

独立成分分析を利用した不等間隔リニアアレーのためのブラインドアレー校正手法

島田 裕平^{†a)} 山田 寛喜^{††b)} 山口 芳雄^{††}

Blind Array Calibration Technique for Non-uniform Linear Array by Using ICA

Yuhei SHIMADA^{†a)}, Hiroyoshi YAMADA^{††b)}, and Yoshio YAMAGUCHI^{††}

あらまし アレーアンテナを用いた高分解能到来方向推定法として、相関行列の固有値展開に基づく MUSIC 法などの応用が活発に研究されている。実際のアレーアンテナにおいて、高い波源分解能特性を実現するためには、アレーの素子間相互結合の校正が不可欠となる。本論文では、実際のアレー環境で素子間相互結合の校正を行うことを目標とし、到来方向が未知の複数の到来波からなる観測データを用いたアレー校正手法を提案する。本提案手法は不等間隔アレーなどの任意のアレー形状に適用可能である。提案手法では独立成分分析を用いることで観測データを各到来波成分ごとに分離し、これらの分離信号を校正用参照データとし、反復計算によりアレー校正行列を推定している。本論文では、シミュレーションと実験によってその有効性を検証している。

キーワード 不等間隔アレーアンテナ, 到来方向推定, 素子間相互結合, アレー校正, 独立成分分析

1. ま え が き

アレーアンテナを用いた高分解能到来方向推定法として、MUSIC アルゴリズム [1] 等の応用が活発に研究されている。実際のアレーアンテナにおいて、高い波源分解能特性を実現するためには、アレーの素子間相互結合などの様々な誤差要因の校正が必要となる。主要な誤差要因としては、受信系の利得・位相誤差（アナログ系誤差）、素子の位置誤差、素子間相互結合が挙げられる。この中でアナログ系の誤差や素子の位置誤差に関しては、システム精度の改善によってある程度改善が可能である。またアナログ系誤差の経時変化に関しては、スイッチ切換により定期的に基準信号を測定しアナログ系誤差を測定する方法 [2] により校正が可能である。しかしながら素子間相互結合はアンテナ素子を用いる上で不可避な誤差であり、システム精

度の改善による素子間相互結合の影響の減少には限界がある。

その素子間相互結合の校正に関しては、アレー単体で校正を行う方法 [3], [4], 電磁界解析などの数値解析結果を用いる方法 [5], 外部参照波を用いる方法 [6], [7] などがある。この中でも到来方向 (Direction-Of-Arrival, DOA) が既知の外部参照波を用いて校正行列を推定する手法 [6], [7] は、他の手法と比較して良好なアレー校正が行えることが知られている。しかしながらこれら手法の多くは、電波暗室のような理想的な環境での校正を行うのが望ましく、実際にアンテナを使用する環境で校正を行うことは難しい。

本論文では、実際のアレー環境でのアレーアンテナ校正を目標とし、実観測データを用いたアレー素子間相互結合の校正手法を提案する。すなわち、校正信号の到来方向情報を必要としないアレー校正手法 (ブラインドアレー校正手法) である。このようなブラインドアレー校正手法は文献 [8]~[11] で提案されている。文献 [8] 及び [9] で提案されている校正手法は、素子間相互結合行列を Toeplitz 行列または Circulant 行列でかつスパース行列であると仮定しているため、等間隔リニアアレー (ULA) または等間隔円アレー (UCA) で素子数が十分に多い場合にのみ適用可能である。こ

[†] 新潟大学大学院自然科学研究科, 新潟市

Graduate School of Science and Technology, Niigata University, Niigata-shi, 950-2181 Japan

^{††} 新潟大学工学部, 新潟市

Faculty of Engineering, Niigata University, Niigata-shi, 950-2181 Japan

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

b) E-mail: yamada@ie.niigata-u.ac.jp

のような制約条件はアレー構成に制約を与え、汎用的なアルゴリズムとはいえない。一方、文献[10],[11]ではアレー構成を ULA, UCA に限定し、素子間相互結合行列を Toeplitz 行列あるいは Circulant 行列とおくことに加え、アナログ系誤差を校正済みであると仮定することで、素子数が少ない場合でも素子間相互結合行列と参照波到来方向の推定を可能とした手法が検討されている。しかしながら、これらの手法もアレー配列に制限が存在する。今後、DOA 推定のアプリケーションが増加するにつれ等間隔以外の様々なアレーへの適用に対する要求も生じてくると予想される。また、ULA, UCA においても位置誤差や素子のばらつきにより相互結合行列に対する前述の仮定が厳密には成立しなくなる。加えて、文献[10]の手法では一つの観測データに含まれる信号成分は 1 波としているため、実際のアレー環境での校正への適用は難しいといえる。

そこで本論文では、より一般的なアレー構成に適用可能なブラインドアレー校正手法として、一般に素子間相互結合行列は対称行列になることを利用した校正手法を提案する。なお本論文では文献[11]と同様にアナログ系の誤差及び素子の位置誤差は存在しない、または、校正済みであるとしており、素子間相互結合の校正のみを扱う。ただし、このような取扱いは ULA, UCA におけるわずかな位置誤差や素子のばらつき等の誤差要因に対する校正手法のロバスト性を高めることにも有効であるといえる。さて、実観測データは複数の到来波の混合である。本提案手法では独立成分分析 (Independent Component Analysis, ICA) を用いて到来波ごとに分離し、参照データを作成することで、その問題を解決している。ICA とは到来波の独立性を利用し、観測データから到来波を分離抽出する統計的手法である [12],[13]。これにより、ある測定 (トライアル) 時には校正に十分な到来波数が得られていない場合であっても、複数のトライアル時の分離データを統合することにより、アレー校正を可能にしている。更に、観測データの分離信号から作成した参照データ DOA は未知であるので、本論文では適切な反復計算によりアレー校正を行っている。

