

SAGE アルゴリズムを用いた高分解能電波到来方向推定のための 方形重み付きアレーアンテナ校正法

石黒 靖博[†] 菊間 信良^{†a)} 平山 裕[†] 榊原久二男[†]

Array Antenna Calibration Method with Rectangular Weighting for
High-Resolution DOA Estimation Using SAGE Algorithm

Yasuhiro ISHIGURO[†], Nobuyoshi KIKUMA^{†a)}, Hiroshi HIRAYAMA[†],
and Kunio SAKAKIBARA[†]

あらまし 移動通信や室内無線通信（無線 LAN）において、周囲の状況や環境に応じて電波伝搬構造を詳細に把握するには、アレーアンテナを用いた到来波の高分解能到来方向（DOA）推定が重要な技術となる。しかし、アレーアンテナには素子間相互結合や素子位置誤差などのアレー誤差が存在するため、DOA 推定に誤差が生じてしまう。したがって、推定誤差の低減のために、アレーアンテナの校正が必要不可欠となる。本研究では、最ゆう推定法に基づく SAGE アルゴリズムに着目し、このアルゴリズムによる高分解能 DOA 推定の校正のために、方形重み付き校正法を提案した。本校正法は、参照信号を用いる校正法に、重み付けを導入したものである。この校正付き SAGE アルゴリズムを用いれば、SAGE 内の個々の到来波推定に適切なアレー校正を施すことができ、良好な DOA 推定が可能となる。本論文では、計算機シミュレーションにより、いくつかの電波環境における本アルゴリズムの特性について検討した。その結果、適切な方形重み付けを施せば、アレー誤差を十分低減でき、良好な DOA 推定ができることが分かり、本アルゴリズムの有効性が確認できた。

キーワード 到来方向推定, SAGE, アレーアンテナ, 校正法, 高分解能

1. ま え が き

近年の無線通信、とりわけ携帯電話に代表される移動通信の発展には目覚ましいものがあり、従来の音声のみならずデータ伝送をも含めた高速デジタル通信システムが実用化されてきている。同時に、伝送される情報は加速度的に増加し、それに伴う無線通信の媒体としての電波（電磁波）の飽和現象が現れている。現在使用されていない高い周波数帯へと開発が進んでいるが、いつの時代にもいわれるように、電波は有限な資源であり、電波の送受を直接担うアンテナに対する期待もますます高まっている [1]。

一方、移動通信や室内無線通信（無線 LAN）などでは基地局の設置を効率良く行ったり多重波伝搬を適切にモデル化する必要がある。この場合、周囲の状況

や環境に応じて電波伝搬構造を詳細に把握することが不可欠である。この電波伝搬解析には到来波（多重波、干渉波）の分離推定が重要な技術となり、高分解能な到来方向推定の手法として、アレーアンテナを用いた到来方向推定法が盛んに検討されている [1], [2]。到来方向推定法には、基本的な推定法である Beamformer 法, Capon 法, そしてアレー入力の相関行列の固有値展開に基づく MUSIC アルゴリズム, Root-MUSIC アルゴリズム, ESPRIT アルゴリズムなどがあり [1], 近年では最ゆう推定法を用いた EM, SAGE アルゴリズム [2], [3] も注目されている。この中でも、コヒーレント波の推定が可能、低 SNR 時に有効であるなどの理由から、本研究では SAGE アルゴリズムに着目している。

到来方向推定法に用いるアレーアンテナは、一般に素子間隔が小さいと相互結合が発生し、その結果、推定に誤差が生じてしまう。素子間隔（素子位置）が誤差を含む場合や、各アンテナ素子につながる受信機、ケーブルのばらつきに起因する各素子（チャンネル）の

[†] 名古屋工業大学大学院工学研究科情報工学専攻, 名古屋市
Department of Computer Science and Engineering, Nagoya
Institute of Technology, Nagoya-shi, 466-8555 Japan
a) E-mail: kikuma@m.ieice.org

利得・位相誤差がある場合も同様である．

これらのアレー誤差を校正する手法として、様々な校正法が研究されている [4] ~ [7]．校正法には、アレーマニフォールドを実測して方向推定に直接用いる方法 [4] や、到来方向が既知である参照信号をいくつか受信してアレー誤差を推定する方法 [5] ~ [7] 等がある．

参照信号を用いる校正法は、参照信号のアレー入力ベクトルを用いるが、加えて様々な工夫がなされている．例えば、素子位置誤差などのようにアレー誤差が到来方向に依存する場合には、参照信号の入力ベクトルに対して、重み付けを施す校正法 [5] が提案されている．また、内部雑音の影響を少なくするために、その入力ベクトルの相関行列の固有ベクトルを用いる校正法 (See-1 法) [6]、更に位置誤差にも対応できる校正法 (See-2 法) [7] 等がある．

本研究では、SAGE アルゴリズムを用いた到来方向推定におけるアレー校正のための方形重み付き校正法を提案した．本校正法は、文献 [6] の See-1 法に、文献 [5] の重み付けを導入したものである．本校正法の特徴を生かして、SAGE アルゴリズムに本校正法を導入した．これを校正付き SAGE アルゴリズムと呼ぶ．このアルゴリズムを用いることで、SAGE 内の個々の到来波推定に適切な校正を施すことができる．本論文では、本アルゴリズムの有効性を確認するため、計算機シミュレーションにより性能の検討を行う．

