

卒業論文

固定された既知波源による アレーアンテナ校正に関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成16年2月27日提出

0044017 伊藤 直人

要約

アレーアンテナを用いて電波到来方向推定を行う研究や、ビーム形成を行うアダプティブアレー技術の研究がすすめられている。しかし、到来方向推定や所望のビーム形成を正確に行うにあたり、各アレー素子の特性のばらつきによる利得・位相誤差、素子間相互結合のような問題が生じる。これらの誤差が存在する状況で MUSIC 法などのスーパーレゾリューション法を用いると、到来方向推定性能は著しく劣化する。またビームを正確に形成することもできなくなる。したがって、アレーに含まれている利得や位相及び素子間相互結合などの誤差校正手法が非常に重要となる。

本論文では、供試アレーアンテナを機械的に動かして校正を行う従来法に対して、アンテナ設置後の実際の環境まで考慮して、供試アレー及び校正用アンテナを動かすことなく校正する手法を提案し、検討する。供試アレーを用いた MUSIC 法による到来方向推定の誤差を校正の評価法とした。

その手法として、まず校正用アンテナを複数配置して切りかえて給電することを提案する。これにより到来方向がそれぞれ既知の信号を供試アレーで受信するので、信号部分空間の概念に基づき、雑音部分空間と信号部分空間の直交性を利用して供試アレーの誤差要因を行列として求め、校正することができる。

校正用アンテナ数を多くし、到来方向が広くなるように配置すれば従来法と等価であり、同精度の校正が可能である。本論文では、校正用アンテナ数低減という観点から、誤差行列を導出する上で必要最低限であるアンテナ数で検討を行った。そのため、まず校正用アンテナの配置について検討を行い、シミュレーション・電波暗室内の実験共に、校正用アンテナを $30 \sim 40^\circ$ 間隔に配置しなければならないという結果を得た。システムの小型化を考慮して校正用アンテナを供試アレーの近くに配置する。そのため、誤差行列を導出する連立方程式を解くために用いるモードベクトルに、球面波という補正を加えた。

校正用アンテナを供試アレーから 3λ 離し、校正用アンテナ同士も 2λ 離れた系において、3素子リニアアレー（供試アレー）について電波暗室内で実験を行った。校正用アンテナは、校正用のデータセットとしては最低数にあたる4本（波）として行った。従来法が、到来方向 $-60.0 \sim 60.0^\circ$ において推定誤差が平均 0.38° であったのに対し、提案法は平均 0.37° と同等の校正精度を得られた。

目次

第1章 序論	1
第2章 アレーアンテナの校正手法	6
2.1 MUSIC法の原理	6
2.2 素子間相互結合・誤差行列推定法	10
2.2.1 信号部分空間と雑音部分空間	10
2.2.2 問題の定式化	10
2.2.3 提案手法について	13
2.3 シミュレーションによるアレーの校正	17
2.3.1 シミュレーションの緒元	17
2.3.2 従来法と提案法によるアレーの校正	18
2.3.3 最適な校正用アンテナ配置の検討	22
2.4 まとめ	26
第3章 実験によるアレーの校正	27
3.1 方法の定義と評価法	27
3.2 提案法における最適な校正用アンテナ配置の検討	29
3.2.1 システム諸元	29
3.2.2 最適な校正用アンテナ配置	29
3.3 提案法の実験	33
3.3.1 供試アレーと校正用アンテナが同水平面内の場合	34
3.3.2 供試アレーと校正用アンテナが同垂直面内の場合	37
3.4 まとめ	40
第4章 結論	41
謝辞	42
参考文献	43

第 1 章

序論

移動通信，特に陸上移動通信においては電波伝搬路が見通しになることはほとんどなく，建物などの反射，回折，散乱により多重伝搬路となるため，多重波が互いに干渉してマルチパスフェージングが発生する(図 1.1)．このため，誤り率特性が劣化するが，各多重波に伝搬遅延時間差があるため，高速信号伝送時には周波数選択性フェージングとなり，誤り率特性が一層劣化する．利便性が高い通信形態であるが，他の通信形態と比べて伝送品質が悪く，何らかのフェージング対策が不可欠となる．

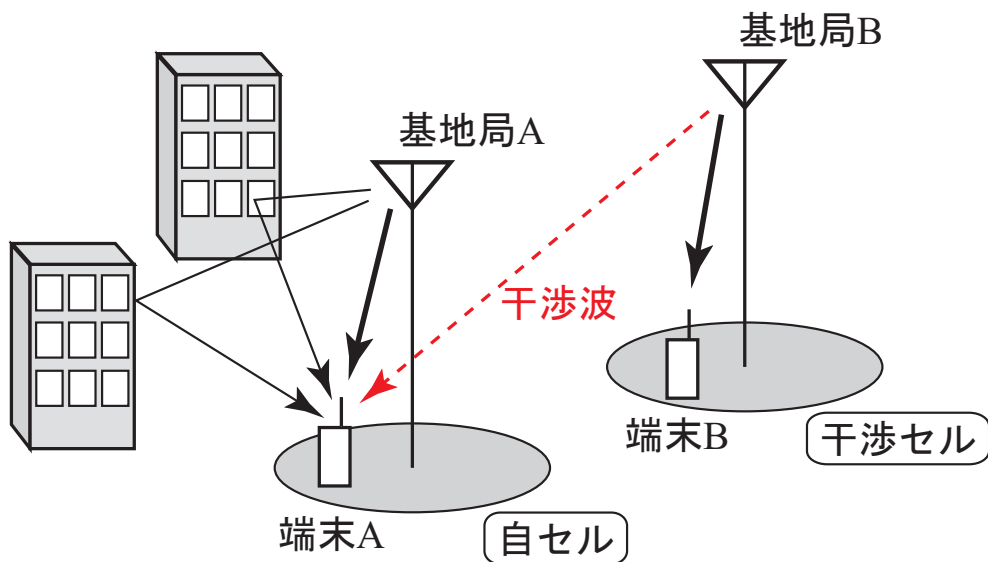


図 1.1 : マルチパスと同一チャネル干渉

また、移動通信においては、割り当てられた周波数を有効に利用するために、セル方式が導入されている。マイクロセル方式の場合、セル半径は100~200mであるが、電波は道路に沿って数百メートルは伝搬するので、他の同一周波数のセルからの干渉(同一チャンネル干渉波)を受ける可能性が十分ある。しかも、実際のマイクロセル構成は大ゾーン構成と比べ物理的に非正則であるので、電波伝搬構造は一層複雑なものとなる(図1.1)。

以上のように、周波数選択性フェージングに対する克服技術や同一チャンネル干渉の除去技術が通信品質劣化を防ぐ鍵となり、移動通信においてもアンテナ指向性の利用が注目されている。アンテナ指向性の制御は、結局アンテナ上での電流あるいは電磁界の分布を振幅と位相の両者にわたって適当な値に保つことに帰着するが、対象が任意の形状のアンテナの場合には、マクスウェルの方程式や境界条件を満足させつつ所望の分布を計算したり、実現したりすることは非常に困難な問題となる。ここで特徴を発揮するのは、複数個のアンテナを配列し、各々の素子の励振の振幅および位相を独立に制御できるようにした、いわゆるアレーアンテナである。さらに、指向性の適応制御を行うアレーアンテナシステムがアダプティブアレーと呼ばれるものである。

この技術により、希望波にはメインビームを、不要波にはヌルを向けるような所望の指向性を形成し、不要波を除去しつつ希望波を取り出し、干渉波やマルチパス伝搬による通信品質の劣化を防ぐ(図1.2)。

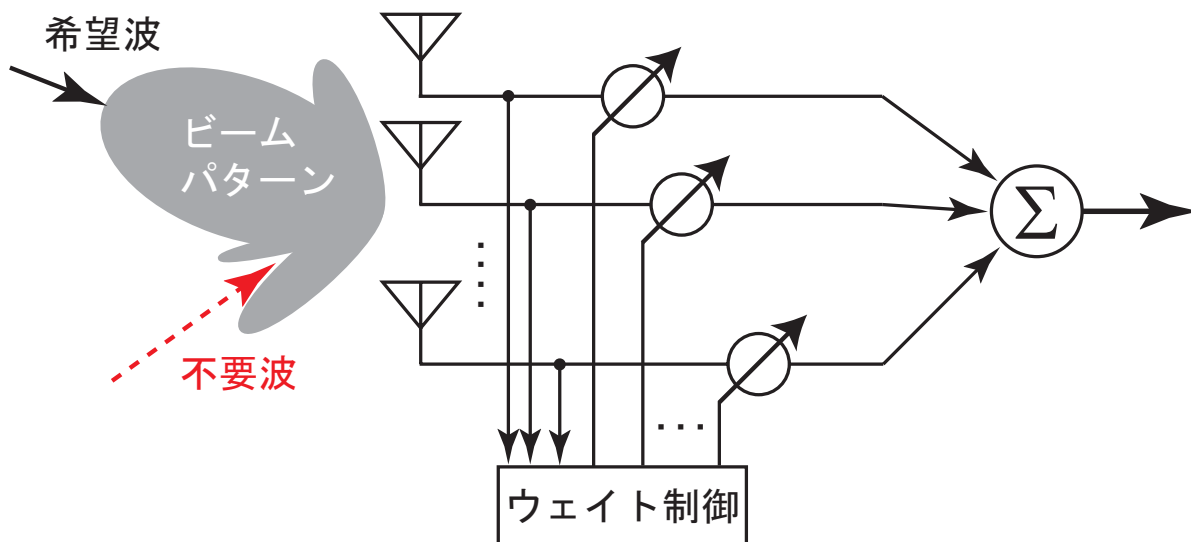


図 1.2 : アダプティブアレー技術

一方、移動通信や室内無線通信(無線LAN)などで電波伝搬構造を詳細に把握するためには多重到来波(マルチパス波)の分離推定が重要となる。また、不法電波の発信源を特定するためにも電波の到来方向を正確に推定する技術が望まれる。アレーアンテナによる到来方向(Direction of Arrival,DOA)推定法として、古くには、アレーアンテナのメインビームを走査させて到来方向を推定する方法(beamformer法)がある。その後、Capon法、最大エントロピー法や他の線形予測法などが登場し、その高い分解能特性が報告されてきている。さらにアレー入力の相関行列の固有値展開(固有展開)に基づくMUSIC(MULTiple Signal Classification)法やESPRIT(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques)法が提案され、超分解能とも呼ばれるすぐれた特性を有するため現在もっとも注目を浴びている。これら到来方向推定法の発展はアダプティブアレーと異にしているが、その原理はアダプティブアレーと密接に関係しており、アダプティブアレーの一特性を利用したものと解釈できる。

また、近年の携帯電話などの増加により、限られた周波数を有効に利用して、同時に利用できるユーザ数を増加させる技術としても、アダプティブアレーの利用が注目されている。このような目的からも、アダプティブアレー技術の基地局への適用が現在研究されてきている(図1.3)。しかし、そこにはアダプティブアレー技術及び電波到来方向推定技術を理想的に使用できないいくつかの問題が存在する。

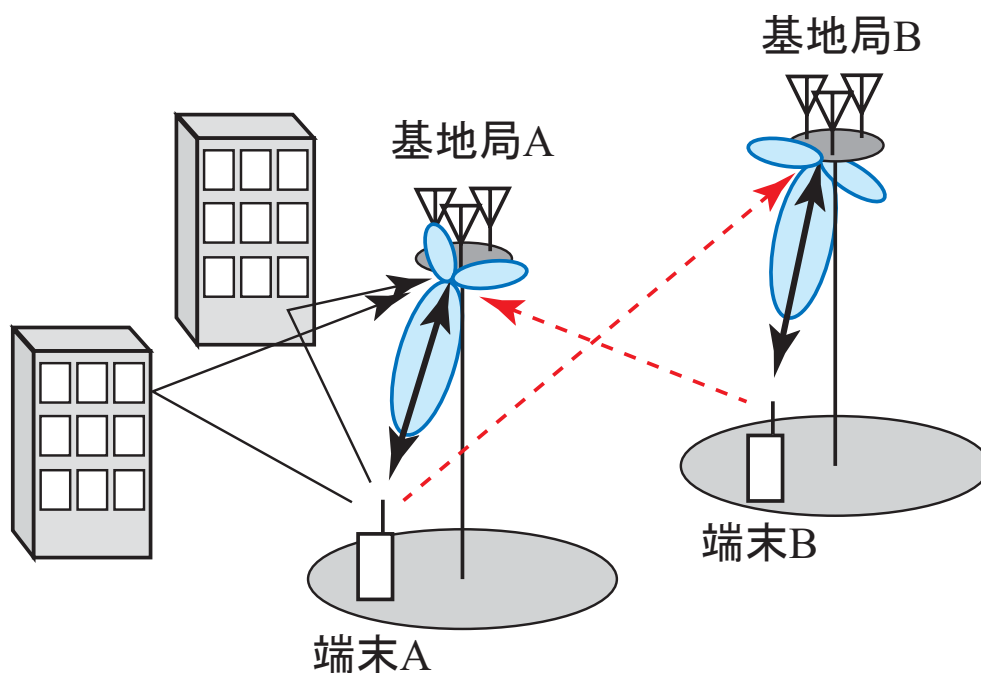


図 1.3 : アダプティブアレー技術の基地局への適用

MUSIC 法や ESPRIT 法などのスーパーレゾリューション法の推定精度は高分解能な手法であるため測定データの劣化にも敏感である。特に測定系 (受信アレイシステム) に起因する誤差成分の補正 (校正) は重要な問題である。通常, スーパーレゾリューション法の定式化において, アレイアンテナは理想化されており, 素子間相互結合などの誤差要因は考慮されていない。実際の測定系において, 本来の高分解能性を実現するには, アレイ校正 (Array Calibration) は不可欠である。

アレイアンテナを用いて電波到来方向推定を行う際には, 推定に利用できるスナップショット数に加え, 測定データを劣化させる要因がいくつか存在する。一つの要因は, 各アンテナ素子における受信特性が不均一なことである。特性が完全に一致したアンテナ素子や増幅器を複数用いることは一般に困難である。実際は, ある程度の特性がそろった受信アレイを用いても, 素子間の誤差は残存する。本論文では, これを素子間利得・位相誤差と呼ぶこととする。

もう一つの要因はアンテナ素子間の相互結合である。入射電界によりアンテナ素子上に励起された電流の 2 次放射が他のアンテナ素子で観測される現象である。アンテナ素子に広指向性が要求される到来方向推定では重大な問題である。これを素子間相互結合誤差と呼ぶこととする。

