

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

新井 隆宏^{†*} 原 六蔵[†] 山田 寛喜^{††a)} 山口 芳雄^{††}

On Calibration of Superresolution Array Using Known Sources

Takahiro ARAI^{†*}, Rokuzou HARA[†], Hiroyoshi YAMADA^{††a)},
and Yoshio YAMAGUCHI^{††}

あらまし 近年、様々な分野において、アンテナアレーを用いた高分解能な電波到来方向推定手法である MUSIC 法などの Superresolution 法の応用が注目されている。しかしながら実際には、各アンテナ素子の特性のばらつきによる利得及び位相誤差、更に素子間相互結合などの誤差が存在し、結果として、到来方向推定精度の劣化をもたらすことが問題となる。そこで、本論文では、既知の波源を用いたアンテナアレー校正法を提案する。本手法は、雑音部分空間と誤差を含んだ信号部分空間の直交性に着目し、素子間相互結合及び素子のばらつきに関する校正パラメータを導出する手法であり、原理的には任意のアレー形状に適用可能である。ここでは、NEC2を用いたシミュレーション及び電波暗室内での実験を行い、本手法の有効性を明らかにしている。

キーワード アンテナアレー、到来方向推定、Superresolution 法、素子間相互結合、アレー校正

1. ま え が き

現在、電波の利用はセンシングや無線通信など様々な分野に広がってきている。移動通信や各種無線通信における電波伝搬環境の把握に対して、MUSIC 法 [1] や ESPRIT 法 [2]、そして SSP (Spatial Smoothing Preprocessing) 法 [3] などの相関抑圧前処理を必要としない MODE 法 [4] などのスーパーレゾリューション法の通信分野への応用が期待されてきている。スーパーレゾリューション法の高分解能性を実現し、高品質かつ伝送速度向上等を図るためには、アンテナアレーの校正 (Array Calibration) が不可欠である (例えば文献 [5])。

スーパーレゾリューション法とは、受信データに含まれる信号と雑音部分空間の直交性を利用することにより、アレー長に依存しない高分解能な推定を実現する手法であり、受信データから構成される相関 (あるいは共分散) 行列の固有値解析に基づいた解析を行うものである。

実際、アンテナアレーを用いて電波到来方向推定 (DOA: Direction Of Arrival) を行う際には、推定に利用できるスナップショットの有効性や雑音 (SNR) に関する精度劣化に加え、次のような様々な問題が生じる。

(1) 各アレー素子の特性のばらつきや変化による利得誤差や位相誤差の問題。

(2) アンテナをアレー状に配置することにより生じる素子間相互結合の誤差。

これらの誤差が存在する状況で MUSIC 法やモードベクトルを利用したスーパーレゾリューション法を用いると、到来方向推定性能は著しく劣化する。したがって、アレーに含まれている利得や位相及び素子間相互結合などの誤差校正手法が非常に重要となる。

スーパーレゾリューションアレー、特に MUSIC 法においては、モードベクトルの全到来方向にわたる軌跡であるアレーマニフォールド (array manifold) 自体を実測する、あるいは十分な実測値を補間して用いる校正法が知られている [6]~[8]。十分な実測値が存在する場合、この校正法は MUSIC 法において非常に有効であるが、広い掃引範囲をカバーするには多くの実測値が必要になり、更に SSP が適用できない (コヒーレント波の推定不可)。加えて、ESPRIT 法などの掃引によらず推定を行う手法には適用できないという問題がある。

[†] 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

* 現在, 埼玉日本電気株式会社

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

そこで本論文では、到来方向が既知の波源を用いたスーパーレゾリューションアレーのための、新たなアレー校正法を提案する。ここで提案する手法は、アレーマニフォールド (array manifold) 自体を実測する校正法 [7] に比べ、少ない校正パラメータでの校正を可能とする手法である。更に、信号部分空間法に基づき、雑音部分空間と信号部分空間の直交性を利用し、校正パラメータを導出するため、少ない校正用データセット (測定データ) での校正が可能となる。この校正法は部分空間の直交性を利用したものであるため、各種スーパーレゾリューションアルゴリズムとの親和性も高く、また本論文では議論していないが、多くのスナップショットを用いることで、低 SNR 時の校正精度の改善も期待できる。

本論文では、まず 2. で問題の定式化を行い、3. で提案する校正アルゴリズムを示す。4. では、提案手法の評価として、モーメント法を利用した NEC2 [11] を用いて平面波が受信アレーに入射するモデルを構成し、本手法を適用する。これにより、モデルの妥当性と提案手法の安定性及びスーパーレゾリューション法における校正効果を示す。更に、5. では電波暗室内で 4 素子モノポール円アレーを用いた校正実験を行い、本手法が有効に機能することを検証している。6. はむすびである。

2. 問題の定式化

本論文では以下、 N 素子の円アレーを用いた到来波の方位角推定に関して定式化することとする。また、各素子の方位角方向の指向性は無指向性であるものと仮定する。本論文で提案する校正法の方法は、リニアアレーやその他の任意形状アレーに対しても適用可能である。

x - y 平面において、各アレー素子位置の座標 (x_l, y_l) ($l = 1, 2, \dots, N$) に d 波の平面波が入射している場合、各素子における受信データベクトルは次式で表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= [r(x_1, y_1), r(x_2, y_2), \dots, r(x_N, y_N)]^T \\ &= \mathbf{C}\mathbf{T}\mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (1)$$

