



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

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

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、5 GHz 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増えると、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

[†] 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。

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 (Radio 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

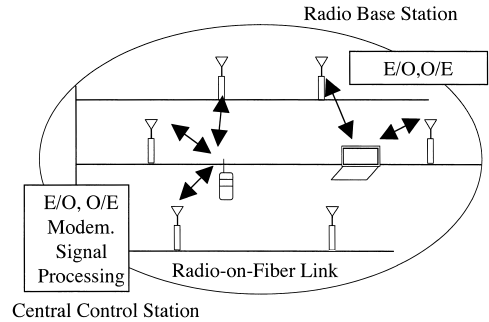


図 1 遍在アンテナシステムの構成
Fig. 1 Configuration of the ubiquitous antenna system.

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つい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ユ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 の大小に基づき干渉除去を行うことで、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バ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尤値検出器 (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、サブキャリアごとに 2^k -QAM マッピングにより $x_m[n, k]$ に変調される。ここで、 $k = 0, 1, \dots, K$, $n = 0, 1, \dots, N$ はそれぞれ OFDM 信号のサブキャリア、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、マルチキャリア変調される。マルチキャリア変調された信号 $x_m[n, t]$ はマルチパス伝搬路によるシンボル間干渉の影響を防ぐためガード区間をシンボルの先頭に挿入された後、送信アンテナより送信される。

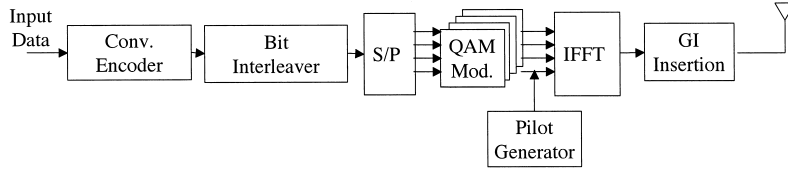


図 2 移動端末の構成
Fig. 2 Configuration of the mobile terminal.

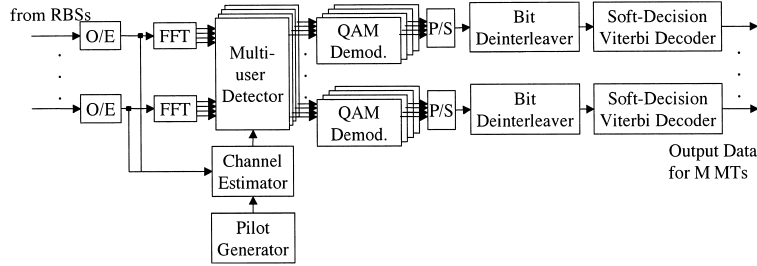


図 3 中央制御局の構成
Fig. 3 Configuration of the central control station.

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 $L \times 1$ のベクトル

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

とすると、受信信号ベクトルは

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

で与えられる。ここで、 \mathbf{x} は $M \times 1$ の送信信号ベクトル、 \mathbf{z} は平均 0、分散 σ_n^2 の $L \times 1$ の加法的ガウス雑音ベクトルである。 \mathbf{H} は $L \times M$ の伝搬路の周波数応答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。

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

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

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ユーザ受信を行う。マルチユーザ受信は受信信号をまず FFT (Fast Fourier Transform) により各サブチャネルに分割してから、サブキャリアごとに行う。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、デインタリーブされる。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 $\hat{d}_m[n, k]$ 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

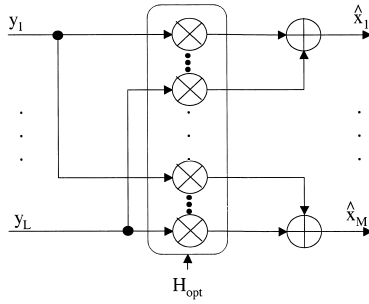


図4 MMSE型マルチユーザ受信方式の構成

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 $\mathbf{H}_{opt}[n, k]$ は平均2乗誤差

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

を最小化するという条件のもと、次式で与えられる。

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

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、

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

$$\mathbf{R}_s[n, k] = \mathbf{H}[n, k]\mathbf{H}^H[n, k]$$

$$\mathbf{R}_n[n, k] = \sigma_n^2 \mathbf{I}[n, k] \quad (7)$$

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、

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

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

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

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るOFDM信号のサブキャリア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)で与えられる各サブ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プ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アに挿入する。挿入系列は次式で与えられる。

$$x_m[0, k] = x_1[0, k]W_K^{K_0mk} \quad (10)$$

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。

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

伝搬路の周波数応答 $H_{ml}[n, k]$ は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ア数が少ない場合は K_0 の値が小さくなり，実際の伝搬路応答との誤差が大きくなる．