本論文の構成は、以下のとおりである。2. では問題の定式化とブラインドアレー校正を行う際の未知パラメータ数と必要な参照データ数について述べる。3. では ICA による参照データの取得及び校正行列の計算方法を示す。4. では電磁界解析を用いたシミュレーションを行い、本提案手法のアレー校正効果を示す。

更に、5. では 4 素子不等間隔モノポールアレーを用いた実験を行い、本提案手法の有効性を示す。

2. 問題設定

2.1 アレーデータモデル

本論文では、独立な M 回のトライアルにより M 個の観測データセットが取得できるとし、簡単のためそれらの到来波 DOA はすべて異なると仮定する。更に、各到来波の複素振幅は相互に独立で非ガウス分布に従うとし、アナログ系の誤差及び素子の位置誤差は無視できる、あるいは校正済みであるものとする。このとき素子数 L のアレーアンテナの m ($m = 1, 2, \dots, M$) 番目の観測データ $\mathbf{x}^{(m)}(t)$ は次式で表される。

$$\mathbf{x}^{(m)}(t) = [x_1^{(m)}(t), x_2^{(m)}(t), \dots, x_L^{(m)}(t)]^T \quad (1)$$

$$= \tilde{\mathbf{A}}^{(m)} \mathbf{s}^{(m)}(t) + \mathbf{n}^{(m)}(t) \quad (2)$$

$$= \mathbf{C} \mathbf{A}^{(m)} \mathbf{s}^{(m)}(t) + \mathbf{n}^{(m)}(t) \quad (3)$$

ここで $K^{(m)}$ は m 番目に取得された観測データセットに含まれる到来波数、 $\tilde{\mathbf{A}}^{(m)}$ は $L \times K^{(m)}$ の素子間相互結合の影響を含むモード行列、 \mathbf{C} は $L \times L$ の素子間相互結合行列、 T は転置を表している。また、 $\mathbf{A}^{(m)}$ は $L \times K^{(m)}$ のモード行列、 $\mathbf{s}^{(m)}(t)$ は $L \times 1$ の到来波の複素振幅ベクトル、 $\mathbf{n}^{(m)}(t)$ は白色ガウス雑音であり、 L 素子リニアアレーの場合、次のように表される。

$$\mathbf{s}^{(m)}(t) = [s_1^{(m)}(t), s_2^{(m)}(t), \dots, s_{K^{(m)}}^{(m)}(t)]^T, \quad (4)$$

$$\mathbf{n}^{(m)}(t) = [n_1^{(m)}(t), n_2^{(m)}(t), \dots, n_{L^{(m)}}^{(m)}(t)]^T, \quad (5)$$

$$\mathbf{A}^{(m)} = [\mathbf{a}(\theta_1^{(m)}), \mathbf{a}(\theta_2^{(m)}), \dots, \mathbf{a}(\theta_{K^{(m)}}^{(m)})], \quad (6)$$

$$\mathbf{a}(\theta_i^{(m)}) = [e^{j\phi_{m,i,1}}, e^{j\phi_{m,i,2}}, \dots, e^{j\phi_{m,i,L}}]^T, \quad (7)$$

$$\phi_{m,i,l} = -j \frac{2\pi}{\lambda} d_l \sin \theta_i^{(m)}, \quad (8)$$

ここで λ は波長、 d_l は l 番目の素子の位置、 $\theta_i^{(m)}$ は m 番目の観測データに含まれる i 番目到来波の到来方向を表している。例として 4 素子リニアアレーに $K^{(m)}$ 波の到来波が入射している様子を図 1 に示す。

2.2 未知パラメータと参照データ数

式 (3) から、推定すべきパラメータは素子間相互結合行列 \mathbf{C} 、モード行列 $\mathbf{A}^{(m)}$ 、及び到来波の複素振幅 $\mathbf{s}^{(m)}(t)$ である。 \mathbf{C} は対称行列としているので、未知数は $\frac{L(L+1)}{2}$ となる。また、 $\mathbf{A}^{(m)}$ 及び $\mathbf{s}^{(m)}(t)$ の未知数はそれぞれ $K^{(m)}$ となる。したがって未知数の総数は、 $\frac{L(L+1)}{2} + 2K^{(m)}$ となる。一方、取得できる独

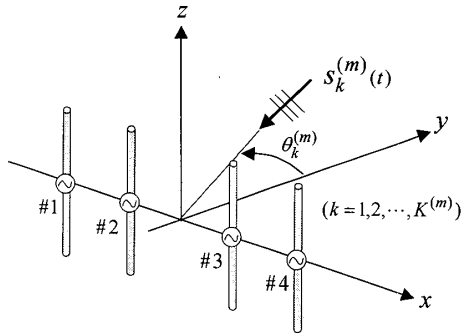


図1 4素子アレーアンテナ
Fig.1 4-element array.

立な方程式数は $L \times K^{(m)}$ である。以上より、このアレー校正問題を解くために必要な到来波数 $K^{(m)}$ は少なくとも、

$$\frac{L(L+1)}{2} + 2K^{(m)} \leq LK^{(m)} \Rightarrow K^{(m)} \geq \frac{L(L+1)}{2(L-2)} \quad (9)$$

となる事が分かる。これより4素子のアレーアンテナの場合、提案手法によるアレー校正に必要な到来波数は5波以上となり、アレー素子数を超えてしまう。この場合、1回の観測データでアレー校正行列及び到来方向を一意に決定することは不可能である。この問題を解決するために、次章で紹介するICAを適用し、複数回の測定により取得された観測データを用いる。

3. ブラインドアレー校正

3.1 ICAを用いた参照データの取得

前章で明らかにしたように、1回の観測データでは校正に必要な参照データ信号数を取得することができない。そのような場合でも複数の観測データから得られる参照データを併せて用いることで、校正に必要な参照データ数を取得することができれば、アレー校正を行うことができる。複数の観測データから参照データを取得するには、ICAによって各観測データに含まれる到来波成分を分離し、モードベクトルを推定することで行う。さて、この節では式(3)で定義したモデルを簡単のために