これらの誤差が存在する状況で MUSIC 法やモードベクトルを利用したスーパーレゾリューション法を用いると, 到来方向推定性能は著しく劣化する。例えば, 製作精度が非常に高く, 配置誤差による到来方向推定誤差がほとんど生じないパッチアレイアンテナにおける到来方向推定結果を図 1.4 に示す。これは, 4 素子のパッチリニアアレイの結果で, 横軸が正しい到来方向であり, 縦軸が実際に推定された角度により求めた推定誤差である。この図から, 素子間相互結合などの誤差要因が存在することによるアレイアンテナの性能への影響がわかる。したがって, アレイアンテナに含まれている利得や位相及び素子間相互結合などの誤差校正手法が非常に重要となる。

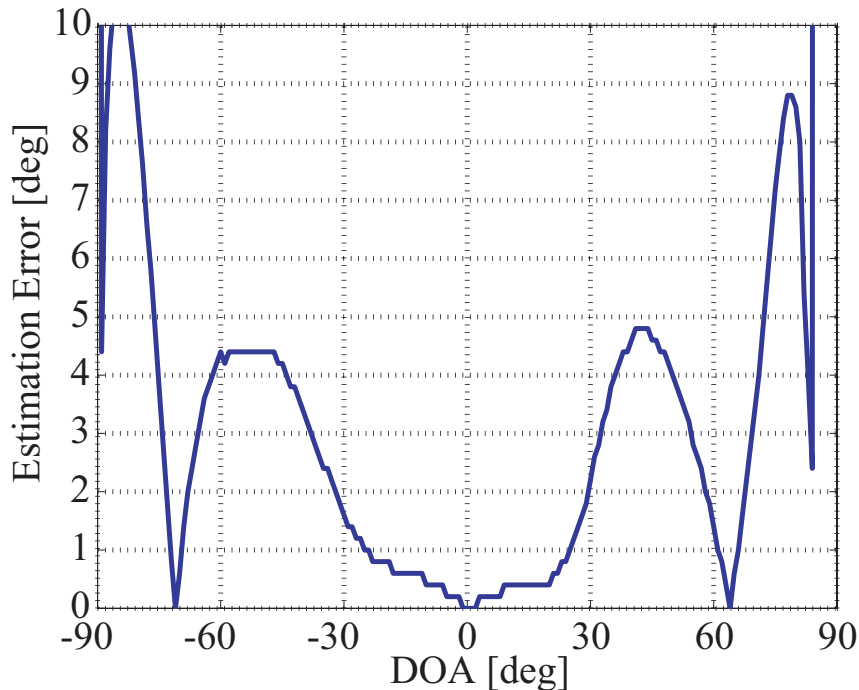


図 1.4 : アレーアンテナに含まれる問題点による影響

このような問題を解消することなく基地局にアダプティブ技術を適用したとしても，正確な電波環境を把握できない上に，所望のビームパターンも形成できず，高利得で高速な大容量通信は望めない．

本研究の目的は，基地局のように運用中に動かすことができないようなアレーアンテナの校正を行うことである．従来の方法は，電波暗室内で回転台を用いて初期校正を行った後に，運用場所に設置することを考えている．しかし，基地局に設置するアレーアンテナを初期校正しても，設置後の設置環境や時間経過とともに誤差行列は変化すると考えられる．そのため，適宜リアルタイムでの校正が必要となってくる．本論文において，素子間利得・位相誤差や素子間相互結合誤差を素子間相互結合・誤差行列と呼ぶこととする．

本論文の構成を示す．第 2 章ではアレー校正の評価法として使用した MUSIC 法の基本原理を説明する．またそれより，素子間相互結合・誤差行列の推定問題を定式化する．さらに，提案する手法について説明し，従来法と比較してシミュレーション結果を示す．第 3 章では電波暗室内における提案手法の実験的検討結果を示す．最後に第 4 章を本論文の結論とする．

第 2 章

アレーアンテナの校正手法

本章では MUSIC 法の基本原理について説明し，信号部分空間と雑音部分空間の直交性を用いて素子間相互結合・誤差行列推定法の問題を定式化する．さらに，本論文において提案する手法について説明し，そのシミュレーションについて結果を示す．

2.1 MUSIC 法の原理

本章で述べる素子間相互結合・誤差行列推定の問題の定式化，及び本章 3 節のシミュレーション・第 3 章に述べる実験におけるアレー校正の評価において，本論文では到来方向推定アルゴリズムのひとつである MUSIC(MUltiple SIgnal Classification) 法を利用した．アレーアンテナを用いた到来方向推定のアルゴリズムはその基本原理から主にビーム走査を用いるものとヌル走査を用いるものに分けられる．ビーム走査を用いるものには Beamformer 法・Capon 法などがあり，ヌル走査を用いるものには，線形予測法・最小ノルム法・MUSIC 法などがある．MUSIC 法は相関行列の固有値・固有ベクトルを用いて計算する手法である．

MUSIC 法の基本原理について説明する．アレーアンテナからの入力ベクトル $\mathbf{X}(t)$ は，素子数が K で L 波の到来波 (平面波) が到来する場合，次のように表される．

$$\begin{aligned}\mathbf{X}(t) &= [x_1(t), x_2(t), \dots, x_K(t)]^T \\ &= \mathbf{A}\mathbf{F}(t) + \mathbf{N}(t)\end{aligned}\tag{2.1}$$

ここで，

$$\mathbf{F}(t) = [F_1(t), \dots, F_L(t)]^T\tag{2.2}$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)]\tag{2.3}$$

$$\mathbf{a}(\theta_l) = [\exp\{j\Psi_1(\theta_l)\}, \dots, \exp\{j\Psi_K(\theta_l)\}]^T\tag{2.4}$$

$$(l = 1, 2, \dots, L)$$

$$\mathbf{N}(t) = [n_1(t), \dots, n_K(t)]^T \quad (2.5)$$

ただし, $F_l(t)$, θ_l はそれぞれ第 l 波の複素振幅 (波形) と到来方向, $\Psi_i(\theta_l)$ は i 番目素子における第 l 波の受信位相で, 図 2.1 のリニアアレーでは

$$\Psi_i(\theta_l) = -\frac{2\pi}{\lambda} d_i \sin \theta_l \quad (2.6)$$

である. ただし, λ は波長, d_i は基準点から各素子までの距離である.

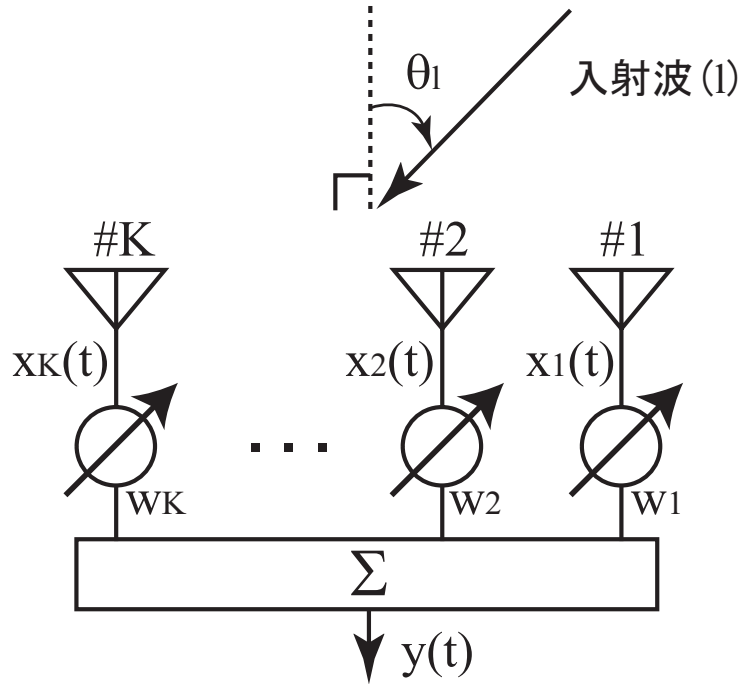


図 2.1 : K 素子リニアアレー

このとき, 相関行列は次式のように表される.

$$R_{xx} = E[\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^H(t)] = \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (2.7)$$

ここに, $\mathbf{S} = E[\mathbf{F}(t)\mathbf{F}^H(t)]$ で, σ は熱雑音電力である. また信号 (波源) 相関行列 \mathbf{S} は次式のように成分表示される. また, H は複素共役転置, $E[\cdot]$ はアンサンブル平均, $*$ は複素共役である.

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} E[|F_1(t)|^2] & E[F_1(t)F_2^*(t)] & \cdots & E[F_1(t)F_L^*(t)] \\ E[F_2(t)F_1^*(t)] & E[|F_2(t)|^2] & \cdots & E[F_2(t)F_L^*(t)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E[F_L(t)F_1^*(t)] & E[F_L(t)F_2^*(t)] & \cdots & E[|F_L(t)|^2] \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

まず，熱雑音が存在しない場合を考えてみる．到来波が互いに無相関であれば S は対角行列となり，そのランクは明らかに L でフルランクとなる．方向行列 A も到来波の到来方向が異なればその列ベクトルは独立となりランクは L のフルランクとなる．したがって，この場合の入力相関行列 $R_{xx} = ASA^H$ はランク L の非負定値エルミート行列であることが導かれる．この行列の固有値を $\mu_i (i = 1, 2, \dots, K)$ ，対応する固有ベクトルを $e_i (i = 1, 2, \dots, K)$ で表すと

$$ASA^H e_i = \mu_i e_i \quad (i = 1, 2, \dots, K) \quad (2.9)$$

と表せ，その固有値は実数で

$$\mu_1 \geq \mu_2 \geq \dots \mu_L > \mu_{L+1} = \dots = \mu_K = 0 \quad (2.10)$$

という関係をもつ．また対応する固有ベクトルは

$$e_i^H e_k = \delta_{ik} \quad (i, k = 1, 2, \dots, K) \quad (2.11)$$

である．ただし， δ_{ik} はクロネッカーのデルタである．

熱雑音が存在する場合は，

$$R_{xx} e_i = (ASA^H + \sigma^2 I) e_i \quad (2.12)$$

$$= ASA^H e_i + \sigma^2 e_i \quad (2.13)$$

$$= \mu_i e_i + \sigma^2 e_i \quad (2.14)$$

$$= (\mu_i + \sigma^2) e_i \quad (i, = 1, 2, \dots, K) \quad (2.15)$$

と表され，熱雑音がないときの相関行列の固有値に熱雑音電力が上乘せされただけで固有ベクトルは熱雑音の有無には無関係であることがわかる．そこで，

$$\lambda_i = \mu_i + \sigma^2 \quad (i = 1, 2, \dots, K) \quad (2.16)$$

とにおいて相関行列 R_{xx} の固有値を表すと

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L > \lambda_{L+1} = \dots = \lambda_K = \sigma^2 \quad (2.17)$$

という関係式を得る．したがって相関行列の固有値を求め，熱雑音電力 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．以後の説明は到来波数が正確に推定されたものとして行う．

ここで熱雑音電力に等しい固有値に対応する固有ベクトルに着目する．

$$R_{xx} e_i = (ASA^H + \sigma^2 I) e_i = \lambda_i e_i = \sigma^2 e_i \quad (i, = L + 1, \dots, K) \quad (2.18)$$

と表されるので

$$ASA^H e_i = 0 \quad (i = L + 1, \dots, K) \quad (2.19)$$

が導かれる．さらに行列がフルランクであることから

$$A^H e_i = 0 \quad (i = L + 1, \dots, K) \quad (2.20)$$

すなわち，

$$a^H(\theta_l) e_i = 0 \quad (l = 1, 2, \dots, L; i = L + 1, \dots, K) \quad (2.21)$$

となる．これは熱雑音電力に等しい固有値に対応する固有ベクトルは到来波の方向ベクトルと直交することを意味している．アレーアンテナの指向性パターンで考えると，固有ベクトル e_{L+1}, \dots, e_K をアレーアンテナのウエイトベクトルとして用いた場合，到来波の方向に指向性のヌル（零点）が向けられることになる．

この関係から MUSIC 法では次のように定式化することで到来方向推定を行う．

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)}{\sum_{i=L+1}^K |\mathbf{e}_i^H \mathbf{a}(\theta)|^2} \quad (2.22)$$

$$= \frac{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta)E_N E_N^H \mathbf{a}(\theta)} \quad (2.23)$$

$$E_N = [\mathbf{e}_{L+1}, \dots, \mathbf{e}_K] \quad (2.24)$$

これは通常，MUSIC スペクトラムと呼ばれ， θ に対するスペクトラムの L 個のピークを探すことにより $\theta_1, \dots, \theta_L$ を求める．

2.2 素子間相互結合・誤差行列推定法

前節の MUSIC 法より，信号部分空間と雑音部分空間について説明し，それらの直交性を利用して素子間相互結合・誤差行列推定の問題を定式化する．さらに，提案する手法について説明する．

2.2.1 信号部分空間と雑音部分空間

固有ベクトルと方向ベクトルの関係を幾何学的に考えてみる．固有ベクトル $\{e_1, e_2, \dots, e_K\}$ は互いに直交するので K 次元のエルミート空間の正規直交基底ベクトルとして扱われる．この K 次元空間は性質上

$$\mathcal{S} = \text{span}\{e_1, e_2, \dots, e_L\} \quad (2.25)$$

$$\mathcal{N} = \text{span}\{e_{L+1}, e_{L+2}, \dots, e_K\} \quad (2.26)$$

の二つの部分空間に分けることができ， \mathcal{S} と \mathcal{N} は互いに直交補空間の関係にある．一方，式 (2.21) より

$$\mathcal{S}' = \text{span}\{\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)\} \quad (2.27)$$

も部分空間 \mathcal{N} と直交する L 次元空間を張る．よって部分空間 \mathcal{S} と \mathcal{S}' は共に L 次元で \mathcal{N} と直交する補空間を作るので

$$\mathcal{S} = \mathcal{S}' \quad (2.28)$$

であると言える．すなわち， L 個の固有ベクトル $\{e_1, \dots, e_L\}$ と L 個の方向ベクトル $\{\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)\}$ は同じ空間にあり互いに他方のベクトルの線形結合で表現できる．なお，部分空間 \mathcal{S} と \mathcal{N} はそれぞれ信号部分空間 (signal subspace)，雑音部分空間 (noise subspace) と呼ばれている．

2.2.2 問題の定式化

この信号部分空間と雑音部分空間の直交性を用いて，素子間相互結合・誤差行列推定の問題を定式化する．

すでに述べたように，アレーアンテナによる到来方向の際に推定誤差を生む要因には，素子間相互結合と各素子の振幅・位相，受信機のアンプなどを含めた利得・位相誤差などがある．それらの誤差要因の素子間相互結合に関する行列を C ，利得・位相に関する行列を

Γ とすると, K 素子のアレーアンテナについて C と Γ はそれぞれ次のように表される.

$$C = \begin{bmatrix} c_0 & c_1 & \cdots & c_K \\ c_{K+1} & c_{K+2} & \cdots & c_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{K(K-1)+1} & c_{K(K-1)+2} & \cdots & c_{KK} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \gamma_1 & & \mathbf{O} \\ & \ddots & \\ \mathbf{O} & & \gamma_K \end{bmatrix} = \text{diag}\{\alpha_1 e^{j\phi_1}, \dots, \alpha_K e^{j\phi_K}\} \quad (2.30)$$

α_p, ϕ_p は p 番目の素子の利得及び位相誤差を表すパラメータであり, 誤差の無い場合は $\alpha_p = 1, \phi_p = 0$ となる.

