

## T字型アレーアンテナを用いた900 MHz帯到来波推定システム

廣田 明道<sup>†a)</sup> 市毛 弘一<sup>†</sup> 新井 宏之<sup>†</sup> 関 庚植<sup>††</sup>  
金 東哲<sup>†††</sup> 金 正勲<sup>†††</sup> 中野 雅之<sup>††††</sup>

### A DOA Estimation System in 900 MHz by 'T'-type Array Antenna

Akimichi HIROTA<sup>†a)</sup>, Koichi ICHIGE<sup>†</sup>, Hiroyuki ARAI<sup>†</sup>, Kyeong-sik MIN<sup>††</sup>,  
Dong-chul KIM<sup>†††</sup>, Jung-hun KIM<sup>†††</sup>, and Masayuki NAKANO<sup>††††</sup>

あらまし 本論文では、900 MHz 帯移動通信での到来波推定を行うため、T字型アレーアンテナを用いた仮想平面アレーアンテナシステムを提案し、シミュレーションと実験を通してその性能を評価する。提案するシステムは、市街地等のあらゆる地点において、基地局からの到来波の方向や電界強度などを調査する到来波推定システムとして使用することを想定としている。T字型アレーアンテナを平行移動して測定を行うことにより、仮想平面アレーのデータを合成し、得られたデータより到来波の推定を行うものである。まず、原理として、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、仮想平面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。これにより、より少ない素子数で、フル実装の素子数で構成される平面アレーアンテナと同等性能での到来波推定が可能となることをシミュレーションにより示す。最後に、T字型アレーアンテナと受信機を試作し電波暗室内にて実験を行い、提案システムの有効性を実証する。

キーワード DOA 推定, アダプティブアレーアンテナ, T字型アレーアンテナ, 仮想平面アレーアンテナ

## 1. ま え が き

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並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。しかし、特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の影響や、レイクフィンガーを大きく超える数の到来波が到達することにより、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、及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。

電波受信状況を調査する方法として、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が必要となる。更に、その大きなアンテナを回転させるための駆動装置も大きくなるため、結果的にシステム全体の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遅延-ドップラースペクトル特性を求め、到来波のドップラーシフトが到来角の関数となることを利用して、到来方向を推定する方法がある [3]~

<sup>†</sup> 横浜国立大学大学院工学府, 横浜市

Department of Electrical and Computer Engineering, Yokohama National University, 79-5 Tokiwadai, Hodogaya-ku, Yokohama-shi, 240-8501 Japan

<sup>††</sup> Dept. of Radio Sciences & Engineering, Korea Maritime University, Dongsam-dong, Yeongdo-ku, Pusan, 606-791 Korea

<sup>†††</sup> BGTECH CO., LTD. F3/4, DONGIL BLDG#107, Yangjae-dong Seocho-ku, Korea

<sup>††††</sup> KDDI 株式会社, 東京都  
KDDI CORPORATION, KDDI Bldg., 2-3-2 Nishishinjuku, Shinjuku-ku, Tokyo, 163-8003 Japan

a) E-mail: akimiti@arailab.dnj.ynu.ac.jp

[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、また角度分解能がよ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、平面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 法 [6] や ESPRIT 法 [7] により、推定するシステムが有効である [8]。しかし、平面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 [10]、Forward/Backward 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。ほかに、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、リニアアレーの平行移動によって仮想平面アレーを構築し、この平面アレーで測定した遅延プロファイルに対して 2 次元離散フーリエ変換することにより、マルチパスの到来方向や遅延時間を推定するシステムが提案されている [11]。また、このシステムには MUSIC などの超分解能アルゴリズムの適用も可能である [12]。

一方、キャリア同期がとれていない状況で、文献 [11] のリニアアレーによる移動測定を行うと、移動に要する時間に応じて、送受信機のキャリア信号の位相差にずれが生じるため、仮想平面アレーの各素子において、到来方向に対応した到来波の位相が正確に推定できない。しかし、到来波が無変調波などであると仮定すると、リニアアレーに位相差を補正するための素子を加えるような改良を施し、正確なアレーの位置情報を取得できれば、キャリア同期がとれていない状況でもリニアアレーによる移動測定が可能になると考えられる。

