

多重波環境における帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーの特性

張 毅民^{†*} 楊 克虎^{††**} 唐沢 好男^{†††}

Subband CMA Adaptive Arrays in Multipath Fading Environment

Yimin ZHANG^{†*}, Kehu YANG^{††**}, and Yoshio KARASAWA^{†††}

あらまし CMA (Constant Modulus Algorithm) アダプティブアレーは、ブラインド処理を行うため、移動通信では多重波干渉や同一チャネル干渉を抑圧するための有望な処理手段として期待されている。しかし、CMA アルゴリズムは、希望信号に関する事前情報がないため、多重波の分離合成は困難とされている。このため、多重波の電力を有効に利用できないばかりでなく、多くのアレー自由度が必要となる。本論文では、帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーを提案し、遅延により低下した多重波間の信号相関を向上させることにより、周波数選択性フェージングを大幅に軽減できることを示した。この方法を用いることにより、一定遅延以内の希望信号の多重波を受信合成し、希望信号に対してダイバーシチ効果が得られる。また、妨害信号に対しては、多重波を一括して除去でき、アレー自由度を有効に利用することができる。

キーワード CMA アダプティブアレー、多重波干渉、同一チャネル干渉、フィルタバンク、ブラインド信号処理

1. ま え が き

陸上移動通信では、移動局から送信された電波は、付近に存在するビルなどで反射・回折を受けた後、基地局に到来する。このため、送信される移動局の信号は、多重波をなして基地局に到来することになる [1]。また、近年、マルチメディア通信に対する需要を反映して、陸上移動通信に対する研究・開発は、数 Mbps 程度の高速通信を目標としている。このような高速通信において、都市部の屋外電波伝搬環境では、遅延の広がりやシンボル長を超え、多重波間の信号相関が著しく低下する。このため、符号間干渉 (ISI : Inter-symbol Interference) が発生する。

一方、セルラシステムでは、周波数資源を効率的に活用するため、周波数の再利用を行っている。このため、同一チャネル干渉 (CCI : Co-channel Interference)

が存在する。このように、高速な移動通信環境では、ISI と CCI が同時に存在する。これらを同時に抑圧する手段としては、アダプティブアレー、又は等化機能をもったアダプティブアレーが提案されている [2] ~ [12]。そのなかでも、CMA (Constant Modulus Algorithm) アダプティブアレーは、事前情報を必要としないブラインド型処理アルゴリズムとして注目され、多くの研究が行われている [2] ~ [9]。CMA は、妨害信号だけでなく、遅延の長い多重波を抑圧する能力もあるため、それらを抑圧して、希望信号の 1 波だけを受信するようになるが、希望信号の多重波を抑圧することは、希望信号の電力を有効に利用できなく、また、アダプティブアレーの自由度を余分に消費する必要があるため、より多くのアレー素子が必要となる。

移動通信のような変動の激しい伝搬状況下では、1 波だけを受信するようになると、受信信号のレベルが変動し、むしろ数波をダイバーシチ的に受信したほうが、受信レベルがより安定になり、通信品質が向上することが知られている [1]。また、希望信号の多重波に対して抑圧する必要がなくなるため、より少ないアレー自由度で良好な特性が得られるようになる [11]。

LMS (Least Mean Square) [13] 等のアルゴリズムでは、トレーニング信号により希望信号が既知であり、それを用いて希望信号の多重波に対して別々に受信し

[†] ATR 環境適応通信研究所, 京都府
ATR Adaptive Communications Research Laboratories,
Kyoto-fu, 619-0288, Japan

^{††} 西安电子科技大学, 中国陕西省西安市
Institute of Electronics Engineering, Xidian University,
Xi'an, Shaanxi, 710071, China

^{†††} KDD 研究所, 埼玉県
KDD R&D Laboratories, Saitama-ken, 356-8502, Japan

* 現在, Villanova University, U.S.A.

** 現在, ATR 環境適応通信研究所

たり、伝送路の推定などが可能である。このため、アダプティブアレーで希望信号の各多重波に対して個別に受信してダイバーシチ合成する方法 [12] や、希望信号に対して等化処理を同時に行う方法 [11], [14] 等が提案されている。

CMA アダプティブアレーを用いた直接波と遅延波の分離受信に関する研究は、文献 [5], [8] 等がある。文献 [5] では、ビームスペースを用いた手法を提案している。この手法では、あらかじめマルチビームを形成し、直接波と遅延波が異なるビームに到来する場合、それぞれのビームに対し CMA アルゴリズムを適用して直接波と遅延波を分離受信する。しかし、この手法では、直接波と遅延波が近い方向で到来し、マルチビームで分解できない場合には適用できない。文献 [8] では、ある程度の長さをもつ既知の信号系列（識別用信号）が送信されていると仮定し、それをトレーニング信号代わりに使用している。

本論文では、高速移動通信における多重波フェージング対策として、帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーを提案する。このシステムは、妨害信号を除去するだけでなく、一定遅延以内の希望信号の多重波信号を受信し、ダイバーシチ効果が得られる。

妨害信号も定包絡線特性を有する場合、CMA アダプティブアレーは妨害信号を捕捉し、希望信号を抑圧してしまう可能性がある [9], [15]。このような現象を避けるため、識別用信号の利用 [15]、希望信号と妨害信号の異なるサイクリック相関特性 [16] などを利用することが考えられる。このような情報は、通信システムを維持するために通常含まれている情報が利用できる場合が多い。

フィルタバンクを用いた帯域分割処理では、事前情報を必要とせず、希望信号や妨害信号にかかわらず、直接波と遅延波の間の相関係数を大幅に向上させることができる。その結果として、多重波が等化されることになる [17], [18]。このことを CMA アダプティブアレーに適用すれば、CMA アダプティブアレーでも多重波間でダイバーシチ効果が得られ、少ないアレー素子で妨害信号の除去ができる。

帯域分割・合成型アダプティブアレーが行う周波数・空間信号処理と、タップ付き遅延線で構成される時間・空間信号処理とは、本質的には同一である [17], [20]。しかし、以上のように、時間・空間信号処理に比較して、提案する周波数・空間信号処理のほうが構成しやすいなどの利点がある。特に CMA のようなブライ

ド処理アルゴリズムでは、そのメリットが大きい。

帯域分割・合成型アダプティブアレーは、今まで、収束速度の向上 [19] や、広帯域信号処理 [7], [20] の目的で検討されてきているが、信号等化、特に妨害信号を含めた信号等化の特性に注目した検討は [17], [18] が初めてであった。

本論文は、以下のように構成される。2. では、CMA アダプティブアレーの原理について簡単に紹介し、多重波環境における CMA アダプティブアレーの動作を解析する。3. では、帯域分割による多重波間の信号相関特性改善について検討した後、帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーの提案方式を示す。4. では、シミュレーション例を示す。多重波環境において、従来の CMA アダプティブアレーと比較して、提案方式は、少ないアレー素子で良いアレー特性が得られることを確認する。