従来法において, C は変化しないと仮定して, C と Γ を電波暗室内における初期校正によって別々に導出し, 設置後は時間変動する Γ のみを求めればよいとしている. 本論文で提案する手法は, 設置後の環境で適宜リアルタイムで校正することを目的とし提案しているので, C と Γ をセットで導出することで十分である. そこで, 誤差要因行列である C と Γ をあらたに次のようにおく.

$$C_\Gamma = \begin{bmatrix} c_{\gamma 0} & c_{\gamma 1} & \cdots & c_{\gamma K} \\ c_{\gamma K+1} & c_{\gamma K+2} & \cdots & c_{\gamma 2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{\gamma K(K-1)+1} & c_{\gamma K(K-1)+2} & \cdots & c_{\gamma KK} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

ここから, K 素子のリニアアレーについて問題を定式化する. 各アレー素子位置の座標 $(x_p)(p = 1, 2, \dots, K)$ に L 波の平面波が入射している場合, 各素子における受信データベクトルは次式で表される. 前節の MUSIC 法で説明した式に C_Γ の誤差要因行列を加えた式となる.

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= [r(x_1), r(x_2), \dots, r(x_K)]^T \\ &= C_\Gamma \mathbf{A} \mathbf{s} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (2.32)$$

ここで

$$\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_L]^T \quad (2.33)$$

$$\mathbf{n} = [n(x_1), \dots, n(x_K)]^T \quad (2.34)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)] \quad (2.35)$$

$$\mathbf{a}(\theta_i) = [\exp\{j\frac{2\pi}{\lambda}x_1\theta_i\}, \dots, \exp\{j\frac{2\pi}{\lambda}x_K\theta_i\}]^T \quad (2.36)$$

ただし, s_i, θ_i は i 番目の入射波の複素振幅, 入射角を表し, λ は波長である. また, $n(x_p)$ は平均 0, 分散 σ^2 の雑音項である. $\mathbf{a}(\theta_i)$ は i 番目の入射波の理想的な (誤差の無い) モードベクトルである.

さて, 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 θ_i) が得られているものとする.

$$\mathbf{r}_i = C_\Gamma \mathbf{a}(\theta_i) s_i + n_i \quad (2.37)$$

以降 i は校正用の (独立な) データセットを表す添え字として用いる. 通常の校正では, 校正信号は 1 波である場合が多いため, ここでは 1 波入射として扱う. 無相関複数波入射の場合 (ただし $L < K$) も同様な定式化が可能である.

式 (2.37) の相関行列固有値解析により, 次の関係式が得られる.

$$R_i = E[\mathbf{r}_i \mathbf{r}_i^H] = \sum_{j=1}^K \lambda_j^{(i)} \mathbf{e}_j^{(i)} \mathbf{e}_j^{(i)H} \quad (2.38)$$

ここで $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L$ は固有値, $\mathbf{e}_j^{(i)}$ は i 番目のデータセットの j 番目の固有値に対応する固有ベクトルである.

式 (2.37) の相関 (共分散) 行列の固有値, 固有ベクトルより雑音電力, 及び相関行列中の信号成分は次のように推定される.

$$\sigma_K^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{j=2}^K \lambda_j^{(i)} \quad (2.39)$$

$$R_i - \sigma_K^2 I = (\lambda_1^{(i)} - \sigma_K^2) \mathbf{e}_1^{(i)} \mathbf{e}_1^{(i)H} \quad (2.40)$$

上式および式 (2.37) から, 次式が成立することが分かる.

$$|s_i|^2 C_\Gamma \mathbf{a}(\theta_i) \mathbf{a}^H(\theta_i) C_\Gamma^H = (\lambda_1^{(i)} - \sigma_K^2) \mathbf{e}_1^{(i)} \mathbf{e}_1^{(i)H} \quad (2.41)$$

すなわち,

$$h_i C_\Gamma \mathbf{a}(\theta_i) = \mathbf{e}_1^{(i)} \quad (2.42)$$

ここで h_i は (未知の) 複素定数である. 一方, 雑音部分空間に着目すると,

$$\{C_\Gamma \mathbf{a}(\theta_i)\} \perp \{\mathbf{e}_2^{(i)}, \dots, \mathbf{e}_K^{(i)}\} \quad (2.43)$$

すなわち,

$$\mathbf{e}_j^{(i)H} (C_\Gamma \mathbf{a}(\theta_i)) = 0 \quad (j = 2, \dots, K) \quad (2.44)$$

が得られる.

式 (2.42) における複素定数 h_i は一般に未知であり，一般に異なる入射データでは異なる値となる．特に位相は $e_1^{(i)}$ が一意に決定しないことから固有値解析に依存することが分かる．したがって，未知パラメータの増加をもたらすこととなる．そこで，ここでは式 (2.44) に基づき定式化する．

具体例として等間隔 3 素子リニアアレーを取り上げ， C_Γ の推定手順を示す．この場合 C_Γ は以下のように表される．

$$C = \begin{bmatrix} c_{\gamma 0} & c_{\gamma 1} & c_{\gamma 2} \\ c_{\gamma 3} & c_{\gamma 4} & c_{\gamma 5} \\ c_{\gamma 6} & c_{\gamma 7} & c_{\gamma 8} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

C の対角要素であることから，基準素子とすれば $c_0 = 1$ であることは自明である．更に一般には 1 番目の素子を位相・振幅の基準素子とし， $\gamma_1 = 1$ とすることが多い．つまり， $c_{\gamma 0} = 1$ と考えられる．式中におけるこのパラメータの位置を明示するため，しばらくの間 $c_{\gamma 0}$ のまま取り扱う．

θ_i 方向からの入射波により得られた雑音固有ベクトルを $e_j^{(i)}$ ($j = 2, 3$) とする．式 (2.44) の関係式より， $e_j^{(i)H}$ ， $\mathbf{a}(\theta_i)$ に関して，

$$\begin{aligned} e_j^{(i)H} C_\Gamma \mathbf{a}(\theta_i) &= [e_{j,1}^{(i)*}, e_{j,2}^{(i)*}, e_{j,3}^{(i)*}] \times \begin{bmatrix} c_{\gamma 0} a_{i,1} + c_{\gamma 1} a_{i,2} + c_{\gamma 2} a_{i,3} \\ c_{\gamma 3} a_{i,1} + c_{\gamma 4} a_{i,2} + c_{\gamma 5} a_{i,3} \\ c_{\gamma 6} a_{i,1} + c_{\gamma 7} a_{i,2} + c_{\gamma 8} a_{i,3} \end{bmatrix} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (2.46)$$

ここで， $e_j^{(i)}$ は e_j の i 番目の要素， $a_{i,j}$ は $\mathbf{a}(\theta_i)$ の j 番目の要素である．

以上のように定式化できたので，あとは未知パラメータ

$$\{c_{\gamma 0}, c_{\gamma 1}, \dots, c_{\gamma 8}\}$$

について，必要な数の線形独立な方程式がたつように校正用データを取得して，連立方程式を解けばよい．

ここで，すでに述べたように第一素子を基準とすれば， $c_{\gamma 0} = 1$ としてよいので，3 素子のアレーについては 8 個の未知パラメータを求めればよい．一般的にすると， K 素子のアレーについては $K^2 - 1$ 個の未知パラメータを求めればよい．1 波入射データを取得することで $K - 1$ 個の線形独立な式を得るので，最低 $K + 1$ 波の校正用入射データを取得すればよい．つまり，3 素子のアレーであれば最低 4 波入射データを取得すればよいこととなる．そして連立方程式を解けば C_Γ を推定することができる．

2.2.3 提案手法について

まず従来法の測定システムと測定状況図を図 2.2，2.3 にそれぞれ示す．

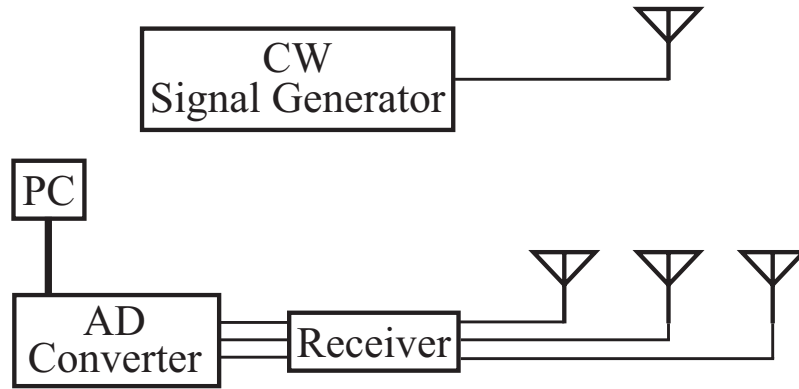


図 2.2 : 従来法の測定システム構成図

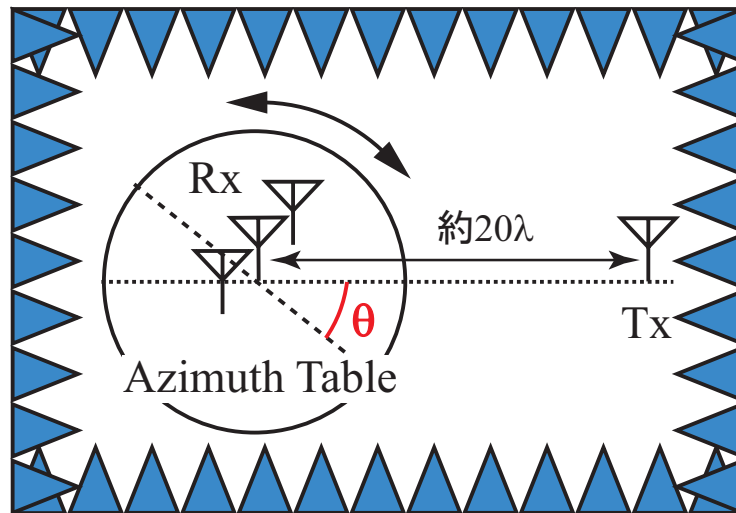


図 2.3 : 従来法の測定状況図

図 2.3 に示すように，固定された一本の校正用アンテナから校正用信号 (正弦波) を送信し，平面波と仮定できるほど十分遠方に供試アレーを Azimuth Table 上に設置し，Azimuth Table を回転させることで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° ないしは 10.0° 毎に測定を行いデータを取得する．それより C ， Γ を求めて，受信信号にその逆行列を掛けることでアレーの校正を行っている．

従来法の欠点として，例えば設置後の基地局等で運用中のアレーアンテナをリアルタイムで校正することができないということが挙げられる．つまり，暗室内で初期校正を行った後に実際の使用場所にアレーアンテナを設置したときには C ， Γ は変化していると考え

られるが，基地局運用中のアレーアンテナを回転させるわけにはいかないので，適宜校正することができない．この問題を解消するために供試アレーも校正用アンテナも動かすことなく校正する手法として，到来方向が既知の校正用アンテナを複数配置して，給電を切りかえて到来方向に変化をもたせる方法を提案する．提案法における C_T (C と Γ をセットにしたもの) の推定の原理は，計算式に一部修正を加える以外は従来法と変わらない．同様に，提案法の測定システムと測定状況図を図 2.4, 2.5 にそれぞれ示す．

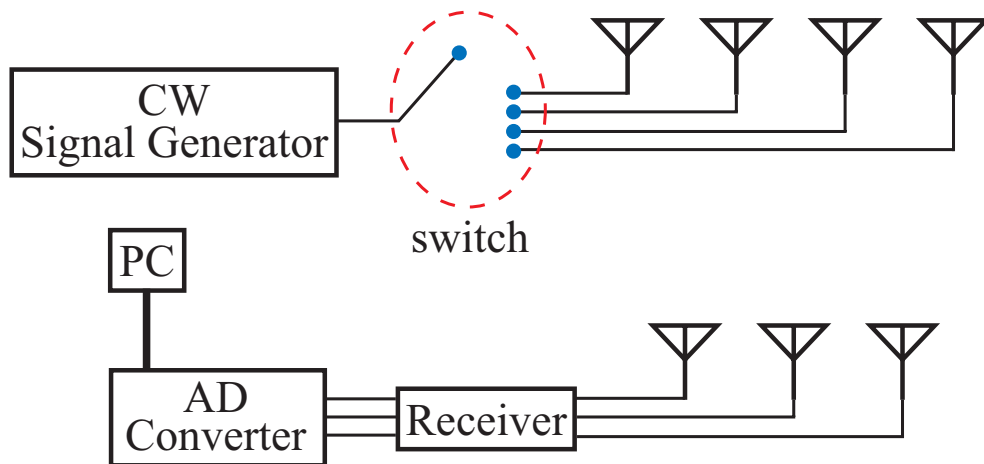


図 2.4 : 提案法の測定システム構成図

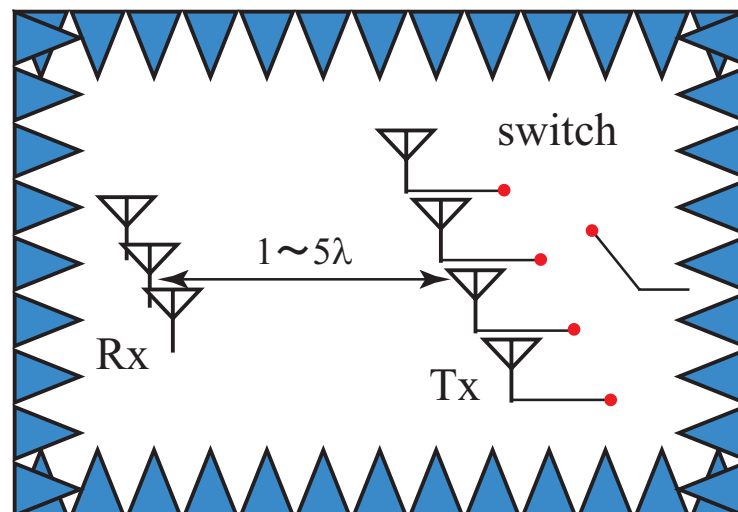


図 2.5 : 提案法の測定状況図

図 2.5 に示すように，複数の校正用アンテナを切りかえてそれぞれから正弦波を送信し，到来方向の違うデータを取得し， C_T を求めて受信信号に掛けてアレーの校正をする．

