

# アダプティブアレーと判定帰還型等化器を用いた 時空間等化法の検討

林 和則<sup>†</sup> 原 晋介<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 大阪大学大学院工学研究科電子情報エネルギー工学専攻

〒 565-0871 大阪府吹田市山田丘 2-1

E-mail: †hayashi@comf5.comm.eng.osaka-u.ac.jp

あらまし 時空間等化は受信信号の持つ時間軸と空間軸の両方の情報を利用してマルチパスによる符号間干渉を補償するための技術である。本報告では、無線 LAN のような高速無線通信に時空間等化器を適用することを考え、総ウェイト数を少なくするためにアダプティブアレーと判定帰還型等化器 (DFE) のカスケード接続による時空間等化器について検討する。カスケード構成による時空間等化器の最小 2 乗誤差 (MMSE) 基準ウェイト計算における誤差特性曲面はウェイトの 4 次の関数になるため、大域的最小以外に 1 つの局所的最小を持つ可能性がある。本報告では、ウェイトが局所的最小に落ち込むことを避けるために、アダプティブアレーと DFE のウェイトを個別に 2 段階に計算し、かつ各センサーでの伝搬路の推定複素瞬時インパルス応答に基いて適応的にアダプティブアレーにより捕捉するパスを選択することで、様々な伝搬路に対応できる時空間等化法を提案する。計算機シミュレーションにより特性を評価した結果、提案方式は少ないウェイト数で様々な伝搬路環境において良好な特性を示すことを確認した。

キーワード アダプティブアレー, 判定帰還型等化器, 時空間等化, 誤差特性曲面

## A Spatio-Temporal Equalization Method Using an Adaptive Antenna Array and a Decision Feedback Equalizer

Kazunori HAYASHI<sup>†</sup> and Shinsuke HARA<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Department of Electronic, Information and Energy Engineering,

Graduate School of Engineering, Osaka University,

Yamada-oka 2-1, Suita-shi, Osaka, 565-0871, Japan

E-mail: †hayashi@comf5.comm.eng.osaka-u.ac.jp

**Abstract** This paper proposes a new spatio-temporal equalization method using a cascade configuration of an adaptive antenna array and a DFE (Decision Feedback Equalizer). The spatio-temporal equalizer with the cascade configuration can be realized in low computational complexity, however, the error performance surface becomes a fourth-order function of the weights, and possibly has two minima. In order to avoid wrong trap by a local minimum during the adaptation of MMSE (Minimum Mean-Squared Error) based adaptive algorithm, the proposed equalizer calculates the weights of the adaptive array and the DFE separately in two steps, and the adaptive array selects a path or paths to capture depending on channel conditions.

**Key words** Adaptive Antenna Array, Decision Feedback Equalizer, Spatio-Temporal Equalization, Error Performance Surface

## 1. はじめに

マルチメディア無線通信を実現するための必要不可欠な技術として、受信信号の持つ時間軸と空間軸の両方の情報を利用する等化、すなわち時空間等化が検討されている [1], [2]. 我々のグループでも、アダプティブアレーと判定帰還型等化器 (DFE) のカスケード接続による構成 (図 1) で、かつ最小 2 乗誤差 (MMSE) 基準によりウェイトを決定する時空間等化法を提案してきた [3]- [6]. カスケード構成と MMSE 基準アルゴリズムを同時に採用すると、角度広がり の小さい複数の到来波がほぼ同一の到来角を持つ場合に、アレー出力の SN 比が劣化するという問題が生じる。これは、カスケード構成の時空間等化器では入力信号に 2 度ウェイトが乗算された信号がその出力信号を構成し、MMSE 基準ウェイト計算におけるコスト関数がウェイトの 4 次の関数となるため、誤差特性曲面には大域的な最小点以外に一つの局所的な最小点が存在する可能性があることがその原因であると考える。我々はこの問題を回避するために、次のようなウェイト計算法を提案してきた。まず、伝搬路の推定インパルス応答から仮想的な伝搬路 (フィルタ) を受信機内に作成する。ここで、このフィルタの応答を伝搬路状況に応じて制御することによりビームフォーミング法を選択可能とし、これにより局所的な最小点によるウェイトのトラップの問題を回避する。次に、受信機内で発生させたパイロット信号をこのフィルタに入力することで擬似受信パイロット信号を生成し、この擬似受信信号を用いて RLS (Recursive Least Square) アルゴリズムによりアダプティブアレーのウェイトを計算する。最後に、アレー出力での伝搬路応答を用いて、同様の方法で DFE のウェイトを計算する。今回の報告ではさらなる計算量の削減を目的とし、受信パイロット信号に直接処理を加えることでビームフォーミング法を選択可能とする、アダプティブアレーと DFE のカスケード構成による時空間等化法を検討する。さらに計算機シミュレーションにより提案方式の特性を評価し、アダプティブ TDL アレーを用いた MMSE 基準による時空間等化器 (以降、ATDLA と呼ぶ) の特性と比較する。