2. CMA アダプティブアレー

移動通信などでは、希望信号の到来方向について事前情報を得られないのが実状である。また、トレーニング信号を使用すると、システムが複雑になるだけでなく、通信容量が低下する。このため、移動通信では、希望信号に関する事前情報信号を必要としないアルゴリズムが強く求められている。CMA アルゴリズムは、このような移動通信環境において、定包絡線信号を対象にした多重信号を除去するために考案されたものであるが、同一チャネルの妨害信号を除去する能力も有し、有望なアルゴリズムとして注目されている。

2.1 CMA アダプティブアレーの原理

移動通信で多く用いられる QPSK 変調等のような位相変調は信号の包絡線が一定であるという性質を備えている。これらの信号が多重伝搬路を通り時間的に遅延のある多重波となって受信地点に到来した場合、遅延波の影響により受信信号は包絡線一定の性質が失われ包絡線に変動成分が生じる。また、同一チャネル妨害信号が到来する場合も、希望信号の包絡線一定の性質をくつがえすようになる。CMA アルゴリズムの動作原理は、このような多重波、又は同一チャネル干渉が存在する環境下で生じたアレー出力の包絡線のひずみ成分が最小になるようにウエートを制御し、多重波や同一チャネル干渉を抑圧することである [2]。図 1 に N 素子の CMA アダプティブアレーを示す。

帯域制限を加えた場合、QPSK などの信号は、その定包絡線特性が失われる。このため、1 シンボルに

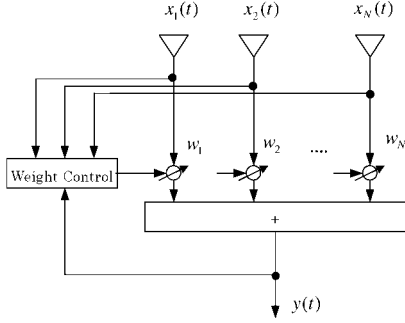


図1 CMA アダプティブアレー
Fig. 1 A CMA adaptive array.

複数のサンプル点においてその包絡線特性に関する評価を行うと、CMA アダプティブアレーの特性は劣化することがある [4]。しかし、帯域制限を受けた場合でも、各シンボルの中心においては、定包絡線の条件は失われない。このため、シンボル当り 1 回だけのウェイト更新を行うなら、定包絡線条件が成り立つと考えてよい。

所望の包絡線値を 1 とした場合、CMA アルゴリズムの評価関数 $Q(w)$ は次式のように表される。

$$\begin{aligned} Q(w) &= E \left[\left| |y(m)|^p - 1 \right|^q \right] \\ &= E \left[\left| |w^H(m)x(m)|^p - 1 \right|^q \right] \end{aligned} \quad (1)$$

ここで、 $E[\cdot]$ は統計期待値を表す。 $w(m)$ 、 $x(m)$ と $y(m)$ はそれぞれ時刻 m におけるウェイトベクトル、入力信号ベクトル及びアレー出力を示す。 p と q は正の整数で通常は 1 又は 2 をとる。本論文では、 $p = q = 2$ とする。また、上付き添字 H は共役転置を表す。

各アレー素子のウェイトは式 (1) の評価関数 $Q(w)$ が最小となるよう制御される。式 (1) がウェイトに関して非線形であるために最適ウェイトを閉形式で直接的に表すことはできないので、最急降下法等の漸近的な手法により制御する必要がある。

最急降下法に基づくウェイト w の更新式は次式で表される。

$$w(m+1) = w(m) - \mu \nabla_w Q(m) \quad (2)$$

ここで、 m はウェイト更新の繰返し回数 (イタレーション)、 μ はステップサイズ、 $\nabla_w Q(m)$ は時刻 m における、 $Q(m)$ の w に関する勾配ベクトルである。 $p = q = 2$ の場合、 $\nabla_w Q(m)$ は次式により与え

られる。

$$\nabla_w Q(m) = 4x(m)y^*(m) (|y(m)|^2 - 1) \quad (3)$$

ここで、上付き添字 $*$ は複素共役を表す。

式 (1) では、統計期待値が使われているが、実際には、統計期待値を求めることができず、通常は有限のデータから求める時間的な平均値に置き換えて行う。次式のように、 K 個のデータを使用して平均値を求めると、アレー特性が速く収束する [9]。

$$Q(w) = \frac{1}{K} \sum_{i=m-K+1}^m \left[\left| |y_m(i)|^2 - 1 \right|^2 \right] \quad (4)$$

ここで、 K は時間平均を行うデータのサンプル数を示す。また、

$$y_m(i) = w^H(m)x(i)$$

は、時刻 m におけるウェイトベクトル $w(m)$ と、時刻 i の入力データベクトル $x(i)$ から求めたアレー出力である。

式 (3)、(4) により、式 (2) は次式となる。

$$\begin{aligned} w(m+1) &= w(m) - \frac{4\mu}{K} \\ &\quad \times \sum_{i=m-K+1}^m \left\{ x(i)y_m^*(i) \left[|y_m(i)|^2 - 1 \right] \right\} \end{aligned} \quad (5)$$

また、収束速度を最も速くするため、ステップサイズは次式のように選ぶ [9]。

$$\mu = 1 / \left[\frac{1}{K} \sum_{i=m-K+1}^m 6\lambda_{\max}^2(i) \right] \quad (6)$$

ここで、 $\lambda_{\max}(i)$ は入力信号ベクトル行列 $x(i)x^H(i)$ の最大固有値である。

2.2 多重波環境における CMA アダプティブアレーの動作

CMA アダプティブアレーでは、多重波間の相関が低い場合、アルゴリズムの原理上、1 波だけを受信し、ほかの到来波を抑圧するようになる [2], [3]。しかし、多重波間の相関が高い場合、これらの到来波は等価的に一つの到来波としての性質を有する [21], [22]。このため、希望信号の多重波は抑圧されずに CMA アダプティブアレーに受信されることがある。

ここでは、多重波信号が到来する場合におけるCMAアダプティブアレーの動作特性を解析する．解析を簡単にするため、希望信号と妨害信号はそれぞれ2波の多重波（直接波と遅延波）で到来する場合を考える．希望信号と妨害信号は互いに独立であるとする．ここから得られる結論は、2波以上の場合にも成り立つ．

アレーにおける受信信号ベクトル $x(t)$ は、

$$x(t) = A(\Theta_D)s_D(t) + A(\Theta_I)s_I(t) + n(t) \quad (7)$$

である．ここで、 $A(\Theta_D) = [a(\theta_{D1}), a(\theta_{D2})]$ は希望信号の各到来波の方向ベクトルから構成される行列であり、 $s_D(t) = [s_{D1}(t), s_{D2}(t)]^T$ は各多重波の複素信号波形からなる信号ベクトルである．上付添字 T は転置を表す．同様に、 $A(\Theta_I) = [a(\theta_{I1}), a(\theta_{I2})]$ は妨害信号の各到来波の方向ベクトルを表す行列であり、 $s_I(t) = [s_{I1}(t), s_{I2}(t)]^T$ はその信号波形を表すベクトルである．また、 $n(t)$ は熱雑音ベクトルである．