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^{(m)}(t) &= \tilde{\mathbf{A}}^{(m)} \{ \mathbf{s}^{(m)}(t) + \tilde{\mathbf{n}}^{(m)}(t) \} \\ &= \tilde{\mathbf{A}}^{(m)} \tilde{\mathbf{s}}^{(m)}(t) \end{aligned} \quad (10)$$

として考える。今、到来波は互いに独立であると仮定しているので、ICAを用いることで、観測データか

ら各到来波成分を分離抽出することができる。なお、ICAアルゴリズムの詳細に関しては文献[12],[13]を参照されたい。なお、コヒーレントあるいは相関を有する信号が含まれる場合には、ICAによる信号分離後に、校正用データとして適切な1波のみからなるモードベクトルを有する信号か否かを判定すればよい。その推定には分離された信号に対するMUSIC法の適用が有効と考えられる。コヒーレント波が存在する場合には、ICAによる分離後もそれらの合成信号となるためMUSICスペクトルのピークは著しく低下する[14]。またコヒーレントではなく相関波が存在する場合には分離後も1部の成分が混入し、複数のピークが生じるという性質がある[14]。言うまでもなく校正前の分離信号への適用であるため、理想的な(1波のみの)信号であってもMUSICスペクトルのピークは低下している。実際には、与えられたアンテナシステム(素子数など)に適したピーク値のしきい値を設定するなどの対応が必要といえる。これらの検討は今後の課題である。

さて、まずICAによる信号分離を行う前に、観測データの白色化を行う。 m 番目の観測データ $\mathbf{x}^{(m)}(t)$ の相関行列 $\mathbf{R}^{(m)}$ は

$$\mathbf{R}^{(m)} = E[\mathbf{x}^{(m)}(t)\mathbf{x}^{(m)H}(t)] \quad (11)$$

ここで $E[\cdot]$ はアンサンブル平均、 H は複素共役転置を表す。したがって、白色化行列 $\mathbf{V}^{(m)}$ は

$$\mathbf{V}^{(m)} = \mathbf{D}^{(m)-\frac{1}{2}} \mathbf{P}^{(m)H}, \quad (12)$$

$$\mathbf{D}^{(m)} = \text{diag}\{\lambda_1^{(m)}, \lambda_2^{(m)}, \dots, \lambda_{K^{(m)}}^{(m)}\}, \quad (13)$$

$$\mathbf{P}^{(m)} = [\mathbf{p}_1^{(m)}, \mathbf{p}_2^{(m)}, \dots, \mathbf{p}_{K^{(m)}}^{(m)}] \quad (14)$$

と計算できる。ここで $\lambda_k^{(m)}$ ($k = 1, 2, \dots, K^{(m)}$) は $\mathbf{R}^{(m)}$ の k 番目に大きい固有値、 $\mathbf{p}_k^{(m)}$ は $\lambda_k^{(m)}$ に対応する固有ベクトルである。以上より、白色化後の観測データ $\mathbf{z}^{(m)}(t)$ は次式で与えられる。

$$\mathbf{z}^{(m)}(t) = \mathbf{V}^{(m)} \mathbf{x}^{(m)}(t). \quad (15)$$

白色化後の観測データ $\mathbf{z}^{(m)}(t)$ に対してICA処理を行うことで

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^{(m)}(t) &= \mathbf{W}^{(m)} \mathbf{z}^{(m)}(t) \\ &= \mathbf{W}^{(m)} \mathbf{V}^{(m)} \mathbf{x}^{(m)}(t) \\ &= \mathbf{W}^{(m)} \mathbf{V}^{(m)} \tilde{\mathbf{A}}^{(m)} \tilde{\mathbf{s}}^{(m)}(t), \end{aligned} \quad (16)$$

となる独立成分 $\mathbf{y}^{(m)}(t)$ 、分離行列 $\mathbf{W}^{(m)}$ を求めるこ

とができる (付録参照). 到来波の複素振幅が互いに独立で非ガウスのであるとすると, $\mathbf{y}^{(m)}(t) \propto \tilde{\mathbf{s}}^{(m)}(t)$ の関係式が成立する. したがって, $\tilde{\mathbf{A}}_r^{(m)} \propto \tilde{\mathbf{A}}^{(m)}$ となる $\tilde{\mathbf{A}}_r^{(m)}$ は, 分離行列 $\mathbf{W}^{(m)}$ と白色化行列 $\mathbf{V}^{(m)}$ を用いて

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{A}}_r^{(m)} &= \mathbf{V}^{(m)\#} \mathbf{W}^{(m)H} \\ &= \left[\tilde{\mathbf{a}}_r(\theta_1^{(m)}) \quad \tilde{\mathbf{a}}_r(\theta_2^{(m)}) \quad \dots \quad \tilde{\mathbf{a}}_r(\theta_{K^{(m)}}^{(m)}) \right] \end{aligned} \quad (17)$$

と計算できる [15]. ここで $\mathbf{V}^{(m)\#}$ は $\mathbf{V}^{(m)}$ の擬似逆行列を表している. この $\tilde{\mathbf{A}}_r^{(m)}$ の各列を一つの参照データとすると, 上記の操作を行うことで, 一つの観測データから $K^{(m)}$ 個の参照データを得ることができる. ここで, 簡単のため各トライアルともに K 波の到来波を含んでいると仮定すると, M 回のトライアルから $(M \times K)$ 個の参照データが得られる. この $(M \times K)$ 個の参照データの中からアレー校正に必要な N 個の参照データを選択する. この選択ではコヒーレントな到来波から生成された参照データは除かれる. 選択された N 個の参照データは

$$\tilde{\mathbf{A}}_r = \left[\tilde{\mathbf{a}}_r(\theta_1) \quad \tilde{\mathbf{a}}_r(\theta_2) \quad \dots \quad \tilde{\mathbf{a}}_r(\theta_N) \right] \quad (18)$$

となる.