到来角の範囲が広い方が，広い角度範囲において校正できると考えられる．そこでシステム全体をあまり大きくしないことも考え，校正用アンテナと供試アレーを近づける．それにより従来法の平面波を仮定したモードベクトルではなく，球面波としたモードベクトルを用いなければならない．具体的には，式 (2.44) 以降の解法で用いているモードベクトル $a(\theta_i)$ を次のように修正しなければならない．

$$\mathbf{a}_i = [\exp(j\frac{2\pi}{\lambda}L_{1i}), \exp(j\frac{2\pi}{\lambda}L_{2i}), \dots, \exp(j\frac{2\pi}{\lambda}L_{Ki})]^T \quad (2.47)$$

ここで， i は校正用のデータセットを表す添え字で，校正用アンテナの本数を M とすると， $i = 1, 2, \dots, M$ である．また L は図 2.6 に表されるように校正用アンテナと供試アレーの各素子間の距離である．

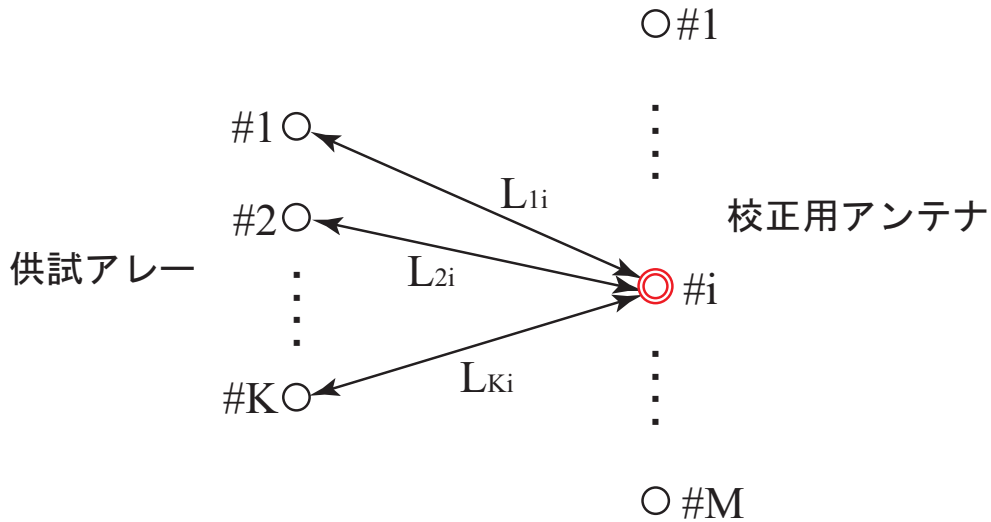


図 2.6 : 各素子の距離の定義

未知パラメータを推定するという点から，線形独立な方程式を未知パラメータの数だけ得なければならない．供試アレーとして K 素子のアレーを考えるならば，最低でも $K + 1$ のデータセットが必要であることはすでに述べた．つまり，校正用アンテナの本数を M とするのならば，次の条件を満たさなければならない．

$$M \geq K + 1 \quad (2.48)$$

2.3 シミュレーションによるアレーの校正

本節では素子間相互結合等の誤差要因を含むアレーアンテナについて，前節で述べたような誤差行列の推定法を用いてアレーアンテナの校正シミュレーションを行い，提案法と従来法の性能について比較・検討し，提案法については校正用アンテナの配置を変えることによる影響についても検討する．誤差要因があることによる供試アレーの性能や，校正精度についての評価は，本章ですでに述べた MUSIC 法による到来方向推定の推定誤差で行う．

2.3.1 シミュレーションの緒元

シミュレーションを通じての諸元を表 2.1 に示す．

表 2.1 : シミュレーションの諸元

校正用信号	5GHz 無変調正弦波
供試アレーアンテナ	3 素子半波長間隔リニアアレー (水平面内無指向性)
校正用アンテナ	従来法 : 1 本 提案法 : 4 本 (最低データセット本数), 直線状任意配置
供試・校正用アンテナ間距離	従来法 : 50λ 提案法 : 5λ
校正用データセット数	従来法 : 19 個, $-90.0^\circ \sim 90.0^\circ$ で 10.0° 間隔 提案法 : 4 個, 到来角・間隔は配置に依存
素子間相互結合・誤差行列 (C_T)	任意で与える
SNR	10dB
到来方向推定アルゴリズム	MUSIC (スナップショット数 : 100, 推定精度 : 0.1°)

提案法において校正用アンテナ数を多くし，到来方向が広くなるように配置すれば従来法と等価であり，同精度の校正が可能である．本論文では，校正用アンテナ数低減という観点から，誤差行列を導出する上で必要最低限であるアンテナ数で検討を行う．式 (2.48) の関係より，3 素子の供試アレーにおいて素子間相互結合・誤差行列を推定するための未知パラメータを含む線形独立な式を得るには，最低でも独立なデータセットが 4 個必要である．つまり，提案法における校正用アンテナの本数が 4 本というのは最低数である．

提案手法における校正用アンテナの配置に関して図 2.7 のようにパラメータを定義する．

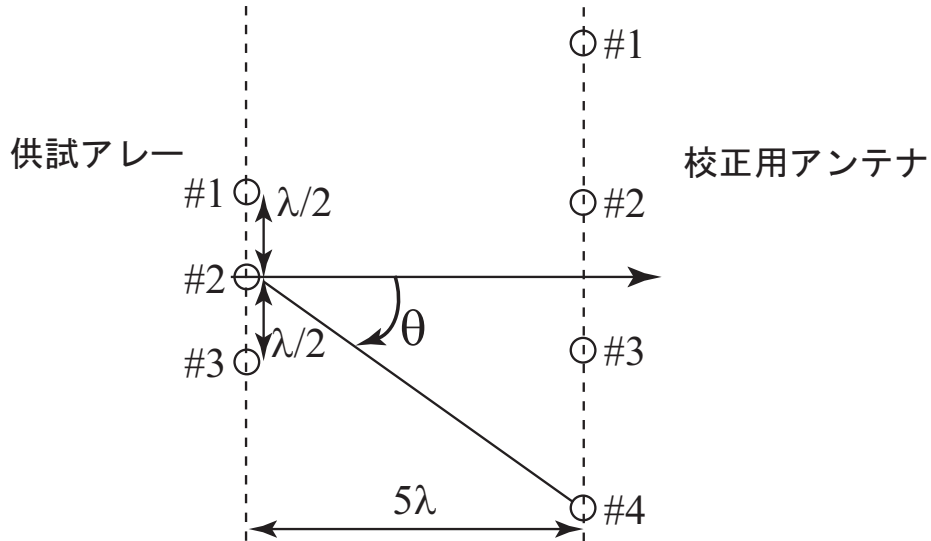


図 2.7 : 提案法の配置

校正用アンテナは直線状に配置し，供試アレーと平行である．また校正用アンテナは，供試アレー中心からみて θ° の位置にそれぞれ配置する． θ を変えることで校正用信号の到来角や到来角間隔を変えることができ，それによる校正精度への影響を 2.3.3 で考察する．

本節のシミュレーションにおいて，供試アレーにリニアアレーを用いており，リニアアレーは $\pm 90^\circ$ 方向付近ではアレーの開口が狭くなり，推定精度も悪くなる．そこで，3 方向の 120° セクタアレーアンテナと考えると， $\pm 60^\circ$ における推定誤差で校正精度を評価する．

2.3.2 従来法と提案法によるアレーの校正

素子間相互結合・誤差行列を推定して，校正するシミュレーションについて示す．例として，3 素子半波長間隔リニアスリーブアレーの実験より推定された C_T を用いる．この C_T を与えたとき，到来方向推定への影響を図 2.8，2.9 に示す．

$$\begin{aligned}
 C_T &= \begin{bmatrix} 1.0000 & 0.0489 + 0.1831i & -0.0369 - 0.0285i \\ 0.1257 + 0.3043i & 1.0512 - 0.1271i & 0.1880 + 0.3080i \\ -0.0278 - 0.0942i & -0.0843 + 0.2757i & 0.9629 + 0.4678i \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} -0.5915 & -15.0363 & -27.2249 \\ -10.2410 & -0.0945 & -9.4443 \\ -20.7468 & -11.3962 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{dB})
 \end{aligned}$$

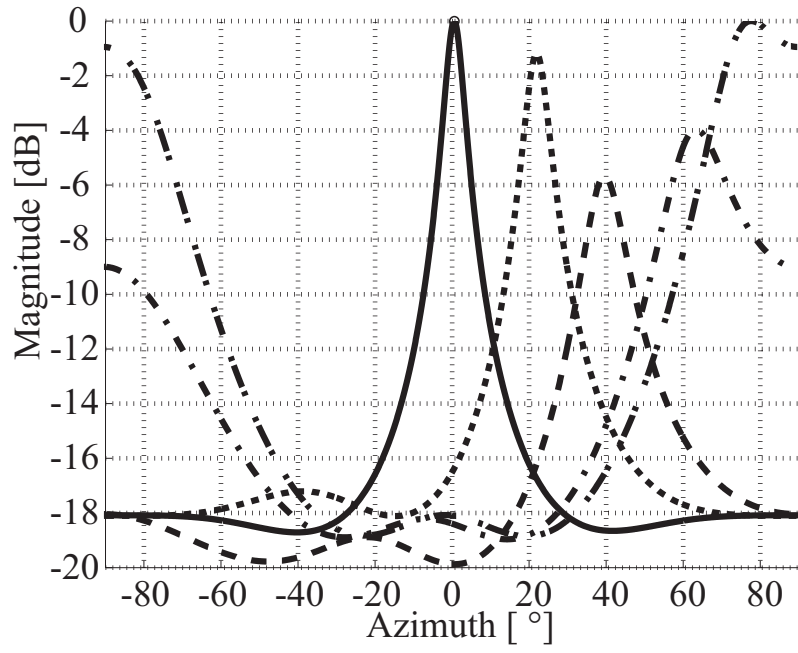


図 2.8 : 校正前の MUSIC スペクトラム

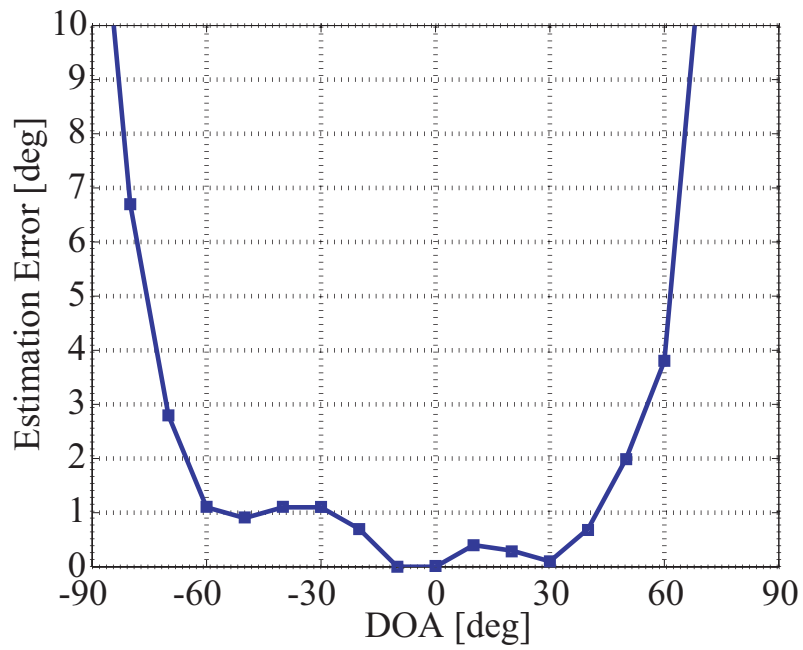


図 2.9 : 校正前の到来方向推定誤差

図 2.8 の MUSIC スペクトラムは到来方向が $[0.0^\circ, 20.0^\circ, 40.0^\circ, 60.0^\circ, 70.0^\circ]$ のときの，供試アレーを用いた到来方向推定の結果である．また図 2.9 は $-90.0 \sim 90.0^\circ$ まで 10.0° 間隔で波源を動かし，到来方向推定した結果を推定誤差を縦軸にとってプロットしたものである．これらより， $\pm 60^\circ$ 方向から外れていくと推定誤差が大きくなり，MUSIC スペクトラムのピークも鋭くなくなっていくことが分かる．

次に，従来法及び提案法を用いて素子間相互結合・誤差行列を推定し，校正した結果について示す．まず従来法について，推定された C_T は，

$$\begin{aligned}
 C_T &= \begin{bmatrix} 1.0000 & 0.0495 + 0.1836i & -0.0371 - 0.0274i \\ 0.1232 + 0.3053i & 1.0505 - 0.1263i & 0.1902 + 0.3094i \\ -0.0290 - 0.0959i & -0.0856 + 0.2751i & 0.9619 + 0.4677i \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} -0.5844 & -15.0019 & -27.3092 \\ -10.2353 & -0.0942 & -9.3811 \\ -20.5675 & -11.3936 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{dB})
 \end{aligned}$$

であり，これより校正した結果を図 2.10，2.12 に示す．

次に提案手法について示す．雑音の影響から，校正用波源の到来角にはある程度の広がりが必要であると考えられる．そこで，提案手法における校正用アンテナの配置は図 2.7 において， $\theta = -45.0, -15.0, 15.0, 45.0^\circ$ (30.0° 間隔) とした．提案法において推定された C_T は，

$$\begin{aligned}
 C_T &= \begin{bmatrix} 1.0000 & 0.0513 + 0.1884i & -0.0336 - 0.0227i \\ 0.1238 + 0.3001i & 1.0511 - 0.1262i & 0.1869 + 0.3052i \\ -0.0328 - 0.1020i & -0.0836 + 0.2734i & 0.9602 + 0.4677i \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} -0.5718 & -14.7596 & -28.4121 \\ -10.3440 & -0.0768 & -9.4971 \\ -19.9725 & -11.4477 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{dB})
 \end{aligned}$$