本論文では、上記の考察に基づき、特に都市部や市街地において到来波の到来方向及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、到来方向推定のシミュレーションと、電波暗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。電界強度推定については、すべての到来波が同じ電界強度の場合についてシミュレ-

ーションを行い、電界強度推定の可能性について考察する。到来方向推定アルゴリズムには MUSIC 法を用い、周波数帯域は 900 MHz 帯とする。

また、本提案手法においても遅延時間推定を行える可能性があるが、本論文の目的は本提案手法の基礎的な性能評価であるため、今回は検討を行わない。

## 2. T 字型アレーアンテナによる到来方向推定原理

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、仮想平面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、信号成分の情報を全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、到来波すべ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、プリアンプ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、フレーム同期をと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。

まず、2.1 において、平面アレーによる到来方向推定について述べる。次に、2.2 において、仮想平面アレーの実現方法について述べる。

### 2.1 平面アレーによる到来方向推定

図 1 のような、 $x$  軸方向に  $\Delta x$ 、 $y$  軸方向に  $\Delta y$  の間隔で配置された  $M \times N$  素子の平面アレーアンテナで受信した場合を考える。ただし、到来波は図 2 に示す方向  $\theta_i$  から、到来しているとする。このとき、平面アレーとして、MUSIC 法 [12] や ESPRIT 法などを適用することにより、到来波推定が可能となる。しかし、この方法では、素子間相互結合の影響により推定精度が劣化することや、多くの素子数を必要とし、システムコストが高くなるなどの問題がある。そこで、素子数を削減しつつ、平面アレーで受信したデータを実現できれば、これらの問題を解決し、精度良い推定が可能であると考えられる。

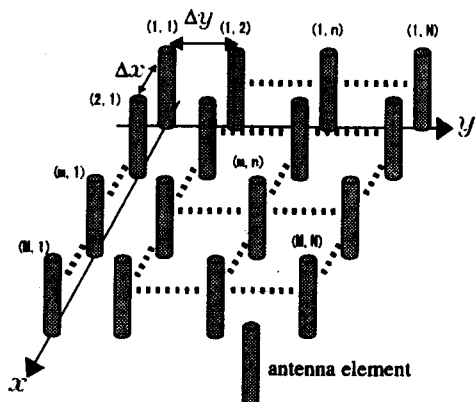


図 1 平面アレー  
Fig. 1 Rectangular array antennas.

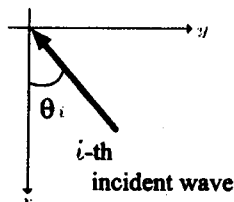


図 2 到来波と到来方向の関係  
Fig. 2 DOA of incident wave.

## 2.2 仮想平面アレーの実現方法

本提案手法では、正弦波のような周期性のある信号が到来し、アレーアンテナで受信した信号を任意の中心周波数にダウンコンバートした IQ 成分をサンプルし、複素受信データとする。この受信データには図 3 のように周期性があり、この周期性を利用することにより、平面アレーの受信データを仮想的に合成することを考える。ここで、平面アレーの受信データを合成するとは、平面アレーを用いずに、リニアアレーまたは T 字型アレーなどを平行に移動して測定し、そのデータから平面アレーで測定されるデータを実現することである。

図 1 のような、仮想平面アレーのデータを合成する方法の一つの方法として、 $N$  素子リニアアレーを用いる方法がある [11]。送受信間のキャリヤ同期がとれているとき、まずある位置で静止させたりニアアレーアンテナに到来する波を観測する。その後、図 4 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  $M \times N$  仮想平面アレーのデータを得ることができる。この仮想平面アレーのデータを、2次元離散フーリエ変換する

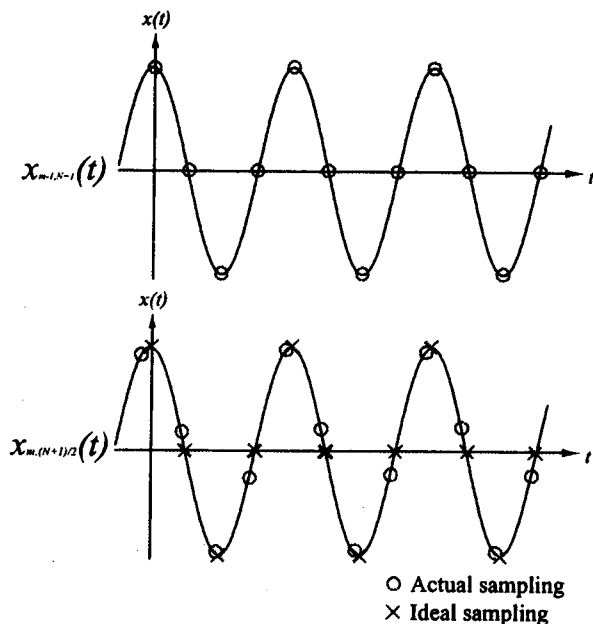


図 3 受信信号  
Fig. 3 Received signal.