3.2 ブラインドアレー校正手法

前節で求めた N 個の参照データを用いて校正行列を計算する. まずは評価関数 J_c を

$$J_c = \sum_{n=1}^N \left\| \mathbf{C} \mathbf{a}(\theta_n) - \tilde{\mathbf{e}}_n h_n \right\|^2 \quad (19)$$

と定義する. ここで $\mathbf{a}(\theta_n)$ は n 番目の参照データに対応するモードベクトル, $\tilde{\mathbf{e}}_n$ は $\tilde{\mathbf{a}}_r(\theta_n) / \|\tilde{\mathbf{a}}_r(\theta_n)\|$ で定義した参照データベクトル, h_n は到来波の複素振幅の逆数に関する未知係数, $\|\cdot\|$ はユークリッドノルムである. アレー校正を行うために推定しなくてはならない未知パラメータは, 参照データの DOA, h_n 及び校正行列の各要素である. 仮に参照データの DOA がすべて既知であれば, 評価関数より簡単に校正行列を求めることができる (例えば文献 [6]). しかしながら, 本論文では参照データの DOA が未知であるので, 反復推定手法により DOA 及び校正行列を推定する. 以下に l 回目の反復計算における各未知パラメータの計算式を示す. まず, n ($n = 1, 2, \dots, N$) 番目の参照データの DOA は

$$\hat{\theta}_n^{(l)} = \arg \max_{\theta} \frac{\mathbf{a}(\theta)^H \hat{\mathbf{C}}^{(l-1)H} \tilde{\mathbf{e}}_n \tilde{\mathbf{e}}_n^H \hat{\mathbf{C}}^{(l-1)} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}(\theta)^H \hat{\mathbf{C}}^{(l-1)H} \hat{\mathbf{C}}^{(l-1)} \mathbf{a}(\theta)} \quad (20)$$

と推定される. $h_n^{(l)}$ は, $J_c^{(l)}$ の $h_n^{(l)}$ に対する極値から次のように計算される.

$$\begin{aligned} \frac{\partial J_c^{(l)}}{\partial h_n^{(l)}} &= -2(\hat{\mathbf{C}}^{(l-1)} \mathbf{a}(\theta_n^{(l)}) - \tilde{\mathbf{e}}_n h_n^{(l)}) \tilde{\mathbf{e}}_n^H = 0, \\ \hat{h}_n^{(l)} &= (\tilde{\mathbf{e}}_n^H \tilde{\mathbf{e}}_n)^{-1} \tilde{\mathbf{e}}_n^H \hat{\mathbf{C}}^{(l-1)} \mathbf{a}(\hat{\theta}_n^{(l)}). \end{aligned} \quad (21)$$

校正行列 \mathbf{C} は, 式 (20) 及び式 (21) で推定されたパラメータを用いて更新する. 本提案手法では校正行列を対称行列と仮定しているので, 校正行列 \mathbf{C} は次のように $N_c (= L(L+1)/2)$ 個の要素で表すことができる.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & \dots & c_L \\ c_2 & c_{L+1} & \dots & c_{2L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_L & c_{2L-1} & \dots & c_{N_c} \end{bmatrix} \quad (22)$$

さて, 校正行列が対称行列であるので, 次の関係式が成立する.

$$\mathbf{C} \mathbf{a}(\theta_n) = \mathbf{Q}(\theta_n) \bar{\mathbf{c}}, \quad (23)$$

$$\bar{\mathbf{c}} = [c_1, c_2, \dots, c_{N_c}]^T, \quad (24)$$

ここで $\mathbf{Q}(\theta_n)$ は $\mathbf{a}(\theta_n)$ に対応する $L \times N_c$ 行列で

$$\mathbf{Q}(\theta_n) = \mathbf{B}_{1,n} + \mathbf{B}_{2,n} \quad (25)$$

$$[\mathbf{B}_{1,n}]_{p,q} = \begin{cases} [\mathbf{a}(\theta_n)]_l, & q-p = \frac{(l-1)(2L-l)}{2}, p \leq l \\ & (l = 1, 2, \dots, L) \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$[\mathbf{B}_{2,n}]_{p,q} = \begin{cases} [\mathbf{a}(\theta_n)]_{p+q-q_p}, & q_p + 1 \geq q \geq q_p + L - p \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (26)$$

ここで $[\mathbf{B}]_{p,q}$ は行列 \mathbf{B} の p 行, q 列要素を, $[\mathbf{a}(\theta_n)]_p$ は列ベクトル $\mathbf{a}(\theta_n)$ の p 行要素を表しており, $q_p = ((p-1)(2L-p))/2 + p + 1$ である. 式 (23) を評価関数 J_c に代入した式を $J_{c_{\text{mod}}}$ とすると

$$J_{c_{\text{mod}}} = \sum_{n=1}^N \left\| \mathbf{Q}(\theta_n) \bar{\mathbf{c}} - \tilde{\mathbf{e}}_n h_n \right\|^2 \quad (27)$$

と表すことができる. この評価関数 $J_{c_{\text{mod}}}$ を用いて次

のように校正行列を計算する.

$$\begin{aligned} \frac{\partial J_{c_{\text{mod}}}}{\partial \bar{c}} &= \mathbf{Q}(\theta_1)^H (\mathbf{Q}(\theta_1)\bar{c} - h_1 \bar{e}_1) \\ &+ \mathbf{Q}(\theta_2)^H (\mathbf{Q}(\theta_2)\bar{c} - h_2 \bar{e}_2) + \dots \\ &+ \mathbf{Q}(\theta_N)^H (\mathbf{Q}(\theta_N)\bar{c} - h_N \bar{e}_N). \end{aligned} \quad (28)$$

$\bar{c}^{(l)}$ は上記の極値から次式のように導かれる.

$$\bar{c}^{(l)} = \mathbf{Q}_1^{(l)-1} \mathbf{Q}_2^{(l)}, \quad (29)$$

$$\mathbf{Q}_1^{(l)} = \left(\sum_{n=1}^N \mathbf{Q}(\hat{\theta}_n^{(l)})^H \mathbf{Q}(\hat{\theta}_n^{(l)}) \right), \quad (30)$$

$$\mathbf{Q}_2^{(l)} = \left(\sum_{n=1}^N \mathbf{Q}(\hat{\theta}_n^{(l)})^H \bar{e}_n \hat{h}_n^{(l)} \right). \quad (31)$$

校正行列 $\hat{\mathbf{C}}^{(l)}$ は得られた $\bar{c}^{(l)}$ から構成される.