以下、本論文の構成を述べる．まず、2. でアレーモデルについて説明する．次に、3. 及び 4. で、それぞれ方形重み付き校正法、校正付き SAGE アルゴリズムについて説明する．そして、5. で計算機シミュレーションにより提案手法の特性評価を行い、6. で検討と発展について述べ、7. でまとめと今後の課題を示す．

2. アレーモデル

アレー構成は図 1 に示すような K 素子リニアアレーとする．到来波は L 波入射するとし、その到来角 (DOA) をアレーのブロードサイドから測って $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_L$ とする．また、第 l 波のモードベクトル、複素振幅をそれぞれ $\mathbf{a}(\theta_l)$, $s_l(t)$ ($l = 1, 2, \dots, L$) と表す．この場合、第 l 波のモードベクトル $\mathbf{a}(\theta_l)$ は次のように与えられる．

$$\mathbf{a}(\theta_l) = \left[\exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}d_1 \sin\theta_l\right), \dots, \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}d_K \sin\theta_l\right) \right]^T \quad (1)$$

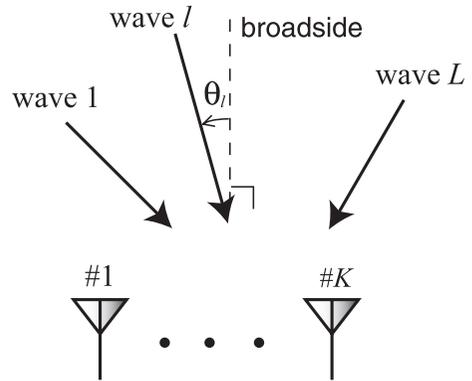


図 1 K 素子リニアアレー
Fig. 1 K -element linear array.

ただし λ は波長、 d_k ($k = 1, 2, \dots, K$) は基準点 (例えば第 1 素子) から第 k 素子の位置までの距離である．このアレーによって得られる観測データ、すなわちアレー入力ベクトル $\mathbf{x}(t)$ は次のように表される．

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{l=1}^L \mathbf{M}_l \mathbf{a}(\theta_l) s_l(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2)$$

$$= \mathbf{A}_M \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3)$$

$$\mathbf{A}_M = [\mathbf{M}_1 \mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{M}_L \mathbf{a}(\theta_L)] \quad (4)$$

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_L(t)]^T \quad (5)$$

ここで、 \mathbf{M}_l は第 l 波に対するアレー誤差行列であり、アレー素子間の相互結合、アンテナ素子の位置誤差、及びアンテナ素子、ケーブル、受信機等に存在する利得・位相誤差を表す $K \times K$ の行列である [2]．また、 \mathbf{A}_M はアレー誤差を含むモード行列、 $\mathbf{n}(t)$ は到来波を受信する際の内部雑音ベクトルである．

3. 方形重み付き校正法

校正をしたい K 素子アレーにおいて、到来方向が既知である参照信号を N 波、個別に受信する．このときの第 i 参照信号のアレー入力ベクトル $\mathbf{x}_i(t)$ は以下のように表される．

$$\mathbf{x}_i(t) = \mathbf{M} \mathbf{a}(\hat{\theta}_i) \hat{s}_i(t) + \mathbf{n}_i(t) \quad (i = 1, 2, \dots, N) \quad (6)$$

ここで、 \mathbf{M} は前章で述べたアレー誤差行列であり、 $\hat{\theta}_i$, $\mathbf{a}(\hat{\theta}_i)$, $\hat{s}_i(t)$ はそれぞれ第 i 参照信号の到来角、モードベクトル、複素振幅である．また $\mathbf{n}_i(t)$ は第 i 参照信号を受信する際の内部雑音ベクトルである．式 (6)

の入力ベクトルに含まれる行列 M を到来波ごとに推定することが本校正法の目的である。

\mathbf{a}_{ei} を第 i 参照信号の相関行列 $\mathbf{R}_i = E[\mathbf{x}_i(t) \mathbf{x}_i^H(t)]$ の最大固有値の固有ベクトルとすると、

$$M\mathbf{a}(\hat{\theta}_i) = c_i \mathbf{a}_{ei} \quad (c_i: \text{複素定数}) \quad (7)$$

の関係が成り立つ [6]。そこで、

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\hat{\theta}_1), \dots, \mathbf{a}(\hat{\theta}_N)] \quad (8)$$

$$\mathbf{A}_e = [\mathbf{a}_{e1}, \dots, \mathbf{a}_{eN}] \quad (9)$$

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{c_1, \dots, c_N\} \quad (10)$$

ととき、以下の到来波ごとの評価関数 J_l を構成する。

$$J_l = \|(M_l \mathbf{A} - \mathbf{A}_e \mathbf{\Lambda}) \mathbf{W}_l^{\frac{1}{2}}\|_F^2 \quad (11)$$

$$\mathbf{W}_l = \text{diag}\{\omega_{l1}, \dots, \omega_{lN}\} \quad (12)$$

ここで、求める行列 M は式 (2) で定式化したように、実際の到来波ごとに異なると考えられるため、 M を $M_l (l = 1, 2, \dots, L)$ と置き換えている。また、 $\omega_{li} (i = 1, 2, \dots, N)$ は第 l 波に対する重み付け (実数) である。この重み付けを各到来波に対して効果的に決定する。その上で、 J_l を M_l と $\mathbf{\Lambda}$ に関して最小化することによって各到来波に適したアレー誤差行列 M_l を求めることができる [6]。以下に、第 l 波に対する重み付けの決定法について説明する。

