

高分解能到来方向推定のためのアレーキャリブレーション手法

山田 寛喜^{†a)}

Array Calibration Technique for High-Resolution Direction of Arrival Estimation

Hiroyoshi YAMADA^{†a)}

あらまし アダプティブアレーアンテナやデジタルビームフォーマにおける指向性制御, アレーアンテナによる高分解能到来方向/端末位置推定など, 近年, アレーアンテナにおける様々な信号処理手法の実用化が積極的に進められている. ハードウェア面においても, 車載レーダや無線 LAN の MIMO システムなど, アレーアンテナは我々の身近なものとなり, 今後, 更に幅広いアプリケーションへ展開されることが期待される. これはビーム/ヌルステアリング, 及び信号/雑音部分空間の概念を用いた信号分離アルゴリズムの研究が進んだ成果といえる. しかしながら, これらの信号処理アルゴリズムの多くは, 実際のアレーアンテナにおいて不可避な素子間相互結合を無視しているばかりでなく, 素子のばらつきなどの製作に伴う誤差が考慮されていない. 高い分離能力ももつことは, すなわち, 誤差に対しても敏感であることを意味する. 手法本来の性能を実現するには, 誤差の補償, すなわち, キャリブレーションが不可欠である. この論文では, 様々なキャリブレーション手法を概説し, 筆者等による仮想アレーを用いたキャリブレーション手法の特徴を明らかにする. 更に残された課題と今後の展望を論じる.

キーワード 到来方向推定, アレーアンテナ, キャリブレーション, 素子間相互結合, MUSIC 法

1. ま え が き

アレーアンテナのキャリブレーション (Calibration, 校正) 問題に関する研究は 1980 年代付近から散見 [1], [2] されることから分かるように, 古くから研究されているテーマである. このころは, アダプティブアレー [3] の黎明期であり, 鋭いヌルの形成による不要波除去を実現するため, 信号処理アルゴリズムの定式化において考慮されていない素子間相互結合などの誤差要因の補償を目的とした研究が進められた.

1990 年代から再び, アレーキャリブレーションに関する論文が多数報告されている. これは 80 年代後半から多数提案された高分解能到来方向推定法の実現に向けた研究である. 主要な高分解能到来アルゴリズムは, アダプティブアレーのヌルステアリングアルゴリズムと密接な関係 [4] があり, アダプティブアレー同様, (素子のばらつきや製作誤差, 素子間相互結合なしの) 理想的なアレーとして開発されている. したがっ

て, 誤差存在時の特性劣化は著しい. 2000 年ごろからは, スマートアンテナ基地局における端末の方位・位置推定を目的とした研究が多い (例えば [5]~[8]). このように目的は変化しているものの, アレーアンテナのキャリブレーション問題は, 30 年以上にわたり研究が続けられている分野である. これはすなわち, 様々なアプリケーションに対して網羅的に有効であるキャリブレーション手法が開発されるに至っていないことを意味している.

本論文では, まず, 高分解能到来方向推定の実現を目的として, 対象とするアレー信号モデルとその誤差, 及び, 従来の様々なキャリブレーション手法を概説する. 次に, 筆者らの研究グループで開発している拡張アレーの概念を用いたキャリブレーション手法とその最適化の特徴を論じ, 計算機シミュレーション, 実験結果を通して, その精度を明らかにする. 現在までの様々なキャリブレーション手法においては, いずれの手法にも利点・欠点が存在する. 提案する仮想アレーに基づくキャリブレーション手法は, それらの手法の利点をバランスよく取り込み, 簡易な信号処理演算で実現可能とした手法である. 本論文の構成は以下のとおりである.

[†] 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

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

まず, 2. でアレーアンテナにおける到来方向 (Direction of Arrival, DOA) 推定問題において一般的に用いられる理想的なアレー受信信号モデルを示し, 3. で実際のアレーにおいて生じる誤差を, その生成要因と特徴から受信機系のアナログ誤差, 素子位置誤差, 素子間相互結合に大別して解説している. 更に 4. では, 既存のキャリブレーション手法を, 実測ベースのアレーモードベクトル (あるいはアレーマニフォールド) の直接キャリブレーション, 校正行列によるキャリブレーション, 加えて実測によらず (あるいは少ない実測データを併用した) アンテナ解析的なアプローチによるキャリブレーション手法に分類し, それぞれの特徴と問題点を論じる. 更に 5. において, 筆者らの研究グループにおける仮想アレーの概念に基づくキャリブレーション手法を概説し, 計算機シミュレーション, 実験を通して, その有効性とロバスト性を示した. 続く 6. では, 本論文で取り扱わなかったいくつかの課題を通して, 今後の展望を示している. 最後の 7. はまとめである.

2. アレーアンテナによる到来方向推定問題

アレーアンテナによる到来方向問題は, フーリエ変換の概念に基づくビームフォーミング法が起源といえる. この手法による到来方向推定は, 形成された主ビームを角度走査することにより, 到来波方向を推定する手法であるため, 角度が近接した到来波の分離には, 鋭い主ビーム, すなわち開口長の大きなアレーが必要となる. そのため応用は限定されたものであった. 1960 年代に提案されたヌル形成の概念を利用した Capon 法 [9] による高分解能推定実現を経て, 1970 年代後半から 90 年代にかけて信号部分空間の直交性の概念 [10] を用いた様々な手法が提案された. その代表的なものが, MUSIC (Multiple Signal Classification) 法 [11], [12], ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique) 法 [13] である. これらの手法により角度分解能は飛躍的に向上し, 数波長程度のアレー長で様々なアプリケーション要求に応じた分解能の実現が可能となった. 近年では, 計算機の発達に伴い SAGE (Space Alternating Generalized Expectation maximisation) 法 [14] などの最よう推定に基づく, 信号パラメータ推定手法も様々な解析, 応用に用いられている.

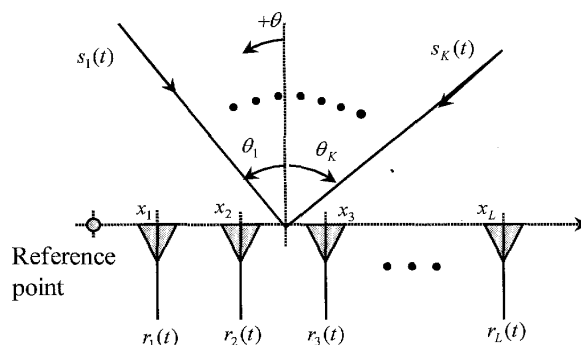


図 1 L 素子リニアアレーと到来波
Fig. 1 L -element linear array and incident waves.

2.1 理想的モデルにおける問題の定式化

到来方向推定のためのアレーアンテナとしては, 様々な配列のアレーが用いられるが, 一次元方向推定 (通常, 方位角推定) では等間隔リニアアレー (Uniform Linear Array, ULA) を用いる場合が多い. 以降に概説するキャリブレーション手法のほとんどは, アレー形状に依存せず適用可能であるが, 本論文では簡単のため ULA を用いて議論する.

図 1 のような L 素子 ULA による K 個 ($K < L$) の到来波の方位角 (θ) 推定問題を考えよう. 今, すべての素子及び受信機は完全に理想的で, 素子間相互結合も無視できるものと仮定する. このとき, アレーアンテナの受信データベクトルは, 以下のようにモデル化される.

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(t) &= [r_1(t), r_2(t), \dots, r_L(t)]^T \\ &= \sum_{k=1}^K \mathbf{a}(\theta_k) s_k(t) + \mathbf{n}(t) \\ &= \mathbf{A} \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \end{aligned} \quad \begin{aligned} (1a) \\ (1b) \end{aligned}$$

ここで T は転置であり, $\mathbf{n}(t)$ は各素子の付加ガウス雑音を要素とする L 次元ベクトルである. また, $\mathbf{a}(\theta_k)$, \mathbf{A} , $\mathbf{s}(t)$ は, それぞれモードベクトル, モード行列, 信号ベクトルであり, 次式のように定義される.

$$\mathbf{a}(\theta_k) = [e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} x_1 u_k}, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} x_2 u_k}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} x_L u_k}]^T, \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (2a)$$

$$u_k = \sin \theta_k \quad (2b)$$

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

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)]^T \quad (2d)$$

ここで x_i, λ は素子位置及び波長, $s_k(t)$ は k 番目の到来波の複素振幅である. なお, ULA では言うまでも

なく, $x_{i+1} - x_i = \Delta x$ (Δx は素子間隔) となる.

