

Title	シリアル型干渉キャンセラによる遍在アンテナSDMAシ ステムのパケット伝送特性改善効果	
Author(s)	岡村,周太;岡田,実;塚本,勝俊他	
Citation	電子情報通信学会論文誌. A, 基礎・境界. 2003, J86-A(12), p. 1340-1355	
Version Type	VoR	
URL	https://hdl.handle.net/11094/3238	
rights	copyright©2003 IEICE	
Note		

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

論文

シリアル型干渉キャンセラによる遍在アンテナ SDMA システムの パケット伝送特性改善効果*

岡村 周太[†] 岡田 実^{††} 塚本 勝俊[†] 小牧 省三[†] 山本 平一^{††}

Impact of Successive Interference Canceller on the Performance of Ubiquitous Antenna Based SDMA System^{*}

Shutai OKAMURA[†], Minoru OKADA^{††}, Katsutoshi TSUKAMOTO[†], Shozo KOMAKI[†], and Heiich YAMAMOTO^{††}

あらまし 本論文では遍在アンテナ SDMA (Space Division Multiple Access) システムのパケット誤り率特 性を改善するため、シリアル型干渉キャンセラ (SIC:Successive Interference Canceller)の適用を提案する.遍 在アンテナ SDMA システムはサービスエリア内に分散配置されている無線基地局(RBS: Radio Base Station) と中央制御局(CCS: Central Control Station)を光ファイバ無線リンクで接続し、無線変復調などの信号処理 をすべて CCS で行うことで、同一周波数帯域で送信された複数の信号を同時に受信することを可能にし、周波 数利用効率の向上を可能にするシステムである.ここで、SIC を遍在アンテナシステムに適用する場合、RBS が複数の地点に散らばっていることから、RBS ごとに各ユーザの受信電力の大小関係が異なっており、受信電力 の大小比較を簡単に行うことはできない.そのため、本論文で提案する SIC では、MMSE 後の SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio)を推定し、その大きさの順に干渉を除去する.IEEE802.11a準拠の符号化率 1/2 の QPSK-OFDM (Quadrature Phase Shift Keyed - Orthogonal Frequency Division Multiplex)信号を 仮定した計算機シミュレーションを行い、提案方式を用いることで、平均 BER が 10⁻⁴ を満たす所要送信電力 を約 7.2 dB 低減、0.9 のパケット送信成功確率を達成する所要送信電力を 8 dB 低減できることを明らかにした. キーワード 遍在アンテナ、空間分割多元接続、マルチユーザ受信、直交周波数分割多重、無線 LAN

1. まえがき

IEEE802.11 で標準化されている無線 LAN (Local Area Network) 規格は,これまでの主であったオフィ スでの無線 LAN 用途だけではなく,屋外におけるホッ トスポットサービスや家庭内でのマルチメディアスト リーミングなどに代表されるホームネットワーキン グ等様々な場面で使用されるようになってきた.無線 LAN としては,2.4 GHz 帯を用いて最大 11 Mbit/s

[†]大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻,吹田市 Department of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Osaka University, Suita-shi, 565-0871 Japan

- ^{††} 奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科,生駒市 Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology, Ikoma-shi, 630-0192
- * 本研究の一部は信学技報 vol.101, no.462, MoMuC 2001-40 で 発表したものである.

の伝送速度を実現する IEEE802.11b が現在最も普及 している[1].更に,5GHz帯を用いてより高速な伝 送を可能にする IEEE802.11a が普及しつつある.ま た,2.4 GHz 帯を用いて IEEE802.11b と下位互換を 保証しつつ 802.11a と同じ最大伝送速度を提供する IEEE802.11g が標準化され,今後の普及が期待され る

[2].IEEE 802.11a及びgは無線伝送方式にマルチパ ス伝搬に耐性をもつ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) が用いられており, 20 MHzの 周波数帯域を用いて最大 54 Mbit/s の伝送速度を提 供することができる.しかし,無線 LAN では,多元 接続方式として CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance) が採用されているため ユーザ数が多くなると,トラヒックの増大につれて実 効スループットが低下するという問題があった.その ため限られた周波数帯域内で多くのユーザが広帯域伝 送できるようにするために,高い周波数利用効率を実 現するシステムが望まれる.

利用周波数帯域幅を変えずに周波数利用効率を向 上させる技術として近年特に MIMO (Multi-Input Multi-Output) システムに注目が集まっている[3]~ [8]. MIMO システムは複数の送信アンテナから同時 に同一周波数帯域で送信された異なる信号をアダプ ティブアレーのような複数の受信アンテナを備える受 信機を用いて受信し,空間的な信号処理によって検出 することでシステム容量の向上を図るシステムであ る.代表的なものとして,一つの移動端末が複数の送 信アンテナを備え伝送速度を向上する SDM (Space Division Multiplex) や一つの送信アンテナを備えた 複数の端末が同時に同一周波数帯域でアクセスする SDMA (Space Division Multiple Access) の検討が なされている [4]~[6]. このほか, システム容量を上 げるのではなく,送信側でダイバーシチを行うことで 伝送品質の向上を目的とする Space-Time Coding の 研究も広く行われている [7], [8]. しかし, MIMO シス テムが効果的に動作するためには, すべての送信アン テナ-受信アンテナ間の伝搬路が独立である必要があ る.そのため,複数のアンテナが集中して配置されて いる基地局を用いて MIMO システムを実現する場合, 相関が大きくなるため, MIMO システムの伝送容量 が低下するという問題点がある.

一方, RoF (Radio-on-Fiber) リンクでサービスエ リア内に分散配置されている複数の無線基地局 (RBS: Radio Base Station) と中央制御局 (CCS: Central Control Station) を接続した遍在アンテナシステムが 提案されている[9]~[11]. 遍在アンテナシステムの一 般的な構成を図1に示す. 遍在アンテナシステムで は, RBS で受信した無線信号を光信号に変換し, RF (Redio Frequency) 信号の形態を保持したまま RoF リンクを用いて CCS まで伝送し, CCS にて一括して 信号処理を行う.このため,機能集約された CCS にお いて同一周波数干渉除去やマルチユーザ受信等の周波 数利用効率を改善するための信号処理を行うことがで きる.また,各RBSはE/O(Electrical to Optical), O/E (Optical to Electrical) 変換器のみを設置するの で, RBSのハードウェア規模や設置コストを抑える ことができるだけでなく,様々な無線サービスで RBS を共用することもできる.更に,新規無線サービスに 対しても CCS の設備を変更するだけでよく,提案シ ステムを用いることで電波利用の柔軟性を向上するこ



図 1 遍在アンテナシステムの構成

Fig. 1 Configuration of the ubiquitous antenna system.

とができる.

特に、遍在アンテナシステムにおいて分散配置され ている RBS をアダプティブアレーの一素子と考え, CCS での最適合成により同一周波数帯域で送信され た複数端末からの信号を同時に復調する, 遍在アンテ ナ SDMA システムが現在検討されている [4], [12] ~ [16]. このシステムでは, SDMA システムの受信アン テナとして RoF による遍在アンテナを適用すること で,受信アンテナを大きく離すことができ,独立な伝 搬路を容易に得ることが可能となる.筆者らは無線伝 送方式にマルチパスに強いとされる OFDM 信号を用 いた遍在アンテナシステムを提案している.OFDM を用いることで最適合成の際に問題となる無線伝搬路 と RoF リンクを含めたマルチパス伝搬路における各 伝搬経路の伝搬遅延時間差の影響を除去することがで き,アダプティブアレー等に代表される集中型アンテ ナシステムに比べて低電力でより高い周波数利用効率 を示すことを明らかにしている[14].このほか,各無 線基地局と中央制御局を接続する RoF リンクで発生 する雑音の影響に関しても検討が行われており,その ような劣化要因が存在しても SDMA システムとして 十分なパフォーマンスが得られるということが示され ている [15].