まず、希望信号について考える．一般性を失うことなく、 $s_{D1}(t)$ を直接波と仮定することができる．その場合、遅延波である $s_{D2}(t)$ を、次のように、直接波にコヒーレントな成分と、直接波に直交する成分に分けることができる [23]．

$$s_{D2}(t) = s_D^\perp(t) + \rho_D^* \xi_D s_{D1}(t), \quad (8)$$

ここで、 $E[s_D^\perp(t)s_{D1}^H(t)] = 0$ である．直接波と遅延波の信号電力をそれぞれ σ_{D1}^2 及び σ_{D2}^2 とし、 $\xi_D = \sigma_{D2}/\sigma_{D1}$ は両波の信号レベル比である．また、 ρ_D は両多重波間の信号相関係数であり、次式により定義される．

$$\rho_D = \frac{E[s_{D1}(t)s_{D2}^*(t)]}{\sigma_{D1}\sigma_{D2}}. \quad (9)$$

$s_D(t)$ の共分散行列は、次式により求められる．

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{DD} &= E[s_D(t)s_D^H(t)] \\ &= \sigma_{D1}^2 \begin{bmatrix} 1 & \rho_D \xi_D \\ \rho_D^* \xi_D & |\rho_D \xi_D|^2 \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & (1 - |\rho_D|^2) \sigma_{D2}^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

式 (10) 右辺の前項は両多重波の希望成分を表し、等価合成信号波形 $\tilde{s}_D(t) = (1 + \rho_D^* \xi_D) s_{D1}(t)$ 及び等価方向ベクトル

$$\tilde{a}_D = a(\theta_{D1}) + \rho_D^* \xi_D a(\theta_2) \quad (11)$$

によって表すことができる．式 (10) の右辺第 2 項は遅延波 $s_{D2}(t)$ に含まれる妨害成分を表す．

式 (10) から明らかなように、 $|\rho_D|$ が 1 に近づくにつれ、妨害成分が小さくなり、希望信号の両多重波は一つの到来波として認識されるようになる．このため、 $|\rho_D|$ を高くすることにより、符号間干渉を軽減することができる．また、 $|\rho_D|$ が高くなると、妨害成分がウエートに与える影響も小さくなる [25]．

妨害信号に対しては、その直接波と遅延波がすべて抑圧の対象となるため、固有値分解の手法により解析するほうが有効である．妨害信号成分の共分散行列は、

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{II} &= A(\Theta_I)E[s_I(t)s_I^H(t)]A^H(\Theta_I) \\ &= \sum_{i=1}^2 \lambda_{Ii} \mathbf{u}_{Ii} \mathbf{u}_{Ii}^H \end{aligned} \quad (12)$$

ここで、 λ_{Ii} ($i = 1, 2$) は \mathbf{R}_{II} の二つ非 0 の固有値であり、 \mathbf{u}_{Ii} は対応する固有ベクトルである．二つの固有値は、次式により表される [21]．

$$\begin{aligned} \lambda_{I1,2} &= \frac{N}{2} [\sigma_{I1}^2 + \sigma_{I2}^2 + 2\sigma_{I1}\sigma_{I2}\text{Re}(\rho_I\beta_I^*)] \\ &\quad \times \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4\sigma_{I1}^2\sigma_{I2}^2(1-|\beta_I|^2)(1-|\rho_I|^2)}{\sigma_{I1}^2 + \sigma_{I2}^2 + 2\sigma_{I1}\sigma_{I2}\text{Re}(\rho_I\beta_I^*)}} \right] \end{aligned} \quad (13)$$

ここで、 σ_{I1}^2 と σ_{I2}^2 はそれぞれ妨害信号の両多重波の入力電力であり、 ρ_I は 2 波間の信号相関係数である．また、 β_I は両多重波の到来角度間の空間相関係数であり、次式により定義される．

$$\beta_I = \frac{1}{N} \mathbf{a}^H(\theta_{I1}) \mathbf{a}(\theta_{I2}) \quad (14)$$

式 (13) から明らかなように、 $|\rho_I|$ 及び $|\beta_I|$ のいずれかが 1 となる場合、すなわち、妨害信号の両多重波が統計的に又は空間的に高い相関をもつ場合、第 2 固有値 λ_{I2} は 0 となる．このように、高い $|\rho_I|$ 又は $|\beta_I|$ により、この第 2 固有値が熱雑音レベルになれば、アレーから無視できるようになり、妨害信号の多重波 $s_{D1}(t)$ と $s_{D2}(t)$ は 1 波としてみなせるようになる．この場合、CMA アダプティブアレーは、一つのアレー自由度で妨害信号の多重波を抑圧することができるようになる．

3. 帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレー

前章で検討したように、CMA アルゴリズムは、希望信号の多重波と妨害信号を抑圧して、希望信号の直接波だけを受信することができる。しかし、何らかの処理で多重波間の相関を高めることができれば、CMA アルゴリズムは、希望信号の多重信号を抑圧せずに受信することが可能であり、また、妨害信号の多重信号に対しては、等価的に 1 波として一つのアレー自由度で抑圧できるようになる。

本章では、帯域分割・合成型アダプティブアレーの概念を紹介する。フィルタバンクを用いて帯域分割することにより、遅延のある信号間で信号相関が高くなり、多重波が帯域分割処理によりほぼコヒーレントな到来波として扱えることを示す。この結果を CMA アルゴリズムに適用することにより、CMA アダプティブアレーでも多重波間のダイバーシチ効果を得られ、少ないアレー素子で妨害信号の除去ができる。

3.1 帯域分割による遅延波間信号相関の改善

帯域分割は、図 2 に示すように、帯域分割フィルタバンクと、帯域合成フィルタバンクから構成される [24]。また、帯域分割した各サブバンドでは、低いレートで信号を処理できるため、通常、更にダウンサンブラとアップサンブラが使用される。情報を失われないためには、デシメーション比 $P \leq$ 帯域分割数 M を満足させる必要があるが、 $P = M$ のときに最大間引きフィルタバンクという。帯域分割した信号を合成することにより完全再構成するには、構成フィルタがその条件を満足しなければならない [24]。ここでは、フィルタバンクは完全再構成条件又は準完全再構成条件を満足するとし、それについての詳しい説明を省略する。

信号に対する帯域分割により、入力されたデータ系列 $x(n)$ が M の系列 $x^{(1)}(n'), \dots, x^{(M)}(n')$ に帯域分割される。ここで、上付き添字 (k) は k 番目のサブバンドにおける信号成分を表す。 $x(n)$ に比べて、 $x^{(k)}(n')$ ($k = 1, 2, \dots, M$) は、信号帯域が $1/M$ となり、また、信号レートは $1/M$ となる。

また、適当な帯域分割を行うことにより、直接信号と遅延信号との信号相関を高くすることができる。このことにより、周波数選択性フェージングの影響を軽減することができる。

ここでは、解析の便宜上、信号 $s(t)$ は式 (15) に示すような、制限された帯域 $[-B/2, B/2]$ において等

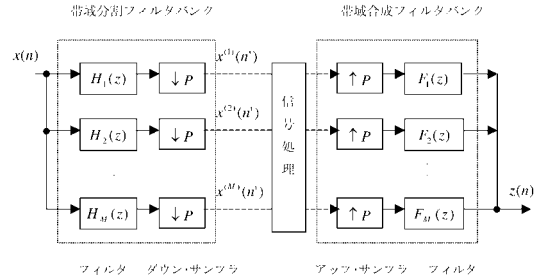


図 2 フィルタバンクによる信号の帯域分割・合成
Fig. 2 Subband signal processing by filter banks.

