

# アダプティブアレーと判定帰還型等化器のカスケード接続による時空間等化法

林 和則<sup>†</sup> 原 晋介<sup>†</sup>

A Spatio-Temporal Equalization Method with Cascade Configuration of an Adaptive Antenna Array and a Decision Feedback Equalizer

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

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 (ISI) を補償するための技術である。本論文では、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。本論文は、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

## 1. ま え が き

無線 LAN においてマルチメディア伝送を実現するための研究が、現在活発に行なわれている。ミリ波帯はその広帯域伝送の可能性と壁面での減衰の大きさから、室内無線 LAN において高速伝送を実現するための有力な候補として注目されている。なかでも 60 GHz 帯は、大気中の酸素分子の吸収による 15 dB/km の減衰があるため特に注目されており、60 GHz 帯を利用することで大幅な特性の改善が得られることが報告されている [1]。しかし、60 GHz 帯においても、信号の帯域が数十 MHz を超えると伝搬路が周波数選択性となるため [2]、現在期待されている無線 LAN での 150 Mbps 程度の超高速伝送を実現するためには、何らかのマルチパス対策が必要となる。この対策として、従来からの適応等化器とアダプティブアレーを組み合わせることで、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器、すなわち時空間等化器が検討されている。

一般にアダプティブアレーを採用したシステムの特性は到来角パターンに大きく依存する。しかしながら、無線 LAN のような環境では、ユーザが任意に基地局及び端末を設置するような状況が想定されるため、様々な到来角パターンの伝搬路において良好な特性が得られる時空間等化法が必要不可欠である。

時空間等化器の構成として、アダプティブ TDL (Tapped Delay Line) アレー [3] のようにアレーアンテナの各素子に遅延線を持つ構成と、アダプティブアレーと適応等化器をカスケード接続する構成がある。アダプティブ TDL アレーの構成では最適受信機が構成できるが [4]、決定すべきウェイトの数が非常に多いため無線 LAN のような高速通信が求められる環境では実時間の信号処理が困難になる。一方、カスケード接続による構成では少ないウェイト数で時空間等化器が実現できるが、入力信号が出力されるまでに 2 度ウェイトが乗算される (アダプティブアレーと適応等化器のウェイト) ため、最小 2 乗誤差 (MMSE)

<sup>†</sup> 大阪大学大学院工学研究科, 吹田市  
Graduate School of Engineering, Osaka University, Yamadaoka 2-1, Suita-shi, Osaka, 565-0871 Japan

基準のアルゴリズムなどによりアダプティブアレーと適応等化器のウェイトを一括して決定することが出来ないという問題がある。しかし、この問題はそれぞれのウェイトを分離して制御することにより回避することができる[9]。さらに分離処理は計算量削減につながり、また容易にパイプライン処理を適用出来ることから、カスケード構成と分離処理の組み合わせは高速無線通信システムに非常に適している。カスケード構成の時空間等化器にはその適応等化器として最尤系列推定 (MLSE) 器を用いるもの[5]-[8]や判定帰還型等化器 (DFE) を用いるもの[9]-[16]が検討されている。MLSE を採用した時空間等化器は時間処理部において遅延波の電力も利用できるため DFE を用いる時空間等化器よりも優れた特性が期待できるが、本論文で対象とする 100 Mbps を超えるような高速無線通信では、より要求計算量の少ない[17]DFE が時間処理部に適していると考えられる。時間処理部に DFE を採用したシステムでは、アダプティブアレーと DFE にそれぞれ異なる役割を持たせる手法が提案されている[16]。この手法では、同一チャネル干渉 (CCI) のみをアダプティブアレーで除去するため必要なアンテナ素子数を減らすことが出来るが、アダプティブアレーにより ISI を等化可能である場合にも全ての ISI を DFE で等化するため、アダプティブアレーで捕捉するパスを到来角パターンに対してより柔軟に選択することでさらなる特性の改善が期待できる。

本論文では "様々な到来角パターンの伝搬路において良好な特性が得られる、超高速無線通信システムのための時空間等化法" として、アダプティブアレーと DFE のカスケード接続による構成 (図 1) で、MMSE 基準によりウェイトを決定する手法について検討する。上で述べたように、カスケード構成の時空間等化器では出力信号がウェイトの 2 次の関数となるため、MMSE 基準ウェイト計算によりアダプティブアレーと DFE のウェイトを一括して決定しようとしたときのコスト関数はウェイトの 4 次の関数となり、その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。そこで本論文では、ウェイトが局所的な最小点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、様々な到来角パターンの伝搬路で良好な特性を得るために各センサーにおける伝搬路の推定複素瞬時インパルス応答からアダプティブアレーによって捕捉するパスを適応的に選択する時空間等化法を提案