しかし,これまでに報告されている遍在アンテナ SDMA システムでは,マルチユーザ受信方式として, MMSE (Minimum Mean Square Error)が用いられ てきた.MMSE 型マルチユーザ受信方式は,線形演 算処理だけで実現できるため,そのハードウェア構成 は比較的簡単なものとなる.しかし,同時に受信可能 な信号数は RBS 数と同数以下に制限されるため,周 波数利用効率の向上には限界がある.更に,MMSE 型マルチユーザ受信方式では,同時に送信を行う移 動端末 (MT:Mobile Terminal) 数と RBS 数が同数の 場合,複数アンテナを用いて受信しているにもかか わらずダイバーシチ利得が得られないという問題が ある [17]. 一方, DS-CDMA (Direct Sequence-Code Division Multiple Access) のシステムでは非線形のマ ルチューザ受信方式として,シリアル型干渉キャンセ ラ (SIC:Successive Interference Canceller) が有効で あると知られている[18].この方式は受信電力の強い MT から順に復調処理を行い,その判定値からレプリ カを作成して受信信号から引いていくことで,逐次的 にマルチユーザ干渉を除去していく方式である.更に, アダプティブアレーを用いて MMSE を行う SDMA システムにおいても SIC を適用した非線形マルチユー ザ受信方式の検討が行われており,受信電力の強い MT から MMSE を行い逐次的にマルチユーザ干渉を 除去していくことで, MMSE では失われるダイバー シチ利得が得られ,特性を改善できることが示されて いる[6].

そこで,本論文では SIC の遍在アンテナ SDMA シ ステムへの適用を提案する.提案方式における SIC は 文献 [6] で検討されている方式と同様に,まず複数の RBS で受信した信号に対し,受信信号電力の最も大 きい MT に対して MMSE を行う.次に,その判定値 を用いてレプリカを作成し,受信信号から減算してそ の MT の干渉成分を除去する.その後,次に受信電力 の大きい MT に対して MMSE を行うという処理をす べての MT に対して MMSE を行うという処理をす べての MT に対して順に行うことでマルチユーザ干渉 を逐次的に除去するものである.このように,複数の MT の信号を同時に検出するのではなく,受信電力の 強いものから順に MMSE を行って検出していくこと で,MT 数と RBS 数が同数の場合でもダイバーシチ 利得が得られ,特性が改善すると考えられる.

ここで,SICを行う場合,各MTの受信電力の大 小関係を推定しなければならないが,文献[6]ではそ の推定方法についての検討は行われていない.更に, 遍在アンテナシステムではRBSが複数の地点に散ら ばっていることから,RBSごとに各ユーザの受信電力 の大小関係が異なっており,受信電力の大小比較を簡 単に行うことはできない.そこで,本論文で提案する SICでは各ユーザのMMSE受信後のSINR(Signal to Interference plus Noise Ratio)を推定し,この推 定 SINRの大小に基づき干涉除去を行うことで,遍在 アンテナ SDMA システムにおける SICを効果的に行 うことが可能となる.本論文では提案 SIC を用いた遍 在アンテナ SDMA システムのビット誤り率特性及び パケット送信成功確率特性,周波数利用効率を計算機 シミュレーションにより明らかにする.また,一般にマ ルチユーザ受信方式としては最も良い特性を示すとさ れている最ゆう検出器 (MLD:Maximum Likelihood Detector) やこれまで検討してきた MMSE を用いた 遍在アンテナ SDMA システムの特性と比較すること により提案方式の有効性を示す.以下,2.において 遍在アンテナシステムのシステムモデルについて述 べ,3. で本論文で提案する SIC 及び比較対象として の MLD について述べる.4.では提案方式の特性を 計算機シミュレーションにより明らかにし,MMSE, MLD の特性との比較から提案方式の有効性を示す. 5.は結論であり,本論文で得られた結果を総括する.

2. 遍在アンテナ SDMA システム

2.1 送受信機構成

ここでは提案する遍在アンテナを用いた SDMA シ ステムの構成について述べる.本論文ではシステムの アップリンクについての考察を行う.図1に示すよう に遍在アンテナシステムでは,サービスエリア内に数十 メートル間隔で分散配置されたすべての RBS は RoF リンクにより CCS と接続されており,各 RBS は単 一の受信アンテナ, E/O, O/E 変換器のみを備え, 無 線変復調器やマルチユーザ受信機などの機能はすべて CCS に設置されている. サービスエリア内の MT はそ れぞれ単一の送信アンテナを備えており, OFDM 信号 を送信する.図2,図3に提案システムにおけるMT, CCS の構成を示す.ここで,同一時刻に M 個の MT が同一周波数帯域で OFDM 信号を送信した場合を想 定する. m 番目の MT では送信ビット系列, b_m[n, k] はまず畳込み符号化器により誤り訂正符号化される. 誤り訂正符号化後の系列 $a_m[n,k]$ はビットインタリー ブ後,サブキャリヤごとに 2^k -QAM マッピングによ り $x_m[n,k]$ に変調される.ここで, $k=0,1,\ldots,K$, $n = 0, 1, \dots, N$ はそれぞれ OFDM 信号のサブキャリ ヤ,シンボルインデックスを表す.変調された信号は IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) プロセッサ に入力され,マルチキャリヤ変調される.マルチキャ リヤ変調された信号 x_m[n,t] はマルチパス伝搬路によ るシンボル間干渉の影響を防ぐためガード区間をシン ボルの先頭に挿入された後,送信アンテナより送信さ れる.



図 2 移動端末の構成 Fig. 2 Configuration of the mobile terminal.



図 3 中央制御局の構成 Fig. 3 Configuration of the central control station.

送信された信号は伝搬路において, 伝搬遅延, 距離 減衰, シャドウイング, フェージング, 他ユーザから の同一周波数干渉の影響を受けた後, L 個の RBS で 受信される.

ここで,各 RBS からの受信信号を *L* × 1 のベクトル

$$\mathbf{y}[n,k] = [y_1[n,k], y_2[n,k], \dots, y_L[n,k]]^T \quad (1)$$

とすると,受信信号ベクトルは

$$\mathbf{y}[n,k] = \mathbf{H}[n,k]\mathbf{x}[n,k] + \mathbf{z}[n,k]$$
(2)

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

$$\mathbf{H}[n,k] = (\mathbf{H}_1[n,k], \mathbf{H}_2[n,k], \dots, \mathbf{H}_M[n,k]), (3)$$

$$\mathbf{H}_{m}[n,k] = [H_{m1}[n,k], H_{m2}[n,k], \\ \dots, H_{mL}[n,k]]^{T} \quad (4)$$

ここで, *H_{ml}*[*n*,*k*] は *m* 番目の MT と *l* 番目の RBS の間の周波数応答である.

各 RBS で受信された信号は E/O 変換器で光信号 に変換された後, RoF リンクを通じて CCS に送られ る.ここで,各 RBS-CCS 間の RoF リンク長の違い により RBS から送られてきた受信信号に遅延時間差 が生じてしまい,SDMA 受信時に ISI (Inter-Symbol Interference) による特性劣化が生じる.しかし,この ISI は OFDM のガード区間を適切に設定することで 除去でき,SDMA 受信後のパフォーマンスに影響が ないことが示されているので,以下では RoF リンク で生じる遅延時間差による ISI は無視できるものとし て考える [14].

