

# サイクリックプリフィックスを用いたシングルキャリア無線通信システムのためのアダプティブアレーアンテナ

林 和則<sup>†</sup>      小嶋 卓<sup>†</sup>      酒井 英昭<sup>†</sup>

An Adaptive Antenna Array for Single Carrier Modulation with Cyclic Prefix

Kazunori HAYASHI<sup>†</sup>, Taku KOJIMA<sup>†</sup>, and Hideaki SAKAI<sup>†</sup>

あらまし 本論文はシングルキャリア無線通信システムにサイクリックプリフィックスを用いたシステム (SC-CP) のためのアダプティブアレーのウェイト制御法を提案する。SC-CP システムではガード時間 (GI) 以内の遅延波は離散周波数領域等化により等化可能であるため GI 内複数到来波を受信することによる受信信号電力によって特性の改善が期待できる。しかし一方で、複数到来波受信は周波数応答でのゼロ点発生につながり、ゼロフォーシング (ZF) 基準の離散周波数領域等化器を用いるとノイズエンハンスメントが問題となる可能性がある。また SC-CP システムでは GI 長を越える遅延波により符号間干渉 (ISI) 及びブロック間干渉 (IBI) が生じる。本論文では複数到来波受信による受信信号電力増大と ZF 基準等化器によるノイズエンハンスメントの回避を同時に実現するウェイト制御法及びこれと同時に GI 外遅延波を抑圧するウェイト制御法を理論的に導出し、その特性を計算機シミュレーションにより評価する。

キーワード サイクリックプリフィックス, シングルキャリア, アダプティブアレー, ノイズエンハンスメント

## 1. はじめに

従来からのシングルキャリア無線通信システムにサイクリックプリフィックスを適用したシステム (Single Carrier System with Cyclic Prefix, SC-CP) が注目されている [1]-[3]。SC-CP は OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) に代表されるマルチキャリア変調方式 [4] と同様、ガード時間 (Guard Interval, GI) にサイクリックプリフィックスを挿入してブロック伝送し、受信側で離散周波数領域等化を行なう伝送方法であり、OFDM と同等の周波数選択性フェージング耐性を持つことが報告されている [5], [6]。また SC-CP は送信信号に単一周波数変調信号を用いるため、マルチキャリア変調信号に比べて PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) が小さく増幅効率が低い線形増幅器を必要としない。

到来波が GI 内にのみ存在する場合、送信側でサイクリックプリフィックスを付加し受信側でこれを除去

することで周波数選択性フェージング通信路の影響が線形畳込みから巡回畳込みへと変化する [2]。時間領域での巡回畳込みは離散周波数領域での乗算に相当することから [7]、SC-CP システムではサイクリックプリフィックスを除去した受信信号に対し離散周波数領域において通信路応答の逆数を乗算することでゼロフォーシング (ZF) 基準の等化が可能である。このため GI 内の遅延波については、これを複数波受信することにより受信信号電力が増加し特性の改善が期待できる。しかし、異なる遅延時間を持つ複数到来波の受信は、アレー出力でみた通信路の周波数応答の離散フーリエ変換 (DFT) グリッド上でのゼロ点発生につながり、離散周波数領域等化によるノイズエンハンスメントが問題となる可能性がある。一方、GI 長を越えるような到来波が存在する場合には通信路の影響は巡回畳込みみ込みとならないため、離散周波数領域の ZF 基準等化器によって符号間干渉 (ISI) 成分を除去できず、またブロック間干渉 (IBI) も生じるため、SC-CP システムの特性は大きく劣化する。よって GI 外の到来波は除去することが望ましい。

本論文では ZF 基準等化器を備えた SC-CP システムにブリ高速フーリエ変換 (FFT) 型のアダプティブ

<sup>†</sup> 京都大学大学院情報学研究科システム科学専攻, 京都市  
Department of Systems Science, Graduate School of Informatics, Kyoto University, Yoshida-Honmachi, Sakyo-ku, Kyoto, 606-8501 Japan

アレーを適用することを考える。GI 外到来波が存在しない環境においては、等化器出力における各 DFT グリッドでの信号対雑音電力比 (SNR) の平均値によって SC-CP システムのビット誤り率 (BER) が決定される [8]。このため本論文では等化器出力における平均 SNR を導出し、これを最大にするようなウェイトを求めることで複数到来波受信による受信信号電力の増大とノイズエンハンスメントの回避を同時に実現する SC-CP システムのためのアレーウェイト制御法を提案する。また GI 外遅延波が存在する環境においては、GI 外遅延波成分を干渉信号として等化器出力での平均の信号対干渉 + 雑音電力比 (SINR) を導出し、これを最大にするウェイト制御法を提案する。さらにこれら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、その特性を、OFDM アレー用のウェイト制御法として提案されている手法 [10], [11] を SC-CP システムに適用したときの特性と比較する。

## 2. SC-CP システムの理論ビット誤り率

BPSK (Binary Phase Shift Keying) を用いた SC-CP システムの理論ビット誤り率  $BER_{scp}$ 、及び OFDM システムの理論ビット誤り率  $BER_{ofdm}$  は次のように書ける [8]。

$$BER_{scp} = Q \left( \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M SNR_m} \right) \quad (1)$$

$$BER_{ofdm} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M Q \left( \sqrt{SNR_m} \right) \quad (2)$$

ただし、 $Q(\cdot)$ 、 $M$ 、 $SNR_m$  はそれぞれ誤差補関数、FFT 長、 $m$  番目の FFT グリッドにおける信号対雑音電力比を示す。式 (1)、(2) より、OFDM システムの BER はそれぞれのサブキャリアにおける SNR によって決定されるサブチャネルの BER の平均値であるのに対して、SC-CP システムの BER は各 FFT グリッドにおける SNR の平均値から決定される。このことから OFDM アレーのためのウェイト制御法 [10], [11] は SC-CP システムには適さず、SC-CP システムは等化器出力の平均の SNR を最大化するようなアレーウェイト制御法によって BER を最小化できることが分かる。

