

# 到来波の偏波特性を利用するアダプティブアレーの特性解析

藤元 美俊<sup>†</sup>      西川 訓利<sup>†</sup>      柴田 伝幸<sup>†</sup>      鈴木 徳祥<sup>†</sup>  
 菊間 信良<sup>††</sup>      稲垣 直樹<sup>††</sup>

Analysis of Adaptive Array Using Polarization Characteristics of Arrival Waves

Mitoshi FUJIMOTO<sup>†</sup>, Kunitoshi NISHIKAWA<sup>†</sup>, Tsutayuki SHIBATA<sup>†</sup>,  
 Noriyoshi SUZUKI<sup>†</sup>, Nobuyoshi KIKUMA<sup>††</sup>, and Naoki INAGAKI<sup>††</sup>

あらまし 本論文では、到来波の偏波特性を利用するアダプティブアレーを提案している。提案するアダプティブアレーにおいて、その重み係数は、所望波の偏波に対して直交する偏波成分の電力を最小化することにより決定される。そして、決定された重み係数を主偏波成分用のアンテナ素子で受信した信号に対して乗算するものである。本論文では、提案するアダプティブアレーの構成及び動作原理を示し、2素子アレーに対して所望波と干渉波の2波が到来している場合の最適ウェイト及び SINR の式を解析的に導出している。更に、数値計算により、本アダプティブアレーの動作特性に対する到来波の偏波特性及びアンテナ素子の交差偏波識別度の影響を明らかにしている。

キーワード アダプティブアレー、交差偏波、電力最小化、移動通信

## 1. ま え が き

本格的なマルチメディア時代の到来とともに、移動体通信においても高速・高品質な通信を可能とする通信システムが検討されている。現在サービスを開始している移動通信システムでは PHS の 384 kbps が最速であるが、今後、IMT-2000 更には MMAC など、より高速な伝送を可能とする通信システムが普及するものと考えられる。一方、近年の陸上移動通信システムでは、周波数資源を有効に利用することを目的として同一周波数を繰り返し利用するセル方式が採用されている[1]。従来は一つのセルの半径は数 km であったが、より高い周波数利用効率を実現するために最近では半径 1 km 程度のマイクロセル、更には半径数百 m のピコセルが採用されてきている。将来の高速移動通信システムにおいては、更に送受信局間の距離は短くなるものと考えられる。

従来の陸上移動通信システムでは、主に反射・回折して受信点に到来する波を利用して通信が行われてい

る。しかし、送受信局間の距離が短くなると、基地局と移動局とが見通しとなる場合が多く、直接波を用いて通信することも可能となる。ただし、直接波を用いた近距離の通信であっても、周辺の建物や物体により反射・回折して到来する干渉波が存在し、通信品質が劣化してしまう。

一方、干渉波の影響をアンテナの指向性を適応的に制御することにより低減する技術として、アダプティブアレーの検討が進められている[2]～[7]。アダプティブアレーは到来波に関する何らかの情報(予備知識と呼ぶ)をもとに、アレーアンテナの指向性を電波環境に適応させるものである。従来検討されている代表的なアダプティブアレーでは、予備知識として所望の到来波(以下、所望波と呼ぶ)の到来方向、信号波形(参照信号)、変調方式などを利用している[3]。

本論文では、到来波の偏波特性を利用する新しい方式のアダプティブアレーを提案する。到来波の偏波特性を利用するアダプティブアレーとしては、複数種類の互いに直交する偏波特性をもつアンテナ素子を用いることにより、所望波と干渉波が同一方向から到来する場合であっても所望波を捕らえ干渉波を除去する方式[4],[5]や、偏波多重通信における偏波間の結合を除去する方式[6]などが提案されている。ただし、いずれも基本的な制御アルゴリズムは LMS (Least Mean

<sup>†</sup> 株式会社豊田中央研究所, 愛知県

Toyota Central Research & Development Laboratories, Inc.,  
 Nagakute-cho, Aichi-ken, 480-1192 Japan

<sup>††</sup> 名古屋工業大学, 名古屋市

Nagoya Institute of Technology, Gokiso-cho, Showa-ku,  
 Nagoya-shi, 466-8555 Japan

Square)であり、最適重み係数を決定するためには参照信号が必要である。一方、提案するアダプティブアレーでは、

- (1) 送信アンテナから直接受信点に到来する波の偏波特性は送信波の偏波特性とほぼ同様であるのに対して、
- (2) 周辺の物体で反射・回折して受信点に到来する干渉波には反射・回折の際に発生する交差偏波成分が含まれる、

ことに着目し、直接波の偏波と直交する偏波成分の電力を最小化することにより干渉波を抑圧する。本論文で提案するアダプティブアレーは、到来波の到来方向、信号波形(参照信号)、変調方式に関する情報を必要としないことから、直接波を主体とする通信システムにおいて広く利用できる可能性がある。

以下、本論文の概略を示す。2.では提案するアダプティブアレーの構成及び動作原理について説明し、更に、2波モデルを用いて最適ウエート及び SINR (Signal to Interference plus Noise power Ratio) の式を解析的に導出する。3.では2.で導出した最適ウエート及び SINR の式を用いて、提案するアダプティブアレーの動作特性に対する到来波及びアンテナ素子の偏波特性の影響について検討する。

## 2. 偏波特性を利用するアダプティブアレー

### 2.1 構成及び動作原理

図1に提案するアダプティブアレーの構成を示す。各アンテナ素子はそれぞれ主偏波用及び交差偏波用の素子から構成され、それぞれの素子に対応する個別の出力ポートを有する。各ポートから出力された信号に対して同じ重み係数  $w_1 \sim w_K$  を掛け、主偏波成分、交

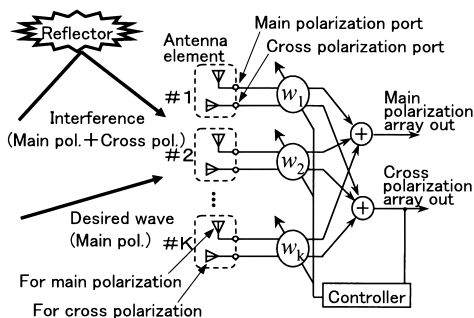


図1 提案するアダプティブアレーの構成

Fig. 1 Configuration of proposed adaptive array.