CCS では各 RBS から送られてきた光信号を O/E 変換器で再び電気信号に変換する.その後,同一周 波数帯域で送信された複数信号を分離して検出する ために,各 RBS から送られてきた信号をもとにマル チューザ受信を行う.マルチユーザ受信は受信信号 をまず FFT (Fast Fourier Transform)により各サプ チャネルに分割してから,サプキャリヤごとに行う. マルチユーザ受信により検出された信号 $\hat{x}_m[n,k]$ は 2^k -QAM デマッピング後,デインタリープされる.そ の後,軟判定ビタビ復号器で誤り訂正され,各 MT か ら送信されたビット系列 $\hat{b}_m[n,k]$ を得る.

2.2 MMSE 型マルチユーザ受信方式

図 4 に MMSE 型マルチユーザ受信方式の構成を 示す. MMSE は受信信号系列をウィーナーフィルタ



図 4 MMSE 型マルチユーザ受信方式の構成 Fig. 4 Configuration of the MMSE based multi-user detector.

と呼ばれる線形フィルタに入力することでマルチユー ザ信号の検出を行う.ウィーナーフィルタはフィルタ 入力信号に最適な重み係数をかけて合成することで, フィルタ出力と希望信号の平均2乗誤差を他の任意の フィルタによる誤差に等しいかまたはそれよりも小さ くするという意味での最適フィルタである[19].この ようなフィルタを用いることにより MMSE ではユー ザ数に対して同数かそれ以上の基地局アンテナで受信 した信号を最適重みを用いて重み付けをし合成をする ことで,希望信号に対する SINR を最大にし,同一周 波数帯域で送信されたマルチユーザ信号を検出する. また, MMSE のダイバーシチ利得は L - M + 1 で表 され,干渉信号がない場合のダイバーシチ利得はシン グルユーザの L ブランチ最大比合成ダイバーシチの 場合と等価になる[17].ここで, MMSE の最適重みマ トリックス $\mathbf{H}_{ont}[n,k]$ は平均 2 乗誤差

$$\mathbf{J}[n,k] = E[(\mathbf{x}[n,k] - \mathbf{H}_{opt}[n,k]\mathbf{y}[n,k]) \\ \cdot (\mathbf{x}[n,k] - \mathbf{H}_{opt}[n,k]\mathbf{y}[n,k])^{H}]$$
(5)

を最小化するという条件のもと,次式で与えられる.

$$\mathbf{H}_{opt}[n,k] = \mathbf{H}^{H}[n,k]\mathbf{R}_{yy}^{-1}[n,k]$$
(6)

ここで, $E[\cdot]$ は集合平均, $\mathbf{H}^{H}[n,k]$ は伝搬路応答マ トリックス $\mathbf{H}[n,k]$ のエルミート転置を表す.また, $\mathbf{R}_{yy}[n,k]$ は $L \times L$ の受信信号の相関マトリックスで,

$$\mathbf{R}_{yy}[n,k] \stackrel{\Delta}{=} E[\mathbf{y}[n,k]\mathbf{y}^{H}[n,k]]$$
$$= \mathbf{R}_{s}[n,k] + \mathbf{R}_{n}[n,k],$$
$$\mathbf{R}_{s}[n,k] = \mathbf{H}[n,k]\mathbf{H}^{H}[n,k]$$
$$\mathbf{R}_{n}[n,k] = \sigma_{n}^{2}\mathbf{I}[n,k]$$
(7)

で与えられる.ここで, $\mathbf{I}[n,k]$, $\mathbf{x}^{H}[n,k]$ はそれぞれ

 $L \times L$ の単位マトリックス, $\mathbf{x}[n,k]$ のエルミート転置を 表す.このとき最小化された平均2乗誤差 $\mathbf{J}_{min}[n,k]$ は希望信号電力 $\sigma_d^2[n,k]$ を用いて,

$$\mathbf{J}_{min}[n,k] = \sigma_d^2[n,k] - \mathbf{H}^H[n,k] \mathbf{R}_{yy}^{-1}[n,k] \mathbf{H}[n,k]$$
(8)

で与えられる.

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

$$\hat{\mathbf{x}}[n,k] = \mathbf{H}_{opt}[n,k]\mathbf{y}[n,k]$$
(9)

で与えられる.また,MMSEによる最適合成はマルチ ユーザ干渉を除去するとともに,周波数選択性フェー ジングによってレベルの異なったOFDM 信号のサブ キャリヤの等化を行うため軟判定ビタビ復号時の利得 が減少してしまう.そのため提案方式ではMMSE合 成後の信号を式(8)で与えられる各サプチャネルごと の平均2乗誤差により正規化することで誤り訂正時の 利得を得ている[14].

2.3 伝搬路推定方式

提案システムにおいてマルチユーザ受信を行い,同 時に同一周波数帯域で送信された信号を検出するため には,各 MT-RBS 間の伝搬路の周波数応答の推定を 行う必要がある.提案システムではデータシンボルを 送信する前にプリアンブルとしてパイロットシンボル を送信する方式で伝搬路の周波数応答を推定する.こ の方式では各ユーザはパイロット信号としてそれぞれ 固有に割り当てられた信号系列を用い,他のユーザの パイロット信号送信と同期をとって送信する.ここで, パイロットシンボルには文献[8],[20] で論じられてい る最適 MSE 条件を満たす系列を各サブキャリヤに挿 入する.挿入系列は次式で与えられる.

$$x_m[0,k] = x_1[0,k] W_K^{K_0 m k} \tag{10}$$

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

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

$$h_{ml}[n,\tau] = \frac{1}{K} \sum_{t=0}^{K_0} x_m[0,t] y_l[0,t+\tau]$$
(11)

伝搬路の周波数応答 $H_{ml}[n,k]$ は上式で得た伝搬路 のインパルス応答を FFT して求める.また,この方 式で推定できる伝搬路のインパルス応答のタップ数は K_0 で与えられるため,同時に送信を行うユーザ数が 多い場合や,利用できるサブキャリヤ数が少ない場合 は K_0 の値が小さくなり,実際の伝搬路応答との誤差 が大きくなる.

前章で述べた MMSE ではダイバーシチ利得は L - M + 1で与えられるため,MT数とRBS数 が等しい場合には複数アンテナを使って信号を受信し ているにもかかわらずマルチユーザ干渉抑圧のためダ イバーシチ利得がなくなってしまう.そこで,本章で は MMSE により 1度にすべての MT の信号を検出す るのではなく,MMSE を受信 SINR の強い MT から 順に行い,逐次的に干渉を除去していく SIC型マルチ ユーザ受信方式を提案する.以下では,本論文で提案 する SIC型マルチユーザ受信方式と特性比較のために 用いる MLD の構成を述べる.

3.1 SIC 型マルチユーザ受信方式

図 5 に本論文で提案する SIC 型マルチユーザ受信 方式の構成を示す.提案方式は MMSE の出力からレ プリカを作成し,それを受信信号から引くことで干 渉を除去する判定帰還受信機である.また,判定帰還 受信機としては MMSE の他に Zero-Forcing 干渉キャ



図 5 シリアル型干渉キャンセラの構成

Fig. 5 Configuration of the successive interference canceller.

ンセラやシングルユーザの最大比合成の出力を用い て干渉除去を行う方式が考えられるが,前述のように MMSE は平均2乗誤差を最小にするという意味で最 適な線形受信機であるので,本論文では MMSE を用 いた方式についてのみ検討を行う.

