

校正用データセット数を軽減した反復的アレー校正手法

原 六蔵^{†a)} 山田 寛喜^{†b)} 山口 芳雄[†]

Iterative Array Calibration Method with Reduction of Number of Calibration Data Sets

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

あらまし 近年、情報化社会におけるブロードバンド化、マルチメディア化の波に合わせ、高速ワイヤレスシステム実現のための、高度な電波伝搬推定技術が要求されている。電波伝搬を把握する手法として、アンテナアレーを用いた電波到来方向推定に関する研究が盛んに進められており、スーパーレゾリューション法による推定はその高分解能性から特に注目されている手法である。しかし、通常の定式化で用いられる理想的なアンテナアレーの実現は困難であり、現実にはデータ校正処理で様々な誤差要因を補正しなければ、本来の高分解能性は実現されない。筆者らは、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既知の波源を利用して導出する手法を提案している。本論文では、特に校正用データセット数の軽減に関して考察している。NEC2を用いたシミュレーション及び電波暗室内で実験を行い、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、校正法、MUSIC法、到来方向、素子間相互結合

1. ま え が き

近年、アンテナアレーによる電波到来方向推定に関する研究が盛んに進められている。特に MUSIC法 [1], ESPRIT法 [2] などの高分解能な手法はセンシングのみならず通信への応用が期待されている。しかし、推定精度は高分解能な手法であるため測定データの劣化にも敏感である。特に測定系（受信アレーシステム）に起因する誤差成分の補正（校正）は重要な問題である。

アンテナをアレー化して測定する場合、測定データを劣化させる要因がいくつか存在する。一つの要因は、各アンテナ素子における受信特性が不均一なことである。特性が完全に一致したアンテナ素子や増幅器を複数用いることは一般に困難である。実際は、ある程度特性がそろった受信アレーを用いても、素子間の誤差は残存する。本論文では、これを素子間利得・位相

誤差と呼ぶこととする。

もう一つの要因はアンテナ素子間の相互結合である。入射電界によりアンテナ素子上に励起された電流の2次放射が他のアンテナ素子で観測される現象である。アンテナ素子に広指向性が要求される到来方向推定では重大な問題である。これを素子間相互結合誤差と呼ぶこととする。ただし、本論文ではアンテナ素子の配置ずれ（受信アレーのアラインメント誤差）はないものと仮定とする。

また、アンテナアレーの形状として円上に等間隔で素子を配置する報告が多い [3]。これは、素子数が十分に多い場合、全入射角度に対してアレー開口長が一定に保たれ、かつ全方向 (360 [deg]) 測定が可能なのである。また、円アレーは平面アレーであるため、2次元（方位角、仰角）推定への拡張も可能である。

本論文では、円アレーを用いた到来方向推定を取り上げ、計測システム内に存在する素子間利得・位相誤差と素子間相互結合誤差を既知波源からのデータにより求める手法を使用する。アレーマニフォールドを測定する校正法 [4], [5] は多数の測定データを要し、経時変動する誤差要因が存在する場合には全データの再測定を要する。加えて、この校正では SSP法 [6] による

[†]新潟大学工学部情報工学科, 新潟市

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

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

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

ここで、 H は複素共役転置である。 M は校正用データセット数である。 $e_j^{(m)}$ は m 番目の校正用データにおける k 番目の入射波の到来角度 $\theta_k^{(m)}$ に対する j 番目の雑音固有ベクトルである。行列 $\mathbf{C}\mathbf{T}$ を未知な $L \times L$ 行列として推定する場合、すべての要素が独立であれば未知数は L^2 個だけ存在する。しかし、式 (8), (9) のようにアレーの対称性を利用したモデル化を行うと、行列に含まれる未知数は $(L-1) + \lfloor \frac{L}{2} \rfloor$ 個となる。式 (11) は $\mathbf{C}\mathbf{T}$ に関する非線形方程式である。筆者らは文献 [7] において、この方程式を線形化し、容易に計算可能な校正法を提案した。ただし線形化に伴い、校正用データセットが増加するという欠点があった。方程式を直接解くことができれば、最少のデータセットでの校正が実現できる。本論文では反復推定手法を導入し非線形方程式の解を求め、校正パラメータを推定する。反復手法の場合は、その収束が問題となるが、 $\mathbf{\Gamma}$ は対角行列であり、 \mathbf{C} も一般に対角要素が他に比べて大きく、適切な初期値を加えることなども可能である [10]。したがって、比較的良好に収束する反復推定問題である。本推定法では既知波源数を、未知数 (c_i と γ_i) の個数に依存した最小数へ減少できる。必要条件として、連立方程式における式数は未知数の個数より多くなければならない。したがって、本論文で用いる行列 $\mathbf{\Gamma}$, \mathbf{C} を推定するには、少なくとも次の不等式を満たさなければならない。

