

# 修士論文

## 到来波推定システムに関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成15年1月31日提出

横浜国立大学大学院 工学府 物理情報工学専攻

01GD152 廣田 明道

# 要約

近年，携帯電話の急速な普及に伴い，都市部や市街地においては，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影響などにより，十分な通信品質を保つことが難しい場所が存在する．このような場所をなくすためには，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や電界強度の推定，および送信源である基地局を特定する到来波推定システムが必要である．

到来波推定システムとしては，円形アレーアンテナや矩形アレーアンテナなどで受信したデータを用いて，MUSIC法などの超分解能アルゴリズムを適用するものが考えられる．しかし，円形アレーでは，相関波が到来する場合推定が困難であること，矩形アレーでは，素子数が多くなりシステム全体のコストが高くなることや，アンテナ素子が密集することにより素子間相互結合の影響が大きくなることなど問題がある．

そこで，本論文では，到来波推定システムとして用いることを前提として，まず，T字型アレーアンテナを用いた仮想矩形アレーアンテナシステムを提案する．これは，アンテナをT字型に並べ，それを平行移動しながら測定し，平行移動前後で重なる素子を基準として，仮想矩形アレーの受信データを合成し，到来波推定を行うものである．これにより，素子数を少なくでき，かつ超分解能アルゴリズムを適用することが可能であるため，システム全体のコストを削減しつつ，高精度な到来方向推定が可能になると考えられる．

提案システムの性能を評価するために，シミュレーションを行う．シミュレーション結果より，提案システムは，一般的な方法である矩形アレーと比べ，雑音の影響を受けやすいが，推定精度はほぼ同程度であることがわかる．

更なる検討のために，電波暗室内，屋内，屋外で実験を行う．電波暗室内での実験結果より，円形アレーよりも推定精度がよく，矩形アレーの場合と同程度であることがわかる．また，屋内の実験では，矩形アレーと同じ結果である．以上のことから，提案システムは矩形アレーの場合と推定精度が同程度であることがわかる．屋外の実験では，実際にサービスが行われているCdmaOneの基地局からの電波の推定を行うための基礎的検討として，矩形アレーにより推定を行う．結果から，2波到来していることがわかり，市街地などでの到来波推定が可能であることがわかる．

# 目次

第1章	序論	1
第2章	到来波推定原理	6
2.1	各アレー形状での受信信号の定式化	6
2.1.1	矩形アレーアンテナの入力ベクトル	6
2.1.2	円形アレーアンテナの入力ベクトル	8
2.2	Beamformer 法による到来波推定	9
2.3	MUSIC 法による到来波推定	10
第3章	T字型アレーアンテナによる到来波推定	15
3.1	データの合成法	15
3.2	素子間隔	18
第4章	シミュレーションによる到来波推定システムの評価	20
4.1	シミュレーション諸元	20
4.2	シミュレーション結果	21
第5章	実験による到来波推定システムの評価	25
5.1	試作システムの諸元	25
5.2	電波暗室内における到来波推定	29
5.2.1	到来波数1波の場合	29
5.2.2	到来波数2波の場合	33
5.3	屋内における到来波推定	39
5.3.1	実験の諸元	39
5.3.2	実験結果	40
5.4	屋外における到来波推定	44
5.4.1	実験の諸元	44
5.4.2	実験結果	46

第 6 章	結論	48
謝辭		50
参考文献		51
発表文献		53

# 第 1 章

## 序論

携帯電話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いる。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。

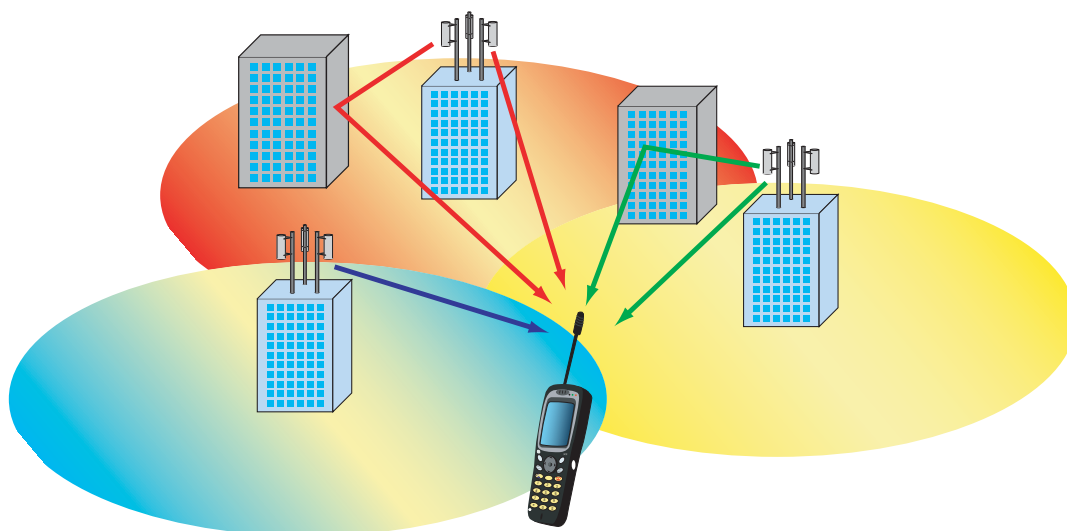


図 1.1: 市街地での伝搬環境

しかし、図 1.1 のように都市部や市街地においては、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が存在する。さらに、CDMA 方式による通信の場合、各パスごとと電波を受信し、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、このとき合成するパスの数であるレイクフィンガーを、大きく越える数の電波が到来することがある。以上のような、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。

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や電界強度の推定、およびパイロット信号の情報から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。

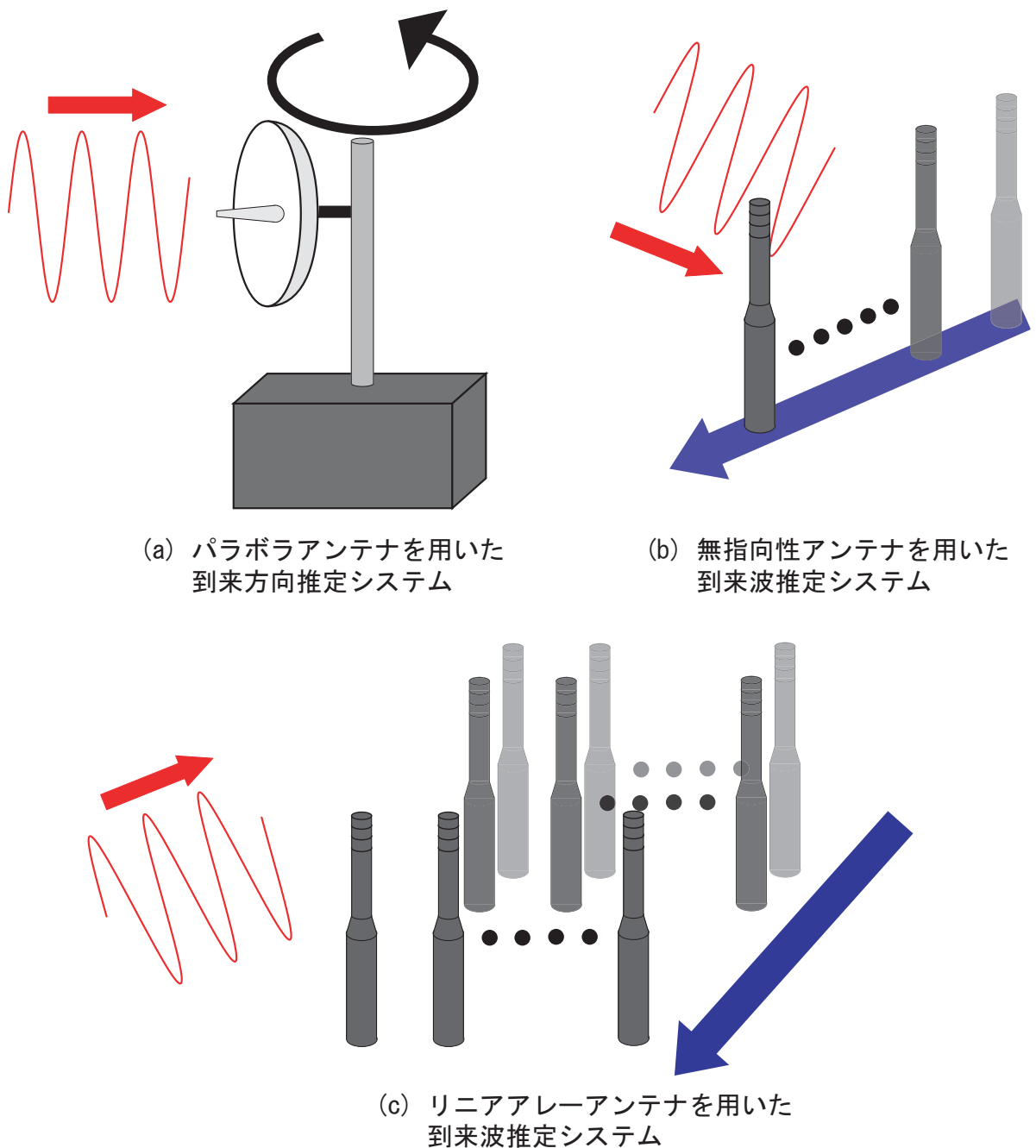


図 1.2: 過去の研究例

電波受信状況を調査する方法のひとつとして、図 1.2(a) のように、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 [1, 2]。しかし、この方法では、角度分解能を向上させるためには、開口面積の大きい指向性アンテナと回転させるための駆動装置が必要となるため、システム規模が大きくなってしまいう問題がある。

一方、図 1.2(b) のように、無指向性アンテナを直線上に等速度で移動させつつ遅延プロファイル測定し、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と到来方向との関係から到来方向を推定する方法がある [3, 4, 5]。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を分離することができないこと、また角度分解能が良くないことなどの欠点がある。

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る。そのため、電波受信状況を調査するシステムとしては、矩形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 [6] や ESPRIT(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) 法 [7] により、推定するシステムが有効である [8]。しかし、矩形アレーアンテナでは、アンテナ素子間の相互結合の影響により推定精度が低下すること [9]、相関波を分離するための Forward/Backward(F/B) 空間平均法 [8] を適用するためには多くの素子数を必要とすることなどから、推定システムの経済性に課題がある。他に、円形アレーアンテナを用いることも可能であるが、MUSIC 法や ESPRIT 法を用いて相関波の到来方向などを推定する場合、F/B 空間平均法を適用できないため、相関波が到来する場合に対応できない。

こうした問題の一改善策として、図 1.2(c) のように、リニアアレーを平行移動させて仮想矩形アレーを構築し、2次元離散フーリエ変換により到来方向を推定するシステムが提案されている [10]。これは、キャリア信号と同期がとれる場合のみ、MUSIC 法や ESPRIT 法を適用することができる [11]。しかし、キャリア信号と同期をとることができない場合、MUSIC 法などを適用するのは困難である。

こうした問題は、到来波が無変調波などであると仮定すると、サンプリング開始時間のずれによる位相差を補正するための素子を、リニアアレーに加えることで、解決が可能であると考えられる。つまり、リニアアレーの素子が並ぶ直線上から外れた座標に 1 素子または複数素子を配置すると、平行移動前後で素子位置が重なり、同じ信号を受信することから、これらの素子の受信データを基準として合成することにより、位相差を考慮した仮想矩形アレーの受信データが得られる。サンプリング開始時間のずれなどによる位相差を考慮できるため、超分解能アルゴリズムを適用することが可能となり、よ

り高精度な到来方向推定が可能になるものと思われる．素子の配置としては，L字型，T字型，リニアアレー以外の素子を複数並べる方法などが考えられる．L字型では，素子配置が対称でないため，到来方向により精度の偏りが生じる可能性があることや，複数並べる場合には，素子数が多くなり，矩形アレーアンテナなどに比べて素子数を少なくできるなどと利点がなくなる．以上のことから，T字型が最も適していると考えられる．

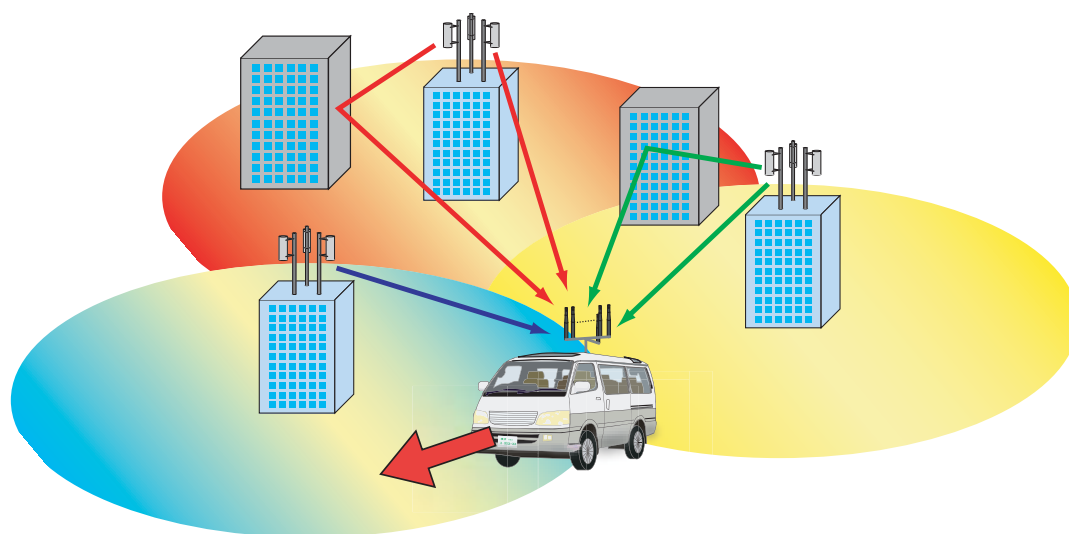


図 1.3: 到来波推定システムのイメージ図

本論文では，上記の考察に基づき，図 1.3 のように，特に都市部や市街地において到来波の到来方向および電界強度をリアルタイムに測定するシステムに使用することを目的として，基礎的検討のために T 字型アレーアンテナシステムを提案し，到来方向・電界強度推定のシミュレーションと，電波暗室内と電波案室内での到来方向推定実験を通して提案システムの性能を評価する．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，実際にサービスが行われている周波数である 900MHz 帯とする．

以下に本論文の構成を示す．第 2 章では，矩形アレーアンテナと円形アレーアンテナの受信信号の定式化を行い，本研究に関係の深い Beamformer 法と，相関行列の固有値，固有値ベクトルを用いた到来方向推定法である MUSIC 法の原理について述べる．第 3 章では，T 字型アレーアンテナを用いた到来波推定システムについて述べる．第 4 章では，基礎的検討として，T 字型アレーアンテナと，一般的なアレー形状である矩形アレーアンテナと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



定精度の比較を行う．第5章では，更なる検討のために，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評価する．第6章を本論文の結論とする．

## 第 2 章

# 到来波推定原理

本章では，到来方向推定原理について述べる．まず，矩形アレーアンテナ及び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，到来波推定アルゴリズムとして Beamformer 法と MUSIC 法について述べる．Beamformer 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，アレーの出力電力が大きくなる方向を探す方法であり，角度分解能は良くないが，到来波数推定が不必要である．このことから，5 章で述べる屋内実験，および屋外実験などの到来波数が正確に推定できない場合に，MUSIC 法の推定結果と比較するために用いる．また，MUSIC 法は，相関行列の雑音固有ベクトルが方向ベクトルとが直交することを利用する方法である．本提案システムで 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の影響による誤差が，後述する方向ベクトルを実測することで容易に補正できるためと，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．

### 2.1 各アレー形状での受信信号の定式化

#### 2.1.1 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 2.1 のように  $x$  軸方向に  $\Delta x$ ， $y$  軸方向に  $\Delta y$  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 2.2 のようにその到来方向を  $\theta_\ell$  ( $\ell = 1, \dots, L$ ) とすると， $m$  行  $n$  列目の素子の複素受信データ  $x_{m,n}^R(t)$  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無いものとする．

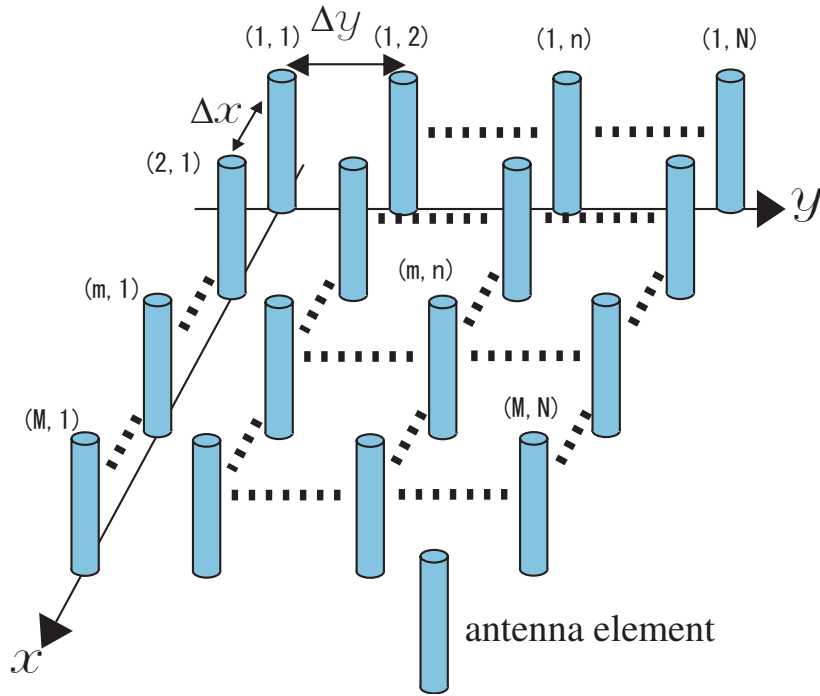


図 2.1: 矩形アレー

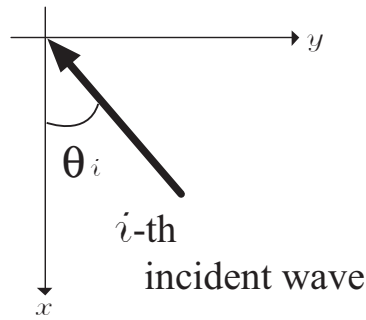


図 2.2: 到来波と到来方向の関係

$$x_{m,n}^R(t) = \sum_{\ell=1}^L F_{\ell}(t) e^{j\{\phi_{1,m}(\theta_{\ell}) + \phi_{2,n}(\theta_{\ell})\}} + n_{m,n}(t) \quad (2.1)$$

$$\phi_{1,m}(\theta_{\ell}) = \frac{2\pi}{\lambda} (m-1) \Delta x \cos \theta_{\ell} \quad (2.2)$$

$$\phi_{2,n}(\theta_{\ell}) = \frac{2\pi}{\lambda} (n-1) \Delta y \sin \theta_{\ell} \quad (2.3)$$

