

高分解能到来方向推定のための影像法を用いた反射板付ダイポールアレー校正法

原 六蔵[†] 山田 寛喜^{†a)} 小川 恭孝^{††} 山口 芳雄[†]

Calibration of Dipole Array with Reflector Using Method of Images for High-Resolution Direction-of-Arrival Estimation

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

あらまし 高度情報化社会においてワイヤレス通信が果たす役割は大きい。高速デジタルワイヤレス通信ではマルチパスフェージングによる問題を解決しなければならない。マルチパス対策・干渉キャンセラなどを通信システムへ実装するには、高精度な電波到来方向推定が必要となる。そこで、アレーアンテナを用いた電波到来方向推定に MUSIC 法などのスーパーレゾリューション法の適用が期待されている。しかし、高分解能性を実現するにはアレー校正が不可欠である。本論文では、背面に反射板を配置したダイポールアレーについて、影像法を用いた校正手法を提案する。一般にアレー素子近傍に金属物体が存在する場合の校正は困難となる。本論文では反射板などの単純な形状の場合、それにより生じる影像を考慮することにより校正精度の向上を図ることができることを示す。NEC2 を用いたシミュレーション及び電波暗室内での実験を行い、本提案手法の有効性を明らかにしている。

キーワード アレーアンテナ, 校正法, MUSIC 法, 素子間相互結合, 反射板付ダイポール

1. まえがき

近年、信頼性の高いワイヤレス通信システムの実現に向けた高度な電波伝搬解析技術として、MUSIC 法 [1], ESPRIT 法 [2] などのスーパーレゾリューション法による推定が期待されている。しかし、これら高分解能な手法は測定データの誤差にも敏感である。特に測定系（受信システム）に起因する誤差成分の補正（校正）は重要な問題である。

アレーの校正問題は古くから検討されており、素子間相互結合の実測値を用いるもの、遠方放射解を用いるものなど様々な手法が検討されている [3]~[5]、近年では実装を踏まえた研究も数多く報告されている（例

えば [6], [7]）。スーパーレゾリューションアレーの校正問題も、基本的にはアダプティブアレー等と同様に、素子間相互結合、素子の利得・位相（チャンネルインバランス）誤差、素子の位置誤差が問題となる [8]~[10]。上記の校正手法の多くは、補正係数を各アレー出力を校正する校正行列の形として作用させるものが多い。MUSIC 法などの掃引型の手法では、実測したモードベクトルを利用した校正も考えられる [11], [12]、しかしながら適用可能な手法が限られるため、広い応用を考えた場合、前者の校正行列に基づく手法が望まれる。筆者らは、校正行列の推定において、モードベクトルと雑音部分空間の直交性に着目した校正手法を提案している [13]。

従来のほとんどの校正手法では、アンテナ周囲に金属物体が存在しないものと仮定しており、反射板などが存在する場合には、精度の良い校正は困難である [14]。これは、単純な反射板であっても、結合によりその表面に電流が分布するため、従来の手法ではアレー素子との結合を正しくモデル化できていないことが原因である。反射板付きのアレーは、よく用いられ

[†]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

^{††}北海道大学大学院工学研究科, 札幌市

Electronics and Information Engineering, Hokkaido University, Kita 13 Nishi 8, Kita-ku, Sapporo-shi, 060-8628 Japan
a) E-mail: yamada@ie.niigata-u.ac.jp

るアレーであり、その校正手法の確立は重要な問題である。

本論文では、反射板付ダイポールアレーに対して画像法を用いる校正手法を提案する。これは、反射板による画像を利用することで、反射板上の分布した電流と（実在）素子との結合を、実在素子と影像素子の結合問題としてモデル化した手法である。簡単のため、本論文での検討は、素子間相互結合のみの校正問題とするが、利得・位相誤差などを含めた拡張も容易である。反射板が十分に大きい場合、反射板の存在は画像法に基づいてアンテナ素子の画像で置換え可能である。よって、反射板が存在せず、アンテナ素子のみ存在する場合と同様の校正が可能となる。実際の反射板では十分な大きさが得られないこともあるが、画像法に基づいた反射板と影像素子との置換えが近似的には成立する。これにより、受信データベクトルが実在素子と影像素子によるモードベクトルで表現可能となる。この表現において、素子間相互結合などによる影響は誤差行列として扱うことができる。この誤差行列は、校正処理において校正行列として作用し、入射角度が既知である波源の受信データから推定される。更に本論文では、雑音の影響を考慮するため、信号固有ベクトルを用いた校正を考察し、加えて校正用波源の複素振幅差（電力差）の影響を軽減する手法についても検討している。それらの手法の有効性を NEC2 を用いた数値計算と電波暗室内での実験で明らかにする。

2. 反射板付アレーアンテナ

反射板を有する等間隔リニアアレーアンテナで方位角を推定する問題を考える。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）はないものとし、アレー軸と反射板の間隔は $\lambda/4$ とする。

反射板が存在しない場合、素子数 L のチャンネルインバランスや素子間相互結合のない（理想的な）アレーの受信データベクトル \tilde{r} は以下で与えられる。

$$\tilde{r} = \sum_{k=1}^d \tilde{a}(\theta_k) s_k + n \quad (1)$$

$$\tilde{a}(\theta_k) = \left[e^{j\frac{2\pi}{\lambda} p_1^T q(\theta_k)}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} p_L^T q(\theta_k)} \right]^T \quad (2)$$

$$q(\theta_k) = [\sin \theta_k, 0, \cos \theta_k]^T \quad (3)$$

$$p_l = [x_l, y_l, z_l]^T \quad (4)$$

ここで、 λ は入射波の波長、 θ_k 、 s_k は、それぞれ k

番目入射波の到来角度、複素振幅である。 n は平均 0、分散 σ^2 のガウス雑音であり、 T は転置である。また、 p_l は l 番目素子の座標ベクトルである。

