OUKA
Osaka University Knowledge Archive

Title	陸上移動無線通信システム用スマートアンテナに関する研究
Author(s)	松岡, 秀浩
Citation	大阪大学, 2006, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/924
rights	
Note	

Osaka University Knowledge Archive : OUKA

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

Osaka University

陸上移動無線通信システム用
スマートアンテナに関する研究

2006 年 2 月

松岡 秀浩

謝　辞

本論文は，大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻教授 三瓶政一博士の御指導のもとに，筆者が株式会社東芝に在職中および大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻在学中に行った研究成果をまとめたものである．本研究を遂行するにあたり懇篤なる御指導，御鞭撻を賜りました 三瓶政一教授に衷心より謝恩の意を表します．

本論文をまとめるに際し，筆者は大阪大学大学院工学研究科教授 小牧省三博士および同助教授 宮本伸一博士に懇切丁寧なる御教示，御助言を賜わりました．ここに深く感謝の意を表します．

筆者の大学院在学中，講義等を通じて通信工学全般および本研究に関して御指導，御教示を賜りました大阪大学大学院工学研究科教授 北山研一博士, 同教授 河崎善一郎博士，同教授 馬場口登博士，同教授 滝根哲哉博士, 同教授 井上恭博士，ならびに大阪大学産業科学研究所教授 元田浩博士，同教授 溝口理一郎博士をはじめとする諸先生方に厚く感謝を申し上げます．

また，筆者が大阪大学在学中より折にふれて有益な御助言，御討論，御激励を頂きました大阪大学名誉教授・広島国際大学教授 森永規彦博士ならびに大阪市立大学教授 原晋介博士に衷心より感謝申し上げます．

本研究の遂行ならびに論文作成の機会を与えて頂きました株式会社東芝 研究開発センター 有信睦弘所長に感謝の意を表します．

また，直接の上司として日頃より御指導ならびに叱咤激励を賜りました株式会社東芝 研究開発センター モバイル通信ラボラトリー 正畑康郎室長，菅原勉首席技監，尾林秀一主任研究員，吉田弘主任研究員，株式会社東芝 セミコンダクター社 芹澤睦参事，鶴見博史参事，東京農工大学教授 鈴木康夫博士 (元株式会社東芝 研究開発センター)，芝浦工業大学教授 岩崎久雄博士 (元株式会社東芝 研究開発センター) に厚く御礼申し上げます．

本研究全体を通して，株式会社東芝 研究開発センター 庄木裕樹主任研究員には筆者が同社入社当時からの直接指導者として長きに渡って御指導頂き，さらに本研究に関して貴重な機会と熱心な御教示を頂きました．ここに深く感謝いたします．

本研究の途上，熱心な御討論と有益な御助言，御協力を頂きました株式会社東芝 研究開発センター 笠見英男研究主務，鶴田誠氏，青木亜秀氏，堀川征一郎氏，瀬戸一郎研究主務，株式会社東芝 社会ネットワークインフラ社 村上康主務，株式会社東芝 セミコンダクター社 行方稔主査，伊藤晋朗氏，株式会社東芝 コアテクノロジーセンター 辻村彰宏主務，株式会社村田製作所 柴田治氏 (元株式会社東芝 研究開発センター)，ならびに株式会社東芝 欧州研究所 Yong Sun 博士，Steve Parker 博士，Chris Simmonds 博士 (現在 Powerwave Technologies Inc.)，Mike Fitton 博士 (現在 Altera Corporation) に心より感謝いたします．

本研究を進める間，多大な御協力を頂きました株式会社東芝 社会ネットワークインフラ社 佐藤広明部長，鈴木康一参事，株式会社東芝 自動車システム事業統括部 下田乾二グループ長，株式会社東芝 コアテクノロジーセンター 天野隆グループ長に感謝いたします．

また，学位取得に際して御協力，御激励を頂きました中西俊之氏，原田諭氏をはじめとする大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻三瓶研究室の諸兄に感謝いたします．

最後に，常日頃より寛大なる心をもって惜しみない援助と激励を頂いた妻 由美，ならびに両親と兄妹に心より感謝いたします．

内容梗概

本論文は，筆者が株式会社東芝 研究開発センター在職中および大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻在学中に行った移動通信におけるスマートアンテナに関する研究成果をまとめたものであり，以下に示す7章より構成されている．

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

第2章では，陸上移動通信において考慮すべき広帯域無線伝搬路の特徴を述べ，特に高品質な情報伝送の妨げとなる現象を明らかにする．また，広帯域無線伝搬路を経由して高品質な情報伝送を実現する手段として，複数のアンテナを用いた適応信号処理であるスマートアンテナ技術と，本論文において，スマートアンテナの具体的適用対象としている直交周波数分割多重 (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式を述べることで，本論文が対象とする課題の意義を明確化する．

第3章では，時分割多元接続 (TDMA, Time Division Multiple Access) システムにおける周波数リソースの有効活用のために，マルチビーム型アダプティブアレーとパスダイバーシチを組み合わせた時空間等化を行う基地局用スマートアンテナを提案する．また，計算機シミュレーションにより，指向性アンテナを，その指向性パターンが互いに重複するように円形配列することで，提案方式は性能改善と演算量低減の観点から有効であることを明らかにする．さらに，同受信機構成を利用した送信用スマートアンテナの提案を行い，提案方式が，特に，伝搬路の可逆性が成立しない周波数分割複信 (FDD, Frequency Division Duplex) システム用として有効であることを明らかにする．

第4章では，第3章で提案したスマートアンテナの具体的な適用システムとしてPHS(Personal Handy-phone System) を想定し，様々なアンテナパラメータ，伝搬路モデルを適用したときの伝送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，実伝搬環境での動作を確認するために，同一チャネル干渉除去型スマートアンテナ受信装置を開発し，アンテナ素子として無指向性アンテナと指向性アンテナを用いた場合の特性比較も含めて実証実験を行い，提案方式の有効性を実験的に明らかにする．

第5章では，OFDMを用いた無線アクセスシステムにおける端末局へのスマートアンテナの適用を想定し，同一チャネル干渉波が存在する状況下において3種類のスマートアンテナを提案する．まず，構成の簡易さを重視する視点から，指向性アンテナを円形配置したアレーアンテナにおいて信号対干渉電力比 (SIR) に基づいたpre-FFT型選択ダイバーシチを提案し，簡易な構成で干渉波耐性の向上に有効であることを明らかにする．次に，構成の簡易さにはある程度の配慮をしつつも，受信特性をより重視する視点から，複数のサブキャリアをグループ化し，FFT後にアレー処理を行うpost-FFT型アダプティブアレー方式を提案し，演算量の低減を図りつつ，同一チャネル干渉を効果的に除去できることを明らかにする．さらに，信号帯域の一部に他のシステムからの干渉が存在する場合の干渉波抑圧方式として，サブキャリア毎に異なるダイバーシチ合成アルゴリズムを適用する受信方式を提案し，その有効性を明らかにする．

第6章では，国内の地上デジタル放送の移動受信時において受信感度を改善するための方式として，FFT前に複数の固有ビームを形成・選択し，FFT後に最大比合成ダイバーシチを行う方式を提案する．また，計算機シミュレーションにより，干渉波が存在しないシステムにおいては，従

来の post-FFT 型スマートアンテナに比べてより小規模の回路でほぼ同等の性能を達成できることを明らかにする.

第 7 章は本論文の結論であり，本研究で得られた結果の総括を行う.

目次

第1章 序論 **1**

第2章 広帯域陸上移動通信のための諸技術 **7**
2.1 緒言 7
2.2 無線通信システムの伝搬路特性 7
2.2.1 多重フェージング伝搬路 7
2.2.2 アレーアンテナによる受信モデル 12
2.2.3 同一チャネル干渉 14
2.3 OFDM伝送方式 15
2.3.1 OFDMの原理 15
2.3.2 システム構成 17
2.4 スマートアンテナ 18
2.4.1 受信用スマートアンテナ 20
2.4.2 送信用スマートアンテナ 21
2.4.3 適応アルゴリズム 22
2.4.4 高分解能到来方向推定法 27
2.5 結言 30

第3章 TDMAシステム用時空間等化スマートアンテナ **31**
3.1 緒言 31
3.2 指向性アンテナを用いた時空間等化受信方式 31
3.2.1 基地局用スマートアンテナにおける課題 31
3.2.2 提案方式の概要 32
3.2.3 シミュレーション条件 36
3.2.4 シミュレーション結果 38
3.3 指向性アンテナを用いた送信用スマートアンテナ 44
3.3.1 送信用スマートアンテナの課題 44
3.3.2 送信アルゴリズムの概要 44
3.3.3 シミュレーション結果 48
3.4 結言 57

第4章 PHS用干渉除去スマートアンテナ **59**
4.1 緒言 59

4.2 PHS基地局へのアダプティブアレーの適用 59
4.3 PHS基地局用アダプティブアレーの伝送特性 60
4.3.1 シミュレーション条件 60
4.3.2 シミュレーション結果 61
4.3.3 考察 72
4.4 試作装置による実験的検討 75
4.4.1 まえがき 75
4.4.2 機能試作機ハードウェア構成 75
4.4.3 擬似伝搬路による実験結果 79
4.4.4 暗室実験結果 80
4.5 結言 85

第5章 同一チャネル干渉波存在下におけるOFDMシステム用スマートアンテナ 87
5.1 緒言 87
5.2 5GHz帯OFDM無線LAN規格の概要 87
5.3 OFDM用スマートアンテナ 90
5.3.1 OFDM用スマートアンテナの課題 90
5.3.2 定式化 91
5.4 FFT前処理型スマートアンテナ 93
5.4.1 指向性円形アレーによるSIR基準選択ダイバーシチ 93
5.4.2 pre-FFT型スマートアンテナの適応アルゴリズムによる比較 99
5.5 サブキャリアクラスタリング 101
5.5.1 提案方式の原理 101
5.5.2 適応アルゴリズム 102
5.5.3 シミュレーション評価 104
5.6 周波数選択性部分干渉抑圧スマートアンテナ 109
5.6.1 まえがき 109
5.6.2 周波数選択性部分干渉波 109
5.6.3 提案方式の概要 111
5.6.4 計算機シミュレーション 114
5.7 結言 118

第6章 同一チャネル干渉波が存在しない場合のOFDMシステム用スマートアンテナ 119
6.1 緒言 119
6.2 国内地上デジタル放送(ISDB-T) 119
6.2.1 ISDB-Tの概要 119
6.2.2 送受信機のブロック図 120
6.2.3 移動受信時の課題 122
6.3 ハイブリッド型スマートアンテナ 122
6.4 アンテナ選択合成方式(エレメントスペース) 124
6.4.1 シミュレーション諸元 124

6.4.2 シミュレーション結果 125
6.5 固有ビーム合成方式 (ビームスペース) 127
6.5.1 提案方式の概要 127
6.5.2 シミュレーション結果 129
6.6 結言 133

第 7 章 結論 **135**

参考文献 **139**

本論文に関する原著論文 **149**

図目次

2.1 マルチパス伝搬路 8
2.2 移動局の進行方向と到来波との関係 9
2.3 無線伝搬路の時間-周波数変動 11
2.4 ETSI-B チャネルモデルの遅延プロファイル 13
2.5 2 ブランチ受信時の伝搬路を示す図 13
2.6 OFDM 変調信号 16
2.7 GI の付加 16
2.8 GI による ISI 除去の効果 17
2.9 OFDM 伝送系のブロック図 17
2.10 スマートアンテナの概念 19
2.11 DBF の構成 20
2.12 アダプティブアレーアンテナ 22
2.13 アレー受信の様子 28

3.1 提案方式の構成 33
3.2 各到来波配置と遅延プロファイルの様子 34
3.3 アンテナ素子の指向性 37
3.4 8 素子無指向性アダプティブアレーの指向性パターン 38
3.5 提案方式アダプティブアレーの指向性パターン 38
3.6 静特性条件下の BER 特性 39
3.7 フェージング下の BER 特性 39
3.8 2 波が同一方向から到来するときの指向性パターン 40
3.9 2 波が同一方向から到来するときの BER 特性 40
3.10 1 波の到来方向がランダムに変動するときの BER 特性 41
3.11 ステップ定数μをパラメータとしたときの BER 特性 42
3.12 選択素子数特性 42
3.13 基地局送受信装置 45
3.14 ヌルパターン走査による DOA 推定 47
3.15 到来波電力推定結果 (1) 49
3.16 到来波電力推定結果 (2) 49
3.17 到来波電力推定結果 (3) 50
3.18 到来波電力推定結果 (4) 50
3.19 直接波電力の推定結果 51

3.20 遅延波電力の推定結果 51
3.21 DOA 範囲の推定結果 (1) 52
3.22 DOA 範囲の推定結果 (2) 52
3.23 DOA 範囲の推定結果 (3) 53
3.24 DOA 範囲の推定結果 (4) 53
3.25 DOA 範囲の推定結果 (5) 54
3.26 ヌルパターン走査結果 54
3.27 DOA 推定結果 (1) 55
3.28 DOA 推定結果 (2) 55
3.29 提案方式の計算量 56
3.30 送信ビームパターン 57

4.1 PHS のフレーム構成 61
4.2 アンテナアレー配置 61
4.3 1 波静特性条件下における LMS アダプティブアレーの BER 特性 62
4.4 μ 特性 63
4.5 2 波静特性条件下におけるアダプティブアレーの BER 特性 63
4.6 指向性パターン 64
4.7 収束特性 64
4.8 LMS アルゴリズムによる到来角度差特性 65
4.9 到来角度差特性の比較 65
4.10 干渉波の到来方向をランダムに変化させたときの BER 特性 66
4.11 CMA における評価関数を変えたときの BER 特性 66
4.12 バースト間ウェイト引き継ぎを適用したときの収束特性 67
4.13 PHS フォーマットにおける CMA-AA の BER 特性 68
4.14 PHS フォーマットにおける LMS-AA の BER 特性 68
4.15 サンプリング点の違いによる特性劣化 69
4.16 1 波レイリーフェージング下の BER 特性 70
4.17 2 波レイリーフェージング下の BER 特性 (平均 D/U=3dB) 70
4.18 最大ドップラー周波数に対する BER 特性 71
4.19 コヒーレント信号が入射する場合のアンテナパターン 73
4.20 試作装置の内部構成 75
4.21 指向性アンテナアレーのアンテナ配置 (上から見た図) 77
4.22 アンテナアレーの正面外観写真 (左：無指向性アレー，右：指向性アレー) 77
4.23 DSP による間引き処理 78
4.24 DSP における信号処理フロー 78
4.25 指向性パターン特性 (1 波擬似伝搬路,$\theta_D = 0°$) 79
4.26 指向性パターン特性 (1 波擬似伝搬路,$\theta_D = 20°$) 80
4.27 暗室実験のセットアップ 80
4.28 回転台上に設置した受信用アレーアンテナ 81
4.29 指向性パターン特性 (2 波入射, $\theta_D = 0°$,$\theta_U = -30°$) 81

4.30 所望波が見通し外であるときのBER特性 82
4.31 所望波が見通し内であるときのBER特性 82
4.32 指向性パターン (θ_D=20°, θ_U=−7°) 83
4.33 BER特性 84
4.34 干渉レベルとセル半径の関係 84

5.1 OFDMフレームフォーマット 88
5.2 送受信信号処理のブロック図 88
5.3 pre-FFT型スマートアンテナの構成 92
5.4 post-FFT型スマートアンテナの構成 92
5.5 提案受信機の構成 93
5.6 SIR測定部 94
5.7 HIPERLAN2のプリアンブル構成とゼロ値相関特性の例 94
5.8 ETSI-Bチャネルモデルにおける RSSI基準アンテナ選択ダイバーシチのBER特性 96
5.9 ETSI-Bチャネルにおける軽減困難誤り率の比較 96
5.10 スループットの比較 97
5.11 ETSI-Bチャネルモデルにおける RSSI基準によるアンテナ選択の成功確率 98
5.12 ETSI-Bチャネルモデルにおける SIR基準によるアンテナ選択の成功確率 98
5.13 2波チャネルモデルにおける選択基準を変えたときのアンテナ選択の成功確率 . . . 99
5.14 アンテナ選択基準の違いによるBER特性の比較 99
5.15 干渉波が存在しない場合の4波マルチパス環境下のBER特性 101
5.16 干渉波が存在する場合の4波および8波マルチパス環境下のBER特性 101
5.17 サブキャリアクラスタリングの構成 102
5.18 ウェイト更新方法 103
5.19 パイロットサブキャリアを用いた適応制御を行った場合の指向性パターン 103
5.20 収束特性 104
5.21 8パス指数減衰フェージング環境下におけるウェイト更新方法による特性比較 . . . 105
5.22 マルチパス数によるBER特性の変化 105
5.23 アンテナ数およびクラスタサイズをパラメータとしたときのViterbi復号前のBER特性 106
5.24 実伝搬モデルのデータ 108
5.25 CCI存在下の実伝搬路モデルにおけるpre-FFTとpost-FFTスマートアンテナのBER特性 108
5.26 周波数選択性妨害波 110
5.27 地上デジタルTV放送におけるアナログ放送の同一チャネル干渉の様子 110
5.28 車載電子機器によるスプリアス 111
5.29 提案方式の構成 111
5.30 干渉検出方法 113
5.31 周波数選択性妨害波の位置 114
5.32 BER特性(ケース1) 115
5.33 BER特性(ケース2) 115

5.34 SIR をパラメータとしたときの干渉検出特性 117
5.35 E_b/N_0 をパラメータとしたときの干渉検出特性 117
5.36 平均サンプル数をパラメータとしたときの干渉検出特性 117

6.1 ISDB-T の送受信ブロック構成 121
6.2 地上デジタル放送の 1 チャネルの周波数帯域 121
6.3 ハイブリッド FFT 型スマートアンテナの構成 123
6.4 4 素子 2 選択型ハイブリッド方式の構成 124
6.5 8 パスモデルにおける各種スマートアンテナ方式の BER 特性 (Viterbi 復号前) . . . 126
6.6 8 パスモデルにおける各種スマートアンテナ方式の BER 特性 (Viterbi 復号後) . . . 127
6.7 提案方式のブロック構成 128
6.8 遅延広がりに対する固有値分布 128
6.9 4 パスフェージング環境下の BER 特性 130
6.10 4 素子 post-FFT 合成ダイバーシチに対するダイバーシチ利得劣化量 130
6.11 提案方式と従来方式の演算量の比較 131
6.12 ISDB-T 信号仕様による 6 パスフェージング環境下の BER 特性 132

第1章

序論

近年，陸上移動無線通信の発展は著しく，全世界の加入者数は，1997年に3億，2005年には13億に達し，2010年には17億になると予測されている [1]．マイクロ波帯，準マイクロ波帯における無線通信のデータ伝送容量は，10年前には32kbps程度の音声が主流であったが，現在は第三世代セルラー携帯電話，無線LAN (Local Area Network)，地上デジタル放送などのサービスの登場によって高速化がすすみ，扱うメディアもデータ，静止画，動画，ハイビジョンと多様かつ大容量となってきた．現在，実用レベルで30Mbps程度の伝送速度が実現され，研究レベルでは高速移動時に最高100Mbps，低速移動時に1Gbpsのスループットをもつデータ通信の実現に向けて検討がすすめられている．

このような高速かつ高品質な伝送のためには，1ユーザに割り当てられる信号帯域の広帯域化は必須条件である．しかし，移動通信に適する周波数帯はすでに逼迫しつつあり，またデバイスの入手性，端末コストなどを考慮すると，極端な広帯域化は好ましくなく，変調方式や多元接続方式を工夫して周波数利用効率を向上させる技術が期待されている．一方，無線通信の利用シーンも多様化し，ユーザのニーズとして屋内外，移動／静止状態を問わず情報を送受信することができるユビキタスネットワークの実現が期待される．この場合，特に陸上移動通信特有の無線伝搬路の影響によって生じる，マルチパス遅延波，フェージング変動，同一チャネル干渉など通信品質を劣化させる様々な現象に柔軟に対処できる方式の開発が不可欠である．このように，周波数有効利用の一手段として，一つの割り当てチャネル帯域あたりの加入者容量を向上させる方法，送信信号の効率的な多重方法や，それらが互いに干渉しても通信品質を劣化させないようなロバストな受信機が要求される．したがって，広帯域化，周波数利用高効率化，伝搬路歪耐性の強化は今後の無線伝送の重要課題といえる [1]-[3].

上記の要求条件を満たす陸上移動通信システムを実現する場合，複数のアンテナを利用した空間領域の信号処理技術が有効であることが知られている [4]-[24]．一般に，SNR (信号対雑音電力比) を改善するために，アンテナを切り替えたり，各アンテナ素子の受信信号を重み付け合成するものをダイバーシチと呼び，所望波をとりこみ不要波を除去する目的でアンテナの指向性を電波環境に適応して制御するものをアダプティブアレーと呼ぶが，本論文ではこれらを総括してスマートアンテナと定義する．

例えば，周波数利用効率向上に関して，指向性をもつビームを形成することによって既存の基地局において加入者容量を増大させることができる．基地局にセクタアンテナを用いた場合，従来のほぼ円形のサービスエリア内を複数の小さなエリアに空間的に分割することと等価であり，基地局

間の同一チャネル干渉量を無視できるとすると，およそセクタ数倍の容量増加が見込める [25, 26].

そして，さらなる空間の効率的利用を考えると，サービスエリア内に存在する複数の端末局に対して，互いに信号が干渉し合わないように空間的に直交するマルチビームを形成し，これを動的に割り当てることによって，端末局の個々の位置やトラフィック分布に依存した緻密なチャネル再利用が可能となる．効果的なビーム形成技術の一つとしてアダプティブアレーがあり，同一方向を除く任意の方向に存在する干渉局に対して，積極的に受信信号を除去し，また送信時に干渉局方向に指向性のヌルを向けることができる．このアダプティブアレーを応用すると，ビーム指向性による空間分割多重化，すなわち空間的に離れた場所にいる複数のユーザに同一チャネルを割り当てる SDMA (Space Division Multiple Access: 空間分割多元接続) が実現できる [27]-[31]．基地局において，伝搬路の見通しが確保できない場合でも，送受信信号の到来，放射する方向がわかれば同様な指向性制御が可能である．

アダプティブアレーの機能を大別すると，(1) 所望波の到来方向に対する利得を高くするビームフォーミング，(2) 遅延波や同一チャネル干渉波などの不要波の方向に対する利得を低くするヌルステアリング，に分けられる．これを実現するために，受信信号に関するなんらかの情報を基に各アンテナ素子で受信した信号にかける位相と振幅の重み係数（ウェイト）を決定し，適応的にアレーアンテナの指向性を制御する．ウェイトの決定方法は適応等化器と同様，様々なアルゴリズムが存在し，システムの機能・性能をほぼ決定する．さらに，この重み付け合成をアナログ回路によって構成する ABF (Analog Beamformer) とデジタル信号処理で実現する DBF (Digital Beamformer) に大別される．

近年盛んに研究されている DBF は，信号処理の精度やアルゴリズムのフレキシビリティなどの点で有利な反面，実現するために，複数系統のアンテナ，高周波回路，A/D (Analog-to-Digital) 変換器，デジタル信号処理回路が必要となり，必然的に部品点数や消費電力，回路規模が大きくなってしまう．その結果，DBF 装置は高品質、大容量化を容易に実現できる代償として，大規模でコスト高となる．実際，この問題のために，スマートアンテナは，軍事用として成功してきたフェーズドアレーを除くと，民生用途で製品化した例は非常に少ない．したがって，DBF スマートアンテナの実現化のためには，コストや回路規模を低減することが最重要課題である [32]-[34].

そこで，本論文では，様々な無線システムに対して，コストや回路規模の低減を意識した DBF スマートアンテナを提案し，その有効性を明らかにすることを目的とする．スマートアンテナは基地局，端末局のいずれにも適用できる技術でもあるが，システムの使用形態や変調方式などの仕様によって最適な構成が異なる．本論文では，特にマイクロセル環境の通信システムの基地局向けと，近年実用化がすすむ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [35]-[39] を用いた通信システムの端末局向けの両分野について検討する．

まず，本研究では，TDMA (Time Division Multiple Access) を用いた移動通信システムを前提条件とし，通信品質とシステム容量を改善するための基地局用スマートアンテナを提案する．陸上移動通信における高速通信の需要への対策やユーザ収容能力増加のための周波数有効利用技術として，基地局において同一チャネル干渉抑圧と遅延波合成を兼ね備えた適応制御が検討されている．本論文では，基地局での適応信号処理として，指向性アンテナ素子をその指向性が互いに重複するように円形配列し，互いにメインローブ方向の異なる複数の指向性アンテナ素子から，各遅延波の受信状態によって一部の素子を選択してアダプティブアレー処理を行い，遅延波ごとに

得られる各アダプティブアレー出力を時間領域においてパスダイバーシチ合成する方式を提案する．本方式では，各指向性アンテナ素子の遅延プロファイルをもとに最適な素子を選択してアダプティブアレー処理を行うことにより，少ない演算量で各遅延波ごとに最適な指向性を形成し，非希望波を抑圧することができる．計算機シミュレーションの結果，従来の無指向性アンテナ素子によるアダプティブアレーを用いた方式に比べて，良好なビット誤り率 (BER, Bit Error Rate) 特性が得られた．また最小平均2乗誤差アルゴリズムに基づいたパスダイバーシチ合成により，遅延波が直接波と同一方向から到来する場合でも，良好なBER特性が得られることを確認した．

さらに，受信機と同様の構成を利用した送信用スマートアンテナを提案する．提案方式では，アンテナ素子の指向性と各アンテナでの受信時の遅延プロファイルを利用して，所望信号の到来方向範囲を推定した後，その範囲内で到来波の簡易なピーク探索を行う2段階の到来方向推定処理を行う．その結果に基づいて，送信ウェイトおよび送信アンテナ素子を決定し，所望の送信ビームを形成する．本方式は特に伝搬路の可逆性が成立しないFDD (Frequency Division Duplex) システム用として有効である．

実在の通信システムにスマートアンテナを適用した場合に，既定のシステム諸元による拘束条件の影響を含めた評価を行うことは重要である．そこで具体的なアプリケーションとして，PHS (Personal Handy-phone System) にアダプティブアレーを適用したときのアレー構造，アンテナ素子特性などのアンテナパラメータや，伝搬路モデルを考慮したときの伝送特性への影響を明らかにする．次に，シミュレーション結果の妥当性を確認することを目的として，アダプティブアレー受信装置を開発し，実伝搬環境での伝送特性を示す．同装置は4本のアンテナを用い，受信信号を準同期検波した後，A/D変換後の処理をDSP (Digital Signal Processor) によって適応信号処理ができる構成をとる．さらに，同装置のアレーアンテナ部に指向性アンテナを円形配置した場合の特性について評価を行い，その有効性を確認する．

近年，無線LANやデジタル放送などの規格で採用されているOFDM方式は，高い伝送レートを実現でき，かつマルチパスに対してロバストであるため，次世代のセルラー通信方式や無線アクセス方式などへの適用も検討されている．このような状況の下，OFDMシステムにスマートアンテナを適用した場合の特性を，干渉波の有無によるアレーアンテナアーキテクチャやアルゴリズムの最適化，回路規模とアルゴリズム性能のトレードオフなども含めて総合的に検討・評価することは非常に重要である．そこで，本研究では，OFDMシステムの端末局において受信品質を改善するために，回路規模の低減を意識したスマートアンテナを提案する．特に，同一チャネル干渉が存在する場合とそうでない場合について，それぞれ異なる受信機アーキテクチャを提案し，その有効性を明らかにする．

本研究では，日欧米で類似の仕様となっている5GHz帯無線LANあるいは無線アクセス方式に準拠したシステムモデルに対し，周波数利用効率を高めるために同一周波数チャネルに複数ユーザが割り当てられる環境，すなわち同一チャネル干渉波が存在する環境下において3種類のスマートアンテナを提案する．一つは，指向性アンテナを円形配置したアレーアンテナを用いた構成をもち，SIR (信号対干渉電力比) を規範にした選択ダイバーシチである．提案方式は簡易なハードウェア構成で干渉波に対する耐性を向上させる効果がある．第2の方式として，FFT (Fast Fourier Transform) 後に複数のサブキャリアをグループ化してアダプティブアレー処理を行うサブキャリアクラスタリングを提案する．提案方式はグループ化によって同一チャネル干渉を効果的に除去

しつつ，演算量の低減を図ることができる．シミュレーション評価により，本方式の特徴である周波数選択性フェージングの相関帯域幅とクラスタ化サブキャリア数の関係を明らかにする．また，OFDM用干渉除去型スマートアンテナとしてpre-FFT型，post-FFT型を定義し，それらに対する提案方式の性能と回路規模について比較検討を行う．さらに，信号帯域内に干渉波が部分的に存在する場合，このような干渉波を抑圧するために，サブキャリア毎に異なる適応アルゴリズムを適用した受信方式を提案する．提案方式は，各サブキャリアのEVM (Error Vector Magnitude)を観測し，しきい値判定に基づき最大比合成か干渉抑圧合成を選択することで，ダイバーシチ利得を効率的に最大化することができる．

一方，同一チャネル干渉が存在しない環境においても，厳しいマルチパスによって劣化する無線LANシステムの受信感度やスループットを改善するためにスマートアンテナを適用する研究が数多く行われいる [40]-[43].

干渉がない環境で運用されるOFDMシステムの代表例が，6MHzの信号帯域で5000本以上のサブキャリアを使ってハイビジョン画像を受信できる地上デジタル放送システムであり，2003年からサービスが開始されている．2006年末には全国展開が完了し，最終的には現行のアナログ放送は2011年に停波するため，すべてのテレビチャネルはデジタル放送に切り替わることになる．それに伴い，カーナビ等で標準装備されているテレビチューナーもデジタル放送の受信が必須となるため，近年，地上デジタル放送の移動受信の研究が盛んに行われている．しかしながら，シャドーイングやマルチパスフェージングの影響により，サービスエリア内の受信レベルが著しく小さくなる場所が多発するという問題がある．

そこで，干渉が存在しない環境下で受信感度の向上を目的として，FFT前で複数の固有ビームを形成・選択し，FFT後に最大比合成ダイバーシチを行うスマートアンテナを提案する．提案方式は，上記で定義したOFDM用スマートアンテナに対してhybrid-FFT型の分類に属し，FFT後の回路規模を大幅に低減するために，FFT前にて整合フィルタで遅延広がりを抑え，さらにアンテナ間空間相関行列から複数の固有ベクトルビームを張ることを特徴とする．これにより従来のpost-FFTスマートアンテナとほぼ同じ性能を小さい回路規模で達成できることを明らかにする．

以上，本研究では，広帯域移動通信システムの高品質化，大容量化の実現に向けて，様々なシステムの基地局および端末局に適したスマートアンテナ方式を提案し，その有効性を明らかにしている．

第2章では，広帯域陸上移動通信における伝搬路の特徴である周波数選択性フェージングについて述べ，このようなフェージング環境下において高速伝送を実現する一手法としてOFDM方式を解説する．一方，同様な伝搬路環境下において周波数利用効率を向上させる一手段として，スマートアンテナ技術を取り上げ，その動作メカニズムを解明するとともに本論文が対象とする課題の意義を明確化する．

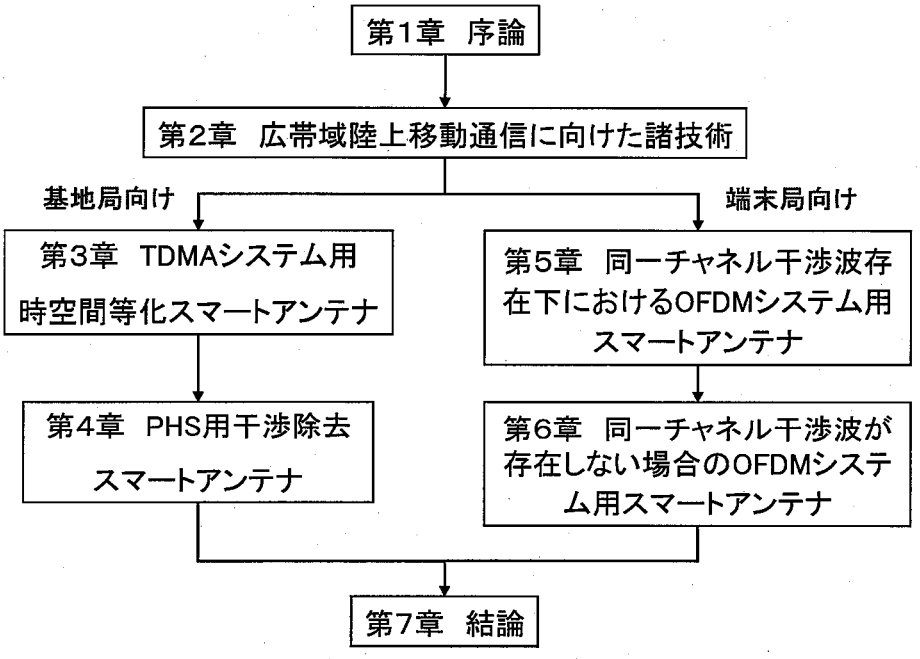
第3章では，周波数リソースの有効活用のために，TDMAシステムにおいて時空間等化を行う基地局用スマートアンテナを提案する．提案方式は，マルチビーム型アダプティブアレーとパスダイバーシチを組み合わせたものであり，指向性アンテナをその指向性パターンが互いに重複するように円形配列することで演算量を低減することを特徴とした受信方式である．さらに，同受信機構成を利用した送信用スマートアンテナの提案を行い，提案方式が，特に，伝搬路の可逆性が成立しないFDDシステム用として有効であることを明らかにする．

第4章では，第3章で提案したスマートアンテナの具体的な適用システムとしてPHSを想定し，様々なアンテナパラメータ，伝搬路モデルを適用したときの伝送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，実伝搬環境での動作を確認するために，同一チャネル干渉除去型スマートアンテナ受信装置を開発し，ハードウェアによる実証実験により，アンテナ素子として，無指向性アンテナと指向性アンテナを用いた場合の特性比較も含めて検討し，提案方式の有効性を実験的に明らかにする．

第5章では，OFDMを用いた無線アクセスシステムの端末局への適用を想定し，同一チャネル干渉波が存在する状況下において3種類のスマートアンテナを提案する．OFDM用干渉除去型スマートアンテナは，構成の容易さと性能改善度の観点から大きくpre-FFT型，post-FFT型と分類され，各タイプの提案方式を検討する．まず，指向性アンテナを円形配置したアレーアンテナにおいてSIRに基づいたpre-FFT型選択ダイバーシチを提案し，簡易な構成で干渉波耐性の向上に有効であることを明らかにする．次に，複数のサブキャリアをグループ化し，FFT後にアレー処理を行うpost-FFT型アダプティブアレー方式を提案し，演算量の低減を図りつつ，同一チャネル干渉を効果的に除去できることを明らかにする．さらに，信号帯域の一部に他のシステムからの干渉波が存在する場合の干渉抑圧方式として，サブキャリア毎に異なるダイバーシチ合成アルゴリズムを適用する受信方式を提案し，その有効性を確認する．

第6章では，国内の地上デジタル放送の移動受信時における問題について述べ，受信感度を改善するための方式として，FFT前で複数の固有ビームを形成・選択し，FFT後に最大比合成ダイバーシチを行う方式を提案する．干渉波が存在しないシステムにおいては，従来のpost-FFT型スマートアンテナに比べてより小さい回路規模でほぼ同等の性能を達成できることを明らかにする．

第7章は本論文の結論であり，本研究で得られた結果の総括を行う．



第2章

広帯域陸上移動通信のための諸技術

2.1 緒言

陸上移動通信では，端末の移動に伴う伝搬路変動のみならず，広帯域な信号がマルチパス伝搬路において生じる遅延波が受信信号に与える影響を無視できなくなることから，周波数選択性フェージングによる伝送品質の劣化に対する耐遅延波対策技術が必要不可欠となる．また，同一周波数チャネルにおける妨害・干渉の回避も重要である．

本章では，無線通信システムの伝搬路特性の特徴を述べた後，デジタル移動通信において，遅延波や干渉波に対して耐性を高めつつ，高品質の情報伝送を実現する一手段として，スマートアンテナ技術について述べる．さらに本論文において，スマートアンテナを適用する具体的なシステムで採用されている OFDM 方式について検討する．

2.2 無線通信システムの伝搬路特性

2.2.1 多重フェージング伝搬路

ここでは，携帯電話や自動車電話など，屋外でかつ広域な受信エリアを想定したセルラー環境における，陸上移動伝搬特性について述べる．一般に陸上移動伝搬では，図 2.1 に示すように，送信電波は地形，地物やアンテナ高により発生する反射，回折，散乱の影響を受けて複数の経路を通った電波（マルチパス）との干渉が生じ，その結果，受信機が受ける電界強度が大きく変動する．その特性は「長区間変動特性」「短区間変動特性」「瞬時値変動特性」の 3 つに分類できる [24]．以下にその特徴を述べる．

(1) 長区間変動特性

短区間中央値の変動値に対してさらに中央値を求めた値を「長区間中央値」と呼び，送信点から km のオーダーで長区間中央値をプロットすると伝搬損距離特性が得られる．この距離特性は奥村カーブ（Okumra's prediction curves）によってモデル化されており，特性に影響を与えるものとして「地形依存性」「地物依存性」「(基地局・移動局の）アンテナ高依存性」の三要素を考慮している．奥村カーブの簡易式は

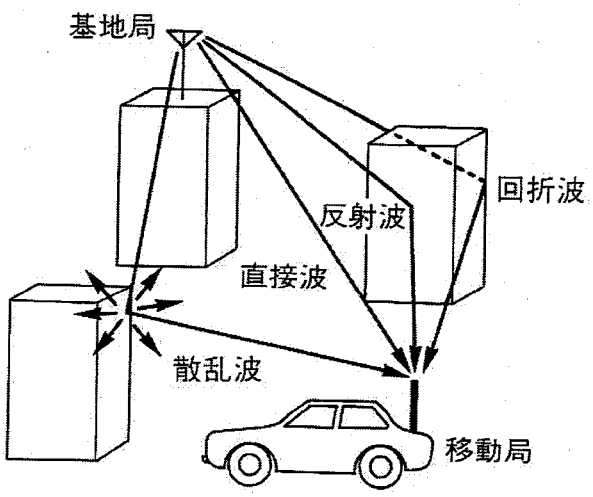


図 2.1: マルチパス伝搬路

$$X_m(dB) = 10\log_{10}(A \cdot r^{-\alpha}) \tag{2.1}$$

と表される．これは準平滑地の市街地をベースにモデル化された式であり，利用時には，地形・地物で分類された典型的な伝搬環境モデルを想定し，パラメータを設定するものである．ここで，r は距離を示し，係数 A は周波数，基地局アンテナ高，移動局アンテナ高に依存した係数で，α の値は市街地でおよそ 3〜4 である．また，A や α を適宜算出するのではなく，それらを決定するパラメータから直接伝搬損を求めることのできるように定式化したのが「秦式」であり，伝搬損の算出においては，通常,「秦式」が多く用いられる．

(2) 短区間変動特性

数十波長の区間にわたり瞬時変動の中央値を求めた値を「短区間中央値」と呼び，その中央値を数十個の短区間にわたって求めると短区間中央値の変動が得られる．これは伝搬路中に存在する地物の影響を受けたもので，送信点から距離のほぼ等しい区間に対してこれら短区間中央値の分布をとると，受信電力の対数値が正規分布する（対数正規分布：log-normal distribution）などの性質をもつ．そのため対数正規シャドウィング（Log-Normal Shadowing）とも呼ばれる．

$$p(X) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}(X - X_m)^2\right\} \tag{2.2}$$

平均信号電力 σ^2 は地物や周波数により変動するが，市街地や郊外地の半径 2km，100MHz から 2GHz のキャリア周波数の範囲ではおよそ 6〜8dB である．X は短区間中央値レベル (dB)，X_m は長区間平均値を表す．

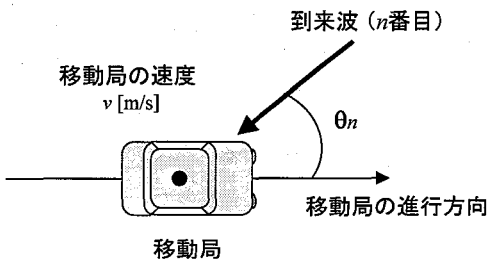


図 2.2: 移動局の進行方向と到来波との関係

(3) 瞬時値変動特性

基地局から送信された電波がある移動局に到達する間に，移動局周辺の地物による反射，回折，散乱によってマルチパスを形成する．このとき，複数のパスそれぞれに経路長が異なるために移動局に到達する時間が異なり，移動局では多数の遅延波の重ね合わせを受信する状態となる．その結果，場所に依存した定在波性の電界分布が形成され，その中を移動局が通過するため，その移動速度に応じて比較的に短い周期で受信電波の振幅と位相がダイナミックに変動することが知られている．これを「瞬時値変動」あるいは「フェージング」と呼ぶ．さらに，移動局は連続的に移動しうるため，「ドップラーシフト (Doppler Shift)」と呼ばれる周波数シフトの影響も受ける．図 2.2 より，ドップラー効果によって，第 n 番目の到来波は $f_d \cos\theta_n$ [Hz] だけ搬送波 (キャリア) 周波数がシフトし，移動局の進行方向からの到来波がドップラーシフトの最大値 f_d [Hz] を，また移動局の真後ろからの到来波が最小値 $-f_d$ [Hz] をもつことになる．ここで，

$$f_d = \frac{v}{\lambda} = \frac{vf_c}{c} \tag{2.3}$$

で与えられ，v は移動速度，λ はキャリアの波長，f_c はキャリア周波数，c は光の速度を表す．

このように，移動局は通常さまざまな地物に囲まれている（基地局との間に様々な妨害物がある）環境を移動しているため，周囲のあらゆる方向から遅延波を受信すると仮定するのが一般で，実際に電波の振幅変動幅は 20dB 以上，また周波数の変動幅も 100Hz 程度にまで及ぶ．なお，このような場所依存性の受信強度変動は屋内で利用する無線 LAN においても起こりえる．

ここで，複素表示で表された送信信号

$$s(t) = A(t)\exp\left(j\phi(t)\right)\exp\left(j2\pi f_c t\right) \tag{2.4}$$

を考える．$A(t)$ は振幅変調成分，$\phi(t)$ は位相変調成分である．

移動局の周辺には多数の反射物体が存在するため，図 2.2 のように m 個の到来波が移動局において受信されるものとする．このとき，受信信号 $u(t)$ は

$$\begin{aligned} u(t) &= \sum_{i=1}^{m} R_i s(t-\tau_i)\exp\left(j2\pi f_d t\cos\theta_i + j\alpha_i\right) \\ &= \sum_{i=1}^{m} R_i A(t-\tau_i)\exp\left(j\phi(t-\tau_i)\right)\exp\left(j2\pi f_c t\right)\cdot\exp(j2\pi f_d t\cos\theta_i)\exp(j\alpha_i') \end{aligned} \tag{2.5}$$

$$\alpha_i' = \alpha_i - 2\pi f_c \tau_i \tag{2.6}$$

と表現できる．ここで，R_i は i 番目の到来波の振幅，τ_i は遅延時間，θ_i は移動局の進行方向に対する到来角度，そして α_i は初期位相を表す．

式 (2.5) で，表されるフェージング変動の性質は，変調成分 $A(t)$，$\phi(t)$ の変動速度と遅延時間 τ_i との関係によって異なってくる．すなわち，

- 各到来波遅延時間 τ_i が振幅変調成分 $A(t)$，位相変調成分 $\phi(t)$ の変動速度に比べて十分小さいとき … 一様フェージング (Flat fading)
- 各到来波遅延時間 τ_i が振幅変調成分 $A(t)$，位相変調成分 $\phi(t)$ の変動速度に比べて無視できないほど大きいとき … 周波数選択性フェージング (Frequency selective fading)

と分類される．以下に各場合におけるフェージングの性質について述べる．

一様フェージング

遅延波の到来遅延時間差が情報シンボル周期に対して十分小さい場合に一様フェージングが生じる．セルラー環境では異なるパスを伝搬してきた多数の到来波が受信され，その受信波は大数の法則から導かれるように複素ガウス過程に従う性質をもつ．それゆえ，受信波の位相変動の確率分布が一様分布で与えられるのに対し，振幅変動の確率密度分布はレイリー分布 (Rayleigh distribution) に従うことから，「レイリーフェージング」とも呼ばれ，以下の式に従う．

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \tag{2.7}$$

ここで，r は受信信号の包絡線，σ^2 は平均信号電力を表す．

一方，送信機と受信機の間に直接到来するパスがある場合（見通し内伝搬，LOS: Line Of Sight）は，強い直接波が存在するため，前述のレイリー分布ではもはやなく，受信信号振幅は，安定した定常波（直接波）とレイリー分布に従う変動波の合成としてモデル化できる．これを「ライスフェージング」と呼び，その確率密度分布は以下のライス分布（Rician Distribution）に従う．

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{sr}{\sigma^2}\right) \tag{2.8}$$

ここで，$I_0(\cdot)$ は第 1 種零次の変形ベッセル関数で，s は直接到来するパスの振幅である．

このような，フェージング変動の存在する伝搬路状況の時間的な特徴として，瞬時受信信号レベルが非常に高いときには，かなりの電力マージンを有していることが挙げられる．一方で，瞬時受信信号レベルが大きく落ち込む区間は，時間率で見れば僅かであるが，この区間においてバースト誤りが発生するため，一般にフェージング環境下における伝送特性は，このバースト誤りの影響を大きく受けて劣化する．

周波数選択性フェージング

一般的に，無線伝搬路は上述の一様フェージングによる時間的な受信信号変動だけでなく，遅延時間がシンボル周期に比べて比較的大きい場合，図2.3に示すように信号帯域内に周波数選択性の振幅・位相変動が発生し，これにより信号が著しく歪む．このフェージング現象を周波数選択性フェージングと呼ぶ．この場合，受信信号は帯域内で異なったフェージングを受け，軽減困難誤りの要因となるため，何らかの対策を用いる必要がある．時間波形の観点からすると，遅延波によって，処理対象のシンボル内に前シンボルが遅延した成分が干渉として混入することを意味し，これをシンボル間干渉 (ISI, Inter-Symbol Interference) と呼ぶ．

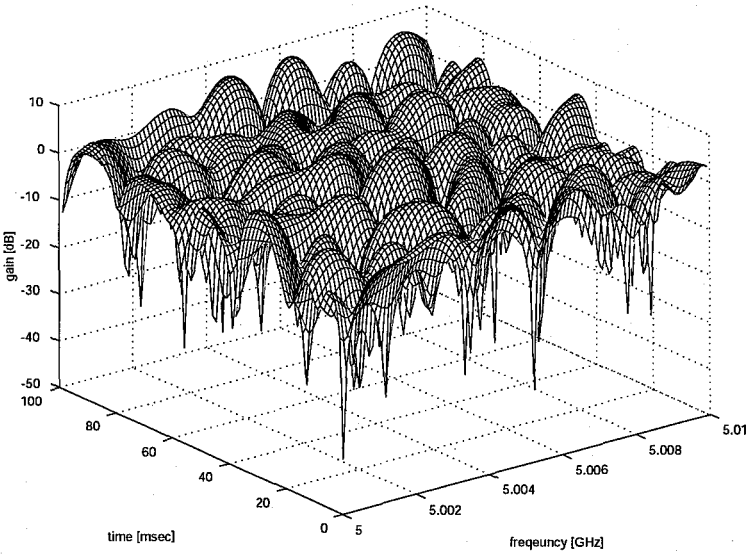


図 2.3: 無線伝搬路の時間-周波数変動

このとき，受信信号 $u(t)$ は以下のように，送信信号 $s(t)$ と伝達関数 $h(\tau;t)$ との畳み込み積分で得られる．

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau;t)s(t-\tau)d\tau \tag{2.9}$$

$$h(\tau;t) = \sum_{i=1}^{m} R_i\delta(\tau-\tau_i)\exp(j\xi_i(t)) \tag{2.10}$$

この複素関数 $h(\tau;t)$ は時刻 t における各遅延時間の到来波の複素振幅を表しており，瞬時の複素遅延プロファイルと呼ばれる．すなわち，送信信号 $s(t)$ が伝達関数 $h(\tau;t)$ の伝送路によってフィルタリングされることを示す．

周波数選択性フェージング環境下では，受信信号が受ける影響は複素遅延プロファイル $h(\tau;t)$ と密接な関係がある．遅延プロファイルを解析する際の重要なパラメータとして，平均遅延時間 $\bar{\tau}$ および遅延広がり σ_{rms} がある．遅延プロファイル $h(\tau_i;t)$ の $t=t_i$ におけるプロファイルを $h_i(\tau)$ とすると，$\bar{\tau}$ および σ_{rms} の値は $h_i(\tau)$ の時系列

$$\{h_1(\tau), h_2(\tau), \cdots, h_i(\tau), \cdots, h_n(\tau)\} \tag{2.11}$$

から求めることが出来る．

一つの遅延プロファイル $h(\tau_i;t)$ に対し，平均電力遅延プロファイル $p_{av}(\tau)$ を

$$\begin{aligned} p_{av}(\tau) &= \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}|h_i(\tau)|^2 \\ &= \sum_{l=1}^{m} C(\tau_l)\delta(\tau-\tau_l) \end{aligned} \tag{2.12}$$

と定義する．$C(\tau_l)$ は遅延時間 τ_l におけるパス電力を表す．平均電力遅延プロファイルの標準偏差である遅延広がり σ_{rms} は次式で与えられる [45]．

$$\sigma_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{l=1}^{m}(\tau_l-\bar{\tau})^2 C(\tau_l)}{\sum_{l=1}^{m} C(\tau_l)}} \tag{2.13}$$

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{l=1}^{m}\tau_l C(\tau_l)}{\sum_{l=1}^{m} C(\tau_l)} \tag{2.14}$$

通常，遅延広がりは室内伝搬においておよそ 20〜250 nsec，屋外伝搬において 1〜3 μsec とされる．実際の遅延プロファイルとして，欧州の標準化団体 ETSI で測定し定義されている伝搬路モデルの一例を 図 2.4 に示す．このモデルは ETSI-B channel model [47] と呼ばれ，通信伝搬経路が見通し外 (NLOS, Non-Line Of Sight) となる比較的大きなオフィスの典型的な伝搬路モデルである．最大遅延時間は 730 nsec，遅延広がりは 100 nsec である．

一般に，デジタル伝送を行った場合のビット誤り率特性は複素遅延プロファイルに依存するが，遅延波の遅延時間が 1 シンボル時間以内であり，かつ遅延広がりが 1 シンボル時間長の約 1/10 以下の場合，ビット誤り率特性は遅延広がりのみに依存し，遅延プロファイルには依存しないことが報告されている [46]．

2.2.2　アレーアンテナによる受信モデル

複数のアンテナを用いたシステムでは受信信号のアンテナ間の相関を考慮する必要がある．特に重要なパラメータとして，到来方向，アンテナ素子間隔，フェージング相関，角度広がりがある [48]．

図 2.5 に半波長間隔に並べられた 2 素子のアンテナで受信したときの到来波モデルを示す．x_k は到来波 T_x のアンテナ間の光路差を表しており，以下の式で表現される．

$$x_k = \frac{\lambda}{2}\cos\theta_k \tag{2.15}$$

各アンテナで受信した信号の初期位相差は

$$\alpha_k^{(1)} = \alpha_k^{(2)} - \frac{2\pi x_k}{\lambda} \tag{2.16}$$

となる．ここで，$\alpha_k^{(1)}$，$\alpha_k^{(2)}$ はそれぞれアンテナ 1 と 2 で受信される到来波の初期位相を表す．

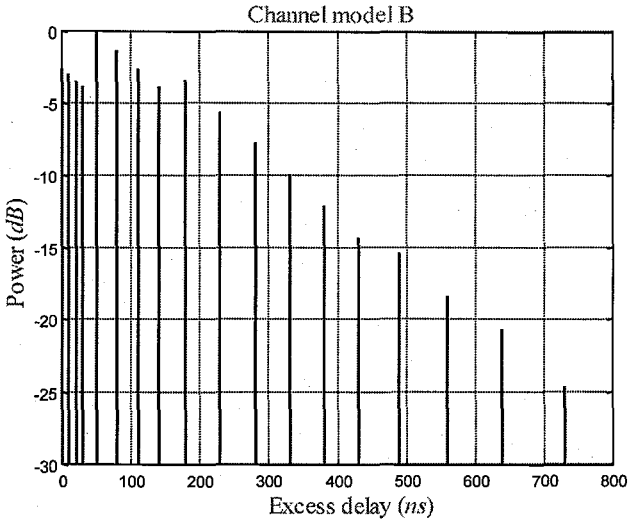


図 2.4: ETSI-B チャネルモデルの遅延プロファイル

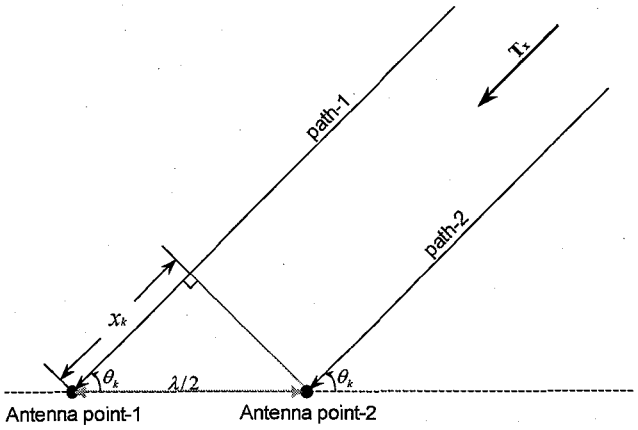


図 2.5: 2 ブランチ受信時の伝搬路を示す図

したがって，式 (2.16) を使って 2 番目のアンテナの伝搬路応答を生成することができる．つまり，式 (2.10) の伝搬路応答に，アレー構成による位相回転を示すアレー応答ベクトル $\boldsymbol{a}(\theta_l(t))$ を導入することによって K 素子の各アンテナの伝搬路応答を以下の式で表すことができる．

$$\begin{aligned} \boldsymbol{h}(\tau;t) &= [h_1(\tau;t), h_2(\tau;t), \cdots, h_K(\tau;t)]^T \\ &= \sum_{i=1}^{m} R_i \boldsymbol{a}(\theta_i(t))\delta(\tau-\tau_i)\exp(j\xi_i(t)) \end{aligned} \tag{2.17}$$

$$\boldsymbol{a}(\theta_i(t)) = [\exp(-j\psi_{i,1}), \exp(-j\psi_{i,2}), \cdots, \exp(-j\psi_{i,K})]^T \tag{2.18}$$

$$\psi_i(t) = \frac{2\pi}{\lambda}\{x_i \cos(\theta(t)) + y_i \sin(\theta(t))\} \tag{2.19}$$

$[x_i, y_i]$ はアレー位置に依存する場所関数である [49].