## 2. 提案時空間等化法

図 1 に示される時空間等化器のウェイト計算法について述べる。

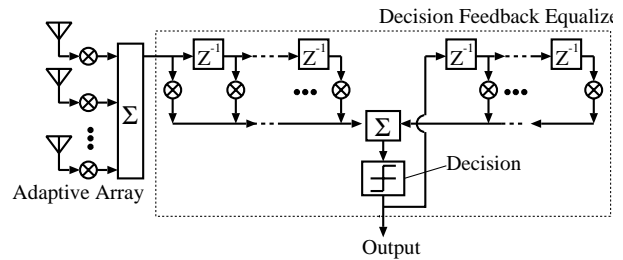


図 1 カスケード構成の時空間等化器

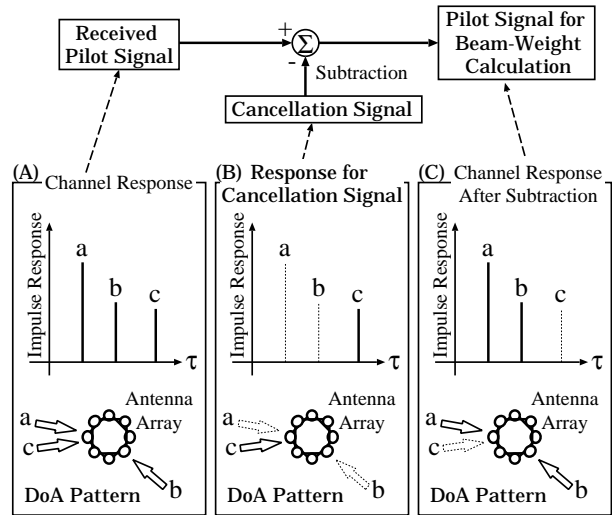


図 2 アダプティブアレーによる複数到来波受信法の原理

### 2.1 アダプティブアレーによる複数到来波受信法

カスケード構成の時空間等化器では、アダプティブアレー出力での SNR 劣化を避けるために伝搬路状況に応じて異なる遅延時間を持つ複数の到来波を捕捉する必要がある。アダプティブアレーによる複数到来波受信法として、MMSE 基準ウェイト計算における参照信号を制御する方法、すなわち、捕捉したい複数の信号を合成したものを参照信号とする方法が考えられるが、参照信号を作成する際に合成する信号間の位相差の設定に問題がある。そこで本報告では、参照信号ではなく受信パイロット信号を制御することで複数到来波受信を実現する方法を提案する。

図 2 に受信パイロット信号を利用したアダプティブアレーによる複数到来波受信法の原理を示す。同図 (A) は伝搬路のインパルス応答と信号の到来パターンを示しており、インパルス応答のパス a, b, c がそれぞれ到来パターンの到来波 a, b, c に対応している。このような伝搬路を通して受信されたパイロット信号を用いて、最大電力のパス a に同期を取りウェイトを計算すると、パス a に到来角 (DoA) が近接している遅延波 c に対してヌルを向けるため、サイドロー