ここで、 $F_{\ell}(t)$  は第  $i$  波の 1 行 1 列目の素子における複素信号、 $n_{m,n}(t)$  は内部雑音、 $\lambda$  は波長である。複素受信データ  $x_{m,n}^R(t)$  をベクトル化すると、

$$X^R(t) = A^R F(t) + N(t) \quad (2.4)$$

$$X^R(t) = [x_{11}^R(t), \dots, x_{1N}^R(t), x_{21}^R(t), \dots, x_{2N}^R(t), \dots, x_{M1}^R(t), \dots, x_{MN}^R(t)]^T \quad (2.5)$$

$$A^R = [a^R(\theta_1), \dots, a^R(\theta_{\ell}), \dots, a^R(\theta_L)] \quad (2.6)$$

$$a^R(\theta_\ell) = \left[ e^{j\{\phi_{11}(\theta_\ell)+\phi_{21}(\theta_\ell)\}}, \dots, e^{j\{\phi_{1,M}(\theta_\ell)+\phi_{21}(\theta_\ell)\}}, \right. \\ \left. e^{j\{\phi_{11}(\theta_\ell)+\phi_{22}(\theta_\ell)\}}, \dots, e^{j\{\phi_{1,M}(\theta_\ell)+\phi_{2,N}(\theta_\ell)\}} \right]^T \quad (2.7)$$

$$F = [F_1(t), \dots, F_L(t)] \quad (2.8)$$

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

### 2.1.2 円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 2.3 のように，半径  $r$  の円周上に等間隔で配置された  $M$  素子の等間隔円形アレーとする．到来波数を  $L$  とし，図 2.2 のようにその到来方向を  $\theta_\ell$  ( $\ell = 1, \dots, L$ ) とすると， $k$  番目の素子の複素受信データ  $x_k^C(t)$  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無いものとする．

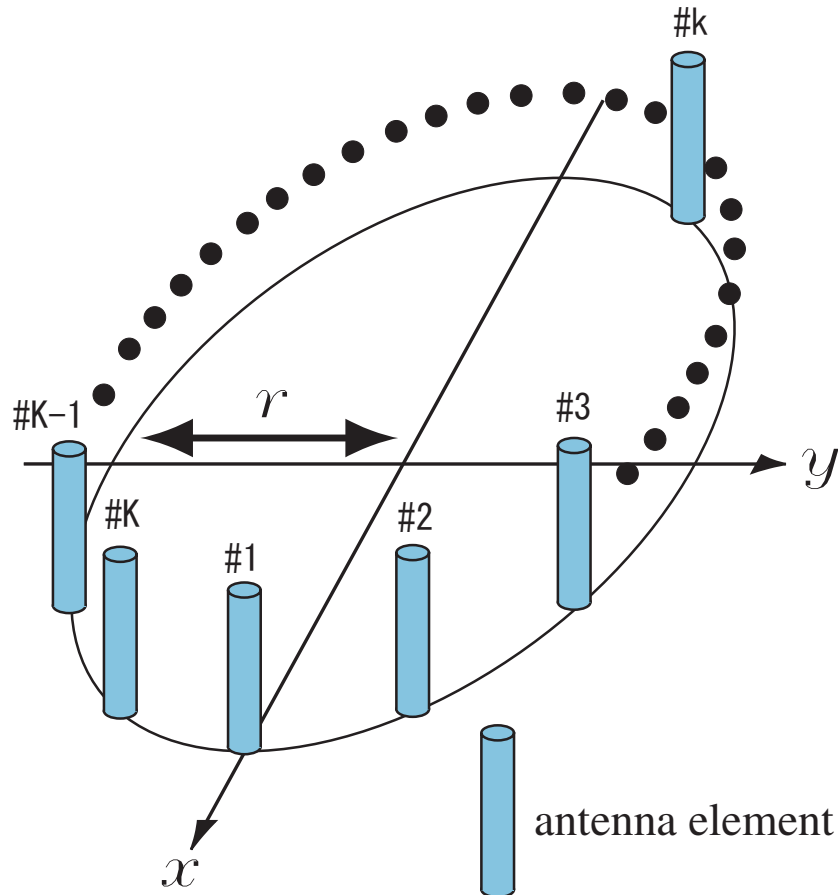


図 2.3: 円形アレーアンテナ

$$x_m^C(t) = \sum_{\ell=1}^L F_\ell(t) e^{j\phi_m(\theta_\ell)} + n_k(t)$$

$$\phi_k(\theta_\ell) = \frac{2\pi}{\lambda} r \cos\left(\theta_\ell - \frac{2\pi}{K}(k-1)\right) \quad (2.9)$$

$$(2.10)$$

ここで、 $F_\ell(t)$  は第  $\ell$  波の円の中心における複素信号、 $n_k(t)$  は内部雑音、 $\lambda$  は波長である。複素受信データ  $x_k^C(t)$  をベクトル化すると、

$$X^C(t) = A^C F(t) + N(t) \quad (2.11)$$

$$X^C(t) = [x_1^C(t), \dots, x_K^C(t)] \quad (2.12)$$

$$A^C = [a^C(\theta_1), \dots, a^C(\theta_L)] \quad (2.13)$$

$$a^C(\theta_\ell) = [e^{j\phi_1(\theta_\ell)}, \dots, e^{j\phi_K(\theta_\ell)}] \quad (2.14)$$

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。

## 2.2 Beamformer 法による到来波推定

本節では、Beamformer 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  $\ell$  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  $\phi_k(\theta_\ell)$  とする。つまり、矩形アレーの場合は、

$$X(t) = X^R(t) \quad (2.15)$$

$$a(\theta_\ell) = a^R(\theta_\ell) \quad (2.16)$$

$$\phi_k(\theta_\ell) = \phi_{1,m}(\theta_\ell) + \phi_{2,n}(\theta_\ell) \quad (2.17)$$

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

$$X(t) = X^C(t) \quad (2.18)$$

$$a(\theta_\ell) = a^C(\theta_\ell) \quad (2.19)$$

$$\phi_k(\theta_\ell) = \phi_k(\theta_\ell) \quad (2.20)$$

となる。

このとき、入力ベクトルを用いて、相関行列  $R_{xx}$  を求める。

$$R_{xx} = E[X(t)X^H(t)] \quad (2.21)$$

$$= ASA^H + \sigma^2 I \quad (2.22)$$

ただし， $S$  は信号相関行列であり，

$$S = E [F(t)F^H(t)] \quad (2.23)$$

である．

アレーアンテナのメインローブを角度  $\theta$  にむけるためには，共相条件より各ウエイトを，それぞれ次のように設定する．

$$w_k = e^{-j\phi_k(\theta)} \quad (2.24)$$

この角度  $\theta$  を推定する範囲で変化させ，アレーの出力のピークを検出する．このときのアレー出力電力は

$$P_{out} = \frac{1}{2} a^H(\theta) R_{xx} a(\theta) \quad (2.25)$$

である．Beamformer 法による角度分布は，この出力電力関数を正規化し，

$$P_{BF}(\theta) = \frac{P_{out}}{a^H(\theta)a(\theta)/2} = \frac{a^H(\theta)R_{xx}a(\theta)}{a^H(\theta)a(\theta)} \quad (2.26)$$

として得られる．この  $\theta$  を変化させたときの  $P_{BF}$  のピークの位置から到来方向がわかり，ピークの高さから到来波の入力電力がわかる．

## 2.3 MUSIC 法による到来波推定

本節では，MUSIC 法の原理について述べる．Beamformer 法と同様に相関行列を求める．ここで，信号相関行列  $S = E [F(t)F^H(t)]$  は，次式のように成分表示される．

$$S = \begin{bmatrix} E[|F_1(t)|^2] & E[|F_1(t)F_2^*(t)|] & \dots & E[|F_1(t)F_L^*(t)|] \\ E[|F_2(t)F_1^*(t)|] & E[|F_2(t)|^2] & \dots & E[|F_2(t)F_L^*(t)|] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E[|F_L(t)F_1^*(t)|] & E[|F_L(t)F_2^*(t)|] & \dots & E[|F_L(t)|^2] \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

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）．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

$$ASA^H e_i = \mu_i e_i \quad (i = 1, 2, \dots, K) \quad (2.28)$$

と表せ，その固有値は実数で

$$\mu_1 \geq \mu_2 \geq \dots \geq \mu_L > \mu_{L+1} = \dots = \mu_K = 0 \quad (2.29)$$

という関係をもつ．また対応する固有ベクトルは

$$\mathbf{e}_i^H \mathbf{e}_k = \delta_{ik} \quad (i = 1, 2, \dots, K) \quad (2.30)$$

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するということが分かっている）．ただし， $\delta_{ik}$  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，

$$\begin{aligned} R_{xx} \mathbf{e}_i &= (A S A^H + \sigma^2 I) \mathbf{e}_i \\ &= A S A^H \mathbf{e}_i + \sigma^2 \mathbf{e}_i \\ &= \mu_i \mathbf{e}_i + \sigma^2 \mathbf{e}_i \\ &= (\mu_i + \sigma^2) \mathbf{e}_i \quad (i = 1, 2, \dots, K) \end{aligned} \quad (2.31)$$

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．最小ノルム法が熱雑音の大きさによらず良好な特性を示していたのはこのためである．

そこで，

$$\lambda_i \triangleq \mu_i + \sigma^2 \quad (i = 1, 2, \dots, K) \quad (2.32)$$

とにおいて相関行列  $R_{xx}$  の固有値を表すと

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L > \lambda_{L+1} = \dots = \lambda_K = \sigma^2 \quad (2.33)$$

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  $\sigma^2$  より大きい固有値の数から到来波数  $L$  を推定することが出来る．到来波数推定的手段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．

$$R_{xx} \mathbf{e}_i = (A S A^H + \sigma^2 I) \mathbf{e}_i = \lambda_i \mathbf{e}_i = \sigma^2 \mathbf{e}_i \quad (i = L + 1, \dots, K) \quad (2.34)$$

と表されるので

$$A S A^H \mathbf{e}_i = 0 \quad (i = L + 1, \dots, K) \quad (2.35)$$

が導かれる．さらに行列  $A$  と  $S$  がフルランクであることから

$$A^H e_i = 0 \quad (i = L + 1, \dots, K) \quad (2.36)$$

すなわち，

$$\mathbf{a}^H(\theta_\ell) e_i = 0 \quad (\ell = 1, 2, \dots, L; i = L + 1, \dots, K) \quad (2.37)$$

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  $\{e_{L+1}, \dots, e_K\}$  をアレーアンテナのウエ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  $\{e_{L+1}, \dots, e_K\}$  は最小固有値  $\sigma^2$  に対応するため， $(K - L)$  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と．よってアレーアンテナのウエ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作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．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

$$S = \text{span}\{e_1, e_2, \dots, e_L\} \quad (2.38)$$

$$\mathcal{N} = \text{span}\{e_{L+1}, e_{L+2}, \dots, e_K\} \quad (2.39)$$

の二つの部分空間に分けることができ， $S$  と  $\mathcal{N}$  は互いに直交補空間の関係にある．一方，式 (2.37) より

$$S' = \text{span}\{\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)\} \quad (2.40)$$

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  $S$  と  $S'$  は共に  $L$  次元で  $\mathcal{N}$  と直交する補空間を作るので

$$S = S' \quad (2.41)$$

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  $S$  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．

ここで到来方向推定の話に戻る．上述のように  $(K - L)$  個の固有ベクトルは各々が最



最小ノルム法のウェイトベクトルである．それ故，

$$P_{MN_1}(\theta) = \frac{1}{|\mathbf{e}_{L+1}^H \mathbf{a}(\theta)|^2} \quad (2.42)$$

$$P_{MN_2}(\theta) = \frac{1}{|\mathbf{e}_{L+2}^H \mathbf{a}(\theta)|^2} \quad (2.43)$$

⋮

$$P_{MN_{K-L}}(\theta) = \frac{1}{|\mathbf{e}_K^H \mathbf{a}(\theta)|^2} \quad (2.44)$$

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するのではなく

$$\frac{1}{\frac{1}{P_{MN_1}} + \frac{1}{P_{MN_2}} + \dots + \frac{1}{P_{MN_{K-L}}}} \quad (2.45)$$

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 (2.45) を整理し， $\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)$  を掛けて正規化すると

$$\begin{aligned} P_{MU}(\theta) &\triangleq \frac{1}{\sum_{i=L+1}^K |\mathbf{e}_i^H \mathbf{a}(\theta)|^2} \times \mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta) \\ &= \frac{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta)E_N E_N^H \mathbf{a}(\theta)} \end{aligned} \quad (2.46)$$

$$E_N \triangleq [\mathbf{e}_{L+1}, \dots, \mathbf{e}_K] \quad (2.47)$$

と表される．これは通常，MUSIC スペクトラムと呼ばれ， $\theta$  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．こうして到来方向が決まれば，逆行列演算（一般逆行列演算）により

$$S = (A^H A)^{-1} A^H (R_{xx} - \sigma^2 I) A (A^H A)^{-1} \quad (2.48)$$

を計算し，この行列  $S$  の第  $i$  対角成分から第  $i$  到来波の受信電力（強度）が得られる．なお，式 (2.33) 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．

また，MUSIC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 .

$$\hat{F}(t) = (A^H A)^{-1} A^H \mathbf{X}(t) \quad (2.49)$$

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

$$\mathbf{W}^H = (A^H A)^{-1} A^H \equiv [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_L]^H \quad (2.50)$$

とおけば ,  $\mathbf{W}$  の第  $\ell$  列ベクトル  $\mathbf{w}_\ell$  が第  $\ell$  到来波を選択受信するためのアレーの最適ウエイトということになる .

## 第 3 章

# T 字型アレーアンテナによる到来波推定

本章では，無変調の正弦波が到来すると仮定した場合に，T 字型アレーアンテナの各素子で受信される信号波形から，仮想矩形アレーアンテナの各素子における信号波形を合成する手法を示す．提案するデータ合成手法では，複数の送信源からそれぞれ異なるランダムデータで変調された電波が到来する場合や，比較する 2 素子のデータがマルチパスフェージングの影響により SN 比が極端に劣化し，信号成分の情報をまったく測定できない場合では，到来波推定を行うことは困難であると考えられる．しかし，到来波全てが無変調の正弦波，またはある一定時間ごとに，同一の信号で位相変調された電波のみが到来する場合，比較する 2 素子のデータから信号成分を測定できるならば，適用可能である．したがって，プリアンブル部あるいはトレーニング信号部などの位相変調による参照信号のみが，同時に複数の送信源から送信されるような無線システムにおいて，フレーム同期を取るなどして提案手法を適用することが可能であると考えられる．

合成された信号情報をもとに，2.3 節で概説した MUSIC 法を用いた到来方向推定が可能となる．まず，3.1 節において，信号波形を合成する手法について述べる．次に，3.2 節において，正確に到来方向推定を行うために必要となるアレー素子間隔条件について考察する．

### 3.1 データの合成法

仮想矩形アレーのデータを合成するひとつの方法として， $N$  素子リニアアレーを用いる方法がある [10]．

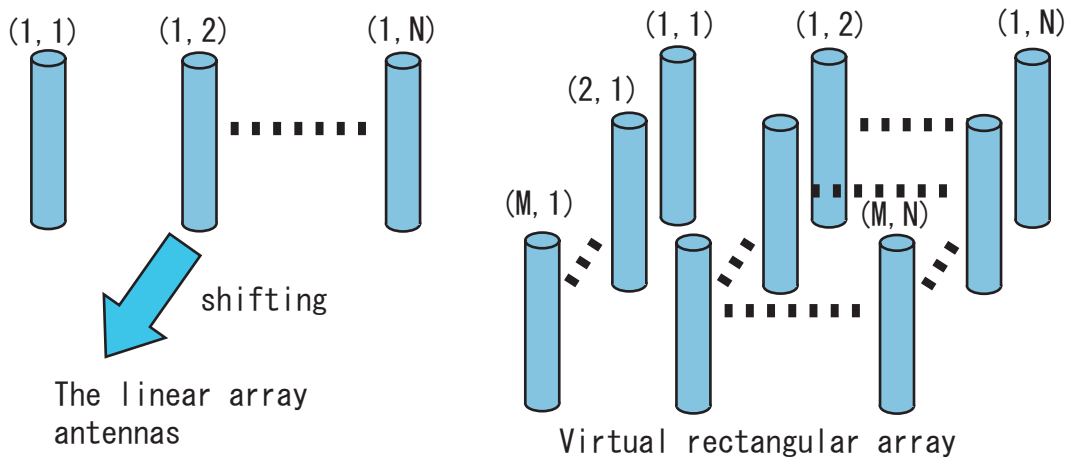


図 3.1: リニアアレーによる仮想矩形アレー

まず，ある位置で静止させたリニアアレーアンテナに到来する波を観測する．その後，図 3.1 のように，リニアアレーアンテナを素子間隔だけ平行移動しながら測定を行う．この操作を繰り返して計  $M$  回測定し，得られた観測データを総合することにより  $M \times N$  仮想矩形アレーのデータを得ることができる．