しい電力スペクトラム密度関数 $p(f)$ を有するものについて考える。これは、ロールオフ率 0 の場合に相当する。また、QPSK などの変調方式を考える場合、シンボル長 T_s に対し、 $BT_s = 1$ を満足する。ほかのロールオフ値又は変調方式に対しても、類似する結果が得られる。

$$p(f) = \begin{cases} 1, & -B/2 \leq f \leq B/2 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (15)$$

信号 $s(t)$ の自己相関関数 $r(\tau)$ は、 $p(f)$ のフーリエ変換により、

$$r(\tau) = E \{s(t)s^*(t - \tau)\} = \frac{\sin(\pi B\tau)}{\pi\tau} \quad (16)$$

で与えられる。

ここで、 $p(f)$ を以下のように M 分割するようにして、信号 $s(t)$ をサブバンド信号 $s^{(k)}(t)$ ($k = 1, 2, \dots, M$) に分割する。帯域分割をする各分割フィルタは、周波数軸において、スペクトラムが重ならないような方形伝達関数を有するとする。また、同様に、各合成フィルタも同様な周波数特性を有し、分割フィルタバンクと合成フィルタバンクで完全再構成条件を満足する。

$$p(f) = \sum_{k=1}^M p^{(k)}(f) \quad (17)$$

$$p^{(k)}(f) = \begin{cases} 1, & -\frac{B}{2} + \frac{k-1}{M}B \leq f < -\frac{B}{2} + \frac{k}{M}B \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (18)$$

したがって、 $s^{(k)}(t)$ の自己相関関数 $r^{(k)}(\tau)$ は $p^{(k)}(f)$ のフーリエ変換となり、

$$r^{(k)}(\tau) = E \left\{ s^{(k)}(t) s^{(k)*}(t - \tau) \right\}$$

$$= \frac{\sin(\pi B\tau/M)}{\pi\tau} e^{j(\pi B\tau/M)(2k-M-1)} \quad (19)$$

となる．

信号 $s(t)$ と、その遅延信号 $s(t - \tau)$ との間の信号相関係数は、

$$\rho(\tau) = \alpha \frac{r(\tau)}{r(0)} = \alpha \frac{\sin(\pi B\tau)}{\pi B\tau} \quad (20)$$

である．ここで、 $\alpha(|\alpha| = 1)$ は、伝搬によって生じる位相項を表す．帯域分割した信号に対して、 k 番目のサブバンドにおける信号 $s^{(k)}(t)$ と、その遅延信号 $s^{(k)}(t - \tau)$ との間の相関係数は、同様に、

$$\begin{aligned} \rho^{(k)}(\tau) &= \alpha \frac{r^{(k)}(\tau)}{r^{(k)}(0)} \\ &= \alpha \frac{\sin(\pi B\tau/M)}{\pi B\tau/M} e^{j(2k-M-1)\pi B\tau/M} \end{aligned} \quad (21)$$

となる．

式 (20) と式 (21) を比較して、信号の帯域分割により、信号 $s(t)$ の自己相関係数の絶対値は時間軸において、 M 倍だけ広がったことがわかる．

例えば、 $B\tau = 1$ のとき、帯域分割する前の波形では $\rho(1/B) = 0$ になるが、帯域分割をした後では、 $M = 8$ で $|\rho^{(k)}(1/B)|$ が約 0.974 となり、また、 $M = 16$ で $|\rho^{(k)}(1/B)|$ が 0.9936 となる．このように、 M を増やすことによって、多重波は各サブバンド内においてほとんどコヒーレント信号として扱えるようになる．

ここで、 $|\rho^{(k)}(\tau)|$ が k に対して変化しないことに注目されたい．すなわち、相関係数は、帯域分割することにより、各サブバンドにおいて等しく大きくなったことを意味する．

したがって、フィルタバンクを使用した帯域分割・合成信号処理により、希望信号と、妨害信号に区別なく、周波数選択性フェージング環境において多重波間の信号相関を高めることができる．このことをアダプティブアレーに応用すると、希望信号に対する等化が必要なくなり、また、妨害信号に対して、アレー自由度を有効に使用することができる．

帯域分割処理により、直接波と遅延波との相関係数の絶対値は高くなるが、相関係数の位相は帯域によって異なる．このため、帯域によって、直接波と遅延波との相関係数の位相が逆になる場合もありうる．アダプティブアレーを用いなければ、直接波と遅延波が相

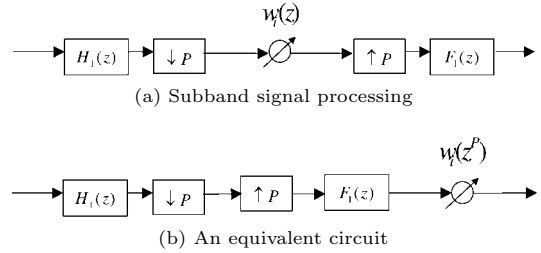


図3 サブバンドでの信号処理とその等価回路
Fig.3 Subband signal processing and its equivalent circuit.

