

卒業論文

到来方向推定におけるアレー配置と その校正法に関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成17年2月25日提出

0144134 松野 宏己

要約

近年、携帯電話の急速な普及に伴い、到来波の到来方向や電界強度の推定、及び送信源である基地局を特定する到来方向推定システムの必要性が高まっている。到来方向システムとしては空間的に複数のアンテナを配置し、指向性の適応制御を行うアダプティブアレーアンテナの利用が注目されてきている。アレーアンテナを用いた到来方向推定においては、アレーの配置が重要であるが、アレー形状の特性について、これまで実験的な比較検討はあまり行われていなかった。そこで、本論文では線形、矩形、円形にアレーを配置した場合の到来方向推定の特性について実験的な比較検討を行った。評価方法には高分解能アルゴリズムとして知られる MUSIC 法を採用した。このアルゴリズムは相関行列の固有値展開を用いる計算方法である。

はじめに、各アレー配置において、MUSIC 法を用いた到来方向推定のシミュレーションを行い、線形アレーアンテナは推定範囲が 90 度を超えるとグレーティングを生じるため、推定範囲は-90 度～90 度と狭いことを確認した。次に、矩形アレーアンテナ、及び円形アレーアンテナをスリーブアンテナを用いて構成し、900MHz 帯の周波数帯域で、電波暗室内で到来方向推定実験を行い、到来波が 1 波の場合は矩形アレーが推定誤差が 7.5 度以内、円形アレーは誤差 2 度以内となり円形アレーの方が精度よく推定できていることを確認した。また、到来波が 2 波で、間隔が 20 度と近接している場合、2 波が無相関であれば推定可能であるが、2 波が無相関であればどちらとも推定できないという結果を得た。F/B 空間平均法を適用し、相関波を分離できる矩形アレーアンテナでも、2 波が近接している場合は、実験的には分解能に限界があるという結論となった。続いて、屋内と屋外という異なる環境で到来方向推定を行い、反射が生じ、相関波が多数存在する屋内では円形アレーでは推定が困難な場合でも、矩形アレーでは推定可能であった。相関波が多数到来しているような環境では相関波を推定できない円形アレーアンテナでは適用できないという結論となった。

また、線形アレーアンテナについて、独立行政法人情報通信研究機構の成層圏プラットフォームプロジェクトに参加し、高度 4000 メートルの飛行船から電波を出し、地上で到来方向推定を行い、十分な精度で推定できることを確認した。

実験から、到来波が 1 波、あるいは相関の低い複数波であれば円形アレーが有効であるが、相関の高い到来波が複数存在する場合は矩形アレーの方が有効であることを確認した。

目次

第 1 章	序論	1
第 2 章	到来方向推定とアレー配置	3
2.1	各アレー形状での受信信号の定式化	3
2.1.1	線形アレーアンテナの入力ベクトル	3
2.1.2	矩形アレーアンテナの入力ベクトル	5
2.1.3	円形アレーの入力ベクトル	7
2.2	MUSIC 法による到来方向推定	8
2.2.1	MUSIC 法の原理	8
2.2.2	F/B 空間平均法	13
2.3	素子間相互結合とその校正	15
2.3.1	素子間相互結合の定式化	15
2.3.2	素子特性の校正法	16
2.3.3	素子間相互結合の校正法	17
第 3 章	シミュレーションによる到来波推定システムの評価	21
3.1	素子間相互結合の校正	21
3.2	分解能特性	24
3.3	相関波と空間平均	27
第 4 章	到来波数システムの実験的検討	31
4.1	電波暗室内での実験	31
4.1.1	実験諸元	31
4.1.2	屋内での実験	36
4.1.3	屋外での到来方向推定実験	39
4.2	飛行船を用いた実験	41
4.2.1	実験諸元	42
4.2.2	地上試験	43
4.2.3	飛行試験	45

第 5 章 結論	47
謝辭	48
参考文献	49

第 1 章

序論

近年における携帯電話や無線 LAN の急速な普及に伴い、電波利用状況や、無線基地局、ならびに携帯端末における電波感度を監視、制御することが重要となってくる。エリア設計ではサービス対象エリアをくまなくカバーできるように基地局アンテナを設置し、チルト等の調整をすることで十分な通信品質を提供している。しかし、都市部や市街地においては、伝搬路が高層ビルによる反射、回折、散乱などによって多重伝搬路となるため、多重波が互いに干渉してマルチフェージングが発生する。さらに、CDMA 方式による通信の場合、各パスごとの電波を受信し、それぞれの遅延時間を調節して合成することにより、通信品質を向上させるレイク受信が行われるが、このときに合成するパスの数であるレイクフィンガーを大きく超える数の電波が到来することがある。このようなマルチパスフェージングの影響やレイクフィンガー以上の電波が到来することにより、十分な通信品質を保つことが難しい特異なスポットが存在する。

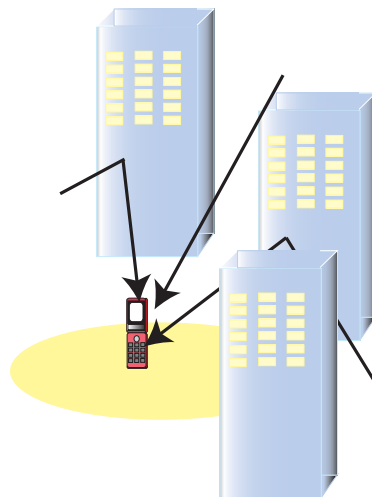


図 1.1: マルチパス

このような問題に対処するためには、エリア設計を改善することが望まれる。そこで、まず該当区域における到来波の到来方向推定や電界強度の推定、およびパイロット信号の情報からの送信源である基地局を特定することが必要である。また、調査対象となるエリアは広大となるため、到来波推定システムを車載し、走行しながらリアルタイム処理により、到来波を推定することが望ましい。

電波受信状況を調査する方法のひとつとして、パラボラアンテナのような指向性の鋭いアンテナを物理的に回転させ、角度と受信レベルを測定し、伝搬路の周波数特性と到来波の方向を測定する方法がある。しかし、この方法では角度分解能を向上させるため、システム規模が大きくなってしまいう問題がある。

一方、無指向性アンテナを直線的に問う速度で移動させつつ遅延プロファイルを測定し、その結果をフーリエ変換することで、到来波のドップラースペクトルを求め、ドップラースhiftと到来方向推定の関係から到来方向を推定する方法がある。この方法では、連続的に各位置での到来方向を推定することが可能であるが、進行方向に対して対称な方向には分離できないことや、角度分解能がよくないなどの欠点がある。

基地局からの電波は、水平面内の様々な方向から到来しており、また、その到来波は角度的に近接している場合もあり、そのために電波受信システムとしてアレーアンテナを用いて、超分解能アルゴリズムと呼ばれる MUSIC(Multiple Signal Classification) 法や ESPRIT(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) 法により、推定するシステムが有効である。MUSIC 法や ESPRIT 法を適用する上で、アレーの形状が重要になってくるが、その形状による推定精度等の差については、十分に比較がなされていない。[1]-[3]

そこで、本論文ではアレー配置を線形、矩形、円形の 3 通りとし、それぞれの場合について到来方向推定のシミュレーション、実験を行い、その特性を比較する。到来方向推定アルゴリズムには MUSIC 法を用い、実験を行う場合の周波数帯は、実際にサービスが行われている 900MHz 帯とした。

次に本論文の構成について述べる。第 2 章では線形アレー、矩形アレー、円形アレーについて受信信号の定式化を行い、MUSIC 法の原理について述べる。さらに受信信号を劣化させる素子特性と素子間相互結合について述べ、その校正法について述べる。第 3 章では基礎的検討として、線形アレーアンテナ、矩形アレーアンテナ、円形アレーアンテナを用いた場合について、シミュレーションにより到来波推定を行う。第 4 章では到来波推定システムを試作し、電波暗室、屋内、屋外で実験を行い、到来波推定システムの性能を比較する。第 5 章を本論文の結論とする。

第 2 章

到来方向推定とアレー配置

本章では到来方向推定原理について述べる. まず, 線形アレーアンテナ, 矩形アレーアンテナ, 円形アレーアンテナで受信した信号の定式化を行う. 次に到来方向推定アルゴリズムとして MUSIC 法について述べる. MUSIC 法は相関行列の雑音固有ベクトルが方向ベクトルと直交する性質を利用した方法である. 本研究で MUSIC 法を使用する理由は, 角度分解能が高く, 素子間隔誤差や素子間相互結合などによる誤差が後述の方向ベクトルの実測により容易に補正できるためである.

2.1 各アレー形状での受信信号の定式化

2.1.1 線形アレーアンテナの入力ベクトル

受信アレーアンテナを図 2.1 に示す x 軸方向に d の間隔で配置された M 素子の等間隔線形アレーとする.

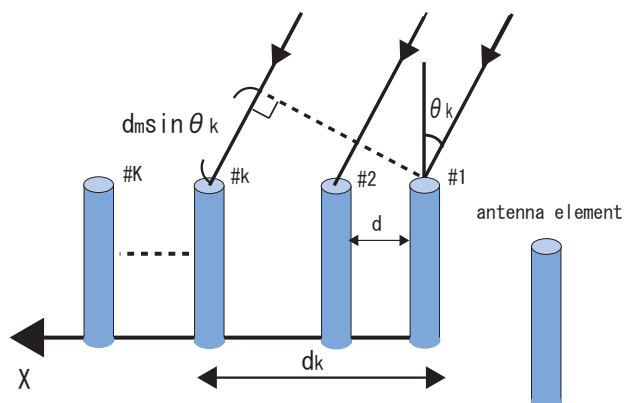


図 2.1: 線形アレー

到来波数を L とし, $\theta_\ell (\ell = 1, 2, \dots, L)$ を ℓ 番目の到来波の角度をとすると第 $k (k = 1, 2, \dots, K)$ 番目の素子は第 1 番目の素子と比べて $d_k \sin \theta$ だけ遅延した信号を受信する. これを位相差で捉えたと波長を λ として第 k 素子は第 1 素子より $2\pi d_k / \lambda \sin \theta$ だけ遅延した信号を受信することになる. ここで, $d_k = d(k-1)$ であるので, 第 k の複素受信データ $x_k^L(t)$ は以下のように表される. ただし, アンテナは無指向性であり, アンテナ間の相互結合は生じないものとする.

$$x_k^L(t) = \sum_{\ell=1}^L F_\ell(t) e^{j(\phi_k(\theta_\ell))} + n_k(t) \quad (2.1)$$

$$\phi_k(\theta_\ell) = \frac{2\pi}{\lambda} (k-1) d \sin \theta_\ell \quad (2.2)$$

ここで $F_\ell(t)$ は第 ℓ 波の第 1 素子目の複素信号, $n_k(t)$ は内部雑音である. 複素受信データ $x_k^L(t)$ をベクトルで表すと

$$X^L(t) = A^L F(t) + N(t) \quad (2.3)$$

$$X^L(t) = [x_1^L(t), x_2^L(t), \dots, x_K^L(t)]^T \quad (2.4)$$

$$A^L = [a^L(\theta_1), \dots, a^L(\theta_\ell), \dots, a^L(\theta_L)] \quad (2.5)$$

$$a^L(\theta_\ell) = [e^{j\phi_1(\theta_\ell)}, \dots, e^{j\phi_k(\theta_\ell)}, \dots, e^{j\phi_K(\theta_\ell)}] \quad (2.6)$$

$$F = [F_1(t), \dots, F_L(t)]^T \quad (2.7)$$

となる. ただし, $[\cdot]^T$ は転置を示す. $X^L(t)$ を入力ベクトル, $a^L(\theta_\ell)$ を方向ベクトルと呼ぶ.

等間隔線形アレーアンテナを用いて MUSIC 法などにより到来方向推定する場合, 式 (2.6) で表される方向ベクトルが到来方向を表す方向ベクトルと一致すると MUSIC スペクトラムのピークが生じ虚像が存在するため, 到来方向を正しく推定できない問題がある. そこで到来方向, 及びその推定値をそれぞれ θ, θ_0 とすると, 虚像が存在しないためには式 (2.2) より

$$\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_0 + 2\pi k \quad (2.8)$$

を同時に満たす $\theta_0 (\theta_0 \neq \theta)$ の存在が唯一であるように d を決定しなくてはならない.

ここで式 (2.8) より

$$\sin \theta = \sin \theta_0 + \frac{\lambda}{d} k \quad (2.9)$$

となり, また $-1 \leq \sin \theta \leq 1$ であるので θ の存在が唯一であるためには

$$\frac{\lambda}{d} \geq 2 \quad (2.10)$$

となる. これより

$$d \leq \frac{\lambda}{2} \quad (2.11)$$

となり, 虚像が存在しないためには, アレー素子間隔は半波長未満でなければならない. また, 式 (2.2) からわかるように

$$\phi_k\left(\frac{\pi}{2} + \theta\right) = \phi_k\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) \quad (2.12)$$

となることから, 到来波の角度が $\frac{(2n+1)\pi}{2}$ ($n = 1, 2, \dots$) 度を中心に対称な虚像を生じることがわかる.

2.1.2 矩形アレーアンテナの入力ベクトル

受信アレーアンテナを図 2.2 に示す x 軸方向に d_x , y 軸方向に d_y の間隔で配置された $M \times N (=K)$ 素子の等間隔矩形アレーとする. 到来波数を L とし, 図 2.3 のようにその到来方向を θ_ℓ ($\ell = 1, 2, \dots, L$) とすると, m 行 n 列目の素子は第 1 行 1 列目の素子を基準として $(2\pi d_{x,m} \cos\theta/\lambda + 2\pi d_{y,n} \sin\theta/\lambda)$ の位相差がある. ここで $d_{x,m}, d_{y,n}$ はそれぞれ第 (m,n) 素子の x 方向, y 方向への距離を示しているので $d_{x,m} = d_x(m-1)$, $d_{y,n} = d_y(n-1)$ とおけ, 第 (m,n) 素子の受信信号 $x_{(m,n)}^R(t)$ は以下のように表される. ただし, アンテナは無指向性であり, アンテナ間の相互結合はないものとする.

$$x_k^R(t) = \sum_{\ell=1}^L F_\ell(t) e^{j(\phi_{1,m}(\theta_\ell) + \phi_{2,n}(\theta_\ell))} + n_{m,n}(t) \quad (2.13)$$

$$\phi_{1,m}(\theta_\ell) = \frac{2\pi}{\lambda} (m-1) d_x \cos\theta_\ell \quad (2.14)$$

$$\phi_{2,n}(\theta_\ell) = \frac{2\pi}{\lambda} (n-1) d_y \sin\theta_\ell \quad (2.15)$$

ここで $F_\ell(t)$ は第 ℓ 波の第 1 素子目の複素信号, $n_{m,n}(t)$ は内部雑音である. 複素受信データ $x_k^R(t)$ をベクトルで表すと

$$X^R(t) = A^R F(t) + N(t) \quad (2.16)$$

$$X^R(t) = [x_{11}^R(t), \dots, x_{1N}^R(t), x_{21}^R(t), \dots, x_{2N}^R(t), \dots, x_{M1}^R(t), \dots, x_{MN}^R(t)]^T \quad (2.17)$$

$$A^R = [a^R(\theta_1), \dots, a^R(\theta_\ell), \dots, a^R(\theta_L)] \quad (2.18)$$

$$a^R(\theta_\ell) = [e^{j(\phi_{11}(\theta_\ell) + \phi_{21}(\theta_\ell))}, \dots, e^{j(\phi_{1M}(\theta_\ell) + \phi_{21}(\theta_\ell))}, \\ e^{j(\phi_{11}(\theta_\ell) + \phi_{22}(\theta_\ell))}, \dots, e^{j(\phi_{1M}(\theta_\ell) + \phi_{2N}(\theta_\ell))}] \quad (2.19)$$

$$F = [F_1(t), \dots, F_L(t)]^T \quad (2.20)$$

となる. $X^R(t)$ が矩形アレーの入力ベクトルとなり, $a^R(\theta_\ell)$ が矩形アレーの方向ベクトルとなる

虚像が存在しないような素子間隔については, 線形アレーアンテナと同様に式 (2.14), (2.15)

より

$$\frac{2\pi}{\lambda}d_x \sin\theta = \frac{2\pi}{\lambda}d_x \sin\theta_0 + 2\pi m \quad (2.21)$$

$$\frac{2\pi}{\lambda}d_y \sin\theta = \frac{2\pi}{\lambda}d_y \sin\theta_0 + 2\pi n \quad (2.22)$$

より

$$d_x, d_y \leq \frac{\lambda}{2} \quad (2.23)$$

となり, 素子間隔は半波長未満でなくてはならないことがわかる.

また, x 方向と y 方向の素子間隔が半波長の場合, 到来波が 90 度や 180 度である場合, 各アレーでの位相は式 (2.15) より

$$\begin{aligned} \phi_{1,m}\left(\frac{\pi}{2}\right) &= \frac{2\pi}{\lambda}(m-1)d_x \cos\frac{\pi}{2} = 0 \\ \phi_{2,n}\left(\frac{\pi}{2}\right) &= \frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d_y \sin\frac{\pi}{2} = \frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d_y \end{aligned}$$

となるが, 一方, 到来波が -90 度や -180 度の場合は同様に,

$$\begin{aligned} \phi_{1,m}\left(-\frac{\pi}{2}\right) &= \frac{2\pi}{\lambda}(m-1)d_x \cos\left(-\frac{\pi}{2}\right) = 0 \\ \phi_{2,n}\left(-\frac{\pi}{2}\right) &= \frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d_y \sin\left(-\frac{\pi}{2}\right) = -\frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d_y \end{aligned}$$

となる. すなわち, 90 度の到来波から得られるアレーの入力ベクトルと -90 度の到来波から得られるアレーの入力ベクトルとは関数の直交性という観点で見ると全く同じになってしまい, グレーティングが生じてしまう.