到来方向推定アルゴリズムの多くは, 観測時間内に得られた受信データベクトルのスナップショットから推定される共分散行列を用いる. 今, スナップショット数を N_s とすると, 共分散行列は次式から推定される.

$$\mathbf{R} = \frac{1}{N_s} \sum_{n=1}^{N_s} \mathbf{r}(t_n) \mathbf{r}^H(t_n) \xrightarrow{N_s \rightarrow \infty} \mathbf{A} \mathbf{S} \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (3)$$

ここで \mathbf{H} は複素共役転置, σ^2 は雑音電力, \mathbf{I} , $\mathbf{S} = E[\mathbf{s}(t) \mathbf{s}^H(t)]$ はそれぞれ単位行列, 波源 (信号) 相関行列, また $E[\cdot]$ はアンサンブル平均である.

以降の処理はアルゴリズムに依存する. 例えば, MUSIC 法 [11] では, まず \mathbf{R} の固有値解析を行う. 到来波が互いにインコヒーレントな場合, 得られる L 個の固有値 λ_i ($i = 1, 2, \dots, L$) には, 以下の関係が成立する.

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_K > \lambda_{K+1} = \dots = \lambda_L \quad (4)$$

これにより, 到来波数が推定される. 更に, 個々の波の到来方向 θ_k ($k = 1, 2, \dots, K$) は, 各固有値に対応する固有ベクトル, $\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_L$, を用いて定義された次式のピークから推定される.

$$P_{\text{MUSIC}}(\theta) = \frac{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{a}(\theta)} \quad (5a)$$

$$\mathbf{E}_N = [\mathbf{e}_{K+1}, \mathbf{e}_{K+2}, \dots, \mathbf{e}_L] \quad (5b)$$

以上が到来方向推定問題を処理アルゴリズムの観点から取り扱った受信信号モデルである. 雑音以外の誤差要因や素子間相互結合が考慮されていない理想的な信号モデルである. なお, ここで示したような理想的なモデルであっても, スナップショットの有限性のため, その分解能/角度推定精度には限界がある. これはクラメル・ラオの下界を用いて評価できる [15], [16]. 式 (1b) のような理想的なモデルではない場合には, そのモデル化誤差による到来方向推定誤差の増加に加え, 分解能劣化が生じる [17]~[19].

2.2 様々なアレー誤差

実際のアレーアンテナにおいては, 前節の理想的な信号モデルが成立することはまれであり, 何らかの誤差が存在する. 以下に誤差要因の観点から主要な誤差を分類し, その影響をまとめる.

2.2.1 受信機系のアナログ誤差

本論文では素子給電点以降の受信回路系における誤差を総称して, 受信機系のアナログ誤差と呼ぶ. この誤差は, 主に個々の素子の給電線路やアンプの利得・位相特性のばらつきに起因する. 到来波によりアレーの各素子が励振され, 各端子に電圧/電流が生じる. 言うまでもなく, これが受信である. アナログ誤差は, この電流/電圧に乗じた誤差であるため, 到来方向には依存しない. したがって, この誤差は, 以降で論じる参照波を用いたキャリブレーション手法ではなく, 受信機内部に設けられた校正回路による校正も可能である (例えば文献 [5]).

2.2.2 素子の位置誤差

これは, 仮定する素子位置と実際の位置の違いにより生じた誤差である. 多くの到来方向推定アルゴリズムは, 素子位置を既知としている. 例えば, 式 (5a) の MUSIC 法ではモードベクトル $\mathbf{a}(\theta)$ を用いている. この場合, 実際の (誤差のある) モードベクトルを $\tilde{\mathbf{a}}(\theta)$, 各素子の仮定された位置からの変位を Δx_i とすると,

$$\tilde{\mathbf{a}}(\theta) = \text{diag}[e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \Delta x_1 \sin \theta}, \dots, e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \Delta x_L \sin \theta}] \mathbf{a}(\theta) \quad (6)$$

の関係が導かれる. ここで $\text{diag}[\cdot]$ は対角行列を表す. この対角行列が誤差を表す係数行列である. このように位置誤差には角度依存性があり, ULA の場合, オフブロードサイド方向になるほど影響が大きくなる. この誤差を補正するには, 上記の角度依存性を有する対角行列を推定する手法 (後述), あるいは Δx_i を推定しモードベクトル自身を修正する手法 [20] などがある.

2.2.3 素子間等の相互結合及び素子のばらつき

アンテナ素子における電波の受信過程から明らかに, アンテナ素子における受信は, 到来波により素子上に電流が励起されることにほかならない. 素子上に流れた電流は再放射をもたらし, ある素子の再放射を他の素子が受信する現象が素子間相互結合である. 結合の程度は素子形状や素子間隔に依存する. このような素子間相互結合の影響を受けた L 素子アレーのモードベクトル $\tilde{\mathbf{a}}(\theta)$ は, (誤差のない) モードベクトル $\mathbf{a}(\theta)$ を用いて, 一般に次式のようにモデル化される.

$$\begin{aligned}
 \tilde{\mathbf{a}}(\theta) &= [\tilde{a}_1(\theta), \dots, \tilde{a}_L(\theta)]^T \\
 &= \begin{bmatrix} m_{11}(\theta) & \cdots & m_{1L}(\theta) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{L1}(\theta) & \cdots & m_{LL}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(\theta) \\ \vdots \\ a_L(\theta) \end{bmatrix} \\
 &= \mathbf{M}(\theta)\mathbf{a}(\theta) \quad (7)
 \end{aligned}$$

ここで \mathbf{M} は、素子間相互結合の影響を表す $L \times L$ 対称行列であり、その非対角要素 ($m_{ij}(\theta), i \neq j$) が対応する素子（ポート）間の結合係数である。波源である送信アンテナと受信アレーを集中定数等価回路網とみなした解析を行った Gupta らの論文 [1] で示されているように、この係数はアレーの各ポートの自己/相互インピーダンスと密接に関係した物理量である。なお、文献 [1] の解析では \mathbf{M} は角度依存性のない定数行列となるが、これは各素子の電流分布の形状（モード）が角度によらず一定のシングルモード素子の仮定が成立する場合に限られ、厳密には微小ダイポールのような波長に比べ非常に小さな素子の場合にしか成立しない。半波長ダイポールのような簡単な形状の素子においても、素子配置により角度依存性が無視できない場合がある。

更に、アレーアンテナの近傍（きょう体、治具等）に電流が励起されている場合は、それらの地点/物体と素子の間にも結合が生じる。それらとの結合を表現するには、 $\mathbf{M}(\theta)$ は $L \times L'$ （ただし $L' > L$ ）行列とすべきである。したがって、このような近傍物体の影響を無視できない場合、素子のみを考慮した $L \times L$ 行列でモデル化した \mathbf{M} では角度依存性が現れる。その意味も含め、式 (7) では角度依存性を陽に表している。アンテナ研究者ならば、半波長ダイポールであっても、一つのモードを仮定した起電力法による解析の精度は不十分で正確な解析にはモード変化に対応するようセグメント分割を施したモーメント法などが必要となること、きょう体等のモデル化も不可欠であることなどから、結合量とアレー系全体の電流分布の関係が理解できるであろう。

なお、ここではアレー素子のばらつきも同種の誤差として分類した。素子のばらつきがある場合、指向性利得及び指向性パターン（振幅・位相）の変化も含め $\mathbf{M}(\theta)$ が変化する。また、結合量は素子間隔に依存する。したがって、実際の校正では、先の位置誤差と相互結合誤差を切り離して議論することは難しい。

3. アレーキャリブレーション手法概説

アレーアンテナの受信データには様々な誤差が存在する。到来方向推定手法の高分解能特性を実現するには、それらの誤差の補償、すなわちキャリブレーションが不可欠である。前章での議論から分かるように、アレー誤差はいずれの誤差が含まれる場合であっても、一般的に次式によりモデル化できる。

$$\tilde{\mathbf{a}}(\theta) = \mathbf{C}(\theta)\mathbf{a}(\theta) \quad (8)$$

本論文では、この $\mathbf{C}(\theta)$ を校正行列と呼ぶ。この $\tilde{\mathbf{a}}(\theta)$ あるいは $\mathbf{C}(\theta)$ （角度依存性が無視可能な場合は単に \mathbf{C} ）を推定し、誤差を補償した到来方向推定を実現することがアレーキャリブレーションである。本章では、既存の様々な手法とそのコンセプトに関して概説する。

