

修士論文

屋外におけるアレーアンテナ校正法に関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成18年2月7日提出

横浜国立大学大学院 工学府 物理情報工学専攻

電気電子ネットワークコース

04GD183 八重沢 隼

要約

近年，MUSIC 法などの超高分解能な到来方向推定法が注目されており，移動体通信やその他の様々な分野で応用されている．しかし，これらの手法は理想的なアレーアンテナに基づいて定式化されているために，実測では様々な誤差要因の影響を大きく受け，推定精度が著しく劣化してしまう．そのため，誤差要因の校正が不可欠である．

従来の校正法は，電波暗室のような理想的な環境で校正を行うためアンテナを使用する実環境による誤差要因が残存してしまう．そこで，アレーアンテナの校正を測定直前に，簡易的な方法で使用環境下の誤差要因も考慮して校正を行うことが望ましい．

本論文では屋外におけるアレーアンテナの校正を実現するために，受信用サブアレーを平均化し参照信号に拡散符号を用いたアレーアンテナ素子間送受校正法を提案する．具体的には，屋外のようなマルチパス環境下で参照信号を取り出すために拡散符号を利用し，受信用アレーアンテナのサブアレーとそれ以外の素子間による送受信を行うことで校正を行い，その校正したサブアレーを平均化するものである．

また，上記手法を含む方位角推定における校正は水平面パターンの校正と等価である．しかし，垂直面パターンの校正が不十分であるために，誤差の残存が考えられる．そこで，方位角に加えて天頂角の到来方向を推定する場合の校正方法について検討を行う．ここでは，2つのリニアアレーを用いた場合に，ある平面上の既知波源だけを用いた校正法を提案し，その精度とアレー配列，入射角選択について検証する．

提案手法を検証するために，シミュレーションで，屋外のような低 SIR 環境でも一定の校正精度が得られることを明らかにした．そして，電波暗室内外での実験により本提案手法が実際に適用可能であることを示し，その有効性を確認している．

また，2次元到来方向推定における校正法では，シミュレーション上でL字型アレーに球面上の波源からの参照信号を用いると高い精度で校正が可能であることを明らかにし，さらに，参照信号の入射角とアレー配列の対称性の影響で校正精度が劣化するため，最適な入射角選択法を示している．

目次

第1章	序論	1
1.1	研究の背景と目的	1
1.2	MUSIC法	4
1.3	相関抑圧処理	6
第2章	アレー校正手法	8
2.1	到来方向推定の誤差要因	8
2.1.1	素子間相互結合	9
2.1.2	アンテナ製作誤差	10
2.1.3	アンテナ近傍の散乱体	11
2.2	既知の波源を用いたスーパーレゾリューションアレー校正法	12
2.2.1	問題の定式化	12
2.2.2	校正手法	13
2.2.3	既知の波源からの参照信号	15
2.3	既知の波源からの参照信号に拡散符号を用いる校正法	16
2.3.1	拡散符号を用いる校正法	16
2.3.2	シミュレーション	17
第3章	サブアレーの平均化による校正法	21
3.1	サブアレーの平均化による素子間送受校正法の検討	21
3.1.1	校正原理	21
3.1.2	シミュレーションによる検討	25
3.2	拡散符号を用いたサブアレーの平均化による素子間送受校正法の検討	31
3.3	実験による検討	32
3.3.1	電波暗室実験	32
3.3.2	屋外実験	34

第 4 章	2DDOA 推定におけるアレーアンテナ校正法	37
4.1	提案手法	37
4.1.1	アレー形状	37
4.1.2	提案手法	38
4.2	シミュレーションによる検討	39
第 5 章	結論	46
参考文献		49

第 1 章

序論

1.1 研究の背景と目的

移動体通信において、実際に無線機器などを使用する環境の伝搬特性を把握することが必要である。一般的に、都市部や市街地では図 1.1 のように、高層ビルによる反射、回折、散乱などによるマルチパスフェージングの存在が知られている [1]。そのような伝搬環境の評価を可能にする技術にアレーアンテナを用いた電波の到来方向推定がある。電波の到来方向を得ることで、余分なパスなどを除去し、マルチパスフェージングに対処する。それにより、無線機器の性能評価を正しく行うことが可能である。

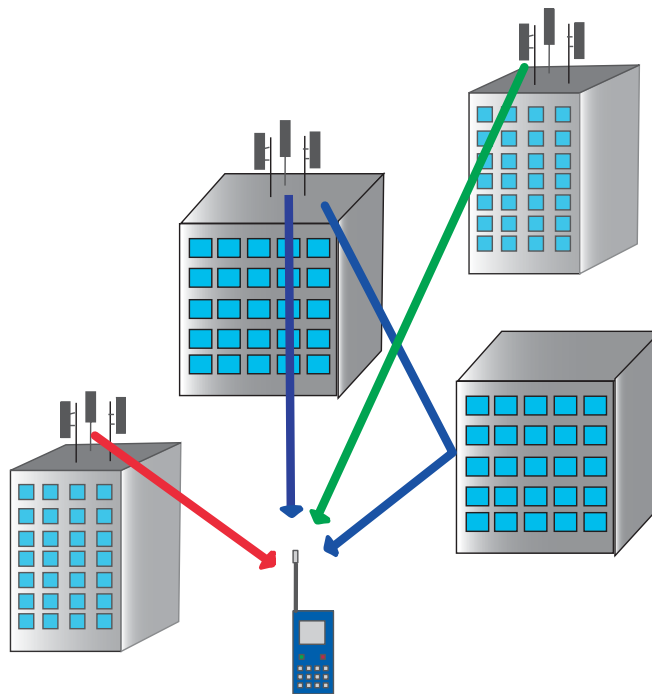


図 1.1: 市街地での伝搬環境

アレーアンテナを用いた電波到来方向推定法で、最も基本的なアルゴリズムは、フーリエ変換に基づく Beamformer 法である。この方法は、一様励振アレーアンテナのメインローブを全方向にわたって走査しアレー出力電力が大きくなる方向を探すものである [2]。しかし、角度分解能がアレー長に依存するので、高い分解能を得るには大開口アレーを必要とし、アレーアンテナのグレーティングローブ抑圧条件のためにアンテナの素子数が増加してしまう。アンテナ数の増加はコストなどの面から考えても、実用上回避したほうが良い。

そこでアレー長などに依存しない超高分解能な到来方向推定法として、MUSIC(Multiple Signal Classification) 法 [3] や ESPRIT(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) 法 [4] などが注目されている。これらは雑音のない状況では、素子数や開口長に依存しない。しかし、これらの到来方向推定法は理想的なアレーアンテナで定式化されているために、実測においては図 1.2 のように超高分解能性が発揮されず、推定精度が著しく劣化してしまう。この原因となるものが、素子間相互結合やアレーアンテナの製作誤差などである。アレーアンテナを用いた到来方向推定において超高分解能性を実現するには、これらの誤差要因を校正することが不可欠である。

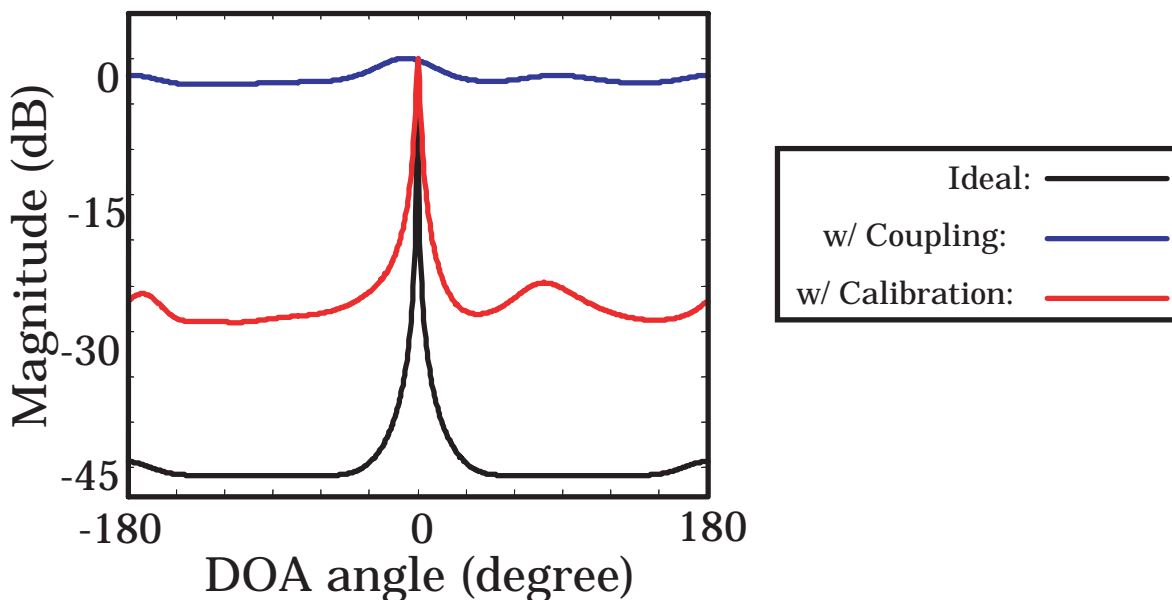


図 1.2: 素子間相互結合の影響

現在までに様々な校正法が提案されている。ネットワークアナライザでのアレー素子ポートの S パラメータ測定値を用いる校正法 [5], [6] は、S 行列を Z 行列に変換してアレーアンテナの素子間相互結合係数を得るものである。これは、素子間相互結合そのものを測定値から推定するものであるが、誤差要因は素子間相互結合のみではないので、この方法だけでは誤差が残存してしまう。また、到来方向が既知の波源を用いて受信データの真値を実測する手法 [7], [8] は、確実ではあるが全方位角の実測データが必要かつ時間

変動する誤差要因がある場合にはデータの再測定が必要となるため、実用上困難である。また、文献 [9] は既知波源を削減しているが、無関連な複数の既知波源からの参照信号を用いるものであり、難解でこれも実用上困難である。特に文献 [10] の既知波源からの参照信号を用いる方法は、素子間相互結合と素子間利得・位相誤差パラメータの異なる組合せの積すべてを未知パラメータとし、信号部分空間と雑音部分空間の直交性を利用して、それを推定している。この方法は高精度な校正のためにはデータセット数が多くなる欠点があるが、文献 [11] でそれを軽減する方法が提案されており、簡易的な方法で安定した校正を実現できる利点がある [12]。

実際にアレーアンテナを使用する環境は、マルチパス環境下である。しかし、従来の校正方法は、電波暗室のような理想的な環境で行われている。屋外で使用する場合でも、一旦、電波暗室内で校正用の測定を行ったあと、屋外に移動して測定を行う。この場合、電波暗室と屋外では周辺的环境や実験装置の状態などが異なるために、誤差が残存してしまう。また、電波暗室内での校正では、アレーアンテナ固有の素子間相互結合や製作誤差などは校正できるが、実験装置などの熱による影響や校正用測定時と異なるケーブルの配置などの時間や場所で変化する誤差要因の校正は困難である。そこで、実環境下での誤差要因を含めて校正するには、測定直前にその場所に適した校正係数を求めることが望ましい。また、屋外で既知波源を用いるには、参照信号を確実に取り出すことが求められ、受信用アレーアンテナ以外の校正用アンテナが必要で、到来方向推定システム自体の規模が大きく、屋外で行うことは難しい。

そこで、本論文では屋外という実環境を想定して、受信用サブアレーを平均化し拡散符号を用いたアレーアンテナ素子間送受校正法を提案する。本提案手法は条件を満たす任意のアレーアンテナに拡張可能である。アレーアンテナの形状は様々なものが考えられるが、本論文中では比較的、素子間相互結合の大きい 3×3 モノポールアレーアンテナを用いて検討する。到来方向推定アルゴリズムには MUSIC 法を用い、実験などを行う場合の周波数帯は 900MHz 帯とする。校正精度の評価は到来方向推定誤差の RMSE (Root Mean Square Error) を用いる。

また、提案する屋外における校正法を含む従来法の大部分は到来波の方位角 ϕ 推定の際の検討である。しかし、現実には電波は方位角 ϕ 成分以外に天頂角 θ 成分を有する。現在までに、到来方位・天頂角を同時に推定する 2 次元推定に関する検討は多いが (例えば [13],[14])、その校正方法に関する検討は少ない。そこで、到来波の天頂角 θ 推定への拡張を考慮し、到来方位・天頂角推定における校正方法の検討を行う。

本論文では、2 次元到来方向推定において、2 つのリニアアレーが軸上に配置されている場合に、ある平面上に存在する既知波源だけを用いた校正法を提案し、その精度とアレー配列、入射角選択の重要性について検討する。この際、到来方向推定アルゴリズム

△は2DMUSIC法を用い、精度の評価は推定誤差のRMSEを用い、最適のアレー配列と入射角選択に関して明らかにする。

1.2 MUSIC法

本論文では、到来方向推定法にMUSIC法を用いる。MUSIC法は超高分解能な到来方向推定法であり、アレー開口長や素子数に依存せず、モードベクトルの定義を変更すれば、様々な問題に適用可能である。ここでは、 K 素子アレーアンテナに L 波が到来する場合で考える。

xy 平面上での各アレー素子位置の座標 (x_m, y_m) ($m=1, \dots, K$)に L 波の平面波が入射しているとすると、アレー入力ベクトルは以下のように表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= [r(x_1, y_1), r(x_2, y_2), \dots, r(x_K, y_K)]^T \\ &= \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (1.1)$$

ただし、 $[\cdot]^T$ は転置を表す。式(1.1)をベクトル・行列表示すると、以下のようになる。

$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_L]^T \quad (1.2)$$

$$\mathbf{n} = [n(x_1, y_1), n(x_2, y_2), \dots, n(x_K, y_K)]^T \quad (1.3)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\phi_1), \mathbf{a}(\phi_2), \dots, \mathbf{a}(\phi_L)] \quad (1.4)$$

$$\mathbf{a}(\phi_i) = [e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\psi_{1i}}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\psi_{Ki}}]^T \quad (1.5)$$

$$\psi_{mi} = x_m \sin \phi_i + y_m \cos \phi_i \quad (1.6)$$

ここで、 s_i 、 ϕ_i はそれぞれ i 番目の入射波の複素振幅、方位角を表し、 λ は波長である。また、 $n(x_m, y_m)$ は、平均0、分散 σ^2 の雑音成分である。このときの相関行列は次のように表される。

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{r}\mathbf{r}^H] \quad (1.7)$$

$$= \mathbf{A}E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H]\mathbf{A}^H + E[\mathbf{A}\mathbf{s}\mathbf{n}^H] + E[\mathbf{n}\mathbf{A}^H\mathbf{s}^H] + E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H] \quad (1.8)$$

$$\simeq \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (1.9)$$

$$= \mathbf{E}\mathbf{\Lambda}\mathbf{E} + \sigma^2\mathbf{I} \quad (1.10)$$

$$\mathbf{S} \simeq E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] \quad (1.11)$$

$$\mathbf{E} = [\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_K] \quad (1.12)$$

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_1, \dots, \lambda_K\} \quad (1.13)$$

$E[\cdot]$ はアンサンブル平均， \mathbf{I} は単位行列である． $\lambda_m, \mathbf{e}_m (m=1 \sim K)$ はそれぞれ相関行列 \mathbf{R} の固有値，固有ベクトルである．ここで，雑音成分は時間変化及び信号成分と無相関である．

入射波が無相関である場合を考えると，固有値と固有ベクトルは以下のような性質をもつ．固有値 λ_m を値の大きい順に並べると， $(K - L)$ 個の雑音電力 σ^2 に等しい固有値とそれよりも値の大きい L 個の固有値に分離することができる．

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L > \lambda_{L+1} = \dots = \lambda_K = \sigma^2 \quad (1.14)$$

つまり，雑音電力 σ^2 より大きい固有値の数から到来波数 L を推定することができる．

また，雑音固有値 $(\lambda_{L+1}, \dots, \lambda_K)$ に対応する雑音固有ベクトルが張る空間（雑音部分空間）は到来波のモードベクトルと直交する．

$$\{\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_L\} \perp \{\mathbf{e}_{L+1}, \dots, \mathbf{e}_K\} \quad (1.15)$$

