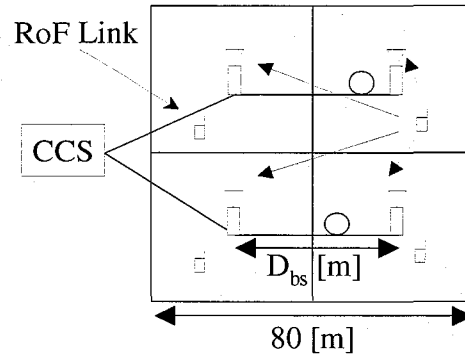


図 5.3: シミュレーションモデル

5.3.2 基準 E_b/N_0 に対する伝送特性

図 5.4, 図 5.5 に隣り合う無線基地局間距離 D_{bs} を $40m$ とした場合の各複局同時受信方式の基準 E_b/N_0 に対する 平均ビット誤り率特性, パケット送信成功確率をそれぞれ示す. ここで, 平均ビット誤り率特性は, ランダムに与えられる場所に存在する 4 つの移動端末のビット誤り率の平均を表し, 1 パケット中の情報ビットに誤りがない場合をパケット送信成功としている. また, 単一ユーザ環境との比較として移動端末数を 1 として 4 つの無線基地局で最大比合成ダイバーシチを行う場合の特性 ($L = 4, M = 1$) とサービスエリアの中央に一つだけ無線基地局を設置し, 1 本のアンテナで単一受信する場合 ($L = M = 1$) の特性も示す.

図 5.4 より, MMSE 合成を用いた場合, 無線基地局が分散配置されていることによるサイトダイバーシチ効果により, $L = M = 1$ の場合に比べて約 1dB 程度の特 性改善が見られるが, ほぼ同じビット誤り率特性を示す. これは, 前述の通り, 4 本の無線基地局から得られるダイバーシチ利得を同一周波数干渉除去のために使用 しているからである. SIC を用い MMSE 合成後の推定受信 SINR が高いユーザか ら逐次的に同一周波数干渉をキャンセルすることで, MMSE 合成では得られない ダイバーシチ利得が得られ, 10^{-4} のビット誤り率を達成する基準 E_b/N_0 が MMSE 合成の場合に比べて約 2dB 低減する.

ここで, SIC をマルチステージ化し, レプリカ信号の精度を改善することを考える. 図 5.6 に SIC の繰り返しステージ数に対するビット誤り率特性を示す. 図 5.6 より, 繰り返しステージ数を増やすにつれてレプリカ信号の精度が上がるため, ビッ

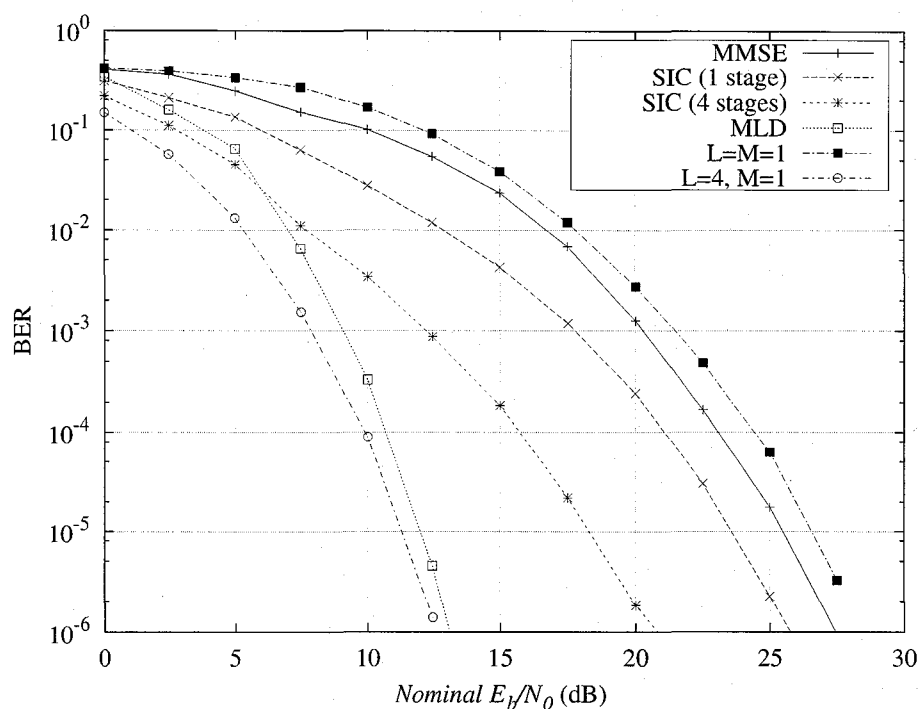


図 5.4: MMSE, SIC, MLD を用いた場合の基準 E_b/N_0 に対する平均ビット誤り率特性 ($D_{bs} = 40m$)

ト誤り率特性は改善していく。しかし、4 ステージ以降は改善がみられないため、4 ステージ以上繰り返す必要がないことがわかる。

SIC を 4 ステージ繰り返して行った場合の特性を他の方式の特性と比較すると、図 5.4 より、その特性は MMSE 合成、1 ステージ SIC にくらべて 10^{-4} のビット誤り率を達成する基準 E_b/N_0 がそれぞれ約 7.2dB, 約 5.2dB 低減する。また、MLD と比較した場合、基準 E_b/N_0 が高い場合の特性は劣化しているが、低基準 E_b/N_0 時は MLD より良いビット誤り率特性が得られる。これは、伝搬路推定誤差の影響が、同時に 4 つの移動端末の信号を検出する MLD より受信 SINR の高い移動端末から順に検出していく SIC の方が少ないためである。また、複局同時受信方式としては最も良い特性を示す MLD でも、 $L = 4, M = 1$ の場合と比べると約 1dB 程度の劣化が見られる。これは、同時に送信している移動端末数が 4 のため、移動端末数が 1 の場合に比べて取りうる信号点の数が 64 倍になり、信号点間距離が近くなるためである。

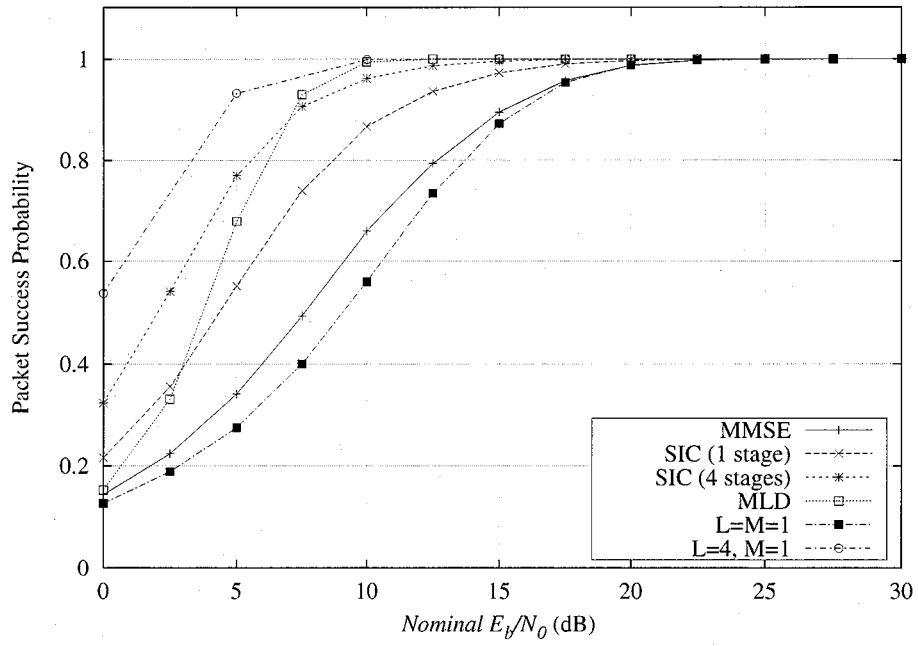


図 5.5: MMSE, SIC, MLD を用いた場合の基準 E_b/N_0 に対するパケット送信成功確率 ($D_{bs} = 40m$)

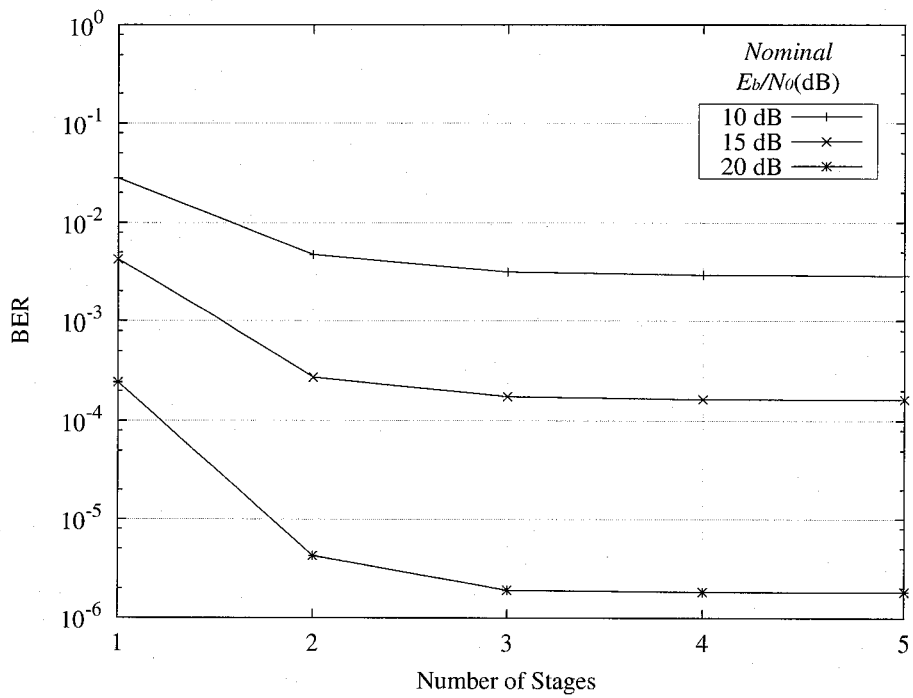


図 5.6: SIC のステージ数に対する平均ビット誤り率特性 ($D_{bs} = 40m$)

図 5.5 より, パケット送信成功確率についても同様に, MMSE 合成を用いた場合は $L = M = 1$ の場合とほぼ同じ特性であるが, SIC を用いることでその特性を大きく改善できる. 特に, 4 ステージ SIC を用いた場合は, パケット送信成功確率が 0.9 となる基準 E_b/N_0 は MLD とほぼ同じであり, 提案方式の有効性がわかる.

5.3.3 移動端末数に対する伝送特性

次に, 移動端末数を変化させた場合の特性より, 提案方式を用いることで得られるダイバーシチ利得について検討する. 図 5.7 に移動端末数に対する $\text{BER}=10^{-4}$ を達成するのに必要な基準 E_b/N_0 の値を示す. 図より, MMSE 合成, SIC を用いた場合は, 移動端末数が少なくなるにつれて, 同一周波数干渉成分が減少し, ダイバーシチ利得が生じるため所要基準 E_b/N_0 は低減される. MMSE 合成を用いた場合, ダイバーシチ利得は $L - M + 1$ で表されるので, 移動端末数が 3, 2, 1 の場合の改善量はそれぞれ 2, 3, 4 ブランチ分のダイバーシチ利得を表す. 移動端末数が 4 の場合, 4 ステージ SIC の所要基準 E_b/N_0 は, 移動端末数が 3 の場合の MMSE 合成の所要基準 E_b/N_0 より 1.2dB 低くなっている. これより, 4 ステージ SIC を用いることで無線基地局と移動端末の数が同数であっても, 約 2.5 ブランチ分のダイバーシチ利得が得られることがわかる. また, 移動端末数が 2 の場合は, SIC の繰り返しのステージ数を増やしても特性はほとんど改善されない. これは, SIC を 1 ステージ行った時点でビット誤り率特性が下限値に達するためである. 一方, MLD では前述したように, 移動端末数が 4 の場合は移動端末数が 1 の場合に比べて, 信号点間距離が近くなるため特性は劣化する. しかし, その劣化は $\text{BER}=10^{-4}$ を達成するのに必要な基準 E_b/N_0 で約 1dB 程度である.