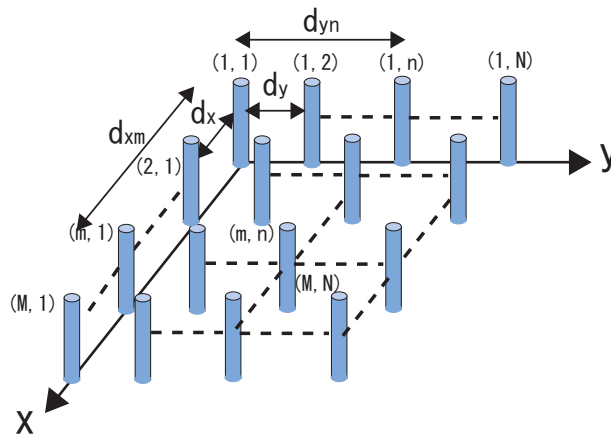


図 2.2: 矩形アレー

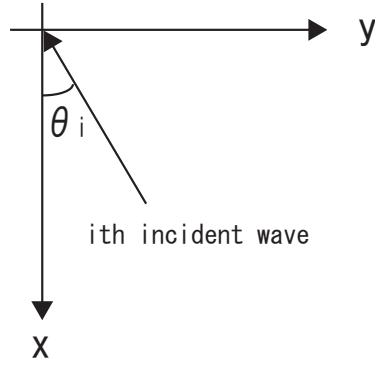


図 2.3: 到来角と到来方向

2.1.3 円形アレーの入力ベクトル

受信アレーアンテナを図2.4に示すような半径 r の円周上に等間隔で配置された K 素子の等間隔円形アレーとする. 到来波数を L とし, 図2.3のようにその到来方向を $\theta_\ell (\ell = 1, 2, \dots, L)$ とすると, k 番目の素子の受信信号は円の中心を基準として $2\pi r \cos(\theta - \Theta_k) / \lambda$ の位相差がある. ここで $\Theta_k = 2\pi(k-1)/K$ であるので第 k 番目の素子における受信信号は以下の様に表される. ただし, アンテナは無指向性であり, 素子間の相互結合はないものとする

$$x_k^C(t) = \sum_{\ell=1}^L F_\ell(t) e^{j\phi_k(\theta_\ell)} + n_k(t) \quad (2.24)$$

$$\phi_k(\theta_\ell) = \frac{2\pi}{\lambda} r \cos(\theta_\ell - \frac{2\pi}{K}(k-1)) \quad (2.25)$$

$$(2.26)$$

ここで $F_\ell(t)$ は第 ℓ 波の円の中心におけるの複素信号, $n_k(t)$ は内部雑音である. 複素受信データ $x_k^C(t)$ をベクトルで表すと

$$X^C(t) = A^C F(t) + N(t) \quad (2.27)$$

$$X^C(t) = [x_1^C(t), \dots, x_K^C(t)]^T \quad (2.28)$$

$$A^C = [a^C(\theta_1), \dots, a^C(\theta_L)] \quad (2.29)$$

$$a^C(\theta_\ell) = [e^{j\phi_1(\theta_\ell)}, \dots, e^{j\phi_K(\theta_\ell)}] \quad (2.30)$$

$$F = [F_1(t), \dots, F_L(t)]^T \quad (2.31)$$

となる. $X^C(t)$ が円形アレーの入力ベクトルとなり, $a^C(\theta_\ell)$ が円形アレーの方向ベクトルとなる.

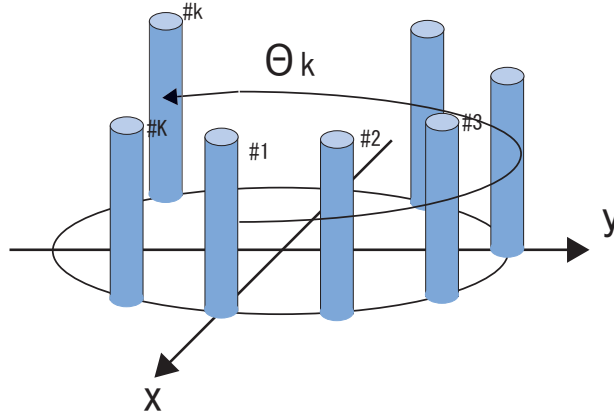


図 2.4: 円形アレー

虚像が存在しない素子間隔については式 (2.25) から

$$\frac{2\pi}{\lambda} r \cos(\theta - \frac{2\pi}{K}) = \frac{2\pi}{\lambda} r \cos(\theta_0 - \frac{2\pi}{K}) + 2\pi k \quad (2.32)$$

$$(2.33)$$

を満たす $\theta_0 (\theta_0 \neq \theta)$ が唯一である必要がある. これを式変形すると次式をえる.

$$\cos \frac{2\pi}{K} (\cos \theta - \cos \theta_0) + \sin \frac{2\pi}{K} (\sin \theta - \sin \theta_0) = \frac{\lambda}{r} k \quad (2.34)$$

ここから虚像が存在しない素子間隔については上式の右辺が左辺の最大値より大きくなればよい. ここから, 円形アレーの場合は虚像ができないための素子間隔の条件としては素子数 K に依存することがわかる. K が大きい値となれば, $\cos \frac{2\pi}{K} \approx 1, \sin \frac{2\pi}{K} \approx 0$ となるので線形アレーや矩形アレーと同じく半波長未満ということができが, そうでない場合, この式の左辺は 2 よりも小さい値をとるので, 素子間隔が半波長よりも長くても虚像が生じないことがわかる.

2.2 MUSIC 法による到来方向推定

2.2.1 MUSIC 法の原理

本節では, MUSIC 法の原理について述べる. 入力ベクトルを $X(t)$, 方向ベクトルを $a(\theta_\ell)$, 第 ℓ 波の受信信号に対する基準素子から k 素子目の位相差を ϕ_k とすると, 線形アレーは

$$X(t) = X^L(t) \quad (2.35)$$

$$a(\theta_\ell) = a^L(\theta_\ell) \quad (2.36)$$

$$\phi_k(\theta_\ell) = \phi_k(\theta_\ell) \quad (2.37)$$

$$(2.38)$$

となる. また, 矩形アレーの場合は

$$X(t) = X^R(t) \quad (2.39)$$

$$a(\theta_\ell) = a^R(\theta_\ell) \quad (2.40)$$

$$\phi_k(\theta_\ell) = \phi_{1,m}(\theta_\ell) + \phi_{2,n}(\theta_\ell) \quad (2.41)$$

$$(2.42)$$

となる. ただし, $k = M \times (m - 1) + n$ であり, k 番目の素子は (1,1) 素子を基準として (m,n) 番目の素子となる. 円形アレーの場合は

$$X(t) = X^C(t) \quad (2.43)$$

$$a(\theta_\ell) = a^C(\theta_\ell) \quad (2.44)$$

$$\phi_k(\theta_\ell) = \phi_k(\theta_\ell) \quad (2.45)$$

$$(2.46)$$

となる.

入力ベクトルを用いると, 相関行列 R_{xx} は次式で与えられる.

$$R_{xx} = E[X(t)X^H(t)] \quad (2.47)$$

$$= ASA^H + \sigma^2 I \quad (2.48)$$

ここで $E[\cdot]$ はアンサンブル平均を, H は複素共役転置を表す. また, S は信号相関行列であり,

$$S = E[F(T)F^H(T)] \quad (2.49)$$

$$= \begin{bmatrix} E[|F_1(t)|^2] & E[|F_1(t)F_2^*(t)|] & \cdots & E[|F_1(t)F_L^*(t)|] \\ E[|F_2(t)F_1^*(t)|] & E[|F_2(t)|^2] & \cdots & E[|F_2(t)F_L^*(t)|] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E[|F_L(t)F_1^*(t)|] & E[|F_L(t)F_2^*(t)|] & \cdots & E[|F_L(t)|^2] \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

と成分表示される. 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 (列正則であるともいう). 従って, この場合の入力相関行列 $R_{xx} = ASA^H$ はランク L の非不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

$$ASA^H e_i = \mu_i e_i \quad (i = 1, 2, \dots, K) \quad (2.51)$$

と表され, その固有値は実数で

$$\mu_1 \geq \mu_2 \geq \cdots \mu_L \geq \mu_{(L+1)} = \cdots = \mu_K = 0 \quad (2.52)$$

という関係をもつ。また、対応する固有ベクトルは

$$e_i^H e_k = \delta_{ik} \quad (i = 1, 2, \dots, K) \quad (2.53)$$

である（エルミート行列の固有値は実数であり、エルミート行列の異なる固有値に対応する固有ベクトルは互いに直交であることがわかっている）。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、

$$R_{xx} e_i = (ASA^H + \sigma^2 I) e_i \quad (2.54)$$

$$= ASA^H e_i + \sigma^2 e_i \quad (2.55)$$

$$= \mu_i e_i + \sigma^2 e_i \quad (2.56)$$

$$= (\mu_i + \sigma^2) e_i \quad (i = 1, 2, \dots, K) \quad (2.57)$$

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、

$$\lambda_i \triangleq \mu_i + \sigma^2 \quad (i = 1, 2, \dots, K) \quad (2.58)$$

とにおいて相関行列 R_{xx} の固有値を表すと

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L \geq \lambda_{L+1} = \dots = \sigma^2 \quad (2.59)$$

という関係式を得る。従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値から到来波数 L を推定することができる。到来波数推定の手法としては最尤法に基づく AIC(Akaike Information Criteria) や MDL(Minimum Description Length) などがあるが、ここでは簡単のため、到来波数は正確に推定できたものとして以後の説明を行う。

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してみる。

$$R_{xx} e_i = (ASA^H + \sigma^2 I) e_i = \lambda_i e_i = \sigma^2 e_i \quad (i = L + 1, \dots, K) \quad (2.60)$$

と表されるので

$$ASA^H e_i = 0 \quad (i = L + 1, \dots, K) \quad (2.61)$$

が導かれる。更に行列 A と S がフルランクであることから

$$A^H e_i = 0 \quad (i = L + 1, \dots, K) \quad (2.62)$$

すなわち

$$a^H(\theta_\ell)e_i = 0 \quad (\ell = 1, 2, \dots, L \quad i = L+1, \dots, K) \quad (2.63)$$

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すべて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 はアレーアンテナのウェイトベクトルとして考えた場合, 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. 最小ノルム法の原理を思い出してみると, (K-L) 個の固有ベクトルは最小ノルム法の重み付けと見ることができる. 従ってアレーアンテナのウェイトとして用いたとき, 電力最小化の観点からすべての到来方向に指向性のヌルをつくることは容易に納得できる.

ここで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と, 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行基底ベクトルとして扱われる. この K 次元空間は性質上

$$S = \text{span}[e_1, e_2, \dots, e_L] \quad (2.64)$$

$$N = \text{span}[e_{L+1}, e_{L+2}, \dots, e_K] \quad (2.65)$$

の二つの部分空間に分けることができ, S と N は互いに直交補空間の関係にある. 一方, 式 (2.63) より

$$S' = \text{span}[a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_L)] \quad (2.66)$$

も部分空間 N と直交する L 次元空間を張る. よって部分空間 S と S' はともに L 次元で N と直交する補空間を形成するので

$$S = S' \quad (2.67)$$

であるといえる.

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 $[a(\theta_1), \dots, a(\theta_L)]$ 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することができる. なお, S と 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.

上述のように (K-L) 個の固有ベクトルは各々が最小ノルム法のウェイトベクトルである. そのため

$$P_{MN_1}(\theta) = \frac{1}{|e_{L+1}^H a(\theta)|^2} \quad (2.68)$$

$$P_{MN_2}(\theta) = \frac{1}{|e_{L+2}^H a(\theta)|^2} \quad (2.69)$$

⋮

$$P_{MN_{K-L}}(\theta) = \frac{1}{|e_K^H a(\theta)|^2} \quad (2.70)$$

というように (K-L) 個の最小ノルム法による角度スペクトラムを構成できる. MUSIC 法ではそれぞれの角度スペクトラムの偽像 (スプリアス) をできるだけ排除し, 共通の真の到来方向を指し示すスペクトラムのみを取り出すために, これらをそのまま平均化するのではなく

$$\frac{1}{\frac{1}{P_{MN_1}} + \frac{1}{P_{MN_2}} + \cdots + \frac{1}{P_{MN_{K-L}}}} \quad (2.71)$$

とし, あたかも抵抗素子の並列接続のように合成する. 抵抗の並列接続と考えれば, ある一つの抵抗 (最小ノルムスペクトラム関数の一つ) が偶然大きくなっても全体の合成抵抗はあまり影響を受けず, すべての抵抗が同時に大きくなったときに合成抵抗が大きくなるので, 上式のねらいが理解できる.

式 (2.71) を整理し, $a^H(\theta)a(\theta)$ をかけて正規化すると

$$P_{MU}(\theta) \triangleq \frac{1}{\sum_{i=L+1}^K |e_i^H a(\theta)|^2} \times a^H(\theta)a(\theta) \quad (2.72)$$

$$= \frac{a^H(\theta)a(\theta)}{a^H(\theta)E_N E_N^H a(\theta)} \quad (2.73)$$

$$E_N \triangleq [e_{L+1}, \cdots, e_K] \quad (2.74)$$

と表される. 分母が方向ベクトルと雑音固有ベクトルの内積となっているので, 式 (2.63) を満たす θ で $P_{MU}(\theta)$ は無限大となる. この θ を変化させて $P_{MU}(\theta)$ をプロットしたものを MUSIC スペクトラムと呼び, 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 $\{\theta_1, \cdots, \theta_L\}$ を求める. こうして到来方向が決まれば, 逆行列計算 (一般逆行列演算) により

$$S = (A^H A)^{-1} A^H (R_{xx} - \sigma^2 I) A (A^H A)^{-1} \quad (2.75)$$

を計算し, この行列 S の第 i 行対角成分から第 i 到来波の受信電力 (強度) が得られる.

以上の MUSIC 法の原理より, 推定には次のような条件がつく. まず各到来波の相関が低く各信号が雑音と無相関である必要がある. 次に, 式 (2.59) からわかるように, 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. すなわち, 到来波数 L はアレー素子数 K より少ない必要がある. また, 方向ベクトル $a(\theta)$ と到来波数 L とが正確にわかっていない場合は正確に推定をすることができない.

また, MUSIC 法による方向推定の後, 方向行列 (モード行列) により到来波の再生 (signal copy または signal reconstruction) すなわち分離受信を最尤法に基づいて次式のように行うことができる.

$$\hat{F}(t) = (A^H A)^{-1} A^H X(t) \quad (2.76)$$

ここに $\hat{F}(t)$ は信号 $F(t)$ の推定値である. これは

$$W^H = (A^H A)^{-1} A^H \equiv [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_L]^H \quad (2.77)$$

とおけば, W の第 ℓ 列ベクトル ω_ℓ が第 ℓ 到来波を選択受信するためのアレーの最適ウェイトということになる.

2.2.2 F/B 空間平均法

各到来波が無相関であると, 式 (2.50) の信号相関行列は

$$\begin{aligned} S &= E[F(t)F^H(t)] \\ &= \begin{bmatrix} P_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & P_L \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.78)$$

となり, ランクがフルランク (L) となるが, 到来波の相関の高い場合は

$$S = P_1 \alpha \alpha^H \quad (2.79)$$

となってランクが 1 となり, 信号部分空間の次元が 1 に縮退してしまうため, 到来方向を正確に推定できなくなってしまふ. このため信号相関行列 S のランクをフルランクに回復する必要がある. この方法として有効なのが Forward-Backward 空間移動平均法 (SSP: Spatial Smoothing Preprocessing) である.

空間平均法の基本原理は, 相関のある波の位相関係は受信位置によって異なるので, 受信点を適当に移動させて相関行列を求めれば, その平均効果により相互相関値が低下するというものである. 通常はアレーを動かさず全体のアレーから同じ配列を持つ部分アレー (サブアレー) を複数取り出し, それらからの相関行列を平均する方法をとる.

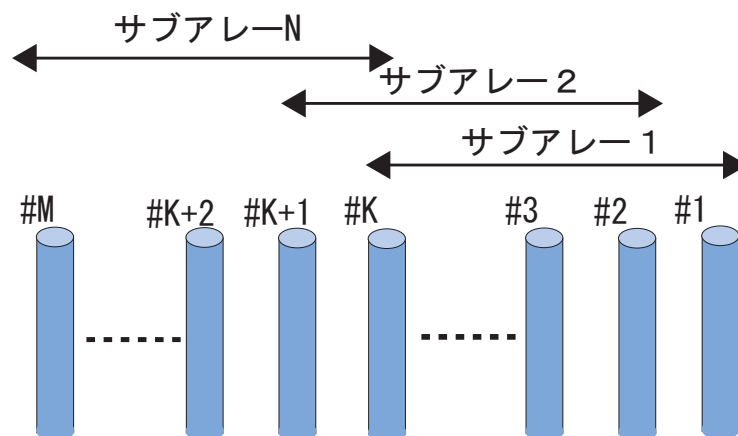


図 2.5: M 素子リニアアレーと K 素子サブアレー

図(2.5)はK素子のサブアレーからなるM素子の等間隔リニアアレーである.M素子リニアアレーからk素子のサブアレーを1個ずつ素子をずらしながら $N = (M - K + 1)$ 個取り出す.そして各サブアレーの相関行列(部分相関行列)を適当に重み付けして足し合わせ,到来波間の相互相関を抑圧する.サブアレーに対応する部分相関行列を図(2.6)に示す.この相関行列の対角線上に沿ったN個の部分相関行列を抽出する.

