

複数給電型パラサイトアレーを用いた適応指向性制御方式

森下 雅透^{†*a)} 山田 寛喜^{†,††} スン チェン[†] 太郎丸 真[†]
大平 孝^{†††} 山口 芳雄^{††}

Consideration on Adaptive Beamforming with Multiport Parasitic Array Radiator Antenna

Masayuki MORISHITA^{†*a)}, Hiroyoshi YAMADA^{†,††}, Chen SUN[†],
Makoto TAROMARU[†], Takashi OHIRA^{†††}, and Yoshio YAMAGUCHI^{††}

あらまし 適応指向性制御を行う DBF アレーは RF 回路を複数系統備える必要がある。そのため回路規模や消費電力などが増大するという問題がある。この問題を解決するために、素子の一部をハードウェア構成の容易な素子とした複数給電型パラサイトアレーアンテナを使った適応指向性を行うことを提案する。MuPAR アンテナは複数の給電素子とハードウェア構成の容易な可変リアクタを装荷したパラサイト素子から構成されるアンテナである。したがって同型の DBF アレーと比べて RF 回路や A-D 変換器の少ない構造のため小形化・低消費電力化することができる。一般の DBF アレーは重み制御のみで適応指向性制御可能であるが、MuPAR アンテナではパラサイト素子によるアナログ制御も必要なため、適応指向性制御はデジタル制御とアナログ制御の組合せとなる。本研究では、パラサイト素子におけるリアクタンス値の最適化には最急こう配法を、給電素子における最適化には RLS アルゴリズムをそれぞれ適用した場合の適応指向性制御能力について検討する。

キーワード MuPAR アンテナ, 適応指向性制御, デジタル制御, アナログ制御, パラサイト素子

1. ま え が き

近年の無線通信システムでは、携帯端末等の普及に伴って無線資源が逼迫している。その対策の一手法として、送受信アンテナにアダプティブアレーの適用が検討されている。アダプティブアレーは複数のアンテナ素子を利用して指向性を制御することにより、所望波と干渉波を空間的に分離可能なため、干渉波抑圧技術として期待されている。

ユーザ側端末アンテナにおいて、複数のアンテナを利用して適応指向性制御を行う DBF (Digital Beam-

forming) アレーは RF 回路をその素子と同数系統備えるため、回路規模や消費電力などが増大するという問題がある。この問題を解決するために、単一の給電素子及び可変リアクタを装荷したパラサイト素子によりアンテナアレーを構成し、各リアクタンス値を適切に制御することによって電氣的に指向性を制御する ESPAR (Electronically Steerable Parasitic Array Radiator) アンテナ [1], [2] の研究が行われてきた。しかしながら、ESPAR アンテナは同時に観測可能な信号数が一つであるため最適リアクタンス値の探索が困難 (収束が遅い) である。また、可変パラメータがパラサイト素子のリアクタンス値 (純虚数) のみであり、可変範囲も限定されるため、同素子数の DBF アレーに比べて干渉波抑圧性能が劣るという欠点がある。これらに対して、給電素子を複数有する複数給電型パラサイトアレー (MuPAR: Multiport Parasitic Array Radiator) アンテナが提案されている [3], [4]。MuPAR アンテナは DBF アレーの近傍にハードウェア構成の容易な可変リアクタを装荷したパラサイト素子から構成されるアンテナである。DBF

[†] ATR 波動工学研究所, 京都府

ATR Wave Engineering Laboratories, 2-2-2 Hikaridai, Keihanna Science City, Kyoto-fu, 619-0288 Japan

^{††} 新潟大学工学部, 新潟市

Faculty of Engineering, Niigata University, 2-8050 Ikarashi, Niigata-shi, 950-2181 Japan

^{†††} 豊橋技術科学大学, 豊橋市

Toyohashi University of Technology, 1-1 Hibiyaoka, Tenpaku, Toyohashi-shi, 441-8580 Japan

* 現在, 新潟大学大学院自然科学研究科

a) E-mail: morisita@wave.ie.niigata-u.ac.jp

アレーの重み制御は1素子当り2変数(複素重み)で制御されるのに対し、可変リアクタを装荷したパラサイト素子による制御では、1素子当り1変数の自由度(リアクタンス分)であり、かつ、パラサイト素子の結合を利用したビーム形成となる。実際にはどの程度の干渉波抑圧を有するかに関する詳細な評価はほとんど行われていない。この点を明らかにすることも本論文の重要な目標の一つである。一般にパラサイト素子制御はDBFの重み制御に比べ低消費電力で行うことができるものと予想しているが、MuPARアンテナとDBFアレーシステムとしての消費電力評価は現時点では難しい。また、制御の容易さ・高速処理の観点においても、実装上の制約が許せばDBFアレーが優位であることはいうまでもない。しかしながら、RF系回路のポート数に制約があるシステムに対して、更なる性能改善が望まれる場合の手段の一つとして本論文で提案するMuPARアンテナのような構成は検討する価値があると考えている。

ESPARアンテナを用いた既知方向へのビーム形成や適応ビーム形成を行う制御手法は数多く検討されている[5],[6]。一方、MuPARアンテナでは、所望方向へのビーム形成手法は検討[3]されているが、到来方向及び到来波数が未知の環境において、指向性を適応制御を行う方法はほとんど検討されていない。そこで、本論文では、DBFアレーによるデジタル制御とパラサイト素子によるアナログ制御の組合せによる適応制御方法を提案し、その適応指向性制御能力を明らかにする。本論文の構成は次のとおりである。2.では本論文で用いるMuPARアンテナの信号モデルについて定義し、3.において適応指向性制御方法について述べる。4.では適応制御可能な角度範囲及び統計的評価により一般のDBFアレーと比較し評価を行う。5.では適応制御に有するサンプル数の削減方法を提案し、その有効性を示す。6.はむすびである。