5.3.4 無線基地局配置に対する伝送特性

図 5.8(a), 図 5.9(a), 図 5.10(a), 図 5.11(a) に無線基地局間距離 D_{bs} を 0.058m, 20m, 40m, 60m, 80m とした場合の各方式の基準 E_b/N_0 に対する平均ビット誤り率特性を示す. ここで, 0.058m は 5.2GHz 帯の電波の波長を表す. 図 5.8(a) より, MMSE 合成を用いた場合, D_{bs} を 20m とした時が最も良い特性を示し, D_{bs} が大

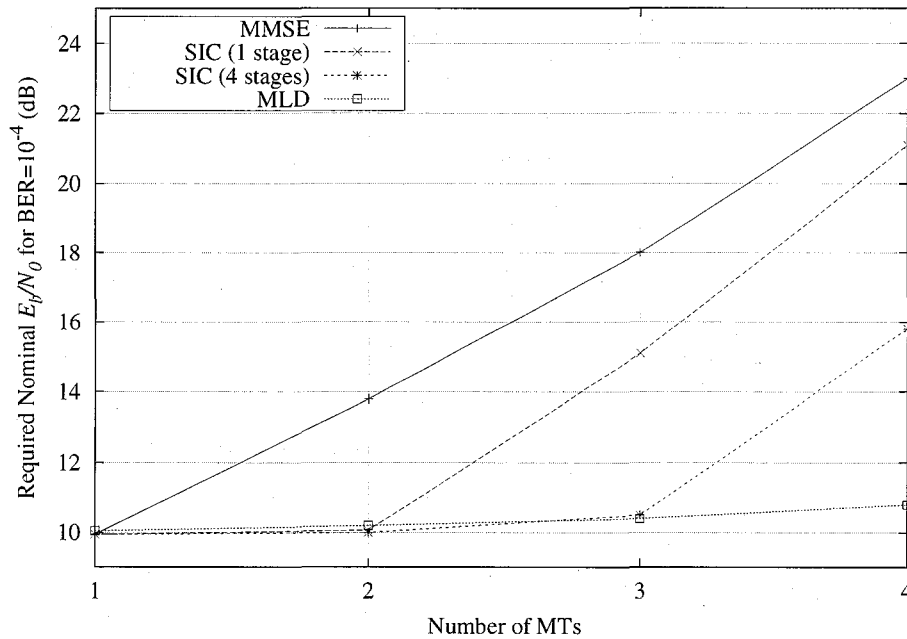


図 5.7: 移動端末数に対する平均ビット誤り率特性が 10^{-4} を満たす基準 E_b/N_0 の値 ($D_{bs} = 40m$)

きくなるにつれてその特性は劣化していく。また、 $D_{bs}=0.058m$ ，すなわち集中型アレイアンテナの場合は，基準 E_b/N_0 が約 5dB ぐらいまでは $D_{bs}=20m$ のときとほぼ等しい特性を示すが，それより高い基準 E_b/N_0 では，平均ビット誤り率特性にフロア誤りが生じている。これは，サービスエリアの辺境に存在する移動端末からの信号は距離減衰が大きくなるため，MMSE 合成を行っても十分な SINR が得られないためである。一方，無線基地局を分散して配置することで，サービスエリアの辺境に存在する移動端末からの信号でもそれに近い無線基地局で大きな減衰を受けることなく受信できるので，平均ビット誤り率特性にフロア誤りは生じない。

図 5.9(a) より，1 ステージ SIC を用いた場合でも平均ビット誤り率特性と無線基地局間距離の関係は変わらず， $D_{bs}=0.058m$ の場合のフロア誤りを取り除くことができない。

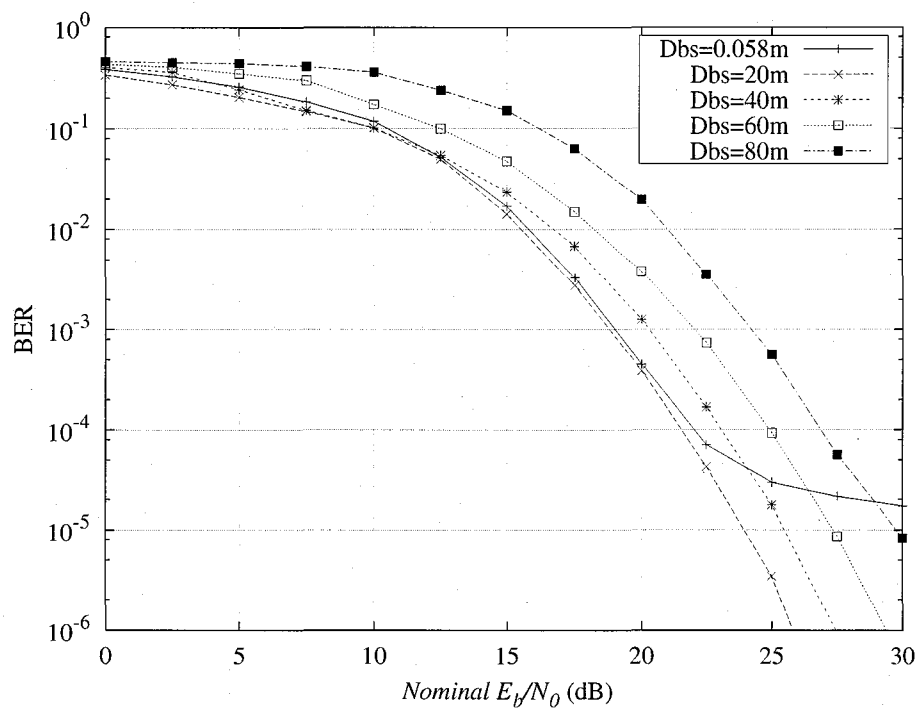
一方，図 5.10(a) より，SIC を 4 回繰り返して用いることで，1 回の時に比べて平均ビット誤り率特性を大きく改善でき，特に， D_{bs} が 0.058m，20m の時は 4 ステージ SIC を用いることで，MLD とほぼ同じ平均ビット誤り率特性が得られる。さらに， D_{bs} が 0.058m で MMSE 合成，1 ステージ SIC の場合に生じていた平均ビット

誤り率特性のフロア誤りは取り除かれている。また、 D_{bs} が $40m$ の場合は、基準 E_b/N_0 が約 $8dB$ までは最も良い特性を示すが、それ以上になると無線基地局間距離を近くした方が良くなる。これは無線基地局間距離を近くした場合、各無線基地局アンテナでの受信電力差は小さいが、分散配置すると受信電力レベルにばらつきができてしまい、低基準 E_b/N_0 時には効果的であるが、高基準 E_b/N_0 時には受信電力の小さな無線基地局での信号が特性を劣化する要因となるためであると考えられる。

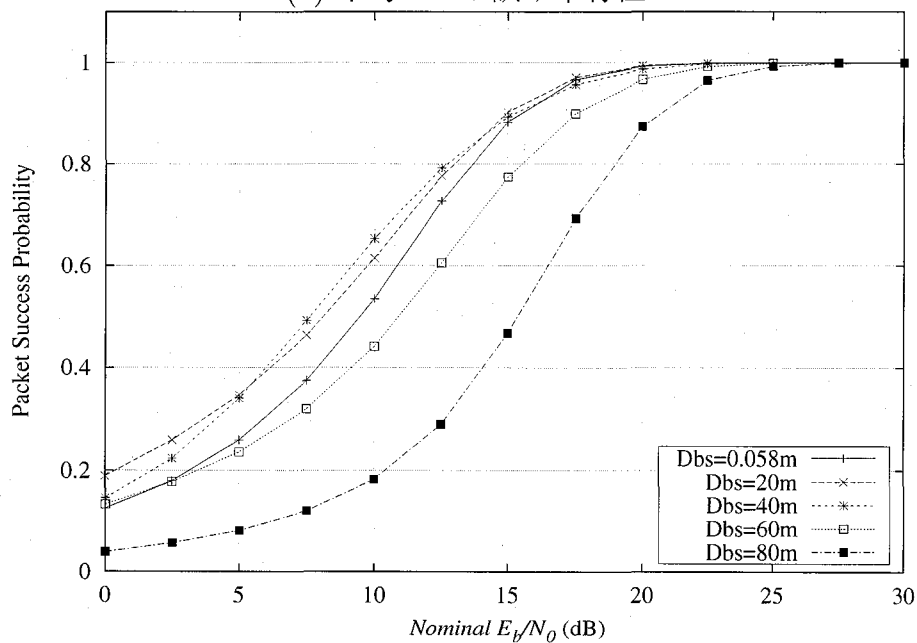
また、図 5.11(a) より、MLD を用いた場合は、MMSE 合成や SIC に比べて分散化による特性の改善効果が最も大きく現れている。特に、 D_{bs} が $40m$ の場合に最も良い特性を示す。これは、遍在アンテナシステムでは各無線基地局で希望信号に対する受信電力が異なるため、正しい送信信号レプリカから求めたユークリッド距離と誤っている送信信号レプリカから求めたユークリッド距離の差が大きくなり、MLD の判定値の信頼性が増すためであると考えられる。

また、図 5.8(b), 図 5.9(b), 図 5.10(b), 図 5.11(b) より、無線基地局間距離とパケット送信成功確率の関係はどの複局同時受信方式でもほぼ同じである。特に、平均ビット誤り率特性では、MLD 以外の複局同時受信方式では D_{bs} が $0.058m$, $20m$ の場合のように、無線基地局を集中して配置させた方が良い特性を示したが、パケット送信成功確率では、どの複局同時受信方式を用いても $D_{bs}=40m$ とした場合が良い特性を示す。これは、無線基地局を集中配置した場合は、ビット誤りが複数パケットに渡って平均して発生するが、分散配置すると、ビット誤りの数は多いが、特定のパケットに対して集中的に発生しているためであると考えられる。このため、無線基地局を分散化することでパケット誤りによる再送の回数を減らすことができ、システムのスループットが改善する。しかし、無線基地局間距離が $60m$, $80m$ と離れるにつれてパケット送信成功確率特性は再び劣化する。このことから、無線基地局間距離には最適値が存在することがわかる。

そこで、図 5.12 に基準 E_b/N_0 を $5dB$, $15dB$ とした場合の各複局同時受信方式の無線基地局間距離 D_{bs} に対するパケット送信成功確率を示す。図 5.12 より、基準 E_b/N_0 が $5dB$ の場合、無線基地局を分散して配置したほうが高いパケット送信成功確率が得られ、最も良いパケット送信成功確率を与えるのは $D_{bs}=40m$ で 4 ステージ SIC を用いた場合である。また、基準 E_b/N_0 が $15dB$ の場合は D_{bs} が $40m$ まで