## 3. SC-CP システムの行列表示

本論文では図 1 に示されるプリ FFT 型のアダプティブアレーを用いた受信器について考える。ここでは文

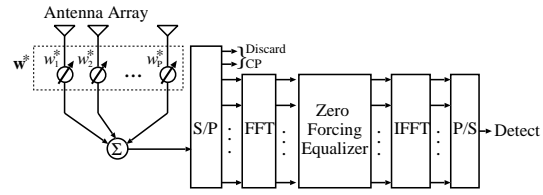


図 1 SC-CP アダプティブアレーの構成

Fig. 1 Configuration of the SC-CP adaptive antenna array

献 [2] の記述法をアレーシステム用に拡張して用いる。

時刻  $n$  における  $M \times 1$  の情報信号ブロック  $s(n)$  に  $K$  シンボル長の GI としてサイクリックプリフィックスが付加され、 $(M + K) \times 1$  の送信信号ブロック  $s'(n)$  が生成される。

$$s'(n) = \mathbf{T}_{cp} s(n) \quad (3)$$

ここで  $\mathbf{T}_{cp}$  は  $(M + K) \times M$  の GI 付加行列であり、

$$\mathbf{T}_{cp} = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{cp} \\ \mathbf{I}_{M \times M} \end{pmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{I}_{cp} = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{K \times (M-K)} & \mathbf{I}_{K \times K} \end{pmatrix} \quad (5)$$

で定義される。ただし、 $\mathbf{0}_{M \times K}$  は  $M \times K$  の零行列を表し、 $\mathbf{I}_{M \times M}$  は  $M \times M$  の単位行列を表す。

受信アンテナ素子数を  $P$  とし、通信路のインパルス応答長を  $L$ 、 $p$  番目のアンテナ素子における通信路のインパルス応答ベクトル ( $M \times 1$ ) を  $\mathbf{h}_p = [h_{1,p}, h_{2,p}, \dots, h_{L,p}, 0, \dots, 0]^T$ 、受信ブロックに付加される  $(M + K) \times 1$  の雑音ベクトルを  $\mathbf{n}_p(n)$  とする。ただし、 $\mathbf{n}_p(n)$  の各成分は平均 0、分散  $\sigma^2$  の白色雑音であるとする。このときアレー出力におけるインパルス応答ベクトル  $\mathbf{h} = [h_1, \dots, h_L, 0, \dots, 0]^T$  および雑音ベクトル  $\mathbf{n}'(n)$  は、 $P \times 1$  のアレーウェイトベクトル  $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_P]^H$  を用いて

$$\mathbf{h} = \mathbf{H}\mathbf{w}, \quad \mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_P] \quad (6)$$

$$\mathbf{n}'(n) = \mathbf{N}(n)\mathbf{w}, \quad \mathbf{N}(n) = [\mathbf{n}_1(n), \dots, \mathbf{n}_P(n)] \quad (7)$$

と書ける。ただし、 $(\cdot)^H$  はエルミート転置を表す。

GI 除去前の受信信号ブロック  $\mathbf{r}'(n)$  は

$$\mathbf{r}'(n) = \mathbf{H}_0 \mathbf{s}'(n) + \mathbf{H}_1 \mathbf{s}'(n-1) + \mathbf{n}'(n) \quad (8)$$

で与えられる。ここで  $\mathbf{H}_0$  および  $\mathbf{H}_1$  は

$$\mathbf{H}_0 = \begin{pmatrix} h_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & h_1 & 0 & \dots & 0 \\ h_L & \dots & \ddots & \dots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \dots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & h_L & \dots & h_1 \end{pmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{H}_1 = \begin{pmatrix} 0 & \dots & h_L & \dots & h_2 \\ \vdots & \ddots & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \ddots & \dots & h_L \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix} \quad (10)$$

で定義される  $(M+K) \times (M+K)$  の行列である。  
受信器において  $\mathbf{r}'(n)$  から GI 除去行列

$$\mathbf{R}_{cp} = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{M \times K} & \mathbf{I}_{M \times M} \end{pmatrix} \quad (11)$$

によりサイクリックプリフィックスが除去され  $M \times 1$  の受信信号ブロック

$$\mathbf{r}(n) = \mathbf{R}_{cp} \mathbf{r}'(n) \quad (12)$$

$$= \mathbf{R}_{cp} \mathbf{H}_0 \mathbf{T}_{cp} \mathbf{s}(n) + \mathbf{R}_{cp} \mathbf{H}_1 \mathbf{T}_{cp} \mathbf{s}(n-1) + \mathbf{R}_{cp} \mathbf{n}'(n) \quad (13)$$

を得る。

以下, GI 長を越えるような遅延波が存在しない場合と存在する場合に分けてアダプティブアレーの最適ウェイトを決定するウェイト制御アルゴリズムを示す。

### 3.1 提案ウェイト制御アルゴリズム: GI 外遅延波がない場合

$L-1 \leq K$  のとき, すなわち GI 長が通信路のインパルス応答長より長い場合

$$\mathbf{R}_{cp} \mathbf{H}_1 = \mathbf{0}_{M \times (M+K)} \quad (14)$$

なので, GI 除去後の  $n$  番目の受信信号ブロックは

$$\mathbf{r}(n) = \mathbf{C} \mathbf{s}(n) + \mathbf{n}(n) \quad (15)$$

と書ける。ここで  $\mathbf{C}$  および  $\mathbf{n}(n)$  は

$$\mathbf{C} = \mathbf{R}_{cp} \mathbf{H}_0 \mathbf{T}_{cp}, \quad \mathbf{n}(n) = \mathbf{R}_{cp} \mathbf{n}'(n) \quad (16)$$

によってそれぞれ定義される  $M \times M$  の行列および GI 除去後の雑音ベクトルである。さらに  $\mathbf{C}$  はその成

分を書き下すことで

$$\mathbf{C} = \text{Cir}[\mathbf{h}] = \text{Cir}[\mathbf{H}\mathbf{w}] \quad (17)$$

と書けることが分かる [2]。ただし  $\text{Cir}[\mathbf{a}]$  は第 1 列がベクトル  $\mathbf{a}$  である巡回行列を表す。巡回行列の逆行列は巡回行列であり, また巡回行列は DFT 行列により対角化されることから [12], SC-CP システムでは離散周波数領域において ZF 基準の等化が容易に実現できる。行列  $\mathbf{C}$  は  $(k, n)$  成分が  $\frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j \frac{2\pi(k-1)(n-1)}{M}}$  で与えられる  $M \times M$  の DFT 行列  $\mathbf{D}$  を用いて

$$\mathbf{C} = \mathbf{D}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{D}, \quad \mathbf{\Lambda} = \text{diag}[\mathbf{D}\mathbf{H}\mathbf{w}] \quad (18)$$