しかし，この方法で得られた仮想矩形アレーのデータは，送受信機の同期がとれていない場合，各列のサンプリング開始のタイミングがずれていることを考慮することができず，正しくデータを合成できないため，MUSIC 法で正確に推定できない．そこで，図 3.2 のような  $(N + 1)$  素子 ( $N$  は奇数) の T 字型アレーを用いて仮想矩形アレーのデータを合成することを考える．

ある位置で，静止した T 字型アレーにより受信し，A/D コンバーターでサンプリングされたデータ列を  $x_1$  とし，サンプル数を  $K$ ，サンプリング間隔を  $T$  とする．このとき， $x_1$  は以下のように表される．

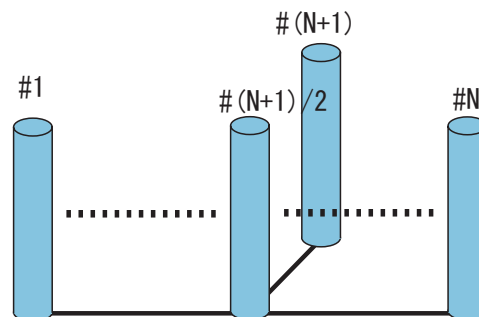


図 3.2: T 字型アレー

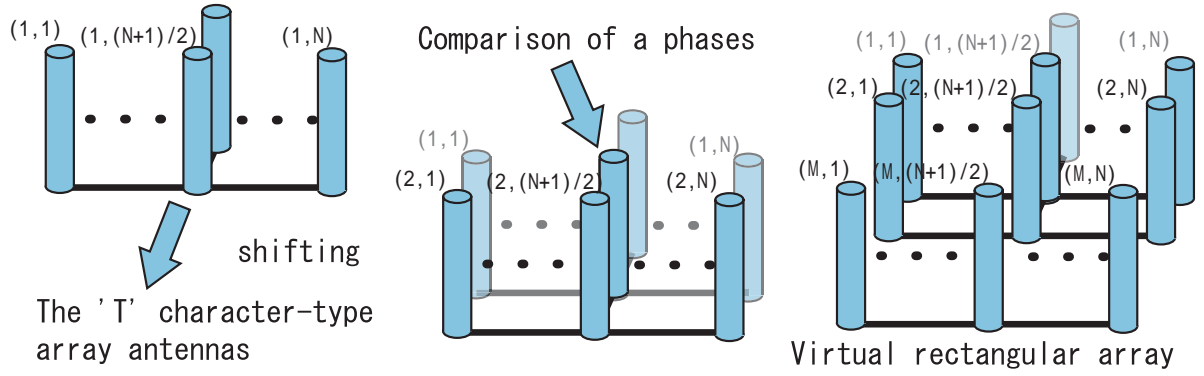


図 3.3: T字型アレーによる仮想矩形アレー

$$X_1^t = [x_{11}^t, x_{12}^t, \dots, x_{1,(N+1)}^t]$$

$$x_1 = [x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1,(N+1)}]$$

$$x_{1n} = [x_{1n}(T), x_{1n}(2T), \dots, x_{1n}(KT)]^T$$

ただし,  $x_{1n}$  ( $n = 1, \dots, N + 1$ ) は第  $n$  番目の素子での観測データであり,  $x_{1n}(kT)$  ( $k = 1, \dots, K$ ) は第  $n$  番目の素子で  $k$  番目にサンプルされたデータである.

次に, 図 3.3 のように素子間隔だけ正確に平行移動し, その位置で静止した状態での測定データを

$$x_2 = [x_{21}, x_{22}, \dots, x_{2,(N+1)}]$$

$$x_{2n} = [x_{2n}(T), x_{2n}(2T), \dots, x_{2n}(KT)]^T$$

とする. 平行移動前後で重なる素子にて観測される  $x_{1,N+1}$  と  $x_{2,(N+1)/2}$  は, 位置が同じであり到来波間の位相差も変化しないことから, ほぼ同じデータ列である. しかし,  $x_{2,(N+1)/2}$  は平行移動に時間がかかり, 測定する時間が異なるため,  $x_{1,N+1}$  とは位相がずれたデータ列となる. 例えば, この位相差がなくなるように,  $x_1$  と  $x_2$  を合成することにより, 仮想的に  $2 \times N$  矩形アレーで受信したデータが得られる.

位相のずれをなくすために以下のような操作を行う.  $x_{1,N+1}^t$  と  $x_{2,(N+1)/2}^t$  のデータ列を, 式 (3.1) により, ずらしながら相関  $C(p)$  ( $p = 1, \dots, K - P$ ) を計算する.

$$C(p) = \sum_{i=1}^P x_{1,(N+1)}((\hat{p}_{01} + i - 1)T) x_{2,(N+1)/2}^*((i + p - 1)T) \quad (3.1)$$

ただし,  $P(P \leq K)$  は相関を計算するデータ数,  $[\cdot]^*$  は複素共役を表し,  $\hat{p}_{01}$  は到来方向推定で用いるデータの最初の数であり, 通常は 1 である.  $C(p)$  が最も大きくなるときの

$p$  を  $\hat{p}_{12}$  とし，スナップショット数を  $Y$  とすると，以下の式のように， $x_1$  と  $x_2$  から到来波推定に用いるデータ  $\acute{X}_1$  と  $\acute{X}_2$  を抽出する [12] ．

$$\begin{aligned} \acute{X}_1 &= [\hat{x}_{11}, \hat{x}_{12}, \dots, \hat{x}_{1,(N+1)}] \\ &= \begin{bmatrix} x_{11}(\hat{p}_{01}T) & \dots & x_{1N}(\hat{p}_{01}T) \\ x_{11}((\hat{p}_{01} + 1)T) & \dots & x_{1N}((\hat{p}_{01} + 1)T) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{11}((\hat{p}_{01} + Y - 1)T) & \dots & x_{1N}((\hat{p}_{01} + Y - 1)T) \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{Y \times N} \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} \acute{X}_2 &= [\hat{x}_{21}, \hat{x}_{22}, \dots, \hat{x}_{2,(N+1)}] \\ &= \begin{bmatrix} x_{21}(\hat{p}_{12}T) & \dots & x_{2N}(\hat{p}_{12}T) \\ x_{21}((\hat{p}_{12} + 1)T) & \dots & x_{2N}((\hat{p}_{12} + 1)T) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{21}((\hat{p}_{12} + Y - 1)T) & \dots & x_{2N}((\hat{p}_{12} + Y - 1)T) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.3)$$

以上のことを，重なった素子でサンプリングしたデータごとそれぞれ行い  $\hat{p}_{(m-1),m}$  を求め，抽出したデータを用いて以下の式のように合成する．

$$\begin{aligned} x &= [\acute{X}_1, \dots, \acute{X}_m, \dots, \acute{X}_M] \\ &= [\hat{x}_{11}, \dots, \hat{x}_{1N}, \hat{x}_{21}, \dots, \hat{x}_{2N}, \dots, \hat{x}_{M1}, \dots, \hat{x}_{MN}] \in \mathbf{R}^{Y \times MN} \end{aligned}$$

$$\acute{X}_m = \begin{bmatrix} x_{m1}(\hat{p}_{(m-1),m}T) & \dots & x_{mN}(\hat{p}_{(m-1),m}T) \\ x_{m1}((\hat{p}_{(m-1),m} + 1)T) & \dots & x_{mN}((\hat{p}_{(m-1),m} + 1)T) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{m1}((\hat{p}_{(m-1),m} + Y - 1)T) & \dots & x_{mN}((\hat{p}_{(m-1),m} + Y - 1)T) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

こうして得られたデータ  $x$  は，T字型アレーアンテナをずらして測定し，かつ同期などがとれていないことなどによる位相差を補正したデータとなる．つまり， $x$  は，仮想的に得られた  $M \times N$  矩形アレーのデータである．この  $x$  の各行ベクトルを時間毎の入力ベクトルとして用いることで，MUSIC 法や ESPRIT 法などによる到来方向推定が可能となる．

## 3.2 素子間隔

等間隔矩形アレーアンテナを用いて，Beamformer 法，MUSIC 法，ESPRIT 法などにより到来方向を推定する場合，電波が到来していない方向でも，式 (2.8) 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，到来方向およびその推定値をそれぞれ  $\theta, \theta_0$  とすると，虚像が存在しないためには，式 (2.2),(2.3) より

$$\begin{aligned}\frac{2\pi}{\lambda}\Delta x \cos \theta &= \frac{2\pi}{\lambda}\Delta x \cos \theta_0 + 2\pi m \\ \frac{2\pi}{\lambda}\Delta y \sin \theta &= \frac{2\pi}{\lambda}\Delta y \sin \theta_0 + 2\pi n\end{aligned}$$

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素子間隔  $\Delta x, \Delta y$  を決定しなければならない．

ここで，式 (3.5) より

$$\begin{aligned}\cos \theta &= \cos \theta_0 + \frac{\lambda}{\Delta x} m \\ \sin \theta &= \sin \theta_0 + \frac{\lambda}{\Delta y} n\end{aligned}$$

となり，また  $-1 \leq \sin \theta, \cos \theta \leq 1$  であるから， $\theta_0$  の存在が唯一であるためには

$$\frac{\lambda}{\Delta x}, \frac{\lambda}{\Delta y} > 2$$

となる．これより

$$\Delta x, \Delta y < \frac{\lambda}{2}$$

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．

## 第 4 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，シミュレーションにより提案手法と円形アレーアンテナや矩形アレーアンテナを用いた場合とを比較し，提案システムの有効性を検証する．

### 4.1 シミュレーション諸元

T字型アレーの素子数を  $7+1$  素子，移動回数を 3 回とし， $7 \times 4$  素子仮想矩形アレーのデータを合成する．虚像が存在しないための素子間隔の条件は前章より半波長未満であるが，素子間隔が小さ過ぎると素子間相互結合の影響を大きく受けるため推定精度が劣化することが考えられる．そこで，T字型アレー，矩形アレーともに素子間隔を 0.4 波長間隔とする．各アレー形状の諸元を表 4.1 に示す．矩形アレーの素子数は， $7 \times 4(28)$  素子，円形アレーの素子数は 8 素子とする．到来波が相関波の場合，MUSIC 法のみで

表 4.1: アレー形状の諸元

The 'T' character-type array antenna	7+1 elements (7×4 elements)
The rectangular array	7 × 4 elements
Element interval of rectangular and virtual rectangular array	0.4-wavelength
Circular array	8 elements
Radius of circular array	0.5-wavelength



表 4.2: シミュレーションの諸元

The number of arrival waves	6(-140deg, -40deg, -10deg, 70deg, 100deg, 160deg)
wave form	sinusoidal wave
SN ratio	0 ~ 20dB
The number of snapshots	300times

は到来波推定できない．そこで，F/B 空間平均法 [8] を適用するために，T 字型アレー，矩形アレーでは，サブアレーを  $3 \times 3$  素子とする．円形アレーの場合は，アレーを平行移動させることにより，仮想的に F/B 空間平均を行い，推定する．シミュレーションの諸元を表 4.2 に示す．到来波数は 6 波の正弦波とした．T 字型アレーでは，更に到来波数が多くなる場合，移動回数を多くするなどして，仮想矩形アレーの素子数を多くすることにより推定可能である．ここでの SN 比は，次式で定義する．

$$SNR = 10 \log \frac{\text{到来波の総電力}}{\text{熱雑音電力}}$$

また，到来波の電力はそれぞれ同じとし，40 倍のオーバーサンプリングを行う．

## 4.2 シミュレーション結果

SN 比が 10dB の場合の MUSIC スペクトラムを図 4.1 に示す．T 字型アレーは，スペクトラムのダイナミックレンジが，矩形アレーより若干劣化し，円形アレーと同程度である．これは，キャリア信号と同期がとってないためサンプリング開始のタイミングが各列異なることや，雑音の影響などにより，データを合成するときに誤差が生じるためと考えられる．しかし，到来方向推定の精度では，各形状ともに精度良く推定できている．また，電界強度推定の結果を図 4.2 に示す．到来波の電界強度はすべて同じであるが，円形アレーでは，波ごとに推定値が異なり，精度がよくないことがわかる．一方，矩形アレーと T 字型アレーでは，ほぼ一定となった．また，T 字型アレーと矩形アレーとの推定値の差が平均約 3% であるので，T 字型アレーが有効であると考えられる．

次に，SN 比を変化させた場合での各形状の MUSIC スペクトラムを図 4.3 ~ 図 4.5 に示す．円形アレー及び T 字型アレーは，SN 比が劣化すると MUSIC スペクトラムのダイナミックレンジや推定精度も劣化することがわかる．一方，矩形アレーでは，若干の劣化である．この原因としては，雑音の影響により合成するときの誤差が大きくなるためと考えられる．

以上の結果より、仮想矩形アレーでは若干雑音の影響を受けるが、矩形アレーと同程度の推定精度を得られることがわかる。一方、SN比が劣化することによる推定精度やMUSIC スペクトラムのダイナミックレンジの劣化などは、オーバーサンプリングレートを更に高くすることや、データの補間などを行うことにより、改善されると考えられる。

以上から、提案システムは円形アレーよりも精度良く推定が可能であり、矩形アレーとほぼ同じ精度であることがわかった。また、到来方向・電界強度推定において矩形アレーと同様の精度であることから、遅延時間推定についても、同程度の推定精度であると考えられる。

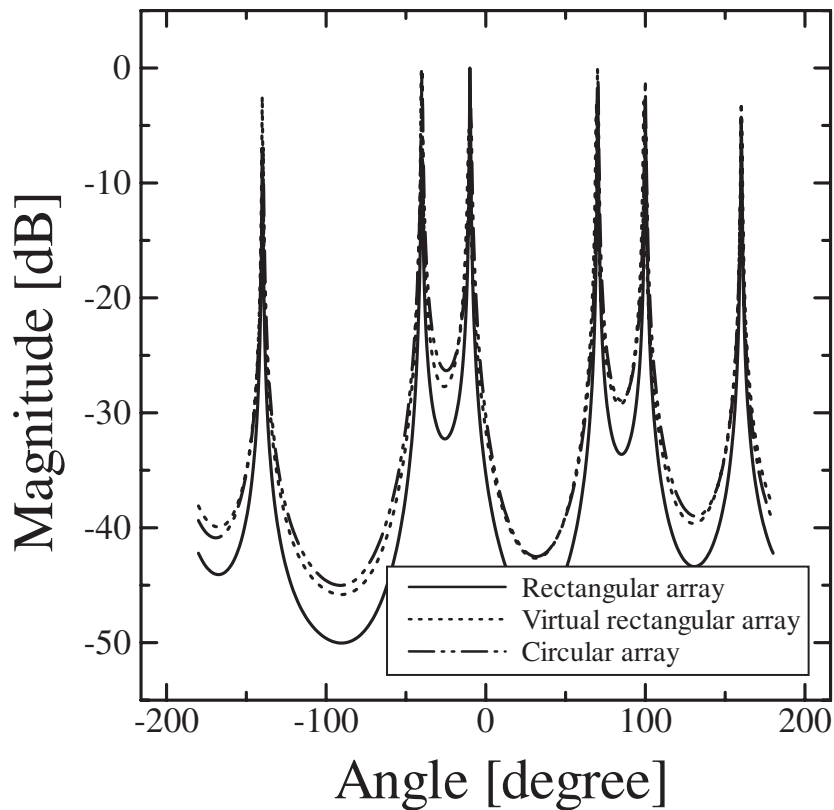


図 4.1: MUSIC スペクトラム (SNR = 10[dB])