差偏波成分ごとに合成する。以下、合成後の出力信号を主偏波アレー出力、交差偏波アレー出力と呼ぶ。

ここで、送信点と受信点が見通し状態にあり、所望波は送信アンテナから直接到来するものと仮定すると、所望波は主偏波成分のみとなる。したがって、アンテナ素子の交差偏波識別度が十分良好であれば、所望波の成分は各アンテナ素子の主偏波用出力ポートのみから出力され、交差偏波用出力ポートからは出力されない。一方、干渉波は所望波と同一の送信アンテナから放射され周辺の物体により反射・回折して受信点に到来する波であるとする。一般に、反射・回折の際に生じた交差偏波成分を含む。したがって、干渉波の成分は、主偏波用出力ポート及び交差偏波用出力ポートの両ポートから出力される。すなわち、各アンテナ素子の主偏波用出力ポートからは所望波と干渉波の両成分が出力されるが、交差偏波用出力ポートには干渉波成分のみが出力されることになる。

そこで、交差偏波アレー出力の電力が最小となるように重み係数を決定すると、アレーの合成指向性において干渉波の到来方向にヌルが形成されることになる。更に決定した重み係数(以下、最適ウエートと呼ぶ)を用いて、各アンテナ素子の主偏波用出力ポートから出力される信号に対して重み付けを行う。アレーの合成指向性において干渉波の到来方向にヌルが形成されているため干渉波は抑圧され、主偏波アレー出力には所望波成分のみが出力される。以上が提案するアダプティブアレーの構成及び動作原理である。

一般に電力最小化に基づくアダプティブアレーでは、予備知識に誤差が含まれていたり到来波の状況やアンテナ素子の特性が理想的な状態と異なる場合、不要波が抑圧されない、あるいは所望波が抑圧されてしまうという問題が生じる場合がある[7]。本論文で提案するアダプティブアレーは、電力最小化に基づくアダプティブアレーの一種であることから

- (i) 所望波に交差偏波成分が含まれている。
- (ii) アンテナ素子の交差偏波識別度が小さい。
- (iii) 干渉波の交差偏波成分が非常に弱い。

などの場合には、不要波が抑圧されず、所望波が抑圧されてしまうという問題が予想される。そこで、提案するアダプティブアレーの有効性を明らかにするため、到来波の偏波特性やアンテナ素子の偏波特性と本アダプティブアレーの動作特性の関係を定量的に明らかにしておく必要がある。次節では、到来波の強度及び偏波特性、アンテナ素子の偏波特性を考慮して本アダプ

ティブアレーの特性解析を行う。

## 2.2 解析モデル

2.1 で提案したアダプティブアレーでは、「所望波の偏波」を利用する。この「所望波の偏波」は基本的には直線偏波、円偏波のどちらでもよい。ただし、直線偏波の場合、アンテナ素子の交差偏波識別度が良好であっても、受信側のアンテナが傾くと実質的にアンテナ素子の交差偏波特性が劣化することになる。これに対して、送信・受信ともに円偏波の場合、交差偏波特性に対するアンテナの傾きの影響は少ないため、送信・受信ともに円偏波としたほうが実用上有利と考えられる。そこで以下では、送信・受信ともに円偏波を用いることとして解析を行う。

図 2 に解析モデルを示す。初めに解析の際に用いる種々の記号について説明する。ここでは、簡単のため到来波は所望波と干渉波の 2 波とし、いずれも円偏波とする。また、送信波は右旋円偏波 (RHCP) であり、所望波の交差偏波 (左旋円偏波 (LHCP)) の成分は十分に小さいものとする。アレーアンテナの位相中心における所望波及び干渉波の波形をそれぞれ  $d(t)$  及び  $i(t)$  とおき、所望波の右旋円偏波成分の振幅を  $A_{dR}$ 、左旋円偏波成分を  $A_{dL}$  とおく。一方、干渉波の右旋円偏波成分の振幅を  $A_{iR}$ 、左旋円偏波成分を  $A_{iL}$  とおく。ただし、 $d(t)$  及び  $i(t)$  は振幅を規格化した所望波及び干渉波の時間波形であり、 $\overline{|d(t)|^2} = \overline{|i(t)|^2} = 1$  である。ここで、 $\overline{\phantom{x}}$  は時間平均を表す。

アンテナ素子は 2 素子とし、互いに等しい特性をもつものとする。アンテナ素子は右旋円偏波用及び左旋円偏波用の出力ポートがあり、以下、それぞれ R ポート (R port) 及び L ポート (L port) と呼ぶ。

R ポート及び L ポートから見た  $\theta$  方向に対するアンテナ素子の電界利得を、図 3 に示すように  $G_{RR}(\theta)$ 、 $G_{LR}(\theta)$ 、 $G_{RL}(\theta)$  及び  $G_{LL}(\theta)$  と表す。ここで、 $\theta$  は方向を表し、1 番目の添字は到来波の偏波、2 番目の添字は出力ポートを示す。例えば、 $G_{LR}(\theta)$  は、 $\theta$  方向から到来した波の左旋円偏波成分に対する R ポートから見た電界利得を表す。

つぎに評価指標について述べる。評価は右旋偏波アレー出力における SINR を用いて行い、次式で定義する。

$$\text{SINR} = \frac{P_d}{P_i + P_n} \quad (1)$$

ただし、 $P_d$ 、 $P_i$  及び  $P_n$  は、それぞれ右旋偏波アレー出力に含まれる所望波電力、干渉波電力及び熱雑音電

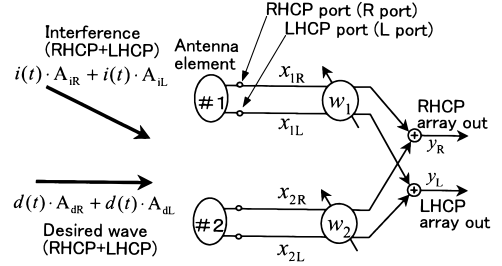


図 2 提案するアダプティブアレーの解析モデル  
Fig. 2 Analytical model of proposed adaptive array.