と対角化される。ここで  $\text{diag}[\mathbf{a}]$  はベクトル  $\mathbf{a}$  の各要素が対角成分である対角行列を示す。ZF 基準の等化は

$$\mathbf{T} = \mathbf{C}^{-1} = \mathbf{D}^H \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{D} \quad (19)$$

により実現されるので, 等化後の受信信号ブロックは

$$\tilde{\mathbf{r}}(n) = \mathbf{T} \mathbf{r}(n) \quad (20)$$

$$= \mathbf{s}(n) + \mathbf{D}^H \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{D} \mathbf{n}(n) \quad (21)$$

で与えられる。

GI 長を越えるような遅延波が存在しない場合, SC-CP システムは等化器出力の平均の SNR を最大にすることで BER を最小化できる。さらに, ZF 基準の等化器により等化器出力の信号電力は一定であることから, 等化器出力の雑音電力を最小化するようなウェイトが提案システムの最適アレーウェイトとなる。等化後の雑音電力  $P_n$  は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} P_n &= E \left[ \text{tr}[\mathbf{T} \mathbf{n}(n) (\mathbf{T} \mathbf{n}(n))^H] \right] \\ &= \sigma^2 \mathbf{w}^H \mathbf{w} \times \text{tr}[\mathbf{D}^H \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{\Lambda}^{-H} \mathbf{D}] \\ &= \sigma^2 \mathbf{w}^H \mathbf{w} \sum_{m=1}^M \frac{1}{|\lambda_m|^2} \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{\sigma^2 \mathbf{w}^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{R}}_m \mathbf{w}} \end{aligned} \quad (22)$$

ただし,  $\text{tr}[\mathbf{A}]$  は行列  $\mathbf{A}$  のトレースを表す。また,  $\lambda_m$  はベクトル  $\mathbf{D}\mathbf{H}\mathbf{w}$  の第  $m$  成分であり,

$$\tilde{\mathbf{R}}_m = \tilde{\mathbf{h}}_m \tilde{\mathbf{h}}_m^H, \quad [\tilde{\mathbf{h}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{h}}_M] = (\mathbf{D}\mathbf{H})^T \quad (23)$$

である。よって, BER を最小にする最適アレーウェイト  $\mathbf{w}_{opt}$  は以下の最小化問題の解として得られる。

$$\mathbf{w}_{opt} = \arg \min_{\mathbf{w}} \sum_{m=1}^M \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{R}}_m \mathbf{w}} \quad (24)$$

$\mathbf{w}^H \mathbf{w} = 1$  を拘束条件として Lagrange の未定乗数法 [13] を適用することで最適ウェイト  $\mathbf{w}_{opt}$  が満たすべき以下の方程式を得る.

$$\sum_{m=1}^M \frac{\tilde{\mathbf{R}}_m \mathbf{w}_{opt}}{(\mathbf{w}_{opt}^H \tilde{\mathbf{R}}_m \mathbf{w}_{opt})^2} = \sum_{m=1}^M \frac{\mathbf{w}_{opt}}{\mathbf{w}_{opt}^H \tilde{\mathbf{R}}_m \mathbf{w}_{opt}} \quad (25)$$

また適応ウェイト計算法として最急降下法を用いるとウェイトの更新式は

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \sum_{m=1}^M & \left( \frac{\mathbf{w}(k)}{\mathbf{w}^H(k) \tilde{\mathbf{R}}_m \mathbf{w}(k)} \right. \\ & \left. - \mathbf{w}^H(k) \mathbf{w}(k) \frac{\tilde{\mathbf{R}}_m \mathbf{w}(k)}{(\mathbf{w}^H(k) \tilde{\mathbf{R}}_m \mathbf{w}(k))^2} \right) \end{aligned} \quad (26)$$

となる. ただし  $\mathbf{w}(k)$  は  $k$  回目のイタレーションでのウェイトを,  $\mu$  はステップサイズをそれぞれ表す.

### 3.2 提案ウェイト制御アルゴリズム: GI 外遅延波がある場合

$L-1 > K$  (ただし  $L < M$ ) のとき, すなわち GI 長を越えるような到来波が存在する場合のアレーウェイトについて考える. このとき式 (13) の GI 除去後の受信信号ブロック中の  $\mathbf{R}_{cp} \mathbf{H}_0$  は巡回行列ではなく, また  $\mathbf{R}_{cp} \mathbf{H}_1$  は零行列ではないため離散周波数領域の ZF 基準等化によって ISI 及び IBI を除去することができない. ZF 基準等化後に残留する ISI と IBI の成分を明示するために式 (6) で定義される行列  $\mathbf{H}$  を GI 内の成分及び GI 外の成分から成る  $M \times P$  の行列  $\mathbf{H}^{in}$  及び  $\mathbf{H}^{out}$  に分解すると

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}^{in} + \mathbf{H}^{out} \quad (27)$$

$$\mathbf{H}^{in} = \begin{pmatrix} h_{1,1} & \dots & h_{1,P} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ h_{K,1} & \dots & h_{K,P} \\ 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 \end{pmatrix} \quad (28)$$

$$\mathbf{H}^{out} = \begin{pmatrix} 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 \\ h_{K+1,1} & \dots & h_{K+1,P} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ h_{L,1} & \dots & h_{L,P} \\ 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 \end{pmatrix} \quad (29)$$

となる. アレー出力での GI 除去後の受信信号ブロックは

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(n) = \mathbf{C} \mathbf{s}(n) + \mathbf{C}_{ISI} \mathbf{s}(n) \\ + \mathbf{C}_{IBI} \mathbf{s}(n-1) + \mathbf{n}(n) \end{aligned} \quad (30)$$

と書ける. ただし

$$\mathbf{C} = \text{Cir}[\mathbf{H}^{in} \mathbf{w}] \quad (31)$$

$$\mathbf{C}_{ISI} = \mathbf{R}_{cp} \mathbf{H}_0 \mathbf{T}_{cp} - \mathbf{C} \quad (32)$$

$$\mathbf{C}_{IBI} = \mathbf{R}_{cp} \mathbf{H}_1 \mathbf{T}_{cp} \quad (33)$$

$$\mathbf{n}(n) = \mathbf{R}_{cp} \mathbf{n}'(n) \quad (34)$$

である. ここで  $\mathbf{C}$  は巡回行列であり, また

$$\mathbf{C}_{ISI} + \mathbf{C}_{IBI} = \text{Cir}[\mathbf{H}^{out} \mathbf{w}] = \mathbf{D}^H \mathbf{T} \mathbf{D} \quad (35)$$

である.