3. SIC 型マルチユーザ受信方式を用いた遍在アンテナ SDMA システム

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 信号のサブキャリアで平均化する．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

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

$$\mathbf{y}^{m-1}[n, k] = \mathbf{y}[n, k] - \sum_{i=1}^{m-1} \mathbf{H}_i[n, k] \hat{x}_i[n, k],$$

$$\mathbf{H}_{opt}^m[n, k] = \mathbf{R}_{y^{m-1}y^{m-1}}^{-1}[n, k] \mathbf{H}_m[n, k] \quad (13)$$

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

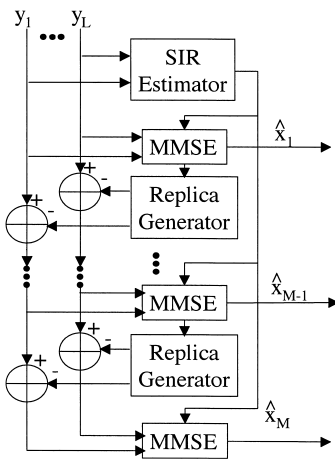


図 5 シリアル型干渉キャンセラの構成

Fig. 5 Configuration of the successive interference canceller.

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 $\tilde{\mathbf{x}}[n, k, u] (1 \leq u \leq C^M)$ 、 C は各サブキャリアの取り得る信号点の数、とすると受信信号と受信信号レプリカのユークリッド距離 $D[n, k, u]$ は次式で与えられる。

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

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、

$$D[n, k, U] = \min_{l \in (1, 2, \dots, C^M)} D[n, k, u] \\ = \|\mathbf{y}[n, k] - \mathbf{H}[n, k]\tilde{\mathbf{x}}[n, k, U]\|^2 \quad (15)$$

$\tilde{\mathbf{x}}[n, k, U]$ 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 $\tilde{\mathbf{x}}[n, k, U]$ は硬判定出力値として与えられるので、後段の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 $\tilde{\mathbf{x}}[n, k, U]$ 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 信号のサブキャリア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、パケット長は 44 μ s 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ため、パイロットサブキャリアは挿入は行わない。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

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

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

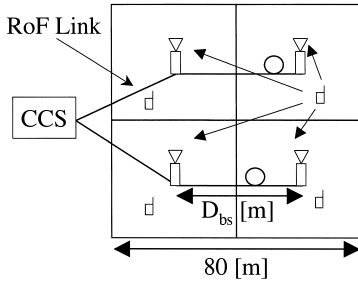


図 6 シミュレーションモデル
Fig. 6 Simulation model.

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バ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 28m 離れた RBS での平均受信 E_b/N_0 が 15dB 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 28m 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 40m 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 $D_{bs} = 40$ 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、バ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 バケット中の情報ビットに誤りがない場合をバ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 バ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。これは前述の通り、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

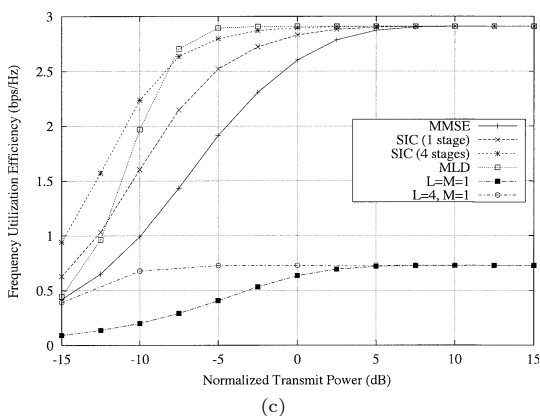
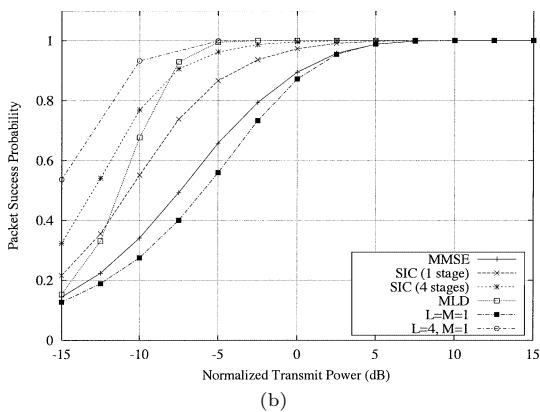
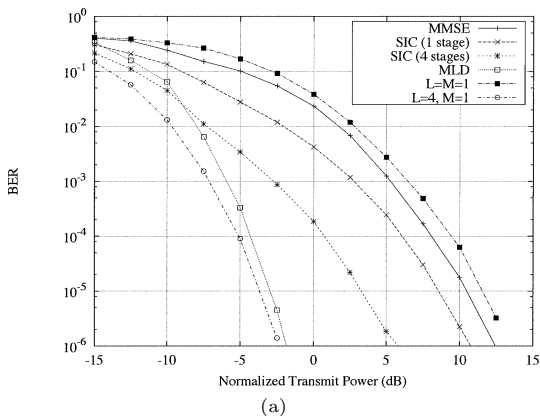