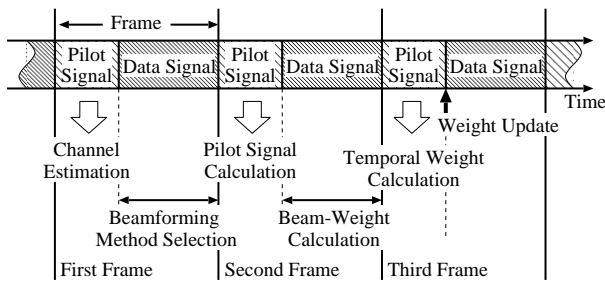


図3 フレームフォーマットとウェイト計算の手順

ブレベルが上昇しアダプティブアレー出力のSNRが劣化してしまう。提案方式では遅延時間の異なる到来波aとcの両方を捕捉するために、まずパスcの成分のみを持つ応答(図2(B))と既知のパイロット信号を用いてキャンセル用信号を生成する。次にこの信号を受信パイロット信号から差し引くことで、図2(C)で示される伝搬路を通して受信されたパイロット信号と等価な信号が得られる。各センサーにおいてこのような処理の施された受信パイロット信号を用いて、パスaに同期を取りMMSE基準によりウェイトを計算すると、サイドロープレベルを抑えたままでパスa及びcに対してビームを形成可能である。

## 2.2 ウェイト計算の手順

図3に、提案方式におけるフレームフォーマットとウェイト計算の手順を示す。各フレームは $L$ シンボル長のPN(Pseudo Noise)系列からなるパイロット信号とデータ信号から構成される。本報告ではパイロット信号、データ信号ともにQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)信号を仮定しており、パイロット信号の同相チャネル(I-ch)と直交チャネル(Q-ch)には異なる系列を用いる。アダプティブアレーとDFEのウェイトは3フレーム分の受信パイロット信号を用いて以下のように計算される:

-第1フレーム: 既知のパイロット信号と受信信号の相関を計算し、各センサーでの伝搬路の複素瞬時インパルス応答を推定する。これをもとにアダプティブアレーによって捕捉するパスが選択される。選択法の詳細は2.3で述べる。また、伝搬路の推定インパルス応答はフレームタイミングの同期にも用いられる。

-第2フレーム: 捕捉するパスが最大電力パスのみの場合は受信パイロット信号を、複数のパスを捕捉する場合は受信パイロット信号から最大電力パス以外の捕捉するパスの成分をキャンセルした信号を用いて、RLSアルゴリズムによりアダプティブアレーのウェイトを計算する。参照信号は既知のパイロ

ット信号を用いる。

-第3フレーム: 受信パイロット信号と第2フレームで計算されたアダプティブアレーのウェイトを用いて、RLSアルゴリズムによりDFEのウェイトを計算する。参照信号は既知のパイロット信号を用いる。

第2および第3フレームで計算されたアダプティブアレーとDFEのウェイトは、第3フレームのデータ信号の復調に用いられる。

## 2.3 捕捉パス選択アルゴリズム

提案方式では、伝搬路の推定インパルス応答に基づいてアダプティブアレーにより捕捉するパスが選択される。以下に、伝搬路状況の分類とそのときの捕捉パスの選択について述べる。

各パスの角度広がり小さいとき: 各センサーでの推定インパルス応答間の位相差から各遅延時間毎のパスの到来角を推定できる。到来パターンによりさらに以下の2通りの状況に分けられる。

-最大電力パスに近接するパスがないとき: サイドロープレベルを上昇させることなく最大電力パスのみを分離することが出来るため、最大電力パスのみを捕捉パスとして選択する。

-最大電力パスに近接するパスがあるとき: 最大電力パスとそれに近接するパスを捕捉パスとして選択する。

各パスの角度広がり大きいとき: 推定インパルス応答からは到来角を推定できないが、同じ遅延時間を持った信号が複数の方向から到来すると考えることができ、アダプティブアレーはダイバーシチシステムとして動作する[8]。このときアダプティブアレーは不要波をヌルによってではなく相殺するように合成することで除去し、サイドロープレベルの上昇は起こらないため、最大電力パスのみを捕捉パスとして選択する。

伝搬路状況に応じた捕捉パスの選択を実現するためのアルゴリズムを図4に示す。提案時空間等化器はまず、伝搬路の推定インパルス応答から最大電力パスの遅延時間 $k_{max}$ を決定し、次式で示される(各パスでの振幅の平均が1に)正規化された推定インパルス応答の瞬時振幅の分散 $P_{vari}(k)$ を計算する。

$$P_{vari}(k) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \frac{\{|f_m(k)| - \overline{|f(k)|}\}^2}{\overline{|f(k)|}^2}, \quad (1)$$

$$\overline{|f(k)|} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |f_m(k)| \quad (2)$$