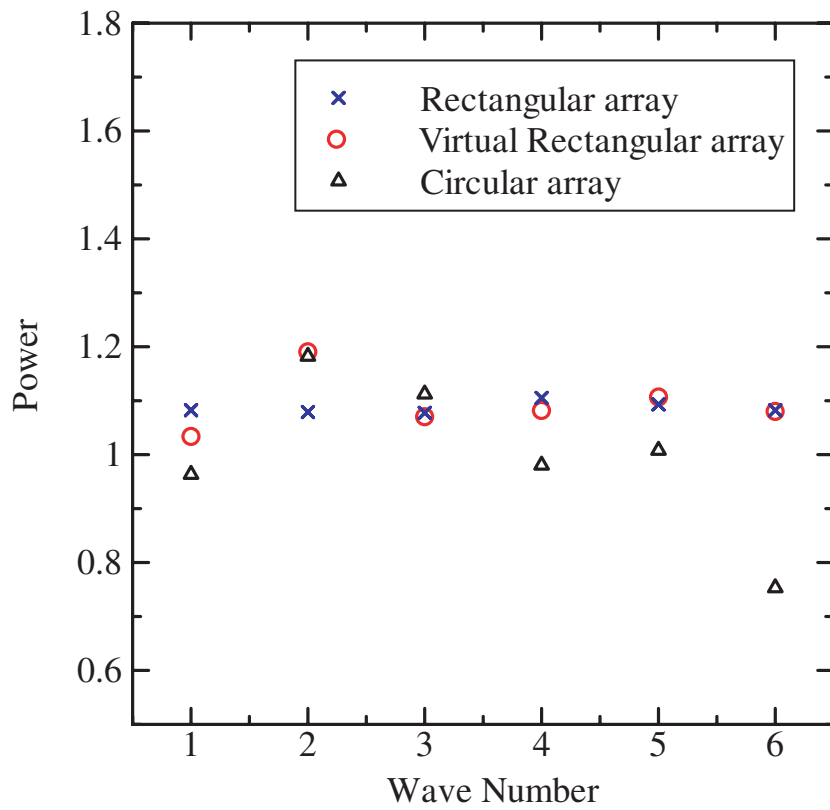


図 4.2: 電界強度推定結果

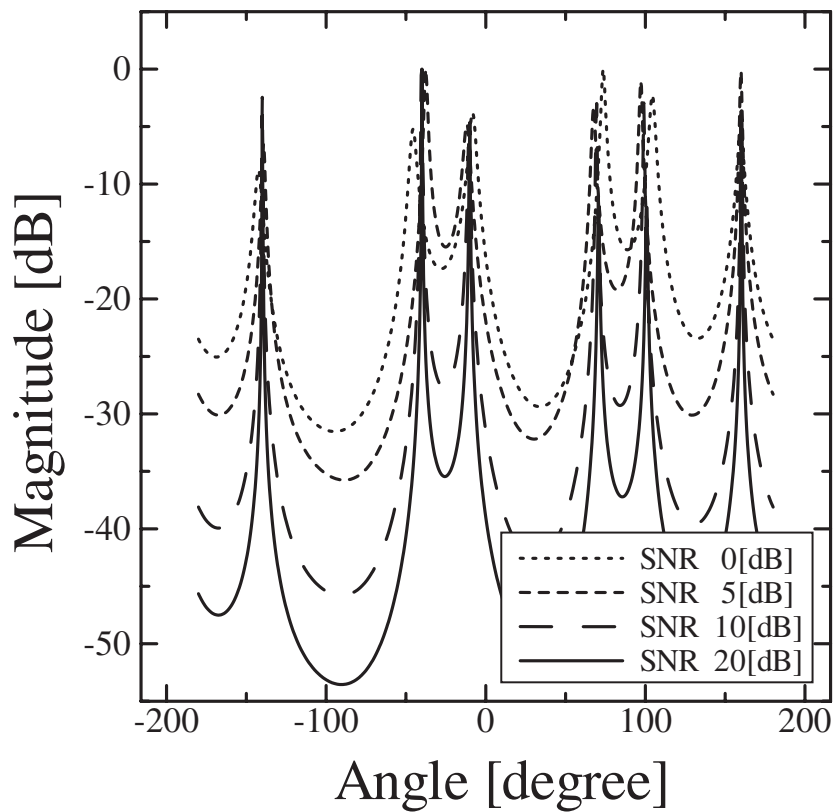


図 4.3: 仮想矩形アレーの MUSIC スペクトラム

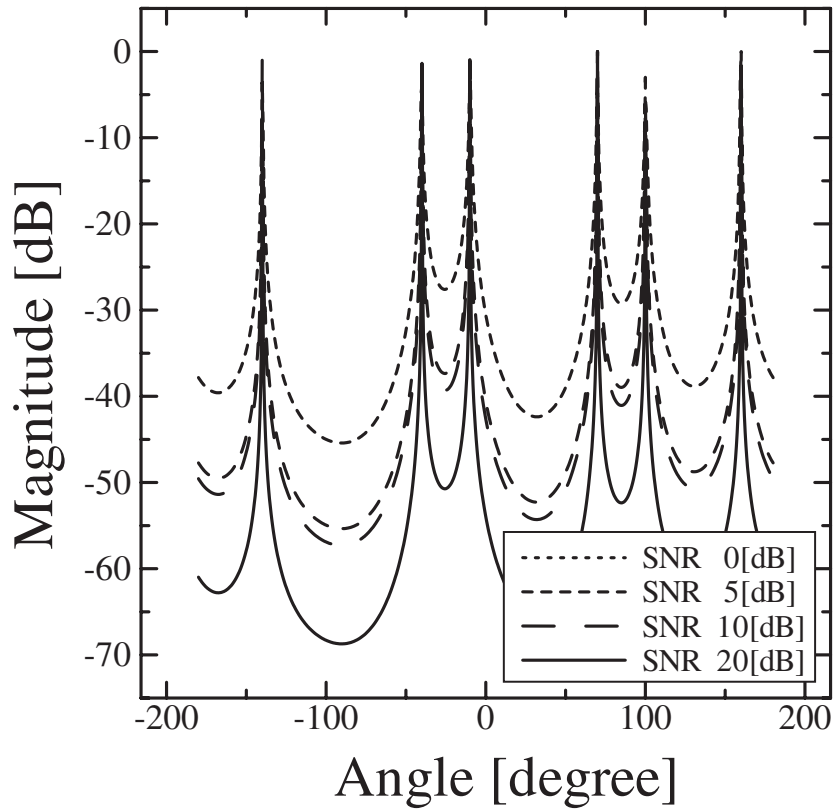


図 4.4: 矩形アレーの MUSIC スペクトラム

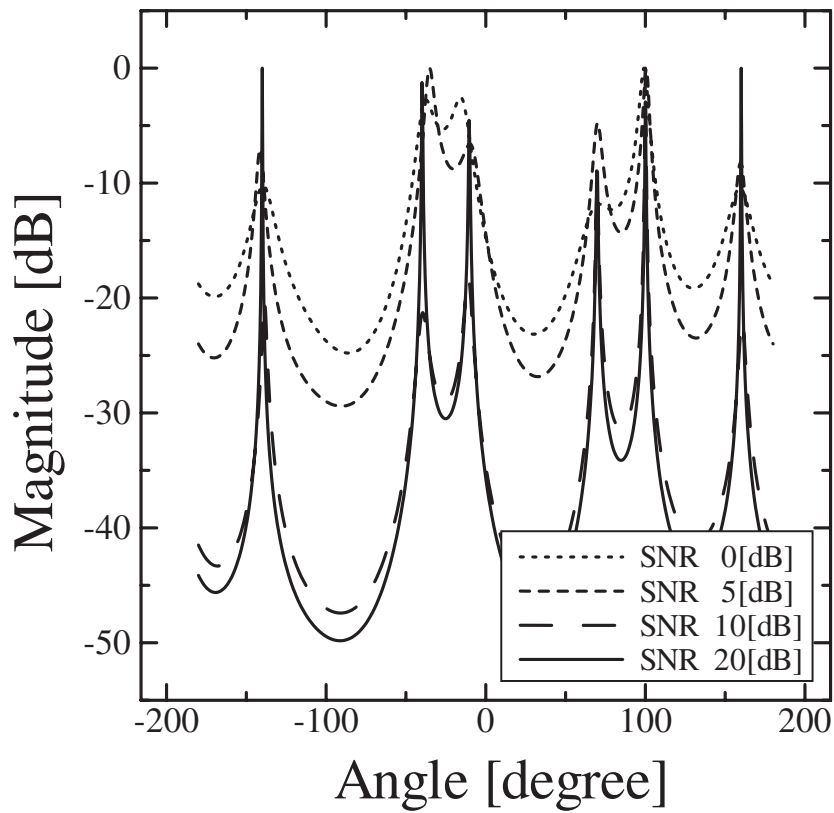


図 4.5: 円形アレーの MUSIC スペクトラム

## 第 5 章

# 実験による到来波推定システムの評価

本章では，T字型アレーアンテナによる到来波推定システムを試作し，実験を行い，提案システムの性能を評価する．まず 5.1 節において，試作したシステムの仕様・特性について述べる．5.2 節では 1 波および 2 波が到来した場合について，それぞれ電波暗室内で実験を行い，得られた結果，推定精度，誤差要因などについて考察する．次に，5.3 節では，屋内での実験を行い，更なる提案システムの有効性について検証する．そして，5.4 節では，試作システムを実際のシステムに適用する場合の基礎的検討として，矩形アレーアンテナを用いて基地局からの到来波の推定を行う．

### 5.1 試作システムの諸元

試作した到来波推定システムは，主にアンテナ部，受信機，PC 部からなる．アンテナを図 5.1 に示す．これは，無指向性で利得が約 0dBd のスリーブアンテナである．受信機の外観を図 5.2 に示す．また，受信機の諸特性を表 5.1 に示す．試作した受信機は AGC により， $-60\text{dBm}$  以上の RF 入力に対しては， $-60\text{dBm}$  に抑制される．チャンネル数は 8 であり，それぞれの直交検波を行い I, Q 成分を出力する．図 5.3 に示すように RF 信号は，900MHz 帯の信号から 70MHz に 2 回ダウンコンバートされ直交検波を行う [9]．中間周波数 70MHz の部分で，出力の位相  $\pm 90^\circ$ ，ゲイン  $\pm 5\text{dB}$  の範囲で受信レベルのキャリブレーションが可能である．受信機の内部発振器の安定度は約  $\pm 0.5\text{ppm}$ ，ドリフトは約 400Hz(Max) である．また，受信機の 3dB 帯域幅は約 35MHz である．図 5.4 に受信機の入出力特性を示す．また，試作システムを図 5.5 に示す．図 5.5 のように，合板と測長ユニットを組み合わせることにより，正確に送受信アンテナ部を平行移動できる．受信機から出力される IQ 信号は，サンプリング周波数 5MHz，12bit の A/D コンバータにより，デジタル信号に変換した後，PC で MUSIC 法により到来方向推定を行う．

表 5.1: 受信機の特徴

IF Frequency	70MHz
Gain	$50 \pm 3\text{dB}$
RF Input Range	$-110\text{dBm} \sim -30\text{dBm}$
Phase Control Range	$\pm 90\text{degree}$
Gain Control Range	$\pm 5\text{dB}$
RF In Connector	SMA-Female
IF Output Connector	BNC-Female



図 5.1: 受信用アンテナ



図 5.2: 受信機

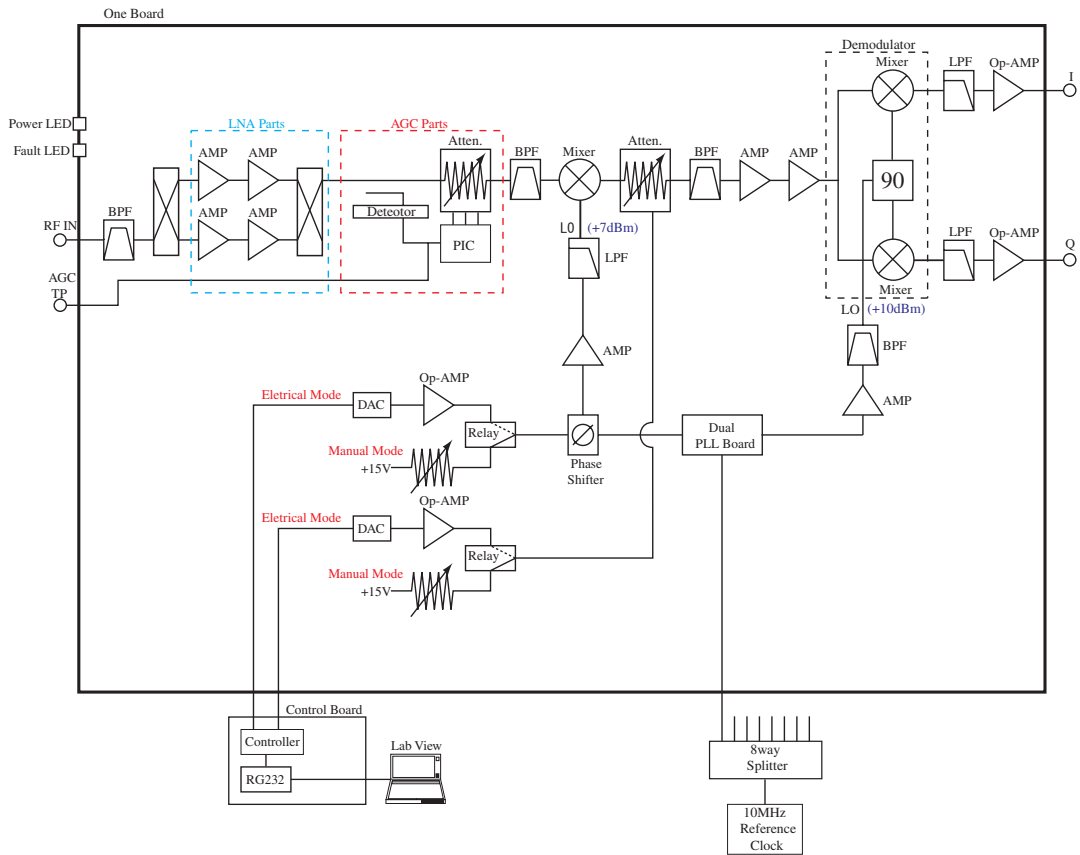
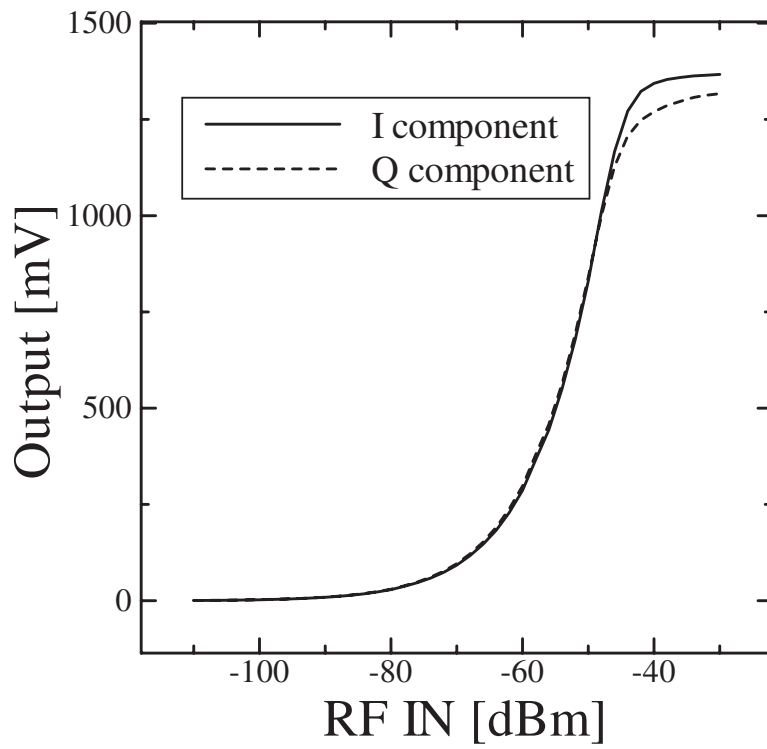
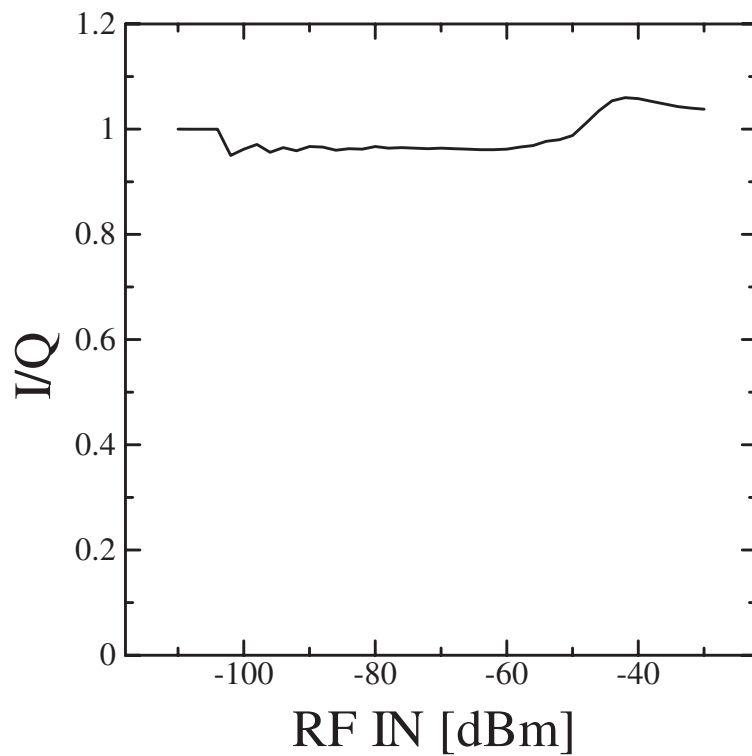