3.1 実測モードベクトルを用いたキャリブレーション

このカテゴリーに分類されるキャリブレーション手法は $\tilde{\mathbf{a}}(\theta)$ の推定を目的としている。最も基本的なキャリブレーション手法は、到来方向が既知な参照波を用いた校正法である。到来方向が既知な参照波を用い、探査対象範囲全域において適切な角度間隔で受信信号を観測すれば、各方向の実際のモードベクトル $\tilde{\mathbf{a}}(\theta)$ が実測できる。これは、アダプティブアレーやスマートアンテナのステアリングベクトルのキャリブレーション手法 [3], [21] としても一般的な手法である。

先に示した MUSIC 法の場合、式 (5a) に示した通常の（理想的な）モードベクトル $\mathbf{a}(\theta)$ の軌跡（アレーマニフォールド）ではなく、実測した $\tilde{\mathbf{a}}(\theta)$ のアレーマニフォールドを用いて探査することとなる [11], [12]。この場合、掃引関数は次式となる。

$$P_{\text{MUSIC}}(\theta) = \frac{\tilde{\mathbf{a}}^H(\theta)\tilde{\mathbf{a}}(\theta)}{\tilde{\mathbf{a}}^H(\theta)\mathbf{E}_N\mathbf{E}_N^H\tilde{\mathbf{a}}(\theta)} \quad (9)$$

この式の意味を文献 [11] のように部分空間を用いて表したものが図 2 である。紙面で表現できるよう 3 素子アレー ($L = 3$) に 1 波 ($K = 1$) 入射した場合を取り上げた。この例では、雑音部分空間は $\mathbf{E}_N = [\mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3]$ で表される平面（二次元）、信号部分空間は一次元ベクトル \mathbf{e}_1 となる。また、この信号部分空間は実際の到来信号のモードベクトルと相似 ($\mathbf{e}_1 \propto \tilde{\mathbf{a}}(\theta_1)$) となる。したがって、固有ベクトルの直交性より、実際のアレーマニフォールド $\tilde{\mathbf{a}}(\theta)$ 上の $\theta = \theta_1$ で、雑音部分空間と直交、すなわち雑音部分空間上への射影の長さが零とな

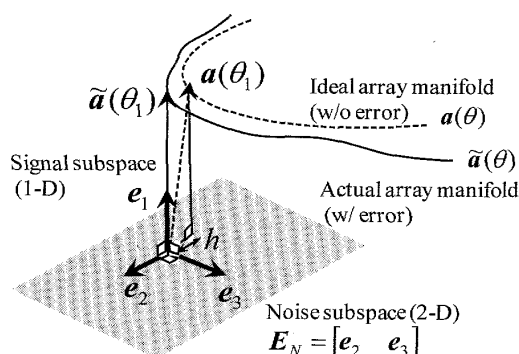


図2 理想及び実際のアレーマニフォールドと部分空間 (3素子1波到来時)

Fig. 2 Relation between ideal/actual array manifold and their subspaces. (1 incident wave for 3-el. array)

る。すなわち、式(9)の分母において $\tilde{\mathbf{a}}(\theta_1)^H \mathbf{E}_N = \mathbf{0}$ が成立し、 $P_{\text{MUSIC}}(\theta_1)$ は発散する。一方、誤差を無視したアレーマニフォールド $\mathbf{a}(\theta)$ は、同図のように一般に $\tilde{\mathbf{a}}(\theta)$ とは異なる軌跡を描く。このマニフォールド上で到来方向推定を行った場合 (すなわち式(5a)), 雑音部分空間と直交する $\mathbf{a}(\theta)$ は通常存在せず、射影長 h を最小とする θ'_1 が推定値となる。一般に $\theta_1 \neq \theta'_1$ かつ $h \neq 0$ なので、掃引関数のピークは発散せず、また推定方向にも誤差が生じる。

なお、この実測モードベクトルによる校正は、動作時の素子指向性を実測することと等価であり、実測した角度間隔に対して、素子指向性の角度変化が十分に緩やかであれば、任意の θ のモードベクトルは、近接する実測モードベクトルの補間値として算出できる [22], [23]。

このアプローチは、誤差を含んだモードベクトル自体を実測するため、前節のあらゆる誤差要因に対するキャリブレーションが可能である。ただし、精度を高めるためには、十分な角度間隔の実測データが必要であり、事前のキャリブレーション測定が煩雑となるばかりでなく、校正用参照テーブル (すなわち、実測した $\tilde{\mathbf{a}}(\theta)$ データ) も大きくなる。加えて、アルゴリズムの性質上、適用は角度掃引関数型の到来方向手法のみに限定されることが難点である。

3.2 校正行列推定に基づくキャリブレーション

もう一つのカテゴリーのキャリブレーション手法は、 $\mathbf{C}(\theta)$ の推定に基づく手法である。一部の手法を除き、ほとんどキャリブレーション手法では、アレー素子としてシングルモード素子を仮定し、校正行列 $\mathbf{C}(\theta)$ の角度依存性は無視できるものとしている。以降、本論

文では θ を明記しない校正行列 (すなわち \mathbf{C}) は定数行列を仮定したものとする。

このアプローチの校正パラメータは校正行列のみとなるため、先のアプローチとは異なり、膨大な校正用参照テーブルを保持する必要があることが利点である。 \mathbf{C} が推定された場合、式(9)から $\tilde{\mathbf{a}}(\theta)$ が得られ、掃引型の到来方向推定手法に適用可能であることは言うまでもない。更に、受信データの共分散行列自体を以下のように変換すれば、誤差を補償した共分散行列が得られる。

$$\mathbf{R}_{\text{cal}} = \mathbf{C}^{-1}(\mathbf{R} - \sigma^2 \mathbf{I})(\mathbf{C}^H)^{-1} \quad (10)$$

すなわち、ESPRIT [13], Root-MUSIC 法 [24], [25] などの直接導出型の手法への適用も可能である。これが大きな利点である。アルゴリズムによっては、上記のような共分散行列の校正ではなく、処理過程での信号/雑音部分空間を校正することも可能である。

さて、このカテゴリーにおける最もシンプルで実測も容易な手法が、アレー等価回路モデルに基づく文献 [1], [2] の手法である。これはアレーのインピーダンス行列から \mathbf{C} を推定する手法であり、ネットワークアナライザ等の測定器で簡単に実測可能、すなわち外部参照波が不要である。ただし、端子開放電圧を零 (端子解放時に素子上に電流が生じないことと等価) とする仮定に問題があり、十分な精度を実現するのは困難であった。これらの問題点を改良した手法として文献 [26]~[28] が存在する。ただし、これらの手法では素子の電流分布形状などの事前情報/仮定が必要となる。加えて、このタイプのアプローチでは、原理的に素子の位置誤差や周囲物体との結合がほとんど反映されないため、それらの影響が無視できない場合の不適切といえる。

すべての誤差の影響を反映した校正行列 \mathbf{C} を推定するには、先の実測モードベクトルと同様に到来方向が既知な外部参照波を用いればよい。その代表的手法が See により提案された手法 [29] である。校正行列に基づく手法と実測モードベクトルに基づく手法の大きな相違点は、所用参照波数 (校正用データセット数、 M) である。実測モードベクトルの場合、アルゴリズムの性質上、 M は大きくなるが、See の手法の場合、 $L \times L$ の校正行列 \mathbf{C} は、理論上、 $M \geq L^2/(L-1)$ 個の参照波で推定可能となる。なお、文献 [29] では、素子位置誤差を明示的に取り扱っていないが、モードベクトルの位置パラメータ誤差を補償する拡張手法も提

案されている [30].