ここで、 T は転置である。ベクトル・行列表示を用いると、式 (1) による N 個の素子データは以下の形式で表すことができる。

$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_d]^T \quad (2a)$$

$$\mathbf{n} = [n(x_1, y_1), \dots, n(x_N, y_N)]^T \quad (2b)$$

$$\mathbf{\Gamma} = \text{diag}\{\alpha_1 e^{j\phi_1}, \dots, \alpha_N e^{j\phi_N}\} \quad (2c)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_d)] \quad (2d)$$

$$\mathbf{a}(\theta_i) = [e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\psi_{1i}}, \dots, e^{j(2\pi/\lambda)\psi_{Ni}}]^T \quad (2e)$$

$$\psi_{li} = x_l \sin \theta_i + y_l \cos \theta_i \quad (2f)$$

ここで、 s_i , θ_i は、それぞれ i 番目の入射波の複素振幅、方位角を表し、 λ は波長である。また、 $n(x_l, y_l)$ は、平均 0、分散 σ^2 の雑音項である。 α_l , ϕ_l は l 番目の素子の利得及び位相誤差を表すパラメータであり、誤差のない場合は $\alpha_l = 1$, $\phi_l = 0$ となる。 $\mathbf{a}(\theta_i)$ は i 番目の入射波の理想的な (誤差のない) モードベクトルである。

式 (1) の \mathbf{C} は素子間相互結合に関する行列である。素子間相互結合行列に関する理論的考察は文献 [9] を参考されたい。本論文では以下、等間隔配列円アレーを仮定する。基本的に素子間相互結合は素子配置と素子上の電流分布によって決定する。したがって、素子形状も含めてアレー中心に対して点対称に素子が配置されている等間隔リニアアレーの場合、素子間相互結合行列は式 (3) のような Circulant (循環) 行列となる [5]。

$$\mathbf{C}_{\text{circular}} = \begin{bmatrix} c_0 & c_1 & c_2 & \dots & c_1 \\ c_1 & c_0 & c_1 & \dots & \\ c_2 & c_1 & c_0 & \dots & \\ \vdots & \vdots & & \ddots & c_1 \\ c_1 & & \dots & \dots & c_0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

ただし、アレー形状が異なる場合には、形状に対応した \mathbf{C} を構成することで適用可能となる。直線アレーの適用例は文献 [8] を参照されたい。

3. 誤差モデルを用いた校正法

アレーマニフォールドの誤差をもたらす要因は、素子間相互結合と各素子の振幅・位相である。素子間相互結合はアンテナ素子 (系) の位置関係により決定する。したがって、それらが変化しない限り変動しない。受信機のアンプなどを含めた利得・位相は温度などにより変化するが、校正データ取得中は変動しないものと仮定する。したがって、 N 素子の円アレーでは、素子の利得・位相に関して N 個の複数未知パラメータ (基準素子を設定して $N-1$ と考えてもよい)、また素子間相互結合に関して、素子間相互結合行列内に含

まれる独立な未知数の個数, $p (= \lfloor N/2 \rfloor + 1)$ 個の未知パラメータ ($c_0 = 1$ なので, 実際は $p - 1$ 個) が存在するとモデル化できる. ただし, $\lfloor \nu \rfloor$ は実数 ν を超えない最大の整数である. したがって, これら $N + p$ 個 (あるいは $N + p - 2$) の未知数を決定するだけの測定データがそろえば, 本質的にはこの誤差モデルを決定できる. 上述の議論からわかるように, C と Γ の時間変動は大きく異なり, Γ は周囲温度差に大きく依存するのに対し, C は一般に比較的安定である. したがって初期校正時に C と Γ を分離して推定できれば, 運用時の校正も容易となる (例えば Γ のみの校正) が予想される. 例えば, C が既知 (更新不要) で Γ のみを推定するならば文献 [5] の一部 (あるいは, それを改良した文献 [12]) を利用すればよい.

さて, 校正用データとして到来方向が既知な 1 波入射データ (到来方向 θ_i) が得られているものとする.

$$r_i = C\Gamma a(\theta_i)s_i + n_i \quad (4)$$

以降, i は校正用の (独立な) データセットを表す添字として用いる. 通常の校正では, 校正信号は 1 波である場合が多いため, ここでは 1 波入射として扱う. 無相関複数波入射の場合 (ただし, $d < N$) も同様な定式化が可能である.

式 (4) の相関行列固有値解析により, 次の関係式が得られる.

$$R_i = E[r_i r_i^H] = \sum_{j=1}^N \lambda_j^{(i)} e_j^{(i)} e_j^{(i)H} \quad (5)$$

ここで, $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_N$ は固有値, e_j は j 番目の固有値に対応する固有ベクトルである. また $E[\cdot]$ はアンサンブル平均, H は複素共役転置である.