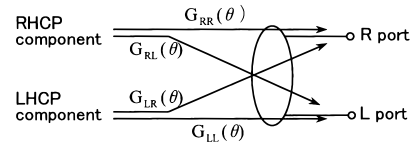


図 3 アンテナ素子の解析モデル  
Fig. 3 Analytical model of antenna elements.

力である。

## 2.3 解析手順の概要

次節以降において、図 2 に示した解析モデルを用いて提案するアダプティブアレーの特性解析を行うが、具体的な解析について述べる前に解析の手順について簡単に説明する。

2.1 で述べたように、提案するアダプティブアレーでは、交差偏波アレー出力の電力が最小となる重み係数を求め、その係数を主偏波用出力ポートから出力される信号に対する重み係数として用いる。本解析では、送信波は右旋円偏波としていることから、左旋偏波アレー出力  $y_L$  の電力が最小となる重み係数が最適ウエートとなる。単純に出力電力を最小化する手法としては、パワーインバージョンアルゴリズム [7]、固有値展開法 [8] などが考えられる。どちらの手法を用いても最適ウエートはほぼ同じ値となるが、パワーインバージョンアルゴリズムでは擬似雑音を用いて所望波抑圧の問題を回避できる可能性がある [9] ことから、ここではパワーインバージョンアルゴリズムを用いて最適ウエートを決定する場合について考える。

パワーインバージョンアルゴリズムを用いた場合の最適ウエートベクトル  $\mathbf{W}_{\text{opt}}$  は

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} = \mathbf{R}_{XX}^{-1} \mathbf{T} \quad (2)$$

と表される [7] . ここで,  $R_{XXL}$  は L ポートから出力される信号の相関行列である . また,  $T$  はウエートの拘束ベクトルであり, 本解析では  $T = [1 \ 0]^T$  とする . ここで,  $[\cdot]^T$  は行列の転置を表す .

以下に, パワーインバージョンアルゴリズムにより最適ウエートを決定した場合の SINR を表す式を導出する手順を示す .

( 1 ) 到来波の偏波特性, アンテナ素子の交差偏波特性を考慮して, 各ポートから出力される信号及び相関行列を表す式を導出する .

( 2 ) 導出した相関行列を式 (2) に代入することにより, 最適ウエート  $W_{\text{opt}}$  を表す式を導出する .

( 3 ) 最適ウエートを用いた場合の右旋偏波アレー出力に含まれる所望波電力  $P_d$ , 干渉波電力  $P_i$  及び熱雑音電力  $P_n$  を求め, それらを式 (1) に代入することにより最適化時の SINR を表す式を導出する .

以上の手順により導出される SINR の式は, パラメータとして到来波の偏波特性, アンテナ素子の偏波特性を含んでいる . 3. では, 導出した式に対して数値計算を行い, 本アダプティブアレーに対する, 到来波の偏波特性, アンテナ素子の偏波特性の影響について検討する .

#### 2.4 最適ウエートの導出

ここでは, 2.2 で示した解析モデルを用い, パワーインバージョンアルゴリズムに基づいて重み係数を決定したときの最適ウエートを表す式を導出する .

初めに, 各アンテナ素子の出力信号を求める . 図 2 のアンテナ #1 の R ポートから出力される信号  $x_{1R}$  は, 到来波の波形  $d(t)$ ,  $i(t)$ , 各偏波成分の強度及び各到来波に対するアンテナの利得を用いて,

$$x_{1R} = d(t)x_{dR} + i(t)x_{iR} + n_{1R}(t) \quad (3)$$

ただし,

$$\left. \begin{aligned} x_{dR} &= \begin{bmatrix} A_{dR} \\ A_{dL} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} G_{RR}(\theta_d) \\ G_{LR}(\theta_d) \end{bmatrix} \\ x_{iR} &= \begin{bmatrix} A_{iR} \\ A_{iL} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} G_{RR}(\theta_i) \\ G_{LR}(\theta_i) \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

と表される . ここで,  $x_{dR}$  及び  $x_{iR}$  は, それぞれ各アンテナ素子の R ポートから出力される所望波の成分及び干渉波の成分の強度を表す .

アンテナ #2 では, 所望波は  $\tau_d$ , 妨害波は  $\tau_i$  遅れて受信されるとすると,

$$x_{2R} = d(t - \tau_d)x_{dR} + i(t - \tau_i)x_{iR} + n_{2R}(t) \quad (5)$$

と表される . ただし,  $n_{1R}(t)$  及び  $n_{2R}(t)$  は各アンテナ素子の R ポートにおける熱雑音である .

同様に, アンテナ #1 の L ポートから出力される信号  $x_{1L}$  及びアンテナ #2 の L ポートから出力される信号  $x_{2L}$  は, それぞれ

$$x_{1L} = d(t)x_{dL} + i(t)x_{iL} + n_{1L}(t) \quad (6)$$

$$x_{2L} = d(t - \tau_d)x_{dL} + i(t - \tau_i)x_{iL} + n_{2L}(t) \quad (7)$$

ただし,

$$\left. \begin{aligned} x_{dL} &= \begin{bmatrix} A_{dR} \\ A_{dL} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} G_{RL}(\theta_d) \\ G_{LL}(\theta_d) \end{bmatrix} \\ x_{iL} &= \begin{bmatrix} A_{iR} \\ A_{iL} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} G_{RL}(\theta_i) \\ G_{LL}(\theta_i) \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

と表される . ここで,  $n_{1L}(t)$  及び  $n_{2L}(t)$  は各アンテナ素子の L ポートにおける熱雑音である . また,  $x_{dL}$ ,  $x_{iL}$  は, それぞれ各アンテナ素子の L ポートから出力される所望波, 干渉波の強度を表す . 式 (3), (5), (6) 及び式 (7) をベクトル表記すると,