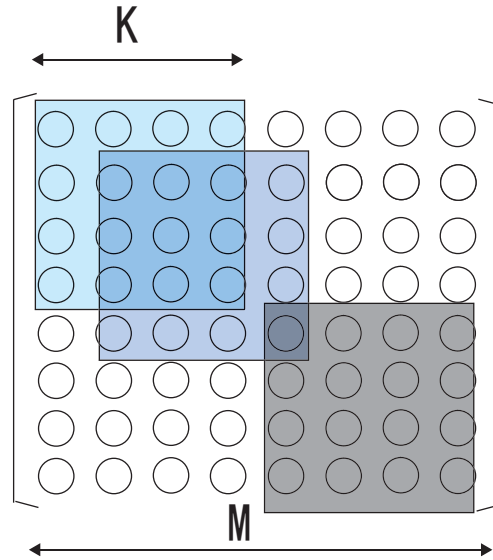


図 2.6: 部分相関行列

全アレー素子の入力ベクトルは

$$X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T \quad (2.80)$$

で表され, 第nサブアレー (K素子) の入力ベクトル $X_n(t)$ は

$$X_n(t) = [x_n(t), x_{n+1}(t), \dots, x_{n+k-1}(t)]^T \quad (n = 1, 2, \dots, N) \quad (2.81)$$

で表される. 従って第nサブアレーの相関行列は次式で表される.

$$R_{xx}^n = E[X_n(t)X_n^H(t)] \quad (n = 1, 2, \dots, N) \quad (2.82)$$

各部分相関行列に対する重み付けを z_n ($n = 1, 2, \dots, N$) とすると, 空間平均によって次式の相関行列が得られる.

$$\bar{R}_{xx} = \sum_{n=1}^N z_n R_{xx}^n \quad (2.83)$$

ただし, 平均の際の電力保存, R_{xx} が正定値エルミート行列であることから, 通常, z_n は実数で次式を満たす値となる.

$$\sum_{n=1}^N z_n = 1 \quad (2.84)$$

一般的に MUSIC 法で適用する空間平均は信号相関行列のランクの回復であるので部分相関行列の重み付け z_n を

$$z_n = \frac{1}{N} \quad (n = 1, 2, \dots, N) \quad (2.85)$$

とシンプルな一様空間平均を用いることが多い。

空間平均による正確な推定を行うための必要条件すなわちランク回復条件は

$$N = M - K + 1 \geq L \quad (2.86)$$

であり, MUSIC の適用条件として

$$K \geq L + 1 \quad (2.87)$$

であるため, 2つの不等式から

$$M = N + L - 1 \geq L + K - 1 \geq 2L \quad (2.88)$$

となり, 予想される到来波数の2倍の数の素子が必要ということになる。また, 円形アレーに対しては同じ配列のサブアレーは存在しないため, 物理的な素子の移動が必要となる。

2.3 素子間相互結合とその校正

2.3.1 素子間相互結合の定式化

各アレー形状における受信信号は式 (2.3), 式 (2.16), 式 (2.27) であるが, ここでは次式のように一括して表す。

$$X(t) = AF(t) + N(t) \quad (2.89)$$

MUSIC 法の原理については前節で述べたが, 実際にアレーを用いて到来方向推定を行うにはスナップショットの有効性や雑音 (SNR) に関する精度劣化に加え, 受信機のアンプや素子の変化による利得誤差や位相誤差や, アンテナをアレー状に配置することにより生じる素子間相互結合の誤差という問題が生じる。前者は周囲温度差などに大きく依存するため, 変動が激しいが, 後者の素子間相互結合は素子の位置関係に依存するためこれが変化しなければ値も変動しない。これらの誤差要因が存在する状況で MUSIC 法を用いると推定性能は著しく劣化する。従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ってくる。

K 素子からなるアレーアンテナを用いた場合を考えた場合, 各素子の特性のばらつきは

1 素子目の特性を基準とすると, 第 k 素子の振幅誤差 α_k , 位相誤差を ϕ_k と表すと素子の特性は次式のように定式化される.

$$\Gamma = \text{diag}[\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_K] \quad (2.90)$$

$$\gamma_k = \alpha_k e^{j\phi_k} \quad (2.91)$$

ここで $\text{diag}[\cdot]$ は各要素を対角成分とする対角行列を表す. また, γ_1 は基準の値であるので 1 とする. 更に, 素子間相互結合 C は次のように定式化される.

$$C = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \cdots & c_{1K} \\ c_{21} & c_{22} & \cdots & c_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{K1} & c_{K2} & \cdots & c_{KK} \end{bmatrix} \quad (2.92)$$

C の i 行 j 列の要素は i 番目の素子の j 番目の素子に対する結合を意味する. 式 (2.89) の $X(t)$ は上述の C と Γ により

$$X'(t) = C\Gamma AF(t) + N(t) \quad (2.93)$$

のように劣化する. 以下ではこれらの誤差要因が測定の最中で変化しないものとして話を進める.

2.3.2 素子特性の校正法

素子間隔が十分大きい場合や, 比較的素子間相互結合が小さいアンテナ素子を用いてアレーを構成する場合, 素子間相互結合がないとみなすことができる. そのとき式 (2.93) は次式のようになる.

$$X'(t) = \Gamma AF(t) + N(t) \quad (2.94)$$

ここで Γ を推定できれば, 式 (2.94) の両辺の左側から推定した Γ の逆行列をかけてやれば

$$\Gamma^{-1}X'(t) = \Gamma^{-1}\Gamma AF(t) + \Gamma^{-1}N(t) \quad (2.95)$$

$$= AF(t) + \Gamma^{-1}N(t) \quad (2.96)$$

となる. ここで, $N(t)$ は熱雑音であるので $\Gamma^{-1}N(t)$ となっても受信信号には影響がないため, 素子の特性による受信信号の劣化を校正することができる.

線形にアレーを配置したときの方向ベクトルは,

$$a^L(\theta_\ell) = [e^{j\phi_1(\theta_\ell)}, \dots, e^{j\phi_k(\theta_\ell)}, \dots, e^{j\phi_K(\theta_\ell)}] \quad (2.97)$$

$$\phi_k(\theta_\ell) = \frac{2\pi}{\lambda}(k-1)d\sin\theta_\ell \quad (2.98)$$

である. ここで 0 度方向からの入力波 1 波のみが存在している場合を考えると

$$a^L(0) = [1, 1, \dots, 1]$$

となる. すなわち式 (2.89) は

$$X(t) = F(t) \times [1, 1, \dots, 1] + N(t) \quad (2.99)$$

となり, 素子特性を含んだ受信信号は

$$X(t) = [\gamma_1 F(t), \gamma_2 F(t), \dots, \gamma_K F(t)] + N(t) \quad (2.100)$$

$$= [\gamma_1 F(t) + N_1(t), \gamma_2 F(t) + N_2(t), \dots, \gamma_K F(t) + N_K(t)] \quad (2.101)$$

となる. この 1 列目の値で全体を割ると 1 素子目を基準とした各素子の位相, 振幅が得られる. ここで γ_1 は 1 であり, 熱雑音 $N(t)$ は信号 $F(t)$ に比べて小さいことを考えれば

$$\frac{X(t)}{\gamma_1 F(t) + N_1(t)} = \left[1, \frac{\gamma_2 F(t) + N_2(t)}{\gamma_1 F(t) + N_1(t)}, \dots, \frac{\gamma_K F(t) + N_K(t)}{\gamma_1 F(t) + N_1(t)} \right] \quad (2.102)$$

$$\approx [1, \gamma_2, \dots, \gamma_K] \quad (2.103)$$

として Γ を求めることが可能である

矩形アレーや円形アレーについても同様に, 基準となる素子で規格化をしてやれば素子特性のばらつきを校正することができる.

2.3.3 素子間相互結合の校正法

前節で素子特性の校正について述べたが, 実際は素子間相互結合を無視できないことが多い. そこで本節では素子間相互結合を含めた校正の方法を示す. 素子特性の校正と同様に, $C \times \Gamma$ の値を推定することができれば, 式 (2.93) の両辺の左側から推定した $C\Gamma$ の逆行列をかけてやると

$$(C\Gamma)^{-1} X'(t) = (C\Gamma)^{-1} (C\Gamma) A F(t) + (C\Gamma)^{-1} N(t) \quad (2.104)$$

$$= A F(t) + (C\Gamma)^{-1} N(t) \quad (2.105)$$

となる. ここで $N(t)$ は熱雑音であり, $(C\Gamma)^{-1}$ という行列がかけられていても受信信号には影響がないため, 素子のばらつきや素子間相互結合などによる受信信号の劣化を校正することができる.

素子数が K のアレーアンテナを考えると, C は未知数が $(K \times K)$ 個の行列であり, Γ は未知数が $(K-1)$ 個の行列であるので, 総じて $(K^2 + K - 1)$ 個の未知数がある. そして, これらの未知数を決定するだけの測定データが揃えば記述された誤差モデルを決定できる.

校正用データとして到来方向が既知である 1 波の入射データ (到来方向 θ_i) が得られているものとする.

$$x_i = C\Gamma a(\theta_i)F_1 + N_1 \quad (2.106)$$

式 (2.106) の相関行列の固有値解析により次の関係式が得られる.

$$R_i = E[r_i r_i^H] = \sum_{j=1}^N \lambda_j^{(i)} e_j^{(i)} e_j^{(i)H} \quad (2.107)$$

λ は固有値であり, e_j は j 番目の固有値に対応する固有ベクトルである.

式 (2.106) の相関行列の固有値, 固有ベクトルにより雑音電力, 及び相関行列中の信号成分は次のように推定される.

$$\sigma_N^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{j=2}^N \lambda_j^{(i)} \quad (2.108)$$

$$R_i - \sigma_N^2 I = (\lambda_1^{(i)} - \sigma_N^2) e_1^{(i)} e_1^{(i)H} \quad (2.109)$$

上式及び式 (2.106) から次式が成立する.

$$|f_i|^2 C\Gamma a(\theta_i) a^H(\theta_i) \Gamma^H C^H = (\lambda_1^{(i)} - \sigma_N^2) e_1^{(i)} e_1^{(i)H}$$

すなわち

$$k_i C\Gamma a(\theta_i) = e_1^{(i)} \quad (2.110)$$

ここで k_i は未知の複素定数である. 一方で雑音部分空間に着目すると

$$[C\Gamma a(\theta_i)] \perp [e_2^{(i)}, \dots, e_N^{(i)}] \quad (2.111)$$

つまり

$$e_j^{(i)H} (C\Gamma a(\theta_i)) = 0 \quad (j = 2, \dots, N) \quad (2.112)$$

が得られる. 式 2.110 における複素係数 k_i は一般には未知であり, 一般に異なる入射波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わかるため, 未知パラメータの増加をもたらすことになる. 以下に 4 素子のアレーについて C , 及び Γ の推定法を示す. 素子数が 4 であると, C, Γ は次式で与えられる.

$$C = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & c_{14} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} & c_{24} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} & c_{34} \\ c_{41} & c_{42} & c_{43} & c_{44} \end{bmatrix} \quad (2.113)$$

$$\Gamma = \text{diag}[\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4] \quad (2.114)$$

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 $e_j^{(i)}$ ($j = 2, 3, 4$) とする. 式 (2.112) の関係式より $e_j^{(i)H} a(\theta_i)$ に関して

$$e_j^{(i)H} C \Gamma a(\theta_i) = [e_{j,1}^{(i)*}, e_{j,2}^{(i)*}, e_{j,3}^{(i)*}, e_{j,4}^{(i)*}] \times \begin{bmatrix} c_{11}\gamma_1 a_{i,1} + c_{12}\gamma_2 a_{i,2} + c_{13}\gamma_3 a_{i,3} + c_{14}\gamma_4 a_{i,4} \\ c_{21}\gamma_1 a_{i,1} + c_{22}\gamma_2 a_{i,2} + c_{23}\gamma_3 a_{i,3} + c_{24}\gamma_4 a_{i,4} \\ c_{31}\gamma_1 a_{i,1} + c_{32}\gamma_2 a_{i,2} + c_{33}\gamma_3 a_{i,3} + c_{34}\gamma_4 a_{i,4} \\ c_{41}\gamma_1 a_{i,1} + c_{42}\gamma_2 a_{i,2} + c_{43}\gamma_3 a_{i,3} + c_{44}\gamma_4 a_{i,4} \end{bmatrix} = 0 \quad (2.115)$$

が得られる. ここで * は複素共役で $e_j^{(i)}$ は e_j の i 番目の要素, $a_{(i,j)}$ は $a(\theta_i)$ の j 番目の要素である. ここで未知パラメータは $[c_{11}, c_{12}, \dots, c_{44}, \gamma_1, \dots, \gamma_4]$ の合計 20 個であるが, この式では $C \times \Gamma$ の積の形で表されているため, 直接の導出は困難である. そこで $C \times \Gamma$ の各要素を新たな未知パラメータとして推定することを考えると, 未知パラメータは

$$\begin{bmatrix} c_{11}\gamma_1 & c_{12}\gamma_2 & c_{13}\gamma_3 & c_{14}\gamma_4 \\ c_{21}\gamma_1 & c_{22}\gamma_2 & c_{23}\gamma_3 & c_{24}\gamma_4 \\ c_{31}\gamma_1 & c_{32}\gamma_2 & c_{33}\gamma_3 & c_{34}\gamma_4 \\ c_{41}\gamma_1 & c_{42}\gamma_2 & c_{43}\gamma_3 & c_{44}\gamma_4 \end{bmatrix}$$

の 16 個で与えられる. これらのパラメータをまとめると 4 素子のアンテナアレーにおいては参照信号を 1 波入力とする場合, 式 (2.112) より 3 本の方程式が得られる. 16 個全ての未知パラメータを決定するには M 波入力として $3M \geq 16$ を満たす, すなわち 6 波以上の参照データで推定可能となる. この条件が満たされた場合, 次式が成立する.

$$Bx = 0 \quad (2.116)$$

$$B = \begin{bmatrix} f_2^{(1)} \tilde{A}(\theta_1) \\ f_3^{(1)} \tilde{A}(\theta_1) \\ \frac{f_4^{(1)} \tilde{A}(\theta_1)}{f_2^{(2)} \tilde{A}(\theta_2)} \\ f_3^{(2)} \tilde{A}(\theta_2) \\ \frac{f_4^{(2)} \tilde{A}(\theta_2)}{\vdots} \\ \vdots \\ f_4^{(M)} \tilde{A}(\theta_M) \end{bmatrix} \quad (2.117)$$

ただし,

$$f_j^{(i)} = [e_{j,1}^{(i)*}, e_{j,2}^{(i)*}, e_{j,3}^{(i)*}, e_{j,4}^{(i)*}] \quad (2.118)$$

$$\tilde{A}(\theta_i) = \text{diag}[a(\theta_i)] \quad (2.119)$$

$$x = [c_{11}\gamma_1, \dots, c_{14}\gamma_4, c_{21}\gamma_1, \dots, c_{24}\gamma_4, c_{31}\gamma_1, \dots, c_{44}\gamma_4]^T \quad (2.120)$$

である. γ の第 1 要素は 1 であるので, x の第 1 要素も 1 となる. 残りのベクトルを x' とする. また, B の第 1 列を b , その他の部分を B' とすると

$$Bx = [b|B'] \begin{bmatrix} 1 \\ x' \end{bmatrix} = b + B'x' = 0 \quad (2.121)$$

より

$$x' = -(B'^H B')^{-1} B'^H b \quad (2.122)$$

として未知パラメータ x' が推定されることがわかる. 各構成パラメータは得られた x' と式 (2.120) の関係から容易に推定できる.

実際には, キャリブレーションに用いる波源の到来方向が重要となってくる. 実際のデータではキャリブレーションに選ぶ波の到来方向が近接している場合, スナップショットの有限性や雑音の影響により式 (2.122) が不安定になることがあり, 参照波の到来方向は分散しているほうが好ましい.[4]

第 3 章

シミュレーションによる到来波推定システムの評価

本章では線形, 矩形, 円形の各アレー形状について MUSIC 法による到来方向推定のシミュレーションにより比較を行う. まず, 到来波が 1 波のときに素子間相互結合や素子特性などによる信号の劣化が校正されていることを確認する. 次に, 到来波を 2 波とし, 分解能について比較する. また, 到来波が相関波である場合について, 到来波を 3 波とし, 相関波と無相関波が存在する場合についてシミュレーションを行う.

3.1 素子間相互結合の校正

到来波数を 1 波として素子特性や素子間相互結合による信号の劣化の校正ができていることを確認する. 以下に実験の諸元を示す.

表 3.1: シミュレーション諸元

スナップショット数	2000
SNR	20[dB]
到来波数	1
信号	無変調正弦波
素子特性	ランダム変数
素子間相互結合	ランダム変数

線形アレーアンテナを用いた 0 度方向からの到来波の到来方向推定結果を図 (3.1) に示す.

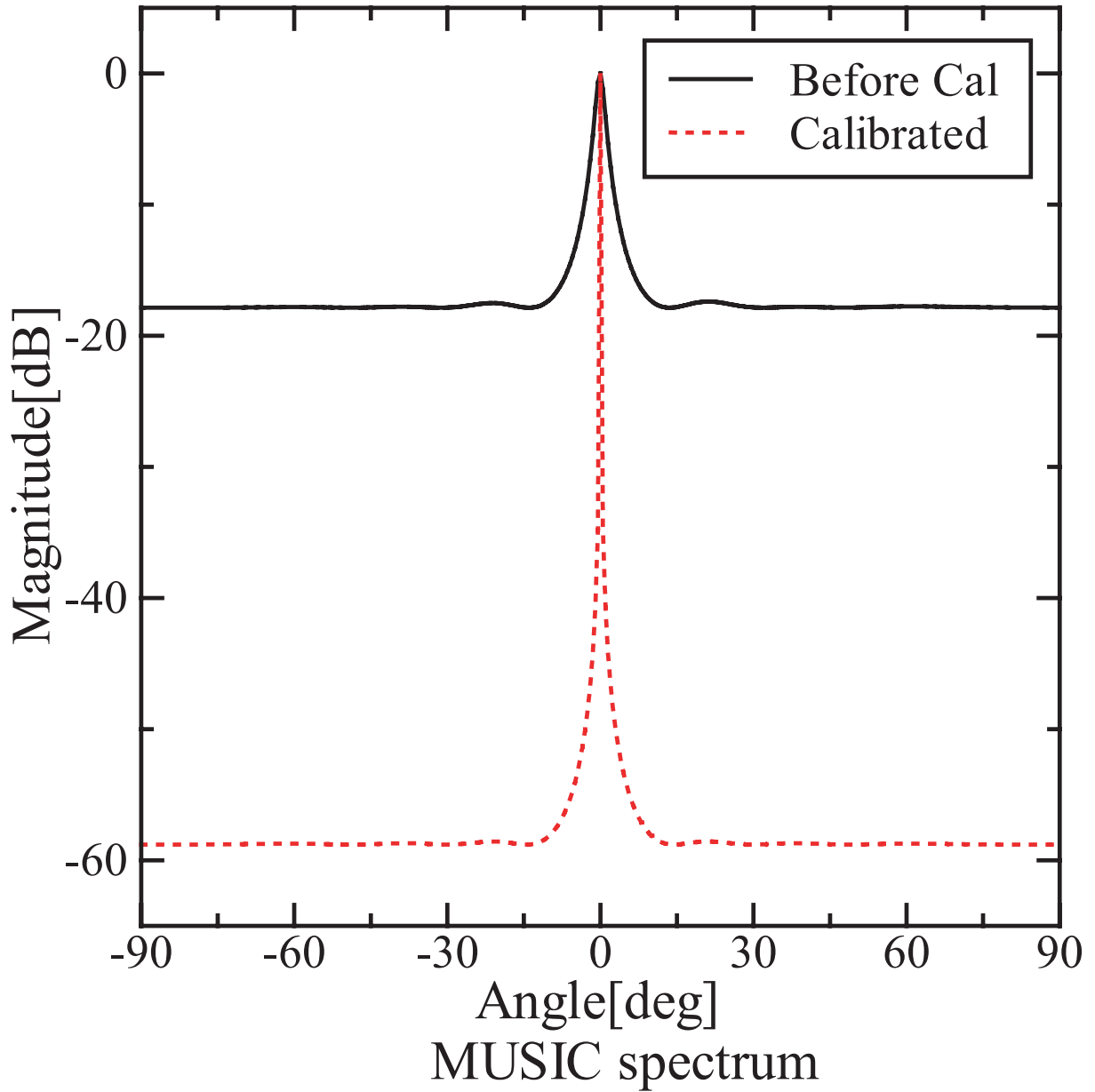


図 3.1: 線形アレーの校正結果

図の x 軸が -90 度 ~ 90 度となっているのは, 線形アレーアンテナの方向ベクトルから, 一意に推定できる角度が -90 度 ~ 90 度に限定されるからである. 劣化された信号が校正されていることがわかる.