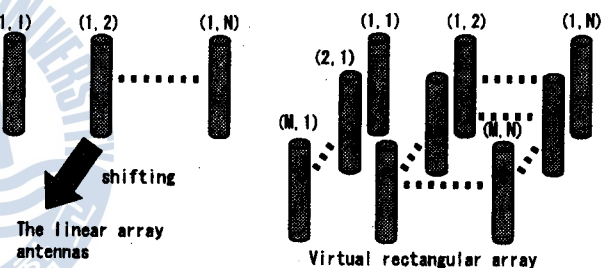


図 4 リニアアレーによる仮想平面アレー  
Fig. 4 The virtual rectangular array by the linear array antennas.

か、MUSIC 法などを適用することにより、到来波推定を行うことができる。

しかし、送受信機の同期がとれてない状況では、測定時間を十分短くすれば可能であるが、測定時間が長くなると、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、正確に推定できない。

そこで、図 5 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平面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。

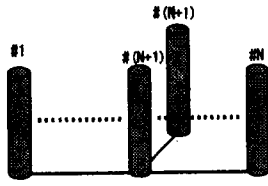


図 5 T字型アレー

Fig. 5 The 'T' character-type array antennas.

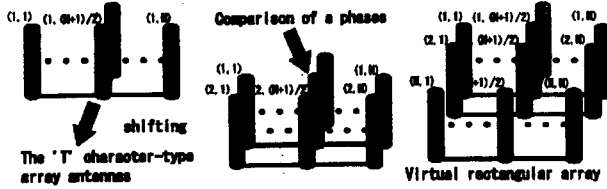


図 6 T字型アレーによる仮想平面アレー

Fig. 6 The virtual rectangle array by the 'T' character-type array antennas.

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

ただし、 $L(L \leq K)$  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  $X_1$  の最初の行番号であり、通常は 1 である。また、受信データは、周期性がある場合を仮定しているため、それらの周期を考慮して正確にデータを合成するため、観測データ数  $K$  は、サンプル信号の 2 周期以上、相関を計算するデータ数  $P$  は、1 周期以上サンプルする数でなければならない。 $C(p)$  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  $Y(Y \leq K)$  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  $\hat{X}_1$  と  $\hat{X}_2$  を抽出する [13].

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

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

$$\hat{X}_1 = [\hat{x}_{11}, \hat{x}_{12}, \dots, \hat{x}_{1,(N)}]$$

$$= \begin{bmatrix} x_{11}(\hat{p}_{01}T) & \dots & x_{1N}(\hat{p}_{01}T) \\ x_{11}((\hat{p}_{01} + 1)T) & \dots & x_{1N}((\hat{p}_{01} + 1)T) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{11}((\hat{p}_{01} + Y - 1)T) & \dots & x_{1N}((\hat{p}_{01} + Y - 1)T) \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{Y \times N} \quad (2)$$

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 6 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、図 3 のように  $x_{1,N+1}$  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  $2 \times N$  平面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。まず、 $\{x_{1,N+1}\}$  と  $\{x_{2,(N+1)/2}\}$  のデータ列から、式 (1) により、相関係数  $C(p) (p = 1, \dots, K - L + 1)$  を計算する。

$$\hat{X}_2 = [\hat{x}_{21}, \hat{x}_{22}, \dots, \hat{x}_{2,(N)}]$$

$$= \begin{bmatrix} x_{21}(\hat{p}_{12}T) & \dots & x_{2N}(\hat{p}_{12}T) \\ x_{21}((\hat{p}_{12} + 1)T) & \dots & x_{2N}((\hat{p}_{12} + 1)T) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{21}((\hat{p}_{12} + Y - 1)T) & \dots & x_{2N}((\hat{p}_{12} + Y - 1)T) \end{bmatrix} \quad (3)$$