式 (4) の相関 (共分散) 行列の固有値, 固有ベクトルより, 雑音電力, 及び相関行列中の信号成分は次のように推定される.

$$\sigma_N^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{j=2}^N \lambda_j^{(i)} \quad (6)$$

$$R_i - \sigma_N^2 I = (\lambda_1^{(i)} - \sigma_N^2) e_1^{(i)} e_1^{(i)H}, \quad (7)$$

式 (4), (7) から, 次式が成立することがわかる.

$$|s_i|^2 C\Gamma a(\theta_i) (C\Gamma a(\theta_i))^H = (\lambda_1^{(i)} - \sigma_N^2) e_1^{(i)} e_1^{(i)H} \quad (8)$$

すなわち

$$k_i C\Gamma a(\theta_i) = e_1^{(i)} \quad (9)$$

ここで, k_i は (未知の) 複素定数である. 一方, 雑音部分空間に着目すると,

$$\{C\Gamma a(\theta_i)\} \perp \{e_2^{(i)}, \dots, e_N^{(i)}\}$$

すなわち,

$$e_j^{(i)H} (C\Gamma a(\theta_i)) = 0 \quad (j = 2, \dots, N) \quad (10)$$

が得られる. 式 (10) は雑音固有ベクトルが有する自明な性質である.

式 (9) における複素定数 k_i は一般に未知であり, 一般に異なる入射波データでは異なる値となる. 特に位相は $e_1^{(i)}$ が一意に決定しないことから固有値解析に依存することがわかる. したがって, 未知パラメータの増加をもたらすこととなる. そこで, ここでは式 (10) に基づき定式化する.

さて, さきに示したように C はアレー形状により変化する. 以下では, 具体例として等間隔 4 素子 ($N = 4$) 円アレーを取り上げ, C, Γ の推定手順を示す. この場合, 未知行列 C, Γ は以下のように表される.

$$C = \begin{bmatrix} c_0 & c_1 & c_2 & c_1 \\ c_1 & c_0 & c_1 & c_2 \\ c_2 & c_1 & c_0 & c_1 \\ c_1 & c_2 & c_1 & c_0 \end{bmatrix} \quad (11a)$$

$$\Gamma = \text{diag}\{\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4\} \quad (11b)$$

C の対角要素が $c_0 = 1$ であることは自明である. 更に, 一般には 1 番目の素子を振幅・位相の基準素子とし, $\gamma_1 = 1$ とすることが多い. 式中におけるこれらのパラメータの位置を明示するため, しばらくの間 c_0, γ_1 のまま取り扱う.

θ_i 方向からの入射波により得られた雑音固有ベクトルを $e_j^{(i)}$ ($j = 2, \dots, 4$) とする. 式 (10) の関係式より, $e_j^{(i)H}, a(\theta_i)$ に関して,

$$\begin{aligned} e_j^{(i)H} C\Gamma a(\theta_i) &= [e_{j,1}^{(i)*}, e_{j,2}^{(i)*}, e_{j,3}^{(i)*}, e_{j,4}^{(i)*}] \\ &\times \begin{bmatrix} c_0\gamma_1 a_{i,1} + c_1\gamma_2 a_{i,2} + c_2\gamma_3 a_{i,3} + c_1\gamma_4 a_{i,4} \\ c_1\gamma_1 a_{i,1} + c_0\gamma_2 a_{i,2} + c_1\gamma_3 a_{i,3} + c_2\gamma_4 a_{i,4} \\ c_2\gamma_1 a_{i,1} + c_1\gamma_2 a_{i,2} + c_0\gamma_3 a_{i,3} + c_1\gamma_4 a_{i,4} \\ c_1\gamma_1 a_{i,1} + c_2\gamma_2 a_{i,2} + c_1\gamma_3 a_{i,3} + c_0\gamma_4 a_{i,4} \end{bmatrix} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (12)$$

が得られる。ここで * は複素共役で、 $e_j^{(i)}$ は e_j の i 番目の要素、 $a_{i,j}$ は $\mathbf{a}(\theta_i)$ の j 番目の要素である。未知パラメータは、

$$\{c_0, c_1, c_2, \gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_4\}$$

の7個であるが、この式では各未知パラメータが積の形で含まれる非線形方程式であるため直接導出することは難しく、何らかの反復解法が用いられることが多い[5]。反復法では収束の速さや、局所解への収束などの問題が生じることがあり、精度が要求される校正の場合には適用が難しい。

そこで本論文では、この方程式を線形化し、直接導出する未知パラメータ推定法を提案する。直接導出することにより演算量は固定され、推定精度の向上のため反復回数(演算量)を増大させなければならない事態を回避できる。まず、異なる未知数の積をそれぞれ新たな未知パラメータとみなし、連立方程式を構築する。連立方程式を解くことにより、それらを推定する。すなわち、それら新たな未知パラメータは

$$\{c_0\gamma_1, c_0\gamma_2, \dots, c_0\gamma_4, \dots, c_2\gamma_1, c_2\gamma_2, \dots, c_2\gamma_4\}$$

