

## 抑圧パイロット信号を用いたビームフォーミング法

林 和則<sup>†</sup>      村島 伸幸<sup>†</sup>      原 晋介<sup>†</sup>      三瓶 政一<sup>†</sup>  
森永 規彦<sup>†</sup>

A Beamforming Method Using Suppressed Pilot Signal

Kazunori HAYASHI<sup>†</sup>, Nobuyuki MURASHIMA<sup>†</sup>, Shinsuke HARA<sup>†</sup>, Seiichi SAMPEI<sup>†</sup>,  
and Norihiko MORINAGA<sup>†</sup>

あらまし アダプティブアレーは複数のアンテナに適切な重み付けを行うことによって非希望波を抑圧し、希望波の信号だけを取り出すようにアレーの出力を最適に制御する技術であり、周波数選択性フェージング対策技術として用いた場合についても良好な遅延波抑圧特性が得られる。本論文は、送信側でトラフィックチャネルと同一帯域幅でかつ電力が抑圧されたスペクトル拡散信号をパイロットチャネルとして多重化し、受信側でトラフィックチャネルの処理とは独立にパイロットチャネルを用いてアダプティブアレーのウェイトを計算する抑圧パイロット信号を用いたビームフォーミング法を提案し、その特性を計算機シミュレーションを用いて評価する。提案方式では、負荷の高いウェイト計算部をトラフィックチャネル処理部から切り離し独立に処理を行うため、トラフィックチャネルの処理を高速に行うことができ、またパイロットチャネルを用いてウェイトの計算を行うため、トラフィックチャネルの変調方式には制限がなく、加えて、ウェイト計算部内でパイロットチャネルを逆拡散しこれを用いてウェイトの計算を行うため、低 CN 時にも良好な指向制御が可能となる。

キーワード アダプティブアレーアンテナ, ビームフォーミング, 周波数選択性フェージング, スペクトル拡散信号

### 1. ま え が き

無線 LAN で音声や画像といったマルチメディアを伝送するための研究が現在活発に行われている。無線 LAN で有線の ATM(Asynchronous Transfer Mode) 網に接続するためには、無線伝送路においても 150Mbps 程度の高速な伝送速度が要求される。60GHz を中心としたミリ波帯はその広帯域伝送の可能性から近年注目されている [1]。

ところで、室内での無線伝送では、壁面、床、天井、什器等の反射により送信信号は多数の異なる経路を伝搬し受信されるため、受信信号は時間遅延を持った複数の電波が重畳した信号となり、伝送路の周波数特性は様々ではなくなる。このような伝送路で高速伝送を行うと、周波数選択性フェージングが生じ伝送特性が著しく劣化する。

この対策として適応等化器 [2] やアダプティブア

レー [3] を用いる方式がある。適応等化は時間軸上に分散した信号情報を合成する技術であり、Viterbi 等化器や判定帰還型等化器等の適用により誤り率の改善が得られる。しかし、補償すべき遅延波の遅延時間が増加するといずれの等化器も計算量が増加する等の問題がある。一方、アダプティブアレーを用いたビームフォーミングは複数のアンテナに適切な重み付けを行うことによって非希望波を抑圧しアレーの出力を最適に制御する技術であり、干渉波抑圧の場合だけではなく、選択性フェージング対策技術として用いた場合でも良好な遅延波抑圧特性が得られることが報告されている [4]。さらに、これらの技術では直接波と遅延波の相互相関の減少、すなわち遅延波の遅延時間の増加に伴い遅延波抑圧特性が向上する特徴を有することも明らかとなっている。高速伝送を行うと遅延波のシンボル時間で正規化した遅延時間は長くなるため、これらのことよりアダプティブアレーの方が高速伝送に向いていると考えられる。

しかし、従来までのアダプティブアレー方式では、フレーム化された受信信号毎にアダプティブアレーの

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

ウェイトを更新しながら受信信号を復調したため、フレーム信号の到来周期がアダプティブアレーの信号処理時間よりも短くなると処理不能となった。しかし、ATM セルを処理できるように設計された短いフレーム周期を用いる高速伝送の場合でも、フェージングの変動速度はデータ伝送速度に依存しないため、各フレーム毎にアダプティブアレーのウェイトを更新する必要はなく、フェージングに追従できる程度に更新してやれば十分である。

そこで本論文では、ミリ波帯を用いて高速伝送を行うことを前提として、伝送速度に依存しないアダプティブアレーを実現するため、送信側でトラフィックチャネルと同一帯域幅でかつ電力が抑圧されたスペクトル拡散信号をパイロットチャネルとして多重化し[5]、受信側でトラフィックチャネルの処理とは独立にパイロットチャネルを用いてアダプティブアレーのウェイトを計算する抑圧パイロット信号を用いたビームフォーミング法を提案し、その特性を計算機シミュレーションを用いて評価する[6]。

提案方式では、負荷の高いウェイト計算部をトラフィックチャネル処理部から切り離し独立に処理を行うためトラフィックチャネルの処理を高速に行うことができ、またパイロットチャネルを用いてウェイトの計算を行うためトラフィックチャネルの変調方式には制限がなく、加えて、ウェイト計算部内でパイロットチャネルを逆拡散しこれを用いてウェイトの計算を行うため低 CN 時にも良好な指向制御が可能となる。以下、2. では提案方式を用いた送受信機構成を示し、3. で信号フレーム構成および 4. でビームフォーミング法について述べる。次に、計算機シミュレーション結果を示し、最後に考察を加える。