この性質を用いて以下のような計算を行い，求める ϕ に対する MUSIC スペクトラムの L 個のピークを探す．

$$\begin{aligned} P_{\text{MUSIC}}(\phi) &\triangleq \frac{1}{\sum_{i=L+1}^K |\mathbf{e}_i^H \mathbf{a}(\phi)|^2} \times \mathbf{a}^H(\phi) \mathbf{a}(\phi) \\ &= \frac{\mathbf{a}^H(\phi) \mathbf{a}(\phi)}{\mathbf{a}^H(\phi) \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{a}(\phi)} \end{aligned} \quad (1.16)$$

$$\mathbf{E}_N \triangleq [\mathbf{e}_{L+1}, \dots, \mathbf{e}_K] \quad (1.17)$$

以上のようにして，到来方向が求まれば，

$$\mathbf{S} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H (\mathbf{R} - \sigma^2 \mathbf{I}) \mathbf{A} (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \quad (1.18)$$

より，到来波の受信電力を求めることができる．なお，式 (1.14) から分かるように，内部雑音に等しい最小固有値を少なくとも一つ確保するため，アレーの素子数については $K \geq L + 1$ が必要条件となる．

図 1.3 に MUSIC 法で到来方向を推定した結果を示す．

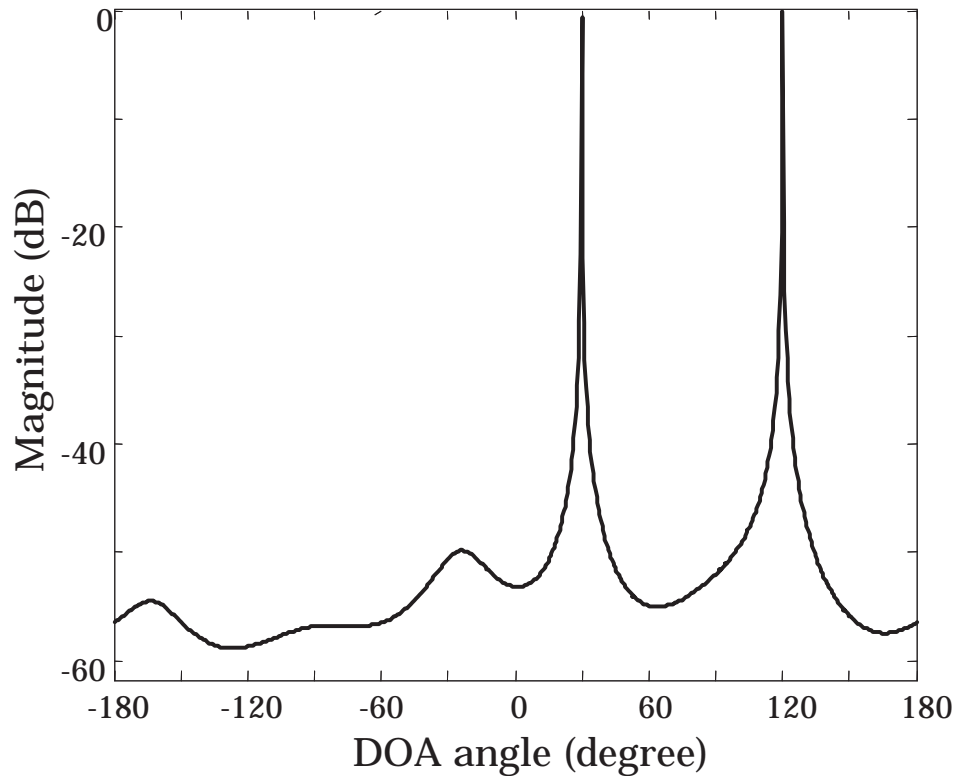


図 1.3: MUSIC 法による到来方向推定結果

本論文で MUSIC 法を用いる理由については、角度分解能が高く、アレー開口長や素子数に依存せず、モードベクトルの定義を変更すれば、様々な問題に適用可能であるためと、ESPRIT 法と違い、MUSIC スペクトラムのダイナミックレンジなどから分解能や推定精度などを視覚的に推測できるためである。また、ESPRIT 法と比べ、MUSIC 法は固有値分解が 1 回であることなどより、実装などが容易であると考えられる。

1.3 相関抑圧処理

複数の入射波が相関をもつ場合、受信信号の相関行列から入射波数分の固有値を得ることができない。このようなときに相関抑圧処理が必要となる。相関抑圧処理は受信信号の相関行列を生成するときに行われる。空間スムージング (SSP: Spatial Smoothing Preprocessing) 法 [15] は、アレーの中から同じ配列をもつ複数のサブアレーを取り出して、それらの相関行列の平均化を行う手法である。これは、相関波の相互相関係数の位相が受信位置で異なるために、相関抑圧効果を有するものである。また、等間隔サンプリングなどで受信データに点対称が存在すると、Forward-Backward 空間平均法 [改良型空間スムージング (MSSP: Modified SSP) 法] [16] が適用可能である。図 1.4 に 2 波の完全相関波が到来した場合の相関抑圧処理の効果を示す。

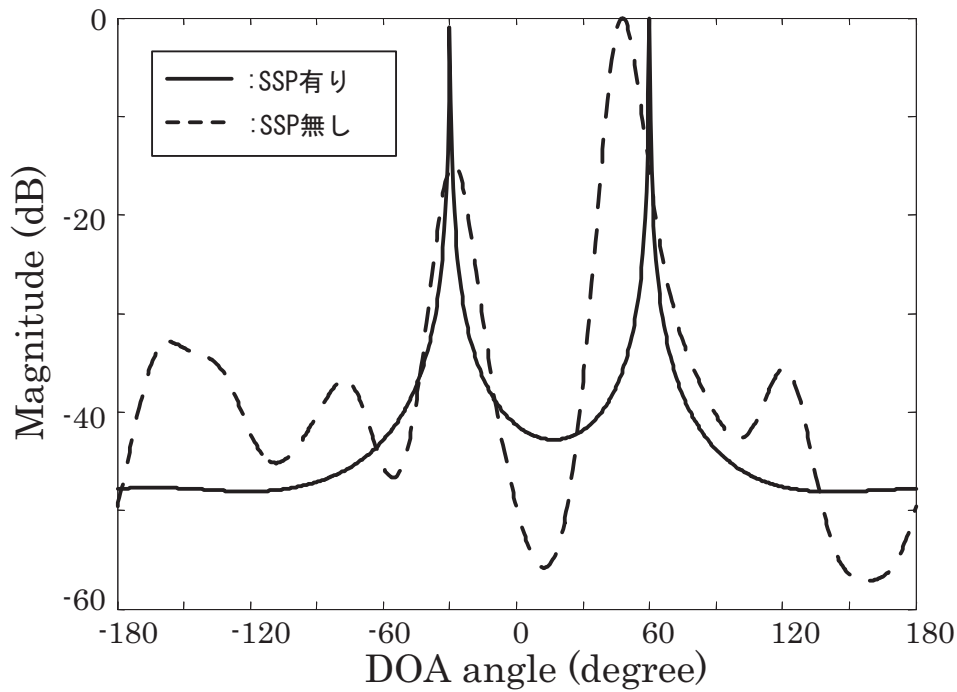


図 1.4: SSP 法の効果

SSP 法を適用することによって，MUSIC スペクトラムの形状及びピークが回復し，到来方向が推定できることがわかる．本論文では，相関波での検討は行わないが本相関抑圧処理を利用している．

以下，本論文の構成を示す．本章では，研究の背景ならびに本論文で用いる MUSIC 法と相関抑圧に関して述べた．第 2 章では，アレーアンテナを用いた到来方向推定における誤差要因と提案手法の基礎となるアレーアンテナ校正法について示し，参照信号に拡散符号を用いた検討を行う．第 3 章では，拡散符号を用いたアレーアンテナ素子間送受校正法の原理を示し，シミュレーション及び実験による検討で提案手法の有効性について示す．第 4 章では，到来方向の 2 次元推定における校正法に関する基礎検討を行う．第 5 章で本論文の結論とする．

第 2 章

アレー校正手法

本章では、本論文の基礎となる校正手法について述べる。まず、到来方向推定において校正を必要とする原因となる誤差要因について述べ、そのモデル化を行う。次に、本論文で参考とする文献 [10] の既知の外部波源からの参照信号を用いたアレーアンテナ校正手法について、定式化を行い、その校正手法の効果について示す。また、屋外を想定した場合の参照信号について述べ、本論文で利用する拡散符号を文献 [10] の校正手法に適用した場合の効果について、拡散符号を用いた場合と用いない場合を比較して示す。

2.1 到来方向推定の誤差要因

アレーアンテナを用いた到来方向推定における誤差の要因としては、素子間相互結合、アンテナ製作誤差、地板やケーブルなどのアンテナ素子近傍の散乱体が挙げられる。本来、超高分解能な到来方向推定アルゴリズムは理想的なアレーアンテナで定式化されているため、実際の到来方向推定においては、推定精度に各素子の振幅・位相差が影響する。よって、各素子の特性が一致していることが望ましい。しかし、アンテナ製作精度が悪いと、各素子で振幅・位相差が生じてしまい推定精度を劣化させる。

また、素子間相互結合により、所望の到来波情報以外に隣接素子からの到来波情報が含まれるために、誤差が生じる。

送受信アンテナ以外にその近傍に散乱体が存在する場合は、その散乱体からの反射波が所望波に干渉し、その影響で推定精度に誤差が生じる。

本節では、これらの要因についてモデル化を含む説明を行う。

2.1.1 素子間相互結合

まず，素子間相互結合について述べる．受信用アレーアンテナに電波が入射すると，各素子上に電流が発生する．各素子に電流が発生することで，そこから電波が再放射され，隣接する素子に入射し，更に電流が発生する．そして，再々放射をする．これを繰り返すことになる．以上のように，複数の素子を用いるアレーアンテナでは，素子間相互結合の影響を考慮しなければならない．到来方向推定において，素子間相互結合によって入射波の情報に隣接する素子の情報が混在するために推定誤差が生じることになる．

素子間相互結合による影響は各素子の特性が一致している場合，以下のように定式化される．式 (1.1) の K 素子アレーアンテナに電波が入射しているときを考えると，

$$\mathbf{r} = \mathbf{C}\mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.1)$$

となる．この行列 \mathbf{C} は，モードベクトル \mathbf{A} が K 次元なら， $K \times K$ 次元となる．つまり， K 素子アレーアンテナの場合に， K 行 K 列の行列で表される．

本論文では図 2.1 に示すような 3×3 モノポールアレーを用いる．このときの行列 \mathbf{C} は式 (2.2) のようになる．

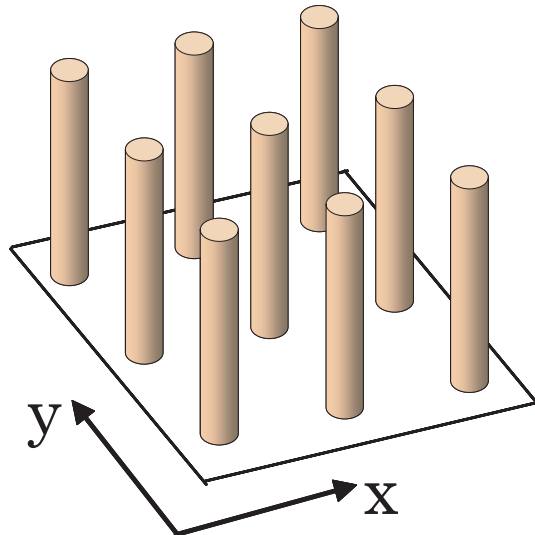


図 2.1: 3×3 モノポールアレー

$$C = \begin{bmatrix} C_0 & C_1 & C_2 & C_1 & C_3 & C_4 & C_2 & C_4 & C_5 \\ C_1 & C_6 & C_1 & C_3 & C_1 & C_3 & C_4 & C_2 & C_4 \\ C_2 & C_1 & C_0 & C_4 & C_3 & C_1 & C_5 & C_4 & C_2 \\ C_1 & C_3 & C_4 & C_6 & C_1 & C_2 & C_1 & C_3 & C_4 \\ C_3 & C_1 & C_3 & C_1 & C_7 & C_1 & C_3 & C_1 & C_3 \\ C_4 & C_3 & C_1 & C_2 & C_1 & C_6 & C_4 & C_3 & C_1 \\ C_2 & C_4 & C_5 & C_1 & C_3 & C_4 & C_0 & C_1 & C_2 \\ C_4 & C_2 & C_4 & C_3 & C_1 & C_3 & C_1 & C_6 & C_1 \\ C_5 & C_4 & C_2 & C_4 & C_3 & C_1 & C_2 & C_1 & C_0 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

式 (2.2) より対称行列になることがわかる．ここで，行列内の対角要素 C_0 は自己相関係数であり， $C_0=1$ である．

また，文献 [6] の方法により， 3×3 モノポールアレーの各素子ポートの S パラメータをネットワークアナライザなどで測定することにより， S 行列を Z 行列に変換し，素子間相互係数を得ることができる．

$$\begin{aligned} Z &= (\mathbf{I} + \mathbf{S})(\mathbf{I} - \mathbf{S})^{-1} \\ &= \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{19} \\ Z_{21} & Z_{22} & \cdots & Z_{29} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{91} & Z_{92} & \cdots & Z_{99} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.3)$$

この Z 行列と測定系のインピーダンス Z_0 を用いて，素子間相互係数 C は以下のようになる．

$$C = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_{11}}{Z_0} & \frac{Z_{12}}{Z_0} & \cdots & \frac{Z_{19}}{Z_0} \\ \frac{Z_{21}}{Z_0} & 1 + \frac{Z_{22}}{Z_0} & \cdots & \frac{Z_{29}}{Z_0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{Z_{91}}{Z_0} & \frac{Z_{92}}{Z_0} & \cdots & 1 + \frac{Z_{99}}{Z_0} \end{bmatrix}^{-1} \quad (2.4)$$

本論文中では，シミュレーションに用いる素子間相互結合の値は，電磁界シミュレータの NEC2 で計算した S パラメータから Z 行列を計算して，求まる式 (2.4) を用いる．

2.1.2 アンテナ製作誤差

次に，アンテナ製作誤差 (各素子の特性誤差) について述べる．アンテナ製作誤差には，各素子を配置する位置の誤差や素子間の利得・位相誤差がある．位置誤差は，モードベ

クトルで位置情報を用いるために非常に重要な問題であるが、製作精度を向上させることで回避可能である。アンテナ素子の特性誤差は、素子自体の特性のばらつきや各素子に付随するデバイスの周波数特性、そのデバイス自体に存在する利得・位相誤差の影響により、各ポートごとに利得・位相が完全に一致しないために生じる誤差である。この誤差は各ポートごとに独立なためにK素子アレーアンテナの場合、以下のように表すことができる。

$$\begin{aligned} \Gamma &= \text{diag}\{\alpha_1 e^{j\Phi_1}, \alpha_2 e^{j\Phi_2}, \dots, \alpha_K e^{j\Phi_K}\} \\ &= \begin{bmatrix} \gamma_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \gamma_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \gamma_K \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.5)$$

ここで、 α_i 、 Φ_i はi番目の素子の利得及び位相誤差のばらつきを表すパラメータである。各誤差がない場合は、 $\alpha_i=1$ 、 $\Phi_i=0$ となり、 Γ は単位行列になる。

この Γ は素子間相互結合がないとすると、K素子アレーアンテナの受信信号に以下のように影響する。

$$\mathbf{r} = \Gamma \mathbf{A} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.6)$$

なお、アンテナ製作誤差については、リニアアレーの正面方向から ± 60 度の範囲でアンテナ配置の製作誤差を $10^{-3}\lambda$ 以内に収めれば、到来方向推定誤差が0.5度以内になることがわかっている [17]。

2.1.3 アンテナ近傍の散乱体

最後に、アンテナ近傍の散乱体について示す。アレーアンテナを使用する際には必ずその近くに地板や接続のためのケーブルなどの散乱体が存在する。これらとの結合も場合によっては無視できない大きさの誤差を生じることがある。地板上に発生する電流などの影響は電磁界シミュレータなどによる解析で、その影響を考慮することは可能である。しかしながら、決まった形状はなく定式化するのは不可能である。この影響を軽減するために、電波吸収体でケーブルを覆うなどの何らかの処置をしてから測定を行う必要がある。

2.2 既知の波源を用いたスーパーレゾリューションアレー校正法

本節では、本論文の校正方法の基礎となる文献[10]の校正について述べる。スーパーレゾリューション法とは超高分解能な到来方向推定法のことであり、前章で述べた MUSIC 法などの到来方向推定法のことである。本手法は誤差の要因となる行列を定義し、到来波の雑音部分空間と信号部分空間の直交性を利用して、その行列を直接求める手法である。

2.2.1 問題の定式化

まず、誤差要因のない理想的な K 素子アレーアンテナで到来方位角 ϕ を推定することを考える。 K 素子アレーアンテナに L 波が到来する場合の受信信号は式 (1.1) のように表される。 xy 平面上での各アレー素子位置の座標を (x_m, y_m) ($m=1, \dots, K$) とする。