殺して、受信信号に深いノッチが生じるが、CMA アダプティブアレーでは、直接波と遅延波の空間相関係数が高くない限り、その影響は大きくない [25]．また、一部の帯域で相殺するような直接波と遅延波が同じ方向から到来する場合、実際の入力信号にノッチが生じていることを意味し、アレー処理で遅延波を除去することによりこのようなノッチを取り除くことはできない．このような場合、アレー特性が劣化することがありうる．

以上の検討は、理想的な方形状伝達関数を有するフィルタを用いて解析している．このようなフィルタは無数のタップを必要とし、遅延時間量を考えれば非現実なものである．実際には、修正 QMF フィルタバンクに基づく構成が現実的であり、ここで解析した理想方形フィルタを用いた場合に比較してかなり近い結果が得られる [18]．本論文では、説明の便宜上、理想方形フィルタを用いて解析する．

3.2 帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレー

帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーでは、各アレー素子の出力を帯域分割した後、各サブバンドでウエート処理を受けてから合成し、更に帯域合成をして、帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーの出力となる．

QPSK 等の定包絡線変調方式では、帯域制限を行うと、1 シンボルにおいて 1 サンプル点にしか、定包絡線条件を満足しない．このため、CMA アルゴリズムでは、1 シンボルにおいて、1 回しかウエート更新はできない．帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーでは、間引き率 P で間引きを行う場合、通常は、ウエート更新は P シンボルごとの更新となる．本論文では、解析を簡単にし、また、通常 CMA アダプティブアレーとの比較を容易にするため、1 シンボルごと

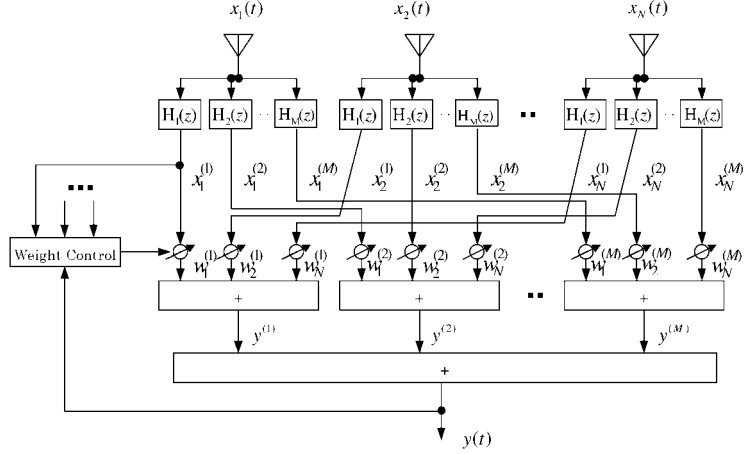


図4 帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレー
Fig. 4 A subband CMA adaptive array.

にウエートを更新するとし, $P = 1$ として解析する.

図 3 (a) に k 番目のサブバンドでの処理流れを示す. ウエート処理をフィルタバンク処理の外部に移して, (a) を (b) に書き直すことができる. 特に, P を 1 とした場合には, 実際にダウンサンプラとアップサンプラを使用する必要がないため, 分割フィルタと合成フィルタを一緒にすることができる. 図 4 に帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーの構成例を示す.

j 番目アレー素子から出力された k 番目サブバンド信号を $x_j^{(k)}(m)$ とし, それに対応するウエートを $w_j^{(k)}(m)$ とすると, アレーの出力は, 以下のように表される.

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{k=1}^M y^{(k)}(m) \\ &= \sum_{k=1}^M \mathbf{W}^{(k)H} \mathbf{X}^{(k)} \\ &= \sum_{k=1}^M \sum_{j=1}^N w_j^{(k)}(m) x_j^{(k)}(m) \end{aligned} \quad (22)$$

ここで,

$$\mathbf{x}^{(k)} = [x_1^{(k)}, x_2^{(k)}, \dots, x_N^{(k)}]^T \quad (23)$$

$$\mathbf{w}^{(k)} = [w_1^{(k)}, w_2^{(k)}, \dots, w_N^{(k)}]^T \quad (24)$$

式 (22) を式 (1) と式 (3) に代入すると, 評価関数と,

評価関数の $\mathbf{w}^{(k)}$ に対するこう配は,

$$\begin{aligned} Q(\mathbf{w}^{(k)}) &= E \left[|y(t)|^2 - 1 \right]^2 \\ &= E \left[\left| \sum_{k=1}^M \mathbf{w}^{(k)H} \mathbf{x}^{(k)} \right|^2 - 1 \right]^2 \end{aligned} \quad (25)$$

及び

$$\nabla_{\mathbf{w}^{(k)}} Q(m) = 4\mathbf{x}^{(k)}(m)y^*(m) (|y(m)|^2 - 1) \quad (26)$$

となり, また, ウエート更新式は次式となる.

$$\mathbf{w}^{(k)}(m+1) = \mathbf{w}^{(k)}(m) - \mu \nabla_{\mathbf{w}^{(k)}} Q(m) \quad (27)$$

2. での解析と同様, 統計期待値の代わりに時間平均を用いることにより, ウエート更新式は次式となる.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}^{(k)}(m+1) &= \mathbf{w}^{(k)}(m) - \frac{4\mu^{(k)}}{K} \\ &\quad \times \sum_{i=m-(K+1)}^m \{ \mathbf{x}^{(k)}(i) y_m^*(i) [|y_m(i)|^2 - 1] \} \end{aligned} \quad (28)$$

また, 式 (28) において,

$$\mu^{(k)} = 1 / \left[\frac{1}{K} \sum_{i=m-K+1}^m 6\lambda_{\max}^{(k)2}(i) \right] \quad (29)$$

はサブバンド k におけるウエート更新のステップサイズである.

4. 特性評価

本章では、提案方式の有効性を評価するため、多重波環境での基本動作とダイバーシチ効果、直接波と遅延波の到来方向が近い場合の特性、及び妨害信号が到来する場合の特性についてシミュレーション結果を示し、考察を行う。変調方式として、希望信号と妨害信号がともに QPSK 変調を用い、ロールオフ率を 0.5 とした。アレー配列は、搬送波に対して半波長間隔の等間隔線形アレーとして、到来角度はブロードサイド方向から起算するものとする。

アレーの特性を、残留誤差と BER を用いて評価す

る。残留誤差は、以下の式で定義し、収束後のアレー出力から求めた平均値を用いる。

$$\text{Residual error}(dB) = 10 \log \left[\left| |y(m)|^2 - 1 \right| \right] \quad (30)$$

4.1 多重波環境での基本動作

まずは、希望信号のみ到来する場合を考える。アレー素子数を 3 とし、希望信号は直接波と遅延波の 2 波とする。これは、帯域分割・合成処理をしなくても、アレー自由度は不足しない場合である。