2. MuPAR アンテナシステムモデル

本論文で扱うアンテナ構成を図1に示す。給電素子 N 素子、パラサイト素子 M 素子で構成するMuPARアンテナ(図では $N=2, M=2$)において、 k 番目の到来波が ϕ_k 方向から到来しているとき、MuPARアンテナで受信される受信データベクトル、すなわち給電素子の受信信号出力 $\mathbf{x}(t)$ は次のように表される。

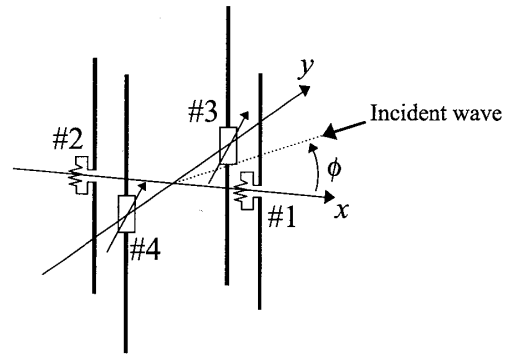


図1 MuPAR アンテナ
Fig. 1 Geometry of MuPAR antennas.

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{I}_w^T \sum_{k=1}^d \mathbf{a}(\phi_k) s_k(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

ここで、 $s_k(t)$ は k 番目の到来信号の複素振幅、 $\mathbf{n}(t)$ は受信機で生じる白色ガウス雑音、 d は到来波数、 T は転置である。また、 $\mathbf{a}(\phi_k)$ は入射波の到来方向を示すステアリングベクトルであり、次式のように定義される。

$$\mathbf{a}(\phi_k) = [e^{j\alpha_1}, e^{j\alpha_2}, \dots, e^{j\alpha_{(N+M)}}]^T \quad (2)$$

$$\alpha_l = \frac{2\pi f}{c} (x_l \cos \phi_k + y_l \sin \phi_k) \quad (3)$$

ここで、 c は到来波の伝搬速度、 f は到来波の搬送波周波数、 (x_l, y_l) は $\#l$ 素子の位置である($l=1, \dots, N+M$)。式(1)において、 \mathbf{I}_w はパラサイト素子のリアクタンスセットにより決定される等価重み行列[1]であり、次式のように表される。

$$\mathbf{I}_w = (\mathbf{Y}^{-1} + \mathbf{Z} + \mathbf{X})^{-1} \mathbf{U} \quad (4)$$

ここで、 \mathbf{Y} 行列は素子間結合を含んだアドミタンス行列であり、これはバラクタの容量や外部信号源には依存しない。式(4)の \mathbf{Z} 行列は受信機の内部インピーダンスに対応した対角行列であり、1番目から N 番目($l=1, \dots, N$)の素子を給電素子とした場合、 $\mathbf{Z} = \text{diag}[z_1, z_2, \dots, z_N, 0, \dots, 0]$ と表される。また、 $\mathbf{X} = \text{diag}[0, \dots, 0, jX_1, jX_2, \dots, jX_M]$ はパラサイト素子のリアクタンス値を表す対角行列である。 \mathbf{U} は給電素子の電流を取り出すための $N \times (N+M)$ 行列であり、次式のように定義される。

$$U = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_N \qquad \underbrace{\hspace{10em}}_M$

3. 最適化アルゴリズム

ESPAR アンテナのアナログ制御に用いる制御規範には所望方向の電力指向性最大化や準同相合成, 平均二乗誤差法 (MMSE: Minimum Mean Square Error) [9], 相互相関係数最大化 (MCCC: Maximum Cross Correlation Coefficient) [1] を用いる方法 [6] が提案されている. 電力指向性最大化や準同相合成は電波の到来方向が未知の環境においては用いることは難しい. MMSE, MCCC を用いた制御では所望波の性質に関する予備知識が必要であるが, 電波の到来方向や到来波数を正確に知る必要がなく, 移動通信に適している. パラサイト素子は制御パラメータが可変リアクタのみであり, 振幅調整機能がないため MMSE を規範とする評価関数を用いることができない. したがって, 本論文では MCCC を採用し, その最適化手法として収束特性が安定している最急こう配法 (SGA: Steepest Gradient Algorithm) を適用した. アナログ制御のみでは収束スピードや可変制御範囲の制約のため完全に干渉波を抑圧することは, 通常, 困難である. そのため, デジタル制御を併用する. 給電素子におけるデジタル制御には, 従来の適応アンテナで最も標準的に用いられている MMSE を適用し, 最適化手法には収束特性に優れている RLS (Recursive Least Squares) アルゴリズムを適用する.

MuPAR アンテナのシステムブロックを図 2 に示す. また, それぞれの最適化アルゴリズムの流れを図 3 に示す. はじめに最急こう配法によりパラサイト素子の最適化を行う. パラサイト素子の最適化の後に給電素子の最適化を行う. それぞれの最適化処理を出力 SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio) が収束するまで繰り返し適用し, 適応指向性制御をする. 最適化アルゴリズムと制御規範の対応を表 1 に示す.