3.3 提案手法における校正行列推定の流れ

提案手法で用いるそれぞれの未知パラメータの推定式は、その推定式自体が未知パラメータを含む。そのため、以下に示すような手順で反復的に推定する。

Step.1 カウンタ $l=0$ とし、 $\hat{\mathbf{C}}^{(0)}$ を計算。事前情報がなければ単位行列 ($\hat{\mathbf{C}}^{(0)} = \mathbf{I}$) とおく。

Step.2 $l=l+1$.

Step.3 $\hat{\mathbf{C}}^{(l-1)}$ と参照データ \bar{e}_n ($n=1, 2, \dots, N$) を用いて到来方向 ($\hat{\theta}_n^{(l)}$) 推定。

Step.4 $\hat{h}^{(l)}$ を計算。

Step.5 $\hat{\mathbf{C}}^{(l)}$ を計算。

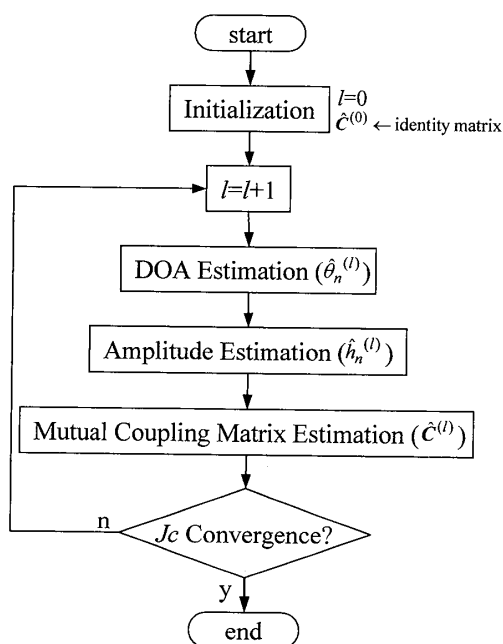


図2 ブラインドアレー校正手法的流れ

Fig.2 Flowchart of the blind array calibration.

Step.6 評価関数が収束すれば ($|Jc^{(l-1)} - Jc^{(l)}| < \rho$) 終了。収束していない場合は Step.2 に戻る。

なお本論文では $\rho = 10^{-4}$ としたが、適用するシステム・環境に合わせて適切に設定する必要がある。校正行列推定の流れを図2にまとめた。

4. シミュレーション

本章では、モーメント法 (NEC2) に基づく計算機シミュレーションにより、提案手法のアレー素子間相互結合校正効果を評価する。なお、このシミュレーションではアナログ系の誤差、素子の位置誤差は含まれていない。不等間隔アレーアンテナに提案するアレー校正手法を適用し、イタレーション回数に対する評価関数の収束及び校正行列の推定精度を確認する。その後、一波入射の観測データに対して、推定された校正行列を用いて DOA 推定を行った結果を示す。

アレーアンテナは有限地板付き4素子モノポールアンテナとした。アンテナパラメータを表1に、アレー校正用データのパラメータを表2に示す。このシミュレーションでは、1000 スナップショットの観測データを4回取得できるものとし、一つの観測データには二つの信号成分が含まれているとした。今後、特に言及しない場合は、表2のパラメータに従っているものとする。

まずはイタレーション回数に対する評価関数の収束及び校正行列の推定精度をそれぞれ図3、図4に示す。ここで、校正行列の推定誤差 coupling error は次式のように定義した。

表1 アンテナパラメータ
Table 1 Antenna parameters.

周波数	2.4 GHz
アレー素子数	4
素子位置	-0.8 -0.4 0.1 0.8 [λ]
素子長	2.9 cm (0.23 λ)
素子半径	0.05 cm
地板サイズ	50 cm \times 25 cm

表2 校正データパラメータ
Table 2 Calibration data parameters.

信号成分 (K)	2/trial
SNR	20 dB
スナップショット数 (N_s)	1000/trial
トライアル数 (M)	4
参照データ数 (N)	8 ($M \times K$)

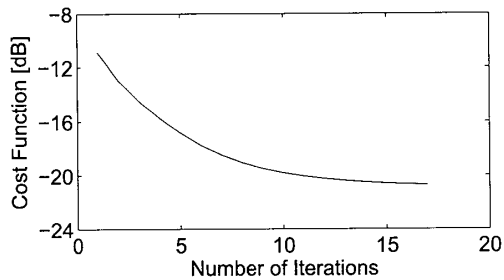

 図3 評価関数 J_c の収束特性

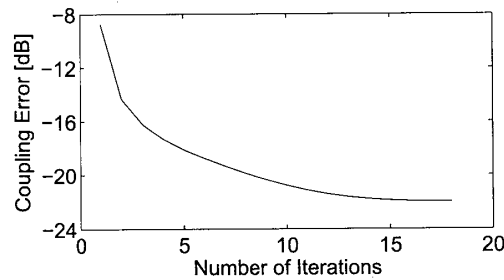
 Fig. 3 Convergence property of the cost function J_c .


図4 校正行列推定誤差の収束特性

 Fig. 4 Convergence property of errors for the coupling matrix C .

表3 到来方向推定シミュレーション諸元

Table 3 DOA estimation simulation parameters.