3.3 アンテナ解析を併用したキャリブレーション

さて、最近のアンテナシミュレータ技術の進展に伴い、事前の参照波の実測データではなく、それをシミュレーションに置き換えたキャリブレーション手法もいくつか提案されている。これらはすべて、文献 [1] における端子開放電圧をゼロとみなした仮定の修正，すなわち受信時の素子上の電流分布を考慮し，素子間相互結合の精度を改善しようとしたものである。例えば，Dandekar らは，See の参照波実測データをモーメント法による数値データに置き換え，直接的に導出した C による実験結果を報告している [6]。更に，モーメント法により，セグメント間の結合，すなわち，素子上の電流分布を明示的に取り扱う手法としては，Sarkar 等の研究グループのアプローチが挙げられる [31], [32]。ただし，このアプローチでは，DOA が既知な入射波（すなわち参照波）が必要となる。更にその問題点を解決したモーメント法ベースの校正手法としては，文献 [33] が挙げられる。そこではセグメント間の結合から導出された端子アドミタンス行列から導出される任意のアレーの結合誤差を含んだモードベクトルを，ユニバーサルステアリングベクトル (USV) として定義し，誤差校正を実現している。

実際のアレーシステムを正確にモデル化できる場合には，事前の校正測定が不要となるアンテナ解析的なキャリブレーション手法は魅力的といえる。しかしながら，大規模アレーや複雑な形状のアンテナでは，モデルが複雑となる（すなわち計算負荷増加）ばかりでなく，製作誤差や先に述べたアナログ系の誤差等，モデル化困難な誤差への対応が問題となる。それらを含めたキャリブレーションを行うには，何らかの実データが必要となる。

4. 仮想アレーによるアレーキャリブレーション

本論文ではこれまで，アレーキャリブレーションにおける様々なアプローチを概説した。いずれのアプローチも，一長一短があると言わざるを得ないのが現状である。受信機やアレー製作に伴う誤差も含め，精度の良い校正を実現するには，現状では事前の校正データを利用すべきといえる。ただし，実測モードベクトルのアプローチは煩雑であり，またアンテナ解析に基づくアプローチを用いるには，アンテナ解析に対する専門知識が必要である。より簡易な手法でアン

テナ解析に準じるような特徴・精度を有するキャリブレーション手法の実現，これが筆者らの研究室でのアレーキャリブレーション研究の目標である。

さて，アレーアンテナにおける到来方向推定に用いられるアレー信号処理の一つに補間アレー (Interpolated array) 手法 [34], [35] がある。これは，ある（既知の）モードベクトル $\tilde{\mathbf{a}}(\theta)$ を有するアレー受信データを，補間により他の所望のモードベクトル $\mathbf{a}(\theta)$ を有するアレー受信データに変換する手法である。 $\tilde{\mathbf{a}}(\theta)$, $\mathbf{a}(\theta)$ とともに既知であり，その変換行列 B は，掃引角度範囲内の M 個 ($> L$) の異なる角度のモードベクトルを列とするモード行列 A, \tilde{A} を用いて，次のように定義される [34].

$$B\tilde{A} = A \quad (11)$$

変換されたデータ共分散行列は，

$$\begin{aligned} R' &= BRB^H \\ &= B\tilde{A}SA^HB^H + \sigma^2 BB^H \\ &= ASA^H + \sigma^2 R_N \end{aligned} \quad (12)$$

で与えられる。この補間アレー手法は，不等間隔アレーを等間隔アレーへ変換する手法として提案されたものである。すなわち，MUSIC 法などの適用の際に問題となるコヒーレント波の信号相関抑圧前処理法である空間平均法 [36]～[38] の適用を可能とすることを目的とした処理である。

改めて式 (12) を見ると，この式は本質的に式 (10) と同等の処理を行っていることが分かる。すなわち，変換前後のアレーを校正前後のアレーとみなせばキャリブレーションにほかならず，実際，キャリブレーション手法としての検討例も報告されている [39]。校正手法として，直接，式 (12) を用いるアプローチは 3.2 の C と同様に，定数行列を求めるのみであり，角度依存性の補正はできない。角度依存性に対応するためには，角度範囲をいくつか角度範囲に分割（セグメント化）した処理も提案されている [34], [39]。ただし，この場合，角度に応じた複数の C が必要となり，校正行列を用いたアプローチの利点が失われてしまう。

アレーキャリブレーションの観点から，補間アレーの概念を再考し，拡張したものが筆者らの研究グループで開発した仮想アレー (virtual array) によるキャリブレーション手法 [40] である。補間アレー研究のほとんどは，内挿を対象とし，また変換後のアレー素子

数 L' に関しても $L' \leq L$ を想定した研究であった。筆者らの手法では、積極的により多くの素子 ($L' \geq L$) からなるアレーへの変換を想定している。そのため、補間アレーという用語ではなく、より一般化した意味で仮想アレーという用語を用いている。なお、筆者らのグループによる研究とはほぼ同時期に、ダミー素子を付加したアレーキャリブレーションが検討されている [41], [42]。この手法は、より大きなアレーを用いて実在アレーを校正する点で提案手法と非常に関連の深いアプローチであるが、物理的に実在する素子（ダミー素子）を必要としている点が大きな相違点である。以降に筆者らのグループにより開発した仮想アレーによるキャリブレーション法の概要を示す。

4.1 基本概念

仮想アレーによるキャリブレーションは、先の 3. における以下の関係式：

$$\tilde{\mathbf{a}}(\theta) = \mathbf{C}\mathbf{a}(\theta) \quad (13a)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \cdots & c_{1L} \\ c_{21} & c_{22} & \cdots & c_{2L} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ c_{L1} & c_{L2} & \cdots & c_{LL} \end{bmatrix} \quad (13b)$$

$$\mathbf{a}(\theta) = [e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d_1u}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d_Lu}]^T \quad (13c)$$

$$u = \sin \theta \quad (13d)$$

を満たす $L \times L$ の定数校正行列 \mathbf{C} を、次の $\mathbf{C}_{\text{ex}}, \mathbf{a}_{\text{ex}}(\theta)$ に置き換えたキャリブレーション問題として定義される。

$$\tilde{\mathbf{a}}(\theta) = \mathbf{C}_{\text{ex}}\mathbf{a}_{\text{ex}}(\theta) \quad (14a)$$

$$\mathbf{C}_{\text{ex}} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \cdots & c_{1L} & \cdots & c_{1L'} \\ c_{21} & c_{22} & \cdots & c_{2L} & \cdots & c_{2L'} \\ \vdots & & \ddots & & & \vdots \\ c_{L1} & c_{L2} & \cdots & c_{LL} & \cdots & c_{LL'} \end{bmatrix} \quad (14b)$$

$$\mathbf{a}_{\text{ex}}(\theta) = [e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d_1u}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d_Lu}, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d_{L+1}u}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d_{L'}u}]^T \quad (14c)$$

すなわち、 $d_{L+1}, \dots, d_{L'}$ という本来、素子が存在しない仮想点を追加した $L' (\geq L)$ 次元の仮想アレーとみなしたキャリブレーションである。

さて、ここで簡単のため ULA ($d_1 = 0$, 素子間隔 Δx) の場合のモードベクトルの 1 番目の要素 ($\tilde{a}_1(\theta)$)

に着目して、仮想アレー化の効果を考えてみよう。この $\tilde{a}_1(\theta)$ の θ に対する変化は、エレメントパターンに相当する^(注1)。

$$a_1(\theta) = c_{11} + c_{12}z + c_{13}z^2 \cdots + c_{1L}z^{L-1} \quad (15)$$

$$z = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(\Delta x)u}$$

この式から分かるように、数学的には、与えられた関数 $a_1(\theta)$ の近似多項式を求めることにほかならない。一般に、多項式近似では、より高次の多項式を用いることにより、近似精度の改善が可能なことは自明である。特に式 (15) のような等間隔アレーモデルはフーリエ級数展開にほかならない。仮想アレーによる校正手法は、より大きな次数 L' により、精度の高いエレメントパターン近似多項式を実現したものである。フーリエ級数展開との対応の観点では、本論文では深く取り上げていない素子の動作モードに着目した校正手法（例えば [43], [44]）との関連も興味深い。

なお、式 (15) は与えられたパターンを L （あるいは L' ）素子の（理想的な/結合のない）アレーで実現するための励振分布 c_{ij} を求めるアレーアンテナの指向性合成問題とみなすこともできる。アンテナ技術者にとっては、こちらの観点の方が理解が容易であろう。

4.2 拡張校正行列の導出

アレー校正問題は、校正用のデータセットから誤差行列 \mathbf{C} を推定する問題である。電波暗室などでの事前の校正測定が可能な場合、到来方向 ($\theta^{(m)}$) が既知な 1 波のみからなる複数 (M 個) の校正用データセットを準備することができる。到来方向 $\theta^{(m)}$ の波を含んだ校正データ $\mathbf{r}^{(m)}(t)$ においては、先の部分空間の説明から明らかなように、その信号部分空間に関して

$$\tilde{\mathbf{a}}(\theta^{(m)}) = \mathbf{C}\mathbf{a}(\theta^{(m)}) \propto \mathbf{e}_1^{(m)} \quad (16)$$