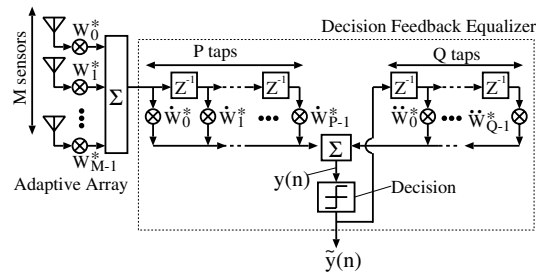


図 1 カスケード構成の時空間等化器

Fig.1 Cascade configuration.

する。ランダムに到来角パターンが決定される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、提案方式の特性を、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。

以下ではまず、カスケード構成の時空間等化器の誤差特性曲面からその問題点と対策について検討し、アダプティブアレーによる複数到来波受信法、提案方式のウェイト計算法、および捕捉パス選択アルゴリズムについて述べる。次に計算機シミュレーション結果を示し、最後に考察結果を加える。

## 2. カスケード構成による時空間等化器の誤差特性曲面

図 1 の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器の誤差特性曲面について考える。 $m$  番目のセンサーへの入力信号を時刻  $nT$  ( $T$ :シンボル長) でサンプリングした信号を  $x_m(n)$ ,  $m = 0, \dots, M-1$  とすると、出力信号  $y(n)$  は

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{p=0}^{P-1} w_m^* \dot{w}_p^* x_m(n-p) + \sum_{q=0}^{Q-1} \ddot{w}_q^* \tilde{y}(n-q-1), \quad (1)$$

と書ける。ただし、 $*$ ,  $M$ ,  $P$ ,  $Q$ ,  $w_m$ ,  $\dot{w}_p$ ,  $\ddot{w}_q$ ,  $\tilde{y}(n)$  はそれぞれ、複素共役、アンテナアレーのセンサー数、DFE のフィードフォワードフィルタ長、フィードバックフィルタ長、アダプティブアレーのウェイト、フィードフォワードフィルタのウェイト、フィードバックフィルタのウェイト、時刻  $n$  における判定後の信号を示す。希望信号を  $d(n)$  とすると MMSE 基準におけるコスト関数  $J$  は以下ようになる:

$$\begin{aligned}
J &= E[|d(n) - y(n)|^2] \\
&= E[|d(n)|^2] \\
&\quad - \sum_{q=0}^{Q-1} \{ \dot{w}_q^* E[\tilde{y}(n-q-1)d^*(n)] \\
&\quad \quad + \dot{w}_q E[\tilde{y}^*(n-q-1)d(n)] \} \\
&\quad - \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{p=0}^{P-1} \{ \dot{w}_m^* \dot{w}_p^* E[x_m(n-p)d^*(n)] \\
&\quad \quad + \dot{w}_m \dot{w}_p E[x_m^*(n-p)d(n)] \} \\
&\quad + \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{k=0}^{Q-1} \ddot{w}_q^* \ddot{w}_k E[\tilde{y}(n-q-1)\tilde{y}^*(n-k-1)] \\
&\quad + \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \{ \dot{w}_m^* \dot{w}_p^* \ddot{w}_q E[x_m(n-p)\tilde{y}^*(n-q-1)] \\
&\quad \quad + \dot{w}_m \dot{w}_p \ddot{w}_q E[x_m^*(n-p)\tilde{y}(n-q-1)] \} \\
&\quad + \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{P-1} \{ \dot{w}_m^* \dot{w}_p^* \dot{w}_k \dot{w}_i \\
&\quad \quad \times E[x_m(n-p)x_k^*(n-i)] \}. \quad (2)
\end{aligned}$$