本校正法では、注目している到来波、つまり第 l 波の到来方向付近の参照信号に、大きな重み付けを施す。しかし、到来波の到来方向は未知であるので、MUSIC や Root-MUSIC など [1] を用いて、簡易到来方向推定を行い、その推定角度を利用する。この推定角度に最も近い参照信号の到来角を θ_c とし、 θ_c がアレーのブロードサイド方向付近の場合と、エンドファイア方向付近の場合の例をそれぞれ図 2、図 3 に示す。参照信号は $-70^\circ \sim 70^\circ$ まで 10° 間隔にある (●印のある角度)。図のように、 θ_c 付近の参照信号の重み付けを連続して 1 とし、それ以外はローレベルである α ($0 < \alpha < 1$) とする。基本的には θ_c を中心として対称に 1 の重み付けを行う。図 2 の場合は θ_c を中心に対称な 1 の重み付けを行うことができるが、図 3 の場合にはそれができないので、非対称な重み付けとする。また、重み 1 をもつ参照信号の数を方形幅 (rw) と呼ぶこととする。図 2、図 3 の場合では方形幅 (rw) は 5 である。

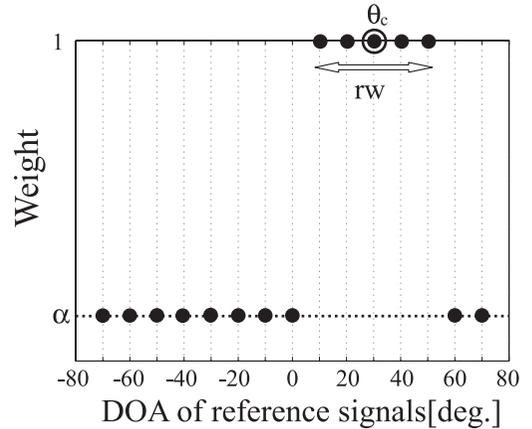


図 2 ブロードサイド方向付近の重み付けの例 ($\theta_c = 30^\circ$, $rw = 5$)

Fig. 2 Example of rectangular weighting for DOA near broadside direction ($\theta_c = 30^\circ$, $rw = 5$).

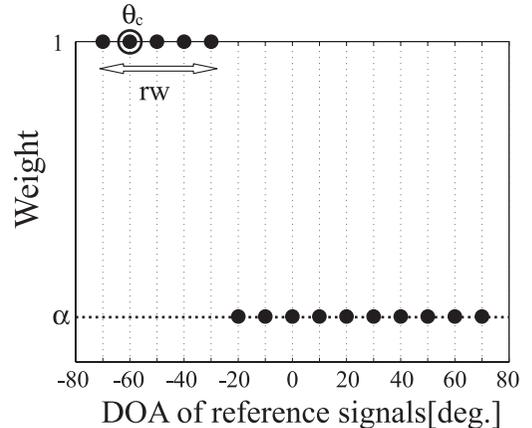


図 3 エンドファイア方向付近の重み付けの例 ($\theta_c = -60^\circ$, $rw = 5$)

Fig. 3 Example of rectangular weighting for DOA near endfire direction ($\theta_c = -60^\circ$, $rw = 5$).

4. 校正付き SAGE アルゴリズム

SAGE アルゴリズム [2], [3] は到来波ごとの反復計算 (SAGE サイクル) により、到来方向を推定する手法であり、SAGE サイクルは、二つのステップ: E (Expectation)-step, M (Maximization)-step で構成される。本論文では、SAGE アルゴリズムと前章の方形重み付き校正法を組み合わせた校正付き SAGE アルゴリズムについて説明する。アレー入力ベクトルを $\mathbf{x}(t)$ として、 L 波到来する場合における反復 m 回目の第 l 波 ($l = 1, 2, \dots, L$) の SAGE サイクルを次に

示す．以降，上添字 (m) は反復 m 回目の値であることを表す．

[E-step] 第 l 波の到来角の推定値 $\theta_l^{(m)}$ ，複素振幅の推定値 $s_l^{(m)}(t)$ のもとで完全データ (1 波受信データ) の最ゆう推定値 $x_l^{(m)}(t)$ を次のように求める．

$$x_l^{(m)}(t) = s_l^{(m)}(t) \mathbf{a}(\theta_l^{(m)}) + \left[\mathbf{x}(t) - \mathbf{A}_M^{(m)} \mathbf{s}^{(m)}(t) \right] \quad (13)$$

$$\mathbf{A}_M^{(m)} = [M_1^{(m)} \mathbf{a}(\theta_1^{(m)}), \dots, M_L^{(m)} \mathbf{a}(\theta_L^{(m)})] \quad (14)$$

$$\mathbf{s}^{(m)}(t) = [s_1^{(m)}(t), \dots, s_L^{(m)}(t)]^T \quad (15)$$

ただし， $\mathbf{a}(\theta_l^{(m)})$ は第 l 波のアレー誤差を含まないモードベクトル， $\mathbf{A}_M^{(m)}$ はアレー誤差を含むモード行列， $M_l^{(m)}$ は第 l 波に対するアレー誤差行列の推定値である．ここで，推定した完全データ $x_l^{(m)}(t)$ は，アレー誤差が抑制されている．