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_R &= \begin{bmatrix} x_{1R} \\ x_{2R} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} d(t) \\ d(t - \tau_d) \end{bmatrix} x_{dR} + \begin{bmatrix} i(t) \\ i(t - \tau_i) \end{bmatrix} x_{iR} \\ &\quad + \begin{bmatrix} n_{1R}(t) \\ n_{2R}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_L &= \begin{bmatrix} x_{1L} \\ x_{2L} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} d(t) \\ d(t - \tau_d) \end{bmatrix} x_{dL} + \begin{bmatrix} i(t) \\ i(t - \tau_i) \end{bmatrix} x_{iL} \\ &\quad + \begin{bmatrix} n_{1L}(t) \\ n_{2L}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

と表される . ここで, 各アンテナ素子から出力される所望波成分の相関 ( $d(t)$  と  $d(t - \tau_d)$  の相関) を  $\rho_d(\tau_d)$ , 干渉波成分の相関 ( $i(t)$  と  $i(t - \tau_i)$  の相関)

を  $\rho_i(\tau_i)$  とおく．また， $d(t)$  と  $i(t)$  の相関は伝送速度，変調方式及び到来波間の遅延時間差により異なる．到来波間の遅延時間差に比べ伝送速度が十分に速いものとし，到来波間の相関は小さいものと仮定すると<sup>(注1)</sup>Rポート及びLポートから出力される信号の相関行列  $R_{XXR}$  及び  $R_{XXL}$  は，

$$\begin{aligned} R_{XXR} &= E[X_R X_R^\dagger] \\ &= \begin{bmatrix} 1 & \rho_d^*(\tau_d) \\ \rho_d(\tau_d) & 1 \end{bmatrix} x_{dR} x_{dR}^* \\ &\quad + \begin{bmatrix} 1 & \rho_i^*(\tau_i) \\ \rho_i(\tau_i) & 1 \end{bmatrix} x_{iR} x_{iR}^* + \sigma^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} R_{XXL} &= E[X_L X_L^\dagger] \\ &= \begin{bmatrix} 1 & \rho_d^*(\tau_d) \\ \rho_d(\tau_d) & 1 \end{bmatrix} x_{dL} x_{dL}^* \\ &\quad + \begin{bmatrix} 1 & \rho_i^*(\tau_i) \\ \rho_i(\tau_i) & 1 \end{bmatrix} x_{iL} x_{iL}^* + \sigma^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (12)$$

となる．ただし， $\rho_d(\tau_d) = E[d^*(t) \cdot d(t - \tau_d)]$ ， $\rho_i(\tau_i) = E[i^*(t) \cdot i(t - \tau_i)]$  であり， $E[\cdot]$ ， $*$  及び  $^\dagger$  は，それぞれアンサンブル平均，複素共役及び複素共役転置を表す． $\sigma^2$  はアンテナ素子出力点における熱雑音電力， $\mathbf{I}$  は単位行列である．

式 (12) を式 (2) に代入することにより，左旋偏波アレー出力の電力を最小とする最適ウェイトベクトルが得られ，

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{\text{opt}} &= R_{XXL}^{-1} \mathbf{T} \\ &= \frac{1}{D} \begin{bmatrix} x_{dL} x_{dL}^* + x_{iL} x_{iL}^* + \sigma^2 \\ -\{\rho_d(\tau_d) x_{dL} x_{dL}^* + \rho_i(\tau_i) x_{iL} x_{iL}^*\} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

ただし，

$$\begin{aligned} D &= (x_{dL} x_{dL}^* + x_{iL} x_{iL}^* + \sigma^2)^2 \\ &\quad - |\rho_d^*(\tau_d) x_{dL} x_{dL}^* + \rho_i^*(\tau_i) x_{iL} x_{iL}^*|^2 \end{aligned}$$

となる．

## 2.5 SINR の導出

つぎに最適ウェイト (式 (13)) を重み係数として用いた場合の，右旋円偏波アレー出力における SINR を

表す式を導出する．式 (11) の第 1 項及び第 2 項はそれぞれ所望波成分及び干渉波成分の相関行列であり，第 3 項は熱雑音成分の相関行列である．したがって，右旋円偏波アレー出力における各到来波の電力  $P_d$ ， $P_i$  は，

$$\begin{aligned} P_d &= \frac{x_{dR} x_{dR}^*}{2} \mathbf{W}_{\text{opt}}^\dagger \begin{bmatrix} 1 & \rho_d^*(\tau_d) \\ \rho_d(\tau_d) & 1 \end{bmatrix} \mathbf{W}_{\text{opt}} \\ &= \frac{x_{dR} x_{dR}^*}{2} \{w_1^* w_1 + w_2^* w_2 + 2\text{Re}(\rho_d(\tau_d) w_1^* w_2)\} \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} P_i &= \frac{x_{iR} x_{iR}^*}{2} \mathbf{W}_{\text{opt}}^\dagger \begin{bmatrix} 1 & \rho_i^*(\tau_i) \\ \rho_i(\tau_i) & 1 \end{bmatrix} \mathbf{W}_{\text{opt}} \\ &= \frac{x_{iR} x_{iR}^*}{2} \{w_1^* w_1 + w_2^* w_2 + 2\text{Re}(\rho_i(\tau_i) w_1^* w_2)\} \end{aligned} \quad (15)$$

と表され，熱雑音電力  $P_n$  は，

$$P_n = \frac{1}{2} \sigma^2 \mathbf{W}_{\text{opt}}^\dagger \mathbf{W}_{\text{opt}} = \frac{\sigma^2}{2} \{w_1^* w_1 + w_2^* w_2\} \quad (16)$$

と表される．最後に，式 (14) ~ (16) を式 (1) に代入することにより SINR を表す式が得られ，

$$\begin{aligned} \text{SINR} &= \frac{P_d}{P_i + P_n} \\ &= \frac{x_{dR} x_{dR}^* \{w_1^* w_1 + w_2^* w_2 + 2\text{Re}(\rho_d(\tau_d) w_1^* w_2)\}}{x_{iR} x_{iR}^* \{w_1^* w_1 + w_2^* w_2 + 2\text{Re}(\rho_i(\tau_i) w_1^* w_2)\} + \sigma^2 (w_1^* w_1 + w_2^* w_2)} \end{aligned} \quad (17)$$