次に, 矩形アレーアンテナを用いた 0 度方向からの到来波の到来方向推定結果を図 (3.2) に示す.

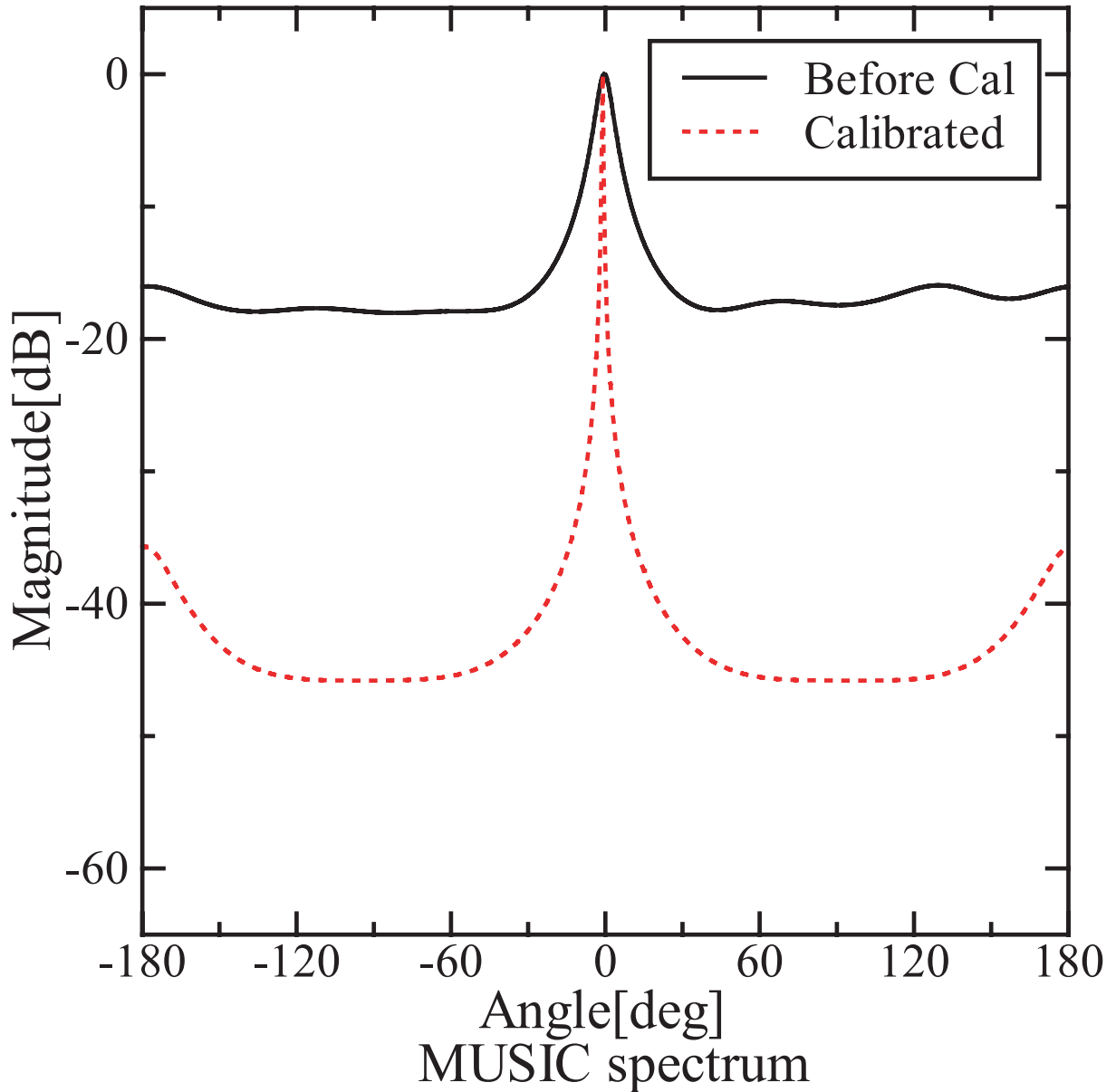


図 3.2: 矩形アレーの校正結果

180 度方向で若干値が大きくなっているのは、矩形アレーアンテナの方向ベクトルから、0 度の方向ベクトルと 180 度の方向ベクトルが、近い値をとるために、信号固有ベクトルと、雑音固有ベクトルとの積が小さくなってしまったためである。

続いて、円形アレーアンテナを用いて、0 度方向からの到来波の到来方向推定結果を図 (3.3) に示す。

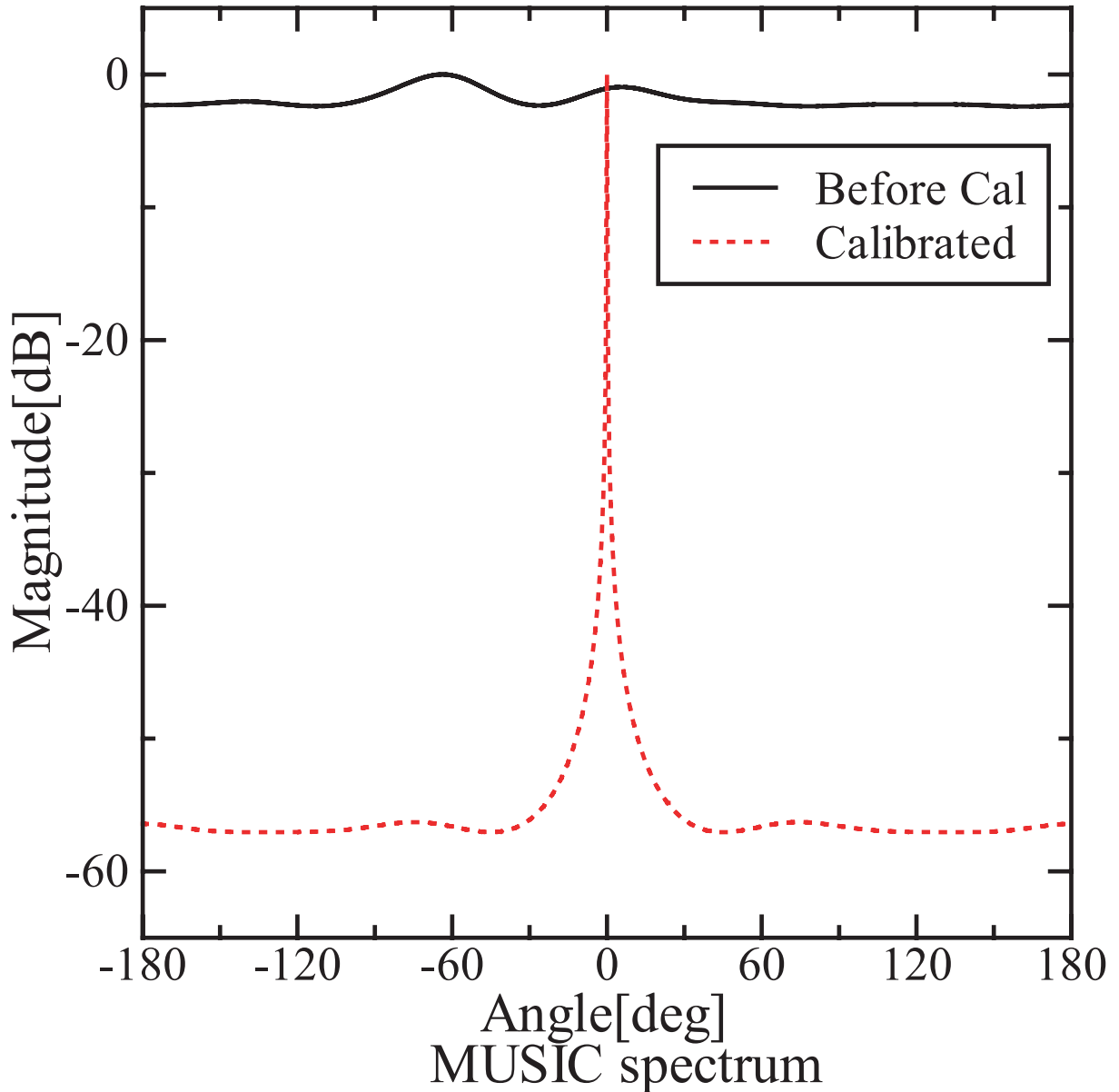


図 3.3: 円形アレーの校正結果

いずれのアレー形状を用いた場合でも,劣化された受信信号が校正されていることがわかる.

3.2 分解能特性

到来波数を2波としたときの分解能についてシミュレーション結果を以下に示す.それぞれの結果は,到来する2波のうち1波(0度方向)を固定し,もう1波をマイナス方向から近づけたときに,2波を分解できる限界の角度を示している.シミュレーション諸元を以下に示す.線形アレーアンテナの2波のシミュレーション結果を図(3.4)に示す.

表 3.2: シミュレーション諸元

スナップショット数	2000
SNR	20[dB]
到来波数	2
信号	無変調正弦波
相関性	無相関
素子特性	ランダム変数
素子間相互結合	ランダム変数

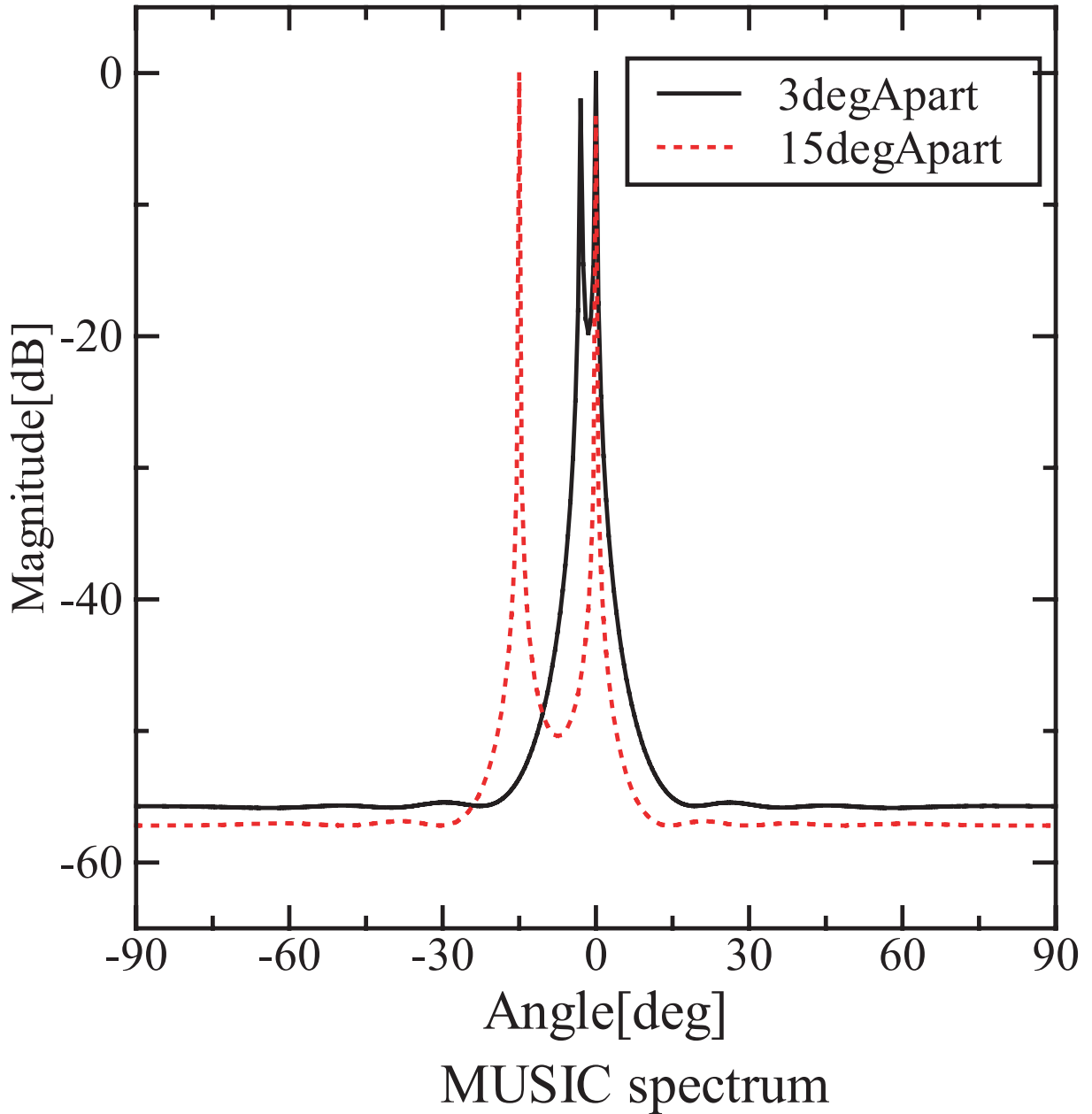


図 3.4: 線形アレーの分解能

図は到来する2波の間隔が3度, 及び15度としたものである. 線形アレーアンテナの場合, 到来する2波の間隔が3度までは分解できていることがわかる.

次に, 矩形アレーのシミュレーション結果を図(3.5)に示す.

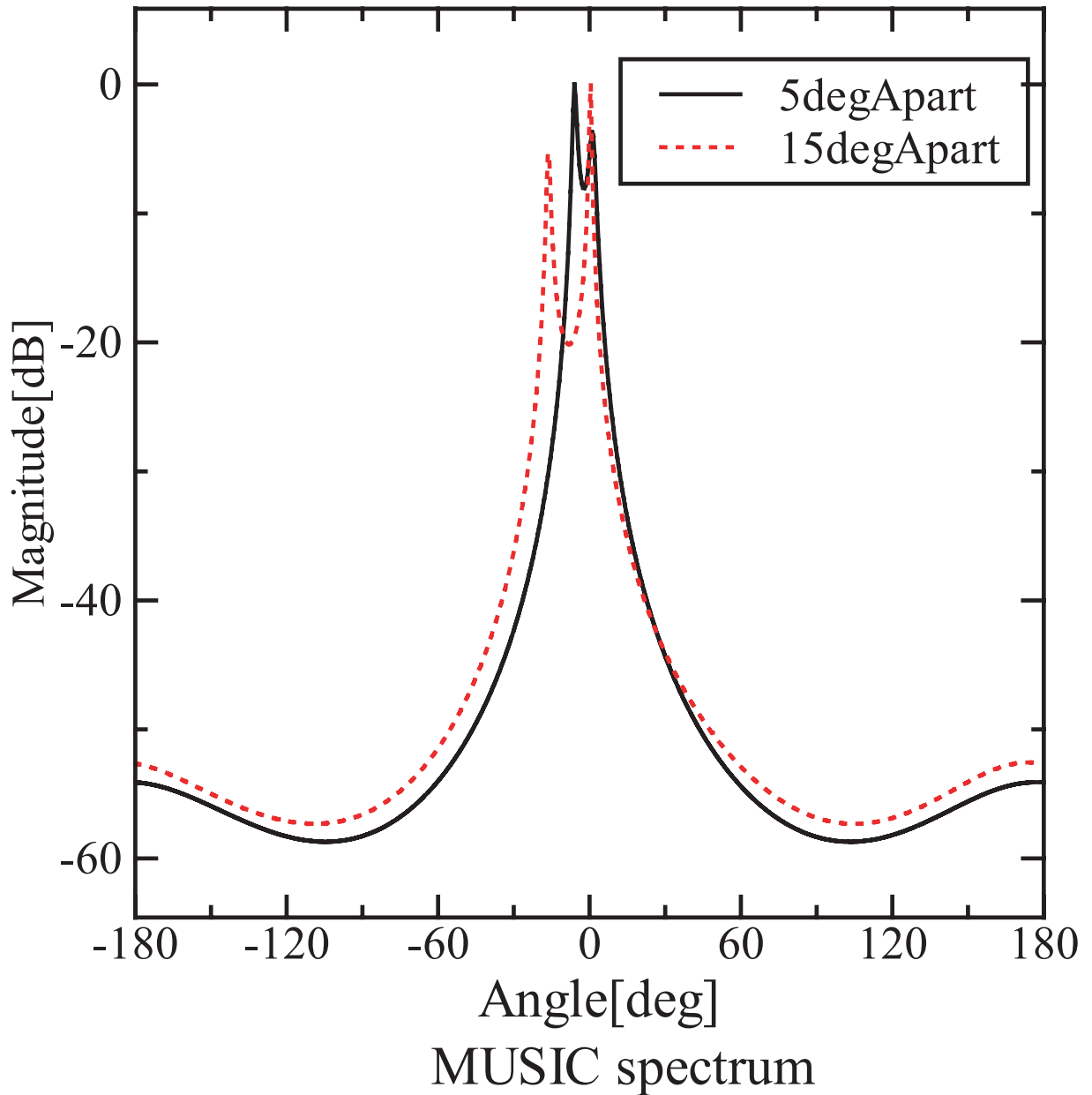


図 3.5: 矩形アレーの分解能

図は到来する2波が5度, 及び15度近接している場合を示している. 矩形アレーの場合, 到来する2波が5度まで近接していても分解できることがわかる.