## 2. 抑圧パイロット信号を用いたビームフォーミング法

本提案法は無線 LAN においてオムニアンテナを持つ基地局とアダプティブアレーアンテナを持つ半固定端末との間で 1 対 N の通信を行う場合の下り回線に適用することを前提とする。図 1 に提案方式の送受信機構成を示す。提案法では、トラフィックチャネルとパイロットチャネルを用意し、パイロットチャネルは複素インパルス応答を測定しアレーの指向性を制御するために用いる。まず送信機ではトラフィックチャネルとしてデータ系列から QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) ベースバンド信号 (100Msymbols/s) を

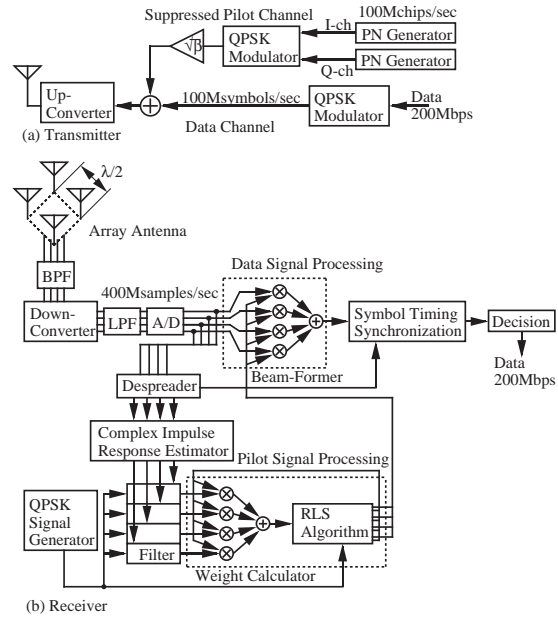


図 1 送受信機構成  
Fig. 1 Transmitter/Receiver Structure

生成し、これに PN 系列発生器で生成した同じ帯域幅でかつ電力が抑圧されたパイロットチャネルを多重化する。本稿では PN(Pseudo Noise) 系列として 8 段の M(Maximum Length Shift Resister) 系列を用いているため、PN 系列の周期は 255 シンボル長となる。また、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。ベースバンドにおける送信信号を  $s_B(t)$ 、トラフィックチャネルの信号を  $s_{Tr}(t)$ 、パイロットチャネルの信号を  $s_{Pi}(t)$  とすると、

$$s_B(t) = s_{Tr}(t) + \sqrt{\beta} \cdot s_{Pi}(t) \quad (1)$$

$$s_{Tr}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k \delta(t - kT_s) \quad (2)$$

$$s_{Pi}(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{M-1} m_k \delta(t - (lM + k)T_s) \quad (3)$$

$$d_k = d_{I_k} + jd_{Q_k} \quad (4)$$

$$m_k = m_{I_k} + jm_{Q_k} \quad (5)$$

と表せる。ここで、 $d_{I_k}$ ,  $d_{Q_k}$  はトラフィックチャネルの  $k$  番目のシンボルの同相および直交成分 ( $=\pm 1$ )、 $T_s$  は 1 シンボル長 ( $=10\text{nsec}$ )、 $\delta(t)$  はディラックのデルタ関数、 $M$  は M 系列の周期 ( $=255$ )、 $m_{I_k}$ ,  $m_{Q_k}$  はパイロットチャネルの  $k$  番目のシンボルの同相および直

交成分 ( $\pm 1$ ) でそれぞれ別の M 系列の  $k$  番目の値である．このようにして生成した信号を LPF (Low Pass Filter) によって帯域制限した後，直交変調し送信する．送信信号  $s_T(t)$  は次式となる．

$$s_T(t) = \text{Re}[z_0(t) \exp(j2\pi f_c t)] \quad (6)$$

$$z_0(t) = s_B(t) * h_B(t) \quad (7)$$

ただし,  $h_B(t)$  は LPF のインパルス応答であり,  $f_c$  は搬送波周波数 (=60GHz),  $z_0(t)$  は帯域制限された送信信号である.

一方、受信機では 4 本のアンテナを正方形の頂点の位置に半波長 ( $\lambda/2$ ) 間隔で配置する。これらのアンテナで受信した受信波をまず BPF(Band Pass Filter)に通して希望帯域を抽出し、直交検波および LPF による帯域制限を行った後、シンボルレートの 4 倍のオーバサンプリング (400Msamples/s) で A/D 変換を行う。ここで、この BPF は隣接チャネル干渉および雑音を抑えるのではなく、希望信号周辺のスペクトルを取り出すために用いており、隣接チャネル干渉や雑音は直交検波器後の LPF で抑圧する。従って、以下の解析において BPF の影響は無視することとする。これ以降は、トラフィックチャネルを処理するトラフィックチャネル処理部とパイロットチャネルからウェイトの計算を行うウェイト計算部に分けて独立に受信信号を処理する。

トラフィックチャネル処理部では，ウェイト計算部で計算されたウェイトを用いて指向制御を行い同期復調の後シンボル判定を行う． $j$ 番目のアンテナ素子に対応する LPF 出力後の受信信号を  $x_j(t)$ ，ウェイトを  $w_j$  とすると指向制御部の出力  $y(t)$  は，

$$y(t) = \sum_{j=1}^{N_{ary}} x_j(t) w_j \quad (8)$$

となる．ただし， $N_{ary}$  はアンテナ素子数 (=4) である．ウェイト計算部では，まず伝送路の複素インパルス応答測定器 (CIRE: Complex Impulse Response Estimator) を用いてパイロットチャネルを逆拡散し，複素瞬時インパルス応答を生成する．さらに，これをタップ係数に持つフィルタに受信機内の QPSK 信号発生器 (QPSK SG: Signal Generator) で発生させた QPSK 信号を通し疑似受信信号を生成する．そしてこの信号を用いてウェイトを計算する．この時，最大電力を持つパスを複素インパルス応答から求め，そのパ