上記では 1 つの素波が到来するモデルを検討したが，複数の素波が到来する場合にそれぞれの位相合成によってフェージングが発生する．多重到来波の角度広がりはその合成波のフェージング相関と深い関係がある．例えば，各素波の到来する角度広がりが小さい場合，各素波の初期位相変化 ξ_i および光路差による位相変化 ψ_i に大きな差はなく，アンテナ間のフェージング相関は 1 に近づく．一方，角度広がりが大きくなるにつれて，離れたアンテナで受信される複数の素波が合成された信号の振幅／位相差が大きくなり，アンテナ間のフェージング相関が 0 に近づく．角度広がりは地形地物だけでなく基地局アンテナの高さにも依存するパラメータである．

伝搬路に角度広がりの概念を導入すると，異なるアンテナ間のフェージング相関を一元的に表現でき，ダイバーシチとアダプティブアレーが結び付けられる [50, 51]．例えば，干渉除去のために最小平均自乗誤差（MMSE, Minimum Mean Square Error）アルゴリズムを用いた最小 2 乗合成ダイバーシチ受信と MMSE アダプティブアレーは等価であることが知られている [52]-[55].

多くの研究では角度広がりの影響を簡略化した以下の 2 つのモデルがよく用いられており，ダイバーシチやビームフォーマの性能評価に適している．

Diversity channel model

アンテナ間のフェージング相関を無相関とする．つまり角度広がりを 360° としたときの解析モデルである．ダイバーシチを評価する際に用いられる。この伝搬路モデルでは，各アンテナでの受信位相差は，空間的な DOA 情報とは一意に対応しないため，ヌル方向や指向性パターンに意味はない．

DOA channel model

受信伝搬変動はアンテナ間で相関が 1 とする．つまり素波レベルでの解析あるいは角度広がりを 0° としたときの合成波を受信したときの解析モデルである．各素波が平面波として到来するモデルを仮定し，アンテナ間の距離がアレー配置に起因する位相変化を生ずる．ビームフォーミングを評価する際に用いられる．この伝搬路モデルは各到来素波の DOA によって定義されるため，DOA に対してビームやヌルを形成するように制御するアダプティブアレーでは，所望波と同じ DOA をもつ不要波を除去することができない．

ただし，上記の 2 つのモデルは極端な例であり，実際の伝搬路モデルはその中間の特性をもつと考えられる．

2.2.3　同一チャネル干渉

屋外の無線通信では，通常一つの基地局がセルと呼ばれる通信可能エリアをもち，複数のセルを面展開することで大きなサービスエリアをカバーしている．しかし周波数有効利用の観点から，ある程度離れた別の基地局のセルでも同じ周波数チャネルが用いられる．この場合，周辺の地形・地物の影響で同じ周波数チャネルの信号が受信されることがある．これを同一チャネル干渉 (CCI,

Co-Channel Interference) と呼ぶ．そもそも CCI は所望信号と全く独立な信号であるゆえ，周波数選択性フェージングの有無にかかわらず所望信号を著しく劣化させる．

また，パケット交換を基礎とする無線 LAN のように同じ周波数のチャネルを共有化し，キャリアセンスの結果，他の話者がいないと判断したときに自分の通信を行う方式 (CSMA, Carrier Sense Multiple Access) では，同一チャネル干渉を回避する様々な工夫が必要となる．他にも，スプリアス発射や人工雑音，外来雑音なども所望信号の帯域内に存在することがしばしばあり，送受信機に干渉除去機能が搭載されることが望ましい．

2.3 OFDM 伝送方式

2.3.1 OFDM の原理

広帯域無線通信システムでは，遅延波によるシンボル間干渉（周波数選択性フェージング）で特性劣化が生じる．このひずみを克服する技術に，広い周波数帯域信号を多数のサブキャリアと呼ばれる狭帯域の信号に分割し，並行して送信するマルチキャリア変調方式がある．図 2.6 に OFDM の概念を示す．マルチキャリア変調方式では，1 シンボル時間が長くなり，遅延波によるシンボル間干渉 (ISI, Inter-Symbol Interference) の影響が軽減できる．つまり，広帯域で発生している周波数選択性フェージングが，各サブキャリア単位では一様フェージングとみなせる．特に，OFDM 変調方式は，IFFT/FFT を用いた信号処理によってサブキャリアを周波数軸で直交して配置することで，高い周波数有効利用率を実現できる．

マルチキャリア変調では，N 個の一次変調信号 $X_n(n = 0, \cdots, N-1)$ をマルチキャリア化することにより

$$g_n(t) = Re[X_n \exp(j2\pi f_n t)] \tag{2.20}$$

となる．ここで，X_n は複素ベースバンド信号，f_n は n 番目のサブキャリアの周波数である．キャリア同士の干渉を抑えるために n 番目と $n+1$ 番目のサブキャリアが直交となる条件は，$s_n(t)$ と $s_{n+1}(t)$ の相互相関が 0 になることである．つまり，X_n のシンボル周期を T，隣接するサブキャリア間の周波数間隔を Δf とすると，相互相関の条件式は次式で与えられる．

$$E[s_n(t)s_{n+1}(t)] = \int_0^T s_n(t)s_{n+1}(t)dt = 0 \tag{2.21}$$

これを満たす Δf は，

$$\Delta f = k/T \quad (k = 1, 2, \cdots) \tag{2.22}$$

となる．すなわち，最小のサブキャリア周波数間隔は $\Delta f = 1/T$ となり，この状態を OFDM と呼ぶ．

OFDM の特徴として，

- 周波数選択性フェージング伝送路に対して強い．
- 誤り訂正符号と組み合わせることによって周波数ダイバーシチ効果が得られる．
- 単一周波数ネットワーク（SFN, Single Frequency Network）が構築でき，周波数利用効率を向上できる．

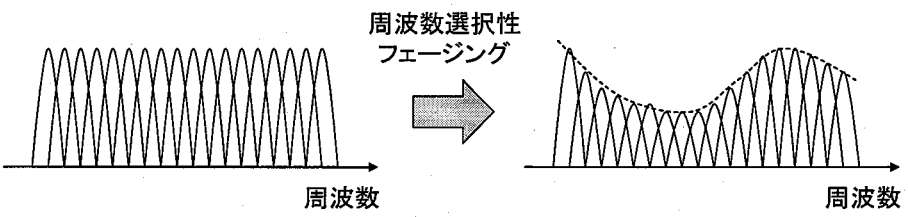


図 2.6: OFDM 変調信号

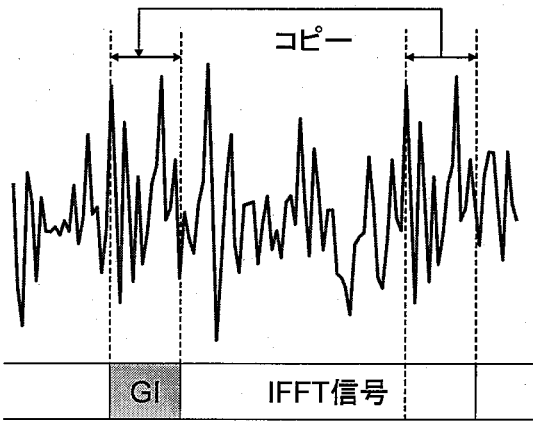


図 2.7: GI の付加

- サブキャリアごとに変調方式を変えることができ，伝送パラメータの柔軟な設定が可能.
- 送信信号の包絡線変動が大きく，線形アンプが必要.
- 周波数オフセット，位相雑音に対して比較的弱い.

などがある.

ところで，OFDM では 1 シンボル長が長いため ISI の影響を受けにくくなるが 0 ではない．そこで，図 2.7 のように，OFDM 変調信号は，遅延波 IFFT 出力信号（時間波形）の後段部分の波形を先頭にコピーして作られる．このコピーされた波形は，GI（guard interval）または CP (Cyclic Prefix) と呼ばれ，遅延波による ISI が GI 内で吸収されるように GI 長を設計する．受信側では，GI 部分を除去した後に FFT 処理を行うことで，ISI の影響を全く受けない状態にすることができる.

GI による ISI 除去のしくみを図 2.8 に示す．直接波と遅延波を受信する際，シンボルの最初の部分に一つ前のシンボルの信号が混入するが，復調時にはガードインターバルを取り除くため，復調に必要な有効シンボルは遅延波による影響がないことがわかる．ただし，GI 長を大きくしていくとその分伝送効率は劣化し，また有効電力が減少し雑音に対して弱くなるため，適当な長さを選択する必要がある.

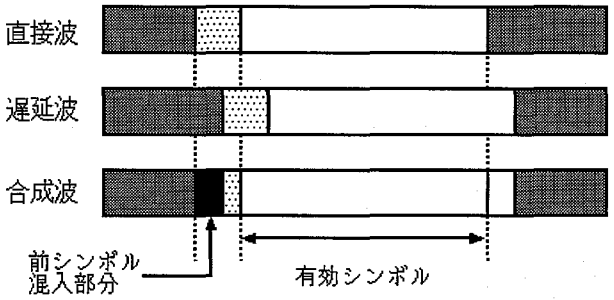


図 2.8: GI による ISI 除去の効果

2.3.2 システム構成

図 2.9 に誤り訂正符号を用いた OFDM 信号の伝送系を示す．誤り訂正符号化された送信データはインタリーブによって並び替えられ，各サブキャリア毎に変調（デジタル信号のマッピング）された後，IFFT 処理で時間軸波形に変換される．その後 GI を付加し送信される．各サブキャリアが帯域制限されていない場合，その各サブキャリアのスペクトルは SINC 関数となり，帯域外に電力が漏れる．この帯域外特性を抑えるため，OFDM シンボルごとにランプ処理を施す場合がある．

受信機では，GI を除去した後，FFT により再び周波数軸上の信号に変換・分離される．デインタリーブ処理で各サブキャリア信号をランダム化した後，誤り訂正処理をすることで周波数ダイバーシチ効果が得られ，誤り率特性が向上する．OFDM 復調部の主な同期系処理として，タイミング同期 (FFT 窓制御)，周波数同期 (AFC, Automatic Frequency Control) などがある．

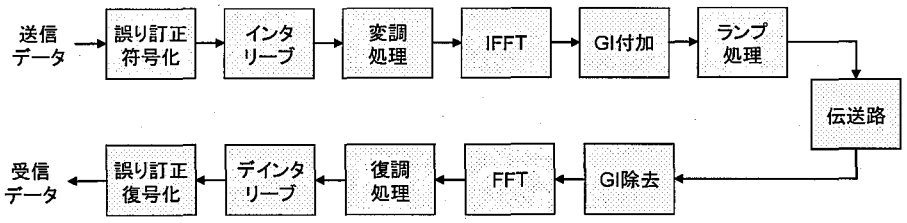


図 2.9: OFDM 伝送系のブロック図

タイミング同期 (FFT 窓制御)

OFDM 信号は，FFT 処理を行うため，事前に前のシンボルが遅延波によって漏れ込んでいる GI 部分を除去し (GI 除去処理)，FFT 処理する部分を抽出する必要がある．このタイミング同期には下記のような方式がある．

- プリアンブル繰返し部分の自己相関処理を行い，相関パルス位置を用いて設定．
- プリアンブルの既知時間波形を記憶し，受信信号との相関処理を行い，得られた相関パルスを用いて設定．

- GI と OFDM シンボル後段との相関処理を行い，得られた相関パルスを用いて設定．

周波数同期 (AFC, Automatic Frequency Control)

周波数オフセットがある場合の FFT 処理出力，第 n キャリアの受信信号 $U(n)$ は，次の式で表され，周波数オフセットに起因するサブキャリア間干渉 (ICI, Inter-Carrier Interference) が発生する．

$$U(n) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} d(k)\frac{\sin\pi(n-k-a)}{\sin\frac{\pi(n-k-a)}{N}} \cdot \exp\left\{j(N-1)\frac{\pi(n-k-a)}{N}\right\} \tag{2.23}$$

ここで，$d(k)$ は第 k キャリアの変調信号，a はサブキャリア間隔で正規化した周波数オフセット量である．OFDM 信号では，この ICI が大きな劣化要因となるため，FFT 前に抑圧する必要がある．

受信信号から周波数オフセットを検出する方式は，プリアンブルの繰返し波形部分で相関処理を行い，相関パルスの位相回転量から周波数偏差を計算する．プリアンブル繰返しパターンで相関処理を取った場合の周波数オフセットの計算量を次に示す．

$$\Delta\zeta = \frac{1}{L}\arg\left\{\sum_{k=0}^{L-1} r(k)^* \cdot r(k+L)\right\} \tag{2.24}$$

ここで，$\Delta\zeta$ は周波数偏差による 1 サンプル当りの位相回転量，L はサンプル繰返しパターン長，$r(k)$ は受信信号時間波形である．繰返し部分として，GI と OFDM 信号後半部分の繰返し波形を利用する方法もある．また，何本かのサブキャリアに既知パターンを挿入し（パイロットキャリア），その位相回転などより残留周波数偏差や位相雑音の影響を補償する方式もある．

伝送路推定，検波

サブキャリアが差動符号化されている場合は，サブキャリアごとに遅延検波を行う．一方，16QAM など多値変調を同期検波する場合は，あらかじめ送信信号に挿入される既知信号系列 (パイロット信号) を抽出して，フェージングによる各サブキャリア毎の伝送路歪を推定し，その逆特性をかけることで歪補償を行う．パイロット信号の挿入方法として，ある OFDM シンボルのすべてのサブキャリアに載せる方法 (preamble 型)，特定のサブキャリアに既知系列を載せる方法 (pilot subcarrier 型)，時間方向およびサブキャリア方向に特定の周期で間引きながら配置する方法 (scattered pilot 型) 等がある．

2.4　スマートアンテナ

第 2.3.1 節と同様，周波数選択性フェージングの対策として，アダプティブアレーやダイバーシチなど複数のアンテナを利用した空間領域の信号処理がある．一般に，SNR(信号対雑音電力比) を改善するために，アンテナを切り替えたり，各アンテナ素子の受信信号を重み付け合成するものをダイバーシチと呼び，所望波をとりこみ不要波を除去する目的でアンテナの指向性を電波環境に適応して制御するものをアダプティブアレーと呼ぶが，本論文ではこれらを総括してスマートアンテナと定義する．

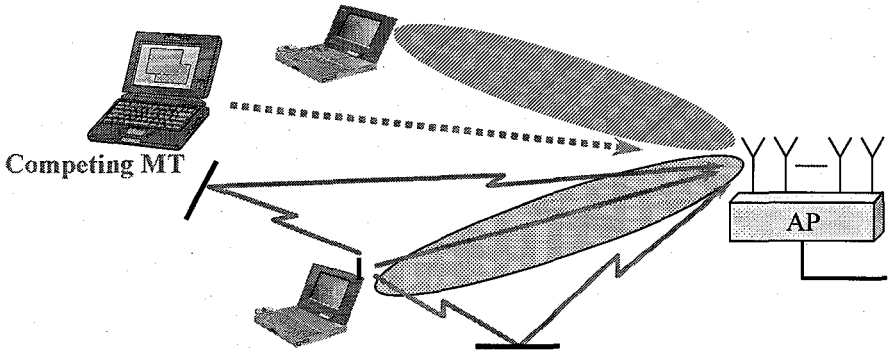


図 2.10: スマートアンテナの概念

スマートアンテナの概念を図 2.10 に示す．スマートアンテナは，アレーアンテナの信号の位相や振幅を変えることで，ビームおよびヌルを形成し，高利得化，干渉抑圧を図る．ここで抑圧できる干渉とは，遅延波に起因する ISI だけでなく，同一チャネル干渉 (CCI) も除去することができる．これにより，次のような効果が得られる．

- システム容量の増大 ··· 干渉除去によって TDMA では周波数繰り返し距離を短くできる．また，符号分割多元接続 (CDMA, Code Division Multiple Access) ではシステム容量が多重干渉量に依存するため大きな効果あり．
- カバレッジの拡大 ··· ビームの指向性制御によって実現．
- マルチパスの低減（周波数選択性フェージング対策） ··· 品質向上につながる．また遅延波による影響も取り除けるので伝送速度のさらなる高速化も可能となる．
- 伝送速度の高速化 ··· 複数アンテナを利用した SDM (Space Division Multiplexing) または Space-Time coding により，スループットの向上が図れる．
- 位置情報サービスへの利用 ··· アレーアンテナを使って到来方向 (DOA, Direction Of Arrival) を推定できる．
- セキュリティの向上 ··· ユーザと同じ方向にいなければ傍受／妨害できないので，安全な通信回線を確保できる．
- 周波数利用効率の向上 ··· SDMA による多重化によって同一周波数を用いるエリア面積を拡大できる．

スマートアンテナが導入される環境も様々であり，一般的に効果が高いと考えられているセルラー環境だけでなく，マイクロセル環境や衛星通信，放送システム，さらに伝搬路環境が複雑な室内無線 LAN への応用も考えられる．特に，2.4GHz 付近の ISM (Industrial, Scientific and Medical) 帯では，IEEE802.11b/g 規格の無線 LAN だけでなく，Bluetooth や電子レンジ，無線 POS(Point Of Sales) 等が共存するため，非常に劣悪な干渉の存在が予想され早急な対策が必要である．

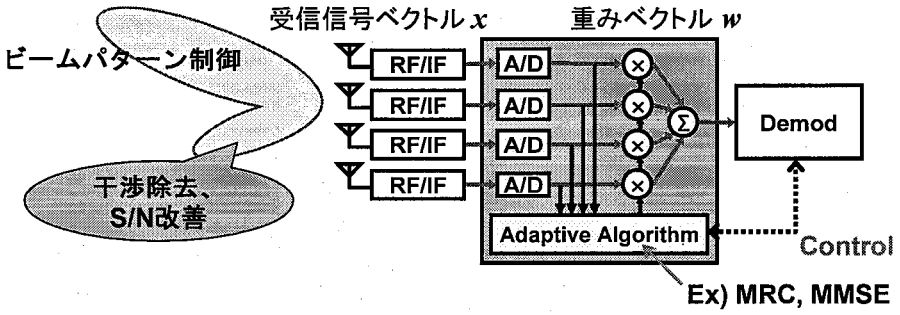


図 2.11: DBF の構成

2.4.1　受信用スマートアンテナ

- RF/IF/BB での実現

  スマートアンテナの最大の課題として，複数系統の高周波フロントエンド部およびデジタル処理が必要となるため，低消費電力化、回路規模削減が重要である．ABF の場合，無線周波数帯 (RF, Radio Frequency) や中間周波数帯 (IF, Intermediate Frequency) でウェイトの重み付け合成が可能である．RF で行うと装置規模は小さくなるが，高周波回路で重み付けを行うため，特にヌルパターン制御など高精度が求められる場合にはデバイスの性能面や価格面で困難を伴う．また，ウェイトの計算のために重み付け合成後の信号しか用いることができないため，適用するアルゴリズムに制限がある．

  IF 帯で行う場合には，RF 制御に比べて回路仕様は緩和されるが，中間周波数にダウンコンバートするまでのアナログ回路はアンテナ素子数分必要となる．

  DBF の場合，主に IF あるいは BB での制御が行われ，高周波フロントエンド部および A/D 変換器，D/A 変換器までがアンテナ素子分必要となり，装置規模の点では不利である．しかし様々なアルゴリズムを適用できるメリットがある．特に，近年の研究では，ソフトウェア無線の概念が広まり，またデジタルデバイスの進歩により高度なデジタル信号処理を比較的高速に実現できるようになってきたことから，高精度で柔軟性に優れる DBF 方式が主流となりつつある．この場合，第 2.4.3 節にて解説する基本的なアルゴリズムに他の適応信号処理を組み合わせることが多い．

- アレー形状

  等間隔リニアアレー (ULA) や円形配置アレー (CLA) がよく検討されており，しばしば不等間隔アレーの検討もある．波長によってアレーサイズの大きさが決まる．

- アンテナ間隔とビーム幅

  通常，半波長間隔でアンテナ素子を配置する．ビーム幅はアレー形状やアンテナ素子数に依存するが，アンテナ素子数分のビーム数が存在．アンテナ間隔とビーム幅 ··· 半波長間隔が多い．間隔を離しすぎるとビーム幅が狭くなるが，グレーティングローブが発生．

- mutual coupling

  アンテナ同士を近づけ過ぎると逆に相互結合が顕著になってくるため，アンテナの指向性パターン特性が劣化する．

2.4.2 送信用スマートアンテナ

基本的には受信信号処理フローの処理順序を逆にした構成となる．Duplex 方式によって送信ウェイトの求め方が異なる．

TDD の場合 送受信（あるいは上り/下り回線）のおける伝搬路特性の可逆性を利用することができる．伝搬路変動速度次第では，受信ウェイトの外挿補間あるいは推定によって送信ウェイトを求めることが必要．

FDD の場合 基本的に上り/下り回線の使用周波数が異なるため，送受信時の伝搬路特性は異なる．ゆえに下記のような方式が提案されている．

- ビーム指向性の劣化を許容して，受信ウェイトをそのまま適用
- 送信用最適ウェイトを計算する
- DOA の情報に基づいて指向性パターンを生成
- 受信ウェイトによる指向性ビームパターンを用いて周波数ずれ分を補正
- 送信回路内あるいは送受信系全体で形成されるフィードバックループを用いる

キャリブレーションの必要性

スマートアンテナ装置は送受信回路に複数系統の高周波アナログ回路を備えるが，素子毎に特性のばらつきがあり，さらに温度・時間・経年変動が生じる．このような素子特性のばらつきによって，素子毎の振幅・位相偏差が生じ，特に送信時に設定した送信ウェイトで所望波の指向性を実現できなくなる．解決方法として較正（calibration）が必須であり，様々な方法が提案されている．

1. 遠方解と基準信号を送受信して校正する方法
2. 装置内部に基準信号発生器を配置して校正する方法
3. TDD で送信信号を受信部に帰還して校正する方法

EIRP による送信パワー制限

様々な無線システムの規格では EIRP (Equivalent Isotropic Radiation Power)，すなわち最大放射方向の等価等方放射電力によってアンテナ端の送信電力が規定されており，このため指向性利得によるメリットが消滅することがある．

表 2.1: 代表的なウェイト制御アルゴリズム

アルゴリズム	所望波と干渉波の区別	ウェイト制御の原理	特徴
MMSE	波形	平均二乗誤差最小化	適応領域が広い，参照信号（所望波のレプリカ）必要
チャネル応答推定に基づく制御	アレー応答ベクトル	Zero-forcing	各入射波のアレー応答ベクトル必要
DCMP	DOA	出力電力最小化 (所望波方向への応答拘束)	所望波の DOA 必要
MSN	DOA	SN 比最大化	所望波の DOA 必要
CMA	—	出力の包絡線一定	所望波抑圧の可能性あり
PI	電力	出力電力最小化	大電力信号抑圧，所望波抑圧の可能性あり

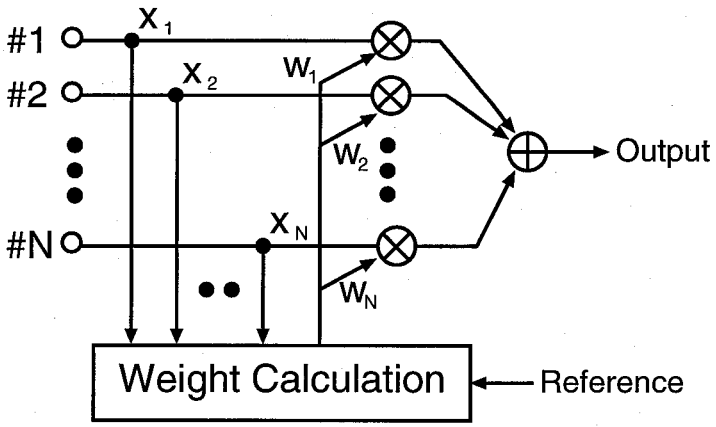


図 2.12: アダプティブアレーアンテナ

2.4.3　適応アルゴリズム

本節では，様々なアダプティブアレーの適応アルゴリズムを紹介する．表 2.1 に主なウェイト制御アルゴリズムの特徴をまとめる．

特に防衛用途や衛星通信，固定通信用途などで妨害波除去や信号強調，指向性利得向上のために様々なアルゴリズムが採用されているが，このうち，本論文で用いる MMSE および CMA アルゴリズムについて以下に詳述する．

アダプティブアレーアンテナは，複数のアンテナ素子の出力の位相と振幅を制御して合成する信号処理方法であり，これによって，比較的レベルの大きい干渉波存在下において，希望波の到来方向にビームを向け，また干渉波の到来方向にヌルを向けるように動作する [56]．受信信号の位相と振幅を制御して合成することは，図 2.12 に示すように各アンテナ素子出力を複素重み付け

することと等価である．時刻 t における j 番目のアンテナ素子の受信信号を $x_j(t)$，複素ウェイトを $w_j(t)$ とすると，アダプティブアレー出力 $y(t)$ は次式で与えられる．

$$y(t) = \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{x} \tag{2.25}$$

$$\boldsymbol{x} = (x_1(t), x_2(t), \cdots, x_N(t))^T \tag{2.26}$$

$$\boldsymbol{w} = (w_1(t), w_2(t), \cdots, w_N(t))^T \tag{2.27}$$

ここで，^{T}，^{H} はそれぞれ行列の転置，共役転置を表す．文献によっては，$y(t) = \boldsymbol{w}^T \boldsymbol{x}$ と書かれていることもあるが，以下に示す式の記述においてベクトルの複素共役の位置が変わることを除いて，本質的に求める方法は変わらない．

この重み係数ベクトルは，合成後の信号が予め定められた規範を満たすように制御される．MMSE では，アレー出力の平均二乗誤差 $|e(k)|^2$ を評価関数 J としてこれを最小化する規範をもつ．

$$J = E[|e(k)|^2] \tag{2.28}$$

$$\frac{\partial J}{\partial \boldsymbol{w}} = 0 \tag{2.29}$$

最適な重み係数ベクトルは，Wiener-Hopf の方程式

$$\boldsymbol{w}_{opt} = \boldsymbol{R}_{xx}^{-1} \boldsymbol{r}_{xd} \tag{2.30}$$

を解くことにより求められる．ただし，

$$\boldsymbol{R}_{xx} = E[\boldsymbol{x}\boldsymbol{x}^H] \tag{2.31}$$

$$\boldsymbol{r}_{xd} = E[\boldsymbol{x}d^*] \tag{2.32}$$

である．d は参照信号系列を表し，* は要素の複素共役を表す．また，$E[\boldsymbol{a}]$ は $\boldsymbol{a}$ の期待値を表す．

式 (2.30) の最適な重み係数ベクトルを求めるには，逆行列計算を含む膨大な計算量を必要とする為，実際には計算量の少ない逐次更新型の適応アルゴリズムが適用されることが多い．

例えば，MMSE 制御の代表的なアルゴリズムで，最急降下法 (Gradient 法) に基づいて逐次ウェイトの計算を行う LMS (Least Mean Square)[56] がある．LMS アルゴリズムでは，事前知識として希望信号のレプリカを必要とし，制御の評価関数として参照信号に対するアレー出力の誤差 $e(k)$ を用いる．誤差信号は次式で与えられる．

$$e(k) = d(k) - y(k) \tag{2.33}$$

ただし，$d(k)$ は既知の参照信号列である．

MMSE 制御では，この誤差信号の 2 乗平均値 $E[|e(k)|^2]$ を評価関数として，これを最小にするように各アンテナ素子のウェイトを更新していく．LMS では，期待値の部分を受信信号の瞬時値で代用して，以下の更新式が得られる．

$$\boldsymbol{w}(k+1) = \boldsymbol{w}(k) + \mu \boldsymbol{x}(k) \varepsilon^*(k) \tag{2.34}$$

ここで，μ はステップ定数と呼ばれ，ウェイトの収束性に影響を与えるパラメータである．また，デジタル信号処理によるアダプティブアレーでは，サンプリング後のデジタル信号を用いて演算を行うため，式 (2.34) は時刻 k について，1 シンボル毎にウェイト計算が施される．

この他にもアダプティブアレーで用いられるアルゴリズムとして，以下のようなものが挙げられる．

- CMA (Constant Modulus Algorithm)

  逐次更新型のアルゴリズムで，処理量はLMSとほぼ同じくらいであるが，信号自体のもつ性質（定包絡線）を利用するため，参照信号を必要としない．情報以外に長いユニークワード等を使用できないフォーマットの通信方式等では有効である．定包絡線の変調方式への適用に向いているが，干渉波が大きいときには干渉波にビームを向け，所望波にヌルを向ける可能性があるという問題もある．

  CMAは定包絡線信号用のアルゴリズムで参照信号を必要としない特徴をもつ．このアルゴリズムでは，評価関数はその最急降下法による重み更新勾配が次式のようにパラメータ p, q によって多様に定義される [56].

$$J_{pq} = E[||y|^p - \sigma^p|^q] \tag{2.35}$$

  σ は所望信号の包絡線値である．また，p, q は正の整数で通常1または2の値をとるが，収束点の安定性から q=2 をとることが多い．この評価関数を最小化するようにウェイトを更新，決定する．よって，ウェイト更新式は以下のようになる．

$$\boldsymbol{W}(k+1) = \boldsymbol{W}(k) - \mu\varepsilon^*(k)\boldsymbol{X}(k) \tag{2.36}$$

$$\varepsilon = y - \sigma y/|y| \quad (J_{12}\text{の場合}) \tag{2.37}$$

$$\varepsilon = y(|y|^2 - \sigma^2) \quad (J_{22}\text{の場合}) \tag{2.38}$$

- N-LMS (Normalized LMS)

  LMSでは，ステップ定数の決定は非常に慎重に行われるべきである．チャネル時変の非定常状態または動特性のときには，特にステップ定数の選択が困難である．そこで，ステップ定数を可変量としたアルゴリズムがN-LMSである．具体的には，入力信号の瞬時値の2-ノルムに反比例するステップ定数を用いる．

- RLS (Recursive Least Squares)

  前記の各アルゴリズムはすべて最急降下法に基づいているが，最急降下法は入射波の到来角が接近していたり，各到来波の電力比が大きい場合，収束が極端に遅くなるという欠点がある．これを相関行列の固有値分散問題と呼ぶが，この解決策としてRLSがある．

  RLSは最適解を求める式(2.30)の逆行列演算を簡単化するために，補助定理を用いて再帰的に逆行列演算を行うように展開した手法である．更新式はLMSの更新式と類似の形式であるが，更新量が可変の値 $\boldsymbol{K}_k$ で制御されているため，LMSアルゴリズムと比較して収束速度が大きいという特長をもつ．計算の複雑さでは圧倒的にRLSアルゴリズムが劣っているが，収束速度を重視するようなアプリケーションでは一般的に使用されている．

- SMI (Sample Matrix Inverse)

  上述したアルゴリズムはすべて最適解を近似的に逐次更新によって求める方法であったが，近年の計算機能力の進歩により，デジタル信号処理において，最適解を直接計算することが可能になってきた．SMI は，有限サンプルを用いて式 (2.30) の相関行列の逆行列とベクトルの積を求める方法である．このとき期待値計算はサンプル平均となる．

上記各アルゴリズムの概要を表 2.2 に示す．演算量は 1 更新あたりの複素乗算の回数で定義しており，n はアンテナ素子数を表す．一般にアンテナ素子数が増えると以下の順で処理量が大きくなる．

$$\text{CMA, LMS} < \text{N-LMS} < \text{RLS} < \text{SMI}$$

また処理量とは逆に，最適ウェイトが求まるまでの収束速度は以下の順になる．

$$(\text{SMI} \leq) \text{RLS} < \text{N-LMS} < \text{CMA, LMS}$$

表 2.2: 主な適応アルゴリズムの特徴

アルゴリズム	CMA	LMS	N-LMS
特徴	定包絡線信号用	任意波形で適用可	ステップ定数可変 LMS
最適化手法	最急降下法	最急降下法	最急降下法
参照信号	不要	必要,long	必要,middle
計算過程	$\boldsymbol{W}_{k+1} = \boldsymbol{W}_k - \mu \boldsymbol{X}_k \varepsilon^*$ $\varepsilon = y - \sigma y/\lvert y \rvert$ 適切な μ の選択必要 σ:包絡線レベル	$\boldsymbol{W}_{k+1} = \boldsymbol{W}_k + \mu \boldsymbol{X}_k e^*$ $e = d - y$ 適切な μ の選択必要 d:参照信号波形	$\boldsymbol{W}_{k+1} = \boldsymbol{W}_k + \mu \boldsymbol{X}_k e^*$ $e = d - y$ $\mu = \frac{1}{\lVert \boldsymbol{X}_k \rVert^2}$
計算方法	サンプル毎に逐次処理		
演算量 (乗算回数) 収束速度	少 $n+2$ × 遅い	少 $n+1$ × 遅い	少 $2n+1$ △
干渉抑圧度	△ 干渉波電力大のとき×	○	○
固有値分散問題	× DOA 近接時収束遅	×	×

アルゴリズム	RLS	SMI
特徴	カルマンフィルタ	最適解計算
最適化手法	再帰的最小 2 乗法	直接解法
参照信号	必要,short	必要,short
計算過程	$\boldsymbol{W}_{k+1} = \boldsymbol{W}_k + \boldsymbol{K}_k e^*$ $e = d - y$ $\boldsymbol{K}_k = \frac{\boldsymbol{P}_{k-1}\boldsymbol{X}_k}{\boldsymbol{X}_k^H \boldsymbol{P}_{k-1} \boldsymbol{X}_{k+\lambda}}$ $\boldsymbol{P}_k = \frac{1}{\lambda}\{\boldsymbol{P}_{k-1} - \boldsymbol{K}_k \boldsymbol{X}_k^H \boldsymbol{P}_{k-1}\}$ $\boldsymbol{P}_0 = \delta \boldsymbol{I}$ (δ: 正定数) λ: 忘却係数 ($0 < \lambda < 1$)	$\boldsymbol{W}_{opt} = \boldsymbol{R}_{xx}^{-1} \boldsymbol{r}_{xd}$ $\boldsymbol{R}_{xx} = E[\boldsymbol{X}\boldsymbol{X}^H]$ $\boldsymbol{r}_{xd} = E[\boldsymbol{X}d^*]$
計算方法	サンプル毎に逐次処理	一回の処理
演算量 (乗算回数)	中 $3n^2 + 3n + 1$	大 $n^3 + 2n^2 + n$
収束速度	○	−
干渉抑圧度	○	○
固有値分散問題	○	○

2.4.4 高分解能到来方向推定法

上述したアダプティブアレーと異なり，電波の到来方向を推定し，その方向に対してビームやヌルを向ける方法がある．この場合，特にヌル方向制御のためには精度の高い DOA 推定技術が必須となる [56]-[58]．ここでは高分解能 DOA 推定アルゴリズムとして知られている MUSIC と ESPRIT について説明する．

表 2.3: MUSIC と ESPRIT の比較

	MUSIC	ESPRIT
基本原理	ヌル走査	干渉計 (回転不変)
アレー形状	任意	リニアアレーまたは 2 つの同形任意アレー
主な計算	固有値分解 + 方向サーチ	3 度の固有値分解

MUSIC (MUltiple SIgnal Classification) 法 [59] は 1979 年に R. O. Schmidt により提案され，信号部分空間と雑音部分空間の直交性を利用して $\boldsymbol{a}(\theta_i)$ を求め，

$$\sum_{n=L+1}^{K} |\boldsymbol{e_n}^H \boldsymbol{a}(\theta)|^2 = 0 \tag{2.39}$$

となる $\boldsymbol{a}(\theta)$ を探す (方向サーチ) アルゴリズムである．このとき，MUSIC スペクトラムは L 個のピークを持ち，そのピークが示す角度が所望の DOA θ となる．

一方，ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques)[60] は 1986 年に Stanford 大の R. Roy により提案されたアルゴリズムであり，回転不変式 (rotational invariance) を用いて，アレー全体の平行移動によって生じる各波の位相回転 Φ を求める．

$$J_2 A = J_1 A \Phi \tag{2.40}$$

ここで，J_1 は A の $1 \sim (K-1)$ 行目までの各要素を抽出する $(K-1) \times K$ 行列，J_2 は A の $2 \sim K$ 行目までの各要素を抽出する $(K-1) \times K$ 行列である．

$$\begin{cases} \Phi = diag\,[\,\exp(j\phi_1), \exp(j\phi_2), \cdots, \exp(j\phi_L)\,] \\ \phi_i = \dfrac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta_i \end{cases} \tag{2.41}$$

これより，θ_i が求まる．$diag$ は対角行列を表す．

いずれもアレーアンテナで受信した信号による相関行列の固有値分解を基本としており，ビーム走査を基礎とする従来の DOA 推定方法に比べて，高い分解能を達成することができる．

アンテナ素子数 K のアレーアンテナでの受信信号 $\boldsymbol{X}$ の相関行列を S とする．S の固有値を $\{\lambda_1, \cdots, \lambda_K\}$，それに対応する固有ベクトルを $\{\boldsymbol{e_1}, \boldsymbol{e_2}, \cdots, \boldsymbol{e_K}\}$，$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \cdots \geq \lambda_L > \lambda_{L+1} = \cdots = \lambda_K = \sigma^2$ とするとき，σ^2 より大きな固有値 $(\lambda_1, \cdots, \lambda_L)$ に対応する固有ベクトル $\{\boldsymbol{e}_1, \boldsymbol{e}_2, \cdots, \boldsymbol{e}_L\}$ が張る空間を信号部分空間，σ^2 と等しい固有値 $(\lambda_{L+1}, \cdots, \lambda_K)$ に対応する固有ベクトル $\{\boldsymbol{e}_{L+1}, \boldsymbol{e}_{L+2}, \cdots, \boldsymbol{e}_K\}$ が張る空間を雑音部分空間と呼び，次の性質がある．

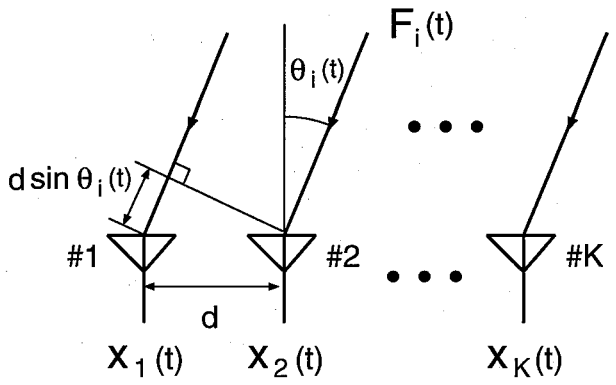


図 2.13: アレー受信の様子

1. 信号部分空間は，各到来波の方向ベクトル $\boldsymbol{a}(\theta_i)$ が張る L 次元部分空間と一致する．
2. 信号部分空間と雑音部分空間は直交する．

検討を容易にするため，等間隔リニアアレーを仮定し，到来波数は L とする．このときアレーアンテナの受信信号ベクトル $\boldsymbol{X}(t) = [x_1(t), x_2(t), \cdots, x_K(t)]$ は図 2.13 より次式で表される．

$$\boldsymbol{X}(t) = A\boldsymbol{F}(t) + \boldsymbol{N}(t) \tag{2.42}$$

ここで，

$$\begin{aligned}
&\boldsymbol{F}(t) = [\, F_1(t), F_2(t), \cdots, F_L(t)\,]^T \\
&A = [\, \boldsymbol{a}(\theta_1), \boldsymbol{a}(\theta_2), \cdots, \boldsymbol{a}(\theta_L)\,] : \text{方向行列 } (K \times L \text{ 行列}) \\
&\boldsymbol{a}(\theta_i) = \left[\, 1, \exp\left\{ j\frac{2\pi d}{\lambda}\sin\theta_i \right\}, \cdots, \exp\left\{ j\frac{2\pi(K-1)d}{\lambda}\sin\theta_i \right\} \right]^T : \text{方向ベクトル} \\
&\boldsymbol{N}(t) = [\, n_1(t), n_2(t), \cdots, n_K(t)\,]^T : \text{内部雑音ベクトル．}
\end{aligned}$$

ただし，$F_i(t)$，θ_i はそれぞれ第 i 波の複素振幅と DOA，d はアレー素子間隔，λ は波長とする．また，$n_j(t)$ は第 j 素子における内部雑音で，平均 0，分散 (雑音電力)σ^2 である．

MUSIC

1. 受信信号$\boldsymbol{X}(t)$ の自己相関行列 S を計算する．

$$S = E[\boldsymbol{X}(t)\boldsymbol{X}^H(t)] = APA^H + \sigma^2 S_0 \tag{2.43}$$

2. $S\boldsymbol{e} = \lambda S_0 \boldsymbol{e}$ の固有値問題を解く．
   固有値 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \cdots \geq \lambda_L > \lambda_{L+1} = \cdots = \lambda_K = \sigma^2$ が得られ，σ^2 より大きい固有値の数 = 到来波数 L.

3. MUSIC スペクトラム P_{MU} のピーク探索によって，DOA θ_i を推定する．

$$P_{MU}(\theta) = \frac{\boldsymbol{a}^H(\theta)\boldsymbol{a}(\theta)}{\sum_{n=L+1}^{K} |\boldsymbol{e}_n{}^H \boldsymbol{a}(\theta)|^2} \tag{2.44}$$

4. P の対角成分より，各到来波の電力を得る．

$$P = (A^H S_0^{-1} A)^{-1} A^H S_0^{-1} (S - \sigma^2 S_0) S_0^{-1} A (A^H S_0^{-1} A)^{-1} \tag{2.45}$$

ESPRIT

1. MUSIC の 1. ~ 2. と同じ計算を行う．
2. 回転不変式 $J_2 A = J_1 A \Phi$ ⋯(A) の Φ を求める．
   (a) $E_s = S_0[\boldsymbol{e}_1, \boldsymbol{e}_2, \cdots, \boldsymbol{e}_L] = AT$ を (A) 式に代入した式

$$J_2 E_s = J_1 E_s \Psi \qquad \cdots (\mathrm{B})$$

   の Ψ を求める．なお，行列 J_1, J_2 は次式の $(K-1) \times K$ 行列で表される．

$$J_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$J_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix}$$

   (b) $\Phi = T \Psi T^{-1}$ の固有値問題を解く．このとき $\Phi = diag\,[\,\psi_1, \psi_2, \cdots, \psi_L\,]$ で表せる．
3. Φ の対角成分を用いて，DOA θ_i を求める．

$$\theta_i = \sin^{-1}\{\frac{\lambda}{2\pi d} \arg(\psi_i)\} \tag{2.46}$$

4. S の固有値 $\lambda_1 \sim \lambda_L$ を用いて，P の対角成分より，各到来波の電力を得る．

$$P = T[\Lambda_s - \sigma^2 I_L] T^H \tag{2.47}$$
$$\Lambda_s = diag[\lambda_1, \lambda_2, \cdots, \lambda_L]$$
$$I_L : L \text{ 次単位行列}$$

MUSIC や ESPRIT では，相関の高い波が到来した場合，例えば遅延時間の短い遅延波が到来すると，各波のインコヒーレント性が失われて DOA 推定精度が劣化する．この対策として，相関行列 S を部分行列に分けて，各要素の平均をとる空間スムージング法がある．

2.5　結言

本章では，まず無線通信システムの伝搬路特性の特徴について述べ，広帯域信号伝送に伴う周波数選択性フェージングに関して考察した．次に，周波数選択性フェージング環境における高速伝送に適した形態であるOFDM方式について解説した．また，通信品質の向上，周波数利用効率の改善技術として，複数のアンテナの送受信信号を適応制御することによって遅延波や干渉波を低減するスマートアンテナおよびそれに関連する到来方向推定技術を取り上げ，その動作メカニズムについて解説した．特に，スマートアンテナの重要な課題として，低消費電力化、回路規模削減などコスト削減手法の重要性を示し，本研究の意義を明確にした．

第3章

TDMAシステム用時空間等化スマートアンテナ

3.1 緒言

本章では，TDMAシステムにおける周波数リソースの有効活用のために，マルチビーム型アダプティブアレーとパスダイバーシチを組み合わせた時空間等化を行う基地局用スマートアンテナを提案する．指向性アンテナをその指向性パターンが互いに重複するように円形配列することで性能改善と演算量低減を図ることを明らかにする．さらに，同受信機構成を利用した送信用スマートアンテナの提案を行い，提案方式が，特に，伝搬路の可逆性が成立しないFDDシステム用として有効であることを明らかにする．また，フェージング下の伝送特性について理論的解析および計算機シミュレーションにより検討する．

3.2 指向性アンテナを用いた時空間等化受信方式

3.2.1 基地局用スマートアンテナにおける課題

近年，移動通信の分野では，多大な情報量をもつ非音声サービスのための数Mbit/s以上の高速伝送の実現や，急増するユーザを収容するための周波数有効利用を目指して，さまざまな適応信号処理技術の研究開発が進められている．これらの適応信号処理技術の中でも，アダプティブアレー[4, 56]は，所望波の到来方向にビームを向け，かつ同一チャネル干渉(CCI)の到来方向にヌルパターンを形成し抑圧するため，システム容量の増大をターゲットとした基地局用適応信号処理として有効である[25, 61, 62]．このようなアダプティブアレーの空間領域における信号処理により，送信電力の低減や適応ゾーン構成[63]が可能となり，更には，空間的な位置の異なるユーザに同一チャネルを割り当てるSDMA[12]による周波数資源の有効利用が期待できる．

他方，伝送速度の高速化がすすむと，(1)マルチパス波の相対遅延時間が長くなり，シンボル間干渉(ISI)によって致命的な波形ひずみが生じる問題，及び(2)リアルタイムでの制御のために信号処理演算を更に高速化しなければならない問題を解決する必要がある．

このうち(1)の問題に関しては，ISIは送信電力を増大させても軽減させることができないが，アダプティブアレーの指向性制御機能によりISIを抑圧することができる[64]．しかし，遅延波成分のエネルギーの有効利用や，所望波と同一方向から到来するCCIやISIの抑圧には，空間領域の信号処理だけでは十分ではなく，時間領域をも含めた適応信号処理(時空間等化処理)が不可欠である[65, 66]．時空間等化処理として，例えば，アダプティブアレーとMLSE等化器(Maximum

Likelihood Sequence Estimation) の組合せ [67]-[70] や，アダプティブアレーとパスダイバーシチの組合せ [71]-[73]，空間ダイバーシチとパスダイバーシチの組合せ [74] などが検討されている．この中でパスダイバーシチを用いた時空間等化方式は遅延波毎に異なるパターンにより各遅延波を分離することが特徴であり，MLSE を用いた方式に比べてハード構成も簡単で実現性も高い．

また，上記 (2) の信号処理演算の高速化の問題に対しては，アダプティブアレーの各アンテナ素子に与える最適な励振ウェイトをいかに速く求めるかという点が課題になる．この課題解決法の一つとして，マルチビームを形成して励振ウェイトをビームスペースで定義し，ビームを選択することによりウェイトの個数を減らし，解の収束を速め，計算量も少なくする方法が提案されている [75].