$$(L-1) + \lfloor \frac{L}{2} \rfloor \leq d(L-d)M \quad (12)$$

式 (12) において、左辺は推定する未知数の個数、右辺は方程式の数である。この不等式では各校正用データにおける入射波数は d であると仮定している。更に、すべての到来方向は異なるものとし、複数入射する場合の到来波はインコヒーレントであるとする。よって、各校正用データが 1 波入射である場合 ($d=1$)、必要となるデータセット数は 2 以上である ($M \geq 2$)。このような条件を満たす既知波源が存在すれば、本手法により素子数 L のアンテナアレー校正が可能となる。

簡単のため、素子数 $L=4$ の場合の校正手順を示す。他の素子数の場合も同様の手順で校正可能である。ただし、 \hat{x} のような表記は、ベクトルあるいは行列 \mathbf{x} の推定値を表す。

[ステップ 0]

通常、 c_i は $1 = c_0 \gg c_1, \dots, c_\xi$ の関係を持ち、各素子の特性 γ_i はある程度そろっていると仮定する。したがって、何らかの初期情報がなければ、初期値とし

て $\hat{\mathbf{C}} = \hat{\mathbf{\Gamma}} = \mathbf{I}$ を用いる。

[ステップ 1]

式 (11) を $\hat{\gamma}_i$ のベクトルで表現すると、式 (13) が得られる。変数 j と変数 k と変数 m の全組合せで式 (13) の連立方程式を構成することによって $\hat{\gamma}_i$ を計算できる。文献 [7] などに記載される最小 2 乗推定法を用いて、式 (13) から $\hat{\gamma}_i$ を得る。得られた $\hat{\gamma}_i$ を用いて、 $\hat{\mathbf{\Gamma}}$ を更新する。

$$e_j^{(m)H} \hat{\mathbf{C}} \begin{bmatrix} a_{k,1}^{(m)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{k,2}^{(m)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{k,3}^{(m)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{k,4}^{(m)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\gamma}_1 \\ \hat{\gamma}_2 \\ \hat{\gamma}_3 \\ \hat{\gamma}_4 \end{bmatrix} = 0$$

$$(m = 1, \dots, M, k = 1, \dots, d)$$

$$\mathbf{a}(\theta_k^{(m)}) = [a_{k,1}^{(m)}, \dots, a_{k,L}^{(m)}]^T \quad (13)$$

[ステップ 2]

式 (11) を未知数 \hat{c}_i について変形すると、式 (14) となる。変数 j と変数 k と変数 m の全組合せで式 (14) の連立方程式を構成することによって \hat{c}_i を計算できる。ステップ 1 と同様に \hat{c}_i を得て、 $\hat{\mathbf{C}}$ を更新する。

$$e_j^{(m)H} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \hat{\mathbf{\Gamma}} \mathbf{a}(\theta_k^{(m)}) \hat{c}_0$$

$$+ e_j^{(m)H} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \hat{\mathbf{\Gamma}} \mathbf{a}(\theta_k^{(m)}) \hat{c}_1$$

$$+ e_j^{(m)H} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \hat{\mathbf{\Gamma}} \mathbf{a}(\theta_k^{(m)}) \hat{c}_2$$

$$= 0 \quad (m = 1, \dots, M, k = 1, \dots, d) \quad (14)$$

[ステップ 3]

行列 $\hat{\mathbf{\Gamma}}$ と $\hat{\mathbf{C}}$ が十分に収束するか、任意の反復回数に達したら反復計算を終了する。そうでなければ、ステップ 1 へ戻る。

このように \mathbf{C} , $\mathbf{\Gamma}$ を同時に推定できることが本手法の特徴である。 \mathbf{C} , $\mathbf{\Gamma}$ の初期推定値が得られている場合には、それらを初期値として特性の改善も可能となる。