$\mathbf{C}$  に対する ZF 基準の等化は

$$\mathbf{T} = \mathbf{C}^{-1} = \mathbf{D}^H \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{D} \quad (36)$$

により実現され, 等化後の受信信号ブロックは

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}(n) = \mathbf{s}(n) + \mathbf{T} \mathbf{C}_{ISI} \mathbf{s}(n) \\ + \mathbf{T} \mathbf{C}_{IBI} \mathbf{s}(n-1) + \mathbf{T} \mathbf{n}(n) \end{aligned} \quad (37)$$

となる. 式 (37) の右辺は第 1 項から順に, 希望信号成分, ZF 基準等化後の残留 ISI 成分, IBI 成分, 及び雑音成分をそれぞれ表す. 本論文では等化器出力に残留する ISI 成分及び IBI 成分を干渉信号とし, 等化器出力における信号対干渉 + 雑音電力比 (SINR) を最大にする, すなわち等化器出力での干渉 + 雑音電力を最小にするようなアレーウェイトを得るためのアルゴリズムを導出する.

コスト関数を導出するために等化器出力の干渉電力を計算する必要があるが、それぞれの受信ブロック中の干渉信号 (IBI+ISI) は異なる情報信号ブロックの成分含む。そこで、 $n$  番目の情報信号ブロック  $s(n)$  が  $n$  番目及び  $n+1$  番目の受信信号ブロックの等化器出力に及ぼす干渉成分に注目すると  $s(n)$  は  $n$  番目の受信信号ブロックに  $TC_{ISI}(n)$  として ISI を、 $n+1$  番目の受信信号ブロックに  $TC_{IBI}(n)$  として IBI を生じることが分かる。これらの和を疑似干渉信号ブロックとして

$$i(n) = T(C_{ISI} + C_{IBI})s(n) \quad (38)$$

と定義し、この信号の等化器出力での電力を考える。式 (35), (36) より

$$i(n) = D^H \Lambda^{-1} \Gamma D s(n) \quad (39)$$

となることから、離散周波数領域での等化後の干渉信号電力は

$$P_i = \sum_{m=1}^M \frac{\mathbf{w}^H \hat{\mathbf{R}}_m \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{R}}_m \mathbf{w}} \quad (40)$$

となる。ただし、

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}_m &= \tilde{\mathbf{h}}_m \tilde{\mathbf{h}}_m^H, \quad [\tilde{\mathbf{h}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{h}}_M] = (D\mathbf{H}^{in})^T \\ \hat{\mathbf{R}}_m &= \hat{\mathbf{h}}_m \hat{\mathbf{h}}_m^H, \quad [\hat{\mathbf{h}}_1, \dots, \hat{\mathbf{h}}_M] = (D\mathbf{H}^{out})^T \end{aligned}$$

である。また等化後の雑音電力は

$$P_n = \sum_{m=1}^M \frac{\sigma^2 \mathbf{w}^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{R}}_m \mathbf{w}} \quad (41)$$

となることから最適アレーウェイト  $\mathbf{w}_{opt}$  は以下の最小化問題の解として得られる。

$$\mathbf{w}_{opt} = \arg \min_{\mathbf{w}} \sum_{m=1}^M \frac{\mathbf{w}^H \hat{\mathbf{R}}_m \mathbf{w} + \sigma^2 \mathbf{w}^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{R}}_m \mathbf{w}} \quad (42)$$

適応ウェイト計算法として最急降下法を用いた場合のウェイトの更新式は

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(k+1) &= \mathbf{w}(k) - \mu \sum_{m=1}^M \left( \frac{\sigma^2 \mathbf{w}(k) + \hat{\mathbf{R}}_m \mathbf{w}(k)}{\mathbf{w}^H(k) \tilde{\mathbf{R}}_m \mathbf{w}(k)} \right. \\ &\quad \left. - \left( \sigma^2 \mathbf{w}^H(k) \mathbf{w}(k) + \mathbf{w}^H(k) \hat{\mathbf{R}}_m \mathbf{w}(k) \right) \right. \\ &\quad \left. \times \frac{\tilde{\mathbf{R}}_m \mathbf{w}(k)}{(\mathbf{w}^H(k) \tilde{\mathbf{R}}_m \mathbf{w}(k))^2} \right) \end{aligned} \quad (43)$$

となる。

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

変復調方式	QPSK
ブロック長	M+K=80
ガード時間	K=16
アンテナアレー	8 素子円形アレー (半波長間隔)
波形整形フィルタ	ルートナイキスト (ロールオフ率 = 0.5)

## 4. 計算機シミュレーション

### 4.1 評価対象

提案方式の特性を評価するために、計算機シミュレーションを行なった。アダプティブアレーによる複数到来波受信法はこれまでに [9] など様々な手法が提案されているが、ここでは特に OFDM アレー用に提案されている手法を SC-CP 方式に適用した場合の特性と比較する。以下に、本計算機シミュレーションで比較する 4 つのアレーウェイト制御法を示す。ただし、いずれの場合においても ZF 基準の離散周波数領域等化器を用いる。

- 提案方式 (Proposed)
- アレー出力 SNR を最大化する方法 (Maximization of SNR at Array Output, MSA)
- フィルタード参照信号 (Filtered Reference Signal, FRS) を用いる方法
- 主波のみを捕捉する方法 (Conventional)

MSA は OFDM アレーのために提案されている手法 [10] であり、アレーウェイトは  $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$  ( $\mathbf{H}$  は式 (6) で定義される行列) の最大固有値に対応する固有ベクトルとして得られる。ただし、MSA では GI 外遅延波を抑圧出来ないため、GI 外遅延波が存在する環境での計算機シミュレーションではその特性を評価しない。FRS は時空間等化器において同一チャネル干渉のみを除去し、複数遅延波を捕捉するために提案された手法 [14] であり、OFDM において複数到来波を受信するための手法としても用いられている [11]。FRS では既知のパイロット信号を GI 長と同じ長さを持つトランスバースルフィルタに通した信号を参照信号として用いることで、GI 内の到来波のみを捕捉することが可能である。