の12個である。

式(12)を次のように c_0, c_1, c_2 に関する行列の項の和の形に分解する。新たな未知パラメータごとに整理すると次式が得られる。(付録参照)。

$$\begin{aligned} & e_j^{(i)H} \mathbf{C} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_i) \boldsymbol{\gamma} \\ &= [\mathbf{f}_j^{(i)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_i), \mathbf{g}_j^{(i)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_i), \mathbf{h}_j^{(i)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_i)] \begin{bmatrix} c_0 \boldsymbol{\gamma} \\ c_1 \boldsymbol{\gamma} \\ c_2 \boldsymbol{\gamma} \end{bmatrix} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_j^{(i)} &= [e_{j,1}^{(i)*}, e_{j,2}^{(i)*}, e_{j,3}^{(i)*}, e_{j,4}^{(i)*}] \\ \mathbf{g}_j^{(i)} &= [(e_{j,2}^{(i)*} + e_{j,4}^{(i)*}), (e_{j,1}^{(i)*} + e_{j,3}^{(i)*}), \\ & (e_{j,2}^{(i)*} + e_{j,4}^{(i)*}), (e_{j,1}^{(i)*} + e_{j,3}^{(i)*})] \\ \mathbf{h}_j^{(i)} &= [e_{j,3}^{(i)*}, e_{j,4}^{(i)*}, e_{j,1}^{(i)*}, e_{j,2}^{(i)*}] \\ \tilde{\mathbf{A}}(\theta_i) &= \text{diag}\{\mathbf{a}(\theta_i)\} \end{aligned}$$

ここで、 $\boldsymbol{\gamma} = [\gamma_1, \dots, \gamma_4]^T$ である。

さて、一般に $c_0 = \gamma_1 = 1$ と仮定できる。したがって、未知パラメータは、

$$\{\gamma_2, \dots, \gamma_4, c_1, c_1\gamma_2, \dots, c_1\gamma_4, c_2, c_2\gamma_2, \dots, c_2\gamma_4\}$$

の11個となる。4素子のアンテナアレーにおいて、参照信号を1波入射とする場合、式(10)より三つの方程式が得られる。よって、11個すべての未知パラメータを決定するには、 M を独立な校正データセット数として $3M \geq 11$ より(すべての方程式が独立ならば)4波以上の参照信号データで推定可能となる。この条件が満たされた場合、以下のような方程式が構築できる。

$$\mathbf{B}\mathbf{x} = \mathbf{0} \quad (14)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_2^{(1)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_1) & \mathbf{g}_2^{(1)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_1) & \mathbf{h}_2^{(1)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_1) \\ \mathbf{f}_3^{(1)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_1) & \mathbf{g}_3^{(1)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_1) & \mathbf{h}_3^{(1)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_1) \\ \mathbf{f}_4^{(1)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_1) & \mathbf{g}_4^{(1)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_1) & \mathbf{h}_4^{(1)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_1) \\ \mathbf{f}_2^{(2)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_2) & \mathbf{g}_2^{(2)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_2) & \mathbf{h}_2^{(2)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_2) \\ \mathbf{f}_3^{(2)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_2) & \mathbf{g}_3^{(2)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_2) & \mathbf{h}_3^{(2)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_2) \\ \mathbf{f}_4^{(2)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_2) & \mathbf{g}_4^{(2)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_2) & \mathbf{h}_4^{(2)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_2) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{f}_4^{(M)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_M) & \mathbf{g}_4^{(M)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_M) & \mathbf{h}_4^{(M)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_M) \end{bmatrix} \quad (15a)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \gamma \\ c_1 \boldsymbol{\gamma} \\ c_2 \boldsymbol{\gamma} \end{bmatrix} \quad (15b)$$

$\boldsymbol{\gamma}$ の第1要素は1なので \mathbf{x} の第1要素も1である。残りのベクトルを \mathbf{x}' とする。また行列 \mathbf{B} の第1列を \mathbf{b} 、その他の部分を \mathbf{B}' とすると、

$$\mathbf{B}\mathbf{x} = [\mathbf{b} | \mathbf{B}'] \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{x}' \end{bmatrix} = \mathbf{b} + \mathbf{B}'\mathbf{x}' = \mathbf{0}$$

より、通常の最小2乗推定の手順に従い、以下のように変形できる。

$$\mathbf{B}'\mathbf{x}' = -\mathbf{b} \quad (16a)$$

$$\mathbf{B}'^H \mathbf{B}'\mathbf{x}' = -\mathbf{B}'^H \mathbf{b} \quad (16b)$$

$$\mathbf{x}' = -(\mathbf{B}'^H \mathbf{B}')^{-1} \mathbf{B}'^H \mathbf{b} \quad (16c)$$

以上により、未知パラメータベクトル \mathbf{x}' が推定される。各校正パラメータは得られた \mathbf{x}' と式(15b)の関係から容易に推定できる。具体的には、 \mathbf{x}' の第1要素を γ_2 、 \mathbf{x}' の第2要素を γ_3 、 \mathbf{x}' の第3要素を γ_4 として $\boldsymbol{\gamma}$ を得る。この $\boldsymbol{\gamma}$ を基準として、それぞれ c_1, c_2 を求める。ただし、本論文では $\boldsymbol{\gamma}$ の各要素から求められる複数の c_1 及び c_2 を平均した値をそれぞれ用い