が成立する。ここで $\mathbf{e}_1^{(m)}$ は m 番目の校正データにおける信号固有ベクトルである。一方、雑音部分空間に着目すると、

$$\tilde{\mathbf{a}}(\theta^{(m)}) = \mathbf{C}\mathbf{a}(\theta^{(m)}) \perp \{\mathbf{e}_2^{(m)}, \dots, \mathbf{e}_L^{(m)}\} \quad (17a)$$

$$\mathbf{e}_i^{(m)H} \mathbf{C}\mathbf{a}(\theta^{(m)}) = 0, \quad i = 2, \dots, L \quad (17b)$$

が得られる。測定された M 個の校正用データセット

(注1)：単体時のエレメントパターンがオムニである素子からなる一様アレー場合は、 $\mathbf{a}_n(\theta)$ はエレメントパターンそのものに対応する。ただし、その他のエレメントパターンを有する素子からなる一様アレーの場合は、厳密には、エレメントパターンからの変位、すなわち誤差角度特性に対応する。

を用いて、上記の式 (16) あるいは (17a) のいずれかを用いて \mathbf{C} を推定することとなる。

See らの手法などでは式 (16) に基づいた最小二乗問題に帰着させているが、この式は本来、比例関係を示すものであるため、参照信号電力が一定でない場合や素子指向性がオムニではない場合の比例係数の物理的意味があいまいとなる。その問題を避けるため、ここでは雑音部分空間との直交性を用いた式 (17b) を用いる^(注2)。

ここで、仮想アレーに対する校正行列 \mathbf{C}_{ex} を拡張校正行列と呼ぶこととする。この拡張校正行列は、以下の手順で導出される。まず、 \mathbf{C}_{ex} の各行を \mathbf{c}_i とし、その行を連結した LL' 次元ベクトル \mathbf{c} を定義する。すなわち、

$$\mathbf{C}_{\text{ex}} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1 \\ \mathbf{c}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{c}_L \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1^T \\ \mathbf{c}_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{c}_L^T \end{bmatrix} \quad (18)$$

とする。この \mathbf{c} を用いると式 (17b) は、

$$\left(\mathbf{e}_i^{(m)H} \otimes \mathbf{a}_{\text{ex}}(\theta^{(m)})^T \right) \mathbf{c} = 0 \quad (19)$$

と変形できる。ここで \otimes はクロネッカー積である。よって、 M 個のデータセットが得られる場合、 m 番目のデータセットの雑音部分空間を $\mathbf{E}_N^{(m)}$ とすると、以下の方程式が得られる。

$$\mathbf{F}\mathbf{c} = \mathbf{0} \quad (20a)$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_N^{(1)} \otimes \mathbf{a}_{\text{ex}}(\theta^{(1)})^T \\ \mathbf{E}_N^{(2)} \otimes \mathbf{a}_{\text{ex}}(\theta^{(2)})^T \\ \vdots \\ \mathbf{E}_N^{(M)} \otimes \mathbf{a}_{\text{ex}}(\theta^{(M)})^T \end{bmatrix} \quad (20b)$$

次の条件を満たす M, L' の場合、この方程式の解は一意に決定される。

$$M \geq \frac{LL' - 1}{L - 1} \quad (21)$$

校正行列の定数倍の変化は、角度推定性能に影響を及ぼさない。そこで \mathbf{C}_{ex} の (1,1) 要素を 1 と拘束すると、式 (20a) の解 \mathbf{c} はラグランジュの未定係数法により、次のように導出される。

$$\mathbf{c} = \frac{\mathbf{R}_P^{-1} \mathbf{u}}{\mathbf{u}^H \mathbf{R}_P^{-1} \mathbf{u}} \quad (22)$$

ただし、

$$\mathbf{R}_P = \mathbf{F}^H \mathbf{F} \quad (23a)$$

$$\mathbf{c}^H \mathbf{u} = 1 \quad (23b)$$

$$\mathbf{u} = [1, 0, \dots, 0]^T \quad (23c)$$

である。この \mathbf{c} と式 (18) より、拡張校正行列 \mathbf{C}_{ex} が構築される。

MUSIC 法による到来方向推定の際は、式 (5a) の $\mathbf{C}, \mathbf{a}(\theta)$ をそれぞれ $\mathbf{C}_{\text{ex}}, \mathbf{a}_{\text{ex}}(\theta)$ と置き換えればよい。なお、この拡張校正行列 \mathbf{C}_{ex} は、従来の校正行列 \mathbf{C} のような正方行列ではないため、式 (10) による校正は不可能である。しかしながら、例えば、仮想アレーが ULA で、かつ Root-MUSIC 法を適用する場合では、

$$\mathbf{E}_N^H \tilde{\mathbf{a}}(\theta) = \mathbf{E}_N^H \mathbf{C}_{\text{ex}} \mathbf{a}(\theta) \quad (24)$$

が成立することから分かるように、 $\mathbf{E}_N^H \mathbf{C}_{\text{ex}}$ として雑音部分空間を校正することにより、仮想アレーキャリブレーションの適用が可能である。

4.3 特性評価

4.3.1 シミュレーションモデルによる検証

計算機シミュレーションでは、図 3 のように、4 素子ダイポール ULA を実際のアレー（実在アレー）とした。アレー及び参照波の詳細は表 1 のとおりである。ただし、アレーには表 2 のような位置誤差（理

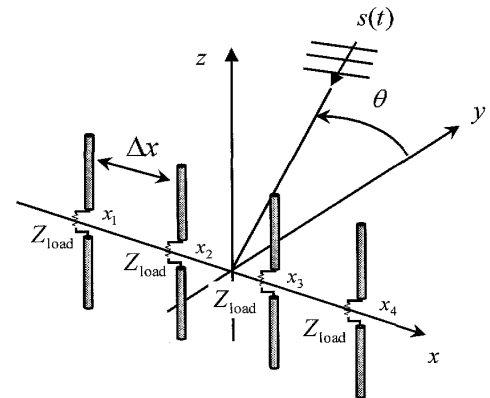


図 3 シミュレーションモデル (4 素子ダイポールアレー)

Fig. 3 Simulation model. (4-element dipole array)

(注2)：拡張手法として既に報告した文献 [40] では、See のアルゴリズムに準じた式 (16) を用いた定式化を行った。この手法を理想的なアレーに適用した場合、物理的には、単位行列を部分行列とし他は零行列となる校正行列が得られるべきであるが、異なる結果が得られる。ただし、到来方向推定精度には問題は生じない。これは式 (16) の定数倍の自由度のためである。本論文で示す式 (17a) に基づく導出では、直交関係を用いるため、自由度に対する問題がなく、上述のアレーに対しても物理量に一致した校正行列が導かれる。

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

素子	半波長波長ダイポール
実在アレー素子数	4
周波数	2.45 [GHz]
素子間隔	0.5 λ (位置誤差のない場合)
素子半径	0.5 [mm]
負荷抵抗 Z_0	100 [Ω]
外部参照波	$-70^\circ \sim +70^\circ$ 10° 間隔 15 波

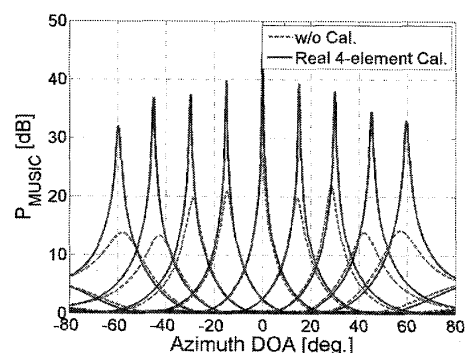
表 2 素子位置誤差
Table 2 Element position error.