### 4.2 シミュレーション条件

表 1 に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。64 シンボルの情報信号ブロックに 16 シンボル分のサイクリックプリフィックスを付加することで送信信号ブロックは 80 シンボル長とする。

提案方式及び MSA のウェイト計算に必要な通信路応答は既知とし、また、GI 外遅延波が存在する環境において提案方式に必要なノイズ分散  $\sigma^2$  も既知とする。提案方式では、最急降下法におけるステップサイズ  $\mu = 0.001$  とし、終了条件をウェイトベクトルの変化分のユークリッドノルムが  $0.000001$  以下、または繰り返し回数が 160 回とする。MSA で必要な  $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$  の固有値分解は行列計算パッケージ LAPACK [15] を用いて行なう。FRS 及び Conventional では LMS アルゴリズム [16] により既知のパイロット信号を用いてウェイト計算を行なう。十分にウェイトを収束させるため、ステップサイズを 0.01、繰り返し回数を 1600 回 (20 送信パイロット信号ブロック分) として 1 パイロットシンボル受信毎に更新する。

アレー出力及び等化器出力における SNR と BER 特性の評価には、同一振幅を持つ各パスの到来角が  $0$  から  $360$  [deg] の一様分布によって決定され、遅延時間が GI 内に一様に分布する伝搬路モデル (モデル A)、及び各アンテナにおける各パスがそれぞれ時空間的に独立なレイリーフェージングに従い、遅延時間が GI 内に一様に分布する伝搬路モデル (モデル B) を用いる。モデル A は到来パスの角度広がり非常に小さくアダプティブアレーがビームフォーマーとして動作するような環境の、モデル B は到来パスの角度広がり大きくダイバーシチシステムとして動作するような環境のそれぞれモデルとなっている。いずれのモデルにおいても GI 内パス数は 7 とする。さらに BER 特性の評価には、モデル A, B にそれぞれ GI 外遅延波を 1 波追加したモデル (モデル C, D) も用いる。なお、SNR 及び BER 特性は、各モデルにおける分布に従いランダムに決定された通信路応答に対する SNR 及び BER の 100,000 回試行の平均によって評価する。

#### 4.3 指向性パターン

図 2 は 3 波の同一振幅を持つ GI 内遅延波がそれぞれ、 $0, 60, -80$  [deg] から到来しているときの各手法の指向性パターンの例を示している。Conventional は主波のみにゲインを与え、遅延波に対してはヌルを向けているのに対し、その他の手法では遅延波に対してもゲインを与えていることが分かる。

一方、図 3 は 2 波の GI 内遅延波がそれぞれ、 $0, 60$  [deg] から到来し、1 波の GI 外遅延波が  $-80$  [deg] から到来しているときの各手法の指向性パターンの例を示している。Conventional では遅延波の遅延時間に依存せず図 2 とほぼ同一の指向性パターンになっている。

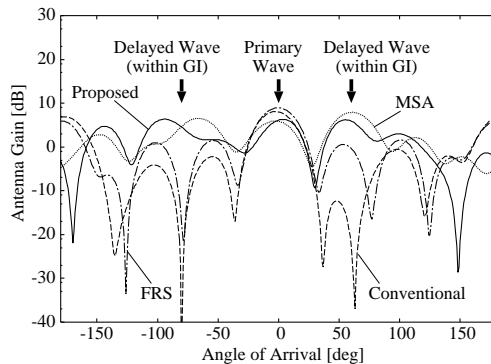


図 2 指向性パターン: GI 外遅延波が無いとき  
Fig.2 Antenna beam patterns: without a path beyond GI

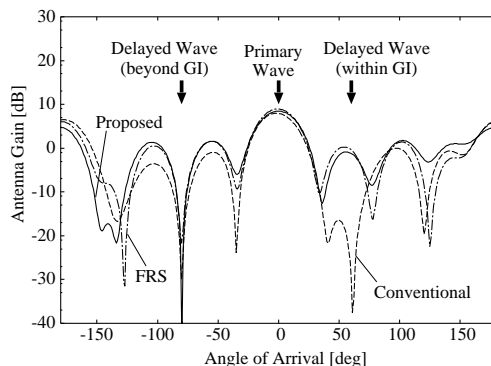


図 3 指向性パターン: GI 外遅延波があるとき  
Fig.3 Antenna beam patterns: with a path beyond GI

提案方式及び FRS では GI 外遅延波に対してはヌルを向けているのに対し、GI 内遅延波にはゲインを与えていることが確認できる。

#### 4.4 アレー出力および等化器における SNR

図 4, 5 はそれぞれ、モデル A, B におけるアレー入力での平均の 1 シンボル当たりの信号エネルギー対雑音の電力密度比 ( $E_s/N_0$ ) とアレー出力における平均の  $E_s/N_0$  の関係を示している。いずれのモデルにおいても MSA のアレー出力における平均  $E_s/N_0$  が最大となっている。また提案方式、FRS、MSA の 3 方式は Conventional に比べてアレー出力における平均  $E_s/N_0$  が大きくなっていることから、異なる遅延時間を持つ複数到来波を受信できていることが分かる。

図 6, 7 はそれぞれ、モデル A, B におけるアレー入力での平均  $E_s/N_0$  と等化器出力における平均  $E_s/N_0$  の関係を示している。等化器出力においては、提案方

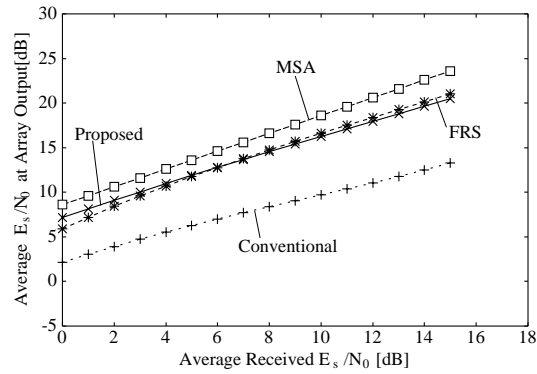


図 4 アレー出力における平均  $E_s/N_0$  (モデル A)  
Fig. 4 Average  $E_s/N_0$  at the array output (model A)