遍在アンテナシステムでは,受信アンテナを集中的 に配置した場合のように送受信アンテナ距離が一意に 決定されず、各受信アンテナでそれぞれ距離減衰によ る電力変動が異なるので, SIC を効果的に行うために 必要な各ユーザの受信電力の大小比較が単純には行え ない.そのため,提案方式ではキャンセルする際に, 各ユーザの MMSE 後の SINR を推定し, その大きさ の順に逐次的にキャンセルを行う.提案方式では,ま ず,式(8)で与えられる MMSE 合成後の平均2 乗誤 差の逆数をそのユーザの SINR として求め, それを OFDM 信号のサブキャリヤで平均化する.次に,こ の値が最も大きい MT に対して MMSE を行い,信 号の検出を行う.その後,その受信系列を再符号化, 再変調し,各MT-RBS間の受信予測値であるレプリ カを作成し、これらを元の受信信号からキャンセルし た後に,次に推定受信 SINR の大きい MT に対して MMSE を行う.

このとき,推定受信 SINR が *m* 番目に大きい MT に対する MMSE の検出信号は

$$\hat{x}_m[n,k] = \mathbf{H}_{opt}^m[n,k] \mathbf{y}^{m-1}[n,k], \qquad (12)$$

$$\mathbf{y}^{m-1}[n,k] = \mathbf{y}[n,k] - \sum_{i=1} \mathbf{H}_i[n,k]\hat{x}_i[n,k],$$
$$\mathbf{H}^m_{opt}[n,k] = \mathbf{R}^{-1}_{y^{m-1}y^{m-1}}[n,k]\mathbf{H}_m[n,k]$$
(13)

と表すことができる.ここで, $\mathbf{y}^{m-1}[n,k]$ は推定受信 SINR が m-1 番目に大きい MT までの受信信号がキャ ンセルされた受信信号ベクトル, $\mathbf{R}_{y^{m-1}y^{m-1}}[n,k]$ は $\mathbf{y}^{m-1}[n,k]$ の自己相関行列, \mathbf{H}_{opt}^{m} は推定受信 SINR が m 番目に大きい MT に対する MMSE 最適重みマ トリックスを表す.

この操作を繰り返し行うことで,最も推定受信 SINR の小さい MT の検出時には他のすべての MT のレプ リカ信号がキャンセルされた信号が得られる.そのた め,常に自分より SINR の大きい MT からの干渉信 号成分がキャンセルされた状態で MMSE を行うので, マルチユーザ干渉の影響を緩和することができ,結果 的にダイバーシチ利得が向上する.

一方, SIC では誤って判定したビットに基づいて干

渉信号レプリカを作成した場合や,推定した伝搬路応 答に誤差が含まれていた場合には干渉信号成分をキャ ンセルできず,十分なダイバーシチ利得を得ることが できない.このような場合,上記の処理をステージを 重ねて繰り返し行い,レプリカ信号の信頼性を向上さ せることで特性の改善を行うことができる.

3.2 MLD 型マルチユーザ受信方式

MLD では受信信号と推定した伝搬路応答を用いて 受信器内で作成した受信信号レプリカのユークリッド 距離をメトリックとしてとり得るすべてのレプリカに ついて比較し,最も最小なメトリックを与えるものを 送信信号として判定する方式である.また,本論文で 検討を行うシステムでは,MT の送信タイミングは 同期しているとし,更に伝搬遅延時間差による ISI も OFDM 信号のガード区間により除去されているので, MLD は周波数領域で各シンボルごとに行う.

ここで,取り得るすべての送信信号レプリカベクト ルを $\tilde{\mathbf{x}}[n,k,u](1 \le u \le C^M)$, C は各サブキャリヤ の取り得る信号点の数,とすると受信信号 レプリカのユークリッド距離 D[n,k,u] は次式で与え られる.

$$D[n, k, u] = ||\mathbf{y}[n, k] - \mathbf{H}[n, k]\tilde{\mathbf{x}}[n, k, u]||^2 \quad (14)$$

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

$$D[n, k, U] = min_{l \in (1, 2, ..., C^M)} D[n, k, u]$$

= $||\mathbf{y}[n, k] - \mathbf{H}[n, k] \tilde{\mathbf{x}}[n, k, U]||^2$ (15)

 $\hat{\mathbf{x}}[n,k,U]$ を ML 型マルチユーザ受信機の判定値とし て出力する.このとき, MLD の判定値 $\hat{\mathbf{x}}[n,k,U]$ は 硬判定出力値として与えられるので,後段のビタビ複 号時の軟判定複号利得は得られない.そのため,最小 ユークリッド距離と2番目に小さいユークリッド距離 の差で判定値 $\hat{\mathbf{x}}[n,k,U]$ を重み付けし,軟判定複号利 得を得る[5].

MLD は事後確率を最大にするという意味で最適な 受信方式であり,一般に最も良い特性を示すマルチ ユーザ受信アルゴリズムであると知られているが,す べての MT に対して可能性のあるすべてのレプリカ を作成し,それらのメトリックを計算しなければなら ないので,MT 数や変調多値数,OFDM 信号のサプ キャリヤ数などにより演算量が飛躍的に増加するため, ハードウェア構成の複雑化や処理時間の増大といった 問題が生じる[17].

4. 提案方式の伝送特性

4.1 シミュレーションモデル

本節では,提案する SIC 型マルチユーザ受信方式 を適用した遍在アンテナシステムのアップリンクの 伝送特性を計算機シミュレーションを用いて解析し, MMSE と MLD の特性と比較する.

計算機シミュレーションに用いるシステムの諸 元を表 1 に示す. OFDM 信号のパラメータは IEEE802.11aの標準に基づいている.また、シミュレー ションでは簡単のため各ユーザは伝送速度 12 Mbit/s (QPSK,符号化率1/2)のモードのみを使用すると し, 伝搬路状況に応じた適応変調, パンクチャード符 号化は行わないものとする.パケットは OFDM 信号 10 シンボルから構成される情報シンボルとその前に挿 入された1シンボルのパイロットシンボルから構成さ れ,パケットレングスは 44 μs である.また,提案方 式では伝搬路推定はパイロットシンボルを用いて行っ ているので,パイロットサブキャリヤは挿入は行わな い.無線伝搬路としては文献[21]の報告に基づき,周 波数帯 5.2 GHz, 屋内オフィス環境を想定した距離減 衰係数 3.1, r.m.s. 遅延スプレッド 75 ns の 20 波指数 関数減衰型レイリーフェージングモデルを仮定する. フェージング変動は準静的であり1パケット送信中の 時間変動は無視できるとする。

図 6 にシミュレーションモデルを示す.サービスエ リアは 1 辺 80 m の正方形とし,四つの RBS がそれぞ れ RoF リンクで CCS に接続されている.また,RoF リンクでの SNR は十分高く,RoF リンクで生じる雑 音,ひずみの影響は無視できるものとする.遍在アン

EET Size	64
FF1 Size	04
Number of Subcarriers	48
Sub-carrier Modulation	QPSK, Coherent Detection
FEC	Convolution
	Constraint Length=7
	Code Rate= $1/2$
Bit Rate	$12\mathrm{Mbit/s}$
Symbol Duration	$4.0\mu s$
Guard Interval	800 ns
Data Symbol Length	10 symbol
Pilot Symbol Length	1 symbol
Channel	20-ray Exponencially Decayed
	Rayleigh fading channel
r.m.s. Delay Spread	$75 \mathrm{ns}$

表 1 シミュレーション諸元 Table 1 Simulation configurations.



図 6 シミュレーションモデル Fig. 6 Simulation model.