式 (2) はカスケード構成の時空間等化器のコスト関数  $J$  がウェイトの 4 次関数であり、唯一つの極小値を持つ楕円放物面とは異なり、大域的な最小点以外に一つ局所的な最小点が存在する可能性があることを示している。このため、ウェイト計算に任意の初期値を用いる MMSE 基準の適応アルゴリズムを用いると、ウェイトが局所的最小にトラップされてしまうおそれがある。この問題を回避するための方策として、ウェイト計算に非線形最適化の手法を採用することが挙げられる。しかしながら、非線形最適化アルゴリズムは一般に収束に必要な繰り返し回数や計算量が大きく、高速無線通信への適用は困難である。

局所的最小の現象は、主波と遅延波が同一の方向から到来するような環境において見られる。図 2 は主波と遅延波がそれぞれ 50 [deg] と 55 [deg] から到来しているときのビームパターンの例である。パターン A は通常のアダプティブアレーの動作をした場合の例であり、遅延波に対してヌルが向けられているが、サイドローブのレベルが非常に高くなっている。熱雑音は空間的にも白色であるため、このサイドローブによりアダプティブアレー出力の SNR (Signal to Noise Ratio) が劣化し、後段の DFE による等化によっても

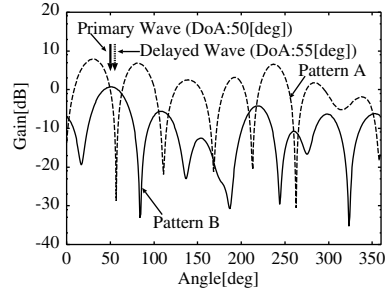


図 2 ビームパターンの例

Fig. 2 Example of antenna beam pattern.

特性を改善できない。一方、パターン B は、主波と遅延波の両方を捕捉するようなビームパターンであり、アレー出力には遅延波の成分が含まれるが、これは後段の DFE で等化可能である。ここでパターン A は局所的な最小であり、パターン B は大域的な最小であると考えられる。

この例は、"アダプティブアレーと DFE のウェイトを順に 2 段階で計算し、かつ伝搬路状況に応じてアダプティブアレーで捕捉するパスを選択することで、全体のウェイトを大域的な最小に導くことが可能である"ことを示唆している。この議論に基いた時空間等化法を次章で提案する。

### 3. 提案時空間等化法

ここでは、図 1 に示される構成の時空間等化器のウェイト計算法について述べる。

#### 3.1 アダプティブアレーによる複数到来波受信法

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。ただし、提案方式の構成 (図 1) では計算量削減を重視して DFE を採用しており適応等化器でパスを合成できないため、複数到来波受信の目的は受信総電力の向上ではないことに注意されたい。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がある [16]。この手法ではパイロット信号をトランスバースフィルタに通した出力を参照信号にして、アダプティブアレーのウェイトとトランスバースフィルタのタップを同時に収束させることにより任意の遅延波を捕捉出来る。しかし、決定すべきウェイト数が増加するため高速無線通信システムでは計算量が問題となる。そこで本論文では、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

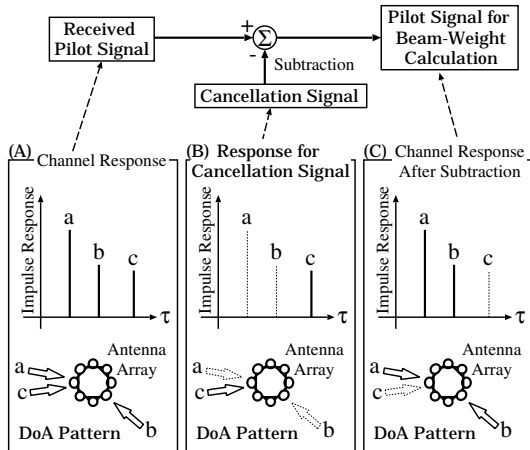


図 3 アダプティブアレイによる複数到来波受信法の原理  
Fig. 3 Selective reception with adaptive array.

到来波受信を実現する方法を提案する。

図 3 に受信パイロット信号を利用したアダプティブアレイ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、サイドローレベルが上昇しアダプティブアレイ出力の 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 3(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 3(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。

### 3.2 ウェイト計算の手順

図 4 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。本論文ではパイロット信号、データ信号ともに QPSK (Quadrature Phase

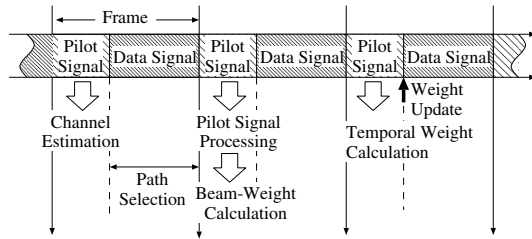


図 4 フレームフォーマットとウェイト計算の手順  
Fig. 4 Frame format and weight calculation.