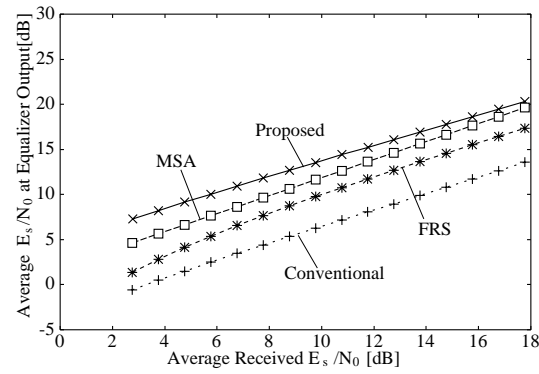


図 7 等化器出力における平均  $E_s/N_0$  (モデル B)  
Fig. 7 Average  $E_s/N_0$  at the equalizer output (model B)

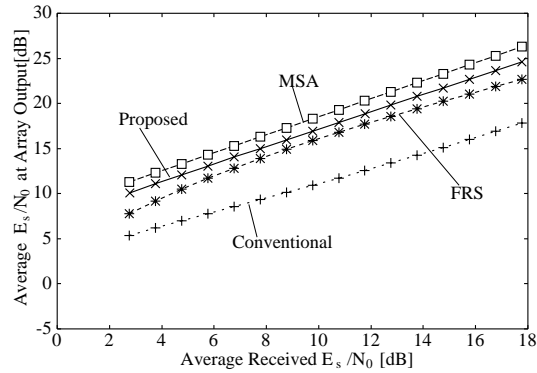


図 5 アレー出力における平均  $E_s/N_0$  (モデル B)  
Fig. 5 Average  $E_s/N_0$  at the array output (model B)

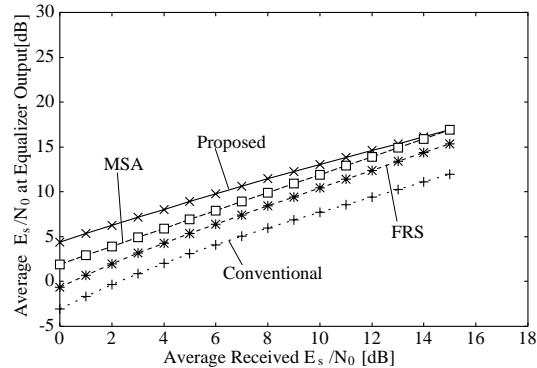


図 6 等化器出力における平均  $E_s/N_0$  (モデル A)  
Fig. 6 Average  $E_s/N_0$  at the equalizer output (model A)

式が平均  $E_s/N_0$  を最大化していることが確認できる。

#### 4.5 BER 特性

図 8-11 に、それぞれモデル A, B, C 及び D にお

ける各手法の、各アンテナ素子での平均の 1 ビット当たりの信号エネルギー対雑音の電力密度比 ( $E_b/N_0$ ) に対する BER を示す。MSA 及び FRS は Conventional に比べて複数到来波受信による特性の改善が見られるが、いずれのモデルにおいても提案方式が最も良い特性を示しており、提案方式の有効性が確認できる。

提案方式による BER 特性の改善量は図 6, 7 における平均  $E_s/N_0$  の改善量に比較して非常に大きくなっている。これは各試行における等化器出力の  $E_s/N_0$  を平均したものが同一であっても、その分散が大きい場合  $E_s/N_0$  が小さい試行における BER が全体の BER 特性を劣化させるためである。例えばモデル A においてアレー入力平均  $E_s/N_0$  が約 15 dB のとき、等化器出力における平均  $E_s/N_0$  は提案方式と MSA ではほぼ同一である。しかし、100,000 回の試行のうち等化器出力における  $E_s/N_0$  の最悪値は提案方式では 11.1 dB であるのに対し、MSA では -39.7 dB である。これにより MSA ではパースト的な誤りが発生し BER 特性が大きく劣化していると考えられる。

モデル C での提案方式の BER 特性はモデル A での特性に比較して大きく劣化しており、BER のカーブにフロアが見られる。これは GI 外遅延波が存在する場合の提案ウェイト計算法が近似を含んだものであること、及びモデル C の環境では GI 外遅延波を抑圧し、かつ同時に残されたアレーの自由度でノイズエンハンスメントを抑えるように GI 内遅延波を合成する必要があることが原因であると考えられる。

モデル D における提案方式の特性はモデル C における特性よりもさらに劣化している。これは一般にダ

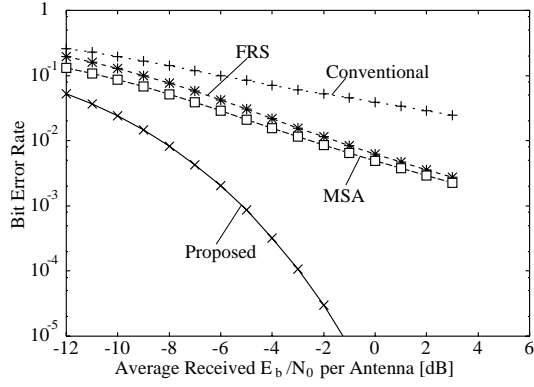


図 8 BER 特性 (モデル A)  
Fig. 8 BER performance (model A)

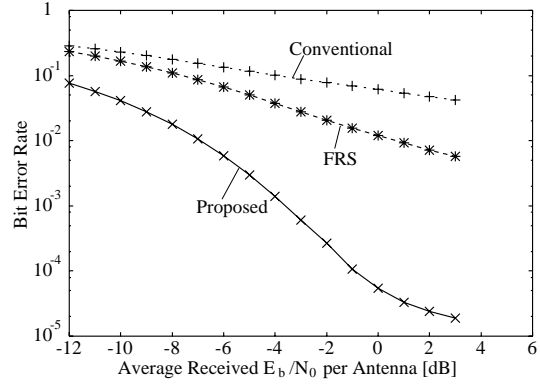


図 10 BER 特性 (モデル C)  
Fig. 10 BER performance (model C)

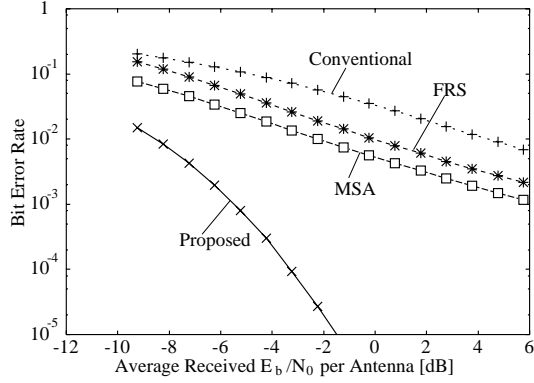


図 9 BER 特性 (モデル B)  
Fig. 9 BER performance (model B)