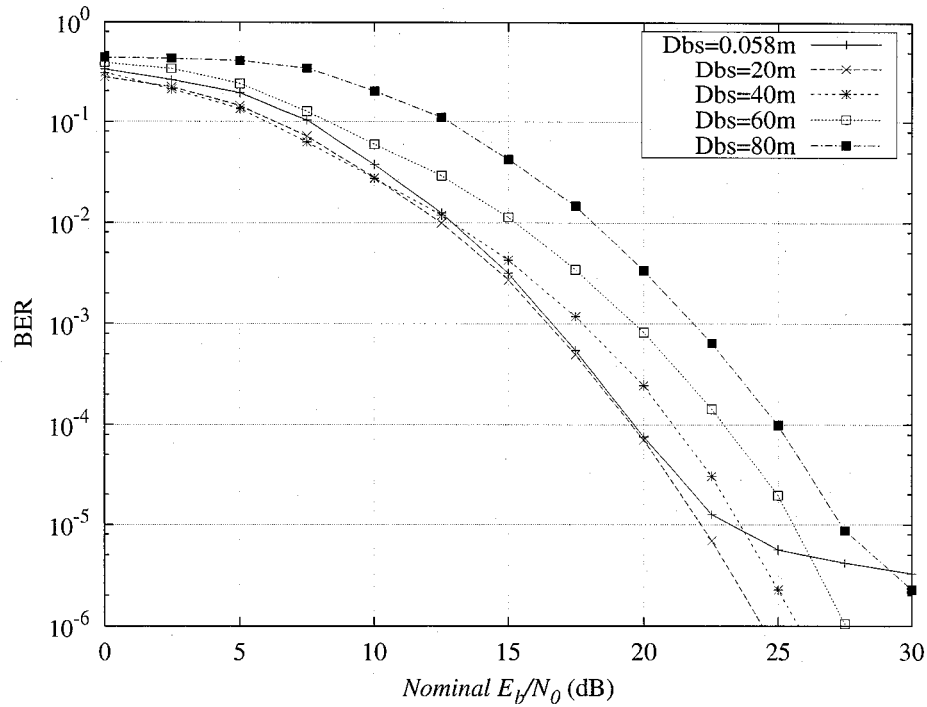


(a) 平均ビット誤り率特性

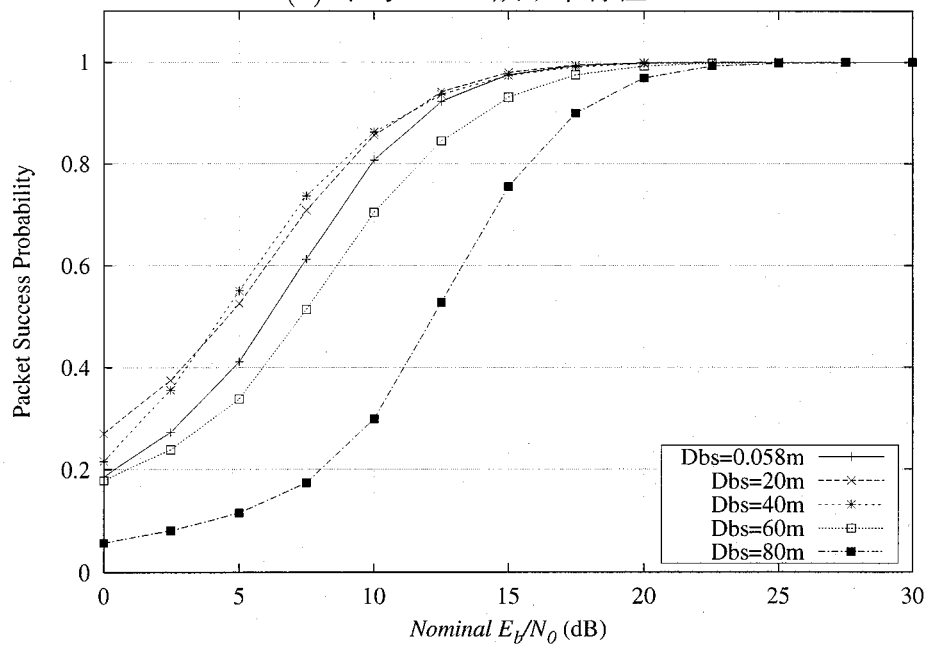


(b) パケット送信成功確率

図 5.8: MMSE 合成における無線基地局間距離を変化させた場合の基準 E_b/N_0 に対する (a) 平均ビット誤り率特性 (b) パケット送信成功確率

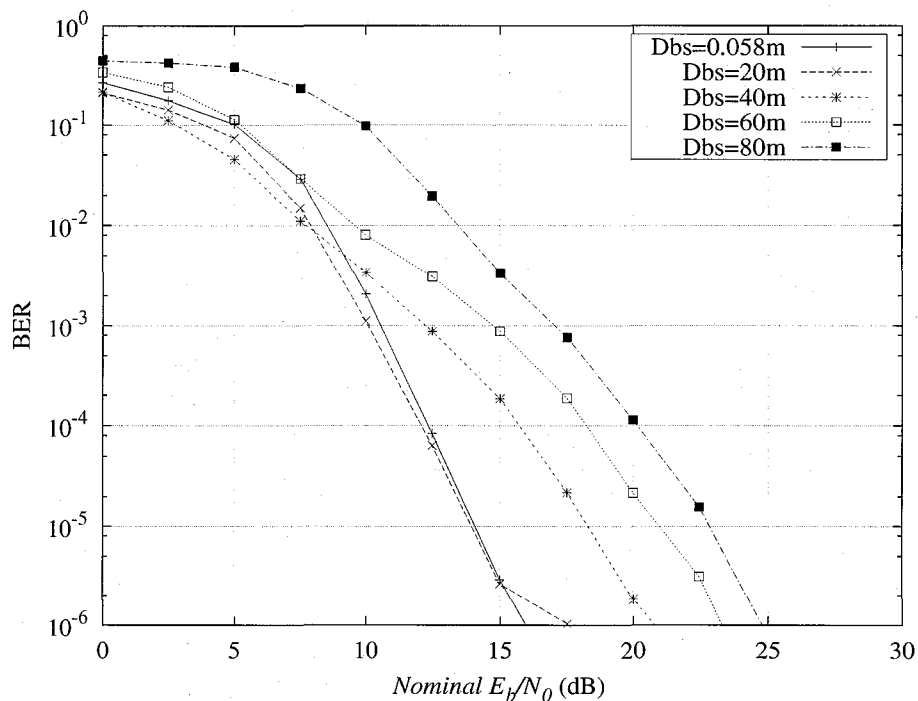


(a) 平均ビット誤り率特性

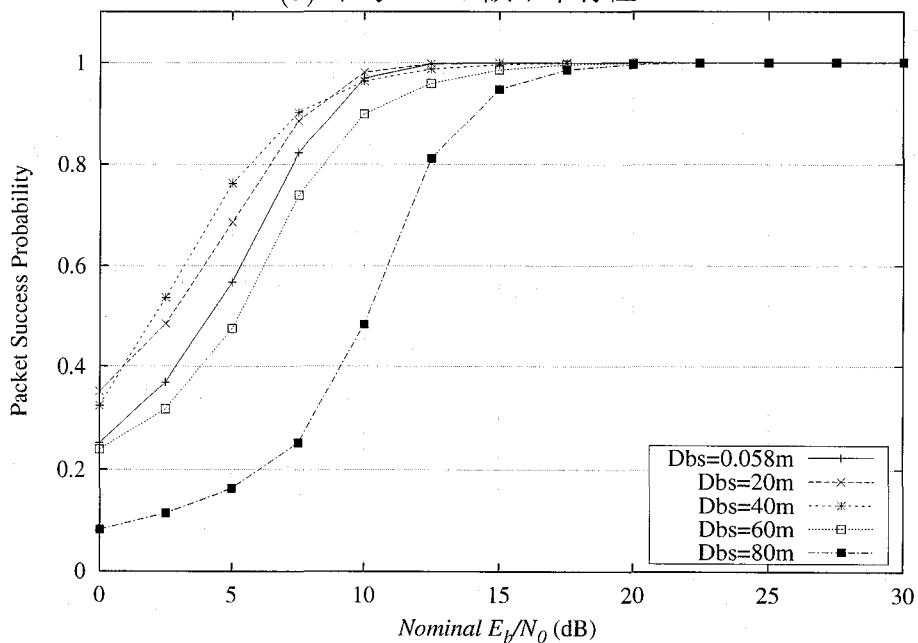


(b) パケット送信成功確率

図 5.9: 1 ステージ SIC における無線基地局間距離を変化させた場合の基準 E_b/N_0 に対する (a) 平均ビット誤り率特性 (b) パケット送信成功確率

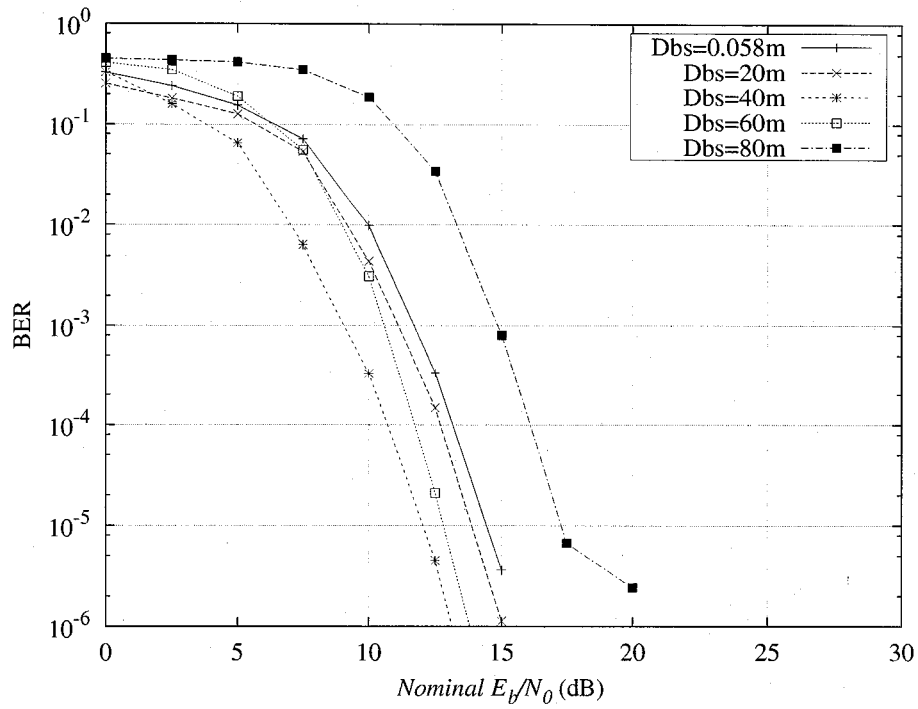


(a) 平均ビット誤り率特性

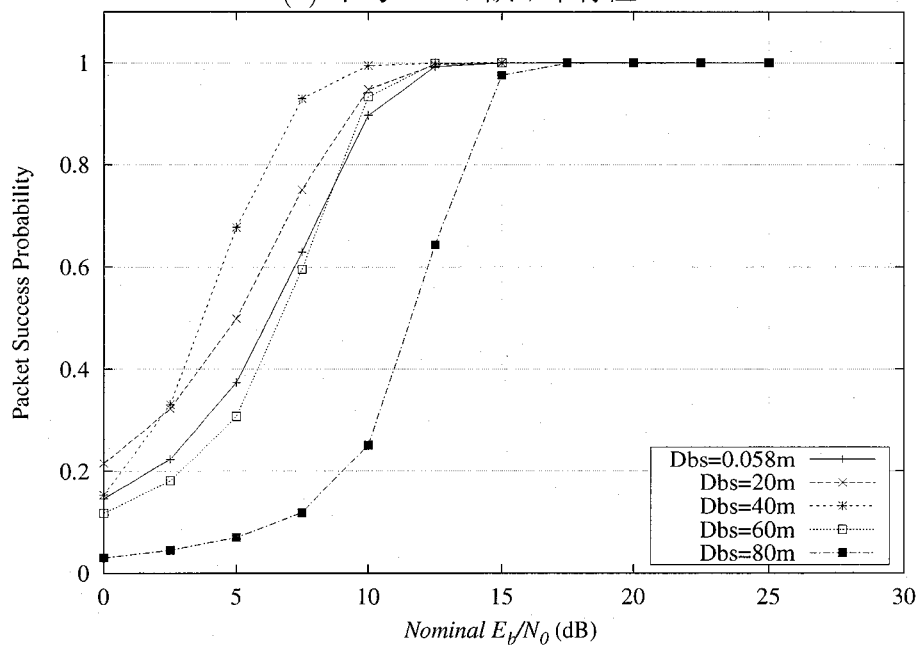


(b) パケット送信成功確率

図 5.10: 4 ステージ SIC における無線基地局間距離を変化させた場合の基準 E_b/N_0 に対する (a) 平均ビット誤り率特性 (b) パケット送信成功確率



(a) 平均ビット誤り率特性



(b) パケット送信成功確率

図 5.11: MLD における無線基地局間距離を変化させた場合の基準 E_b/N_0 に対する
 (a) 平均ビット誤り率特性 (b) パケット送信成功確率

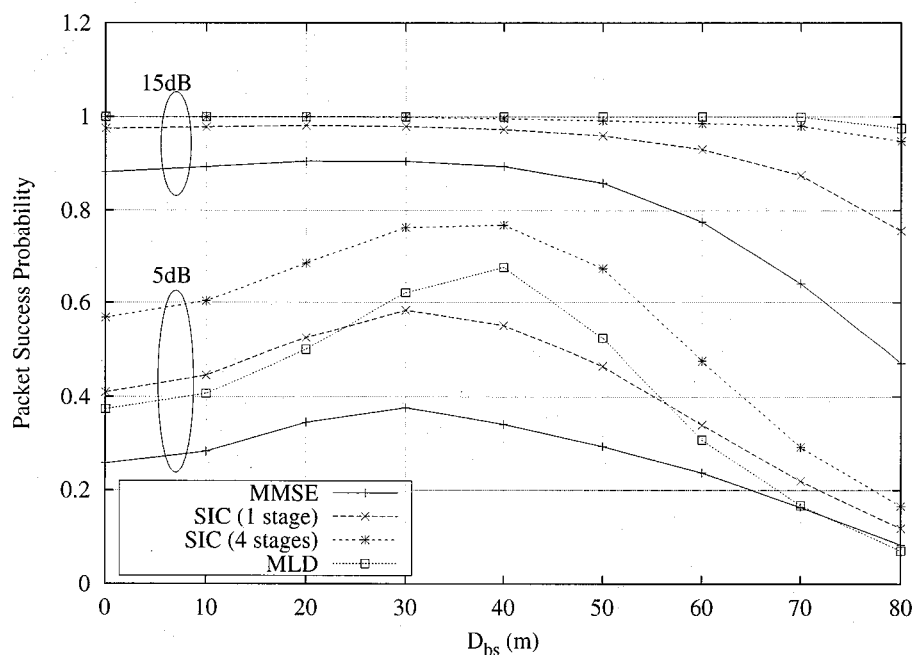


図 5.12: 各複局同時受信方式における無線基地局間距離に対するパケット送信成功確率 (基準 E_b/N_0 5dB, 15dB)

は特性に大きな変化はなく、4 ステージ SIC と MLD の特性はほぼ同じである。しかし、 D_{bs} が 40m を越えると特性は劣化していく。以上より、本論文で仮定したシステム構成では、 $D_{bs}=40m$ の時、低基準 E_b/N_0 時に最も高いパケット送信成功確率が得られ、また基準 E_b/N_0 が高い場合であっても最大のパケット送信成功確率を与える D_{bs} に比べても特性の劣化が少ないため、最適な無線基地局間距離は 40m であるといえる。

5.3.5 シャドウイング変動の影響

以上のシミュレーションでは、アンテナ素子を分散配置した場合の平均受信電力レベルの違いによる影響を明らかにするため、距離減衰と瞬時変動のみを考慮し、シャドウイング変動については考慮していなかった。しかし、シャドウイング変動は伝送特性を大きく左右する要素であり、複局同時受信方式の特性に与える影響を考察する必要がある。そこで、シャドウイング変動を考慮に入れた場合の各複

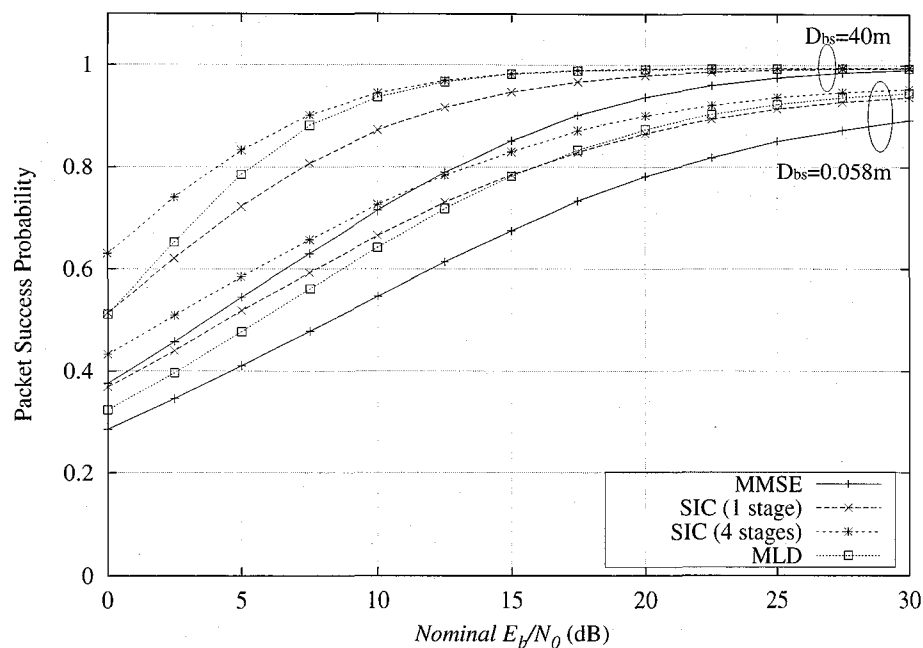


図 5.13: シャドウイング変動を考慮に入れた場合の各複局同時受信方式における基準 E_b/N_0 に対するパケット送信成功確率 ($D_{bs}=0.058m, 40m$, 対数正規分布, 標準偏差 12dB)