[M-step] E-step で得られた完全データ $x_l^{(m)}(t)$ のゆう度を最大化するパラメータ値 $\tilde{\theta}_l^{(m)}$ ， $s^{(m)}(t)$ を推定する．具体的には，パラメータ推定値は，完全データの相関行列 $C_l^{(m)} = E[x_l^{(m)}(t) x_l^{(m)H}(t)]$ を用いて，次のように求められる．

$$\tilde{\theta}_l^{(m)} = \arg \max_{\theta} \frac{\mathbf{a}^H(\theta) C_l^{(m)} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{a}(\theta)} \quad (16)$$

$$\mathbf{s}^{(m)}(t) = (\mathbf{A}_M^{(m)H} \mathbf{A}_M^{(m)})^{-1} \mathbf{A}_M^{(m)H} \mathbf{x}(t) \quad (17)$$

ただし， $\mathbf{A}_M^{(m)}$ は次のように第 l 波のみ更新している．

$$\mathbf{A}_M^{(m)} \leftarrow [M_1^{(m)} \mathbf{a}(\theta_1^{(m)}), \dots, M_{l-1}^{(m)} \mathbf{a}(\theta_{l-1}^{(m)}), M_l^{(m)} \mathbf{a}(\tilde{\theta}_l^{(m)}), M_{l+1}^{(m)} \mathbf{a}(\theta_{l+1}^{(m)}), \dots, M_L^{(m)} \mathbf{a}(\theta_L^{(m)})]$$

なお，複素振幅の推定については，文献 [2] で紹介されている EM アルゴリズムの一つのように，その時点での到来波全体の方向推定値と実際の受信データ $\mathbf{x}(t)$ を用いて式 (17) により $\mathbf{s}^{(m)}(t)$ の成分全体を更新している．オリジナルの SAGE では，M-step で式 (16) から到来角 $\tilde{\theta}_l^{(m)}$ が求まると，式 (13) の 1 波受信データから対応する到来波の複素振幅 $s_l^{(m)}(t)$ を求める．この場合，到来角の推定誤差と式 (13) の推定誤差が複素振幅の推定に影響を与えることになる．これに対して，式 (17) を用いた場合は，少なくとも式 (13) の推定誤差は含まれない．更に，実際の受信データ $\mathbf{x}(t)$ を用いて到来波全体の複素振幅 $\mathbf{s}^{(m)}(t)$ を求めるので，より全体的な調整が施された複素振幅推定値が得られる．このような理由から，本研究では，SAGE 自身の

推定精度の向上を図る目的で，上記の方法を選択している．また SAGE では，到来角の初期値を与える必要がある．ゆえに，SAGE で推定を行う前に，MUSIC や Root-MUSIC など [1] で簡易到来方向推定を行い，その推定角度を初期値として与えることになる．一方， $M_l^{(m)}$ の更新には方形重み付き校正法を用いるが，その初期値には SAGE 同様，簡易推定角度を用い，反復 2 回目以降は，より推定精度の高い $\tilde{\theta}_l^{(m)}$ を用いている．

以降，推定値が収束するまで，E-step，M-step を繰り返す．

5. 計算機シミュレーションによる解析

5.1 シミュレーション条件

提案手法の基本特性を検討するために，表 1，表 2 の条件下で計算機シミュレーションを行った．使用したアレーアンテナのプロードサイド方向のビーム幅が約 13° であることを考慮して，校正用参照信号は 10° 間隔に設定した．また一般に校正には高い精度が要求されるため，表 2 の校正用のスナップショット数は，表 1 の方向推定用のものより多くしてある．入力 SNR についても同じ理由から校正用は高く設定してある．

アレー誤差は，垂直ダイポールアンテナの素子間結合と素子位置誤差からなる．素子間結合は ICT (Improved Circuit Theory) [8] を用いて計算した．また素子位置誤差については，推定試行ごとに，素子の設定位置を中心に $\pm 0.12\lambda$ の間で一様に変化させた．ここで「+」は第 1 素子から遠ざかる方向に「-」は第 1 素子に近づく方向に誤差を与えることを意味する．

本シミュレーションでは，重み付けなしの校正 (See-1 法) を施した Root-MUSIC アルゴリズム [1] による簡易到来方向推定を行った．この値から，SAGE アル

表 1 シミュレーション諸元
Table 1 Simulation conditions.

アレー形状 アンテナ素子 素子数 素子間隔 スナップショット数	等間隔リニアアレー 垂直ダイポール (半波長) 8 0.5 λ (誤差を含む) 50
---	--

表 2 校正用参照信号に関する設定
Table 2 Setup of reference signals for calibration.

設定方向 スナップショット数 入力 SNR	-70° ~ 70° で 10° 間隔 100 30 dB
-----------------------------	-------------------------------------

表 3 電波環境 (到来方向が変化, 角度差: 30°)
 Table 3 Radio environment (DOAs are varied with angular difference of 30°).