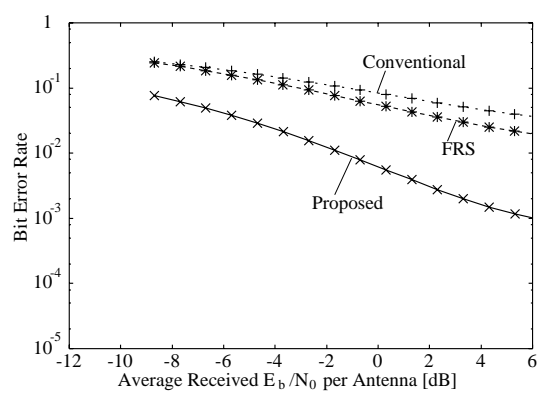


図 11 BER 特性 (モデル D)  
Fig. 11 BER performance (model D)

イバーシチアンテナで干渉を除去する場合、干渉信号の振幅もアンテナ素子間で無相関となり、ビームフォーマーに比べて特性が劣化することが原因であると考えられる。

#### 4.6 計算量の評価

ここでは提案方式の計算量について考察する。

式 (26) の提案アルゴリズムでは  $\mathbf{w}^H(k)\tilde{\mathbf{R}}_m\mathbf{w}(k)$  を計算する必要がある。これは

$$\begin{aligned}\mathbf{w}^H(k)\tilde{\mathbf{R}}_m\mathbf{w}(k) &= \mathbf{w}^H(k)\tilde{\mathbf{h}}_m\tilde{\mathbf{h}}_m^H\mathbf{w}(k) \\ &= |\mathbf{w}^H(k)\tilde{\mathbf{h}}_m|^2\end{aligned}$$

と変形できるため、長さが  $P$  (アンテナ素子数) のベクトルの内積とスカラーの乗算それぞれ一回で計算できる。これを利用することで式 (26) による一回のウェイト更新に必要な乗算回数  $N_{multi}$  は

$$N_{multi} = 2MP + 6M + P + 1 \quad (44)$$

となる。つまり、提案方式の一回のウェイト更新に必要な乗算回数のオーダーは  $O(MP)$  であり、アンテナ素子数  $P$  のポスト FFT 型アレーにおける一回の LMS アルゴリズムによるウェイト更新とほぼ同一の計算量を必要とすることが分かる。ただし、ポスト FFT 型アレーではさらに更新毎に FFT 演算が必要であり、また SC-CP 方式のようなブロック伝送では収束の遅い LMS アルゴリズムは適用が困難であるため、提案方式の要求演算量はポスト FFT 型アレーに比べて小さいと考えられる。

#### 4.7 通信路応答及びノイズ分散推定誤差の影響

提案方式ではウェイト計算に通信路応答が必要であり、さらに GI 外遅延波が存在する場合にはノイズ分散も必要となる。ここではこれらの推定誤差が BER 特性に与える影響を考察する。

図 12 に各アンテナ素子での平均  $E_b/N_0 = -2$  dB



とし、通信路推定の MSE (Mean-Square-Error) を変化させたときの提案方式の BER 特性を示す。ここで通信路推定誤差を人為的に生成するために真の通信路応答に平均 0 の複素ガウス雑音を加算した応答をアレー及び等化器のウェイト計算に使用し、複素ガウス雑音の分散を変化させることで MSE を変化させた。また、 $l$  番目の試行における  $p$  番目のアンテナ素子での誤差を含んだ通信路応答ベクトルを  $\hat{\mathbf{h}}_p(l)$ 、試行回数を  $N_{trial}$ 、 $\|\mathbf{a}\|$  をベクトル  $\mathbf{a}$  のユークリッドノルムとすると MSE は

$$(\text{MSE}) = \frac{1}{N_{trial}} \sum_{l=1}^{N_{trial}} \frac{\sum_{p=1}^P \|\hat{\mathbf{h}}_p(l) - \mathbf{h}_p\|^2}{\sum_{p=1}^P \|\mathbf{h}_p\|^2}$$

で定義される。

図 12 より提案方式によって良好な特性を得るためには MSE が 0.01 以下である必要があることが分かる。本論文の計算機シミュレーション環境 (モデル A-D) において、6 段の M (Maximum Length Shift Register) 系列を 1 パイロット信号ブロックとし、2 ブロック分の受信パイロット信号を用いて通信路応答推定を行なったときの MSE は 0.2 程度であり、実際のシステムで良好な特性を得るためにはサイクリックプリフィックスを用いた通信路応答推定法 [17] など採用することでパイロット信号によるオーバーヘッドを抑えつつ通信路応答の推定精度の向上を図る必要がある。

図 13 はウェイト計算に使用するノイズ分散に誤差がある場合の提案方式の BER 特性を示している。横軸はウェイト計算に使用したノイズ分散と真のノイズ分散の比であり、0 dB のとき真のノイズ分散を用いてウェイト計算することになる。ノイズ分散は GI 外遅延波が存在する場合にのみ必要であるため、モデル C と D における特性のみ示してある。これより真のノイズ分散に対して  $\pm 5$  dB 程度のノイズ分散をウェイト計算に用いれば、大きな特性の劣化は生じないことが分かる。

ノイズ分散は、推定ノイズ分散を  $\hat{\sigma}^2$ 、 $n$  番目の送信パイロットブロックを  $\mathbf{s}'(n)$ 、パイロット信号ブロック数を  $N_{pilot} (\geq 2)$  としたとき

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{\sum_{k=2}^{N_{pilot}} \|\mathbf{r}'(n) - \mathbf{H}_0 \mathbf{s}'(n) - \mathbf{H}_1 \mathbf{s}'(n-1)\|^2}{(M+K) \times (N_{pilot} - 1)}$$