以上のステップで得られた行列 $\hat{\mathbf{\Gamma}}$ と $\hat{\mathbf{C}}$ をどのように用いることが適当かは適用する到来方向推定アルゴ

リズムに依存する [8]. 例えば以下のような処理を施せば, 校正された信号相関行列 $\tilde{\mathbf{R}}_S$ を得ることができる.

$$\tilde{\mathbf{R}}_S = (\hat{\mathbf{C}}\hat{\mathbf{T}})^{-1} [\tilde{\mathbf{R}} - \hat{\sigma}^2 \mathbf{I}] ((\hat{\mathbf{C}}\hat{\mathbf{T}})^{-1})^H \quad (15a)$$

$$\tilde{\mathbf{R}} = \mathbf{E} [\tilde{\mathbf{r}}(t)\tilde{\mathbf{r}}^H(t)] \quad (15b)$$

ここで, $\mathbf{E}[\cdot]$ はアンサンブル平均, $\hat{\sigma}^2$ は固有値解析で推定された雑音電力である. このような処理を施せば ESPRIT 法などの超解像手法や, SSP 法 [6] が容易に適用可能となる. 本論文では MUSIC 法を用いる. その校正された到来方向推定に関しては後述する (式 (16)).

4. シミュレーション

この章では, NEC2 [9] による数値計算結果を用いて提案手法の収束特性を示す. ここでは, 八つのダイポールアンテナ ($L = 8$) を用いた均一な円アレーのモデルを考える. アンテナ素子として, 半径 0.5 [mm] 長さ 58.0 [mm] のワイヤを用いた. ワイヤは 11 セグメントに分け, 給電点には後の実験系に相当するインピーダンスを付加した. 入射波の周波数は 2.5 [GHz] である. 素子間隔は入射波の半波長である. 校正用データセット数は 2 とし ($M = 2$), 各データセットにおける入射波数を 1 とした ($d = 1$). これは, 式 (12) を満たす, 最も既知波源が少ない条件である.

まず, 雑音に対する特性を示す. NEC2 から得たデータへ白色ガウス雑音を付加し, 数値計算を行った. スナップショット数は 100 であり, 雑音を変えた 100 回のトライアル計算を行った. 推定誤差は, 理論値と推定値の差をフロベニウスノルムで評価した (付録 1. 参照). 理論値は, 既知波源の数を十分に多くし, 直接導出法 [7] を用いて求めた (無雑音). 図 1 は, 既知波源の入射角度を 0, 120 [deg] とし, SNR に対する反復推定ごとの推定誤差を示す. スナップショット数が有限であるため, それぞれの SNR に対応した値に収束する. ただし, 収束速度は雑音によらず一定である. 雑音の影響に対して, 反復回数を多くしても推定精度は向上しない. SNR が 40 [dB] の場合においても, 反復が約 20 回で推定値は収束する. 図 2 は, 反復推定回数を 100 に固定し, スナップショット数と推定誤差の関係を示す. スナップショット数が十分多ければ, 収束値は小さくなる. また, スナップショット数を 10 倍にすると, SNR を 10 [dB] 増したと同等の効果をも有する. これは文献 [11], [12] などで論じられて

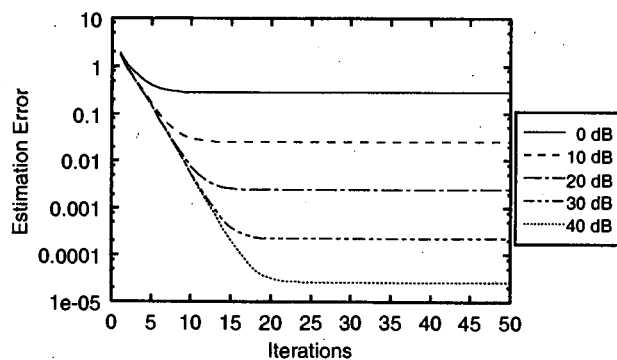


図 1 雑音に対する推定誤差 ($\theta_1 = 0.0$ [deg], $\theta_2 = 120.0$ [deg], スナップショット数 100)
Fig. 1 Estimation error versus SNR. ($\theta_1 = 0.0$ [deg], $\theta_2 = 120.0$ [deg], 100 Snapshots)