る。したがって、厳密な意味では式 (14) を満たす CT の最ゆう推定ではない。しかしながら、式 (1) (及び式 (13)) に示したモデルが、実測データの誤差を正確に記述していれば、この推定結果は最ゆう推定に一致する。

ここで、この方程式を解くための必要条件について考える。上記の考察でわかるように、 N 素子ならば Γ に関して $N-1$ の未知数、 C に関して $p-1$ 個の未知数が存在する (なぜなら $\gamma_1 = c_0 = 1$ は自明)。式 (11) の形の方程式とした場合、未知パラメータの総数は $pN-1$ 個となる。無相関 d 波が入射している校正データであれば、 $N-d$ 個の雑音固有ベクトルが得られ、各入射波との組合せより、 $d(N-d)$ 本の方程式が得られる。したがって、 M 個の校正データセットから $Md(N-d)$ 個の方程式が構築可能である。したがって、すべての方程式が独立であるならば、一般に

$$Md(N-d) \geq pN-1 \quad (17)$$

を満たせばよいといえる。

4. NEC2 を用いた数値計算

ここでは、4 素子ダイポール円アレーに平面波が入射するモデルを構成し、NEC2 により各素子の受信電圧を求め、モデルの妥当性及び提案した校正法の有効性を検証する。アンテナパラメータを表 1 に示す。以下、本章では無雑音として数値計算を行う。ただし、NEC2 は単精度である。

次に、校正用データとして表 2 のような既知の波源によるデータセットを計算し、解析を行った。

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
素子間隔	4.24 cm (0.34λ)
ワイヤ長	5.8 cm (0.46λ)
ワイヤ半径	0.05 cm

表 2 参照波の DOA
Table 2 DOA of reference waves.

θ_1	-165.0°
θ_2	-135.0°
θ_3	-95.0°
θ_4	-45.0°
θ_5	-5.0°
θ_6	45.0°
θ_7	95.0°
θ_8	135.0°

式 (17) より、4 素子アレーで 1 波入射の校正用データセットを用いる場合、四つ以上のデータセットがあれば校正パラメータを求めることが可能である。ここでは後に示す実験に対応させるため、データセット数を 8 とした結果を示す。なお、四つ以上のデータセットを用いた場合は、いずれも一致した校正結果が得られていた。

なお、現実のデータでは、データセットに用いる波源の到来方向推定が重要となってくる。現実のデータでは、データセットに選ぶ波の到来方向が近接している場合、スナップショットの有限性や雑音の影響により、式 (16c) の方程式が不安定となることが予想される。したがって、データセットに選ぶ波の到来方向はなるべく広く分散していることが好ましい。アレー形状に応じた最適な校正波源設定が存在することが予想されるが、それに関しては今後の課題とする。

表 2 に示したデータセットに提案手法を適用した結果を表 3 に示す。NEC2 で構成したモデルどおり、四つのアンテナは皆同じ特性 ($\Gamma = I$) を表しており、素子間相互結合も、妥当な値を示している。なお、この値に関しては参照波の DOA を変化させても、同じであった。ここで得られた値は素子間相互結合以外の誤差要因が存在しない理想的なアンテナ系における受信データから導出された数値解である。したがって、これはほぼ本モデルの理論値を示しているといえる。

次にスーパーレゾリューション法における校正の効果を示す。ここでは一例として MUSIC 法を用いた。校正を施した MUSIC 法の掃引関数は次式で与えられる [5]。

$$P_{music}(\theta) = \frac{(W\mathbf{a}(\theta))^H(W\mathbf{a}(\theta))}{(W\mathbf{a}(\theta))^H E_N E_N^H (W\mathbf{a}(\theta))} \quad (18)$$

$$W = CT$$

図 1 (a), (b) がそれぞれ校正なし、及び表 3 のパ

表 3 NEC2 データにおける校正パラメータ推定結果
Table 3 Estimation results of calibration parameters for NEC2 simulation data.

	利得 (linear)	位相 [rad.]
γ_1	1.000	0.00
γ_2	1.000	-0.00
γ_3	1.000	-0.00
γ_4	1.000	-0.00
c_0	1.000	0.00
c_1	0.255	2.34
c_2	0.069	1.36

ラメータを用いて校正を施した MUSIC 法の推定結果である。表 4 は校正前と校正後に推定された到来方向である。提案手法を用いて、キャリブレーション係数を求め、アレー校正を行った結果、発散した理想的な MUSIC スペクトルが実現されることがわかる。したがって、表 3 及び誤差モデル (CT) 及び提案校正手法は妥当といえる。