図 5.3: 受信機のブロック図



(a) 受信機の実出力特性



(b) 受信機の実出力のI, Q成分の差

図 5.4: 受信機の実出力特性



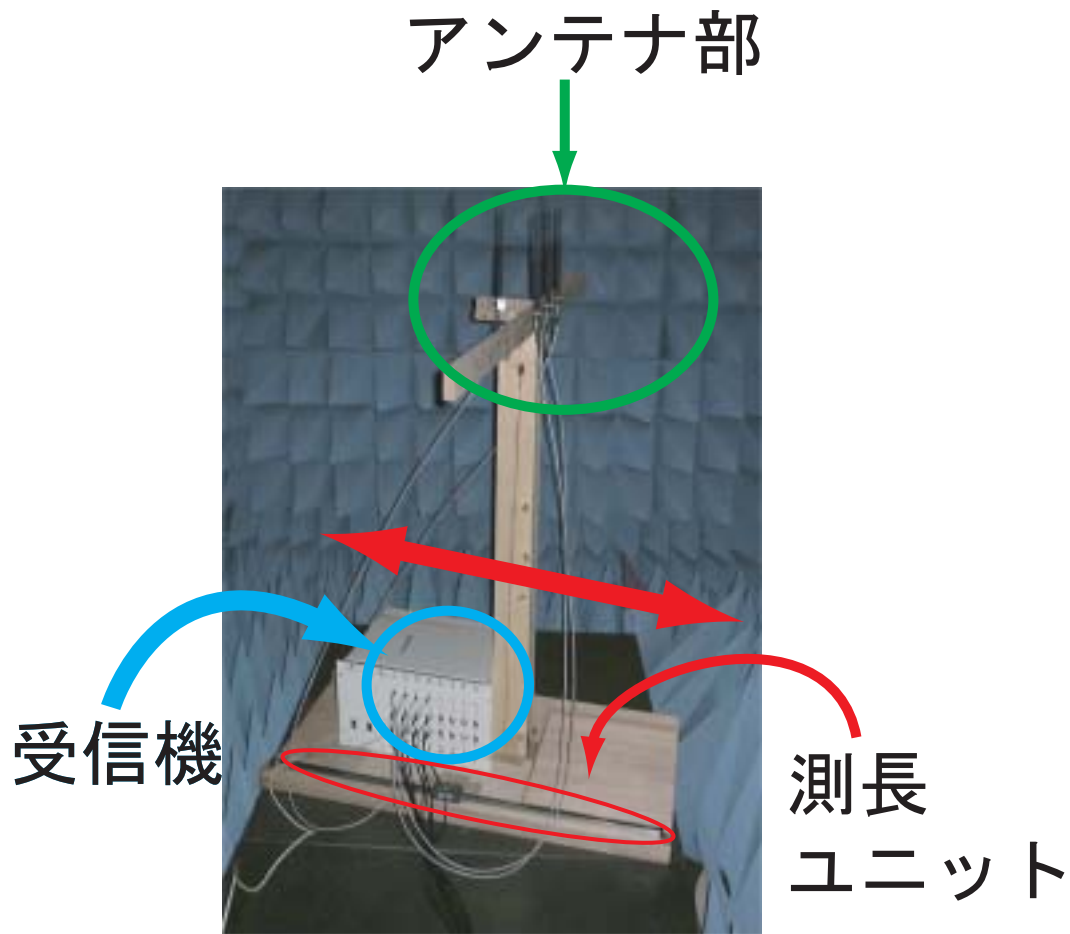


図 5.5: 試作システム

## 5.2 電波暗室内における到来波推定

### 5.2.1 到来波数 1 波の場合

提案システムの有効性を検証するため、まず、到来波数 1 波の場合での実験を電波暗室内で行う。実験の諸元を表 5.2 に示す。各アレー形状の諸元を表 5.3 に示す。T 字型アレーアンテナは、0.4 波長間隔の 3+1 素子であり、これを 3 回平行移動させ、 $3 \times 4$  仮想矩形アレーのデータを合成する。矩形アレーアンテナは 0.4 波長間隔の  $3 \times 2$  素子、円形アレーアンテナは半径 0.4 波長の 6 素子である。送信周波数は 900MHz 帯であり、無変調の正弦波を送信する。送信機の出力は  $-15\text{dBm}$  である。また、ADC からの出力をフーリエ変換し、SN 比を計算した結果、約 20dB であった。また、送受信間で同期はとっていないが、送信機の内部発振器の安定度は  $5 \times 10^{-10}/\text{day}$  であり、T 字型アレーを静止させ測定し、次に平行移動させて測定するまでの間隔は約 1 分あるため、これらによる誤差の影響はないと考えられる。実験の構成例を図 5.6、図 5.7 に示す。T 字型アレーを

表 5.2: 実験の諸元 (到来波数 1 波)

Environment of experiments	Inside anechoic chamber
Number of arrival waves	1
Distance between transmitting and receiving antennas	About 3 m
Frequency	900MHz band
Sampling frequency	5MHz
DOA estimation algorithm	MUSIC method

表 5.3: アレー形状 (到来波数 1 波)

The 'T' character-type array antenna	3+1 elements (3×4 elements)
The rectangular array	3 × 2 elements
Element interval of rectangular and virtual rectangular array	0.4-wavelength
Circular array	6 elements
Radius of circular array	0.4-wavelength

平行移動すると、ケーブルのねじれによる影響や、送受信間距離が短く到来波を平面波と仮定できない影響により、測定誤差が大きくなる。そこで、これらの影響などを少なくするために、実験では送信側を図 5.6 のように、送信アンテナを受信アンテナ方向に平行移動する。このときの移動させる距離は、2 章の理論と等価となるように、以下の式で定義される距離  $\Delta\hat{x}$  である。

$$\Delta\hat{x} = \Delta x \times \cos\theta$$

ただし、 $\Delta x$  は T 字型アレーの素子間隔である。合成された  $3 \times 4$  仮想矩形アレーのデータを用いて、 $3 \times 3$  矩形アレーをサブアレーとして F/B 空間平均を行い、MUSIC 法により到来方向推定を行う。

各アレー形状での MUSIC スペクトラムを図 5.8 に示す。MUSIC スペクトラムのダイナミックレンジは、円形アレーアンテナが最も狭く、矩形アレーアンテナが最も広くなった。円形アレーアンテナの場合、キャリブレーションの精度が悪いためであると考えられる。T 字型アレーアンテナは、矩形アレーアンテナに比べ、ダイナミックレンジ

が7dBほど劣化している。しかし、矩形アレーアンテナは、180度方向に虚像が存在しているが、T字型アレーアンテナでは抑えられている。

次に、到来角を0~180度に変化させた場合の、各アレー形状での推定誤差を図5.9に示す。誤差の平均は、矩形が1.2度、円形が2.3度、T字型が2.06度となった。

以上の結果より、推定精度は矩形アレーアンテナが最も良いと考えられる。しかし、提案システムも、矩形アレーアンテナと同程度の推定精度が得られたことから、有効であると考えられる。

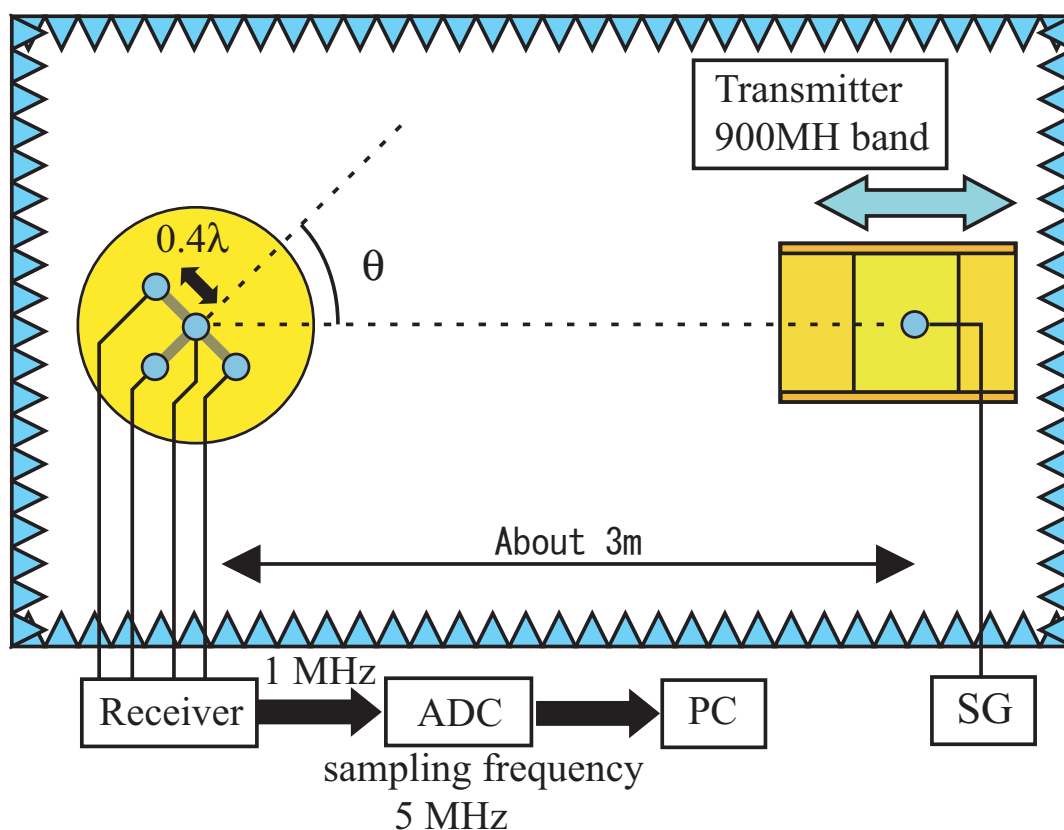


図 5.6: 実験の構成 (到来波数 1 波, T 字型アレーアンテナ)

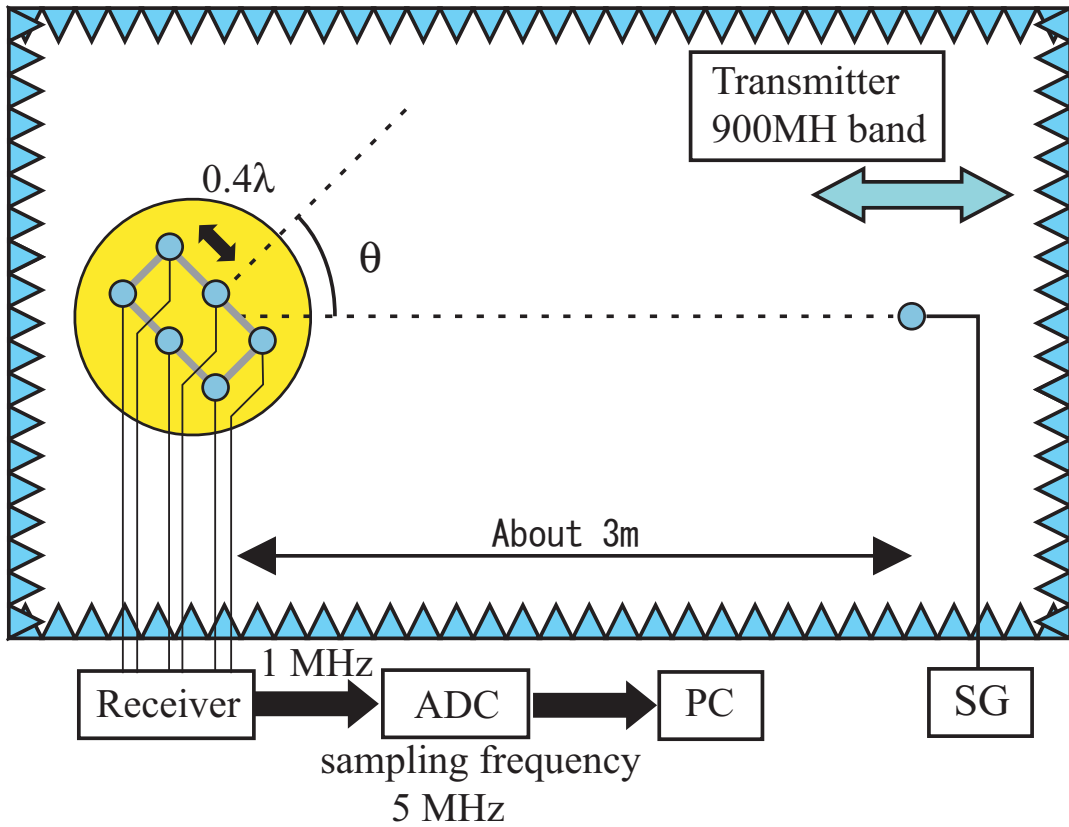


図 5.7: 実験の構成 (到来波数 1 波, 矩形アレーアンテナ)

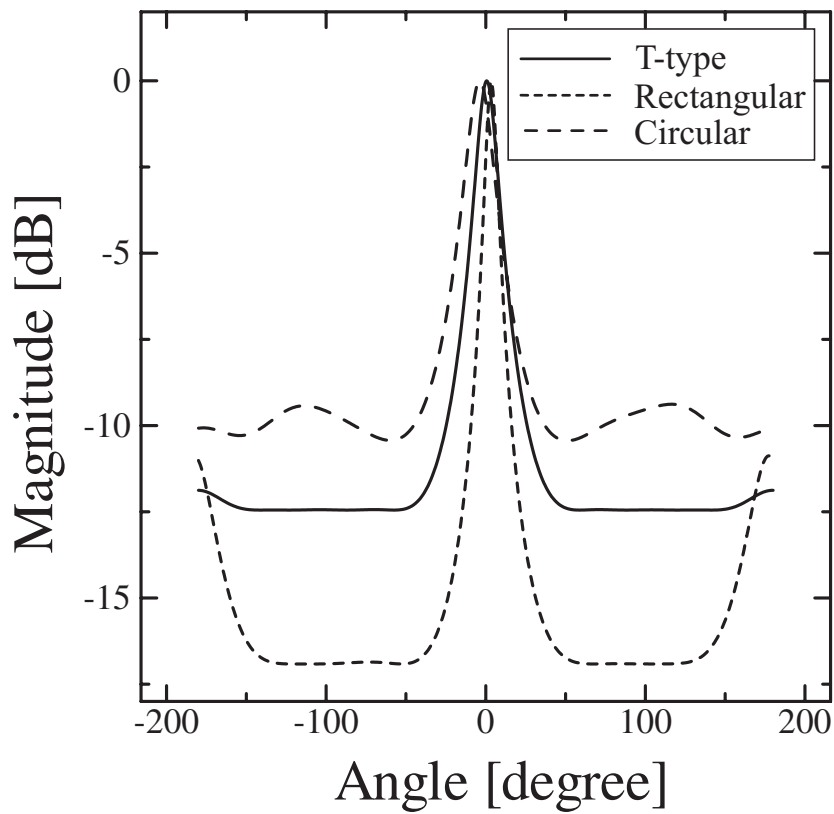


図 5.8: MUSIC スペクトラム (DOA=0 °)

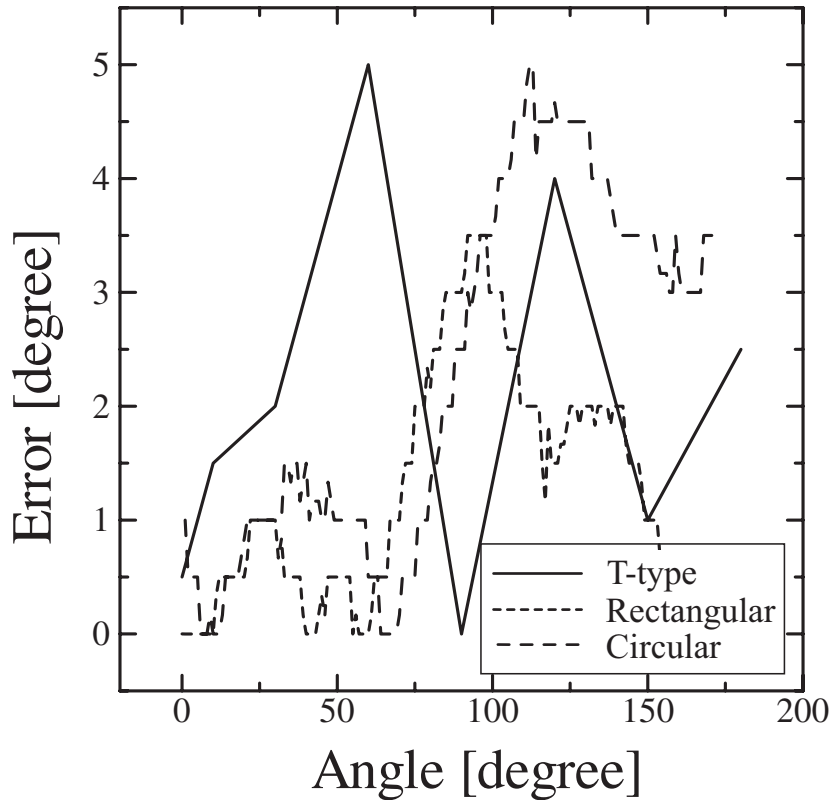


図 5.9: 推定誤差

### 5.2.2 到来波数 2 波の場合

更に提案システムの有効性を検証するために，引き続き電波暗室内で到来波数 2 波の実験を行う．実験の諸元を表 5.4 に示す．また，それぞれのアレー形状の諸元を表 5.5 に示す．T 字型アレーアンテナは，0.4 波長間隔の 5+1 素子であり，これを 3 回平行移動させ， $5 \times 4$  仮想矩形アレーのデータを合成する．矩形アレーアンテナは 0.4 波長間隔の  $3 \times 2$  素子，円形アレーアンテナは半径 0.4 波長の 6 素子である．F/B 空間平均法を適用するために，T 字型アレーアンテナではサブアレーを， $3 \times 3$  素子とする．実験の構成例を図 5.10, 図 5.11 に示す．送信周波数は 900MHz 帯であり，無変調の正弦波を送信する．送信機の出力は  $-15\text{dBm}$  である．また，ADC からの出力をフーリエ変換し，SN 比を計算した結果，約 20dB であった．また，送受信間で同期はとっていないが，送信機の内部発振器の安定度は  $5 \times 10^{-10}/\text{day}$  であり，T 字型アレーを静止させ測定し，次に平行移動させて測定するまでの間隔は約 1 分あるため，これらによる誤差の影響はないと考えられる．矩形アレーアンテナと円形アレーアンテナは，図 5.11 のように 4 回平行移動して測定することにより，仮想的に F/B 空間平均法を適用する．実験に使用した A/D ボードは 8 チャンネルであり，6 素子全ての複素受信信号を測定することができない．しかし，実験では無変調波を用いているため，オールパスフィルタにより，I 成分から