画像法に基づいた影像素子を含めたモードベクトル $a(\theta_k)$ を用いると、 $\lambda/4$ 波長離れた反射板の影響により受信データベクトル r は次式で表される。

$$r = \sum_{k=1}^d W a(\theta_k) s_k + n \quad (5)$$

$$a(\theta_k) = \left[e^{j\frac{2\pi}{\lambda} p_1^T q(\theta_k)}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} p_L^T q(\theta_k)}, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} p_{L+1}^T q(\theta_k)}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} p_{2L}^T q(\theta_k)} \right]^T \quad (6)$$

$$W = [W_r | W_i] \quad (7)$$

行列 W は、素子間相互結合や反射板の影響などを表すものであり、推定誤差の要因となる。誤差要因が明らかならば校正可能であるため、本論文では行列 W を校正行列と呼ぶ。ベクトル $a(\theta_k)$ の要素 $1 \sim L$ は実在する素子に対応し、要素 $L+1 \sim 2L$ は画像の位置に存在する素子に対応する。よって、ベクトル $a(\theta_k)$ の次元は $2L$ であり、校正行列 W は $L \times 2L$ 行列となる。また、一般に校正行列 W は式 (7) のように実在する素子に対応する行列 W_r と画像の位置に存在する素子に対応する行列 W_i に分離される。行列 W_r と行列 W_i は $L \times L$ 行列である。

反射板が無限である場合、画像法が完全に成立し、 $W_r = -W_i$ となる。また、行列 W_r は文献 [12] 中の 4 素子リニアアレーの結合行列に等しい。

反射板が有限長である場合、画像法の適用が不完全となり、 $W_r \neq -W_i$ である。しかし、誤差を最小とする行列 W_r 、 W_i を得ることにより、式 (5) は近似的に成立し、この校正行列 W を用いることにより校正精度の向上が可能となる。

3. 校正手法

本論文では反射板付きアレーに対して三つの校正手法を施した比較検討を示す。以下に比較で用いる 3 手法の概要を示す。

3.1 提案手法 1

到来角度が既知である受信データを用いることにより、校正行列 W を以下のように推定する。

$$W = B A^H \{ A A^H \}^{-1} \quad (8)$$

$$A = [a(\theta^{(1)}), \dots, a(\theta^{(M)})] \quad (9)$$

$$B = [r^{(1)}, \dots, r^{(M)}] \\ = WA \quad (10)$$

$r^{(m)}$ は到来角度 $\theta^{(m)}$ から 1 波のみ入射した校正用受信データベクトルであり, H は複素共役転置である. 行列 W は $L \times 2L$ 行列であるから, 校正用データセット数 M は $2L$ より多くなければならない. 一般に等電力の校正信号を用いた場合においても各受信値 $r^{(m)}$ において信号の位相が一致しているとは限らない. この位相の影響を取り除くため, 実際の処理は次のように行う.

$$W = EA^H \{AA^H\}^{-1} \quad (11)$$

$$E = [e^{(1)}, \dots, e^{(M)}] \quad (12)$$

$$E[r_a r_a^H] \simeq e_a \lambda_a e_a^H + \sigma^2 I \quad (13)$$

$$r_a = \begin{bmatrix} r^{(1)} \\ \vdots \\ r^{(M)} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$e_a = \begin{bmatrix} e^{(1)} \\ \vdots \\ e^{(M)} \end{bmatrix} \quad (15)$$

ここで, $E[\cdot]$ はアンサンブル平均である. r_a は $r^{(m)}$ を並べたベクトルであり, 対応する固有ベクトルが e_a である. ベクトル e_a を M 個のベクトルに分割して, 行列 E を構成する. これは相関行列を用いた処理であるため雑音の影響の軽減も期待できる.

3.2 提案手法 2

提案手法 1 では等電力の校正信号を仮定していた. 後の数値計算で示すが, 校正用信号の電力差が大きくなると, 校正精度が劣化する. そのような場合, 式 (12) の代わりに式 (16) により受信電力を正規化すると校正誤差が軽減する.

$$E = \begin{bmatrix} \frac{e^{(1)}}{|e^{(1)}|}, \dots, \frac{e^{(M)}}{|e^{(M)}|} \end{bmatrix} \quad (16)$$

ただし, $e^{(m)}$ 自体も行列 W の関数であるため, この処理は近似である. 式 (5) のモードベクトルノルム $|a(\theta)|$ は到来角度 θ に依存しないが, 一般に誤差をもつモードベクトルノルム $|Wa(\theta)|$ は到来角度 θ に依存する. よって, 式 (16) においても, 到来角度が異なる校正用データの固有ベクトルの正規化は近似処理である. したがって, 本手法は近似的であるが電力に依存しない校正手法であり, 校正用信号の受信電力が未知である場合にも有効となる.

3.3 比較手法

文献 [12] の校正手法は, 影像を用いずに外部校正信号による素子データのみを用いて校正を行う手法である. 提案手法 1, 2 の校正行列 W が $L \times 2L$ 行列となるのに対し, この手法は影像部分を取り除いた $L \times L$ 行列となる (行列 W_r のみ). 文献 [12] では対称性等を利用した工夫を施しているが, 本質的には式 (2) のモードベクトルを用いて,

$$\tilde{A} = [\tilde{a}(\theta^{(1)}), \dots, \tilde{a}(\theta^{(M)})] \quad (17)$$

$$\tilde{W} = B\tilde{A}^H \{ \tilde{A}\tilde{A}^H \}^{-1} = W_r \quad (18)$$

として表現される校正手法である.