到来波数	2
到来方向	$\theta_1 = -80^\circ \sim 50^\circ$ $\theta_2 = \theta_1 + 30^\circ$ (20 dB, 20 dB)
入力 SNR (第 1 波, 第 2 波)	

ゴリズムに必要な初期値を得るとともに, 校正に必要な重み付け $W_l^{(0)}$ を決定し, 到来波ごとのアレー誤差行列 $M_l^{(0)}$ を求めた. ただし, SAGE の反復回数を 20 回とした. また, 到来波については個々の検討で電波環境を示すが, 提案手法の基本性能を明らかにするために, 無相関波が 2 波到来する環境ですべて検討を行った. 個々の検討における 2 波の到来角度差は, やはりアレーアンテナのブロードサイド方向のビーム幅が約 13°であることを考慮に入れて設定してある. なお, 推定結果の評価方法には, 次式で定義される二乗平均誤差 (RMSE: Root Mean Square Error) を用い, 試行回数は 100 回とした.

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \left\{ \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P (\hat{\theta}_{lp} - \theta_l)^2 \right\}} \quad (18)$$

- L : 到来波数 (= 2)
- P : 試行回数 (= 100)
- $\hat{\theta}_{lp}$: 試行 p 回目の第 l 波の推定値
- θ_l : 第 l 波の真値 (設定値)

5.2 到来方向を変化させた場合の検討

到来波の到来方向を変化させた場合において, シミュレーションを行った. 電波環境を表 3 に示す.

まず, アレーアンテナに対し, 方形重み付き校正法を施した場合, See-1 法を施した場合 (W_l が単位行列の場合), See-2 法を施した場合, 及び校正を施さない場合を比較する. 図 4 はその結果である. ただし, 方形重み付けは方形幅 $rw = 9$, ローレベル $\alpha = 10^{-4}$ とした. また, 理論下限値 (CRB) [9] も示した.

これより校正を行わない場合, 推定結果が悪いことが分かる. これに対して校正を行った場合, エンドファイア方向付近を除く角度範囲で改善が見られる. 校正法を比較すると, 方形重み付き校正法は素子位置誤差を推定する See-2 法と同等の推定精度 (図中, 両線はほぼ重なっている) であり, See-1 法よりも精度が高いことが分かる. しかし, See-2 法は素子位置誤差推定に非線形最小化の繰返し演算を用いているため [7],

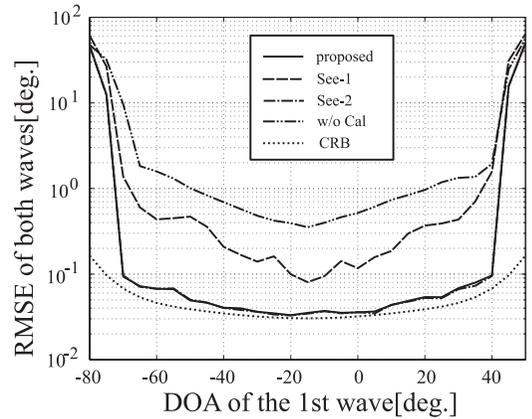


図 4 第 1 到来波の到来方向と RMSE の関係 (各校正法の比較, 表 3)

Fig. 4 RMSE vs. DOA of 1st wave (Comparison of calibration methods, Table 3).

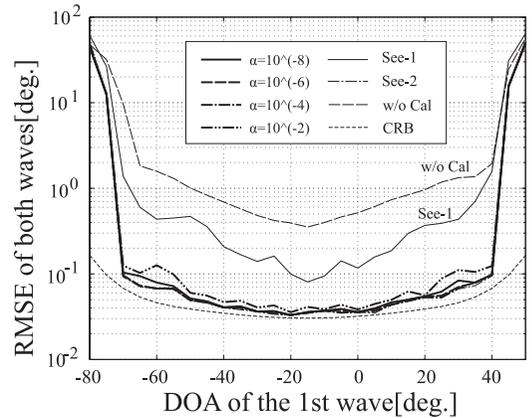


図 5 第 1 到来波の到来方向と RMSE の関係 (提案法: $\alpha = 10^{-8} \sim 10^{-2}$, 表 3)

Fig. 5 RMSE vs. DOA of 1st wave with $\alpha = 10^{-8} \sim 10^{-2}$ in proposed method (Table 3).

提案校正法よりも計算時間が実測で約 100 倍長くなる. ゆえに, 提案校正法が有効であるといえる.

次に, 方形重み付けのパラメータ (α と rw) の違いによって, 校正効果がどのように異なるかを調べる. 最初に α の検討を行う. 図 4 と同じ電波環境において, 方形幅 $rw = 9$, ローレベル $\alpha = 10^{-8} \sim 10^{-2}$ である重み付けによって校正を行ったときの推定結果を図 5 に示す. これより, α によって校正効果に違いがあり, $\alpha = 10^{-6} \sim 10^{-4}$ の推定結果がよいことが分かる.

更に, 表 4 の四つの電波環境 (case 1~case 4) で, $rw = 9$ として, $\alpha = 10^{-10} \sim 1$ と変化させたとき

表 4 電波環境 (α が変化)
Table 4 Radio environment (α is varied).

