

## E 5 既知波源を用いたアンテナアレー校正の実験による検証

千葉 建治郎

山田 寛喜

山口 芳雄

新潟大学工学部

### 1. まえがき

現在、移動体通信や無線通信の需要の高まりから、電波伝搬環境把握に対して、MUSIC[1]法等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いる。しかし、アンテナアレーシステムを用い、電波到来方向推定を行う際、到来方向推定値に誤差を与える要因として、各アンテナ素子の特性のばらつきによる利得・位相誤差、素子間相互結合が挙げられる。このような誤差が存在する状況では、スーパーレゾリューション法の推定精度は大きく劣化する。

そのため、筆者らは信号部分空間と雑音部分空間の直交性を利用した誤差モデルによる校正パラメータを求めるアンテナアレー校正手法を提案した。さまざまなアレー形状で、ESPRIT法[2]、MODE[3]法、root-MUSIC法等のスーパーレゾリューション法を用いる場合、またSpectral-MUSIC法においてSSP法等の相関抑圧前処理を用いたコヒーレント波を扱う場合において、この種の校正手法が必要になる。一般には、Spectral-MUSIC法に対して、array manifold自体を実測し、これを利用した直接的な校正手法が良く用いられている。そこで、本稿では、これら二つの校正手法の性能を比較検討する。実験を通し、誤差モデルにより校正パラメータを求める校正処理が十分な校正効果を持つことを示す。

### 2. 校正手法

#### 2.1 校正手法 I (誤差モデルを用いた校正法 [4])

array manifold に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。ここで、いくつかの既知の到来方向角度の校正用データセットを取得したとする。この状況で、 $m$  番目の校正用データセット ( $m = 1, 2, \dots, M$ ) の受信データベクトルは以下のように表すことができる。

$$r_m = C\Gamma a(\theta_m) s_m + n_m, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (1)$$

ここで、 $s_m$  と  $\theta_m$  はそれぞれ入射波の複素振幅、 $m$  番目の校正用データセットの到来方向、また  $a(\theta_m)$  は理想的なモードベクトルであり、 $n_m$  は雑音ベクトルである。 $C$  と  $\Gamma$  はそれぞれ素子間相互結合行列、各素子の利得・位相誤差を表す行列である。4素子リニアアレーでは次のような行列になる。

$$C = \begin{bmatrix} c_0 & c_1 & c_2 & c_3 \\ c_1 & c_4 & c_5 & c_2 \\ c_2 & c_5 & c_4 & c_1 \\ c_3 & c_2 & c_1 & c_0 \end{bmatrix}, \Gamma = \begin{bmatrix} \gamma_1 & & & 0 \\ & \gamma_2 & & \\ & & \gamma_3 & \\ 0 & & & \gamma_4 \end{bmatrix}$$

式(1)の相関行列固有値解析を行った後、雑音部分空間に着目することで、以下の方程式を得ることができる。

$$\begin{aligned} C\Gamma a(\theta_m) \perp \{e_2^{(m)}, e_3^{(m)}, e_4^{(m)}\} \\ \Rightarrow (C\Gamma a(\theta_m))^H e_j^{(m)} = 0 \\ \Rightarrow e_j^{(m)H} (C\Gamma a(\theta_m)) = 0, \quad j = 2, 3, 4 \quad (2) \end{aligned}$$

ここで、 $H$  は複素共役転置である。

式(2)を見ると、 $C\Gamma$  の推定問題は非線形である。そのため、以下のように新たな未知パラメータを定義し、線形化

する。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} f_j^{(m)} \bar{A}(\theta_m), g_j^{(m)} \bar{A}(\theta_m), h_j^{(m)} \bar{A}(\theta_m), k_j^{(m)} \bar{A}(\theta_m), p_j^{(m)} \bar{A}(\theta_m), q_j^{(m)} \bar{A}(\theta_m) \end{bmatrix} \\ \times \begin{bmatrix} c_0 \gamma^T, c_1 \gamma^T, c_2 \gamma^T, c_3 \gamma^T, c_4 \gamma^T, c_5 \gamma^T \end{bmatrix}^T = 0 \\ f_j^{(m)} = [e_{j,1}^{(m)*}, 0, 0, e_{j,4}^{(m)}], g_j^{(m)} = [e_{j,2}^{(m)*}, e_{j,1}^{(m)*}, e_{j,4}^{(m)*}, e_{j,3}^{(m)*}], \\ h_j^{(m)} = [e_{j,3}^{(m)*}, e_{j,4}^{(m)*}, e_{j,1}^{(m)*}, e_{j,2}^{(m)*}], k_j^{(m)} = [e_{j,4}^{(m)*}, 0, 0, e_{j,1}^{(m)*}], \\ p_j^{(m)} = [0, e_{j,2}^{(m)*}, e_{j,3}^{(m)*}, 0], q_j^{(m)} = [e_{j,3}^{(m)*}, e_{j,4}^{(m)*}, e_{j,1}^{(m)*}, e_{j,2}^{(m)*}], \\ \bar{A}(\theta_m) = \text{diag}\{a(\theta_m)\} \end{aligned}$$