であり，同様にこれより校正した結果を図 2.11，2.13 に示す．

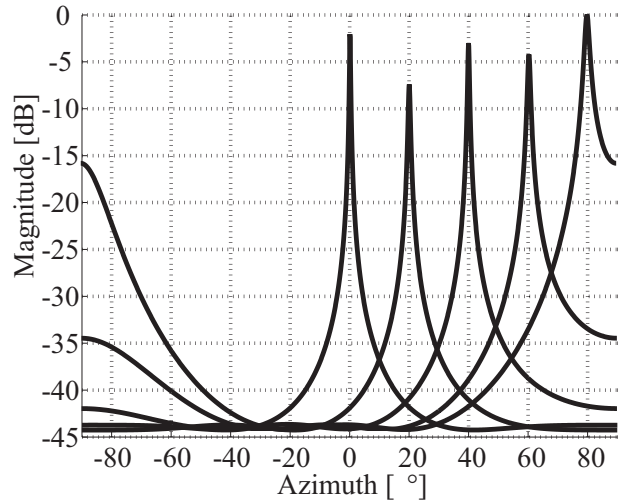
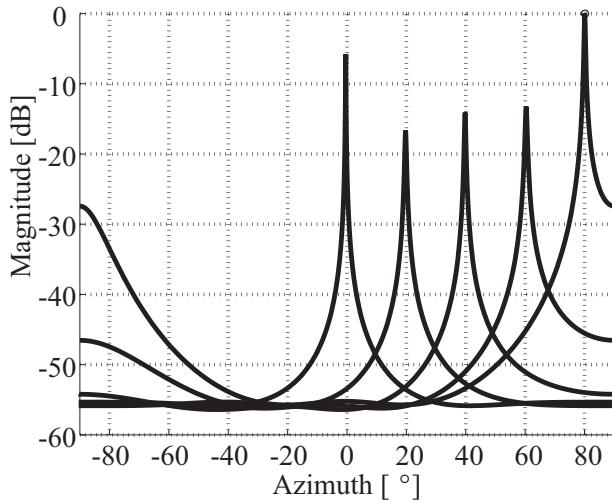


図 2.10 : 校正後の MUSIC スペクトラム (従来法) 図 2.11 : 校正後の MUSIC スペクトラム (提案法)

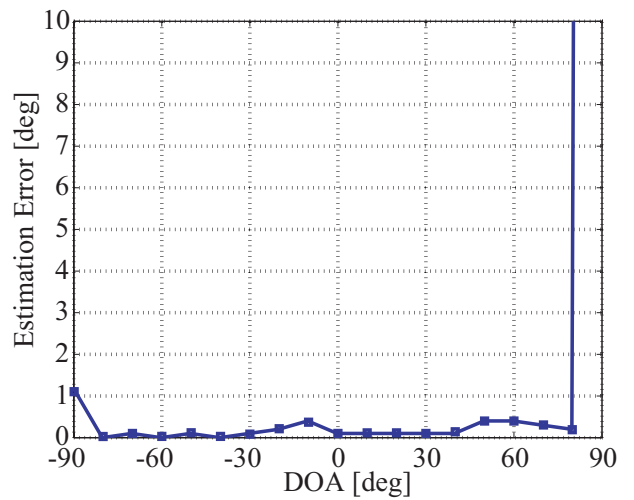
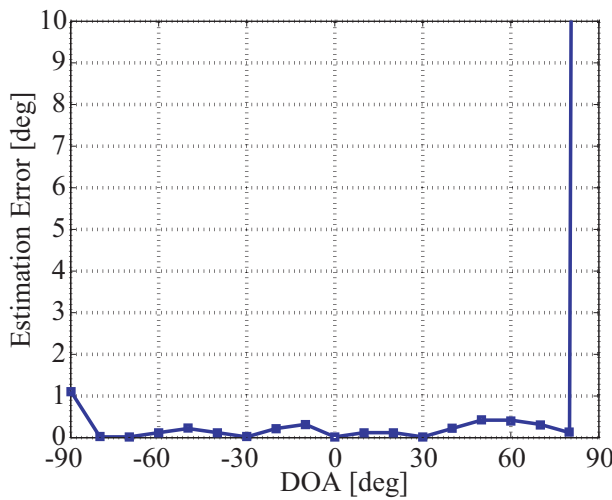


図 2.12 : 校正後の到来方向推定誤差 (従来法) 図 2.13 : 校正後の到来方向推定誤差 (提案法)

図 2.10 , 2.11 の MUSIC スペクトラムは到来方向が $[0.0^\circ, 20.0^\circ, 40.0^\circ, 60.0^\circ, 80.0^\circ]$ のときの、校正後の供試アレーを用いた到来方向推定の結果である。また図 2.12 , 2.13 は $-90.0^\circ \sim 90.0^\circ$ まで 10.0° 間隔で波源を動かし、校正後の供試アレーで到来方向推定した結果を推定誤差を縦軸にとってプロットしたものである。図 2.12 , 2.13 より、 $\pm 60^\circ$ における推定誤差の平均が、従来法では 0.16° 、提案法では 0.16° となり、提案法が従来法と同等の校正精度を有していることがわかる。図 2.10 , 2.11 の MUSIC スペクトラムがかなり鋭くなっていることから校正精度の高さがわかる。

2.3.3 最適な校正用アンテナ配置の検討

提案法は，校正用アンテナの配置によってその校正用信号の到来角が変わる．正しく供試アレーを校正できる校正用アンテナの配置について検討する．具体的には， θ を変えてシミュレーションを行った．

まず始めに，到来角が等間隔になるように校正用アンテナを配置した場合について検討する． $\theta = -45.0, -15.0, 15.0, 45.0^\circ$ (30.0° 間隔) のときの結果は図 2.13 であり，このときは従来法と同等の校正精度であると言えた． $\theta = -60.0, -20.0, 20.0, 60.0^\circ$ (40.0° 間隔)， $\theta = -30.0, -10.0, 10.0, 30.0^\circ$ (20.0° 間隔)， $\theta = -15.0, -5.0, 5.0, 15.0^\circ$ (10.0° 間隔) のときの校正後の供試アレーによる到来方向推定結果をそれぞれ図 2.14，2.15，2.16 に示す．

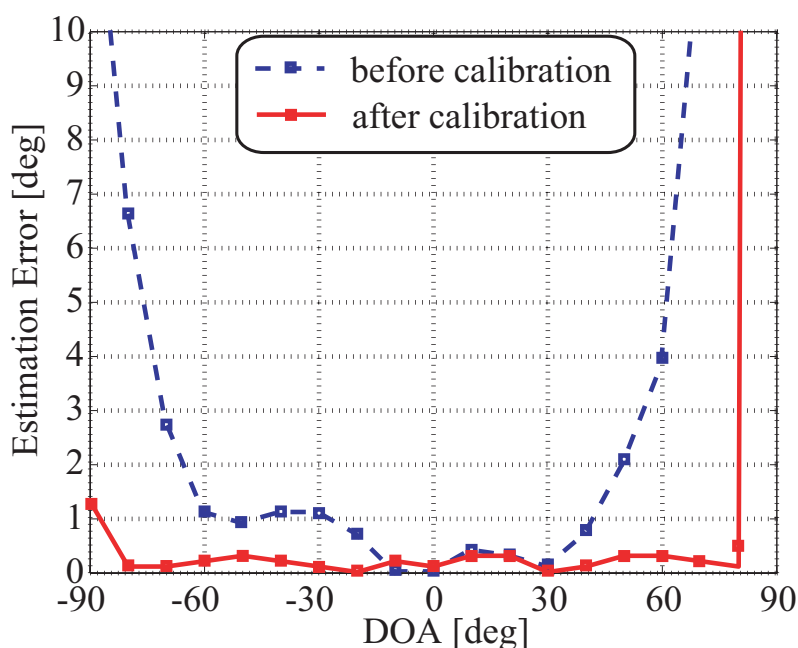


図 2.14 : 校正後の到来方向推定誤差 ($\theta = -60.0, -20.0, 20.0, 60.0^\circ$ (40.0° 間隔))

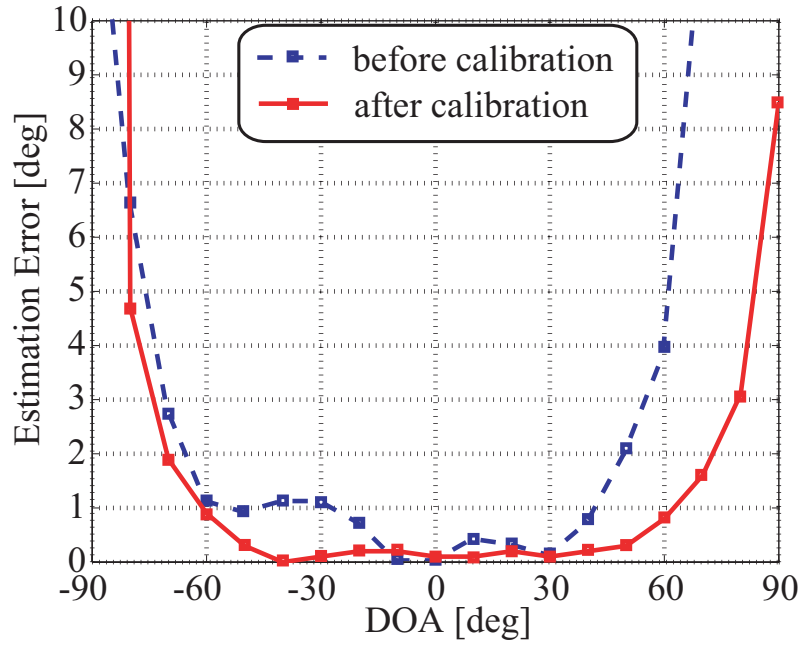


図 2.15 : 校正後の到来方向推定誤差 ($\theta = -30.0, -10.0, 10.0, 30.0^\circ$ (20.0° 間隔))

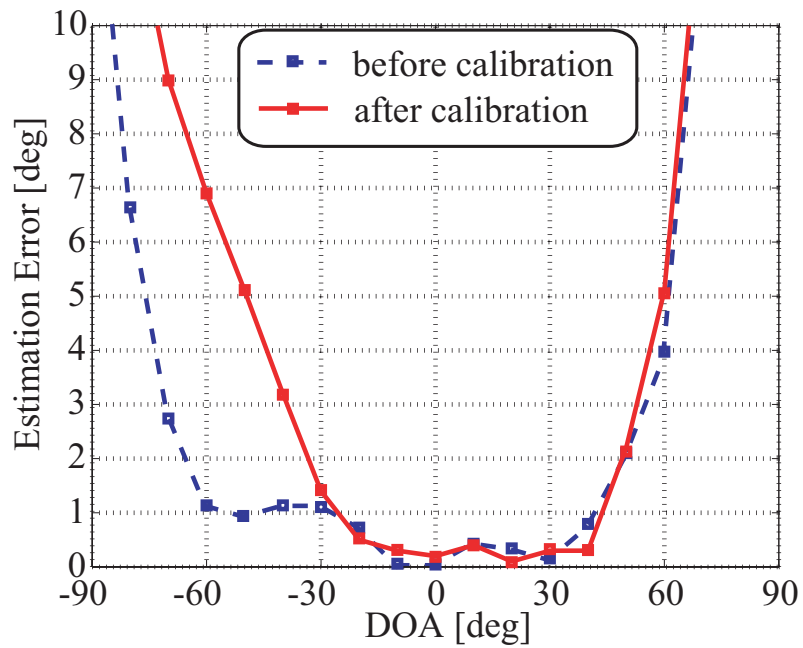


図 2.16 : 校正後の到来方向推定誤差 ($\theta = -15.0, -5.0, 5.0, 15.0^\circ$ (10.0° 間隔))

図 2.15, 2.16 より, θ の間隔が小さくなっていくと正しく校正されなくなっていく様子がわかる。ある程度到来角に広がりがないければ, C_T を正しく推定することができないということがわかる。

この結果を表 2.2 にまとめる。この結果と図 2.13, 2.14 よりわかるように, 30~40° 程度

表 2.2 : 従来法・提案法の比較・検討

	校正用波源	$\pm 60^\circ$ における推定誤差平均
校正前	—————	0.94°
従来法	-90.0° ~ 90.0° で 10.0° 間隔	0.16°
提案法	40° 間隔 ($\theta = -60.0, -20.0, 20.0, 60.0^\circ$)	0.12°
	30° 間隔 ($\theta = -45.0, -15.0, 15.0, 45.0^\circ$)	0.16°
	20° 間隔 ($\theta = -30.0, -10.0, 10.0, 30.0^\circ$)	0.25°
	10° 間隔 ($\theta = -15.0, -5.0, 5.0, 15.0^\circ$)	1.99°

間隔をあけて校正用アンテナを配置すれば正しく校正されることがわかる。

次に, 到来角が等間隔でないように校正用アンテナを配置した場合について検討する。校正用アンテナの配置を $\theta = -60.0, -30.0, 30.0, 60.0^\circ$ とし, 正面方向に校正用アンテナがないような場合の結果について図 2.17 に示す。

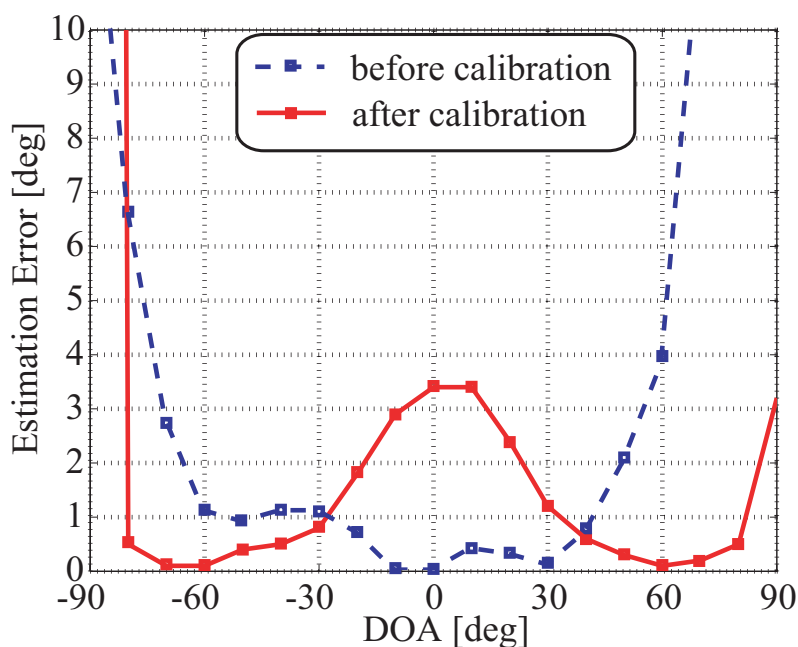


図 2.17 : 校正後の到来方向推定誤差 ($\theta = -60.0, -30.0, 30.0, 60.0^\circ$)

図 2.17 よりわかるように，正面方向に校正用アンテナが存在しないため，正面方向からの到来波を正しく推定するような， C_T の真値を推定できていない．このため，正面方向が校正されていないような結果となっている．このように提案法において，校正用アンテナの配置が重要となることがわかる．

2.4 まとめ

本章では，供試アレーの校正前及び校正後の評価法として用いた MUSIC 法の原理について説明し，その原理から素子間相互結合・誤差行列推定の問題を定式化した．さらに，従来法と提案法についてシミュレーションを行い，比較・検討をした．最後に，提案法において正しく校正するための，校正用アンテナの配置について検討を行った．本章のシミュレーションにおいて，供試アレーにリニアアレーを用いており，リニアアレーは $\pm 90^\circ$ 方向付近ではアレーの開口が狭くなり，推定精度も悪くなるので，3方向の 120° セクタアレーアンテナと考えて， $\pm 60^\circ$ における推定誤差で校正精度を評価した．従来法と提案法の比較について，表 2.3 に示す．