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= [r(x_1, y_1), r(x_2, y_2), \dots, r(x_K, y_K)]^T \\ &= \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (2.7)$$

ただし、 $[\cdot]^T$ は転置である。式 (2.7) をベクトル・行列表示すると、以下ようになる。

$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_L]^T \quad (2.8)$$

$$\mathbf{n} = [n(x_1, y_1), n(x_2, y_2), \dots, n(x_K, y_K)]^T \quad (2.9)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\phi_1), \mathbf{a}(\phi_2), \dots, \mathbf{a}(\phi_L)] \quad (2.10)$$

$$\mathbf{a}(\phi_i) = [e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\psi_{1i}}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\psi_{Ki}}]^T \quad (2.11)$$

$$\psi_{mi} = x_m \sin \phi_i + y_m \cos \phi_i \quad (2.12)$$

ここで、 s_i 、 ϕ_i はそれぞれ i 番目の入射波の複素振幅、方位角を表し、 λ は波長である。また、 $n(x_m, y_m)$ は、平均 0、分散 σ^2 の雑音成分である。

理想的な場合、受信信号は式 (2.7) となる。実際の測定では素子間相互結合やアンテナ製作誤差などの影響がある。これらの影響は、前節で式 (2.1)、式 (2.6) のように表した。これらを合わせると、以下ようになる。

$$\mathbf{r} = \mathbf{C}\mathbf{\Gamma}\mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.13)$$

この方法では、 \mathbf{C} は変化しないものと仮定して \mathbf{C} と $\mathbf{\Gamma}$ を電波暗室内での初期校正時に別々に導出し、測定環境に設置後、時間変動する $\mathbf{\Gamma}$ を求めればよいとしている。本論文では、屋外という時々刻々と変化する環境で校正することを考えているので、 \mathbf{C} と $\mathbf{\Gamma}$ を

まとめて求めれば十分である．そこで，誤差の要因となる行列をまとめて以下のようにおく．

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_\Gamma &= \mathbf{C} \times \Gamma \\ &= \begin{bmatrix} C_{\Gamma 11} & C_{\Gamma 12} & \cdots & C_{\Gamma 1K} \\ C_{\Gamma 21} & C_{\Gamma 22} & \cdots & C_{\Gamma 2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{\Gamma K1} & C_{\Gamma K2} & \cdots & C_{\Gamma KK} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.14)$$

以下，誤差の要因となる行列を式 (2.14) として考察する．

2.2.2 校正手法

校正では，参照信号が複数波同時に到来する場合も考えられるが，本論文においては，参照信号は1波ずつ到来するものとする．

受信信号 \mathbf{r} の相関行列の固有値展開を行う．このとき，雑音部分空間と信号部分空間の直交性から雑音固有ベクトル \mathbf{e}_j と到来波のモードベクトル $\mathbf{a}(\phi)$ の間には以下の関係が成り立つ．

$$\mathbf{e}_j^{(i)} \mathbf{C}_\Gamma \mathbf{a}(\phi_{(i)}) = 0 \quad (2.15)$$

式 (2.15) で， i は i 番目の参照信号を表している． K 素子アレーアンテナの1素子を位相の基準とすると，式 (2.14) において $C_{\Gamma 11} = 1$ とおくことができる．このとき，式 (2.14) の未知数は $K^2 - 1$ である． K 素子アレーアンテナに参照信号1波が到来することで，式 (2.15) を $(K - 1)$ つ作ることができる．つまり，式 (2.15) が未知数以上成り立つだけの ϕ が異なる参照信号が必要となる．未知数=連立方程式数となれば，その連立方程式を解くことで式 (2.14) を直接求めることができる．このとき必要な参照信号数は $i = (K^2 - 1) \div (K - 1)$ 以上となり，

$$(K + 1) \leq i \quad (2.16)$$

という式が成り立つ．式 (2.14) を直接求めた後，以下のように誤差の影響のない信号相関行列を求める．

$$\mathbf{R}_c = (\mathbf{C}_\Gamma)^{-1} [\mathbf{R} - \sigma^2 \mathbf{I}] ((\mathbf{C}_\Gamma)^{-1})^H \quad (2.17)$$

\mathbf{R} は受信信号の相関行列で $\mathbf{R} = [\mathbf{r} \cdot \mathbf{r}^H]$ ， σ^2 は雑音電力である．

以上のように，求める行列の未知数以上の連立方程式を作り，それを解くことで直接誤差の原因となる行列を求めることができる．

以下，本論文で用いる図 2.1 のような 3×3 モノポールアレーで考える．誤差の要因となる行列は以下ようになる．

$$\mathbf{C}_\Gamma = \begin{bmatrix} C_{\Gamma 11} & C_{\Gamma 12} & \cdots & C_{\Gamma 19} \\ C_{\Gamma 21} & C_{\Gamma 22} & \cdots & C_{\Gamma 29} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{\Gamma 91} & C_{\Gamma 92} & \cdots & C_{\Gamma 99} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

ϕ_i 方向からの参照信号により得られた雑音固有ベクトルを $\mathbf{e}_j^{(i)H}$, $j=2,3,\dots,9$ とする．式 (2.15) より，

$$\begin{aligned} & \mathbf{e}_j^{(i)} \mathbf{C}_\Gamma \mathbf{a}(\phi_i) = \\ & \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{j,1}^{(i)*}, \mathbf{e}_{j,2}^{(i)*}, \dots, \mathbf{e}_{j,9}^{(i)*} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} C_{\Gamma 11} a_{i,1} + C_{\Gamma 12} a_{i,2} + \cdots + C_{\Gamma 19} a_{i,9} \\ C_{\Gamma 21} a_{i,1} + C_{\Gamma 22} a_{i,2} + \cdots + C_{\Gamma 29} a_{i,9} \\ \vdots \\ C_{\Gamma 91} a_{i,1} + C_{\Gamma 92} a_{i,2} + \cdots + C_{\Gamma 99} a_{i,9} \end{bmatrix} \\ & = 0 \end{aligned} \quad (2.19)$$

ここで，* は複素共役で， $\mathbf{e}_j^{(i)}$ は \mathbf{e}_j の i 番目の要素， $a_{i,j}$ は $\mathbf{a}(\phi_i)$ の j 番目の要素である．

式 (2.19) の未知数は $C_{\Gamma 11}=1$ となることから， $\{C_{\Gamma 12}, \dots, C_{\Gamma 99}\}$ の 80 である．また，参照信号が 1 波到来すると，8 つの雑音固有ベクトルが出てくるので，式 (2.19) が 8 つ成り立つ．未知数は 80 であるので，少なくとも到来方位角 ϕ の異なる参照信号が 10 波必要である．未知数 式 (2.19) 数となれば，あとはその連立方程式を解いて，式 (2.18) を直接求めればよい．

以下に，参照信号の入射角度を $0 \sim 359$ 度の 4 度毎に与えた場合の上記の校正法の効果を示す．このとき，5 波の到来波があるとする．

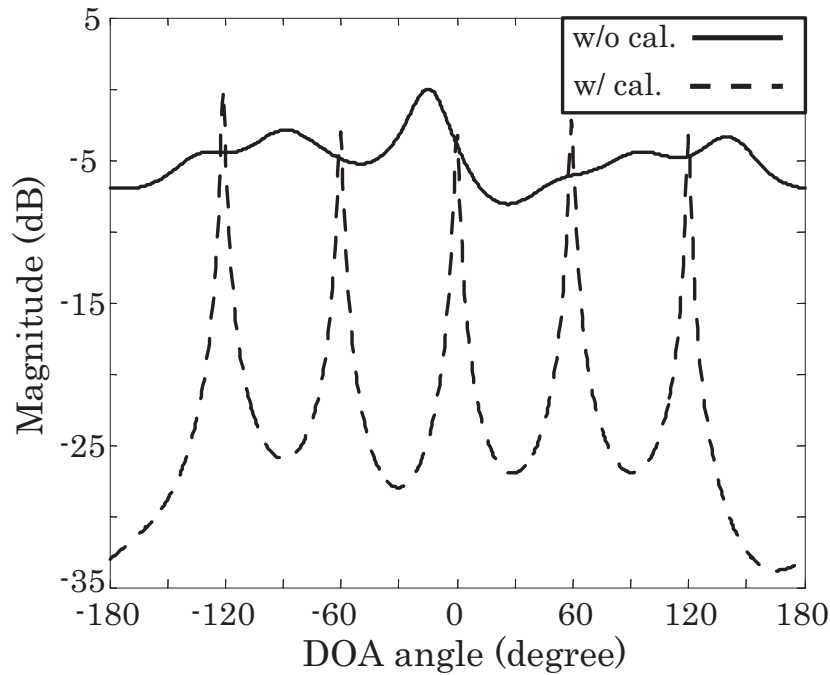


図 2.2: 校正例 (到来波 5 波)

各ピークの形状が飛躍的に改善し，校正後の推定誤差は 0 度と推定精度も向上している．この校正法を用いれば，高い精度で校正可能であることがわかる．

2.2.3 既知の波源からの参照信号

ここまでの説明では，参照信号について触れていないが，参照信号は無変調波として考えている．しかし，本論文では屋外のような実環境での校正を考えているので，このままでは，既知の波源からの参照信号を用いる校正法は適用できない．なぜなら，干渉波などの影響を大きく受け，受信部で正確な参照信号を取り出すことが困難だからである．そのために，実環境での校正では参照信号についても検討する必要がある．

実環境で信号だけを取り出す方法はいくつかあるが，本論文では，GPS(Gloval Positioning System) や CDMA(Code Division Multiple Access) システムなどに用いられる，耐干渉性に優れたスペクトル拡散 (SpreadSpectrum/SS) 方式を利用する．SS 方式には，直接拡散方式 (DirectSequence/DS) と周波数ホッピング方式 (FrequencyHopping/FH) の 2 種類がある．

DS 方式はスペクトルを拡散させたい信号に，その信号より遥かに広帯域な信号 (拡散符号) を直接乗算して，スペクトル拡散を実現する方式である．元の信号を復元するには，スペクトル拡散を行なった操作を逆に行う (逆拡散)．拡散符号は自己相関が非常に高く，相互相関が非常に低い系列で，これを用いることで，同じ拡散符号を持った信号だけを取り出すことが可能となる．つまり，同じ拡散符号を持たないと信号が取り出せ

ず、スペクトルが広がることにより電力密度が低くなるため干渉が少ない。しかし、DS方式では全帯域を全てのユーザーが使用するので、他のユーザーの信号が干渉波となる。特に、基地局とユーザーの位置関係で、基地局から遠方のユーザーに対し、基地局の近傍にあるユーザーの信号は大きな干渉となる（遠近問題）。

FH方式では情報で変調された信号の搬送波周波数を、DS方式と同じ系列を用いて、与えられた帯域幅内をランダムに離散的に切替え掃引することでスペクトル拡散を実現する。よって、FH方式におけるスペクトル分布は、長時間観測すると広帯域を占有するが、1ビット単位の観測では特定の周波数帯域のみを占有する狭帯域信号であり、複数のユーザーが同一の時間に同一の周波数で送信する確率は小さくなる。基地局に近いユーザが送信中でも、周波数が異なる可能性が高いので、基地局から遠方のユーザの信号を基地局で受信可能である。しかし、FH方式では、高速で周波数を切替える周波数シンセサイザの実現が困難である。今まで述べた各方式の特徴をまとめると以下のようになる。

表 2.1: 各方式の特徴

	DS方式	FH方式
マルチパス干渉	強い	強い
ユーザー間干渉	弱い	強い
遠近問題	弱い	強い

各特徴を比べると、FH方式の方が優れているといえる。しかし、本論文では、帯域内のユーザー干渉や遠近問題などは考慮する必要が無い。また、拡散符号を乗算するだけという容易性と実現性を考え、DS方式を用いる。

2.3 既知の波源からの参照信号に拡散符号を用いる校正法

本節では、既知の波源からの参照信号に拡散符号を用いた場合の2.2の校正法についてシミュレーションで検討する。このとき、参照信号が無変調波の場合とSIR特性を比較検討し、拡散符号を用いた場合の実環境における有効性を示す。

2.3.1 拡散符号を用いる校正法

まず、実環境でのアレーアンテナの受信信号を以下のように表す。

$$X = C_T(D + I) + N \quad (2.20)$$

C_{Γ} は誤差の要因となる行列, D は所望波成分, I は干渉波成分, N は雑音である. 参照信号に SS 方式を用いると, D が拡散符号によって直接拡散された参照信号である. そこで, 受信信号 X を逆拡散すると, 伝搬路において加わった干渉波成分 I が拡散され十分に小さくなるため, 以下のように近似することができる.

$$X_s \approx C_{\Gamma_s} D + N_s \quad (2.21)$$

ここで, 添え字の s は逆拡散されたことを示す. この逆拡散後の受信信号 X_s を用いて 2.2.2 のように校正を行う.

2.3.2 シミュレーション

はじめにシミュレーション諸元について示す. アレーアンテナは 3×3 モノポールアレーとし, 虚像が存在しないように素子間隔は 0.4 波長間隔とする. 誤差の要因となる素子間相互結合は NEC2 で計算した式 (2.4) を用い, Γ は正規分布の乱数で与える. また, 拡散符号には 15 次 M 系列を用い, 参照信号は方位角 $0 \sim 359$ 度で単に 10 度ごとに入射する. 詳しい諸元を表 2.2 に示す.

表 2.2: シミュレーション諸元

素子間隔	0.4λ	拡散符号	15 次 M 系列
Chip rate	1.23MHz	Sampling rate	5MHz
送信シンボル数	1000	Snapshot	2000
Data set	36	SNR	10dB

図 2.3 に校正前の MUSIC スペクトラムを, 図 2.5 に校正後の MUSIC スペクトラムを示す. 校正前の劣化していたスペクトルが校正後では改善し, 推定精度も向上している. 本条件において, 校正後の推定誤差はない. また, 図 2.5 では, 到来方向以外に小さなピークが立っているが, これは文献 [11] に示されるように参照信号の入射角 ϕ を有効な角度に設定せず, 単に 10 度ごとに入射したためである.