3.1 最急こう配法

リアクタンス値を M 次元のベクトル \mathbf{X} で表し, 目的汎関数 ρ_m のこう配に基づく漸化式

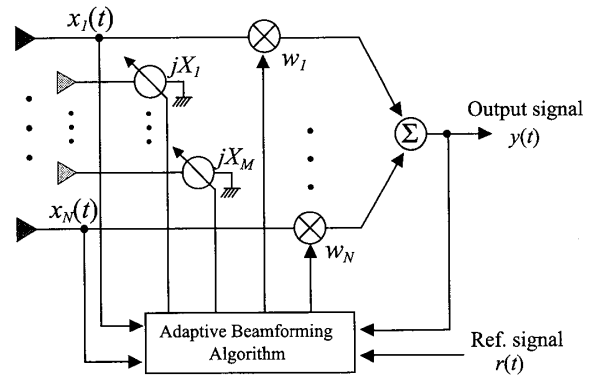


図 2 MuPAR アンテナのシステムブロック
Fig. 2 Functional block diagram of MuPAR.

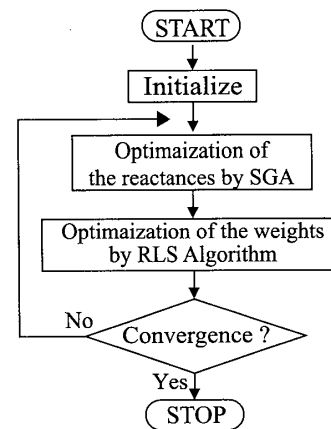


図 3 MuPAR アンテナによるアダプティブ制御の流れ
Fig. 3 Flowchart of adaptive beamforming with a MuPAR antenna.

表 1 最適化アルゴリズム対応表
Table 1 Adaptive algorithm.

	制御規範	最適化アルゴリズム
パラサイト素子	MCCC	SGA
給電素子	MMSE	RLS

$$\mathbf{X}(m+1) = \mathbf{X}(m) + \mu \nabla \rho_m \quad (6)$$

に従ってリアクタンスを反復更新する. μ は収束速度を制御する正定数であり, その値は経験的に決定される.

制御規範には受信信号と参照信号の相互相関係数を用いる. $y(t)$ と $r(t)$ をそれぞれ時間サンプルした P 次元の受信信号 $\mathbf{y}(m)$ と参照信号 $\mathbf{r}(m)$ の相互相関係数は次のように定義される [6].

$$\rho_m = \frac{|\mathbf{y}^H(m)\mathbf{r}(m)|}{\sqrt{\mathbf{y}^H(m)\mathbf{y}(m)}\sqrt{\mathbf{r}^H(m)\mathbf{r}(m)}} \quad (7)$$

ここで, H は複素共役転置である. 相互相関係数を最大化するようにリアクタンス値を制御することで, 出

力 SINR の最適化を行う。

こう配 $\nabla \rho_m$ は摂動法 [7], [8] により近似する。すなわち、

$$\nabla \rho_m \triangleq \frac{\partial \rho_m}{\partial \mathbf{X}} \triangleq \begin{bmatrix} \frac{\partial \rho_m}{\partial X_1} \\ \frac{\partial \rho_m}{\partial X_2} \\ \vdots \\ \frac{\partial \rho_m}{\partial X_M} \end{bmatrix} \quad (8)$$

とした。具体的には、一次の偏導関数 $\partial \rho_m / \partial X_i$ は i 番目のリアクタンス X_i の相互相関係数と ΔX 増加させた相互相関係数との差分で近似した。ここで ΔX は増加幅である。

$$\frac{\partial \rho_m}{\partial X_i} \approx [\rho_m(X_1, X_2, \dots, X_i + \Delta X, \dots, X_M) - \rho_m(X_1, X_2, \dots, X_M)] / \Delta X_i \quad (i = 1, 2, \dots, M) \quad (9)$$

3.2 MMSE 規範——RLS アルゴリズム

MuPAR アンテナにの出力信号は式 (1) より、

$$y(m) = \mathbf{w}^H(m) \mathbf{x}(m) \quad (10)$$

と表すことができる。 m , $\mathbf{x}(m)$ は、それぞれイタレーション回数、及び m 番目のイタレーション時の受信データベクトルである。最小化の対象となる誤差信号 $e(m)$ は、参照信号 $r(m)$ と受信信号 $y(m)$ との差として、次式で与えられる [9]。

$$|e(m)|^2 = |r(m) - y(m)|^2 = |r(m) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(m)|^2 \quad (11)$$

平均二乗誤差を最小とする代表的な最適化手法として、ここでは RLS アルゴリズムを用いて重みベクトルの更新を行う。RLS の重みベクトルの更新式は

$$\mathbf{w}(m+1) = \mathbf{w}(m) + \gamma R_{xx}^{-1}(m) \mathbf{x}(m+1) e^*(m-1) \quad (12)$$

$$\gamma = \frac{1}{\alpha + \mathbf{x}^H(m+1) R_{xx}^{-1}(m) \mathbf{x}(m+1)}$$

と表される。ここで、* は複素共役を表す。 α は忘却係数であり、 $0 < \alpha \leq 1$ の値をとる。また、 R_{xx} は次式に基づき逐次算出される相関行列である。

$$\begin{cases} R_{xx}(0) &= \delta I \\ R_{xx}(m+1) &= \alpha R_{xx}(m) + \mathbf{x}(m+1) \mathbf{x}^H(m+1) \end{cases} \quad (m = 0, 1, 2, \dots) \quad (13)$$