図 5 に、信号出力レベルの結果例を示す。直接波の入力レベルを 0 dB とし、 0° 方向から到来するとす

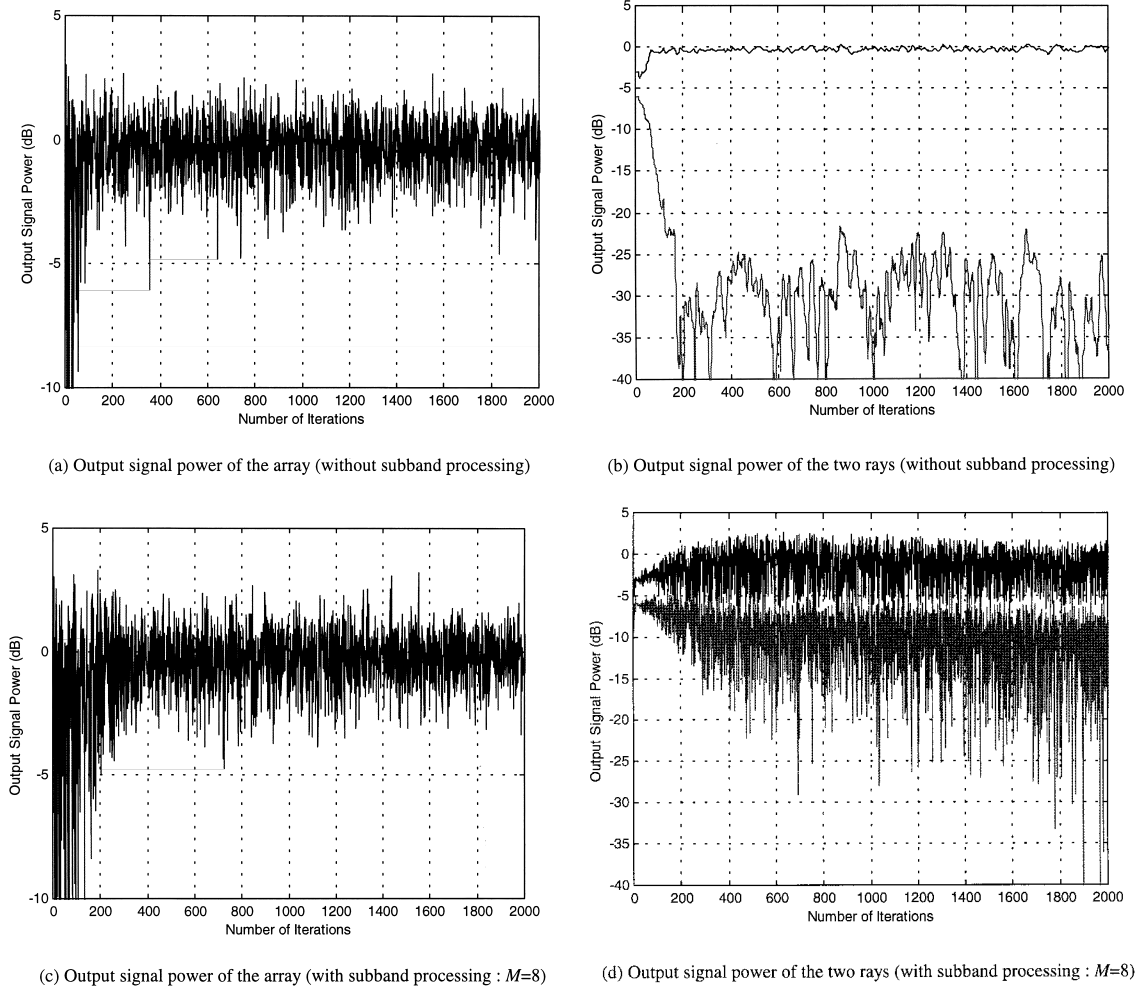


図 5 信号出力レベル特性

Fig.5 The output signal power performance.

$$(N = 3, \sigma_{D1}^2 = 0 \text{ dB}, \sigma_{D2}^2 = -3 \text{ dB}, \sigma_n^2 = -10 \text{ dB}, \phi_{D1} = 0^\circ, \phi_{D2} = 20^\circ, \tau = T_S)$$

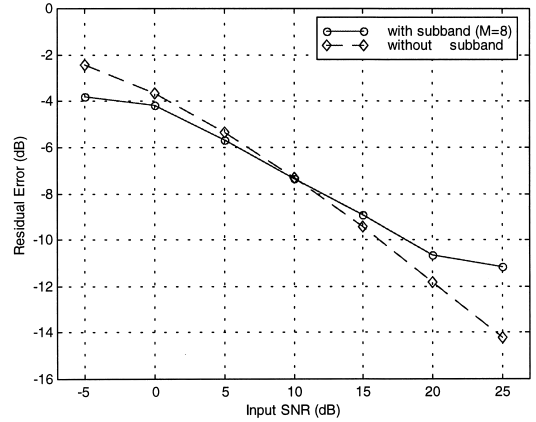
る。また、遅延波は直接波に対して T_s 遅れるとし、入力レベルと到来方向はそれぞれ -3 dB と 20° である。熱雑音の入力電力を -10 dB とする。帯域分割数は、 $M = 8$ とする。また、ウエート更新に使用するデータサンプル数 K を 15 とする。

この場合、いずれの構成でもアレー自由度が足りるため、良好なアレー特性を有する。しかし、両者では、遅延波に対する振舞いが異なっている。通常の CMA アダプティブアレーでは、図 5 (a), (b) に示すように、遅延波を抑圧し、直接波だけを受信するように働いているが、帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーでは、(c), (d) に示すように、遅延波を完全に抑圧するのではなく、ある程度取り込むように働いている。直接波と遅延波との相関が高いため、出力信号が定包絡線条件を満足するようなウエートの解は唯一ではなくなる。このため、直接波と遅延波の取込み比に不確実性が生じて、両波の出力信号レベルが変動することはある(図 5(d))が、合成された出力信号の変動は大きくない(図 5(c))。

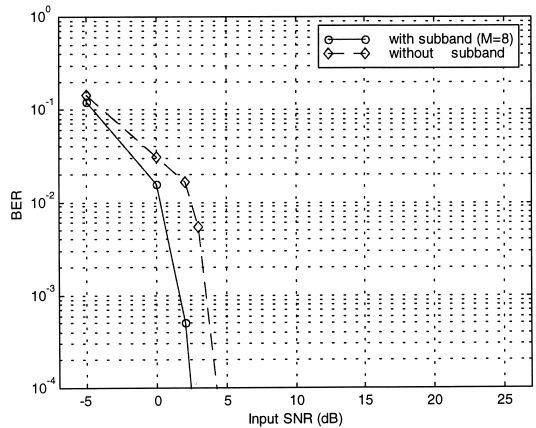
図 6 に、熱雑音を変化させた場合の残留誤差と出力 BER を示す。ただし、横軸は、希望信号の直接波と熱雑音との比(入力 SNR)で表している。通常の CMA アダプティブアレーと帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーとも入力 SNR の増加で残留誤差が大幅に減少している。両者を比較すると、入力 SNR が小さい場合には、帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーの方はダイバーシチ効果により残留誤差が小さいのに対し、入力 SNR が 10 dB を超えると、帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーの方は残留誤差が大きくなり、フロアが生じていることが確認できる。分割した帯域において完全相関でないために非相関部分が妨害成分として残ることが原因であるが、強い信号が入射する場合でその影響が現れる。しかし、入力 SNR が 5 dB を超えると、いずれの構成でも BER は 10^{-4} 以下となるため、実際の応用では、その影響は無視できると考えられる。

4.2 直接波と遅延波の到来角度が近い場合の特性

実際の移動通信環境では、同じ信号の直接波と遅延波は近い角度範囲から到来する機会が多い。通常の CMA アダプティブアレーでは、遅延波を抑圧するためにその到来方向にヌルを作るが、直接波と遅延波が近接して到来する場合、アレー分解能の制限により、遅延波方向に深いヌルを作ることが困難となる。帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーでは、遅延波



(a) Residual error



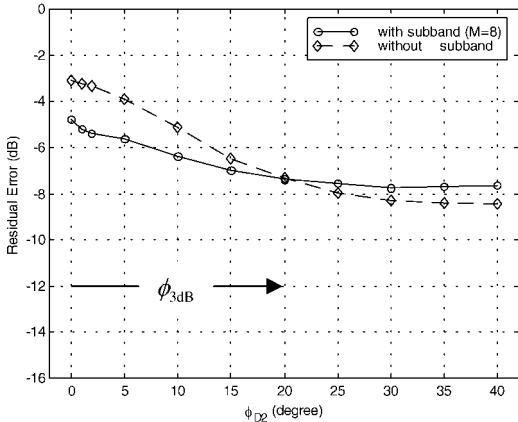
(b) Output BER

図 6 入力 SNR に対するアレー特性
Fig. 6 The array performance vs. input SNR.