図 7 MMSE, SIC, MLD を用いた場合の正規化送信電力に対する (a) 平均ビット誤り率特性 (b) パケット送信成功確率 (c) 周波数利用効率 ($D_{bs} = 40$ m)

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

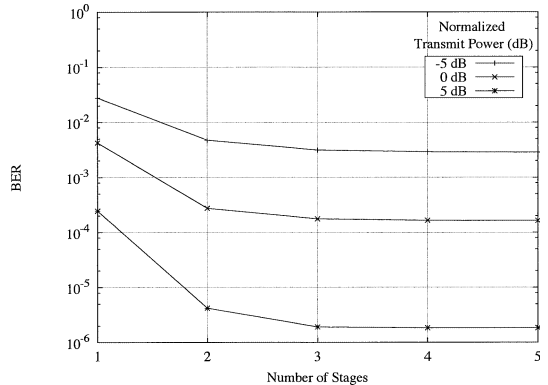


図 8 SIC のステージ数に対する平均ビット誤り率特性 ($D_{bs} = 40$ m)

Fig. 8 Average bit error rate performance of SIC against the number of stages. ($D_{bs} = 40$ 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、 $L = 4, M = 1$ 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 -8 dB 以下のときは 4 ステージ SIC を用いることで最も高い周

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 $\text{BER}=10^{-4}$ 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 $\text{BER}=10^{-4}$ を達成するのに必要な正規化送信電力値で約 1 dB 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

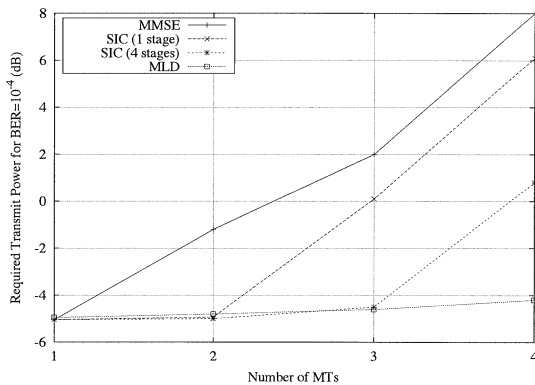


図 9 MT 数に対する平均ビット誤り率特性が 10^{-4} を満たす所要送信電力 ($D_{bs} = 40$ m)

Fig. 9 Required transmit power for average $\text{BER} = 10^{-4}$ against the number of MTs. ($D_{bs} = 40$ 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 K_0 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 K_0 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 K_0 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，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 D_{bs} 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， $D_{bs} = 0.058$ 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 $D_{bs} = 20$ 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， $D_{bs} = 0.058$ 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