δ は相関行列を正則にするための正定数である。

4. 適応制御による評価

本章では、アナログ制御とデジタル制御の適応制御から適応制御可能な角度範囲を示し、次に MuPAR アンテナの性能を DBF アレーと比較し統計的に評価する。

4.1 シミュレーション諸元

表 2 に計算機シミュレーション諸元を示す。給電素子 2 素子 (#1, #2), パラサイト素子 2 素子 (#3, #4) で構成された 4 素子円形アレー MuPAR アンテナ (図 1) の適応指向性制御能力を計算機シミュレーションにより評価する。各素子はほぼ半波長ダイポールアンテナとし、素子間隔はそれぞれ 0.25λ 間隔、半径 0.17λ の円形に配置した。ここで λ は自由空間波長である。受信機の内部インピーダンスは 50Ω と設定し、アドミタンス行列 \mathbf{Y} はモーメント法による電磁界解析ソフト (NEC2) [10] を用いて求めた。 \mathbf{Y} の要素の値は付録に示すとおりである。

指向性制御処理として、式 (7) における受信信号 $y(m)$ と参照信号 $r(m)$ の時間サンプル数は $10(P = 10)$ とした。最急こう配法によるリアクタンス制御 (M_{SGA}) を 30 回、及び RLS アルゴリズムによる重み制御 (M_{RLS}) を 20 回それぞれ連続して行い、上記処理を 10 回反復した。したがって、総制御回数は $(20 + 30) \times 10 = 500$ 、総サンプル数は 9200 サンプルとなる。今回は基本的検討として、最急こう配法によるリアクタンスの可変範囲には制限を設けず、制御

表 2 シミュレーションパラメータ
Table 2 Simulation parameters.

アンテナ パラメータ	素子数	給電素子 2 本 パラサイト素子 2 本
	アレー構成	円アレー (半径: 0.17λ)
	素子長	0.45λ (ダイポール)
	素子間隔	0.25λ
	素子半径	0.004λ
	受信機内部 インピーダンス	$50[\Omega]$
SGA	ステップサイズ μ	150
	増幅幅 ΔX	$1.5[\Omega]$
	相関係数サンプル数 P	10
RLS	制御回数 M_{SGA}	30 回
	忘却係数 α	0.95
	制御回数 M_{RLS}	20 回
入力 SIR		0 [dB]
SNR		20 [dB]
反復制御回数		10 回
総サンプル数		$\{P \times (M+1) \times M_{SGA} + M_{RLS}\} \times 10 = 9200$

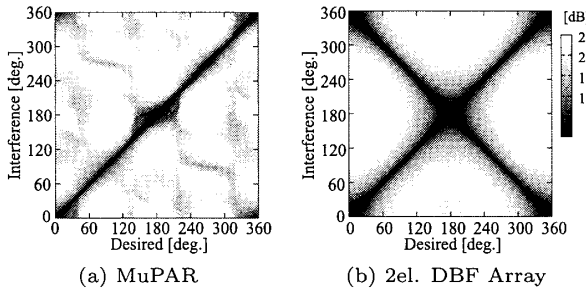


図4 適応制御可能な角度範囲——2波入射（所望波1波，干渉波1波）
 Fig.4 Angle range in which adaptive beamforming is possible: Two-wave incidence. (One desired and one interference waves)

後の最終解を用いた。なお，全シミュレーションにおいて生じたりアクタンス値の範囲は $-300 \sim +450 [\Omega]$ であった。干渉波は所望波と無相関とし，入力 SINR を 0 dB とするため各干渉波電力は所望波電力の 1/干渉波数と設定した。所望波信号及び干渉波信号は I/Q 平面上にランダムに分布する PSK 信号を無相関となるようにそれぞれ独立に生成した。

4.2 適応制御可能な角度範囲

ここでは，適応制御可能な角度範囲を出力 SINR により明らかにする。所望波と干渉波がそれぞれ 1 波入射（計 2 波入射）の出力 SINR 特性が図 4 である。比較のために，2 素子 DBF アレーも同様に示した。一般の 2 素子 DBF アレーでは，アレー軸に対して対称にビームが形成されるため，干渉波が所望波と軸対称な方向から到来した場合，出力 SINR は劣化する。しかし，MuPAR アンテナではパラサイト素子の寄与によって対称性を崩すことができるため，アレー軸に対して対称方向から入射した干渉波も抑圧可能であり，SINR 特性が改善可能である。

図 5 に所望波 1 波の入射角度 (θ_D) をそれぞれ 0° , 30° , 60° , 90° と固定し，干渉波 2 波の入射角を変化させたときの出力 SINR 特性を示す。比較のため，図 1 においてパラサイト素子を除去した構成とした 2 素子 DBF アレー及び等間隔（素子間隔 0.25λ ）で三角形に配置した 3 素子 DBF アレーを用いて，所望波入射角を 90° としたときの結果を図 6 に示す。MuPAR アンテナにおいて所望波入射角が 90° 方向の結果と 2 素子 DBF アレーと比較した場合，パラサイト素子の効果により，広い範囲で出力 SINR が改善していることが分かる。