テナシステムのような分散型アダプティブアレーは、 一般に集中型アダプティブアレーと同じ信号処理構成 で SDMA を実現できるが,受信アンテナ間隔が数十 mと広く,各受信電力レベルに大きな差があるため同 じ処理を行ったとしてもその特性に違いが出ると考え られる.そこで,本シミュレーションではサービスエ リア内の RBS 間距離 D_{bs} をパラメータとして, RBS の分散化による各種マルチユーザ受信方式の特性の違 いについても考察する.ここで,各MTからRBSの 伝搬路変動の応答は電波の到来方向や端末の位置,受 信アンテナ間距離が近い場合に相関が生じることがあ るが,以降のシミュレーションではアンテナ素子の分 散化による受信電力レベルの違いが各マルチユーザ受 信方式の特性に与える影響を明らかにすることを目的 とし,各MTからRBSの伝搬路変動の応答は完全に 独立であると仮定する.

本シミュレーションでは,サービスエリア内の四つ の MT が同時に同一周波数帯域でパケットを送信し た場合についてのみ検討する.また,MTの送信シン ボルタイミングはそれぞれ同期しているとし,タイミ ング,周波数オフセットの影響は無視できるものとす る. 四つの MT のサービスエリア内での位置はそれ ぞれ一様分布でランダムに与えられ,それぞれ等しい 送信電力で信号を送信するとする.以下では,一般化 のため MT の送信電力値を絶対値ではなく, MT から 28 m 離れた RBS での平均受信 E_b/N_0 が 15 dB とな る場合の送信電力値で正規化した値で表す.ここで, 正規化に用いた 28 m という距離は,図6 で示される シミュレーションモデルにおいて隣り合う RBS 間距 離を 40 m とした場合のエリアの中央から各 RBS ま での距離にあたり, これは MT から最も近い RBS ま での距離の最大値を表す。

4.2 送信電力に対する伝送特性

図 7 に隣り合う RBS 間距離 $D_{bs} = 40 \text{ m}$ とした場 合の各マルチユーザ受信方式の正規化送信電力に対す る BER 特性,パケット送信成功確率,周波数利用効 率を示す.ここで,ここで BER 特性はランダムに与 えられる場所に存在する四つの MT の平均 BER 特 性を表し,1パケット中の情報ビットに誤りがない場 合をパケット送信成功としている.また,1端末当り の周波数利用効率の最大値は伝送速度12 Mbit/s,所 要帯域幅15 MHz,1パケット中の情報シンボルの割 合 10/11 より 0.727 bit/s/Hz となる.また,シング ルユーザ環境との比較として MT 数を1として四つ の RBS で最大比合成ダイバーシチを行う場合の特性 (L = 4, M = 1)とサービスエリアの中央に一つだけ RBS を設置し,1本のアンテナで単一受信する場合 (L = M = 1)の特性も示す.

図 7 (a) より, MMSE は L = M = 1 の場合とほぼ 同じ BER 特性を示すことがわかる.これは前述のと おり,4 本の RBS から得られるダイバーシチ利得を マルチユーザ干渉除去のために使用しているからであ る.ここで,SIC を用い MMSE 後の推定受信 SINR が高いユーザから逐次的にマルチユーザ干渉をキャン セルすることで MMSE では失われていたダイバーシ チ利得が得られ, 10^{-4} の BER を達成する所要送信 電力が約 2 dB 低減する.

ここで,SIC をマルチステージ化し,レプリカの推 定精度を上げてキャンセルを行うことを考える.図8 にSIC の繰り返しステージ数に対するBER 特性を示 す.図8より,ステージを重ねるにつれてレプリカの 精度が上がるためBER 特性は改善していく.しかし, 4 ステージ以降は改善が見られないため,4 ステージ 以上繰り返す必要がないことがわかる.

SIC を 4 ステージ繰り返して行った場合の特性を他 の方式の特性と比較すると,図 7 (a) よりその特性は MMSE,1 ステージ SIC に比べて 10^{-4} の BER を達 成する所要送信電力がそれぞれ約 7.2 dB,約 5.2 dB 低減する.また,MLD と比較した場合,低送信電力 時は MLD より良い BER 特性を得ることができるが, 送信電力が高くなるにつれて劣化することがわかる. また,最も良い特性を示す MLD でも L = 4,M = 1の場合と比べると約 1 dB 程度の劣化が見られる.こ れは,同時に送信している MT 数が 4 のため,MT 数が 1 の場合に比べて取り得る信号点の数が 64 倍に なり,等価的に信号点間距離が短くなっているためで





図 8 SIC のステージ数に対する平均ビット誤り率特性 (D_{bs} = 40 m)

Fig. 8 Avarage bit error rate performance of SIC against the number of stages. $(D_{bs} = 40 \text{ m})$

ある.

図 7 (b) より, パケット送信成功確率についても同 様に MMSE を用いた場合は L = M = 1 の場合と ほぼ同じ特性であるが, SIC を用いることでその特性 を大きく改善できる.特に, 4 ステージ SIC を用いた 場合はパケット送信成功確率が 0.9 となる所要送信電 力は MLD とほぼ同じであり, 提案方式の有効性がわ かる.

L = 4, M = 1の場合は四つの RBS による最大 比合成ダイバーシチ効果があるため最も良好な BER 特性,パケット送信成功確率を得られるが,同一周波 数帯域を1度に一つの MT でしか使用していないた め,図7(c)に示されるように周波数利用効率は最大 でも 0.727 bit/s/Hz を超えることがなく, SDMA を 行う場合より高い周波数利用効率は得られない.一方, MMSE の場合,複数の RBS を使って受信しているの にもかかわらずダイバーシチ利得が得られないため, L = M = 1の場合とほぼ同じ BER 特性,パケット 送信成功確率を示すが, SDMA により四つの MT か らの信号を同時に受信しているため,L = 4,M = 1, L = M = 1の場合に比べて約4倍の周波数利用効率 を得ることができる.そのため, MMSE を用いるこ とで,シングルユーザ環境で単一受信する場合とほぼ 同じ特性で4倍の周波数利用効率が得られるというこ とがわかる.また,用いるマルチユーザ受信方式の違 いによる周波数利用効率の優劣は,図7(b)での優劣 の関係と同じであり,正規化送信電力が -8dB 以下 のときは 4 ステージ SIC を用いることで最も高い周



0

Normalized Transmit Power (dB) (c) 10

15

Fig. 7 The performances of MMSE, SIC and MLD against normalized transmit power : (a) avarage bit error rate, (b) packet success probability, (c) frequency utilization efficiency $(D_{bs} = 40 \text{ m}).$

0

-15

-10

-5

波数利用効率が得られる.

4.3 MT 数に対する伝送特性

次に, MT 数を変化させた場合の特性について検討 する.図9にMT 数に対するBER=10⁻⁴を達成する のに必要な正規化送信電力値を示す.図より,MMSE, SIC を用いた場合は MT 数が少なくなるにつれてマ ルチユーザ干渉成分が減少し,ダイバーシチ利得が生 じるため所要送信電力は低減される.特に,MT数が 4 の場合, 4 ステージ SIC の所要送信電力は MT 数が 3 の場合の MMSE の所要送信電力より 1.2 dB 低く なっている.これより,4ステージ SIC を用いること で RBS と MT の数が同数であっても, 2 次以上のダ イバーシチ利得が得られることがわかる.同様に MT 数が3の場合でも4ステージ SIC は MT 数2の場合 の MMSE よりも送信電力を 3.3 dB 低減できており, その有効性がわかる.また, MT 数が2の場合は SIC の繰返しステージ数を増やしても特性はほとんど改 善されない.これは SIC を1 ステージ行った時点で BER 特性が下限値に達するためである.一方, MLD では前述したように, MT 数が4の場合は MT 数が1 の場合に比べて,信号点間距離が短くなるため特性は 劣化する.しかし,その劣化はBER=10⁻⁴を達成す るのに必要な正規化送信電力値で約1dB 程度であり, それほど大きくないことがわかる.