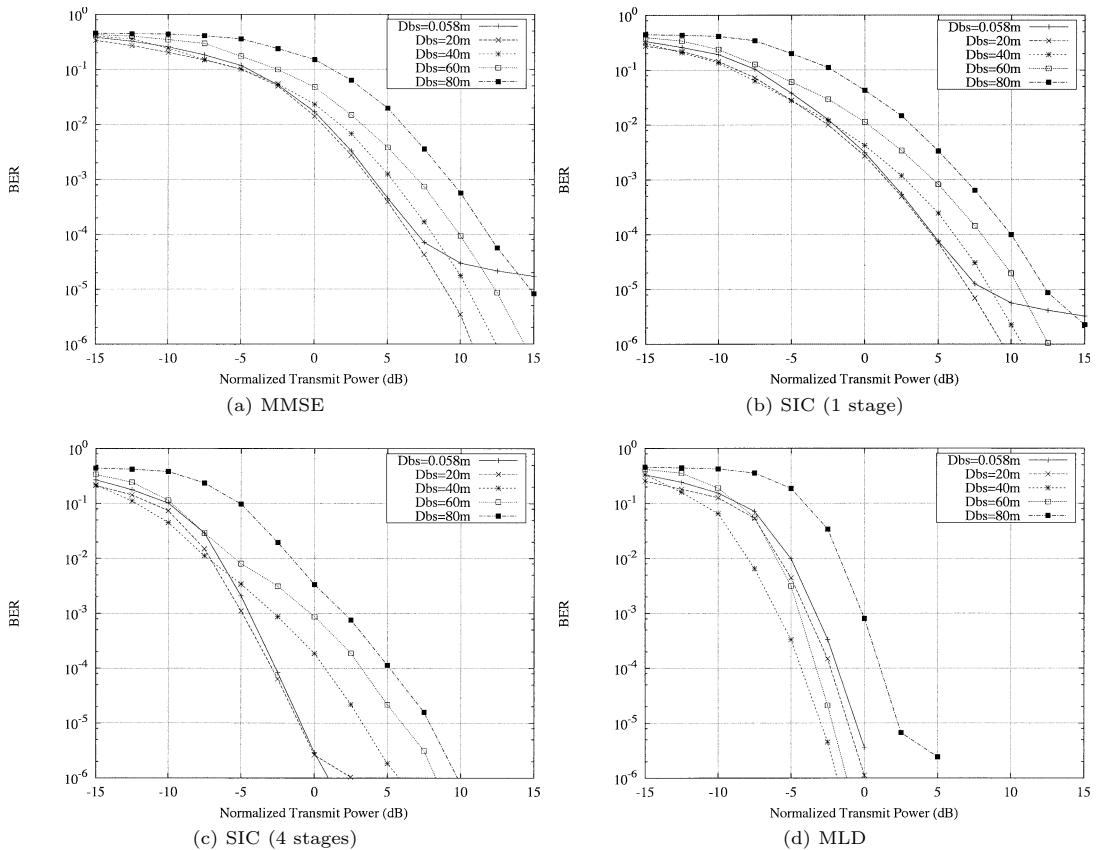


図 10 各マルチユーザ受信方式における RBS 間距離を変化させた場合の正規化送信電力に対する平均 BER 特性

Fig.10 Average bit error rate performance of each multi-user detector against normalized transmit power in various D_{bs} s.

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ふ。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ふ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