局同時受信方式のパケット送信成功確率を図 5.13 に示す。 D_{bs} は $0.058m$, $40m$ とし、シャドウイング変動は 5.2GHz 帯を用いた屋内オフィス環境を想定し、標準偏差 12dB の対数正規分布に従うものとする [79]。ここで、シャドウイング変動は、受信機の周囲の地形や地物により伝搬経路が遮蔽されることにより生じる変動なので、無線基地局間距離が近い $D_{bs}=0.058m$ の場合、ある移動端末から送信された信号が 4 つの無線基地局間で受信されるまでに受けるシャドウイング変動の相関は 1 とし、別の移動端末から送信された信号が受ける変動とは無相関であるとする。一方、 $D_{bs}=40m$ の場合はすべての移動端末-無線基地局間で無相関であるとしてシミュレーションを行った。

図 5.13 より、シャドウイング変動がある場合、図 5.5 に示されるシャドウイング変動がない場合に比べて、基準 E_b/N_0 が高い場合は特性は劣化するが、低い場合はシャドウイング変動がない場合より良い特性を示す。これは、シャドウイング変動により基準 E_b/N_0 が低い場合であっても、複局同時受信を行うのに十分な電力が得

られる確率が上がるためである。また、適用する複局同時受信方式による特性の優劣の関係は、シャドウイングを考慮しない場合と同じである。特に4ステージSICは最も良い特性を示し、MMSE合成に比べて0.9のパケット送信成功確率を達成するのに必要な基準 E_b/N_0 を約10dB低減できることがわかる。また、 $D_{bs}=0.058m$ の場合、一つの移動端末に対してのシャドウイング変動は4つの無線基地局で同じとなるため特性が大きく劣化してしまう。それに対し、遍在アンテナシステムのような無線基地局が分散配置されているシステムでは、サイトダイバーシチ効果が生じるため、シャドウイング変動による特性の劣化は $D_{bs}=0.058m$ の場合ほど大きくない。そのため、提案方式はシャドウイング対策としても有効であるといえる。

5.3.6 提案SICの演算量

上記のシミュレーションより、MMSE合成よりSICやMLDを用いる方が良い平均ビット誤り率特性およびパケット送信成功確率を示すことがわかった。しかし、SICやMLDは非線形の複局同時受信方式であるため、MMSE合成に比べて演算量が増加する。そこで、本節では各複局同時受信方式の演算量を求め、それらの比較を行うことでシステムの実現性の検討を行う。また、以下では簡単のため、各複局同時受信方式における行列演算時の複素乗算回数の比較を行う。

MMSE合成の場合、受信側で行われる演算は(3.6)式で与えられる最適重み行列の計算と、それを用いた重み付け合成((3.9)式)、平均二乗誤差での正規化である。従って、1シンボル、1サブキャリアあたりの演算量は

$$(L^3 + 2L^2M)/N + LM + (L^2M/N + M) \quad (5.7)$$

で与えられる。ここで、第一項は最適重み行列の計算の演算量を表し、本論文では1パケット送信中の伝搬路変動が問題にならない場合を考えているため、最適重み行列の計算は、シンボルごとに行うのではなく、パケットごとに行うものとしてシンボル数 N で割ってある。また、第二項、第三項はそれぞれ重み付け合成、平均二乗誤差による正規化の演算量を表す。

次にSICを用いた場合、受信側で行われる演算は、SINRの推定、逐次的なMMSE

合成，レプリカ信号の減算である．このときの演算量は

$$\begin{aligned} & (L^2M + L^3M + L^2M(M+1))/N \\ & + LM + (L^2M/N + M) + L(M-1) \end{aligned} \quad (5.8)$$

で与えられる．ここで，第一項は SINR の推定，各移動端末に対する最適重みマトリクスの計算を表し，第二項は SINR の高い移動端末から逐次的に M 回行われる重み付け合成，第三項は平均二乗誤差による正規化，第四項はレプリカ信号作成における演算量を表す．提案方式では誤り訂正符号を用いているので，レプリカ信号作成時の軟判定ビタビ復号や再符号化による演算量も考慮に入れる必要がある．しかし，1 シンボル，1 キャリアごとの演算量で考える場合，3 方式の演算量比較に影響を与えるほどの演算量ではないためここでは無視した．また，SIC をマルチステージで行う場合，その演算量はステージ数を S とすると

$$\begin{aligned} & (L^2M + SL^3M + SL^2M(M+1))/N + SLM \\ & + S(L^2M/N + M) + L(SM - 1) \end{aligned} \quad (5.9)$$

で表される．

MLD の場合は，(5.5) 式で与えられるユークリッド距離を可能性のある全てのレプリカに対して行うので，

$$C^M L(M+1) \quad (5.10)$$

で与えられる．

表 5.2 に，5.3.1 節で与えられるパラメータを用いた場合の 3 方式の演算量を示す．ここで，各方式の演算量は，MMSE 合成の演算量で正規化した値で表す．また，移動端末数は 4 のままで，無線基地局数を 5 または 6 とした場合 (2 または 3 ブランチ分のダイバーシチ利得に相当) の演算量もあわせて示す．表 5.2 より，SIC では， M 個の移動端末に対して逐次的に信号検出を行うため，同時にアクセスする移動端末が多くなるとそれに比例して演算量が多くなるが， $L = M = 4$ の場合，MMSE 合成の約 2 倍の演算量で実現できる．また，特性をより改善するため，SIC を繰り返し用いる場合，繰り返しによる特性の上限値を与える 4 ステージ SIC で約 6 倍の演算量となる．MLD では，MMSE 合成に比べて 100 倍以上の演算量が必要となるため，処理遅延の増大や要求するハードウェア性能の高度化が問題となる．

表 5.2: MMSE 合成, SIC, MLD の演算量

MMSE (4RBSs)	1
SIC (1 stage)	2.25
SIC (4 stages)	6.72
MLD	112.3
MMSE (5RBSs)	1.45
MMSE (6RBSs)	3.16

一方, MMSE 合成で4ステージ SIC と同等の2.5 ブランチ分のダイバーシチ利得を得るためには同時受信する無線基地局を6以上にする必要がある. このときの演算は無線基地局数4の場合の約3.16倍である. これを提案するSICを4回繰り返して用いる場合と比較すると, 提案方式では, 受信する無線基地局数を増加させることなく, 約2~3倍程度の演算量増加のみで同等のダイバーシチ利得が得られることがわかる. 以上より, 伝送特性と演算量の双方を考慮した結果, 提案方式は, MMSE 合成やMLDよりも有効な複局同時受信方式であるといえる.

5.4 結言

本章では, 遍在アンテナを用いたSDMA方式におけるダイバーシチ利得を向上するため, 複局同時受信方式としてSICの適用を提案した. 提案するSICは, 各移動端末のMMSE合成後のSINRの推定を行い, その値の大きい移動端末から順に干渉除去を行うことで, 遍在アンテナシステムで顕著となる無線基地局毎の各ユーザの受信電力の違いに起因して, 全体としての受信電力の大小比較を容易に行えない場合でも効果的に複局同時受信を実現できる.

提案方式の有効性を明らかにするため, 計算機シミュレーションを行った. その結果より, 提案方式を用いることで, MMSE合成では得られないダイバーシチ利得を得ることができ, 平均ビット誤り率が 10^{-4} を満たすのに必要な基準 E_b/N_0 を約2dB, パケット送信成功確率が0.9以上となるのに必要な基準 E_b/N_0 も5dB低減できることを示した. さらに, 提案方式を4回繰り返して用いること(4ステージ化)で 10^{-4} のビット誤り率を満たすのに必要な基準 E_b/N_0 を約7.2dB, 0.9以上

の packets 送信成功確率を達成するのに必要な基準 E_b/N_0 を約 8dB 低減できるが, MLD と比較すると, 基準 E_b/N_0 が高い場合に劣化してしまうことを示した. しかし, MLD は, MMSE 合成に比べて 112 倍の演算量が必要となるため, 4 ステージ化しても MMSE 合成の 6 倍程度の演算量増加で 2.5 ブランチ分のダイバーシチ利得が得られる SIC が SDMA 方式の複局同時受信方式として有効であることがわかった.

また, 無線基地局の配置間隔が複局同時受信の特性に与える影響についても検討を行った結果, 平均ビット誤り率特性は無線基地局間距離を小さくした方が良好な特性を示すが, packets 送信成功確率では無線基地局を 40m 間隔で分散配置した方が良好な特性を示すことがわかった. このことより, 無線基地局を分散配置することで packets 誤りによる再送の回数を減らすことができ, システムのスループットを改善できる.

第6章 遍在アンテナを用いた空間分割複信方式

関連論文 [55]

6.1 序言

無線通信においてマルチメディア情報伝送を行う場合、そのトラヒック量は時間とともに激しく変動し、また、下りリンクのトラヒック量が上りリンクのトラヒック量を大きく上回っている。このような環境下でも効率良く同一周波数運用を実現するためには、前章までで検討している上りリンク信号同士の同一周波数干渉だけでなく、上りリンク通信と下りリンク通信の間に発生する同一周波数干渉の対策が必要となる。この場合、2.4節で述べたように、遍在アンテナシステムを用いることで、無線基地局が上りリンク信号受信時に受ける干渉は、受信時に中央制御局での信号処理により除去できる。しかし、下りリンク信号受信中の移動端末が上りリンク信号送信中の移動端末から受ける干渉は、受信時に中央制御局での信号処理を適用できないため、その対策が必要となる。

下りリンク通信での同一周波数干渉対策として、下りリンク信号送信時に複数の無線基地局を使って信号を送ることで送信ダイバーシチを行い、移動端末側で受信時に信号処理をしなくとも同一周波数干渉を除去する方式が検討されている [80-82]。しかし、送信ダイバーシチを効果的に行うためには、下りリンク通信を行う無線基地局-移動端末間の伝搬路応答を事前に知る必要がある。さらに、下りリンク信号同士の同一周波数干渉対策としては有効性が示されているが、上りリンク信号からの干渉が存在する場合の検討は行われていない。特に、上りリンク信号を送信する移動端末と下りリンクを受信中の移動端末の距離が近い場合、SIR が非常に小さくなるため、送信ダイバーシチだけでは同一周波数干渉の影響を取り除くことは難し

いと考えられる。また、移動端末がアダプティブアレイを備え、受信時にその利得を適応制御することで同一周波数干渉を除去できるが、移動端末側での処理やハードウェア構成が複雑になるといった問題がある [40, 41]。

一方、IEEE802.11 準拠の無線 LAN システムでは、アクセス制御方式として、情報の発生に応じてキャリアセンスを行い、チャンネルが開いていればパケットを送信する CSMA/CA が用いられている [9, 10]。この方式では、RTS/CTS パケットを用いて送受信端末の近くにいる端末の送信を禁止することで、同一周波数干渉を回避する。RTS/CTS による送信制御は、集中制御を行わずに移動端末側の処理だけで行うので、比較的容易に実現できるといった利点がある。

そこで本章では、下りリンク受信中の移動端末への同一周波数干渉対策として RTS/CTS を利用することで、同一周波数帯域における効率的な上下リンク通信の複信を行う遍在アンテナを用いた空間分割複信 (SDD) 方式を提案する。この方式では、無線 LAN において隠れ端末問題解決のために用いられている RTS/CTS を利用し、下りリンク受信中の端末に強い干渉を与える移動端末の送信を事前に禁じることで干渉を回避する方式である。以下では、提案方式の構成を述べた後、計算機シミュレーションを行い、その特性を明らかにする。

6.2 システムモデル

図 6.1 に遍在アンテナを用いた SDD 方式の構成を示す。サービスエリア内に数十 m 間隔で分散配置されている無線基地局は、すべて同一周波数帯域で運用されている。すべての無線基地局は RoF リンクを用いて中央制御局に接続されており、無線基地局は E/O, O/E 変換を行うのみで、下りリンク信号送信前の変調処理や上りリンク信号の受信信号処理は、全て中央制御局で行われる。

提案方式では、上りリンク、下りリンク双方とも同一周波数帯域を用いて通信を行う。送受信は全て無線基地局と移動端末の間で行われるとし、移動端末間の通信は考えないものとする。このとき、同時に行われる上りリンク通信と下りリンク通信間の距離が干渉が無視できるほど離れていれば問題ないが、その距離が近い場合、適切な同一周波数干渉対策が必要となる。以下では、上りリンク信号受信中の無線基地局が下りリンク信号送信中の無線基地局により受ける干渉、および下りリ

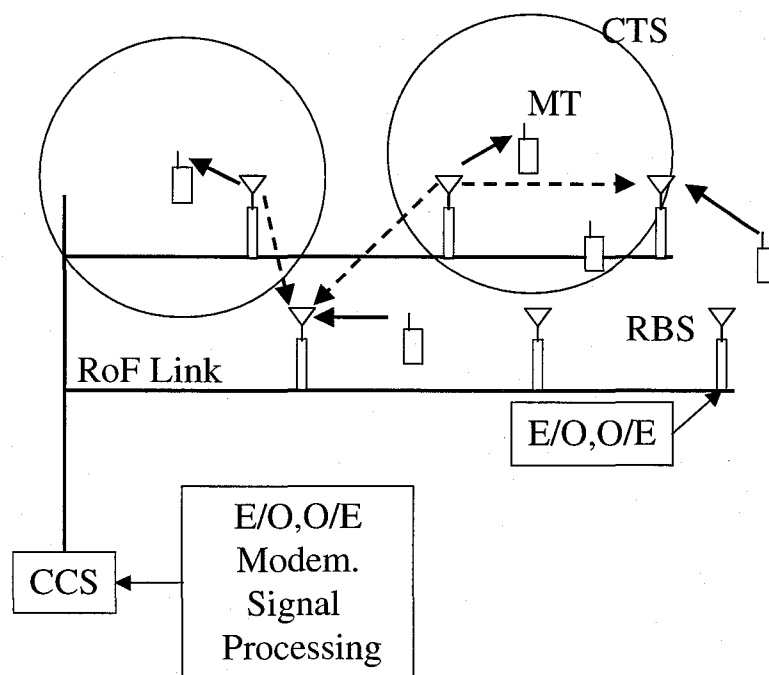


図 6.1: 遍在アンテナを用いた空間分割多元接続方式の構成

リンク信号受信中の移動端末が上りリンク信号送信中の移動端末より受ける干渉の対策について述べる.