表 2.3：従来法・提案法の比較・検討

	校正用波源	$\pm 60^\circ$ における推定誤差平均
校正前	—————	0.94°
従来法	$-90.0^\circ \sim 90.0^\circ$ で 10.0° 間隔	0.16°
提案法	40° 間隔 ($\theta = -60.0, -20.0, 20.0, 60.0^\circ$)	0.12°
	30° 間隔 ($\theta = -45.0, -15.0, 15.0, 45.0^\circ$)	0.16°
	20° 間隔 ($\theta = -30.0, -10.0, 10.0, 30.0^\circ$)	0.25°
	10° 間隔 ($\theta = -15.0, -5.0, 5.0, 15.0^\circ$)	1.99°

この表より，最適と考えられる校正用アンテナ配置 ($30 \sim 40^\circ$ 間隔) において，提案法が従来法と同等の校正精度を有していることがわかる．校正前では，MUSIC スペクトラムが鋭くならず，方向推定精度が低く，特に $\pm 60^\circ$ 方向付近からの到来波に対して推定精度が悪い．しかし，校正後は MUSIC スペクトラムが鋭くなり，推定精度が高くなる．

従来法の欠点である，アレーアンテナ設置後の誤差要因変化に対応したリアルタイムでの適宜校正ができない，という問題点も提案法により解決されると見込まれる．

第 3 章

実験によるアレーの校正

前章で提案した手法について，電波暗室内で実験を行い，実験的検討を行った．本章ではその結果について示す．

3.1 方法の定義と評価法

既に述べたように，提案法において校正用アンテナ数を多くし，到来方向が広がるように配置すれば従来法と等価であり，同精度の校正が可能である．本論文では，校正用アンテナ数低減という観点から，誤差行列を導出する上で必要最低限であるアンテナ数で検討を行っている．そのため前章でも示したように，校正用アンテナの配置が校正精度に大きく影響すると考えられる．そこでまず，提案法の実験における最適な校正用アンテナ配置について検討するべく，方法 A, B, C を定義した．ここで，Rx は供試アレーで，Tx は校正用アンテナである．

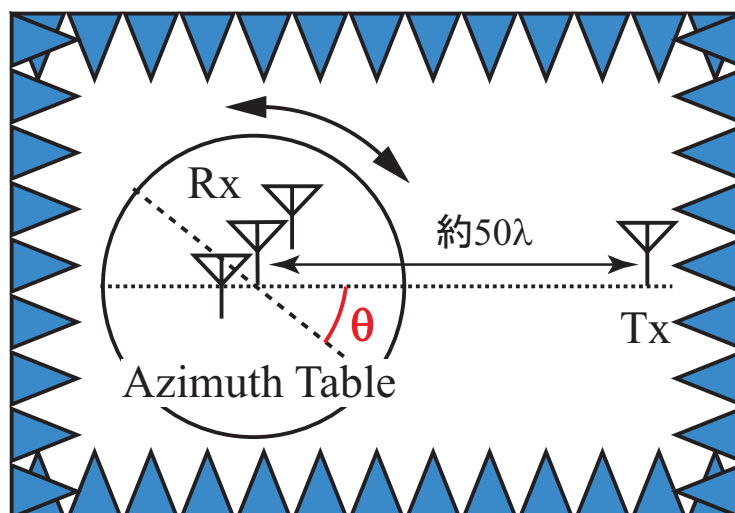


図 3.1 : 方法 A(従来法)

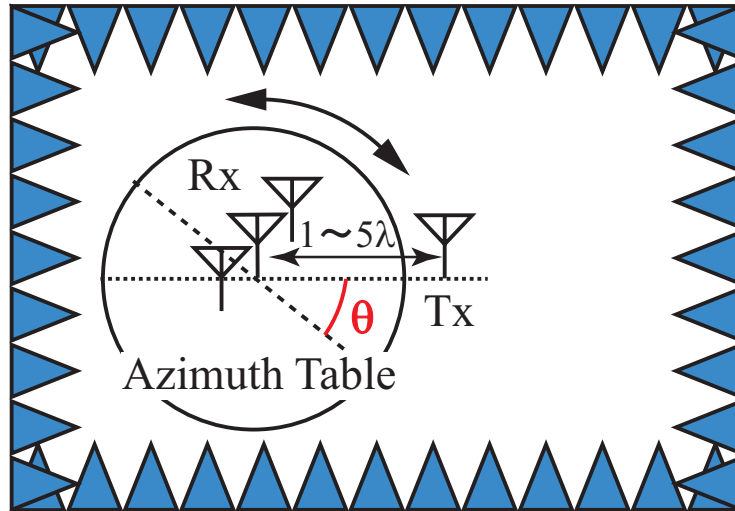


図 3.2 : 方法 B

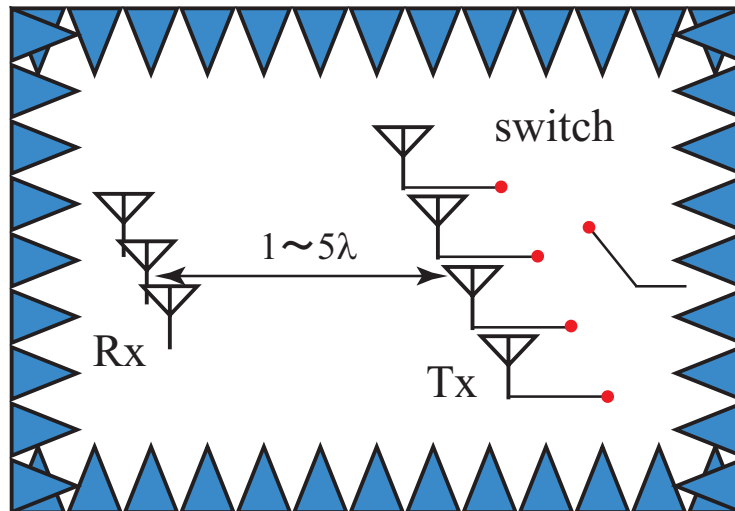


図 3.3 : 方法 C(提案法)

方法 A は従来法で，方法 C は提案法である．方法 B とは，校正用アンテナを供試アレーの近くに置き，何度かおきのデータを用いて C_T を推定するということで仮想的かつ簡易に方法 C を行い，正しく校正するには校正用アンテナをどのように配置して，何度おきのデータが必要かを検討するための方法である．この結果より方法 C の校正用アンテナの配置を決定する．

また，方法 A でローテータを回転させることによって得た到来方向が既知の信号を，それぞれの方法より推定された C_T を用いて校正し，到来方向推定した結果との誤差を評価の方法とする．

3.2 提案法における最適な校正用アンテナ配置の検討

方法 B を検討することで，方法 C(提案法)における最適な校正用アンテナの配置について検討をする．

3.2.1 システム諸元

本節における実験システムの諸元を表 3.1 に示す．

表 3.1 : 実験システムの諸元

校正用信号	5GHz 無変調正弦波
供試アレーアンテナ	3 素子半波長間隔リニアアレー (スリーブアンテナ)
校正用アンテナ	1 本
供試・校正用アンテナ間距離	方法 A : 約 50λ 方法 B : 5λ
校正用データセット数	方法 A : 19 個， $-90.0^\circ \sim 90.0^\circ$ で 10.0° 間隔 方法 B : 4 個 (最低数)
受信 IF 周波数	40MHz
受信サンプリング周波数	32MHz(アンダーサンプリング)
到来方向推定アルゴリズム	MUSIC (スナップショット数 : 300, 推定精度 0.1°)

方法 B における校正用データセットは， 40.0° 間隔 ($\theta = -60.0, -20.0, 20.0, 60.0^\circ$)， 30.0° 間隔 ($\theta = -45.0, -15.0, 15.0, 45.0^\circ$)， 20.0° 間隔 ($\theta = -30.0, -10.0, 10.0, 30.0^\circ$)， 10.0° 間隔 ($\theta = -15.0, -5.0, 5.0, 15.0^\circ$) の場合について行い，検討した．

また，前章のシミュレーションと同様に，本章でも供試アレーにリニアアレーを用いているので，リニアアレーの $\pm 90^\circ$ 方向付近におけるアレーの開口の狭さによる推定精度の劣化を考慮して，3 方向の 120° セクタアレーアンテナと考えて， $\pm 60^\circ$ における推定誤差で校正精度を評価する．

3.2.2 最適な校正用アンテナ配置

方法 B についての結果を図 3.4, 3.5, 3.6, 3.7 に示す．図 3.4, 3.5, 3.6, 3.7 は校正用データセットがそれぞれ 40.0° 間隔 ($\theta = -60.0, -20.0, 20.0, 60.0^\circ$)， 30.0° 間隔 ($\theta = -45.0, -15.0,$

15.0, 45.0°), 20.0° 間隔 ($\theta = -30.0, -10.0, 10.0, 30.0^\circ$), 10.0° 間隔 ($\theta = -15.0, -5.0, 5.0, 15.0^\circ$) の場合で, 従来法である方法 A と比較してプロットしてある.

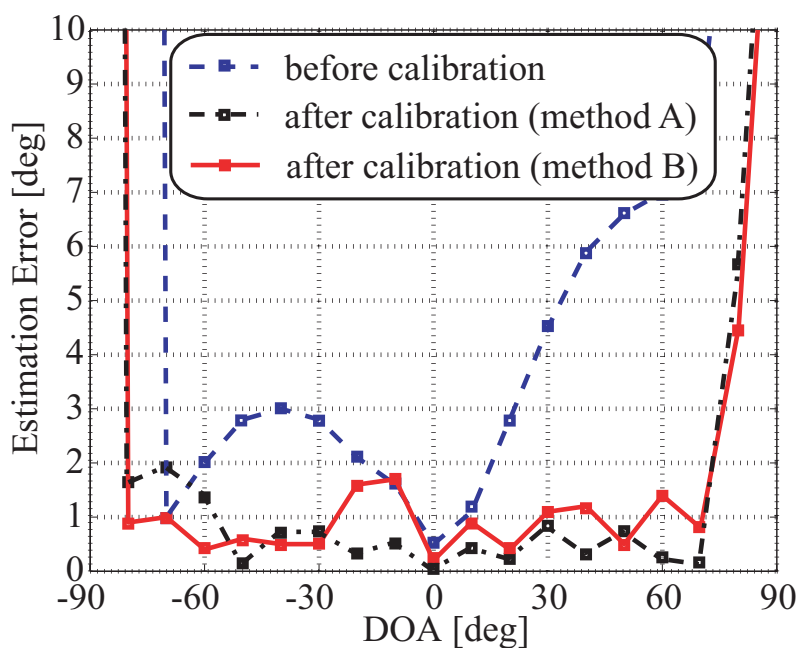


図 3.4 : 方法 B($\theta = -60.0, -20.0, 20.0, 60.0^\circ$)

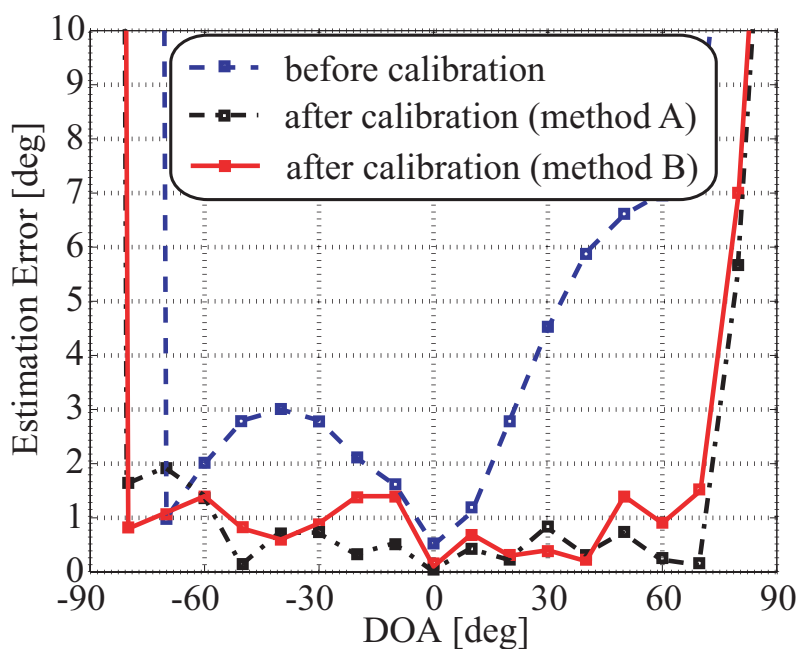
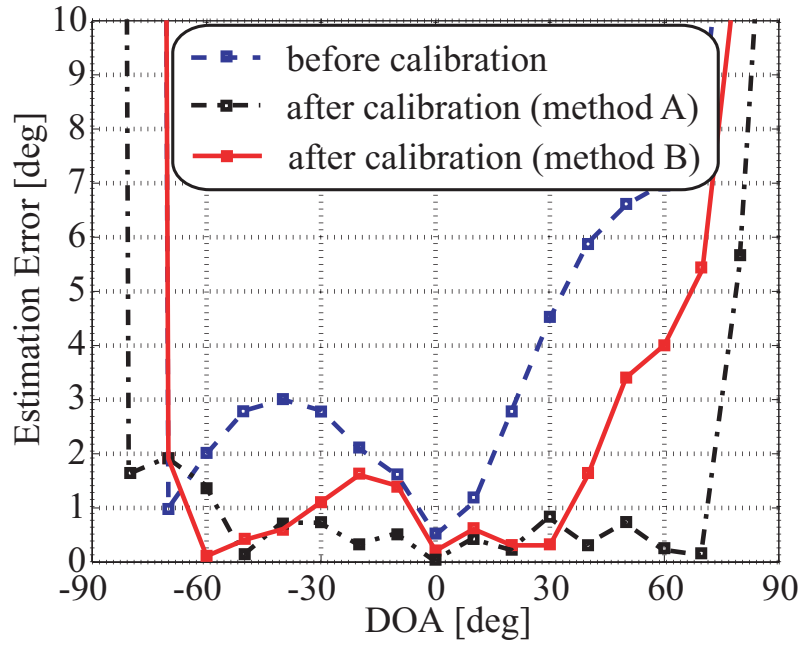
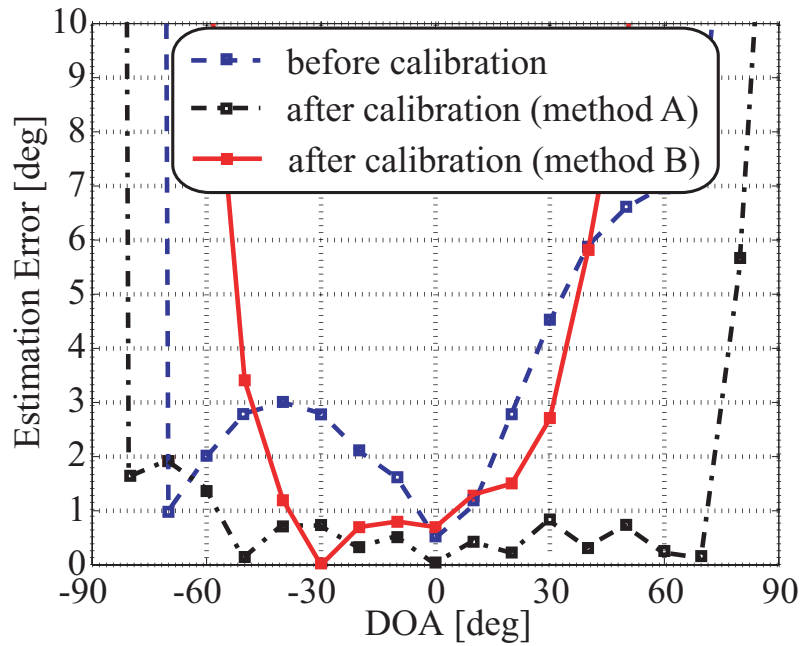


図 3.5 : 方法 B($\theta = -45.0, -15.0, 15.0, 45.0^\circ$)



☒ 3.6 : 方法 B($\theta = -30.0, -10.0, 10.0, 30.0^\circ$)



☒ 3.7 : 方法 B($\theta = -15.0, -5.0, 5.0, 15.0^\circ$)

これらの結果を表 3.2 にまとめる .