続いて, 円形アレーのシミュレーション結果を図(3.6)に示す.

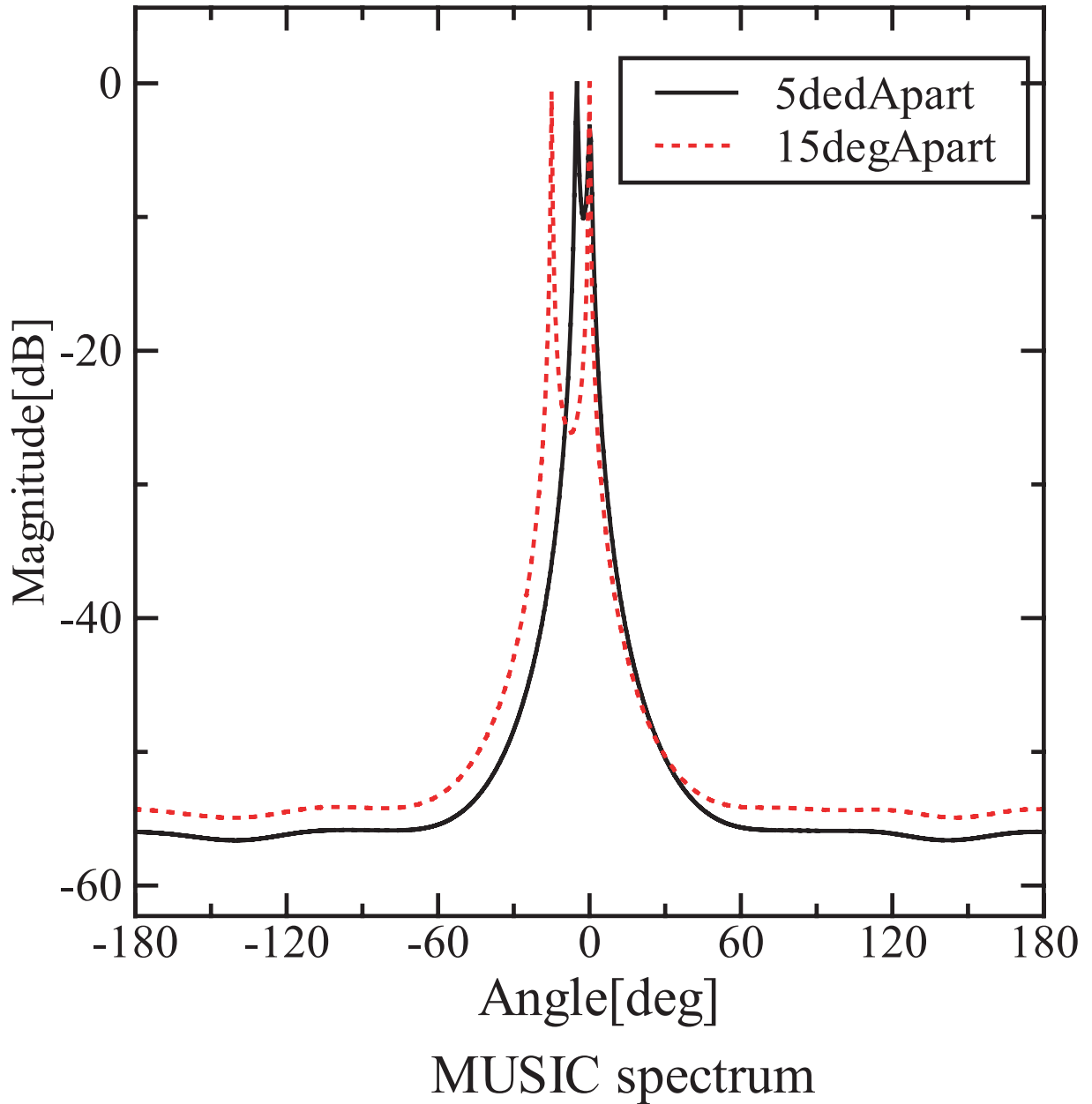


図 3.6: 円形アレーの分解能

図は到来する2波が5度、及び15度近接している場合を示している。円形アレーの場合も、矩形アレーと同じく、2波が5度まで近接していても分解できていることがわかる。

3.3 相関波と空間平均

到来波が相関波である場合、空間平均をとることで到来波の相互相関を抑えることができる。

表 3.3: シミュレーション諸元

スナップショット数	2000
SNR	20[dB]
到来波数	3
信号	無変調正弦波
到来角度	-20,0,10[deg]
相関性	-20,30[deg] 相関

MUSIC spectrum

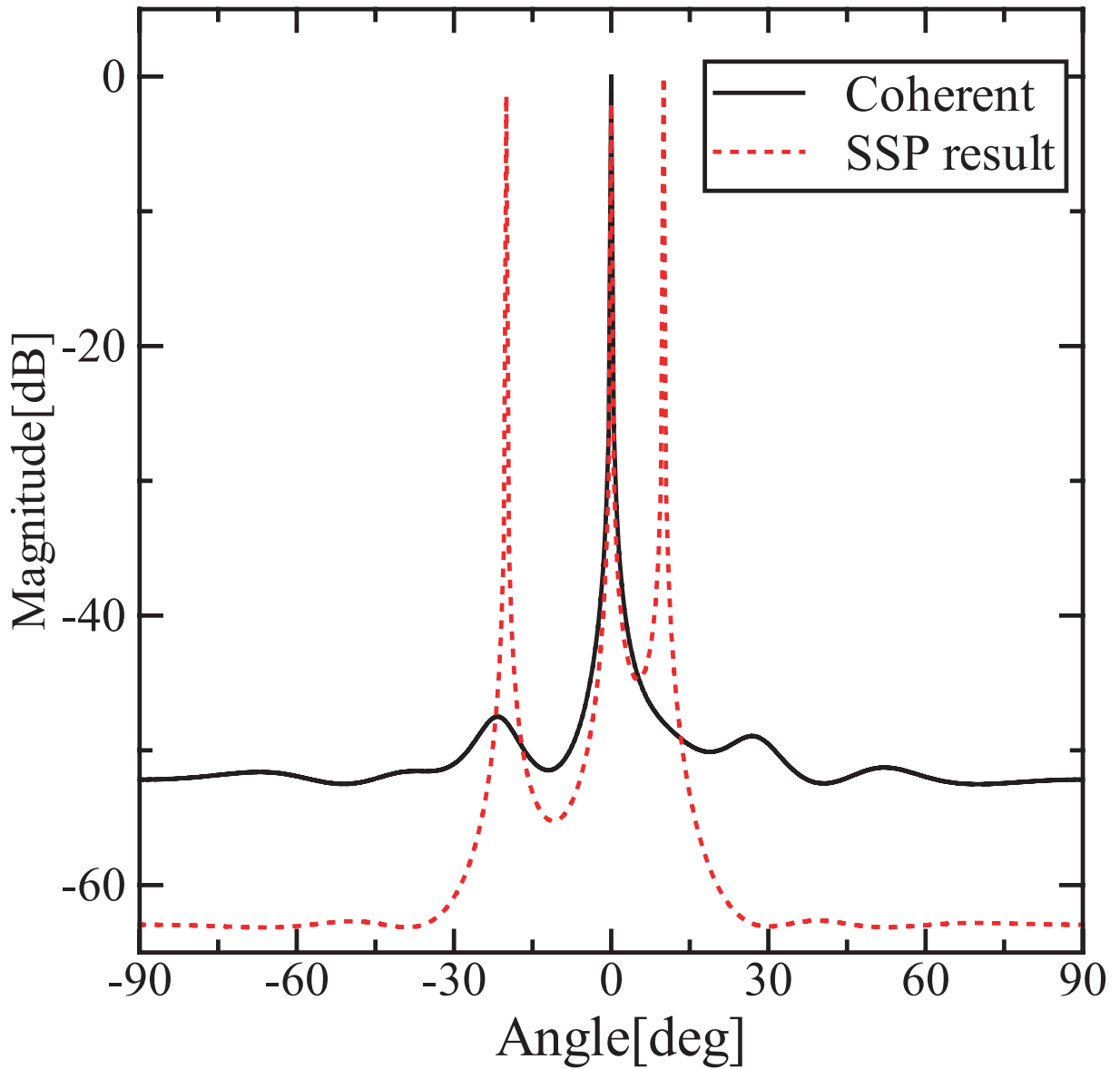


図 3.7: 線形アレーアンテナの相関波推定

各アレーにおいて、相関波の推定と、空間平均の有効性についてシミュレーションを行い、示す。シミュレーション諸元については表に示す通り、-20度方向の到来波と10度方向の到来波に相関を持たせている。線形アレーのシミュレーション結果を図(3.7)に示す。図より、空間平均を取らない場合、他の2波とは無相関である0度方向の到来波は推定できているが、相関のある-20度方向と10度方向の到来波は推定できていないことがわかる。また、空間平均により、相関波の推定が可能になっていることがわかる。

次に、矩形アレーアンテナのシミュレーションを図(3.8)に示す。

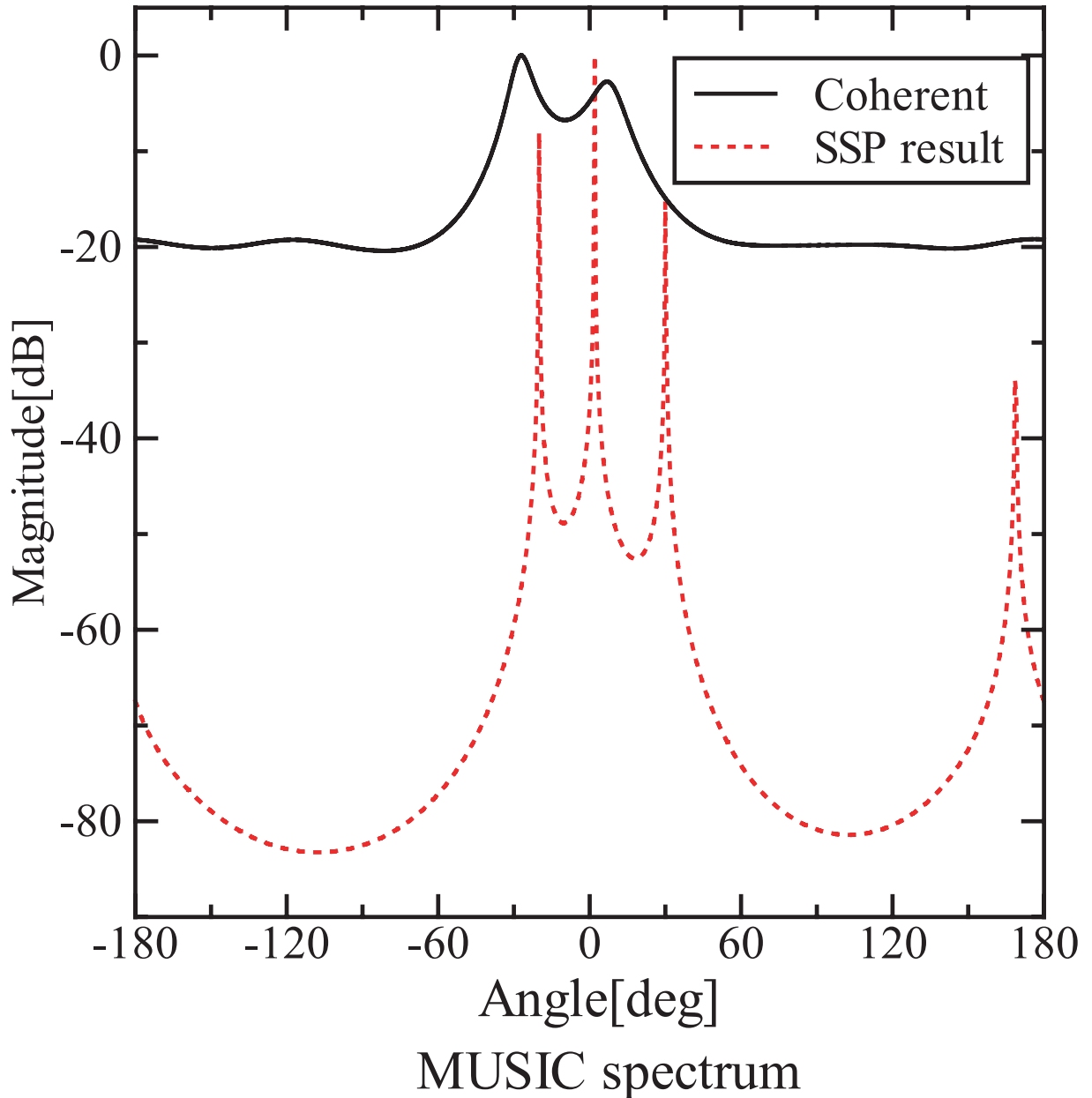


図 3.8: 矩形アレーアンテナの相関波推定

図より, 空間平均を取らない場合は相関波も無相関波も推定ができていないことがわかる. また, 空間平均をとることによって, 相関波の推定が可能となっていることがわかる.

続いて, 円形アレーのシミュレーション結果を図 (3.9) に示す. 円形アレーアンテナでは空間平均をとることができないので, シミュレーションとしては, 諸元の通り-20 度と 10 度に相関を持たせているものと, 3 波全てに相関を持たせているものを示している.

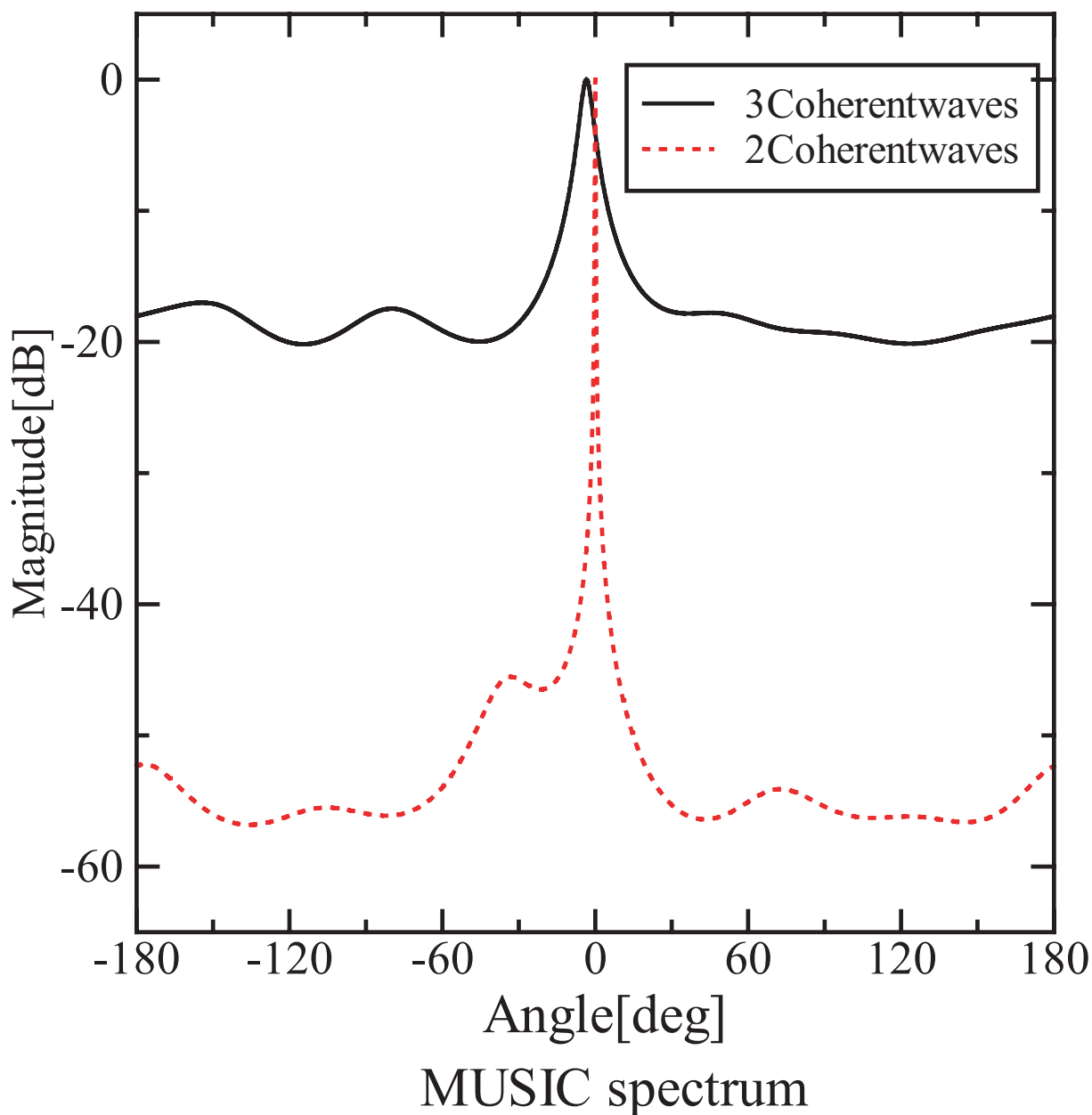


図 3.9: 円形アレーアンテナの相関波推定

図から, 無相関波と相関波が混在している場合は, 無相関波のみを推定できているが, 到来波がすべて相関波の場合は推定ができていないことがわかる.