表 5.4: 実験の諸元 (到来波数 2 波)

Environment of experiments	Inside anechoic chamber
Number of arrival waves	2
Distance between transmitting and receiving antennas	About 3 m
Frequency	900MHz band
Sampling frequency	5MHz
DOA estimation algorithm	MUSIC method

表 5.5: アレー形状 (到来波数 2 波)

The 'T' character-type array antenna	5+1 elements (5×4 elements)
The rectangular array	3 × 2 elements
Element interval of rectangular and virtual rectangular array	0.4-wavelength
Circular array	6 elements
Radius of circular array	0.4-wavelength

Q 成分を求めることが可能である．そこで，計算負荷が大きくなるが，6 素子で受信した I 成分のみを A/D 変換して PC に取り込み，PC 上でオールパスフィルタを用いて Q 成分を計算し求め，F/B 空間平均処理後に MUSIC 法により推定する．

オールパスフィルタの伝達関数を以下に示す．

$$H(z) = \frac{1 + \alpha z^{-1}}{\alpha + z^{-1}}$$

ただし， $\alpha$  は

$$\angle H(z) = -\omega_0 T + 2 \tan^{-1} \left( \frac{\alpha \sin \omega_0 T}{1 + \alpha \cos \omega_0 T} \right) = \frac{\pi}{2}$$

となるように決定する．ここで， $\omega_0$  は中心周波数， $T$  はサンプリング間隔である．また，1 波の実験では，測定誤差を小さくするために送信側を平行移動したが，2 波では装置の設置上の問題より，受信側を平行移動させた．

到来方向が  $\pm 15^\circ$  の場合での，各アレー形状での MUSIC スペクトラムを，図 5.12 に示す．これより，円形アレーでは 2 波分離できていない．これは，キャリブレーション

が精度良くできていないためである．一方，矩形アレーとT字型アレーでは分離できており，ほぼ同精度である．以上のことから，提案手法が有効であることがわかる．

次に，到来波数が2波で，その到来方向を変化させ，T字型アレーで推定した場合の実験結果を図 5.13～図 5.16 に示す．これらの結果より，測定誤差のためスペクトラムのダイナミックレンジが異なるが，2波それぞれ精度よく推定できていることが確認できる．

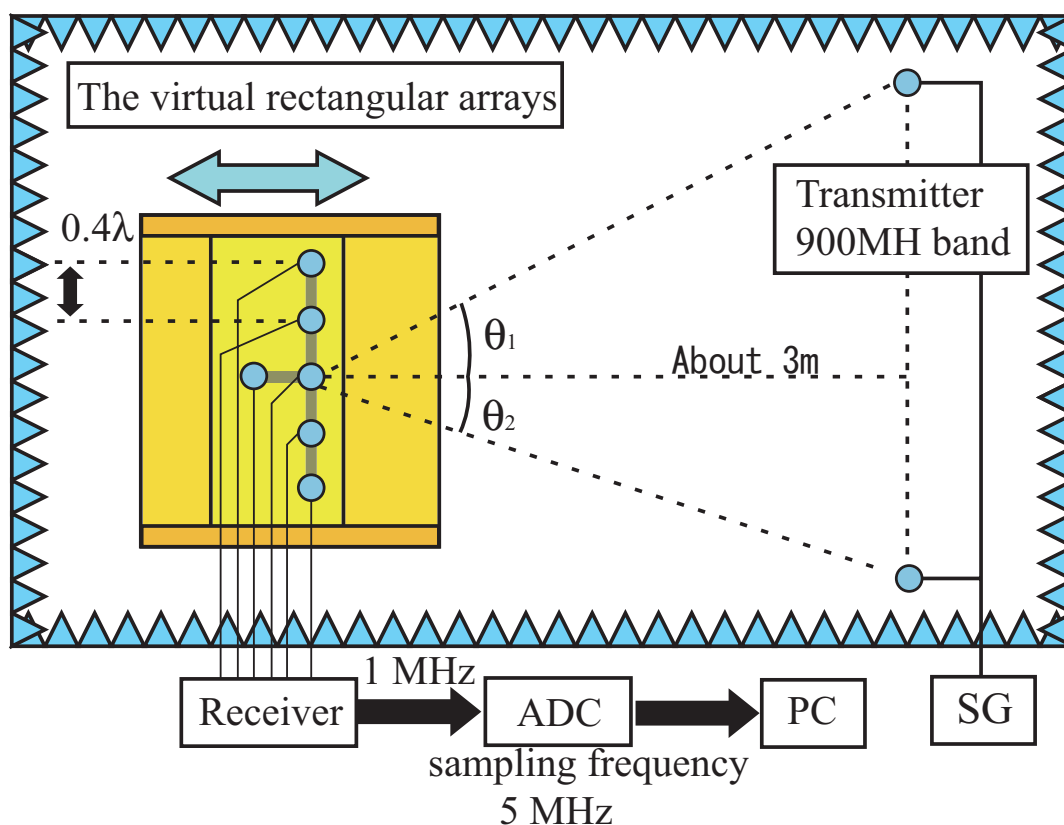


図 5.10: 実験の構成 (到来波数 2 波, T 字型アレーアンテナ)

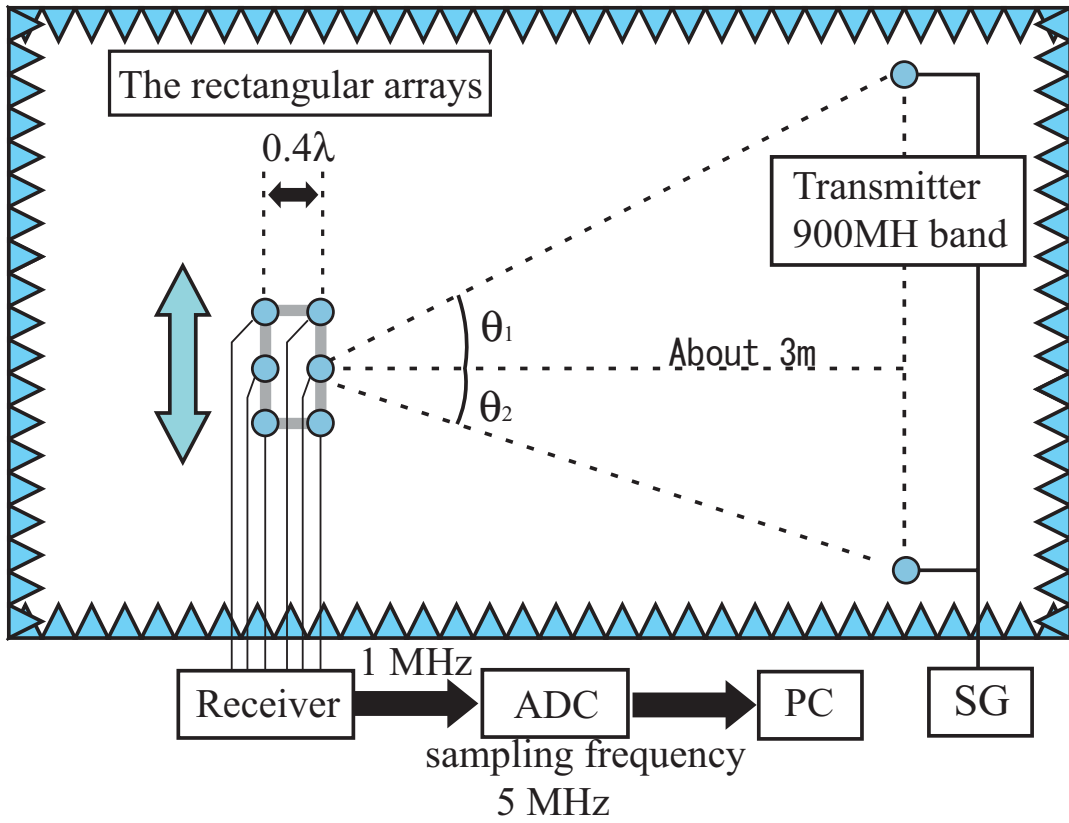


図 5.11: 実験の構成 (到来波数 2 波, 矩形アレーアンテナ)

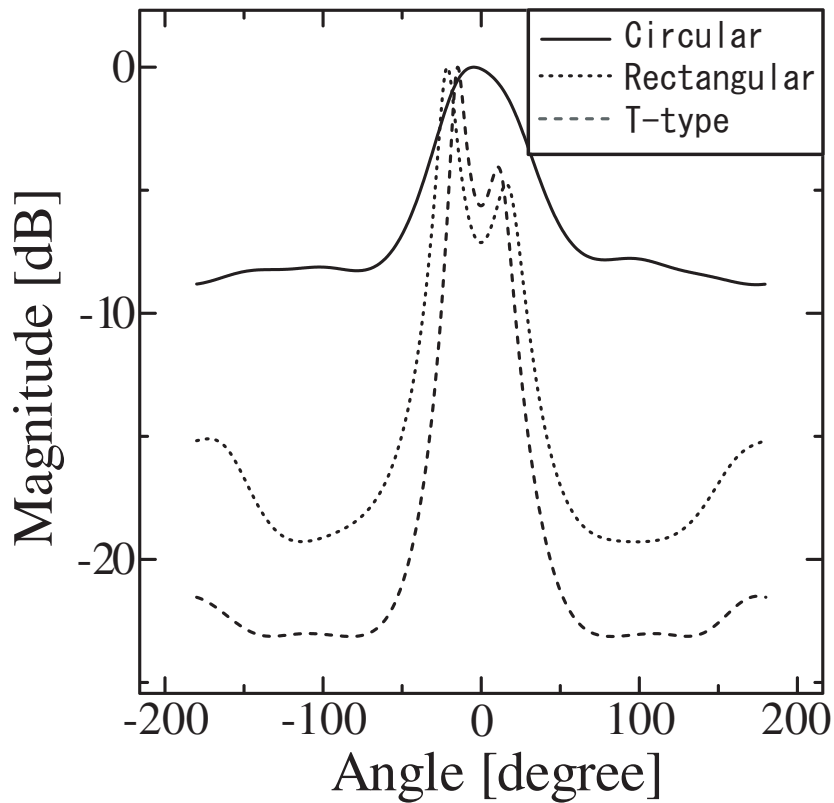


図 5.12: 各アレー形状での推定結果 (到来方向  $\pm 15^\circ$ )



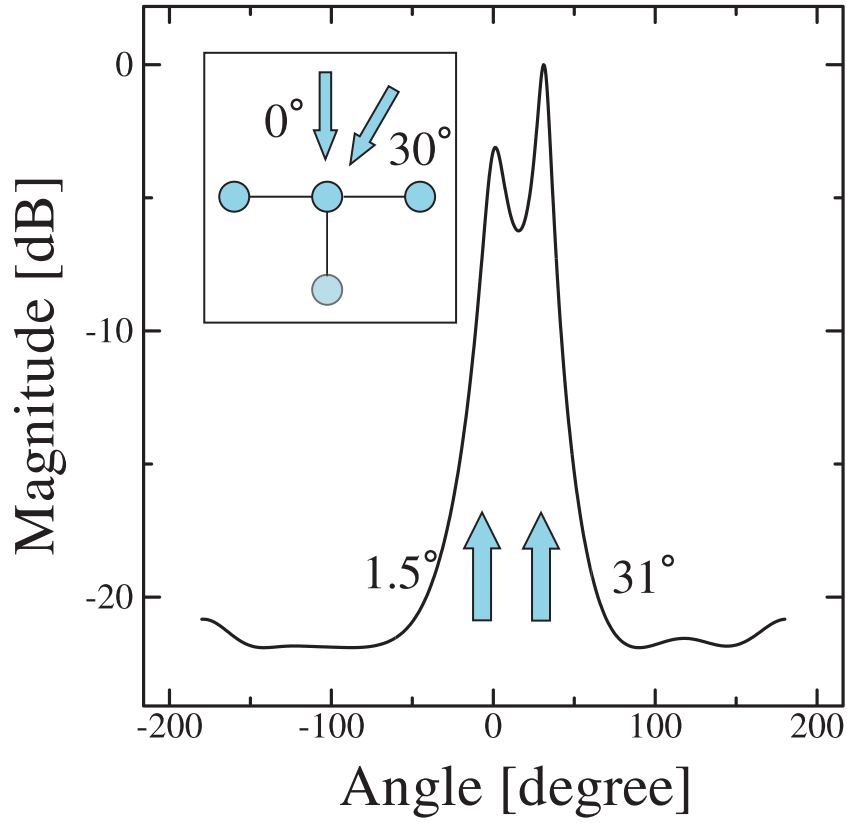


図 5.13: 実験結果 (DOA=0°, 30°)

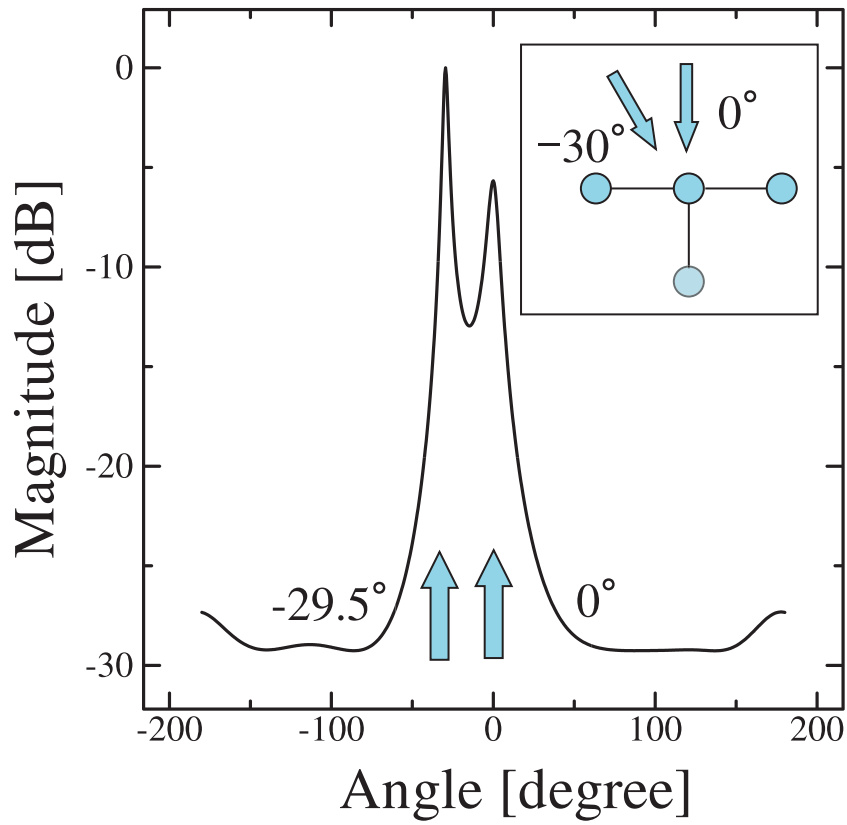


図 5.14: 実験結果 (DOA=-30°, 0°)

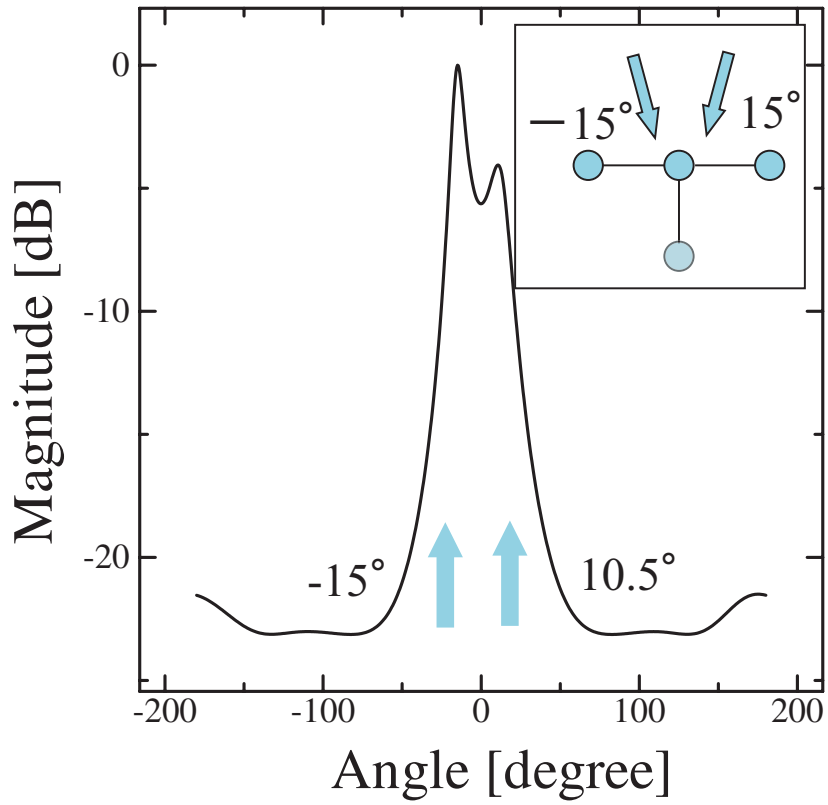


図 5.15: 実験結果 (DOA=-15°, 15°)