Shift Keying) 信号を仮定しており、パイロット信号の同相チャンネル (I-ch) と直交チャンネル (Q-ch) には異なる系列を用いる。アダプティブアレイと 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イによって捕捉するパスが選択される。選択法の詳細は 3.3 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 (Recursive Least Square) アルゴリズム [18] によりアダプティブアレイ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イ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イと 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。

### 3.3 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イ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。パスの到来角を  $\theta$ 、センサー間隔を  $d$ 、搬送波の波長を  $\lambda$ 、受信信号のセン

サ一間で位相差を  $\phi$  とすると,  $\theta$  と  $\phi$  の間には

$$\phi = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta \quad (3)$$

の関係がある [19]. ここで,  $\phi$  は行路差による搬送波の位相のずれであるが, これはそのまま伝搬路の推定インパルス応答に反映されるため, 推定インパルス応答の位相差を  $\phi$  として到来角  $\theta$  は

$$\theta = \sin^{-1} \left( \frac{\phi \lambda}{2\pi d} \right) \quad (4)$$

により求められる. 角度広がり小さいときは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 [20]. 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 5 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.

$$P_{vari}(k) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \frac{\{|f_m(k)| - \overline{|f(k)|}\}^2}{|\overline{|f(k)|}|^2}, \quad (5)$$

$$|\overline{|f(k)|}| = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |f_m(k)| \quad (6)$$

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. パスの角度広がり大きい場合, 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

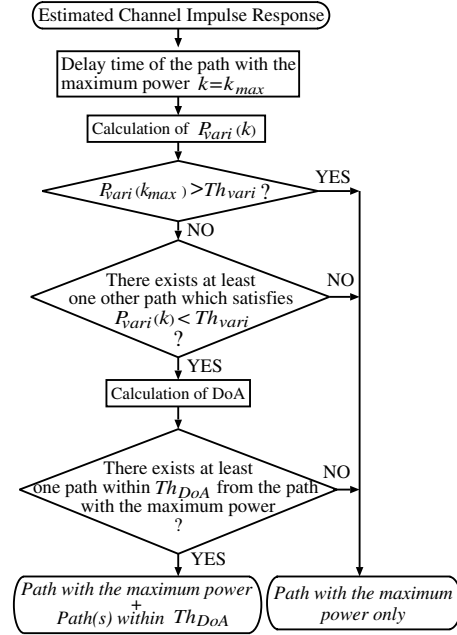


図 5 捕捉パス選択アルゴリズム  
Fig. 5 Path selection algorithm.

る. 最大電力パスの角度広がり大きい場合, 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小さい場合でも, その他全てのパスの角度広がり大き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小さくかつその他のパスのうち 1 つでも角度広がり小さいパスがあれば, 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.

#### 4. 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.

##### 4.1 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.

表 1 システムパラメータ  
Table 1 System Parameters.

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)

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. 通常 DFE のフィードフォワードフィルタにはタイミングジッタを考慮して分数間隔のタップが用いられるが, 本計算機シミュレーションの目的は提案方式の基本的な動作原理を評価することであるため, 提案方式の時間処理部には簡単のためシンボル間隔 DEF を採用した. またフィードフォワードフィルタおよびフィードバックフィルタのタップ数は, 等化すべき最大遅延時間を 8 シンボル遅延と仮定して, それぞれ 9 タップ, 8 タップ (総タップ数: 17) とした. ここで, 提案方式では伝搬路が非最小位相特性であってもアレー出力で見た伝搬路はほとんどの場合最小位相特性になっていることが期待できるため, 通常の DFE では不十分であると考えられるタップ数のフィードフォワードフィルタを採用している. 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 20 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 Resister) 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.

#### 4.2 時空間伝搬路モデル

図 6 に伝搬路モデルの遅延プロファイルを示す. 図 6 で, 破線は 60 GHz 帯における屋内伝搬路測定実験の文献 [21] で提案されている遅延プロファイルを, 実線は本計算機シミュレーションで用いた遅延プロファイルをそれぞれ示している. ここで, 計算機シミュレーション時間上の制限から, 文献 [21] のモデルを反映できる最低限のパス数として 4 パスモデルを仮定した.