によって推定することができる。

前述の M 系列による通信路応答推定法で得られた通信路応答を用いたときの、モデル C 及び D における

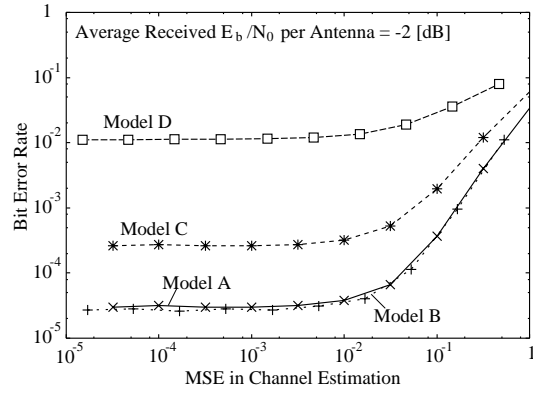


図 12 通信路応答推定誤差の影響  
Fig. 12 Impact of Channel Estimation Error

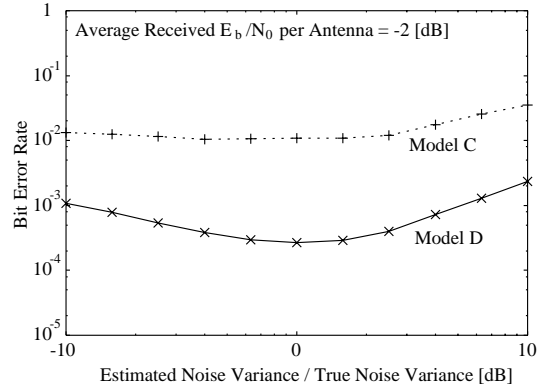


図 13 ノイズ分散推定誤差の影響  
Fig. 13 Impact of Noise Variance Estimation Error

推定ノイズ分散  $\hat{\sigma}^2$  は約 97% が図 13 の横軸において  $\pm 3$  dB の範囲に存在することから、ノイズ分散推定誤差による BER 特性の劣化は通信路応答推定誤差による劣化に比べて小さいと考えられる。

## 5. む す び

本論文では、ZF 基準の離散周波数領域等化器を用いた SC-CP システムのための、プリ FFT 型アダプティブアレーのウェイト制御法を提案した。提案方式では、SC-CP システムの BER が等化器出力における SNR によって決定されることを利用し、理論的に導出した等化器出力での平均 SNR を最大化するアルゴリズムによりアレーウェイトを決定する。また GI 外遅延波が存在する環境においては、ノイズエンハンスメントを抑制しつつ GI 外遅延波を抑圧するため、IBI 及び ISI 成分を干渉信号として等化器出力での SINR を最

大にするようなウェイト制御法を提案した。

計算機シミュレーションにより提案方式の特性を従来のアレーウェイト制御法、及び OFDM アレー用に提案されているウェイト制御法の特性と比較した。その結果、提案方式は到来パスの角度広がり的大小に関わらず SC-CP システムの特性を大きく改善できることが分かった。

本論文では、SC-CP システムは OFDM と異なり周波数選択性フェージング環境下で誤り訂正符号を用いることなく良好な特性が得られることに着目し、誤り訂正符号を用いない場合のウェイト制御法の提案及び特性評価を行なったが、誤り訂正符号の効果も含めた特性評価が今後の課題である。

## 文 献

- [1] H. Sari, G. Karam and I. Jeancloude, "Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting", *IEEE Commun. Mag.*, vol.33, pp.100-109, Feb. 1995.
- [2] Z. Wang and G. B. Giannakis, "Wireless Multicarrier Communications", *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 17, pp. 29-48, May 2000.
- [3] 唐沢 好男, 篠澤 政宏, "サイクリックプリフィックスを付加したデータ伝送方式とサブバンド信号処理型アダプティブアレー", 信学論 (B), vol.J85-B, no.1, pp.90-96, Jan. 2002.
- [4] S. Hara and P. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 35, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [5] A. Czylik, "Comparison between Adaptive OFDM and Single Carrier Modulation with Frequency Domain Equalization", *Proc VTC'97*, Phoenix, vol. 2, pp. 865-869, 1997.
- [6] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems", *IEEE commun. Mag.*, vol. 40, no. 4, pp. 58-66, April, 2002.
- [7] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*, Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall, Inc., 1989.
- [8] Y.-P. Lin and S.-M. Phong, "Analytic BER Comparison of OFDM and Single Carrier Systems", *Proc. SMMSP'02*, Toulouse, France, pp. 127-130, Sep. 2002.
- [9] J.-W. Liang, J.-T. Chen, and A. J. Paulraj, "A two-stage hybrid approach for CCI/ISI reduction with space-time processing", *IEEE Commun. Letters*, vol. 1, no. 6, pp. 163-165, Nov. 1997.
- [10] 羽根 秀一, 原 嘉孝, 原 晋介, "OFDM アダプティブアレーアンテナを用いた到来波の選択的受信法に関する検討", 信学技報, A-P2001-69, pp. 35-41, Aug. 2001.
- [11] 松江 武典, 服部 敏弘, 福井 伸治, 伊奈 敏和, 菊間 信良, "OFDM 用アダプティブ・アレー・アンテナの一検討", 信

学総大会, B-1-83, 2001.

- [12] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, MD, Johns Hopkins Univ. Press, 1996.
- [13] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall, 1996.
- [14] M.-L. Leou and C.-C. Yeh, "Novel Hybrid of Adaptive Array and Equalizer for Mobile Communications", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, pp. 1-10, Jan. 2000.
- [15] <http://www.netlib.org/lapack/index.html>
- [16] B. Farhang-Boroujeny, *Adaptive Filters Theory and Applications*, Chichester, John Wiley & Sons, 1998.
- [17] X. Wang and K. J. Ray Liu, "Adaptive Channel Estimation Using Cyclic Prefix in Multicarrier Modulation System", *IEEE Commun. Letters*, vol. 3, No. 10, Oct. 1999.

(平成 x 年 xx 月 xx 日受付)

## 林 和則 (正員)

平 9 阪大・工・通信卒・平 14 同大学院博士後期課程了。同年京大・情報学・システム科学・助手, 現在に至る。無線通信, デジタル信号処理の研究に従事。

## 小嶌 卓

平 13 京大・工・物理卒・平 15 同大学院博士前期課程了。同年野村総合研究所(株)入社, 現在に至る。

## 酒井 英昭 (正員)

昭 47 京大・工・数理卒。昭 50 徳島大・工・情報・助手, 昭 53 京大・工・数理・助手, 昭 60 同助教授, 平 9 同教授。現在, 京大・情報学・システム科学・教授。時系列解析, 信号処理の研究に従事。