以上の従来方法に対して，本論文では，上記二つの課題を同時に解決する方法を提案するものである．提案方式は，アダプティブアレーとパスダイバーシチを縦続接続した受信方式において，(1) 指向性を有するアンテナ素子を円形に配列し，N 個の全アンテナ素子中 $K(K < N)$ 個の適当なアンテナ素子を選択し，アダプティブアレー処理によって干渉波抑圧及び遅延波分離を行い，(2) 最小平均2乗誤差アルゴリズムに基づいて遅延波成分を合成するパスダイバーシチを行うこと，が特徴である．また，高速化処理のために，円形配列した指向性アンテナ素子のうち所望信号の電力値が大きいものを選択することによって，励振ウェイトの収束を速め，演算処理時間の短縮化が期待できる．更にこの方法は，FFT 回路等のようにエレメントスペースからビームスペースへ変換するための構成が不必要であり，ハード的にも簡素化される利点を有する．

3.2.2　提案方式の概要

受信機構成

図 3.1 に提案方式の構成を示す．提案方式では，N 個の各アンテナ素子に指向性アンテナを用いるが，図 3.1 では $N = 8$ の場合を示す．隣接アンテナ素子の指向性が互いにある程度重複するように，半値幅の広いビームのものを採用する．

まず，各アンテナ素子の受信信号は，復調部 (demod) において，周波数変換，A/D 変換，フィルタリング，フレーム同期，サンプリングなどの処理が行われる．その後，各アンテナ素子の遅延プロファイル推定部において，相関処理により各素子での遅延プロファイルが作成される．このとき相関処理に用いる参照シンボルはあらかじめ送信信号中に挿入されており，受信側でも既知とする．提案方式では，アクセス方式として TDMA を前提としており，1バーストはプリアンブル部とデータ部から構成される．プリアンブル部には遅延プロファイル作成用の参照シンボルが挿入されており，これらはアダプティブアレー及びパスダイバーシチのウェイト制御にも用いられる．

次に，アンテナ選択部において，各アンテナ素子の遅延プロファイルを比較し，遅延時間 $\tau = \tau_1$ の直接波に着目して，受信電力の大きい指向性アンテナを K 個選択する．同様にして，$\tau = \tau_i (i = 2, 3, \cdots, L)$ の遅延波に対してそれぞれ指向性アンテナを K 個選択する．これによって計算の必要なアダプティブアレーのウェイトは，N 個の無指向性アンテナ素子をすべて用いる方式 [71] では $L \times N$ 個であるのに対して，提案方式では $L \times K$ 個まで低減できる．

上述したアンテナ素子選択方法について一例を示す．図 3.2 に到来波の配置と各アンテナ素子における電力遅延プロファイルの例を示す．ここで，アンテナ素子数は $N = 8$, このうち選択するアンテナ素子数は $K = 3$ とする．ただし，遅延プロファイルは直接波，1シンボル遅延波及び2シン

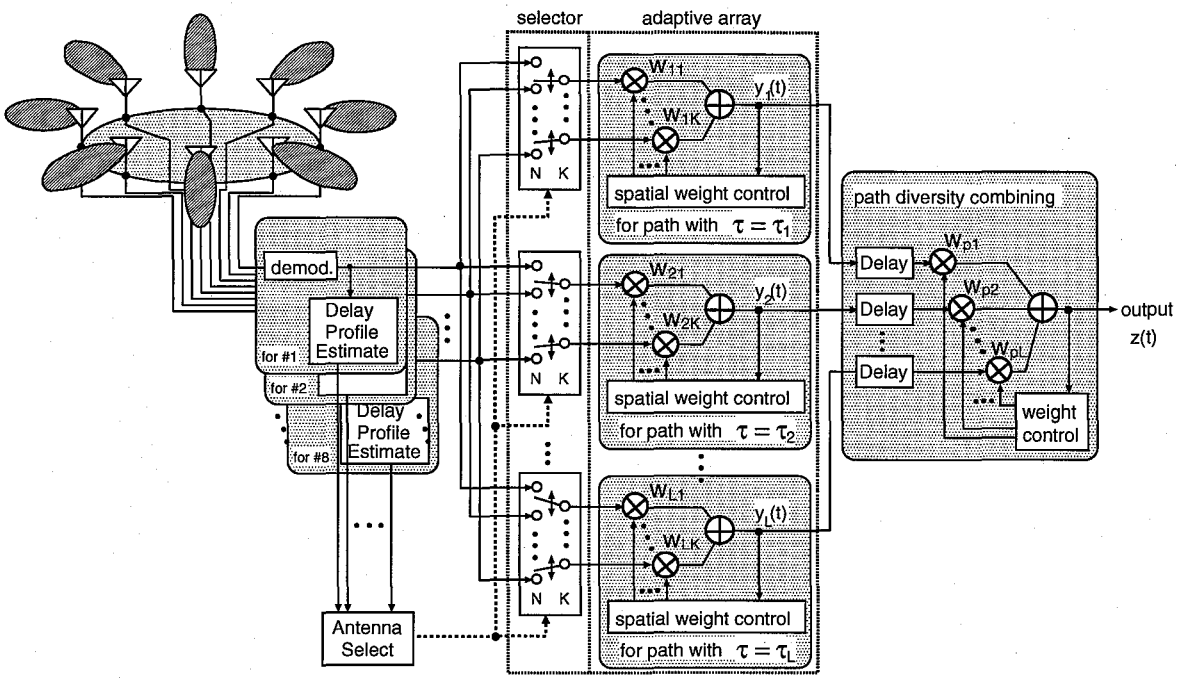


図 3.1: 提案方式の構成

ボル遅延波を観測し ($L = 3$)，その値から判断して，各遅延時間の到来波で電力の大きいものを 8 アンテナ素子中 3 素子だけ選択しアダプティブアレー入力とする．この例では，直接波に対して，#1，#2，#8 を，1 シンボル遅延波に対して，#1，#2，#3 を，2 シンボル遅延波に対して，#3，#4，#5 を選択することになる．

続いて，選択された K 個のアンテナ素子の受信信号を用いて，各遅延波ごとに設けられたアダプティブアレー処理部において空間ウェイトの計算及び重み付けが行われる．このように，最適なアンテナ素子を選択し，素子数を低減することによって，少ない演算量で不要波にビームのヌルを向ける指向性パターンを形成することができ，また各指向性アンテナ素子のビーム幅の外から到来する不要波の大部分を除去することができる．

最後に，パスダイバーシチ合成部において，L 個のアダプティブアレー出力の遅延時間差を補正して，時間領域で重み付け合成する．これによって，すべての到来遅延波成分を抽出・合成し，等価的に所望信号の S/N(信号電力対雑音電力比) を向上させることができるパスダイバーシチ効果が得られる．アダプティブアレー処理及びパスダイバーシチ合成の動作原理については次節で詳述する．

適応信号処理部

アダプティブアレーは，タップ利得を各アンテナ素子のウェイトに置き換えた一種の適応フィルタである．よって得られた最適ウェイトを受信信号に乗積すると，干渉成分を空間的に分離し抑圧するように動作する．時刻 k における j 番目のアンテナ素子の受信信号を $x_j(k)$，複素ウェイ

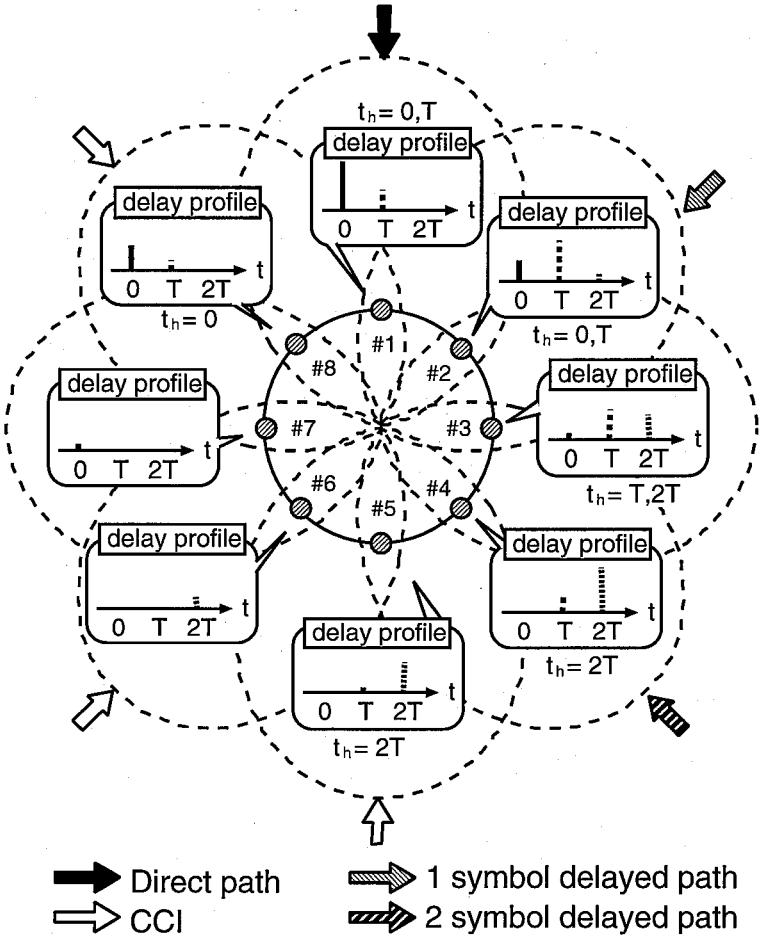


図 3.2: 各到来波配置と遅延プロファイルの様子

トを $w_{ij}(k)$ とすると，i 番目のパスに対するアダプティブアレー出力 $y_i(k)$ は次式で与えられる．

$$y_i(k) = \boldsymbol{W}^H(k)\boldsymbol{X}(k) \tag{3.1}$$

$$\boldsymbol{X}(k) = (x_1(k), x_2(k), \cdots, x_K(k))^T \tag{3.2}$$

$$\boldsymbol{W}(k) = (w_{i1}(k), w_{i2}(k), \cdots, w_{iK}(k))^T \tag{3.3}$$

ここで，^{T} は行列の転置を表す．

提案方式では，最急降下法に基づいて逐次ウェイトの計算を行う LMS を用いた．LMS アルゴリズムでは，事前知識として希望信号のレプリカを必要とし，制御の評価関数として参照信号に対するアレー出力の誤差 $\varepsilon(k)$ を用いる．誤差信号は次式で与えられる．

$$\varepsilon(k) = d(k) - y_i(k) \tag{3.4}$$

ただし，$d(k)$ は既知の参照信号列である．

LMS では，この誤差信号の 2 乗平均値 $E[|\varepsilon(k)|^2]$ を最小にするように各アンテナ素子のウェイト

を決定する．実際には受信信号の瞬時値を用いて，以下の更新式に従う．

$$\boldsymbol{W}(k+1) = \boldsymbol{W}(k) + \mu\varepsilon^*(k)\boldsymbol{X}(k) \tag{3.5}$$

ここで，μ はステップ定数と呼ばれ，ウェイトの収束性に影響を与えるパラメータである．また，* は複素共役を表す．

ここで，アダプティブアレーの計算量は，四則演算 1 回につき計算量が 1 増えるとすると，式 (3.5) より，$(4N+1)M$ と表せる．ただし，N はアンテナ素子数，M はアダプティブアレーのウェイト更新に用いるサンプル数である．また提案方式では，従来方式に比べて，アンテナ素子の選択が別途必要であるが，整列アルゴリズムを用いて各アンテナ素子の受信電力値を大きい順に選択する場合を考えると，最悪値で $N(N-1)/2$ 回の大小比較計算が必要となる．ゆえに一つのパスにおけるアダプティブアレー処理部の計算量は，8 素子の無指向性アンテナ素子を用いたアダプティブアレーとパスダイバーシチの結合方式 (以降これを 8 素子無指向性アレー方式と呼ぶ) で $33M$ 回，4 素子選択の提案方式では最悪 $(17M+28)$ 回となる．通常，ウェイト更新に必要なサンプル数 M は 50 ~ 200 程度であるので，4 素子選択の提案方式は 8 素子無指向性アレー方式に比べて，およそ半分の計算量ですむ．

検波後の遅延プロファイル推定によって，各遅延波の遅延時間 $\tau_i(i=1,2,\cdots,L)$ を求め，それに対応する時間シフトを各アダプティブアレー出力に施した後，重み付け合成を行う．各遅延波に対するアダプティブアレー出力を $y_i(t)$ としたとき，パスダイバーシチ合成出力 $z(t)$ は次式で与えられる．

$$z(t) = \sum_{i=1}^{L} w_{pi} y_i(t - D + \tau_i) \tag{3.6}$$

D は各パスの出力を時間補正するための適当な遅延時間である．w_{pi} はダイバーシチ合成方法によって異なる係数で，最大強度をもつパスの w_{pi} を 1 としてそれ以外のパスで $w_{pi}=0$ とした場合は選択合成 (SC: Selection Combining) であり，w_{pi} を i によらず一定とした場合は等利得合成 (EGC:Equal Gain Combining) である．

EGC はウェイト計算が簡素であるが，二つの遅延波が近接した方向から到来する場合にそれらをアダプティブアレーによって指向性分離できず，パスダイバーシチ合成後の特性の改善度が小さいという問題がある．そこで，ダイバーシチ合成時に，各パスに対するアダプティブアレー出力に対して，最小 2 乗法による重み合成 (LSC: Least Square Combining) を行うことによって，アダプティブアレーで指向性分離できなかった遅延波成分を抑圧する方式を採用する．

LSC パスダイバーシチでは，LMS アルゴリズムに基づいて，参照信号または検波波形の理想値からの誤差が最小になるようにパスウェイトを求める．したがって，パスウェイトの更新式及びダイバーシチ出力は以下のようになる．

$$\boldsymbol{W_p}(k+1) = \boldsymbol{W_p}(k) + \mu_p e_z^*(k)\boldsymbol{Y}(k) \tag{3.7}$$

$$z(k) = \boldsymbol{W_p}^H(k)\boldsymbol{Y}(k) \tag{3.8}$$

$$e_z(k) = d(k) - z(k) \tag{3.9}$$

$$\boldsymbol{Y}(k) = (\hat{y_1}(k), \hat{y_2}(k), \cdots, \hat{y_L}(k))^T \tag{3.10}$$

$$\boldsymbol{W_p}(k) = (w_{p1}(k), w_{p2}(k), \cdots, w_{pL}(k))^T \tag{3.11}$$

表 3.1: シミュレーション諸元

アクセス方式	TDMA
変調方式	同期検波 QPSK
フレーム構成	プリアンブル部: 200 シンボル データ部: 400 シンボル
シンボルレート	256ksymbol/s
送受信フィルタ	ルートロールオフフィルタ (ロールオフ率 0.5)
アンテナ	8 素子円形アレー 指向性アンテナ (半値幅 90°)
AA 制御法	LMS $\mu = 0.02$
PD 合成法	LSC $\mu_p = 0.02$

ただし，$\hat{y}_i(k)$ は時間補正された後のアダプティブアレー出力，μ_p はステップ定数である．また参照信号 $d(k)$ は，空間ウェイトを決定するときに用いたものと同一である．

この場合，2 乗誤差成分は雑音成分及びアダプティブアレーで抑圧できなかった干渉成分の電力和であり，LSC ではこれら両者の和を最小化する．LSC パスダイバーシチが理想的に動作した場合，アダプティブアレー出力に干渉成分が含まれていないときには最大比合成による希望波合成特性となり，空間的に分離できなかったレベルの高い干渉成分が含まれているときには干渉抑圧特性となる．

3.2.3　シミュレーション条件

本節では，提案方式の有効性を確認するために計算機シミュレーションを行った．シミュレーション諸元を表 3.1 に示す．

アレー構成は図 3.2 と同じとし，隣り合うアンテナ素子間の距離は半波長，各アンテナ素子の水平方向のアンテナ利得及び指向性 (電界強度) は次式で与えられる．

$$G(\phi) = \begin{cases} G_0 \cos^n \phi & -90° < \phi < 90° \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \tag{3.12}$$

ただし，ϕ は指向性アンテナの正面方向に対してなす水平面角，n は適当な正数である．また垂直面内でも同じ指向性をもつと仮定する．ここで，係数 G_0 はアンテナ素子の指向性利得であり，解析的に次式のように求められる [76].

$$G_0 = \sqrt{2(2n+1)} \tag{3.13}$$

なお今回のシミュレーションでは $n = 1$ とした．図 3.3 にアンテナ素子の指向性を示す．O の位置にアンテナ素子があり，実線が使用した指向性アンテナの利得で太線が電力値，細線が振幅値を示しており，点線は無指向性アンテナの利得である．

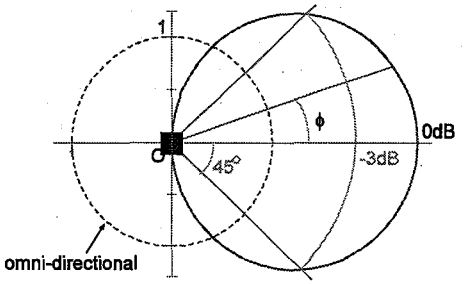


図 3.3: アンテナ素子の指向性

表 3.2: 各モデルの到来波方向

	θ_0	θ_1	θ_2
モデル A	0°(static)	50°(static)	−160°(static)
モデル B	0°	50°	−160°
モデル C	0°	0°	−160°
モデル D	0°	at random	120°

伝搬路モデルとして，次の 4 状態を仮定しシミュレーションを行った．各モデルの到来方向 (DOA: Direction Of Arrival) を表 3.2 に示す．

各モデルでは，直接波及び 2 波の遅延波がそれぞれ遅延時間 $\tau = 0, T, 2T$ に等しい平均電力で到来し，その DOA を $\theta = \theta_0, \theta_1, \theta_2$ とする．ただし，図 3.2 における #1 のアンテナ素子の正面方向を $\theta = 0°$ とし，時計回りに正の到来角度をとるものとする．なお，本シミュレーションは提案方式の機能実証が目的であるため，CCI が存在せず，また到来波に角度広がりのない簡素なモデルを仮定している．

モデル A は，各到来波にガウス雑音のみが付加される静特性条件であり，それ以外は各到来波が準静的フェージングを受けるモデルである．準静的フェージング環境下では，各アンテナ素子間のフェージング相関は 1 とし，時間とともに，レイリー分布に従った振幅変動と一様分布に従った位相変動が生じるが，1 バースト内では振幅及び位相の変動はないものとした．また，各到来波はそれぞれ独立なレイリーフェージングを受けるものとする．

本シミュレーションでは，各アンテナ素子における遅延プロファイルは，プリアンブルに含まれる参照信号の相関計算によって誤差なく得られると仮定し，フレームタイミング同期は完全に取れているものとした．アダプティブアレー部及び LSC パスダイバーシチ部におけるウェイト更新は 1 シンボルごとに 1 回行っており，その初期値はすべて 0 とした．ここでは，LMS によるウェイトが十分に収束するようにプリアンブルを長めに設定しているため，フレーム効率が悪くなっているが，収束性の速い RLS アルゴリズム等 [4] を適用することによりこの点は解決できる．また，提案方式のアダプティブアレーに関するパラメータは，後述の諸特性より，$K = 4$，$\mu = 0.02$ を採用した．

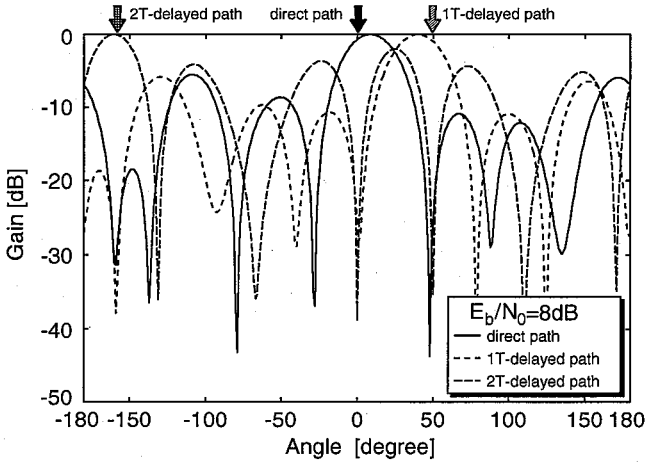


図 3.4: 8 素子無指向性アダプティブアレーの指向性パターン

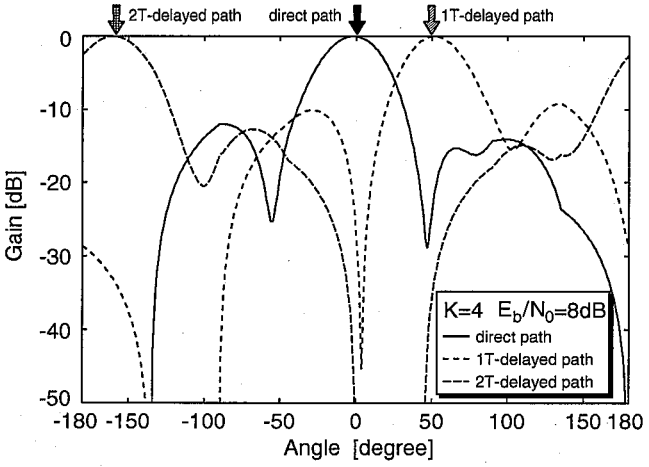


図 3.5: 提案方式アダプティブアレーの指向性パターン

3.2.4　シミュレーション結果

静特性

図 3.4，3.5 にそれぞれモデル A における 8 素子無指向性アダプティブアレー，提案方式アダプティブアレーを用いたときの各遅延時間に対する指向性パターンを示す．縦軸は，各パスごとに最大受信電力を得る方向のアンテナ利得で規格化した値である．評価基準の S/N としては，無指向性アンテナ 1 素子当りの平均 E_b/N_0 (1 ビット当りの信号エネルギー対雑音電力密度比) を用い，E_b/N_0=8 dB とした．

図 3.4, 3.5 より，どちらのパターンも各パスごとに干渉波方向にヌルが形成されて 30 dB 以上の干渉抑圧が見られる．特徴としては，8 素子無指向性アレー方式では，その自由度の大きさのために多くのサイドローブ及びヌルが形成されており，提案方式では，素子選択による自由度の減少により必要最小限のヌルが形成され，かつ指向性利得をもたない領域も存在する．そのため提案

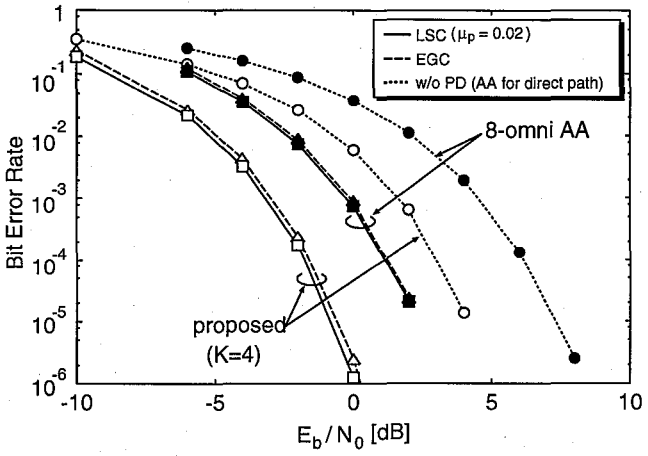


図 3.6: 静特性条件下の BER 特性

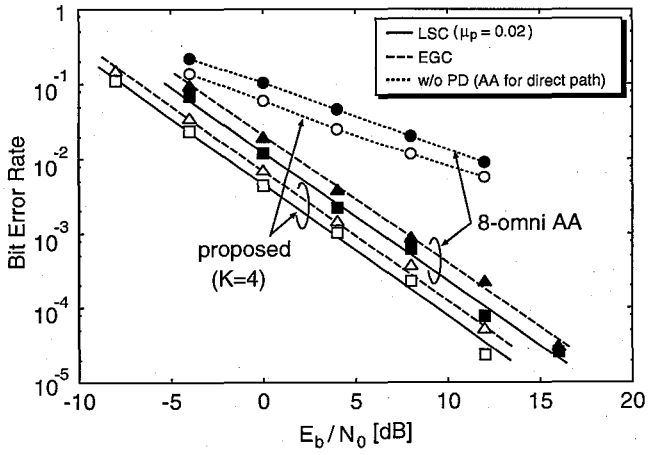


図 3.7: フェージング下の BER 特性

方式では，自由度を超える数の干渉波が指向性利得をもたない領域の方向から到来する場合，特性劣化を免れることができる．また，提案方式では，アンテナ素子自体が利得をもつため，無指向性アンテナ素子の場合に比べて入力受信信号の SN 比がもともと高く，このため BER 特性等において良好な結果が得られると考えられる．

静特性条件下における提案方式の BER 特性を図 3.6 に示す．ただしパスダイバーシチを適用しない場合 (w/o PD) は，0° 方向から到来する直接波に対してのみアダプティブアレー処理を行うものとし，パスダイバーシチを適用した場合は，最小 2 乗合成 (LSC) と等利得合成 (EGC) による結果を示す．また 8 素子無指向性アレーの特性も示す．

図 3.6 より，各到来波がすべて等電力で入射するため，LSC を適用しても EGC を適用しても $\tau = T, 2T$ の遅延波を最大比合成することによって，約 5dB のパスダイバーシチ効果が現れているのが確認できる．また提案方式は 8 素子無指向性アレー方式に比べて，約 2dB の利得改善がみられる．

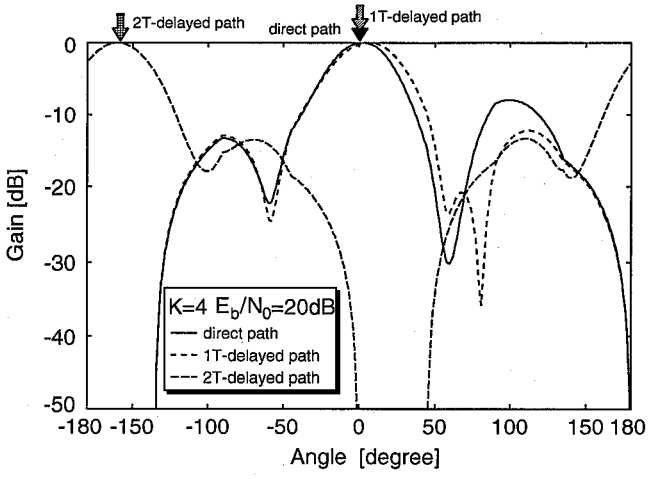


図 3.8: 2 波が同一方向から到来するときの指向性パターン

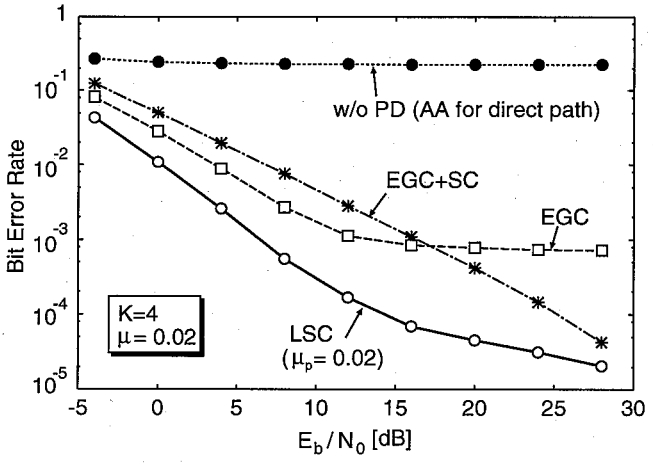


図 3.9: 2 波が同一方向から到来するときの BER 特性

フェージング下の特性

表 3.2 のモデル B に示すように，独立な準静的レイリーフェージングを受けている 3 波がそれぞれ異なる方向から到来する場合を検討する．

図 3.7 にフェージング環境下における提案方式の BER 特性を示す．従来のアダプティブアレー (w/o PD) では，$1T$ 遅延波，$2T$ 遅延波をそれぞれ抑圧するため，フェージング下の 1 ブランチダイバーシチと同様，BER 特性は平均 E_b/N_0 に反比例している．パスダイバーシチを適用すると，BER = 10^{-2} において EGC の場合約 10dB，LSC の場合約 12dB のパスダイバーシチ利得が得られている．これは，各到来波方向が空間的に離れているため，アダプティブアレーによって非希望波の分離抑圧が十分に行われ，互いに独立にフェージング変動する各希望波成分が最適にダイバーシチ合成されていると考えられる．

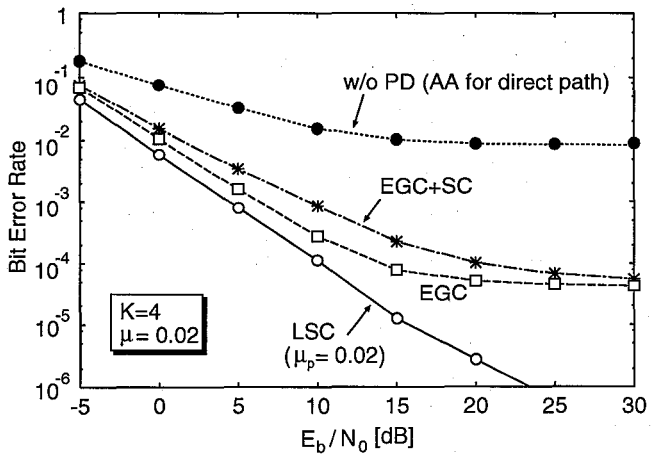


図 3.10: 1 波の到来方向がランダムに変動するときの BER 特性

2 波が同一方向から到来する場合の特性

表 3.2 のモデル C に示すように，それぞれ独立な準静的レイリーフェージングを受けている 3 波のうち 2 波が同一方向から到来する場合を検討する．

図 3.8 に提案方式アダプティブアレーを用いたときの各遅延時間に対する指向性パターンを示す．平均 E_b/N_0=20 dB とした．図の合成パターンより，アダプティブアレーによる空間処理だけでは，直接波と $1T$ 遅延波が分離できないことがわかる．このとき，アダプティブアレー出力信号は ISI により波形ひずみが生じ，BER が劣化する．

図 3.9 に準静的フェージング環境下において 2 波が同一方向から到来する場合の BER 特性を示す．パスダイバーシチを適用した場合は，LSC と EGC のほかに，遅延プロファイルに基づく到来方向選択性等利得合成 (EGC+SC) も記載した．この合成方法は，同一方向の到来波がある場合には，それらにヌルを向け，異なる方向の到来波にビームを向けるアダプティブアレー出力のみを選択するダイバーシチを行い，また同一方向到来波がない場合には等利得合成ダイーバシチを行う．具体的には，アンテナ素子選択時に，選択された素子と各遅延プロファイルによる希望波受信強度の順番の情報が得られるので，それが各到来波において一致した場合，選択合成を行うものとする．上述した動作に従うと，シミュレーションでは，各素子の遅延プロファイル推定は完全としているため，2 波の到来角が 22.5° 以内に近接している場合に受信強度の強い素子の順番が一致する．

パスダイバーシチを適用しない場合 (w/o PD)，BER = 2×10^{-1} 付近で軽減困難誤りが存在するが，EGC によって BER のフロアを 2 けた以上改善できる．また LSC を適用することによって，EGC における BER のフロアも更に 1 けた以上改善できる．また EGC+SC では，直接波と $1T$ 遅延波が同一方向から入射するため，どちらのパスに対するアンテナ素子選択も同一であり，その結果 $2T$ アダプティブアレー出力のみを選択 (SC) することによって，BER の劣化を防いでいると考えられる．そのため，BER 特性は図 3.7 の w/o PD の場合と同様に，平均 E_b/N_0 に反比例していることが確認できる．

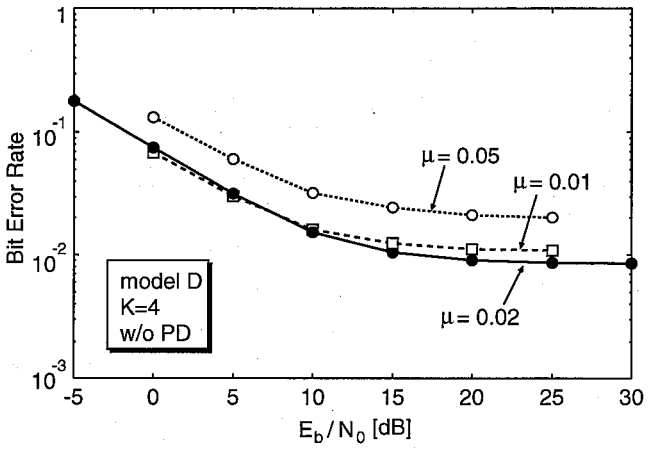


図 3.11: ステップ定数 μ をパラメータとしたときの BER 特性

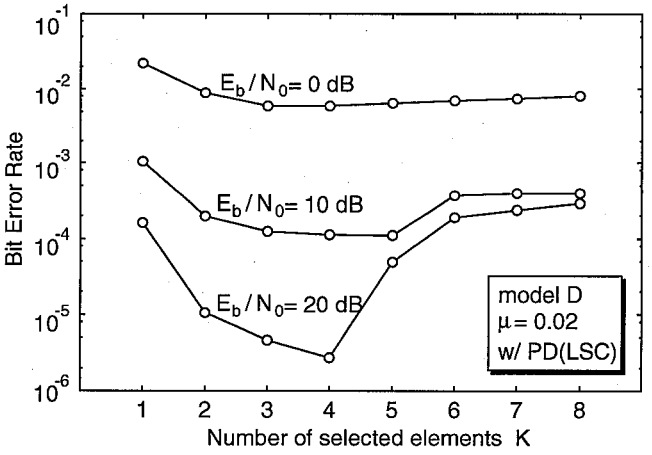


図 3.12: 選択素子数特性

1 波の到来方向が変動する場合の特性

表 3.2 のモデル D に示すように，$1T$ 遅延波の DOA θ_1 がバーストごとにランダムに変化する場合を検討する．

図 3.10 に 3 波フェージング環境下において θ_1 がランダムに変動するときの平均 BER 特性を示す．ただし θ_1 のランダム試行回数は 10000 回とした．EGC では，$1T$ 遅延波が直接波または $2T$ 遅延波と近接した方向から到来する場合，それらを空間的に分離できずアダプティブアレー出力に干渉成分を含むためにパスダイバーシチ合成後の BER にフロアが生じる．それに対して，LSC 合成した場合には，空間的に分離できない干渉成分を最小平均 2 乗誤差制御によって抑圧できるためフロアが生じず大きな特性改善が図れる．

μ 特性

ウェイト更新時の収束速度はステップ定数 μ に依存する．伝搬路状況が逐次変化するフェージング時には，ステップ定数による BER 特性の変化が顕著に現れることが予想される．そこで，ステップ定数 μ をパラメータとしたときの BER 特性を図 3.11 に示す．伝搬路モデルは表 3.2 のモデル D とし，選択アンテナ素子数は $K = 4$，パスダイバーシチは適用していない．

一般に，ステップ定数 μ を大きくすると，収束は速いが雑音の影響を受けて誤差も大きくなり，ステップ定数を小さくすると，ウェイトが限られたイタレーション回数で十分に収束しないために特性に劣化が生じる．今回のシミュレーションでは，十分なプリアンブル長でイタレーションを行っているため，ステップ定数は $\mu = 0.02$ より小さく設定すればよいことがわかる．

選択素子数特性

提案方式では，指向性アンテナ素子を用いているため，1 素子だけでも指向性の背面方向から到来する非希望波を除去することができる．しかしながら，アンテナ素子に入射する非希望波を抑圧する場合，アダプティブアレーの自由度，すなわち形成できるヌルの個数を大きくするためには，アンテナ素子数が多い方が有利である．ゆえに選択するアンテナ素子数によって特性に最適値が存在すると考えられる．

アンテナ素子選択数をパラメータとしたときの BER 特性を図 3.12 に示す．伝搬路モデルは表 3.2 のモデル D とし，ステップ定数は $\mu = 0.02$，平均 E_b/N_0 は 0, 10, 20dB とした．

選択素子数が少ない場合，1 素子で非希望波が入射する可能性が低くなるため，安定したアダプティブアレー操作が行われる反面，自由度が低くなり，到来方向の近い波 (例えば直接波と $1T$ 遅延波) の方向に対して，十分なヌルが形成できなくなると考えられる．また選択素子数が多くなると，ウェイト演算量も増大してハード規模が大きくなる上に，BER 特性の劣化も見られる．ここで，選択素子数が多い場合に，自由度が大きいにもかかわらず BER が劣化する理由として，所望波を受信せずに干渉波のみを受信するアンテナ素子が存在し，そのウェイトが干渉波を抑圧する段階で必ずしも零とはならず，場合によっては発散してしまうことがあることが原因である．この場合，ステップ定数 μ を更に小さくすることで対処することは可能であるが収束速度は遅くなる．図 3.12 より，3 波モデルでは選択するアンテナの素子数は 4 が適当であると考えられる．

3.3　指向性アンテナを用いた送信用スマートアンテナ

3.3.1　送信用スマートアンテナの課題

本節では送信時におけるスマートアンテナによる指向性制御について検討する．送受信で同じ周波数を用いるTDD(Time Division Duplex)通信システムでは，伝搬路特性の可逆性を利用して受信ウェイトと同じ送信ウェイトを採用する方法[77, 78]が有効であるが，送受信で異なる周波数を用いるFDD通信システムでは，その送受信周波数差のために受信ウェイトは必ずしも所望の送信ビームパターンを形成しない[79]．例えば，NTTドコモの提案するW-CDMA(Wideband Code Division Multiple Access)では，上り周波数が1990.5MHz，下り周波数が2175MHzと9.3%の周波数差が存在するが，送受で同じウェイトを用いた場合，干渉波に向けるべきヌルがずれ，SIR特性が劣化する[80, 81]．

そこで，このような下り回線に使用できる様々な送信ビーム形成アルゴリズムが検討されている．例えば，送受で共用できるパラメータである到来方向(DOA, Direction Of Arrival)に基づくビーム制御を行う方法が一般的である[12]．文献[82]-[85]では，送受アンテナ(ビーム)での各信号の位相差が等価になるように，受信ウェイトに変換を施して送信ウェイトを求めている．また，文献[86]では，受信信号に潜在的に含まれる所望波および干渉波のステアリングベクトルを固有値展開によって求めている．これらの方法は，送信ヌル制御のために送信ウェイトの計算に膨大な処理量を要する上に，形成されるヌルがずれたときの特性劣化が激しい．この対策として，ヌルの角度幅を広げる方法がある[87]-[89]．他にも端末局におけるパイロットビーム選択情報を上り回線でフィードバックさせる下り送信ビームダイバーシチ[90]や，各反射波の遅延時間を推定して，受信機内で送信カップラ出力と反射成分から伝搬路応答を模擬してその送信ウェイトを求める方法[91]等が提案されている．

本節では，FDD通信システムにも適用することができる送信用スマートアンテナとして，簡易に所望波の到来方向を推定して送信ビームを形成するアルゴリズムを提案する．

3.3.2　送信アルゴリズムの概要

一般に，平均受信SIRを最大にする重みベクトル$\boldsymbol{w}_o$は，

$$\boldsymbol{w}_o = \frac{\boldsymbol{R}_{xx}{}^{-1}\boldsymbol{P}}{\boldsymbol{P}^H\boldsymbol{R}_{xx}{}^{-1}\boldsymbol{P}} \tag{3.14}$$

で与えられる[92]．ここで，$\boldsymbol{R}_{xx}$は受信信号のスナップショットベクトル$\boldsymbol{x}_k$の相関行列を表し，$\boldsymbol{P}$は送受間で既知な信号系列(参照信号)d_kと$\boldsymbol{x}_k$との相関ベクトルを表す．すなわち，

$$\boldsymbol{R}_{xx} = E[\boldsymbol{x}_k\boldsymbol{x}_k{}^H] \tag{3.15}$$

$$\boldsymbol{P} = E[\boldsymbol{x}_k d_k^*] \tag{3.16}$$

で与えられる．$\boldsymbol{x}_k$，$\boldsymbol{w}_o$は共にアンテナ素子数N個の要素をもつ縦ベクトルである．

これを基に，下り回線に対しても送信ヌル制御を行う送信ウェイトを計算するには，アンテナ素子数の2乗オーダーで計算量が増大する逆行列演算や，固有値展開などの膨大な処理量を要する上に，干渉波方向の変動や送信系のキャリブレーションの不完全によって，形成されるヌルが

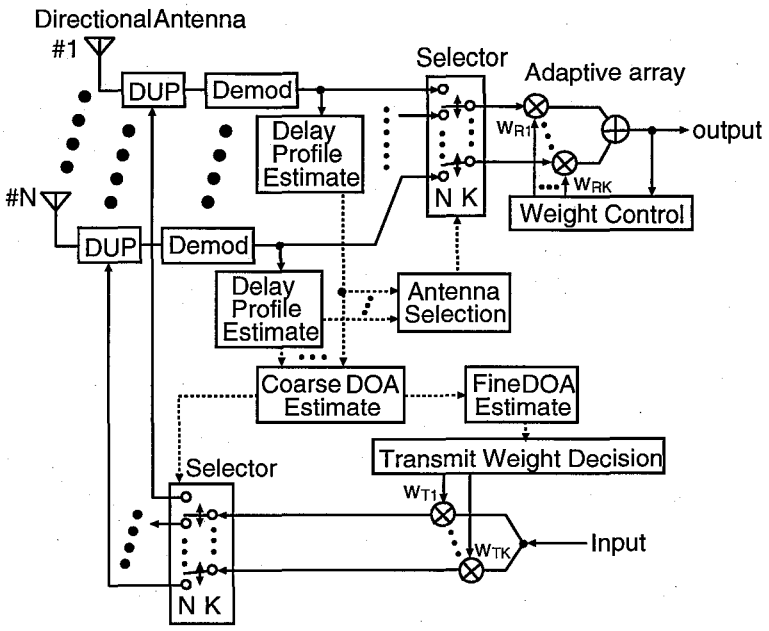


図 3.13: 基地局送受信装置

ずれたときの特性劣化が激しいという欠点がある．また，ヌルに対するロバスト性をもたせるために，ヌルの幅を広くするアルゴリズム [87, 88] も検討されているが，計算量が膨大になる問題がある．そこで，演算量を低減するために，送信時に干渉波方向に積極的にヌルを形成することをしないで，低サイドローブのペンシルビームを形成するのが効果的であると考えられる．

提案する送信アルゴリズムを以下に示す．図 3.13 に提案する送信アルゴリズムを適用したスマートアンテナ基地局の構成を示す．アンテナ部分は，指向性をもつアンテナ素子をエレメントとする等間隔円形配列アレーとなっている．

まず，互いに異なる指向性をもつ複数の指向性アンテナ#1〜#N で受信された信号は，周波数の異なる送受信信号を分波するデュプレクサを経由して受信アンテナ選択器に入力される．これと並行して，遅延プロファイル推定器において，各アンテナ素子の受信信号に対する平均遅延プロファイルが推定される．ここで，平均遅延プロファイルとは，直接波およびその遅延波の到来する時刻および平均受信電力をそれぞれ測定したものを示す．

推定された各アンテナ素子毎の平均電力遅延プロファイルの結果を基に，各遅延時間の所望波に対して最適なアンテナ選択を行う．具体的には受信信号の電力値が大きい素子を上から順に $K(K < N)$ 個選択する．その後，アダプティブアレーによる空間信号処理が行われる．ここで，第 3.2 節にあるように，遅延波は異なる伝搬路を経由した所望波とみなせるため，後段で遅延波合成の時空間等化処理をすることもできる．

一方，受信フローと同時に，推定した遅延プロファイルを基に，所望波の DOA の粗推定が行われる．ここでは，アンテナ素子の指向性を考慮して，単純にすべての遅延プロファイル中の所望波電力を比較することによって到来角度範囲 Φ が推定される．これらの遅延プロファイルは，受信系で時空間等化信号処理を行うために必須の処理なので，これを利用することによって，特別

複雑な計算をすることなく，所望波の到来角度範囲をある程度限定することができる．Φが求まると，その方向に利得をもたない指向性を有するアンテナ素子は無関係となるので，送信アンテナ選択器において候補から除外される．

その後，Φの範囲内で受信電力の大きい2アンテナ素子によるヌルパターン走査を行うことにより，所望波のDOA ϕ_0を限定する．この推定したϕ_0方向へメインビームを向け，かつサイドローブを意図的に低く抑えるようなビームを形成する送信ウェイト$\boldsymbol{w}_s$を求める．このようなビームパターンによって，各端末局における平均SIRを改善することができると予想される．具体的な低サイドローブ送信ビームは，選択された指向性素子の励振振幅を適当に定めることによって設定できる．

この方法は，干渉波方向にヌルを向けないものの，干渉波のDOAに推定誤差が含まれる場合や，干渉波のDOAが変化したり，また角度広がりをもつ場合に対してロバスト性があるという特徴をもつ．また，MUSIC法等の高分解能DOA推定法に比べて，必要な処理量を大幅に低減できる．

到来角度範囲推定

到来角度範囲推定の具体例を説明する．

各アンテナ素子で信号を受信したときの各到来波の状態と遅延プロファイルの例を図3.2に示す．図3.2では直接波，1シンボル遅延波，2シンボル遅延波，同一チャネル干渉波が到来しているが，各アンテナ素子毎に，シンボル時間Tおきの平均電力遅延プロファイルが図のとおり推定されているとする．また，8素子の指向性アンテナ素子を互いの指向性がアレー中心から放射状に向くように円形配置している．指向性はコサインビームパターンを有し，ビーム半値幅は90度であるため，隣接するビームはオーバーラップしている．

図3.2では，直接波を受信しているアンテナ素子は，アンテナ#1，#2，#8だけであり，それぞれの平均電力遅延プロファイルを比較すると，アンテナ#1で最も電力値が大きく，#2および#8ではそれに次いで同程度の電力値になっている．これはアンテナ素子間隔が比較的狭い(半波長程度)ので，受信信号間のフェージング相関が極めて高くなるためであると考えられる．また，各アンテナ素子の指向性は水平面内で左右対称なので，このことより，直接波はアンテナ#1の正面方向($\phi = 0°$とし，右回りに正の角度をとるものとする)から到来していると考えられ，$\Phi = -11.25$〜$11.25°$(22.5°のビーム幅)と推定できる．同様にして，1シンボル遅延波に対しては$\Phi = 45$〜$67.5°$，2シンボル遅延波に対しては$\Phi = 123.75$〜$146.25°$と推定できる．

DOA角度範囲の推定値についてどこまで狭く見積もれるかは遅延プロファイル中の受信電力推定値の信頼性に依存する．雑音の影響等が無視できれば，所望波を受信したときの各アンテナ素子の受信電力値の差を求めればおおよその角度範囲Φを絞り込むことができる．上記方法では受信電力が最大のアンテナ素子から順に2個選択する場合は$\Phi = 45°$，3個まで選択する場合は$\Phi = 22.5°$となる．

ヌルパターン走差によるDOA推定

前節で推定したDOA範囲Φを利用して，MUSIC法に替わる計算量の少ないDOA推定法として，ヌルパターン走査を用いることができる．ヌルパターン走査によるDOA推定は，受信信号に

対して角度掃引に相当する重み付けを試行することで，より正確なDOAを推定することができる．図3.14にDOA推定の様子を示す．本提案方式では，指向性アンテナ素子の遅延プロファイルにより到来方向に対して大きな利得をもつアンテナ素子が特定できるので，そのうち受信電力が大きな2素子を用いて走査用ヌルパターンを形成する．

ヌルパターンとは，ある方向ϕにヌルを向ける指向性パターンのことであり，2素子のアンテナ受信信号に，指向角度に基づく重み付けをしたときの出力で定義される．図3.14(a)に示すように，このヌルパターンを用いて既に推定された角度範囲Φ内で角度掃引を行う．実際の掃引は離散的に行われるため，ヌルパターンによる角度走査出力は図3.14(b)のような線スペクトルになり，この走査出力振幅が最小となる角度が所望のDOAϕ_0として検出できる．

以下，図3.2の場合を例にDOAの推定手順を説明する．直接波に対しては，アンテナ#1と#2を用いて走査用ヌルパターンを作ることになる．角度掃引を細かい分解能で行うと処理時間および計算量が大きくなるため，送信ビームのメインローブ幅に対してピークからの利得劣化が無視できる程度の角度間隔で離散的に行う．後述のシミュレーションでは1°間隔で求めている．

このとき角度ϕにおける走査出力$E(\phi)$は次式で与えられる．

$$E(\phi) = \frac{x_1 \cdot \Theta_1(\phi)}{G_1(\phi)} - \frac{x_2 \cdot \Theta_2(\phi)}{G_2(\phi)} \tag{3.17}$$

$$\Theta_1(\phi) = 1 \tag{3.18}$$

$$\Theta_2(\phi) = \exp\left\{ j\frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\phi - \psi) \right\} \tag{3.19}$$

ここで，ヌルパターン走査の際は2素子リニアアレーとみなして計算している．なお，x_1，x_2は#1および#2での受信信号，dはアンテナ素子間隔，λは波長，ψは着目する2素子リニアアレーのボアサイト方向と8素子円形アレーの0°方向とのオフセットを表す．この例では，$\psi = 22.5°$となる．また，$G_1(\phi)$, $G_2(\phi)$はアンテナ素子指向性を表しており次式で与えられる．

$$G_1(\phi) = \begin{cases} \sqrt{6}\cos\phi & -\pi/2 < \phi < \pi/2 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \tag{3.20}$$

$$G_2(\phi) = \begin{cases} \sqrt{6}\cos(\phi - \pi/4) & -\pi/4 < \phi < 3\pi/4 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \tag{3.21}$$

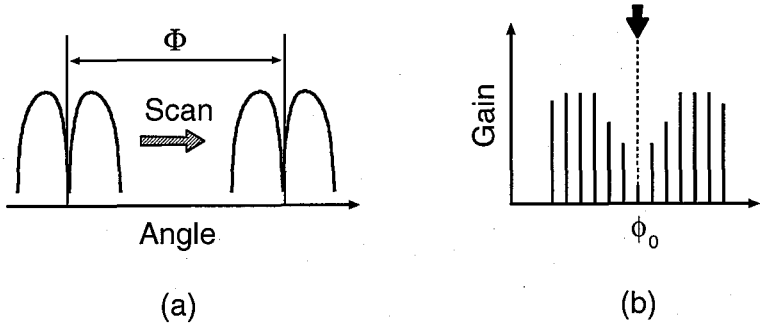


図3.14: ヌルパターン走差によるDOA推定

ヌルパターン走査の計算の際，受信信号をバッファに蓄えて非リアルタイム処理ができる場合，理想的には各アンテナ素子の受信信号1シンボルだけを用いて繰返し角度掃引を試行することでDOAが推定できる．

形成する送信ビームについて

ここで，形成すべき送信ビームパターンについて考察する．前述のとおり，ヌルパターンは角度に対して急峻に利得低下を生ずるため，DOAの変動に対して非常に敏感である．他方，メインローブの方はやや広いビーム幅をもち，角度変動に対してピークからの利得劣化が緩やかであるので，DOAの推定精度が悪い場合や，送信回路の校正不備によるビームのピークずれが生じた場合，さらに端末局の移動や周辺環境の変動により受信時DOAと送信時DOAが異なる場合などに対しても強い耐性をもつと考えられる．よって，推定精度は悪いがMUSIC法に比べてはるかに計算量の少ないDOA推定法で所望波方向を検出しても所望波に対する送信ビーム利得はさほど低下しないと考えられる．

また，送信ビームパターンは所望波方向に向けるメインローブ以外の角度に対しては極力低サイドローブを有するパターンを形成すれば，最適でないにしても，干渉局方向への放射利得をある程度低減することができる．従来のSIR最大化受信重みベクトルを基にした送信重みベクトルを用いると，ヌルが干渉波の方向と完全に一致した場合は，大きな干渉抑圧効果が現れるが，その方向がずれたときに利得をもってしまうことが多々ある．それならば，もともと低サイドローブのビームパターンを形成すれば，干渉抑圧効果もあり，干渉方向がずれて検知された場合でもその劣化は少ない．

少ない素子数で低サイドローブのビームパターンを形成するのは困難であるので，本論文では，選択したアンテナ素子の遅延プロファイルの所望波電力値に比例した励振振幅を用いた．

3.3.3　シミュレーション結果

本提案方式の効果を評価するため，計算機シミュレーションを行った．基地局アンテナは隣接素子間距離が半波長の8素子円形アレー配置とし，素子指向性は半値幅90°のコサインビームを用いた．選択素子数は4とし，送受信はルートロールオフ整形されたQPSK/同期検波を行い，そのロールオフ係数はα=0.5のルートロールオフフィルタとした．また，オーバーサンプリング数は5とした．遅延プロファイル推定器は，シンボル単位のスライディング相関によって構成した．相関は受信側でも既知のトレーニング系列を用いて行い，トレーニング系列として系列長l = 63(段数6)のPN系列を採用した．積分区間はPN符号の1周期分とした．i番目のアンテナ素子における電力遅延プロファイルは次式で与えられる．

$$P_i(\tau) = \frac{1}{l}\sum_{k=1}^{l} |x_i(k)d^*(k-\tau)|^2 \tag{3.22}$$

ただし，τは遅延時間を表す．

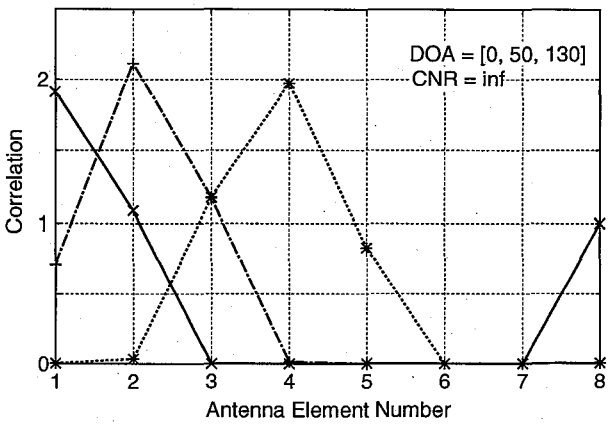


図 3.15: 到来波電力推定結果 (1)

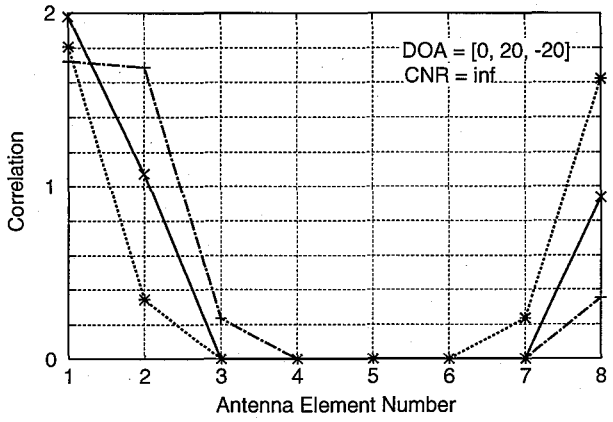


図 3.16: 到来波電力推定結果 (2)

遅延プロファイル推定結果

まず，3 波が到来するときの遅延プロファイルの推定精度について述べる．

図 3.15 に各アンテナ素子毎に推定した遅延プロファイルの各到来波電力を示す．縦軸はスライディング相関による相関出力値，横軸はアンテナ素子番号を示す．3 波が到来し，各到来波の DOA は直接波が 0°，1 シンボル遅延波が 50°，2 シンボル遅延波が 130° とした．図中の DOA = $[i, j, k]$ は，i, j, k がそれぞれ直接波，1 シンボル遅延波，2 シンボル遅延波の DOA(単位は °) を表す．また，CNR(搬送波電力対雑音電力比) は無限大とした．実線が直接波の電力値，一点鎖線が 1 シンボル遅延波の電力値，点線が 2 シンボル遅延波の電力値を表す．#1，#2，#4 のアンテナ素子の最大指向性方向はそれぞれ 0°，45°，135° であるので，到来方向とその到来波電力の関係が一致しているのがわかる．またコサインビームの素子指向性より隣接素子の最大指向性方向において電力値が半分になるが，図中の相関出力もおおよそ半分になっており，遅延プロファイルの推定精度の高さが確認できる．

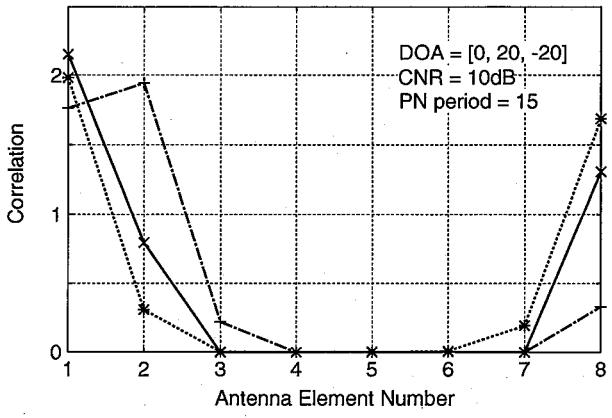


図 3.17: 到来波電力推定結果 (3)

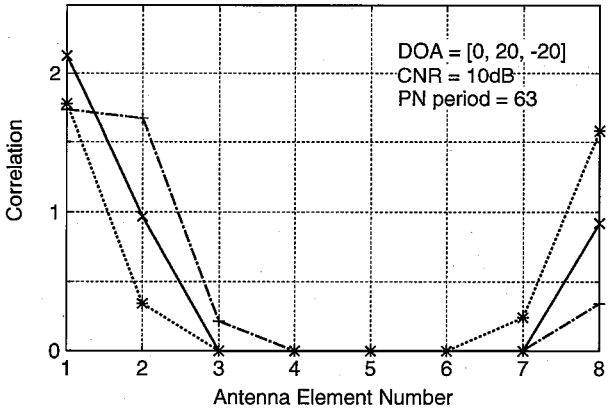


図 3.18: 到来波電力推定結果 (4)

図 3.16 は CNR = ∞ で，直接波，1 シンボル遅延波，2 シンボル遅延波がそれぞれ 0°，20°，−20° から到来する場合の推定電力値である．図より，最大電力値を得るアンテナ番号と 2 番目に大きい電力値を得るアンテナ番号の各出力値を比較するとおおよその DOA の分布が予想できる．また，各遅延波の到来方向分布に依存せず，正しい遅延プロファイル推定が可能であることを示している．

図 3.17，3.18 は CNR を 10 dB としたときの特性である．直接波，1 シンボル遅延波，2 シンボル遅延波の DOA はそれぞれ 0°，20°，−20° とした．ただし PN 系列長は，図 3.17 が 15，図 3.18 が 63 とした．図 3.16 と比較すると，CNR が悪くなっても推定電力値のアンテナ素子毎の傾向は変化しないが，PN 系列の段数が小さくなると推定誤差が大きくなるのがわかる．これは，スライディング相関を行う際に，PN 系列の段数が大きい場合，1 周期分の畳み込み積分によって S/N をかせぐことができるため，CNR が小さくても遅延プロファイルの推定に影響を与えないものと考えられる．例えば，図 3.17 では，単純に相関出力の大小だけで到来方向範囲を推定すると，1 シンボル遅延波が 22.5°〜45° の範囲内から到来すると誤推定される．

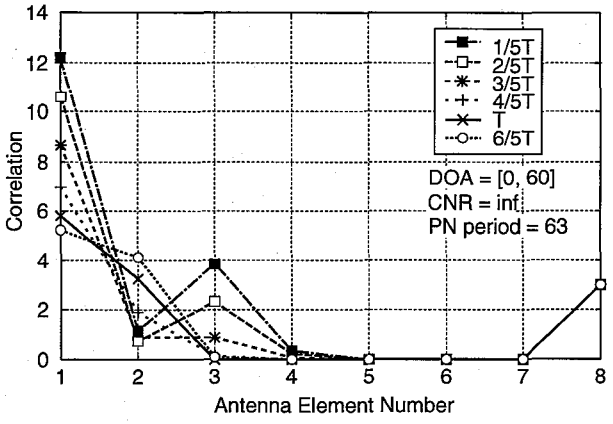


図 3.19: 直接波電力の推定結果

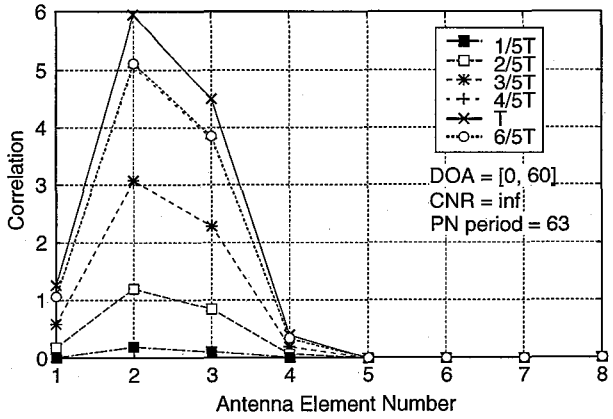


図 3.20: 遅延波電力の推定結果

図 3.19，3.20 に遅延時間を変化させたときの遅延プロファイル推定結果を示す．CNR = ∞ で，2 波が到来すると仮定し，直接波，遅延波の DOA はそれぞれ 0°，60° である．図 3.19 より，受信信号はロールオフ整形されているためナイキスト条件を満たしているが，遅延時間が 1 シンボルに比べて短くなるにつれて，遅延波のエネルギーが直接波に対する相関出力に漏れ込み，直接波方向および遅延波方向の電力が増えるため，アンテナ#1 および#3 の相関出力値が大きくなる．逆に図 3.20 では，1 シンボル遅延時の相関結果に比べて遅延波のエネルギーが減る分，遅延波の推定電力値が小さくなる．しかし，本 DOA 推定方法は，着目する到来波の各アンテナ素子毎の相対電力が重要なので，$4/5T$ 程度の遅延ならば遅延時間による影響はほとんどないと考えられる．また，遅延波の DOA が直接波の DOA と離れていれば，後段で行われる指向性制御によって影響を抑えることができる．