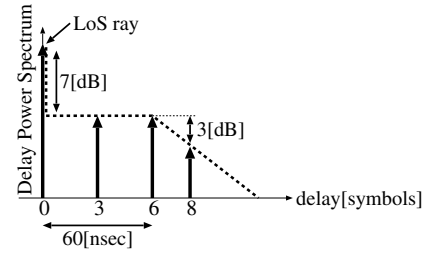


図 6 遅延プロファイル  
Fig. 6 Delay power spectrum.

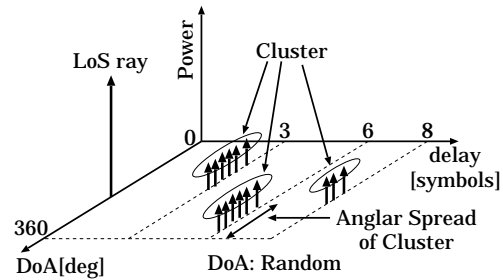


図 7 時空間伝搬路モデル A, B  
Fig. 7 Space-time channel model A and B.

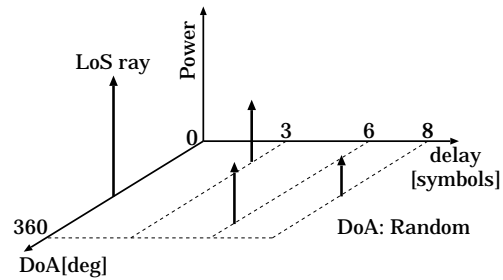


図 8 時空間伝搬路モデル C  
Fig. 8 Space-time channel model C.

パス数が増加しても提案方式の動作原理には影響しないため, 本計算機シミュレーションにおいて 4 パスモデルは一般性を持つと考えられる. 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 7 に示す時空間伝搬路モデルを作成した. 遅延波は文献 [22] で観測された空間的なクラスターを構成して到来するとし, 3, 6, 8 シンボル遅延の各クラスターはそれぞれ 6, 6, 3 波の等電力の素波から構成されたとした. 計算機シミュレーションでは, それぞれの素波の初期位相及びドップラー周波数 (最大ドップラー周波数: 150 Hz) をランダムに決定し, これらの素波を足し合わせることでフェージングの影響, 及び複素包絡線の時間変動を実現している. なお, 図 6, 7 は見通し内 (LoS) 通信の伝

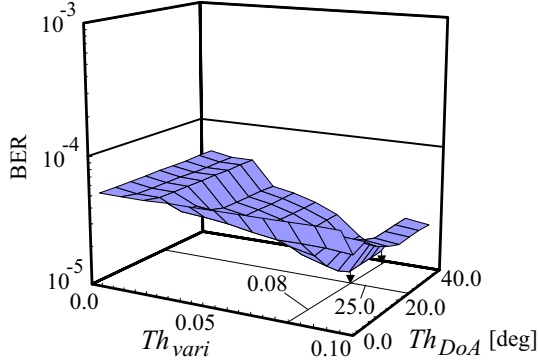


図 9  $Th_{vari}$  と  $Th_{DoA}$  に対する BER (モデル A)  
Fig. 9 BER vs.  $Th_{vari}$  and  $Th_{DoA}$  (model A).

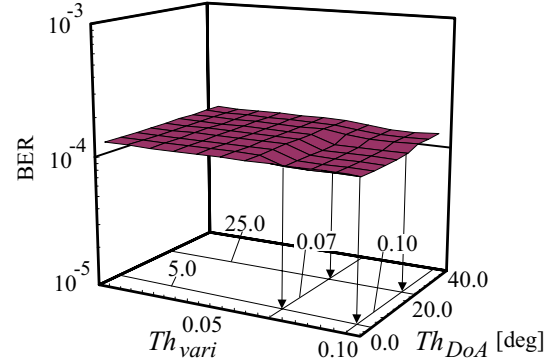


図 10  $Th_{vari}$  と  $Th_{DoA}$  に対する BER (モデル B)  
Fig. 10 BER vs.  $Th_{vari}$  and  $Th_{DoA}$  (model B).