表 3.2 : 方法 A ・ 方法 B の比較検討

	校正用波源	$\pm 60^\circ$ における推定誤差平均
校正前	—————	3.42°
方法 A	$-90.0^\circ \sim 90.0^\circ$ で 10.0° 間隔	0.48°
方法 B	$\theta = -60.0, -20.0, 20.0, 60.0^\circ$	0.84°
	$\theta = -45.0, -15.0, 15.0, 45.0^\circ$	0.80°
	$\theta = -30.0, -10.0, 10.0, 30.0^\circ$	1.19°
	$\theta = -15.0, -5.0, 5.0, 15.0^\circ$	4.42°

これより , 40.0° 間隔と 30.0° 間隔の場合においては , 方法 A(従来法) と同等の校正精度を得られていることがわかる . また 20.0° 間隔の場合においては , $\pm 60^\circ$ における推定誤差平均が 1.0° を超えてしまっている . 10.0° 間隔の場合においては , 校正されていないことが図 3.7 よりもわかる .

以上の結果より , $30 \sim 40^\circ$ 間隔に校正用アンテナを配置すればよいと考えられる . これは , 2.3.3 のシミュレーション結果ともよく一致する .

3.3 提案法の実験

方法 B の検討結果より校正用アンテナの配置を決定した。さらに，システム全体を小さくするために，供試アレーと校正用アンテナ間距離を 3λ として，図 3.8 に示すような配置の校正システムで方法 C(提案法)の実験を行った。

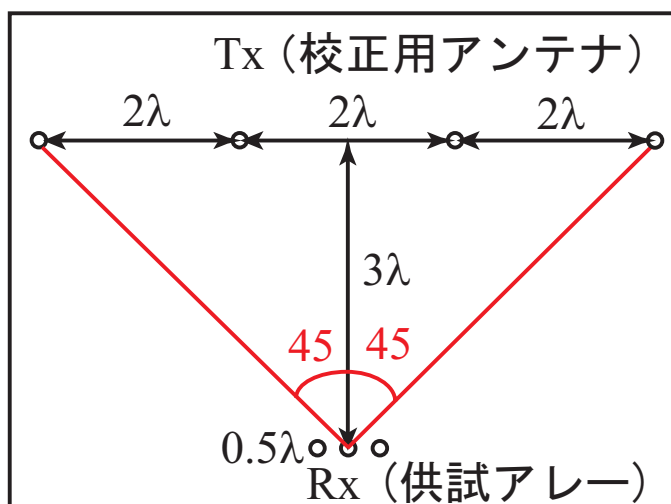


図 3.8 : 方法 C の配置図

また，本節における実験システムの諸元を表 3.3 に示す。

表 3.3 : 実験システムの諸元

校正用信号	5GHz 無変調正弦波
供試アレーアンテナ	3 素子半波長間隔リニアアレー (スリーブアンテナ)
校正用アンテナ	4 本
供試・校正用アンテナ間距離	3λ
送信 IF 周波数	10.7MHz
受信 IF 周波数	40MHz
受信サンプリング周波数	32MHz(アンダーサンプリング)
到来方向推定アルゴリズム	MUSIC (スナップショット数 : 300 , 推定精度 0.1°)

3.3.1 供試アレーと校正用アンテナが同水平面内の場合

供試アレーと校正用アンテナが同水平面内にある場合の実験結果について示す．実験システムの全体図は図 3.9 のようであり，校正システム部分は図 3.10 のようである．

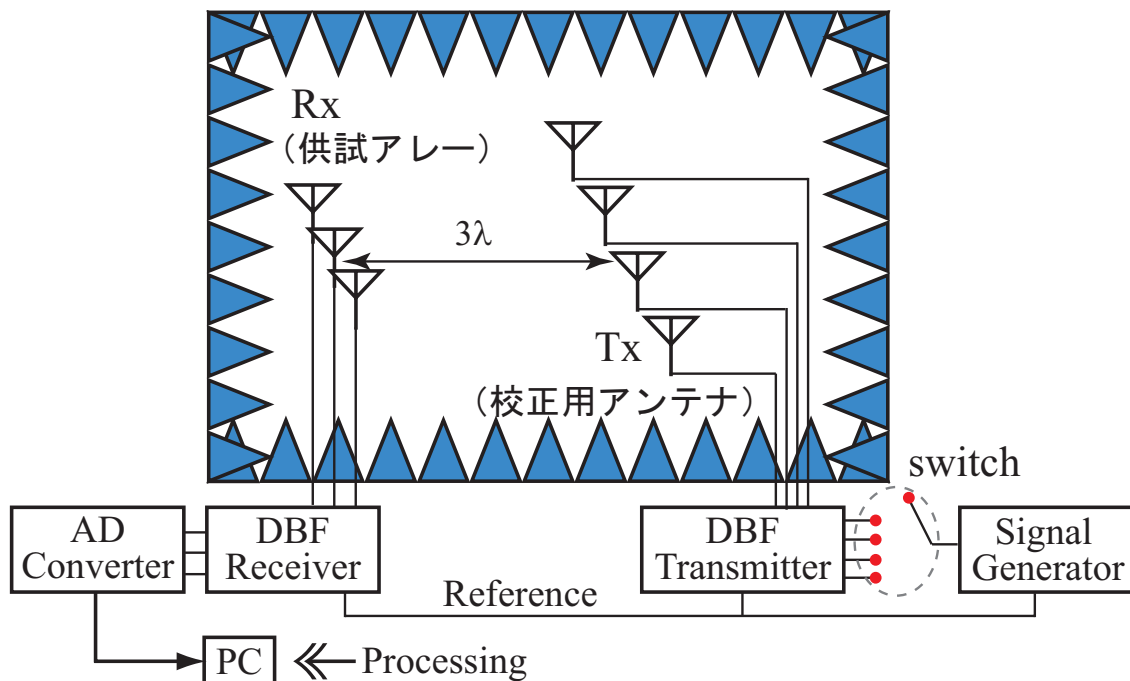


図 3.9 : 方法 C の実験システム

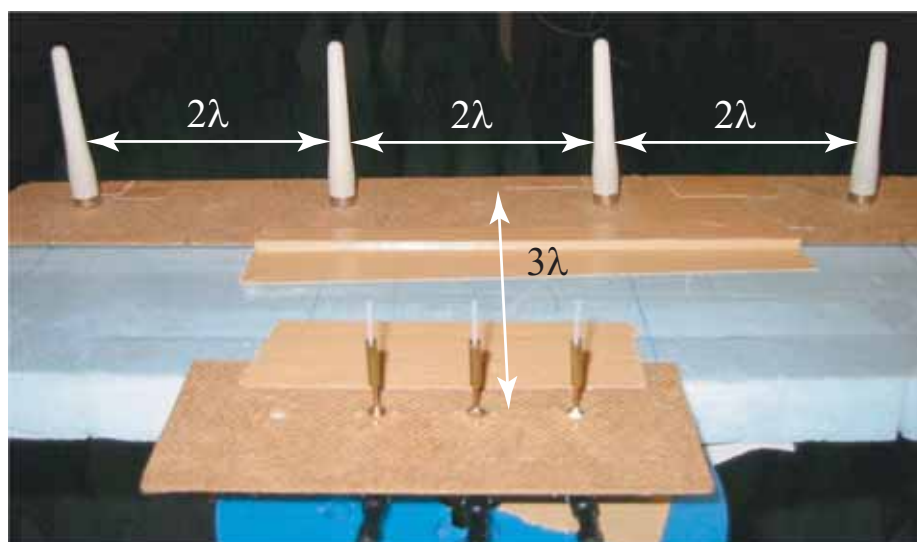


図 3.10 : 方法 C(供試アレーと校正用アンテナが同水平面内の場合)

2つの供試アレー (図 3.11 , 3.13) について校正実験を行った . その結果を図 3.12 , 3.14 それぞれ示す .

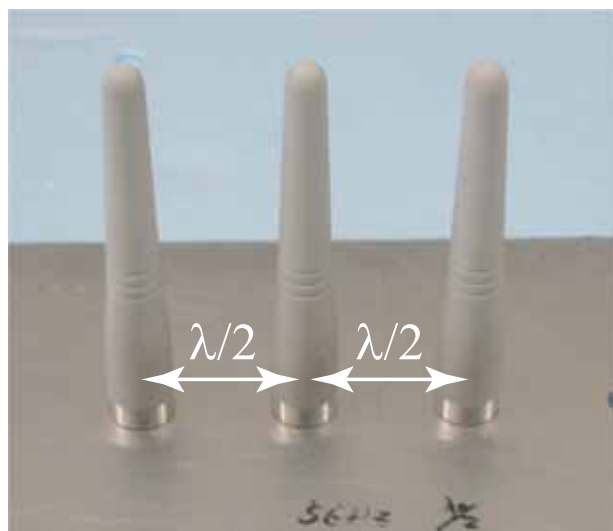


図 3.11 : 供試アレー 1

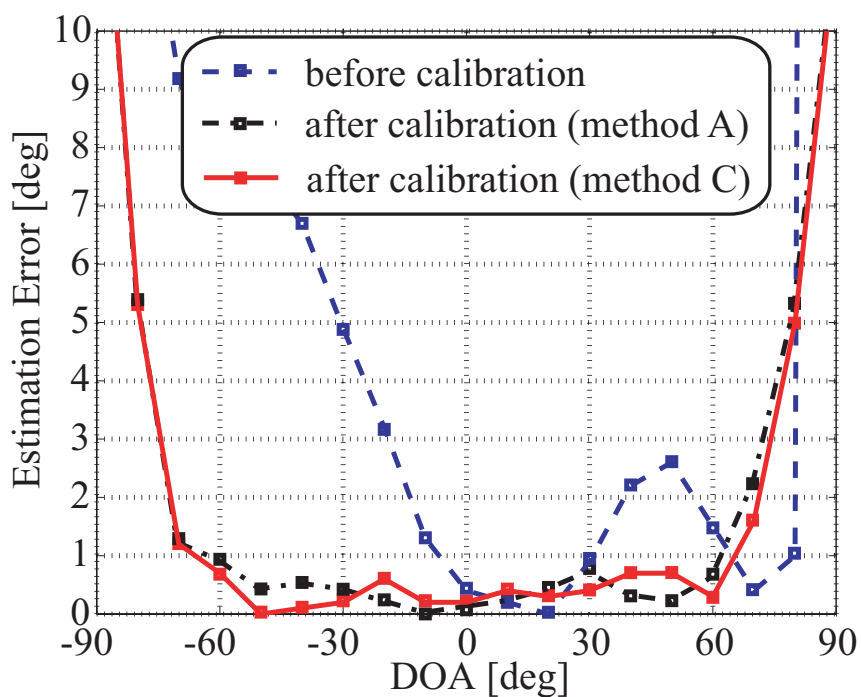


図 3.12 : 方法 C(提案法) の実験結果 (供試アレー 1)

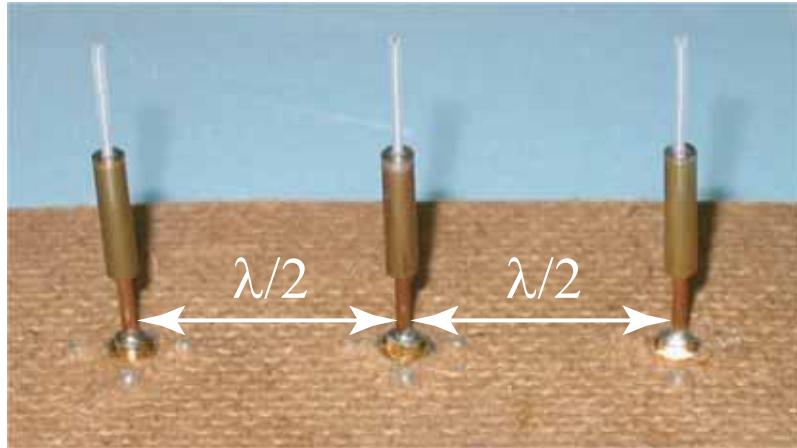


図 3.13 : 供試アレ-2

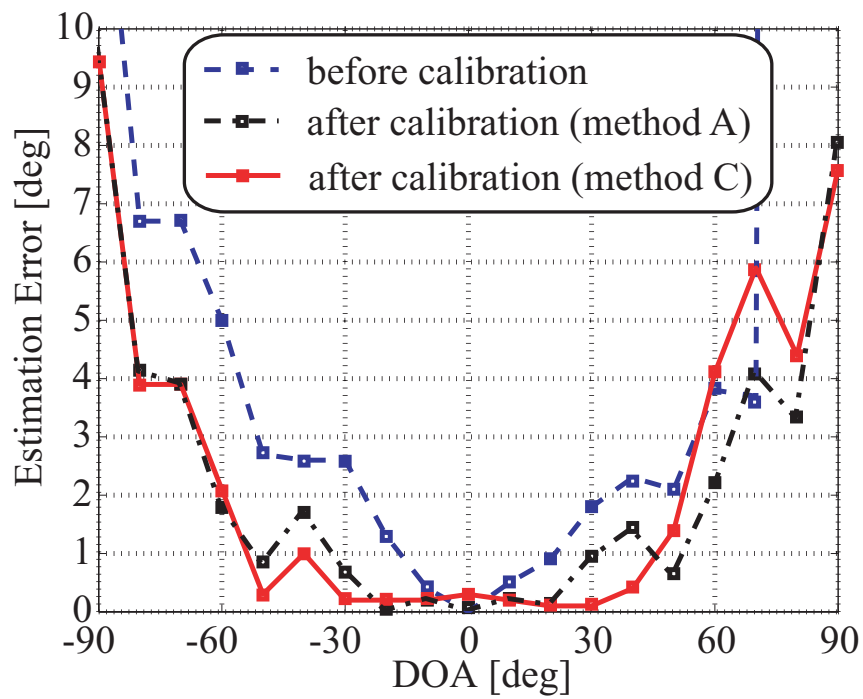


図 3.14 : 方法 C(提案法) の実験結果 (供試アレ-2)

これらの結果を表 3.4 にまとめる .