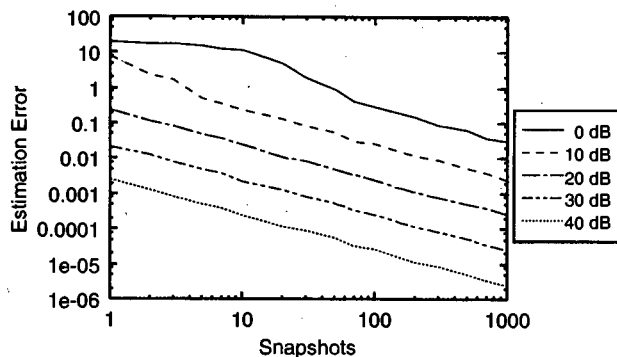
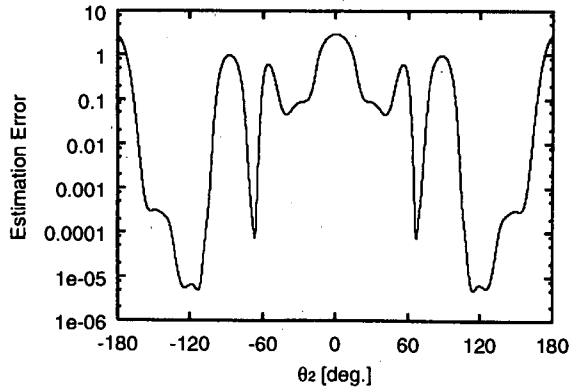


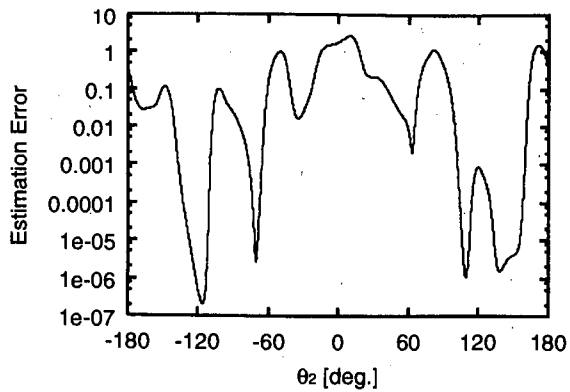
図 2 スナップショット数に対する推定誤差 ($\theta_1 = 0.0$ [deg], $\theta_2 = 120.0$ [deg], 反復回数 100)
Fig. 2 Estimation error versus snapshot. ($\theta_1 = 0.0$ [deg], $\theta_2 = 120.0$ [deg], 100 Iterations)

いるアンテナアレーによる到来方向推定誤差のクラメル・ラオの下界の変化と同様の傾向である.

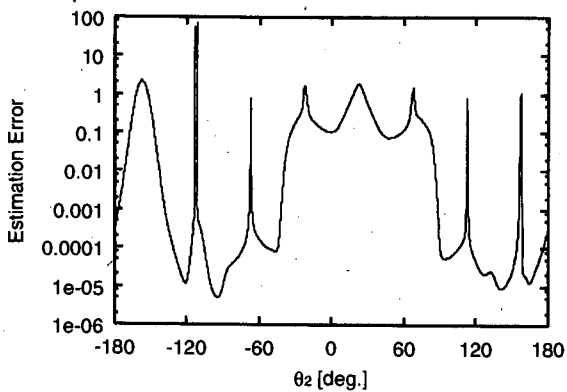
次に, 既知波源の入射角度に対する収束特性を示す. 図 3 (a) は既知波源の 1 波を入射角度 $\theta_1 = 0$ [deg] に固定し, もう 1 波の入射角度 θ_2 を変化させた場合における反復推定の収束値を表す. 図 3 (b) は $\theta_1 = 10$ [deg] としたものである. ここでは無雑音とし, 反復回数は 20 回とした. 同様に, 図 3 (c) は入射角度 θ_1 を 22.5 [deg] に固定した場合のシミュレーション結果である. 図 3 (a), (b) の誤差の極大点は図 4 (a), (b) に示すようにアレー中心と素子を結ぶアレー軸と 2 波が対称となる場合において生じることがわかる. また, 図 3 (c) は θ_1 が素子の角度間隔 45.0 [deg] の 1/2 で到来しているため, 対称性が高くなり, 図 3 (a), (b) のよりも多くの極大点がほぼ 45.0 [deg] 間隔で生じていることがわかる. この組合せにおいては, 対称性のため方程式が特異になっていると考えられる. したがっ