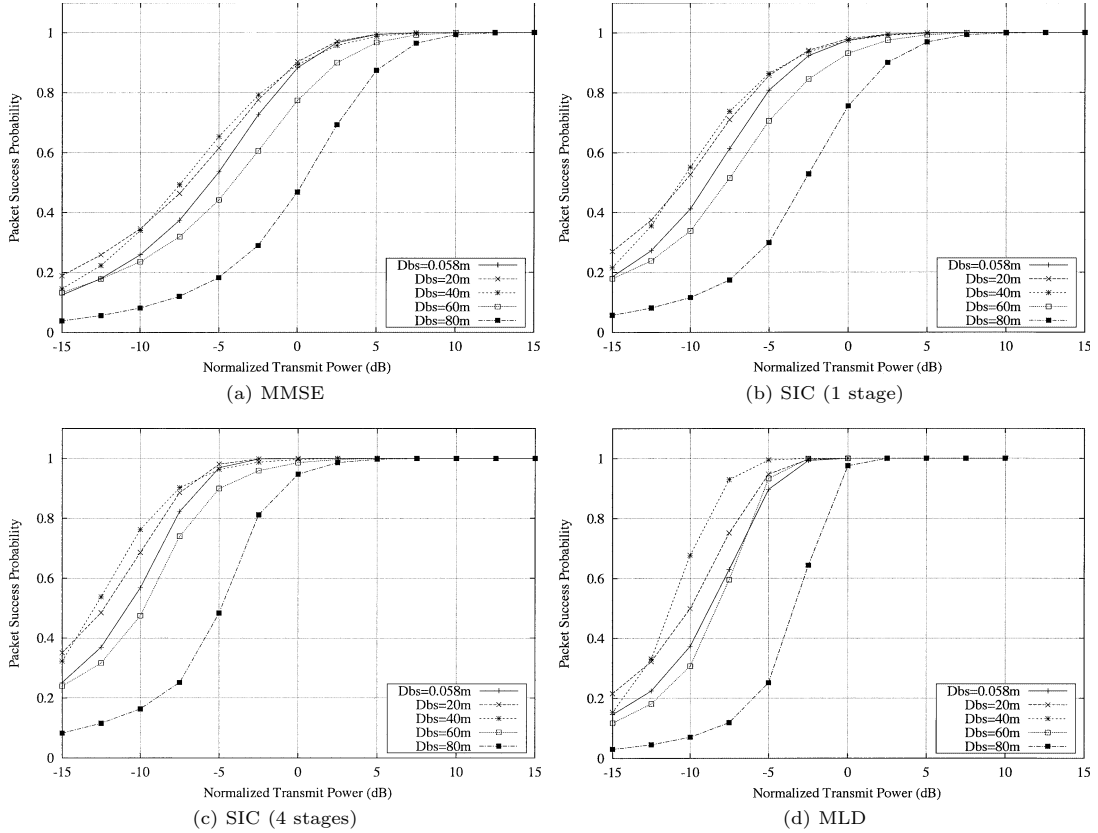


図 11 各マルチユーザ受信方式における RBS 間距離を変化させた場合の正規化送信電力に対するパケット送信成功確率

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好な特性を示したが，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 とした場合が良好な特性を示しており，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

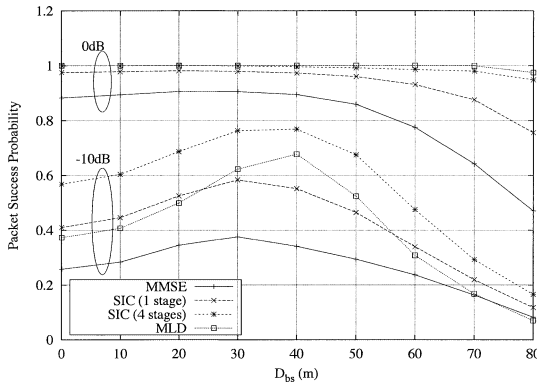


図 12 各マルチユーザ受信方式における RBS 間距離に対するパケット送信成功確率 (正規化送信電力 0 dB, -10 dB)

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。 D_{bs} は 0.058 m, 40 m 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 間距離に近い $D_{bs} = 0.058$ 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。

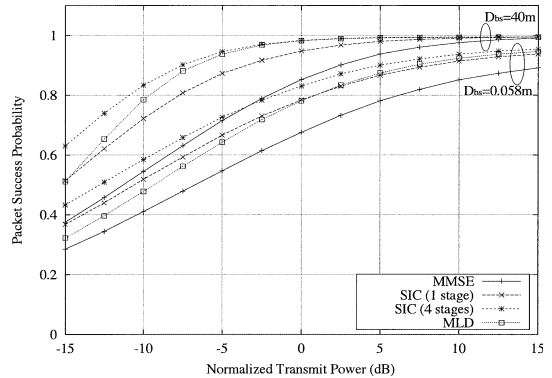


図 13 シャドウイング変動を考慮に入れた場合の各マルチユーザ受信方式における正規化送信電力に対するパケット送信成功確率 ($D_{bs} = 0.058$ m, 40 m, 対数正規分布, 標準偏差 12 dB)

Fig. 13 Packet success probability of each multi-user detector against normalized transmit power with considering log-normal shadowing; 12 dB standard deviation. ($D_{bs} = 0.058$ m, 40 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、 $D_{bs} = 0.058$ m の場合、一つの 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 $D_{bs} = 0.058$ 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 サブキャリア当たり必要な演算量は

$$(L^3 + 2L^2M)/N + LM + (L^2M/N + M) \quad (16)$$

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

$$(L^2M + L^3M + L^2M(M+1))/N + LM + (L^2M/N + M) + L(M-1) \quad (17)$$

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ット復号、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 キャリアごとの演算量で考える場合、3 方式の演算量比較に影響を与えるほどの演算量ではないためここでは無視した。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

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

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、

$$C^M L(M+1) \quad (19)$$

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 2 dB、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 8 dB 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。

文 献

- [1] 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 soft-decision 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.
- [9] 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.
- [18] S. Verdú, *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 decision-directed 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。