但し、 $f_m(k)$ は $m$ 番目のセンサーで推定された伝搬路の複素瞬時インパルス応答を表す。パスの角度広

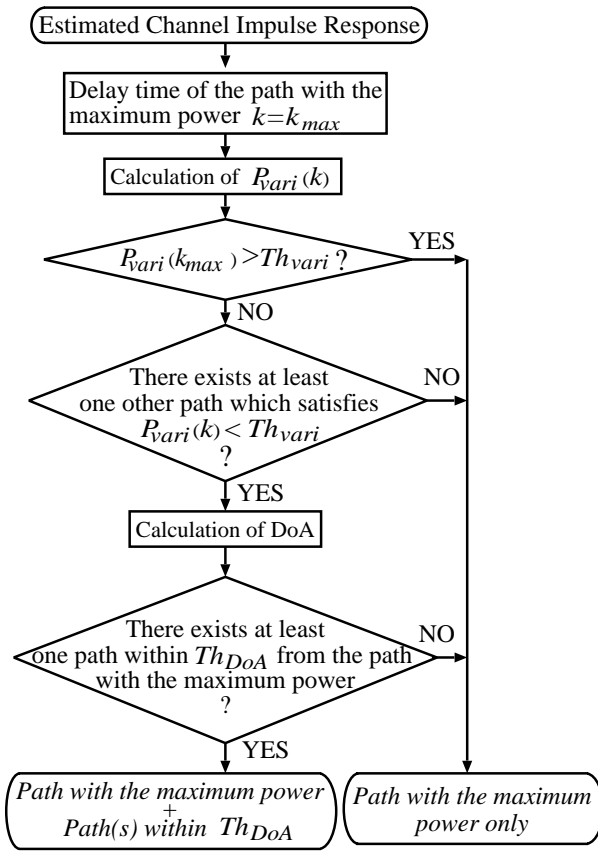


図 4 捕捉パス選択アルゴリズム

が大きい場合，異なるセンサー間での受信信号振幅の相関が減少するため， $P_{vari}(k)$  が大きくなると考えられる．よって  $P_{vari}(k)$  を閾値  $Th_{vari}$  と比較することで，各パスの角度広がり的大小を判定することができる．最大電力パスの角度広がりが多い場合，その他のパスの角度広がり的大小にかかわらずアダプティブアレーにより最大電力パスを抽出できるため，最大電力パスのみを捕捉パスとする．最大電力パスの角度広がりが多い場合でも，その他全てのパスの角度広がりが多いければ不要波を相殺するように合成することで抑圧できるので最大電力パスのみを捕捉パスとして選択する．最大電力パスの角度広がりが多いかつその他のパスのうち1つでも角度広がりが多いパスがあれば，それらのパスの到来角を推定インパルス応答の位相差から計算する．このとき最大電力パスの到来角から閾値  $Th_{DoA}$  以内にその他のパスがあれば最大電力パスとそのパスを，そうでなければ最大電力のパスのみを捕捉パスとして選択する．

### 3. システム解析

提案方式の特性を評価し，ATDLA の特性と比較するために計算機シミュレーションを行なった．

表 1 システムパラメータ

アンテナアレー	等間隔 8 素子円形アレー
シンボルレート	100 [Msymbols/sec]
搬送波周波数	60 GHz
変復調方式	QPSK
波形整形フィルタ	ルートナイキスト (ロールオフ率 = 0.5)
パイロット信号	M 系列 (8 段)