信号成分	1
SNR	20 dB
スナップショット数	1000

$$\text{coupling error} = \left\| \frac{\hat{C}}{[\hat{C}]_{1,1}} - \frac{C}{[C]_{1,1}} \right\|_F \quad (32)$$

ここで、 \hat{C} は推定された校正行列、 C は校正行列の真値、 $\|\cdot\|_F$ はフロベニウスノルムを表す。なお校正行列の真値は文献[6]の手法により推定した。このシミュレーションでの全参照データ DOA は、 $(-60^\circ, -45^\circ, -30^\circ, -10^\circ, 10^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ)$ の8波とした。これらの図から評価関数及び校正行列推定精度が反復推定に伴い単調減少していることが分かる。

次に一波入射の観測データに対して、推定された校正行列を用いて DOA 推定を行う。DOA 推定を行った観測データの諸元を表3に示す。ここでは到来方向推定手法として MUSIC 法を用いた。アレー校正を施した MUSIC 法の掃引関数は次式で与えられる。

$$P_{\text{music}}(\theta) = \frac{\mathbf{a}(\theta)^H \hat{C}^H \hat{C} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}(\theta)^H \hat{C}^H \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \hat{C} \mathbf{a}(\theta)} \quad (33)$$

ここで \mathbf{E}_N は観測データの雑音部分空間ベクトルである。図5は校正前と校正後の MUSIC スペクトル

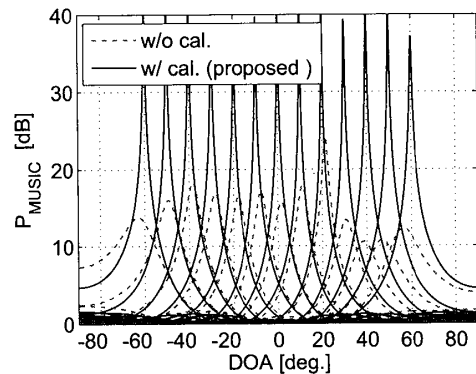


図5 MUSIC スペクトル (1波入射)

Fig. 5 MUSIC spectrum. (1 wave incidence)

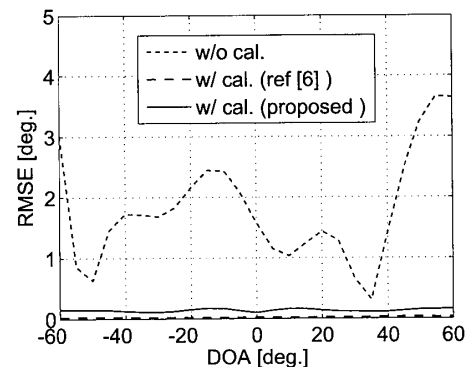


図6 DOA 推定結果の RMSE

Fig. 6 DOA estimation error.

を示している。到来波 DOA は -60° から 10° 刻みで 60° まで変化させ、推定されたスペクトルを重ねて表示している。この図から校正前と比較してピーク特性が改善され、鋭い MUSIC スペクトルが実現されていることが分かる。図6は MUSIC 法で推定された DOA の RMSE (Root-Mean-Square-Error) を表している。なお、RMSE は以下の式で定義した。

$$\text{RMSE}(\theta) = \sqrt{\frac{1}{B} \sum_{b=1}^B (\hat{\theta}^{(b)} - \theta)^2} \quad (34)$$

ここで $\hat{\theta}^{(b)}$ は b 回目の試行で推定された DOA、 B は全試行回数を表しており、今回のシミュレーションでは 100 回の試行から RMSE を計算している。ここでは提案する校正精度を評価するため、DOA が既知の参照データを用いた校正手法[6]の結果 (w/ cal.[ref6]) も示した。校正前の RMSE と比較すると、校正後 (文献[6]の手法及び提案手法) の RMSE は非常に小さくなっており、良好なアレー校正が実現されていることが分かる。提案手法は、DOA を既知とした文献[6]の手法と、やや校正精度は劣化しているものの、DOA

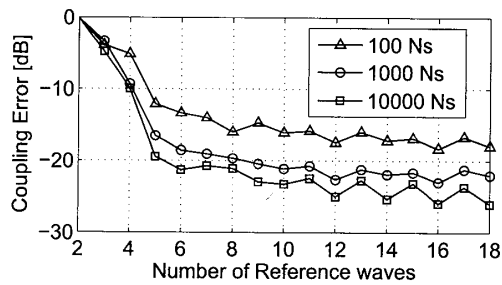


図 7 参照データ数に対する校正行列推定誤差
Fig. 7 Coupling matrix estimation error and number of reference waves.

が未知という条件にかかわらず最大誤差 0.2° 以下という良好な精度を実現していることが分かる。

次に校正誤差と参照データ数とスナップショット数の関係について検討する。図 7 は各スナップショット数における参照データ数に対する校正誤差を表している。なお、このシミュレーションでは K 波の参照データを取得するために $\lceil K/2 \rceil$ 個の観測データを用いている。ここで $\lceil \cdot \rceil$ は切り上げ関数である。このシミュレーションでは素子数が 4 であるので、式 (9) から校正に必要な参照データ数は 5 波以上となる。図 7 において参照データ数が 5 波以上になると校正行列推定誤差がほぼ収束していることが確認できる。次にスナップショット数による比較を行うと、ICA は統計的手法であり、スナップショット数が十分に得られない場合、ICA による誤差が大きくなり、校正行列の推定誤差が大きくなることが確認できる。次に参照データ数に注目すると、参照データ数が増加するに従い、校正精度が改善されていることが分かる。特にスナップショット数が少ない場合は、参照データ数を多くすることで良好な校正が可能となることが分かる。アレーの自由度を超える参照データ数を得るには本論文で提案した ICA による参照データ取得法により実現可能である。

5. 実験

本章では提案校正手法を実験データに適用し、その有効性を検証する。以下の実験は、電波暗室内で行った。受信アレーは 4 素子モノポールアレーであり、アレーパラメータを表 4 に示す。送信用ホーンアンテナを固定し、受信アレーをアジマステーブルで回転させることによって入射波の到来方向を変化させ、方位角 $-90^\circ \sim 90^\circ$ の範囲で 5° ごとの測定をネットワークアナライザを用いて行いデータを取得した。校正データは、この実験データに N_s スナップショットのランダ

表 4 実験アンテナパラメータ
Table 4 Antenna parameters for the experiment.