また,5以上の MT 数については,本シミュレーショ ンでは受信する RBS 数を4として行っているため, 同時に送信する MT 数が4より多くなると MMSE や



図 9 MT 数に対する平均ビット誤り率特性が 10⁻⁴ を満 たす所要送信電力 (D_{bs} = 40 m)



SIC ではアレーの自由度がなくなるため, マルチユー ザ受信の効果が出ず,特性は大幅に劣化し,10⁻⁴以下 の平均 BER を達成することができない.更に,本論 文で用いている伝搬路推定方式では 2.3 で述べたよ うに K₀ タップの遅延プロファイルしか推定できない. MT 数が 4 の場合は K₀ が 12 となるので, MT-RBS の伝搬遅延時間差を考慮に入れてもシミュレーション で仮定している 20 波の遅延プロファイルの主要な部 分を推定できるが, MT 数が5以上になると K₀の値 が小さくなるため, 伝搬路推定誤差が大きくなり, こ れによる特性の劣化も加わる.また, MLD では, MT 数が増えても理論的には受信 RBS の数だけダイバー シチ利得が得られるが,上記の伝搬路推定誤差の影響 から MT 数が5以上になると特性は4以下の場合に比 べて大きく劣化する.しかし,受信する RBS 数を増 やせばアレーの自由度が多くなるので,5以上の MT 数にも対応することができる.また,伝搬路推定方式 についても,本論文で用いた方式のほかにも多く検討 されており, MT 数が多い場合でも正確に推定できる 方式を適用すれば,多くの MT 数への対応が可能で ある.

4.4 RBS 配置に対する伝送特性

図 10 に RBS 間距離 D_{bs} を 0.058 m, 20 m, 40 m, 60m,80mとした場合の各方式の正規化送信電力 に対する平均 BER 特性を示す.ここで,0.058 m は 5.2 GHz 帯の電波の波長を表す.図 10(a)より, MMSE を用いた場合では Dbs を 20 m としたときが 最も良い特性を示し, D_{bs} が大きくなるにつれてそ の特性は劣化していく.また, $D_{bs} = 0.058 \,\mathrm{m}$,すな わち集中型アダプティブアレーの場合は正規化送信電 力が約 5 dB ぐらいまでは $D_{bs} = 20 \text{ m}$ のときとほぼ 等しい特性を示すが,それより高い送信電力では平均 BER 特性にフロア誤りが生じている.これは,サー ビスエリアの辺境に存在する MT からの信号は距離減 衰が大きくなるため, MMSE を行っても十分な SINR が得られないためである.一方, RBS を分散して配置 することで, サービスエリアの辺境に存在する MT か らの信号でもそれに近い RBS で大きな減衰を受ける ことなく受信できるので,平均 BER 特性にフロア誤 りは生じない.また,図10(b)より,1ステージSIC を用いた場合でも BER 特性と RBS 間距離の関係は 変わらず, $D_{bs} = 0.058 \,\mathrm{m}$ の場合のフロア誤りを取り 除くことができないことがわかる.

一方,図10(c)より,SICを4回繰り返して用い







ることで,1回のときに比べて BER 特性を大きく改 善でき,特に, D_{bs} が 0.058 m,20 m のときは 4 ス テージ SIC を用いることで,MLD とほぼ同じ BER 特性を得られることがわかる.更に, D_{bs} が 0.058 m で MMSE,1ステージ SIC の場合に生じていた BER 特性のフロア誤りは取り除かれている.また, D_{bs} が 40 m の場合は正規化送信電力が約 -7 dB までは最も 良い特性を示すが,それ以上になると RBS 間距離を 近くした方が良くなってしまう.これは RBS 間距離 を近くした場合,各 RBS アンテナでの受信電力差は 小さいが,分散すると受信電力レベルにばらつきがで きてしまい,低電力時には効果的であるが,高電力時 には受信電力の小さな RBS での信号が特性を劣化す る要因となってしまうためであると考えられる.その ため,遍在アンテナにおいて SIC をマルチステージ化 して用いる場合,そのまま繰り返し用いるだけでは送 信電力が高い場合に有効でないことがわかる.

また,図 10 (d) より, MLD を用いた場合は MMSE や SIC に比べて分散化による特性の改善効果が最も 大きく現れている.特に *D*_{bs} が 40 m の場合が最も良 い特性を示すことがわかる.これは,遍在アンテナシ ステムでは各 RBS で希望信号に対する受信電力が異 なるため,正しい送信信号レプリカから求めたユーク リッド距離と誤っている送信信号レプリカから求めた ユークリッド距離の差が大きくなり,MLD の判定値 の信頼性が増すためであると考えられる.

同様に図 11 に RBS 間距離 *D*_{bs} を 0.058 m , 20 m , 40 m , 60 m , 80 m とした場合の各方式の正規化送信 電力に対するパケット送信成功確率を示す.図 11 よ り, RBS 間距離とパケット送信成功確率の関係はどの



図 11 各マルチユーザ受信方式における RBS 間距離を変化させた場合の正規化送信電 カに対するパケット送信成功確率

Fig. 11 Packet success probability of each multi-user detector against normalized transmit power in various D_{bs} s.

マルチユーザ受信方式でもほぼ同じである.特に,平 均 BER 特性では MLD 以外のマルチユーザ受信方式 では D_{bs} を 0.058 m, 20 m の場合のように, RBS を 集中して配置させた方が良い特性を示したが、パケッ ト送信成功確率ではどのマルチユーザ受信方式を用い ても D_{bs} = 40 m とした場合が良い特性を示してお り、パケット送信成功確率は RBS を分散化した場合 の方がよいということがわかる.このことより,集中 型ではビット誤りが複数パケットにわたって平均して 起こっているが,分散型ではビット誤りの数は多いが, 特定のパケットに対して集中的に起こっていると考え られる.このため, RBS を分散化することでパケット 誤りによる再送の回数を減らすことができ,システム のスループットの改善が期待できる.しかし, RBS 間 距離が 60 m, 80 m と離れるにつれてパケット送信成 功確率特性は再び劣化する.このことから, RBS 間

距離には最適値が存在することがわかる.

そこで,図 12 に正規化送信電力を -10 dB, 0 dBとした場合の各マルチユーザ受信方式の RBS 間距 離 D_{bs} に対するパケット送信成功確率を示す.図 12 より,正規化送信電力が -10 dB の場合, RBS を分 散して配置した方が高いパケット送信成功確率が得 られ,最も良いパケット送信成功確率を与えるのは $D_{bs} = 40 m$ で4 ステージ SIC を用いた場合である ことがわかる.また,正規化送信電力が 0 dB の場合 は D_{bs} が 40 m までは特性に大きな変化はなく,4 ス テージ SIC と MLD の特性はほぼ同じである.しかし, D_{bs} が 40 m を超えると特性は劣化していく.以上よ り,本論文で仮定したシステム構成では $D_{bs} = 40 m$ のとき,低送信電力時に最も高いパケット送信成功確 率が得られ,また送信電力が高い場合であっても最大 のパケット送信成功確率を与える D_{bs} に比べても特



図 12 各マルチユーザ受信方式における RBS 間距離に対 するパケット送信成功確率(正規化送信電力 0 dB, -10 dB)

Fig. 12 Packet success probability of each multi-user detector against D_{bs} s. (Normalized transmit power=0 dB, -10 dB)

性の劣化が少ないため,最適 RBS 間距離は 40 m で あるといえる.