到来波数	2
到来方向 (第 1 波, 第 2 波)	($-5^\circ, 25^\circ$) (case 1) ($35^\circ, 65^\circ$) (case 2) ($5^\circ, 15^\circ$) (case 3) ($45^\circ, 55^\circ$) (case 4)
入力 SNR (第 1 波, 第 2 波)	(20 dB, 20 dB)

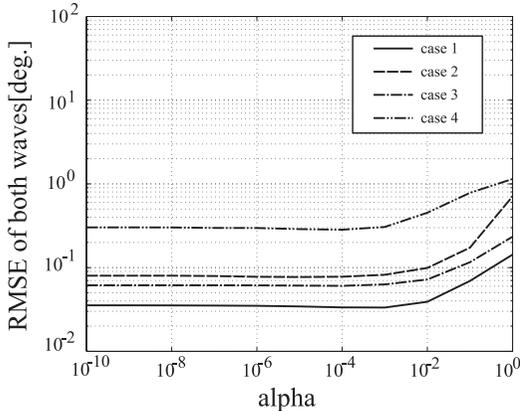


図 6 α と RMSE の関係 (提案法, 表 4)
Fig. 6 RMSE vs. α in proposed method (Table 4).

の推定結果を図 6 に示す。ただし、 $\alpha = 1$ の場合は、See-1 法を施した場合に相当する。これより、四つの電波環境に共通した α の最適値は、 $\alpha = 10^{-4}$ くらいであり、その値を中心に良好な方向推定結果を与える範囲が広いことを確認できる。以後の検討においては、 $\alpha = 10^{-4}$ とする。

続いて、方形幅 rw による校正効果の違いを検討する。図 4 と同じ電波環境において、 $rw = 7 \sim 13$ (ただし全幅 15) としたときの推定結果を図 7 に示す。結果より、方形幅 rw によって、校正効果に違いがあり、 $rw = 7 \sim 11$ の推定結果がよいことが分かる。また、図 5 と併せて、重み付けの効果が確認できる。

同様の検討を、到来波 2 波の角度差を 10° に変えて行った。これにより、到来波の角度差に、方形幅が依存するかどうかを確認する。表 5 にシミュレーションに用いた電波環境を示す。図 8 は、重み付けの方形幅 rw を変化させたときの推定結果である。これより、全体的に推定精度が悪くなるものの、到来波 2 波の角度差が 30° の場合と同様に、校正付き SAGE アルゴリズムが有効であることが分かる。また、方形幅も $rw = 7 \sim 11$ の結果がよいことが分かる。

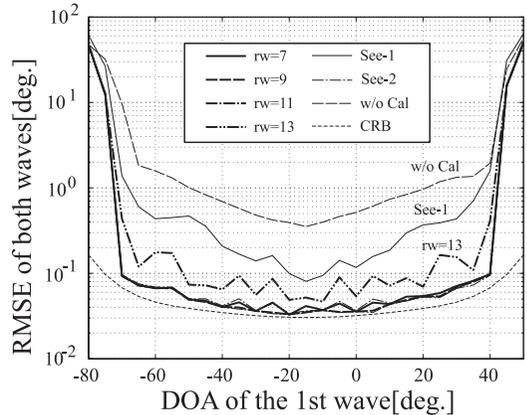


図 7 第 1 到来波の到来方向と RMSE の関係 (提案法: $rw = 7 \sim 13$, 角度差: 30° , 表 3)
Fig. 7 RMSE vs. DOA of 1st wave with $rw = 7 \sim 13$ in proposed method (angular difference 30° , Table 3).

表 5 電波環境 (到来方向が変化, 角度差: 10°)
Table 5 Radio environment (DOAs are varied with angular difference of 10°).

到来波数	2
到来方向	$\theta_1 = -80^\circ \sim 70^\circ$ $\theta_2 = \theta_1 + 10^\circ$
入力 SNR (第 1 波, 第 2 波)	(20 dB, 20 dB)

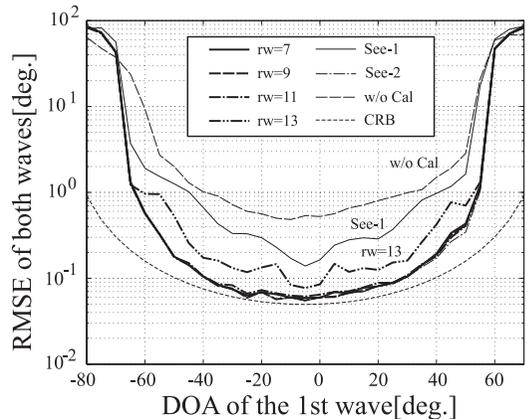


図 8 第 1 到来波の到来方向と RMSE の関係 (提案法: $rw = 7 \sim 13$, 角度差: 10° , 表 5)
Fig. 8 RMSE vs. DOA of 1st wave with $rw = 7 \sim 13$ in proposed method (angular difference 10° , Table 5).

次に、到来波 2 波の角度差を変化させ、これまでと同様に方形幅の検討を行った。電波環境を表 6 に、そのときの推定結果を図 9 に示す。結果より、到来波 2

表 6 電波環境 (第 1 到来波の到来方向のみ変化)
Table 6 Radio environment (DOA of 1st wave is varied).

到来波数	2
到来方向	$\theta_1 = -80^\circ \sim 80^\circ$ $\theta_2 = 30^\circ$
入力 SNR (第 1 波, 第 2 波)	(20 dB, 20 dB)

表 7 電波環境 (2 波の SNR が変化)
Table 7 Radio environment (SNRs of both waves are varied).