4.3 干渉波 2 波における干渉波抑圧性能

ここでは，MuPAR アンテナと一般の 2,3,4 素子

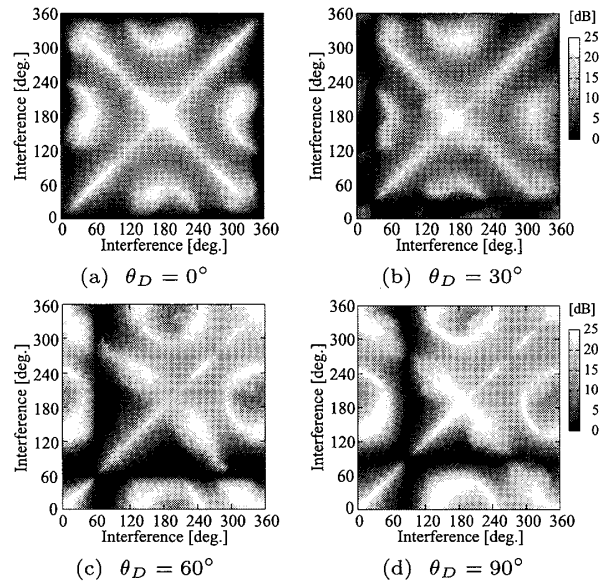


図5 MuPAR アンテナを用いた適応制御可能な角度範囲——3波入射（所望波1波，干渉波2波）
 Fig.5 Angle range in which adaptive beamforming is possible with MuPAR: Three-wave incidence. (One desired and two interference waves)

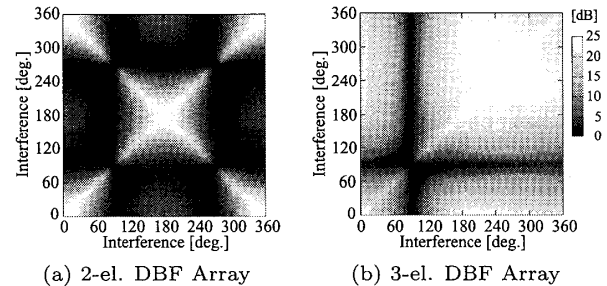


図6 DBF アレーを用いた適応制御可能な角度範囲——3波入射（所望波1波，干渉波2波）
 Fig.6 Angle range in which adaptive beamforming is possible with DBF array: Three-wave incidence. (One desired and two interference waves)

DBF アレーの適応指向性制御能力を出力 SINR により比較検討する。2 素子 DBF は MuPAR アンテナの給電素子と同じ素子配置とした。また，3 素子 DBF は等間隔で三角形に配置したアレーとし，4 素子 DBF は MuPAR アンテナと同じ素子配置である。到来波は 3 波入射とし，所望波方向を 90° 方向に固定した。干渉波 2 波を $0^\circ - 359^\circ$ の角度範囲からランダムに入射させ，10000 回のシミュレーションを行った。

図 7 は出力 SINR を統計的に評価した累積分布である。2 素子 DBF アレーでは自由度を超えているため，出力 SINR がほとんど得られないのに対し，MuPAR アンテナでは 3 素子 DBF アレーと同程度の出力 SINR

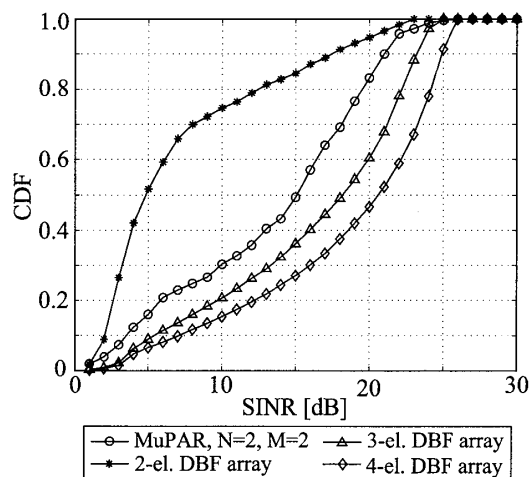


図7 出力 SINR による累積分布 (MuPAR アンテナと DBF アレーとの比較)

Fig.7 Statistical results of output SINR (Compare statistical performance with 2,3,and 4-el. DBF array.)

が得られることが分かる。3素子、4素子 DBF アレーと比較すると MuPAR アンテナの SINR 特性は劣るが、一般の 2素子 DBF アレーの近傍に可変パラサイト素子を配置することで、3素子 DBF アレー相当の制御能力が得られていることが分かる。

5. 初期リアクタンス値選択による収束速度の高速化

アナログ制御とデジタル制御による逐次更新では収束に非常に多くのサンプル数が必要である。そこで、制御を行うために多くのサンプル数が必要であるアナログ制御において、リアクタンス値の初期値を選択する方法を提案する。ここでは簡単のためリアクタンス値の [Hi] と [Low] の二つの制御パラメータを設定した。M素子のパラサイト素子では [Hi] と [Low] の組合せは 2^M 通りとなり、それぞれ受信信号と参照信号の相互相関係数 (式 (7)) を計算して高い相関が得られたリアクタンス値の組付近に最適解が存在するとして初期値として選択する。相関係数 ρ_m を求める時間サンプル数を P とすると、初期値選択に必要なサンプル数は $P \times 2^M$ サンプルである。

選択した初期値により得られた収束リアクタンス値が最適解であるという保証はないが、出力 SINR 要求を満足する解ならば必ずしも最適解を必要としないという観点から収束速度に着目すると、最急こう配法を用いた場合より比較的速く良好な解が得られ、収束速度の改善が期待できる。

表3 リアクタンス値のパラメータ
Table 3 Parameters of reactance value.