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、様々な到来角パターンの伝搬路における特性を評価するために、 $[0, 360]$  [deg] の一様分布に従いランダムに決定される。また、各クラスターの到来角分布の標準偏差は 7 GHz 帯での測定実験 [22]、及び 60 GHz 帯での測定実験 [23] の結果を参考に 26 [deg] とし、これよりクラスターの到来角分布を  $[-45, 45]$  [deg] の一様分布とした。ただし、ここで仮定した角度広がりが一様性を持たないことが考えられるため、図 8 に示すような各到来波の角度広がりがあるような伝搬路モデル (モデル C) も仮定し、提案システムの角度広がりに対するロバスト性を評価する。

提案システムではウェイトを決定するために 3 フレーム分の受信パイロット信号を必要とするため、上記の分布によりランダムに決定された信号の到来角パターン毎に 3 フレーム送信するものとした。次節において示すビット誤り率 (BER) 特性は全て、20,000 回試行の到来角パターンにおける BER の平均である。

#### 4.3 シミュレーション結果

提案方式では捕捉パスの選択アルゴリズムにおいて、角度広がり判定のための閾値  $Th_{vari}$  と到来角の閾値  $Th_{DoA}$  を設定する必要がある。これらの閾値をパラメータとしたときのモデル A および B における BER 特性をそれぞれ図 9 と 10 に示す。ここでシンボル当たりの平均エネルギー対雑音の電力密度比 ( $E_s/N_0$ ) は 12 dB とした。図 9, 10 よりモデル A では  $Th_{vari} = 0.08$ ,  $Th_{DoA} = 25.0$ – $40.0$  [deg] が、モデル B では  $Th_{vari} = 0.07$ – $0.10$ ,  $Th_{DoA} = 5.0$ – $25.0$  [deg] が最適な閾値の値であることがわかる。以上よ

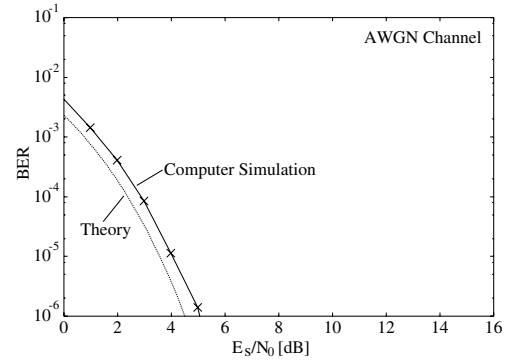


図 11 静特性  
Fig. 11 BER performance in AWGN channel.

り、 $Th_{vari}=0.08$ ,  $Th_{DoA}=25.0$  [deg] とし、以下の解析ではこれらの値を用いる。

図 11 に加法的ガウス雑音 (AWGN) 伝搬路における提案方式の理論および計算機シミュレーションによる BER 特性を示す。ただし、理論静特性は

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{8 \cdot (E_s/N_0)/2} \right) \quad (7)$$

で与えられる [18]。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。計算機シミュレーション結果は理論値から約 0.5 dB の劣化が見られるが、これはウェイト計算時の誤差によるものと考えられる。

図 12–14 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

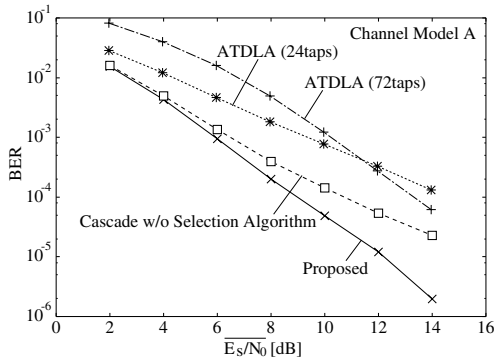


図 12 BER 特性 (モデル A)

Fig. 12 BER performance in channel model A.

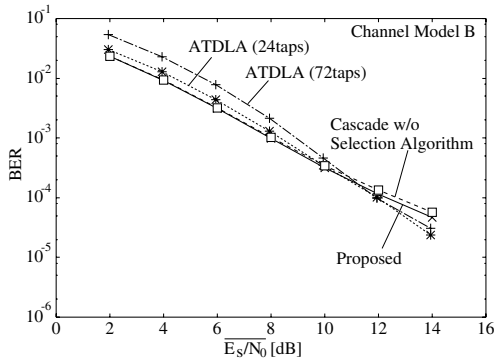


図 13 BER 特性 (モデル B)

Fig. 13 BER performance in channel model B.