ここで、 $*$  は複素共役であり、 $T$  は転置を示す。また  $\gamma = [\gamma_1, \dots, \gamma_4]^T$  である。

さて、一般に、 $c_0 = \gamma_1 = 1$  と仮定できる。よって、未知パラメータの数は23個である。4素子リニアアレーにおいて、参照信号を1波入射とする場合、式(2)より3本の方程式を得ることができる。よって、23個全ての未知パラメータを決定するには、8波以上の参照信号データで推定することができる ( $3M \geq 23$ )。この条件が満たされた時、未知パラメータを推定でき、 $C$  と  $\Gamma$  の要素の値を得ることができる。 $C$  と  $\Gamma$  を推定した後、校正後の到来方向推定値は以下の播引関数で推定することができる。

$$P_{\text{music}}(\theta) = \frac{a(\theta)^H W^H W a(\theta)}{a(\theta)^H W^H E_N E_N^H W a(\theta)} \quad (3)$$

ここで、 $W = C\Gamma$  である。

#### 2.2 校正手法 II (モードベクトルの直接校正手法)

波源の到来方向が既知であるなら、理想的な array manifold と実際の array manifold とのズレを推定し、その結果を用いて校正することができる。

いま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  $\theta_m$ ) が得られているとすると、 $N$  素子リニアアンテナアレーの受信データは以下ようになる。

$$r_m = W_m a(\theta_m) s_m + n_m \quad (4)$$

ここで、 $W_m$  はアンテナ誤差に関係する  $N \times N$  対角行列である。

式(6)の相関行列固有値解析を行った後、以下の関係式を得ることができる。

$$\begin{aligned} W_m a(\theta_m) a(\theta_m)^H W_m^H &\propto e_1^{(m)} e_1^{(m)H} \\ &\Rightarrow W_m a(\theta_m) \propto e_1^{(m)} \quad (5) \end{aligned}$$

上式より直ちに、

$$W_m = c \bar{E}_m \bar{A}_m^{-1} \quad (6)$$

ただし、 $c$  は複素定数、 $\bar{E}_m = \text{diag}\{e_1^{(m)}\}$ 、 $\bar{A}_m = \text{diag}\{a(\theta_m)\}$  である。複素定数  $c$  はアレー利得及び、基準素子(第一素子)より次のように定めることとする。

$$\|W_m\|^2 = N \Rightarrow |c| = \sqrt{N / \sum_{j=1}^N \left| \frac{e_{1,j}^{(i)}}{a_{1,j}} \right|^2} \quad (7)$$

$$\arg(c) = -\arg \left[ \bar{E}_m \bar{A}_m^{-1} \right]_1 \quad (8)$$

ここで、 $e_{1,j}^{(m)}$ ,  $a_{m,j}$  はそれぞれ  $e_1^{(m)}$ ,  $a(\theta_m)$  の  $j$  番目の要素である。以上の手順により、異なるいくつかの  $\theta_m$  に対し  $W_m$  を取得する。 $M$  個の測定値  $\theta_1 \sim \theta_M$  (ただし  $\theta_m < \theta_{m+1}$ ) から  $W_1 \sim W_M$  が得られているものとする。補正行列  $W$  が  $\theta$  の変化に対して十分に滑らかであると仮定すると、式 (3) と式 (9) により校正後の到来方向推定を行うことができる。

$$\theta = t\theta_{j+1} + (1-t)\theta_j, \quad 1 \leq j < M, 0 < t \leq 1, \\ W = tW_{j+1} + (1-t)W_j, \quad (9)$$

3. 測定システムと実験概要

実験において、図1のようなFM-CW方式を利用した4チャンネル同時サンプリング可能な測定システムの開発を行った。この測定システムでは、測定する各チャンネルの信号は送信信号と受信信号から得ることのできるビート信号であり、実数データである。MUSIC法による到来方向推定を行う際に必要になる複素データを得るために、DOS/Vコンピュータ上でソフトウェアによるI-Q変換を行っている。

本システムは、制御用DOS/Vコンピュータと送信信号生成ユニット (Saw Tooth Wave Generator, Sweeper), 送受信アンテナ, FM-CW レーダ回路 (Power Divider, Mixer) と受信信号処理ユニットから構成される。そして、送信信号と受信信号から得られるビート信号を4チャンネル同時サンプリングし、データを取得する。

2節で示した2つの校正手法の校正効果を検証するため、電波暗室内において、電波到来方向推定実験を行った。測定パラメータを表1に示す。送信アンテナにはホーンアンテナ、受信アンテナには円板上の等間隔モノポールアンテナを用いた。送信アンテナを固定し、受信アレーをAzimuth Tableで回転させることにより入射波の到来方向に変化を持たせ、 $-90.0^\circ \sim 90.0^\circ$  の範囲で  $5.0^\circ$  毎に測定を行い、データを取得した。なお、送受信アンテナ間の距離は  $200[\text{cm}]$  ( $16\lambda$ ) である。