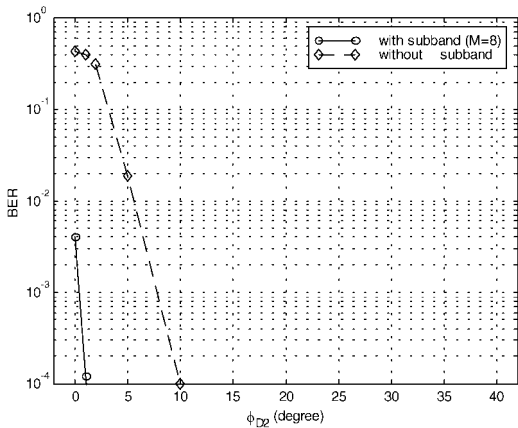
$$(N = 3, \sigma_{D1}^2 = 0 \text{ dB}, \sigma_{D2}^2 = -3 \text{ dB}, \phi_{D1} = 0^\circ, \phi_{D2} = 20^\circ, \tau = T_s)$$

を抑圧しないため、この場合において、アレー分解能による制限をほとんど受けない。

図 7 に、遅延波の到来角度を変化させた場合の残留誤差と出力 BER を示す。アレー素子を同相給電した場合の 3 dB ビーム幅を $\phi_{3\text{dB}}$ で示した。遅延波の到来角度が直接波の到来角度と近い場合、通常の CMA アダプティブアレーでは、遅延波を効果的に抑圧できないため、残留誤差が大きく、BER は 10^{-1} オーダになってしまう。これに対し、帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーでは、両多重波を合成するため、残留誤差が小さく、両波の到来方向が完全に重なる場合を除いて、BER は 10^{-4} 程度以下になっている。



(a) Residual error



(b) Output BER

図7 遅延波の到来方向に対するアレー特性

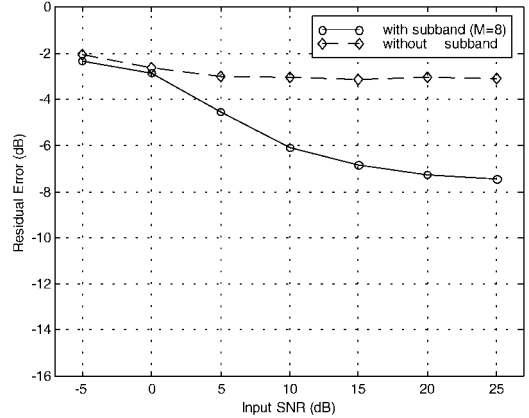
Fig. 7 The array performance vs. the DOA of the delayed ray.

($N = 3, \sigma_{D1}^2 = 0 \text{ dB}, \sigma_{D2}^2 = -3 \text{ dB}, \sigma_n^2 = -10 \text{ dB}, \phi_{D1} = 0^\circ, \tau = T_S$)

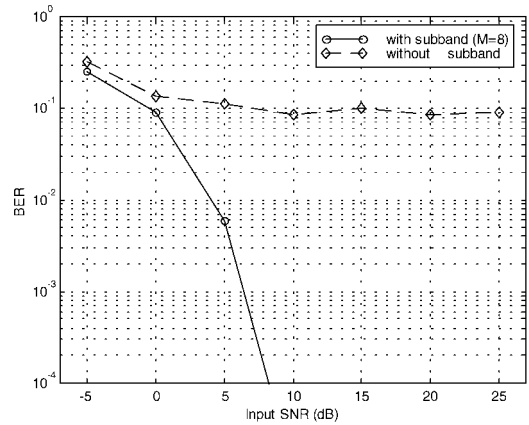
4.3 妨害信号が到来する場合の特性

図8では、図6で考察した環境に、妨害信号が加わった場合の残留誤差と出力BERを示す。妨害信号として、2波の多重波を考え、直接波の到来方向と入力レベルを、それぞれ -20° と -3 dB 、1シンボル遅れた遅延波の到来方向と入力レベルを、それぞれ -40° と -6 dB とする。

通常のCMAアダプティブアレーでは、アレー自由度が不足するので、妨害信号や希望信号の遅延信号を十分に抑圧できず、アレー特性が著しく劣化する。入力SNRが増加しても、アレー特性はそれほど改善されなく、BERのフロアが 10^{-1} 程度であることがわか



(a) Residual error



(b) Output BER

図8 到来波数がアレー自由度を超える場合のアレー特性
Fig. 8 The array performance when the number of rays exceed array DOF's.

($N = 3, \sigma_{D1}^2 = 0 \text{ dB}, \sigma_{D2}^2 = -3 \text{ dB}, \phi_{D1} = 0^\circ, \phi_{D2} = 20^\circ, \tau_D = T_S, \sigma_{I1}^2 = -3 \text{ dB}, \sigma_{I2}^2 = -6 \text{ dB}, \phi_{I1} = -20^\circ, \phi_{I2} = -60^\circ, \tau_I = T_S, \sigma_n^2 = -10 \text{ dB}$)

る。これに対し、帯域分割・合成型CMAアダプティブアレーでは、希望信号の2波と妨害信号の2波をそれぞれ1波とみなして処理するため、アレー自由度が足り、妨害信号が効果的に抑圧されている。入力SNRが 10 dB 以上の場合、BERは 10^{-4} 程度以下になっている。

5. む す び

CMAアルゴリズムは、ブラインド処理ができるため、移動通信で有望なアルゴリズムとして期待されているが、遅延波の遅延が無視できない場合、遅延波の分離合成は困難とされてきた。本論文では、帯域分割・

合成型 CMA アダプティブアレーを提案し、周波数選択性フェージング環境において、遅延により低下した到来信号間の信号相関を増加することにより、周波数選択性フェージングを大幅に軽減できることを示した。

この結果として、希望信号の多重波は抑圧されず、等化して受信することができ、ダイバーシチ効果が得られた。また、妨害信号の多重波に対しては相関を高めることにより一つのアレー自由度で抑圧することができ、アレー自由度を有効に利用することができる。このため、必要とするアレー素子数は少なくなり、特にアレー数が少ない場合や、直接波と遅延波の到来方向が近い場合において、アレー特性を大幅に改善することができた。