	素子 1	素子 2	素子 3	素子 4
x 軸方向の位置誤差 [λ]	+0.02	-0.01	0.00	-0.01
y 軸方向の位置誤差 [λ]	+0.01	-0.02	0.00	+0.01

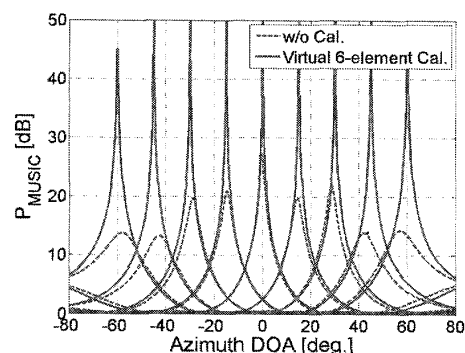
想的な位置からの変位)を与えた。また、シミュレーションにはモーメント法を用い、SNR に依存した誤差ではなく、キャリブレーション誤差の影響のみを確認するため、雑音はなし (SNR 無限大) とした。

校正を施した場合、施さない場合の MUSIC 波形を図 4(a), (b) に、また各々における角度推定誤差を図 5 に示した。これらの図における 'w/o Cal.' が校正を施さない場合の結果、'Real 4-element Cal.' 及び 'Virtual 6-element Cal.' が、それぞれ実在アレーのみの See による校正 [29]、及び仮想アレーによる校正 [40] を施した場合の結果である。なお、ここでは、実在アレーの素子の左右に 1 素子ずつの仮想点を仮定した 6 素子 ULA 仮想アレーを用いた。これらの図から明らかなように、実在アレーのみの従来法では、素子間相互結合に加え、位置誤差が存在するために生じた C の角度依存性を十分に補正できず、最大 0.25° 程度の誤差が残存している。一方、拡張アレーによるキャリブレーションでは、表示区間の両端 $\pm 60^\circ$ 付近に 0.1° 程度の誤差の残存が認められるものの、十分な精度向上が図られていることが分かる。なお、文献 [40] では、等間隔な仮想点を外挿/内挿とした場合の角度推定誤差や無相関 2 波到来時の分解能特性に関して検討し、仮想アレーによるキャリブレーションの有効性を明らかにしている。詳細はそちらを参照されたい。

さて、Root-MUSIC 法のように、アレー配列に制約がある場合には、等間隔となるよう外挿 (内挿) 点を配置する必要がある。多数の仮想点を設定するには、多数の参照波データが必要となる。一方、MUSIC, SAGE 等の空間掃引型の DOA 推定手法の場合、素子



(a) 実在 4 素子アレーによる校正時の MUSIC 波形 (従来法)



(b) 6 素子仮想アレーによる校正時の MUSIC 波形 (提案手法)

図 4 位置誤差を有するアレーに対する MUSIC 波形校正結果 (シミュレーション)

Fig. 4 Calibrated results of MUSIC spectrum for the array having element position error (Simulation results). (a) Calibrated spectrum with actual 4-el. array (Conventional method). (b) Calibrated spectrum with virtual 6-el. array (Proposed method)

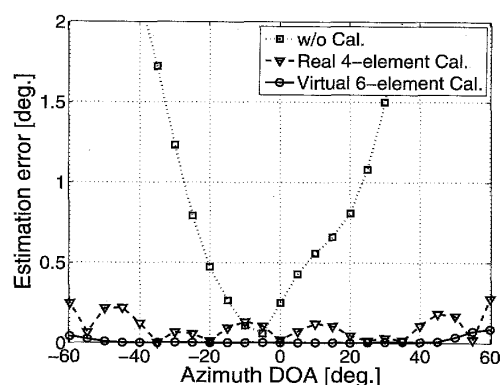


図 5 校正の有無による到来方向推定誤差 (仮想アレーは 6 素子 ULA 仮定)

Fig. 5 DOA estimation error with and without calibration. (6-element array for the virtual array)

配置の制約はない。そのような場合には、より少ない仮想点 (仮想アレー素子数) という条件下で、精度改善を図りたいという要求が生じる場合もある。すなわち、これは仮想点の最適配置問題である。この場合、

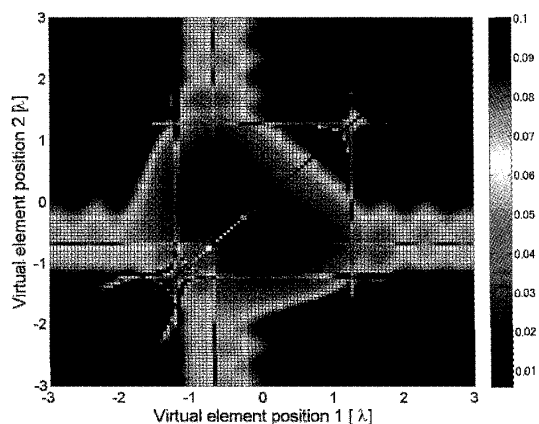


図 6 各仮想素子位置における評価関数値

Fig. 6 Distribution of residual in each virtual element location.

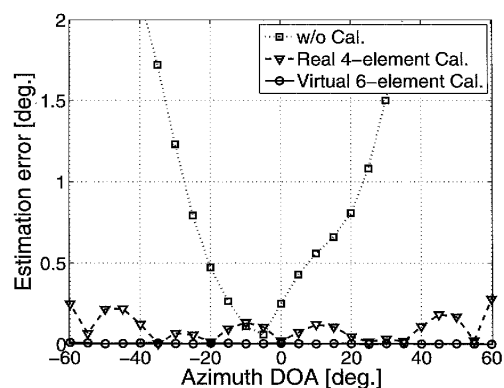


図 7 校正の有無による到来方向推定誤差 (仮想アレー素子位置の 1 次元最適化あり)

Fig. 7 DOA estimation error with and without calibration. (1-d optimization for virtual array)

仮想点の最適位置 (の組合せ) は、次の評価関数 J_c を最小とするセットとして推定可能である。

$$J_c = \|\tilde{\mathbf{A}} - \mathbf{C}_{\text{ex}} \mathbf{A}_{\text{ex}}\|_F \quad (25)$$

ここで \mathbf{A}_{ex} は参照波の拡張モードベクトルを列とした拡張モード行列である。また $\|\cdot\|_F$ はフロベニウスノルムを表す。

前出のアレーにおける仮想点をアレー軸上 (x 軸) の任意の 2 地点 (ただし、仮想点同士が一致する場合、及び、他の実在素子位置と一致して 6 素子未満となる場合を除く) として、評価関数を探索した結果を図 6 に示す。同図より、本モデルの場合、素子配置に関しては比較的ロバストであり、アレー中心から $\pm 1\lambda$ の範囲内に 2 素子を配置すれば、一定の効果が得られることが分かる。ここでは、最適仮想点の位置は $x = -0.95[\lambda], +0.15[\lambda]$ であった。その 2 点を仮想点として、6 素子拡張アレー校正を行った結果が図 7 で

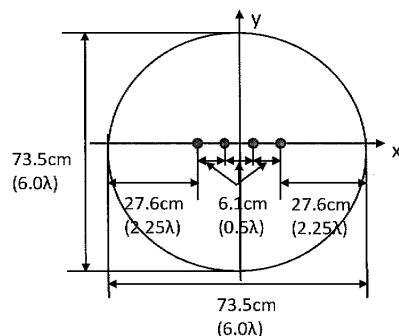


図 8 円板上の 4 素子モノポールアレー (実験モデル)

Fig. 8 4-element monopole array on the disk. (experimental model)

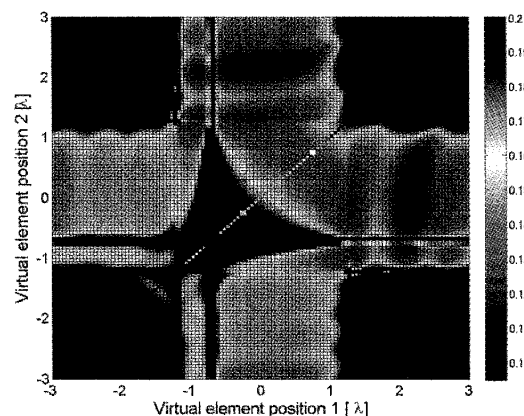


図 9 各仮想素子位置における評価関数値 (実験結果)

Fig. 9 Distribution of residual in each virtual element location. (Experimental results)

ある。同図から分かるように、等間隔時に残存していた誤差は消滅し、探索範囲全域に渡り誤差 0.0° が実現されている。

なお、ここでは未知の位置誤差へ対応するため、最適化計算を行ったが、有限地板/きょう体上のアレーの場合、素子の影像や地板のコーナー/エッジなど、結合の強い (等価) 波源が自明な場合は、それらの点を仮想点とすることにより、少ない仮想素子数での効果的なキャリブレーションが実現される [45], [46]。

4.4 実験モデルによる検証

先の計算機シミュレーションは、素子間相互結合と製作誤差を想定した位置誤差が存在するモデルであった。現実には、素子の製作誤差によるばらつきも加わる。本節では、製作した 4 素子の地板上モノポールによる検証実験結果を示す。ここでは、少ない仮想素子数での検証を目的とし、図 8 のような十分に大きな円板 (直径 6λ) を地板としてエッジの影響を軽減している。なお、半波長間隔の ULA となるよう製作したが、位置誤差や素子のばらつきが存在していることは、後

表 3 実験諸元
Table 3 Experimental setup.