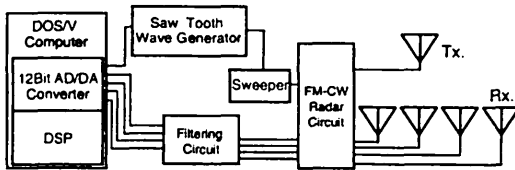


図1. 測定システム構成図

表1. 測定パラメータ

入射信号数	1
中心周波数	2.4 [GHz]
掃引周波数幅	2.3 [GHz] - 2.5 [GHz]
素子間隔	$\lambda/2$
素子数	4
スナップショット	1

4. 実験結果

解析する際に用いた参照信号のDOAを表2に示す。校正手法IとIIに対し、用いたデータセット数はどちらも13とした ( $M = 13$ )。また、図2に校正手法IとII、及び校正を施さなかった場合の各角度に対するMUSIC法による到来方向推定値の誤差を示す。

図2より、校正手法IとIIのどちらの校正手法においても、校正前データの到来方向推定値より推定精度は向上していることが確認できる。校正手法IIはほぼすべての角度に対し、良好な校正が実現されている。校正手法Iもまた、校正手法IIと比較して、その校正効果は同等の性能を有していることが分かる。校正手法IIの特徴として、参照信号を取得したDOA、及びその周辺に対し大きな校正効果を得ることができる。しかし、より高精度な推定値を得るためには、被測定DOA領域全域に渡り非常に多くのデータセットが必要になる。その結果、この校正処理IIに必要なテーブルは大きくなり、MUSIC法による計算処理は非常に複雑になる。その点において、校正手法Iは異なる。校正手法Iは、受信

データにおいて、条件を満たすデータセットからどの入射角度に対しても共通の誤差である  $C$  と  $\Gamma$  を連立方程式を構築し、直接求めている。そのため、校正手法IIのように、補間により補正行列  $W$  を生成する必要は無い。それ故、校正手法Iは校正手法IIのように、テーブルを必要としない。

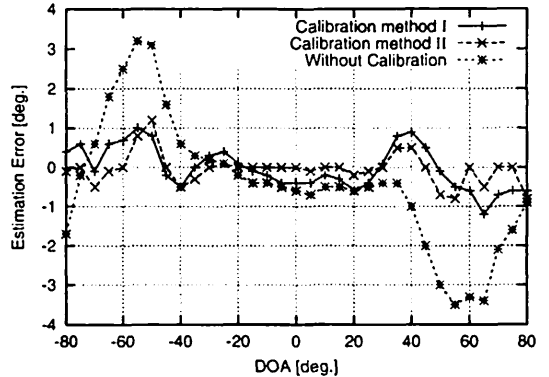


図2. 校正手法IとII、及び校正前データのDOA推定誤差

表2. 参照信号のDOA

	校正手法I	校正手法II
$\theta_1$	$-75.0^\circ$	$-90.0^\circ$
$\theta_2$	$-70.0^\circ$	$-75.0^\circ$
$\theta_3$	$-45.0^\circ$	$-60.0^\circ$
$\theta_4$	$-40.0^\circ$	$-45.0^\circ$
$\theta_5$	$-30.0^\circ$	$-30.0^\circ$
$\theta_6$	$-15.0^\circ$	$-15.0^\circ$
$\theta_7$	$0.0^\circ$	$0.0^\circ$
$\theta_8$	$15.0^\circ$	$15.0^\circ$
$\theta_9$	$30.0^\circ$	$30.0^\circ$
$\theta_{10}$	$35.0^\circ$	$45.0^\circ$
$\theta_{11}$	$40.0^\circ$	$60.0^\circ$
$\theta_{12}$	$45.0^\circ$	$75.0^\circ$
$\theta_{13}$	$80.0^\circ$	$90.0^\circ$

5. まとめ

本稿では、開発した測定システムを用い実験を行うことで、既知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2種類の校正手法の性能を比較検討した。その結果、提案してきた誤差モデルを用いた校正手法が一般的に用いられるモードベクトルの直接校正手法と同等の校正処理性能を有することを示した。今後の課題としては、root-MUSIC法、ESPRIT法を用いた校正処理の検討、コヒーレント波複数入射状況の校正処理の検討が挙げられる。

謝辞

本研究で使用したりニアアレーは阿達透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。

参考文献

- [1] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. AP-34, no.3, pp.276-280, Mar.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] 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.
- [4] 新井隆宏, 千葉 建治郎, 山田寛喜, 山口芳雄, "既知の波源を用いたアンテナアレー校正法 (1) - 連立方程式による校正パラメータの直接導出法 -," *信学技報*. vol. AP2001-152, pp.53-60, 平成13年11月.