

USVを用いたアレーキャリブレーション法

Array Calibration Technique Using USV

陳 強¹
Qiang Chen

袁 巧微²
Qiaowei Yuan

澤谷 邦男¹
Kunio Sawaya

東北大学¹
Tohoku University

仙台高等専門学校²
Sendai National College of Technology

1 まえがき

アレーアンテナを用いて平面波の到来方向 (Direction of Arrival, DOA) を推定する際、アレー素子間の相互結合の影響により、アレーアンテナの受信電圧ベクトルと入射電圧ベクトルとのずれが発生し、MUSICのような高分解能アルゴリズムを用いても、推定精度が劣化するという問題がある。そこで、問題の起因であるアレー素子間の相互結合を補正、または低減するために、様々なアレーキャリブレーションの方法が研究されている。

Gupta 氏らは、入射電圧ベクトルをアレー素子の給電ポートに作用する開放電圧と見なし、給電ポート間の相互インピーダンスを用いて、開放電圧ベクトルから受信電圧ベクトルを厳密に求めることにより、素子の相互結合を補正した高精度なアダプティブアレー制御を実現できることを示した [1]。しかしながら、アンテナ素子の形状が複雑な場合は、または、アンテナ素子の電気長は大きい場合は、開放電圧の定義が困難となり、ポート上の開放電圧ベクトルと受信電圧ベクトル間の関係は、給電ポート間の相互インピーダンスだけでは表現できない問題点が残っている。そこで、アレー入射電圧ベクトル (誤差のないモードベクトルとも呼ばれる) とアレー受信電圧ベクトル (相互結合の影響を受けた誤差のあるモードベクトルとも呼ばれる) に対して、校正行列を用いて両者の違いを補正しようとする研究が多く行われてきた。しかし、校正行列は入射波の DOA に依存するため、校正行列を厳密に定義し、推定することは容易ではない [2]。

筆者らは、Universal steering vector (USV) を用いたアレーキャリブレーション法を提案した [3]。本手法は、任意の大きさ、任意形状のアンテナでも、アレー受信電圧ベクトルと入射電圧ベクトルとの関係を厳密な数値解析で求めることができるため、理論的にはアレー素子間の相互結合を考慮した DOA 推定とアレーのアダプティブ制御が可能になると言える。しかしながら、実際に大規模なアレーアンテナや、数値計算に不向きな構造を持つ複雑なアレーアンテナの場合は、または、アレーアンテナの RF アナログ回路中、各素子ごとの伝送特性のばらつき、所謂アナログ回路の誤差問題が存在する場合は、本手法の適用が困難になると思われる。

本稿では、USV を用いたアレーキャリブレーション法と従来法との比較、考察を行い、アナログ回路の誤差問題に対する補正法を検討し、その有効性を示す。

2 USV を用いたアレーキャリブレーション法

まず MUSIC 法による DOA 推定を例として、USV を用いたアレーキャリブレーション法を述べる。到来波数を L 、アレー素子数を M とする。到来平面波の DOA を推定するために、角度 (θ, ϕ) を走査しながら、MUSIC のスペクトラム

$$P_{MU}(\theta, \phi) = \frac{[A(\theta, \phi)]^H [A(\theta, \phi)]}{[A(\theta, \phi)]^H [E_N] [E_N]^H [A(\theta, \phi)]} \quad (1)$$

を計算し、そのピーク値に対応する角度を探せばよい [4]。ここで、 $[E_N]$ は、受信電圧ベクトル $[V^r]$ の相関行列

$$[R_{vv}] = E \{ [V^r][V^r]^H \} \quad (2)$$

に対応する固有値ベクトル中のノイズベクトルから構成される $M \times (M - L)$ の行列である。また、式 (1) の $[A(\theta, \phi)]$ は走査方向 (θ, ϕ) からの平面波に対するモードベクトル (アレー応答ベクトル) であり、例えば、 x 軸上の等間隔リニアアレーを用いて xz 面において到来波を走査する場合は、

$$[A(\theta, 0)] = [1, e^{-jk_0 d \sin \theta}, \dots, e^{-j(M-1)k_0 d \sin \theta}]^H \quad (3)$$