ただし，式 (4) 及び式 (8) より

$$\begin{aligned} x_{dR} &= A_{dR} G_{RR}(\theta_d) + A_{dL} G_{LR}(\theta_d) \\ x_{iR} &= A_{iR} G_{RR}(\theta_i) + A_{iL} G_{LR}(\theta_i) \\ x_{dL} &= A_{dR} G_{RL}(\theta_d) + A_{dL} G_{LL}(\theta_d) \\ x_{iL} &= A_{iR} G_{RL}(\theta_i) + A_{iL} G_{LL}(\theta_i) \end{aligned}$$

となる．式 (17) にはパラメータとして所望波及び干渉波の各偏波成分の強度，アンテナ素子の各偏波成分

(注1)：市街地の見通し伝搬路における遅延差は数百 ns にも及ぶ [10]．このとき，シンボルレートが数  $M$  (シンボル/s) 以上の通信システムでは遅延差はシンボル長以上となり，到来波間の相関は非常に小さくなる．

に対する利得が含まれている．次章では式 (17) に対して数値計算を行い，SINR に対する各到来波の偏波特性の影響やアンテナ素子の偏波特性の影響について検討する．

### 3. 数値計算

提案したアダプティブアレーは，所望波の偏波特性及びアンテナの交差偏波識別度が十分良好であれば干渉波を大きく抑圧できると期待できる．しかし，所望波に交差偏波成分が含まれていたり，アンテナの交差偏波識別度が良好でない場合は，十分な干渉波抑圧の効果が得られないものと考えられる．これは定性的な傾向として予想されることであるが，提案したアダプティブアレーの有効性を明らかにするためには，到来波の偏波特性やアンテナ素子の偏波特性と本アダプティブアレーの動作特性の関係を定量的に明らかにしておく必要がある．そこで，ここでは前章で導出した SINR の解析式 (17) を用いて，SINR に対する到来波の偏波特性の影響及びアンテナ素子の交差偏波識別度の影響を定量的に示し，提案するアダプティブアレーの有効性，実用性について考察する．

検討するパラメータとしては，所望波及び干渉波の強度及び交差偏波振幅比，アンテナ素子の交差偏波識別度を考える．以下に，数値計算で用いた各パラメータの定義をまとめて示す．

SNR：所望波電力と熱雑音電力の比

SIR：所望波電力と干渉波電力の比

$A_{xd}$ ：所望波の交差偏波振幅比（所望波の右旋円偏波成分と左旋円偏波成分の振幅比）

$A_{xi}$ ：干渉波の交差偏波振幅比（干渉波の右旋円偏波成分と左旋円偏波成分の振幅比）

$X_p(\theta_d)$ ：所望波の到来方向に対するアンテナ素子の交差偏波識別度

$X_p(\theta_i)$ ：干渉波の到来方向に対するアンテナ素子の交差偏波識別度

上記六つのパラメータを用いて各到来波の強度，各偏波成分の強度，各偏波成分に対するアンテナ素子の利得を設定し（詳細については付録 1. を参照），SINR に対する各パラメータの影響を調べる．

初めに，提案するアダプティブアレーがほぼ理想的に動作すると思われる条件として，上記六つのパラメータを表 1 のように，アレーアンテナ及び到来波の条件を表 2 のようにそれぞれ設定した．式 (13) を用いて最適ウエートを決定したときの指向性を図 4 に

表 1 到来波パラメータの設定

Table 1 Parameters of arrival waves.

SNR	40dB
SIR	0dB
$A_{xd}$	40dB
$A_{xi}$	0dB
$X_p(\theta_d)$	40dB
$X_p(\theta_i)$	40dB

表 2 アレーアンテナ及び到来方向の設定

Table 2 Parameters of array antenna and directions of arrival.

アンテナ素子	無指向性
素子間隔	0.5 波長
所望波の到来方向	0°
干渉波の到来方向	60°

\*到来方向はブロードサイド方向を基準とする．

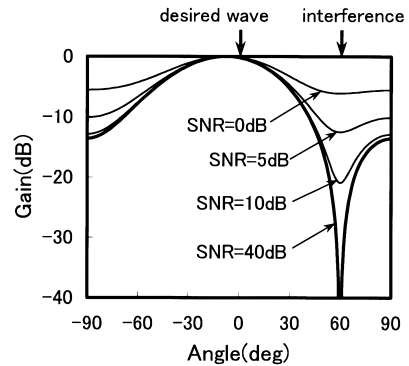


図 4 最適化時の指向性

Fig. 4 Optimized directional patterns.

太線で示す．図 4 より干渉波の到来方向にヌルが形成され，干渉波を強く抑圧していることがわかる．これより，提案するアダプティブアレーが原理的に有効であることが確認できる．また，到来波の SNR を変化させたときの指向性を図 4 に細線で示す．到来波の SNR が低い場合には干渉波に対するヌルが浅くなっていることがわかる．

以下，SINR に対する各パラメータの影響を示し，提案するアダプティブアレーの有効性について考察する．なお，以下の検討では上記のパラメータは特に述べない限り，表 1 及び表 2 の値を用いている<sup>(注 2)</sup>．

#### 3.1 SNR 特性

到来波の SNR に対する出力 SINR の変化を図 5 に示す．同図より出力の SINR は到来波の SNR とほぼ

(注 2)：変調方式，帯域幅などの影響は，提案するアダプティブアレーに対しては到来波間の相関として現れる．本論文では，到来波間の相関が十分に小さいと仮定し，信号の変調方式，帯域幅等は特に明示しない．

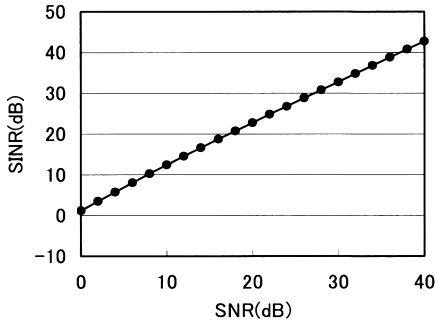


図 5 到来波 SNR の影響  
Fig. 5 Effect of SNR on SINR.