ただし、 $\mathbf{R}^{Y \times N}$  は  $Y \times N$  次の実数行列の集合全体を表す。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にそれぞれ行い  $\hat{p}_{(m-1),m}$  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。

$$\begin{aligned}
 \mathbf{X} &= [\hat{X}_1, \dots, \hat{X}_m, \dots, \hat{X}_M] \in \mathbf{R}^{Y \times MN} \\
 &= [\hat{x}_{11}, \dots, \hat{x}_{1N}, \hat{x}_{21}, \dots, \hat{x}_{2N}, \\
 &\quad \dots, \hat{x}_{M1}, \dots, \hat{x}_{MN}] \\
 \hat{X}_m &= \begin{bmatrix} x_{m1}(\hat{p}_{(m-1),m}T) & \dots \\ x_{m1}((\hat{p}_{(m-1),m} + 1)T) & \dots \\ \vdots & \ddots \\ x_{m1}((\hat{p}_{(m-1),m} + Y - 1)T) & \dots \\ \dots & x_{mN}(\hat{p}_{(m-1),m}T) \\ \dots & x_{mN}((\hat{p}_{(m-1),m} + 1)T) \\ \vdots & \vdots \\ \dots & x_{mN}((\hat{p}_{(m-1),m} + Y - 1)T) \end{bmatrix} \quad (4)
 \end{aligned}$$

ただし、 $\mathbf{R}^{Y \times MN}$  は  $Y \times MN$  次の実数行列の集合全体を表す。こうして得られたデータ  $\mathbf{X}$  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、 $\mathbf{X}$  は、仮想的に得られた  $M \times N$  平面アレーのデータである。この  $\mathbf{X}$  の各行ベクトルをスナップショットごと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。

本提案手法は、平行移動前後で素子の位置が重なることを前提としているため、正確なアレーアンテナの位置情報を取得する必要がある。この具体的な方法については、3.4 や 4.1 で述べる。

### 3. シミュレーション

本章では、シミュレーションにより T字型アレーによる仮想等間隔平面アレーの有効性を検証する。

#### 3.1 リニアアレーと T字型アレーの比較

T字型アレーを用いて仮想平面アレーのデータを合成する場合、式(1)により相関の計算結果より合成を行うが、送受信間のキャリアの同期などがとれていない場合、図3のように、同じ位置で受信し A-D 変換されたデータでも、移動などを行うことによりサンプルする時間が異なるため、サンプル点がずれてしまい、正確に平面アレーで受信したデータを合成できない。このことは同様の理由により、リニアアレーを用いた場合でも、各列でサンプルするごとに、サンプル点がずれてしまい、推定できないと考えられる。そこで、送受信間の同期外れがある範囲で存在する場合での、リニアアレーを用いて仮想平面アレーのデータを合成

して MUSIC 法を適用した場合と、本提案手法の比較を行う。

リニアアレーの素子数は、7 素子とし、移動回数を 3 回として、 $7 \times 4$  素子仮想平面アレーのデータを合成する。T字型アレーの素子数を  $7+1$  素子とし、リニアアレーの場合と同様に、移動回数を 3 回とし、 $7 \times 4$  素子仮想平面アレーのデータを合成する。素子間隔が半波長より大きい場合、角度が異なってもモードベクトルが一致し、MUSIC スペクトルを計算すると、本来到来していない方向にピーク（虚像）が生じ、正確に推定できない。つまり、正確に推定するためには、虚像が存在しないようにしなければならないので、素子間隔を半波長未満にしなければならない。しかし、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、今回は素子間隔をそれぞれ 0.4 波長間隔とする。シミュレーションの諸元を表 1 に示す。また、現在サービスされている移動通信のシステムでは、拡散に用いる符号速度が約 1 Mcps であることなどから、サンプルする信号の周波数を 1 MHz とする。サンプル数は 500 とし、スナップショット数は 300 回、データを合成するときの比較するデータの数を 300 とする。サンプリング周波数を 40 MHz とする。ただし、送受信間のキャリアの同期がとれていないとし、サンプルする信号の周波数は 1 MHz より同期外れ分だけ異なるとする。到来波数は 6 波とする。到来波の振幅はそれぞれ同じとし、到来方向推定アルゴリズムは MUSIC 法を用いる。また、ある位置で測定を開始する時間から、次に平行移動して測定を開始するまでの時間は 1 秒とする。ここでの SN 比は、次式で定義する。