(a) $\theta_1 = 0.0$ [deg]

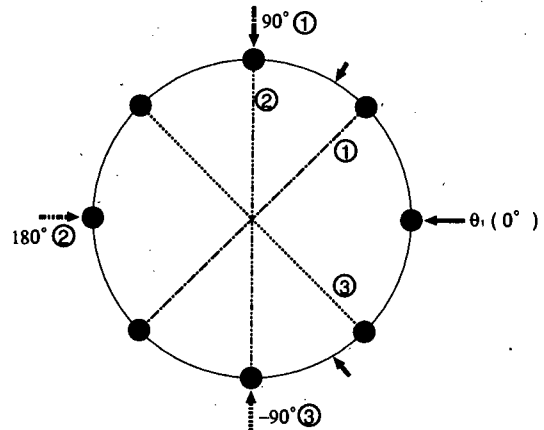


(b) $\theta_1 = 10.0$ [deg]

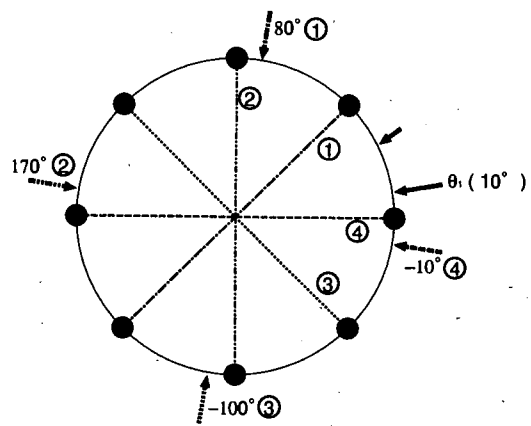


(c) $\theta_1 = 22.5$ [deg]

図3 入射角度に対する推定精度 1 (シミュレーション)
Fig. 3 Calibration performance versus DOA 1.
(Simulation)



(a) $\theta_1 = 0.0$ [deg.]



(b) $\theta_1 = 10.0$ [deg.]

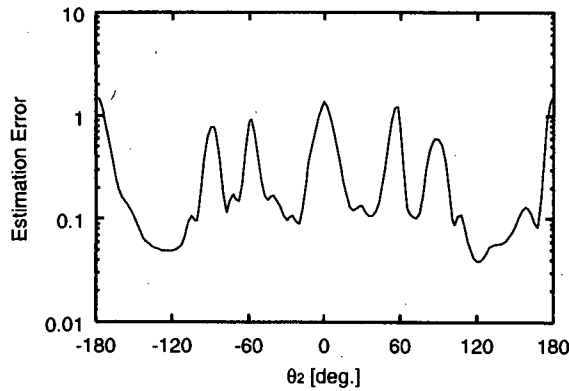
図4 入射角度に対する誤差の極大点と対称軸
Fig. 4 Angle of large error and axis of symmetry for DOA.

5. 実験

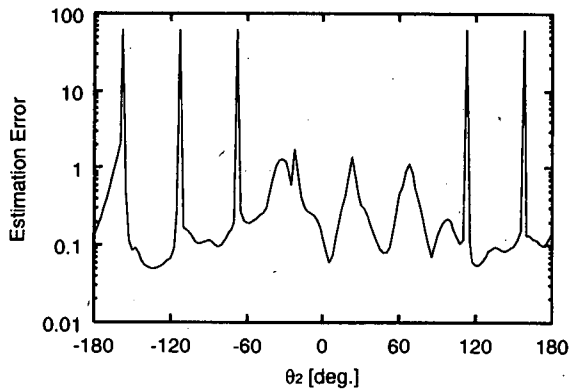
本章では、シミュレーション結果の実験的検証を行う。地板上にモノポールアンテナを8素子円形に配置した受信アンテナを使用した。送信アンテナを固定し、受信アンテナを回転することにより入射角度の異なるデータセットを測定した。測定周波数は2.5 [GHz]、素子間隔は6.0 [cm]である。各データセットのスナップショット数は100である。ただし、実験には諸々誤差が含まれているため、誤差評価における理論値は多数の測定データを用いた直接導出法 [7] で得た。図5は一方の入射角度 θ_1 をそれぞれ 0.0, 22.5 [deg] に固定した結果である。反復回数は20回である。ノイズフロアが高いが、シミュレーションと同様の入射角度 θ_2 で推定値は劣化した。