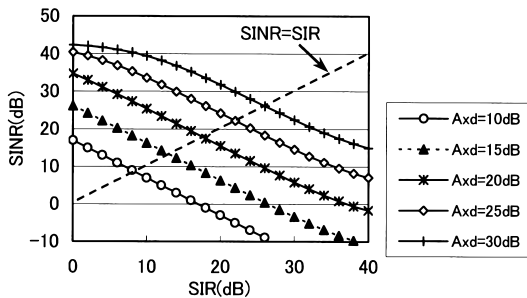


図 6 到来波電力比 SIR の影響  
Fig. 6 Effect of SIR on SINR.

等しい値となっており、理想的な条件では干渉波が熱雑音と同程度まで抑圧されていることがわかる。

### 3.2 SIR 特性

つぎに、所望波と干渉波の電力比 (SIR) の影響を調べた。図 6 に所望波の交差偏波振幅比  $A_{xd}$  をパラメータとして SIR に対する SINR の変化を示す。図中の斜めの破線は到来波電力比 SIR と SINR が等しい場合を示しており、この破線よりも SINR が大きい場合は、アダプティブアレーによる指向性合成の効果が得られていることになる。一般にパワーインバージョンアダプティブアレーでは、所望波より干渉波のほうが弱い場合は所望波を抑圧しまうため、図 6 の斜めの破線より SINR が大きくなることはない。これに対し本アダプティブアレーでは、所望波に対して直交する偏波特性をもつアンテナ素子を用いることにより、アンテナ素子の出力ポートにおける到来波の強度関係を逆転させ所望波の抑圧を回避していると解釈できる。しかし、到来波の電力比 (SIR) が非常に大きく実質的に所望波のみが到来している場合は、所望波に対して直交する偏波特性をもつアンテナ素子を用いても出

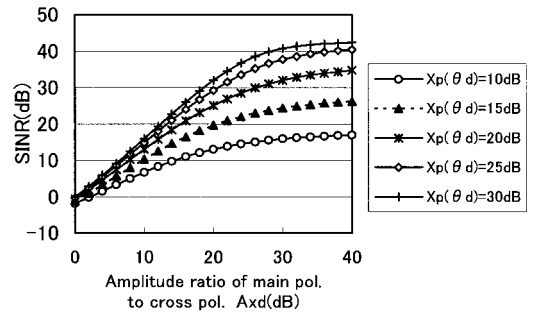


図 7 所望波偏波特性の影響  
Fig. 7 Effect of polarization characteristics of desired wave on SINR.

力ポートにおける到来波間の強度関係を逆転させることが難しくなる。そのため、所望波が抑圧の対象となり、SINR が低下してしまう問題が生じる。

### 3.3 到来波の偏波特性の影響

提案するアダプティブアレーでは、所望波に交差偏波成分が多く含まれる場合は所望波も抑圧の対象となってしまう。そこで、つぎに所望波の交差偏波振幅比が劣化した場合の影響について調べた。その結果を図 7 に示す。図 7 の横軸は、所望波の交差偏波振幅比を示しており、この値が大きいほど本アダプティブアレーにとって理想的な条件に近いことになる。また、パラメータ  $X_p(\theta_d)$  は所望波の到来方向に対するアンテナ素子の交差偏波識別度である。同図より、所望波の交差偏波振幅比  $A_{xd}$  が小さくなり、理想的な条件でなくなると SINR が低下することがわかる。また、アンテナ素子の交差偏波識別度が良好 ( $X_p(\theta_d) = 30$  dB) であり、所望波の交差偏波振幅比  $A_{xd}$  が 12 dB 以上であれば、20 dB 以上の SINR が得られることがわかる。

つぎに、干渉波の偏波特性の影響について述べる。提案するアダプティブアレーでは、干渉波に交差偏波成分が含まれていなければ、干渉波は抑圧されず SINR は改善されないことになる。そこで、SINR に対する干渉波の偏波特性の影響について調べた。その結果を図 8 に示す。図 8 の横軸は干渉波の交差偏波振幅比であり、その値が小さいほど干渉波は交差偏波成分を多く含み本アダプティブアレーにとって有利な状況であることを示している。図 8 より、干渉波の交差偏波振幅比  $A_{xi}$  が 12 dB 以下であれば、干渉波の到来方向に対する交差偏波識別度  $X_p(\theta_i)$  が低くても、ほぼ理想どおりの出力 SINR が得られることがわかる。

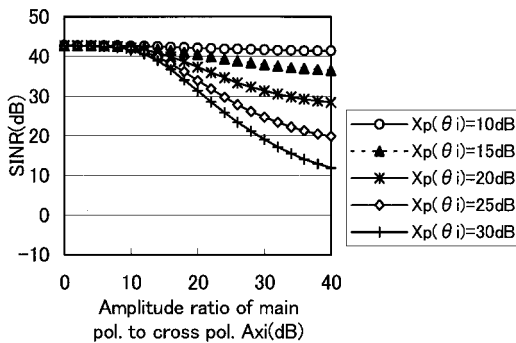


図 8 干渉波偏波特性の影響  
Fig. 8 Effect of polarization characteristics of interference on SINR.

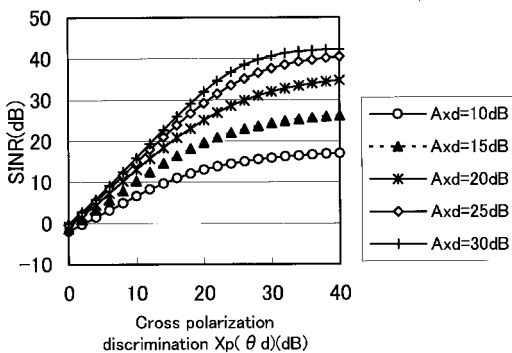


図 9 所望波到来方向に対する交差偏波識別度の影響  
Fig. 9 Effect of cross polarization discrimination in the direction of desired wave.

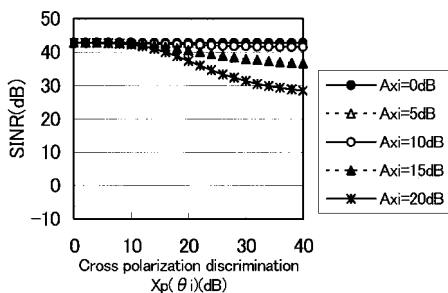


図 10 干渉波到来方向に対する交差偏波識別度の影響  
Fig. 10 Effect of cross polarization discrimination in the direction of interference.