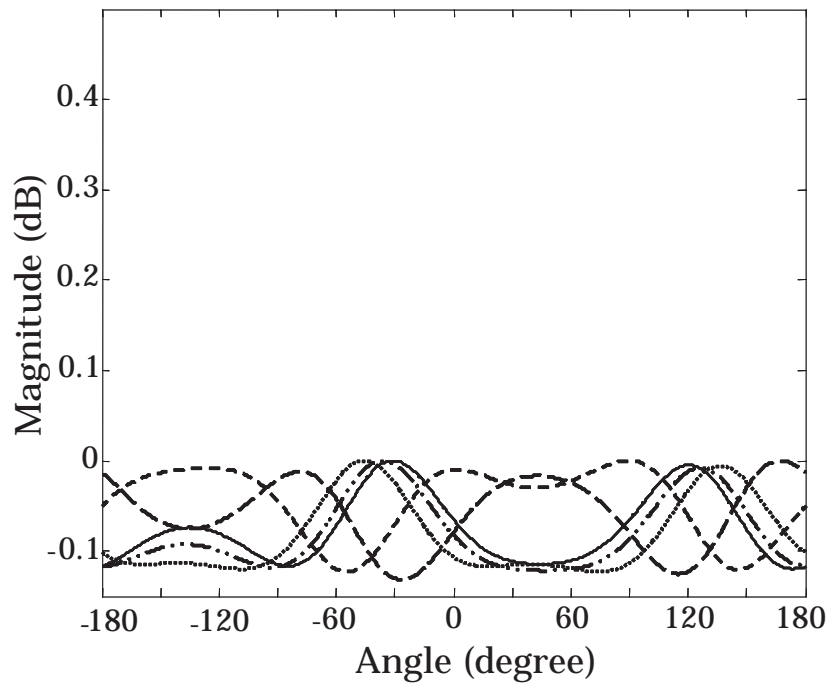


図 2.3: 校正前の MUSIC スペクトラム

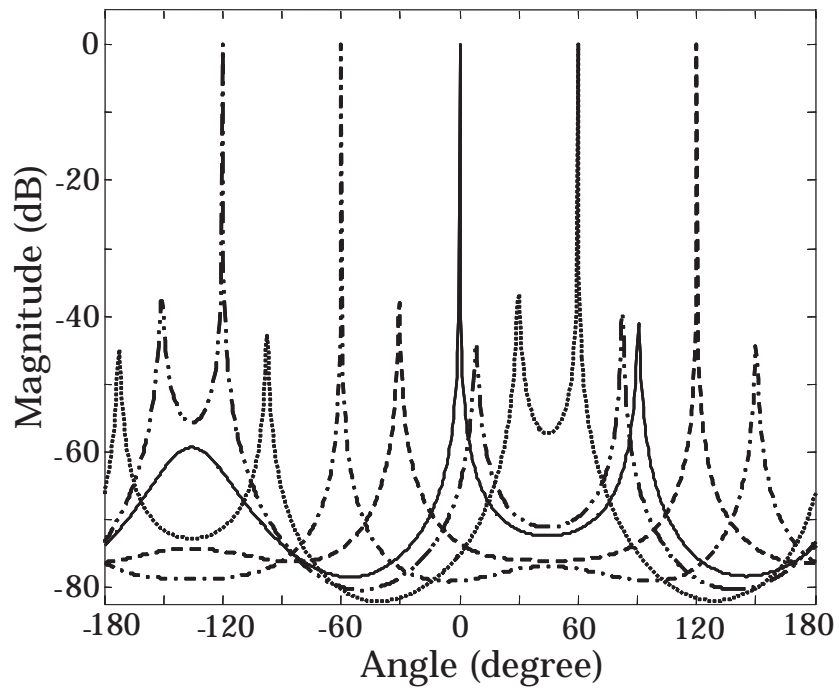


図 2.4: 校正後の MUSIC スペクトラム

以上のように，既知の外部波源からの参照信号を拡散符号を用いた信号に変えた場合でも文献 [10] の校正法は高い精度で校正できることがわかる．

次に SIR による校正精度の変化を検討する．このときに用いる干渉波は無相関の無変調波で入射角を 60 度に固定し，参照信号が無変調波である場合と比較を行う．本論文で提案する校正法は，アレーアンテナの素子間の送受信による校正法であり，近接入射を前提としているため，相関波の検討は行わない．このときの RMSE は校正後の全方位角 ϕ の到来方向推定誤差を用いており，50 回試行の平均値である．SIR と校正後の RMSE の関係を拡散符号を用いた場合を図 2.5，無変調波の場合を図 2.6 に示す．

図 2.5 の参照信号に拡散符号を用いる場合，SIR が -10dB という状況でも RMSE は 0.4 度以下であり，SIR が 10dB 以上になると誤差はなくなり，理想状態で校正した場合と同様の結果を得ることができる．図 5 の拡散符号を用いない場合では SIR が 20dB でも RMSE が 15 度以上となり，干渉波の影響を非常に大きく受けていることがわかる．

参照信号が無変調波の場合では，高 SIR でも干渉波の影響が大きく参照信号を取り出せないために正確な校正係数を求めることができず，校正の精度が極端に劣化し，到来方向推定誤差も非常に大きい．一方，参照信号に拡散符号を用いる場合では，低 SIR の場合でも参照信号を確実に取り出せている．したがって，正確な校正係数を求めることができ，非常に高い精度で校正が可能である．

以上より，参照信号に拡散符号を使うことで干渉波の影響を低減し高精度な到来方向推定が実現可能であることがわかる．よって，実環境では参照信号に拡散符号を用いた校正法が有効である．

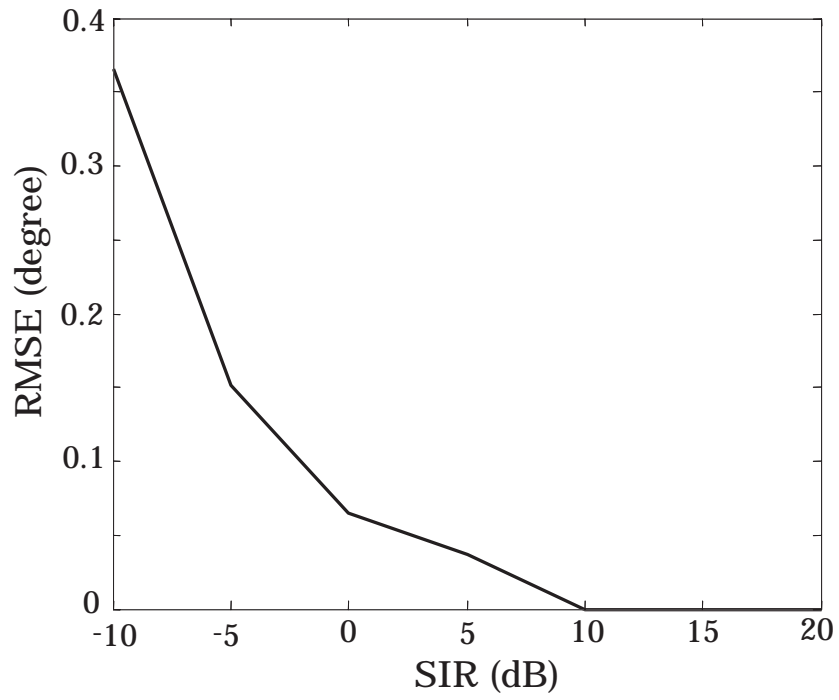


図 2.5: SIR と RMSE の関係 (拡散符号)

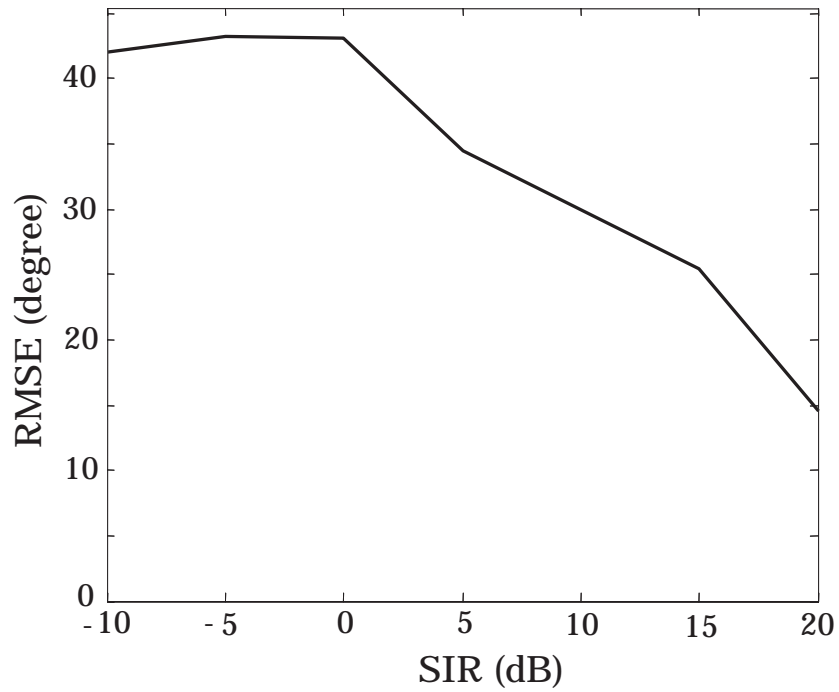


図 2.6: SIR と RMSE の関係 (無変調波)

第 3 章

サブアレーの平均化による校正法

本章では，受信用アレーアンテナ内のサブアレーとそれ以外の素子との間で送受信を行うことで，各サブアレーを校正し，それを平均化して校正をするサブアレーの平均化による校正法について示す．提案する手法では，受信アレーアンテナから抽出できるサブアレーを利用するために，受信用アレーアンテナで本来，推定できる数の到来波を推定することはできず，サブアレー数で推定可能な到来波数が決まる．また，抽出したサブアレー以外の素子が校正用の参照信号を送信する素子となるので，近接波源からの送信となり，モードベクトルには球面波モードベクトルを用いる．この方法は受信用アレーアンテナ以外の他の素子を必要とせず，電波暗室で必要である角度制御可能な回転台もいらないので，システム全体の規模を小さくすることが可能である．

まず，3.1 節において，校正方法について述べ，シミュレーションによりその精度を考察する．次に，3.2 節において，参照信号に拡散符号を用いた場合のシミュレーションを行い，3.1 節での無変調波の場合と比較を行って，参照信号による変化があるかを確認する．最後に，電波暗室内と屋外での実験により，その精度と有効性について検証する．

3.1 サブアレーの平均化による素子間送受校正法の検討

3.1.1 校正原理

提案するサブアレーの平均化による素子間送受校正法についてその原理と適用条件を示す．本論文では，使用するアンテナを 3×3 モノポールアレーとして考えているので，一例として 3×3 モノポールアレーに提案手法を適用した場合について示す．

本手法では， 3×3 モノポールアレー内から 4 つの 2×2 モノポールアレーを抽出して校正し，その平均化により精度を向上させる．実環境で文献 [10] の方法で 2×2 モノポー

ルアレーを校正するには，受信アレーアンテナ以外に校正用素子もしくは，角度制御可能な回転台が必要となる．しかし，本手法では 2×2 モノポールアレーを校正するために 3×3 モノポールアレーのみを用いる．図3.1に示すように， 3×3 モノポールアレーに受信機が4つと送信機が1つあり，それをスイッチで切り替える．校正は図3.2に示すように 2×2 の各サブアレーごとに行う．この際，球面波がサブアレーに入射するので，アレーアンテナのモードベクトルには球面波モードベクトルを用いる．

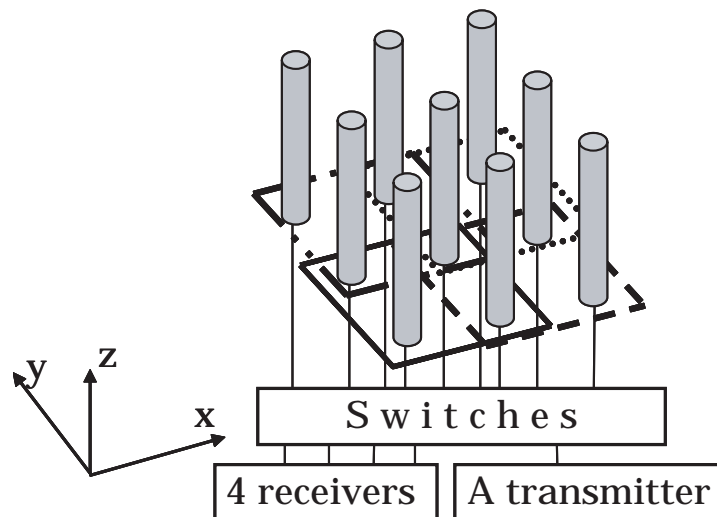


図 3.1: 考察モデル

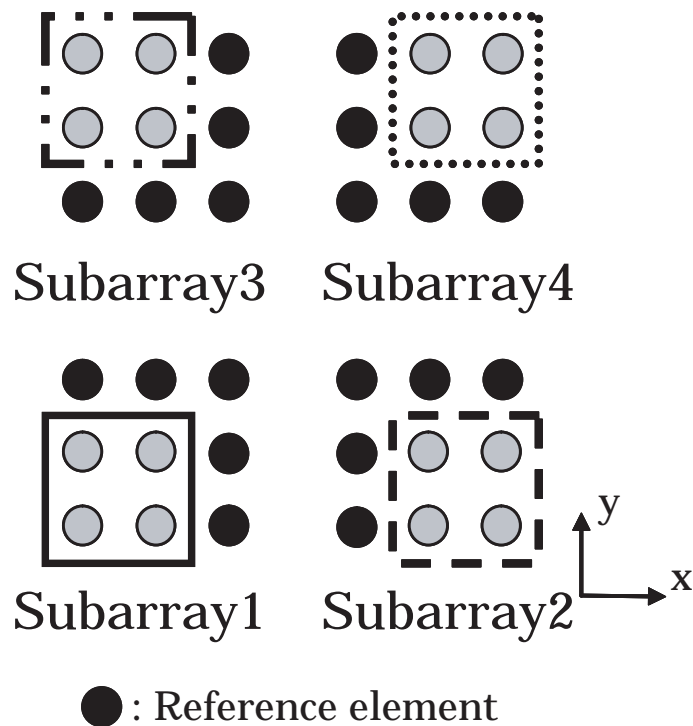


図 3.2: 各サブアレーの校正

ここで，校正の簡単な流れを示す．まず，受信機をサブアレー 1 に切り替え，サブアレー 1 に含まれない 5 素子を順番に送信機に接続し校正用の参照信号を送信する．以上の操作でサブアレー 1 の校正係数を求める．また，参照信号が近接波で到来方向が限られているため，同様の操作をサブアレー 2~4 で行う．最終的な到来方向推定は， 2×2 の各サブアレーごとに受信し校正した信号を用いて，1.3 節で示した SSP 法 [15] のように平均化し，到来方向推定結果の精度向上を行う．本検討においては，スイッチのアイソレーションなどは理想的なものを仮定している．

以下，本手法について詳しく説明する． 3×3 モノポールアレーにおける素子間相互結合は式 (2.2) のようになるが，それを以下のように置きなおす．

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} & \cdots & W_{19} \\ W_{21} & W_{22} & \cdots & W_{29} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{91} & W_{92} & \cdots & W_{99} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

また，受信機の利得と位相の初期誤差のばらつきは以下のように表された．

$$\begin{aligned} \Gamma &= \text{diag}\{\alpha_1 e^{j\phi_1}, \alpha_2 e^{j\phi_2}, \alpha_3 e^{j\phi_3}, \alpha_4 e^{j\phi_4}\} \\ &= \text{diag}\{\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4\} \end{aligned} \quad (3.2)$$

α_i, ϕ_i は i 番目の受信機の利得及び位相誤差のばらつきを表すパラメータで，各誤差がない場合は， $\alpha_i=1, \phi_i=0$ となり， Γ は単位行列になる．

前述したように， 2×2 のサブアレーごとに校正を行うので，式 (2.2) を各サブアレーごとに校正に用いたサブアレー以外の 5 つの素子の影響も含む以下のような近似形で求める．

$$\mathbf{C}_j = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & C_{24} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & C_{34} \\ C_{41} & C_{42} & C_{43} & C_{44} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

ただし， j はサブアレーの番号である．以上より，各サブアレーの誤差の要因となる行列を以下のようにモデル化する．

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_\Gamma &= \mathbf{C}_j \times \Gamma \\ &= \begin{bmatrix} \gamma_1 C_{11} & \gamma_2 C_{12} & \gamma_3 C_{13} & \gamma_4 C_{14} \\ \gamma_1 C_{21} & \gamma_2 C_{22} & \gamma_3 C_{23} & \gamma_4 C_{24} \\ \gamma_1 C_{31} & \gamma_2 C_{32} & \gamma_3 C_{33} & \gamma_4 C_{34} \\ \gamma_1 C_{41} & \gamma_2 C_{42} & \gamma_3 C_{43} & \gamma_4 C_{44} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$= \begin{bmatrix} C_{\Gamma11} & C_{\Gamma12} & C_{\Gamma13} & C_{\Gamma14} \\ C_{\Gamma21} & C_{\Gamma22} & C_{\Gamma23} & C_{\Gamma24} \\ C_{\Gamma31} & C_{\Gamma32} & C_{\Gamma33} & C_{\Gamma34} \\ C_{\Gamma41} & C_{\Gamma42} & C_{\Gamma43} & C_{\Gamma44} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

式 (3.4) を直接求めることでサブアレーの校正を行う。

各サブアレーでの受信信号は以下のように表される。

$$\mathbf{r} = \mathbf{C}_{\Gamma} \mathbf{A} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3.5)$$

ここで、 \mathbf{s} は複素振幅、 \mathbf{n} は雑音である。式 (3.5) の相関行列の固有値展開を行う。この時、雑音部分空間と信号部分空間の直交性から雑音固有ベクトルとモードベクトルの間には以下の関係が成り立つ。

$$\mathbf{e}_j^m \mathbf{C}_{\Gamma} \mathbf{a}(\phi^m) = 0 \quad (3.6)$$

式 (3.6) で、 m は m 番目の参照信号を表している。3×3 モノポールアレーでは、2×2 の各サブアレーにおいて参照信号は 5 素子から送信されるので、 $m=1,2,\dots,5$ である。サブアレーの 1 素子を位相基準とすると、式 (3.4) において $C_{\Gamma11}=1$ となり、式 (3.4) の未知数は 15 である。サブアレーに参照信号 1 波が到来すると、式 (3.6) を 3 つつくることができる。サブアレーに ϕ が異なる参照信号が 5 波到来するので、式 (3.6) が 15 個成り立ち、(未知数=連立方程式数) となり、その連立方程式を解くことで式 (3.4) を直接求めることができる。各サブアレーの式 (3.4) を求めた後、以下のようにサブアレー j に関して誤差の影響のない信号相関行列を求め、式 (3.7) の平均化処理をして到来方向を推定する。

$$\mathbf{R}_{c_j} = (\mathbf{C}_{\Gamma_j})^{-1} [\mathbf{R}_j - \sigma^2 \mathbf{I}] ((\mathbf{C}_{\Gamma_j})^{-1})^H \quad (3.7)$$

$$\mathbf{R}_c = (\mathbf{R}_{c1} + \mathbf{R}_{c2} + \mathbf{R}_{c3} + \mathbf{R}_{c4}) \div 4 \quad (3.8)$$