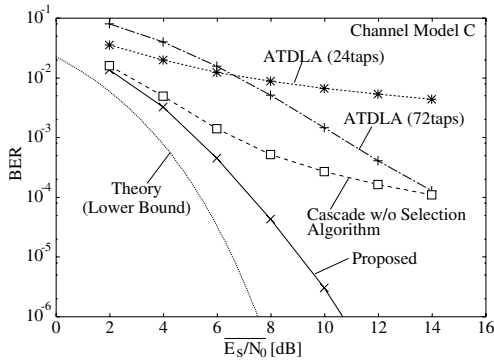


図 14 BER 特性 (モデル C)

Fig. 14 BER performance in channel model C.

の特性も同図に示す。またモデル C では、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、式 (7) により理論 BER の下界を示すことができる。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 14 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、 $E_s/N_0$  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ためである。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く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。また、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システムの特性にフローが見られる。これは、2. で述べたサイドローブレベルの上昇による SN 比の劣化がその原因であると考えられる。モデル C は到来角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かかわらず、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シフトなどが原因であると考えられる．

#### 4.4 計 算 量

提案方式ではパイロット信号受信時に”伝搬路推定”，”アダプティブアレーのウェイト計算”，及び”DFEのウェイト計算”を，データ信号受信時には”捕捉パス選択”を行う必要がある．ここで，本論文での計算量削減の目的は超高速無線通信に追従できる時空間等化器実現であり消費電力抑制ではないため，専用のハードウェア（相關器）を用いて他のデジタル信号処理と並列に処理可能な”伝搬路推定”は計算量評価の対象から除外する．また，データ信号受信時の信号処理である”捕捉パス選択”の計算量の最悪値は全てのパスの  $P_{vari}(k)$  計算と全てのパスの到来角計算が必要な場合に与えられるが，これらの信号処理は時間的に余裕のあるデータ信号区間に終了すればよいので提案システムを高速動作させる上でのボトルネックにはならないと考えられる．以上の議論よりパイロット信号受信時に1回のRLSイタレーションに必要な計算量を評価対象とする．計算量の指標としては，現在無線通信システムにおいて広く用いられているDSP (Digital Signal Processor) は高速な積和演算を実現するために同時に乗算，加減算，レジスタ間のデータ伝送が可能である[17]ため，乗算回数を用いる．アンテナ素子数，DFEの総タップ数，最大電力パスと一括して捕捉する最大のパス数をそれぞれ  $M$ ,  $R$ ,  $K$  とすると提案システムの最大の乗算回数  $C_{proposed}$  は

$$C_{proposed} = 7M^2 + 12M + 4MK + 7R^2 + 12R(8)$$

で与えられる．ここで，ウェイト数  $N$  のRLS計算に必要な乗算回数を  $7N^2 + 12N$  [17]としている．一方，ATDLAのアンテナ素子数を  $M$ ，遅延線のタップ数を  $R$  としたときに必要な乗算回数  $C_{ATDLA}$  は

$$C_{ATDLA} = 7(MR)^2 + 12MR(9)$$

となる．計算機シミュレーションに用いたパラメータ（提案システム： $M = 8$ ,  $R = 17$ ,  $K = 4$ ，アダプティブTDLアレー： $M = 8$ ,  $R = 9$ ）を用いたときの乗算回数を表2に示す．提案システムはアダプティブTDLアレーに比べて1/10以下の計算量で実現できることが分かる．

#### 5. む す び

本論文では，アダプティブアレーとDFEのカスケー

表 2 計算量の比較  
Table 2 Computational Cost.

	乗算回数	正規化乗算回数
提案方式	2,899	1
ATDLA	37,152	12.8

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．また，提案方式に必要な計算量を乗算回数により定量的に評価し，ATDLAの計算量と比較した．その結果，提案方式は少ない計算量で，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．

最後に，本論文では干渉としてISIのみを仮定したが，提案方式はCCIが存在する環境においてもわずかな拡張により原理的に動作することを示す．提案システムではCCIはアダプティブアレーによってのみ除去可能であるため，最大電力パスとCCIがいずれも角度広がり小さくかつ同一の到来角を持つ場合には，CCIを抑圧しつつ最大電力パスを捕捉すること出来ない．そこで，まずこのような状況を検出するために，パイロット信号にユーザ共通のものとユーザ固有のもの2種類を用意し，この両方を用いて伝搬路推定を行うことでCCIを含んだ到来角パターンと希望信号だけのパターンを推定する．（ユーザ固有のパイロット信号はウェイトの収束にも用いる．）さらに，これらの到来角パターンから，CCIを除去しつつ捕捉できる希望信号のパスのうち最大電力のパスを決定し，そのタイミングを  $k_{max}$  として本論文で提案した捕捉パス選択アルゴリズムを実行する．このような拡張により提案方式はCCIが存在する環境においても有効であると考えられる．