4. シミュレーション

4.1 シミュレーションモデル

校正モデル自体の有効性を検証するためには, 理想的な状況下で, どの程度の誤差が残存するかを示すのが重要といえる. したがって, ここでは, まず NEC2 [16] を用いて, 受信データの相関行列が正確に得られた理想的な場合 (スナップショット数無限^(注1)) の数値計算を行い, 各提案手法の校正効果を明らかにする. 入射波の周波数は 2.4 [GHz] ($\lambda = 0.125$ [m]) とし, アンテナ素子は半径 1.0 [mm] 長さ 56.0 [mm] (0.45 λ) のワイヤからなる半波長ダイポールとした. ワイヤの給電点には実験系に相当するインピーダンス (50 [Ω]) を付加した. 受信アレーは 4 素子半波長等間隔リニアアレーとし, ダイポールは y 軸方向に配置した (図 1). 各素子の給電点は $z = \lambda/4$, $y = 0$ の線上に存在する. 反射板は xy 平面上に位置している. 校正用データ 8 波の到来角度は $-60.0, -45.0, -30.0, -10.0, 10.0, 30.0, 45.0, 60.0$ [deg] とした. これは一例である. 理論上は, 式 (8) (及び (11), (18)) における逆行列 ($\{AA^H\}^{-1}$) が安定して計算できるような独立な $\theta^{(m)}$ を選択すればよい. 提案手法 1, 提案手法 2 により得られた行列 W を用いて, 次式の MUSIC 法

(注1): スナップショット数が無限大のとき, データ相関行列 $R = E[rr^H]$ は, $R = R_s + \sigma^2 I$ (R_s は信号相関行列) として正確に推定される. σ^2 は R の ($L-d$ 個の) 最小固有値から推定され, $R - \sigma^2 I$ より, 雑音の影響を受けない信号相関行列 R_s が得られる. 雑音がある場合, R の固有値は R_s のそれより σ^2 だけ大きくなるが, 相関行列の固有ベクトルは雑音の有無にかかわらず同一となる. MUSIC は雑音固有値に対応する固有ベクトルとの直交性を利用して推定するので, 固有ベクトルの一致する二つの事象では同じ推定結果が得られ, スナップショット数無限と雑音なし (SNR 無限大) は, ともに等価な理想的な状態となる.

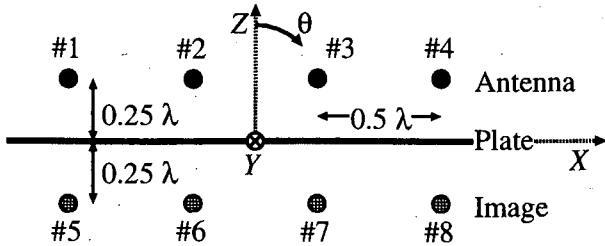


図 1 4 素子アレーにおける素子及び反射板配置
Fig. 1 Positions of elements and a reflector.

で到来角度を推定する。

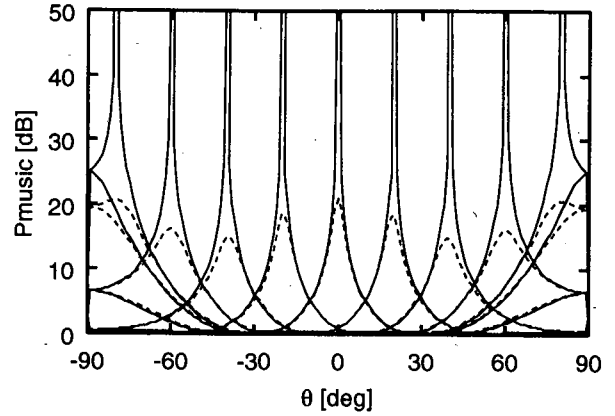
$$P_{music}(\theta) = \frac{|W a(\theta)|^2}{\sum_{h=d+1}^L |W a(\theta)^H e_h|^2} \quad (19)$$

ここで、 e_h は受信データの雑音固有ベクトルである。

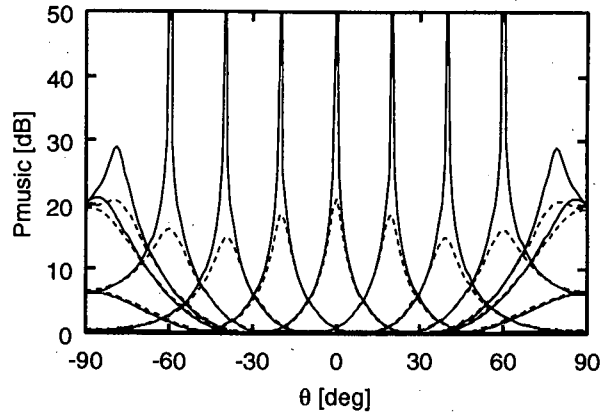
4.2 無限反射板モデル

まず等電力校正信号を用いた場合の数値計算結果を示す。提案手法 1, 提案手法 2 ではそれぞれ図 2(a), (b) に示す校正効果が得られる。また, 比較手法として校正行列内の対称性を用いる文献 [13] の校正手法による結果を図 2(c) に示す。これら図では $-80.0 \sim 80.0$ [deg] の 20.0 [deg] 間隔の受信データに校正を施している。破線は校正なしのデータでの推定結果である。到来方向推定において高分解能性 (近接 2 波の分離検出) を実現するには, 校正処理を施した MUSIC スペクトルにおいて高いピークを得なくてはならない。このシミュレーションでは等電力校正信号を用いており, 影像法によるモデル化が完全であるため, 提案手法 1 は完全な校正が可能である。提案手法 2 は, 前述の近似誤差のため, わずかに校正精度の劣化が認められる。このシミュレーション状況でベクトル $W a(\theta)$ は図 3 のようなノルムである。この手法では未知の送信信号電力を正規化するために受信データベクトルのノルムを用いている。いうまでもなく, 等電力の場合には行う必要のない処理である。素子間相互結合がなければ, $r = a(\theta)s$ のノルム $|a(\theta)s|$ は θ に依存せず一定となり送信電力に比例している。しかしながら, 実際は結合のため, $|W a(\theta)s|$ となり, θ により変化する。これにより精度が若干劣化している。比較手法は行列 W_r のみで校正を行うが, 無限反射板における行列 W 内の W_r と W_i が相似であるため, 完全な校正が可能となっている。