添え字の数値はサブアレーを表し、 \mathbf{R} は受信信号の相関行列、 σ^2 は雑音電力である。

以上のように、求める行列の未知数の連立方程式を作り、それを解くことで直接誤差の原因となる行列を求めることができる。この際、位相の基準素子はサブアレーごとに可変とする。

参照信号が 1 波到来しているときのサブアレーの素子数を N 、必要参照信号数を m とすると、求めるべき行列の未知数は $N^2 - 1$ である。参照波 1 波が到来したとき、雑音固有ベクトルは $(N - 1)$ つ生じるので、未知数分以上の方程式を得るには、必要参照信号数 $m=(N^2 - 1) \div (N - 1)$ 以上が必要となり、

$$(N + 1) \leq m \quad (3.9)$$

という式が成り立つ．この式から，抽出したサブアレーの基準素子から見て角度の異なる $N+1$ 本以上の校正用素子が得られれば，本提案手法は適用可能である．

3.1.2 シミュレーションによる検討

誤差の要因となる素子間相互結合は NEC2 で計算した式 (2.4) を用いる．この際，サブアレー以外の素子の影響が入るように考慮し，有限地板上での解析とする． Γ については受信機の初期誤差の利得と位相のばらつきを各 4 パターンずつにわけ，各々を組み合わせた計 16 パターンで検討し，提案手法の適用条件を考察する． Γ の値は各パターンの範囲内で収まるように，正規分布の乱数で与える．この際，各パターン 50 回試行後の全方位の到来方向推定誤差の RMSE を計算し，その平均値を用いて受信機のばらつきについて検討する．

シミュレーション諸元と Γ のパターンに関して以下に示す．

表 3.1: シミュレーション諸元

素子間隔	0.4λ	参照信号	無変調波
到来波	無変調波	Snapshot	2000
基準素子	サブアレーごと可変	SNR	10dB

表 3.2: Γ の範囲

Gain(dB)	0	0 ~ 1	0 ~ 2	0 ~ 3
Phase(deg.)	0	0 ~ ± 45	0 ~ ± 90	0 ~ ± 180

本節の検討では，参照信号，到来波ともに無変調波であるとする．また， Γ の Gain, Phase はその範囲内ではばらつくという意味であり，例えば，位相が ± 90 の場合，位相が -90 度ずれている事もあれば，全くずれていない (0 度) こともある．

次にシミュレーション結果を示す．まず，各パターンにおける到来方向推定誤差のヒストグラムを示す．利得と位相のばらつきの影響を見るために，利得のばらつきがない場合の結果 (図 3.3 ~ 図 3.6) と位相のばらつきがない場合の結果 (図 3.7 ~ 図 3.10) で比較する．

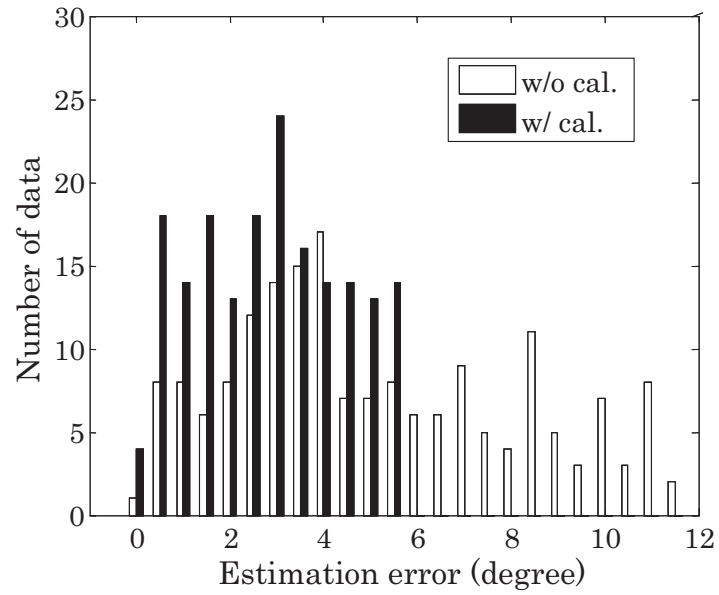


図 3.3: DOA 推定誤差分布 (利得・位相ばらつきなし)
 RMSE 校正前 : 5.987 校正後 : 3.242

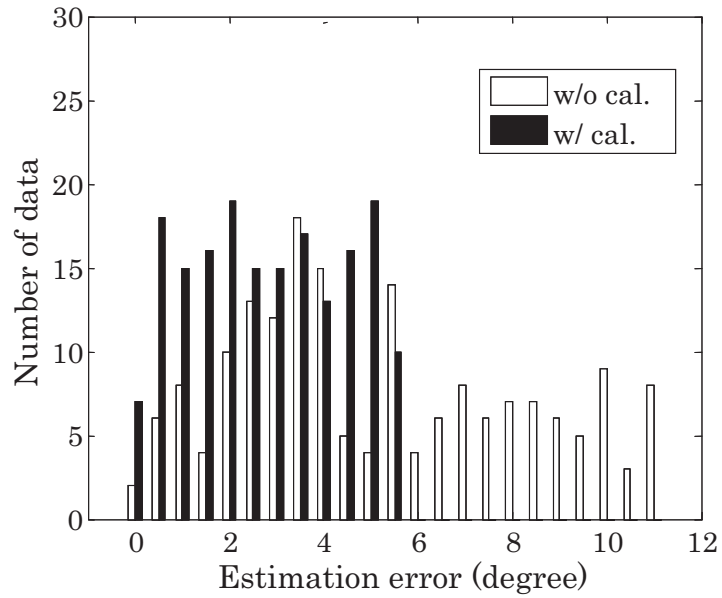


図 3.4: DOA 推定誤差分布 (利得のばらつき : 0 ~ 1dB)
 RMSE 校正前 : 6.032 校正後 : 3.230

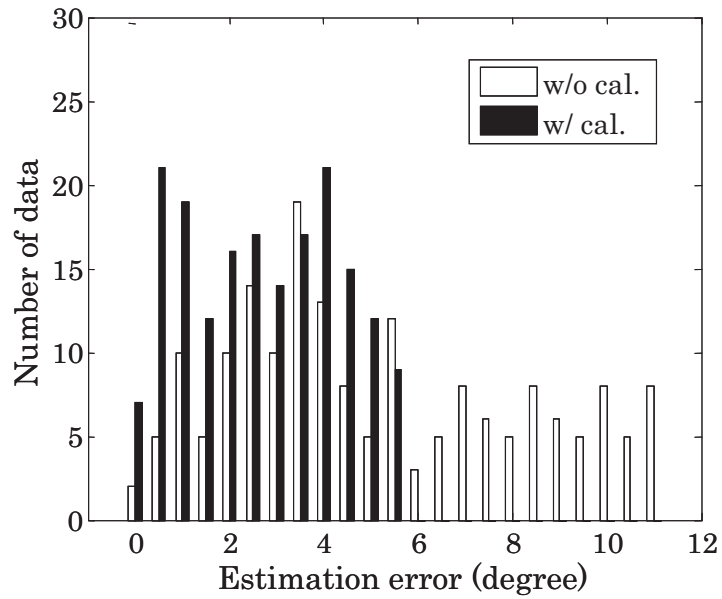


図 3.5: DOA 推定誤差分布 (利得のばらつき : 0 ~ 2dB)
 RMSE 校正前 : 6.025 校正後 : 3.134

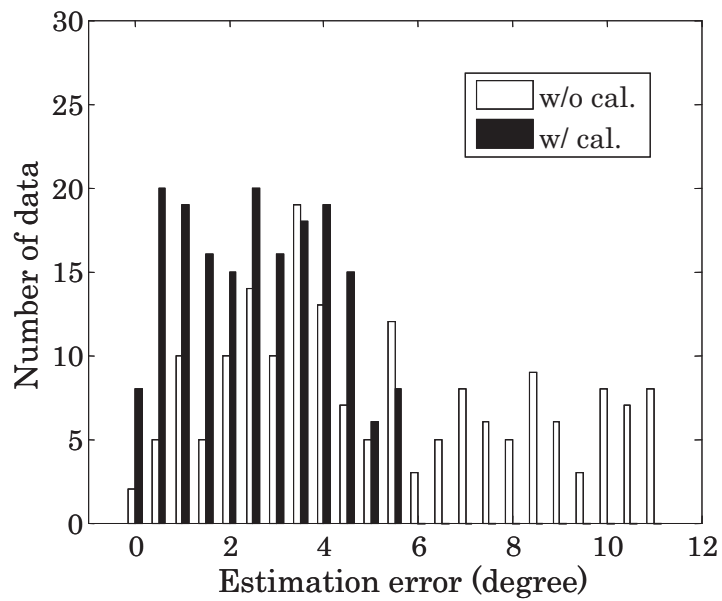


図 3.6: DOA 推定誤差分布 (利得のばらつき : 0 ~ 3dB)
 RMSE 校正前 : 6.067 校正後 : 2.990

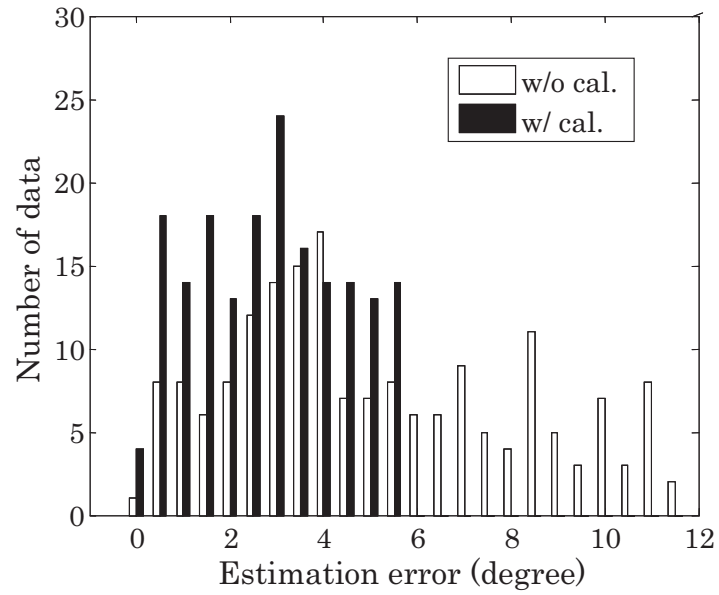


図 3.7: DOA 推定誤差分布 (利得・位相ばらつきなし)
 RMSE 校正前: 5.987 校正後: 3.242

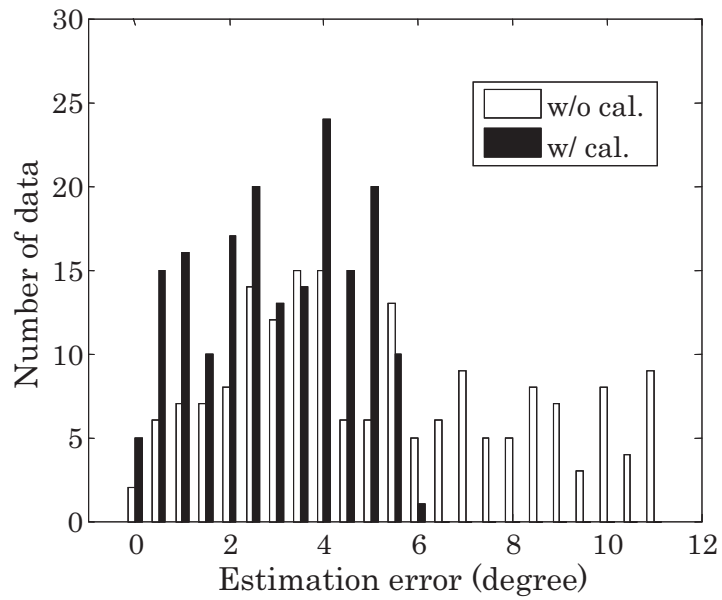


図 3.8: DOA 推定誤差分布 (位相のばらつき: ± 45 度)
 RMSE 校正前: 6.038 校正後: 3.375

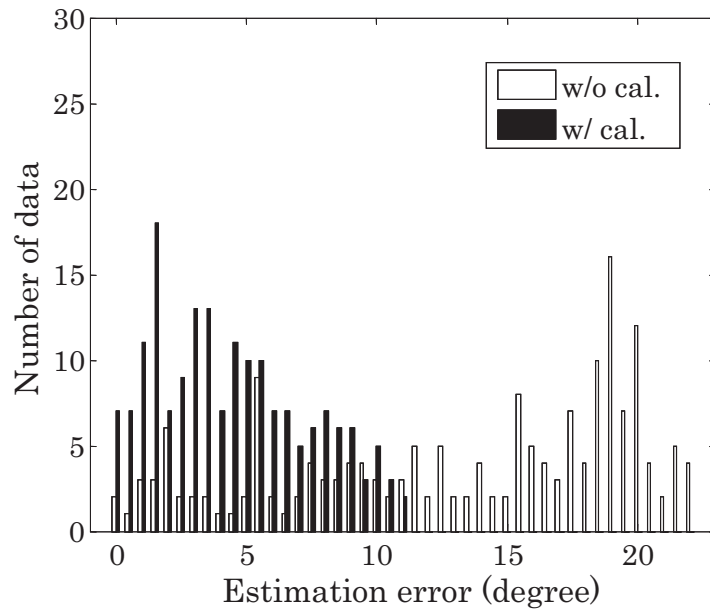


図 3.9: DOA 推定誤差分布 (位相のばらつき: ± 90 度)
 RMSE 校正前: 14.723 校正後: 5.345

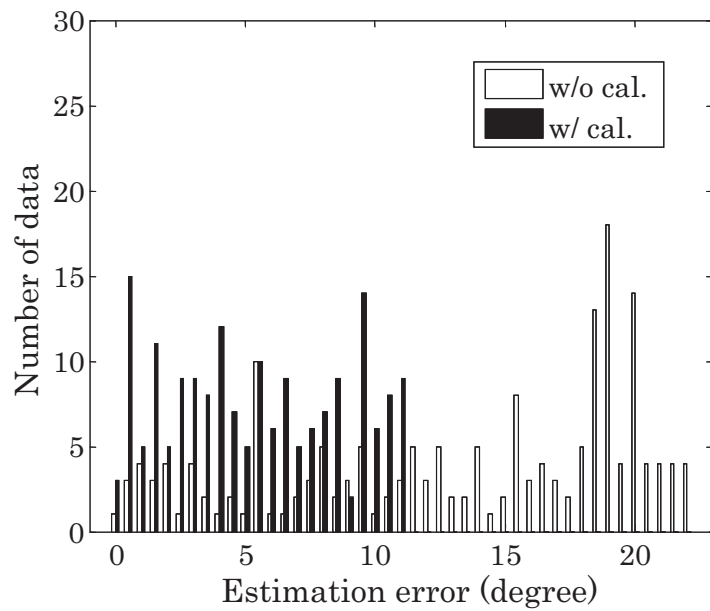


図 3.10: DOA 推定誤差分布 (位相のばらつき: ± 180 度)
 RMSE 校正前: 14.835 校正後: 6.379

RMSE を見ると、受信機の初期誤差のばらつきでは利得よりも位相のばらつきの方が推定精度に影響していることがわかる。また、どのパターンの誤差分布を見ても校正の効果が現れており、提案手法において校正が可能であることを示している。全パターンの Γ での校正後の RMSE を表したものが表 3.3 である。表 3.3 からある程度の誤差がある方が精度が良い場合も見受けられる。今回は各誤差を大きく 4 パターンにしか分けていないが、更に細かく分けることで何らかの傾向などを確認できる可能性がある。これは今後の課題である。

実際には、受信機の初期誤差がないことが望ましいが、位相のばらつきが ± 45 以内であれば概ね RMSE が 3.5 前後の推定結果を得られることがわかる。以上の検討結果が

表 3.3: 各パターンの校正後の RMSE

Phase \ Gain	0	0 ~ 1	0 ~ 2	0 ~ 3
0	3.242	3.230	3.134	2.990
± 45	3.375	3.436	3.504	3.634
± 90	5.345	5.475	5.573	6.072
± 180	6.379	6.308	6.565	6.797