(a) Four sets		(b) Parameters of initial value	
	# 3	# 4	
①	Hi	Hi	I Hi = 0 [Ω] Low = -30 [Ω]
②	Hi	Low	II Hi = 0 [Ω] Low = -60 [Ω]
③	Low	Hi	III Hi = 0 [Ω] Low = -90 [Ω]
④	Low	Low	

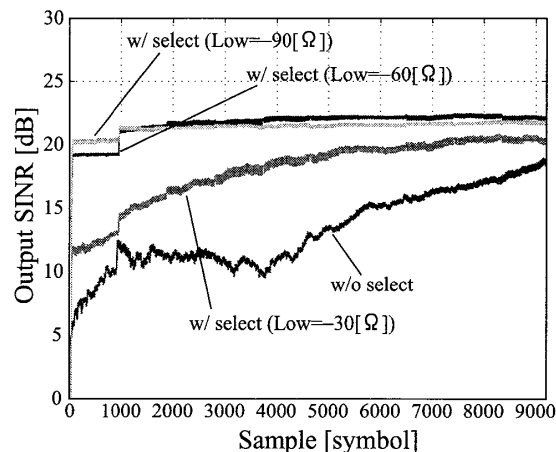


図8 初期値選択による適応制御結果 (SINR 収束特性)
Fig.8 Convergence property of SINR.

本章で用いる [Hi] と [Low] に使用する組合せは表 3(a) の 4 通りとなる。各 [Hi], [Low] のリアクタンスパラメータとして、ここでは表 3(b) に示す 3 種類の値を用いて初期値選択に関する検討を行っている。表 3(a) に示す 4 組から最も高い相関が得られる組を初期値として選択しそれぞれの制御アルゴリズムを開始する。

5.1 初期値選択による効果

初期値選択の例として、所望波到来方向を 90° 、干渉波到来方向を 45° 、 285° から入射している場合の収束の様子を図 8 に、制御回数 500 回 (9200 サンプル) 時の指向性パターンを図 9 に示す。

初期値選択を行わずに (すなわち、初期リアクタンス値はすべて Hi) 制御アルゴリズムを行った場合、制御回数 500 回での解は $X = [-52.0, 2.0]$ であった。図 9 より、初期値の選択を行わない場合であっても良好な指向性が形成されていることが分かる。しかしながら、図 8 より、SINR の収束特性については非常に多くのサンプル数が必要であることがいえる。

次に初期値選択を行い、その後に制御アルゴリズムを適用した場合の収束特性について確認する。表 3(b) において初期値のパラメータを I と設定したとき、初期値選択を行わなかった場合と比較して、SINR の収

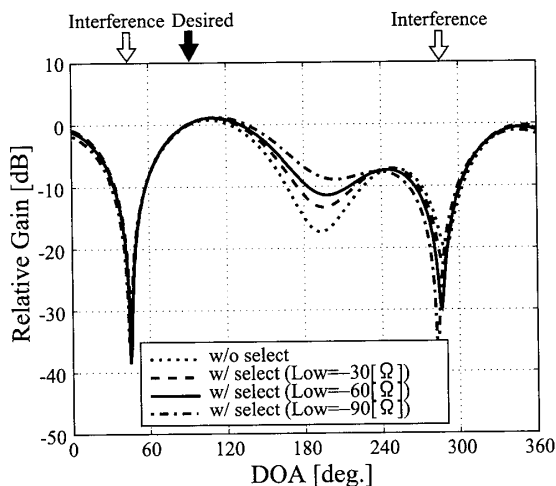


図 9 初期値選択による指向性パターン
Fig.9 Antenna pattern after 500 iterations.

束特性は比較的速く収束に向かっていることが分かる。なお初期値選択は表 3(a) の②が選択され、制御回数 500 回のときの解は $X = [-58.1, 1.5]$ であった。

図 8 より、初期値のパラメータを II あるいは III と設定した場合の SINR 収束特性では非常に早い段階で出力 SINR が 20 dB に達していることが分かる。このときの解はそれぞれ $X = [-67.1, 0.0]$, $X = [-85.7, 1.3]$ であった。これらのリアクタンス値の解を比較するとそれぞれ近い値に推移しており、この解の周辺に最適解が存在していると考えられる。

5.2 統計的評価

ここでは、干渉波が 1 波または 2 波、3 波到来する環境において累積分布により評価を行う。初期値選択有無にかかわらず制御回数を増加させると収束解に近づき、出力 SINR はほぼ等しくなると考えられるが、現実には多くの場合、制御回数の制約が存在する。ここでは例として制御回数 500 回 (サンプル数 9200) において出力 SINR の違いを確認する。更に、制御回数 100 回 (サンプル数 1840) 時の累積分布により評価を行い、少ないサンプル数でも高 SINR が得られることを示す。

初期値選択に用いたリアクタンス値のパラメータは表 3(b) の II とした。所望波方向は 90° に固定とし、干渉波方向をランダムに選択して 10000 組用意する。この 10000 組を使用して、図 10、図 11 のような累積分布 (CDF: Cumulative Distribution Function) を計算する。CDF は 10000 組の干渉波方向の母集団に対する出力 SINR が横軸の出力 SINR を超える確率を示したものである。入力 SINR=0 dB とするため干渉