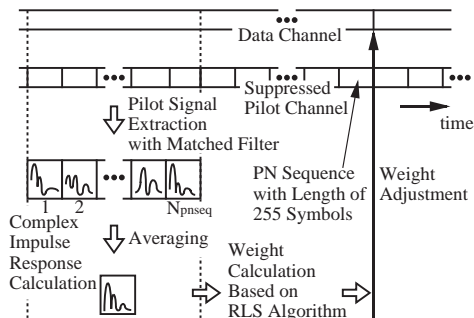


図2 信号フレーム構成  
Fig.2 Signal Frame Structure

スを捕捉するようにウェイト計算アルゴリズムで用いる参照信号を調節しておく。また、このパスの遅延時間はトラフィックチャネルのフレームタイミングおよびシンボルタイミングの同期にも用いる。

### 3. 信号フレーム構成

図 2 に提案方式の信号フレーム構成を示す．本方式ではパイロットチャネルの PN 系列構成の長さ 255 シンボル長の整数倍 ( $N_{pnseq}$  倍) を 1 フレームの長さとする．複素遅延プロファイルはこの 1 フレーム分のパイロットチャネルを用いて生成する．実際には，まず受信信号をパイロットチャネルに対応するマッチドフィルタに通す．これによりまだトラフィックチャネルが十分抑圧されていない複素瞬時インパルス応答が  $N_{pnseq}$  個得られる．次にこれらを同期加算することによってトラフィックチャネルが十分抑圧されたインパルス応答の生成を行う．そしてこれを用いて次のフレームのタイミングでウェイトの計算を行い，そしてさらに次のフレームのタイミングでウェイトを更新しこれを用いてトラフィックチャネルの処理を行う．これらのパイロットチャネルの処理の処理利得  $G_{\pi}$  は，

$$G_p = 255N_{pnseq} \quad (9)$$

となる。パイロットチャネルとトラフィックチャネルの電力比は $\beta$ であるから、複素インパルス応答計算時のパイロットチャネルとトラフィックチャネルの電力比  $G_{total}$  は次式で与えられる。

$$G_{total} = G_p \beta = 255 N_{pnseq} \beta \quad (10)$$

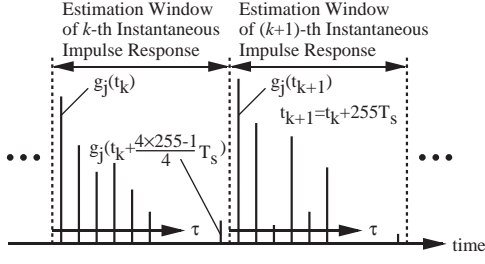


図3 推定瞬時インパルス応答  
Fig. 3 Estimated Instantaneous Impulse Response

#### 4. ビームフォーミング法

ウェイト計算部では、まず CIRE を用いて複素瞬時インパルス応答を生成する．実際には、まず受信信号をパイロットチャネルに対応するマッチドフィルタに通しマッチドフィルタの出力  $g_j(t)$  を得る．ここで添え字  $j$  は  $j$  番目のアンテナ素子に対応していることを意味する．本方式では 255 シンボル長が一つの複素瞬時インパルス応答の遅延時間観測範囲に相等するので、 $k$  番目の複素瞬時インパルス応答推定窓内で先行波が到来する時刻を  $t = t_k$  とすると、マッチドフィルタの出力結果として得られる 1 つの複素瞬時インパルス応答は  $t_k \leq t_k + \tau < t_k + 255T_s$  ( $t_{k+1} = t_k + 255T_s$ ) で得られる (図 3)．また、サンプリング間隔は  $T_s/4$  なので、マッチドフィルタ出力における  $k$  番目の推定複素瞬時インパルス応答は次式で与えられる．

$$\hat{h}_j^k(\tau) = \sum_{i=0}^{4 \times 255 - 1} g_j(t_k + i \frac{T_s}{4}) \delta(\tau - i \frac{T_s}{4}) \quad (0 \leq \tau \leq 255T_s) \quad (11)$$

ここで、 $(\hat{\cdot})$  は  $(\cdot)$  の推定値を表す．この時点における複素瞬時インパルス応答はまだトラフィックチャネルが十分抑圧されていない．一方、フェージング変動は複素瞬時インパルス応答が生成される周期 ( $2.55\mu\text{sec}$  毎) に比べて緩やかな変動であるため、連続する複素瞬時インパルス応答間の相関は非常に高いと考えられる．従って、前節で述べたように  $N_{pnseq}$  個の  $\hat{h}_j^k(\tau)$  を同期加算することができ、同期加算後の複素インパルス応答は次式で与えられる．

$$\hat{h}_j(\tau) = \frac{1}{N_{pnseq}} \sum_{k=1}^{N_{pnseq}} \hat{h}_j^k(\tau) \quad (12)$$

これにより、トラフィックチャネルは十分抑圧され、同期加算後のパイロットチャネル電力対トラフィックチャネル電力比  $G_{total}$  は式 (10) のようになる．

次に、この複素インパルス応答を用いて最大電力を持つパスを探す．つまり、

$$\sigma(\tau) = \sum_{j=1}^{N_{ary}} |\hat{h}_j(\tau)|^2 \quad (0 \leq \tau \leq 255T_s) \quad (13)$$