周波数	2.4 GHz
アレー素子数	4
素子位置	-0.8 -0.4 0.1 0.8 [λ]
素子長	2.9 cm (0.23 λ)
素子半径	0.05 cm
地板サイズ	50 cm \times 25 cm

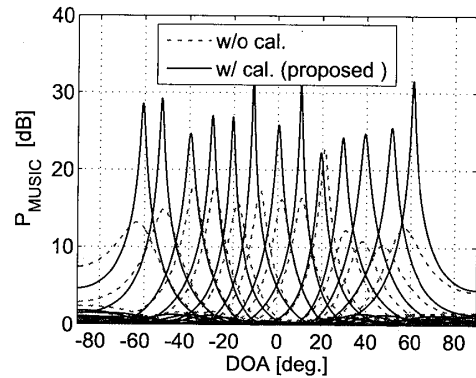


図 8 実験データの MUSIC スペクトル (1 波入射)
Fig. 8 MUSIC spectrum of the experiment. (1 wave incidence)

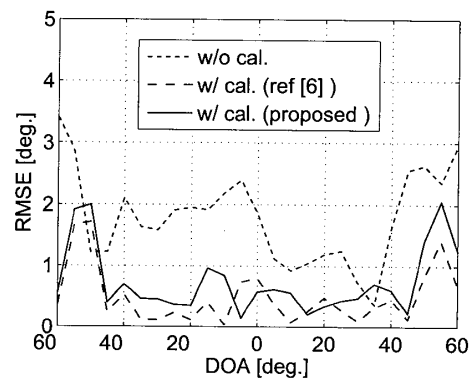


図 9 実験データの DOA 推定結果の RMSE
Fig. 9 DOA estimation error of the experiment.

ム信号を乗算し、擬似雑音を加えたものを到来波数 $K^{(m)}$ 合成することで作成した。

校正データパラメータ、到来方向推定シミュレーションパラメータは表 2、表 3 と同様である。図 8、図 9 は実験データに対してアレー校正を行い、計算された校正行列を用いて 1 波到来方向推定を行った結果を示している。図 8 は DOA を -60° から 10° 刻みで 60° まで変化させた場合の各 MUSIC スペクトルを重ねて示している。この図から MUSIC スペクトルのピークが校正前と比較して鋭く回復していることが分かる。図 9 は DOA を -60° から 5° 刻みで 60° まで変化させたときの DOA 推定結果の RMSE を示している。図 6 と同様に、比較のために到来方向既知の参照デー

タを用いた校正手法 [6] の結果も示した。 $-40^\circ \sim 40^\circ$ 間の校正前 RMSE の最大値が約 2.4° であるのに対して、提案手法による校正後 RMSE の最大値が約 1° であり提案手法によるアレー校正効果が確認できる。また、文献 [6] の手法と比較してもほぼ同等の校正効果が確認できることから、本提案手法が有効であるといえる。なお到来波の方位角が大きい場合のアレー校正効果が劣化しているが、これは方位角の大きい到来波が地板のエッジや素子のばらつきの影響を受けやすいためと考えられる。これらの角度方向を含めた参照データを多く用いることでこのような誤差は軽減可能である。

6. む す び

本論文では、実際のアレーアンテナにおいて到来方向推定精度を劣化させる要因の一つである、素子間相互結合の影響の校正手法について提案した。提案手法は、複数の観測データを ICA によって信号分離し、その分離信号から校正用参照データを取得し、校正行列を推定する手法である。このように取得された校正用参照データの到来方向は未知であるため、本手法では反復推定手法を用いて校正行列と到来方向を推定している。ここでは、計算機シミュレーションと実験により提案手法のアレー校正効果を確認した。またこの手法は、分離信号から参照データを選択するため、観測データに相関波が含まれている場合や、受信レベルが低い到来波が含まれている場合には、それらを参照データに選択しないことで、安定したアレー校正が実現可能であると予想される。それらの検討や具体的な方法が今後の課題である。

謝辞 本研究で使用した不等間隔モノポールアレーは阿達透氏の協力によって作成された。ここに深く感謝する。

文 献

- [1] R.O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.AP-34, no.3, pp.276-280, 1986.
- [2] G. Tsoulos, J. McGeehan, and M. Beach, "Space division multiple access (SDMA) field trials. part2: Calibration and linearity issues," *IEE Proc. Radar Sonar. Navig.*, vol.145, no.1, pp.79-84, Feb. 1998.
- [3] H.T. Hui, "Reduction the mutual coupling effect in adaptive nulling using a redefined mutual impedance," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol.12, no.5, pp.178-180, May 2002.
- [4] H. Yamada, M. Morishita, and Y. Yamaguchi, "A simple mutual coupling compensation technique in array of single-mode elements by a weighted mutual coupling matrix based on the impedance matrix," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E90-B, no.9, pp.2288-2296, Sept. 2007.
- [5] H.T. Hui, "A practical approach to compensate for the mutual coupling effect in an adaptive dipole array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.52, no.5, pp.1262-1269, May 2004.
- [6] C.M.S. See, "Sensor array calibration in the presence of mutual coupling and unknown sensor gains and phases," *Electron. Lett.*, vol.30, no.5, pp.373-374, 1994.
- [7] 新井隆宏, 原 六蔵, 山田寛喜, 山口芳雄, "既知の波源を用いたスーパーレゾリューションアレー校正法について," *信学論 (B)*, vol.J86-B, no.3, pp.527-535, March 2003.
- [8] B. Friedlander and A.J. Weiss, "Direction finding in the presence of mutual coupling," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.39, no.3, pp.273-284, March 1991.
- [9] V.C. Soon, L. Tong, and R. Liu, "A subspace method for estimating sensor gains and phase," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.42, no.4, pp.973-976, April 1994.
- [10] T. Zhang, Y. Lu, and H.T. Hui, "Simultaneous estimation of mutual coupling matrix and DOAs using structured least square method," *Proc. IASTED International Conference on Antennas, Radar, and Wave Propagat.*, pp.277-280, Banff, AB, Canada, July 2005.
- [11] 島田裕平, 山田寛喜, 山口芳雄, "独立成分分析による分離信号を用いたアレー校正手法," *信学技報*, A-P2007-73, July 2007.
- [12] A. Hyvärinen and E. Oja, "A fast fixed-point algorithm for independent component analysis," *Neural Comput.*, vol.9, no.7, pp.1483-1492, 1997.
- [13] E. Bingham and A. Hyvärinen, "A fast fixed-point algorithm for independent component analysis of complex valued signals," *Int. J. Neural Systems*, vol.10, no.1, pp.1-8, Feb. 2000.
- [14] 原 義宏, 島田裕平, 山田寛喜, 山口芳雄, "ICA を用いた等間隔リニアアレーによる到来方向推定に関する検討," *信学技報*, A-P2007-189, March 2008.
- [15] K. Yokoi, N. Hamada, "ICA-based separation and DOA estimation of analog modulated signals in multipath environment," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E88-B, no.11, pp.4246-4249, Nov. 2005.
- [16] S.C. Douglas, "Fixed-point algorithms for the blind separation of arbitrary complex-valued non-gaussian signal mixtures," *EURASIP J. Advances in Signal Processing*, vol.2007, Article ID 36525, 2007.