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

同期外れが、 $1 \times 10^{-6}$  MHz 以内のときの MUSIC スペクトルの例を図 7 に示す。図 7 より、リニアアレーの場合は、推定できていないが、T字型アレーの場合は、推定できていることがわかる。これは、T字型アレーでは、サンプル点のずれを式(1)により、補正できるからである。以上のことから、本提案手法が有効であることがわかる。

#### 3.2 送受信間の同期外れの影響

本提案システムにおいて、図3のような同期外れによる誤差の補正は、サンプリング周波数により限界があるものと考えられる。そこで、同期外れによる誤差とサンプリング周波数の関係についてシミュレーショ

表 1 シミュレーションの諸元  
Table 1 Specifications of simulations.

Array form	The 'T' character-type array antenna (7 + 1 elements) The linear array antenna
The number of elements of virtual rectangular array	7 × 4 elements (28 elements)
The number of element of sub array	3 × 3 elements (9 elements)
Element interval	0.4-wavelength
The number of arrival waves	6(-140 deg, -40 deg, -10 deg, 70 deg, 100 deg, 160 deg)
SN ratio	10 dB
The number of sampling	500 times
The number of compared data	300
The number of snapshots	300 times

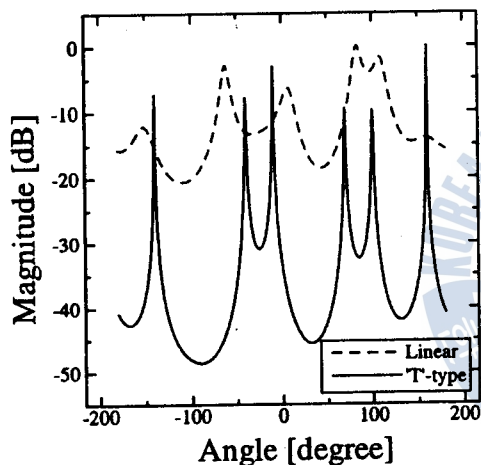


図 7 リニアアレーと T 字型アレーの比較  
Fig. 7 Comparison of linear and 'T'-type.

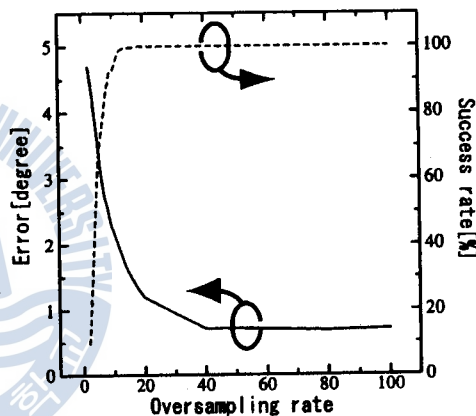


図 8 同期外れの影響  
Fig. 8 The influence of step-out.

ンを行う。

各列の初期位相は一様乱数で与え、これにより、送受信間の同期外れと平行移動によるサンプル点の差を与える。また、試行回数は 1000 である。各波の誤差が 15° 以上の場合、推定できていないとして、誤差の計算では無視する。その他のシミュレーション諸元は 3.1 と同じである。

シミュレーション結果を図 8 に示す。図 8 より、オーバーサンプリング数が 40 倍以上であれば、推定が失敗することはなく、誤差も 1° 以内であることがわかる。

オーバーサンプリング数が低い場合でも、データの補間などを行い、仮想的にオーバーサンプリング数を上げることにより、誤差を小さくできると考えられる。そ

こで、シミュレーションの諸元は同じとし、オーバーサンプリング数が 100 倍より低い場合に、スプライン補間を行うことにより、仮想的にオーバーサンプリング数を 100 倍にして、推定を行う。

そのときの結果を、図 9 に示す。図 9 より、オーバーサンプリング数が 40 倍以下であっても、スプライン補間を行うことにより、推定成功確率及び推定誤差が改善され、精度良く推定できていることがわかる。ただし、例えばオーバーサンプリング数を A 倍すると、式 (1) の計算量が A<sup>2</sup> 倍となるなどの問題もある。