を計算し  $\sigma(\tau)$  を最大にする  $\tau = \tau_{max}$  を求める．さらに、これらを用いてフィルタのタップ係数  $f_j[k]$  を次式によって求める．

$$f_j[k] = \hat{h}_j(\tau_{max} + kT_s) \quad (14)$$

ただし、 $0 \leq \tau_{max} + kT_s \leq 255T_s$  を満たす  $k$  についてであり、その他の  $k$  については  $f_j[k] = 0$  である．ここで、複素インパルス応答の値をシンボル時間間隔で間引いた値がタップ係数の値に用いられていることに注意する．

このフィルタに受信機内で発生させた QPSK 信号  $d'[k]$  を通し、さらに、雑音  $n'_j[k]$  を加え、疑似受信信号  $x'_j[k]$  を生成する．結局  $x'_j[k]$  は、

$$x'_j[k] = d'[k] * f_j[k] + n'_j[k] \quad (15)$$

となる．ここで、疑似受信信号  $x'_j[k]$  と実際の受信信号  $x_j(t)$  における  $E_s/N_0$  (エネルギー対雑音の電力密度比) が同じになるよう雑音  $n'_j[k]$  の電力を調節しておく．そして、この疑似受信信号を用いてウェイトを計算する．

提案するビームフォーミング法のウェイトの計算アルゴリズムとしては様々なものが適用できる．LMS (Least Mean Square) アルゴリズム [7] は CMA (Constant Modulus Algorithm) 方式でよく用いられるが [8]、収束時間とステップサイズの設定に問題がある．RLS (Recursive Least Square) アルゴリズム [7] は LMS アルゴリズムに比較して計算量の点では劣るが収束時間を短くできるという利点があり、CMA 方式に適用した報告もある [9]．従って、本論文では計算量よりも収束時間を考慮して RLS をウェイト計算アルゴリズムとして採用することとする．

RLS アルゴリズム [7] を以下に示す．

(1) 初期条件

$$w(0) = 0$$

$$P(0) = p^{-1}I$$

( $p$ : 微少正数,  $I$ :  $N_{ary} \times N_{ary}$  単位行列)

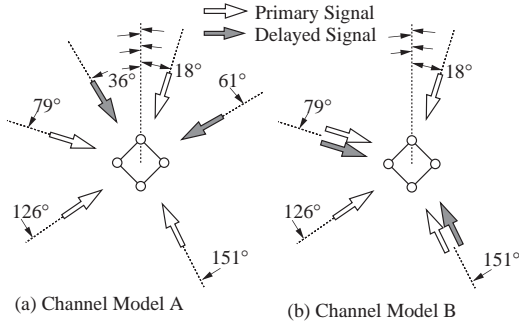


図4 伝送路モデル A, B  
Fig. 4 Channel Models A and B

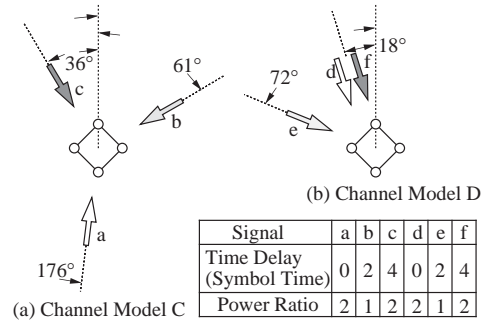


図5 伝送路モデル C, D  
Fig. 5 Channel Models C and D

## (2) RLS アルゴリズム $k \geq 1$

(a)  $k = 1$  より出発

(b) カルマンゲインの計算

$$K(k) = \frac{P(k-1)x'(k)}{\mu + x'^T(k)P(k-1)x'(k)}$$

(c)  $y(k) = x'^T(k)w(k-1)$

(d) 誤差の計算

$$\epsilon(k) = y(k) - d'(k)$$

(e) ウェイトの更新

$$w(k) = w(k-1) - K^*(k)\epsilon(k)$$

(f) 逆共分散行列の更新

$$P(k) = \frac{1}{\mu} \{ P(k-1) - K(k)x'^T(k)P(k-1) \}$$

(g)  $k = k + 1$  として (b) へ戻る

ここで、 $\mu$ は忘却係数、 $(\cdot)^*$ および $(\cdot)^T$ はそれぞれ $(\cdot)$ の複素共役および転置を表す。

## 5. 数値計算

### 5.1 伝送路モデル

室内の伝送路は周波数搬送波  $f_C$  として 60GHz のミリ波を用いることを前提とし、室内で人の歩く速度  $v$  を時速 2.4km と考え、最大ドップラー周波数  $f_D (= cv/f_C, c: \text{光速})$  として 150Hz を用いる。また、受信機の周りで人が歩き回る環境を想定すると、どの方向から到来する波も様々なドップラー周波数を持つと考えられるので、各波のドップラー周波数は  $[-f_D, f_D]$  で一様分布すると仮定する。

室内の伝送路は周波数選択性フェージング伝送路でモデル化できる [10]。図 4 は先行波が 4 波と 4 シンボル遅延した遅延波が 2 波存在する場合 (2 パス遅延プロファイル) の伝送路モデルであり、室内において送

受信機間の障害物のために見通し外通信となり、直接波が受信機の周囲の物体によって散乱を受け、遅延波が壁面によって反射して到来するような環境を想定している。一方、図 5 は CMA 法と特性を議論するために用いる 1 波の先行波とそれぞれ遅延時間が 2 シンボルと 4 シンボルの遅延波が存在する場合 (3 パス遅延プロファイル) の伝送路モデルである。