となる。ここで、 d はアレー素子間隔、 k_0 は自由空間の波数である。このように定義されているモードベクトルは、アレー素子間の相互結合が含まれておらず、本当の受信電圧 (アレー応答) になっていない。そこで、モーメント法の概念を取り入れ、任意形状のアレーアンテナのモードベクトルを厳密に計算するキャリブレーション法を提案した。そのモードベクトルを USV と呼び、 $A^u(\theta, \phi)$ とする [3]。

アレーアンテナ上の電流分布を N 個の展開関数に分割し、展開関数間の自己・相互インピーダンス行列を $[Z]$ とすると、

$$[Z][I] = [V^{inc}(\theta, \phi)] \quad (4)$$

ここで、 $[I]$ は展開関数の係数を表す電流ベクトルであり、 $[V^{inc}(\theta, \phi)]$ は入射波を表す長さ N の電圧ベクトルである。 $[Z]$ と $[V^{inc}(\theta, \phi)]$ を計算すれば、アレー素子のポートにおける電流は、

$$[I^{ter}] = [Y^{ter}] [V^{inc}(\theta, \phi)] \quad (5)$$

となる。ここで、 $[I^{ter}]$ はアレー素子の受信ポートにおける電流を表す長さ M のベクトルであり、 $[Y^{ter}]$ は $[Z]$ の逆行列 (アドミタンス行列) $[Y]$ の中、 N 個の展開関数と

M 個の受信ポートとのアドミタンスに対応する $M \times N$ の行列である. アレー素子の負荷インピーダンスを z_l とすれば, 受信ポートにおける受信電圧ベクトル, すなわち USV は

$$[A^u(\theta, \phi)] = z_l [Y^{ter}] [V^{inc}(\theta, \phi)]. \quad (6)$$

で求められる. $[Y^{ter}]$ は入射波の角度に依存しないため, $M \times N$ 回の乗算だけで USV が計算できる. また, [1] の方法は, 受信ポート間の相互結合を考慮することに対し, 本手法は, 受信ポートとすべての展開関数との相互結合を考慮することになり, 複雑で電氣的に大きいアンテナでも有効であることが分かる.

しかしながら, $[Z]$ の数値計算が困難の場合や, アナログ回路の誤差問題が存在する場合など, USV の適用が困難になることもある. そこで, 伝送路のばらつきは走査方向に依存しないため, 予め実験により素子ごとの伝送路の伝送特性を測定し, USV を補正すれば, 後者の問題を解決できると考えて, 以下に実験的検討を行う.

3 Compensated USV(C-USV) を用いたアレーキャリブレーション法

図 1 に示す反射板付き 4 素子モノポールアレーアンテナを用いて, MUSIC 法による DOA 推定実験を行う. 送信側では, 2 チャンネルの CDMA 信号を 2 つの方向から放射し, 受信側では, 4 チャンネルの CDMA 受信機でアレーアンテナからの信号 (振幅と位相) を受信する (図 2). RF 入力端と IF 出力端の間の 4×4 散乱行列 $[C]$ を測定し,

$$[A^{u2}] = [C][A^{u1}] \quad (7)$$

で USV を補正する. ここで, $[A^{u1}]$ は USV で, $[A^{u2}]$ は C-USV である. 実験は電波暗室で行われ, 垂直偏波の平面波の入射角度を $(\theta, \phi) = (90^\circ, 0)$ と $(90^\circ, 320^\circ)$ と設定し, 周波数は 2.45 GHz である [5].