以上のことから、誤差なく推定するために、同期外れは、スプライン補間を行わない場合では、40 倍以上のオーバーサンプリングが行える範囲であり、スプライン補間を行う場合では、4 倍以上のオーバーサンプリングが行える範囲であればよいことわかる。つまり、

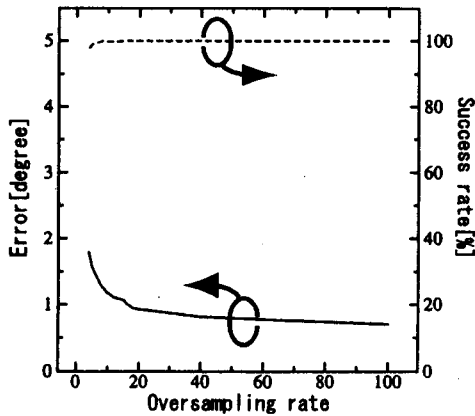


図 9 同期外れの影響 (スプライン補間)  
Fig. 9 The influence of step-out with spline.

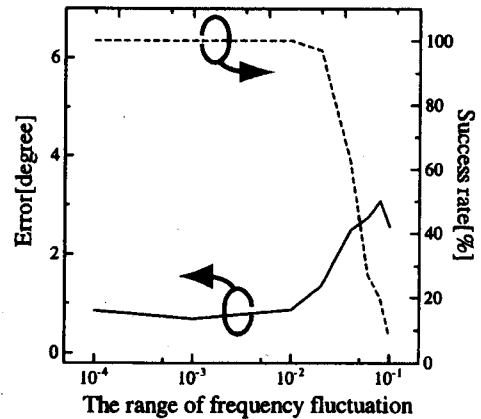


図 10 周波数変動の影響 (7 × 4 仮想平面アレー)  
Fig. 10 The influence of frequency fluctuation.  
(7 × 4 Virtual rectangular array)

例えば 100 MHz のサンプリング周波数の ADC を用いる場合、同期外れを含めサンプルするデータの周波数は 2.5 MHz 以内、スプライン補間をする場合には、25 MHz 以内である。本論文で検討する周波数帯は 900 MHz 帯であり、送受信間のキャリア周波数の差を、同期をとらない場合でも 2.5 MHz 以内にするには、可能であると考えられる。

### 3.3 測定時間の影響について

本提案システムは、T 字型アレーを数回平行移動させて取得したデータを用いる。このため、測定する時間が各列異なるデータであり、また送受信機の内部発振器は、常に一定ではなく、時間により変動するため、各列の受信データの周波数は若干変動する。これらによる推定誤差について検討する。

周波数変動の範囲は、次のように定義する。

$$\text{周波数変動幅} = \frac{\text{最大周波数} - \text{最小周波数}}{\text{中心周波数}}$$

ただし、最大周波数とは各列での受信データの中で最も高い周波数、最小周波数とは各列での受信データの中で最も低い周波数であり、中心周波数とは、最大周波数と最小周波数の中心の周波数である。オーバーサンプリングは 40 倍とする。その他のシミュレーションの諸元は 3.1 と同じとする。また、周波数変動の影響をより受けやすいと考えられる移動回数を多くした場合についても、シミュレーションを行う。そのときの移動回数は 99 回とする。ただし、各列ごとの測定時間内では、周波数変動はないものとする。

周波数変動の範囲を変化させた場合のシミュレーション結果を図 10, 図 11 に示す。図 10 より、周波数変動が約  $1 \times 10^{-2}$  の範囲以内であれば、周波数変動の影響がないものと考えられる。また図 11 より、平行移動の回数を多くした場合でも、周波数変動が約  $1 \times 10^{-2}$  の範囲以内であれば、影響がなく正確に推定できていることがわかる。以上のことから、本提案手法は、約 40 倍のオーバーサンプリングを行う場合、周波数変動の範囲が、約  $1 \times 10^{-2}$  の範囲以内であれば、劣化することなく推定できることがわかる。