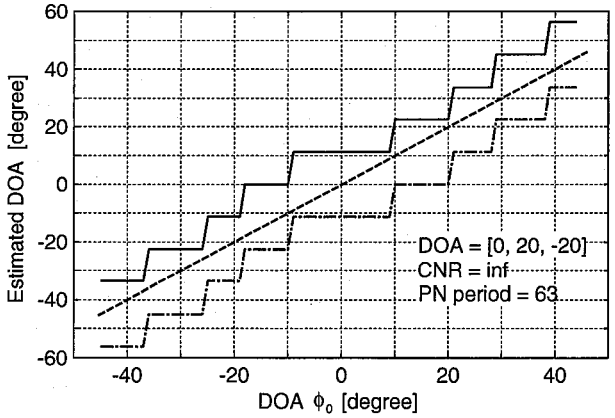


図 3.21: DOA 範囲の推定結果 (1)

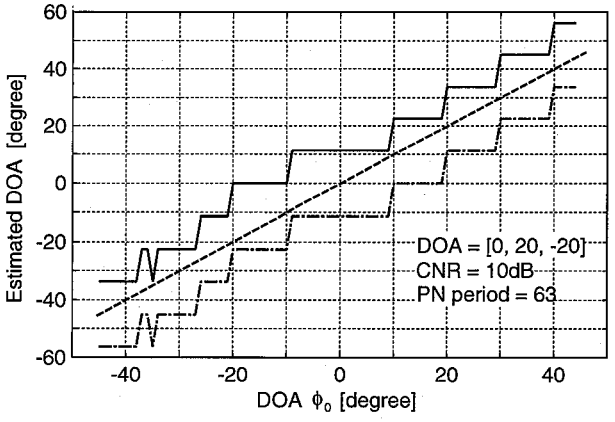


図 3.22: DOA 範囲の推定結果 (2)

DOA 推定結果

先に示した遅延プロファイルの結果より，まず DOA 範囲を推定する．図 3.21〜3.25 に直接波の DOA を $\phi_0 = -45° \sim 45°$ まで変化させたときの DOA 粗推定の結果を示す．図中の実線および一点鎖線はそれぞれ推定した DOA 範囲 Φ の上限と下限を表す．3 波が到来し，直接波，1 シンボル遅延波，2 シンボル遅延波がそれぞれ 0°，20°，−20° から到来とし，PN 系列長は 63 とした．

図 3.21 は，CNR を無限大とした場合の結果である．破線が実際の DOAϕ_0 を表し，この破線が推定した DOA 範囲 Φ の実線と一点鎖線の間に入っていれば推定が正しいことを示す．この場合，DOA 範囲は正しく推定されているのがわかる．

図 3.22 では，CNR が 10dB と図 3.21 に比べて悪くなっているため遅延プロファイルの推定誤りが生じ，その結果推定した DOA 範囲がずれている部分が存在する．しかし，もともと Φ に 22.5° の角度幅があるため，特に雑音による劣化は生じていない．これより，DOA 範囲については，遅延プロファイル推定ほどの精度は必要ないといえる．

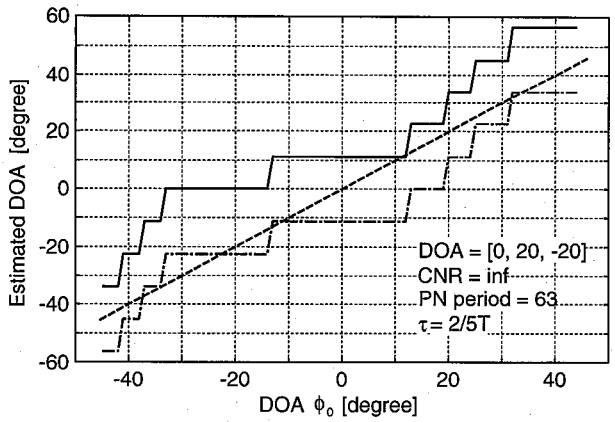


図 3.23: DOA 範囲の推定結果 (3)

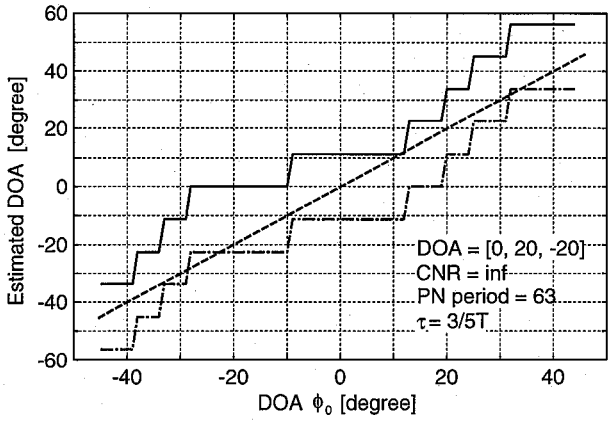


図 3.24: DOA 範囲の推定結果 (4)

図 3.23〜3.25 に，20° 方向から到来する 1 シンボル遅延波の遅延時間をそれぞれ $2/5T$，$3/5T$，$4/5T$ と変化させた場合の結果を示す．これらの図より遅延時間が $4/5T$ であれば，DOA 範囲推定誤りはほとんど生じないが，$3/5T$ より小さくなると誤推定が生じている．後続のヌルパターン走査による DOA 推定はここで求めた DOA 推定範囲が走査範囲となるので，この誤推定の影響により DOA の推定誤差が増大することになる．

次にヌルパターン走査による DOA 推定の誤差について検討する．

図 3.26 にヌルパターン走査結果を示す．1 シンボル遅延波，2 シンボル遅延波の DOA はそれぞれ 20°，−20° とし，直接波の DOA を −45°〜45° と変化させた．また CNR = ∞ である．グラフの縦軸は，ヌルパターン走査出力 $|E(\phi)|$ の逆数を対数表示したものであり，これによりピークを得る角度が求める DOA である．

図 3.27，3.28 に DOA 推定結果を示す．直接波と等電力の遅延波が +20°，−20° 方向に存在し，CNR はそれぞれ 20dB，10dB とした．1 つの DOAϕ_0 に対して 10 回試行を行っている．DOA の推

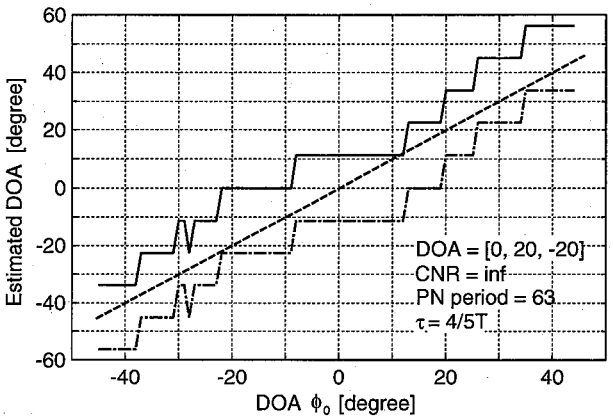


図 3.25: DOA 範囲の推定結果 (5)

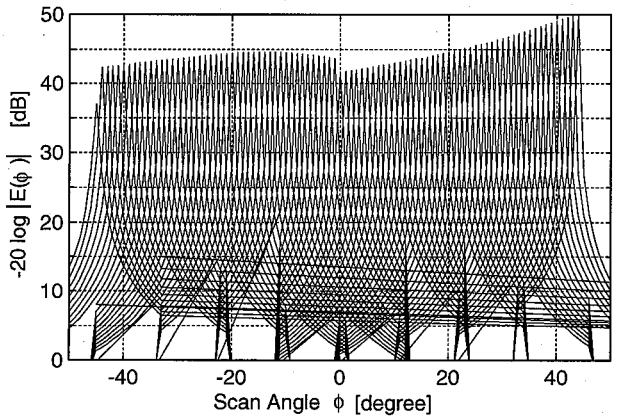


図 3.26: ヌルパターン走査結果

定誤差の標準偏差 σ は次式で与えられる．

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{M}\sum_{k=1}^{M}(\phi_{est}(k) - \phi_0)^2} \tag{3.23}$$

ただし，M は試行回数，$\phi_{est}(k)$ は k 回目の試行時の DOA 推定値である．式 (3.23) より，DOA の推定誤差は，それぞれ 1.03°，3.1° となり，高い推定精度が得られることがわかる．また，CNR=30dB のときの推定精度は 0.38° となる．

また，8 素子円形アレーを用いた場合の演算量について MUSIC 法と比較したものを表 3.3 に示す．四則演算について示し，ヌル走査の際に角度毎に必要な計算量と，それ以外のもの (例えば，遅延プロファイル測定や相関行列計算など) と分けて表示した．N はアンテナ素子数，L は到来波数，M はスナップショット数，P は PN 長であり，加算平均化によって S/N を稼ぐという点では，M と P は同程度の量となる．ピークまたはヌル走査は 1° 間隔で行うものとした．なお，MUSIC 法では無指向性アンテナを用いる．図 3.29 にアンテナ数を変化させたときの提案方式と MUSIC

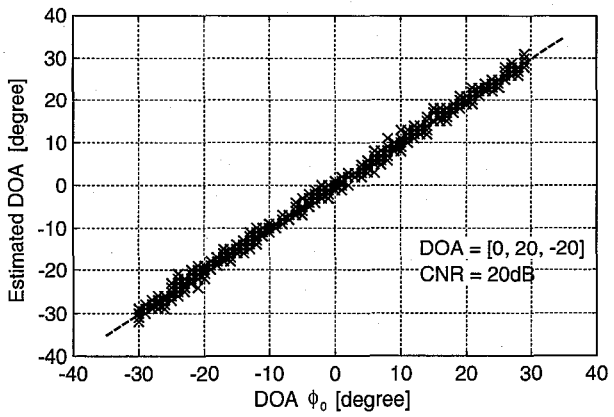


図 3.27: DOA 推定結果 (1)

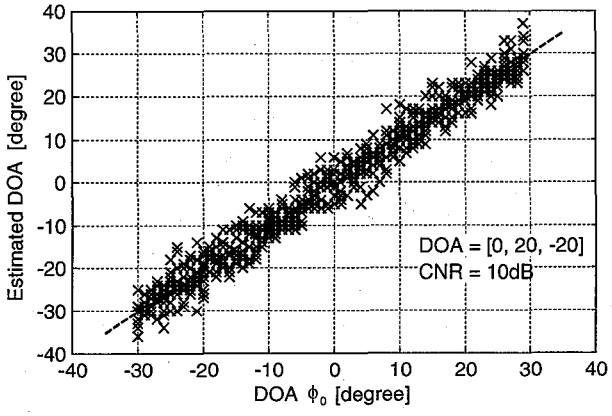


図 3.28: DOA 推定結果 (2)

法の演算回数を示す．演算回数は乗算，加算，除算回数の総和と定義し，スナップショット数および到来波数をパラメータとした．例えば，N=8，L=1，M=P=63 のとき，提案方式は MUSIC 法の 1/35 にまで演算量を低減でき，到来波数が 3 の場合でも演算量を 1/12 に低減できる．特に固有値計算を必要としない点で提案方式は有効である．なお，比較対象としている MUSIC 法は第 2.4.4 節で示した計算過程を経て到来方向を推定する．

また，本提案方法では，Φ と ϕ を推定する計算には計算量と推定精度のトレードオフが存在する．Φ を狭く絞ると，ϕ の走査角度範囲が狭くなるため計算量は減少するが，その推定誤差により ϕ を求めることができなくなる場合がある．

送信ビームパターン

ビームパターンについては，励振振幅を以下のように決定する．

1. 1 素子選択の場合

表 3.3: 提案方式と MUSIC 法の演算量比較

項目	提案方式	MUSIC 法
固有値分解	0	1
走査回数	23L	360
1 つの角度あたりの乗算回数	8	$4N^2 + (6 - 4L)N - 2L$
1 つの角度あたりの加算回数	6	$4N^2 + (4 - 4L)N - 3$
1 つの角度あたりの除算回数	4	2
その他の乗算回数	$6NPL$	$4N^2M$
その他の加算回数	$(4NP - N)L$	$4N^2M + 2M - 2$
その他の除算回数	NL	2

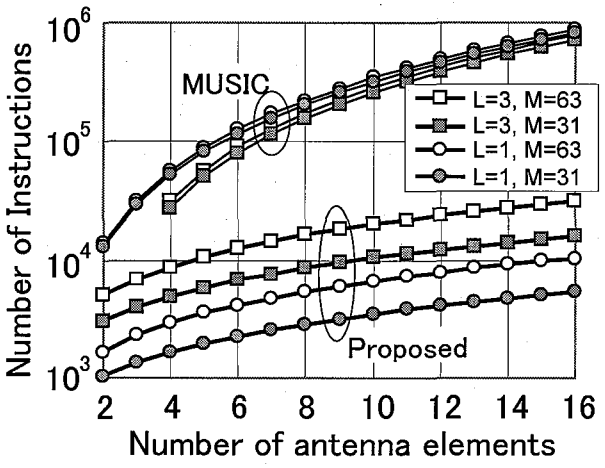


図 3.29: 提案方式の計算量

2. 選択素子において等励振
3. 遅延プロファイルから得られる受信電力推定値に比例した励振

図 3.30 に $\phi_0 = 50°$ のときの送信ビームパターンを示す．実線は選択したアンテナ素子に対して遅延プロファイルの電力推定値に比例した励振振幅を与えた場合，破線は等励振振幅を与えた場合，点線は最大受信電力の 1 素子のみを用いた場合を示す．図 3.30 より，受信電力に比例した重み付けによって低サイドローブ化が図れ，1 素子のみを選択した場合に比べてビーム幅を狭くできることがわかる．また，選択されないアンテナ素子方向へは利得をもたないことも確認できる．

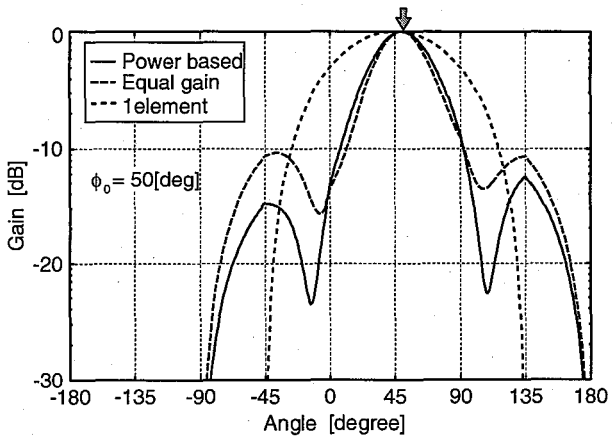


図 3.30: 送信ビームパターン

3.4 結言

本章では，TDMA システムにおける高品質伝送の実現を目的として，時空間等化を行うスマートアンテナ受信方式を提案した．遅延波が存在するフェージング環境下において，提案方式は，指向性アンテナをその指向性パターンが互いに重複するように円形配列することで演算量低減を図りつつ，各遅延波を分離抽出して合成することができることを示した．

まず受信用スマートアンテナとして，指向性アンテナ素子アダプティブアレーを用いたパスダイバーシチ方式を提案し，計算機シミュレーションによってその伝送特性を評価した．各指向性アンテナ素子の遅延プロファイルをもとに最適な素子を選択してアダプティブアレーを行うことにより，少ない演算量で不要波を抑圧することが可能であり，遅延時間ごとに各アダプティブアレー出力を合成することにより，大きなパスダイバーシチ効果が得られることが確認できた．

提案方式のような 8 素子円形アレー配置の場合，4 素子を選択することによって，8 素子無指向性アレーに比べて，演算量は約半分に低減でき，かつ各素子のもつ指向性利得によって E_b/N_0 で 2~3dB の改善がみられた．また，同一方向から到来する遅延波に対しても，パスダイバーシチで最小平均 2 乗誤差に基づいた合成によって抑圧，合成することができ，良好な特性が得られた．

さらに，同受信機構成を利用した送信用スマートアンテナにおけるビーム制御方法を提案した．計算機シミュレーションにより，以下のことがわかった．

- 遅延プロファイルの推定精度は各遅延波の DOA に依存しないが，CNR が低い場合や PN 系列長が短い場合，遅延プロファイルの推定誤差が大きくなる．
- 遅延時間が 1 シンボル長より短くなるにつれて推定誤差が大きくなるが，各アンテナ素子毎の相対電力を比較して DOA 推定をするため，遅延時間が $4/5T$ 以上ならばほとんど影響はない．また，遅延波の DOA が所望波の DOA と離れていれば，後段で行われる指向性制御によって影響を抑えることができる．
- 提案する DOA 推定方式は，例えば，アンテナ数 8，到来波数 1，スナップショット数 63 の

とき，MUSIC法に比べて演算量を1/35に低減できる．また，到来波数が3の場合でも演算量を1/12に低減できる．

- CNRが20dB, 10dBのとき，DOA推定誤差はそれぞれ1.03°, 3.1°と高い推定精度が得られる．
- 送信パターンは推定された遅延プロファイルの電力値に比例した励振振幅を配分することによって低サイドローブ化が図れる．

以上より，提案方式は簡易に高精度な到来方向推定ができ，所望の送信ビームを形成できるため，特に，伝搬路の可逆性が成立しないFDDシステム用として有効であることを明らかにした．

第4章

PHS用干渉除去スマートアンテナ

4.1 緒言

前章では，TDMAシステム基地局用スマートアンテナとして，時空間信号処理による受信方式を提案し，その有効性を確認した．本章では，第3章で提案したスマートアンテナの具体的な適用システムとしてPHSを想定し，様々なアンテナパラメータ，伝搬路モデルを適用したときの伝送特性をシミュレーションにより明らかにする．また，実伝搬環境での動作を確認するために，同一チャネル干渉除去型スマートアンテナ受信装置を開発し，ハードウェアによる実証実験により，アンテナ素子として，無指向性アンテナと指向性アンテナを用いた場合の特性比較も含めて検討し，提案方式の有効性を実験的に明らかにする．

4.2 PHS基地局へのアダプティブアレーの適用

1998年に電気通信技術審議会は，公衆用PHSの高度利用促進策として，PHS基地局にアダプティブアレーを用いることを推奨しており[93]，各事業者は周波数有効利用およびカバーエリアの拡大を図る技術として導入を検討してきた．その結果，1998年から，DDIポケット(現WILLCOM)が，アダプティブアレーを用いたPHS基地局を実用化している[94]-[97]．一方，特に海外におけるポイントツーポイントのサービスとして，ワイヤレス・ローカル・ループ(WLL)と呼ばれる加入者無線通信システム[98]が注目されている．これは，主に固定加入者への高品質な通信を提供するサービスであるが，有線システムに比べてインフラを容易かつ安価に構築できる利点をもち，エリアの拡大，高品質回線の保持のためにアダプティブアレーが導入されている．

PHS基地局にアダプティブアレーを適用したときの第一のメリットは加入者数の増大である．メインビームの追従によって，仮想的にエリアの拡大を図り，ヌル形成によって，近隣の与干渉基地局からの受信や遅延波を抑圧し，また同時に同一チャネルを使用する近隣端末局への送信を極力抑えることができ，結果として収容能力が向上することが知られている[99][100]．同様の効果は，一つの基地局のセルサイズを小さくして基地局を数多く配置することによっても実現可能であるが，インフラ設置コストやハンドオーバの頻度の点から，スマートアンテナ基地局が有利であると考えられる．また，トラヒックの大群化効果により，エリアが大きく収容チャネル数の多い基地局を用いる方が通信容量の増加も期待できる．

表4.1: シミュレーション諸元

アクセス方式	TDMA/TDD		
変復調方式	差動符号化$\pi/4$シフトQPSK (遅延検波)		
ビットレート	384 kbit/s		
送受信フィルタ	ルートロールオフフィルタ (ロールオフ率$\alpha = 0.5$)		
バースト構成		PHSフォーマット	収束十分条件
	参照シンボル	12シンボル	180シンボル
	情報シンボル	90シンボル	180シンボル
アンテナモデル	4素子の無指向性アンテナを正方形アレー配置 隣接アンテナ素子間隔 d = 0.5λ, 2λ (等間隔，λは波長を表す)		
AAアルゴリズム	CMA, LMS (共にウェイトの更新はシンボル毎に行う)		
伝搬路モデル	静特性 (フェージングなし) 2波到来モデル (D/U = 3 dB)		

4.3 PHS基地局用アダプティブアレーの伝送特性

4.3.1 シミュレーション条件

本節では，スマートアンテナの有効性を確認するために計算機シミュレーションにより評価を行う．シミュレーション諸元を表4.1に示す．適応アルゴリズムとしては，第2.4.3節に示したように比較的処理量の少ない逐次更新型のLMSとCMAを採用し，比較検討を行う．

シミュレーションにおける信号のフローについて説明する．計算機シミュレーションは等価低域系で行われ，まず，送信PNビット系列 (9段のM系列) から差動符号化$\pi/4$シフトQPSKのベースバンド信号を作成し，ルートロールオフフィルタ ($\alpha = 0.5$) を通す．その後，到来方向と各アンテナ素子の配置で決まる位相シフトが加味されて受信される．ただし，各到来波の初期位相はフレーム毎にランダムな値をとるように設定した．各アンテナ素子の受信信号は，復調部において，フィルタリング，フレーム同期，サンプリングなどの処理が行われる．A/D変換器の量子化ビット数による丸め誤差の影響はないものとした．

フレームタイミングは所望波に対して完全に同期が取れているものとし，シンボルタイミングは5倍オーバーサンプリングしたときの中心シンボルとした．アダプティブアレーのウェイトはシンボル毎に更新式を計算し，その初期値はすべて0とした．PHSのフレーム構成を図4.1に示す．トレーニングシンボルとして，S(スタートシンボル) とPR(プリアンブル) とUW(ユニークワード) の合計12シンボルを用いることとした．

アンテナアレー構成に関しては，図4.2に示すように，正方形の頂点にアンテナ素子をそれぞれ配置し，1番目のアンテナ素子の方向を到来角度$\theta = 0°$とし，時計回りに正の値をとると仮定する．

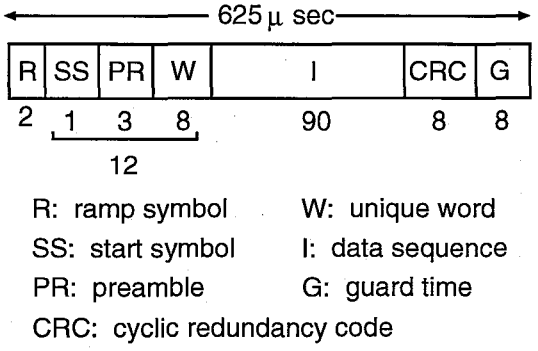


図 4.1: PHS のフレーム構成

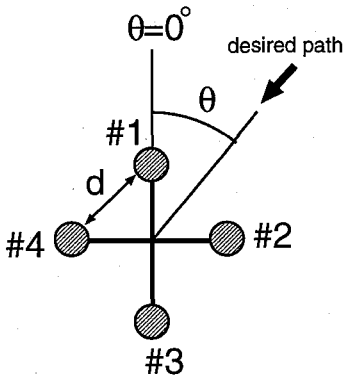


図 4.2: アンテナアレー配置

4.3.2 シミュレーション結果

1 波静特性

伝搬路モデルとして，所望波のみが到来し ($\theta = 0°$)，その受信レベル変動はガウス雑音のみに依存する環境を仮定する．図 4.3 に，静特性条件下における LMS アダプティブアレーを用いたときのビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) 特性を示す．

評価基準の S/N としては，無指向性アンテナ 1 素子あたりの平均 E_b/N_0 (1 ビットあたりの信号エネルギー対雑音電力密度比) を用いた．アダプティブアレーを適用しない無指向性アンテナ 1 素子による遅延検波 $\pi/4$ シフト QPSK の理論値を一点鎖線で示し，そのシミュレーション値を (○) で示す．遅延検波時の $\pi/4$ シフト QPSK の理論式は以下のように近似できる [46].

$$P_b(\gamma) = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}(2\sin(\frac{\pi}{8}) \cdot \sqrt{\gamma}) \tag{4.1}$$

ただし，γ は E_b/N_0 である．

アダプティブアレーを用いた場合，単ブランチ $\pi/4$-DQPSK に比べて 6dB の利得が得られた．このことは，静特性条件下においては，各アンテナ素子からの入力に含まれる信号成分が同相となるよう空間ウェイトの制御が行われることにより，S/N が単純に素子数倍増加したことを意味する．

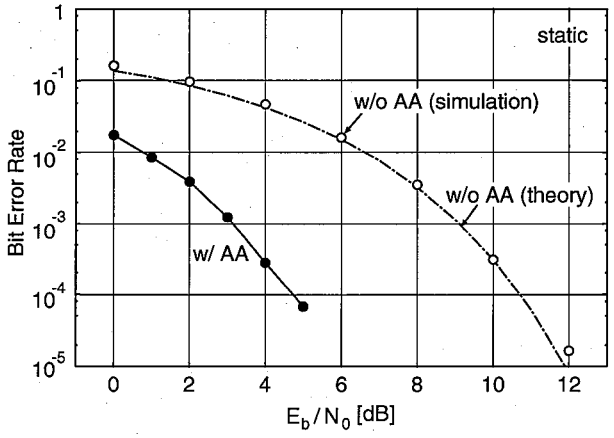


図 4.3: 1 波静特性条件下における LMS アダプティブアレーの BER 特性

2 波静特性

ここでは，所望波と干渉波がそれぞれ 1 波ずつ存在したときの CMA および LMS アダプティブアレーを用いたときの諸特性について示す．各到来波は角度広がりをもたないと仮定する．すなわち各アンテナ素子での受信信号は，各到来波にアンテナ素子間の距離に相当する位相回転のみが付加された状態となり，また加わる雑音はアンテナ素子毎に独立な変動をするガウス過程である．TDMA スロットにおけるバースト構成は表 4.1 の収束十分条件を用いた．

CMA，LMS ともに逐次ウェイトを更新していくアルゴリズムであるが，その収束性を決定する上でステップサイズ定数 μ は非常に重要なパラメータである．

図 4.4 にステップサイズ定数 μ を変化させたときの BER 特性を示す．それぞれ所望波が 0° 方向，干渉波が 60° 方向から到来すると仮定し，D/U(所望波対干渉波電力比) は 3dB とした．また，E_b/N_0 は 4dB とし，アンテナ素子間隔 d は半波長と 2 波長の場合を示した．図 4.4 より，アンテナ素子間隔によって BER の相対値は変化するものの，CMA は μ=0.05，LMS は $\mu = 0.01$ の値が最適であることがわかる．本節では，以下，ステップサイズ定数としてこの値を用いる．また，初期ウェイトは LMS の場合は全ブランチを 0，CMA の場合は第 4.3.2 節の結果より，#1 のウェイトだけを 0.01 にして他をすべて 0 とした．

図 4.5 に，アダプティブアレーを用いたときの E_b/N_0 に対する BER 特性を示す．図 4.5 より，アダプティブアレーを用いない場合は，受信 S/N を大きくしても，干渉波のために BER=0.1 でフロアが生じているが，CMA あるいは LMS アダプティブアレーを適用することによって干渉波を抑圧でき，大幅な改善がみられる．原理的には，図 4.3 の 1 波静特性と同じ曲線を描く．CMA を用いた場合，LMS に比べて約 1dB 劣化しているが，これは収束が完全ではないこと，用いた変調方式 ($\pi/4$ シフト QPSK) が完全には定包絡線ではないためにサンプル点においてジッタを含むこと等が原因として考えられる．

図 4.6，4.7 にそれぞれ $E_b/N_0 = 4$dB のときのアンテナパターンと収束特性を示す．図 4.6 より，LMS，CMA ともに所望波方向に利得の高いビームが向き，干渉波方向に完全にヌルが向いているのが確認できる．CMA を用いたときは LMS に比べてヌルがやや浅くなっており，BER の劣化に結びついている．縦軸は指向性利得を示しており，アンテナ素子間隔を広くするとグレーティング

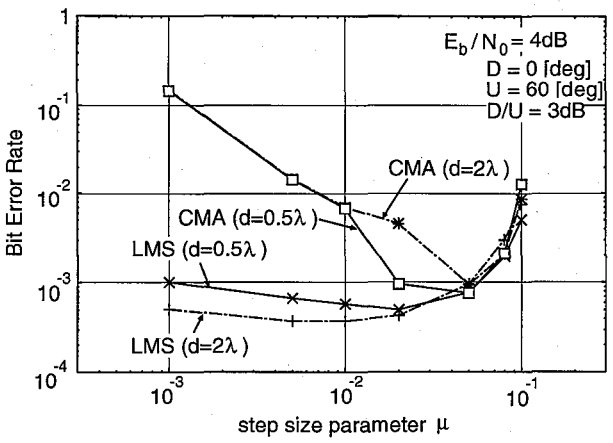


図 4.4: μ 特性

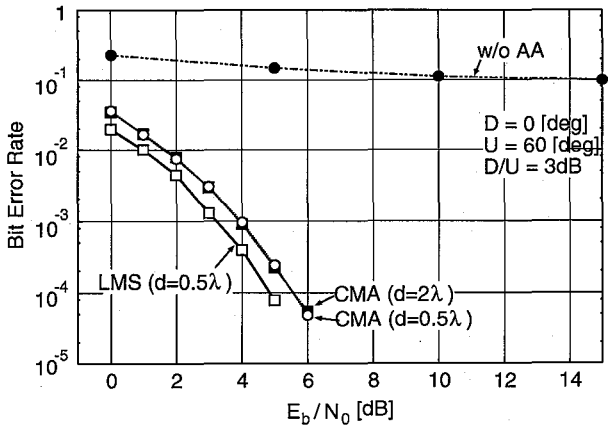


図 4.5: 2 波静特性条件下におけるアダプティブアレーの BER 特性

ローブの数が増える代わりに，ビーム幅の狭い高利得のビームを形成できているのがわかる．図 4.7 では，変調方式が完全な定包絡線を保たないため，CMA は収束が遅くなっている．また，アンテナ素子間隔を広げてもほぼ同じ収束特性が得られている．MSE 収束値は LMS が CMA より約 1dB 小さくなっており，BER 特性の差に寄与している．

次に干渉波の到来方向の依存度について検討する．

図 4.8 は所望波が 0° 方向から到来すると仮定したときに，干渉波との到来角度差 θ に対する BER 特性を示す．E_b/N_0=2dB，D/U は 3dB である．適応アルゴリズムは LMS を適用し，アンテナ素子間隔をパラメータとしている．図 4.8 より，アンテナ素子間隔を広げると，グレーティングローブの影響によって BER が劣化する角度が存在する (80°～100°) が，逆にビームが細くなった分，角度分解能が高くなり，結果として所望波と干渉波の到来角度差が小さいときでも BER が改善されている．θ を 0°～360° の間で一様に変化させた場合の BER を (avarage) として図中に示す．その結果，アンテナ素子間隔を広げた方が良好な特性が得られることがわかる．

図 4.9 に CMA と LMS を比較した場合の到来角度差特性を示す．アンテナ素子間隔は 2 波長の場合である．CMA は LMS に比べて特性が劣化している．また，図 4.1 の PHS フォーマットを適

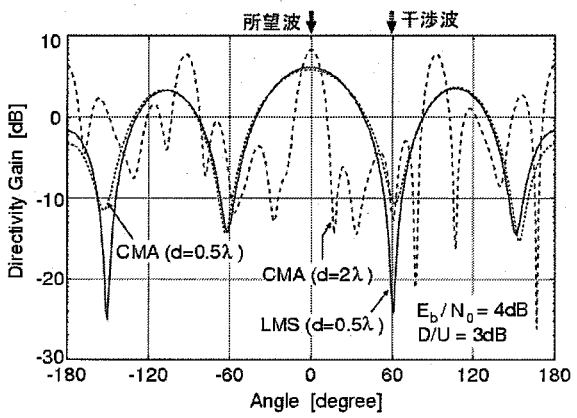


図 4.6: 指向性パターン

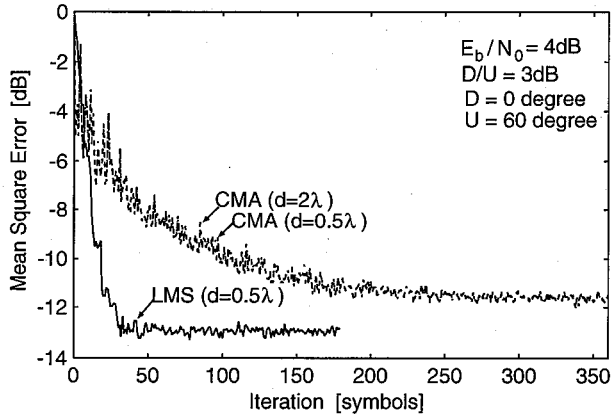


図 4.7: 収束特性

用すると，ウェイト更新シンボル数が少なくなり，収束不十分のためさらに BER が劣化するのがわかる．

図 4.10 に干渉波の到来方向を 360° 内でランダムに変動させた場合の平均 BER 特性を示す．実際の伝搬環境ではこのような状況が頻繁に生じるため，平均的な動作を考察するという意味で重要である．アダプティブアレーでは，干渉波が所望波とほぼ同じ方向から到来する場合は干渉波を除去できず，せいぜい S/N の改善しかできないために，図 4.5 の単ブランチ受信 (図中の w/o AA) と同様に BER 曲線にフロアが生じる．よって，到来方向が平均化されて一様に分布されると，図 4.10 のように単ブランチ受信と最適干渉除去特性の間の領域でフロアを生じる曲線となることが容易に類推できる．CMA と LMS ではあまり特性に差はない．また，図 4.8 からも推測できるとおり，アンテナ素子間隔を広げた方が BER が改善されているのも確認できる．

第 4.3.1 節で述べたように CMA では評価関数に含まれるパラメータを変えることができるので，それによる特性変化を調べる．図 4.11 に CMA における評価関数 J_{pq} を変えたときの BER 特性を示す．所望波が 0° 方向から到来し，干渉波がバースト毎にランダムな方向から到来した場合を仮定し，図 4.1 の PHS バーストフォーマットを適用した．D/U は 3dB，E_b/N_0 は 10dB とした．評

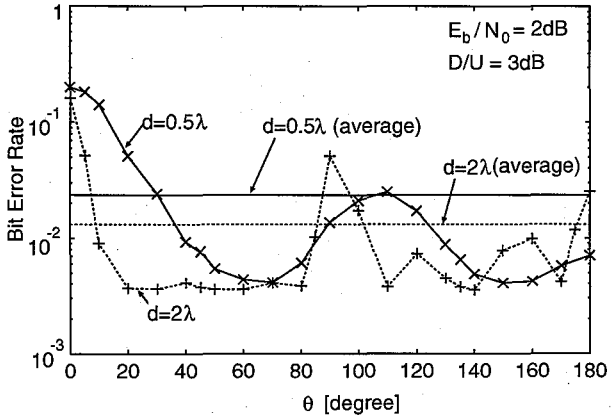


図 4.8: LMS アルゴリズムによる到来角度差特性

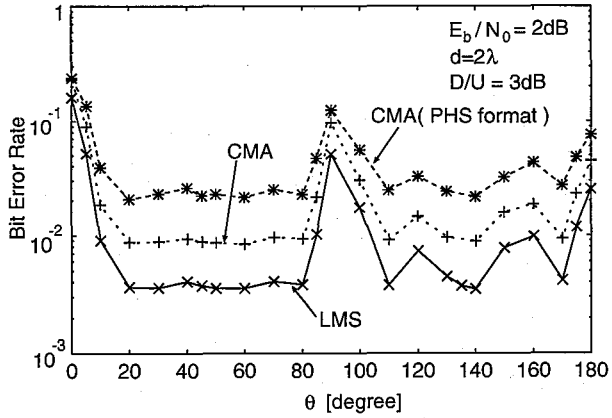


図 4.9: 到来角度差特性の比較

価関数，アンテナ素子間隔をともにパラメータとしている．この結果より，アンテナ素子間隔にかかわらず，J_{12} の場合はステップサイズ定数が 0.05，J_{22} の場合は 0.01 が最適であることがわかる．また，この最適なステップサイズ定数を定めたとき，J_{22} より J_{12} の方が BER が良好であるため，本節では CMA の評価関数として J_{12} を採用した．

ウェイト初期値に関する検討

逐次更新型の適応アルゴリズムの収束性はウェイトの初期値にも大きく依存する．特に参照信号を必要としない CMA では，解の発散や局所解への収束を防ぎ，収束速度を改善するためにも，その最適化は重要である．そこでウェイトの初期値について検討を行う．

各イタレーション毎に求めた SIR を表 4.2 に示す．所望波は 20° 方向，干渉波は 55° 方向から到来すると仮定し，D/U は 3dB，E_b/N_0 は 10dB とした．初期ウェイトは#1 のアンテナのウェイトのみを W_{in} とし，それ以外のアンテナのウェイトを 0 とする．つまり，ウェイトベクトルの初期値

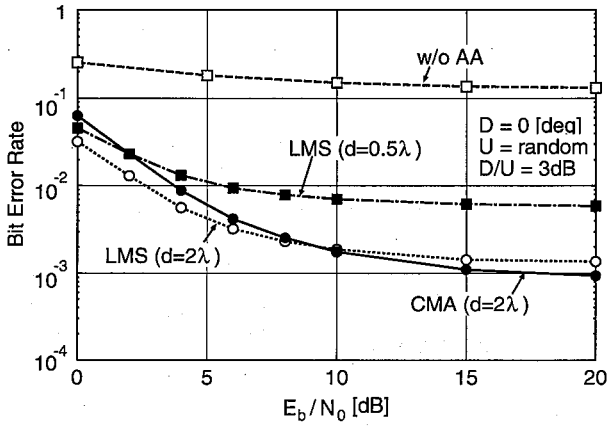


図 4.10: 干渉波の到来方向をランダムに変化させたときの BER 特性

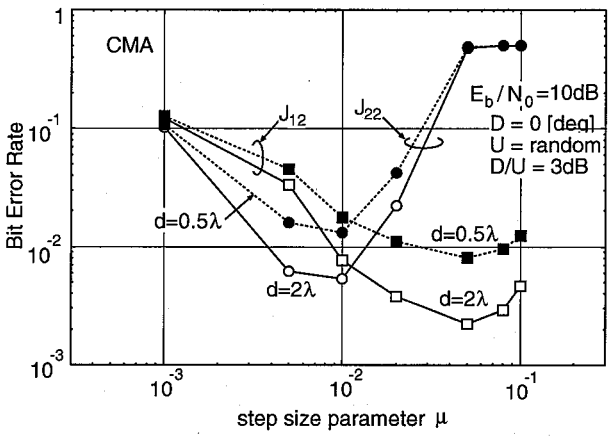


図 4.11: CMA における評価関数を変えたときの BER 特性

は次のように表される．

$$\boldsymbol{W}(0) = (W_{in}, 0, 0, 0)^T. \tag{4.2}$$

ここで，SIR は，

$$\mathrm{SIR} = \frac{\text{所望波方向に対する指向性利得}}{\text{干渉波方向に対する指向性利得}} \tag{4.3}$$

と定義する．表中の平均 BER は 20 シンボルの更新が終了した直後の BER を 20 バーストで平均したものである．この表からアンテナ素子間隔を 2 波長とした場合，20 イタレーション程度で十分な SIR および BER が得られることがわかる．

イタレーション回数が増えるにつれて，所望波方向，干渉波方向にそれぞれビームとヌルが向くように指向性パターンが変化し SIR が改善することがわかる．アンテナ素子間隔が半波長の場合は 20 イタレーションでも BER が劣化しているが，2 波長の場合は $W_{in} = 0.1$ または 0.01 等小さい値をとれば，かなり少ないイタレーション回数で干渉抑圧パターンができている．

また，PHS では，フレーム間隔が非常に短いので，直前の受信スロットにおいて決定されたウェ

表4.2: ウェイト初期値によるSIRの変化

アンテナ素子間隔	W_{in}	イタレーション回数			平均BER
		1回	5回	20回	
0.5λ	1	−3.11 [dB]	19.16 [dB]	−10.05 [dB]	4.98×10^{-1}
	0.1	−0.54 [dB]	−3.37 [dB]	7.05 [dB]	1.66×10^{-1}
	0.01	−0.21 [dB]	−3.15 [dB]	7.3 [dB]	1.55×10^{-1}
2λ	1	1.98 [dB]	18.82 [dB]	26.98 [dB]	3.89×10^{-3}
	0.1	5.43 [dB]	18.51 [dB]	26.67 [dB]	2.74×10^{-4}
	0.01	5.56 [dB]	18.4 [dB]	26.64 [dB]	2.74×10^{-4}

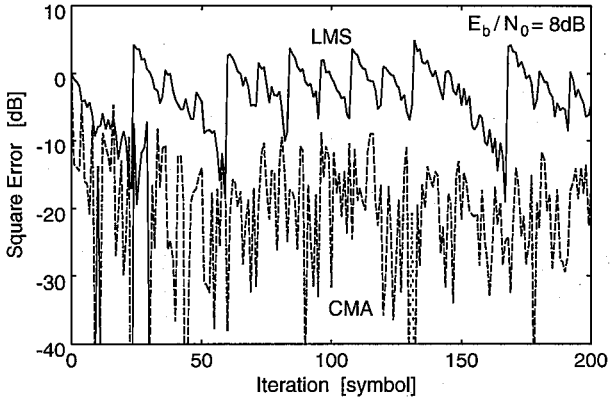


図4.12: バースト間ウェイト引き継ぎを適用したときの収束特性

イトをそのまま次の受信スロットの初期ウェイトとして引き継ぎ，アダプティブアレー処理を行う方法が考えられる．この方法の効果について検討を行った結果，図4.12の収束特性が得られた．図4.12はPHSフォーマット条件とし，所望波が0°方向，干渉波が60°方向から到来し，D/Uは3dB，E_b/N_0は4dBとした．実線および破線はそれぞれLMSおよびCMAによる結果を示す．

この図より，PHSフォーマットでは12シンボル(参照シンボル数に相当)毎にバーストの位相状態が異なるので，LMSにおける2乗誤差値が大きく変動するのがわかる．これは，前スロットの最終ウェイトが必ずしも次スロットにおいても最適位相合成を行うとは限らないためであり，次のバースト先頭で誤差が大きくなることが頻繁に生じている．それに対して，CMAでは受信信号の振幅しか観測していないため，初期ウェイトの位相成分が異なることによって誤差が大きくなることはない．そのため，ウェイトの収束も早くなると考えられる．よって，CMAアダプティブアレーにおいては，直前の受信スロットの最終ウェイトを引き継ぐ方法が有効であることがわかる．

図4.13，図4.14にそれぞれCMA，LMSアダプティブアレーにおいてPHSフォーマット時にウェイト引き継ぎを適用した場合のBER特性を示す．CMA，LMSともにPHSフォーマットを適用すると，収束十分条件に比べてイタレーション回数が減るため劣化が生じる．特にLMSでは，直前受信スロットの最終ウェイト引き継ぎを適用するとBERの劣化が顕著である．それに対して，CMAでは劣化は生じない．

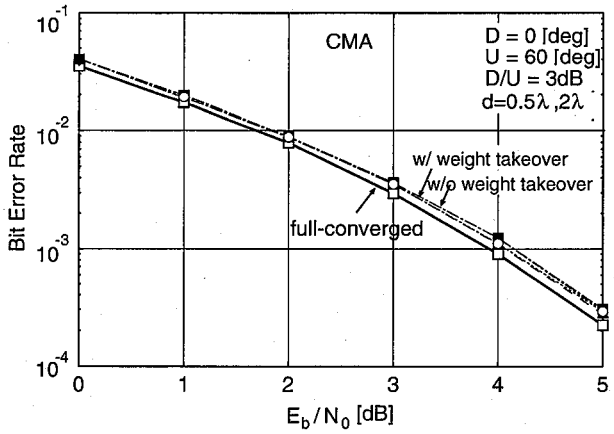


図 4.13: PHS フォーマットにおける CMA-AA の BER 特性

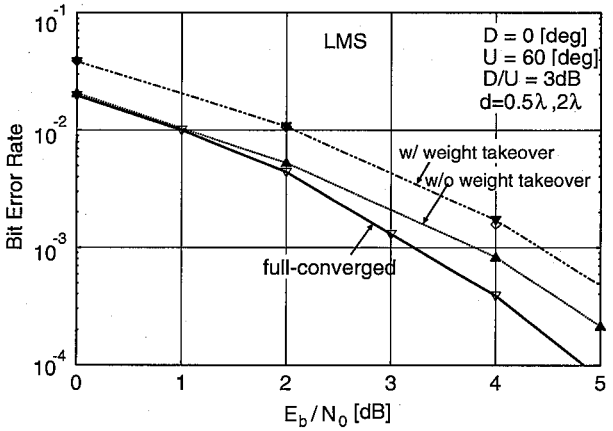


図 4.14: PHS フォーマットにおける LMS-AA の BER 特性

サンプリング点に関する検討

図 4.15 に CMA アダプティブアレーにおいてサンプル点を変えたときの特性の変化を示す．5 倍オーバーサンプリングしたシンボルの真ん中のサンプル値を最適シンボルタイミング点としてアダプティブアレー処理を行った場合 (図中の cunning) と最大振幅法 (MAM) を用いて最適シンボルタイミングを決定した場合を比較する．MAM とは，オーバーサンプリングした各 5 つのサンプル値について，合成波の振幅値をシンボル毎に累積し，その累積値が最大になるサンプル点を最適点として選択する方法である．合成波のアイパターンが平均的に最も開くところを探すため最尤推定となる．しかし，CMA のアダプティブアレーを行う場合には合成波の最大振幅となるタイミングでサンプリングすると，所望波の最大振幅となるシンボル中心サンプリングに比べて BER が劣化することが確認できる．特に本節では，ロールオフフィルタリングのために定包絡線の失われた $\pi/4$ シフト QPSK を用いているため，サンプリング位置が BER に与える影響が大きくなっていると考えられる．

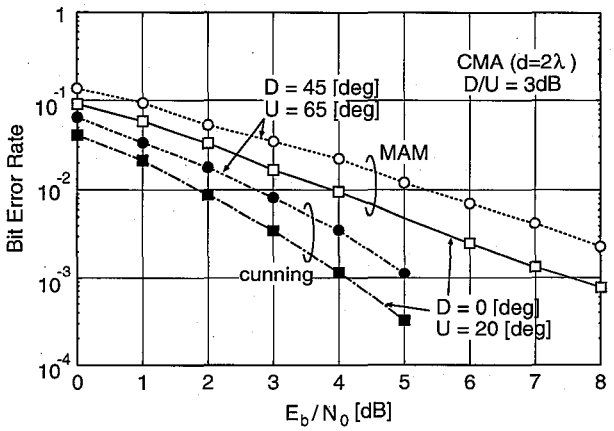


図 4.15: サンプリング点の違いによる特性劣化

フェージング環境下の特性

伝搬路条件として，各アンテナ素子に入射する信号の位相および振幅の変動には相関が全くないレイリーフェージング環境を仮定する．これは，移動局の近傍で送信信号が反射・散乱・回折された各素波が合成されて基地局で受信される環境に相当し，到来波が角度広がりを持つケースと等価である．この場合，アダプティブアレー処理によって求まったアンテナパターンは特に意味をなさない．

図 4.16 にフェージング変動する直接波のみが到来する場合の BER 特性を示す．PHS フォーマットを適用し，最大ドップラー周波数 f_d をパラメータとして変化させたときのアダプティブアレー (AA)，4 合成ダイバーシチ (div.)，単ブランチ受信の特性を示す．アダプティブアレーは CMA を適用し，4 合成ダイバーシチは遅延検波後最大比合成ダイバーシチ，単ブランチ受信は#1 のアンテナ素子での受信を表す．ただし，アンテナ素子間隔は 2 波長とした．

単ブランチ受信およびダイバーシチ受信の場合，フェージング周期の速さによる BER 特性の変化はみられないが，アダプティブアレーはフェージング周期によって特性が変化する．干渉波がなく，所望波のアンテナ素子間におけるフェージング相関が 0 である場合，アダプティブアレーは遅延検波前最大比合成ダイバーシチと同じ動作になる．よって，アダプティブアレーとダイバーシチの特性の差は，最大比合成が遅延検波の前後どちらに行われたかによって生じているものと考えられる．

また，4 合成ダイバーシチはシンボル毎に求めた瞬時ウェイトで重み付けを行い，アダプティブアレーは 1 バースト内は同じウェイトで重み付けを行う．そのため，f_d=10Hz (f_dT_s=2.6×10^{-5}) 程度ではその差は現れていないが，f_d=2000Hz (f_dT_s=5.2×10^{-3}) とフェージング周期が速くなるとアダプティブアレーの特性は大きく劣化しているのがわかる．

図 4.17 に平均 D/U が 3dB のときの 2 波レイリーフェージング環境下の BER 特性を示す．アダプティブアレーを用いても単ブランチ受信やダイバーシチに比べて大きな改善が得られていない．これはフェージング変動により，バーストの最後で得られた干渉抑圧ウェイトがバースト内すべてのシンボルに対して最適でないため，特にバースト前半のシンボルにおいて干渉抑圧合成が行われなくなるのが原因と考えられる．そのため，フェージング環境下では，ある程度誤差が小さ

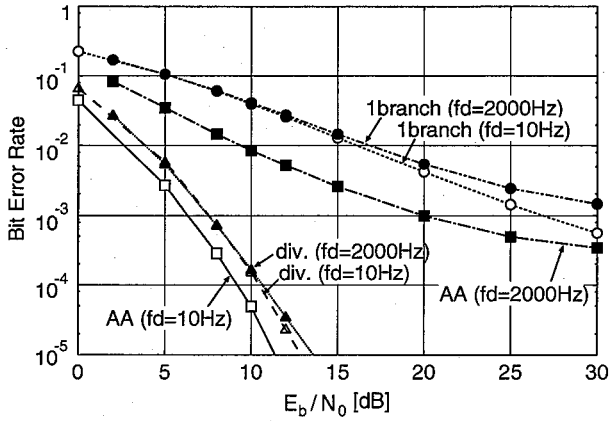


図 4.16: 1 波レイリーフェージング下の BER 特性

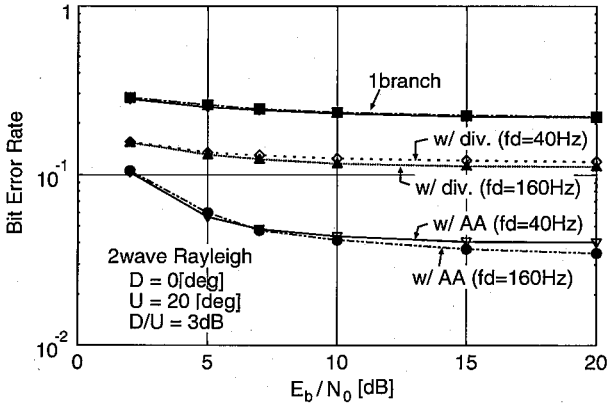


図 4.17: 2 波レイリーフェージング下の BER 特性 (平均 D/U=3dB)

くなったところで，シンボル毎に求まったウェイトで重み付けするのが望ましい．また，CMA であるため，ドップラー周波数が小さい場合でも，干渉波と所望波の振幅が逆転した場合には誤補足のためさらに劣化が生じると予想できる．

前述の収束特性より，1 バーストで収束していることが確認できる．1 バーストの間に伝搬環境の変化量がほとんど無視できれば劣化はないと考えられる．文献 [101] によると，送信ダイバーシチ制御の劣化量が無視できるのは最大ドップラー周波数が 40Hz 程度と言われている．送信ダイバーシチ制御は PHS のフレーム構成である 2.5ms 前の受信スロットの伝搬環境をもとに制御を行うが，逆にいうと最大ドップラー周波数が 40Hz 程度であれば 2.5ms の間ではほとんど伝搬環境が変化しないと考えられる．1 バーストは 2.5ms の 1/4 に相当するので，受信アダプティブ制御で劣化がほとんどないドップラー周波数は 40Hz の 4 倍となり，160Hz 程度までは追従が可能と考えられる．160Hz は端末局の移動速度に換算すると 90km/h となる．

図 4.18 に最大ドップラー周波数 f_d に対する BER 特性を示す．それぞれ 1 波レイリーフェージング環境下において，単ブランチ，4 合成ダイバーシチ，アダプティブアレーを適用したときの特性を示す．また，E_b/N_0 は 5dB および 8dB とした．アダプティブアレーは予想どおりドップラー周

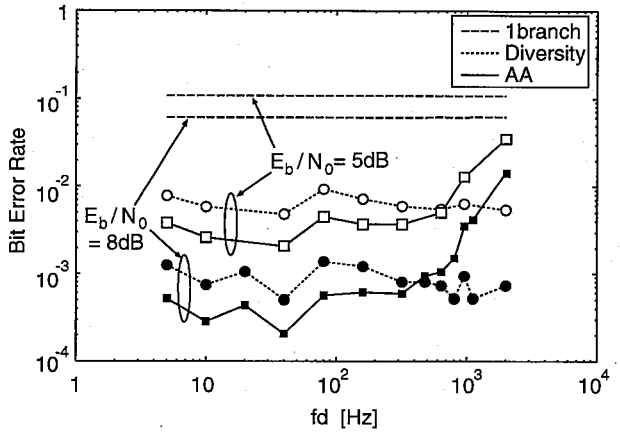


図 4.18: 最大ドップラー周波数に対する BER 特性

表 4.3: CMA と LMS の特徴比較

項目	CMA	LMS
参照信号	○ 必要なし.	× T-ch 通話モードに入ると，ユーザ毎にユニークな参照信号を得ることができない.
処理量	○ 逐次ウェイト更新を打ち切る長さによってはさらに低減できる. 収束が遅いため全バーストのサンプルを用いる必要あり.	○ 参照信号の長さによって処理制限があるため，処理量は CMA より少ない.
ステップサイズ	△ μ の値によって BER 特性が変化. 伝搬路環境によって最適値を決める必要あり. 評価関数 $J_{12} \rightarrow \mu = 0.05$ 評価関数 $J_{22} \rightarrow \mu = 0.01$	△ CMA と同様. 2 波静特性の場合，$\mu = 0.01$ が最適.

波数 f_d が大きくなると BER が劣化し，ブレークポイントは 320Hz 付近と考えられる. ダイバーシチはシンボル毎に重み付けを行うので f_d に依存しないことがわかる. この図より，PHS フォーマットでは前述の f_d=160Hz 程度ならばウェイトの追従が可能であることがわかる.

4.3.3　考察

CMAとLMSのトレードオフ

干渉波の到来方向をランダムに変化させたときのBERは，CMAもLMSも同程度の特性が得られた．このとき最適なステップサイズを選ぶと，入力SN比に対する平均的な効果は同じである．

アンテナ素子間隔

アンテナ素子間隔を広げた方がビームとヌルを向ける分解能が高まり，到来波方向が変化する場合には平均的に良好な特性となる．ただし，グレーティングローブの出るある特定の方向に干渉波がある場合はBERが劣化することもある．フェージング伝搬路では，アンテナ素子間隔を広げることにより，素子間のフェージング相関が小さくなるため，ダイバーシチ効果が生じると考えられる [50].