らわかる受信機の最大許容誤差は利得のばらつき 0 ~ 3dB、位相のばらつき ± 45 である。つまり、受信機の初期誤差のばらつきをこの程度に抑えることができれば、本手法は適用可能である。

最大許容誤差時の到来方向推定誤差のヒストグラムを以下に示す。

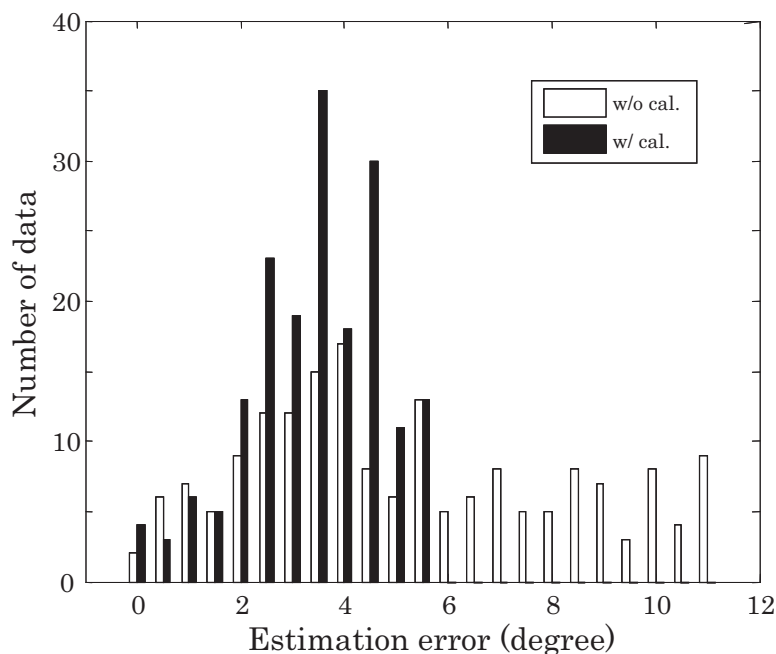


図 3.11: DOA 推定誤差分布 (利得のばらつき: 0 ~ 3dB, 位相のばらつき: ± 45 度)

RMSE 校正前: 6.043 校正後: 3.634

3.2 拡散符号を用いたサブアレーの平均化による素子間送受校正法の検討

本論文で提案する2つの方法を組み合わせたシミュレーションを行う。シミュレーション諸元は表2.1, 表3.1と同じで, Γ は受信機の最大許容誤差である利得のばらつき0~3dB, 位相のばらつき $\pm 45^\circ$ で検討を行う。3.1節での検討と同様にスイッチのアイソレーションは無限大とする。また, 干渉波の条件は2.3.2と同じである。

この場合の到来方向推定誤差のヒストグラムを図3.12に示す。

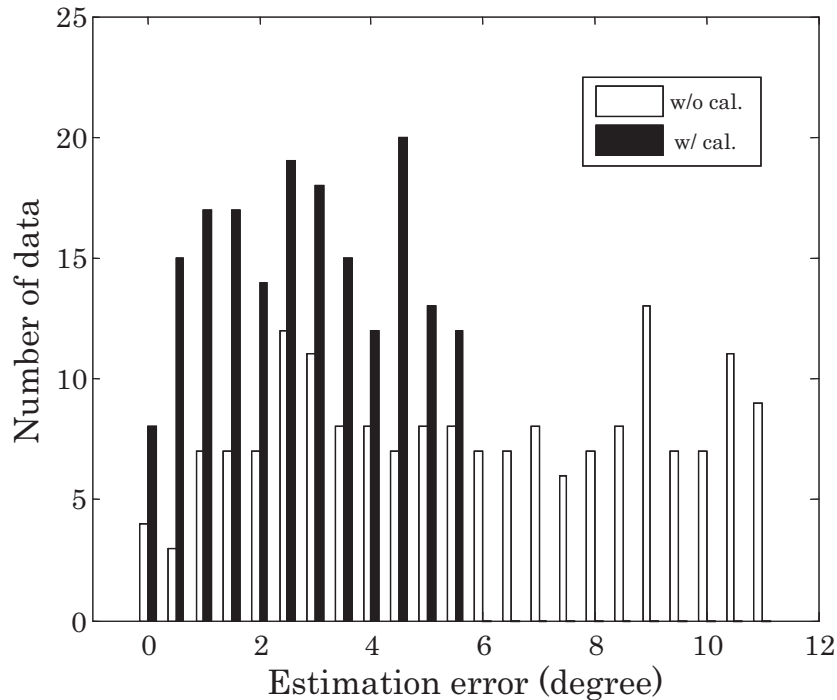


図 3.12: DOA 推定誤差分布 (拡散符号使用時 (利得0~3dB, 位相 $\pm 45^\circ$))

RMSE 校正前: 6.677 校正後: 3.218

校正前と校正後では, 概ね RMSE で 3.4 度改善している。また, 提案する校正法において, 干渉波のない理想的な環境では, 参照信号に拡散符号を使用した場合でも参照信号が無変調波の時とほとんど変化しない。これは, Γ の利得 0~3dB, 位相 $\pm 45^\circ$, 干渉波なしという同様の条件で検討を行っている図3.11と図3.12の校正後の RMSE を比べると, その差は RMSE で約 0.4 度であり精度がほぼ同じだからである。よって, 本提案手法は干渉波のない状況において, どのような参照信号を用いても校正精度に大きな差は生じない。

次に SIR による校正精度の変化を検討する。図3.13は SIR と RMSE の関係である。

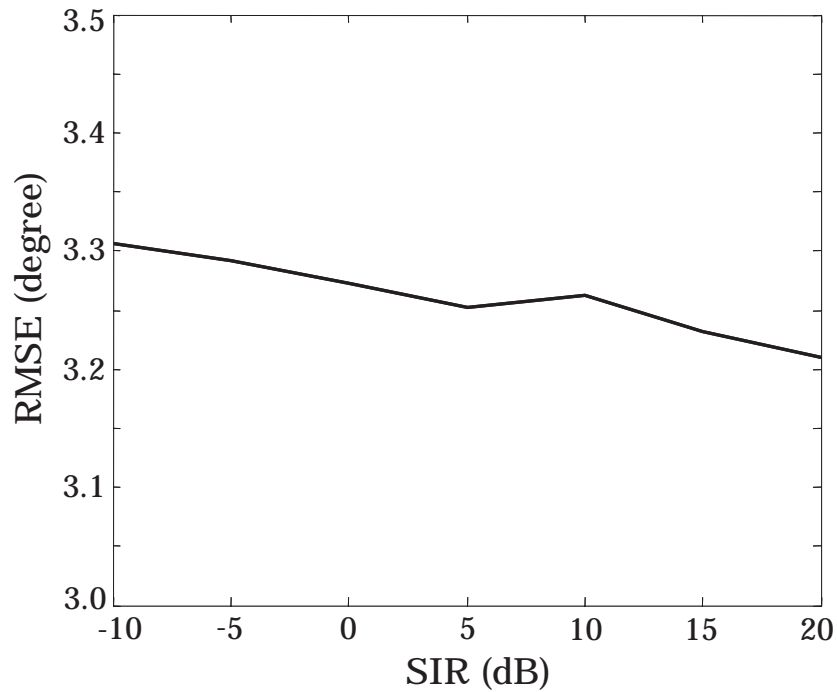


図 3.13: SIR と RMSE の関係

図からわかるように、SIR の値が低下すると、RMSE は徐々に悪くなるが、大きな変動は見られず、実環境のような低 SIR の環境においても全方位の到来方向推定において RMSE が 3.5 度以下の精度が得られるものと考えられる。

3.3 実験による検討

3.3.1 電波暗室実験

提案手法に関して実験による検討を行う。電波暗室内は干渉波がない理想的な環境とみなすことができる。よって、3.2 節で示したように干渉波が存在しないときには、参照信号に用いる信号が拡散符号と無変調波では校正後の精度に大きな差がないために、参照信号を無変調波とする。また、受信機の初期誤差を正確に把握するため、実験前に、使用する受信機の各チャンネルの利得と位相を誤差がないように調整をする。

実験では、S.G.(Signal Generator) を参照用素子に接続し、参照信号を送信する。受信信号は受信機から ADC(Analog to Digital Converter) を通り直接パソコンに入力され、データ処理を行う。全ての参照信号を受信した後、校正用データを取得したサブアレーで全方位の到来方向推定を行う。これをサブアレー数だけ繰り返す。このときの受信サブアレー・参照素子を切り替えるスイッチングは手動で行う。切り替える際は、送信を OFF にし、各素子のケーブルなどを接続し直した後、参照信号を送信してデータを取得する。これにより、スイッチングによる損失がないようにする。

図 3.14 に実験の構成，表 3.4 に実験諸元，図 3.15 に使用したモノポールアレーを示す。

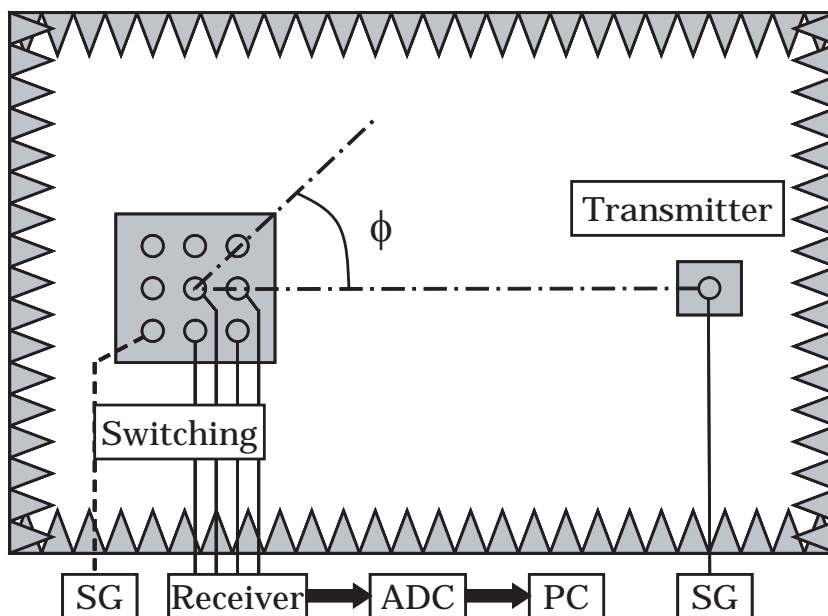


図 3.14: 実験の構成 (電波暗室内)

表 3.4: 実験諸元 (電波暗室内)

素子間隔	0.4	周波数	900MHz 帯
送信出力 (校正)	-50dBm	送信出力 (DOA)	-15dBm
スイッチ	手動	受信機誤差	無し



図 3.15: 使用アンテナ

図 3.16 は実験結果である．校正後の到来方向推定誤差をヒストグラムで表している．このときは，受信機の各チャンネルの利得と位相を誤差がないように調整してあるので， Γ が単位行列となる．よって，誤差がない場合の校正後のシミュレーション結果と比較している．

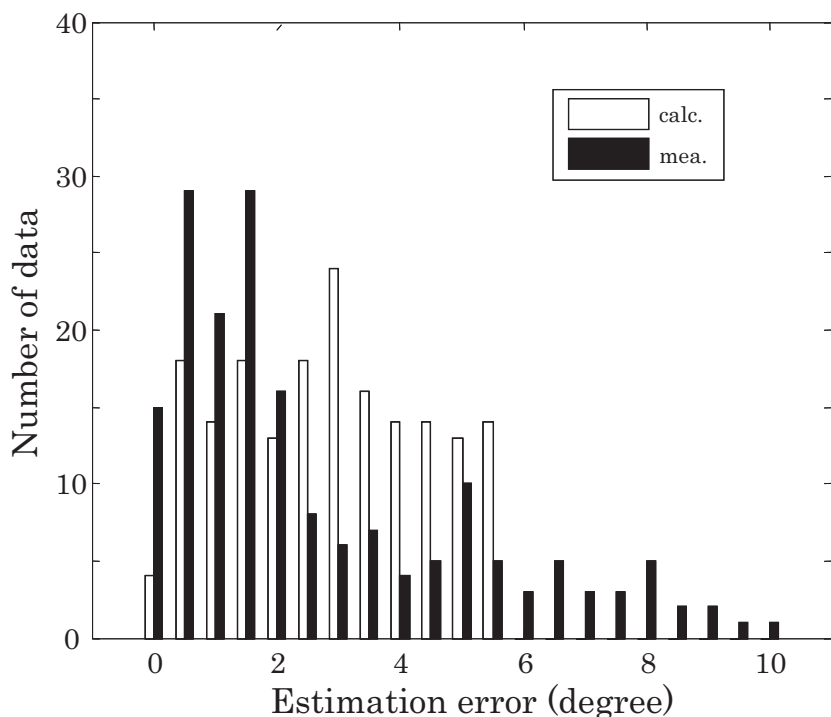


図 3.16: 実験結果 (電波暗室内)

RMSE 実験 : 3.625 解析 : 3.242

実験結果の RMSE を比べると実験で約 3.6 度，シミュレーションで約 3.2 度と実験とシミュレーションではほぼ同様の結果が得られている．図 3.16 を見ると，シミュレーションでは現れていない 6 度以上の誤差を確認できる．これは，モデル化に含まれないケーブルや周辺環境の影響が考えられる．

以上から，提案手法では干渉波のない状況において概ね RMSE で 4 度以内の精度で校正が可能であるといえる．

3.3.2 屋外実験

屋外で校正実験を行う．屋外においては，参照信号に拡散符号を用い，実験の方法に関しては電波暗室内と変わらない．ただし，屋外で全到来方位角を推定し，その RMSE で評価することは困難であるため，図 3.17 に示すように - 90 度方向のみに波源を設置し，そこから到来波として無変調波を送信する．その到来波の方向を複数回推定することで，その推定誤差の RMSE を計算し評価する．

図 3.17 に実験の構成，表 3.5 に実験諸元を示す．

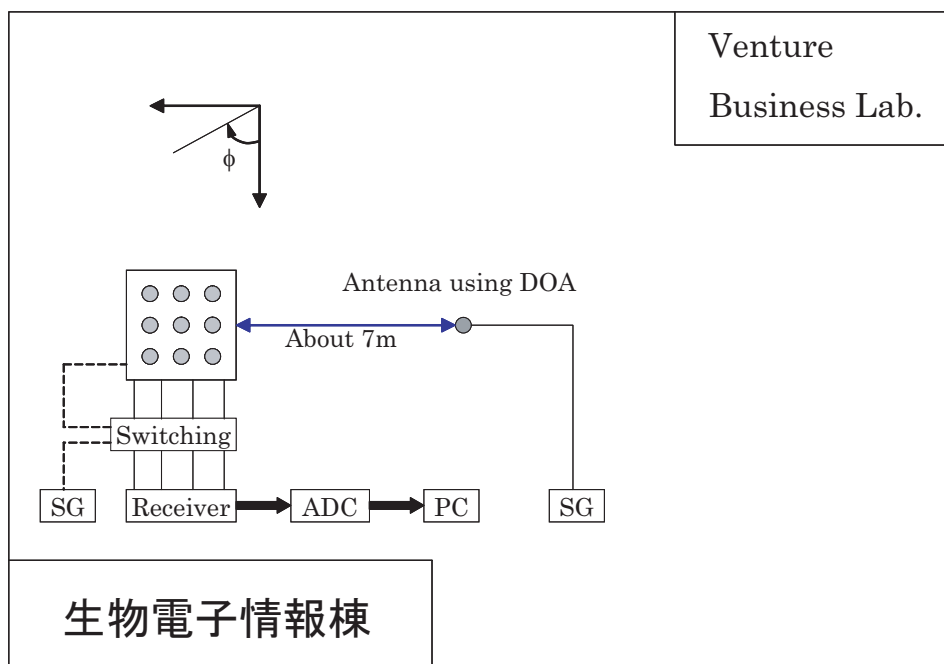


図 3.17: 実験の構成 (屋外)

表 3.5: 実験諸元 (屋外)

素子間隔	0.4	周波数	900MHz 帯
拡散符号	7次 M 系列	Chip rate	1.23MHz
Sampling rate	5MHz	送信シンボル数	1000
スイッチ	手動	受信機誤差	無し