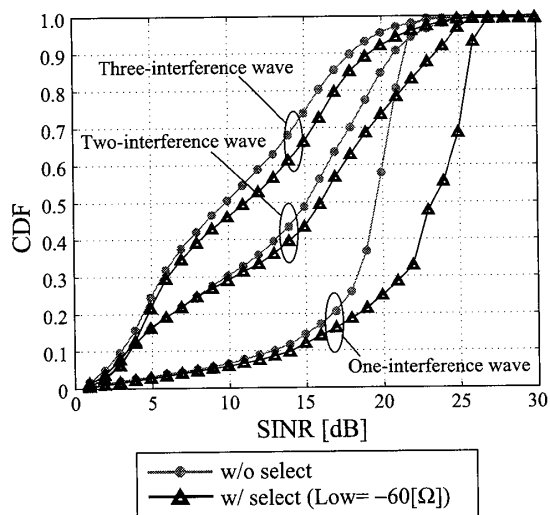


図 10 干渉波数による累積分布 (制御回数 500 回)
Fig.10 Statistical results for interference wave (After 500 iterations).

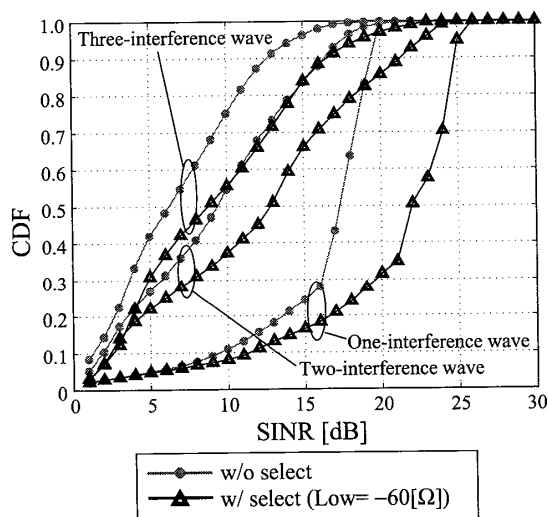


図 11 干渉波数による累積分布 (制御回数 100 回)
Fig.11 Statistical results for interference wave (After 100 iterations).

波電力は所望波電力の $1/\text{干渉波数}$ に設定した。図 10 に制御回数 500 回を行ったときの累積分布の結果を示す。干渉波が 3 波入射では、指向性形成の自由度を超えているため初期値選択にかかわらず出力 SINR は干渉波 2 波入射時と比較して劣化していることが分かる。干渉波が 2 波入射している場合ではどちらも半分の割合で出力 SINR が 15 dB を超えている。これは、パラサイト素子 2 素子 (2 リアクタンス分の自由度) で給電素子 1 素子分の自由度 (複素重み分の自由度) を実現できると考えられるが、現実のリアクタンス制御では可変範囲が制限されるため、干渉波を完全には抑圧できない。その結果、干渉波 1 波入射と比べてや

や劣る。干渉波 1 波入射では、給電素子の自由度で干渉波抑圧が可能であるため、70%以上の割合で出力 SINR が 20 dB を超えている。特に、初期値選択の場合では出力 SINR が 20 dB を超える割合が高く出ている。これはパラサイト素子による所望波成分の利得が若干上昇した影響と考えられる。また、初期値選択を行わなかった場合の出力 SINR と比較すると、初期値選択を行うことで出力 SINR が全体的に向上していることが確認できる。

制御回数 100 回で適応制御を行った結果を図 11 に示す。初期値選択を行った評価は、初期値選択を行わなかった場合に比べて少ないサンプル数でも出力 SINR が向上していることが確認できる。

6. む す び

本論文では、MuPAR アンテナにおいてアナログ制御とデジタル制御の組合せにより適応指向性制御能力について検討した。まずはじめに、適応制御可能な角度範囲を示し、次に収束速度の改善を目的とし、アナログ制御の初期値を選択することを提案した。また、干渉波が複数到来する環境において統計的に MuPAR アンテナの性能を計算機シミュレーションにより評価した。初期値の選択は、高い相関が得られた側に最適解が存在すると判断する簡単な方法であるが、比較的少ないサンプル数で収束することが確認できた。また、統計的評価を行ったことで、干渉波 2 波入射において MuPAR アンテナの特徴であるパラサイト素子の効果が現れていることが確認できた。

このように、提案したアレー構成での干渉波抑圧性能は 3 素子 DBF アレーとほぼ同様の干渉波抑圧性能が得られることが分かった。本論文では強く結合した 2 素子パラサイト素子のバラクタ制御が 1 素子分のデジタル制御と同等（あるいはやや劣る）の効果をもたらすことをシミュレーションにより明らかにした。実装上の制約が許せばすべてをデジタル制御した DBF が有利であることはいうまでもない。しかしながら、消費電力等において制約が存在する場合、代替の手法となる可能性を有しているものといえる。ただし、本論文で提案した制御方式においても実時間処理を有する応用には必ずしも十分とはいえない。更なる高速化が今後の課題である。