素子	1/4 波長モノポール
実在アレー素子数	4
周波数	2.45 [GHz]
素子間隔	6.1 [cm] (0.5λ)
素子半径	0.5 [mm]
負荷抵抗 Z_0	50 [Ω]
外部参照波	$-70^\circ \sim +70^\circ$ (10° 間隔 15 波)

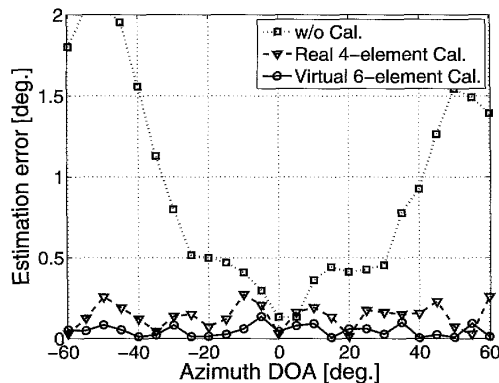


図 10 校正の有無による到来方向推定誤差 (実験結果)
(仮想アレー素子位置の一次元最適化あり)

Fig. 10 DOA estimation error with and without calibration. (Experimental results: 1-d optimization for virtual array)

に示す結果から理解されるであろう。

実験諸元は表 3 のとおりである。図 6 に相当する実験結果が図 9 である。製作に伴う様々な誤差の影響で、このアレーでの仮想素子位置は $x = +0.10[\lambda], +2.15[\lambda]$ が最適であった。その 6 素子仮想アレーを用いた場合の到来方向推定誤差を図 10 に示した。複雑な誤差要因のため、シミュレーション時 (図 5) のように全域で誤差 0.0° という結果は実現されなかったものの、残存誤差は角度に対してほぼフラットで、従来法に比べ半減する精度改善効果が得られていることが分かる。

これらの結果より、簡易な拡張にもかかわらず、仮想アレーによるキャリブレーションは有効に機能することが分かる。仮想素子点の増加、更にはそれらの位置最適化で、更なる特性の改善も可能である。

4.5 仮想点の個数、配置について

本論文では、仮想アレーの発想に至る過程を、補間アレーを発端として説明した。先の 4.1 の後半に述べたように仮想点の追加は、与えられた θ_m に対する近似精度改善項として機能するため、どのような位置においた場合であっても (少なくとも与えられた θ_m に対しては) 精度劣化をもたらすことはない。ここでは具体的な結果を示していないが、例えば、仮想アレー

による校正が必要のないアレーに、本手法を施した場合、仮想点とアレー素子との結合係数 ($c_{ij}, j > L$) はすべて零となる。すなわち、実在アレー時の校正結果と一致する。その意味で提案手法はロバストである。影像やコーナー/エッジなど、物理的に自明な二次電流が存在する場合、仮想点の最適点がそれらの位置となることは、4.4 の末尾に述べたとおりである。

このことから、十分な参照波数が得られている場合、必要な参照点の個数やそれらの位置は、空間的に多数配置した参照点 ($L' \gg L$) の仮想アレーキャリブレーション結果から推定できるものと考えられる。多数の仮想点の中で、実際の素子との結合係数 c_{ij} が有意な値をもつものが残すべき仮想点となる。ただし、限られた参照波での校正を目指した提案手法の趣旨とは異なるため、ここでは深く取り上げないものとした。ただし、仮想点の個数推定と最適配置に関しては、4.5 の逐次的な手法では計算負荷が大きいいため、限られた参照波での校正においても、更なる検討が必要な問題である。

きょう体などを含めたアレー系全体に空間的に多数配置された参照点は、アンテナ解析の一手法であるモーメント法のセグメント分割処理と類似していることに気付くであろう。先の 3.3 の文献 [33] を例に挙げると C_{ex} は、この文献の式 (9) の $[Y^{ter}]$ に相当する行列といえる。これより、事前のアンテナ解析が有効な場合、 $[Y^{ter}]$ の要素の特徴を利用した仮想点の個数及び位置の初期推定が可能であろう。アンテナ解析を順問題とするならば、提案手法は、与えられた参照波から考慮すべき仮想点の C_{ex} を推定する逆問題といえる。アンテナ解析の場合、実モデルと解析モデルの誤差が、そのまま校正誤差となるが、逆問題として最適化する提案手法では、そのような問題は存在しない。このような観点から、仮想アレー校正手法は、アンテナ解析と校正行列によるキャリブレーション手法、双方の利点を折衷した手法といえるであろう。

5. 今後の課題と展望

ここまで本論文では、事前の校正測定 (参照波取得) が可能であることを前提としたキャリブレーション手法について論じた。しかしながら、車載レーダ等のマシプロダクトや動作時のアンテナ周囲状況と校正測定の状況が変化するような応用では、運用時の精度を保証する事前校正測定を行うこと自体が困難となることが多い。このような場合、運用時に校正行列と到来方

向を同時測定するブラインドキャリブレーションが必須となる。

ブラインドキャリブレーションに関する研究も 1990 年初頭の文献 [47], [48] をはじめとして、その関連研究が多数報告されている。このアプローチでは、本来の推定パラメータである到来方向に加え、更に多くの未知パラメータ（校正行列の要素）の推定を、運用時のアレー受信信号のみから推定しなければならない。言うまでもなく、アレーアンテナで分離推定可能な到来波数は、素子数 -1 である。したがって、到来方向、校正パラメータを一意に決定するには、ULA 等の規則的な配列に限定するなど複数の仮定が必要であり、適用可能なアレーは制限される。

実際のキャリブレーションを考えた場合、各種誤差の瞬時変動は小さく、ある程度の観測時間内では定常と仮定できるものと考えられる。よって、必ずしも上述のように各時刻の到来方向推定の際に逐次 C を同時推定する必要はない。この点に着目して筆者らのグループで検討を進めているブラインドキャリブレーション手法が、独立成分分析 (Independent Component Analysis, ICA) を用いたキャリブレーション手法 [49] である。このアプローチでは、時刻の異なる複数のデータスナップショットセットの各々に ICA を施し、それらを素波（個々のインコヒーレントな到来波）データに分解し、事前の校正測定に相当する 1 波のみのデータ（ただし到来方向未知）を生成している。これにより、素子数以上の到来波データを用いたブラインド推定を実現している。現状では、 $L \times L$ 行列 C の推定に関する有効性を示した段階である。しかしながら、この手法は、仮想アレーやアンテナ解析手法の利点を導入することにより、更なる発展が見込めるものと考えている。

もう一つの課題は、**2.2.3** で触れたアンテナ素子のモードである。アレー素子が、シングルモード動作ではなく、マルチモード動作の性質を現すにつれ $C(\theta)$ の角度依存性は顕著となる。ここまで本論文では方位角 θ のみに限定して議論したが、シングルモード動作が崩れるに従い、仰角を含めた二次元の角度依存性への対応も必要となる。例えば、**3.3** で挙げた文献 [33] のように厳密なアンテナ解析に基づく手法であれば、この問題への対応が可能であるが、先に論じた問題点の解決が必要である。モードを取り扱うことは、素子上の電流分布関数を近似することにほかならない。したがって、素子上に仮想点を展開した仮想アレーを用

いることにより、対応できることが予想される。筆者らのグループでは、前節の 4 素子 ULA ダイポールアレーの素子上に仮想点をおいたアプローチに関しても検討を進めており、その初期結果を報告している [50]。

6. む す び

本論文では、高分解能到来方向推定の様々な応用の実現を目指したアレーアンテナのキャリブレーション手法について概説し、近年、筆者等が提案している仮想アレーの概念に基づく拡張キャリブレーション手法の特徴とその有効性に関して示した。更にアレーキャリブレーションにおける今後の課題と展望を論じた。

本論文で示したように、アレーキャリブレーションは古くから取り組まれている研究課題であるが、近年の様々な無線アプリケーションへの実装を実現するには、まだ解決すべき課題が多い。アンテナ解析的手法、アレー信号処理の手法、双方の観点から、より実用的なブラインドキャリブレーション手法の実現に向けた更なる研究の進展が望まれる。

謝辞 本研究は日本学術振興会科学研究費補助金（基盤研究 (C) 2056349）により行われている。

文 献

- [1] 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.
- [2] 千葉胤昭, "素子間相互結合を考慮したアレイアンテナの指向性の合成とその実現方法," 信学論 (B), vol.J80-B, no.7, pp.477-483, July 1977.
- [3] B. Widrow and S.D. Stearns eds., Adaptive signal processing, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1985.
- [4] 菊間信良, アダプティブアンテナ技術, オーム社, 2003.
- [5] G. Tsoulos, J. McGeehan, and M. Beach, "Space division multiple access (sdma) field trials. part 2: Calibration and linearity issues," IEE Proc. Radar Sonar. Navig., vol.145, no.1, pp.79-84, Feb. 1998.
- [6] K.R. Dandekar, H. Ling, and G. Xu, "Experimental study of mutual coupling compensation in smart antenna applications," IEEE Trans. Wireless Commun., vol.1, no.3, pp.480-487, July 2002.
- [7] 西森健太郎, 長 敬三, 堀 俊和, "アンテナ間の信号期間を利用した直線配列アダプティブアレー用自動校正法 (ACT-FL)," 信学論 (B), vol.J86-B, no.9, pp.1950-1960, Sept. 2003.
- [8] M. Oodo and R. Miura, "A remote calibration for a transmitting array antenna by using synchronous orthogonal codes," IEICE Trans. Commun., vol.E84-B, no.7, pp.1808-1815, July 2001.