ここで、反復推定に用いる初期値を考慮する。素子間相互結合の影響を表す行列 C はアンテナアレーの

て、校正角度の選択には、このような角度を避ける必要がある。これは校正であるので、シミュレーションあるいは事前のテスト実験などにより校正可能な組合せを選択するのは容易である。ただし、図3(a)の ± 60 [deg] 付近や図3(b)の 30 [deg] 付近の極大点のように、アレー軸で説明できない組合せもわずかながら存在することには注意が必要である。これらの厳密な証明は今後の課題である。



(a) $\theta_1 = 0.0$ [deg]



(b) $\theta_1 = 22.5$ [deg]

図 5 入射角度に対する推定精度 2 (実験)
Fig. 5 Calibration performance versus DOA 2. (Experiment)

形状にのみ依存する。よって、測定状況（増幅器やケーブルなどの特性）に依存する行列 Γ と違い、行列 C は事前に近似値を得ておくことが可能である。具体的には、アンテナ素子間相互結合を測定し、文献[14]を改良した文献[15]の手法で素子間相互結合係数を簡易的に評価する。素子間相互結合にかかわる校正行列 \hat{C} の近似値を推定し、それを初期値とする方法である。しかし、これは近似値であるため、より高い精度を実現するには反復計算において行列 \hat{C} を更新する必要がある。この場合、本実験における反復推定の収束特性は図 6 のように改善した。このように、初期情報を得ておくことは、本手法において有効である。 Γ に大きな誤差が予想される場合であっても適切な \hat{C} を用いることにより、初回の $\hat{\Gamma}$ 推定で比較的良好な $\hat{\Gamma}$ の推定値を得られることが期待される。このため、安定した反復推定法となることが予想される。また、電波暗室内の測定で評価した素子間相互結合係数は、暗室外や測定器を変えた状況においても反復推定の初期値

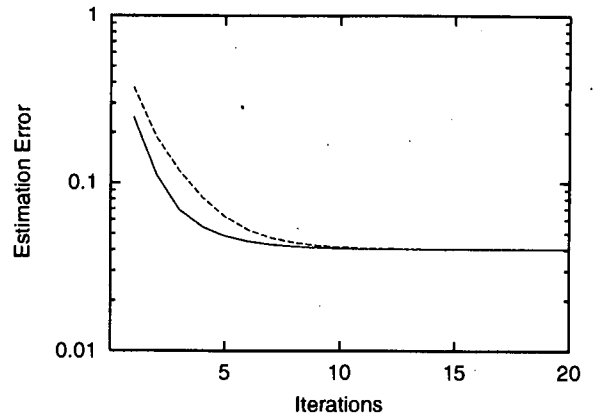


図 6 初期情報の有無による収束特性比較 (初期情報有 (実線), 初期情報無 (破線), $\theta_1 = 0.0$ [deg], $\theta_2 = 120.0$ [deg])

Fig. 6 Convergence performance with different initial values. (estimation with pre-measurement data (solid line), estimation without pre-measurement data (dashed line), $\theta_1 = 0.0$ [deg], $\theta_2 = 120.0$ [deg])

として使用可能である。

同様に、素子間利得・位相誤差が事前に測定可能ならば、行列 $\hat{\Gamma}$ の初期値として用いることができる。この場合、ステップ 1 とステップ 2 の計算を入れ換えて行う。

また、本手法では素子間利得・位相誤差と素子間相互結合誤差を、それぞれ行列 Γ 、 C に分離推定する。増幅器の温度などによって変化する行列 Γ と、変化しない行列 C に分離される。よって、素子間利得・位相誤差の測定が可能でない場合、経時により変化した行列 Γ を再推定するには、既に得られている行列 C を初期値にして反復推定を行う。初期値を用いた推定の有効性は前述のとおりである。行列 C を更新しないのであれば、ステップ 1 を 1 回行うだけで行列 Γ は再推定可能である。及び、必要とされる既知波減数も少ない。