参照信号

PHSでは，全ての端末局に対して同じプリアンブルやユニークワードを用いるため，ユーザ毎に固有な参照信号を用意できない．そのため，LMSのような参照信号によってアダプティブパターンを形成するアルゴリズムは現実的に利用が困難である．よって，以下の方法により改善が望まれる．

1. 干渉波レベルが所望波レベルに対して小さいのなら，CMAのみを使用する．
   (現存のPHS使用環境においては，近隣基地局間で上り下りの同期がとれているため，大抵の場合がこの環境であると予想される．)
   しかし，固有値分散問題のために所望波と干渉波のDOAが近い場合にウェイト収束不十分によるBER劣化が生じる可能性がある．
2. T-chモードになった直後，BS-PS間で上り下りの同期確立のために，同期バーストを送信し合うが，このときのスロット構成はユーザ毎に異なるプリアンブルが31シンボル挿入されているので，これを参照信号として利用することが可能である．この間のスロットにおいて，安定した出力を得ることができるLMSを用いるか，収束性に優れるRLSやSMIを用いる．通話モードに入ると，各スロットのUW, PRはすべてのユーザ共通の系列が挿入されるため，参照信号として利用できないため，CMAに変更してビームおよびヌルの追従を行う．
3. 文献 [102] では，PHSでユーザ固有の参照信号を作るために，バースト信号を送信するタイミングに差をつけてユーザを分離する方法が提案されている．シミュレーション結果によると，3/4シンボル時間以上離すことで各ユーザ毎に適切なウェイトが得られることが確認されている．しかしシステム仕様を変更する点やバースト同期を考慮すると実現が難しいと考えられる．

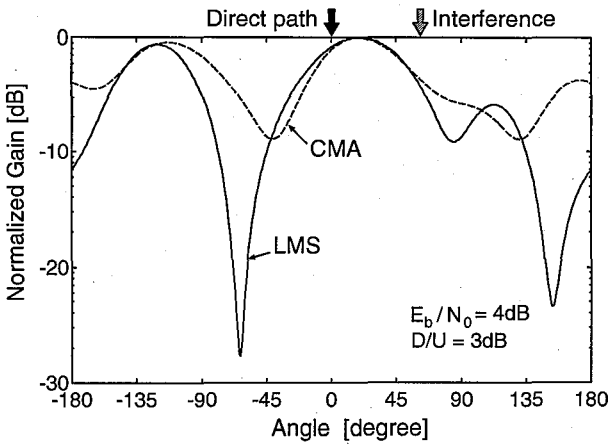


図 4.19: コヒーレント信号が入射する場合のアンテナパターン

ウェイト引き継ぎ

特に伝搬環境が静特性でない場合，CMA，LMS ともにウェイトの収束速度が遅くなるので，直前の受信スロットにおける最終ウェイトを次回の初期ウェイトとすることによって改善が見込める．しかし，LMS においては最終ウェイトを初期値にすると必ずしも最適位相合成とならないため，余計に誤差が増えてしまう問題がある．

周期の速いフェージング対策

第 4.3.2 節で検討したように，フェージングピッチが速くなると，BER が劣化する問題がある．現在は各バースト毎にウェイトの最終収束値を用いて重み付け合成しているが，速いフェージング時には，CMA では，データ部においてシンボル毎に求まったウェイトで逐次重み付けを行うことによって改善できる．LMS などの参照信号を必要とするアルゴリズムでは，データ部においてデータ判定値を参照信号としてフィードバックすることによって対処できる．参照信号の存在しない区間だけ CMA を使う方式も提案されている [103].

シンボル同期

既存の PHS 基地局では，A/D 変換とともに 5 倍のオーバサンプリングを行い，その後遅延検波されるまではサンプリングレートは変わらないが，アダプティブアレー処理は，シンボル間隔でしかウェイト更新ができないので，メモリ量，データ処理量を考慮すると早い段階でサンプリングするのがよいと考えられる．

シンボル同期捕捉 (オーバーサンプリングレート 960kHz)[ブランチ毎]
→ サンプリング [ブランチ毎]
→ AA 処理 (シンボルレート 192kHz)
→ 遅延検波

ただし，干渉波が存在するときでも確実なシンボル同期がとれるかが問題となる．前述のよう

に，所望波に対して最適なサンプル点は必ずしも干渉波との合成波の最尤アイ開口タイミングとは一致しないため，同期ずれによって特性は劣化することが確認できた．強い干渉波が存在する環境下でのシンボル同期をとる方法の検討が別途必要である．

遅延時間が非常に短いISIが到来する場合の特性

CMA，LMS両方とも，遅延時間が非常に短いISIが到来する場合，所望波との到来角度差が十分あってもアンテナパターンは干渉抑圧パターンとはならない．図4.19に，遅延時間差のない信号が60°方向から入射した場合のアンテナパターンを示す．D/U は3dB，E_B/N_0 は4dBである．このように所望波に対してコヒーレントな信号が到来した場合は，ビーム制御による抑圧というよりは，各信号が同相となるように重み付け合成されたダイバーシチとして動作する．そのため，得られたウェイトの構成するアンテナパターンは特に意味をもたない．実際にこのシミュレーションではダイバーシチ効果によりビット誤り率は0であった．

4.4 試作装置による実験的検討

4.4.1 まえがき

近年，無線通信システムの容量増大や基地局のカバレッジ拡大を目的とした試作機レベルによる実験が行われている [12][104]-[108]．DBF 方式のスマートアンテナでは，デジタル信号処理の大部分を DSP (Digital Signal Processor) で行う形態をとることができるため，ハードウェアの構成を大幅に変更することなく，様々な適応アルゴリズムの検証やパラメータの調整が容易に行える利点がある．本節では，PHS をベースにしたスマートアンテナ受信装置を試作し，暗室実験により干渉抑圧効果を確認する．

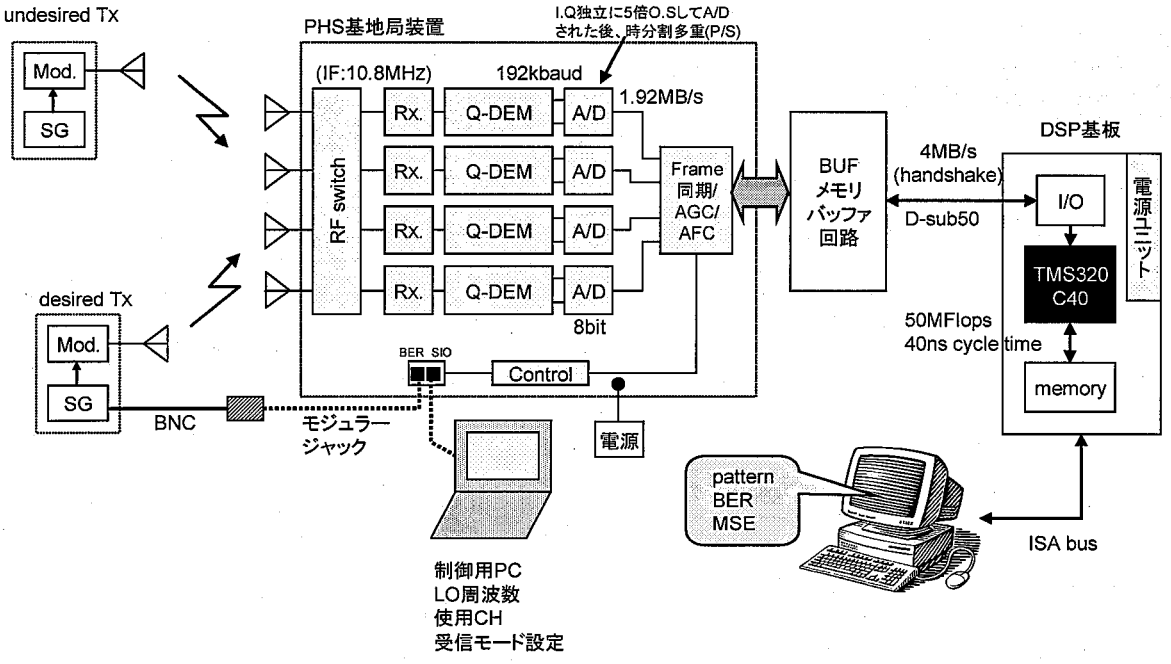


図 4.20: 試作装置の内部構成

4.4.2 機能試作機ハードウェア構成

図 4.20 に開発したスマートアンテナ受信装置の構成を示す．本試作装置はベースバンド信号による DBF 方式を採用している．DBF 方式では，デジタル信号処理によって等価的に干渉を抑圧する指向性パターンを形成し，直交復調後のブロックを DSP に実装することによって実現できる．

表 4.4 に試作装置の仕様を示す．アレーアンテナは，4 素子の無指向性アンテナを 2 波長間隔で円形配置したものと，8 素子の指向性アンテナを半波長間隔で円形配置したものの 2 種類を用意した．上から見た図を図 4.2，図 4.21 に，外観の写真を図 4.22 に示す．特に指向性アンテナアレーの場合，図 4.21 に示すように，上から見て正八角形の支台辺上に矩形のマイクロストリップパッチアンテナを配置した形状をとり，#2 と #3 の中線上を入射波の到来方向 $\theta = 0°$ とした．各アンテナ素子の水平面内指向性 (電界強度) は $G(\phi) = G_0 \cos\phi$ $(-90° < \phi < 90°)$ で表され，その領域外

表 4.4: 試作装置の仕様

構成品名称	項目	仕様・性能
PHS 基地局本体	入力インタフェース	N 型コネクタ (アンテナインタフェース)
	無線チャネル	制御 ch･･･1 チャネル，通話 ch･･･3 チャネル
	無線部平均出力	300mW (アンテナ端にて)
メモリバッファ回路	出力インタフェース	50 ピン D-sub コネクタ (入出力ボード側)，デジタル信号インタフェース数･･･32
	転送速度	最高 4MByte/sec (handshake)
制御用 PC	機種	DynaBook Satellite 305CDT, OS: Windows95
	その他	通信ソフト WTERM をインストール済，6 ピンモジュラージャックで SIO に接続 (基地局本体側)
入出力ボード	基板形状	16bit ISA カード
	入力インタフェース	50 ピン D-sub コネクタ (メモリバッファ回路側)
	出力インタフェース	PHS(周辺高速) バス (DSP ボード側)，最大 20MByte/sec 転送
	消費電力	約 1.5A (5V)
DSP ボード	DSP	TI 製 TMS320C40 (浮動小数点演算, 60MFLOPS)
	入力インタフェース	PHS(周辺高速) バス (入出力ボード側)
	出力インタフェース	16bit ISA バス (出力用 PC 側)
	消費電力	約 2.5A (5V)
出力用 PC	機種	EQUIUM 5230D1，OS: Windows95
	その他	DSP 制御のためのソフトがインストール済
アンテナ	アレー構成	無指向性コリニアアンテナ (利得 7 dBi) を 2 波長間隔で円形配置
		指向性パッチアンテナを 0.5 波長間隔で円形配置

からの入射波は受信しないとする．ただし，ϕ は各指向性アンテナ素子の正面方向に対してなす水平面角である．

本装置は，通話チャネル (T-ch) の 1TDMA フレーム分の信号に対して，適応信号処理を DSP にて行う．通信方式は TDMA/TDD，変調方式は $\pi/4$ シフト DQPSK，復調方式には遅延検波を用いた．なお，アダプティブアレーの適応アルゴリズムとしてステップ定数 μ=0.05 の LMS および CMA を実装した．フレーム毎にスタートシンボル，プリアンブル，ユニークワードの計 12 シンボルの既知信号を用いてウェイトの更新を行い，決定したウェイトを次のフレームのウェイト更新のための初期値として用いた．1 フレームあたりのデータシンボルは 90 である．

処理の概要は以下の手順に従う．

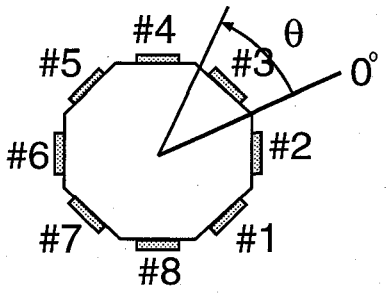


図 4.21: 指向性アンテナアレーのアンテナ配置 (上から見た図)

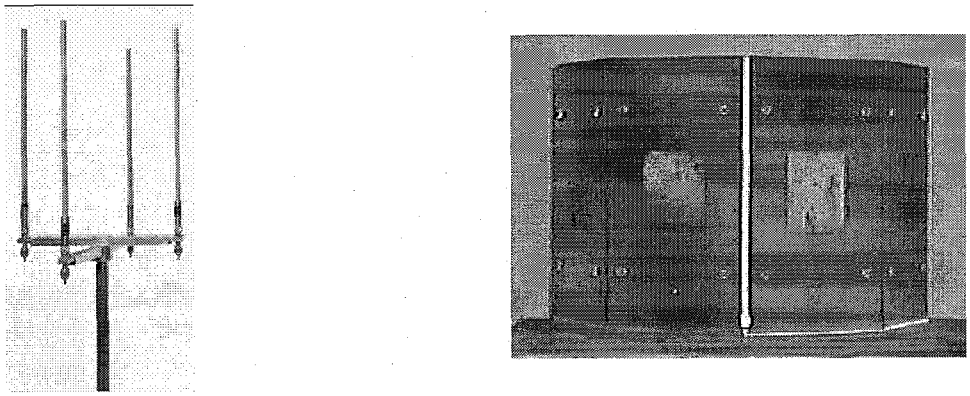


図 4.22: アンテナアレーの正面外観写真 (左：無指向性アレー，右：指向性アレー)

1. PHS 基地局装置によって各ブランチの受信信号をダウンコンバートし，直交検波する．
2. 受信系 4 系統の A/D 出力信号から所望の通話チャネル 1 フレーム分およびその信号に対応する RSSI を取り出す．
3. 上記信号を一旦メモリバッファ回路にて蓄積し，ハンドシェイク制御によって DSP 基板へ転送する．
4. DSP ボードにおいて，フィルタリング，サンプリング，アダプティブアレー適応信号処理，復調等の処理を行う．
5. その信号処理の結果として，指向性パターン，BER 特性，収束特性等をパソコンのディスプレイ上に出力する．

本装置では上記 1.〜5. の処理が全て終了した時点で再び 1. に戻って同じ処理を繰り返す．したがって，受信系の途中までは実際の商用基地局装置を流用しているため，リアルタイム処理が行われているが，DSP によって取り込んだ信号の処理を行っている間はオフライン処理となっている．つまり，図 4.23 に示すように時間的に間引いたフレームに対して処理を施す形態をとる．なお，DSP は 60MFlops の処理能力をもつ TI 社製 TMS320C40 を 1 個用いており，オフラインでの処理速度は DSP の性能と信号処理プログラムの複雑さによって決まる．

DSP を用いる理由として，今回は機能検証としての位置付けから，様々な適応信号処理アルゴリズムを容易に変更し試験を行えるようにするためである．このため，DSP による信号処理は，ゲー

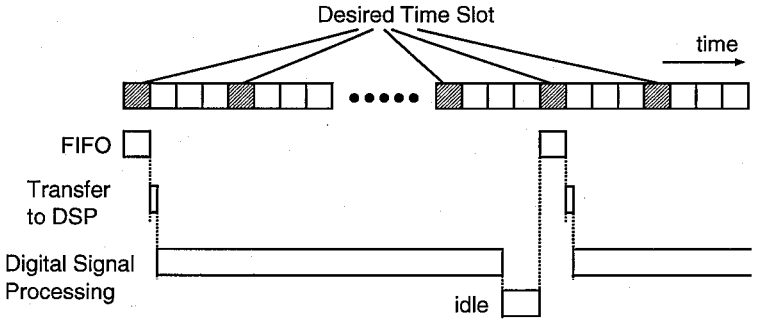


図 4.23: DSP による間引き処理

トアレイ等に比較して処理時間を要することから，適応信号処理の結果をリアルタイムに出力するようなことは行わないが，アンテナ性能の検証は十分に行えるものと考える．

また，同装置は制御用 PC に接続されており，ここから通信用ソフト WTERM を用いて，使用チャネル周波数，送受信モード等の設定を行うことができる．さらに，ビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) を測定する際，送信信号発生器とのフレーム同期をとるために，8 ピンのモジュラージャック，BNC ケーブルを介してバーストトリガ (制御信号) を送ることができる．

PC から DSP には割り込み処理によって逐次データの読み出しが可能であり，入力信号の時系列やウェイト，誤差の更新される様子等をモニタすることができる．また，DSP へは MATLAB 言語 [109]-[111] で記述されたソースプログラムを PC 上でコンパイルしてダウンロードすることによって，適応アルゴリズムの変更を容易にしている．

アンテナ素子間のキャリブレーションは，送信信号を 4 分配器に通して，各素子に等電力，等位相で入力されるようにした状態で，DSP 内での処理信号をモニタしながら手動で行う．振幅は無線部で測定された RSSI(4 素子平均値) によって校正され，位相は A/D 後の時間波形を素子間で比較することによって校正される．

図 4.24 に DSP における信号処理のブロック図を示す．

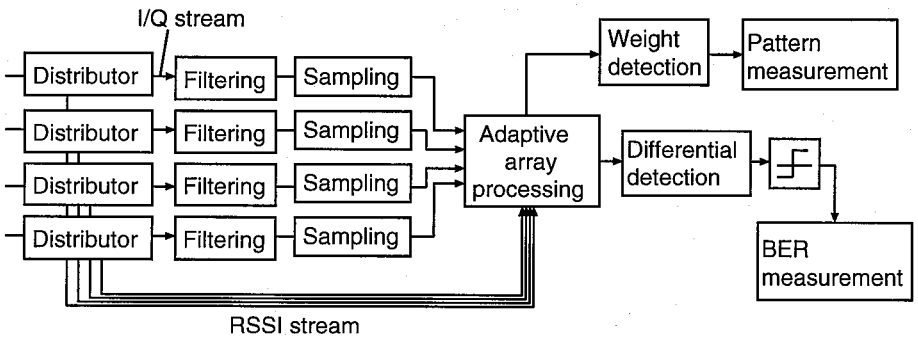


図 4.24: DSP における信号処理フロー

DSP に入力される信号系列は，5 倍オーバーサンプリングされた各素子の受信信号が I-ch，Q-ch 交互に 1200 サンプル並び，それに後続して 120 シンボル分の RSSI データが並ぶフォーマットになっている．そのため，まず，I/Q データと RSSI データを分離する処理が行われる．

フィルタは，ロールオフ係数が0.5のルートロールオフフィルタであり，タップ数は30とした．フレーム同期，キャリア同期が確立されているので，ここでは，5倍オーバーサンプリングされてDSPへ入力された信号のシンボル同期をとり，あるサンプルポイントにて周期的にたたく操作が行われる．バースト内で平均的に振幅値が大きくなるところがアイパターンが最も開いているところとしてシンボルタイミングを決定するMAM(Maximum Amplitude Method)法 [46] を使用した．

アダプティブアレー処理部の入力は，A/D変換後のI/Qデータが各素子独立にAGCによる振幅補正がかかっているので，アンテナ端における受信振幅を再現するために，DistributorからのRSSIデータによって再変換される．アダプティブアレー処理ブロックでは，各素子の受信信号のサンプリング値を用いて，アンテナウェイトを計算する．本装置では，ウェイト更新アルゴリズムはCMAとLMSのいずれかを選択することができる．

4.4.3 擬似伝搬路による実験結果

まず，擬似伝搬路を用いて試作装置が正常に動作するか機能検証を行った．擬似伝搬路とは，RF信号にアレー配置に起因する位相差を与えて擬似的に伝搬路を形成する一種の伝送路シミュレータであり，マイクロストリップ線路と4分配器等を用いて構成した．ここでは4素子の無指向性アンテナによる半波長等間隔リニアアレーを仮定しており，入射波の角度広がりは0°とした．

送信信号源は，市販の信号発生器 (SG, Signal Generator) で発生させ，所望波はビットパターンとして0が続く系列，干渉波はM系列を用い，ともに$\pi/4$シフトDQPSK変調される．キャリア周波数は1911.35MHzとした．

所望波のみが$\theta_D = 0°$または$\theta_D = 20°$方向から入射するときの指向性パターンをそれぞれ図4.25，図4.26に示す．縦軸は相対利得を示す．実線は測定値，点線は理想的なアンテナパターンであり，ピーク値で正規化した結果である．図より測定パターンはビーム方向やヌルの位置など計算値とよく一致していることが確認できる．

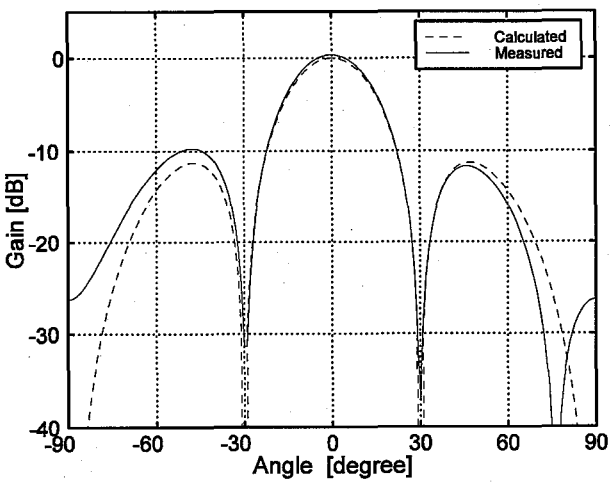


図 4.25: 指向性パターン特性 (1波擬似伝搬路,$\theta_D = 0°$)

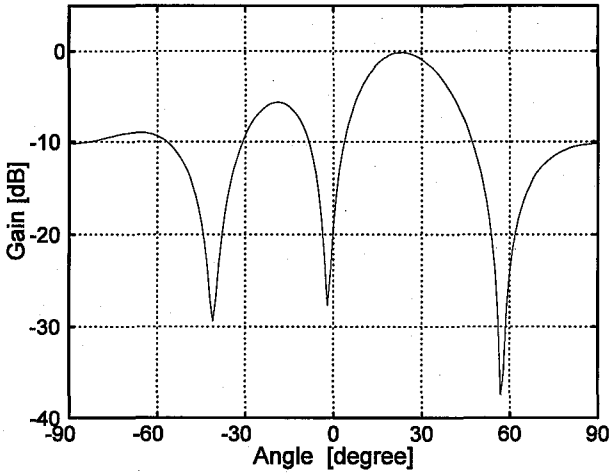


図 4.26: 指向性パターン特性 (1 波擬似伝搬路,$\theta_D = 20°$)

4.4.4　暗室実験結果

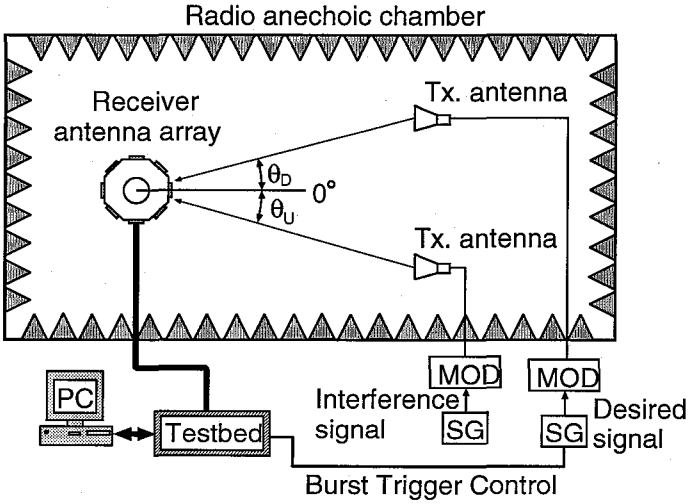


図 4.27: 暗室実験のセットアップ

以下，電波暗室において実験した結果について考察する．実験の際のセットアップを図 4.27 に示す．受信アンテナは図 4.28 に示す高さ約 1.5m の回転台の上に設置され，所望波および干渉波は離れた場所に設置された異なる SG から，所望波送信用アンテナとしてホーンアンテナ，干渉波送信用としてパッチアンテナを用いて送信される．また，送信信号系列は擬似伝搬路実験と同じとした．CMA および LMS は 1 フレーム内の全 112 シンボルを用いてトレーニングを行うものとする．フレームタイミングは送信側の所望信号と同期がとれるようにした．また，指向性パターンの測定のために，実験開始前に所望信号だけを受信して各アンテナブランチの振幅と位相を求め，較正係数として保存するしくみを持つ．

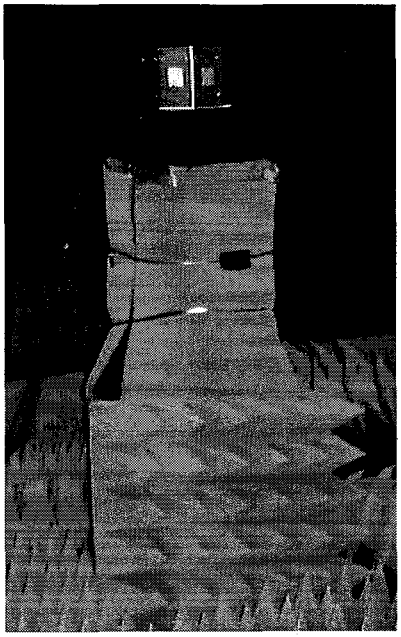


図 4.28: 回転台上に設置した受信用アレーアンテナ

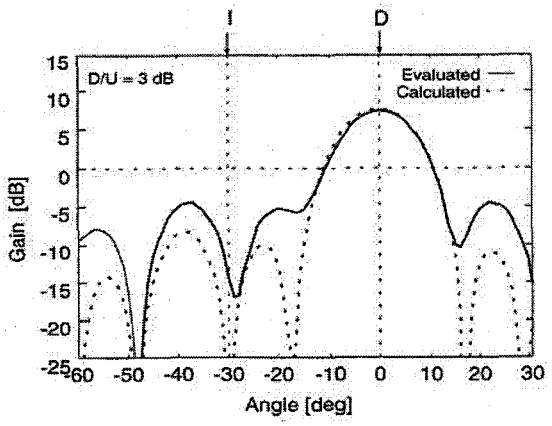


図 4.29: 指向性パターン特性 (2 波入射, $\theta_D = 0°$,$\theta_U = -30°$)

無指向性アンテナアレーによる結果

図 4.29 に，θ_D=0°，$\theta_U = -30°$, D/U=3 dB のときの CMA アダプティブアレーによる指向性パターンを示す．図中の縦軸の利得は所望波入射角度方向の指向性利得であり，水平面内無指向性アンテナに対する相対値で記述している．実測値はよく理論値と一致しており，干渉波方向の利得が低いことから干渉波を抑圧をしていることがわかる．また，指向性パターンより得られる所

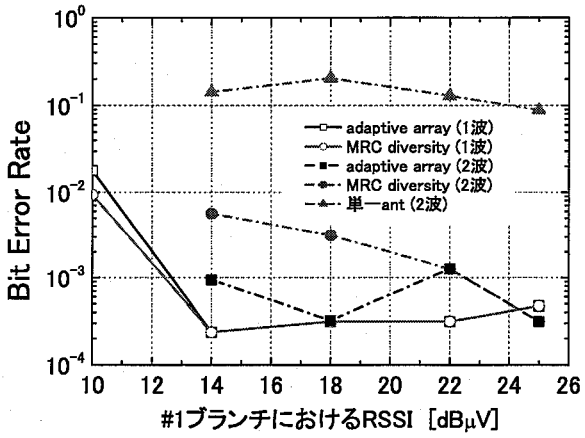


図 4.30: 所望波が見通し外であるときの BER 特性

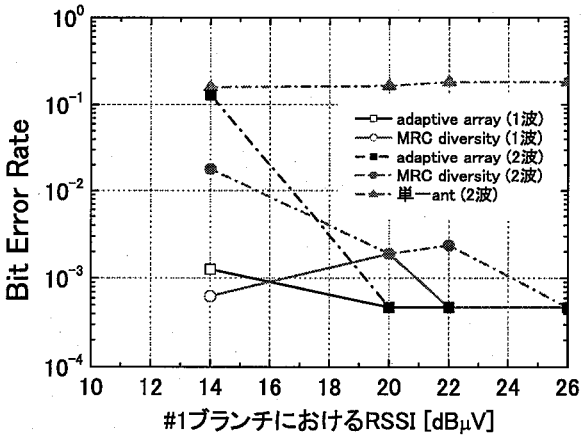


図 4.31: 所望波が見通し内であるときの BER 特性

望波方向と干渉波方向の利得差＋送信時の D/U 比で SIR を定義すると，約 25 dB と十分に干渉波が抑圧できていると言える．

図 4.30，図 4.31 に，所望波を見通し外および見通し内に置いた場合の，所望波のみ（”1 波”と図示）および干渉波あり（”2 波”と図示）のときの測定結果を示す．ある受信レベルでの BER 測定は，その開始から終了までに電波環境が大きく変化しないよう測定は 10〜15 バースト程度とした．なお，単一アンテナ受信の測定は，アンテナ#1 とする．図 4.30 は所望波が見通し外の場合の BER 特性である．横軸は 4 本のアンテナのうち#1 のアンテナの所望波レベルを示しており，所望波レベルを増加させるのに伴い干渉波のレベルも増加させている．これにより#1 のアンテナにおける平均 D/U が常に 3 dB となるようにしている．単一アンテナ受信の特性は，所望波レベルを変化させても D/U が常に 3 dB であるため，BER は 1×10^{-1} 程度でほとんど変化しない．一方，アダプティブアレーは単一アンテナに比べて約 2 桁，4 素子最大比合成ダイバーシチに比べても約 1 桁の BER 改善がみられる．また，干渉波が存在しない場合はアダプティブアレーと最大比合成ダ

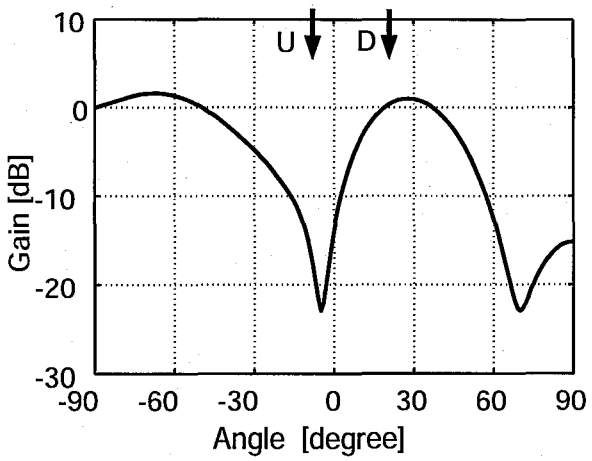


図 4.32: 指向性パターン (θ_D=20°, θ_U=−7°)

イバーシチの結果はほぼ同じとなる．図 4.31 より，所望波が見通し内の場合も同様な傾向が見られる．

指向性アンテナアレーによる結果

図 4.21 に示す指向性アンテナ素子を円形配置した場合の結果を示す．本試作装置では，指向性アンテナ素子特性より，信号を受信しないアンテナ素子が存在するため，全素子中 4 素子を選択してアダプティブアレー処理を行う．特に，電波暗室の大きさの制約から所望波，干渉波の入射角度差を 40° 以上とることができないため，今回は #1 ~ #4 の 4 素子を固定して用いた．

図 4.32 に所望波が $\theta_D = 20°$ 方向，干渉波が $\theta_U = -7°$ 方向から入射するときの LMS による指向性パターンを示す．ビームとヌルが各到来波方向に向いており，出力 SIR が 20 dB 以上確保できている．

図 4.33 に LMS および CMA を用いたアダプティブアレーの BER 特性を示す．また，無指向性アンテナおよび指向性アンテナの単一アンテナを用いたときの特性も同時に示す．ここで指向性アンテナを 1 素子のみ適用する場合は，その最大指向性方向と所望波方向を一致させている．アダプティブアレーを用いることで単一アンテナ使用時に比べて $D/U = 3$ dB のとき約 2 桁の BER 改善が見込めることがわかる．

次に，アダプティブアレーの適用アルゴリズムによる特性差を検討する．D/U が低いとき，CMA は干渉波の誤捕捉のために BER が大きく劣化する．一方，D/U が高いとき，LMS は前フレームで用いたウェイトをトレーニングの初期値として使うことにより CMA より改善度が小さくなると考えられる．これはフレーム毎にキャリア位相条件が異なるために，前フレームで収束したウェイトが現フレームにとって必ずしも最適にならないことが起因していると考えられる．LMS アダプティブアレーを用いた場合，単一の指向性アンテナ使用時に比べて，BER = 10^{-2} において耐干渉特性が 11 dB 改善することがわかる．

上述のように試作装置によって良好な干渉抑圧特性が確認できた．この干渉抑圧によって得ら

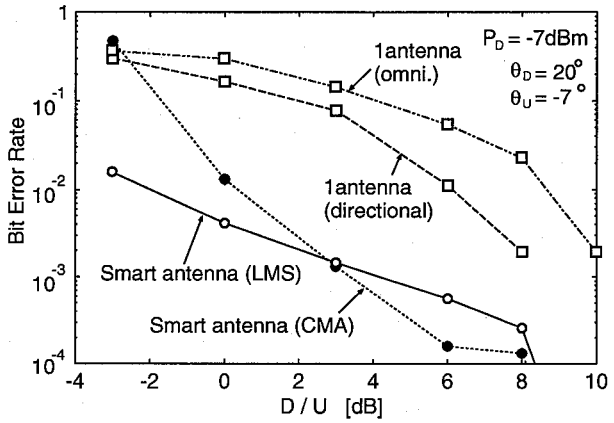


図 4.33: BER 特性

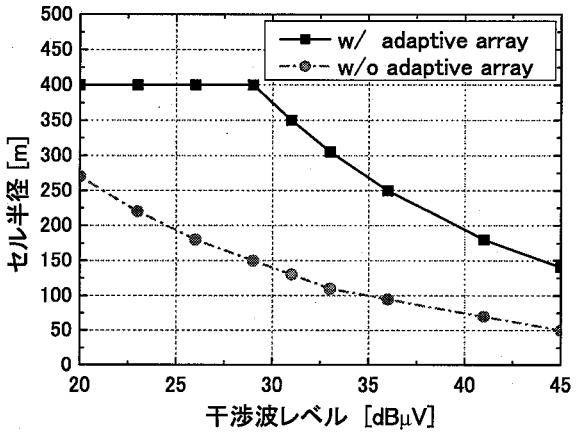


図 4.34: 干渉レベルとセル半径の関係

れるエリア拡大効果について考察する．

従来は熱雑音が支配的であると仮定して回線設計を実施している場合，実際には干渉波が存在するために熱雑音より干渉によってセルの大きさが決定されることがある．つまり熱雑音で検討したセル面積に比べて実際にはセルがシュリンクしているといえる．そこで，アダプティブアレーを導入することにより，干渉波を抑圧することが可能となり，シュリンクしたセルが元に戻ることが期待される．

これは干渉が多い都市部のみならず，郊外においてもいえることである．郊外は基地局の間隔が比較的離れているため干渉波が少ないとも考えられるが，伝搬則が 2 乗則に近くなる分，遠方の基地局からも干渉があることになり，結果的にセルをシュリンクさせている．

例えば回線設計の一例として，セル半径が 400m とする．ここで例えばキャリアセンス第 1 レベルである 26 dBμ の干渉波を基地局が受信していると仮定する．BER=10^{-3} を確保する D/U が 15 dB とすると，所望波レベルとして 26+15 = 41 dBμ (= −72 dBm) 以上が必要となる．このレベルを確保するための基地局-端末局間の距離は 180m 程度であるため，エリアが 400m から 180m にシュリンクしていることになる．図 4.34 は干渉レベルを変化させたときのセル半径を示したもの

である．干渉波レベル26 dBμの例では，アダプティブアレーで干渉波を15 dB抑圧すれば，セル半径が当初の400mまで拡大することができる．

4.5 結言

本章では，TDMAシステムとしてPHSを想定し，基地局用スマートアンテナを適用したときの性能についてシミュレーション検討を行った．その結果以下のことが明らかになった．

- アンテナ素子間隔については，従来よく使用されてきた半波長とするより，2波長程度に広げた方が干渉波の到来方向にかかわらず平均的にBERが改善する．
- ステップサイズ定数の最適値は，CMAでμ=0.05，LMSでμ=0.01である．
- 収束が遅くなるような伝搬環境下では，CMAは，直前受信スロットの最終ウェイトを次の受信スロットのウェイト初期値とすることにより，BERを改善できる．ただしLMSでは必ずしも改善できるとは限らない．
- フィルタのために定包絡線を失った変調方式に対してCMAを用いる場合，そのサンプリング点をどこに決めるかによってBER特性が変化する．所望波のシンボル中心をたたく場合に良好な特性が得られる．
- 最大ドップラー周波数f_dが160Hzのときでも，アダプティブアレーのBERは劣化しない．しかしf_dが320Hz以上になると，最大比合成ダイバーシチの特性が変化しないのに対して，大幅にBERが劣化する．

さらに，実伝搬環境でのアダプティブアレーの動作を確認するために，PHS基地局用スマートアンテナ受信装置を試作し，そのハードウェア構成を明らかにするとともに良好な耐干渉波特性が得られることを明らかにした．暗室における伝搬実験の結果，アダプティブアレーの適応アルゴリズムとしてCMAを用いた場合，アンテナ素子指向性の有無にかかわらず空間領域の信号処理により，良好な干渉抑圧指向性パターンやBER特性が得られた．

第5章

同一チャネル干渉波存在下におけるOFDMシステム用スマートアンテナ

5.1 緒言

第3, 4章では基地局用スマートアンテナについて検討したのに対し，本章では端末局にスマートアンテナを適用する場合を検討する．特に，高速伝送が可能でマルチパスに耐性のあるOFDMを用いた無線通信システムを想定し，日欧米で類似の仕様となっている5GHz帯無線LANあるいは無線アクセス方式の通信諸元を用いた評価を行う．そこで，まず5GHz帯OFDM無線LAN規格であるIEEE802.11a [112, 113]，HIPERLAN/2 [114]，HiSWANa [115]の物理レイヤの仕様について解説する．本章では，このようなOFDM方式に対して，同一チャネル干渉波が存在する状況下において3種類のスマートアンテナを提案する．まず，指向性アンテナを円形配置したアレーアンテナを用いたSIR基準の選択ダイバーシチを提案し，簡易な構成で干渉波耐性の向上に有効であることを明らかにする．次に，複数のサブキャリアをグループ化してアダプティブアレー処理を行う方式を提案し，同一チャネル干渉を効果的に除去しつつ，演算量の低減を図れることを明らかにする．また，OFDM用干渉除去型スマートアンテナとして，pre-FFTおよびpost-FFT型スマートアンテナを性能と回路規模の視点から比較検討する．さらに，信号帯域に部分的に存在する干渉波の抑圧方式として，サブキャリア毎に異なる適応アルゴリズムを適用する受信方式を提案し，その有効性を確認する．

5.2 5GHz帯OFDM無線LAN規格の概要

本章で検討対象とする無線通信システムとして，5GHz帯無線LANについて概要を述べる．5GHz帯の無線LAN規格はOFDMを採用し，特に物理レイヤは各国で非常に類似の仕様となっている．日欧米の各国の標準規格のパラメータを表5.1に示す．1999〜2000年にかけて各規格が標準化されたものの，Ethernetの無線版という位置づけで製品化・ユーザの導入が最も早くすすんだIEEE802.11aが実質生き残り，現在全世界のデファクトスタンダードになっている．HIPERLAN2とHiSWANaは標準化において歩調を合わせたためほとんど同じ仕様となっており，TDMAベースでAP (Access Point) 主導制御のため，スループットの面ではCSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) を用いる802.11aよりも優れる．

3方式とも，特定のサブキャリアに常に既知系列を含むパイロットサブキャリアを有し，すべて

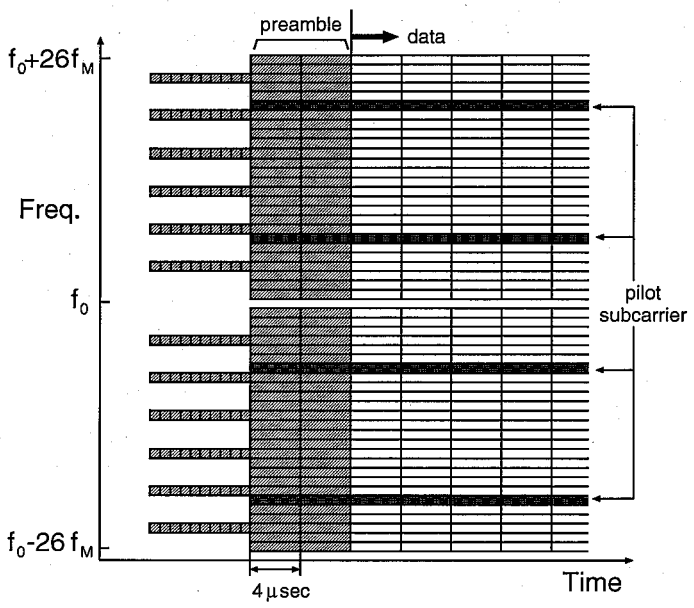


図 5.1: OFDM フレームフォーマット

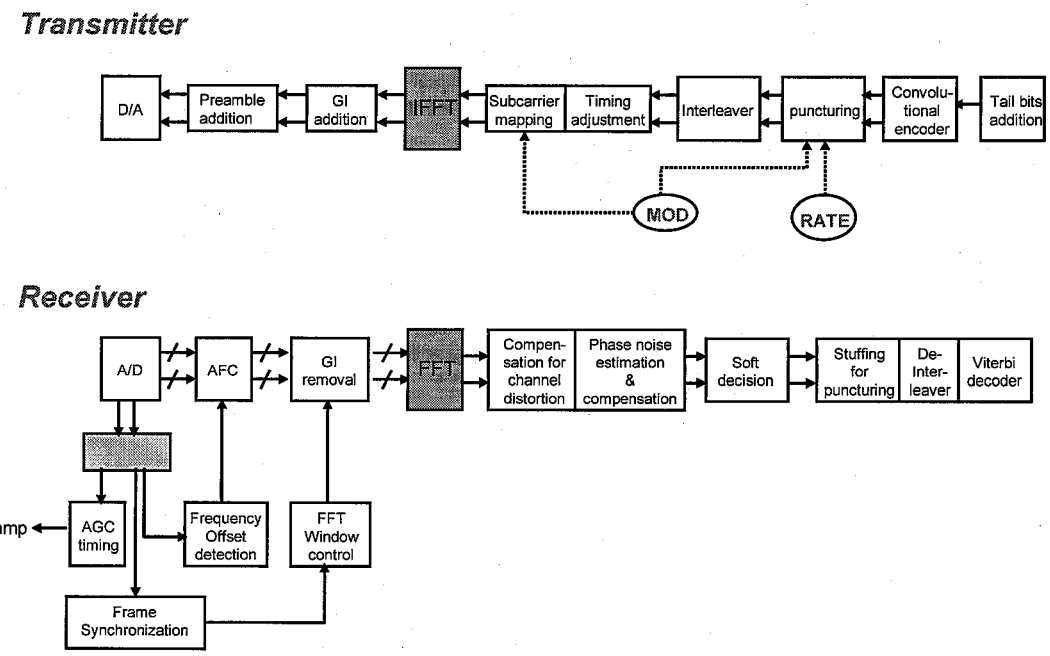


図 5.2: 送受信信号処理のブロック図

のサブキャリアには，先頭に既知のプリアンブルが含まれるパケット構成を持つ．図 5.1 に送信信号の周波数－時間系列のフレーム構成例を示す．例では，帯域 f_M の合計 52 個のサブキャリアを有し，4 個のパイロットサブキャリアを含む．1OFDM シンボル時間は 4μsec である．

図 5.2 に物理レイヤにおけるベースバンド送受信信号処理のフローを示す．送信機においては，

表 5.1: 5GHz 帯 OFDM 無線 LAN 規格

項目	仕様		
名称	IEEE802.11	HIPERLAN2	HiSWANa
標準化団体	IEEE (米国)	ETSI/BRAN (欧州)	ARIB (日本)
アクセス方式	CSMA/CA	TDMA	TDMA
無線周波数	5.15～5.25[GHz] 5.25～5.35[GHz] 5.725～5.825[GHz]	5.15～5.35[GHz] 5.47～5.725[GHz]	5.15～5.25[GHz] (5.25～5.35[GHz])
変調方式 ※ () 内は伝送レート (単位は Mbps)	BPSK, r=1/2, (6) BPSK, r=3/4, (9) QPSK, r=1/2, (12) QPSK, r=3/4, (18) 16QAM, r=1/2, (24) 16QAM, r=3/4, (36) 64QAM, r=2/3, (48) 64QAM, r=3/4, (54)	BPSK, r=1/2, (6) BPSK, r=3/4, (9) QPSK, r=1/2, (12) QPSK, r=3/4, (18) 16QAM, r=9/16, (24) 16QAM, r=3/4, (36) 64QAM, r=3/4, (54)	BPSK, r=1/2, (6) BPSK, r=3/4, (9) QPSK, r=1/2, (12) QPSK, r=3/4, (18) 16QAM, r=9/16, (24) 16QAM, r=3/4, (36) 64QAM, r=3/4, (54)
FFT 規模	64		
サブキャリア数	52 (情報 48+パイロット 4), ヌル 12 (1 DC + 6 upper + 5 lower)		
1 シンボルのサンプル数	80		
サンプリング速度	20 [MHz]		
サンプル間隔	50 [nsec]		
OFDM 有効シンボル長	3.2 [μsec]		
OFDM ガード区間長	800 [nsec]		
OFDM 全シンボル長	4 [μsec]		
サブキャリア間隔	312.5 [kHz]		
信号帯域幅	16.3 [MHz]		
チャネル間隔	20 [MHz]		
フレーム長	2 [msec]		

まず，送信データに tail bit が付加された後，符号化率 1/2 の畳み込み符号化され，所望の符号化率になるようにパンクチャ処理が施される．その後インタリーバによって信号系列の順序が入れ替えられる．インタリーバ出力はサブキャリア毎に QAM シンボルマッピングが行われ，同時にパイロット信号が挿入される．続いて，QAM の送信データは，直並列変換器 (S/P 変換器) により N 個 (N: サブキャリア数) のデータからなる並列データに変換される．この並列データは，IFFT された後，並直列変換器 (P/S 変換器) によって直列データに変換される．GI を挿入後，preamble 等を付加されて D/A 変換器にてアナログ信号に変換され，その後高周波までアップコンバートされる．

受信機においては，アンテナで受信された OFDM 波が高周波受信からベースバンドへダウンコンバートされる間にフィルタリング，低雑音増幅，周波数変換，直交復調等が施され，A/D 変換器

によってデジタル信号に変換される．A/D変換器の出力は，AGC，AFC，フレームタイミング同期を確立するために用いられ，FFT窓タイミングに従ってGIが除去された信号がFFTに入力される．その後，伝搬路補正部にて伝搬路歪が推定・補正され，各サブキャリアに対してQAMシンボルの軟判定が行われる．デインタリーバで信号系列の順序を元に戻し，パンクチャビットを補填したViterbi復号が行われる．

5.3　OFDM用スマートアンテナ

5.3.1　OFDM用スマートアンテナの課題

OFDM無線システムを実現する際，GI長を超える遅延時間をもつ遅延波による干渉(ISI)や，同一周波数帯を使用する他のセルおよび他のシステムからの同一チャネル干渉(CCI)への対策が必要となってくる．また，周波数の逼迫対策として，周波数の有効利用技術も必要である．このような問題の解決方法として，スマートアンテナをOFDMシステムに適用するのが効果的である[4, 15, 42].