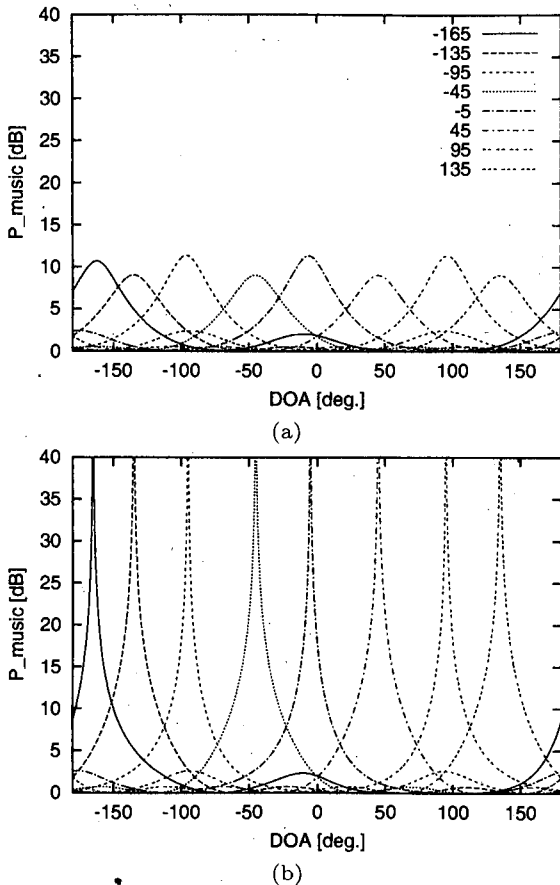


図 1 NEC2 データへの MUSIC 法適用結果：(a) 校正なし，(b) 校正あり

Fig. 1 MUSIC results for NEC2 simulation data: (a) without calibration, (b) with calibration.

表 4 DOA 推定結果
Table 4 DOA estimation results.

真 値	校正前 (誤差)	校正後 (誤差)
-165.0°	-162.3°(+2.7°)	-165.0°(0.0°)
-135.0°	-135.0°(0.0°)	-135.0°(0.0°)
-95.0°	-96.1°(-1.1°)	-95.0°(0.0°)
-45.0°	-45.0°(0.0°)	-45.0°(0.0°)
-5.0°	-6.1°(-1.1°)	-5.0°(0.0°)
45.0°	45.0°(0.0°)	45.0°(0.0°)
95.0°	96.1°(+1.1°)	95.0°(0.0°)
135.0°	135.0°(0.0°)	135.0°(0.0°)

5. 円アレー校正実験

ここ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。受信アレーは円板上の 4 素子モノポールアレーである。アレーパラメータを表 5 に示す。これらの結果は NEC2 によるシミュレーション (表 3) に対応するモノポールアレーである。C, Γ はそれぞれ $c_0 = 1$, $\gamma_1 = 1$ と正規化されているため、本質的にはそれらの解も一致する。送信アンテナは固定し、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に変化させ、方位角 $-180.0^\circ \sim 180.0^\circ$ の範囲で 10.0° ごとの測定を行い、データを取得した。電波暗室内の実験であるため十分な信号強度が得られたので、スナップショット数は 1 とした。なお、送受信間の距離は 200 cm (16λ) である。

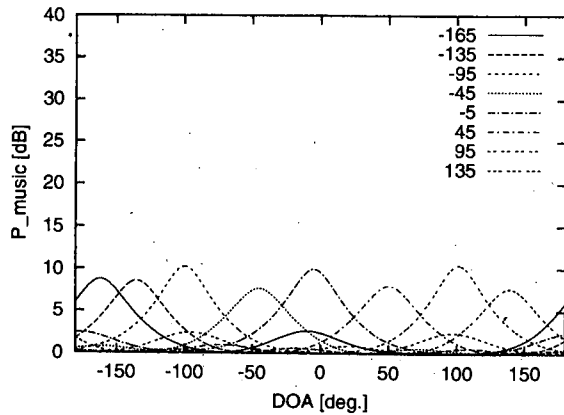
まず、4. の表 2 に示した角度と同様のデータセットを用いて、連立方程式を構成し、キャリブレーション係数を求めた。解析結果を表 6 に示す。更に図 1 に示したように、校正に用いた実験データに MUSIC 法を適用した結果が図 2 である。表 3 と比較すると、各校正パラメータの値は、振幅、位相とも非常に良好に一致している。c₁, c₂ に関してはわずかながら相違が認められる。これは、アンテナ製作誤差や地板の影響など、2. で示したモデルでは含まれていない誤差成分の影響、更には熱雑音に対するスナップショット数が不十分なことなどが理由と考えられる。これらの影響

表 5 アンテナパラメータ
Table 5 Antenna parameters.

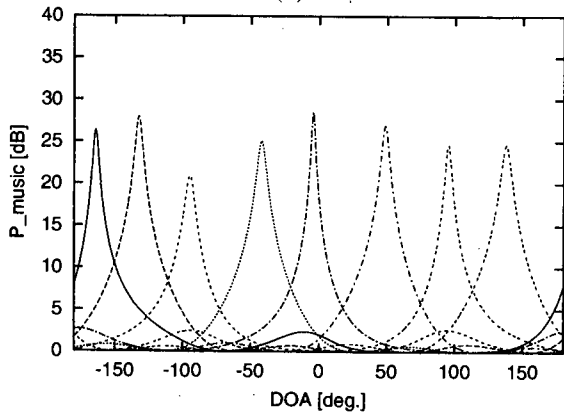
周波数	2.4 GHz
アレー素子数	4
素子間隔	4.24 cm (0.34λ)
ワイヤ長	2.9 cm (0.23λ)
ワイヤ半径	0.05 cm
円板半径	50 cm

表 6 実験データにおける校正パラメータ推定結果
Table 6 Estimation results of calibration parameters for experimental data.