- [9] J. Capon, "High resolution frequency-wavenumber spectrum analysis," *Proc. IEEE*, vol.57, pp.1408-1418, Aug. 1969.
- [10] V.F. Pisarenko, "The retrieval of harmonics from a covariance function," *Geophys. J. Royal Astron. Soc.*, vol.33, pp.347-366, 1973.
- [11] R.O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.AP-34, no.3, pp.276-280, March 1986.
- [12] R.O. Schmidt and R.E. Franks, "Multiple source df signal processing: An experimental system," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.AP-34, no.3, pp.281-290, March 1986.
- [13] 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.
- [14] J.A. Fessler and A.O. Hero, "Space-alternating generalized expectation-maximization algorithm," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.42, no.10, pp.2664-2677, Oct. 1994.
- [15] P. Stoica and A. Nehorai, "MUSIC, maximum likelihood, and Cramer-Rao bounds," *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process.*, vol.37, no.5, pp.720-741, May 1989.
- [16] P. Stoica and A. Nehorai, "MUSIC, maximum likelihood, and Cramer-Rao bounds : Further results and comparisons," *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process.*, vol.38, no.12, pp.2140-2150, Dec. 1990.
- [17] A.L. Swindlehurst and T. Kailath, "A performance analysis of subspace-based methods in the presence of model errors, Part I: The MUSIC algorithm," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.40, no.7, pp.1758-1774, July 1992.
- [18] A.L. Swindlehurst and T. Kailath, "A performance analysis of subspace-based methods in the presence of model errors, Part II— Multidimensional algorithms," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.41, no.9, pp.2882-2890, Sept. 1993.
- [19] P. Stoica, Z. Wang, and J. Li, "Extended derivation of music in the presence of steering vector errors," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.53, no.3, pp.1209-1211, March 2005.
- [20] C.Y. Tseng, D.D. Feldman, and L.J. Griffith, "Steering vector estimation in uncalibrated arrays," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.43, no.6, pp.1397-1412, June 1995.
- [21] J.C. Liberti, Jr and T.S. Rappaport, *Smart antennas for wireless communications*, Prentice Hall, 1999.
- [22] K. Chiba, H. Yamada, and Y. Yamaguchi, "Experimental study of performance of calibration technique for superresolution array," *Proc. ISAP'02*, pp.476-479, Nov. 2002.
- [23] R.O. Schmidt, "Multilinear array manifold interpolation," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.40, no.4, pp.857-866, April 1992.
- [24] H. Krim, P. Foster, and G. Proakis, "Operator approach to performance analysis of Root-MUSIC and Root-Min-Norm," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.40, no.7, pp.1687-1696, July 1992.
- [25] M.D. Zoltowski, G.M. Kautz, and S.D. Silverstein, "Beamspace Root-MUSIC," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.41, no.1, pp.344-346, Jan. 1993.
- [26] H.T. Hui, "Reducing the mutual coupling effect in adaptive nulling using a re-defined mutual impedance," *IEEE Trans. Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol.12, no.5, pp.178-180, May 2002.
- [27] H.T. Hui, "Compensating for the mutual coupling effect in direction finding based on a new calculation method for mutual impedance," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol.2, pp.26-29, Jan. 2003.
- [28] 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.
- [29] C.M.S. See, "Sensor array calibration in the presence of mutual coupling and unknown sensor gains and phases," *Electron. Lett.*, 3rd, vol.30, no.5, pp.373-374, March 1994.
- [30] C.S. See and B. 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.
- [31] R.S. Adve and T.K. Sarkar, "Compensation for the effects of mutual coupling on direct data domain adaptive algorithm," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.48, no.1, pp.86-94, Jan. 2000.
- [32] C.K.E. Lau, R.S. Adve, and T.K. Sarkar, "Minimum norm mutual coupling compensation with application in direction of arrival estimation," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.52, no.8, pp.2034-2041, Aug. 2004.
- [33] Q. Yuan, Q. Chen, and K. Sawaya, "Accurate DOA estimation using array antenna with arbitrary geometry," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.53, no.4, pp.1352-1357, April 2005.
- [34] B. Friedlander and A.J. Weiss, "Direction finding using spatial smoothing with interpolated arrays," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol.28, no.2, pp.574-587, April 1992.
- [35] B. Friedlander, "The root-MUSIC algorithm for direction finding with interpolated arrays," *Signal Process.*, vol.30, no.1, pp.15-28, Jan. 1993.
- [36] 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.
- [37] R.T. Williams, S. Prasad, A.K. Mahalanabis, and L.H. Sibul, "An improved spatial smoothing technique for bearing estimation in a multipath environ-

- ment," IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., vol.36, no.4, pp.425-432, April 1988.
- [38] S.U. Pillai and B.H. Kwon, "Forward/backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification," IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., vol.37, no.1, pp.8-15, Jan. 1989.
- [39] 岡村 敦, 藤坂貴彦, 桐本哲郎, 真野清司, "ESPRIT アルゴリズムにおけるサブアレー特性の補償法," 信学論 (B), vol.J83-B, no.4, pp.501-509, April 2000.
- [40] 内藤 孝, 山田寛喜, 山口芳雄, "DOA 推定のための仮想素子を用いたアレー校正手法," 信学論 (B), vol.J92-B, no.1, pp.216-223, Jan. 2009.
- [41] Z. Ye and C. Liu, "On the resiliency of MUSIC direction finding against antenna sensor coupling," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.56, no.2, pp.371-380, Feb. 2008.
- [42] Z. Ye and C. Liu, "2-d DOA estimation in the presence of mutual coupling," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.56, no.10, pp.3150-3158, Oct. 2008.
- [43] H. Steyskal and J.S. Herd, "Mutual coupling compensation in small array antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.38, no.12, pp.1971-1975, Dec. 1990.
- [44] H. Rogier and E. Bonek, "Analytical spherical-mode-based compensation of mutual coupling in uniform circular arrays for direction-of-arrival estimation," Int. J. Electron. Commun., vol.60, pp.179-189, 2006.
- [45] 原 六蔵, 山田寛喜, 小川恭孝, 山口芳雄, "高分解能到来方向推定法のための映像法を用いた反射板付ダイポールアレー校正法," 信学論 (B), vol.J87-B, no.9, pp.1424-1433, Sept. 2004.
- [46] 内藤 孝, 山田寛喜, 山口芳雄, "仮想素子を用いたアレー校正手法の検討," 2008 年度電子情報通信学会信越支部大会, 4B-1, p.63, Sept. 2008.
- [47] 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.
- [48] A.J. Weiss and B. Friedlander, "DOA and steering vector estimation using a partially calibrated array," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.32, no.3, pp.1047-1057, July 1996.
- [49] 島田裕平, 山田寛喜, 山口芳雄, "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," 信学論 (B), vol.J91-B, no.9, pp.980-988, Sept. 2008.
- [50] 内藤 孝, 山田寛喜, 山口芳雄, "仮想アレーを用いたリニアアレー doa 推定の仰角依存性の校正について," 信学技報, A-P2007-130, Jan. 2008.

(平成 21 年 1 月 20 日受付, 4 月 20 日再受付)



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 12~13NASA ジェット推進研究所・客員研究員・併任, 平 15~20ATR 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, MIMO システム, スマートアンテナ, レーダ信号処理, マイクロ波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, 平 16 本会通信ソサイエティ功労感謝状, 平 20 本会通信ソサイエティ功労賞受賞. IEEE 会員.