6.2.1 遍在アンテナの集中制御性を利用した下りリンク干渉信号成分除去方式

図 6.2 に提案方式における下りリンク干渉信号成分除去方式を示す. 以下では, 無線基地局 (RBS)1 が移動端末 (MT)1 に下りリンク信号を送信している時に, その近傍で MT2 がアイドル中の RBS2 上りリンク信号を送信する場合を考える.

このとき, 他に通信を行っている無線基地局や移動端末がいなしとすると, RBS2 での受信信号 r は

$$r = H_u s_u + i_d + z, \quad (6.1)$$

$$i_d = H_d s_d \quad (6.2)$$

で表される. ここで, s_u は MT2 から送信された上りリンク信号, i_d は RBS1 から

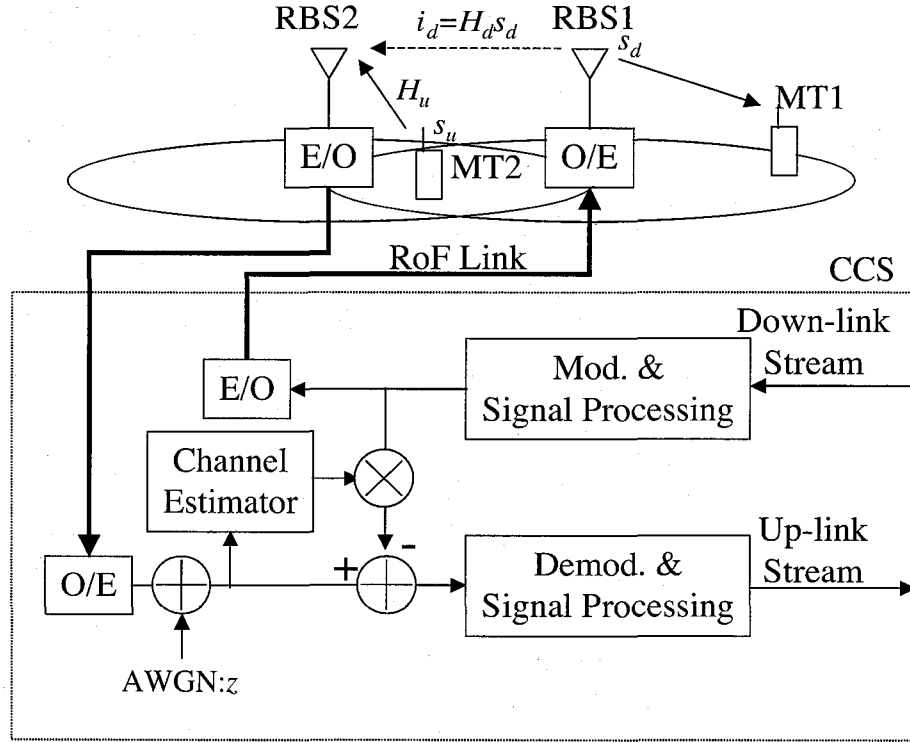


図 6.2: 中央制御局の一括制御性を用いた下りリンク干渉信号成分除去方式

送信された下りリンク信号による干渉信号成分, z は RBS2 での受信時に発生する加法性ガウス雑音成分, s_u は RBS1 から送信された下りリンク信号, H_d, H_u はそれぞれ RBS1-RBS2 間の伝搬路応答, MT2-RBS2 間の伝搬路応答を表す. RBS2 で受信された信号は, E/O 変換により光信号に変換され, RoF リンクを通じて中央制御局に送られる.

中央制御局では, RBS2 から送られてきた光信号を O/E 変換により電気信号に変換した後, 受信信号より下りリンク信号成分の除去を行う. 遍在アンテナシステムでは無線基地局から送信される信号に対する処理はすべて中央制御局で行われるので, s_d は上りリンク信号受信時に既知である. RBS1-RBS2 間の伝搬路応答 H_d の推定値 $\hat{H}_d$ は, 上りリンク信号 s_u と下りリンク信号 s_d , 雑音成分 z がそれぞれ無相関であることより,

$$\hat{H}_d = \frac{E[rs_d^*]}{|s_d|^2} \quad (6.3)$$

で与えられる. ここで, $E[\cdot]$ は集合平均を表す. この伝搬路応答の推定値より下り

リンク信号による干渉成分の複製 $\hat{i}_d$ を作成し、受信信号より減算することで干渉を除去する。干渉除去後の信号は、

$$\begin{aligned}\hat{s}_u &= r - \hat{i}_d \\ &= H_u s_u + (H_d - \hat{H}_d) s_d + z \\ &\approx H_u s_u + z\end{aligned}\tag{6.4}$$

となり、MT2 から送信された上りリンク信号のみを検出できる。

6.2.2 RTS/CTS を利用した上りリンク信号送信制限による干渉回避方式

次に、本章で提案する RTS/CTS を利用した下りリンク信号受信中の移動端末が受ける同一周波数干渉回避方式についての説明を行う。

下りリンク信号を送信する無線基地局は、情報パケット送信前に RTS パケットの送信を行う。無線基地局から送信された RTS パケットには、下りリンク信号送信先についての情報が含まれている。該当する移動端末は、RTS パケット受信時に受信電力を測定し、その値から予め決められた受信 SIR のしきい値を満たす最大干渉信号電力を推定する。最大干渉信号電力 P_i (dBm) は、受信 SIR のしきい値 SIR_{th} (dB) と RTS パケットの受信電力 P_r (dBm) を用いて、

$$P_i = P_r - SIR_{th}\tag{6.5}$$

で与えられる。さらに、この干渉電力値から CTS パケットの送信電力 P_{CTS} (dBm) を、

$$P_{CTS} = P_t - P_i + P_{min}\tag{6.6}$$

を満たすように決定する。ここで、 P_t (dBm)、 P_{min} (dBm) は、それぞれ上りリンク信号の送信電力、移動端末の最小受信感度を表す。移動端末は (6.6) 式で示される送信電力で CTS パケットを送信する。CTS パケットは、下りリンク受信中に SIR のしきい値を越える干渉を与えるおそれのある移動端末にのみ届く。その結果、その移動端末からの送信を CTS パケットで決められる時間だけ禁止でき、下りリンク受信中に受ける干渉を回避できる。

このときの RTS/CTS により送信を禁止される範囲を考えると、無線 LAN で用いられている CSMA/CA では、上りリンク信号受信時に下りリンク信号による干渉の除去ができないため、CTS パケットだけでなく RTS パケットを受信した無線局も送信を禁止する必要がある。一方、提案方式では、中央制御局での集中制御性を利用して下りリンク信号による干渉を除去できるため、RTS パケットは CTS パケットの送信電力推定のためだけに用い、送信禁止の制御は CTS パケット受信の有無だけで行う。また、移動端末が CTS パケットを送信する際の電力は、SIR のしきい値を越えるおそれのある移動端末にのみ CTS パケットが届くように制御されているため、送信を禁止する範囲を最小限に抑えることが可能になる。その結果、従来の CSMA/CA を用いる方式に比べて RTS パケットによる送信禁止を無効化でき、送信禁止される範囲が狭くなるので、効果的に上下リンクの双方向通信を実現できる。

6.3 シミュレーション

6.3.1 シミュレーションモデル

表 6.1 にシミュレーション諸元、図 6.3 にシミュレーションモデルをそれぞれ示す。7つの無線基地局が同一周波数運用されており、RoF リンクで中央制御局と接続されている。また、各無線基地局はそれぞれの電波の届く範囲が互いにオーバーラップするように配置されている。ここで、 r は無線基地局からの電波の届く最大距離、 D_{bs} は隣り合う無線基地局間の距離を表す。上りリンク送信を行う移動端末は中央の無線基地局に近い内側の円内のランダムに与えられる位置で発生し、下りリンク信号を送信する無線基地局の数は平均値 λ のポアソン分布に従うものとする。周波数帯は 5.2GHz 帯を想定し、距離減衰指数は 3.1、シャドウイングの標準偏差は 12dB とする [79]。また、レイリーフェージングによる瞬時変動は考慮しない。この伝搬環境下で、送信電力を 10dBm とした場合に、最小受信感度の -82dBm を達成する許容減衰量 -92dB に相当する距離 29.8m を r とした。

表 6.1: シミュレーション諸元

Frequency Band	5.2GHz
Path Loss Exponent	3.1
Standard Deviation of Shadowing	12dB
Tx Power P_t	10dBm
Minimum Sensitivity P_{min}	-82dBm
r	29.8m
D_{bs}	20m

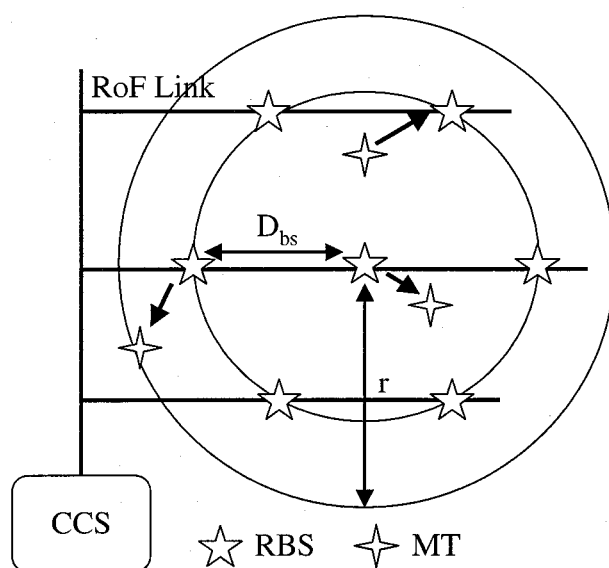


図 6.3: シミュレーションモデル

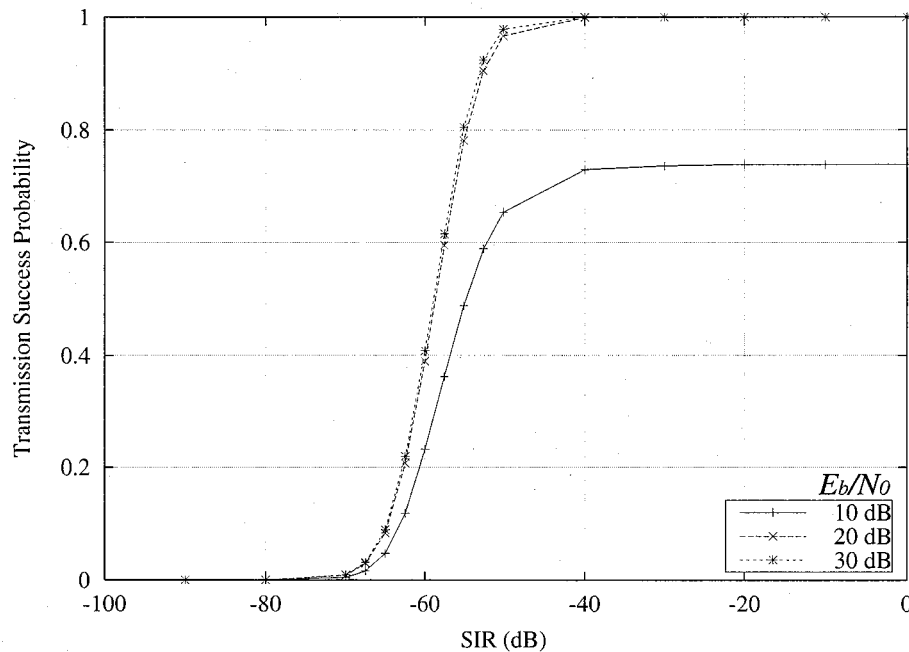


図 6.4: 上りリンク信号受信時の SIR に対する上りリンク信号送信成功確率

6.3.2 下りリンク干渉成分除去特性

図 6.4 に上りリンク信号受信時の SIR に対する上りリンク信号送信成功確率を示す。このシミュレーションでは、上下リンクとも送信信号として 3.3.1 節での記述に従った OFDM 信号を用いており、OFDM 信号を 10 シンボル送信して誤りがなかった場合を送信成功と定義している。同時に送信を行う上りリンク移動端末数、下りリンク無線基地局数はそれぞれ 1 つとし、 E_b/N_0 は移動端末から送信された上りリンク信号受信時の平均 E_b/N_0 を表す。また、ここでは複数の無線基地局を用いたダイバーシチは考慮していない。