謝辞 日ごろ御指導、ごべんたついただく ATR 環境適応通信研究所小宮山牧児社長、水口芳彦室長に感謝いたします。この研究を行うにあたり、御討論、御助言いただいた筑波大学平沢一紘教授、京セラ DDI 未来通信研究所袁浩博士に感謝いたします。

文 献

- [1] W.C. Lee, "Mobile Communication Engineering," McGraw-Hill, 1982.
- [2] J.R. Treichler and B.G. Agee, "A new approach to multipath correction of constant modulus signals," IEEE Trans., vol.ASSP-31, pp.459-472, April 1983.
- [3] 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.
- [4] 藤本美俊, 菊間信良, 稲垣直樹, "帯域制限された $\pi/4$ シフト QPSK 信号に対する CMA アダプティブアレーの多重波抑圧特性," 信学論 (B-II), vol.J74-B-II, no.9, pp.497-500, Sept. 1991.
- [5] 千葉 勇, 三浦 龍, 唐沢好男, "ビームスペース CMA アダプティブアレーによる直接波と遅延波の分離受信," 平 6 信学総全大, no.B-84, March 1994.
- [6] 千葉 勇, 中條 渉, 藤瀬雅行, "ビームスペース CMA アダプティブアレーアンテナ," 信学論 (B-II), vol.J77-B-II, no.3, pp.130-138, March 1994.
- [7] T. Sekiguchi and Y. Karasawa, "CMA adaptive array antennas using analysis and synthesis filter banks," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E81-A, no.8, pp.1570-1577, Aug. 1998.
- [8] 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を用いた干渉波分離・遅延波合成法の一検討," 信学技報, AP97-213 & RCS97-251, pp.89-94, Feb. 1998.
- [9] H. Yuan, K. Hirasawa, and Y. Zhang, "The mutual coupling and diffraction effects on the performance of a CMA adaptive array," IEEE Trans. Vehicular Tech., vol.VT-47, no.3, pp.728-736, Aug. 1998.
- [10] Y. Ogawa, M. Ohmiya, and K. Itoh, "An LMS adaptive array for multipath fading reduction," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.AES-23, no.1, pp.17-23, Jan. 1987.
- [11] 土井義晴, 大鐘武雄, "アンテナ素子数が到来波数より少ないときのアダプティブアレーと MLSE を組み合わせた高利得干渉除去システムの特性," 信学技報, RCS96-56, pp.27-32, Aug. 1996.
- [12] Y. Ogawa, Y. Nagashima, and K. Itoh, "An adaptive antenna system for high-speed digital mobile communications," IEICE Trans. Commun., vol.E75-B, no.5, pp.413-421, May 1992.
- [13] B. Widrow, P.E. Mantey, L.J. Griffiths, and B.B. Goode, "Adaptive antenna systems," Proc. IEEE, vol.55, no.12, pp.2143-2159, Dec. 1967.
- [14] 藤井正明, "アダプティブアレーアンテナと MLSE の結合処理によるマルチパス分離・結合に関する一検討," 信学技報, RCS95-97, pp.1-6, Nov. 1995.
- [15] 古川博史, 神尾享秀, 笹岡秀一, "CMA アダプティブアレーアンテナを用いた同一チャネル干渉低減法," 信学論 (B-II), vol.J80-B-II, no.3, pp.292-295, March 1997.
- [16] N. Kukuma, K. Kihira, and N. Inagaki, "Correlation-constrained CMA adaptive arrays using cyclostationary signal properties," Proc. IEEE AP-S Int. Symp., Atlanta, pp.376-379, June 1998.
- [17] Y. Zhang, K. Yang, and M.G. Amin, "Adaptive subband arrays for multipath fading mitigation," Proc. IEEE AP-S Int. Symp., Atlanta, pp.380-383, June 1998.
- [18] Y. Zhang, K. Yang, and M.G. Amin, "Performance analysis of subband adaptive arrays in multipath propagation environment," Proc. 9th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal and Array Signal Processing, Portland, pp.17-20, Sept. 1998.
- [19] J.M. Khalab and M.K. Ibrahim, "Novel multirate adaptive beamforming technique," Electron. Lett., vol.30, no.15, pp.1194-1195, 1994.
- [20] R.T. Compton, Jr., "The relationship between tapped delay-line and FFT processing in adaptive arrays," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.AP-36, no.1, pp.15-26, Jan. 1988.
- [21] J.E. Hudson, "Adaptive Array Principles," Peter Peregrinus, 1989.
- [22] 張 毅民, 唐沢好男, "広がり角度をもつ妨害信号が到来する場合におけるアダプティブアレーの動作特性の一解析," 信学技報, AP97-108 & RCS97-123, pp.71-78, Nov. 1997.
- [23] J. Yang and A. Swindlehurst, "Maximum SINR beamforming for correlated sources," Proc. ICASSP '95, Detroit, pp.1916-1919, May 1995.
- [24] N.J. Fliege, "Multirate Digital Signal Processing," John Wiley, 1994.
- [25] Y. Zhang and K. Yang, "CMA adaptive array performance in the presence of correlated signals," Proc. 3rd Int. Symp. on Multi-Dimensional Mobile Communications, Menlo Park, pp.352-356, CA, Sept.

1998.

(平成10年3月30日受付, 7月28日再受付)



張 毅民 (正員)

1982 中国・西北電訊工程学院(現, 西安電子科技大)・無線電通信専攻卒。1988 筑波大大学院博士課程了。同年中国・東南大講師。1995~97(株)コムラボジャパン勤務。1997~98(株)ATR環境適応通信研究所客員研究員。現在, 米国 Villanova 大学。アレー信号処理, デジタル通信に関する研究に従事。工博。IEEE 会員。



楊 克虎

1982 中国・西北電訊工程学院(現, 西安電子科技大)・無線電通信専攻卒。1994 同大大学院博士課程了。1985 同大助手, 講師を経て, 現在, 同助教授。1998 より(株)ATR環境適応通信研究所客員研究員。移動通信を目的とした時間空間信号処理, アレー信号処理に関する研究に従事。工博。



唐沢 好男 (正員)

昭48 山梨大・工・電気卒。昭52 京大大学院修士課程了。同年 KDD 入社, 同研究所に配属。以来, 無線伝送技術(無線通信の電波伝搬, アンテナ, デジタル伝送特性等)の研究に従事。平5(株)国際電気通信基礎技術研究所(ATR)に出向。平5~8 ATR 光電波通信研究所無線通信第一研究室長, 平8~9 ATR 環境適応通信研究所第三研究室長。現在(株)KDD 研究所主幹研究員。工博。昭57 年度本会学術奨励賞, 平9 科学技術庁注目発明, 平10 電波功績賞受賞。IEEE 会員。