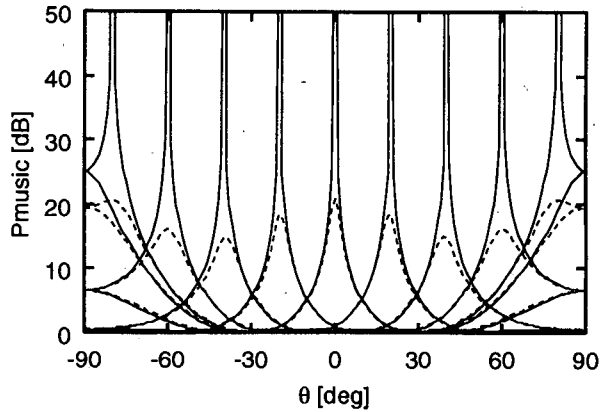
ここで, 校正用データの到来波に電力差が存在する場合について考える。前述のシミュレーションモデ



(a) Proposed method 1



(b) Proposed method 2



(c) Comparison method

図 2 MUSIC スペクトル 1 (無限反射板シミュレーション, 校正後 (実線), 校正なしのデータ (破線))

Fig. 2 MUSIC spectrums 1. (Simulation on reflector of infinite length, Calibrated (solid lines), Uncalibrated (dashed lines))

ルにおいて, 60.0 [deg] の校正用データの電力が他のデータより 3 [dB] 低いと仮定する。この場合, 校正結果は図 4 となる。提案手法 1 は電力差に影響されるので校正精度が劣化する。提案手法 2 及び比較手法は校正精度が電力差に依存しないため, 図 2 と同じで

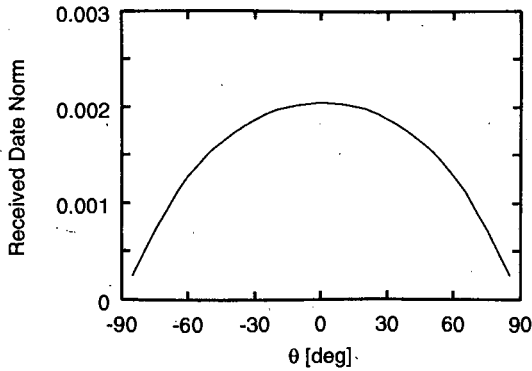


図3 受信データノルム
Fig. 3 Norm of the received data.

ある。以上より、提案手法1は校正用データ間で到来波の電力が一致する状況で使用することが望ましいことが分かる。このシミュレーション結果が示すように、到来波の電力が一致すると保証されない状況では、提案手法2のような補正が有効となる場合もあることが分かる。

4.3 有限反射板

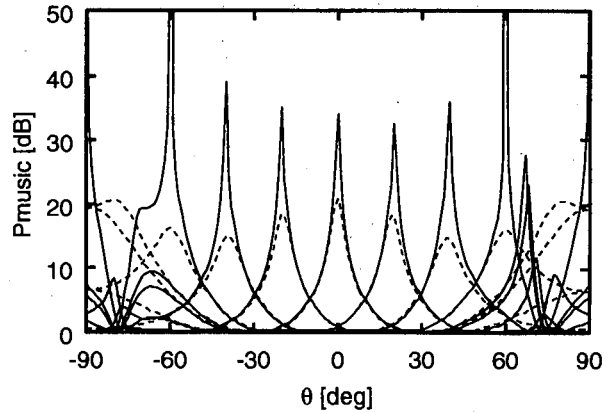
反射板の中心が座標原点と一致するように配置する。反射板はメッシュ状にワイヤで、X方向2λ, Y方向1λの長方形にモデル化した。校正用データの到来波の複素振幅はすべて同一とする。

影像法の適用が近似的な成立であるため、無限平板の状況のように完全な校正とはならないが、図5(a)のように提案手法1では校正用データセット周辺に対して十分な校正が可能となっている。提案手法2は、提案手法1よりやや劣るが、十分な校正効果が得られている。図5(c)では校正精度の著しい劣化が生じる。これは比較手法が4×4行列 W_r で校正を行っており、給電点以外に反射板上にも無視できない大きさの電流が分布する4素子+反射板という五つ以上の金属物体の結合を適切に近似できないためである。このことから、本論文で提案する手法のように影像素子を含めたモードベクトルを利用することで、校正精度の向上が期待できることが分かる。

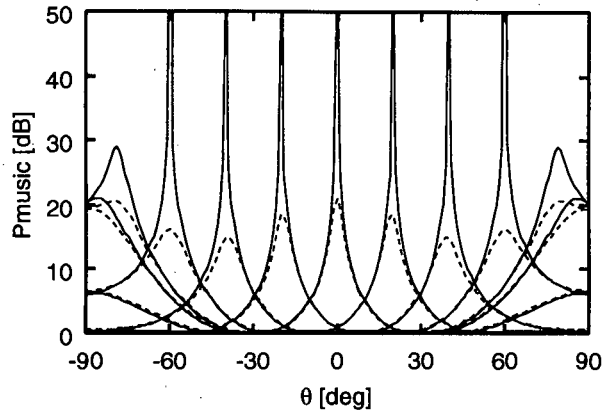
なお、校正信号のモードベクトルを近傍波源で表すものに拡張することも考えられる。その適用結果の一例は付録を参照されたい。