図 6.4 より、 E_b/N_0 が低い場合は、雑音の影響により、SIR が高くても送信成功確率は 0.75 以上にはならない。しかし、 E_b/N_0 が高い場合は、SIR が -40dB 以上あれば下りリンク信号による同一周波数干渉が存在する場合でもその影響を除去でき、送信成功確率がほぼ 1 となる。ここで、SIR が -40dB となるのは、無線基地局間に見通しがある場合を仮定しても、無線基地局間距離の 6 倍以上離れた場所から上りリンク信号を送信した場合に相当する。そのため、図 6.3 のように、上りリンクを送信する移動端末が中央の無線基地局を中心とした半径 D_{bs} の円内で発生する

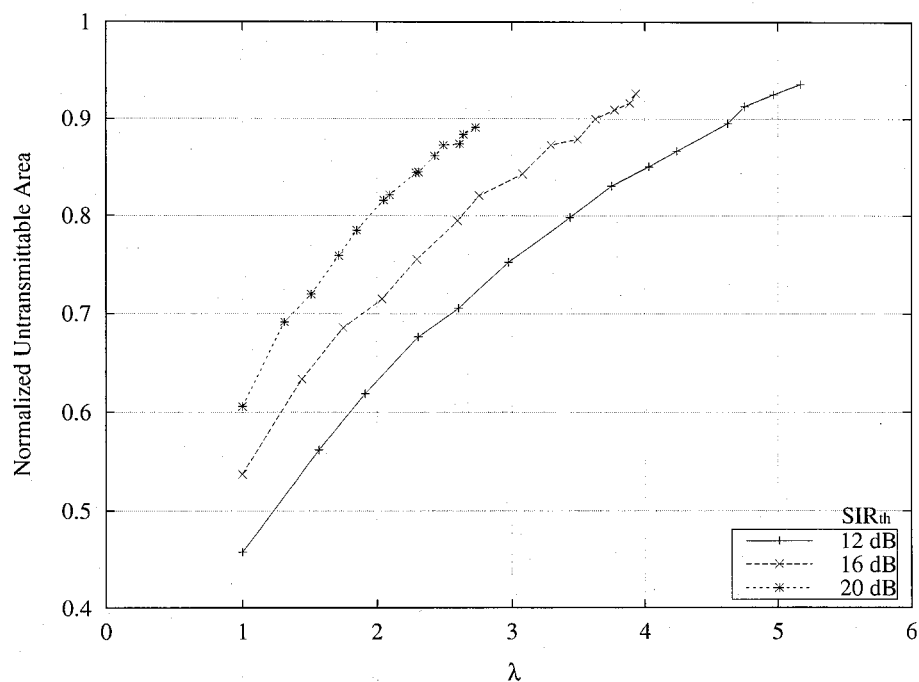


図 6.5: CTS パケットにより送信禁止される領域の面積の割合

場合では、提案方式を用いることで完全に下りリンク信号送信中の無線基地局からの同一周波数干渉を除去できる。

6.3.3 CTS パケットにより送信禁止される領域の面積

次に、図 6.3 の中央の無線基地局が下りリンク信号送信中の場合における、中央の円内で CTS パケットにより送信禁止される領域の面積を図 6.5 に示す。ここで、グラフの横軸は平均下りリンク送信基地局数 λ 、縦軸は中央の円の面積で正規化した CTS パケットにより送信禁止される領域の面積を表す。また、下りリンク信号を受信する移動端末の位置は、下りリンク信号を送信する無線基地局を中心とした半径 D_{bs} の円内でランダムに与えられ、下りリンク信号同士の干渉についても、SIR のしきい値を満たすように制御されている。

図 6.5 より、中央の無線基地局が下りリンク信号を送信中でも、送信禁止となるのは、SIR のしきい値を 12dB とした場合で半径 D_{bs} m の円内の約 45% の領域のみである。SIR のしきい値を上げると CTS パケットの送信電力が高くなるため、送

信禁止される領域の面積は増加する。しきい値が20dBの場合、送信禁止となるのは円内の約60%の領域のみであり、残りの40%の領域では送信可能である。また、中央の無線基地局の他に下りリンク信号を送信している無線基地局があると、CTSパケットを送信する移動端末の数が増えるため、送信禁止となる領域の面積が増加する。しかし、下りリンク信号同士の干渉が存在するため、下りリンク送信基地局数が多くなる頻度は中央の無線基地局のみが下りリンク信号を送信中である場合の頻度に比べて低く、提案方式の有効性は失われまいと考えられる。

6.3.4 上りリンク信号が送信可能となる確率

次に、図6.3の中央の円内で発生した上りリンク送信要求が送信可能となる確率を図6.6に示す。ここで、グラフの横軸の λ は平均下りリンク送信基地局数を表し、7つすべての無線基地局が平均値 λ のポアソン生起に従って下りリンク信号を送信するものとする。図6.6より、提案方式を用いることで、 λ が1の場合で約60%前後の割合で上りリンク信号を送信可能にできる。また、 λ が多くなるにつれて送信可能となる確率が低下していき、 λ が2の場合では送信可能となる確率は約22~42%に低下する。この場合、CTSパケットを送信する移動端末の数が増えることだけでなく、アイドル中の無線基地局の数が減ることによる確率の低下も含まれているため、上下リンク双方を考慮した効率はそれほど大きく低下しない。

次に、提案方式と従来方式の送信可能確率の比を図6.7に示す。ここでは、遍在アンテナによる下りリンク信号干渉除去を行わず、RTS/CTSによる送信制御のみを用いて同一周波数干渉を回避する方式を従来方式としている。この場合、CTSパケットだけでなくRTSパケットを受信した移動端末および無線基地局も送信を禁止される。図6.7より、提案方式を用いることで従来方式に比べて大幅に送信可能確率を向上できるのがわかる。特に、下りリンク送信基地局数が多い場合にその向上率は大きくなる。SIRのしきい値が12dBの場合、 λ が4を越えると従来方式ではRTSパケットによる送信禁止によりほとんど送信を行うことができないため、10倍以上の向上率が得られる。

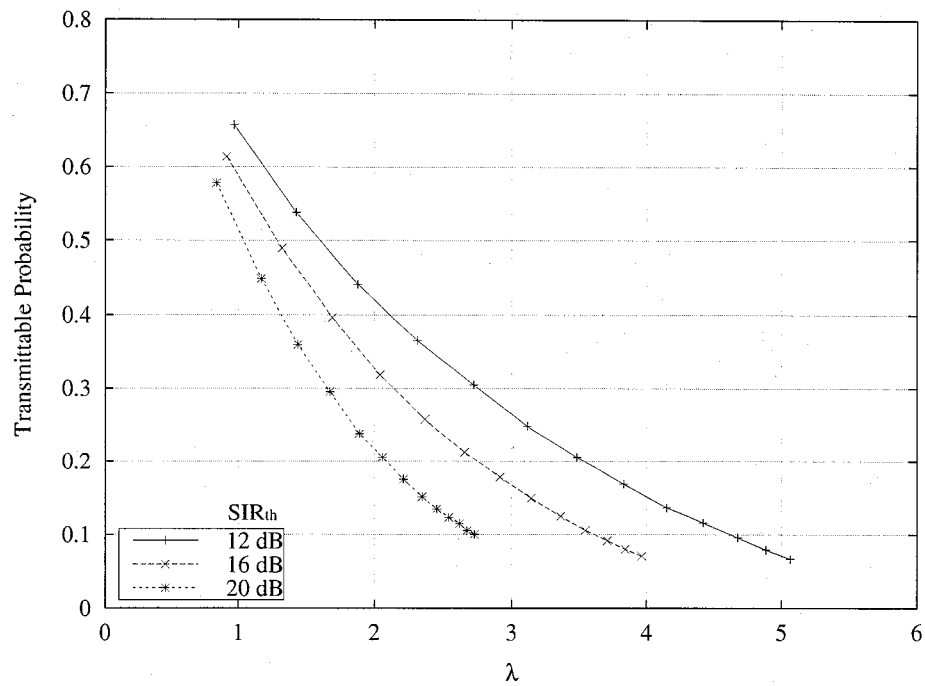


図 6.6: 中央の円内で発生した上りリンク送信要求が送信可能となる確率

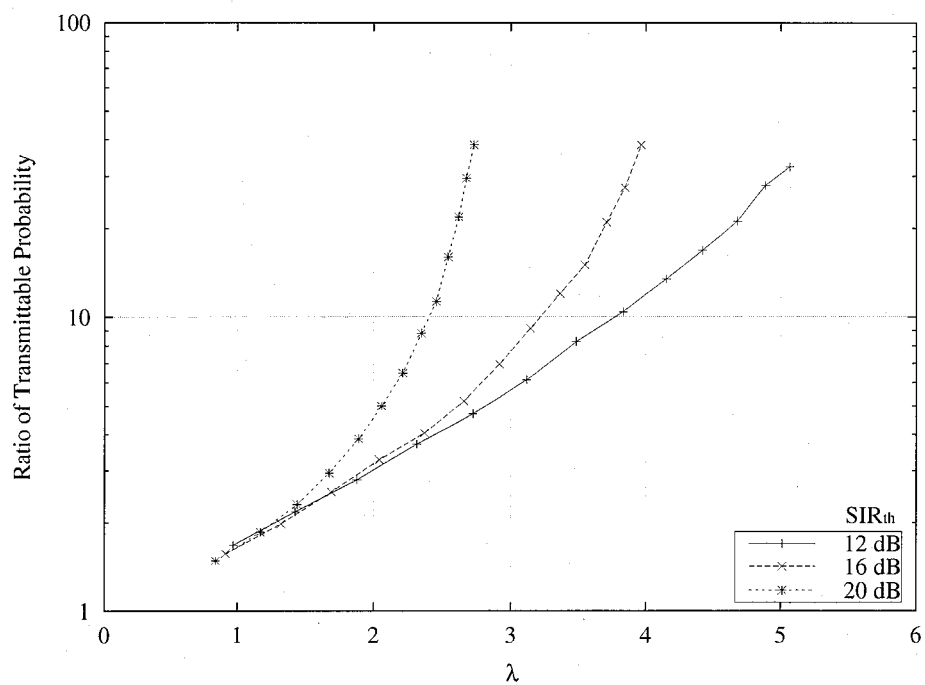


図 6.7: 提案方式と従来方式の上りリンク送信可能確率の比

6.4 結言

本章では、遍在アンテナを用いたSDD方式における下りリンク受信中の移動端末への同一周波数干渉対策として、CSMA/CAでのRTS/CTSを利用した干渉回避方式を提案した。提案方式は、無線LANにおいて隠れ端末問題解決のために用いられているRTS/CTSを利用し、下りリンク受信中の端末に強い干渉を与える移動端末の送信を事前に禁じることで干渉を回避する方式である。本章では提案方式の構成を述べた後、計算機シミュレーションを行った。その結果、提案方式を用いることで、下りリンク通信が行われている場合であっても、その無線基地局の周りの約40%の領域で上りリンク信号を同一周波数帯域で送信可能であることを示した。また、下りリンク干渉除去を用いない場合に比べて、数～数十倍もの確率で上りリンク信号を送信可能にできることを示した。以上の結果より、提案方式を用いることで、上りリンク信号受信中の無線基地局が下りリンク信号送信中の無線基地局により受ける干渉、および下りリンク信号受信中の移動端末が上りリンク信号送信中の移動端末より受ける干渉の問題を解決でき、遍在アンテナを用いたSDD方式を実現できる。

第7章 結論

本論文では、RoFを用いた遍在アンテナシステムに複数アンテナを用いた空間領域での信号処理技術を取り入れることで、サービスエリア全域で同一周波数帯域を利用可能とする、遍在アンテナを用いた空間分割通信方式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。

まず、第2章において、RoFリンクによりサービスエリアに分散配置されている無線基地局を中央制御局に接続した遍在アンテナシステムにおいて、サービスエリア全域で同一周波数運用を実現するため、遍在アンテナを用いた空間分割多元接続(SDMA)方式および空間分割複信(SDD)方式を提案した。遍在アンテナSDMA方式は、分散配置されている無線基地局をアレイアンテナの一素子と考え、中央制御局で適応信号処理を行うことによりアダプティブアレイシステムを構築し、サービスエリア内で同一周波数帯域で送信された複数の移動端末からの上りリンク信号を同時に受信可能にする方式である。また、遍在アンテナSDD方式は、遍在アンテナにおける中央制御局での一括制御性を利用し、ある無線基地局が下りリンク送信中であっても、その近くで発生した上りリンク信号を同一周波数帯域で受信可能にする、上りリンクと下りリンクの複信方式である。本論文では、第3章から第5章において遍在アンテナSDMA方式の検討を、第6章において遍在アンテナSDD方式の検討を行った。以下にそれぞれの章で得られた結果を述べる。