4.5 シャドウイング変動の影響

以上のシミュレーションではアンテナ素子が分散し た場合の平均受信電力レベルの違いによる影響を明ら かにするため,距離減衰と瞬時変動のみを考慮し,シャ ドウイング変動については考慮していなかった.しか し,シャドウイング変動は伝送特性を大きく左右する 要素であり,マルチユーザ受信方式の特性に与える影 響を考察する必要がある.そこで,シャドウイング変 動を考慮に入れた場合の各マルチユーザ受信方式のパ ケット送信成功確率を図 13 に示す. Dbs は 0.058 m, 40m とし,シャドウイング変動は 5.2 GHz 帯を用い た屋内オフィス環境を想定し,標準偏差 12 dB の対数 正規分布に従うものとする [21].ここで,シャドウイ ング変動は受信機の周囲の地形や地物により伝搬経路 が遮へいされることにより生じる変動なので, RBS 間距離が近い D_{bs} = 0.058 m の場合, ある MT から 送信された信号が四つの RBS 間で受信されるまでに 受けるシャドウイング変動の相関は1とし,別の MT から送信された信号が受ける変動とは無相関であると **する**.一方, *D*_{bs} = 40 m の場合はすべての MT-RBS 間で無相関であるとしてシミュレーションを行った. 図 13 より,シャドウイング変動がある場合,図7(b) に示されるシャドウイング変動がない場合に比べて, 送信電力が高い場合は特性は劣化するが、低い場合は シャドウイング変動がない場合より良い特性を示す.





Fig. 13 Packet success probability of each multiuser detector against normalized transmit power with considering log-normal shadowing; 12 dB standard deviation. $(D_{bs} = 0.058 \text{ m}, 40 \text{ m})$

これは,シャドウイング変動により送信電力が低い場 合であっても、マルチユーザ受信を行うのに十分な電 力が得られる確率が上がるためである.また,適用す るマルチユーザ受信方式による特性の優劣の関係は同 じであることがわかる.特に4ステージ SIC は最も 良い特性を示し, MMSE に比べて 0.9 のパケット送 信成功確率を達成するのに必要な送信電力を約 10 dB 低減できることがわかる.また, $D_{bs} = 0.058 \text{ m}$ の場 合, -- つの MT に対してのシャドウイング変動は四つ の RBS で同じとなるため特性が大きく劣化してしま う. それに対し, 遍在アンテナシステムのような RBS が分散配置されているシステムでは, サイトダイバー シチ効果が生じるため,シャドウイング変動による特 性の劣化は $D_{bs} = 0.058 \,\mathrm{m}$ の場合ほど大きくないこ とがわかる.そのため,提案方式はシャドウイング対 策としても有効であるといえる.

4.6 提案 SIC の演算量

上記のシミュレーションより MMSE より SIC や MLD を用いる方が良い平均 BER 特性及びパケット 送信成功確率を示すことがわかった.しかし,提案す る SIC や MLD では MMSE に比べて演算量が増加す ると考えられる.そこで,本節では各マルチユーザ受 信方式の演算量を求め,それらの比較を行うことでシ ステムの実現性の検討を行う.また,本論文では簡単 のため各マルチユーザ受信方式における行列演算時の 複素乗算回数の比較を行う.

MMSE の場合,受信側で行われる演算は式(6)で 与えられる最適重みマトリックスの計算と,それを用 いた重み付け合成(式(9)),平均2乗誤差での正規化 であり,1シンボル,1サブキャリヤ当り必要な演算 量は

$$(L^{3} + 2L^{2}M)/N + LM + (L^{2}M/N + M)$$
 (16)

で与えられる.ここで,第1項は最適重みマトリック スの計算の演算量を表し,本論文では1パケット送信 中の伝搬路変動が問題にならない場合を考え,最適重 みマトリックスの計算はシンボルごとに行うのではな く,パケットごとに行うものとしてシンボル数 N で 割ってある.また,第2項,第3項はそれぞれ重み付 け合成,平均2乗誤差による正規化の演算量を表す.

次に SIC を用いた場合,受信側で行われる演算は SINR の推定,逐次的な MMSE,レプリカ減算である.このときの演算量は

$$(L^{2}M + L^{3}M + L^{2}M(M+1))/N + LM + (L^{2}M/N + M) + L(M-1)$$
(17)

ここで,第1項は SINR の推定,各 MT に対する最 適重みマトリックスの計算を表し,第2項は SINR の 高い MT から逐次的に M 回行われる重み付け合成, 第3項は平均2乗誤差による正規化,第4項はレプリ カ作成における演算量を表す.また,SIC でレプリカ を作成する場合,本シミュレーションでは誤り訂正符 号化を用いているので軟判定ビタビ復号,再符号化に よる演算量も考慮に入れる必要があるが,1シンボル, 1キャリヤごとの演算量で考える場合,3方式の演算 量比較に影響を与えるほどの演算量ではないためここ では無視した.更に,SIC をマルチステージで行う場 合,その演算量はステージ数を S とすると

$$\frac{(L^2M + SL^3M + SL^2M(M+1))}{N + SLM} + S(L^2M/N + M) + L(SM - 1)$$
(18)

で表される.

MLD の場合は式 (14) で与えられるユークリッド 距離を可能性のあるすべてのレプリカに対して行う ので,

 $C^M L(M+1) \tag{19}$

で与えられる.

表 2 MMSE , SIC , MLD の演算量 Table 2 Operation count of MMSE, SIC and MLD.

MMSE	1
SIC (1 stage)	2.25
SIC (4 stages)	6.72
MLD	112.3

表 2 に 4. で与えられるパラメータを用いた場合 の 3 方式の演算量を MMSE の演算量で正規化した値 で示す.表 2 より, SIC では *M* 個の MT に対して 逐次的に信号検出を行うため,同時にアクセスする MT が多くなるとそれに比例して演算量が多くなるが, L = M = 4 の場合 MMSE の約 2 倍の演算量で実現 できることがわかる.また,特性をより改善するため SIC をマルチステージ化しても,マルチステージ化に よる特性の上限値を与える 4 ステージ SIC で約 6 倍 の演算量で実現できる.一方,MLD は MMSE に比 べて 100 倍以上の演算量が必要となるため,処理遅延 の増大や要求するハードウェア性能の高度化が問題と なる.以上より,SIC が MLD よりも現実的なマルチ ユーザ受信方式であると考えられる.

5. む す び

本論文では, 遍在アンテナ SDMA システムの伝送 特性を改善するため、マルチユーザ受信システムとし て SIC の適用を提案した.本論文で提案する SIC は, ユーザごとに MMSE 受信後の SINR の推定を行い。 その値の大きいユーザから順に干渉除去を行うことで, 遍在アンテナシステムのように RBS ごとに各ユーザ の受信電力の大小関係が異なっていて,全体としての 受信電力の大小比較を容易に行えない場合でも効果的 にマルチユーザ受信を実現できる.提案方式の有効性 を明らかにするため,計算機シミュレーションを行い, その結果より,提案方式を用いることで MMSE では 失われていたダイバーシチ利得を得ることができ,平 均 BER が 10⁻⁴ を満たすのに必要な所要送信電力を 約2dB, パケット送信成功確率が0.9 を超えるのに必 要な所要送信電力も 5 dB 低減できることを明らかに した.更に,提案方式を4回繰り返して用いることで BER 特性,パケット送信成功確率において約7.2 dB, 約8dBの送信電力の低減を得られるが, MLDと比較 すると送信電力が高い場合に劣化することを明らかに した.しかし, MLD は MMSE に比べて 112 倍の演 算量が必要となるため,4ステージ化しても MMSE の6倍程度の少ない演算量増加で大きな特性改善が望

める SIC が SDMA システムのマルチユーザ受信方式 として有効であることがわかった.