第 4 章

到来波数システムの実験的検討

本章では線形, 矩形, 円形の各アレー形状について, 実験の検討を行う. 円形アレーと矩形アレーは電波暗室, 生物電子情報棟 1 階, 及び屋外における実験結果を示す. また, 線形アレーについては独立行政法人 情報通信研究機構 (NICT) の成層圏プラットフォームプロジェクトで行った実験の結果を示す.

4.1 電波暗室内での実験

4.1.1 実験諸元

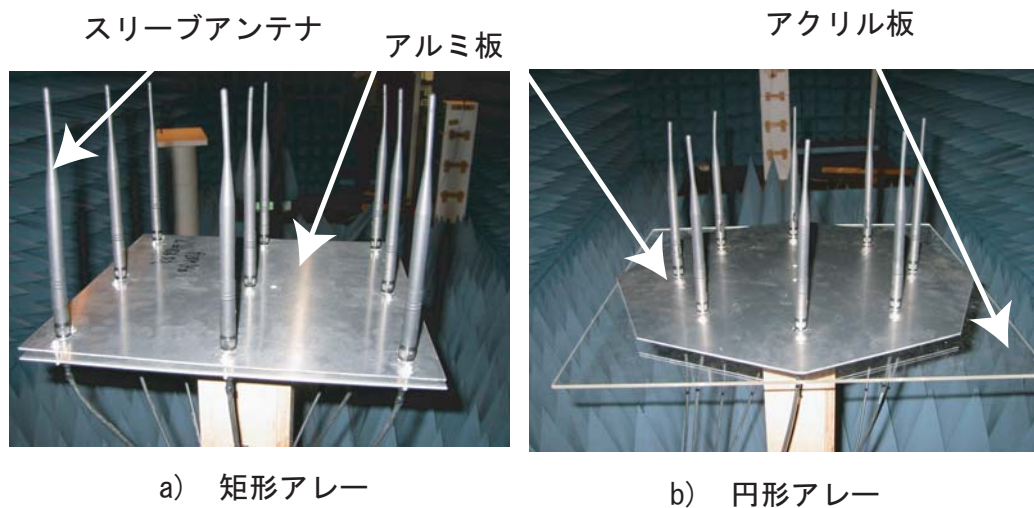


図 4.1: 実際のアンテナ

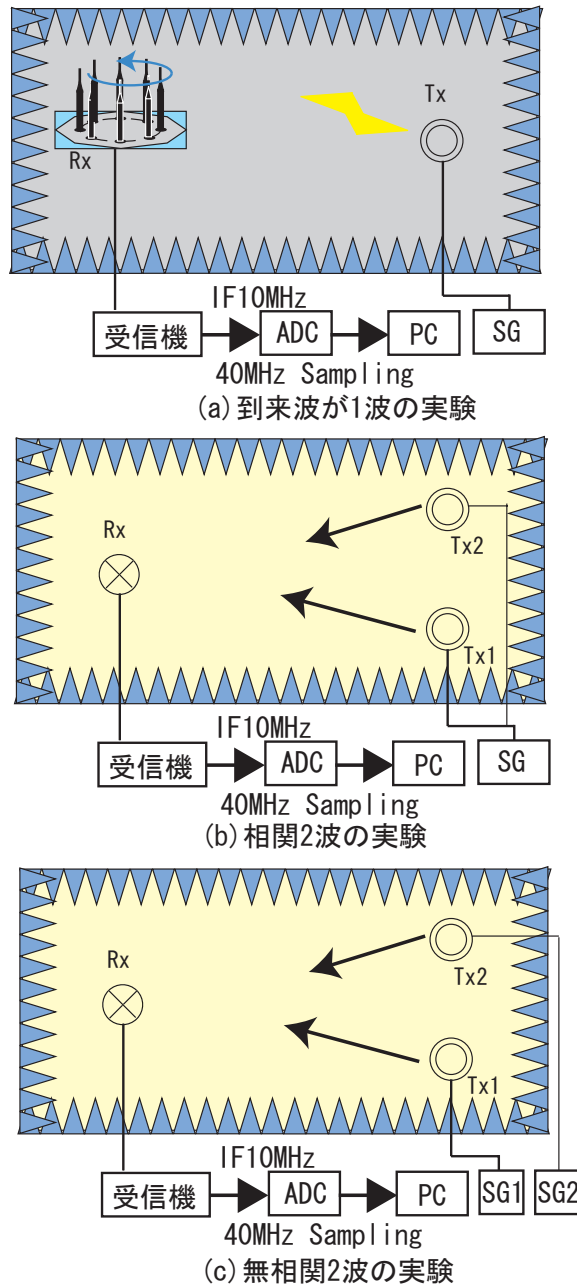


図 4.2: 電波暗室

図 (4.1)(a) に示される矩形アレーアンテナと, 図 (4.1)(b) に示される円形アレーアンテナを用いて, 図 (4.2)(a) の電波暗室で到来方向推定を行った. 図中の Rx は回転台上に固定されており, 回転台を 360 度回転させることで, 各到来方向の評価を行う. 矩形アレーアンテナは素

子間隔が 0.421λ の等間隔矩形アレーアンテナ, 円形アレーアンテナは素子間隔が 0.467λ の等間隔円形アレーであり, とともにスリーブアンテナを用いてアレーを形成している.

実験は到来波が 1 波の場合と, 図 (4.2)(b) のように, 同じ SG(Signal Generator) からの信号を 2 つに分割し, 2 波の到来波を形成した相関波が 2 波の場合, 図 (4.2)(c) のように, 異なる SG からの信号で 2 波の到来波を形成した無相関波が 2 波の場合の 3 通りを行う. 実験の諸元は以下に示す.

表 4.1: 諸元

送信周波数	900MHz 帯
IF 周波数	10MHz
サンプリング周波数	40MHz
スナップショット数	2000

送信周波数は 900MHz 帯で, 無相関波を形成するときには 1MHz の差のある 900MHz 帯の 2 波を用いた.

はじめに, 到来波が 1 波の場合の実験結果を図 (4.3),(4.4) に示す.

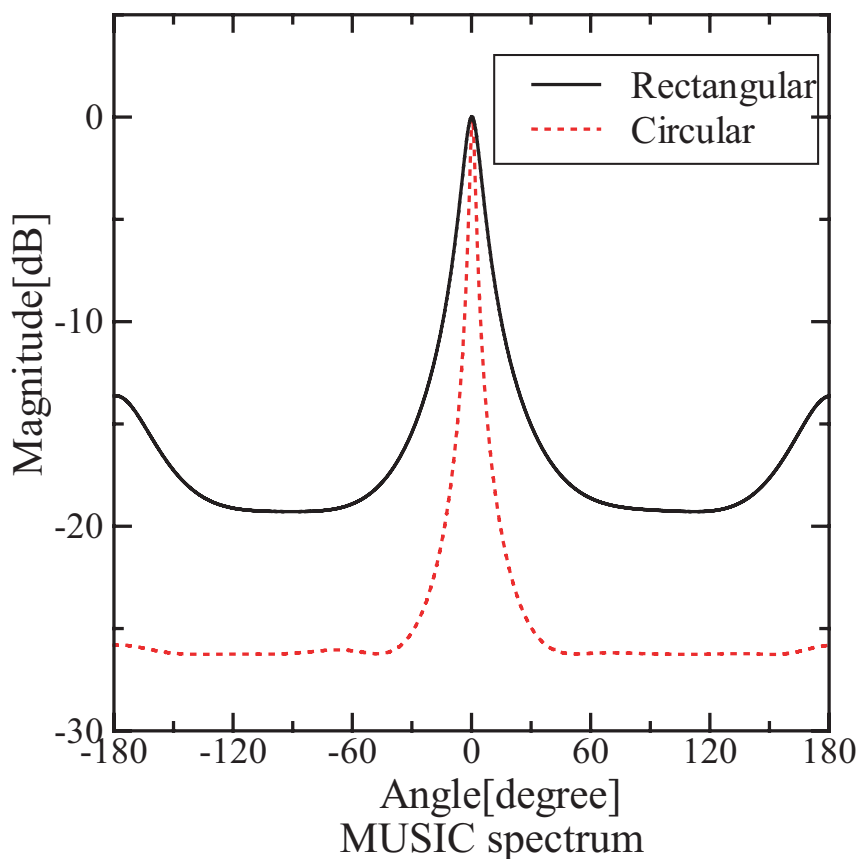


図 4.3: 電波暗室での実験

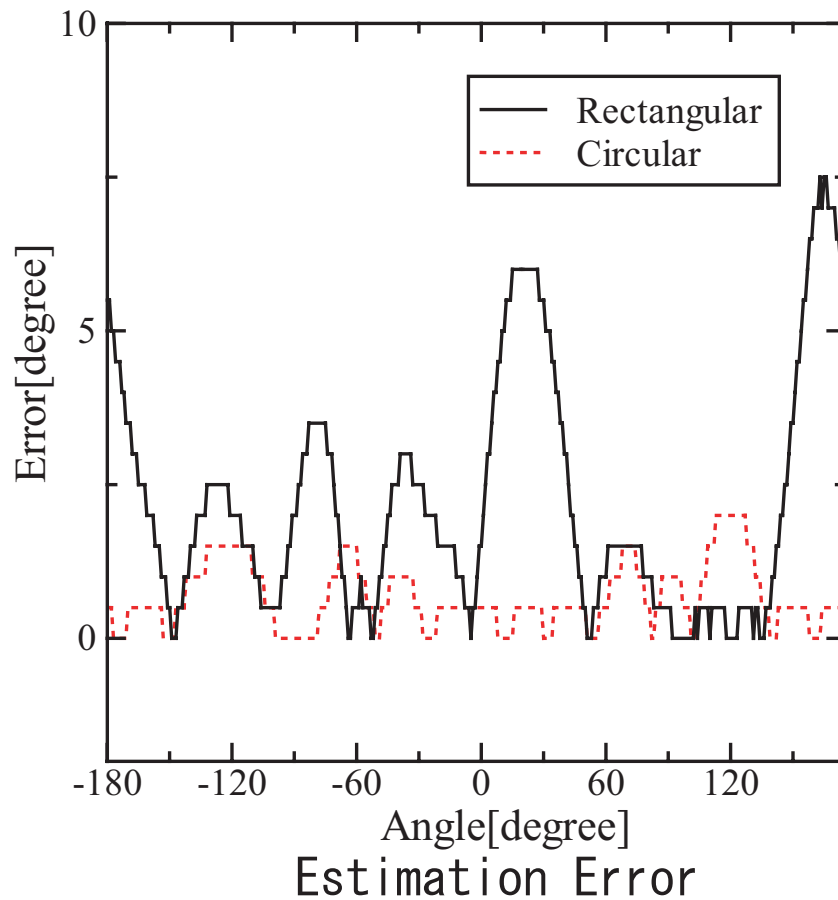


図 4.4: 推定誤差

図 (4.3) は 0 度方向の到来波の MUSIC スペクトラムで、よく推定できていることがわかる。また、図 (4.4) から、図中の実線の矩形アレーアンテナの場合は推定できているところもあるが、誤差が大きくなる角度も存在する。一方で、図中破線の円形アレーアンテナの場合は、全体を通して誤差が 2 度以内であり、十分な精度で推定できていることがわかる。これは円形アレーの素子配置が円状で、どの到来角に対しても等方的に受信できるのに対して、矩形アレーの場合は素子間相互結合の値が角度によって依存するためであることが予想される。次に、到来波が相関波が 2 波の場合の実験結果を図 (4.5) に示す。図 (4.5) から、図中実線の矩形アレーアンテナは推定できておらず、図中破線の円形アレーアンテナは相関波の分離ができていないことがわかる。

矩形アレーアンテナは空間平均法を適用したため、相関波が到来する場合でも推定できるはずである。従って、分解能の問題から 2 波を推定することができなかったものと思われる。また、円形アレーアンテナは空間平均をとることができないため、相関波を到来方向推定することができないが、この実験では到来波が近接していたため、1 波として推定できてしまっ

たものと思われる。

次に, 到来波が無相関な 2 波である場合の実験結果を図 (4.6) に示す。

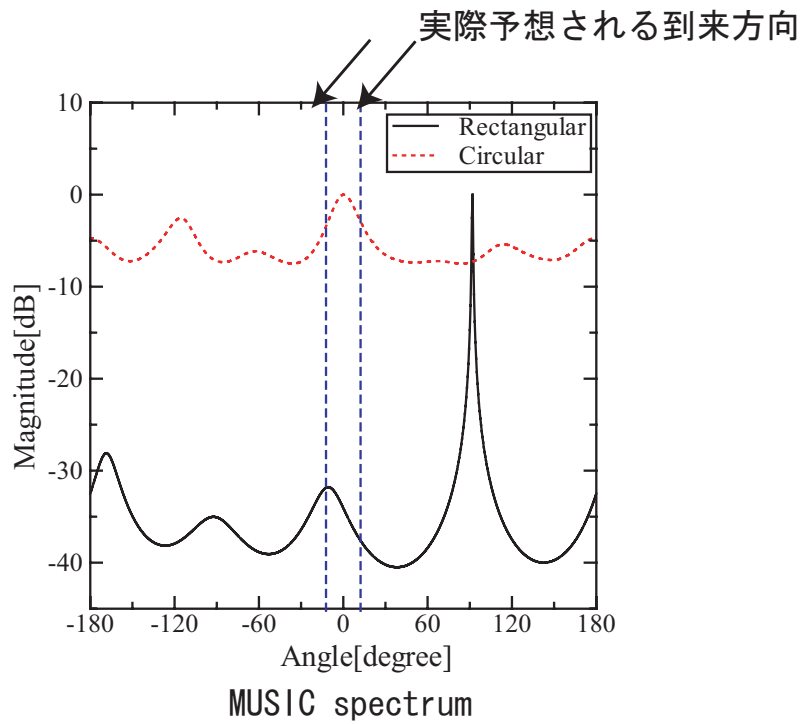


図 4.5: 相関波 2 波の実験結果

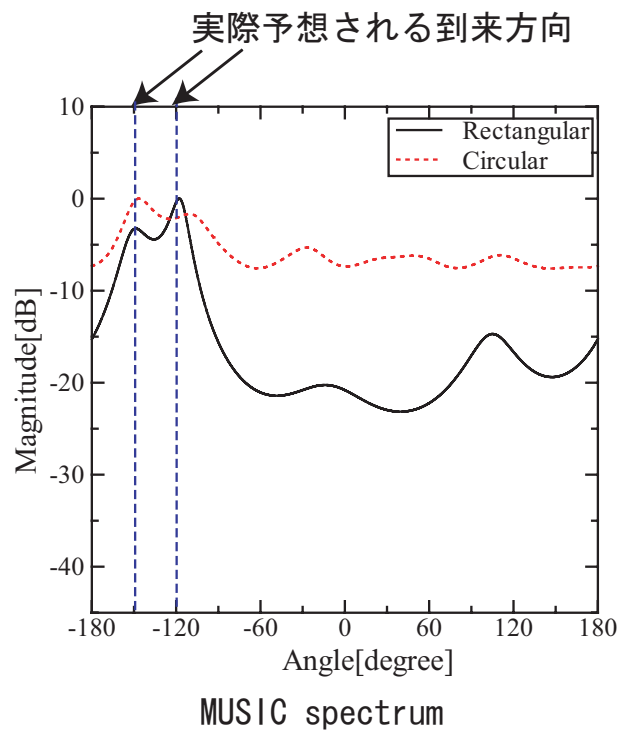


図 4.6: 無相関波 2 波の実験結果

図(4.6)から, 図の実線の矩形アレーアンテナも, 破線の円形アレーアンテナもともに, 推定できていることがわかる. ただし, 矩形アレーアンテナに関しては到来方向によっては推定できていない角度もあり, 円形アレーと比べ, 電波の到来方向によって特性に差があることがわかる.

4.1.2 屋内での実験

図(4.1)(a)で示した矩形アレーアンテナと, 円形アレーアンテナを用いて, 図(4.7)(a)に示される生物電子情報棟1階の廊下において,(b)の見通し内,(c)の見通し外の到来方向推定実験を行う.

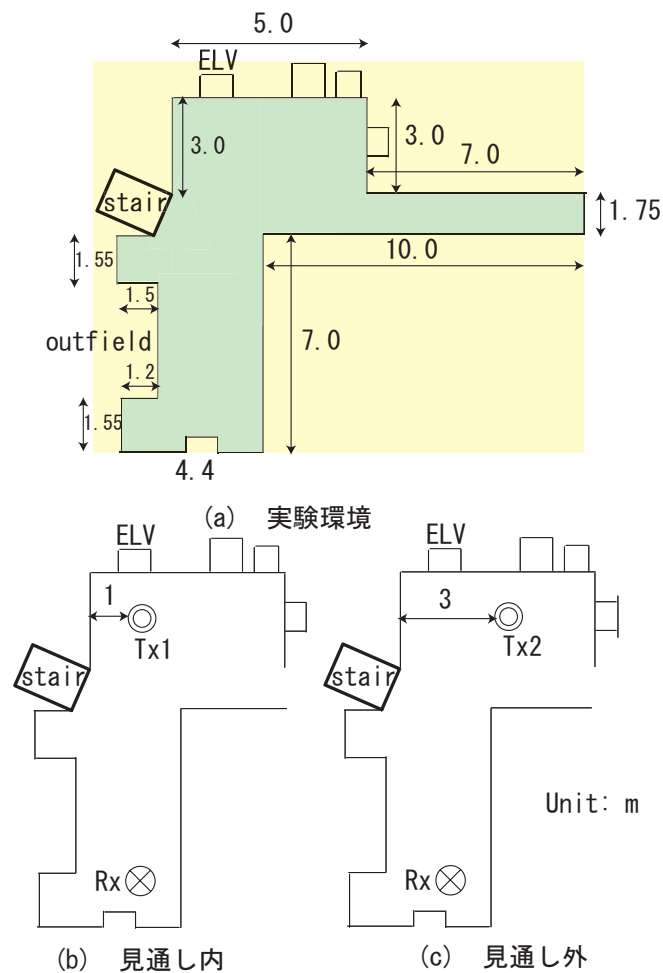


図 4.7: 屋内での到来方向推定実験

図中 (b) の見通し内での実験では, 正面方向からの直接波の検波ができることが予想される. また, (c) の見通し外での実験では, 受信アレーに電波が到来するまでに, 少なくとも1度は壁などに反射をしていることが予想され, 直接波はないものと思われる. 実験の諸元は以下に示す.