第3章では、遍在アンテナを用いたOFDM信号のSDMA方式を提案した。遍在アンテナを用いてSDMAを実現する場合、無線基地局はサービスエリアの広域にわたって分散配置されており、各無線基地局-中央制御局間のRoFリンク伝搬経路長がそれぞれ異なるため、RoFリンクでの伝搬遅延時間差が問題となっていた。提案方式は、無線伝送信号にOFDM信号を用い、そのガード区間を利用してRoFリンクでの伝搬遅延時間差の影響を除去し、集中型アレイアンテナを用いる場合と同じ信号処理構成でSDMAを実現するものである。さらに、周波数選択性フェージン

グ環境下におけるビット誤り率特性を向上させるため、最小二乗誤差 (MMSE) 合成の出力を平均二乗誤差で正規化する方式を提案した。本章では、5.2GHz 帯における IEEE802.11a 準拠の OFDM 信号を送信信号として仮定した計算機シミュレーションを行った。その結果、

- RoF リンクでの伝搬遅延時間差を OFDM 信号のガード区間内に収まるようにガード区間を設定することで、遍在アンテナを用いない場合と同様の信号処理構成で SDMA を実現できることを示した。
- 平均二乗誤差による正規化を行うことで、周波数選択性レイリーフェージング環境下でのビット誤り率特性を正規化を行わない場合に比べて約 7dB 改善できることを示した。
- 提案方式では、無線基地局の分散配置の効果により、集中型のアレイアンテナを用いた SDMA 方式に比べて、 E_b/N_0 が低い場合の周波数利用効率を改善できることを示した。

第4章では、遍在アンテナを用いた OFDM 信号の SDMA 方式における、光リンク雑音および歪の影響について検討を行った。また、それらによる伝送特性の劣化を軽減するため、基地局選別方式を用いた MMSE 合成を提案した。この方式では、光リンクにおける CNR 特性が悪いブランチが存在する場合に、そのブランチを用いずに、他の CNR 特性の良いブランチのみを用いて MMSE 合成を行う。これにより、最適重み行列推定時の光リンク雑音による誤差を少なくでき、それに伴う伝送特性の劣化を軽減できる。本章では、計算機シミュレーションを用いて提案方式の特性評価を行った。その結果、

- 上りリンクで周波数選択性フェージングが存在する場合の光リンクにおける CNR の最悪値評価を行い、光変調指数、出力光電力を適切に設定することで、遍在アンテナを用いて SDMA を行うのに十分な光リンクの平均 CNR が得られることを示した。
- 無線伝搬路における距離減衰や周波数選択性フェージングにより、光リンクにおける瞬時 CNR が低くなった場合でも、提案する基地局選別方式を用い

ることで、光リンク雑音による伝送特性の劣化を軽減でき、提案方式を用いない場合に比べて最大で約3倍の周波数利用効率が得られることを示した。

第5章では、遍在アンテナを用いたSDMA方式におけるダイバーシチ利得を向上するため、複局同時受信方式としてシリアル判定帰還型干渉キャンセラ (SIC) の適用を提案した。提案するSICは、移動端末毎にMMSE合成後のSINRの推定を行い、その値の大きい移動端末から順に干渉除去を行う。これにより、遍在アンテナシステムで顕著となる、無線基地局毎の各ユーザの受信電力の違いに起因して、全体としての受信電力の大小比較を容易に行えない場合でも、効果的に複局同時受信を実現できる。提案方式の有効性を明らかにするため、計算機シミュレーションを行った。その結果、

- 提案方式を用いることで、MMSE合成のみでは得られないダイバーシチ利得を得ることができ、平均ビット誤り率が 10^{-4} を満たすのに必要な基準 E_b/N_0 を約2dB、パケット送信成功確率が0.9以上となるのに必要な基準 E_b/N_0 も5dB低減できることを示した。
- 提案方式を4回繰り返して用いる4ステージ化により、MMSE合成に比べて 10^{-4} のビット誤り率を満たすのに必要な基準 E_b/N_0 を約7.2dB、0.9以上のパケット送信成功確率を達成するのに必要な基準 E_b/N_0 を約8dB低減できることを明らかにした。また、最尤判定器と比較すると基準 E_b/N_0 が高い場合には若干の劣化が見られることを示した。
- 無線基地局の配置間隔が複局同時受信の特性に与える影響について検討を行った結果、無線基地局間距離を0.058m, 20mとすることにより良好な平均ビット誤り率特性を得ることができるが、パケット送信成功確率の面では無線基地局を40m間隔で分散配置した方が良いということを示した。
- 最良の伝送特性が得られる最尤判定器は、MMSE合成に比べて112倍の演算量が必要となるが、提案方式は、4ステージ化してもMMSE合成の6倍程度の演算量増加で2.5ブランチ分のダイバーシチ利得が得られるため、遍在アンテナを用いたSDMA方式の複局同時受信方式として、装置規模の面においても有効であることがわかった。

第6章では、遍在アンテナを用いたSDD方式における下りリンク受信中の移動端末への同一周波数干渉対策として、CSMA/CAでのRTS/CTSを利用した干渉回避方式を提案した。提案方式は、無線LANにおいて隠れ端末問題解決のために用いられているRTS/CTSを利用し、下りリンク受信中の端末に強い干渉を与える移動端末の送信を事前に禁じることで干渉を回避する方式である。本章では提案方式の構成を述べた後、計算機シミュレーションを行い、その結果、

- 提案方式を用いることで、下りリンク通信が行われている場合であっても、その無線基地局の周りの約40%の領域で上りリンク信号を同一周波数帯域で送信可能であることを示した。
- 下りリンク干渉除去を用いない場合に比べて、数～数十倍もの確率で上りリンク信号を送信可能にできることを示した。

以上より、提案方式を用いることで、上りリンク信号受信中の無線基地局が下りリンク信号送信中の無線基地局により受ける干渉、および下りリンク信号受信中の移動端末が上りリンク信号送信中の移動端末より受ける干渉の問題を解決でき、遍在アンテナを用いたSDD方式を実現できる。

以上、第2章から第6章までの結果より、本論文で提案する遍在アンテナを用いた空間分割通信方式を用いることで、同一周波数干渉を適切に除去でき、サービスエリア内での同一周波数運用が可能となる。その結果、提案方式を無線LANなどの高速無線アクセスシステムに適用することで、その周波数利用効率を改善でき、使用する周波数帯域幅を変えずに、多くのユーザが同時に広帯域伝送を実現可能であることを明らかにした。

参考文献

- [1] 竹下隆史, 村山公保, 荒井透, 荻田幸雄, “マスタリング TCP/IP -入門編,” オーム社, 1998 年 6 月.
- [2] William C. Y. Lee “Mobile Cellular Telecommunications,” McGrawHill, 1995.
- [3] 三瓶政一, “デジタルワイヤレス伝送技術,” Chap.11, 12, ピアソン・エデュケーション, 2002 年 9 月.
- [4] Special issues, “IMT-2000: Standards Efforts of the ITU,” *IEEE Personal Commun.*, vol. 4, no. 4, Aug. 1997.
- [5] P.Chaudhury, W.Mohr, S.Onoe, “The 3GPP Proposal for IMT-2000,” *IEEE Commun. Mag.*, vol.37, no.12, pp. 72-81, Dec. 1999.
- [6] F. Watanabe, “IMT-2000 and Beyond IMT – Radio Technologies toward Future Mobile Communications.” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E84-B, no. 9, pp.2341-2347, Sep 2001.
- [7] 佐和橋衛, 樋口健一, 新博行, 三木信彦, “W-CDMA 高速パケット無線アクセスと無線リンク特性,” 信学論 vol.J84-B, no. 10, pp1725-1745, 2001 年 10 月.
- [8] R. van Nee, G. Awater, M. Morikura, H. Takanashi, M. Webster, and K. W. Halford, “New High-Rate Wireless LAN Standards,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 37, no.12, pp. 82-88, Dec. 1999.
- [9] 守倉正博, 松江英明, “IEEE 802.11 準拠無線 LAN の動向,” 信学論 B, vol.J84-B, no.11 pp. 1918-1927, 2001 年 11 月.

- [10] 松江英明, 守倉正博監修 “802.11 高速無線 LAN 教科書,” IDG ジャパン, 2003 年 3 月.
- [11] Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-speed Physical Layer Extension in the 2.4GHz Band, IEEE Std. 802.11b-1999.
- [12] Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-speed Physical Layer Extension in the 5GHz Band, IEEE Std. 802.11a-1999.
- [13] J. G. Proakis, “Digital Communications Fourth Edition,” Chap. 10,12,14, McGraw-Hill International Edition, Electrical Engineering Series, Dec. 2000.
- [14] J. Bingham, “Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come,” *IEEE Commun. Mag.*, vol.28, pp.5-14, May 1990.
- [15] M. Okada, S. Hara, and N. Morinaga “Bit Error Rate Performance of Orthogonal Multicarrier Modulation Radio Transmission Systems,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E76-B, no.2, Feb. 1993.
- [16] R. Van Nee, and R. Prasad, “OFDM for Wireless Multimedia Communications,” Artech House Publishing, 2000.
- [17] ARIB, “What is MMAC,” <http://www.arib.or.jp/mmac/e/what.html>
- [18] 電波産業会, “小電力データ通信システム/ワイヤレス 1394 システム,” ARIB-STD 72, 2001 年.
- [19] Y. Shoji, A. Kanazawa, H. Ogawa, A. Akeyama, Y. Shiraki, K. Yoshida, T. Hirose, H. Shimawaki, and K. Sakamoto, “Millimeter-Wave Ad-hoc Wireless Access System II -(1)Overview of System Deployment-,” *Proc. of TSMMW'03*, Mar. 2003.

- [20] J. Khun-Jush, P. Schramm, G. Malmgren, and J. Torsner, "HiperLAN2: Broadband Wireless Communications at 5GHz," *IEEE Commun. Mag.*, vol.40, no.6, pp.130-136, June 2002.
- [21] 電波産業会, "小電力データ通信システム/広帯域移動アクセスシステム (HiSWANa) 標準規格," ARIB-STD 70, 2000 年.
- [22] S.Komaki, K.Tsukamoto, M.Okada, and H.Harada, "Proposal of radio highway networks for future multimedia-personal wireless communications," *Proc. of ICPWC'94*, pp.204-208, Bangalore, India, Aug. 1994.
- [23] S. Komaki, K. Tsukamoto, and M. Okada, "Requirements for Radio-Wave Photonic Devices from the Viewpoint of Future Mobile Radio Systems," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 9, pp.2222-2228, Sep. 1995.
- [24] 塚本勝俊, 大塚裕幸, "光・電波融合ネットワークの現状と将来," 信学誌, vol. 80, no. 8, pp.859-868, 1997 年 8 月.
- [25] H. Al-Raweshidy and S. Komaki, "Radio over Fiber Technologies for Mobile Communications Network," pp.82-94, pp.183-216, pp.241-248, Artech House Publishers, 2002.
- [26] 朴潤賢, 宮本伸一, 小牧省三, 森永規彦, "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, pp.7-11, 1992 年.
- [27] 朴潤賢, 宮本伸一, 小牧省三, 森永規彦, "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, SAT93-62, RCS93-68, pp.47-54, 1993 年 10 月.
- [28] T. Okada, M. Okada, and S. Komaki, "Control Free Intercell Diversity Using Multi-Carrier Modulation for Fiber-Optic Microcellular Radio Communication system," *Proc. of IEEE ICUPC '95*, pp.486-490, Nov.1995.

- [29] 外山昌之, 岡田実, 小牧省三, “マイクロセルスロット付きアロハ方式におけるマクロダイバーシチ効果,” 信学論 vol.J79-B-I, no. 5 pp271-277, 1996年5月.
- [30] S.Haykins, “Adaptive Filter Theory 3rd Edition,” Prentice-Hall, 1996.
- [31] R. D. Murch, and K. B. Letaief, “Antenna System for Broadband Wireless Access,” *IEEE Commun. Mag.*, vol.40, no.4, pp. 76-83, Apr. 2002.
- [32] L. Giangaspero, L. Agarossi, G. Paltenghi, S. Okamura, M. Okada and S. Komaki, “Co-channel Interference Cancellation Based on MIMO OFDM Systems,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 9, no. 6, pp.8-17, Dec 2002.
- [33] L. Giangaspero, and G. Paltenghi, “A MIMO Architecture for Wireless Indoor Applications,” *Proc. of IEEE ICWLHN 2001*, pp.317-326, Dec. 2001.
- [34] S. Hori, M. Mizoguchi, T. Sakata, and M. Morikura, “A New Branch Metric Generation Method for Soft-Decision Viterbi Decoding in Coded OFDM-SDM Systems Employing MLD over Frequency Selective MIMO Channels,” *IEICE Trans. Fund.*, vol. E85-A, no. 7, pp.1675-1684, Jul. 2002.
- [35] P. Vandenameele, L. V. D. Perre, M. G. E. Engels, B. Gyselinckx and H. J. D. Man, “A Combined OFDM/SDMA Approach,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 18, no. 11, Nov. 2000.
- [36] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, “Space-Time Block Coding for Wireless Communications: Performance Results,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.17, no.3, pp. 451-460, Mar. 1999.
- [37] Y. Li, J. C. Chuang, and N. R. Sollenberger, “Transmitter Diversity for OFDM Systems and Its Impact on High-Rate Data Wireless Networks,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.17, no.7, pp. 1233-1243, Jul. 1999.
- [38] Y. Li, N. Seshadri, and S. Ariyavisitakul, “Channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity in Mobile Wireless Channels,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.17, no.3, pp. 461-471, Mar. 1999.