図 3 に MUSIC スペクトルを示す. 実験で直接測定した Measured USV を用いた場合は, 推定精度がもっとも高いが, 計算された USV に実験による補正を加えた Hybrid C-USV も高い精度が得られている. それに対し, 受信機のアナログ回路の電気長補正を入れずに, 計算した USV(N-USV) だけを用いた場合は, 推定精度と感度は若干劣化していることが分かる. 0 度と 320 度のほか, 180 度においても MUSIC スペクトルのピークが現れた原因は, アレーアンテナ構造の対称性により, 0 度方向の信号のイメージが映されたことにある.

4 まとめ

本稿では, USV を用いたアレーキャリブレーションの方法を述べて, 従来法との比較, 考察を行った. また, 受信機のアナログ回路の伝送特性を実測し, USV を補正することにより, USV を用いたアレーキャリブレーションの精度を向上できることを示した.

参考文献

- [1] I. J. Gupta and A. A. Ksienski, "Effect of mutual coupling on the performance of adaptive ar-

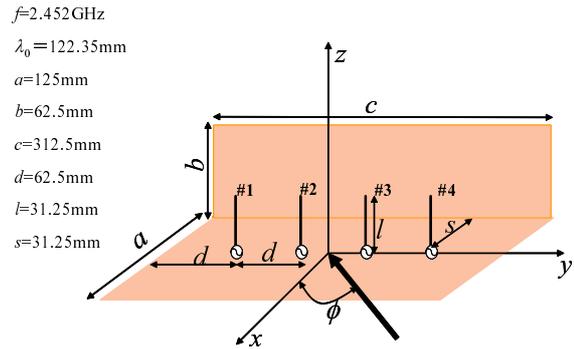


図 1 Geometry of receiving array antenna.

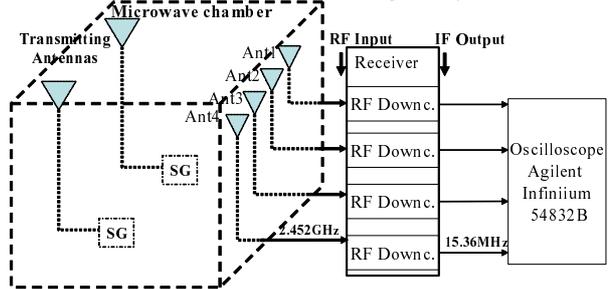


図 2 Experimental Setup for DOA Estimation.

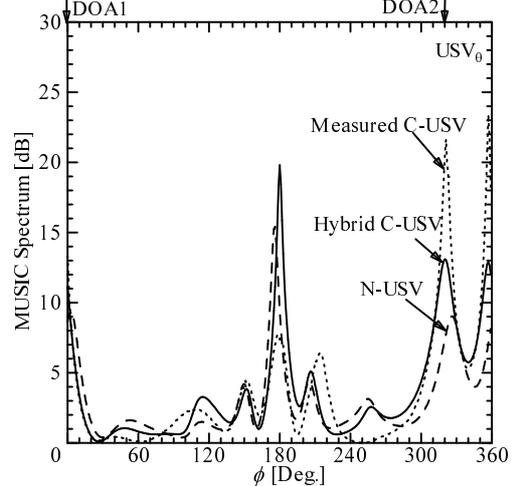


図 3 MUSIC Spectrum.

rays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol.AP-31, No.5, Sept. 1983.

- [2] 山田, "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", 信学会論文誌 B, Vol.J92-B, No.9, pp.1308-1321, 2009 年 9 月.
- [3] Q. Yuan, Q. Chen and K. Sawaya, "Accurate DOA Estimation Using Array Antenna with Arbitrary Geometry," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 53, No. 4, pp. 1352-1357, April 2005.
- [4] 菊間, アダプティブアンテナ技術, オーム社, 2003.
- [5] Q. Yuan, Q. Chen, and K. Sawaya, "Experimental Study on MUSIC-Based DOA Estimation by Using Universal Steering Vector," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E91-B, no. 5, pp. 1575-1580, 2008.