	利得 (linear)	位相 rad
γ ₁	1.000	0.00
γ ₂	1.000	0.04
γ ₃	1.013	-0.11
γ ₄	0.983	-0.10
c ₀	1.000	0.00
c ₁	0.283	2.39
c ₂	0.103	1.28



(a)



(b)

図2 実験データへの MUSIC 法適用結果：(a) 校正なし，(b) 校正あり

Fig.2 MUSIC results for experimental data : (a) without calibration, (b) with calibration.

のため、図 2(b) に示した MUSIC スペクトルのピークは図 1(b) のように発散した鋭いピーク特性を示していない。しかし、校正なしの結果と比べて、到来方向精度及びスペクトルピークの形状が改善した。また、NEC2 の結果ともほぼ一致した結果が得られた。更に、実験で取得した 10.0° ごとの全データに対して MUSIC 法を適用した際の校正前と校正後の到来方向推定角度誤差の様子を図 3 に示す。図中のマーカー「+」は校正に用いた到来方向データである。

実験では、受信アレー素子の位置誤差、送受信アンテナのアライメント誤差（すなわち校正用データの方向誤差）など、式 (1) のモデルには含まれていない誤差も存在していることが予想される。これらも校正後の残存誤差に関与しているものと思われる。しかしながら、図 3 の結果が示すように提案手法は大きな校正効果を有していることがわかる。

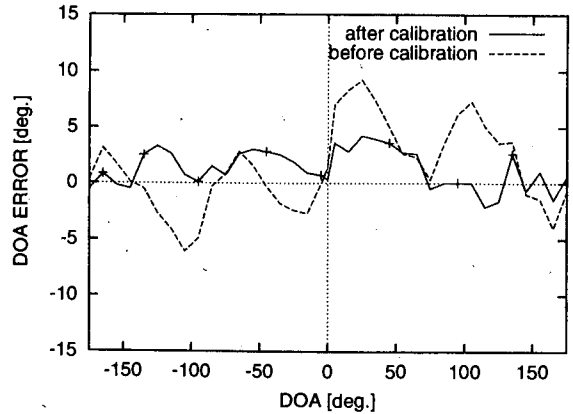


図3 校正前と校正後の MUSIC 法による DOA 推定誤差
Fig.3 DOA estimation error of MUSIC algorithm with and without calibration.

6. むすび

本論文では、スーパーレゾリューションアレーにおいて到来方向推定精度を劣化させる要因である、アンテナ素子の利得誤差、位相誤差、素子間相互結合誤差の校正手法を提案した。ここでは、参照波の到来方向は既知であるものとし、雑音部分空間と信号部分空間の直交性を利用した校正パラメータ推定法である。ここでは、NEC2 によるシミュレーション及び実験結果を示し、本手法の有効性を明らかにした。

提案手法は素子間相互結合と、利得誤差などの校正パラメータを分離して導出するものであるため、得られた初期校正値をもとにした経時変化への柔軟な対応も期待できる。雑音、参照波の到来方向、校正用データセット数 [12] などに対する提案手法の精度、安定性、更には未知の到来方向の波源を用いた校正 [13] に関する検討は今後の課題である。

謝辞 本研究で使用した円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。また、本研究の一部は、日本学術振興会科学研究費補助金奨励研究 (A)13750335 によるものである。

文 献

- [1] R.O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.AP-34, no.3, pp.276-280, March 1986.
- [2] R. Roy and T. Kailath, "ESPRIT-Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques," IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing, vol.37, no.7, pp.984-995, July 1989.
- [3] T.J. Shan, M. Wax, and T. Kailath, "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals," IEEE Trans. Acoust., Speech and

Signal Processing, vol.ASSP-33, no.4, pp.806-811, Aug. 1985.

[4] P. Stoica and K.C. Sharman, "Novel eigenanalysis method for direction estimation," IEE Proc., Pt.F, vol.137, no.1, pp.19-26, Jan. 1990.

[5] B. Friedlander and A.J. Weiss, "Direction Finding in the Presence of Mutual Coupling," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.39, no.3, pp.273-284, March 1991.

[6] R.O. Schmidt, "Multilinear Array Manifold Interpolation," IEEE Trans. Signal Processing, vol.40, pp.857-866, April 1992.

[7] C. Tseng, D.D. Feldman, and L.J. Griffiths, "Steering Vector Estimation in Uncalibrated Arrays," IEEE Trans. Signal Processing, vol.43, no.6, pp.1397-1412, June 1995.

[8] 千葉建治郎, 山田寛喜, 山口芳雄, "既知波源を用いたアンテナアレイ校正の実験的検証," 信学技報, AP2002-41, pp.7-12, July 2002.