到来波数	2
到来方向 (第 1 波, 第 2 波)	$(-5^\circ, 25^\circ)$ (case 1) $(35^\circ, 65^\circ)$ (case 2)
入力 SNR	-10 ~ 30 [dB] (2 波とも同じ)

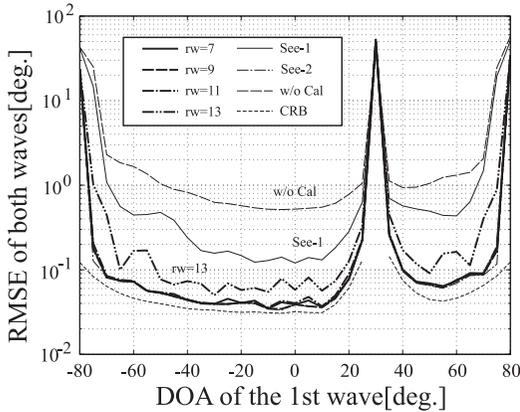


図 9 第 1 到来波の到来方向と RMSE の関係 (提案法: $rw = 7 \sim 13, \theta_2 = 30^\circ$, 表 6)
Fig. 9 RMSE vs. DOA of 1st wave with $rw = 7 \sim 13$ in proposed method ($\theta_2 = 30^\circ$, Table 6).

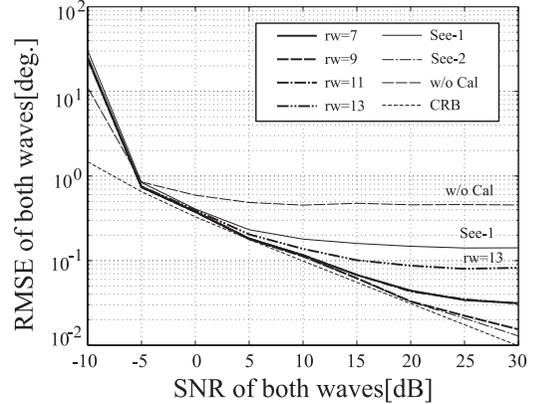


図 11 両波の SNR と RMSE の関係 (提案法: $rw = 7 \sim 13$, 表 7 : case 1)
Fig. 11 RMSE vs. SNR of both waves with $rw = 7 \sim 13$ in proposed method (Table 7, case 1).

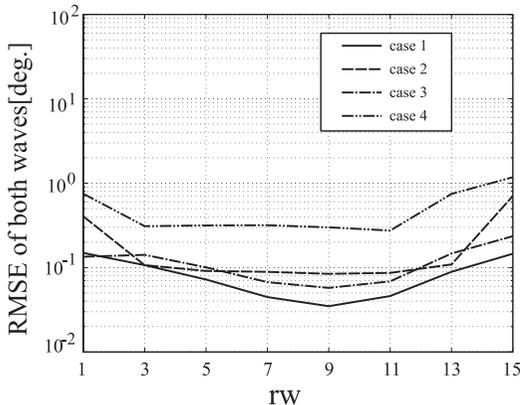


図 10 rw と RMSE の関係 (提案法, 表 4)
Fig. 10 RMSE vs. rw in proposed method (Table 4).

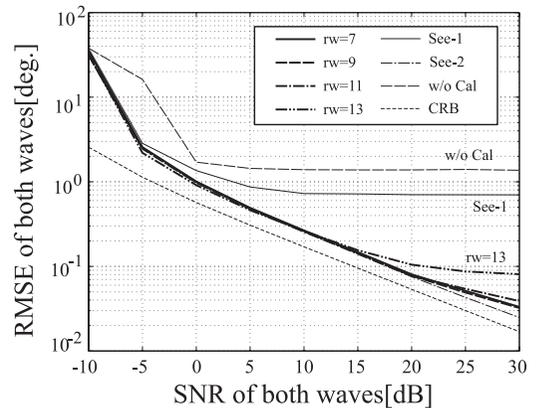


図 12 両波の入力 SNR と RMSE の関係 (提案法: $rw = 7 \sim 13$, 表 7 : case 2)
Fig. 12 RMSE vs. SNR of both waves with $rw = 7 \sim 13$ in proposed method (Table 7, case 2).

波の到来角が接近しすぎる場合 (30° 付近) を除いて, 本アルゴリズムが有効であり, 方形幅 $rw = 7 \sim 11$ の推定結果がよいことが分かる.

最後に, 図 6 と同じ表 4 の四つの電波環境で, $rw = 1 \sim 15$ と変化させたときの推定結果を図 10 に示す. ただし, $rw = 15$ の場合は, See-1 法を施した場合に相当する. これよりやはり方形幅 $rw = 7 \sim 11$

が四つの電波環境を通じて良好で, 特に $rw = 9$ がよいことが確認できる. 以上から, 8 素子半波長等間隔リニアアレーに本アルゴリズムを適用した際の重み付けの方形幅は $7 \sim 11$ がよいことが分かった.