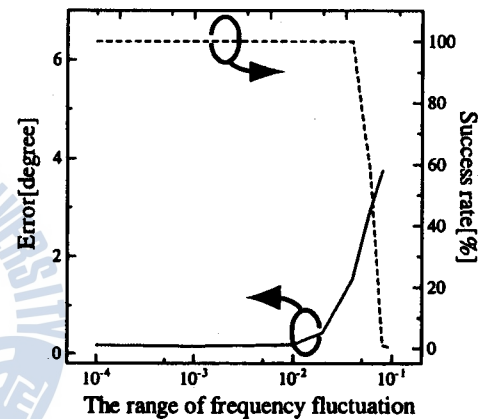


図 11 周波数変動の影響 (7 × 100 仮想平面アレー)  
Fig. 11 The influence of frequency fluctuation.  
(7 × 100 Virtual rectangular array)

動の影響がないものと考えられる。また図 11 より、平行移動の回数を多くした場合でも、周波数変動が約  $1 \times 10^{-2}$  の範囲以内であれば、影響がなく正確に推定できていることがわかる。以上のことから、本提案手法は、約 40 倍のオーバーサンプリングを行う場合、周波数変動の範囲が、約  $1 \times 10^{-2}$  の範囲以内であれば、劣化することなく推定できることがわかる。

### 3.4 移動しながらの到来波推定について

本提案手法は、T 字型アレーを静止した状態で測定ことを前提としているが、提案システムを車載して、走行しながら到来波推定を行う場合を考える。このとき、正確なアレーアンテナの位置情報は、車両の車軸に距離パルス発生器を取り付け、その距離パルスを利用することなどの方法が考えられる [11]。車の走行速度を 40 km/h (約 11.1 m/s)、サンプリング周波数を

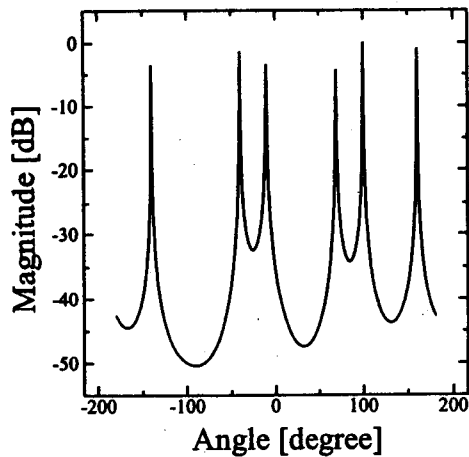


図 12 MUSIC スペクトル (速度 = 40 km/h)  
Fig. 12 MUSIC spectrum. (Speed = 40 km/h)

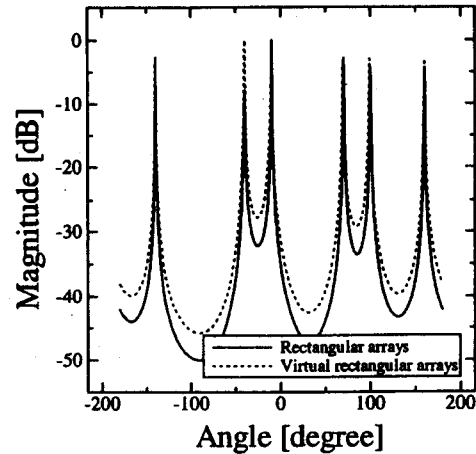


図 13 MUSIC スペクトル (SNR = 10[dB])  
Fig. 13 MUSIC spectrum. (SNR = 10[dB])

40 MHz, 各チャネルの観測データ数を 1000 とする。このとき、T 字型アレーでのある 1 列分の測定を行う時間は、

$$\frac{1}{40 \times 10^6} \times 1000 = 2.5 \times 10^{-5} [\text{s}]$$

であり、そのときの T 字型アレーの移動距離は、

$$11.1 \times 2.5 \times 10^{-5} = 2.775 \times 10^{-1} [\text{mm}]$$

となり、これは素子間隔の約 0.2%となる。このときの影響についてシミュレーションを行う。

サンプルする受信信号の周波数は 1 MHz とする。その他のシミュレーション諸元は 3.1 と同じとする。ただし、位置情報は正確に測定できるとする。シミュレーション結果を図 12 に示す。図 12 より、正確に推定できていることがわかる。以上の結果より、本提案手法は車などに搭載し、移動しながらの到来波推定であっても、アレーアンテナの位置情報を正確に測定できた場合、精度良く推定できることがわかる。