表 3.4 : 供試アレーと校正用アンテナが同水平面内の場合

		±60°における到来方向推定誤差の平均
供試アレー 1	校正前	2.98°
	従来法 (方法 A)	0.38°
	提案法 (方法 C)	0.37°
供試アレー 2	校正前	2.00°
	従来法 (方法 A)	0.81°
	提案法 (方法 C)	0.82°

この結果からもわかるように，提案法において従来法と同等の校正精度が得られている．

3.3.2 供試アレーと校正用アンテナが同垂直面内の場合

次に，基地局アレー校正システムを想定して，供試アレーと校正用アンテナが同水平面内でない場合として，供試アレーと校正用アンテナが同垂直面内にある場合の実験を行ったので，その結果について示す．実験システムの全体図は図 3.9 のようであり，校正システム部分は図 3.15 のようである．

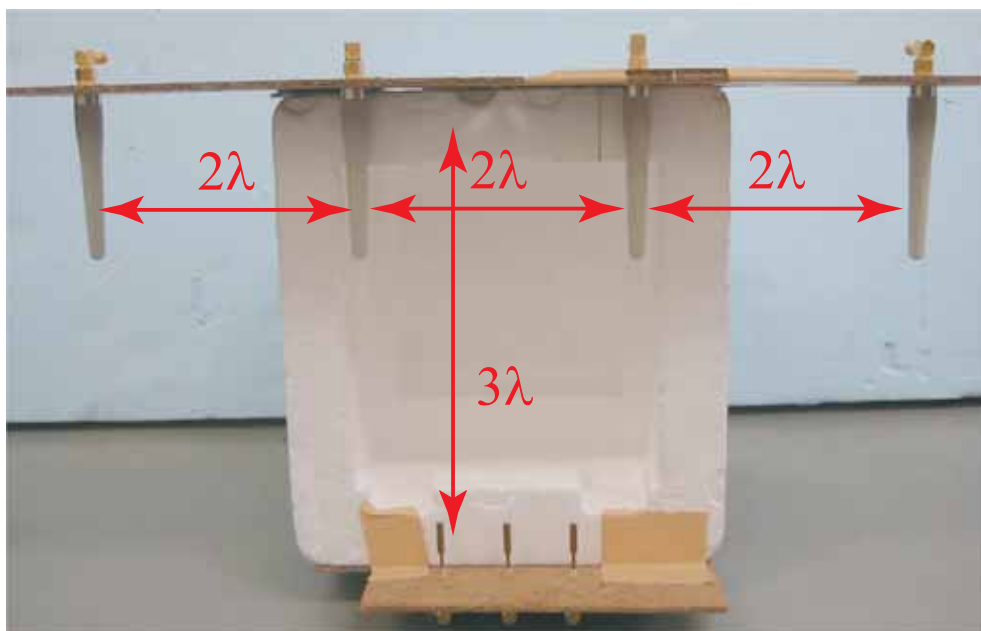


図 3.15 : 方法 C(供試アレーと校正用アンテナが同垂直面内の場合)

従来法における校正前と校正後の推定誤差の結果を図 3.16 に示す。

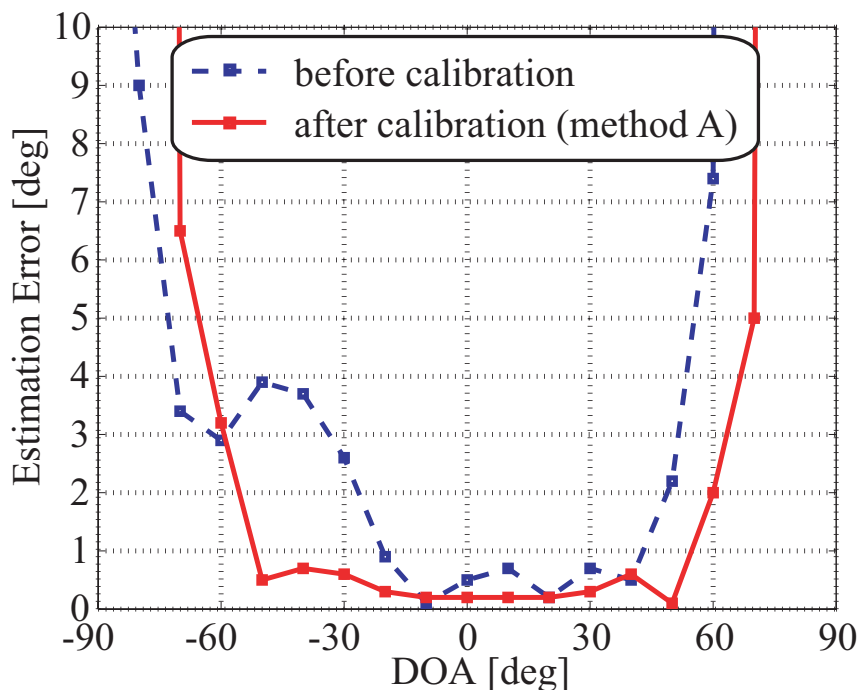


図 3.16 : 方法 A(従来法) の実験結果

このとき，従来法により推定された C_T は，

$$\begin{aligned}
 C_T &= \begin{bmatrix} 1.0000 & 0.1622 + 0.2044i & -0.0255 - 0.0706i \\ 0.0728 + 0.1264i & 0.8255 - 0.1188i & 0.1387 + 0.1549i \\ -0.0501 - 0.0785i & -0.0578 + 0.1151i & 1.2069 + 0.1391i \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} -1.6911 & -13.3598 & -24.1823 \\ -18.4093 & -3.2680 & -15.3322 \\ -22.3121 & -19.4947 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{dB})
 \end{aligned}$$

であった。しかし，提案法により推定された C_T は，

$$\begin{aligned}
 C_T &= \begin{bmatrix} 1.0000 & -0.6045 - 0.1194i & 0.0982 - 0.1881i \\ -0.3778 + 0.1354i & 0.7436 + 0.0180i & -0.2165 + 0.1706i \\ 0.1115 - 0.2243i & -0.9397 - 0.5270i & 0.9426 + 0.2439i \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} -0.6471 & -4.8524 & -14.1119 \\ -8.5768 & -3.2177 & -11.8411 \\ -12.6698 & 0 & -0.8789 \end{bmatrix} \quad (\text{dB})
 \end{aligned}$$

となり、全く違う値となった。これは図 3.16 の従来法の結果を見るに、提案法において C_T が正しく推定されていないことがわかる。これについて、同水平面内に配置していたときとの違いから考察する。

これまでは、従来法・提案法共に図 3.17 に示すようにアンテナの無指向性面 (水平面) 内を利用して校正を行っていた。つまり、各到来波に対する各アレーの受信電力は指向性による影響はなく、ほぼ等しい。しかし、同垂直面内に配置したこの実験においては、図 3.17 に示すように無指向性ではない指向性となっている。これにより、各素子の受信電力は各到来方向でばらばらとなる。この状態のデータを、そのまま今まで通りに処理したので全く違う C_T が推定されてしまったものと考えられる。つまり、アンテナの指向性を考慮しなければならないと考えられる。

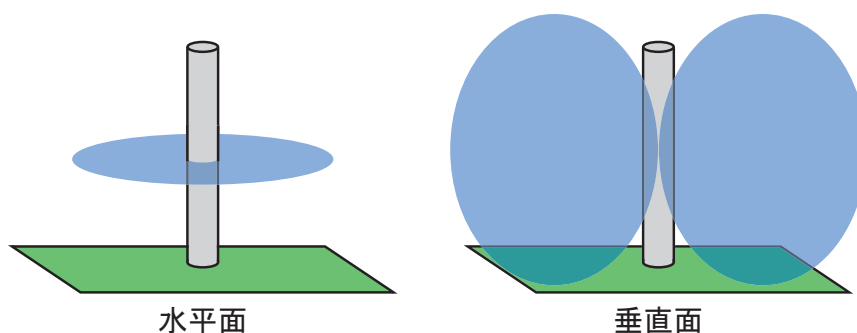


図 3.17 : スリーブアンテナの指向性

このまま同垂直面内配置で校正するには、指向性を考慮して、無指向性と補正するように新たに定式化しなおすか、受信データに修正を加えることが考えられる。あるいは無指向性として扱える範囲で検討することが対策として考えられる。

3.4 まとめ

本章では，電波暗室内において，提案法によるアレー校正の実験的検討を行った．校正用アンテナ数を最低数にすることから，最適な校正用アンテナは位置について検討を行い，その結果から，校正用アンテナを $30 \sim 40^\circ$ 間隔に配置しなければならないという結論を得た．供試アレーと校正用アンテナを同水平面内に配置した場合の結果を表 3.5 に示す．

表 3.5：供試アレーと校正用アンテナが同水平面内の場合

		$\pm 60^\circ$ における到来方向推定誤差の平均
供試アレー 1	校正前	2.98°
	従来法	0.38°
	提案法	0.37°
供試アレー 2	校正前	2.00°
	従来法	0.81°
	提案法	0.82°

この結果より，最適な校正用アンテナ配置において，提案法が従来法と同等の校正精度をもつと言える．

実験的検討において，提案法を評価するために， C_T は変化しないという仮定をして，従来法で取得した各到来方向のデータを提案法から推定した C_T を用いて校正したが，実際には測定環境の変化にともない C_T が変化していたかも知れないことや，提案法における校正用アンテナの配置誤差などが，提案法の校正精度劣化の原因として挙げられる．

また，基地局等を考慮して，校正用アンテナを供試アレーの正面に置かない場合として，両者を同垂直面内に配置して検討を行ったが，これに関しては正しい結果は得られず，今後の課題である．

第 4 章

結論

本論文では，アレーアンテナを用いた技術の問題点である，素子間相互結合等の校正を，基地局へのアダプティブアレー技術適用という観点から，供試アレー及び校正用アンテナ固定という手法で検討を行った．

校正手法には，到来方向が既知である信号を用いて，供試アレーによる受信信号の信号部分空間と雑音部分空間の直交性から，その受信信号が正しい到来方向データとなるように補正できる誤差行列を推定し，その逆行列を掛けるという原理を用いた．従来の手法が，供試アレーを回転台にのせて回転させることにより到来方向を変化させるのに対し，複数の校正用アンテナを用いて切りかえることで，到来方向を変化させる手法を提案した．これにより供試アレー及び校正用アンテナを動かすことなく校正できる．

シミュレーションにより，提案法においても従来法と同等の校正精度が得られることを確認し，電波暗室内で実験を行った．まず提案法における最適な校正用アンテナ配置について検討し，その最適な配置について，供試アレーと校正用アンテナが同水平面内にある場合と，同垂直面内にある場合について実験を行った．

同水平面内に配置した場合は，提案法における校正が可能であるという結果を得た．また，同垂直面内に配置した場合は，提案法において正しい C_T を推定することができず，校正できなかった．これは，無指向性でない指向性による受信波形を考慮し，定式化に補正を加えなければならないと考えられるが，具体的な解決策については今後の課題である．

従来法において，回転させることによるケーブル等の測定環境変化の影響で，信頼の低い到来方向データを取得してしまい，真値から外れた C_T を推定してしまうことがある．提案法においてそのような問題は考えにくく，基地局等が回転することは実際にはないことを考慮すると，提案法は固定環境において有効であると考えられる．

今後の課題としてはさらに，電波暗室外での実験的検討が挙げられる．

謝辞

本研究を進めるにあたり，厳しくかつ丁寧に御指導下さった新井宏之教授に深く感謝致します．

また研究生活全般に渡って御指導下さった D2 の井上祐樹氏，M1 の清水耕司氏に深く感謝致します．

最後に研究生活を共に過ごした新井研究室，市毛研究室の皆様に深く感謝致します．

参考文献

- [1] 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, 東京, 1998.
- [2] 千葉建治郎, 山田寛喜, 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, AP2002-41, pp.7-12, July. 2002.
- [3] 新井隆宏, 原 六蔵, 山田寛喜, 山口芳雄, "既知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.
- [4] 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的アレー校正手法," 信学論 (B), vol.J86-B, no.9, pp.1906-1913, Sept. 2003.
- [5] 山田寛喜, 原 六蔵, 小川恭考, 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, AP2002-41, pp.179-186, March. 2003.
- [6] 原 六蔵, 新井隆宏, 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法 (2)-校正用データセットの軽減に関する考察-, " 信学技報, vol.101, AP2001-153, pp.61-68, Nov. 2001.
- [7] 池田賢一, 千葉建治郎, 山田寛喜, 山口芳雄, "DOA 推定法におけるアレー校正効果に関する実験的検討," 2003 信学春季全大, B-1-114, 2003.
- [8] 原 六蔵, 山田寛喜, 山口芳雄, "アンテナアレイ校正における校正用データセット数の軽減について," 信学技報, AP2002-40, July. 2002.
- [9] 新井隆宏, 千葉建治郎, 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法 (1)-連立方程式による校正パラメータの直接導出法-, " 電子情報通信学会技術研究報告, vol.101, AP2001-152, pp.53-60, Nov. 2001.
- [10] 井上祐樹, 新井宏之, "ESPRIT 法における到来方向推定への相互結合及びアレー製作誤差の影響の検討," 信学論 (B), vol.J86-B, no.10, pp.2145-2152, Oct. 2003.
- [11] 井上祐樹, "DBF アレーアンテナを用いた到来方向推定に関する研究," 横浜国立大学 工学研究科 新井研究室 修士論文, 平成 13 年 2 月.

- [12] 森 康平, 新井宏之, "参照アンテナを用いた DBF 受信機の校正法の検討," 電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-1-150, Sept. 2001.
- [13] 針生健一, 角田博明, 千葉 勇, "アレーアンテナの放射パターンを用いた励振振幅位相の推定法," 信学論 (B), vol.J81-B- , no.6, pp.584-591, June. 1998.