5.3 入力 SNR を変化させた場合の検討

表 7 の電波環境で入力 SNR を変化させてシミュ

レーションを行った．到来方向はブロードサイド方向付近とエンドファイア方向付近の2通り (case 1~2) とし，到来波2波の角度差を 30° とした．重み付けの方形幅を $rw = 7 \sim 13$ としたときの推定結果を図11，図12に示す．

結果より，どちらの場合もこれまでの検討と同様， $rw = 9$ の結果が最もよいことが分かる．したがって，入力SNRを変化させた場合の検討結果からも，本アレーアンテナにおいて重み付けの方形幅は $rw = 9$ とすればよいことが分かる．

6. 検討及び発展

本論文のシミュレーションは，簡単のため，8素子半波長等間隔リニアアレーを用いて行った．SAGEアルゴリズムは相関波の推定が可能であるので，MUSICやESPRITのように空間平均法[1]を前処理として使用する必要がない．それゆえ，アレー形状は任意に拡張できる．例えば， 360° 全方位にわたって推定したい場合には，サーキュラアレーを用いることができる．その場合の校正用参照信号の設定はサーキュラアレーのビーム幅を考慮して設定することになる．また，本論文では，提案校正法をSAGEアルゴリズムに適用した．これは，SAGEアルゴリズムがE-stepで1波受信データを作成し，方向推定を1波問題に帰着させているところが，提案校正法における特定方向(1波)の重み付け方式の考え方と一致していたからである．MUSICやESPRITに対しても，校正の重み付けのための簡易方向推定が必要となるが，提案校正法は適用可能である．

本論文では，提案校正法の基本性能の確認のため到来波は無相関波2波としたが，移動通信や無線LAN等の実際の電波環境では多くのコヒーレント波が到来する．この場合，どのようなアルゴリズムでも方向推定精度が劣化する可能性があるため，提案校正法の簡易方向推定精度も劣化すると考えられる．よって，校正の重み付け誤差，最終的には方向推定誤差につながるものが予想される．多数波が到来する環境での提案校正法の動作検討については，MUSICやESPRITへの適用と併せて今後の課題としたい．

7. むすび

本研究では，素子間相互結合や素子位置誤差を含んだアレーアンテナによる高分解能到来方向推定の改善を目的として，校正付きSAGEアルゴリズムについ

て検討した．これは参照信号を用いた重み付き校正法をSAGEアルゴリズムに導入したもので，到来方向推定の計算機シミュレーションにより，提案法の特性評価を行った．

計算機シミュレーションでは，無相関波2波が到来する場合を想定し，2波の到来方向や入力SNRを変え，いくつかの電波環境で提案法を検討した．特に，校正効果の高い重み付けを行うため，方形重み付けのパラメータである方形幅 rw とローレベル α について検討を行った．その結果，方形幅 rw と α には電波環境によらない共通の最適値が存在し，その最適値を設定することで良好な特性が得られることが分かった．

今後の課題としては，アレーアンテナの素子数や電波環境に応じて，最適な重み付けの決定のためのガイドラインを作成すること，リニアアレーから任意形状のアレーに拡張すること，コヒーレント波を含む多数波環境で検討すること，SAGE以外のアルゴリズムに適用すること，及び実験により，本アルゴリズムの検討を行うこと等が挙げられる．

文 献

- [1] 菊間信良，アダプティブアンテナ技術，オーム社，2003.
- [2] 山田寛喜，“高分解能到来波推定法の基礎と実際，アンテナ，伝搬における設計”解析手法ワークショップ(第33回)，pp.77-84，2006.
- [3] P.J. Chung and J.F. Bohmex, “DOA estimation using fast EM and SAGE algorithms,” *Signal Process.*, vol.82, pp.1753-1762, Nov. 2002.
- [4] 山田寛喜，“アレーアンテナの素子間相互結合校正法とその精度に関する比較検討”，*信学技報*，A-P2002-218, March 2003.
- [5] Y. Wang and S. Xu, “Mutual coupling calibration of DBF array with combined optimization method,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.51, no.10, pp.2947-2952, Oct. 2003.
- [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, March 1994.
- [7] C.M.S. See and B.K. Poh, “Parametric sensor array calibration using measured steering vectors of uncertain locations,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.47, no.4, pp.1133-1137, April 1999.
- [8] N. Inagaki, “An improved circuit theory of a multielement antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.AP-17, no.2, pp.120-124, March 1969.
- [9] P. Stoica, E.G. Larsson, and A.B. Gershman, “The stochastic CRB for array processing: A textbook derivation,” *IEEE Signal Process. Lett.*, vol.8, no.5, pp.148-150, May 2001.

(平成21年5月27日受付，9月21日再受付)



石黒 靖博 (学生員)

平 19 名工大・工・電気情報卒．平 21 同
大大学院工学研究科博士前期課程了．同年
東芝情報システム(株)入社．在学中，到
来方向推定のためのアレーアンテナ校正法
に関する研究に従事．



菊間 信良 (正員)

昭 57 名工大・工・電子卒．昭 62 京大
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，平
13 同教授，現在に至る．工博．アダプティ
ブアレー，到来方向推定，多重波伝搬解析，
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．著書「アレーアンテナによる適応信号処理」
「アダプティブアンテナ技術」など．IEEE シニア会員．



平山 裕 (正員)

平 10 電通大・電気通信・電気情報卒．平
12 同大大学院博士課程了．平 15 電通大
リサーチ・アソシエイト，同年名工大助教，
現在に至る．工博．環境電磁工学，アンテ
ナ工学の研究に従事．IEEE 会員．



榊原久二男 (正員)

平 3 名工大・工・電気情報卒．平 8 東工
大大学院博士課程了．同年(株)豊田中央
研究所入社．平 14 名工大講師，平 16 同順
准教授，現在に至る．平 12~13 独国ウル
ム大学客員研究員．工博．ミリ波アンテナ，
移動通信用アンテナの研究に従事．IEEE
シニア会員．