4.4 外部信号を用いない校正手法

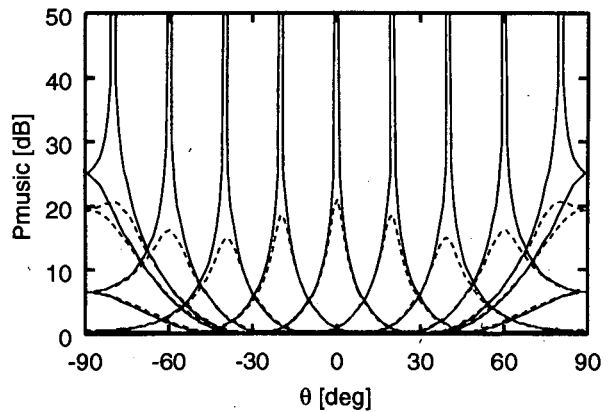
Re-defined Mutual Impedance Matrix 法 [15] (以下、Re-def. 法) は、ネットワークアナライザによるアレー素子ポートのSパラメータ測定値を用いて、アレー校正を行う校正手法である。前述のシミュレーシ



(a) Proposed method 1



(b) Proposed method 2

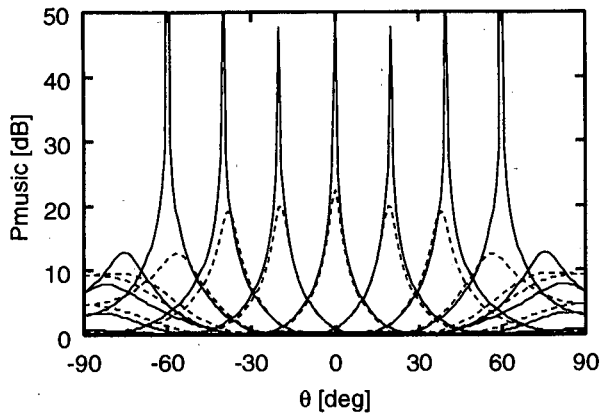


(c) Comparison method

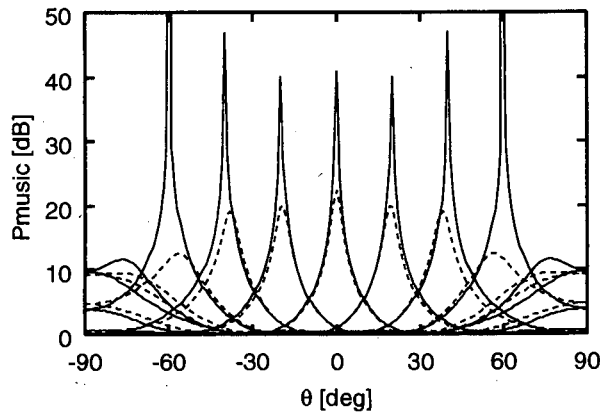
図4 MUSIC スペクトル 2 (無限反射板シミュレーション, 信号振幅変化 (60.0 [deg]), 校正後 (実線), 校正なしのデータ (破線))

Fig. 4 MUSIC spectrums 2. (Simulation on reflector of infinite length, Un-uniformly complex amplitudes of signals, Calibrated (solid lines), Uncalibrated (dashed lines))

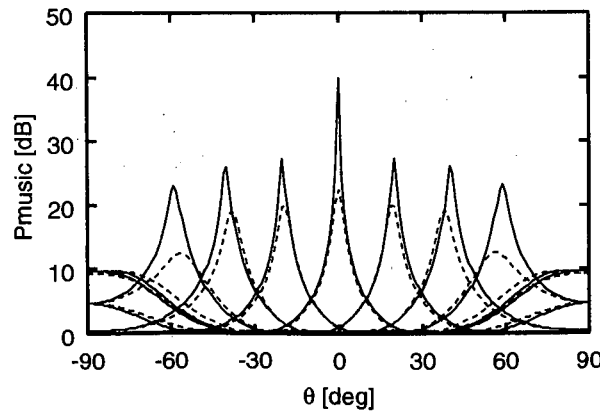
ン条件で、この手法を適用すると図6の結果となる。無限反射板シミュレーションにおいては、反射板が存在しない状況でのシミュレーションと一致する [17]。だが、有限反射板では校正しない場合に比べ推定角度



(a) Proposed method 1



(b) Proposed method 2



(c) Comparison method

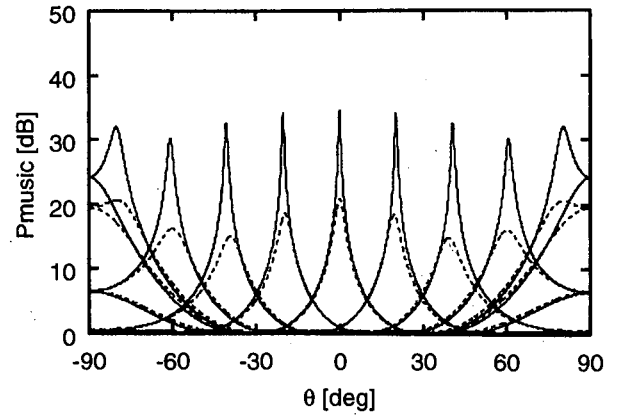
図 5 MUSIC スペクトル 3 (有限反射板シミュレーション, 校正後 (実線), 校正なしのデータ (破線))

Fig. 5 MUSIC spectrums 3. (Simulation on reflector of finite length, Calibrated (solid lines), Uncalibrated (dashed lines))

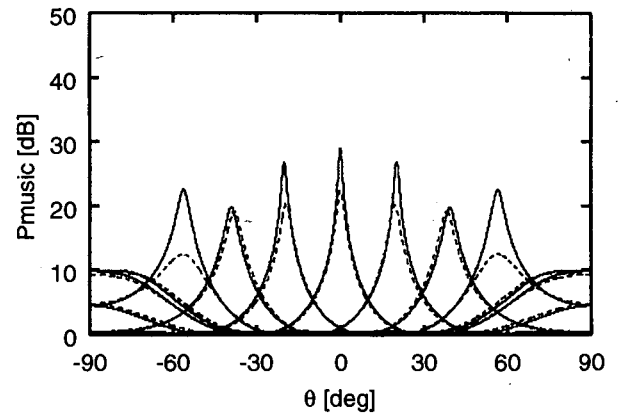
誤差が減少するものの、本提案手法に比べスペクトルピークは低く鈍っていることが分かる。