提案方式のビット誤り率特性を評価する場合、ダイバーシチ受信の理論ビット誤り率と比較すること、言い換えると、ダイバーシチ利得として何ブランチ分に相等するかを確認することは有効であると考えられる。従って、各波の平均電力は同じで包絡線はレイリー分布に従うと仮定する。これらの仮定の下での  $L$  ブランチ最大比合成ダイバーシチを行った場合の QPSK の誤り率は次式で与えられる [2]。

$$BER = \left( \frac{1-\mu}{2} \right)^L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1}{k} C_k \left( \frac{1+\mu}{2} \right)^k \quad (16)$$

$$\mu = \sqrt{\frac{\overline{\gamma}_s/2}{1 + \overline{\gamma}_s/2}} \quad (17)$$

ここで、 $\overline{\gamma}_s$  はシンボル当たりの平均エネルギー対雑音の電力密度比 ( $E_s/N_0$ ) である。

一方、提案方式の加法性ガウス雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) 伝送路での誤り率 (静特性) は次式で与えられる [2]。

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{4 \cdot \overline{\gamma}_s/2} \right) \quad (18)$$

ここで、 $\operatorname{erfc}(\cdot)$  は誤差補関数であり、 $E_s/N_0$  はアンテナの数だけ 4 倍されている。



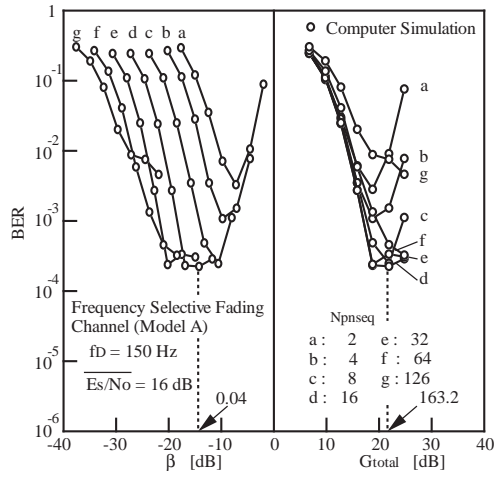


図6  $\beta$ および  $G_{total}$ に対する BER 特性  
Fig. 6 BER versus  $\beta$  and  $G_{total}$

## 5.2 計算機シミュレーション結果と考察

送受信機で用いる LPF はローloff率 $\alpha=0.5$ のルートナイキストフィルタとした。また、RLS アルゴリズムでのループ数は 50 回とし、 $p$  と  $\mu$  の値はそれぞれ  $1.0 \times 10^{-8}$  と 1.0 とした。

はじめに、提案方式の特性はパイロットチャネルの電力抑圧度と逆拡散後の同期加算回数に依存するため、これらの値について検討する。本方式では式 (10) より  $\beta$  すなわちトラフィックチャネルに対するパイロットチャネルの電力比を大きくするあるいは同期加算回数  $N_{pnseq}$  を大きくすると、遅延プロファイルの測定精度  $G_{total}$  が向上する。電力効率の面から見ると、 $\beta$  を小さくし  $N_{pnseq}$  を大きくするほうが効率は良くなる。一方、フェージング変動の追従性から見ると、 $\beta$  を大きくし  $N_{pnseq}$  を小さくしたほうが良い。従って、 $\beta$  と  $N_{pnseq}$  には最適な点があると考えられる。

図 6 に  $N_{pnseq}$  をパラメータとした場合の  $\beta$  に対する BER 特性を示す。参考のため  $G_{total}$  に対する BER 特性も同時に示す。ここでは、周波数選択性伝送路 A を用いており  $\overline{E_s/N_0} = 16\text{dB}$  とした。図 6 において  $\beta$  が大きな場合に特性が劣化している理由はトラフィックチャネルに割り当てられる電力が小さくなるためである。また、 $\beta$  が小さい場合に特性が劣化する理由はインパルス応答の測定精度が悪くなるためである。これは  $G_{total}$  に対する BER 特性のグラフからも分かる。また  $N_{pnseq}$  を大きくすると、フェージングへの追従性が悪くなり特性が劣化する。このグラフより

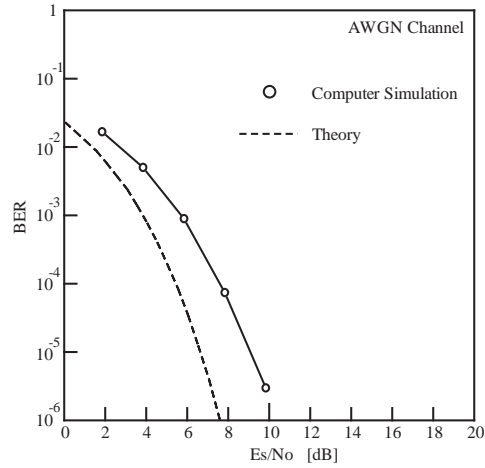


図7 静特性  
Fig. 7 BER in AWGN Channel

$N_{pnseq} = 16$ ,  $\beta = 0.04$  が最適であると考えられる。この時、 $G_p = 4080$ ,  $G_{total} = 163.2$  となる。以下の解析ではこれらの値を用いることとする。

図 7 に静特性条件下での BER 特性を示す。アダプティブアレーを用いると各アンテナで受信した受信信号をコヒーレントに合成するため、アダプティブアレーの本数倍、つまり本論文では 4 倍の利得が生ずる。理論値からの劣化が約 2dB が見られるが、これはパイロットチャネルを挿入することによる劣化量、インパルス応答推定時やウェイト計算時の誤差によるものと考えられる。