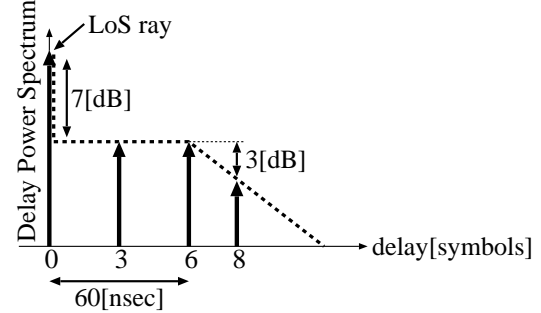


図 5 遅延プロファイル

#### 3.1 パラメータ

表 1 に，本計算機シミュレーションに用いたシステムパラメータを示す．提案時空間等化器を屋内無線 LAN に適用することを仮定し，搬送波周波数は 60 GHz，シンボルレートは 100 [Msymbols/sec] とした．提案方式，ATDLA とともにアンテナアレーはセンサー間隔が搬送波の半波長である等間隔 8 素子円形アレーとし，送受信機にはロールオフ率 0.5 のルートナイキストフィルタを用いた．提案方式の DFE の総タップ数は 17 (フィードフォワード: 9 タップ，フィードバック: 8 タップ) であり，ATDLA は総タップ数 24 (フィルタ長 3 タップ) のものと 72 (フィルタ長 9 タップ) のものの 2 種類とした．提案方式の RLS 繰り返し回数はアダプティブアレーのウェイト計算，DFE のウェイト計算ともに 200 回とし，計算量を揃えるために総タップ数 24 及び 72 の ATDLA の RLS 繰り返し回数はそれぞれ 200 回と 30 回とした．また，いずれのシステムにおいてもパイロット信号の PN 系列として 8 段の M (Maximum Length Shift Register) 系列 (周期 255 シンボル長) を用い，パイロット信号も含めた 1 フレームの長さは 4080 シンボル長とした．また，提案方式の捕捉パスの選択アルゴリズムにおける，角度広がり判定のための閾値  $Th_{vari}$  と到来角の閾値  $Th_{DoA}$  は，それぞれ 0.08, 25.0 [deg] とした．

#### 3.2 時空間伝搬路モデル

図 5 に伝搬路モデルの遅延プロファイルを示す．図 5 で，破線は文献 [9] で提案されている遅延プロファイル，実線は本計算機シミュレーションで用いた遅

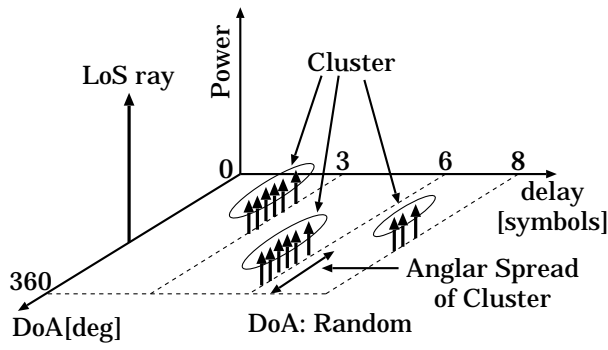


図 6 時空間伝搬路モデル A, B

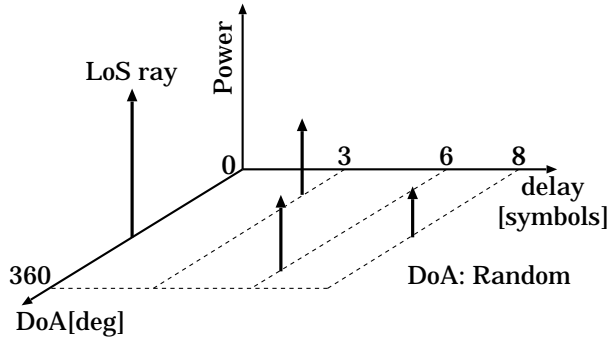


図 7 時空間伝搬路モデル C

遅延プロファイルをそれぞれ示している。この遅延プロファイルに空間軸の情報を付加することで、図 6 に示す時空間伝搬路モデルを作成した。ここで、遅延波は空間的なクラスター [10] を構成して到来する。なお、図 5,6 は見通し内 (LoS) 通信の伝搬路モデル (モデル A) であり、見通し外通信のモデル (モデル B) では LoS のパスが除去される。LoS のパスおよびクラスター (の中心) の到来角は  $[0, 360]$  [deg] の一様分布に従いランダムに決定される。また、それぞれのクラスターの到来角分布はクラスターの到来角を中心に  $[-45, 45]$  [deg] の一様分布とした。このとき、到来角分布の標準偏差は 26 [deg] である。また、図 7 は図 5 の遅延プロファイルから作成した、各到来波の角度広がり  $0$  [deg] であるような伝搬路モデル (モデル C) であり、到来波の角度広がり  $0$  である環境での特性を評価するためのモデルである。いずれの伝搬路モデルにおいても、最大ドップラー周波数は 150 Hz とした。

### 3.3 シミュレーション結果

図 8-10 に、それぞれ時空間伝搬路モデル A, B 及び C における提案方式の BER 特性を示す。比較のため、総タップ数が 72 と 24 の ATDLA の特性および提案方式と同じカスケード構成で捕捉パス選択アルゴリズムを用いない (常に最大電力のパスを捕捉する) 場合の特性も同図に示す。またモデル C では、