また, RBS の配置間隔がマルチユーザ受信の特性に 与える影響についても検討を行った結果, 平均 BER 特性は RBS 間距離を近くした方が良い特性を示すが, パケット送信成功確率では RBS を 40 m 間隔で分散 配置した方が特性が良いということがわかった.この ことより, RBS を分散化することでパケット誤りによ る再送の回数を減らすことができ,システムのスルー プットの改善が期待できる.

一方,送信電力が高い場合,SIC をそのまま繰り返 しても RBS を集中的に配置した場合より伝送特性を 改善することができない.今後,このような状況にお ける特性改善が可能なマルチステージ SIC の検討が必 要である.

謝辞 本研究の一部は,文部科学省科学研究費補助 金若手研究(B)13750350の補助によるものである. また,本研究を進めるにあたり有益な助言を頂いた奈 良先端科学技術大学院大学の岡本良子さん(現シャー プ(株))に感謝致します.

献

文

- R. van Nee, G. Awater, M. Morikura, H. Takanashi, M. Webster, and K.W. Halford, "New high-rate wireless LAN standards," IEEE Commun. Mag., vol.37, no.12, pp.82–88, Dec. 1999.
- [2] 守倉正博,松江英明, "IEEE 802.11 準拠無線 LAN の 動向,"信学論(B), vol.J84-B, no.11, pp.1918–1927, Nov. 2001.
- [3] R.D. Murch and K.B. Letaief, "Antenna system for broadband wireless access," IEEE Commun. Mag., vol.40, no.4, pp.76–83, April 2002.
- [4] L. Giangaspero, L. Agarossi, G. Paltenghi, S. Okamura, M. Okada, and S. Komaki, "Co-channel interference cancellation based on MIMO OFDM systems," IEEE Wireless Commun., vol.9, no.6, pp.8–17, Dec. 2002.
- [5] S. Hori, M. Mizoguchi, T. Sakata, and M. Morikura, "A new branch metric generation method for softdecision Viterbi decoding in coded OFDM-SDM systems employing MLD over frequency selective MIMO channels," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E85-A, no.7, pp.1675–1684, July 2002.
- [6] P. Vandenameele, L.V.D. Perre, M.G.E. Engels, B. Gyselinckx, and H.J.D. Man, "A combined OFDM/SDMA approach," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.18, no.11, Nov. 2000.
- [7] Y. Li, J.C. Chuang, and N.R. Sollenberger, "Transmitter diversity for OFDM systems and its impact on high-rate data wireless networks," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.17, no.7, pp.1233–1243, July 1999.

- [8] Y. Li, N. Seshadri, and S. Ariyavisitakul, "Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.17, no.3, pp.461–471, March 1999.
- H. Al-Raweshidy and S. Komaki, Radio over Fiber Technologies for Mobile Communications Network, pp.82–94, pp.183–216, pp.241–248, Artech House Publishers, 2002.
- [10] S. Komaki, K. Tsukamoto, M. Okada, and H. Harada, "Proposal of radio highway networks for future multimedia-personal wireless communications," ICPWC'94, pp.204–208, Bangalore, India, Aug. 1994.
- [11] Y. Park, S. Miyamoto, S. Komaki, and N. Morinaga, "The effect of co-channel interferences on intercell diversity in the optical microcell system," IEICE Technical Report, SAT93-62, RCS93-68, Oct. 1993.
- [12] 外山昌之,岡田 実,小牧省三,"マイクロセルスロット 付きアロハ方式におけるマクロダイバーシチ効果"信学 論(B-I), vol.J79-B-I, no.5, pp.271–277, May 1996.
- [13] 岡村周太,岡田 実,小牧省三,"遍在アンテナを用いた 高速無線アクセスシステムの周波数利用効率改善効果" 信学技報, MoMuC 2001-39, Nov. 2001.
- [14] S. Okamura, M. Okada, and S. Komaki, "Ubiquitous antenna system for joint detection of COFDM signals," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E85-A, no.7, pp.1685–1692, July 2002.
- [15] S. Okamura, M. Okada, K. Tsukamoto, and S. Komaki, "Impact of optical link noise on the performance of ubiquitous antenna system," Proc. 2002 Asia-Pacific Microwave Conference, vol.1, pp.103– 106, Nov. 2002.
- [16] M.V. Clark, T.M. Willis, L.J. Greenstein, A.J. Rustako, Jr., V. Erceg, and R.S. Roman, "Distributed versus centralized arrays in broadband wireless networks," Proc. Vehicular Technology Conference, MA1-2, IEEE, Rhodes, Greece, May 2001.
- [17] J.G. Proakis, Digital Communications 4th Edition, Chap.14, pp.878–885, McGraw-Hill, 2000.
- S. Verdu, Multiuser Detection, Chap.4, 7, pp.154– 233, pp.344–393, Cambridge University Press, 1998.
- [19] S. Haykins, Adaptive Filter Theory 3rd Edition, Prentice-Hall, 1996.
- [20] M. Mümster and L. Hanzo, "Improved decisiondirected channel estimation for multi-user OFDM environments," Proc. Vehicular Technology Conference, IEEE, Rhodes, Greece, May 2001.
- [21] Rec. ITU-R P.1238-1, "Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 900 MHz to 100 GHz," 1999.

(平成15年4月5日受付,7月15日再受付, 8月22日最終原稿受付)



岡村 周太 (学生員)

2000 静岡大・工・電気・電子卒 2001 阪大大学院工学研究科通信工学専攻博士前 期課程了 .現在,同博士後期課程在学中. ディジタル無線通信システムの研究に従事. IEEE 学生員.



岡田 実 (正員)

1990 電通大·電気通信卒.1992 阪大大学 院工学研究科通信工学専攻博士前期課程了. 1993 同大学助手.1999 英 Southampton University, Department of Electronics and Computer Science 客員研究員.2000 奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究

科助教授.移動通信に関する研究に従事.工博.ITE,IEEE 各会員.



塚本 勝俊 (正員)

1982 阪大・工・通信工卒.1984 同大大 学院修士課程了.同大学助手,講師を経て, 現在,同助教授.光通信方式,無線通信方 式,光電波融合通信方式に関する研究に従 事.工博.ITE,IEEE 各会員.1996,本 会論文賞受賞.



小牧 省三 (正員:フェロー)

1970 阪大・工・通信工卒.1972 同大大 学院修士課程了,同年電電公社(現NTT) 入社.1990 大阪大学助教授.1992 同大学 教授.無線通信方式並びに光通信方式に関 する研究に従事.工博.IEEE シニア員. 1977 本会論文賞,1994 同業績賞受賞.



山本 平一 (正員:フェロー)

1963 阪大・工卒.1965 同大大学院修士 課程了.同年,日本電信電話公社電気通信 研究所入所.ディジタル無線通信,衛星通 信,移動通信の研究開発に従事.1990~ 1992 NTT 理事・無線システム研究所所 長.1992 奈良先端科学技術大学院大学情

報科学研究科教授,1994~1996 同研究科長.1997~1998 同 大学副学長.工博.著書「ディジタル無線通信」,「通信用マイ クロ波回路」,「衛星通信」,「TDMA 通信」など.本会学術奨励 賞,論文賞,業績賞,著述賞受賞.