本実験では，拡散符号は7次 M 系列とし到来波源と受信アレー間の距離は約 7m である．

次に実験結果を示す．図 3.18 は最もよい校正結果である．校正前に比べ校正後のスペクトル形状が改善し，到来方向推定精度も向上していることがわかる．

本実験における - 90 度からの到来波の推定誤差の RMSE は校正前が 4.655，校正後が 2.896 と約 1.8 度の改善が見られた．電波暗室内での実験において，0 度，±90 度，±180 度付近の誤差が小さく，屋外においても-90 度という到来方向を用いた．電波暗室内の実験では，- 90 度方向からの到来波の誤差は校正前が約 1.5 度，校正後がほぼ 0 度である．両方とも約 3 度の誤差の増大が見られるが，屋外環境と接続したケーブルなどの影響によるものであると考えられる．このことから，本提案手法を用いれば屋外においても校正が可能であり，到来方向推定精度の向上を図ることができる．

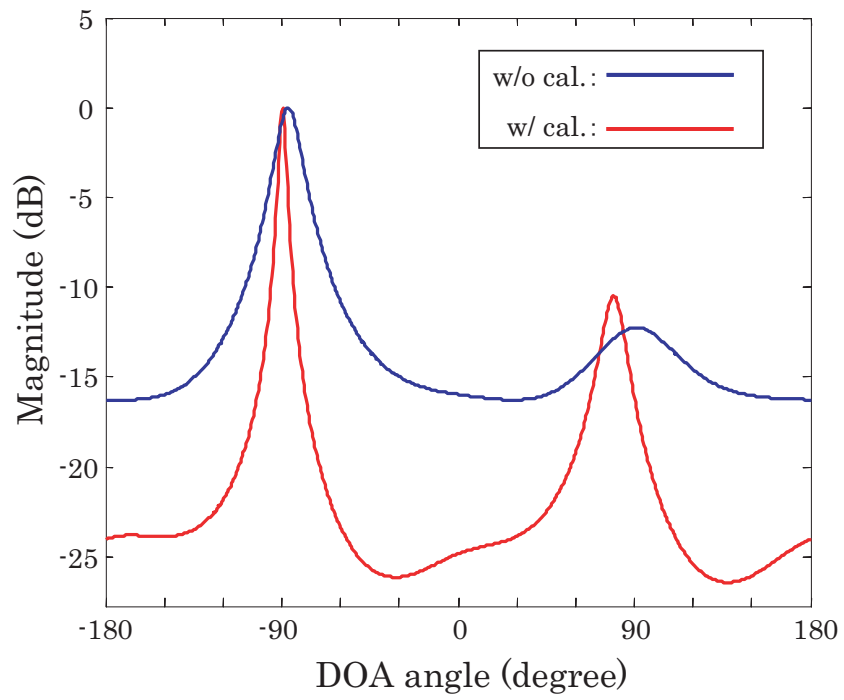


図 3.18: 実験による MUSIC スペクトラム例

第 4 章

2DDOA 推定におけるアレーアンテナ校正法

本章では，到来方向推定を到来方位角推定から到来方位・天頂角を同時に推定する 2 次元到来方向 (2DDOA) 推定に拡張した場合の校正法について検討する．この際，2 つのリニアアレーが軸上に配置されている場合の 2DDOA 推定について考え，ある平面上に存在する既知波源だけを用いた校正法を提案し，その精度とアレー配列および入射角選択について検討する．

はじめに，4.1 節で検討するアレー形状，提案する校正法及び 2DMUSIC 法について示す．次に，4.2 節でシミュレーションによる検討を行い，具体的な例により校正波入射角選択の校正精度への影響を示す．

4.1 提案手法

4.1.1 アレー形状

アレー素子数は任意であるが，計算簡単のために図 4.1 に示すような，2 つの 3 素子リニアアレーをそれぞれ x 軸と y 軸上に十字型，T 字型，L 字型の 3 形状で配置する場合を考える． xy 平面上での各アレー素子位置の座標を (x_m, y_m) とし， $(m=1,2,3)$ を x 軸上， $(m=1,4,5)$ を y 軸上の素子とする．アレーに用いるアンテナはダイポールアンテナとし，素子間隔は半波長，地板のサイズは $1.5\lambda \times 1.5\lambda$ である．

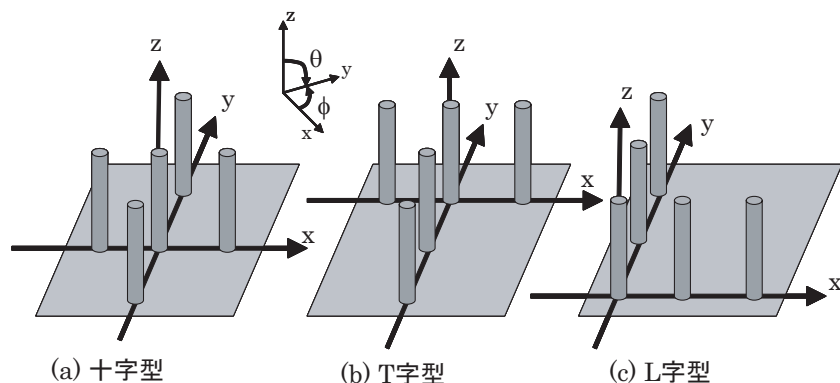


図 4.1: アレー形状

このとき、アレーアンテナに到来波が L 波到来したとするとアレーモードベクトルを以下のように表すことができる。

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\phi_1, \theta_1), \dots, \mathbf{a}(\phi_L, \theta_L)] \quad (4.1)$$

$$\mathbf{a}(\phi_i, \theta_i) = [e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\psi_{1i}}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\psi_{5i}}]^T \quad (4.2)$$

$$\psi_{mi} = (x_m \sin\phi_i + z_m \cos\phi_i) * \sin\theta \quad (4.3)$$

4.1.2 提案手法

校正は 2.2 節で示した文献 [10] に基づく方法を用いる。各素子の座標とモードベクトルを前節で述べたように置くと、各形状のアレーアンテナに L 波が到来したときの受信信号は次のようになる。

$$\mathbf{r} = \mathbf{C}_\Gamma \mathbf{A} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (4.4)$$

この受信信号 \mathbf{r} の相関行列の固有値展開を行う。このとき、雑音部分空間と信号部分空間の直交性から雑音固有ベクトル \mathbf{e}_j と到来波のモードベクトル $\mathbf{a}(\phi, \theta)$ の間には以下の関係が成り立つ。

$$\mathbf{e}_j^{(i)} \mathbf{C}_\Gamma \mathbf{a}(\phi_{(i)}, \theta_{(i)}) = 0 \quad (4.5)$$

2.2 節より求める未知数は 24 となるので、校正には最低限 6 波の参照信号が必要となる。

文献 [11] に示されるように、この既知の波源からの参照信号を用いた校正法の精度は参照信号の入射角に依存することがわかっている。提案手法は 2DDOA 推定であり、方位角 ϕ 成分と天頂角 θ 成分の 2 つの角度成分を有する。全到来方向からの校正波を用いて校正すれば、高い精度で校正可能であると考えられるが、 ϕ 成分のみの場合と比べ、飛躍的に参照信号数が増加し、実際に測定を行うのは非常に困難である。

そこで、本論文ではある平面上にある既知波源だけを用い、少ない参照信号数での校正を目指す。この平面上の既知波源を次のように定義する。

- (a) 方位角 ϕ 、天頂角 θ がともに変化する球面上の既知波源
 - (b) 天頂角 θ をある角度に固定し、方位角 ϕ を可変とする円錐の側面上の既知波源
 - (c) 方位角 ϕ をある対角の角度に固定し、天頂角 θ を可変とする半円面上の既知波源
- これらを図に表したのが図 4.2 である。

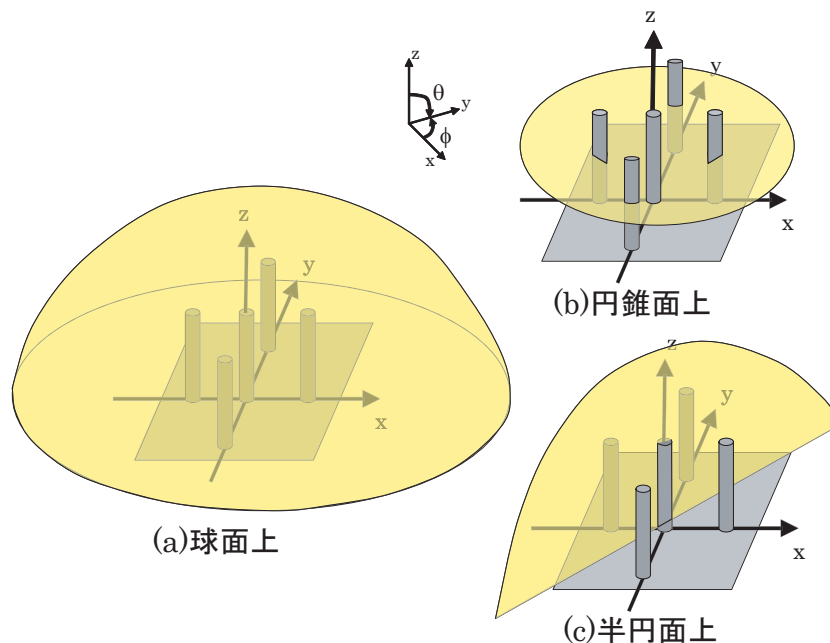


図 4.2: 平面上の校正波源

4.2 シミュレーションによる検討

シミュレーション諸元について表 4.1, 4.2 に示す。まず、素子間相互結合を正規分布の乱数でランダムに与えた場合で検討を行う。実際のアンテナでは有り得ない結合の値になる可能性もあるが、本提案手法の効果が現れるかの検討である。次に、素子間相互結合を有限地板上のダイポールアレーを NEC2 で計算したものをを用いて検討を行う。このとき、 Γ は利得を $0 \sim 3\text{dB}$ 、位相を ± 180 の範囲とし、それに収まるように、正規分布の乱数で与える。また、シミュレーションは表 4.2 に示す全 6 パターンの入射角を参照信号に与えて、3 形状のアレーで検討する。

表 4.1: シミュレーション諸元

素子間隔	半波長	Snapshot	2000
データセット数	7	SNR	20dB
C	NEC2 or ランダム	Γ	ランダム
到来方位角	-180 ~ 180	到来天頂角	10,45,70

表 4.2: 参照信号の入射角

	(a)球面上	(b) $\theta=30$ 面上	(c) $\phi=45, -135$ 面上
Group A	$\phi = -165, -100, -30, 5, 55, 110, 150$ $\theta = 90, 70, 45, 30, 40, 55, 80$	$\phi = -165, -100, -30, 5, 55, 110, 150$	$\theta = 90, 70, 45, 30, 40, 55, 80$
Group B	$\phi = -160, -100, -40, 0, 40, 100, 160$ $\theta = 90, 60, 30, 20, 30, 60, 90$	$\phi = -160, -100, -40, 0, 40, 100, 160$	$\theta = 90, 60, 30, 20, 30, 60, 90$

次にシミュレーション結果を示す．表 4.3, 4.4 は十字型, T 字型, L 字型の 3 形状のアレーに (a) 球面上, (b) 円錐面上, (c) 半円面上からの参照信号を与えた場合の到来方向 ϕ 及び θ の推定誤差の RMSE を表している．ここでは, 表 4.1 に示すように全方位角に対し, 3 つの天頂角を与え, 約 1000 回到来方向推定を行った際の推定誤差から計算した RMSE である．

表 4.3: 校正後の DOA 推定誤差の RMSE(結合ランダム)

	校正前		Group A						Group B					
			Cross		T		L		Cross		T		L	
	ϕ	θ	ϕ	θ	ϕ	θ	ϕ	θ	ϕ	θ	ϕ	θ	ϕ	θ
(a)	115.0	42.1	0.35	0.16	0.08	0.51	0.19	0.29	53.8	27.8	109.5	15.1	0.29	0.51
(b)	102.9	42.2	5.20	6.60	1.06	1.10	0.50	0.25	48.5	32.1	55.4	24.6	0.88	1.14
(c)	104.9	41.6	104.0	32.9	106.6	31.5	104.3	32.4	100.9	23.0	104.1	3.39	103.5	34.2

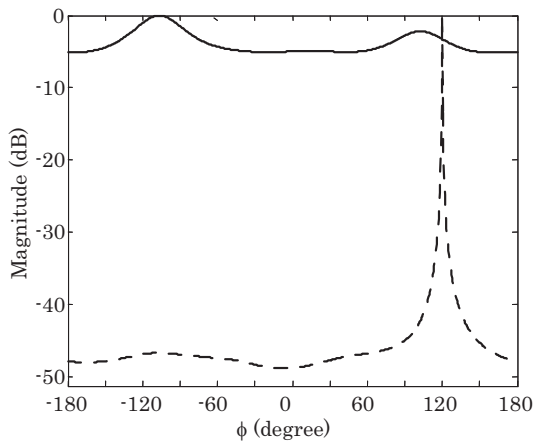
表 4.4: 校正後の DOA 推定誤差の RMSE(結合 NEC2)

	校正前		Group A						Group B					
			Cross		T		L		Cross		T		L	
	ϕ	θ	ϕ	θ	ϕ	θ	ϕ	θ	ϕ	θ	ϕ	θ	ϕ	θ
(a)	101.0	20.9	0.06	0.15	0.17	0.75	0.12	0.12	82.7	23.8	97.5	23.8	0.14	0.14
(b)	90.7	19.1	0.36	0.76	0.13	0.26	0.15	0.14	63.9	30.5	81.4	23.8	0.19	0.13
(c)	85.7	22.4	103.1	23.2	74.0	21.9	107.0	24.6	78.4	30.5	92.2	12.2	104.4	34.1

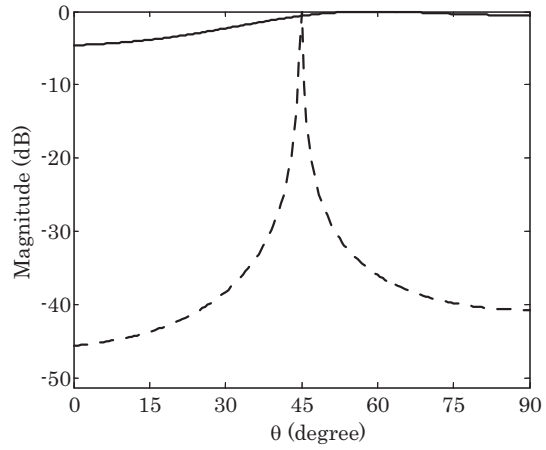
表 4.3 より結合をランダムで与えた場合は, アレー形状としては L 字型アレー, 既知波源設置面は (a) の球面上が精度良く校正可能である．参照信号の入射角が Group B にあ

ると校正できているものもあるが全体的に精度は劣化していることが確認できる。表 4.4 を見ると、結合をランダムで与えた場合と傾向は変わらず、L 字型アレーでは、参照信号の Group に関係なく高精度な校正が可能である。また、どちらの場合も既知波源設置面が (c) では、どの形状のアレーにおいても校正精度が極端に悪い。これは相互結合の生じる垂直面内の情報が十分に集められないためであると考えられるが、更なる検討が必要である。以上より、結合がランダムでも計算したものでも概ね傾向は一致することがわかる。

一例として、到来角が $(\phi, \theta) = (120, 45)$ の場合の十字型アレーにおける校正前後の MUSIC スペクトラムを示す。このときの結合は NEC2 で計算したものである。図 4.3 から図 4.8 まで、既知波源のある各平面ごとに Group A と B による精度の違いを表している。このとき、校正前の MUSIC スペクトラムを実線で、校正後の MUSIC スペクトラムを破線で示す。

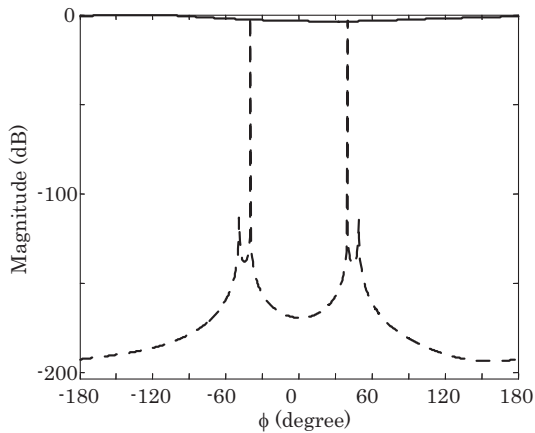


(a) 方位角 $\phi = 120^\circ$ の推定結果
(実線：校正前，破線：校正後)