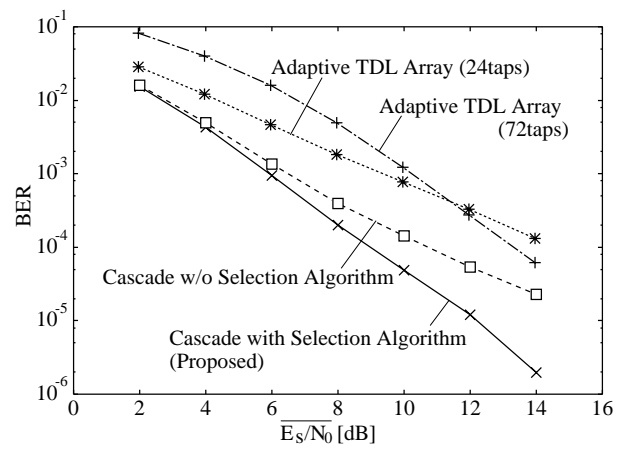


図 8 BER 特性 (モデル A)

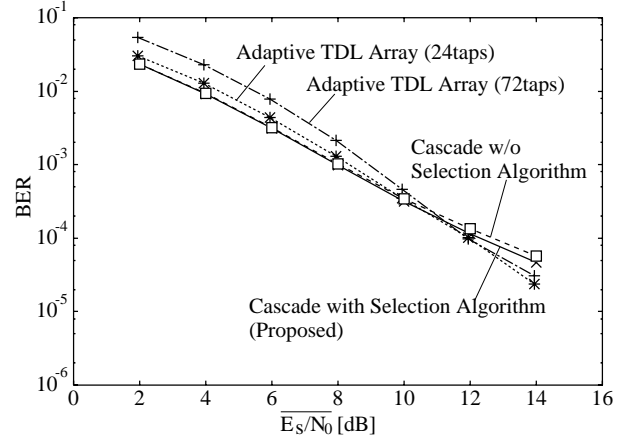


図 9 BER 特性 (モデル B)

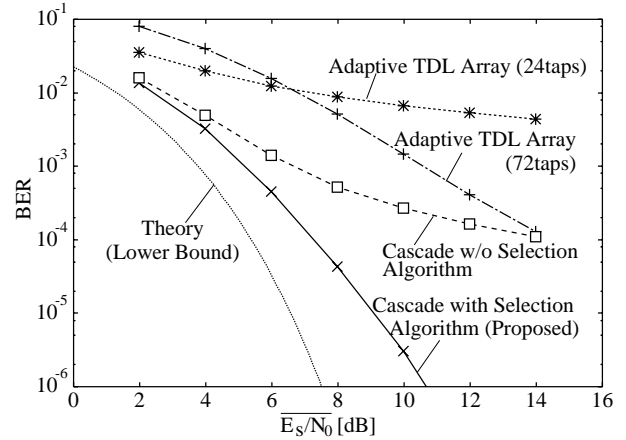


図 10 BER 特性 (モデル C)

常に LoS のパスが最大電力のパスとなり、かつ提案方式の時間処理部 (DFE) は遅延波の電力を利用できないため、理論 BER の下界は

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{8 \cdot (E_s/N_0)/2} \right) \quad (3)$$

で与えられる [11]。アダプティブアレーは各センサーでの受信信号をコヒーレントに合成するため、 $E_s/N_0$  はアンテナの本数倍、すなわち 8 倍されている。た

だし、LoS のパスの電力は受信総信号電力の半分であることから、図 10 に示される理論 BER の下界のカーブは右に 3 dB シフトしてある。

モデル A では提案方式が最も優れた特性を示している。モデル A は LoS のパス以外のパスが角度広がりを持って到来するような伝搬路であるが、提案方式の特性とカスケード構成で選択アルゴリズムを用いないシステムの特性に大きな違いがある。これは、本計算機シミュレーションでは各クラスターの到来角と角度広がりランダムに決定されるため、遅延波の角度広がり小さくかつ LoS の到来角に近接するような状況が存在し、このような状況で捕捉パス選択アルゴリズムが有効に動作しているからであると考えられる。また、 $\overline{E_s}/N_0$  が小さいところで 72 タップの ATDLA の特性が 24 タップのものに劣っているのは、RLS 繰り返し回数が少なく 72 タップの ATDLA のウェイトが十分収束していないからである。