[9] I.J. Gupta and A.A. Ksienski, "Effect of Mutual Coupling on the Performance of Adaptive Arrays," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.31 no.5 pp.785-791, Sept. 1983.

[10] V.C. Soon, L. Tong, Y.F. Huang, and R. Liu, "A Subspace Method for Estimating Sensor Gains and Phases," IEEE Trans. Signal Processing, vol.42, no.4, pp.973-976, April 1994.

[11] NEC WIN Professional TM, Antenna Analysis Software Version 1.1, Nittany Scientific Inc., California, 1997.

[12] 原 六蔵, 新井隆宏, 山田寛喜, 山口芳雄, "既知の波源を用いたアンテナアレイ校正法(2) - 校正用データセットの軽減に関する考察 -, " 信学技報, vol.101, AP2001-153, pp.61-68, Nov. 2001.

[13] 山田寛喜, 新井隆宏, 山口芳雄, "スーパーレゾリューションアレイのブラインド校正手法に関する一考察," 2002 信学総大, 2002.

付 録

1. 式(13)の導出

まず, 式(12)において $\Gamma \mathbf{a}(\theta_i) = \tilde{\mathbf{A}}(\theta_i) \boldsymbol{\gamma}$ は自明である. 次に, c_0, c_1, c_2 に関する行列の項の和の形へ分解すると, 以下となる.

$$e_j^{(i)H} \mathbf{C} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_i) \boldsymbol{\gamma} = e_j^{(i)H} \begin{bmatrix} c_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_0 \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_i) \boldsymbol{\gamma}$$

$$+ e_j^{(i)H} \begin{bmatrix} 0 & c_1 & 0 & c_1 \\ c_1 & 0 & c_1 & 0 \\ 0 & c_1 & 0 & c_1 \\ c_1 & 0 & c_1 & 0 \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_i) \boldsymbol{\gamma}$$

$$+ e_j^{(i)H} \begin{bmatrix} 0 & 0 & c_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_2 \\ c_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_i) \boldsymbol{\gamma}$$

$e_j^{(i)H}$ と, それぞれ c_0, c_1, c_2 を含む行列との積は次のように表せる.

$$e_j^{(i)H} \begin{bmatrix} c_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_0 \end{bmatrix} = \mathbf{f}_j^{(i)} c_0$$

$$e_j^{(i)H} \begin{bmatrix} 0 & c_1 & 0 & c_1 \\ c_1 & 0 & c_1 & 0 \\ 0 & c_1 & 0 & c_1 \\ c_1 & 0 & c_1 & 0 \end{bmatrix} = \mathbf{g}_j^{(i)} c_1$$

$$e_j^{(i)H} \begin{bmatrix} 0 & 0 & c_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_2 \\ c_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \mathbf{h}_j^{(i)} c_2$$

$$\mathbf{f}_j^{(i)} = [e_{j,1}^{(i)*}, e_{j,2}^{(i)*}, e_{j,3}^{(i)*}, e_{j,4}^{(i)*}]$$

$$\mathbf{g}_j^{(i)} = [(e_{j,2}^{(i)*} + e_{j,4}^{(i)*}), (e_{j,1}^{(i)*} + e_{j,3}^{(i)*}), (e_{j,2}^{(i)*} + e_{j,4}^{(i)*}), (e_{j,1}^{(i)*} + e_{j,3}^{(i)*})]$$

$$\mathbf{h}_j^{(i)} = [e_{j,3}^{(i)*}, e_{j,4}^{(i)*}, e_{j,1}^{(i)*}, e_{j,2}^{(i)*}]$$

$$\tilde{\mathbf{A}}(\theta_i) = \text{diag}\{\mathbf{a}(\theta_i)\}$$

$$\boldsymbol{\gamma} = [\gamma_1, \dots, \gamma_4]^T$$

ここで, 既知パラメータと未知パラメータを分離して表現することにより, 式(13)が導出される.

$$e_j^{(i)H} \mathbf{C} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_i) \boldsymbol{\gamma} = [\mathbf{f}_j^{(i)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_i), \mathbf{g}_j^{(i)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_i), \mathbf{h}_j^{(i)} \tilde{\mathbf{A}}(\theta_i)] \begin{bmatrix} c_0 \boldsymbol{\gamma} \\ c_1 \boldsymbol{\gamma} \\ c_2 \boldsymbol{\gamma} \end{bmatrix} = 0$$

(平成 14 年 3 月 27 日受付, 9 月 4 日再受付)



新井 隆宏 (正員)

平 12 新潟大・工・情報卒。平 14 同大大学院自然科学研究科修士課程了。現在、埼玉日本電気(株)勤務。在学中、スーパーレゾリューション法を用いたアンテナアレーの校正法に関する研究に従事。



原 六蔵 (正員)

平 11 新潟大・工・情報卒。現在、同大大学院自然科学研究科博士課程在学中。スーパーレゾリューション法を用いた電波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・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・助教授。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、地中探査レーダ、マイクロ波リモートセンシング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)

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・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、ポーラリメトリの研究に従事。工

博。著書「偏波(ポーラリメトリック)レーダの基礎と応用」。IEEE フェロー、日本雪工学会会員。