付 録

ICA の原理と FastICA

ICA の原理と FastICA について簡単に説明する。ICA とは信号の独立性を利用し、多変量の信号を複数の加法的な成分に分離するための統計的手法である。ICA における信号の独立性の尺度としては、信号の非ガウス性がよく用いられており、ここでも非ガウス性最大化による ICA を説明する。一般的に変数がガウスであるとき、その変数の尖度は 0 になる (ガウス変数の三次以上の統計量は 0 であるため)。つまり ICA とは、分離された変数 (本文の $\mathbf{y}(t)$ に相当) の尖度が最大となるような重み行列 (分離行列, 本文の \mathbf{W} に相当) を計算する手法と理解することができる。

次に基本的な複素 FastICA アルゴリズムについて概説する。ここでは以下のような独立成分数とアンテナ素子数が等しく、雑音が存在しない基本 ICA モデルを考える。

$$\mathbf{z} = \mathbf{A}\mathbf{s}(t), \quad (\text{A}\cdot 1)$$

$$\mathbf{z} = [z_1, z_2, \dots, z_K]^T, \quad (\text{A}\cdot 2)$$

$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_K]^T, \quad (\text{A}\cdot 3)$$

ここで、 \mathbf{z} は $K \times 1$ の白色化された観測データ、 \mathbf{A} は $K \times K$ の未知の混合行列である。ICA の目的は $\mathbf{y}(=\mathbf{W}\mathbf{z}) \propto \mathbf{s}$ となるような独立成分ベクトル \mathbf{y} を求めることである。つまり、分離行列 \mathbf{W} を求めることになる。尖度に基づく ICA における非ガウス性の尺度は次の評価関数で与えられる。

$$J_{\text{ica}} = \sum_{k=1}^K \mathbb{E}[|\mathbf{w}_k \mathbf{z}|^4] \quad (\text{A}\cdot 4)$$

ここで \mathbf{w}_k は \mathbf{W} の k 番目の行ベクトルである。また \mathbf{z} が白色であるため、 $\mathbb{E}[\mathbf{w}_k \mathbf{w}_j^H] = \delta_{jk}$ の制約を課することができる (詳細は文献 [13] 参照)。ただし、 δ_{jk} はクロネッカーのデルタである。ICA はこの評価関数を最大化する最適問題を解くことになる。

現在広く用いられている FastICA は、不動点アルゴリズムに基づいて上記の最適化問題を解いており、収束が非常に早いことが知られている。以下に、基本的な複素 FastICA アルゴリズム (対称直交化法) の流れを示す。

Step.1 反復回数カウンタ初期値: $p = 0$

Step.2 分離行列 \mathbf{W} を初期化 ($\mathbf{W}^{(p)} = \mathbf{I}$)

Step.3 反復回数カウンタ更新: $p = p + 1$

Step.4 カウンタ: $k = 1$

Step.5 $\mathbf{w}_k^{(p)} = \mathbb{E}[\mathbf{z}(t)(\mathbf{w}^{(p-1)} \mathbf{z}(t))^* | \mathbf{w}^{(p-1)} \mathbf{z}(t)|^2] - \mathbb{E}[2|\mathbf{w}^{(p-1)} \mathbf{z}(t)|^2] \mathbf{w}^{(p-1)H}$

Step.6 $k < K$ なら $k = k + 1$ をして、Step.5 に戻る

Step.7 $\mathbf{W}^{(p)}$ の対称直交化

$$(\mathbf{W}^{(p)}) = (\mathbf{W}^{(p)} \mathbf{W}^{(p)H})^{-1/2} \mathbf{W}^{(p)}$$

Step.8 収束判定: ($\|\mathbf{W}^{(p)} \mathbf{W}^{(p-1)H} - \mathbf{I}\|_F > \varepsilon$ なら Step.3 に戻る)

ただし、* は複素共役、 ε は微小定数である。なお本論文では非球対称な変数に対して拡張した文献 [16] のアルゴリズムに基づいているが、基本的なアルゴリズムは上記と同一である。

(平成 20 年 1 月 8 日受付, 4 月 11 日再受付)



島田 裕平 (学生員)

平 19 新潟大・工・情報工学卒。現在、同大大学院自然科学研究科博士前期課程在学中。主としてスーパーレゾリューション法の校正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・情報・教授、平 12~13 NASA 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 波動情報工学研究所)・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推定・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。



山口 芳雄 (正員:フェロー)

昭 51 新潟大・工・電子卒。昭 53 東大大学院修士課程了。同年新潟大・工・助手、現在、同大・工・情報・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、ポラリメトリの研究に従事、工博、平 19 本会チュートリアル論文賞受賞。著書「偏波 (ポラリメトリック) レーダの基礎と応用」, 「レーダポラリメトリの基礎と応用」。IEEE フェロー。