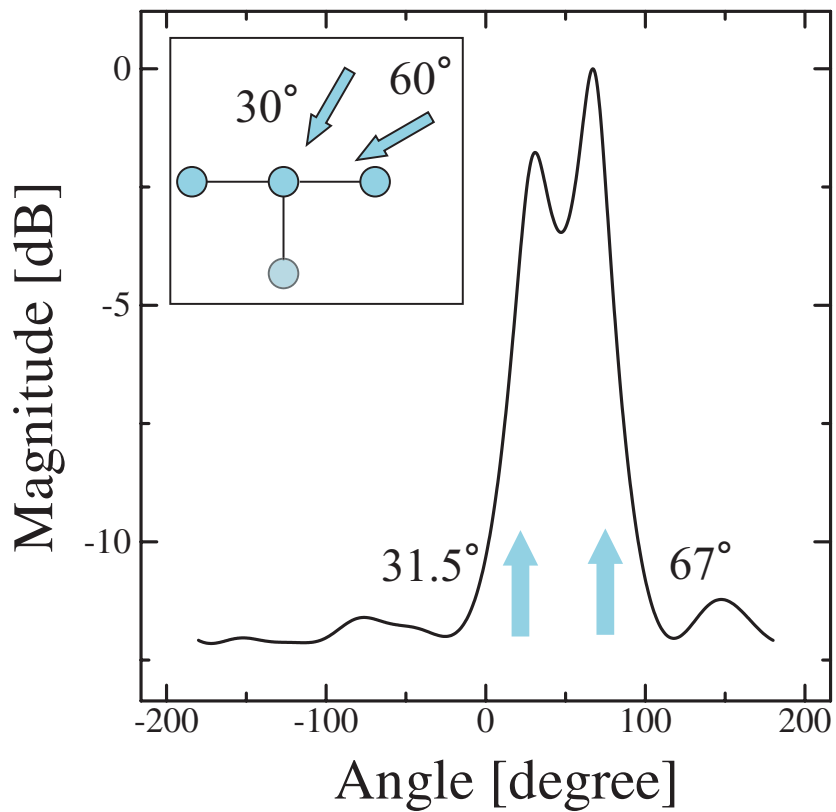


図 5.16: 実験結果 (DOA=30°, 60°)

表 5.6: 実験の諸元 (屋内)

Environment of experiments	Outside anechoic chamber
Distance between transmitting and receiving antennas	About 7 m
Frequency	900MHz band
Sampling frequency	5MHz
DOA estimation algorithm	MUSIC method

## 5.3 屋内における到来波推定

### 5.3.1 実験の諸元

提案システムの更なる検証のため、電波暗室外で実験を行う。実験の諸元を表 5.6 に示す。実験は横浜国立大学生物・電子情報棟 1 階フロア - で行う。実験の構成例を図 5.10, 図 5.11 に示す。送信周波数は 900MHz 帯であり、無変調の正弦波を送信する。送信機の出力は  $-15\text{dBm}$  であり、送信アンテナが見通し内と見通し外を行う。また、送受信間で同期はとってはないが、送信機の内部発振器の安定度は  $5 \times 10^{-10}/\text{day}$  であり、T 字型アレーを静止させ測定し、次に平行移動させて測定するまでの間隔は約 1 分あるため、これらによる誤差の影響はないと考えられる。各アレー形状は表 5.5 と同じである。矩形アレーアンテナは、図 5.10 のように、送信方向に 2 回、送信方向と垂直な方向に 5 回平行移動して測定することにより、仮想的に F/B 空間平均法を適用する。実験では無変調波を用いているため、オールパスフィルタにより、I 成分から Q 成分を求める。電波暗室内では、到来波数が正確に推定できるため、波数推定は問題にならないが、電波暗室外では正確に波数推定を行えない。そこで、比較のために、MUSIC 法以外に Beamformer 法で推定を行う。Beamformer 法は、到来波数推定が必要でない。Beamformer 法を用いて、到来波数を求め、その結果を用いて、MUSIC 法により推定を行う。しかし、Beamformer 法は角度分解能が MUSIC 法より良くないため、ある程度近接した到来波を分離できず、到来波数を少なく推定してしまう可能性がある。そこで、確認のために Beamformer 法で推定された到来波数より 1 波多くして MUSIC 法により推定し、MUSIC スペクトラムのピークが、近接した方向に出た場合には、更に到来波数を多くして推定する。このことを数回繰り返し、MUSIC スペクトラムのピークが Beamformer 法の推定結果とまったく異なる方向で生じた場合には、到来波数を多く推定したためと考えられるので、そのときの到来波数から 1 波減らした波数を到来波数として、到来方向を推定する。

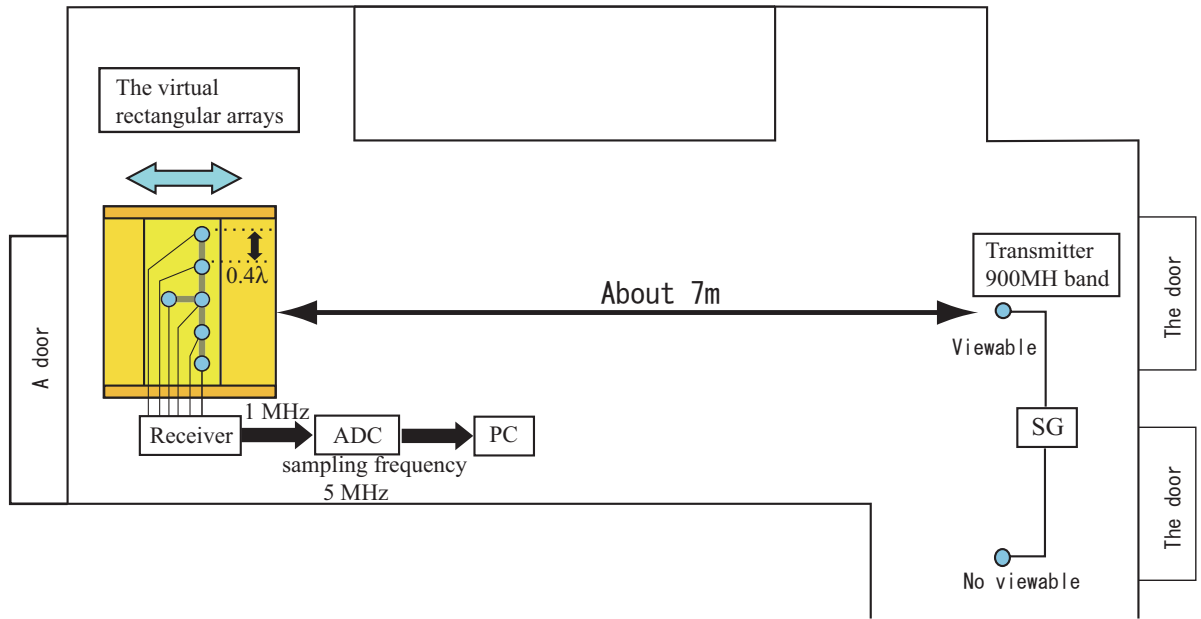


図 5.17: 実験の構成 (電波暗室外, T字型アレーアンテナ)

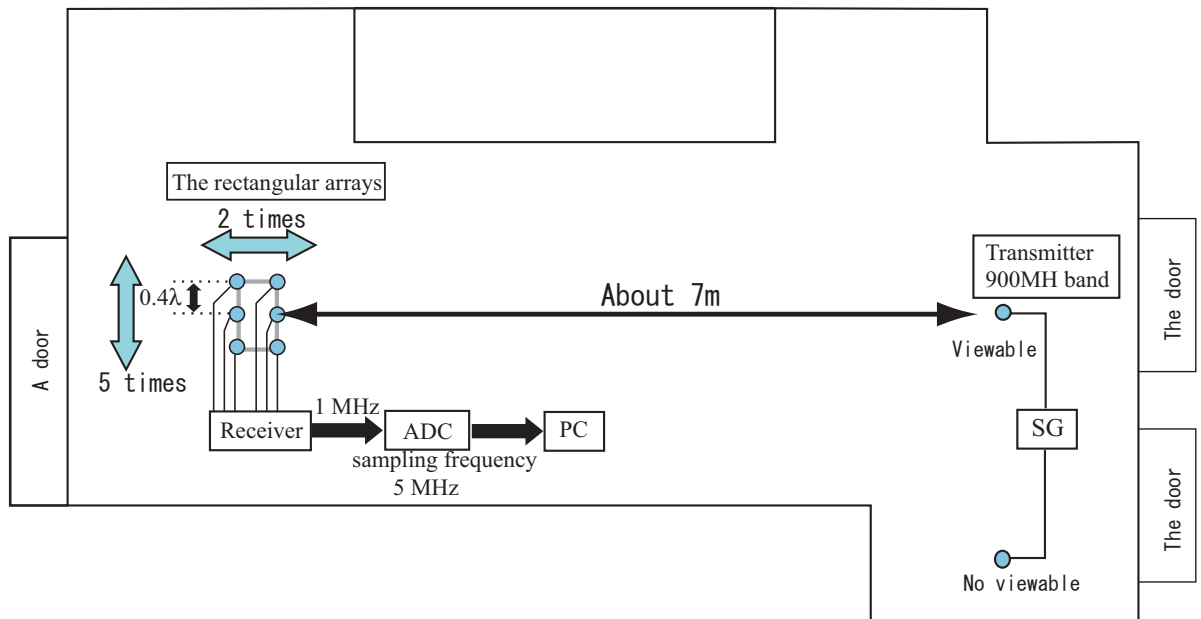


図 5.18: 実験の構成 (電波暗室外, 矩形アレーアンテナ)

### 5.3.2 実験結果

送信アンテナが見通し内のときの結果を, 図 5.19 図 5.20 に示す. 図 5.19 より, Beam-former 法と MUSIC 法での推定結果は一致していることから, 正確に推定できていると

考えられる。それぞれの推定される到来波の経路を，図 5.21 に示す。到来波は 2 波であり，送信源からの直接波と，ドアからの反射波であると考えられる。左右の壁などからの反射波が考えられるが，測定できなかった。これは，反射波が直接波と近接しているため分解できないことや，反射量が小さく，直接波等に埋もれてしまったことが原因と考えられる。また，図 5.20 より，T 字型アレーアンテナの結果は，矩形アレーアンテナの場合と同じであり，正確に推定できていることがわかる

送信アンテナが見通し外の結果を，図 5.22 図 5.23 に示す。図 5.22 より，Beamformer 法と MUSIC 法での推定結果は，ほぼ一致していることから，正確に推定できていると考えられる。推定される到来波の経路を，図 5.24 に示す。到来波は 3 波であり，送信側のドアから反射した波や，受信側のドアから反射した波と考えられる。また，T 字型アレーアンテナの結果は，矩形アレーアンテナの場合と比べ，推定結果が異なる。これは，測定した位置や基準となる方向が多少異なること，送信位置が多少異なるなどの測定誤差のためである。しかし，推定した結果の傾向は同じであることから，正確に推定できていることがわかる。以上のことから，電波暗室外においても提案システムは正確に推定できることがわかる。

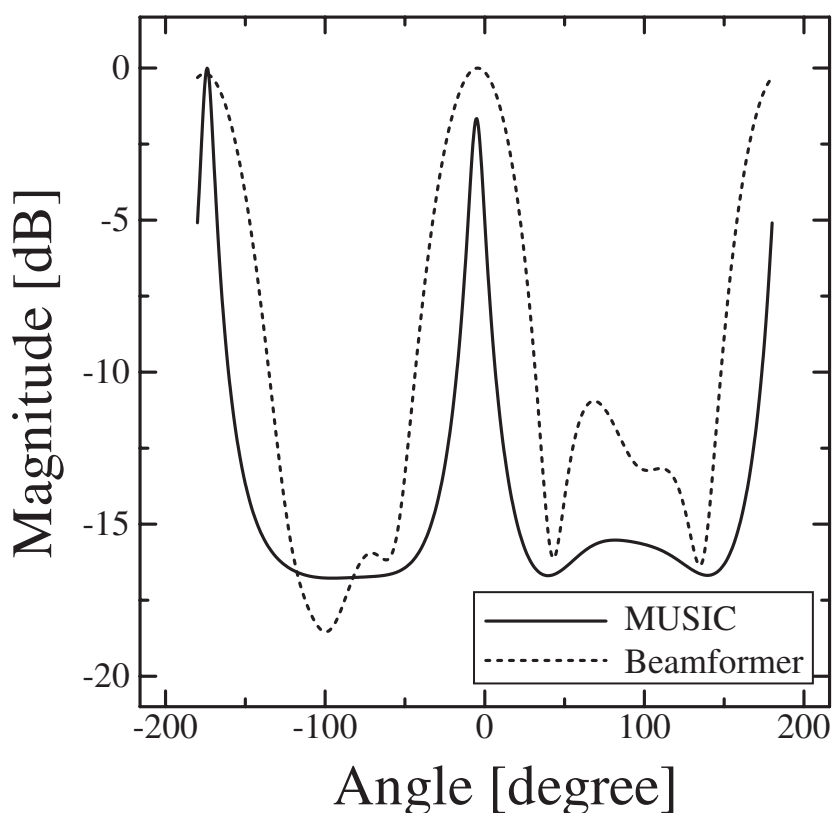


図 5.19: 実験結果 (矩形アレーアンテナ，見通し内)

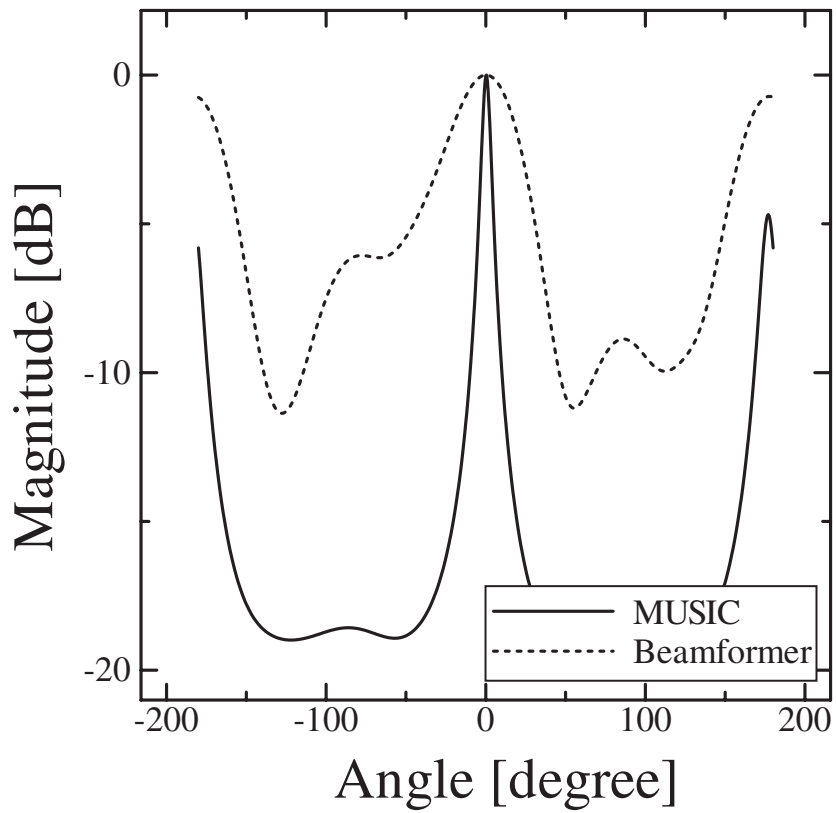


図 5.20: 実験結果 (T 字型アレーアンテナ, 見通し内)

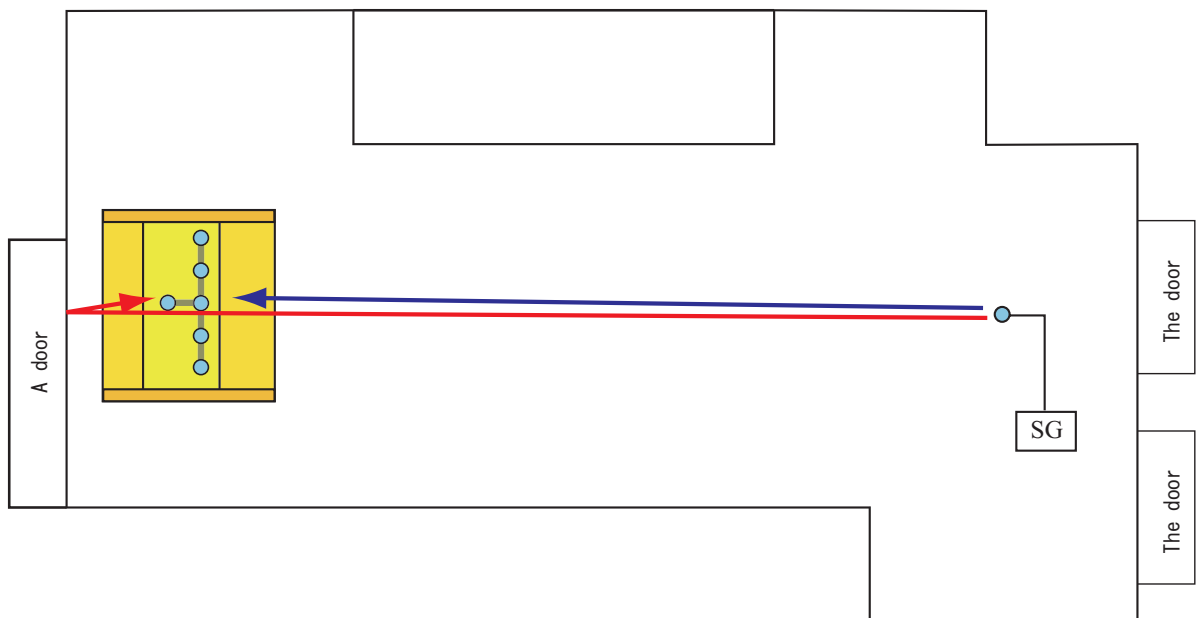


図 5.21: 到来波経路 (見通し内)