OFDMにおける受信用スマートアンテナの構成として，FFT前の時間領域で重み付け合成を行う方式(ここではpre-FFT型と呼ぶ)[116, 117, 118]とFFT後の周波数領域で重み付け合成を行う方式(post-FFT型と呼ぶ)[119, 120]が考えられる．

一般的に，pre-FFT型スマートアンテナは，FFTやそれに後続する復調系が1系統であるため，回路規模が削減できる．それゆえにハードウェアによる実装面を考慮すると実現性の高い方式である．しかしながら，干渉波が存在する厳しいマルチパス環境下では，受信特性が著しく劣化するという問題がある．特に広帯域通信の場合，所望波のみならず干渉波も多くの遅延パスを伴って到来するため，受信機において観測できる干渉波の数が膨大になり，アレーアンテナの自由度，すなわちアンテナ数を超えるために干渉を十分に抑圧できなくなる．言い換えると，十分な性能を得るためにはアンテナ数を増やす必要があり，その結果，それに伴うアナログフロントエンド部の数も増えるため，回路規模が大きくなる．

これに対して，post-FFT型スマートアンテナは，このような厳しい状況下でも十分な干渉抑圧が可能であり，最適な受信特性を得ることができる．これはFFT後のサブキャリア単位ではマルチパスによる周波数選択性が弱まって単純な一様フェージングとみなせるため，干渉信号源の数に対してアンテナの自由度が上回っていれば干渉を完全に抑圧することができるからである．そのため，pre-FFT型に比べて同程度の性能を達成するのに必要なアンテナ数を少なくすることができる．しかしながら，FFT後のすべてのサブキャリアに対して独立に最適なウェイトを求めるため，計算量が膨大になるという問題がある．

以上の考察より，OFDM用スマートアンテナにとって，性能と複雑さのトレードオフが存在し，回路規模あるいは演算量削減技術は重要な課題であるといえる．

そこで本章では，干渉耐性は高くないものの簡易なハードウェア構成をもつpre-FFT型スマートアンテナとして，指向性アンテナアレーを用いたセクタ選択ダイバーシチを提案し，干渉抑圧特性に優れるとともに演算量を大幅に削減するpost-FFT型スマートアンテナとして，サブキャリアグループ毎にウェイト制御を行うサブキャリアクラスタリングを提案し，それぞれの性能と回路規模について評価を行う．これらのトレードオフを検討することによりOFDMシステムに適す

る方式を選定することができる．

5.3.2 定式化

NサブキャリアのOFDMシステムの伝送系について考える．まず送信側において，Nサンプルの変調されたデータビットはIFFTに入力されてOFDM信号が生成される．その結果，変調された所望信号$s_{m,n}$は次の式で表される．

$$s_{m,n} = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} S_{m,k} e^{j2\pi kn/N} \qquad (n = 0, 1, \ldots, N-1) \tag{5.1}$$

ここで，$S_{m,k}$はm番目のOFDMシンボルのk番目のサブキャリアのデータ，Nはサブキャリアの総数，nはサンプル時刻を表す．この$s_{m,n}$にGIが付加された後の送信信号を$\hat{s}_{m,n}$とする．

マルチパス伝搬路経由で単一アンテナで受信された所望波信号の複素ベースバンド信号$x^s_{m,n}$は次式で表現できる．

$$x^s_{m,n} = \sum_{l=0}^{L_s-1} h^s_{m,l,n} \cdot \hat{s}_{m,n-l} \tag{5.2}$$

ここで，L_sは遅延パス数で，$h^s_{m,l,n}$はm番目のシンボルのn番目のサンプル時刻における伝搬路インパルス応答(CIR, Channel Impulse Response)のl番目のマルチパス要素を意味する．このCIRをアレーアンテナによる空間次元に展開すると，マルチパスフェージング伝搬路モデルは

$$\boldsymbol{h}_{m,l,n} = a_l e^{j\phi_l} \boldsymbol{A}(\theta_l)\delta(t-\tau_l) \tag{5.3}$$

と表される．$\boldsymbol{A}(\theta_l)$は$M\times 1$のアレー応答ベクトルであり，アレー構造やl番目の遅延パスのDOA θ_lの関数となる．マルチパス成分a_lはレイリー分布に従うランダム変数であり，位相シフトϕ_lは一様分布に従う．τ_lはl番目の遅延パスの遅延時間である．受信信号のアレー受信信号は，式(5.2)の$h^s_{m,l,n}$を$\boldsymbol{h}_{m,l,n}$に置き換えることによって得られる．

CCIが所望波と同じ性質をもつと仮定すると，P個のCCIを含む受信信号は次式で表される．

$$\boldsymbol{x}_{m,n} = \sum_{l=0}^{L_s-1} \boldsymbol{h}^s_{m,l,n} \cdot \hat{s}_{m,n-l} + \sum_{p=0}^{P-1}\sum_{l=0}^{L_I(p)-1} \boldsymbol{h}^I_{p,m,l,n} \cdot I_{p,m,n-l} + \boldsymbol{\eta}_{m,n} \tag{5.4}$$

ここで$\boldsymbol{\eta}_{m,n}$はm番目のシンボルのn番目のサンプルにおける各ブランチの白色ガウス雑音(AWGN, Additive White Gaussian Noise)を表し，$\boldsymbol{h}^I_{p,m,l,n}$，$L_I(p)$はそれぞれ$p$番目のCCI $I_{p,m,n}$のアレー伝搬路応答および遅延パス数である．

図5.3に一般的なpre-FFT型スマートアンテナの受信機構成を示す．pre-FFT型アレー処理では，時間領域の受信信号$\boldsymbol{x}_{m,n}$とウェイト$\boldsymbol{w}$を用いてアレー出力は以下の式で表される．

$$y_{m,n} = \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{x}_{m,n} \tag{5.5}$$

アレー出力$y_{m,n}$を得るウェイト制御は，受信信号$\boldsymbol{x}_{m,n}$からGIを除去する前あるいは後のどちらの信号を用いてもよい．このように，所望波とCCIが異なる方向から入射する場合，空間ウェイトを制御することで干渉を理想的に抑圧することができる．

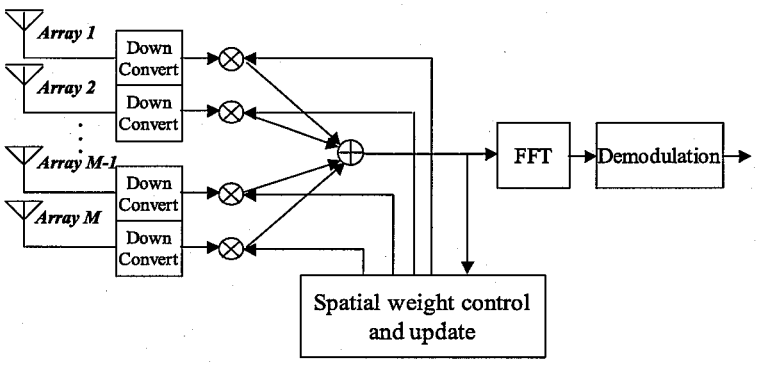


図 5.3: pre-FFT 型スマートアンテナの構成

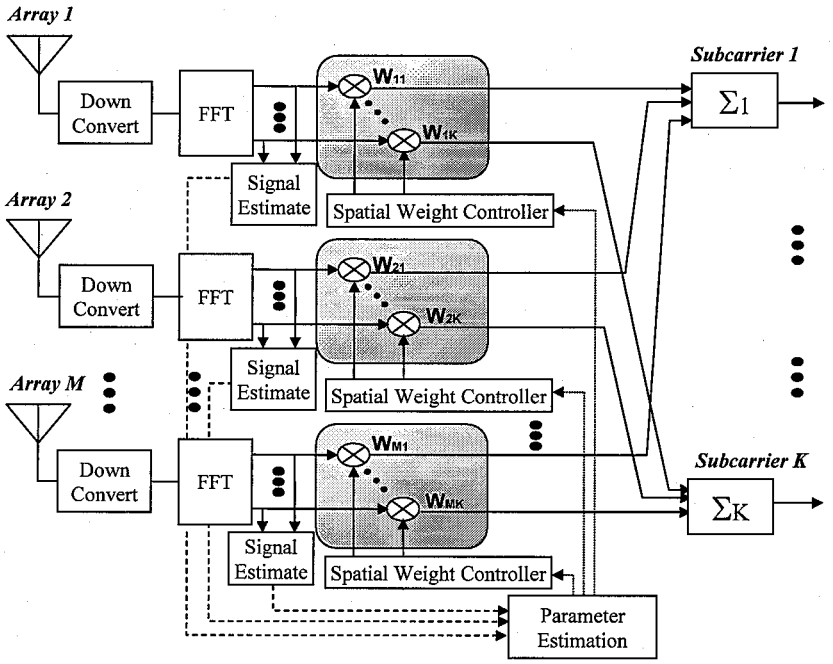


図 5.4: post-FFT 型スマートアンテナの構成

一方，post-FFT 型アレー処理では，周波数領域の受信信号は次式で与えられる．

$$\begin{aligned} \boldsymbol{X}_{m,k} &= \sum_{n=0}^{N-1} \hat{\boldsymbol{x}}_{m,n} e^{-j2\pi kn/N} \qquad (k = 0, 1, \ldots, N-1) \\ &= \left[\sum_{l=0}^{L_s-1} \boldsymbol{H}^{s}_{m,l,k} \right] S_{m,k} + \sum_{p=0}^{P-1} \left[\sum_{l=0}^{L_I(p)-1} \boldsymbol{H}^{I}_{p,m,l,k} \right] I'_{p,m,k} + \boldsymbol{\zeta}_{m,k} \end{aligned} \tag{5.6}$$

ここで，$\boldsymbol{\zeta}_{m,k}$，$\boldsymbol{H}_{m,l,k}$ はそれぞれ $\boldsymbol{\eta}_{m,n}$，$\boldsymbol{h}_{m,l,n}$ を FFT 処理したものである．また，$\hat{\boldsymbol{x}}_{m,n}$ は $\boldsymbol{x}_{m,n}$ から GI を除去した受信信号，$I'_{p,m,k}$ は CCI $I_{p,m,n}$ の周波数領域の送信信号を表す．

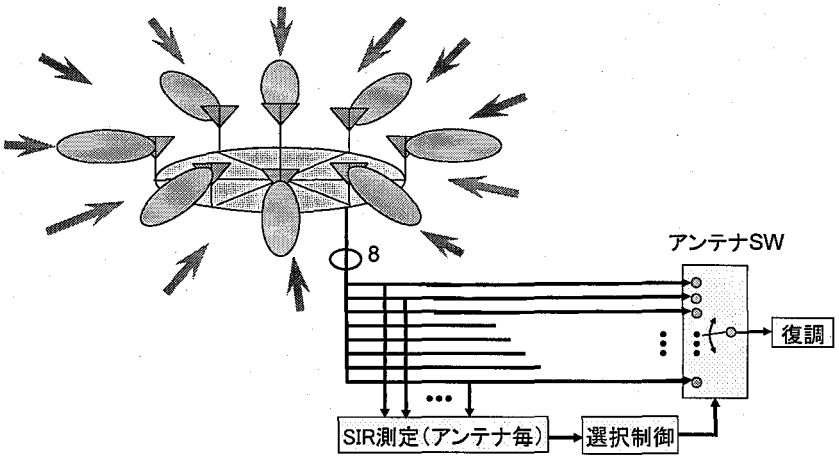


図 5.5: 提案受信機の構成

したがって，周波数領域のアレー出力は次式で与えられる．

$$Y_{m,k} = W_k^H X_{m,k} \tag{5.7}$$

ここで，W_k は k 番目のサブキャリアに対する空間次元のウェイトベクトルである．

式 (5.6) より，広帯域信号は各サブキャリア領域では狭帯域とみなせる．したがって，干渉波数 P がアンテナ数 M よりも小さい場合，post-FFT 型アダプティブアレーは十分なアレー自由度のために ISI と CCI を除去することができ，最適な受信特性を得ることができる．

5.4 FFT 前処理型スマートアンテナ

5.4.1 指向性円形アレーによる SIR 基準選択ダイバーシチ

すでに述べたように pre-FFT 型スマートアンテナの最大の特徴は簡易な構成である．本節では，pre-FFT 型スマートアンテナとして，指向性アンテナを円形配置したアレーアンテナを用い，SIR が最大となるアンテナを選択するダイバーシチ方式を提案し，その受信機構成および評価結果を示す．

受信機構成

図 5.5 に提案方式の構成を示す．アレーアンテナ部は第 3 章と同様，互いに最大指向性方向の異なるビームをもつ円形アレーとする．例えば従来のセクタアンテナもこれと同様な構成をもつ．各アンテナで受信された信号の所望信号電力および干渉信号電力を測定し，そこから得られる SIR が最大となるブランチを選択する．なお SIR 測定に関して，本提案では HIPERLAN2 あるいは HiSWANa の独特なフレームフォーマットを利用した手法を採用する．

図 5.6 に SIR 測定部の構成を示す．受信信号のプリアンブル部を用いて，受信側で既知の参照信号との相互相関をとることで所望信号電力を得ることができる．図 5.7 に HIPERLAN2 の broadcast

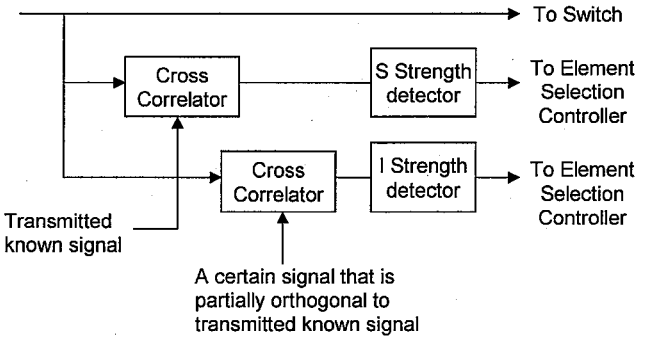


図 5.6: SIR 測定部

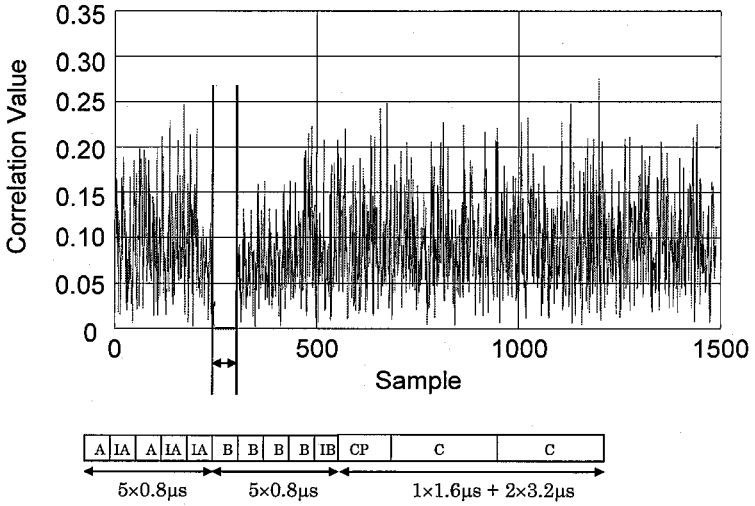


図 5.7: HIPERLAN2 のプリアンブル構成とゼロ値相関特性の例

channel のプリアンブル構成とゼロ値相関特性の例を示す．A コードおよび B コードは 50 nsec 単位の 16 サンプルで構成され，C コードは 64 サンプルで構成される．また，プリアンブルを用いた同期の精度を高めるために，A コードおよび B コードのビットをそれぞれ反転した IA および IB が挿入されている．これらのコードはすべて送受信機で既知であるため，例えば C コード区間において参照系列との相互相関をとることにより，所望信号電力を測定する．なお，相互相関はスライディング相関法やマッチドフィルタを用いて行われる．

また，干渉信号電力は，受信信号と予め直交するように設計された特別な参照符号系列との相互相関 (ゼロ値相関と呼ぶ) をとることで得ることができる．このゼロ値相関用参照符号系列は送信信号のプリアンブル部との直交性を計算機探索することで設計されるが，例えば HiSWANa や HIPERLAN2 の場合，図 5.7 に示すプリアンブルに含まれる A コードは B コードと完全に直交するように設計されている．よって，受信信号の B コード区間において，参照符号系列として A コードを用いて相互相関をとると非常に小さい相関値が得られるはずである．所望信号と非同期に到来する干渉信号が存在する場合，このゼロ値相関出力に干渉電力と雑音電力の和に比例する値が

表5.2: シミュレーション諸元

サンプリングレート $f_s = 1/T$	20MHz
変調方式	QPSK
有効シンボル長	$64T$ (3.2μsec)
GI長	$16T$ (0.8μsec)
FEC	Not used
フレーム構成	Preamble(4symbols) + payload(180symbols)
アンテナ選択規範	最大RSSI, 最大SIR
各到来波のDOA	フレーム毎にランダム
伝搬路	ETSI-B channel

観測されるため，アンテナ毎に相対的な干渉電力を得ることができる．

以上の操作により得られた所望信号電力と干渉電力の比をとることによりSIRが得られ，その最大値を検出しアンテナ選択制御を行う．

シミュレーション結果

表5.2にシミュレーション諸元を示す．同条件はETSIのHIPERLAN2の物理レイヤの仕様に準拠する．アンテナアレーは第3章と同様，8素子等間隔円形配置であり，アンテナ素子間隔は半波長とする．アンテナ間のフェージング相関が1のDOAモデルを仮定し，フレームタイミング，周波数同期は完全とした．

パッチアンテナ素子を用いた指向性アンテナアレーをモデル化するため，式(5.8)に示すコサインビーム指向性を仮定する[76].

$$G_i(\phi) = \sqrt{2(2n+1)}\cos^n(\phi - \theta_i) \tag{5.8}$$

ここで，ϕはアレーの水平面角を表し，nは指向性の鋭さを示す設計パラメータであり，本論文では1とする．また，θ_iは各指向性アンテナの最大利得方向であり，以下のように与えられる．

$$\theta_i = \frac{\pi}{4}(i-1) \quad (i = 1, 2, \cdots, 8) \tag{5.9}$$

本節では伝搬路モデルとしてETSI-B channelを仮定している．同モデルは小さなオフィス環境での最悪ケースとされており，OFDMシステムにおいてISIを引き起こすことがある．図2.4に示すように合計18波の遅延波が存在し，各波は独立なレイリーフェージングを受けているとする．さらに各遅延波の水平面DOAはフレーム毎にランダムに変化し，DOA θ_iの初期位相は次式のとおり各遅延パスを20°間隔に設定した．

$$\theta_i = \frac{(2i-1)\pi}{18} \tag{5.10}$$

CCIも同様にETSI-Bモデルに従うが，ランダム変数およびその初期値は所望波とは独立に変化する．

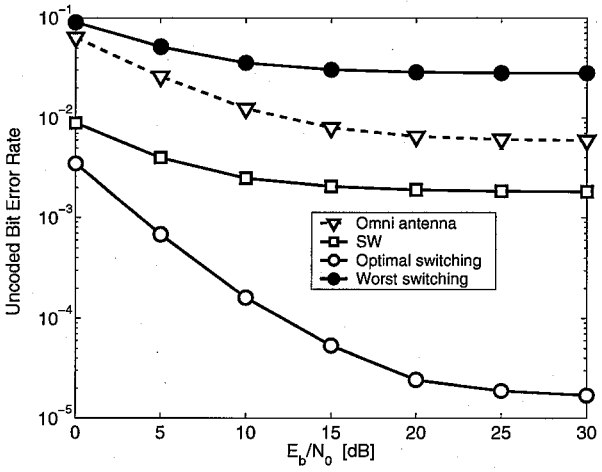


図 5.8: ETSI-B チャネルモデルにおける RSSI 基準アンテナ選択ダイバーシチの BER 特性

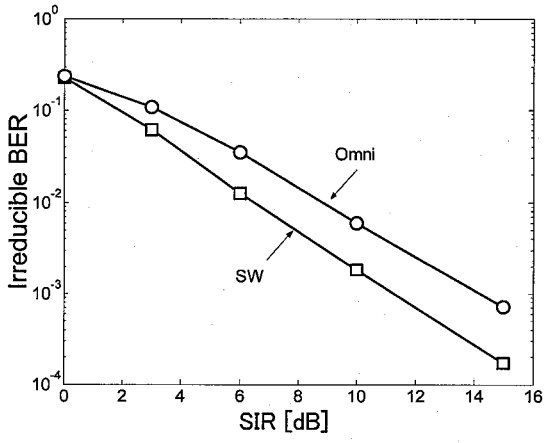


図 5.9: ETSI-B チャネルにおける軽減困難誤り率の比較

BER 特性

図 5.8 に SIR=10 dB のときのアンテナ選択ダイバーシチの BER 特性を示す．無指向性の単一アンテナ受信の特性を “Omni antenna”，RSSI 基準選択時の特性を “SW”，アンテナ選択後の BER が最小となるブランチを常に選択したときの特性を “Optimal switching” (以降，最適選択と呼ぶ)，逆にアンテナ選択後の BER が最大となるブランチを常に選択したときの特性を “Worst switching” として比較する．この図より，単一アンテナ時よりも RSSI 基準選択によって BER を改善することができるが，エラーフロアが生じており，その改善度は約 3 倍程度にとどまる．これは主に指向性アンテナのビーム幅によって様々な方向から到来する CCI およびその遅延波の受信率が低下することによる効果と考えられる．しかし，BER が最小となる最適選択時に比べると BER が大きく劣化している．また，“Worst switching” の場合はむしろ単一アンテナ受信よりも劣化するため，指向性アンテナをアレー配置するときは適切なアンテナ選択手法の確立が極めて重要である．

図 5.9 に単一アンテナ受信時と RSSI 基準アンテナ選択ダイバーシチ適用時の軽減困難誤り率を

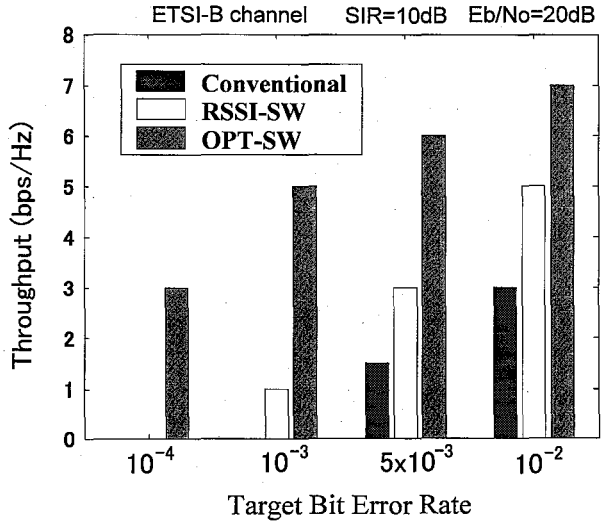


図 5.10: スループットの比較

示す．この結果，無指向性アンテナで単一受信するのに比べて，アンテナ選択を行うことによって，BER が 10^{-2} および 10^{-3} のときそれぞれ SIR が 2 dB，3 dB の改善が図れる．つまり干渉耐性が約 2 倍となる．これによって，サービス品質 (QoS, Quality Of Service) の改善が期待できる．特にセルラーシステム等では，セクタアンテナを用いることによって，セル間距離を縮小できることを意味する．

図 5.10 に SIR = 10 dB，E_b/N_0 = 20 dB のときの各方式のスループット特性を示す．図中の "OPT-SW" は最適選択，"RSSI-SW" は RSSI に基づくアンテナ選択，"Conventional" は単一アンテナ受信時の特性を表す．スループットは，HIPERLAN2 や HiSWANa の仕様に従って，QPSK 以外に BPSK, 16QAM, 64QAM を用いたときの各種 BER 特性をシミュレーションにより求め，横軸のターゲット BER を下回る最大多値数の変調方式をフレーム毎に選択したときの平均伝送レートとした．すなわちフレーム毎の適応変調を施したときの平均伝送レートである．図より，10^{-3} 以下の BER は最適選択時しか得られないこと，特に BER=5×10^{-3} のとき最適選択は単一アンテナ受信に比べ，5 倍の伝送容量改善が可能であること，RSSI 基準選択は最適受信に比べてスループット特性は大きく劣化することがわかる．

アンテナ選択成功確率

干渉波存在下においてどのようなアンテナ選択方法が最適かを検討することは重要である．図 5.11 に ETSI-B チャネルモデルにおいて RSSI に基づくアンテナ選択アレーを用いたときのアンテナ選択成功確率を示す．ここでアンテナ選択成功確率は BER が最小となるアンテナを選択する確率で定義する．また，SIR = 20 dB の特性は「干渉波なし」の特性とみなせる．

図 5.11 より，SIR が大きいとき，E_b/N_0 が大きくなるにつれて成功確率が 1 に近づく．しかし，SIR が小さくなるにつれて RSSI 基準では選択誤りが増大し，E_b/N_0 にかかわらず約 10%まで成功確率が落ち込むことがわかる．これはランダムにアンテナを選択した場合の結果と変わらない．

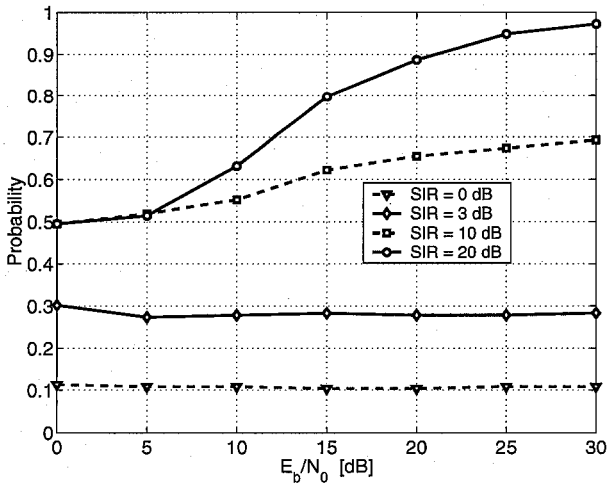


図 5.11: ETSI-B チャネルモデルにおける RSSI 基準によるアンテナ選択の成功確率

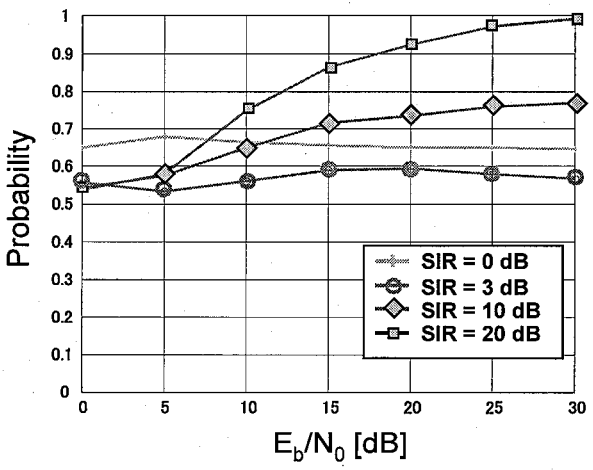


図 5.12: ETSI-B チャネルモデルにおける SIR 基準によるアンテナ選択の成功確率

一方，図 5.11 に ETSI-B チャネルモデルにおいて SIR に基づくアンテナ選択アレーを用いたときのアンテナ選択成功確率を示す．図 5.11 に比べて特に SIR が低いときの成功確率が改善しているのが確認できる．しかし，なお成功確率は約 60%前後であり，高い SNR であってもこの確率を改善することはできないことがわかる．

次にマルチパス数が少ない場合のアンテナ選択成功確率について検討する．

図 5.13 に 2 波レイリーフェージング環境下の指向性アンテナ選択アレーにおいて選択方法を RSSI 基準と SIR 基準としたときの特性比較結果を示す．SIR 基準選択の特性は，RSSI 基準の選択方法に比べて，特に SIR が小さいときの特性改善が著しい．また，ETSI-B モデルの図 5.12 に比べても大幅な特性改善がみられる．これは，ETSI-B モデルのようにマルチパスが増えることによって周波数選択性が強くなり，それに伴う周波数ダイバーシチ効果が各アンテナの SIR に必ずしも依存しないため，選択誤りが生じると考えられる．

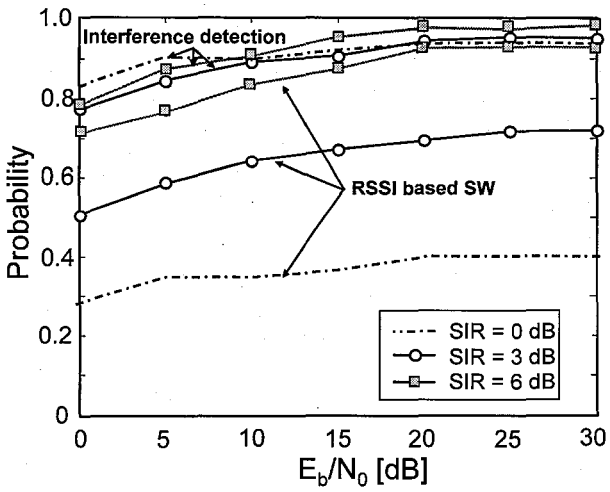


図 5.13: 2 波チャネルモデルにおける選択基準を変えたときのアンテナ選択の成功確率

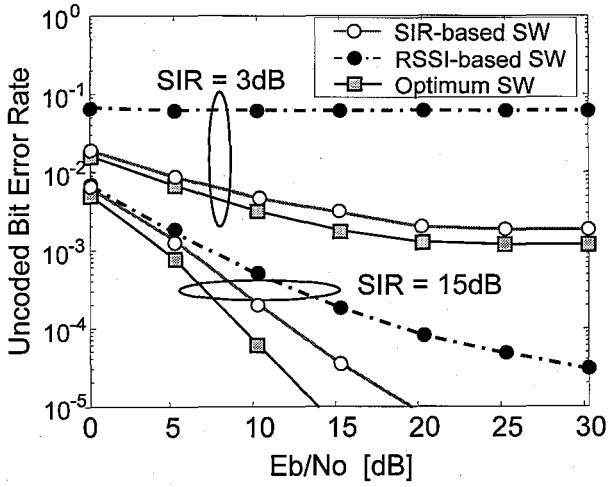


図 5.14: アンテナ選択基準の違いによる BER 特性の比較

以上より，アンテナ選択成功確率は SNR よりむしろ SIR に強く依存することがわかる．したがって SIR に基づくアンテナ選択は干渉波存在下では特性の改善に有効であると考えられる．

図 5.14 に SIR を 3 dB, 15 dB とした場合のアンテナ選択基準の違いによる BER 特性を示す．それぞれ RSSI 基準選択，SIR 基準選択および最適選択時の特性を示す．SIR 基準によるアンテナ選択手法は特に強い干渉波が存在する場合に最適選択に近づくことがわかる．

5.4.2 pre-FFT 型スマートアンテナの適応アルゴリズムによる比較

前節では，pre-FFT 型スマートアンテナの一提案として，同一チャネル干渉を回避するように指向性アンテナを選択制御することで，回路規模を大幅に低減できる方式について検討を行った．本節では，干渉を抑圧する適応アルゴリズムを用いた一般的な pre-FFT 型スマートアンテナにおい

て，適応アルゴリズムによる性能差を比較検討する．

アンテナアレーには8素子の無指向性アンテナを円形配置したものを用いる．伝搬路モデルは，指数減衰型の遅延プロファイルをもつ4波および8波マルチパスレイリーフェージングを仮定し，所望波と干渉波の平均SIRは3dBとした．遅延パスは50 nsec間隔で指数減衰し，4波および8波のときの遅延広がりはそれぞれ40 nsec，80 nsecとする．各遅延パスの振幅およびDOAはそれぞれレイリー分布および一様分布に従ってフレーム毎にランダムに変動する．ここで，pre-FFTウェイト計算のための適応アルゴリズムとして，

- RSSI基準選択 (RSSIsw),
- SIR基準選択 (SIRsw),
- 最大比合成 (MRC),
- MMSE

を検討する．なお，MMSEはSMIアルゴリズムで計算を行うものとする．アンテナ選択の場合，それぞれRSSIあるいはSIRが最大となるブランチを選択する．シンボルタイミング同期は完全とする．

図5.15に干渉波が存在しない場合の4波マルチパス環境下のBER特性を示す．ダイバーシチ利得に差が生じるものの，どのアルゴリズムを用いた場合も単一アンテナ受信に比べダイバーシチ効果が現れている．SIR基準選択はRSSI基準選択とほぼ同等の特性となっているが，BERの傾きは単一アンテナ受信に比べ大きな変化はなく十分な空間ダイバーシチ利得が得られていない．これは周波数選択性フェージング下では，pre-FFT領域においてRSSIやSIRに基づいてアンテナを選択しても，OFDM特有の周波数ダイバーシチ効果のために，必ずしも大きなBERの改善が得られるとは限らないことを意味する．それに比べて，最大比合成を用いると改善度は高まり，さらにMMSE合成を適用することによってBER特性が理論値に近づく．これはMMSEによって3波の遅延波のISIの影響を抑圧するようにウェイト制御が行われるためである．理論的には，アンテナ数M，干渉パス（ここでは遅延波に相当）数Lとしたとき，$(M-L)$ブランチのダイバーシチ利得となることが知られている[52].

図5.16に干渉波が存在する場合の4波マルチパス環境下のBER特性を示す．MMSEを除くすべてのダイバーシチアルゴリズムにおいてBER特性は著しく劣化している．しかしMMSEを用いた場合でも，ダイバーシチ利得が劣化しているのが確認できる．これはpre-FFT領域では，所望波の遅延波が3波とCCIのマルチパス4波の合計7波が干渉波として見えるため，8素子アンテナでのアレー自由度を利用して干渉成分を抑圧するように動作していると考えられる．しかし，それでもおよそ2ブランチ相当のダイバーシチ利得が得られている．また，図5.16は8波マルチパス環境下のBER特性も示しており，干渉波とみなせるパス数がアンテナアレーの自由度を大幅に上回ることにより，MMSEを用いてもBER特性が大幅に劣化しているのがわかる．なお，MMSE以外の各方式のBER特性は4波マルチパス時と同じ特性となっている．

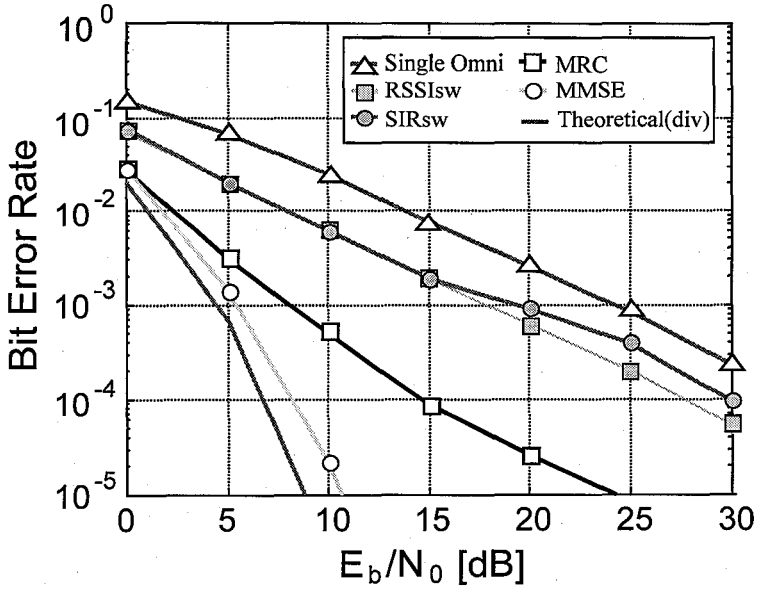


図 5.15: 干渉波が存在しない場合の 4 波マルチパス環境下の BER 特性

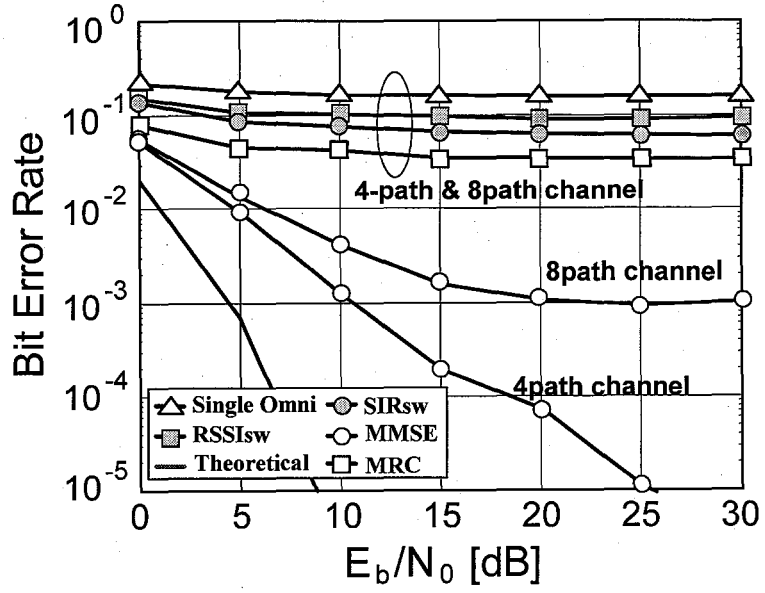


図 5.16: 干渉波が存在する場合の 4 波および 8 波マルチパス環境下の BER 特性

5.5 サブキャリアクラスタリング

5.5.1 提案方式の原理

前述のように post-FFT 型スマートアンテナはすべてのサブキャリアにおいて独立な適応アレー制御を行うため，最適な BER が得られる．しかしながら，伝搬路の周波数選択性から求められる相関帯域幅が広い場合には，サブキャリア毎の細かい制御は不要であり，回路規模を削減できる

余地がある．そこで，本節では，複数のサブキャリアを束ねてクラスタとみなし，スマートアンテナのウェイト制御およびウェイト更新の計算をクラスタ毎に独立で行う手法(以降，サブキャリアクラスタリングと呼ぶ）を提案する．

図5.17に提案方式の受信機構成を示す．1クラスタあたりのサブキャリア数は一定とし，以降クラスタサイズと呼ぶ．システムで用いるサブキャリアの総数がクラスタサイズで割り切れない場合は，周波数軸上で低い周波数側の端のサブキャリアから順にクラスタ化し，最も高い周波数のクラスタ内のサブキャリア数を端数とする．このクラスタ化によって，従来のpost-FFT型スマートアンテナに比べて演算量を大幅に低減できる．例えばクラスタサイズを4とすると，単純に演算量は約1/4に低減できる．

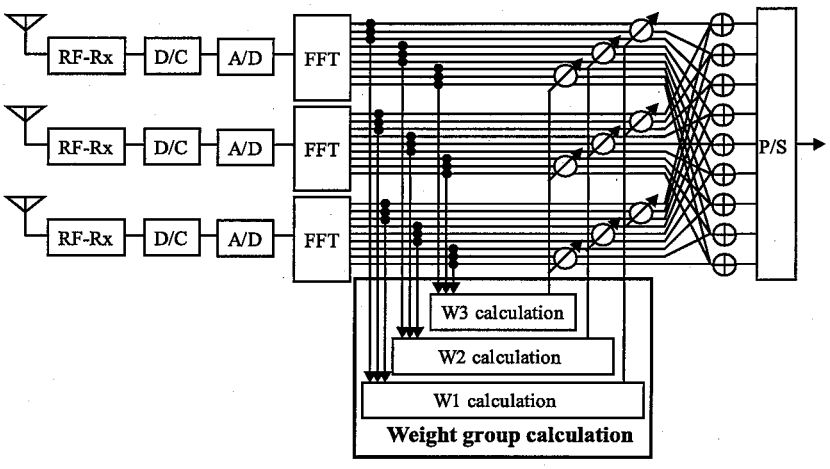


図5.17: サブキャリアクラスタリングの構成

5.5.2　適応アルゴリズム

各クラスタでは1組のアレーウェイトが更新されるが，ここでは2通りの異なるウェイト更新方法について検討を行う．図5.18にIEEE802.11aのフレームフォーマットに準じたウェイト更新方法を示す．(1)はパイロットサブキャリアの信号系列を用いてシンボル方向(時間方向)にトレーニングを行う方法，(2)はプリアンブル等を使ってクラスタ内のサブキャリア方向(周波数方向)にトレーニングを行う方法である．

(1)のpilot-based法の場合，トレーニングを通じてウェイトが求まるまでに多くのOFDMシンボルを費やすため，処理遅延が長いという欠点がある．さらに，クラスタサイズが大きい場合，伝搬路の周波数選択性が強くなるにつれ，クラスタ内の特定のサブキャリアから得たアレーウェイトが他のサブキャリアに対して精度を失い，干渉を十分に抑圧できなくなる．それゆえ，クラスタサイズと相関帯域幅に依存して誤り率特性の劣化が生じると考えられる．図5.19に14サブキャリア間隔のパイロットサブキャリアによって更新されたウェイトを用いたときの指向性パターンを示す．トレーニングを行うサブキャリアが離れるにつれて指向性パターンの偏移が大きく異なるのがわかる．

それに対して，(2)のcross-subcarrier法の場合，ウェイトが収束するのに必要な参照OFDMシ

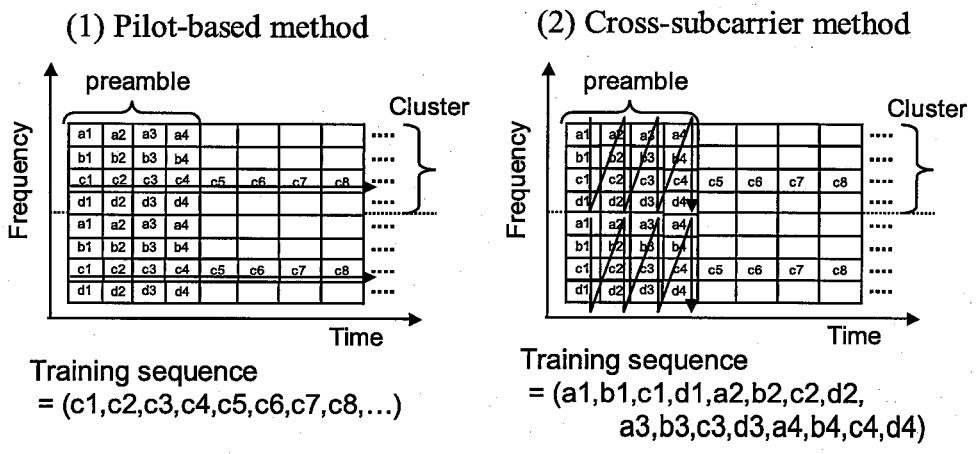


図 5.18: ウェイト更新方法

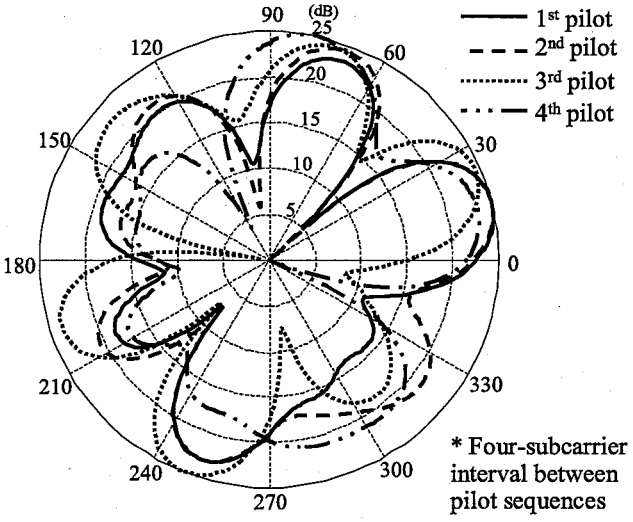


図 5.19: パイロットサブキャリアを用いた適応制御を行った場合の指向性パターン

ンボル数が少なくてすむ．また，クラスタ内で周波数方向にトレーニングを行い，クラスタの端までたどり着いたら再び逆端のサブキャリアから引き続きトレーニングを行うため，ウェイトの収束特性はクラスタ内のサブキャリア毎の特性を平均したものと等価になり，準最適解にとどまる．ところが，図 5.20 に示すように，LMS 等の逐次更新型のアルゴリズムを適用した場合，ウェイトの収束度および性能を表す平均 2 乗誤差 (MSE, Mean Square Error) はクラスタサイズが大きくなるにつれて劣化し，クラスタサイズの影響を強く受けることがわかる．しかし，クラスタサイズが 12 の場合でも MSE は 30 dB 程度と良好な結果を示している．

以上より，リアルタイム処理を行う場合，cross-subcarrier 法はトレーニングに要する処理時間を短縮することができる．しかし，非リアルタイムの蓄積型処理またはパケット単位処理の場合，ウェイトが収束するのに必要なシンボル数は pilot-based 法と同じである．つまり，ウェイトの収束に必要なシンボル数が 40 OFDM シンボルのとき，cross-subcarrier 法は 10 OFDM シンボルの時

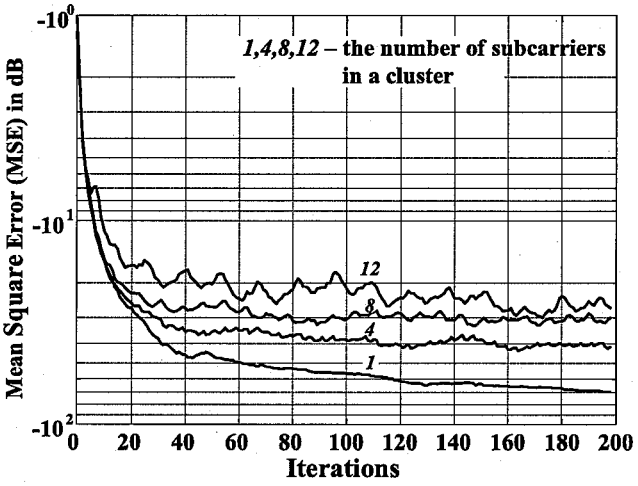


図 5.20: 収束特性

表 5.3: シミュレーション諸元

変調方式	QPSK/OFDM
符号化/復号化	畳み込み符号 (符号化率=1/2) / 軟判定 Viterbi 復号
アンテナアレー	8-, 4- & 2-素子無指向性円形アレー
素子間隔	半波長
適応アルゴリズム	SMI
伝搬路モデル	指数減衰マルチパスフェージング

間に含まれる信号系列を「マトリクス状」に使うのであって，処理に要する計算量と計算時間は変わらない．よって，cross-subcarrier 法はリアルタイム処理に適すると考えられる．

5.5.3　シミュレーション評価

BER 特性

表 5.3 にシミュレーション諸元を示す．基本パラメータは IEEE 802.11a に準拠し，アレーアンテナ構成や伝搬路モデルは第 5.4.2 節で用いたパラメータと同じとした．

図 5.21 に前節で検討した 2 種類のウェイト更新方法による BER 特性差を示す．ここでアンテナ素子数を i，クラスタサイズを j としたときの提案方式を"SC(i, j)"と表す．この規則に従うと，SC(8, 1) は 8 素子 post-FFT 型アダプティブアレーを意味する．クラスタサイズが 4 と小さいときはどちらの更新方法でも同等の特性であるが，クラスタサイズが 8 の場合，pilot-based 法は著しく劣化する．これは上述のように，クラスタ内の特定サブキャリアのみから求めたウェイトでは周波数選択性によって十分な干渉抑圧効果が得られないからである．これに対して，cross-subcarrier 法はクラスタサイズの増大に対する劣化が小さい．クラスタサイズを 4 とした場合，約 4 倍の演

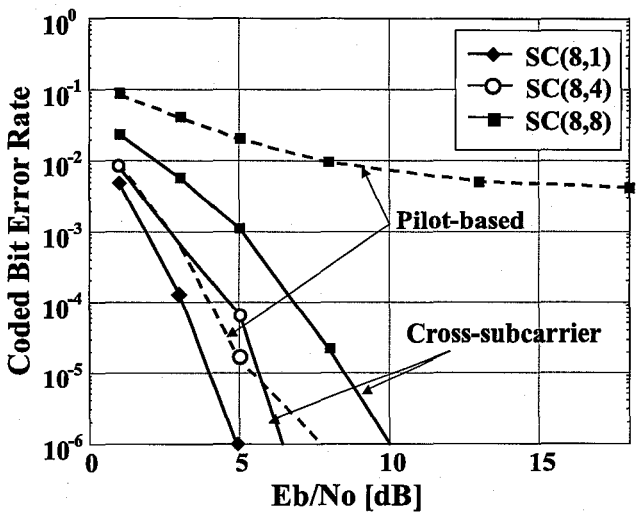


図 5.21: 8 パス指数減衰フェージング環境下におけるウェイト更新方法による特性比較

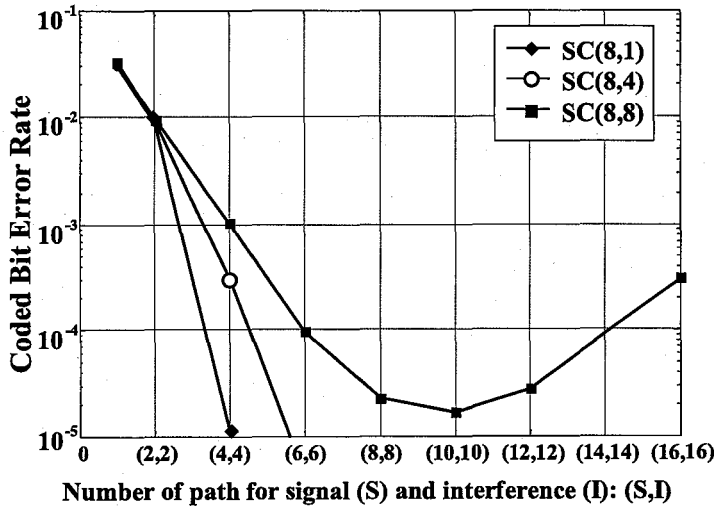


図 5.22: マルチパス数による BER 特性の変化

算量低減が図れる一方で，BER が 10^{-4} を満足する SNR は post-FFT 型アダプティブアレーに対して 2 dB の劣化となる．

図 5.22 に BER のマルチパス依存性を示す．ここで SIR=3 dB，E_b/N_0=8dB とする．マルチパス数の増大に伴って周波数ダイバーシチ効果が高まって BER が改善することが確認できる．しかしながら，クラスタサイズが伝搬路の相関帯域幅に比べて大きすぎる場合，クラスタ内のウェイトのフラットネスを維持できずに BER 特性は逆に劣化する傾向がある．

図 5.23 にアンテナ数およびクラスタサイズをパラメータとしたときの Viterbi 復号前の BER 特性を示す．図中の"SC(i,1)"，すなわち post-FFT 型アダプティブアレーの特性はアンテナ数を 2, 4, 8 と変えた場合のいずれも最大のダイバーシチ利得が得られている．4 素子の場合でも 8 素子の BER 特性に比べて約 3 dB の劣化にとどまる．2 素子の特性は干渉抑圧にアレーの自由度を 1 つ使うた

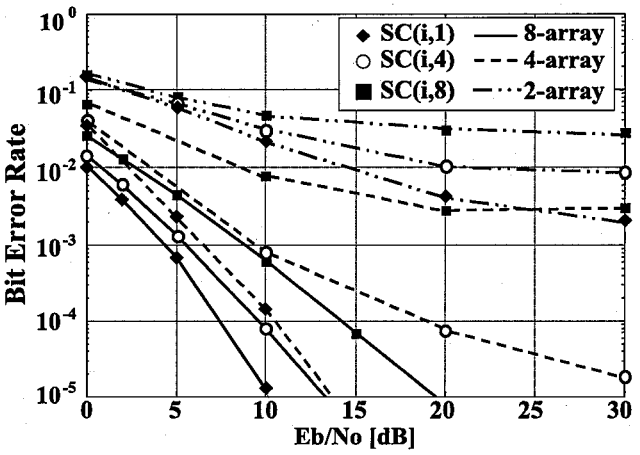


図 5.23: アンテナ数およびクラスタサイズをパラメータとしたときの Viterbi 復号前の BER 特性

表 5.4: pre-FFT, post-FFT および提案方式の回路規模の比較

Item		8 素子 pre-FFT	4 素子 post-FFT SC(4,1)	提案方式 SC(4,4)
アナログ部の系統数		8	4	4
A/D 変換器の個数		8	4	4
FFT の個数		1	4	4
ウェイト乗算器数		8	4	4
ウェイト演算量の比	LMS	1	26	6.5
	SMI	1	6.5	1.625
スループット比		1	2.73	2.67

め，干渉波不在時のレイリーフェージング下の BER 特性と等しくなる．提案方式は，post-FFT 型アダプティブアレーに比べて若干の性能劣化が生じるものの，クラスタサイズに比例した演算量低減が可能できる．例えば，4 素子の SC(4,4) は 8 素子を用いた SC(8,4) に比べ， BER が 10^{-3} のとき E_b/N_0 で 4 dB の劣化ですむ．

Complexity

OFDM システムにスマートアンテナを適用する場合，アンテナ間のフェージング相関だけでなく伝搬路の周波数選択性にも依存するため，アレーウェイト制御を FFT 前あるいは FFT 後のどちらに行うかによって BER 特性は大きく異なる．第 5.4.2 節で述べたように，干渉波がマルチパスを伴う場合，pre-FFT 型スマートアンテナでは，すべての干渉波を抑圧するためのアレー自由度を稼ぐためにアンテナ数が非常に多く必要である．

一方，post-FFT 領域では，狭帯域なサブキャリア内においては遅延波による ISI の影響がなくなるため，干渉波のマルチパスも無視することができ，十分な干渉抑圧のために要するアレー自由度は「CCI 干渉波源数」に縮退する．よって，post-FFT 型スマートアンテナは必要なアンテナ数を減らすことができる．

表 5.4 に pre-FFT, post-FFT および提案方式の回路規模の比較結果を示す．SMI アルゴリズムを用いた場合，アレーウェイトを求めるのに必要な演算量は，pre-FFT 型，post-FFT 型，提案方式においてそれぞれ $O(M^3), O(KM^3)$，$O(KM^3/G)$ で表される．G はクラスタサイズである．通常，サブキャリア数 K はアンテナ数 M に比べて十分大きいため，アンテナ数が同じ場合，3 方式のうち pre-FFT はデジタル信号処理部の回路規模を大幅に低減できる．ところが，post-FFT 型あるいは提案方式を用いる場合，前述のように，同じ BER 特性を得るために必要なアンテナ数およびそれに付随する RF フロントエンドの系列数を減らすことができる．

提案方式の"SC(4,4)"の場合，8 素子の pre-FFT 型スマートアンテナに比べると，アレーウェイト計算量は $O(8^3)$ に対して $O(52\times 4^3/4)$ と 1.625 倍になるものの，アンテナ数を半分にしてもまだ BER 特性が優れている．例えば，提案方式のスループットは，$E_b/N_0 = 30$ dB，1 データパケットあたり 1,000 ビットの伝送を行った場合，pre-FFT 型の約 2.7 倍を実現できる．

一方，ハードウェアの複雑度や回路規模の観点からみると，post-FFT 型は，周波数変換器，低雑音増幅器 (LNA, Low Noise Amplifiers)，バンドパスフィルタ，直交復調器などの RF アナログフロントエンドだけでなく，A/D 変換器の数も減らすことができる．したがって，アンテナ以外のこれらのコンポーネントの数や実装面積，回路規模，さらにはアクティブデバイスの消費電力まで低減することができ，実装コストや運用コスト面でも有利である．

また，post-FFT 型と提案方式を比べると，システムによっては post-FFT 型でアレーウェイトのトレーニングを行うのに十分な参照信号長が確保できない場合に，クラスタ化することで実質トレーニングシンボル数をクラスタ倍にすることができる．これは BER 特性としては準最適となるが，トレーニング時間が短い場合には収束特性を逆に向上させることができると考えられる．

実伝搬モデルにおける特性

上述のシミュレーションにおける伝搬路モデル化のあいまいさを避けるため，5.2GHz 帯で測定した実伝搬モデルデータを用いた評価を行う．伝搬路応答は，チャネルサウンダによりアンテナ 8 素子分をフレーム毎に測定した結果から求めている．測定系について説明する．建屋構内のホールの中心に送信アンテナを設置し，廊下を介して離れた小部屋にて受信する．その送受信アンテナ間の距離は約 20 メートルである．所望波，干渉波ともに伝搬路は NLOS となる．一方，干渉局は別の離れた小部屋に設置し，廊下をはさんで送受信間距離は約 30 メートルである．所望波および干渉波の平均遅延プロファイルはどちらも指数減衰型でみなせ，遅延広がりはそれぞれ 30 nsec, 40 nsec である．図 5.24 にシミュレーションで用いた遅延プロファイルの一例を示す．図中の所望波のプロファイルはアンテナ#7，干渉波はアンテナ#2 での受信波形である．

図 5.25 に実伝搬モデルを用いたときの BER 特性を示す．8 素子 pre-FFT スマートアンテナと無指向性アンテナ単一受信の BER 特性は符号化率 1/2 の誤り訂正符号化と軟判定 Viterbi 復号が行われた結果である．強力な誤り訂正符号が用いられているにもかかわらず，無符号化の 4 素子 post-FFT スマートアンテナおよびクラスタ数 4 のサブキャリアクラスタリングは BER の改善が図

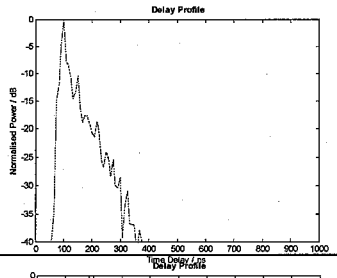
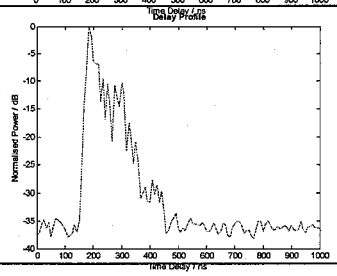
	遅延広がり	測定環境	遅延プロファイル
所望信号	30nsec	NLOS From the center of Hall to small room across corridor(about 20m away)	 #7
干渉信号	40nsec	NLOS Room-to-room transmission across corridor (about 30m away)	 #2

図 5.24: 実伝搬モデルのデータ

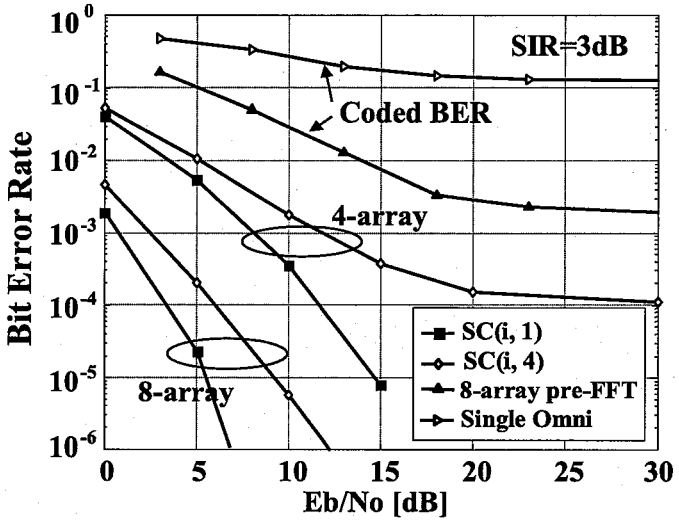


図 5.25: CCI 存在下の実伝搬路モデルにおける pre-FFT と post-FFT スマートアンテナの BER 特性

れることがわかる．したがって，実伝搬路に近いマルチパス／干渉波存在下において，post-FFT 型スマートアンテナは同等性能を得るために必要なアンテナ数およびそれに付随する RF フロントエンドの系列数を低減でき，大幅な回路規模削減が可能であることが実証された．

5.6 周波数選択性部分干渉抑圧スマートアンテナ

5.6.1 まえがき

近年活発に研究が行われている広帯域OFDM無線システムでは，周波数選択性の妨害が存在することがある[121]．例えば，2.4GHzのISM帯を用いる無線LAN規格IEEE802.11gでは，異なる無線規格の信号を同一チャネル干渉として常に意識する必要があり，また地上デジタル放送においても，伝送帯域内にスプリアスやアナログTV放送のような同一チャネル干渉が存在するという問題がある．このような場合，特定のサブキャリアの受信信号が大きく歪みBER特性が劣化する．

OFDM方式では周波数選択性フェージングの対策として，誤り訂正技術が非常に有効である．従来のOFDM受信機に用いられる誤り訂正装置では，すべてのサブキャリアによって伝送される信号を用いて誤り訂正を行っているため，上記のようなスプリアスや同一チャネル干渉（妨害）により特定のサブキャリアのみが大きな被害を受けた場合にでも，そのサブキャリアの信号を用いて誤り訂正を行うことになり，特性が悪い方に引っ張られて全体的に特性が劣化してしまうことになる．そこで文献[122]では，パイロットサブキャリアの振幅対平均振幅の差によって妨害の存在を検知し，そのサブキャリアの信頼度を下げて復調することで，誤りの伝搬を回避する方法を提案している．また，文献[123]，[124]においても，各サブキャリアの周波数方向の分散値を用いて，妨害をうけているサブキャリアを特定し，そのサブキャリアにC/Nに基づく重み付けを行うことで信頼度を下げ，妨害の影響を低減する方式が提案されている．特に，Viterbi復号などの誤り訂正復号を行う際に，この消失訂正復号法でメトリックに重み付けを行うことで，誤り率の改善が図れる．

以上のように，消失誤り訂正技術が誤りの存在するサブキャリアのシンボルのメトリック値を除去することで妨害の影響を回避する動作であるのに対して，スマートアンテナ技術は妨害を抑圧すると同時に積極的にダイバーシチ利得を稼ぐことができるため，より大きな受信品質の改善が期待できる．