実際に MUSIC 法による推定で、本推定法で得られたパラメータによる校正結果を示す。既知波源の入射角度を $0.0, 120.0$ [deg] とし、20 回の反復推定で校正用パラメータを得た。本論文では、以下のような MUSIC 法の掃引関数で到来方向推定を行った。

$$P_{music}(\theta) = \frac{|\hat{C}\hat{\Gamma}a(\theta)|^2}{\sum_{h=d+1}^L |(\hat{C}\hat{\Gamma}a(\theta))^H e_h|^2} \quad (16)$$

ここで、 e_h ($h = d + 1, \dots, L$) は校正前のデータ相

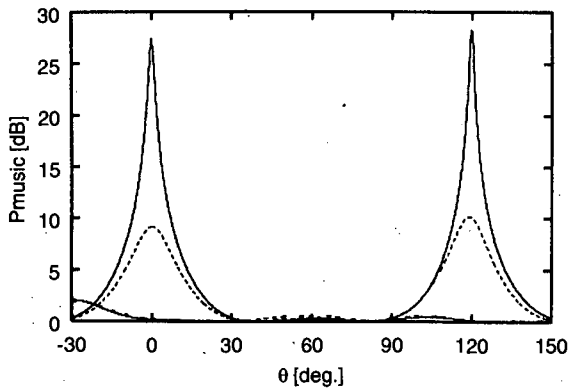


図7 MUSIC スペクトル 1 (校正用データセット, 校正後 (実線), 生データ (破線), $\theta = 0.0, 120.0$ [deg])

Fig.7 MUSIC spectrum 1. (Results of calibration data set, With calibration (solid line), Raw data (dashed line), $\theta = 0.0, 120.0$ [deg])

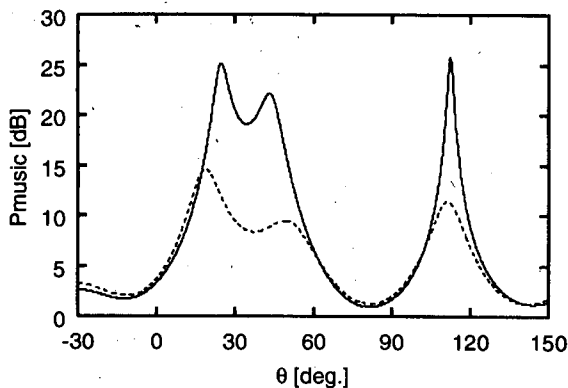


図8 MUSIC スペクトル 2 (インコヒーレントデータ, 校正後 (実線), 生データ (破線), $\theta = 22.5, 45.0, 112.5$ [deg])

Fig.8 MUSIC spectrum 2. (Incoherent data, With calibration (solid line), Raw data (dashed line), $\theta = 30.0, 60.0, 90.0$ [deg])

関行列の雑音固有ベクトルである。図7は校正に用いたデータセットのMUSICスペクトルである。測定データのままである破線に比べて、校正後は実線のように高いピーク値を示す。しかし、ここで問題とすべきは、MUSIC法の高分解能性が得られるかである。そこで、得られた校正用パラメータを他の測定データへ適用する。適用するデータは、入射角度をそれぞれ22.5, 45.0, 112.5 [deg]としたインコヒーレントの測定データである。得られたMUSICスペクトルが図8である。素子間利得・位相誤差や素子間相互結合誤差で劣化した角度分解能が校正により回復され、校正用データセットに用いることができなかつた入射角度も校正可能である。

6. むすび

本論文では、スーパーレゾリューション法で到来方向を推定する際に必要となるアンテナレー校正用パラメータ反復推定法を提案した。この推定法では、誤差要素の未知数に着目し、パラメータ推定に必要な既知波源の数を軽減可能である。特に本論文では、シミュレーションと実験において、既知波源が最も少ない条件で推定法の有効性を確認した。推定能力(校正精度)が既知波源の入射角度に依存することを示したが、これは既知波源を有効な角度に設定すれば回避できる。加えて、事前情報が存在すれば、反復回数が少なく推定できることを示し、実験により本手法の有効性を確認した。