#### 文 献

- [1] R. Prasad and B. C. van Lieshout, "Cochannel interference probability for micro- and picocellular systems at 60 GHz," *Electronics Letters*, pp. 1909-1910, Oct. 1993.
- [2] S. Guerin, "Indoor Wideband and Narrowband Propagation Measurements around 60.5 GHz in an Empty and Furnished Room," in *proc. VTC'96*, pp. 160-164.

- Apr. 1996
- [3] R. Kohno, "Spatial and Temporal Communication Theory Using Adaptive Antenna Array," *IEEE Personal Communications*, pp. 28-35, Feb. 1998.
- [4] 吉井 勇, 河野隆二, "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.
- [5] Y. Doi, T. Ohgane, and E. Ogawa, "ISI and CCI Canceller Combining the Adaptive Array Antennas and the Viterbi Equalizer in a Digital Mobile Radio," *Proc. VTC*, pp.81-85, Apr. 1996.
- [6] 府川和彦, "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.
- [7] 斉藤佳子, 北川恵一, 二木貞樹, 上杉 充, "時空等化分離処理に関する一検討," 信学技報, RCS99-183, pp.25-30, Jan. 2000.
- [8] 富里 繁, 三木信彦, 松本 正, "移動通信用分離処理型時空等化器の伝送特性," 信学技報, RCS2000-2, pp.7-12, Apr. 2000.
- [9] K. Hayashi and S. Hara, "A New Spatio-Temporal Equalization Method without DoA Information," in *proc. PIMRC'99*, pp. 780-784, Sept. 1999.
- [10] 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.
- [11] K. Hayashi and S. Hara, "A New Spatio-Temporal Equalization Method Based on Estimated Channel Impulse Response," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, pp. 1250-1259, Sept. 2001.
- [12] 林 和則, 原 晋介, "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, pp.55-62, Mar. 2001.
- [13] K. Hayashi and S. Hara, "A Spatio-Temporal Equalization Method for Indoor Wireless LANs with Beam-forming Criterion Slection," in *proc. VTC2001 Fall*, Oct. 2001.
- [14] K. Hayashi and S. Hara, "A Spatio-Temporal Equalization Method for 60 GHz Indoor Wireless Local Area Networks," in *proc. PIMRC2001*, Sept. 2001.
- [15] 林 和則, 原 晋介, "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," 信学技報, RCS2001-138, pp.57-62, Oct. 2001.
- [16] M. L. Leou, C. C. Yeh, H. J. Li, "A Novel Hybrid of Adaptive Array and Equalizer for Mobile Communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, No. 1, pp.1-10, Jan. 2000.
- [17] S. Sampei, *Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications*, Prentice Hall, 1997.
- [18] J. G. Proakis, *Digital Communications*, Third Edition, McGraw-Hill, 1995.
- [19] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Second Edition, Prentice Hall, 1991.
- [20] 笹岡 秀一, "ウェーブサミット講座 移動通信," オーム社, 1998
- [21] P. F. M. Smulders, *Broadband Wireless LANs: A Feasibility Study*, Ph.D. Thesis, Eindhoven University of Technology, Eindhoven, The Netherlands, 1995.
- [22] 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.
- [23] H. Xu, V. Kukshya, T. S. Rappaport, "Spatial and Temporal Characterization of 60 GHz Indoor Channels," in *proc. VTC2000*, vol. 1, pp. 6-13, Sept. 2000.

(平成 x 年 xx 月 xx 日受付)

## 林 和則 (学生員)

平 9 阪大・工・通信卒。平 11 同大大学院博士前期課程了。現在、同大大学院博士後期課程に在籍。無線通信，デジタル信号処理の研究に従事。IEEE 学生員。

## 原 晋介 (正員)

昭 60 阪大・工・通信卒，平 2 同大大学院博士課程了。現在，阪大・工・電子情報エネルギー・助教授。工博。衛星通信，移動通信の研究に従事。IEEE 会員。