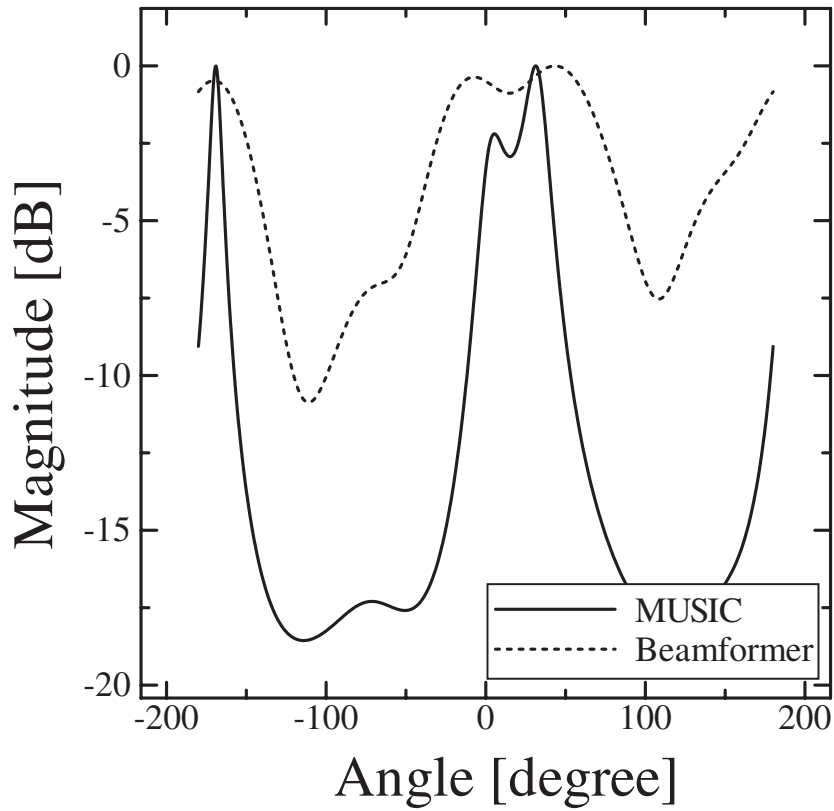


図 5.22: 実験結果 (矩形アレーアンテナ, 見通し外)

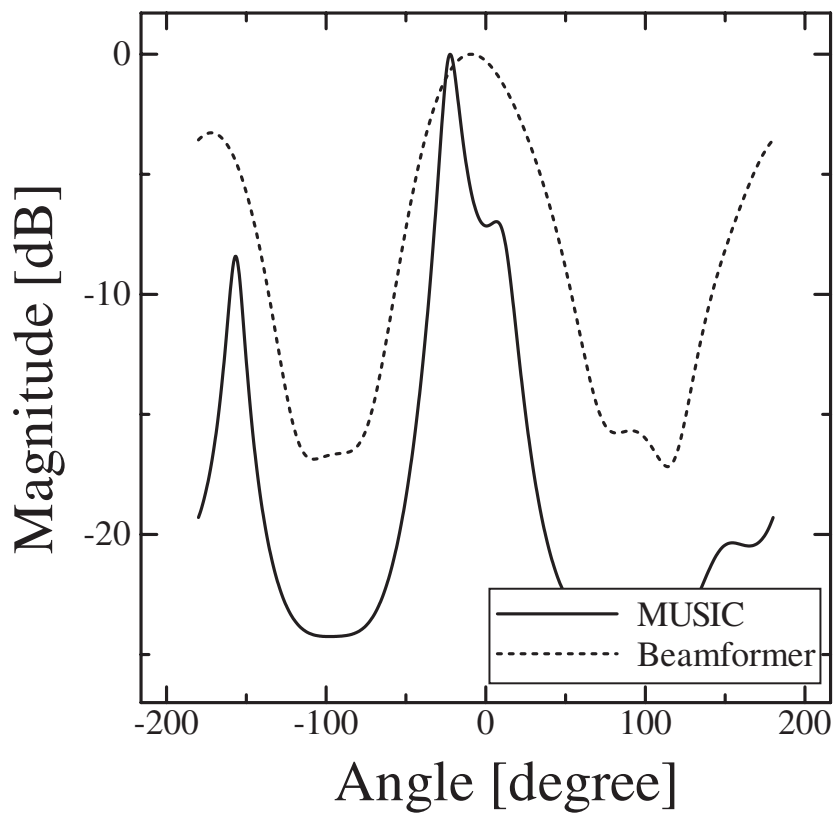


図 5.23: 実験結果 (T字型アレーアンテナ, 見通し外)

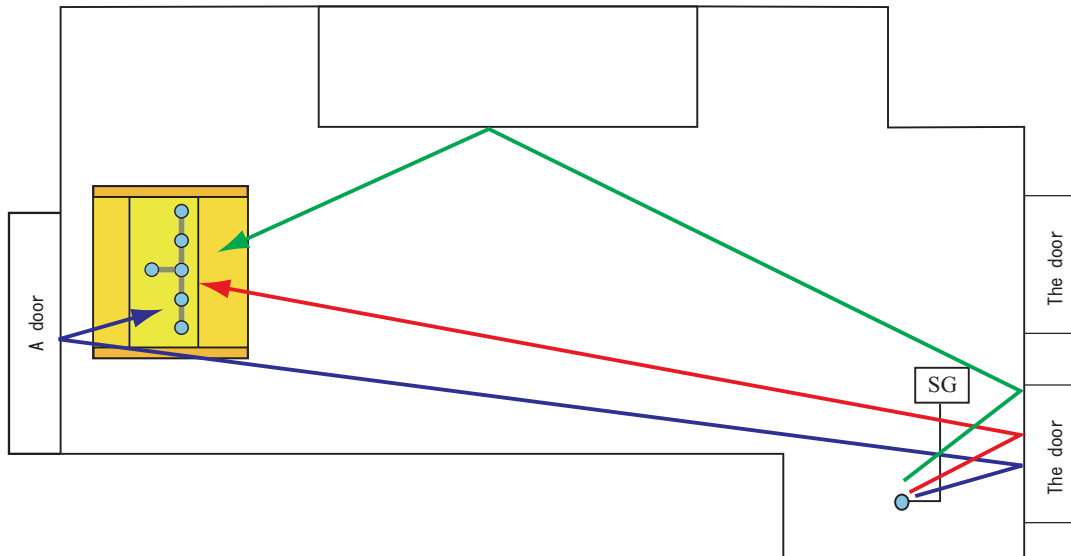


図 5.24: 到来波経路 (見通し外)

## 5.4 屋外における到来波推定

本研究の目的は、都市部や市街地において、基地局からの到来波の到来方向、および電界強度をリアルタイムに測定するシステムの研究である。そこで、実際にサービスを行っている基地局からの到来波を推定するために、屋外で実験を行う。しかし、T字型アレーアンテナから仮想的に矩形アレーアンテナのデータを合成する方法では、変調された基地局からの電波が到来する場合、正しくデータを合成できない。そこで、アレー形状は、4, 5章より変調波に適用可能で、かつ推定精度が良好であった矩形を用いる。

### 5.4.1 実験の諸元

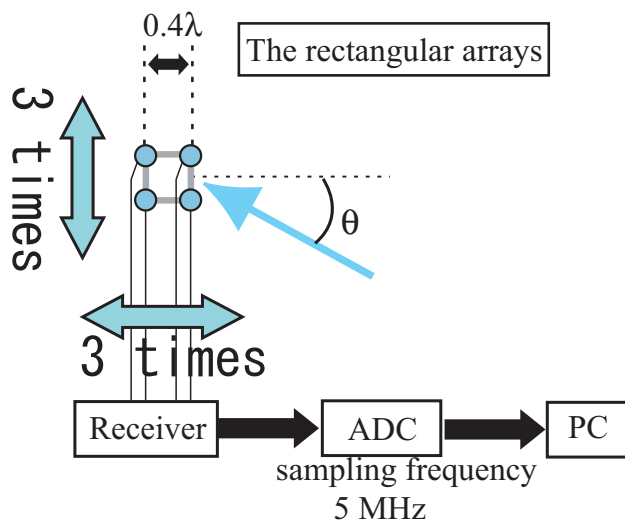
実験の諸元を表 5.7 に示す。実験は生物・電子情報棟横で行う。実験の構成を図 5.25 に示す。また、実験の様子を図 5.26 に示す。アレー形状は矩形であり、素子間隔は 0.4 波長である。素子数は  $2 \times 2$  素子であり、F/B 空間平均法を適用するために、図 5.25 のように、0 度方向に 3 回、90 度方向に 3 回平行移動して測定する。CdmaOne(IS-95) システムの基地局からの電波を受信する。アンテナで受信した信号は、受信機によりダウンコンバートされ、その信号を A/D 変換し、そのデータを用いて到来波推定を行う。つまり、逆拡散は行わず、拡散されたデータそのもので推定を行う。電波暗室内では、到来波数が正確に推定できるため、波数推定は問題にならないが、屋外では正確に波数推定を行えない。そこで、比較のために、MUSIC 法以外に Beamformer 法で推定を行う。推定方法は、屋内での実験と同じである。



表 5.7: 実験の諸元 (屋外)

Environment of experiments	Outdoor
Shape of array	Rectangular
Number of elements	4 elements
Frequency	900MHz band
Sampling frequency	5MHz
DOA estimation algorithm	MUSIC method

エコテクノロジー  
システムラボラトリ



生物・電子情報棟

図 5.25: 実験の構成 (屋外)



図 5.26: 実験の様子

#### 5.4.2 実験結果

実験結果を図 5.27, 図 5.28 に示す. 図 5.27 より, Beamformer 法と MUSIC 法の結果が一致していることから, 生物電子情報棟横では 2 波到来していることがわかる. しかし, 受信アンテナが 4 素子であるので, 各到来方向から近接した波が到来している可能性もある. これらについては, 素子数を多くするなどして, 分解能を向上させ測定し, 更なる検討が必要である. また, それぞれの到来方向の電波を式 (2.50) を用いて分離受信し, 逆拡散を行いパイロット信号を受信することにより, それぞれの電波は同じ基地局から送信された電波であるかも推定できる. これらのことは, 今後の課題である.

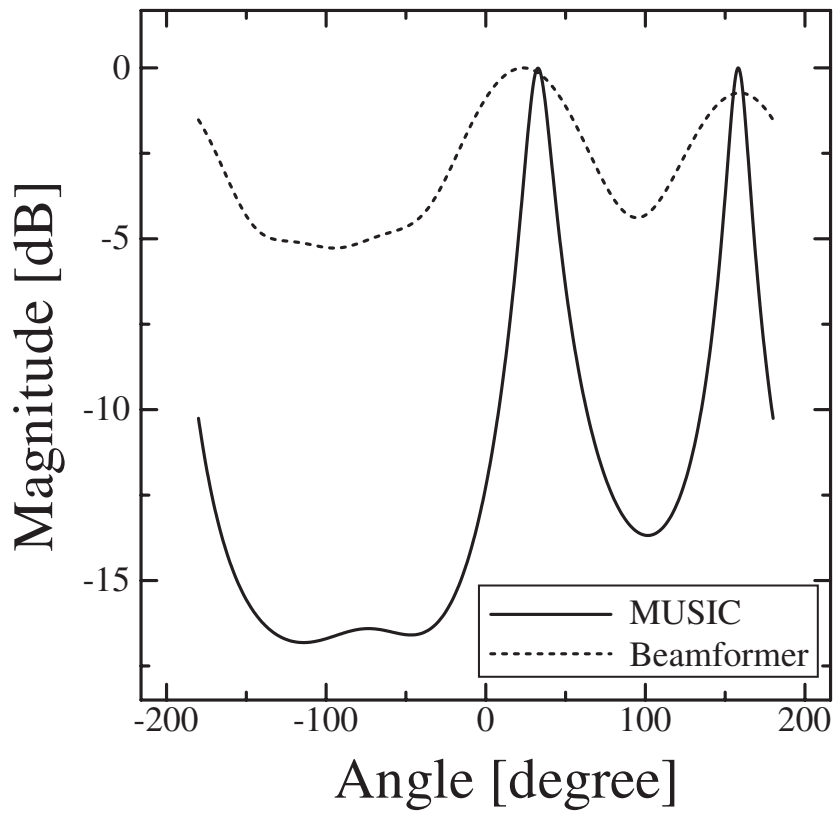
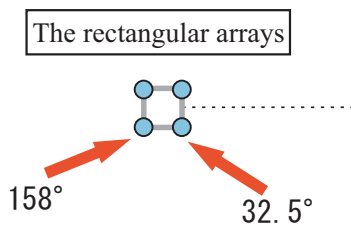


図 5.27: 実験結果 (屋外)

エレクトロニクス  
システムラボラトリ



生物・電子情報棟

図 5.28: 実験結果 (屋外)

## 第 6 章

### 結論

本論文では，到来波推定システムの基礎的検討として，T 字型アレーアンテナを用いて到来波を推定するシステムを提案した．そして，提案システムの性能を評価するために，シミュレーションを行い，以下のことがわかった．

- SN 比が 10dB のとき，T 字型アレーアンテナでの推定結果は，矩形アレーアンテナを用いた場合よりも，MUSIC スペクトラムが若干劣化し，円形アレーアンテナを用いた場合と同程度であるが，推定精度はほぼ同じである．
- 電界強度推定では，T 字型アレーアンテナは，円形アレーアンテナの場合よりも精度が良く，矩形アレーアンテナと同程度である．
- SN 比を変化させた場合，T 字型アレーアンテナの推定精度は，矩形アレーアンテナの場合よりも，SN 比の劣化にともない悪くなるが，精度良く推定できる．

更なる検討のために，電波暗室内，屋内，屋外で実験を行った．そして，以下のことがわかった．

- 到来波数 1 波での推定誤差の平均は，T 字型アレーアンテナ  $2.06^\circ$ ，矩形アレーアンテナ  $1.2^\circ$ ，円形アレーアンテナ  $2.3^\circ$  となり，提案システムは，矩形アレーアンテナや円形アレーアンテナとほぼ同程度の推定精度である．
- 到来波数 2 波では，円形アレーアンテナは分離できていないが，T 字型アレーアンテナと矩形アレーアンテナでは，精度良く推定できた．
- 屋内の実験において，T 字型アレーアンテナと矩形アレーアンテナは，ほぼ同じ結果が得られたことから，提案システムは屋内の環境においても，到来波推定が可能であることがわかった．

- 屋外の実験では，基礎的検討として，矩形アレーアンテナにより推定を行い，結果から，2波到来していることがわかり，市街地などでの到来波推定が可能であることがわかった．

以上のシミュレーション及び実験の結果から，提案システムは，到来波推定システムとして有効であることがわかった．今後の展開としては，シミュレーションによる遅延時間推定について検討や，電波暗室内での到来波の電界強度推定などが挙げられる．さらに，提案システムを，到来波が異なるランダムデータで変調された信号の場合でも推定できるように発展させることである．

# 謝辞

本研究を進めるにあたり，熱心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，研究生活すべての面でお世話になった市毛弘一講師に深く感謝致します．研究について，貴重なご意見をいただきました Korea Maritime University の Prof.Kyeong-sik Min，KDDI 株式会社の中野雅之氏に深く感謝いたします．最後に，新井研究室の諸先輩方に深く感謝致します．

## 参考文献

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] A.S.Bajwa and J.D.Parsons, "Small-area characteristion of UHF urban and suburban mobile radio propagation," IEE Proceedings, vol.129, pt.F, no.2, pp.95-101, April 1982.
- [4] 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-II), vol.J72-B-II, pp.62-71, Feb. 1989.
- [5] H.J.Thomas, T.Ohgane and M.Mizuno, "A novel antenna measurement of the angular distribution of received waves in the mobile radio environment as a function of position and delay time," Proc. IEEE Vehicular Technology Conf, pp.546-549, May 1992.
- [6] R.O.Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation," IEEE Trans. Antenna & Propagat., vol.34, No.3, pp.276-280, Mar. 1986.
- [7] R.Roy and T.Kailath, "ESPRIT—Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Techniques," IEEE Trans. Accoust., Sppech & Signal Proc., vol.37, pp.984-995, July 1989.
- [8] 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.
- [9] 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.

- [10] 関澤信也, 平和昌, 神尾享秀, 水野光彦, ”仮想平面アレーを用いたマルチパス伝搬路の時空間特性測定システムの開発,” 信学論 (B), vol.J83-B, no.9, pp.1303-1313, Sep. 2000.
- [11] S.Sekizawa, ”Estimation of Arraival Directions Using MUSIC Algorithm with a Planar Array”, ICUPC'98, pp.555-559, Oct, 1998
- [12] 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.



## 発表文献

(1) 廣田明道，市毛弘一，新井宏之：“ 車載電波感度調査器のための到来方向・電界強度推定手法に関する一考察 ”電子情報通信学会ソサエティ大会，B-1-32，2001年9月．

(2) 廣田明道，井上祐樹，市毛弘一，新井宏之：“ 車載電波感度調査器のための到来方向・電界強度推定手法の検討 ”，電子情報通信学会総合大会，B-1-20，2002年3月．

(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 ”，電子情報通信学会アンテナ伝播研究会，2002-AP-2002-3，2002年4月．

(4) Akimichi Hirota, Koichi Ichige and Hiroyuki Arai, “ DOA Estimation by 'T'-Type Array Antenna and Its Evaluation ”, Proc.URSI General Assembly, No.C2.P.4, Maastricht, The Netherlands, August 2002.

(5) 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 ”，電子情報通信学会ソサエティ大会，B-1-7，2002年9月．

(6) 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におけるアレー形状に関する検討 ”，電子情報通信学会総合大会，2003年3月(予定)．