謝辞 本研究で使用した円アレーは阿達透技官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 Propag.*, 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 Signal Process.*, vol.37, no.7, pp.984-995, July 1989.
- [3] 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.
- [4] R.O. Schmidt, "Multilinear array manifold interpolation," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.40, no.4, pp.857-866, April 1992.
- [5] 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ー校正の実験的検証," *信学技報*, A・P2002-41, July 2002.
- [6] T.J. Shan, M. Wax, and T. Kailath, "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals," *IEEE Trans. Acoust., Speech Signal Process.*, vol.ASSP-33, no.4, pp.806-811, Aug. 1985.
- [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] 池田堅一, 千葉建治郎, 山田寛喜, 山口芳雄, "DOA推定法におけるアレー校正効果に関する実験的検討," 2003 信学春季全大, B-1-114, 2003.
- [9] NEC WIN Professional TM, *Antenna Analysis Software Version 1.1*, Nittany Scientific, California, 1997.
- [10] 原 六蔵, 山田寛喜, 山口芳雄, "Re-defined Impedance Matrixを用いた反復アレー校正手法," 2003 信学春季全

- 大, B-1-116, 2003.
- [11] P. Stoica and A. Nehorai, "MUSIC, maximum likelihood, and cramer-rao bound," IEEE Trans. Acoust., Speech Signal Process., vol.37, no.5, pp.720-741, May 1989.
- [12] S.M. Kay, Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory, Prentice Hall, NJ, 1993.
- [13] 原 六蔵, 山田寛喜, 山口芳雄, "アンテナアレー校正における校正用データセット数の軽減について," 信学技報, A・P2002-40, July 2002.
- [14] I.J Gupta and A.A. Ksienski, "Effect of mutual coupling on the performance of adaptive arrays," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-31, no.5, pp.785-791, Sept. 1983.
- [15] H.T. Hui, "Reducing the mutual coupling effect in adaptive nulling using a Re-defined mutual impedance," IEEE Microw. Wireless Comp. Lett., vol.12, no.5, pp.178-180, May 2002.

$$= \begin{bmatrix} a_{k,1}^{(m)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{k,2}^{(m)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{k,3}^{(m)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{k,4}^{(m)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\gamma}_1 \\ \hat{\gamma}_2 \\ \hat{\gamma}_3 \\ \hat{\gamma}_4 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

同様に, 未知数 c_i の線形 1 次方程式として, 式 (11) を変形する. 行列 C について式 (A.4) は自明である. 式 (A.4) のように行列 C を分割して代入すれば, 式 (11) は式 (14) のように未知数 c_i 項で表現できる. 雑音固有ベクトルとデータセットの全組合せにより連立 1 次方程式の解として未知数 c_i が推定可能となる.

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \hat{c}_0 + \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \hat{c}_1 + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \hat{c}_2 \quad (\text{A.4})$$

(平成 15 年 1 月 6 日受付, 4 月 9 日再受付)

付 録

1. 推定誤差

本文で示した推定誤差はパラメータの理論値 C_0 と推定値 \hat{C} の差をフロベニウスノルムで求めた.

$$|\Theta|_F = \text{trace}\{\Theta\Theta^H\} \quad (\text{A.1})$$

$$\Theta = \hat{C} - C_0 \quad (\text{A.2})$$

本手法は $\hat{\Gamma}$ も推定可能であるが, シミュレーションと実験の比較のために用いていない. なぜなら, NEC2 により計算される数値データには素子間利得・位相誤差が存在しないからである.

2. 式 (13), 及び式 (14) の導出

本手法では式 (11) に基づいて, 任意の未知数について線形 1 次方程式として再構成する. 未知数 γ_i について変形した方程式が式 (13) であり, 未知数 c_i について変形した方程式が式 (14) である. ただし, 対象以外の未知数はその時点の値で定数として扱う. なお, 本節においても素子数 $L = 4$ の場合について示す.

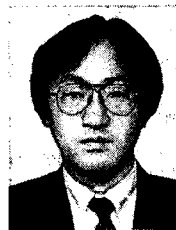
式 (11) へ式 (A.3) を代入すると, 式 (13) を得る. 式 (13) は未知数 γ_i の線形 1 次方程式と扱える. よって, 雑音固有ベクトルとデータセットの全組合せにより連立 1 次方程式の解として未知数 γ_i が推定できる.

$$\begin{bmatrix} \hat{\gamma}_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \hat{\gamma}_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \hat{\gamma}_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \hat{\gamma}_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{k,1}^{(m)} \\ a_{k,2}^{(m)} \\ a_{k,3}^{(m)} \\ a_{k,4}^{(m)} \end{bmatrix}$$



原 六蔵 (正員)

平 11 新潟大・工・情報卒. 現在, 同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伝搬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 本学学術奨励賞受賞. 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.