しかしながら，FFT後に処理を行うスマートアンテナでは，すべてのサブキャリアに対して干渉除去アルゴリズムを動作させるため，干渉の存在するサブキャリア群に対しては最適解が得られるが，干渉の存在しないサブキャリア帯では，干渉を優先的に抑圧するようにベクトル合成した結果，雑音を強調してしまうウェイトが導出されることがありえる．また，仮に最大比合成（MRC）と同じウェイトが求まったとしても，その導出過程において多くの計算量を必要とするという欠点がある．

そこで，本節では，OFDM信号伝送帯域内にスプリアスや周波数選択性妨害波が存在する場合に，干渉が存在する信号帯域と存在しない信号帯域において各々異なる規範に従う合成アルゴリズムを用いるダイバーシチ方式を提案し，その特性を明らかにする．

5.6.2 周波数選択性部分干渉波

本節で扱う周波数選択性部分干渉波を「所望信号帯域内で周波数軸上に部分的に存在する狭帯域干渉」と定義する．例えば実際のアプリケーションでは，

- 2.4GHz帯ISMバンドにおけるIEEE802.11gに対するBluetooth信号や電子レンジ干渉

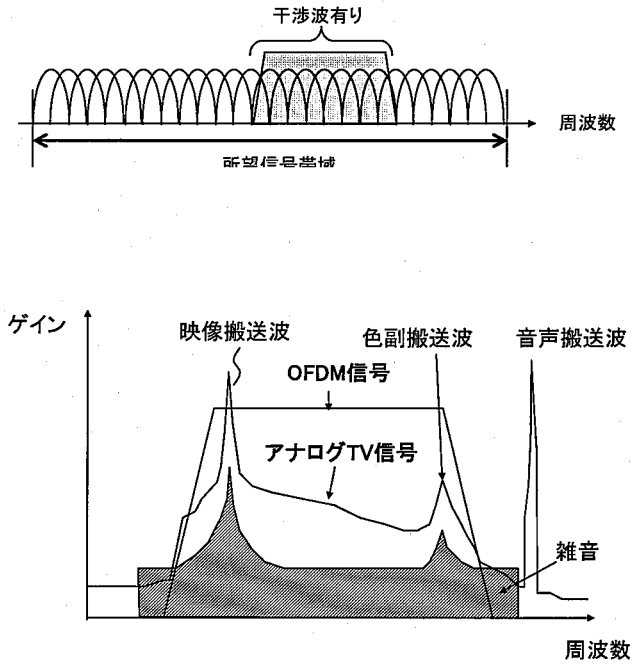


図 5.27: 地上デジタル TV 放送におけるアナログ放送の同一チャネル干渉の様子

- 地上デジタルＴＶ放送に対する既存のアナログＴＶ放送の干渉
- 信号帯域内に存在するスプリアス

等が該当する．特にこれらがOFDMシステムであることを考慮すると，所望信号帯域内に干渉信号が存在するサブキャリアと干渉信号が存在しないサブキャリアに分離することができる．周波数選択性妨害波の概念図を図 5.26 に示す．

例えば，一般に知られている例として，地上デジタル TV 放送に対して既存のアナログ TV 放送の干渉が存在する様子を図 5.27 に示す．地上デジタル TV 放送の信号が所定の周波数帯域内で信号が一様に存在するのに対して，アナログ TV 放送信号は映像搬送波，色副搬送波，音声搬送波がそれぞれ周波数毎に独立性をもったスペクトルとなり，明らかに特定のサブキャリアに対して強い妨害となりえることがわかる．この状況は，今後地上デジタル放送受信エリアが全国展開し，アナログ TV 放送サービスが完全に終了する 2011 年までの間，中継局の配置次第で起こりえることである．

また，OFDM 受信機を自動車などに搭載して使用する場合に，エンジンやその他の車内電子機器の影響で EMI（Electro Magnetic Interference：電磁妨害）やスプリアスがアンテナを介して混入することがある．図 5.28 はスペアナで周波数分解能を 15 kHz として測定した結果である．同図より，信号を受信していない場合でも，エンジンを ON することで周波数選択性の妨害が発生することを意味している．また，スプリアスの周波数位置も ON/OFF によって変化していることも確認できる．

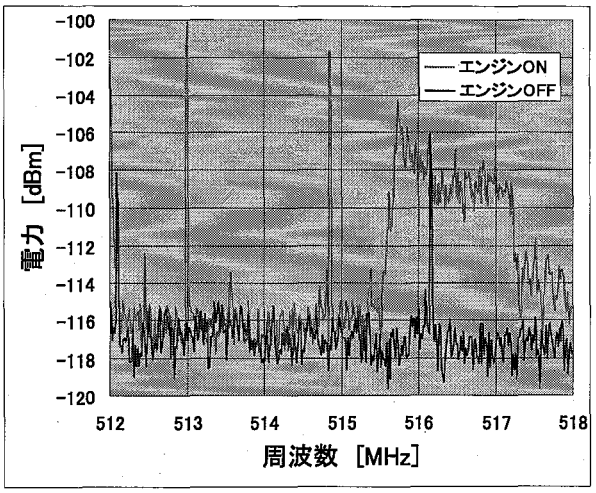


図 5.28: 車載電子機器によるスプリアス

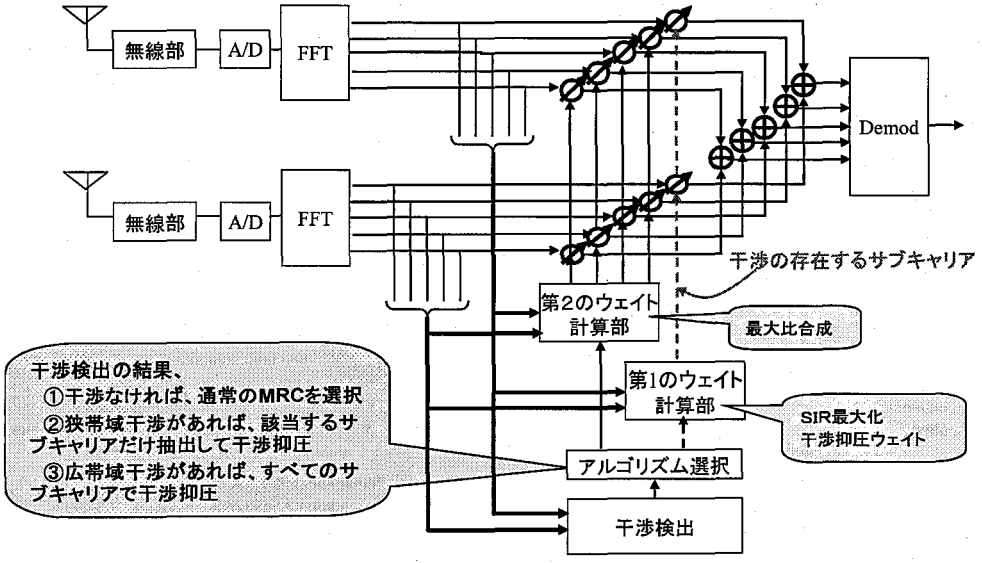


図 5.29: 提案方式の構成

5.6.3 提案方式の概要

提案方式の構成図を図 5.29 に示す．下記において，簡単のため，2 素子のアンテナを用いた場合を説明する．信号処理手順の概略は，FFT 後の信号を用いてサブキャリア毎に干渉の有無を検出し，その検出結果に応じて，ダイバーシチ合成アルゴリズムを選択し，重み付け合成を行うというものである．選択する合成アルゴリズムや干渉検出方法について以降に詳述する．

提案方式の処理手順

図5.29において，アンテナで受信されたOFDM信号は，無線部を経由してA/D変換器へ入力される．無線部では，具体的に周波数変換やフィルタリング，信号増幅，直交検波など無線周波数帯の所定の信号処理が施される．A/D後の信号はFFTへ入力され，時間領域信号から周波数領域信号に変換される．FFTへの入力に際して，通常のOFDM受信機では，AGC(Automatic Gain Control: 自動利得制御)やAFC(Automatic Frequency Control: 自動周波数制御)といったアナログ部も含めた同期や，フレーム同期やシンボル同期（FFT窓制御）などのデジタル信号同期処理が行われるが，ここでは提案方式の本質に影響しないため，その処理手順の説明を省略する．

次にFFT出力は，サブキャリア毎に乗算器によりウェイトを乗ぜられ加算器により合成される．合成出力は復調器によって信号判定，復号される．

ここで，各サブキャリアにかけられるウェイトは，干渉検出部で得られたサブキャリア情報に基づいて，アルゴリズム選択部において所望のアルゴリズムが選択され，第1および第2のウェイト計算部において，それぞれサブキャリア毎に所望の機能を達成するよう決定される．

このような構成により，例えば地上デジタル放送受信機などにおいて，狭帯域な同一チャネル干渉，例えばアナログTVの混信などが存在する場合に，干渉の存在する帯域のSIRを改善しつつ，それ以外のサブキャリアに対してはSNRを最大化するアルゴリズムを使うことにより，局所的に最適な重み付けを行うことができる．

ここで，第1のウェイトは，受信信号に含まれる干渉波成分を除去することを優先する適応アルゴリズムであり，例えばSMI，LMSやRLS等が適用される．これによって，周波数帯域内に部分的に存在する干渉波成分を抑圧し，なおかつ余剰のアンテナ自由度を利用して受信品質を改善することができる．すべてのサブキャリアに干渉が存在する場合は，第1の適応アルゴリズムによるウェイトのみで重み付け合成が行われることになる．他方，第2のウェイトは，SNRが最大となるよう最大比合成アルゴリズムとする．すべてのサブキャリアにおいて干渉が存在しないと判断された場合は，最大比合成だけが施される．

干渉検出方法

図5.30に干渉検出方法のフローチャートを示す．まず複数のブランチのうち受信レベルが最大のアンテナに着目し，FFT後に伝送路歪みを補償した受信信号を用いてサブキャリア毎に干渉の有無を検出する．サブキャリア番号をkとする．初期化(k=0)後，k番目のサブキャリアの復調を行う．ここで復調とはFFT後に伝送路歪等化や位相ノイズ除去などを行い，硬判定のデマッピングをすることを意味する．その結果，I-Q平面のコンスタレーションが得られる．ここで送信点はコンスタレーション上で決まった基準位置であるので，受信信号を復調した点とその基準点とのベクトル誤差Dを計算する．ベクトル誤差Dは以下の式に示すように2乗誤差で表される．

$$D = E[\|\boldsymbol{x} - \boldsymbol{r}\|^2] \tag{5.11}$$

ここで，$\boldsymbol{x}$は復調信号のコンスタレーション上の信号点ベクトルで，$\boldsymbol{r}$は基準信号点ベクトル，すなわち$\boldsymbol{x}$をシンボル判定した後の信号点である．また，各ベクトルは複数のサンプルの集合平均$E[]$として求められる．ベクトル誤差Dとコンスタレーションの関係を図5.30に示す．

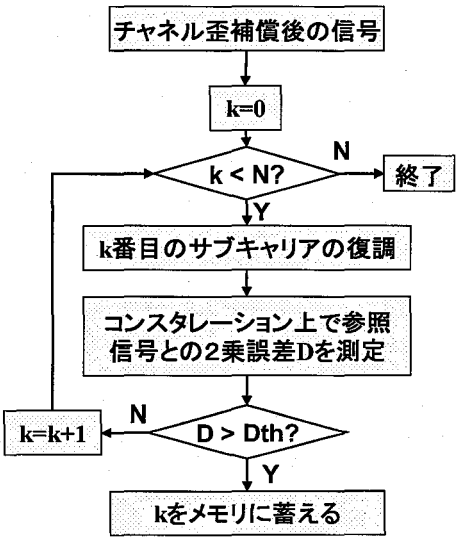


図 5.30: 干渉検出方法

次に D が所定のしきい値 D_{th} を比較し，$D < D_{th}$ の場合,「k 番目のサブキャリアに干渉は存在しない」と判断し，次のサブキャリアを探索するために k の値をインクリメントする．しかし，$D > D_{th}$ の場合は,「そのサブキャリアに干渉が存在する」と判断し，サブキャリア番号 k をメモリに記憶する．以上の処理をすべてのサブキャリアに対して行い，k が全サブキャリア数 N に達したとき，処理を終了する．

このように干渉の有無を検出する手段は，受信信号の EVM（Error Vector Magnitude：誤差ベクトル強度）を測定し，所定のしきい値を上回るときに干渉があると判断することを特徴とし，このような構成により，簡易に干渉波の有無を知ることができる．複数の多値化モードを有する OFDM システムにおいては，シンボルの各変調レートに応じて，そのしきい値を信号点間距離で正規化する．

上記の EVM 測定に関して，干渉の存在によって伝送路応答推定精度が著しく劣化するような場合，硬判定の結果，推定されたシンボル点はもはや送信された点とは異なることがあるが，干渉存在下では誤って判定された信号点からの距離も大きく離れるため，結果的に大きな EVM 値が検出されて「干渉が存在する」と判断される．結局，正しい信号点からの絶対的な誤差値が重要なのではなく，干渉が存在することで伝送路歪みを補償しきれずに EVM が劣化することを拠り所にして検出が行われる．

なお，全サブキャリアにパイロットシンボル等の既知信号が入っている場合，あるいは時間領域においてパイロット信号が挿入されている場合は，さらに高精度な干渉波検出が可能となる．この場合，基準シンボル $\boldsymbol{r}$ は上記のような判定後シンボルではなく，時間領域の参照信号となり，FFT 入力前の時間領域受信信号と時間領域パイロット信号の誤差 D' の 1 シンボル期間にわたる積分値を計算し，しきい値 D'_{th} と比較する．なお，積分区間は 1 シンボルに限らず雑音の平滑化という観点からより長い区間としてもよい．

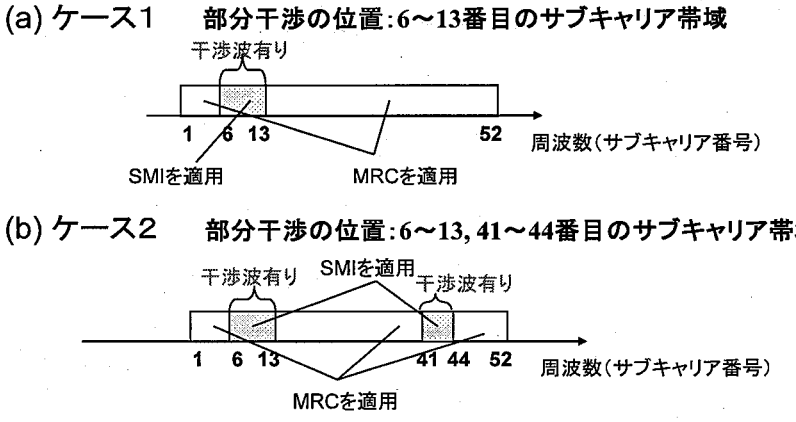


図 5.31: 周波数選択性妨害波の位置

5.6.4　計算機シミュレーション

提案方式の有効性を示すため，IEEE802.11g ベースの OFDM を用いた無線 LAN のシステム諸元に基づいた計算機シミュレーションを行う．ここで，802.11g の仕様はベースバンドでは 5GHz 帯の 802.11a と同一とした．表 5.5 にシミュレーション諸元を示す．また，周波数選択性妨害波の位置は図 5.31 に示すように 2 通りを想定し，52 本のサブキャリアに対して 6〜13 番目に干渉が存在する場合（8 サブキャリア）をケース 1，6〜13 番目および 41〜44 番目のサブキャリアに干渉が存在する場合（12 サブキャリア）をケース 2 とした．なお，SIR の定義は以下のように与え，シミュレーションでは 0 dB と 10 dB を試した．

$$SIR = \frac{\text{所望信号帯域内の信号電力}}{\text{所望信号帯域内の干渉電力和}} \tag{5.12}$$

表 5.5: シミュレーション諸元

変調方式	52 サブキャリア OFDM/QPSK
符号化方式	r=1/2, K=7 畳み込み符号/軟判定 Viterbi 復号
信号帯域	20MHz
FFT サイズ	64 ポイント (GI 長=16)
アンテナ数	4
マルチパス	4 パス指数減衰 Rayleigh fading
遅延広がり	σ=46.4nsec

BER 特性

図 5.32，図 5.33 に 4 パス遅延のマルチパスフェージング環境下におけるケース 1，ケース 2 の場合の BER 特性を示す．所望信号の伝送路応答推定および干渉検出は理想的に行われていると仮定した．従来方式では周波数選択性妨害波の影響により 4 アンテナの最大比合成ダイバーシチお

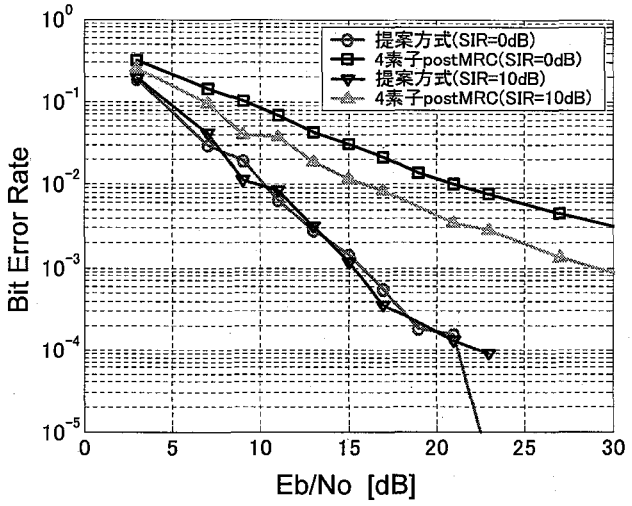


図 5.32: BER 特性 (ケース 1)

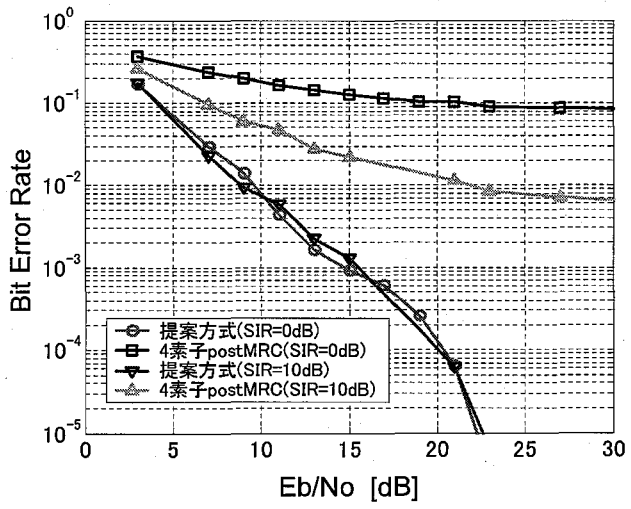


図 5.33: BER 特性 (ケース 2)

よび誤り訂正効果があるにもかかわらず所定の利得が得られていないのに対して，提案方式は SIR に依らず十分なダイバーシチ（符号化）利得が達成されているのがわかる．すなわち，8 サブキャリアに渡る周波数選択性妨害波が存在するとき，BER=10^{-3} を満たす E_b/N_0 に対して，従来方式に比べ 12 dB 以上の改善が見込める．さらに妨害サブキャリア数が多い場合 (ケース 2 の場合)，従来方式ではインタリーブを含む誤り訂正の効果が薄れ，10^{-2} または 10^{-1} 付近で BER のフロアが生じているが，提案方式では上記と同様に十分なダイバーシチ利得が得られている．

なお，図 5.32，図 5.33 において干渉サブキャリア数に対して提案方式の特性差はほとんど見られないが，原理的には，以下のように推測される．

全サブキャリア数を P，干渉の存在するサブキャリア数を Q とした場合，干渉の存在するサブキャリアにおいては，FFT 後に MMSE 規範の干渉抑圧アルゴリズムを用いることにより，干渉抑

圧に1つの自由度が用いられる，つまり$(M-1)$次のダイバーシチ利得が得られる．一方，干渉の存在しないサブキャリアにおいては，最大比合成を行うことで，M次のダイバーシチ利得が得られる．ゆえに総合的なダイバーシチ利得は以下のR次相当と予測できる．

$$R = \frac{Q}{P}(M-1) + \frac{P-Q}{P}M = M - \frac{Q}{P} \tag{5.13}$$

干渉検出方法による特性の変化

前節では干渉の存在するサブキャリア位置を既知としたときの特性を示したが，受信側で未知であるとき，ダイバーシチ合成方法としてMMSEかMRCを選択するかは干渉検出手段の性能に依存する．そこで，しきい値の大小または検出方法による特性差について考察する．

SIRによるしきい値特性　図5.34にケース1においてSIRをパラメータとしたときのEVM特性を示す．E_b/N_0は50 dBとし，EVMの平均シンボル数は10 OFDMシンボルとした．図よりSIRが小さい場合は干渉電力が大きくなる為，EVMが非常に大きな値となり，検出しきい値の設定が容易であることがわかる．SIRを小さくするとEVMのピークが雑音レベルに近づくため，誤検出が起こると予想される．しきい値を例えば0.5と小さめに設定することで誤検出を防ぐことができるが，たとえ誤って干渉が存在するのに存在しないと判断してしまった場合には，そもそも干渉電力が熱雑音と同程度に小さいと考えられるため，実質BERには影響しないと考えられる．

SNRによるしきい値特性　図5.35にケース1においてE_b/N_0をパラメータとしたときのEVM特性を示す．SIRは0 dBとし，EVMの平均シンボル数は10 OFDMシンボルとした．図より，EVMのピークは変わらないがE_b/N_0が小さくなるにつれて雑音レベルが上がるため，しきい値の設定に注意が必要である．しかし，この場合,「干渉が存在しないのに，存在する」と誤判断するため，適応アルゴリズムはMRCの代わりにMMSEを使用することになる．したがってBER特性上の劣化はなく，単に計算量が増えるだけである．

平均サンプル数によるしきい値特性　図5.36にEVMの平均サンプル数をパラメータとしたときのEVM特性を示す．E_b/N_0は20 dBとし，SIRは10 dBとした．図より，EVMの平均シンボル数を変えても干渉検出特性はほとんど変わらないことが予測できる．これよりIEEE802.11gのように干渉検出に用いることのできるプリアンブル区間（特にロングプリアンブルの場合2OFDMシンボル）で十分な干渉検出が行えることがわかる．

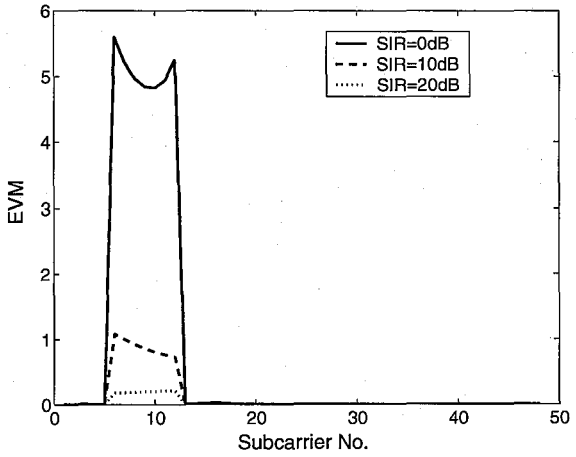


図 5.34: SIR をパラメータとしたときの干渉検出特性

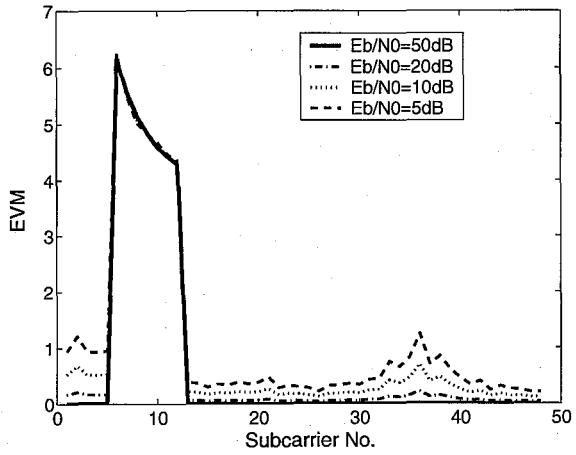


図 5.35: E_b/N_0 をパラメータとしたときの干渉検出特性

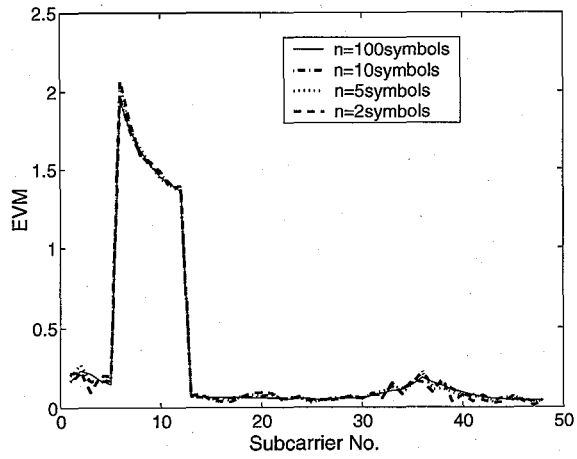


図 5.36: 平均サンプル数をパラメータとしたときの干渉検出特性

5.7　結言

本章では，5GHz帯無線アクセスシステムに準拠したOFDMシステムを想定し，同一チャネル干渉が存在するマルチパス環境下において端末局受信時に高品質化を図るスマートアンテナを提案し，以下のことが明らかになった．

- pre-FFT型スマートアンテナとして，8素子の指向性アンテナを円形配置したアンテナ選択ダイバーシチを提案し，計算機シミュレーションにより伝送特性を評価した．その結果，RSSIに基づいたアンテナ選択によって，従来の無指向性単一アンテナ受信に比べて約2倍のSIR耐性が達成できること，アンテナ選択成功確率はSNRよりもSIRの依存性が強いこと，最適選択によりBER=5×10^{-3}のとき5倍の伝送容量改善が可能であること，SIR基準の選択ダイバーシチは特に低SIR時に最適選択時のBER特性に近づくことを明らかにし，簡易な構成で干渉波耐性の向上に有効であることを示した．

- post-FFT型スマートアンテナとして，演算量と回路規模を削減するサブキャリアクラスタリングを提案し，その有効性を明らかにした．提案方式は，複数のサブキャリアをグループ化し，そのグループに対して適応アルゴリズムのトレーニングを行い，同一のウェイトを与える方式である．計算機シミュレーションの結果，提案方式は，同一チャネル干渉を効果的に除去しつつ，クラスタサイズに比例した処理量の低減を図れること，クラスタ内でのウェイト更新方法によって特性差があり，サブキャリア方向にトレーニングを行う手法がロバスト性が高いこと，ダイバーシチ効果はクラスタサイズと遅延広がりのトレードオフになること，アンテナ数を減らしても受信特性の劣化が小さいことを明らかにした．また，実伝搬路データを用いた評価により，アンテナ数4，クラスタ数4のサブキャリアクラスタリングが有効であることを明らかにした．

- pre-FFTおよびpost-FFT型スマートアンテナを性能と回路規模の視点から比較し，pre-FFT型は，受信機構成が簡易であるが，マルチパスを干渉とみなすため，受信特性を改善するために多くのアンテナ数が必要となること，post-FFT型は，回路規模は大きいが，アンテナ数を低減することが可能であり，受信特性は干渉源数に依存することを明らかにした．

- 信号伝送帯域内に周波数選択性妨害波が存在する場合に，妨害波が存在する信号帯域と存在しない信号帯域において各々異なる規範に従う合成アルゴリズムを用いるダイバーシチ方式を提案した．提案方式は，サブキャリア毎に信号のEVMを計算して妨害波の有無を検出し，それに基づいてダイバーシチ合成アルゴリズムを選択する．計算機シミュレーションの結果，妨害波検出のためのしきい値がSIRやSNRに依存すること，妨害波レベルや存在周波数位置に依存せずにアンテナ素子の増加に応じたダイバーシチ利得が得られることを示し，その有効性を明らかにした．例えば8サブキャリアに渡る周波数選択性妨害波が存在するとき，BER=10^{-3}を満たすEb/Noに対して，従来方式に比べ12dB以上の改善が見込める．さらに妨害サブキャリア数が多い場合，従来方式では10^{-2}または10^{-1}付近でBERのフロアが生じているが，提案方式では上記と同様に十分なダイバーシチ利得が得られることを明らかにした．以上より，同一チャネル干渉が存在する信号帯域と存在しない信号帯域において，それぞれ最適なアルゴリズムを適用することにより，サブキャリア毎に所望の機能を最低限の計算量で，効率良く実現することができる．

第6章

同一チャネル干渉波が存在しない場合のOFDMシステム用スマートアンテナ

6.1 緒言

第5章では，OFDMを適用した無線LANシステムを想定し，同一チャネル干渉波が存在する場合に高品質化を図るスマートアンテナを提案し，post-FFT型の有効性を確認した．本章では，同一チャネル干渉波が存在しない場合に受信感度を向上させるとともに回路規模を低減することを目的として，FFT前の時間領域にてアンテナ選択あるいはマルチビーム選択を行い，かつFFT後の周波数領域にてダイバーシチ合成を行うハイブリッド型スマートアンテナを提案し，その伝送特性と回路規模の低減効果について検討する．干渉波が存在しないシステムにおいて，従来のpost-FFT型スマートアンテナに比べて小さい回路規模でほぼ同じ性能を達成できることを計算機シミュレーションにより明らかにする．

6.2 国内地上デジタル放送(ISDB-T)

6.2.1 ISDB-Tの概要

地上デジタル放送は既存のアナログTV放送に代わる方式として2001年にARIB標準規格として策定された[125]．2003年12月に東京，大阪，名古屋で放送が開始され，2006年には全国展開，2011年には現在のアナログ放送が終了し，完全にデジタル放送だけになる．デジタル化によるメリットには以下のようなものがある．

1. ゴーストのない高品質な映像の配信
2. 通信との連携
3. 周波数利用効率を高める為のSFN(Single Frequency Network)の実現
4. 利用帯域を減らし，空いた周波数チャネルを開放できる
5. 階層伝送が可能で，各階層ごとに異なる伝送パラメータ（変調方式，誤り訂正符号）のデータを送ることができる

デジタルTV放送の物理層の標準仕様ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial)方式は，OFDMを用いた伝送方式であり，数千本のサブキャリアから構成される約5.8MHzの信

表 6.1: ISDB-T の主な仕様

伝送パラメータ	Mode1	Mode2	Mode3
OFDM セグメント数	13		
帯域幅	5.575MHz	5.573MHz	5.572MHz
キャリア間隔	3.968kHz	1.984kHz	0.992kHz
キャリア数	1405	2809	5617
有効シンボル長	252μsec	504μsec	1.008msec
変調方式	QPSK, 16QAM, 64QAM, DQPSK		
ガードインターバル長	有効シンボル長の 1/4, 1/8, 1/16, 1/32		
シンボル数／フレーム	204		
時間インタリーブ	各設定の最大値 0, 約 0.13, 0.25, 0.5sec の 4 種類		
内符号	畳み込み符号 (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)		
外符号	短縮化リードソロモン符号 (204, 188)		
情報ビットレート	3.65Mbps ～ 23.23Mbps		

号帯域を持つ．この信号帯域を約 430kHz のセグメントに分割し，合計 13 セグメントの中から所望の伝送速度を得るためにセグメント数を選択できる形態となっている．また，中心の 1 セグメントだけを使った携帯受信も可能な仕様となっている．主な諸元を表 6.1 に示す．現在，放送されているハイビジョン放送は，中心のセグメントを除く 12 セグメントを使って，モード 3，64QAM，内符号レート＝ 3/4，ガード長＝ 1/8 が採用されている．また，画像の圧縮には MPEG-2(Moving Picture Experts Group-2) が用いられる．

6.2.2　送受信機のブロック図

図 6.1 に各伝送方式のブロック図を示す．送信側は規格に準じた構成である．

地上デジタル放送は，図 6.2 に示すように，1 チャネルの帯域幅である 6MHz を 14 分割し (1 個当たり約 429kHz)，その内 13 個 (約 5.6MHz) 分の帯域を使用して放送を行う．この 1 個分の周波数ブロックはセグメントと呼ばれる．6MHz の内，余った 1 セグメント分の帯域は隣接チャネルとの混信を避けるためのガードバンドとなっている．このセグメントの概念により，1 チャネルの帯域で固定受信向けサービスと移動受信向けサービスを同時に提供することができる．ただし最大階層数は 3 と規定されている．各階層のセグメント数や伝送路符号化パラメータは編成情報に従って放送事業者によって決められる．

まず，送信する情報は誤り訂正を行うために 2 段階の符号化が行われる．連接符号の外符号としてリードソロモン (RS) 符号，内符号として畳み込み符号が用いられる．畳み込み符号は前述の無線 LAN 規格と同様，拘束長 7，符号化率 1/2 の原符号をパンクチャ化することによって，所定の符号化率を実現することができる．内符号化は，RS 符号後に分割された各階層毎に行われ，ビット系列の順序を分散させるために，PN 符号によるスクランブルを行うエネルギー拡散，バイト単位のインタリーブ，ビット単位のインタリーブが適用される．その後，多値 QAM のマッピング

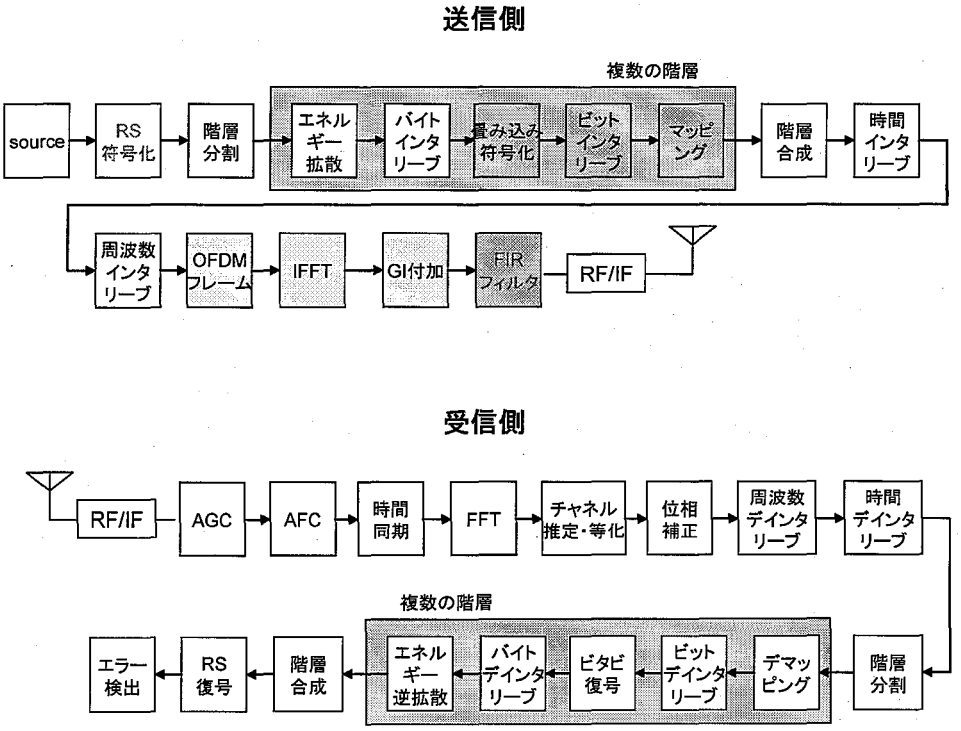


図 6.1: ISDB-T の送受信ブロック構成

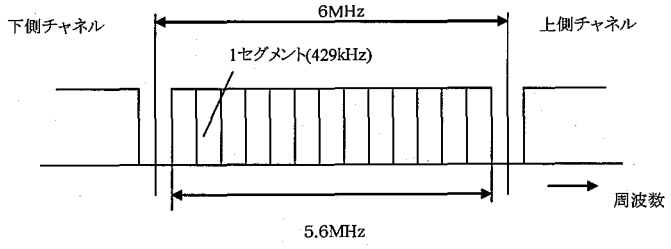


図 6.2: 地上デジタル放送の 1 チャネルの周波数帯域

が行われる．階層を再合成後，時間インタリーブおよび周波数インタリーブが行われ，送信する情報シンボルに加えてフェージング補償を行うためのスキャッタードパイロット信号（SP），伝送制御情報を含む TMCC （Transmission Multiplexing Configuration Control），補足情報を示す AC（Auxiliary Channel）を挿入して OFDM フレーム化し，IFFT を行う．最後にマルチパス対策として，GI を付加することで送信信号が形成される．

受信機では，AFC や AGC，時間同期をとった後，GI を除去して FFT を行う．その後，SP 等を使って伝搬路推定をした後，フェージング補償を行い，OFDM デフレーム化によって，情報シンボルだけを取り出す．その後は送信側と逆順の操作により，周波数／時間デインターリーブ，階層分割を行い，各階層毎に QAM 復調，ビット／バイトデインタリーブ，軟判定 Viterbi 復号，エネルギー逆拡散処理した後，最後に階層再合成後に RS 復号を行う．

6.2.3　移動受信時の課題

特に自動車や移動体での高精細なテレビ放送受信を想定すると，13 セグメントの信号を移動伝搬環境においても受信できなければならない．そこで，近年，放送業界や自動車業界では，この広帯域信号の受信可能な受信機の開発に熱が入ってきている [126].

地上デジタル放送を自動車や携帯電話などの移動体で走行しながら受信する場合は，受信アンテナの高さが数 m 以下と低いために地形の起伏や建物，障害物などによるマルチパスフェージングやシャドーイングの影響を強く受ける．そのため，受信感度の改善，すなわち所要 BER を満たす S/N を低減することが極めて重要である．また，高速で移動受信することを想定する必要があるため，ドップラーシフトを受けた多重到来波の対策が必要である．このような課題の対策としてスマートアンテナが期待されている．例えば，文献 [121] では 4 素子の FFT 前ダイバーシチにより特性改善できることを示し，特に周波数選択性フェージングの影響を低減するために帯域分割による方式を提案している．また，文献 [127, 128] ではサブキャリア毎最大比合成ダイバーシチの有効性を確認している．

一方，ISDB-T 方式は，元来マルチパスに強いとされている OFDM を採用しているため，その方式の性質上，SFN(Single Frequency Network) を構築できる等の特徴をもつ．実際に SFN が運用された場合には，GI を超える長遅延波が到来してシンボル間干渉 (ISI) を引き起こす可能性があり，独自の ISI キャンセル技術が必要となる．

6.3　ハイブリッド型スマートアンテナ

移動受信においては，受信感度の向上が最重点課題の一つであり，空間ダイバーシチ受信が有効である．特に広帯域 OFDM システムでは，周波数選択性フェージング環境下において，FFT 後に最大比合成ダイバーシチを行う方式（post-FFT 型と呼ぶ）が最適な受信特性を実現できる [128]．しかし，アンテナ数とサブキャリア数の増大に伴って回路規模が大きくなる欠点がある．一方，FFT 前にダイバーシチ合成を行う方式（pre-FFT 型と呼ぶ）は回路規模は小さいが [116]，第 5 章で示したようにマルチパスの遅延広がりが大きくなるにつれて BER 特性の劣化が顕著になる．そこで，回路規模と性能のバランスを考慮して，pre-FFT および post-FFT の両方の領域で異なるダイバーシチ合成を行う方式が提案されている [129]-[131]．特に，固有ビームスペースのアダプティブアレーは pre-FFT 処理として有効である [132]-[137]．本章では，これをハイブリッド FFT 型と呼び，時間領域でアンテナ選択あるいはマルチビーム選択を行い，さらに周波数領域で最大比合成を行うダイバーシチ受信方式について検討を行う．

OFDM 用スマートアンテナの受信機構成は，第 5 章で述べたように合成処理部の位置によって pre-FFT 型と post-FFT 型の大きく 2 つに分類され，これらとは別に，図 6.3 のように，アンテナ選択処理とサブキャリアダイバーシチ受信処理を FFT の前後に別々に配置するハイブリット型構成も考えられる．ここではハイブリッド型構成の数式モデルについて検討する．

第 5 章の式 (5.4) のアレー受信信号に対して，pre-FFT 領域の i 番目のビーム出力は

$$y_{i,m,k} = \boldsymbol{w}_i^H \boldsymbol{x}_{m,n} \tag{6.1}$$

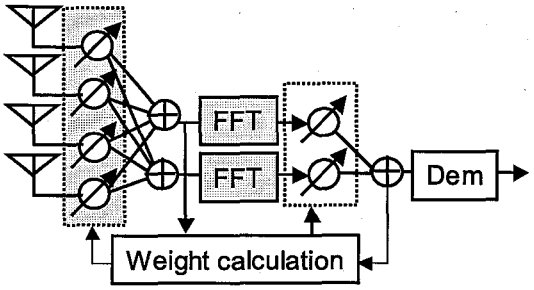


図 6.3: ハイブリッド FFT 型スマートアンテナの構成

で与えられる．よって，i 番目のビームの FFT 出力は

$$\begin{aligned} Y_{i,m,k} &= \sum_{n=0}^{N-1} y_{i,m,n} \cdot e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \\ &= \boldsymbol{y}_{i,m}\boldsymbol{g}^k \end{aligned} \tag{6.2}$$

$$\boldsymbol{y}_{i,m} = [y_{i,m,0},\ y_{i,m,1},\ \cdots,\ y_{i,m,N-1}] \tag{6.3}$$

と表される．ここで，$\boldsymbol{g}^k$ は FFT 処理

$$\boldsymbol{g}^k = [1, e^{-j2\pi k/N}, \cdots, e^{-j2\pi(N-1)k/N}]^T \tag{6.4}$$

を意味する．

したがって，P 個のビームを使った post-FFT 出力は以下のように表すことができる．

$$\begin{aligned} Z_m^k &= \sum_{i=1}^{P} u_i^k Y_{i,m,k} \\ &= \sum_{i=1}^{P} u_i^k (\boldsymbol{y}_{i,m}\boldsymbol{g}^k) \\ &= (u_1^k \ \ u_2^k \ \ \cdots \ \ u_P^k) \begin{pmatrix} \boldsymbol{y}_{1,m} \\ \boldsymbol{y}_{2,m} \\ \vdots \\ \boldsymbol{y}_{P,m} \end{pmatrix} \boldsymbol{g}^k \\ &= \boldsymbol{U}^k \begin{pmatrix} \boldsymbol{w}_1^H \boldsymbol{X}_m \\ \boldsymbol{w}_2^H \boldsymbol{X}_m \\ \vdots \\ \boldsymbol{w}_P^H \boldsymbol{X}_m \end{pmatrix} \boldsymbol{g}^k \\ &= \boldsymbol{U}^k \boldsymbol{W}^H \boldsymbol{X}_m \boldsymbol{g}^k \end{aligned} \tag{6.5}$$

$$\boldsymbol{X}_m = [x_{m,0} \quad x_{m,1} \quad \cdots \quad x_{m,N-1}] \tag{6.6}$$

$$\boldsymbol{W} = [w_1 \quad w_2 \quad \cdots \quad w_P] \tag{6.7}$$

ここで，u_i^k は k 番目のサブキャリアにおけるダイバーシチ合成ウェイトである．したがって，pre-FFT 領域および post-FFT 領域のウェイト w_i, $\boldsymbol{U}^k$ を適切に選択することで，ハイブリッド型スマートアンテナの合成ウェイトと post-FFT のウェイトを等価にすることができる．

ところで，pre-FFT 領域において，複数のアンテナから選択された 2 系統の受信信号そのものを FFT に入力するタイプはエレメントスペース型のサブキャリアダイバーシチと考えることができ，他方，pre-FFT 領域において，アレー受信信号を用いて 2 個のビームを形成し，そのビーム出力を FFT に入力するタイプはビームスペース型のサブキャリアダイバーシチと考えることができる．以降，エレメントスペース型およびビームスペース型のスマートアンテナについて検討を行う．

6.4　アンテナ選択合成方式 (エレメントスペース)

図 6.4 に 4 素子 2 選択型ハイブリッド方式の構成を示す．この方式はアンテナ 4 素子のうち受信レベルが高いアンテナを 2 素子だけ選択し，これらの 2 ブランチ出力を用いてサブキャリア毎の最大比合成ダイバーシチを行うものである．図中の metric として RSSI を用いる．したがって，提案方式の pre-FFT 領域の合成出力は式 (6.1) において

$$y_{m,k,1} = \arg\max_{x_i}(|x_i|) \tag{6.8}$$

$$y_{m,k,2} = \arg\max_{x_i \neq y_{m,k,1}}(|x_i|)$$

となる．

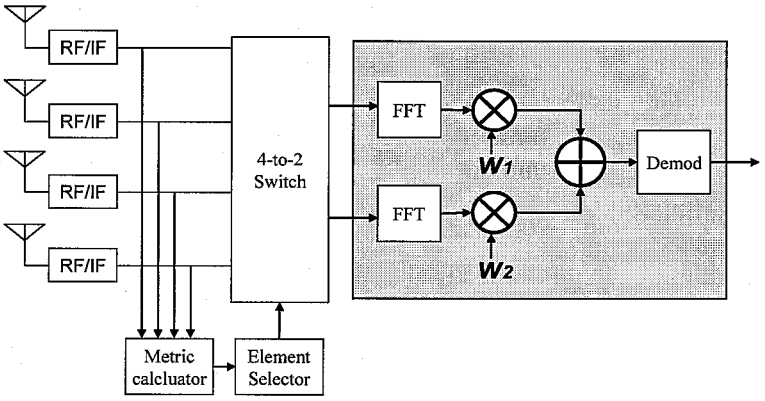


図 6.4: 4 素子 2 選択型ハイブリッド方式の構成

6.4.1　シミュレーション諸元

表 6.2 にシミュレーション諸元を示す．ここではハイブリッド型スマートアンテナの基本コンセプト検証を目的とするため，通信パラメータは表 6.2 に示す無線 LAN 規格の IEEE802.11a に準

ずる.

計算機シミュレーションで比較する各種ダイバーシチ方式は以下のとおりである.

1. 単一アンテナ受信
2. 2素子 pre-FFT 選択合成 (SC)
3. 4素子 pre-FFT 最大比合成 (MRC)
4. 2素子 post-FFT 最大比合成（従来方式）
5. 4素子2選択ハイブリッド最大比合成（提案方式, IF-SW 方式）
6. 4素子 post-FFT 最大比合成ダイバーシチ
7. 4素子2選択ハイブリッド最大比合成（提案方式，BB-SW 方式）… 4素子のアンテナを2素子ずつの組に分け，各2素子 post-FFT 最大比合成出のうち BER の良い方を選択

チャネルモデルとして，表6.3に示す平均遅延プロファイルをもつ8パス準静的フェージングを仮定した．なお，4素子のアンテナはすべて理想的な無指向性をもつものとし，各遅延パス間，およびアンテナ素子間のフェージングはそれぞれ独立なレイリー分布に従う．また，フレーム同期や周波数同期，FFT 窓制御チャネル推定・補償などは理想的に動作するものとした．アンテナ選択は，64 サンプルで平均化した RSSI の大小を比較し，大きい2つのアンテナブランチを選択する.

表 6.2: シミュレーション諸元

変調方式	QPSK/OFDM
サブキャリア数	52 本（うちデータ 48 本がパイロット 4 本)
Virtual subcarriers	1 DC, 6 upper and 5 lower subcarriers
信号帯域	20 MHz
FFT/IFFT サイズ	64 ポイント
OFDM シンボル長	4 μ sec
ガード区間	16 サンプル　(0.8 μ sec)
誤り訂正符号／復号	畳み込み符号／軟判定 Viterbi 復号 (符号化率=1/2，拘束長= 7)

表 6.3: 8 パスフェージングモデル

遅延時間 [nsec]	0	50	100	150	200	250	300	350
相対電力 [dB]	0	-1.5	-3	-4.5	-6	-7.5	-9	-10.5

6.4.2 シミュレーション結果

図 6.5，図 6.6 にそれぞれ Viterbi 復号前と復号後の BER 特性を示す．pre-FFT 型ダイバーシチはアンテナ素子数を増やしてもダイバーシチ利得の向上が小さく，それに対して post-FFT 型ダイ

バーシチは大きな利得が得られる．これはマルチパスフェージングによる周波数選択性のため，pre-FFT 型での最大比合成ウェイトが 20MHz もの広い信号帯域のすべてのサブキャリアに対してもはや最適とならないことに起因する．一方，post-FFT 型は，狭帯域のサブキャリア毎に最適なアンテナ選択／合成となるためマルチパスモデルに依存せずダイバーシチ効果がほとんど変わらない．Viterbi 復号後の BER においてはさらに利得が大きくなる．

ハイブリッド方式は pre-FFT と post-FFT の中間に位置する BER 特性をもつ．アンテナ 4 素子から RSSI の大きい 2 素子を選択する post-FFT 最大比合成方式 (4-to-2 IF-SW post-MRC) は，アンテナ 2 素子の post-FFT MRC ダイバーシチ（従来方式）に比べて約 2dB の改善が図れることがわかる．ところで，4 素子 2 選択 post-FFT 出力の 2 選択方式 (4-to-2 BB-SW post-MRC) は，符号化なしの BER 特性は従来方式とほぼ同じであるが，Viterbi 復号後の BER 特性は IF-SW 方式とほぼ同じ特性を示す．これは Viterbi 復号後出力のうち BER が良好なデータ系列を選択しているためであり，Viterbi 復号前に BER が最良となるブランチと必ずしも一致しないことを意味する．

実際にハードウェアに実装する場合，上記の提案方式（IF-SW）の場合，アンテナ選択方法が重要な課題となる．一般に，複数のアンテナをもつ受信機で切り替えダイバーシチを行うとき，受信レベルの大小でアンテナ切り替えを行うと，無線部の AGC がすぐに反応できず，急激なレベル変動差によって A/D 入力の信号振幅が飽和してしまい復調に失敗することがある．このような場合，アンテナ切り替え制限条件を与えて，アンテナ切り替えによる信号飽和が原因でおこる復号エラーや同期外れを回避する必要がある．また，地上デジタル放送などの連続受信系の場合は，アンテナ切り替えによって信号の連続性が失われることによって復号誤りが発生する可能性もあり，上記の BER 特性よりも劣化すると考えられる．それに対して，BB-SW の場合，4 系統の受信信号をベースバンドのデジタル領域まで保持しなければならないため，IF-SW に比べて回路規模が大きくなるが，誤り訂正復号後のパケット単位で信号選択が可能であるため，信号を蓄えるメモリと簡易なタイミング（順序）制御によって性能を維持することができる．

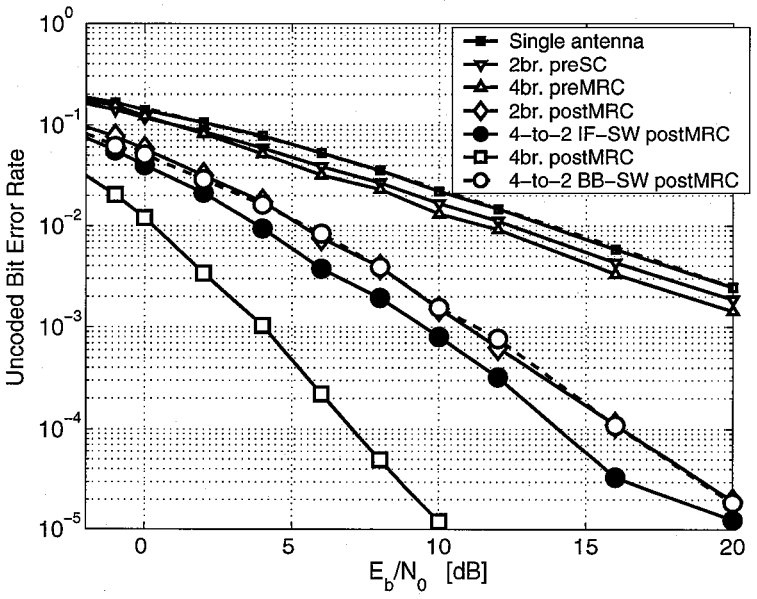


図 6.5: 8 パスモデルにおける各種スマートアンテナ方式の BER 特性 (Viterbi 復号前)

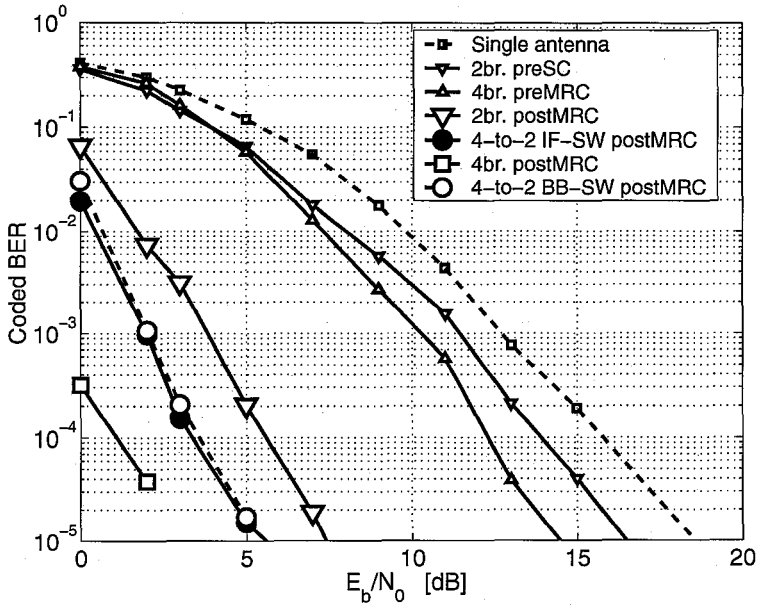


図 6.6: 8 パスモデルにおける各種スマートアンテナ方式の BER 特性 (Viterbi 復号後)

6.5 固有ビーム合成方式 (ビームスペース)

本節では，pre-FFT 領域にビームスペースの概念を導入したハイブリッド FFT 型スマートアンテナについて検討を行う．

6.5.1 提案方式の概要

図 6.7 に受信機構成を示す．M 素子のアンテナ毎にトランスバーサルフィルタ (TVF, Transversal Filter) を備え，受信信号の遅延自己相関値に基づいて求めた MF(Matched Filter) 係数を与える．M 個の MF 出力を用いた $M \times M$ の相互相関行列に対して，固有値分解を行い，M 個の固有値と固有ベクトルを得る．そのうち固有値の大きい方から順に 2 個の固有ベクトルが形成する固有ビームに対して FFT を施す．その後サブキャリア毎に最大比合成 (MRC) ダイバーシチを行い，復調信号を得る．

遅延広がりが小さいとき，伝搬路の相関行列の最大固有値が支配的であり，そのため pre-FFT 型スマートアンテナにおいて，固有ビームによってすべての所望信号エネルギーを吸収することができる．この場合，最大固有値に対応する固有ベクトルが MRC のダイバーシチ合成ウェイトと等価になる．しかしながら，遅延広がりが大きいとき，2 番目以下の固有値も大きな値をもつようになるため，もはや pre-FFT 型スマートアンテナにおいて，最大固有ビームだけでは所望信号のエネルギーを有効活用できなくなる．この場合，2 番目以下の固有値による固有ビームも取り込むことでエネルギー効率を高めることができる．

図 6.8 に遅延広がりが変化した場合の固有値分布を示す．遅延広がりはシンボル長で正規化されている．固有値は，各アンテナブランチで独立な指数減衰型マルチパスフェージングを 100 回試行した時の平均値である．遅延広がりが大きくなるにつれて 4 個の固有値の分散が小さくなるこ

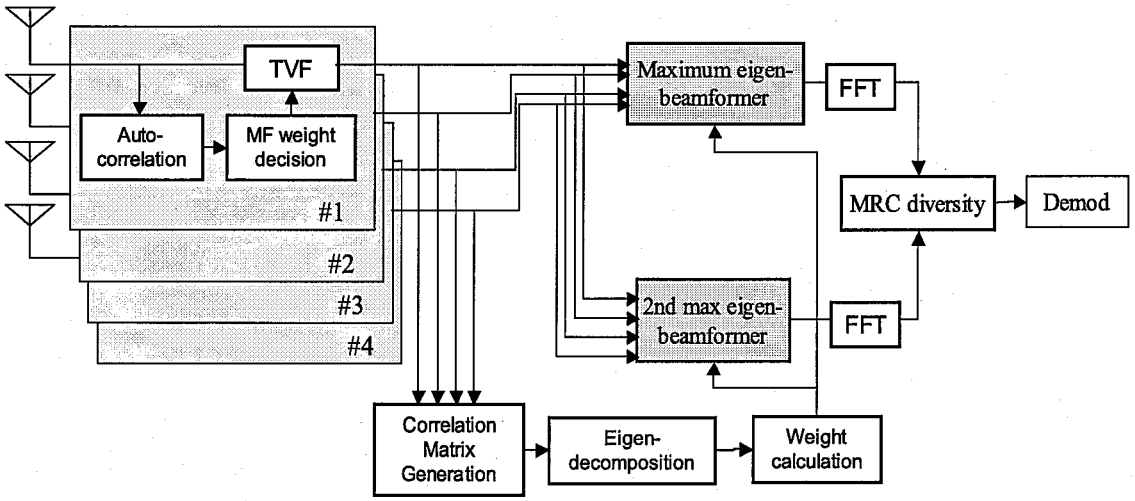


図 6.7: 提案方式のブロック構成

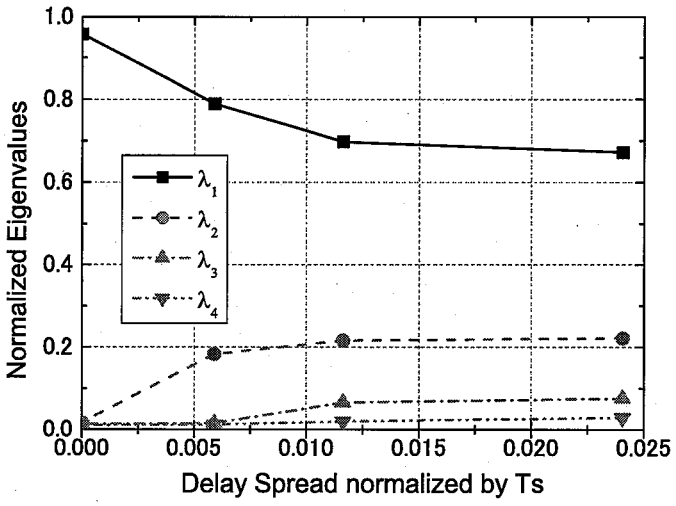


図 6.8: 遅延広がりに対する固有値分布

とがわかる．この図より，最大固有値と 2 番目の固有値に対応する異なる固有ビームを合成することによって SNR が改善できると考えられる．

提案方式では，MF によって，アンテナ毎に遅延パス成分のエネルギーをかき集めて S/N を稼ぎ，さらにその出力信号に対して，最大固有値と 2 番目に大きい固有値にそれぞれ対応する 2 つの固有ベクトルビームを張る．このように複数のビームに含まれる所望信号のエネルギーを最大化することで，FFT 以降の MRC ダイバーシチおよび復調部の数を 2 系統のまま，サブキャリア合成のダイバーシチ利得を増やすことができる．特に FFT サイズの大きい地上デジタル放送システム [125] 等では，FFT だけでなく MRC ダイバーシチの係数計算や合成部の占める回路規模を削減できる．これによって，小さい回路規模で M 素子サブキャリアダイバーシチと同等の受信性能を

実現できる.