図 8 に周波数選択性フェージング伝送路 A における BER 特性を示す。この伝送路モデルは 2 波モデルであり、アダプティブアレーアンテナには 4 本のもを用いているため、2 つあるパスのうち電力の大きなパスをまず希望波として選び、4 本のアンテナで 1 波の遅延波を除去しながら希望波を受信する。つまり、希望波は 2 ブランチで選択された後 3 ブランチで合成されることになる。参考のため 2 ブランチ、および 3 ブランチ最大比合成ダイバーシチの誤り率も示す。また、CMA 法の計算機シミュレーションによる誤り率も比較のため示す。CMA 法はパイロット信号を必要としないブラインドで動作可能なビームフォーミング法であるが、提案ビームフォーミング法とのアレー出力の合成法の違いに起因する誤り率特性の差異を議論するため、同じ抑圧パイロット信号を用いる構成とした。つまり、CMA 法でも同様に疑似受信信号を用いてウェ

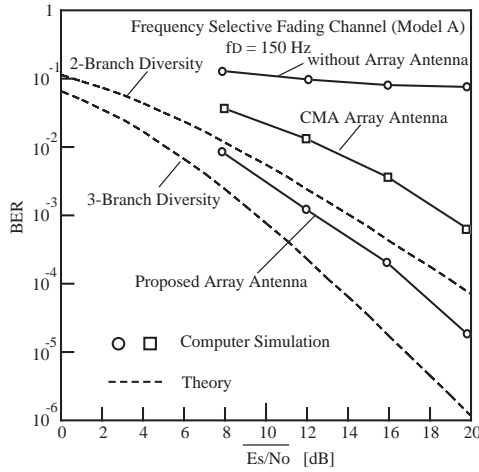


図8 周波数選択性フェージング伝送路における BER 特性 (モデル A)

Fig. 8 BER in Frequency Selective Fading Channel (Model A)

イトを計算した．また，CMA 法のウェイト計算アルゴリズムとしては LMS がよく用いられるが，計算量の観点から公平な比較となるように提案ビームフォーミング法と同じ RLS アルゴリズムを採用し，評価関数については文献 [9] を参考にした ( $p = 1, q = 2$ )．さらに，そのループ数は 50 回，その他の初期条件も提案ビームフォーミング法と同じ値に設定した．この図より，アダプティブアレーを用いない時は周波数選択性フェージングにより特性が大幅に劣化しているのに対し，提案ビームフォーミング法では，ダイバーシチブランチ数に換算すると約 3 の良好な BER 特性が得られていることが分かる．また，提案ビームフォーミング法は CMA 法よりも特性が優れる．この理由は，提案ビームフォーミング法では常に受信信号電力が最大となるようにビームが形成されるのに対し，ある方向から到来する 1 つの信号の振幅が他の信号の振幅よりも大きいと他の信号をうまく合成して得られる信号の振幅の方が大きくなる場合，CMA 法ではその大きな振幅を持つ 1 つの信号の方向にビームを形成してしまうことがあるからである（つまり，CMA 法では必ずしも受信電力が最大とならない）．ただし，CMA 法に関しては同一の信号到来パターンであっても初期条件の与え方によってウェイトが異なる値に収束することがあるため [9]，今回の初期条件が必ずしも CMA 法にとって有利な設定になっていなかったことを申し添

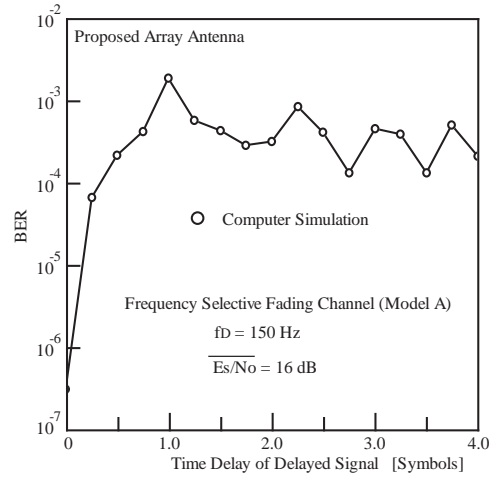


図9 遅延波の遅延時間に対する BER 特性

Fig. 9 BER versus Time Delay of Delayed Signal

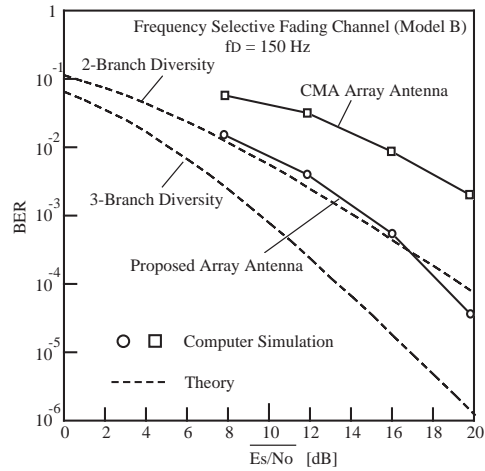


図10 周波数選択性フェージング伝送路における BER 特性 (モデル B)

Fig. 10 BER in Frequency Selective Fading Channel (Model B)

える．

遅延波の遅延時間に対する BER 特性を図 9 に示す．シミュレーションに用いる伝送路にはモデル A を用い，遅延波の遅延時間のみを変化させた．また，この時， $\overline{E_s}/N_0 = 16\text{dB}$ とした．図 9 より，提案方式では BER 特性が遅延波の遅延時間には依存していないことが分かる．