5. 実験

数値計算で示した有限反射板と同条件で、電波暗室



(a) On reflector of infinite length



(b) On reflector of finite length

図 6 MUSIC スペクトル 4 (Re-def. 法, シミュレーション, 校正後 (実線), 校正なしのデータ (破線))

Fig. 6 MUSIC spectrums 4. (Re-def. method, Simulation, Calibrated (solid lines), Uncalibrated (dashed lines))

内において実験を行った。校正用データ数は 8 であり、到来方向は数値計算の状況と同様である。校正された MUSIC スペクトルも同様の条件で図示する。アレーに用いるダイポールアンテナはセミリジッドケーブルを介して、反射板裏のコネクタに接続されている。測定にはネットワークアナライザを用いて、スナップショット数を 100 とした。ただし、送信ダイポールアンテナを 3.8 [m] 離れた位置に固定し、座標原点 (反射板中心) を中心として受信アンテナを回転させることで各入射角度の受信データを測定した。よって、各受信データの電力は一致している。このため、提案手法 1 は電力の影響を考慮せず適用できる。また、この実験環境では校正用データ相関行列の信号固有値、雑音固有値を用いた計算により、20 dB 以上の SNR が確保されていることを確認している。SNR 20 dB, 100 スナップショット時の MUSIC 法の角度推定の RMSE は 0.05° 程度 (0° 方向) である [18]。すなわち、雑音

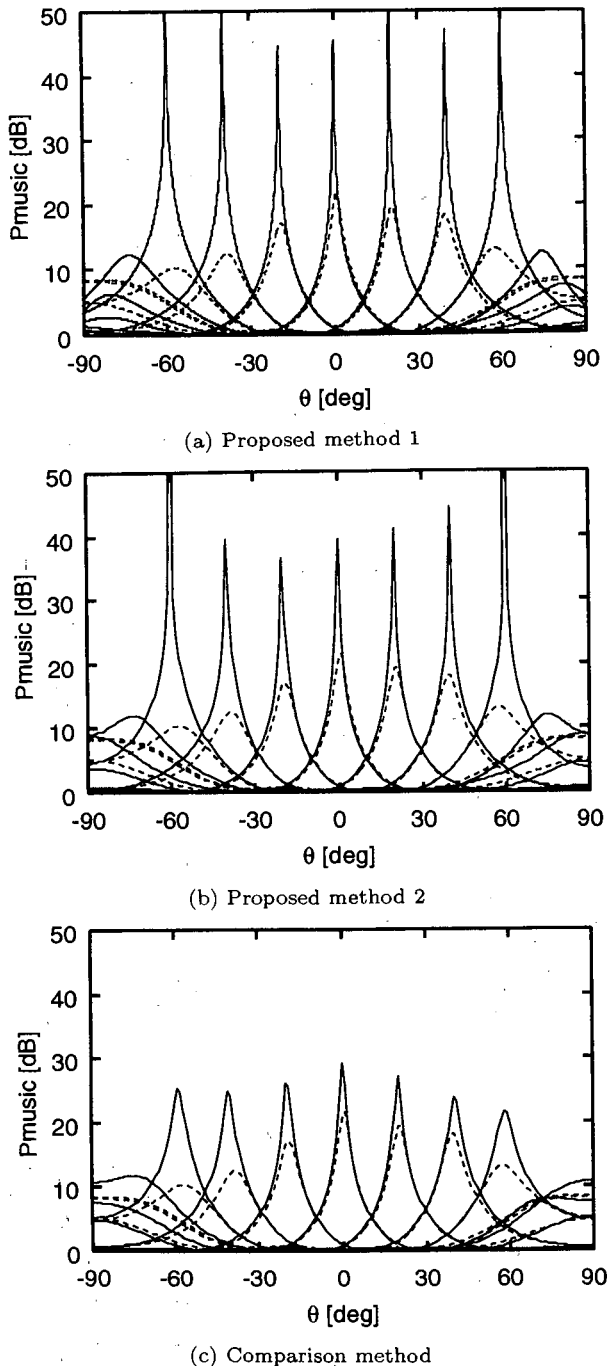


図7 MUSIC スペクトル5 (実験結果, 校正後 (実線), 校正なしのデータ (破線))

Fig.7 MUSIC spectrums 5. (Experiments, Calibrated (solid lines), Uncalibrated (dashed lines))

やスナップショット数の影響は十分に小さく, 先のシミュレーションの結果が検証できる状況である。

結果を図7に示す。提案手法1では鋭いピークが得られ, 高分解能推定を実現するための高精度な校正が可能である。提案手法2は, 近似のため, ピークが若干低くなる。先に示した数値計算と同様に, 比較手法

表1 MUSIC スペクトルのピーク値 (実験)
Table 1 Peak value of MUSIC spectrums.
(Experiments)

	0.0 [deg]	20.0 [deg]	40.0 [deg]
Uncalibrated	21.8	17.1	12.4
Proposed 1	45.3	44.5	51.3
Proposed 2	39.4	41.6	45.9
Comparison	30.5	27.2	23.9