謝辞 本研究は総務省の研究委託「移動通信システムにおける高度な電波の共同利用に向けた要素技術の研究開発」により実施したものである。

文 献

- [1] T. Ohira and J. Cheng, Analog smart antennas, Adaptive Antenna Arrays, pp.184-204, ISBN3-540-20199-8, Springer Verlag, Berlin, 2004.
- [2] E. Taillefer and J. Cheng, "Reactance-domain signal processing for adaptive beamforming and direction-on-arrival estimation: An overview," The Radio Science Bulletin, U.R.S.I., ISSN 1024-4530, no.323, pp.14-25, Dec. 2007.
- [3] 大平昌敬, 三浦 周, 太郎丸真, 上羽正純, "逆 F 複数給電パラサイトアレーアンテナの励振係数及びリアクタンス値最適化によるビーム・ヌル形成," 信学技報, A・P2007-81, Sept. 2007.
- [4] D. Esser and H.J. Chaloupka, "Compact reactively reconfigurable multi-port antennas," 2006 IEEE Int. Antennas Propagat. Symp. Dig. pp.2309-2312, June 2006.
- [5] 桑原義彦, "直接探索法を用いた ESPAR アンテナの適応指向性制御," 信学論 (B), vol.J89-B, no.1, pp.39-44, Jan. 2006.
- [6] J. Cheng, Y. Kamiya, and T. Ohira, "Adaptive beamforming of ESPAR antenna based on steepest gradient algorithm," IEICE Trans. Commun., vol.E84-B, no.7, pp.1790-1800, July 2001.
- [7] R.A. Monzingo and T.W. Miller, Introduction to Adaptive Arrays, John Wiley & Sons, 1980.
- [8] J. Van de Degte, Feedback Control System, Third ed., Prentice Hall, 1994.
- [9] 菊間信良, アレーアンテナによる適応信号処理, 科学技術出版, 1999.
- [10] Numerical Electromagnetic Code, Nec-Win Pro Antenna Analysis Software, 1.1, Riverton:Nittany Scientific, 1997.

付 録

4 素子円形アレー MuPAR アンテナにおけるアドミタンス行列 \mathbf{Y} の各要素を電磁界解析ソフト (NEC2) を用いて計算した結果を以下に示す。

$$Y_{11} = 1.3158e-02 -j1.5556e-02$$

$$Y_{21} = -2.0431e-05 -j7.6814e-03$$

$$Y_{31} = -4.2794e-03 +j1.3372e-02$$

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{21} & Y_{31} & Y_{31} \\ Y_{21} & Y_{11} & Y_{31} & Y_{31} \\ Y_{31} & Y_{31} & Y_{11} & Y_{21} \\ Y_{31} & Y_{31} & Y_{21} & Y_{11} \end{bmatrix} \quad (\text{A}\cdot 1)$$

(平成 20 年 1 月 8 日受付, 4 月 21 日再受付)



森下 雅透 (学生員)

平 17 新潟大・工・情報卒。平 19 同大大学院博士前期了。現在、同大学院博士後期在学中。主としてアダプティブアレーアンテナ、到来方向推定に関する研究に従事。



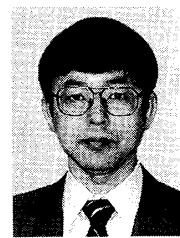
山田 寛喜 (正員)

昭 63 北大・工・電子卒。平 5 同大大学院博士課程了。同年新潟大・工・助手。現在、同大・工・教授。平 12~13NASA ジェット推進研究所・客員研究員・併任、平 15 ATR 適応コミュニケーション研究所(現 ATR 波動工学研究所)・客員研究員・併任、現在に至る。この間、スーパーレゾリューション法を用いた波源の到来方向・遅延時間推定、MIMO システム、スマートアンテナ、SAR 画像処理に関する研究に従事。工博。平 3 IEEE AP-S 東京支部 Young Engineer Award, 平 9 本会学術奨励賞受賞。IEEE 会員。



スン チェン

平 12 中国西北工大卒。平 17 Singapore Nanyang 工大博士課程了。現在、ATR 波動工学研究所研究員。信号処理、無線アドホックネットワーク、アダプティブアレーアンテナの研究に従事。工博。



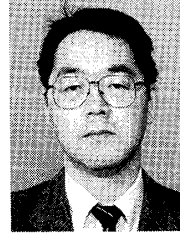
太郎丸 真 (正員)

昭 60 東工大・工・電気電子卒。昭 62 同大大学院修士課程了。同年九州松下電器(株)(現パナソニックコミュニケーションズ)入社。この間、平 9 九工大大学院博士後期課程了。平 13 九州産業大・工・電気助教授。平 16 ATR 波動工学研究所主任研究員。現在、同研究所無線方式研究室長。無線通信システム、アンテナシステムに関する研究に従事。博士。IEEE 会員。



大平 孝 (正員)

昭 58 阪大大学院博士課程了。NTT にて衛星搭載 GaAsMMIC/トランスポンダの設計を担当。ATR にてエスパアンテナの研究に従事。現在、豊橋技科大・教授。共著「モノリシックマイクロ波集積回路」。昭 61 本会篠原記念学術奨励賞、平 10 Japan Microwave Prize, 平 16 エレクトロニクスソサイエティ賞各受賞。URSI 電波研連 C 分科会委員長, IEEE 関西チャプタ初代委員長。工博。IEEE Fellow。



山口 芳雄 (正員：フェロー)

昭 51 新潟大・工・電子卒。昭 53 東工大大学院修士課程了。同年新潟大・工・助手。現在、同大・工・教授。トンネル内等損失媒質での電波伝搬、地中・雪中用 FM-CW レーダ、マイクロ波リモートセンシング、ポーラリメトリックの研究に従事。工博。著書「レーダポーラリメトリの基礎と応用」。平 19 本会ソサイエティ論文賞受賞。IEEE Fellow。