- [39] 唐沢好男, “MIMO 伝搬チャネルモデリング,” 信学論, vol.J86-B, no.9, pp.1706-1720, 2003 年 9 月.
- [40] 大鐘武雄, 小川恭孝, “アダプティブアレーと移動通信 [I]-[IV],” 信学誌 vol.81, no.12, pp. 1254-1260, 1998 年 12 月 vol.82, no.3, pp.264-271, 1999 年 3 月.
- [41] Y. Li, R.Sollenberger, “Adaptive Antenna Arrays for OFDM Systems With Cochannel Interference,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.47, no.2, pp. 217-229 Feb.1999.
- [42] 辻宏之, 水野光彦, “移動通信におけるアダプティブアレーアンテナ技術の応用,” 信学論, vol.J82-A, no.6, pp.779-791, 1999 年 6 月.
- [43] 岡村周太, 岡田実, 小牧省三, “遍在アンテナによる COFDM 信号の干渉除去,” 信学ソ大, B-5-136, p.424, 2000 年 3 月.
- [44] 岡村周太, 岡田実, 小牧省三, “遍在アンテナによる COFDM 信号の複局同時受信方式,” 信学技報, vol.100, no.434, RCS 2000-161, pp.19-24, 2000 年 11 月.
- [45] S.Okamura, M.Okada, S.Komaki, “Impact of Ubiquitous Antennas to the Interference Cancellation of COFDM Systems,” *Proc. 6th International OFDM-Workshop (InOWo'01)*, 2-1, Sep. 2001.
- [46] 岡村周太, 岡田実, 小牧省三, “遍在アンテナを用いた高速無線アクセスシステムの周波数利用効率改善効果,” 信学技報, vol.101, no.462, MoMuC 2001-39, pp. 19-24, 2001 年 11 月.
- [47] S. Okamura, M. Okada, S. Komaki, “On the Performance of Ubiquitous Antennas for the Reception of COFDM Signals,” *IEEE International Conference on Wireless LANs and Home Networks*, pp.295-304, Dec. 2001.
- [48] S.Okamura, M.Okada, and S.Komaki, “Ubiquitous Antenna System for Joint Detection of COFDM Signals,” *IEICE Trans. Fund.*, vol. E85-A, No. 7, pp.1685-1692, Jul. 2002.

- [49] Luca Giangaspero, Luigi Agarossi, Giovanni Paltenghi, Shutai Okamura, Minoru Okada, and Shozo Komaki, "Co-channel Interference Cancellation Based on MIMO OFDM Systems," *IEEE Wireless Communications*, vol.9, no.6, pp.8-17, Dec 2002.
- [50] S. Okamura, M. Okada, K. Tsukamoto, and S. Komaki, "Impact of Optical Link Noise on the Performance of Ubiquitous Antenna System," *Proc. of 2002 Asia-Pacific Microwave Conference*, vol. 1, pp.103-106, Nov. 2002.
- [51] Shutai Okamura, Minoru Okada, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Investigation of RoF Link Noise Influence in Ubiquitous Antenna System," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E86-C, no.8, pp.1527-1535, Aug. 2003
- [52] S. Verdu, "Multiuser Detection," Chap. 4, 7, pp.154-233, pp.344-393, Cambridge University Press, 1998.
- [53] 佐和橋衛, 田中晋也, 樋口健一, 井原泰介, "W-CDMA 技術 その6 W-CDMA におけるリンク容量増大技術," *NTT DoCoMo テクニカルジャーナル* vol.9, no.4, pp44-71, 2002 年 1 月.
- [54] 岡村周太, 岡田実, 塚本勝俊, 小牧省三, 山本平一, "シリアル型干渉キャンセラによる遍在アンテナ SDMA システムのパケット伝送特性改善効果," *信学論* vol. J86-A, no.12, pp.1340-1355, 2003 年 12 月.
- [55] S. Okamura, M. Okada, K. Tsukamoto, and S. Komaki, "Throughput Improvement to CSMA/CA Packetized Wireless Access System Based on Ubiquitous Antennas," *IEICE Technical Report*, RCS2002-150, pp.21-26, Aug. 2002.
- [56] Y. H. Park, M. Okada, and S. Komaki, "The Performance of Fiber-Road Vehicle Communication System with Macro-Diversity," *Wireless Personal Communications* 14:125-132, 2000.
- [57] H. Harada, K. Sato, M. Fujise, "A Feasibility Study on a Radio-on-Fiber Based Road-to-Vehicle Communication Systems by a Code Division Multi-

- plexing Radio Transmission Scheme," *Proc. of ITST2000*, pp.155-160, Oct. 2000.
- [58] Y. Segawa, M. Okada, and S. Komaki, "Performance of COFDM-Based Transmitter Diversity in a Road-to-Vehicle Communication System," *IEEE Trans. Intelligent Transportation Systems*, vol.2, no.4, pp.192-196, Dec. 2001.
- [59] T. Niiho, H. Sasai, K. Masuda, and S. Morikura, "Radio-on-Fiber Link using Direct Modulation in 5-GHz Band," *Proc. of International Topical Meeting on Microwave Photonics 2002*, pp.25-28, Nov. 2002.
- [60] 中曾麻里子, 笹井裕之, 新保努武, 田中和夫, 山本浩明, 内海邦昭, "RoFを用いたマルチチャネル無線 LAN システムの提案 -マルチチャネル伝送時における課題の検討と RoF の視点からの対応策-, " 信学技報, vol.103, no.231, MWP2003-74, pp.19-23, 2003 年 7 月.
- [61] H. Sasai, T. Niiho, K. Tanaka, K. Utsumi, and S. Morikura, "Radio-over-Fiber Transmission Performance of OFDM Signal for Dual-Band Wireless LAN Systems *Proc. of International Topical Meeting on Microwave Photonics 2003*, pp.139-142, Sep. 2003.
- [62] H. Harada, H. Lee, S. Komaki, and N. Morinaga, "Performance Analysis of Fiber-Optic Millimeter-Wave Band Radio Subscriber Loop," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E76-B, no.9, pp.1128-1135, Sep. 1993.
- [63] 原田博司, 塚本勝俊, 小牧省三, 森永規彦, "光 TDM を用いたミリ波無線信号光ファイバ伝送システム," 信学論, vol.J-77C-I, no.11, pp.649-658, 1994 年 11 月.
- [64] Y. Shoji, and H. Ogawa, "Experimental Demonstration of 622 Mbps Millimeter-Wave over Fiber Link for Broadband Fixed Wireless Access System," *IEICE Trans. Electron.*, vol.E86-C, no.7, July 2003.
- [65] M.V.Clark, T.M.Willis, L.J.Greenstein, A.J.Rustako,Jr., V.Erceg, and R.S.Roman, "Distributed Versus Centralized Arrays in Broadband Wire-

- less Networks,” *Proc. of Vehicular Technology Conference*, (Rhodes, Greece), MA1-2, IEEE, May 2001.
- [66] 賈雲健, 原嘉孝, 原晋介, “分散配置されたアダプティブアレーアンテナを用いた SDMA 方式,” 平成 13 年信学ソ大, B-5-80, p.366, 2001 年 9 月.
- [67] “Whitecap2 wireless network protocol white paper,” Cirrus Logic white paper, DS555WP1, Sept. 2001.
- [68] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, “Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting,” *IEEE Commun. Mag.*, vol.33, no.2, pp.100-109, Feb. 1995.
- [69] 新博行, 安部田貞行, 佐和橋衛, “ブロードバンドパケット無線アクセスの検討,” 信学技報, RCS2000-136, 2000 年 10 月
- [70] J. Chuang, and N. Sollenberger, “Beyond 3G: Wideband Wireless Data Access Based on OFDM and Dynamic Packet Assignment,” *IEEE Commun. Mag.*, vol.38, no.7, pp.78-87, July 2000.
- [71] 大関武雄, 古館政人, 石川博康, 篠永英之, “OFDM/MC-CDMA を用いた移動通信システムのスループット特性 (I), (II),” 信学ソ大, B-5-88~89, pp.465-466, 2003 年 9 月.
- [72] 中村充, 伊丹誠, 伊藤紘二, Hamid Aghvami, “OFDM 受信における遅延プロファイルとドップラープロファイルの推定によるキャリア間干渉の除去,” 映像学誌, vol.56, no.12, pp.1951-1958, 2002 年 12 月.
- [73] 今村大地, 原晋介, 森永規彦, “パイロット信号を用いた OFDM における副搬送波再生法,” 信学論, vol.J82-B, no.3, 1999 年 3 月.
- [74] 中村真木, 岡村周太, 小牧省三, “OFDM 遍在アンテナシステムにおけるパイロット信号を用いた伝搬路推定方式,” 信学技報, vol.101, no.199, MoMuC 2001-32, pp.19-24, 2001 年 7 月.

- [75] 中村真木, 岡村周太, 塚本勝俊, 小牧省三, “遍在アンテナを用いた OFDM 信号の SDMA 受信方式における伝搬路推定方式の検討,” 信学技報, vol.102, no.282, RCS 2002-151, pp.27-32, 2002 年 8 月.
- [76] Y. Li, L. J. Cimini, Jr., and N. R. Sollenberger, “Robust Channel Estimation for OFDM Systems with Rapid Dispersive Fading Channels,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.46, no.7, pp.902-915, July 1998.
- [77] M. Mümster, L. Hanzo, “Improved Decision-Directed Channel Estimation for Multi-User OFDM Environments,” *Proc. of Vehicular Technology Conference*, (Rhodes, Greece), IEEE, May 2001.
- [78] M. Okada, M. Toyama, and S. Komaki, “A Novel Diversity Reception Scheme for OFDM System,” *Proc. of the 4th International Workshop on Mobile Multimedia Communications*, pp.574-577, Sep.-Oct. 1997.
- [79] Rec. ITU-R P.1238-1, “Propagation Data and Prediction Methods for the Planning of Indoor Radiocommunication Systems and Radio Local Area Networks in the Frequency Range 900 MHz to 100 GHz,” 1999.
- [80] 米澤和憲, 岡村周太, 塚本勝俊, 小牧省三, “遍在アンテナにおけるプレ重みづけ複局同時送信による同一周波数信号の空間多重,” 信学総大, B-5-292, p.743, 2002 年 3 月.
- [81] K. Yonezawa, S. Okamura, K. Tsukamoto, and S. Komaki, “Pre-Weighting Space Division Multiplexing Based on RoF Ubiquitous Antenna System,” *Proc. of 2002 International Topical Meeting on Microwave Photonics*, P3-10, pp.249-252, Nov. 2002.
- [82] 神林友和, 堀内隆明, 柴原正樹, 藤井威生, 笹瀬巖, “同一周波数干渉軽減のために適応送信位相制御を用いた OFDM/SDM システム,” 信学論, vol.J86-B, no.10, pp.2086-2096, 2003 年 10 月.

本論文に関する原著論文

学会論文

1. Shutai Okamura, Minoru Okada, and Shozo Komaki, "Ubiquitous Antenna System for Joint Detection of COFDM Signals," *IEICE Trans. Fund.*, vol. E85-A, no. 7, pp.1685-1692, Jul. 2002.
2. Shutai Okamura, Minoru Okada, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Investigation of RoF Link Noise Influence in Ubiquitous Antenna System," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E86-C, no.8, pp.1527-1535, Aug. 2003
3. 岡村周太, 岡田実, 塚本勝俊, 小牧省三, 山本平一, "シリアル型干渉キャンセラによる遍在アンテナ SDMA システムのパケット伝送特性改善効果," 信学論 vol. J86-A, no.12, pp.1340-1355, 2003 年 12 月.

学会マガジン

1. Luca Giangaspero, Luigi Agarossi, Giovanni Paltenghi, Shutai Okamura, Minoru Okada, and Shozo Komaki, "Co-channel Interference Cancellation Based on MIMO OFDM Systems," *IEEE Wireless Communications*, vol.9, no.6, pp.8-17, Dec 2002.

国際会議発表

1. Shutai Okamura, Minoru Okada, and Shozo Komaki, "Impact of Ubiquitous Antennas to the Interference Cancellation of COFDM Systems," *Proc. of 6th International OFDM-Workshop (InOWo'01)*, 2-1, Sep. 2001.

2. Shutai Okamura, Minoru Okada, Shozo Komaki, "On the Performance of Ubiquitous Antennas for the Reception of COFDM Signals," *Proc. of IEEE International Conference on Wireless LANs and Home Networks*, pp.295-304, Dec. 2001.
3. Shutai Okamura, Minoru Okada, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Impact of Optical Link Noise on the Performance of Ubiquitous Antenna System," *Proc. of 2002 Asia-Pacific Microwave Conference*, vol.1, pp.103-106, Nov. 2002.

国内口頭発表

1. 岡村周太, 岡田実, 小牧省三, "遍在アンテナによる COFDM 信号の干渉除去," 平 12 年信学ソ大, B-5-136, p.424, 2000 年 3 月.

国内研究会発表

1. 岡村周太, 岡田実, 小牧省三, "遍在アンテナによる COFDM 信号の複局同時受信方式," 信学技報, vol.100, no.434, RCS 2000-161, pp.19-24, 2000 年 11 月.
2. 岡村周太, 岡田実, 小牧省三, "遍在アンテナを用いた高速無線アクセスシステムの周波数利用効率改善効果," 信学技報, vol.101, no.462, MoMuC 2001-39, pp. 19-24, 2001 年 11 月.
3. 岡村周太, 岡田実, 塚本勝俊, 小牧省三, "遍在アンテナを用いた CSMA/CA パケット無線アクセス方式のスループット改善に関する検討," 信学技報, vol.102, no.282, RCS2002-150, pp.21-26, 2002 年 8 月.