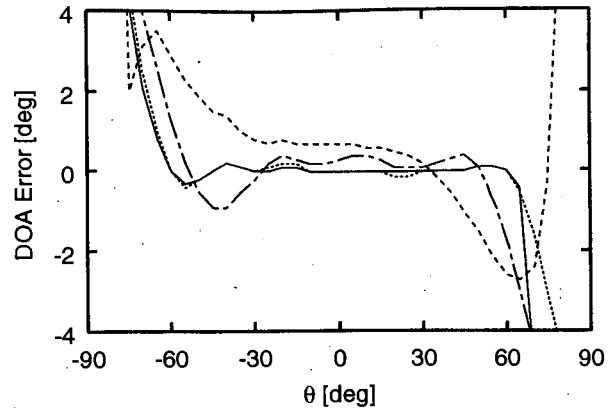


図8 推定角度誤差 (実験結果, 提案手法1 (実線), 提案手法2 (点線), 比較手法 (鎖線), 校正なしのデータ (破線))

Fig.8 DOA errors. (Experiments, Proposed method 1 (solid line), Proposed method 2 (dotted line), Comparison method (chain line), Uncalibrated (dashed line))

は更に低いピークの校正結果となる。以上により, 校正信号電力の条件を満たす校正用データセットが使用可能ならば提案手法1は有効であることが分かる。また, 本実験のように $2\lambda \times 1\lambda$ 程度の大きさの反射板では, 比較手法のような校正で良好な校正精度を実現するのは困難であることが分かる。各手法により校正された MUSIC スペクトルのピーク値を表1に示す。また, 角度推定誤差を図8に示す。提案手法1, 2ともにブロードサイド方向に対して角度推定誤差は推定誤差がわずかであり, MUSIC スペクトルのピーク値も良好である。比較手法では, いくらかの誤差が残存する。これらより, 映像を用いた提案手法は優れた校正精度を有していることが分かる。

6. むすび

本論文では, 反射板付のダイポールアレーにおける到来方向推定のための新たな校正手法を提案した。これは映像法に基づいた手法であり, 実在素子数より多い素子数を仮定して校正処理を行うものである。本論文では, 数値計算と実験で提案手法の有効性を示した。

更に校正信号の複素振幅が大きく変動、あるいは未知である場合の改良法も提案した。本提案手法では実在する素子数の2倍の校正用データ数が必要となるが、文献[13]の校正手法のように校正行列 W 内の対称性を利用して校正用データ数を軽減することも可能である。本論文で示した校正用波源の到来角度の組合せは一例であるが、校正効果の実証には十分であろう。到来方向推定範囲が限定されている場合には、より効果的な配置が存在することが予想される。また、ここでは MUSIC 法によるピーク値、DOA 推定誤差を評価規範として用いたが、校正行列自体の精度評価[19]も重要である。更に、本論文では、サブアレー化の影響に関しては検討していない。ESPRIT 法[2]や空間平均法[20]などのサブアレー化手法での、平均化操作は、校正行列のうちで偏在する校正パラメータの推定誤差も平均化する効果を有するため、総合的には一定の校正性能を発揮するものと考えられるが、定量的な検証が望まれる。それらの検討が今後の課題である。

また、本論文では、Re-def. 法は素子ポート間の S パラメータを計測することで校正行列を得る容易な手法であるが、反射板との結合のため、十分な校正は困難であることも確認した。

以上のように、有限長反射板のようなモデル化が難しい物体が含まれる場合の校正処理には、本提案手法のように影像を利用し、モードベクトルの次元数を増した校正が有効である。十分に校正された高精度な到来方向推定により、確実なマルチパス対策・干渉キャンセラなどが実現される。

謝辞 本研究で使用した測定用具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若手研究 (B) 15760257 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.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] 千葉胤昭, "素子間相互結合を考慮したアレーアンテナの指向性合成とその実現方法," *信学論 (B)*, vol.J60-B, no.7, pp.477-483, July 1977.
- [4] 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.
- [5] 真野清司, 片木孝至, "フェーズドアレーアンテナの素子振幅位相測定法—素子電界ベクトル回転法," *信学論 (B)*, vol.J65-B, no.5, pp.555-560, May 1982.
- [6] 西森健太郎, 長 敬三, 堀 俊和, "アンテナ間の帰還信号を利用した直線配列アダプティブアレー用自動校正手法 (ACT-FL)," *信学論 (B)*, vol.J86-B, no.9, pp.1950-1960, Sept. 2003.
- [7] 森 康平, 新井宏之, "アクティブアンテナを用いた DBF 受信機と校正法の検討," *信学論 (B)*, vol.J85-B, no.9, pp.1549-1557, Sept. 2002.
- [8] C. Yeh, M. Leou, and D.R. Ucci, "Bearing estimations with mutual coupling present," *IEEE Trans Antennas Propag.*, vol.37, no.10, pp.1332-1335, Oct. 1989.
- [9] 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.373-375, March 1994.
- [10] Y. Rockah and P.M. Schultheiss, "Array shape calibration using sources in unknown locations," *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process.*, vol.ASSP-35, no.3, pp.286-299, March 1987.
- [11] R.O. Schmidt, "Multilinear array manifold interpolation," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.40, no.4, pp.857-866, April 1992.
- [12] 千葉建治朗, 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.
- [13] 原 六蔵, 山田寛喜, 山口芳雄, "校正用データセット数を軽減した反復のアレー校正手法," *信学論 (B)*, vol.J86-B, no.9, pp.1906-1913, Sept. 2003.
- [14] I.J. Gupta, J.R. Baxter, S.W. Ellingson, H.G. Park, H.S. Oh, and M.G. Kyeong, "An experimental study of antenna array calibration," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.51, no.3, pp.664-667, March 2003.
- [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.
- [16] NEC WIN Professional TM, *Antenna Analysis Software Version 1.1*, Nittany Scientific, California, 1997.
- [17] 山田寛喜, 原 六蔵, 小川恭孝, 山口芳雄, "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.
- [18] 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.
- [19] I.S.D. Solomon, D.A. Gray, Y.I. Abramovich, and S.J. Anderson, "Receiver array calibration using disparate sources," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.47, no.3, pp.496-505, March 1999.
- [20] T.J. Shan, M. Wax, and T. Kailath, "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of co-

herent signals," IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., vol. ASSP-33, no.4, pp.806-811, Aug. 1985.