### 3.4 アンテナの交差偏波識別度の影響

つぎに、SINR に対するアンテナ素子の交差偏波識別度の影響について調べた結果を図 9 及び図 10 に示

す。図 9 は所望波の交差偏波振幅比  $A_{xd}$  をパラメータとして所望波到来方向に対するアンテナ素子の交差偏波識別度を变化させた場合、図 10 は干渉波の交差偏波振幅比  $A_{xi}$  をパラメータとして干渉波到来方向に対するアンテナ素子の交差偏波識別度を变化させた場合をそれぞれ示している。両図より、所望波到来方向に対する交差偏波識別度  $X_p(\theta_d)$  の劣化は、SINR の大きな低下につながるが、干渉波方向に対する交差偏波識別度  $X_p(\theta_i)$  は、逆に低いほうが良好な SINR が得られることがわかる。したがって、所望波の到来方向が既知である場合やある程度予想することが可能な場合には、それ以外の方向に対するアンテナ素子の交差偏波識別度は低い方が SINR は大きくなることになる。

## 4. む す び

到来波の偏波特性を利用するアダプティブアレーを提案した。本アダプティブアレーは、所望波の偏波に対して直交する偏波成分の電力を最小化することにより重み係数を決定し、決定した重み係数を主偏波成分用のアンテナ素子で受信した信号に対して重み付けを行うものである。

つぎに 2 素子アレーに対して所望波と干渉波の 2 波が到来している場合の最適ウエイト及び SINR の式を解析的に導出した。更に、導出した式をもとに数値計算を行い、到来波の SNR, SIR, 交差偏波振幅比及びアンテナ素子の交差偏波識別度が SINR に及ぼす影響を調べた。その結果、

(1) 干渉波の交差偏波振幅比が 12 dB 以下であれば、干渉波の到来方向に対するアンテナ素子の交差偏波識別度が低くても、ほぼ理想どおりの SINR が得られる。

(2) 所望波の到来方向に対するアンテナ素子の交差偏波識別度の劣化は出力 SINR の大きな低下につながるが、干渉波の到来方向に対する交差偏波識別度は低いほうが SINR は大きくなる。などのことが明らかとなった。

また、干渉波が非常に弱く所望波のみが到来している場合には、所望波が抑圧され SINR が低下してしまうという問題があることも確認された。この問題は事前に予想されたことではあるが、今回の解析及び数値計算を通して、実質的に所望波のみが到来している場合に生じる問題を定量的に示すことができた。

本論文で提案したアダプティブアレーの最大の特徴



は、「到来波の偏波特性のみを利用して指向性を制御する」ことにある。到来波の波形や振幅、到来方向などの情報を必要としないことから、上述の問題が解決されれば、直接波を主体とする将来の高速移動通信における干渉波対策として広く利用できる可能性がある。

今後は、アンテナ素子間の相互結合、及び所望波抑圧の問題に対する対策について検討するとともに、誤り率による通信品質改善効果の評価を行う予定である。

謝辞 日ごろ御指導いただく(株)豊田中央研究所システム2部杉本軍司部長及び本研究を進めるにあたり御討議いただいた情報通信研究室浅野孔一研究員、佐藤和夫研究員、伊藤修朗研究員並びに同研究室内の諸氏に感謝します。

## 文 献

- [1] 桑原守二, “自動車電話,” 電子通信学会, 1985.
- [2] R.T. Compton, Jr., “Adaptive antennas: concepts and performance,” Prentice-Hall Inc., 1988.
- [3] “空間領域における適応信号処理とその応用技術論文特集,” 信学論 (B-II), vol.J75-B-II, no.11, pp.711-870, Nov. 1992.
- [4] R.T. Compton, Jr., “On the performance of a polarization sensitive adaptive arrays,” IEEE Trans. Antennas & Propag., vol.AP-29, no.5, pp.718-725, Sept. 1981.
- [5] R.T. Compton, Jr., “The performance of a tripole adaptive array against cross-polarized jamming,” IEEE Trans. Antennas & Propag., vol.AP-31, no.4, pp.682-685, 1983.
- [6] 長島康之, 小川恭孝, 大宮 学, 伊藤精彦, “直交偏波共用デジタル陸上移動通信における干渉補償,” 信学論 (B-II), vol.J73-B-II, no.11, pp.745-754, Nov. 1990.
- [7] R.T. Compton, Jr., “The power inversion adaptive array: concepts and performance,” IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.AES-15, no.6, pp.803-814, Nov. 1979.
- [8] R.O. Schmidt, “Multiple emitter location and signal parameter estimation,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-34, no.3, pp.276-280, March 1986.
- [9] K. Takao and N. Kikuma, “Tamed adaptive antenna array,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-34, no.3, pp.388-394, March 1986.
- [10] 多賀登喜雄, 古野辰男, “低アンテナ高見通し内マイクロセルにおける遅延波生起メカニズム,” 信学論 (B-II), vol.J80-B-II, no.10, pp.848-861, Oct. 1997.

## 付 録

### 1. 到来波の偏波特性及びアンテナ特性の設定

ここでは、本文で定義した六つのパラメータと式(17)の各変数の関係について説明する。

所望波の電力  $p_{din}$  を 1 とし、両偏波成分の電力の和を所望波の電力と定義する。すなわち、

$$p_{din} = \frac{1}{2}A_{dR}^2 + \frac{1}{2}A_{dL}^2 = 1 \quad (A.1)$$

とする。一方、所望波の交差偏波振幅比  $A_{xd}$  は、右旋円偏波成分の振幅  $A_{dR}$  と左旋円偏波成分の振幅  $A_{dL}$  を用いて、次式のように表される。

$$A_{xd} = \frac{A_{dR}}{A_{dL}} \quad (A.2)$$

式(A.1), (A.2)より、所望波の各偏波成分の振幅は次式で表される。

$$A_{dR} = \frac{\sqrt{2} \cdot A_{xd}}{\sqrt{A_{xd}^2 + 1}}, \quad A_{dL} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{A_{xd}^2 + 1}} \quad (A.3)$$