TVF係数の計算方法として，受信信号の相関処理によりMFを構成することができる．まず，受信信号 $x_i(t)$ と，それを τ だけ遅延させた信号との複素共役を乗算した値の集合平均をとる.

$$\beta = E[x_i(t)x_i^*(t-\tau)] \tag{6.9}$$

期待値計算が十分長く，送信信号 $s(t)$ の τ サンプル遅延の自己相関値が0と仮定するのとき，$\boldsymbol{v}$ がMF係数として得られる.

$$\boldsymbol{v} = \frac{\boldsymbol{b}}{\|\boldsymbol{b}\|} \tag{6.10}$$

$$\boldsymbol{b} = (1, \beta) \tag{6.11}$$

ここで $\|\boldsymbol{b}\|$ はベクトル $\boldsymbol{b}$ のノルムを表す.

pre-FFT領域では相関行列 R_{xx} は次の式のように固有値分解される.

$$R_{xx} = E[\boldsymbol{x}_{m,n}\boldsymbol{x}_{m,n}^H] = \sum_{i=1}^{M} \lambda_i \boldsymbol{e}_i \boldsymbol{e}_i^H \tag{6.12}$$

ここで，$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \ldots \geq \lambda_M$ は降順に並べた固有値であり，$\boldsymbol{e}_i, i = 1, 2, \ldots, M$, がそれぞれ固有ベクトルを表す．したがって，提案方式のpre-FFT領域の合成ウェイトは式(6.1)において

$$\boldsymbol{w}_i = \boldsymbol{e}_i \qquad (i = 1, 2) \tag{6.13}$$

となる.

6.5.2 シミュレーション結果

提案方式の有効性を示すために計算機シミュレーションを行った．シミュレーション諸元は表6.2と同じである．伝搬路モデルは表6.4に示す平均遅延プロファイルをもつ4波マルチパスフェージング (遅延広がり 23 nsec) であり，1フレーム内は最大ドップラー周波数 f_d=0 の準静的フェージング環境を想定した．マルチパスの各パス間，および4素子アンテナ間のフェージングはそれぞれ独立なレイリー分布に従う．また，ダイバーシチ方式は提案方式以外に，アンテナ2素子および4素子のpost-FFT型MRCダイバーシチ，4素子pre-FFT型MRCダイバーシチ，第6.4節で提案した4素子2選択ハイブリッドMRCダイバーシチを比較対象とした．TVFはサンプル間隔で2タップとし，自己相関の遅延時間 τ は1サンプルとした．固有値分解は例えば文献[138]に掲載されているハウスホルダ法によって実現する．シンボルタイミング同期，周波数同期は完全と仮定した.

表6.4: 4パスフェージングモデル

遅延時間 [nsec]	0	50	100	150
相対電力 [dB]	0	-3	-6	-9

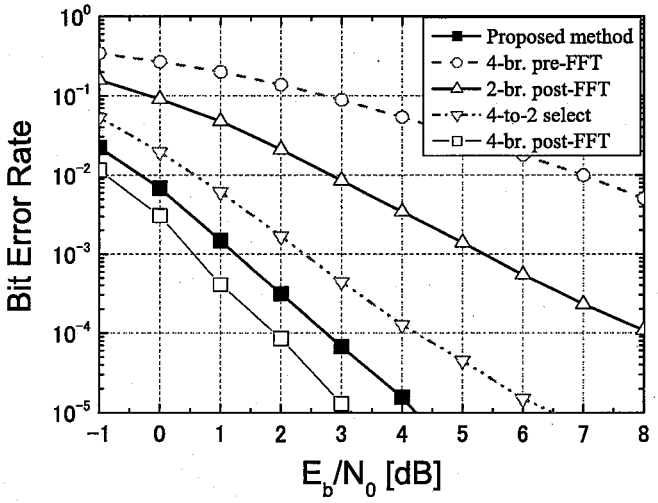


図 6.9: 4 パスフェージング環境下の BER 特性

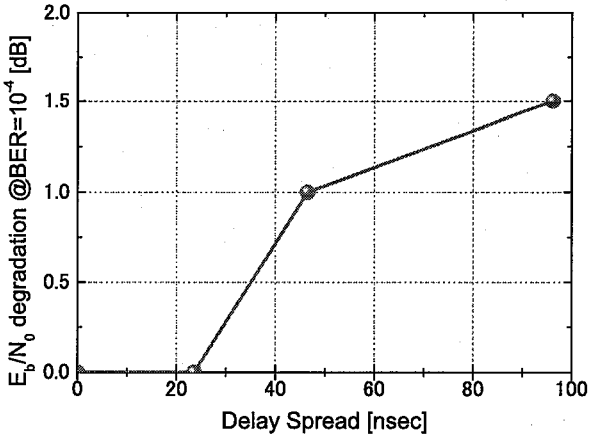


図 6.10: 4 素子 post-FFT 合成ダイバーシチに対するダイバーシチ利得劣化量

図 6.9 に Viterbi 復号後のビット誤り率特性を示す．4 素子 pre-FFT 型 MRC ダイバーシチは第 5 章でも述べたように周波数選択性フェージングによって BER 特性が劣化しており，post-FFT 型ダイバーシチは大きなダイバーシチ効果が得られている．2 系統の FFT を用いる 2 素子 post-FFT 型 MRC に比べて，4 素子 2 選択ハイブリッド MRC ダイバーシチは，BER が 10^{-4} において約 4dB の E_b/N_0 の改善が図れる．また，提案方式は，pre-FFT 処理を，受信信号を MF 処理した 2 つの異なる固有ベクトルビーム形成とすることにより，さらに 1.5dB の改善が得られ，4 素子 post-MRC ダイバーシチの特性に近づくことがわかる．したがって，固有ビームフォーミングは，ハイブリッド型スマートアンテナの pre-FFT 処理としてアンテナエレメント選択よりも優れることがわかる．なお，4 素子 pre-FFT 型 MRC ダイバーシチは最大固有値に対する固有ベクトルビームによって受信することと等価であるため，提案方式のように，もう一つの異なる固有ビームも用いて post-FFT ダイバーシチ合成することによって大幅な性能改善が図れることを意味する．

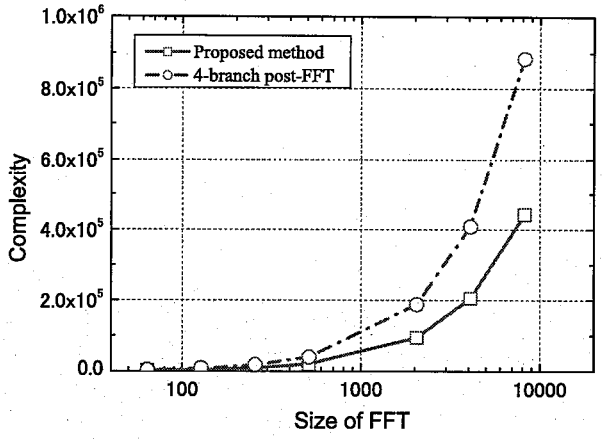


図 6.11: 提案方式と従来方式の演算量の比較

図 6.10 に遅延広がりを変化させたときの 4 素子 post-FFT 型 MRC ダイバーシチに対する提案方式のダイバーシチ利得の劣化量を示す．伝搬路モデルとして，遅延パスが 50 nsec 毎に等間隔で配置され，平均電力が 1.5dB ずつ減衰する指数減衰モデルを用いる．パス数の変化に応じて遅延広がりが変化する．図 6.10 より，遅延広がりが約 30 nsec 以下であれば，提案方式は 4 素子 post-FFT 型 MRC ダイバーシチに比べ劣化がほとんどないことがわかる．これはシンボル長で正規化した場合 7.5×10^{-3} までの遅延広がりに相当し，欧州の携帯電話規格の GSM (Global System for Mobile Communication) で定義される伝搬路モデルの Typical Urban Area と同程度の遅延環境を十分カバーできる範囲である．

図 6.11 に提案方式と従来の 4 素子 post-FFT 型 MRC ダイバーシチの演算量を示す．演算量は複素乗算器数で定義している．また表 6.5 に各信号処理ブロックにおける演算量の内訳を示す．提案方式は FFT のサイズによらず従来方式に比べて回路規模を約 50%に低減できることがわかる．

表 6.5: 処理ブロック毎の演算量の内訳

	Proposed method	4ch post-FFT
FFT	$2\times 2Nlog_2N$	$M\times 2Nlog_2N$
Weighting	$2N$	$4N$
Pre-FFT weighting	$2M$	—
Autocorrelation	$\frac{13}{3}M^3$	—
MF	$M(T+1)$	—
Generation of correlation matrix	M^2	—

次に，提案方式を地上デジタル放送の移動受信に適用した場合を考える．図 6.12 に ISDB-T に準拠したフレームフォーマットを適用した場合の提案方式の Viterbi 復号後のビット誤り率特性を示す．比較対象として，4 素子の pre-FFT 型および post-FFT 型 MRC ダイバーシチ，単一アンテナ受信時の特性も示す．シミュレーション諸元として，変調方式は QPSK 同期検波，誤り訂正符号は符号化率 1/2 の畳み込み符号と軟判定 Viterbi 復号のみとし，外符号のリードソロモン符号は適

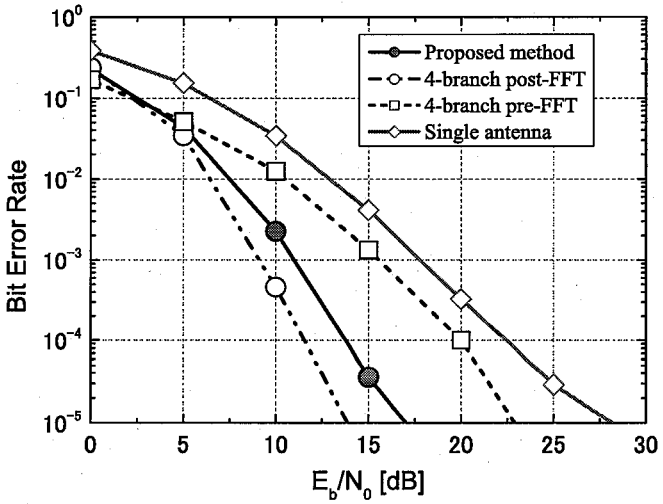


図 6.12: ISDB-T 信号仕様による 6 パスフェージング環境下の BER 特性

用していない．また，モード 3 で 1 セグメント（432 サブキャリア）だけを用いており，有効シンボル長は 1.008 msec，GI 長はその 1/8 とした．時間インタリーブ，ビットインタリーブは適用せず，周波数インタリーブはセグメント番号 0 番に相当する 1 セグメント内のキャリアランダマイズのみを行う．伝搬路モデルは，市街地伝搬に近い 6 パス指数減衰レイリーフェージングモデルを想定し，各パス間およびアンテナ間のフェージング変動は独立とした．この平均遅延プロファイルは，2 μsec 毎に 5 dB ずつ減衰し，最大遅延時間は 10 μsec，遅延広がりは 1.6 μsec である．移動速度は小さいと仮定して最大ドップラー周波数は 10 Hz とした．TVF は FFT サンプルレート間隔で 2 タップを有する．伝送路応答は SP (Scattered Pilot) を用いて推定し，データ部分に対して周波数方向に 0 次補間を行い，時間方向は補間しないものとした．よって，マルチパスによる周波数選択性を完全に補正することはできない．また，時間方向に対しては，移動速度が遅いことより，ほとんど影響はない．

シミュレーション結果より，単一アンテナ受信に対して，4 素子 pre-FFT ダイバーシチはダイバーシチ効果が小さく，post-FFT 型の利得が極めて大きいことがわかる．提案方式は，BER が 10^{-4} において，4 素子 pre-FFT ダイバーシチに比べて約 6dB の E_b/N_0 の改善が図れ，また，4 素子 post-FFT ダイバーシチから約 2dB の劣化となることがわかる．したがって，実際の地上デジタル放送を移動受信する場合，提案方式を用いることによって，市街地において E_b/N_0 の改善利得相当の受信感度の改善が図れ，その結果，受信エリアを拡大する上で有効であると考えられる．

6.6 結言

本章では，OFDM通信システムにおいて，同一チャネル干渉波が存在しない場合に受信感度の改善と回路規模の低減を目的として，FFT前の時間領域で4素子のアンテナから2素子を選択し，FFT後の周波数領域でダイバーシチ合成を行うハイブリッド型スマートアンテナを提案し，計算機シミュレーションにより，従来の2素子のpost-FFTダイバーシチ方式より約2〜4dBの改善が得られることを明らかにした．

また，さらなる受信感度の改善を目的として，FFT前の時間領域でマルチビームを形成し，かつFFT後の周波数領域でダイバーシチ合成を行うハイブリッド型スマートアンテナを提案した．提案方式は，pre-FFT領域において，4素子のアレーアンテナの受信信号から得られるアンテナ相関行列を基に固有値分解を行い，固有値が最大となる2つの異なる固有ベクトルビームを形成する．さらにその各ビーム出力をそれぞれFFTに入力し，2素子のpost-FFT合成ダイバーシチを行う．MFにより短い遅延波も含めて信号成分を固有ビームで分離することによって，S/Nを高めた状態の受信信号でダイバーシチ合成が行われて受信感度の改善が図れる．マルチパス数が少ない準静的フェージング環境，および市街地伝搬を近似した低速フェージング環境下において，4ブランチのサブキャリアダイバーシチと同程度の性能に近づく一方で，回路規模をおよそ半分に低減できることを明らかにした．

第7章

結論

本論文は，筆者が株式会社東芝 研究開発センター在職中および大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻在学中に行った移動通信におけるスマートアンテナに関する研究成果をまとめたものである．以下に，本研究で得られた成果を総括して述べる．

様々な無線システムの基地局・端末局向けに，演算量や回路規模の低減を意識したDBFスマートアンテナを提案し，その有効性を確認した．

1. 無線通信システムの伝搬環境の特徴について述べ，広帯域信号伝送に伴う周波数選択性フェージングやアレーアンテナを用いたときの伝搬路モデルに関して考察を行った．次に，周波数選択性フェージング環境における高速伝送に適した形態であるOFDM方式について解説した．また，通信品質の向上，周波数利用効率の改善技術として，複数のアンテナを用いた空間信号処理によって遅延波や干渉波を低減するスマートアンテナとそれに関連する到来方向推定技術を取り上げ，その動作メカニズムについて解説した．さらに，スマートアンテナの重要な課題として，低消費電力化、回路規模削減などコスト削減手法の重要性を示し，本研究の意義を明確にした．

2. TDMAシステムにおける周波数リソースの有効活用のために，マルチビーム型アダプティブアレーとパスダイバーシチを組み合わせた時空間等化を行う基地局用スマートアンテナを提案した．

   受信用スマートアンテナとして，指向性アンテナをその指向性パターンが互いに重複するように等間隔に円形配列したアダプティブアレーとパスダイバーシチの結合方式を提案し，各遅延波を分離，合成することによりBER特性を改善し，さらにアンテナ素子選択により，同じ素子数の従来方式に比べて演算量を約半分に低減できることを明らかにした．シミュレーションの結果，半値幅90°の8素子円形アレーの場合，選択素子数は4が最適であること，2波が同一方向から到来する場合にでも，最小2乗合成パスダイバーシチにより軽減困難誤りを改善可能できることを明らかにした．

   次に，送信用スマートアンテナとして，上記の受信機構成を利用して，受信遅延プロファイルを用いた簡易到来方向推定に基づく下り回線送信ビーム制御方法を提案した．提案方式の推定精度は，CNR=10，20dBの場合，DOA推定誤差の標準偏差がそれぞれ3.1°，1.03°と良好な結果が得られた．また，8素子円形アレーの場合，スナップショット数63で到来波数3のとき，従来のMUSIC法に比べて演算量を1/12に低減できることを示し，提案方式が，特

に，伝搬路の可逆性が成立しないFDDシステム用として有効であることを明らかにした．

3. 第3章で提案したスマートアンテナの具体的な適用システムとしてPHSを想定し，様々なアンテナパラメータ，伝搬路モデルを適用したときの伝送特性をシミュレーションにより明らかにした．PHSの仕様に準拠したアダプティブアレーの諸特性を計算機シミュレーションにより評価し，ビーム制御アルゴリズムとしてLMSを用いたときCMAより平均BERが良好であること，CMAはウェイト計算の収束速度が遅く，誤差もLMSより劣化するが，ウェイト初期値を前スロットから引き継ぐことによって伝搬路変動にロバストになること，ドップラー耐性についてはCMAによる追従が有効であることを示した．

   また，実伝搬環境での動作を確認するために，同一チャネル干渉を抑圧するスマートアンテナ受信装置を開発し，アンテナ素子として，無指向性アンテナと指向性アンテナを用いた場合の特性比較も含めて，提案方式の有効性を実験的に明らかにした．具体的には，4素子の指向性アンテナ素子，あるいは無指向性アンテナ素子を用いたスマートアンテナ受信装置を試作し，室内および電波暗室にて実験を行った．無線部，A/D，DSP，PCにより構成される試作装置を開発し，通信スロットを取り込み，非リアルタイム処理により一括復調処理や信号モニタが可能な構成とした．電波暗室における実験の結果，アンテナ素子指向性によらず空間領域の信号処理により，良好な干渉抑圧パターン特性やBER特性が得られた．

4. OFDMを用いた無線アクセスシステムにおける端末局へのスマートアンテナの適用を想定し，同一チャネル干渉波が存在する状況下において3種類のスマートアンテナを提案した．

   まず，構成の簡易さを重視する視点から，指向性アンテナを円形配置したアレーアンテナにおいてSIRに基づいたpre-FFT型選択ダイバーシチを提案した．提案方式は，RSSI基準選択成功確率はSIRに依存すること，SIR基準の選択ダイバーシチは最適選択時の特性に近づくことを示し，簡易な構成で干渉波耐性の向上に有効であることを明らかにした．

   次に，構成の簡易さにはある程度の配慮をしつつも，受信特性をより重視する視点から，複数のサブキャリアをグループ化し，FFT後にアレー処理を行うpost-FFT型アダプティブアレー方式を提案した．提案方式は，同一チャネル干渉を効果的に除去しつつ，クラスタサイズに比例した処理量の低減を図れること，クラスタ内でのウェイト更新方法によって特性差があること，ダイバーシチ効果はクラスタサイズと相関帯域幅のトレードオフになることを明らかにした．また，実伝搬路データを用いた評価により，アンテナ数を減らしたサブキャリアクラスタリングが有効であることを明らかにした．

   また，OFDM用干渉除去型スマートアンテナとして，pre-FFTおよびpost-FFT型スマートアンテナを性能と回路規模の視点から比較し，pre-FFT型は，受信機構成が簡易であるが，マルチパスを干渉とみなすため，受信特性を改善するために多くのアンテナ数が必要となること，post-FFT型は，回路規模は大きいが，アンテナ数を低減することが可能であり，受信特性は干渉源数に依存することを明らかにした．

   さらに，信号帯域の一部に他のシステムからの干渉が存在する場合の干渉波抑圧方式として，サブキャリア毎に異なるダイバーシチ合成アルゴリズムを適用する受信方式を提案した．提案方式は，サブキャリア毎にEVMに基づいて干渉の有無を検出し，干渉が存在する場合にはMMSEを用い，存在しない場合にはMRCを適用することを特徴とする．干渉検出のしき

い値はSIRやSNRに依存し，干渉のレベルや存在周波数位置に依存せず良好な特性が得られることを明らかにした．

5. OFDM通信システムにおいて，同一チャネル干渉波が存在しない場合に受信感度を改善するための方式として，FFT前の時間領域で4素子のアンテナから2素子を選択し，FFT後の周波数領域でダイバーシチ合成を行うハイブリッド型スマートアンテナを提案し，計算機シミュレーションにより従来の2素子のpost-FFTダイバーシチ方式より約2〜4dBの改善が得られることを示した．

また，さらなる受信感度の改善を目的として，FFT前の時間領域でマルチビームを形成し，かつFFT後の周波数領域でダイバーシチ合成を行うハイブリッド型スマートアンテナを提案した．4本のアンテナ毎に整合フィルタをかけた信号を用いて2個の異なる固有ビームを形成し，FFT後2ブランチ最大比合成ダイバーシチを行う方式を提案し，計算機シミュレーションによりその特性を明らかにした．同じアンテナ数のpost-FFTダイバーシチに比べ，回路規模を約50%に削減しつつ，ほぼ同程度の受信感度性能を達成することができ，干渉波が存在しない環境下で有効であることを示した．また，遅延広がりと固有ベクトル空間の相関性について明らかにした．

参考文献

[1] Y. Kim, etc., "Beyond 3G: Vision, requirements, and enabling technologies," *IEEE Communications Magazine*, no. 3, pp.120-124, March 2003.

[2] Q. Bi, G. I. Zysman and H. Menkes, "Wireless mobile communications at the start of the 21st century," *IEEE Communications Magazine*, no. 1, pp.110-116, January 2001.

[3] 中嶋 信生編, 「次世代ワイヤレス技術」, 丸善, 2004 年.

[4] J. Litva and T. K. -Y. Lo, *Digital beamforming in wireless communications,* Artech House, London, August 1996.

[5] J. H. Winters, "On the capacity of radio communication systems with diversity in a Rayleigh fading environment," *IEEE Journal on Seletcted Areas in Communications*, vol. 5, no.5, pp.871-878, June 1987.

[6] B. D. Van Veen and K. M. Buckley, "Beamforming: A versatile approach to spatial filtering," *IEEE ASSP Magazine*, vol. 5, no. 2, pp.4-24, April 1988.

[7] S. C. Swales, M. A. Beach, D. J. Edwards and J. P. McGeehan, "The performance enhancement of multibeam adaptive base-station antennas for cellular land mobile radio systems," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. VT-39, no.1, pp.56-67, February 1990.

[8] 小川, 菊間, "アダプティブアンテナ理論の進展と今後の展望," 電子情報通信学会 信学論 (B-II), vol. J75-B-II, no. 11, pp.721-732, 1992 年 11 月

[9] J. H. Winters, J. Salz and R. D. gitlin, "The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 5, no.5, pp.871-878, June 1987.

[10] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, pp.1451-1458, October 1995.

[11] Y. Ogawa, and T. Ohgane, "Adaptive Antennas for Future Mobile Radio," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E79-A, no.7, pp.961-967, July 1996.

[12] G. Tsoulos, M. Beach and J. McGeehan, "Wireless Personal Communications for the 21st Century: European Technological Advances in Adaptive Antennas," *IEEE Communications Magazine*, vol.35, no.9, pp.102-109, September 1997.

[13] J. H. Winters, "Smart Antennas for Wireless Systems," *IEEE Personal Communications*, vol.4, no.11, pp.23-27, February 1998.

[14] P. H. Lehne and M. Pettersen, "An overview of smart antenna technology for mobile communications system," *IEEE Communications Surveys*, vol. 2 no. 4, pp2-13, April 1999.

[15] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third-Generation CDMA Applications*, Prentice Hall, NJ, USA. 1999.

[16] 大鐘, 小川, "アダプティブアレーと移動通信 [I]〜[IV]," 電子情報通信学会誌, vol.81, 1998 年 12 月号〜1999 年 3 月号にて連載.

[17] 辻, 水野, "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," 電子情報通信学会 信学論 A, vol. J82-A, no. 6, pp.779-791, 1999 年 6 月.

[18] A. F. Naguib, N. Seshadri and A. R. Calderbank, "Space time coding and signal processing for high data rate wireless communications," *IEEE Signal Processing Magazine*, pp.76-92, May 2000.

[19] M. Chryssomallis, "Smart antennas," *IEEE Antenna's and Propagation Magazine*, vol. 42, no.3, pp.129-136, June 2000.

[20] J.B. Andersen, "Array gain and capacity for known random channels with multiple element arrays at both ends," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.18, no.11, pp.2172-2178, Nov. 2000.

[21] D. Gesbert, L. Haumonte, H. Bolcskei, R. Krishnamoorthy and A. J. Paulraj, "Technologies and performance for Non-Line-of-Sight broadband wireless access networks," *IEEE Communications Magazine*, pp. 86-95, April 2002.

[22] S. Bellofiore, C. A. Balanis, J. Foutz and A. S. Spanias, "Smart-antennas Systems for mobile communication networks — Part1: Overview and antenna design," *IEEE Antenna's and Propagation Magazine*, vol. 44, no.3, pp.145-154, June 2002

[23] A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, *Introduction to space-time wireless communications*, Cambridge University Press, 2003.

[24] 笹岡秀一編著, ウェーブサミット講座「移動通信」, オーム社, 1998 年.

[25] 大鐘武雄, "セルラ基地局のアンテナ指向性制御による周波数利用効率の改善," 電子情報通信学会 信学技報, vol. RCS93-8, 1993 年 5 月.

[26] T. Ohgane, "Spectral efficiency improvement by base station antenna pattern control for land mobile cellular systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E77-B, no.5, pp.598-605, May. 1994.

[27] 鈴木, 平出, "パス分割多元接続 (PDMA) 移動通信方式," 電子情報通信学会 信学技報, vol. RCS93-84, 1994 年 1 月.

[28] G. Xu, H. Liu, W. J. Vogel, H. P. Lin, S. S. Jeng, and G. W. Torrence, "Experimental studies of Space-Division-Multiple-Access schemes for spectral efficient wireless communications," *IEEE ICC'94*, pp.800-804, 1994.

[29] T. Ohgane, Y. Ogawa, and K. Itoh, "A study on a channel allocation scheme with an adaptive array in SDMA," *IEEE VTC'97*, vol.2, pp.725-729, May 1997.

[30] 田中, 大鐘, 小川, "3 素子アダプティブアレーを用いた SDMA 方式の呼損率特性," 電子情報通信学会 信学技報, vol. AP97-214, 1998 年 2 月.

[31] G. Awater, A. van Zelst and R. van Nee, "Reduced complexity space division multiplexing receivers," *IEEE VTC 2000 Spring*, vol.1, pp.11-15, May 2000.

[32] 唐沢, 猪股, "通信用ディジタルビームフォーミングアンテナ – 見えてきたインテリジェントアンテナとしての将来 –," 電子情報通信学会誌, vol. 78, no. 9, pp.899-906, 1995 年 9 月.

[33] "アンテナで乗り切る AV 家電の無線化," 日経エレクトロニクス 9 月 9 日号, pp. 59 - 68, 2002 年

[34] Thomas Kaiser, "When will smart antennas be ready for the market?," IEEE Signal Processing Magazine, pp.87-92, March 2005.

[35] J. A. Bingham, "Multicarrier modulation: An idea whose time has come," *IEEE Communications Magazine*, pp.5-14, May 1990.

[36] B. L. Floch, M. Alard, and C. Berrou, "Coded orthogonal frequency division multiplex," *Proceeding of IEEE*, vol.83, no.6, June 1995.

[37] R. van Nee and R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications," Artech House Publishers, UK, 1999.

[38] 伊丹 誠, "～ディジタル放送／移動通信のための～ OFDM 変調技術," トリケップス, 2000 年.

[39] S. Hara and R. Prasad, "Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications," Artech House Publishers, 2003.

[40] Y. Takatori, K. Uehara and K. Kagoshima, "Miniaturization of base station antennas by using adaptive antenna technique for indoor high-speed wireless communication systems," *IEEE VTC '98*, vol.1, pp.480-484, May 1998.

[41] A. T. Alastal, etc., "Adaptive antennas for wireless local area networks," *ESA AP2000*, pp.1712-1716, 2000.

[42] 藤井, 中川, "スマートアンテナを用いた OFDM 室内複局同一周波数同時送信システム," 電子情報通信学会 信学技報, vol. RCS2000-83, pp.75-82, 2000 年 7 月.

[43] A. Doufexi, etc.. "Throughput performance of WLANs operating at 5GHz based on link simulations with real and statistical channels," *IEEE VTC 2001 Spring*, vol.2, pp.766-770, May 2001.

[44] W. C. Jakes, "Microwave Mobile Communication," Wiley, New York, USA, 1974.

[45] T. Sexton and K. Pahlavan, "Channel Modelling and Adaptive Equalisation of Indoor Radio Channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Comms.*, vol. 7, pp. 114-121, January, 1989.

[46] S. Sampei, *Applications of digital wireless technologies to global wireless communications*, Feher/Prentice Hall, 1997.

[47] J. Medbo and P. Schramm, "Channel models for HIPERLAN2," ETSI/BRAN document no. 3ERI085B, 1998.

[48] 唐沢 好男, "広帯域移動通信の多重波伝搬理論とモデリング," 電子情報通信学会 第15回アンテナ・伝播における設計・解析手法ワークショップ, 1999年9月.

[49] R. B. Ertel, P. Cardieri, K. W. Sowerby, T. S. Rappaport, J. H. Reed, "Overview of spatial channel models for antenna array communication systems," *IEEE Personal Communications*, pp. 10-22, February 1998.

[50] 太郎丸, 赤岩, 高田, "MMSE合成によるアダプティブアレーと空間ダイバーシチの等価性— 素子間隔と加入者容量に関する考察 —," 電子情報通信学会 信学技報, vol. AP97-211, 1998年2月.

[51] 高田, 太郎丸, "MMSE合成によるアダプティブアレーと空間ダイバーシチの等価性— 干渉除去と電力合成の観点からみた伝搬モデルに関する考察 —," 電子情報通信学会 信学技報, vol. AP97-210, 1998年2月.

[52] J. H. Winters, "Optimum combining in digital mobile radio with cochannel interference," *IEEE Trans. Vehi. Tech.*, vol.33, no.3, pp.144-155, Aug. 1984.

[53] 鈴木 博, "最小2乗合成ダイバーシチ受信における干渉除去特性 — MMSEと誤り率特性 —," 電子情報通信学会 信学論 (B-II), vol. J74-B-II, no.12, pp.637-645, 1991年12月.

[54] 高橋, 平松, 上杉, 本間, "同一チャネル干渉波存在時のアダプティブアレーアンテナのフェージング相関による一検討," 電子情報通信学会 1998年総合大会, B-5-173, 1998年3月.

[55] 吉永, 古賀, 太郎丸, 赤岩, "アンテナ間隔を広げた場合のアダプティブアレーアンテナの動作," 電子情報通信学会 1998年総合大会, B-5-174, 1998年3月.

[56] 菊間 信良, "アレーアンテナによる適応信号処理技術と高分解能到来波推定入門コース," 電子情報通信学会 第9回アンテナ・伝播における設計・解析手法ワークショップ, 1997年9月.

[57] Y. Ogawa and N. Kikuma, "High-resolution techniques in signal processing antennas," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E78-B, no.11, pp.1435-1441, Nov. 1995.

[58] 小川, 伊藤, "MUSIC法による高分解能推定," 電学論 A, vol.116, no.8, pp.671-676, (1996年).

[59] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Trans. Antenna's & Propagation*, vol. AP-34, no.3, pp.276-280, Mar. 1986.

[60] R. Roy and T.Kailath, "ESPRIT — Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques," *IEEE Trans. ASSP.*, vol.ASSP-37, pp.984 - 995 (July 1989).

[61] G. V. Tsoulos, M. A. Beach, and S. C. Swales, "Adaptive antennas for third generation DS-CDMA cellular systems," *IEEE VTC'95*, vol. 1, pp.45-49, July 1995.

[62] C. B. Dietrich Jr. and W. L. Stutzman, "Smart antennas enhance cellular/PCS performance," *Microwaves & RF*, Penton Publishing, vol.36, no.4, pp.76-86, April 1997.

[63] 久保田, 岩間, 横山, "アレーアンテナを用いた可変ゾーン構成システムの基礎的検討," 電子情報通信学会 信学技報, RCS95-76, Sept. 1995.

[64] 大鐘 武雄, "陸上移動通信における CMA アダプティブアレーの選択性フェージング補償特性," 電子情報通信学会 信学論 (B-II), vol. J73-B-II, no. 10, pp.489-497, Oct. 1990.

[65] 河野 隆二, "アダプティブアレーアンテナを用いた空間・時間領域の信号処理の情報理論的考察," 情報処理, vol. 35, no. 7, 1994 年 7 月.

[66] A. J. Paulraj, E. Lindskog, "Taxonomy of Space-time Processing for Wireless Networks," *IEE Proc. -Radar, Sonar Navig.*, vol.145, no.1, pp.25-31, Feb. 1998.

[67] G. E. Bottomley and K. Jamal, "Adaptive Arrays and MLSE Equalization," *Proc. of IEEE VTC'95*, vol.1, pp.50-54, June 1995.

[68] 藤井 正明, "アダプティブアレーアンテナと MLSE の結合処理によるマルチパス分離・合成法に関する一検討," 電子情報通信学会 信学技報, RCS95-97, Nov. 1995.

[69] 土居, 大鐘, 小川, "アダプティブアレーアンテナと最ゆう推定を組み合わせたパスダイバーシチ効果を持つ干渉キャンセラ," 電子情報通信学会 信学技報, vol. RCS95-114, 1996 年 1 月.

[70] 府川 和彦, "高速ディジタル移動通信における時空等化方式," 電子情報通信学会 1997 年ソサイエティ大会, B-5-52, 1997 年 9 月.

[71] 佐々木, 小川, 大鐘, 伊藤, "アダプティブアレーを用いた空間領域パスダイバーシチ受信に関する検討," 電子情報通信学会 信学技報, vol. RCS97-63, 1997 年 7 月.

[72] Y. Ogawa, R. Sasaki, T. Ohgane and K. Itoh, "An Adaptive Antenna for a Multipath Propagation Environment," *IEEE VTC '98*, pp.1345-1349, June 1998.

[73] 田中, 三木, 佐和橋, "DS-CDMA における判定帰還型コヒーレント適応ダイバーシチの特性," 電子情報通信学会 信学技報, vol. RCS96-102, 1996 年 11 月.

[74] H.Iwai, T. Shiokawa and Y. Karasawa, "An investigation of space-path hybrid diversity scheme for base station in CDMA mobile radio," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.12, no.5, pp.962-969, June 1994.

[75] 千葉, 中條, 藤瀬, "ビームスペース CMA アダプティブアレーアンテナ," 電子情報通信学会 信学論 (B-II), vol. J77-B-II, no.3, pp.130-138, March 1994.

[76] K. Fujimoto, J. R. James (Ed.), "Mobile Antenna Systems Handbook", Artech House Publishers, Chapter 2, 1994.

[77] 富里, 松本, "TDD 移動通信システムにおけるアダプティブ送信アレーの効果," 電子情報通信学会 1997 年総合大会, B-5-87, 1997 年 3 月.

[78] 西森, 長, 鷹取, 堀, "TDD システム用アダプティブアレーのリアルタイム校正法の検討," 電子情報通信学会 信学技報, vol. AP99-3, 1999 年 4 月.

[79] H. Xue, V. Kezys, J. Litva, "Smart antenna calibration for beamforming," *Proc. IEEE AP-S'98*, pp.1458-1461, Jun. 1998.

[80] 原田, 田中, 佐和橋, 安達, "W-CDMA 下りリンクにおける適応アンテナアレイ送信ダイバーシチの室内伝送実験特性," 電子情報通信学会 信学技報, vol. RCS99-18, 1999 年 5 月.

[81] 武石, 平松, 加藤, "W-CDMA におけるアダプティブアレイアンテナ送信による下り回線干渉抑圧効果," 電子情報通信学会 信学技報, vol. RCS98-72, 1998 年 7 月.

[82] I. Chiba, T. Takahashi and Y. Karasawa, "Transmitting Null Beam Forming with Beam Space Adaptive Array Antennas," *IEEE VTC'94*, pp.1498-1502, June 1994.

[83] 三浦, 田中, 堀江, 唐沢, "DBF アンテナによるマルチパス信号の最大比合成受信と送信ビーム形成の検討," 電子情報通信学会 1995 年ソサイエティ大会, SA-1-3, 1995 年 10 月.

[84] 関口, 唐沢, "周波数に依存しない送受信ナルビームフォーミング," 電子情報通信学会 信学技報, vol. AP97-145, 1997 年 11 月.

[85] K. Hugl, J. Laurila and E. Bonek, "Downlink beamforming for frequency division duplex systems," *IEEE GLOBECOM '99*, vol.4, pp. 2097-2101, November 1999.

[86] H. Asakura and T. Matsumoto, "Cooperative Signal Reception and Down-Link Beam Forming in Cellular Mobile Communications," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol.VT-48, no.2, pp.333-341, Mar. 1999.

[87] J. Riba, J. Goldberg, and G. Vazquez, "Robust beamforming for interference rejection in mobile communications," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.45, no.1, pp.271-275, Jan. 1997.

[88] A. B. Gershman, U. Nickel and J. F. Bohme, "Adaptive beamforming algorithms with robustness against jammer motion," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.45, no.7, July 1997.

[89] K. Hugl, J. Laurila and E. Bonek, "Downlink performance of adaptive antennas with null broadening," *IEEE VTC '99*, vol.1, pp.872-876, May 1999.

[90] 内藤, 北原, 占部, "FDD 移動通信システムにおける下り送信ビーム候補の予備選択による送信ビームダイバーシチ方式の検討," 電子情報通信学会 1998 年総合大会, B-5-182, 1998 年 3 月.

[91] R. B. Dybdal, S. J. Curry, "Adaptive transmit antenna," *IEEE AP-S'97*, pp.2410-2413, Jun. 1997.

[92] G. G. Raleigh, S. N. Diggavi and A. Paulraj, "A Blind Transmit Antenna Algorithm for Wireless Communication," *IEEE Globecom'95*, pp.1494-1499, 1995.

[93] "PHS の高度利用促進に資する技術的方策," 電気通信技術審議会諮問, 1998 年.

[94] 横田他, "PHS 用アダプティブアレーアンテナ基地局装置の開発," 電子情報通信学会 1998 年ソサイエティ大会, B-5-74, 1998 年 10 月.

[95] 袁他, "PHS 用アダプティブアレーアンテナ基地局における素子間隔の検討," 電子情報通信学会 1998 年ソサイエティ大会, B-5-75, 1998 年 10 月.

[96] 内藤他, "PHS 用アダプティブアレーアンテナ基地局のアンテナ放射特性," 電子情報通信学会 1998 年ソサイエティ大会, B-5-76, 1998 年 10 月.

[97] 藤塚他, "PHS 用アダプティブアレーアンテナ基地局のフィールド実験," 電子情報通信学会 1998 年ソサイエティ大会, B-5-77, 1998 年 10 月.

[98] "見えてきたローカル無線網," 日経コミュニケーション 9 月 15 日号, pp. 134 - 149, 1997 年

[99] エレクトロニクス, pp.44-46, 1998 年 11 月号

[100] 田野, 斉藤, 服部, "遅延スプレッド補償による PHS のセル拡大効果," 電子情報通信学会 信学論 (B-II), vol.J80-B-II, no.12, pp.1028-1034, 1997 年 12 月.

[101] 山元, 近藤, 高梨, "TDMA/TDD 通信方式における送信ダイバーシチ特性の実験的検討," 電子情報通信学会 1993 年ソサイエティ大会, B-305, 1993 年 10 月.

[102] 西村, 大鐘, 小川, "PHS にアダプティブアレーを用いた SDMA を適用した場合のタイミングジッタの影響," 電子情報通信学会 1999 年総合大会, B5-48, 1999 年 3 月.

[103] R. Yonezawa, K. Hirata, T. Kirimoto and I. Chiba, "A combination of two adaptive algorithms SMI and CMA," IEEE GLOBECOM'98, pp.3181-3186, Nov. 1998.

[104] Francois P.S. Chin, et al, "Smart antenna array for high data rate mobile communications," IEEE AP-S'97, pp.350-353, June, 1997.

[105] J. Razavilar, F. Rashid-Farrokhi and K. J. R. Liu, "Software Radio Architecture with Smart Antennas: A Tutorial on Algorithms and Complexity," *IEEE J. on Selected Areas in Commun.*, vol.17, no.4, pp.662-676, April 1999.

[106] C. C. Martin, N. R. Sollenberger and J. H. Winters, "Field test results of downlink smart antennas and power control for IS-136," *Proc. of IEEE VTC'99*, vol. 1, pp.453-457, May. 1999.

[107] S. Anderson, B. Hagerman, H. Dam, U. Forssen, J. Karlsson, F. Kronestedt, and S. Mazur, "Adaptive Antennas for GSM and TDMA Systems," *IEEE Personal Communications*, vol.6, no.3, pp.74-86, June 1999.

[108] M Beach, C. Simmonds, P. howard and P. Darwood, "European smart antenna test-bed –Field trial results–," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E84-B, no.9, p.2348-2356, September 2001.

[109] http://www.cybernet.co.jp/products/matlab/

[110] 小林 一行, "MATLAB ハンドブック," 秀和システム, 1998 年 5 月.

[111] "MATLAB User's Guide," 第 8 章, The Mathworks, inc.

[112] IEEE Std 802.11a-1999, "IEEE standard for wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications -Amendment 1: High-speed physical layer in the 5GHz band," September 1999.

[113] 松江, 守倉, "802.11 高速無線 LAN 教科書," IDG ジャパン, 2003 年.

[114] ETSI-BRAN, "HIPERLAN Type 2 Specifications - Physical (PHY) layer," TS 101 475 V1.1.1, April 2000.

[115] ARIB MMAC 推進協議会, "MMAC 高速無線アクセスシステム (HiSWAN) 無線アクセス機能仕様書," 2000 年 7 月.

[116] M. Okada and S. Komaki, "Pre-DFT combining space diversity assisted COFDM," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol.50, no.2, pp.487-496, March 2001.

[117] M. Budsabathon, S. Hane, Y. Hara, and S. Hara, "On a novel pre-FFT OFDM adaptive antenna array for delayed signal suppression," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E86-B, no.6, pp.1936-1945, June 2003.

[118] C. K. Kim, "Pre-FFT adaptive beamforming algorithm for OFDM systems with array antenna," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E86-B, no.3, pp.1144-1148, March 2003.

[119] Y. Li and N. R. Sollenberger, "Adaptive antenna arrays for OFDM systems with cochannel interference," *IEEE Trans. Commun.*, vol.47, no.2, pp.217-229, Feb. 1999.

[120] T. Imai, Y. Ogawa, and T. Ohgane, "A study on an OFDM adaptive array based on multipath detection," *IEICE National Conference*, B-5-177, March 2002.

[121] M. Fujimoto, K. Nishikawa, T. Shibata, N. Kikuma, and N. Inagaki, "A novel adaptive array utilizing frequency characteristics of multi-carrier signals," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E83-B, no.2, pp.371-379, Feb. 2000.

[122] 特開平 11-252040

[123] 特開平 11-346205

[124] 特開 P2001-44965

[125] 電波産業会標準規格 ARIB STD-B31, 「地上デジタルテレビジョン放送の伝送方式」, 2001年5月.

[126] 日経エレクトロニクス, 2003年8月18日号, 9月15日号

[127] 関他,"地上デジタルTV放送のダイバーシチ受信による性能改善," 映像情報メディア学会技報, vol. ROFT2001-54, vol.25, no.34, pp.1-6,2001年5月

[128] 高田, 木村, 森山, "地上デジタル放送ISDB-Tの移動受信特性," NHK技研R&D, no.70, pp.26-33, 2001年11月.

[129] 山本, 藤井, 鈴木, "Pre- and Post-FFT複合型制御によるOFDMアダプティブアレーの検討," 電子情報通信学会2003年総合大会, B-5-193, 2003年3月.

[130] D. Huang and K. B. Lataief, "Pre-DFT processing for coded OFDM systems with receive space diversity," *IEEE WCNC2003*, vol.1, pp.16-20, March 2003.

[131] S. Hara, M. Budsabathon and Y. Hara, "A pre-FFT OFDM adaptive antenna array with eigenvector combining," *IEEE ICC2004*, vol.4, pp.2412-2416, June 2004.

[132] W. D. White, "Cascade preprocessors for adaptive antennas," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-24, no.5, pp.670-684, September 1976.

[133] 西森, 菊間, 稲垣, "ビームスペース方式によるCMAアダプティブアレーの収束速度の改善—固有ビームスペースとFFT型ビームスペースの比較—," 電子情報通信学会 信学技報, vol. AP95-69, pp.37-42, 1995年10月.

[134] 畑中, 唐沢, "突発的に発生する強い干渉波に耐性を有するソフトウェアアンテナ—アレーアンテナ相関行列第2固有値のパワーインバージョン特性を利用した—," 電子情報通信学会 信学論B, vol.J85-B, no.7, pp.1086-1094, 2002年7月.

[135] 唐沢, 井上, 神谷, 田野, "ソフトウェアアンテナ [II]," 電子情報通信学会 信学技報, vol. RCS98-152, pp.37-44, 1998年11月.

[136] 神谷, 唐沢, "ソフトウェアアンテナ [III]," 電子情報通信学会 信学技報, vol. AP98-139, pp.65-72, 1999年1月.

[137] 神谷, 唐沢,"ソフトウェアアンテナ [IV]," 電子情報通信学会 信学技報, vol. RCS98-238,pp.31-38, 1999年2月.

[138] W.H. Press 他著, 奥村晴彦他訳, "ニューメリカルレシピ・イン・シー 日本語版 —C言語による数値計算のレシピ," 技術評論社, 1993年.

本論文に関する原著論文

A 論文

1. 松岡 秀浩, 庄木 裕樹, 鈴木 康夫, "指向性アンテナ素子を円形配列したアダプティブアレーとパスダイバーシチの結合方式," 信学論 (A), vol.J82-A, no.6, pp.875-884, 1999 年 6 月.
2. H. Matsuoka and Y. Sun, "Subcarrier clustering in adaptive array antenna for OFDM systems in the presence of co-channel interference," IEICE Trans. Electronics, vol.E87-C, no.9, pp.1477-1484, 2004 September.

B 国際会議

1. H. Matsuoka, H. Shoki and Y. Suzuki, "Path diversity using an adaptive array with directional antennas for high bit rate mobile communication systems," IEEE GLOBECOM '98, Sydney, Australia, pp.171-176, Nov. 1998.
2. H. Matsuoka, Y. Murakami, H. Shoki and Y. Suzuki, "A smart antenna receiver testbed with directional antenna elements," IEEE International Conference on Phased Array System and Technology, Dana Point, CA, pp.113-116, May 2000.
3. H. Matsuoka, H. Shoki and Y. Suzuki, "Downlink beamforming method based on delay profile in transmitting antenna arrays for FDD communication systems," IEICE International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2000), Fukuoka, Japan, pp.1-4, August 2000.
4. H. Matsuoka, Y. Sun, S. Parker and C. Simmonds, "A smart switched sector array for wideband interference mitigation in an OFDM-based WLAN," IEEE WLAN Workshop 2001, Boston, MA, September 2001.
5. Y. Sun and H. Matsuoka, "A novel adaptive antenna architecture — subcarrier clustering for high-speed OFDM systems in presence of rich co-channel interference," IEEE VTC Spring 2002, Birmingham, AL, vol.3, pp.1564-1568, May 2002.
6. H. Matsuoka and H. Shoki, "Comparison of pre-FFT and post-FFT processing adaptive arrays for OFDM systems in the presence of co-channel interference," IEEE PIMRC'03, Beijin, China, pp.1603-1607, September 2003.
7. H. Matsuoka, H. Kasami, M. Tsuruta and H. Shoki, "A pre- and post-FFT hybrid domain beamforming using eigenspace for broadband OFDM systems," IEEE WCNC'06, Las Vegas, NV, April 2006. (accepted)

C 研究会発表

1. 松岡 秀浩, 庄木 裕樹, 鈴木 康夫, "指向性アンテナを用いたアダプティブアレーによるパスダイバーシチ受信方式," 信学技報, vol. RCS97-250, 1998 年 2 月.
2. 松岡 秀浩, 笠見 英男, 鶴田 誠, 庄木 裕樹, "複数の固有ビームを用いた時間・周波数領域ハイブリッド処理型スマートアンテナ," 信学技報, vol. RCS2005-99, 2005 年 10 月.
3. 松岡 秀浩, 笠見 英男, 鶴田 誠, 庄木 裕樹, 三瓶 政一, "地上デジタル放送移動受信のための時間・周波数領域複合処理型スマートアンテナの検討," 信学技報, vol. AP, 2006 年 2 月. (発表予定)

D 大会発表

1. 松岡 秀浩, 庄木 裕樹, 岩崎 久雄, 鈴木 康夫, "指向性アンテナを用いたアダプティブアレーとパスダイバーシチの結合方式," 1997 年信学総合大会, B-5-89, 1997 年 3 月.
2. 松岡 秀浩, 庄木 裕樹, 岩崎 久雄, 鈴木 康夫, "指向性アンテナを用いたアダプティブアレーとパスダイバーシチの結合方式の伝送特性," 1997 年信学ソサイエティ大会, B-5-55, 1997 年 10 月.
3. 松岡 秀浩, 庄木 裕樹, 鈴木 康夫, "指向性アンテナを用いたアダプティブアレーとパスダイバーシチの結合方式　～ダイバーシチ合成方法の検討～," 1998 年信学総合大会, B-5-178, 1998 年 3 月.
4. 松岡 秀浩, 村上 康, 庄木 裕樹, 鈴木 康夫, "指向性アンテナ素子を用いたスマートアンテナ受信装置の開発," 1999 年信学ソサイエティ大会, SB-1-4, 1999 年 9 月.
5. 松岡 秀浩, 庄木 裕樹, 鈴木 康夫, "FDD 通信システム用スマートアンテナにおける下り回線送信ビーム形成アルゴリズムの一検討," 2000 年信学総合大会, B-1-171, 2000 年 3 月.
6. H. Matsuoka and Y. Sun, "Subcarrier clustering on adaptive antennas for OFDM system in the presence of co-channel interference," 2002 年信学総合大会, B-5-180, 2002 年 3 月.
7. H. Matsuoka and Y. Sun, "Comparison of pre-FFT and post-FFT processing smart antennas for wireless OFDM systems," 2002 年信学ソサイエティ大会, B-5-79, 2002 年 9 月.
8. 松岡 秀浩, 笠見 英男, 鶴田 誠, "周波数選択性妨害波存在下における OFDM 用干渉抑圧ダイバーシチ," 2005 年信学総合大会, B-5-24, 2005 年 3 月.
9. 松岡 秀浩, 笠見 英男, 鶴田 誠, 庄木 裕樹, "OFDM システムにおける時間・周波数領域ハイブリッド処理型合成ダイバーシチ受信方式," 2005 年信学ソサイエティ大会, SB-1-2, 2005 年 9 月.