付 録

近傍波源による校正

実測環境では既知波源として平面波（遠方波源）を

用いることが困難な場合がある。提案手法は、受信アンテナの近傍に既知波源を設定することも可能である。ただし、この近傍波源とアレーの結合は無視できることが条件となる。校正手法としては、提案手法1で用いるモードベクトル $\mathbf{a}(\theta^{(k)})$ を以下に示すベクトル $\mathbf{a}(\mathbf{p}^{(k)})$ とするのみである。これにより校正行列 \mathbf{W} が推定可能となる。

$$\mathbf{a}(\mathbf{p}^{(k)}) = \left[\frac{e^{-j2\pi D(k,1)/\lambda}}{D(k,1)}, \dots, \frac{e^{-j2\pi D(k,2L)/\lambda}}{D(k,2L)} \right]^T \quad (\text{A.1})$$

$$D(k,l) = |\mathbf{p}^{(k)} - \mathbf{p}_l|$$

ここで、 $\mathbf{p}^{(k)}$ は k 番目の既知波源の座標である。ただし、送信アンテナは水平面 (θ) 無指向性とする。NEC2での計算においては、半径 1.0 [mm] 長さ 5.6 [mm] 微小ダイポール送信アンテナとし、図 A.1 のように送信座標をそれぞれ $(-1.0, 0.0, 0.7)$, $(-0.5, 0.0, 0.7)$, $(-0.2, 0.0, 0.7)$, $(-0.1, 0.0, 0.7)$, $(0.1, 0.0, 0.7)$, $(0.2, 0.0, 0.7)$, $(0.5, 0.0, 0.7)$, $(1.0, 0.0, 0.7)$ とした。無限反射板を有するアレーの校正結果は図 A.2 (a) であり、ほぼ完全に校正可能である。有限反射板での結果は図 A.2 (b) であり、いくらか校正精度は劣化しているが、十分な校正精度を得ている。Re-def. 法と比べて、広範囲の入射角度で高い校正精度を実現できる。

(平成 16 年 1 月 5 日受付, 3 月 26 日再受付)

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。

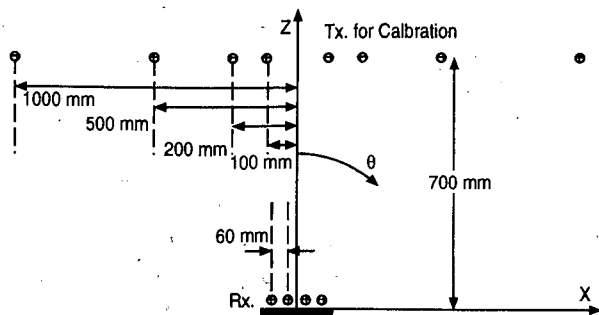
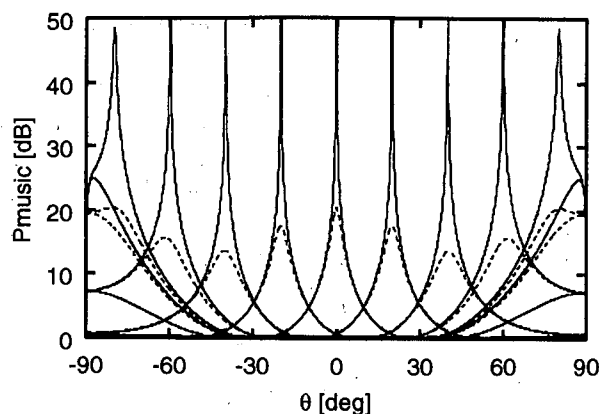
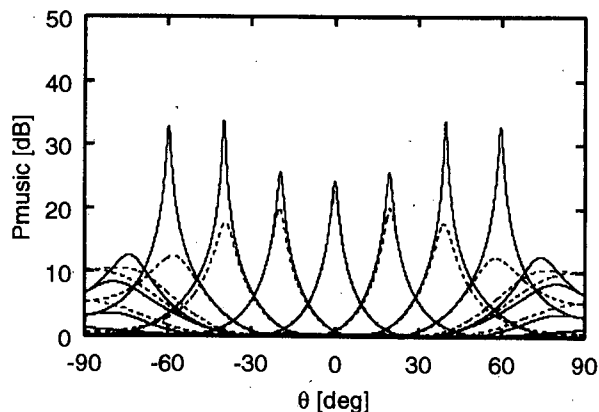


図 A.1 校正用波源配置図

Fig. A.1 Positions of known sources.



(a) On reflector of infinite length



(b) On reflector of finite length

図 A.2 MUSIC スペクトル 6 (提案手法 (近傍波源), シミュレーション, 校正後 (実線), 校正なしのデータ (破線))

Fig. A.2 MUSIC spectrums 6. (Proposed method using near-field reference waves, Simulation, Calibrated (solid lines), Uncalibrated (dashed lines))



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, 平 12~13 NASA ジェット推進研究所・客員研究員・併任, 平 15 ATR 適応コミュニケーション研究所・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・遅延時間推定, MIMO システム, スマートアンテナ, SAR 画像処理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 本会学術奨励賞受賞. IEEE 会員.



小川 恭孝 (正員)

昭 48 北大・工・電子卒. 昭 53 同大学院博士課程了. 昭 54 同大・工・電子講師, 昭 55 同助教授, 平 7 同大学院・工・電子情報・教授, 現在に至る. この間, アダプティブアレーアンテナ, 放送衛星による時刻と周波数の精密遠隔比較, デジタル通信システム, 高分解能時間領域測定法に関する研究に従事. 平 4~5 米国オハイオ州立大にて, 電磁波の高分解能測定に関する研究に従事. 工博. 昭 53 年度丹羽記念賞, 昭 56 年度本会学術奨励賞受賞. 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.