干渉波についても同様に

$$p_{iin} = \frac{1}{2}A_{iR}^2 + \frac{1}{2}A_{iL}^2 = \frac{p_{din}}{\text{SIR}} = \frac{1}{\text{SIR}} \quad (A.4)$$

とし、干渉波の交差偏波振幅比  $A_{xi}$  を、右旋円偏波成分の振幅  $A_{iR}$  と左旋円偏波成分の振幅  $A_{iL}$  を用いて

$$A_{xi} = \frac{A_{iR}}{A_{iL}} \quad (A.5)$$

と表すと、干渉波の右旋円偏波成分の振幅及び左旋円偏波成分の振幅は式(A.4), (A.5)より、次式で表される。

$$\left. \begin{aligned} A_{iR} &= \frac{\sqrt{2} \cdot A_{xi}}{\sqrt{\text{SIR} \cdot (A_{xi}^2 + 1)}} \\ A_{iL} &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\text{SIR} \cdot (A_{xi}^2 + 1)}} \end{aligned} \right\} \quad (A.6)$$

つぎに、アンテナ素子の交差偏波識別度の設定について説明する。アンテナ素子は無指向性とし、Rポートから見た右旋円偏波成分に対する電力利得と左旋円偏波成分に対する電力利得の和を 1 とする。すなわち、

$$\frac{1}{2}G_{RR}^2 + \frac{1}{2}G_{LR}^2 = 1 \quad (A.7)$$

一方、交差偏波識別度  $X_{pR}$  は、アンテナ素子の各偏波成分に対する利得  $G_{RR}$ ,  $G_{LR}$  を用いて次式のように表される。

$$X_{pR} = \frac{G_{RR}}{G_{LR}} \quad (A.8)$$

したがって、式 (A・7), (A・8) より次式を得る.

$$G_{RR} = \frac{\sqrt{2} \cdot X_{pR}}{\sqrt{X_{pR}^2 + 1}}, \quad G_{LR} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{X_{pR}^2 + 1}} \quad (\text{A} \cdot 9)$$

L ポートについても同様に,

$$\frac{1}{2}G_{LL}^2 + \frac{1}{2}G_{RL}^2 = 1, \quad X_{pL} = \frac{G_{LL}}{G_{RL}} \quad (\text{A} \cdot 10)$$

とおき,

$$G_{RL} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{X_{pL}^2 + 1}}, \quad G_{LL} = \frac{\sqrt{2} \cdot X_{pL}}{\sqrt{X_{pL}^2 + 1}} \quad (\text{A} \cdot 11)$$

を得る.

数値計算では、初めに到来波及びアンテナの偏波特性を表すパラメータとして  $A_{xd}$ ,  $A_{xi}$ ,  $X_{pR}$  及び  $X_{pL}$  を設定し、つぎに式 (A・3), (A・6), (A・9) 及び式 (A・11) より到来波の各偏波成分の強度及びアンテナ特性に関する各値 ( $A_{dR}$ ,  $A_{dL}$ ,  $A_{iR}$ ,  $A_{iL}$ ,  $G_{RR}$ ,  $G_{LR}$ ,  $G_{RL}$ ,  $G_{LL}$ ) を決定し、それらを式 (13) 及び式 (17) に代入することにより、最適ウエート  $W_{\text{opt}}$  及び最適化時の SINR を求めている. なお、簡単のため数値計算では  $X_{pR}$  及び  $X_{pL}$  を等しい値に設定し、これを本文では  $X_p$  と表している.

(平成 10 年 6 月 19 日受付, 10 月 13 日再受付)



藤元 美俊 (正員)

昭 60 (株) 豊田中央研究所入所. 平 1 名工大・工・電気卒. 平 3 同大学院修士課程了. 同年 (株) 豊田中央研究所復職. 小形アンテナ, アダプティブアレーアンテナ, デジタル通信方式の研究に従事. 現在, 同所情報通信研究室に所属. 平 9 より名工大学院博士課程在学中. 1992 年度 IEEE AP-S Tokyo chapter, Young Engineer Award 受賞.



西川 訓利 (正員)

昭 51 名大・工・電子卒. 昭 53 同大学院修士課程了. 同年 (株) 豊田中央研究所入所. 以来, 車載電子機器の電波障害, 車載アンテナの数値解析, 移動体通信用アンテナ, 無線通信システム, 電波センシングシステムの開発に関する研究に従事. 現在, 同所情報通信研究室室長, 主席研究員. 工博. 1984 年度 IEEE-VTS 論文賞受賞.



柴田 伝幸 (正員)

昭 59 名工大・工・電子卒. 昭 61 同大学院修士課程了. 同年 (株) 豊田中央研究所入所. 以来, 無線 LAN, デジタル通信方式の研究に従事. 現在, 同所情報通信研究室に所属. 平 8 より名工大学院博士課程在学中.



鈴木 徳祥 (正員)

平 2 京大・工・電子卒. 平 4 同大学院修士課程了. 同年 (株) 豊田中央研究所入所. 以来, アンテナの数値解析, デジタル通信方式に関する研究に従事. 現在, 同所情報通信研究室に所属. 情報理論とその応用学会会員.



菊間 信良 (正員)

昭 57 名工大・工・電子卒. 昭 62 京大学院博士課程了. 同年同大助手. 昭 63 名工大助手, 平 2 同講師, 平 4 同助教授, 現在に至る. 工博. アダプティブアレー, 多重波伝搬解析, 構内無線通信, 電磁界理論の研究に従事. 第 4 回電気通信普及財団賞受賞. IEEE 会員.



稲垣 直樹 (正員)

昭 37 東工大・工・電気卒. 昭 42 同大学院博士課程了. 同年同大助手. 昭 45 名工大助教授, 昭 59 同教授, 現在に至る. 昭 54~55 米国オハイオ州立大エレクトロサイエンス研究所客員研究員 (文部省在外研究員). 工博. アンテナ及び電磁界理論の研究に従事. 著書「電気・電子学生のための電磁波工学」等. 昭 39 稲田賞, 昭 49 本会論文賞, 昭 58 本会業績賞受賞. 電気学会, 映像情報メディア学会, IEEE 各会員.