表 4.2: 実験諸元

送信周波数	900MHz 帯
IF 周波数	10MHz
サンプリング周波数	40MHz
スナップショット数	2000

はじめに, 受信アレーから送信波源が見通し内にある場合の結果を図 (4.8) に示す.

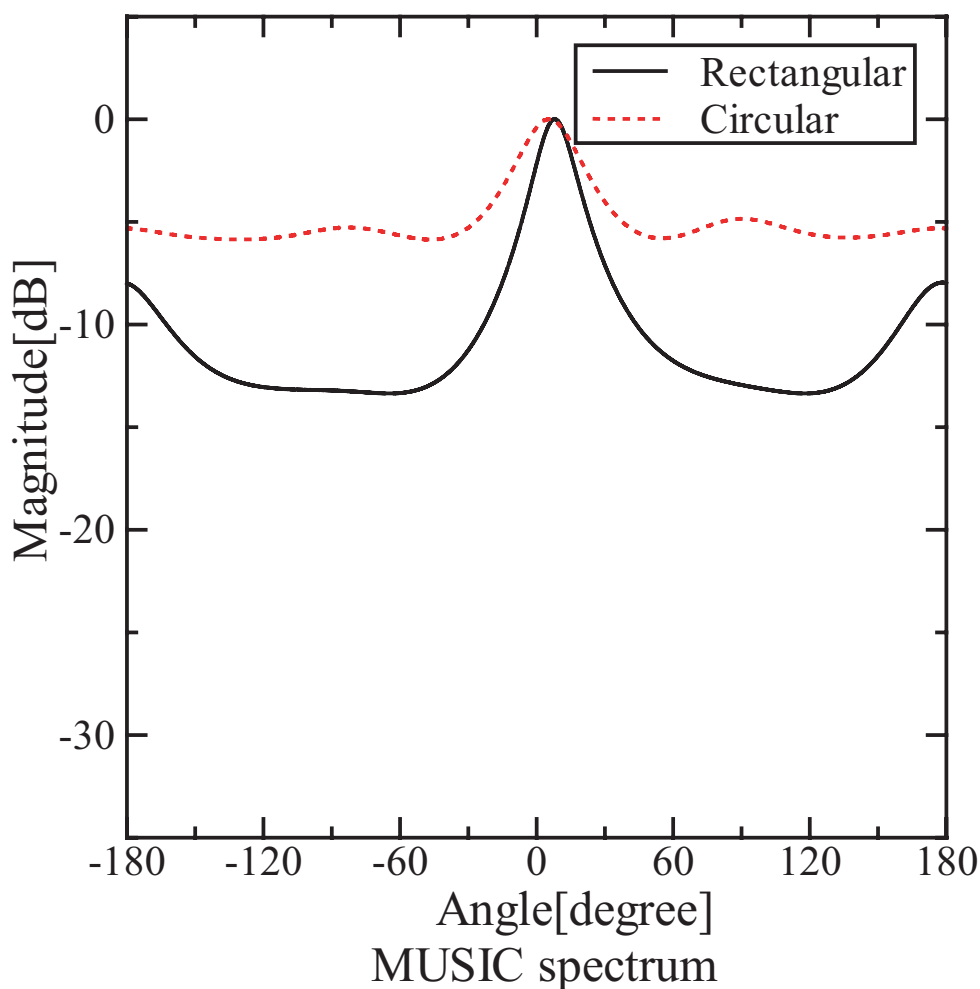


図 4.8: 廊下見通し内での実験

図 (4.8) 図の実線の矩形アレーアンテナも, 破線の円形アレーアンテナも 0 度方向からの到来波を推定している. これは直接波は正面から到来しているので, 矩形, 円形ともに到来方向

推定できていることがわかる。

次に, 受信アレーから送信波源が見通し外にある場合の到来方向推定結果を図(4.9)に示す。

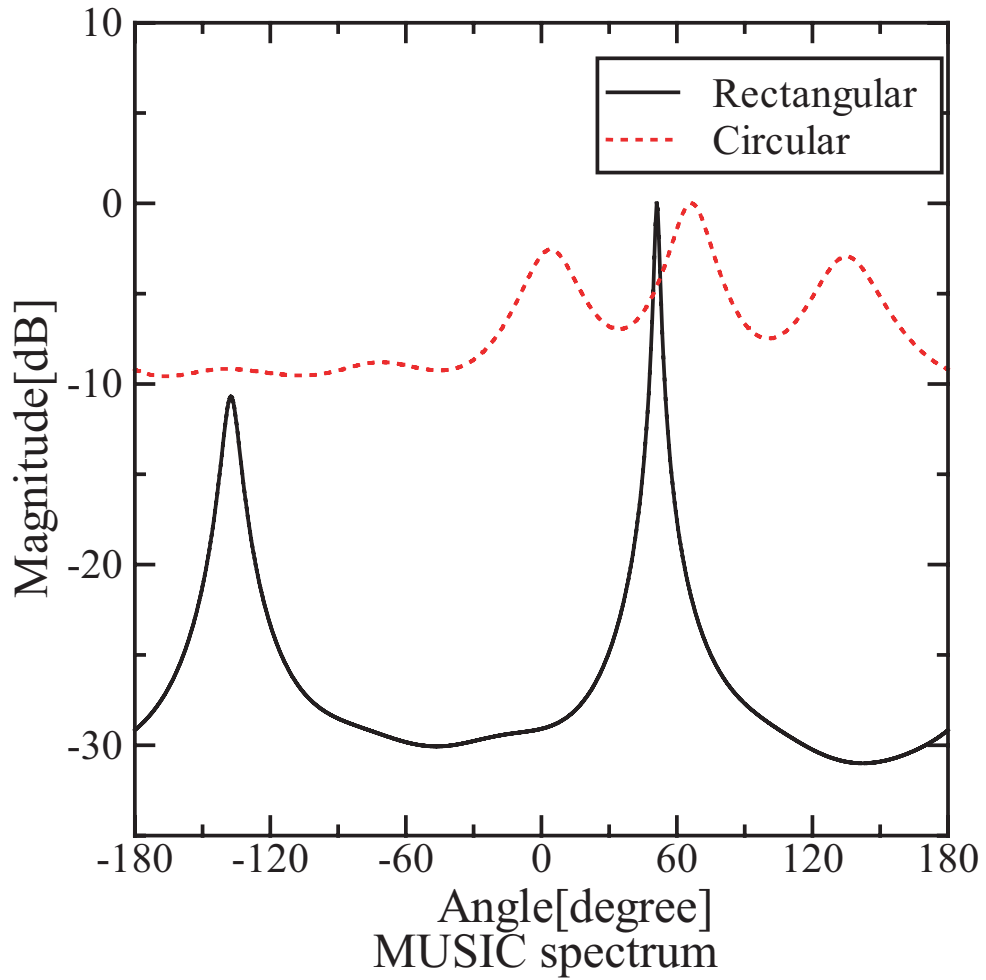


図 4.9: 廊下見通し外での実験

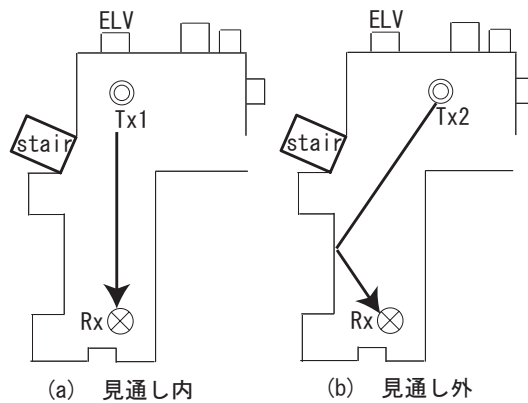


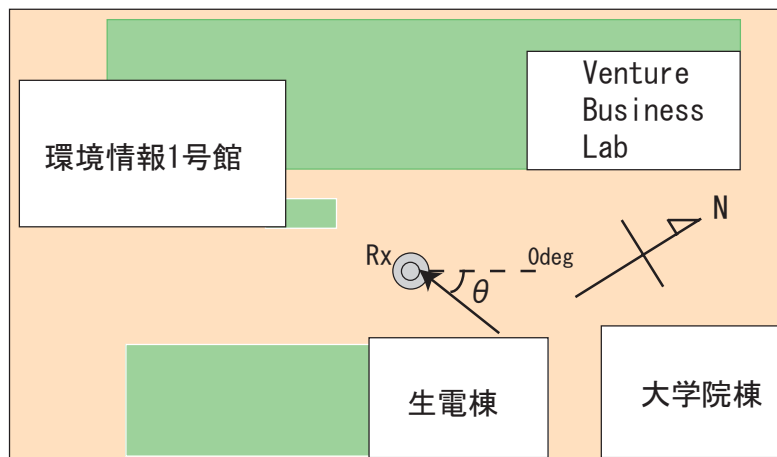
図 4.10: 伝搬経路の推定

図 4.9) から図の実線の矩形アレーアンテナと破線の円形アレーアンテナとで, 異なる推定結果が得られた. 矩形アレーは予測可能な伝搬経路からの到来方向推定がなされているが, 円形アレーの推定結果では伝搬経路を予測することが難しい. 反射により相関波が多数存在する屋内では空間平均を適用できない円形アレーの利用は難しいという結果になった.

図 (4.8) と図 (4.9) の結果より, 推定される伝搬経路は図 (4.10) のように推定される.

4.1.3 屋外での到来方向推定実験

図 (4.1)(a) で示した矩形アレーアンテナと, 円形アレーアンテナを用いて, 図 (4.11) に示される生物電子情報棟西側で実際にサービスしている基地局からの電波を推定する.



(a) 実験環境



(b) 実験の様子

図 4.11: 屋外実験環境

実験結果はまず、図(4.11)の $\theta = 0$ 度の方向にアレーの正面を向け、到来方向推定を行い、次にアレーアンテナを90度回転させて到来方向推定を行い、推定結果が同じになるかどうかで評価する。実験結果を図(4.12)に示す。図の破線は90度回転させて得られた結果を90度逆回転させたもので、実線のけっかと一致していれば推定できていることになる。なお、推定される波数としては2波とした。

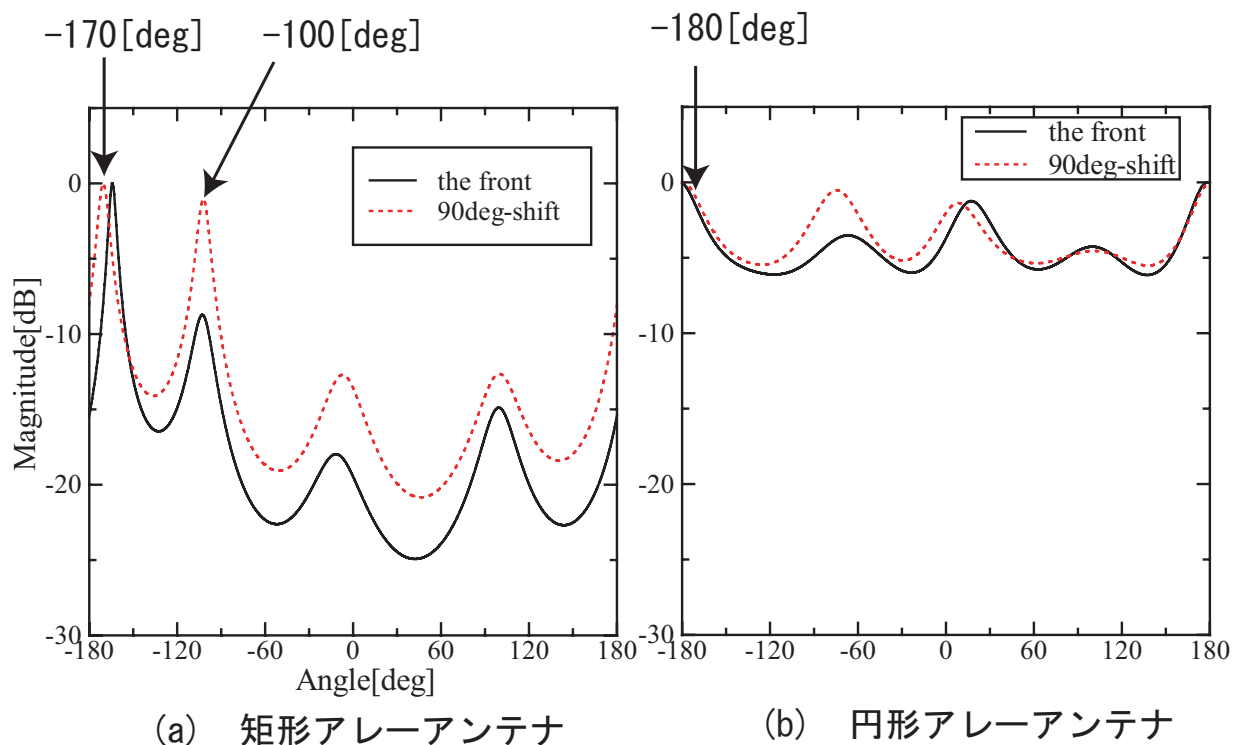


図 4.12: 屋外実験結果

図(4.12)(a)の矩形アレーアンテナも(b)の円形アレーアンテナもともに-170度からの到来波は推定できていることがわかったが、一方で、矩形アレーが示した-110度からの到来方向は、円形アレーはスペクトルは立たなかった。これは-110度からの到来波が相関波であり、円形アレーでは推定できなかったものと考えられる。また、電力推定からも-110度方向からの到来波は-170度方向の到来波よりも3[dB]ほど小さい値であった。矩形アレーの到来方向推定結果もとに、実際の電波の到来方向の推定結果を図(4.13)に示す。

反射の生じやすい廊下と屋外で実験を行うことで、円形アレーアンテナは直接波的な強い波や無相関波であれば推定が可能であるが、同じような電力レベルの相関波が多数存在する場合では全く推定できないという結果が得られた。

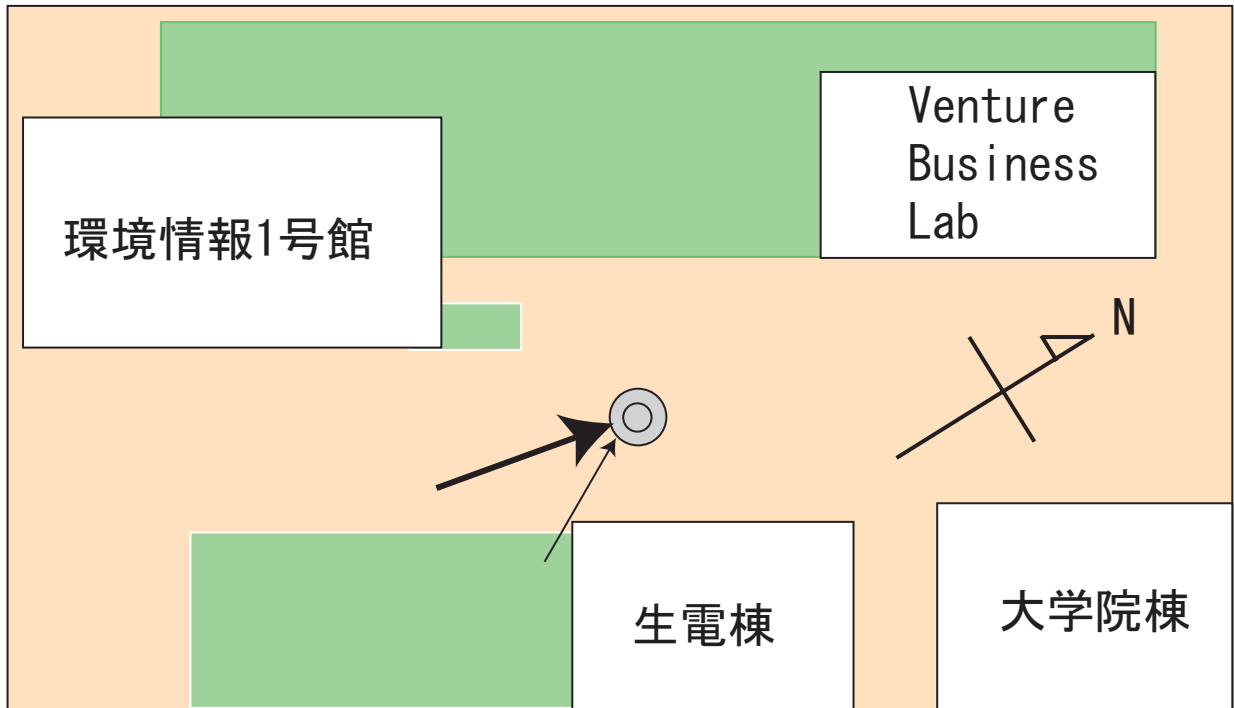


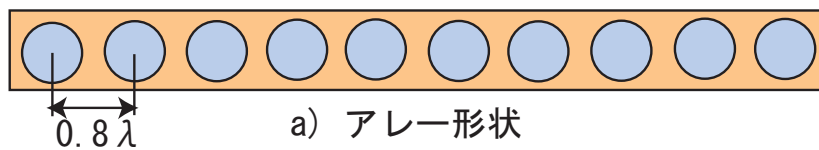
図 4.13: 実際の到来方向の推定

4.2 飛行船を用いた実験

宇宙航空研究開発機構 (JAXA) と情報通信研究機構 (NICT) との共同研究で、全長 68m の無人飛行船を用いた定点滞空試験を行い、この試験の一端として線形アレーアンテナを用いた到来方向推定実験を行う。

周囲に建物等が少なく、マルチパスやフェージングが無視できる環境であるため、電波暗室と近い環境がみなすことができる。また、送信源から受信アンテナまで数百～数千メートルと非常に長い距離をとって受信できるため、広い開口面をもつアンテナを用いても平面波とみなせる状況となる。実験に際しては、まず地上から送信された信号の到来方向推定を行い、続いて飛行船から送信された信号の到来方向推定を行う。

4.2.1 実験諸元



b) 実際の受信アレー素子



c) 送信用アンテナ

図 4.14: 実験環境

アレーは図(4.14)パッチアンテナを用い,素子間隔 0.8λ で10素子のリニアアレーを2セット用意したが,データは全20素子のうち2~9素子の8素子分(アレー1)と,12~19素子の8素子分(アレー2)の2セットで合計16素子分のデータをとる.受信側アンテナは動かさず,送信アンテナを動かすことで角度を形成する.アンテナ1,アンテナ2ともに, $0[\text{deg}]$ 方向からの到来波を校正用の波として素子特性のみを校正する.実験の諸元は以下の通りである.