次に，図 10 に周波数選択性フェージング伝送路 B における BER 特性を示す．モデル B はモデル A の遅延

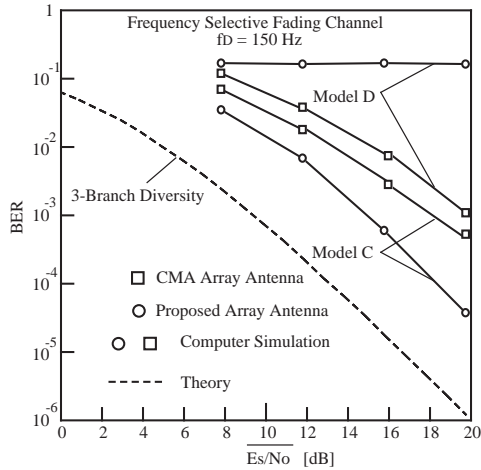


図 11 周波数選択性フェージング伝送路における BER 特性 (モデル C, D)

Fig. 11 BER in Frequency Selective Fading Channels (Model C and D)

波の到来方向のみを変化させたものとなっている．図 4 (b) を見ると，遅延波の到来方向が先行波の到来方向と同じであるため，モデル A よりビット誤り率特性が悪くなりそうであるが，実際はダイバーシチブランチ数に換算すると約 3 の良好な BER 特性が得られていることが分かる．これは，同一遅延時間で到来する信号が複数存在する場合には，それぞれにヌルを向けるのではなく，相殺するように合成することによって遅延波成分を除去しているためである．

図 5 の伝送路モデル C と D を用いて提案ビームフォーミング法と CMA 法の動作の違いを議論する．この図に対応する誤り率特性を図 11 に示す．ここで，本論文では 4 素子のアンテナを用いているため 4 波モデルまで等化可能であり，3 波モデルならば良好な特性が得られるはずであることに注意する．モデル C では 3 波が別々の方向から到来しており，提案ビームフォーミング法と CMA 法共に良好な BER 特性が得られており，提案法ではブランチ数に換算すると約 3 のダイバーシチ効果が見られる．一方，モデル D は同じ 3 波モデルであるが，先行波 d と遅延波 f が同じ方向から到来している．この場合，CMA 法では d と f の合成波は定包絡とならないためこの方向にヌルを向け，ビームを遅延波 e の方向に向けるため良い誤り率が得られるが，提案ビームフォーミング法では最大電力を持つパスを捕捉するようにアダプティブアレーが

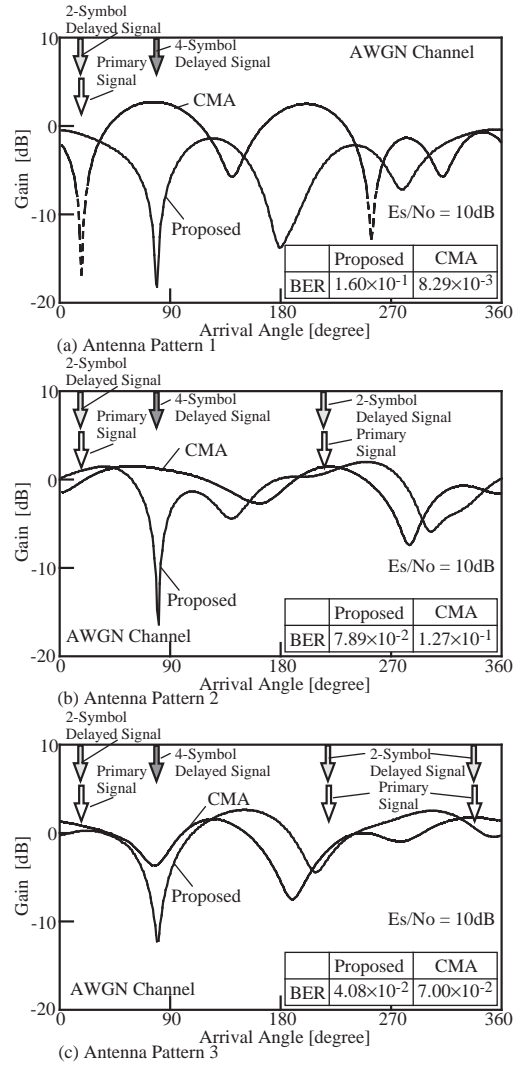


図 12 アンテナパターン (a), (b), (c)

Fig. 12 Antenna Patterns (a), (b) and (c)

動作するので，先行波 d と遅延波 f の方向にビームが向けられ，その結果符号間干渉によって誤り率が劣化する．

最後に，提案ビームフォーミング法と CMA 法の動作の違いをアンテナパターンから解析する．図 12(a)，(b) および (c) にアンテナパターンを示す．ここでは，先行波と，2 シンボルおよび 4 シンボル遅延の遅延波が到来している．また，フェージングは考慮せずそれらの振幅はすべて等しいと仮定する．図 12(a) では，18deg の方向から先行波と 2 シンボル遅延の遅延波



が、72deg の方向から 4 シンボル遅延の遅延波が到来している。上で述べたように、CMA 法では 72deg の方向に、提案ビームフォーミング法では 18deg の方向にビームが向けられるため、CMA 法の誤り率が良い。また、提案ビームフォーミング法はうまく動作していない。一方、図 12(b) では、(a) の到来信号パターンに加え 209deg の方向から先行波と 2 シンボル遅延の遅延波が到来している。この場合は、提案ビームフォーミング法では 72deg の方向にヌルを向け 18deg と 209deg の方向にビームを形成して先行波と遅延波のうちの片方の信号をキャンセルしているので良い誤り率が得られているが、CMA 法では 3 つの方向から到来する信号をうまく合成して定包絡化しようとしているため誤り率が良くなっていない。ただし、CMA 法については計算機シミュレーションの試行の中では 72deg の方向だけにビームが向けられることもある。図 12(c) では、(b) の到来信号パターンに加えさらに 342deg の方向から先行波と 2 シンボル遅延の遅延波が到来している。この場合も、提案ビームフォーミング法では (b) の場合と同様に 72deg の方向にヌルを向け 18deg、209deg および 342deg の方向にビームを形成して先行波と遅延波のうちの片方の信号をキャンセルしているので良い誤り率が得られているが、CMA 法ではやはり 4 つの方向から到来する信号をうまく合成して定包絡化しようとしているため誤り率が良くない。