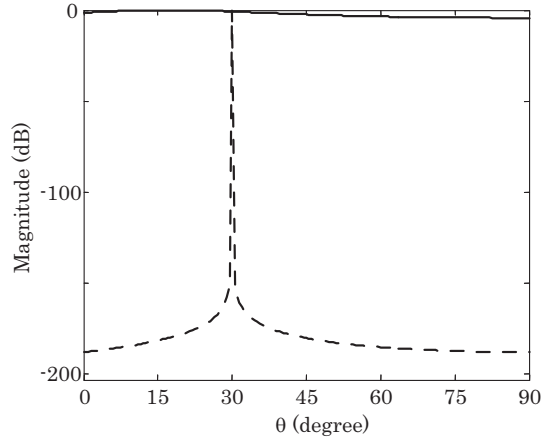


(b) 天頂角 $\theta = 45^\circ$ の推定結果
(実線：校正前，破線：校正後)

図 4.3: 参照信号が Group A の (a) の場合の MUSIC スペクトラム
到来方向推定誤差：方位角 0° 天頂角 0°

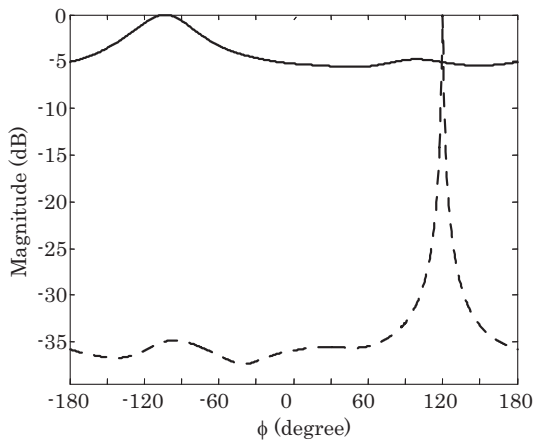


(a) 方位角 $\phi = 120^\circ$ の推定結果
(実線：校正前，破線：校正後)

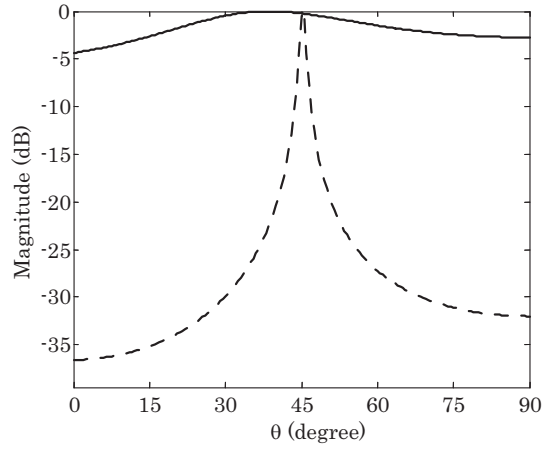


(b) 天頂角 $\theta = 45^\circ$ の推定結果
(実線：校正前，破線：校正後)

図 4.4: 参照信号が Group B の (a) の場合の MUSIC スペクトラム
到来方向推定誤差：方位角 160° 天頂角 15°

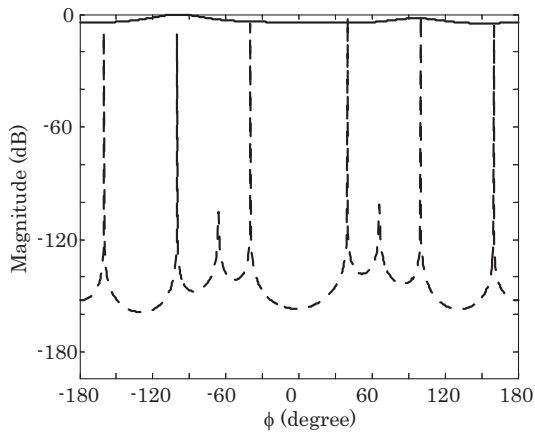


(a) 方位角 $\phi = 120^\circ$ の推定結果
(実線：校正前，破線：校正後)

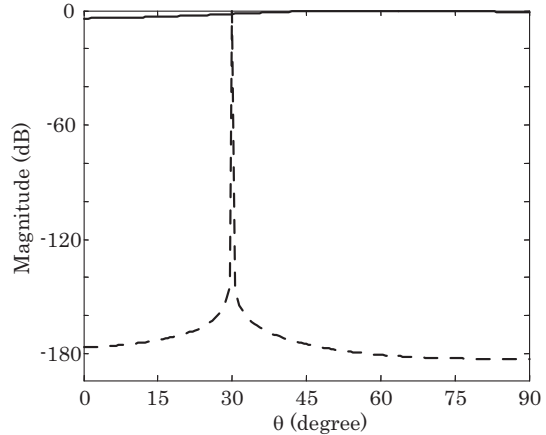


(b) 天頂角 $\theta = 45^\circ$ の推定結果
(実線：校正前，破線：校正後)

図 4.5: 参照信号が Group A の (b) の場合の MUSIC スペクトラム
到来方向推定誤差：方位角 0° 天頂角 0.5°

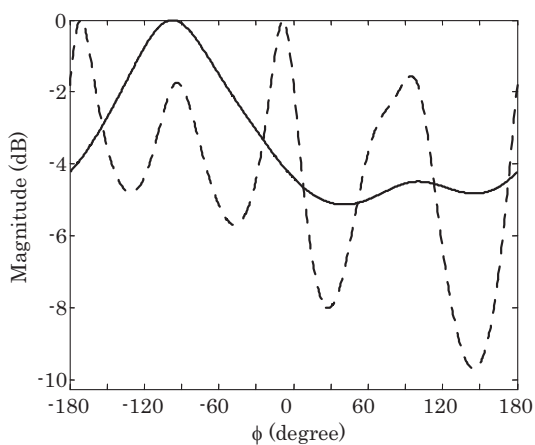


(a) 方位角 $\phi = 120^\circ$ の推定結果
(実線：校正前，破線：校正後)

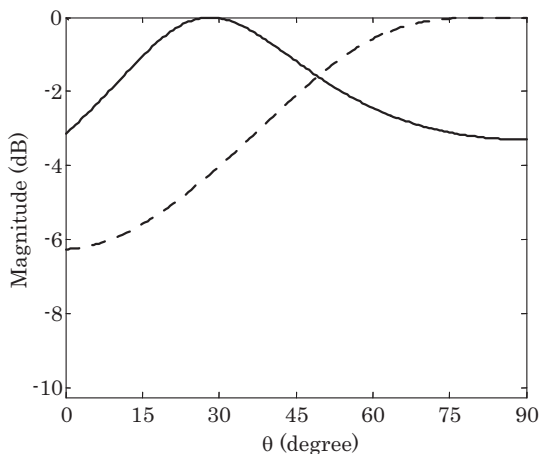


(b) 天頂角 $\theta = 45^\circ$ の推定結果
(実線：校正前，破線：校正後)

図 4.6: 参照信号が Group B の (b) の場合の MUSIC スペクトラム
到来方向推定誤差：方位角 20° 天頂角 15°

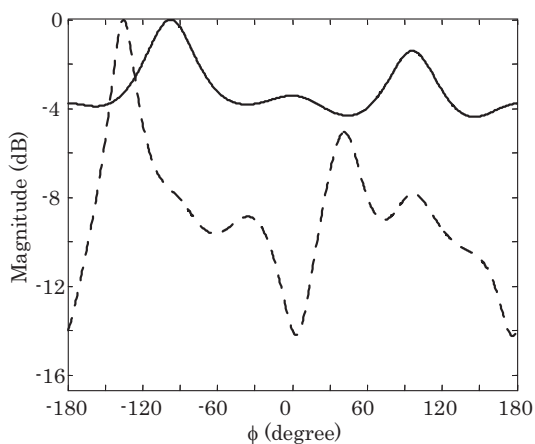


(a) 方位角 $\phi = 120^\circ$ の推定結果
(実線：校正前，破線：校正後)

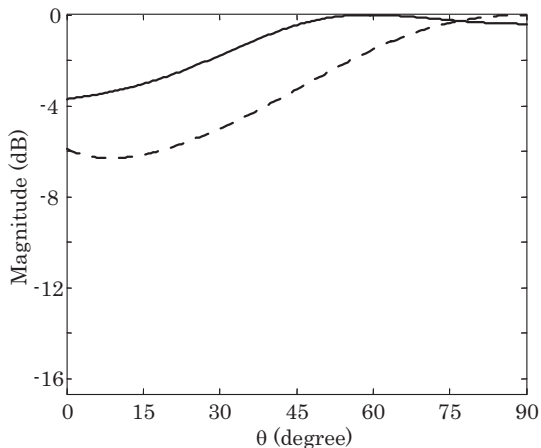


(b) 天頂角 $\theta = 45^\circ$ の推定結果
(実線：校正前，破線：校正後)

図 4.7: 参照信号が Group A の (c) の場合の MUSIC スペクトラム
到来方向推定誤差：方位角 69° 天頂角 39.5°



(a) 方位角 $\phi = 120^\circ$ の推定結果
(実線：校正前，破線：校正後)



(b) 天頂角 $\theta = 45^\circ$ の推定結果
(実線：校正前，破線：校正後)

図 4.8: 参照信号が Group B の (c) の場合の MUSIC スペクトラム
到来方向推定誤差：方位角 104.5° 天頂角 44.5°

これらから，Group B に示される軸に対して対称となるような入射角を選択すると，校正後の DOA 推定誤差が増加し，校正の効果が現れない．表 4.3，4.4 を見てもわかるように，特に十字型，T 字型アレーでそれが顕著に現れている．このような場合は，入射角の軸対称性に加えアレー配列も対称となるために，得られた連立方程式の係数行列式がほぼ 0 になり，連立方程式が特異になるからであると考えられる．よって，参照信号を選択する際はその入射角度の対称性とアレー配列を考慮し，実測前にシミュレーションなどで確認する必要がある．

以上の結果から，非対称的な参照信号の入射角及びアレー配列を用いることにより，校正精度の向上が可能であるといえる．

しかし，本検討では検討した角度やデータ数がまだ少ないため，方位角 ϕ ，天頂角 θ を固定する最適の角度や各形状に対する最適入射角などが明らかになっていない．これらは今後の課題である．

第 5 章

結論

本論文では，屋外における到来方位角推定時のアレーアンテナ校正法として，受信用サブアレーを利用し，参照信号に拡散符号を用いたアレーアンテナ素子間送受校正法を提案した．その提案手法の検討から以下のことがわかった．

- 文献 [10] の校正法の参照信号に拡散符号を用いた場合，低 SIR でも到来方位角推定誤差の RMSE で 0.4° 以下という高精度な校正が可能である．
- 提案手法の適用条件は，
 - (1) サブアレーの基準素子から見て角度の異なる (サブアレー素子数 + 1) 本以上の校正用素子が必要
 - (2) 受信機の初期誤差のばらつきが $\pm 45^\circ$ 以内
以上の 2 点である．
- 干渉波の無い環境で参照信号に無変調信号を用いても拡散符号を用いても到来方位角推定誤差の RMSE が 3.5° 以内という校正精度に大きな変化はない．
- 実験において，電波暗室では全到来方向推定誤差の RMSE が 3.6° ，屋外では -90° 方向からの RMSE が 2.9° という結果が得られ，本手法は実際に適用可能である．

更に，2次元到来方向推定におけるアレーアンテナ校正法の基礎検討として，ある平面上に存在する既知波源のみを用いた校正法を提案した．シミュレーションによる検討から以下のことがわかった．

- 本提案手法には L 字型アレーで球面上にある既知波源を用いた場合の精度が最も良く，方位角・天頂角ともに RMSE が 0.15° 以内で推定が可能である．
- 結合の値に関わらず推定精度の傾向は一致する．

- 参照信号の入射角の対称性とアレー配列の対称性により，校正精度に大きな差が生じる．

以上の検討結果から，以下のことがいえる．

- 実際の到来方向推定において RMSE が 4° 以内という精度は，
 - (1) 限られた参照信号の到来方向
 - (2) 校正に必要な最低限のデータ
 - (3) 各サブアレーでの受信時に障害となる素子が存在以上の条件下であるので，大規模な装置を必要とせず，屋外で校正可能であるために十分な精度である．
- 2次元到来方向推定での校正では，入射角の選択が非常に重要であり，事前にシミュレーションなどを用いて確認する必要がある．

よって，屋外における到来方位角推定では十分な精度の校正が可能であり，また，2次元到来方向推定における校正は入射角とアレー配列の対称性を考慮して行うことが重要である．

今後は，2次元到来方向推定における校正法での実験などが課題として挙げられる．

謝辞

本研究を進めるにあたり，熱心に御指導・御鞭撻いただいた新井宏之教授に深く感謝致します。また，研究全般にわたって丁寧に御指導・御助言をいただいた博士課程後期3年の廣田明道氏に深く感謝致します。

本研究で使用した実験用のアンテナを提供して下さった日本電業工作株式会社様に深く感謝申し上げます。また，研究生活を共に過ごした新井研究室の皆様，ならびに私の研究生活のために御支援・御協力頂いた関係者の方々に深く感謝致します。最後に，生活全般にわたり支えてくれた家族に深く感謝致します。

参考文献

- [1] 進士昌明編, 安達文幸 [ほか] 共著, “移動通信,” 丸善株式会社, 1987.
- [2] 菊間信良, “アレーアンテナによる適応信号処理”, 科学技術出版, 1998 年.
- [3] R. O. Schmidt, “Multiple emitter location and signal parameter estimation,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-34, no.3, pp.276–280, March. 1986.
- [4] R. Roy and T. Kailath, “ESPRIT-Estimation of signal parameter via rotational invariance technique,” IEEE Trans. Acoust., Speech Signal Process., vol.37, no.7, pp.984–995, July. 1989.
- [5] 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.
- [6] H. T. Hui, “Reduction the mutual coupling effect in adaptive nulling using a re-defined mutual impedance,” IEEE Trans. Microwave and Wireless Components Lett., vol.12, no.5, pp.178–180, May. 2002.
- [7] R. O. Schmidt, “Multilinear Array Manifold Interpolation,” IEEE Trans. Signal Process., vol.40, pp.857–866, Apr. 1992.
- [8] 千葉健治郎, 山田博喜, 山口芳雄, “既知波源を用いたアンテナアレイ校正の実験的検証,” 信学技報, vol. AP2002-41, pp.7–12, July. 2002.
- [9] 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, Mar. 1991.
- [10] 新井隆宏, 原 六蔵, 山田博喜, 山口芳雄, “既知の波源を用いたスーパーレゾリューションアレー校正法について,” 信学論 (B), vol.J86-B, no.3, pp.527–535, March. 2003.

- [11] 原 六蔵, 山田博喜, 山口芳雄, “校正用データセット数を軽減した反復的アレー校正手法,” 信学論 (B) , vol.J86-B, no.9, pp.1906–1913, Sept. 2003.
- [12] 山田博喜, 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.
- [13] A. L. Swindlehurst and T. Kailath, “Azimuth/elevation direction finding using regular array geometries,” IEEE Trans. Aerosp., Election.Styst., vol.29, no.1, pp.145–156, Jan. 1993.
- [14] F. A. Sakarya and M. H. Hayes, “Estimationg 2-D DOA angles using nonlinear array configurations,” IEEE Trans. Signal Process., vol.43, no.9, pp.2212–2216, Sept. 1995.
- [15] T. J. Shan, M. Wax, and T. Kailath, “On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals,” IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing, vol.ASSP-33, no.4, pp.806–811, Aug. 1985.
- [16] R. T. Williams, S. Prasad, A. K. Mahalanabis, and L. H. Sibul, “An improved spatial smoothing technique for bearing estimation in a multipath environment,” IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing, vol.ASSP-36, no.4, pp.425–432, Apr. 1988.
- [17] 井上祐樹, 新井宏之, “アレー素子位置の製作誤差と到来方向推定誤差の検討,” 信学ソ大, B-1-8, 2002-09.

発表文献

(1) 八重沢隼, 廣田明道, 新井宏之: “ 拡散符号を用いたアレーアンテナ校正法 ”, 電子情報通信学会ソサエティ大会, B-1-203, 2004年9月.

(2) 八重沢隼, 廣田明道, 新井宏之: “ 3×3 平面アレーアンテナの自己校正に関する検討 ”, 電子情報通信学会総合大会, B-1-235, 2005年3月.

(3) Jun Yaezawa, Akimichi Hirota, and Hiroyuki Arai, “ OUTDOOR-CALIBRATION METHOD OF THE 3×3 PLANAR ARRAY ANTENNA ”, ISAP '05, WE3-4, Seoul, Korea, Aug.2005

(4) 八重沢隼, 廣田明道, 新井宏之: “ 3×3 平面アレーアンテナを用いた自己校正の実験による検討 ”, 電子情報通信学会ソサエティ大会, B-1-196, 2005年9月.

(5) 八重沢隼, 新井宏之: “ 2つのリニアアレーを用いた2次元DOA推定における校正法 ”, 電子情報通信学会総合大会, 2006年3月(予定).