表 4.3: 諸元

素子数	8
アレー形状	0.8λ
アンテナ素子	パッチアンテナ
送信周波数	1.74GHz
変調方式	GMSK
IF周波数	1.9648MHz
サンプリング周波数	4.375MHz
スナップショット数	20000

アレーの素子間隔が 0.8λ と広く,また比較的素子間相互結合が生じにくいパッチアンテナを用いており,素子特性の校正のみでも十分な精度で推定できることが期待できる.なお,本論文で示した素子間相互結合の校正法では,校正用のデータが近接しているため,校正できない.また,素子間隔が 0.8λ であることから虚像が出てくることが予想されるが,推定する角度の範囲を虚像が存在しない範囲の $-10\sim 10[\text{deg}]$ としている.

4.2.2 地上試験

実験の様子を図(4.15)に示す.真値は基準となる0度の位置と送信アンテナ,受信アンテナの位置をGPSにより求める.データは-6度から10度の間を21点とった.また, $0[\text{deg}]$ データを校正用データとして用いた.実験結果を図(4.16)に示す.

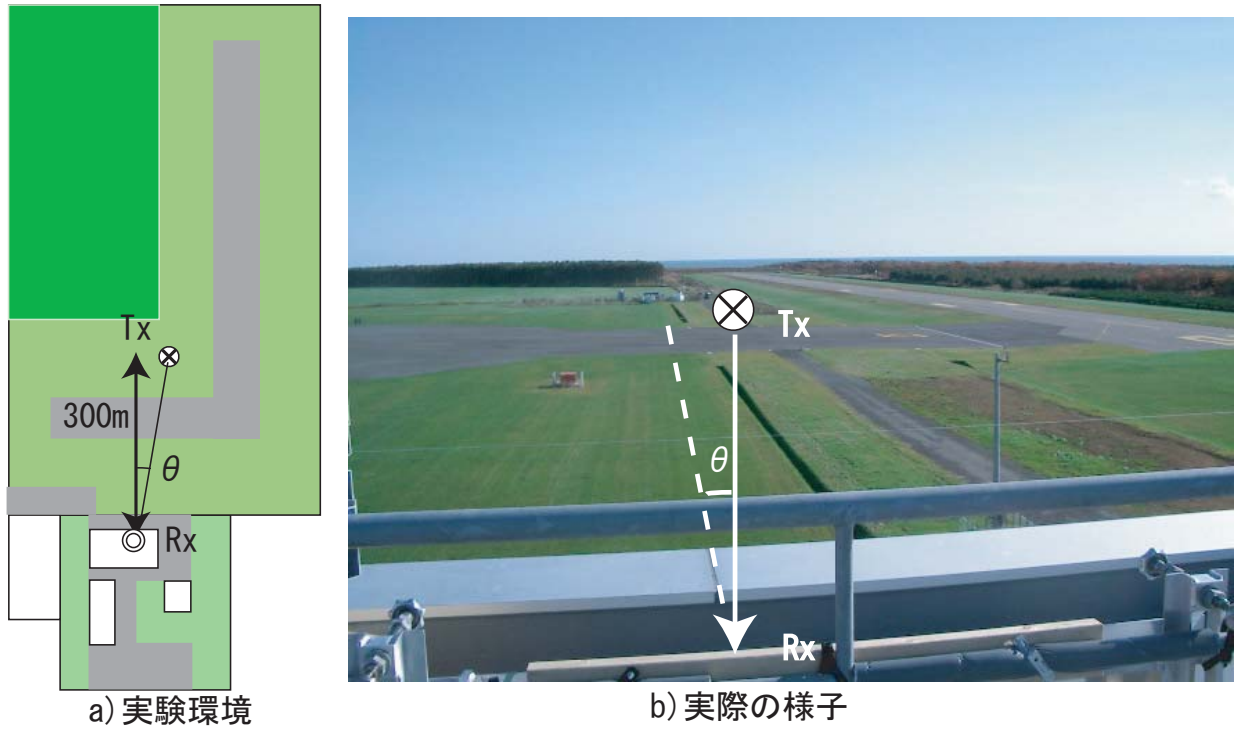


図 4.15: 実際の様子

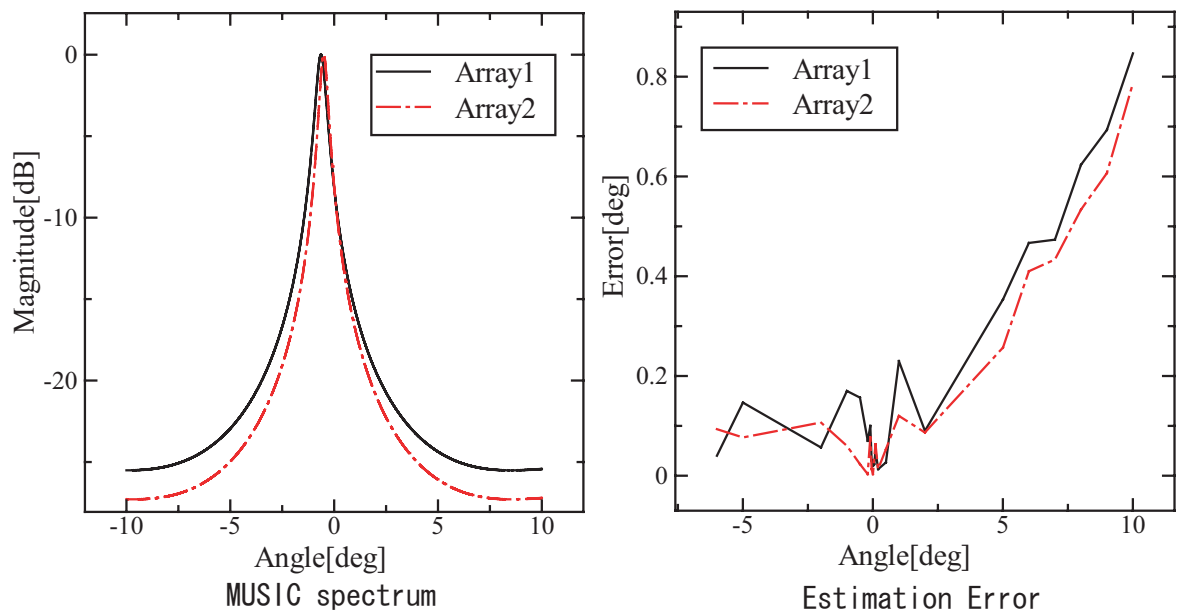


図 4.16: 地上実験の結果

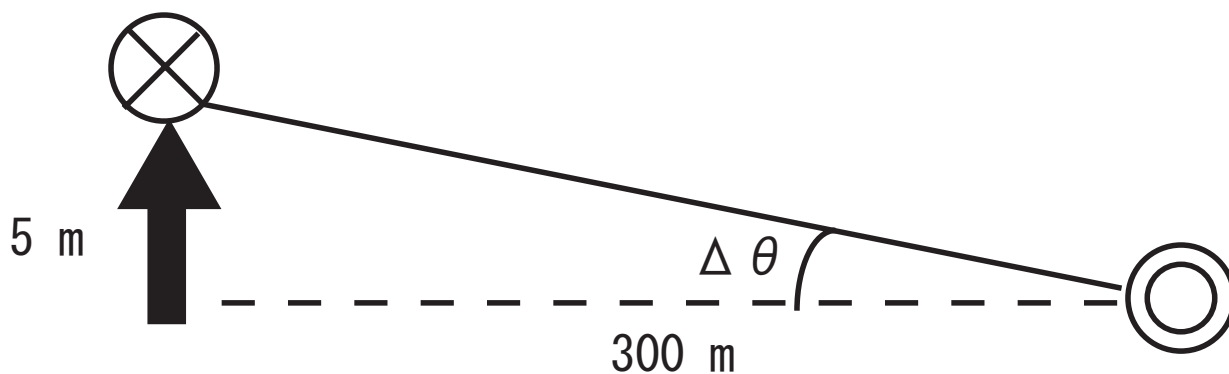


図 4.17: 誤差モデル

図 (4.16)(a) は $-0.1[\text{deg}]$ 方向からの到来波の推定結果である. アンテナ 1, 2 とともに精度よく推定できていることがわかる.(b) の誤差について, 図から, $0[\text{deg}]$ 付近で誤差が大きくなっているが, これは真値を求めるのに用いた GPS の誤差が 5m ほどであり, 図 (4.17) のような誤差モデルを考えると, 角度に直すと誤差は

$$\Delta\theta = \tan^{-1} \frac{5}{300} = 0.017 \quad (4.1)$$

と, 約 0.017 度となるため, 真値として用いた値の誤差が大きく反映したためと思われる. また, 校正に用いた参照波 ($0[\text{deg}]$) から離れるほど, 誤差が大きくなっていることがわかる.

4.2.3 飛行試験

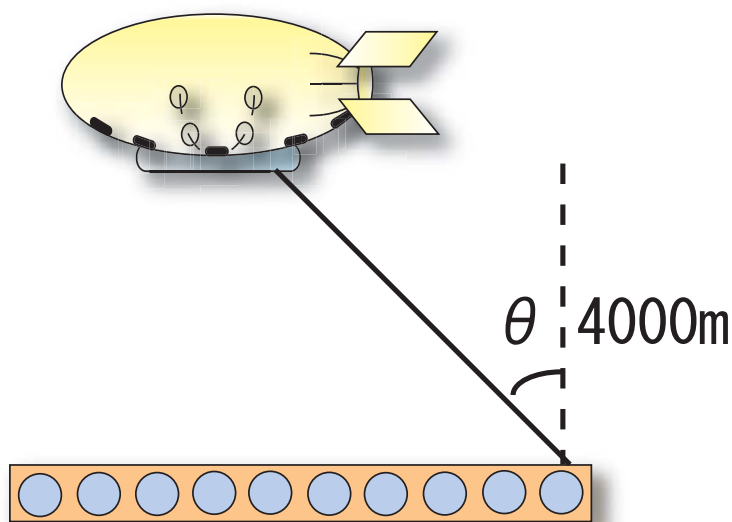


図 4.18: 飛行船と到来角

飛行船にアンテナをつけて送信源とし, 高度 $3000 \sim 4000$ メートルから送信された信号の到来方向推定を行う. データは 21 回取得し, その真値は飛行船の GPS の位置情報と受信ア

レーの GPS データから求める。また、この実験では到来波の方向が 0[deg] からのデータがとれなかったため、もっとも 0[deg] に近い 0.0554[deg] のデータを校正用データとした。実験結果を図 (4.19) に示す。

図 (4.19) の (a) は -1.4501[deg] からの到来波の MUSIC スペクトラムである。アンテナ 1,2 ともによく推定されていることがわかる。また、(b) に示した誤差も 0.2[deg] 以内となった。また、この実験においても、校正用の参照波の到来角から離れるにつれて誤差が大きくなる傾向にあり、到来角度が大きくなるにつれて、無視してきた素子間相互結合の影響が出てくるものと思われる。

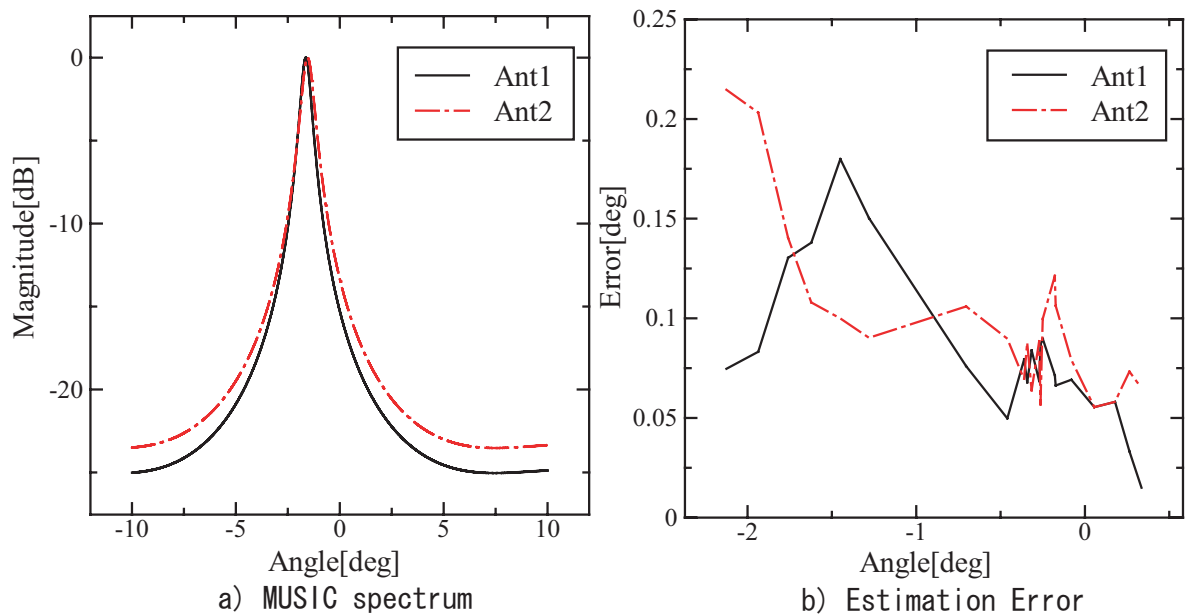


図 4.19: 飛行試験結果

飛行試験については GPS の誤差による真値の誤差は、アンテナからの直線距離が長いいため、式 (4.1) から

$$\Delta\theta = \tan^{-1} \frac{5}{4000} = 0.0012 \quad (4.2)$$

となり、非常に精度よく到来方向推定可能となる。

第 5 章

結論

本論文では、到来方向推定システムにおいて、線形、矩形、円形のアレー形状について検討した。まず、シミュレーションにおいて素子特性や素子間相互結合の校正法を確認した。線形アレー、矩形アレー、円形アレーの分解能について検討した。到来波が相関波、無相関波である場合について検討した。

次に、電波暗室において矩形アレー、及び円形アレーの到来方向推定実験を行い、1 波が到来する場合について、推定誤差を求めた。矩形アレーの最大誤差 7.5 度以内に対し、円形アレーの最大誤差は 2 度以内と、円形アレーの方が精度がよいことを確認した。

相関のある 2 波と無相関な 2 波を受信したときの到来方向推定結果について空間平均法の有効性について確認した。屋内、及び屋外で到来方向推定実験を行い、反射が生じやすい環境では相関波が多数生じ、円形アレーでは適用できないことを確認した。また、マルチパスがあまり多くない環境であれば、円形アレーでも無相関波を到来方向推定できることを確認した。

NICT の線形アレーを用いた飛行船実験に参加し、素子間相互結合を校正しなくても、非常に高精度な到来方向推定実験について、検討した。

本論文を通じて、円形アレーは非常に高精度で推定できる分解能には形状の差はあまりない相関波に対しては矩形アレーか線形アレーを適用する必要性があることを確認した。以上の結果に基づき、次のように結論づける。到来波が無相関波であることがわかっている環境に適用させるならば、360 度推定でき、高精度で推定できる円形アレーアンテナを用いることが望ましい。到来方向がある程度わかっている環境に適用させるなら、高精度が期待でき、相関波でも推定できる線形アレーを使うことが望ましい。到来波の情報が全くない環境に適用させるなら 360 度推定でき、相関波でも順応できる矩形アレーアンテナを用いることが望ましい。

今後の課題として、矩形アレーアンテナの精度向上があげられる。

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 の廣田明道先輩、NICT の辻宏之先生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、久我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, 1998 年.
- [2] K.Mori, Y.Inoue, K.Ichige and H.Arai, ”Experiments of DOA Estimation by DBF Array Antenna at 2.6GHz,” IEICE Trans. Comm., vol.E84-B, no.7, pp.1871-1875, July 2001.
- [3] 廣田明道, 市毛弘一, 新井宏之, Kyeong-sik Min, Dong-chul Kim, Jung-hun Kim, 中野雅之, ”900MHz 帯到来波推定システムの試作と基礎検討”, 信学技報, AP-2002-3, pp.13-18, 2002 年 4 月”
- [4] 新井隆宏, 原六蔵, 山田寛喜, 山口芳雄, ”SRA のためのアンテナアレー校正法”, 信学技報, IEICE.SAT, pp.39-44, 2002 年.
- [5] 大堂雅之, 辻宏之, 三浦龍, 丸山正晃, 鈴木幹雄, 笹本尚史, ”成層圏滞空無人ソーラープレーンを用いた IMT-2000 通信実験” 信学技報, IEICE technical report, pp.125-131, 2003 年.
- [6] 菊池祥平, 辻宏之, 三浦龍, 佐野昭, ”アレーアンテナを用いた無線局の位置特定法”, IEICE technical report, pp.71-76, 2003 年
- [7] 坂上修二, ”移動通信伝搬路における 900MHz 帯多重路伝搬特性振幅周波数特性,” 信学論 (B), vol,J-70-B,no.12,pp.1522-1528,Dec. 1987.
- [8] 古野辰男, 多賀登喜雄, ”市街地低アンテナ高伝搬における伝搬経路同定,” 信学技報, RCS95-126, Jan.1996.
- [9] 大鐘武雄, 三瓶政一, 神尾享秀, 笹岡秀一, 水野光彦, ”市街地及び郊外地における陸上移動多重路の諸特性” 信学論 (B-), vol.J72-B- ,pp62-71, Feb. 1989.
- [10] 新井宏之, ”新アンテナ工学,” 総合電子出版社, 1996