モデル B では 4 つのシステムともにほぼ同じ特性になっている。しかしながら、BER 特性の傾きは 72 タップおよび 24 タップの ATDLA とともに提案方式よりも大きい。これは提案方式の時間処理部すなわち DFE が本質的に選択ダイバーシチとなるのに対し、合成ダイバーシチの可能な ATDLA の方がダイバーシチ利得が大きいからである。また、提案方式と捕捉パス選択アルゴリズムを用いないシステムの特性がほぼ同じである理由は、モデル B のように全てのパスがある角度広がりを持って到来する場合、アダプティブアレーによってサイドローブレベルを上昇させることなしに希望波は強め合うように非希望波は打ち消すように合成することが可能であるからである。

モデル C では 24 タップの ATDLA の特性が大きく劣化している。これは 24 タップの ATDLA のフィルタ長が短いためであり、このような到来波の角度広がり 0 [deg] であるような環境では、時間処理部と空間処理部の両方を持った時空間等化器であっても、その時間処理部には到来波の最大遅延時間分のフィルタ長が必要であることが分かる。モデル C は到来角がランダムに決定され、かつ非希望波はヌルを形成することによってのみ除去可能な、アダプティブアレーに非常に厳しい環境であるにも関わらず、提案方式は良好な特性を示している。理論 BER の下界からの劣化は、遅延波に対するヌルの形成によるアダプティブアレーの自由度の減少やドップラーシフトなどが原因であると考えられる。

## 4. ま と め

本報告では、アダプティブアレーと DFE のカスケード接続による構成で MMSE 基準によりウェイトを計算する時空間等化法の検討を行なった。ウェイトが誤差特性曲面の局所的最小に落ち込むのを避けるために、アダプティブアレーと DFE のウェイトを個別に 2 段階で計算し、かつ伝搬路の推定インパルス応答から伝搬路状況を判断し、それに基づいてアダプティブアレーで捕捉するパスを選択する時空間等化法を提案した。さらに、時空間伝搬路モデルにおける提案方式の特性を計算機シミュレーションにより評価し、ATDLA の特性と比較した。その結果、提案方式は少ないウェイト数で、様々な伝搬路において良好な特性を示すことが分かった。

## 文 献

- [1] R. Kohno, "Spatial and Temporal Communication Theory Using Adaptive Antenna Array," *IEEE Personal Communications*, pp. 28-35, Feb. 1998.
- [2] 府川, "高速デジタル移動通信における時空等化方式の検討," 信学ソサイエティ大会, B-5-52, Sep. 1997.
- [3] K. Hayashi and S. Hara, "A New Spatio-Temporal Equalization Method without DoA Information," in *proc. PIMRC'99*, pp. 780-784, Sept. 1999.
- [4] K. Hayashi and S. Hara, "A New Spatio-Temporal Equalization Method Using Estimated Channel Impulse Response," in *proc. VTC2000*, vol. 3, pp. 2477-2481, May 2000.
- [5] K. Hayashi and S. Hara, "A New Spatio-Temporal Equalization Method Based on Estimated Channel Impulse Response," accepted for publication in *IEEE Trans. Veh. Technol.*.
- [6] 林, 原, "60GHz 帯無線 LAN システムにおける時空間等化法の検討," 信学技報, RCS2000-253, Mar. 2001.
- [7] 吉井, 河野, "アダプティブアレーアンテナによる適応形時空間最適受信機," 信学論, vol. J82-A, no. 6, pp. 885-892, June. 1999.
- [8] 笹岡 秀一, "ウェーブサミット講座 移動通信," オーム社, 1998.
- [9] P. F. M. Smulders, *Broadband Wireless LANs: A Feasibility Study*, Ph.D. Thesis, Eindhoven University of Technology, Eindhoven, The Netherlands, 1995.
- [10] Q. H. Spencer, B. D. Jeffs, M. A. Jensen, and A. L. Swindlehurst, "Modeling the Statistical Time and Angle of Arrival Characteristics of an Indoor Multipath Channel," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 3, pp. 347-360, Mar. 2000.
- [11] J. G. Proakis, *Digital Communications*, Third Edition, McGraw-Hill, 1995.