以上の計算機シミュレーションの結果を総括すると、先行波と遅延波がある 1 つの同じ方向だけから到来している場合、提案ビームフォーミング法はうまく動作しないが、先行波と遅延波が同じ方向から到来していても、同一遅延時間の遅延波が複数の方向から到来するような環境では、必要な波の電力を最大にして不要な波をキャンセルするように動作するので良好なビット誤り率特性が得られる。ただし、許容可能な同時到来信号数、それらの到来方向数およびそれらの遅延時間数はアンテナ素子数によって制限される。

## 6. む す び

本論文では伝送速度に依存しないアダプティブアレー制御を実現するため、抑圧パイロットチャネルを用いたビームフォーミング法を提案した。提案方式は負荷の高いウェイト計算部をトラフィックチャネル処理部から切り離し独立に処理を行うため、トラフィックチャネルの処理を高速に行うことができ、またパイロットチャネルを用いてウェイトの計算を行うため、

トラフィックチャネルの変調方式には制限がないという特徴がある。加えて、ウェイト計算部内でパイロットチャネルを逆拡散しこれを用いてウェイトの計算を行うため、低 CN 時にも良好な指向制御が可能となる。

次に提案方式の伝送特性を計算機シミュレーションにより解析した。1 つの方向だけから異なる遅延時間を持つ複数の波が到来するような環境においては、CMA 法に比較して、提案法はビット誤り率特性が劣化するが、遅延時間の同じ遅延波が複数の方向から到来するような環境では CMA 法よりビット誤り率特性が優れることを明らかにした。

ビームフォーミングにはこれまで多くの方法が提案されてきている。提案法とそれらとの比較が今後の検討課題である。

## 文 献

- [1] 井原 俊夫, “ミリ波帯近距離伝搬波利用システムの研究開発動向,” 信学技報, RCS94-134, pp. 59-64, Feb. 1995.
- [2] J. G. Proakis, Digital Communications, Third Edition, McGraw-Hill, 1995.
- [3] B. D. Van Veen and K. M. Buckley, “Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering,” IEEE ASSP Magazine, pp.4-24, April 1988.
- [4] 大鐘武雄, “陸上移動通信における CMA アダプティブアレーの選択性フェージング補償特性,” 信学論 (B-II), vol. J73-B-II, no. 10, pp. 489-497, Oct. 1990.
- [5] 安部田 貞行, 三瓶 政一, 森永 規彦, “抑圧パイロットチャネルを用いた DS/CDMA 同期検波方式,” 信学論 (B-II), vol. J77-B-II, no. 11, pp. 641-648, Nov. 1994.
- [6] 村島伸幸, 原 晋介, 三瓶政一, 森永規彦 “抑圧パイロットチャネルを用いたアダプティブアレー QPSK 方式の誤り率特性,” 1996 年電子情報通信学会総合大会, B-502, p.2-502, 1996.
- [7] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Third Edition, Prentice Hall, 1996.
- [8] 高原幸一, 鷹尾和昭 “多重波抑圧用アダプティブアレー,” 信学技報, CS87-12, pp.21-26, 1987.
- [9] 古川博史, 神尾享秀, 笹岡秀一 “陸上移動通信における CMA アダプティブアレーの特性改善に関する一検討,” 信学技報, RCS97-121, pp.55-61, 1997.
- [10] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, “A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation,” IEEE J. Select. Areas Commun., Vol. SAC-5, No. 2, pp. 128-137, Feb. 1987.

(平成 年 月 日受付, 月 日再受付)

林 和則

平成 9 年阪大・工・通信卒．現在同大大学院博士前期課程在学中．無線通信，デジタル信号処理の研究に従事．

村島 伸幸 （正員）

平成 7 年阪大・工・通信卒．平 9 同大大学院博士前期課程了．同年シャープ（株）入社．現在，高速無線通信の研究に従事．

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・電情エネルギー・助教授．工博．衛星通信，移動通信の研究に従事．

三瓶 政一 （正員）

昭 55 東工大・工・電気電子卒．昭 57 同大学院修士課程了．同年郵政省電波研究所（現、通信総合研究所）入所．以来、デジタル陸上移動通信におけるフェージング対策、干渉波対策、高能率変調方式の研究に従事．平 2～3 米国カリフォルニア大デービス校客員研究員．平 5 阪大・工・助教授．工博．昭 60 本会篠原記念学術奨励賞、平 4 電気通信普及財団テレコムシステム技術賞受賞．

森永 規彦 （正員）

昭 38 静岡大・工・電気卒．昭 43 年阪大大学院博士課程了．阪大・工・通信・助手，講師，助教授を経て現在教授．工博．無線通信方式，光通信方式，衛星通信方式，移動通信方式，EMC の研究に従事．昭 62 電気通信普及財団テレコム自然科学賞，平 5 同テレコムシステム技術賞受賞，平 7 本会論文賞受賞．訳書「光通信システム」，共著「光通信理論とその応用」．