### 3.5 平面アレーとの比較

本提案手法と平面アレーを用いた場合との推定精度について検討する。平面アレーの素子数は  $7 \times 4$  素子 (28 素子) とし、サブアレーは  $3 \times 3$  素子とする。オーバーサンプリング数は 40 倍とし、その他のシミュレーションの諸元は 3.1 と同じとする。

平面アレーの場合と T 字型アレーによる仮想平面アレーの場合の MUSIC スペクトルを図 13 に示す。図 13 より、平面アレーとほぼ同程度の精度で到来方向が推定できていることが確認できる。しかし、T 字型アレーを用いた場合、MUSIC スペクトルのダイナ

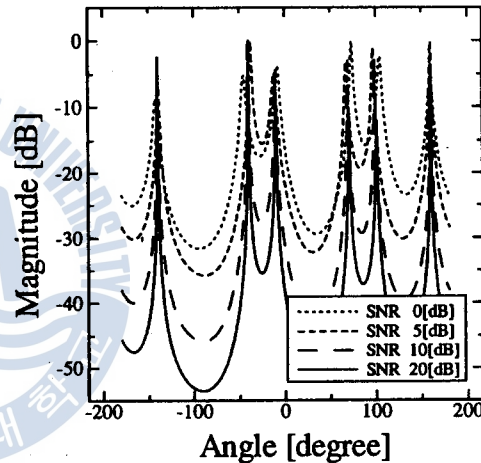


図 14 仮想平面アレーの MUSIC スペクトル  
Fig. 14 MUSIC spectrum of virtual rectangular arrays.

ミックレンジは若干劣化している。これは、キャリアの同期をとっていないため、各列のサンプリング点がずれることや、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。また、電界強度推定では、平面アレーでの推定結果との差が平均約 3%であり、平面アレーと同程度の精度が得られた。

次に、SN 比を変化させた場合の T 字型アレーによる仮想平面アレーの場合の MUSIC スペクトルを図 14 に示す。この結果より、SN 比が劣化すると MUSIC スペクトル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。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、仮想平面アレーでは若干雑音の影



響を受けるが、平面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 スペクトルのダイナミックレンジの劣化などは、オーバースAMPLING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。しかし、サンプルレートを  $N$  倍にすると、取得データも  $N$  倍になるため、式 (1) の計算量は  $N^2$  倍となる問題もある。

#### 4. 実験

本章では、3. のシミュレーションで確認された結果をもとに、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 4.1 において、試作したシステムの仕様・特性について述べる。4.2, 4.3 では、1 波及び 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。

##### 4.1 試作システムについて

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。アンテナは無指向性で利得が約 0 dBd のスリーブアンテナである。受信機の諸特性を表 2 に示す。試作した受信機は AGC により、 $-60$  dBm 以上の RF 入力に対しては、 $-60$  dBm に抑制される。チャンネル数は 8 であり、それぞれの I, Q 成分を出力する。

図 15 に示すように RF 信号は、900 MHz 帯の信号から中間周波数 70 MHz にダウンコンバートし、更にダウンコンバートしてベースバンド信号の I, Q 成分を出力する [10]。中間周波数 70 MHz の部分で、出力の位相  $\pm 90^\circ$ 、ゲイン  $\pm 5$  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  $\pm 0.5$  ppm、ドリフトは約 400 Hz (Max) である。また、受信機の 3 dB 帯域幅は約 35 MHz である。図 16 に受信機の入出力特性を示す。受信機から出力される IQ 信号は、サンプリング周波数 5 MHz、

12 bit の A-D コンバータを用いて、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。

到来波が無変調の正弦波であった場合、サンプルする信号の周波数は、3.2 の結果より送受信間の同期外れの影響を無視できるようにするに 40 倍以上のオーバースAMPLEする必要があるため、低い周波数が適している。しかし、3.3 より測定する時間が異なることによる周波数変動の範囲は、約  $1 \times 10^{-2}$  以内であり、サンプルする信号の周波数が高い場合では無視できるが、周波数が低すぎると、時間変動による送受信間のキャリア周波数変動の影響を受けやすくなり、この範囲を超えてしまう可能性がある。また、2.2 より、サンプリングレートが大きくなると、仮想平面アレーのデータを合成するための相関計算も大きくなる。以上のことから、サンプルする信号の周波数は、使用する A-D コンバータの最大サンプリング周波数の  $1/40$  が

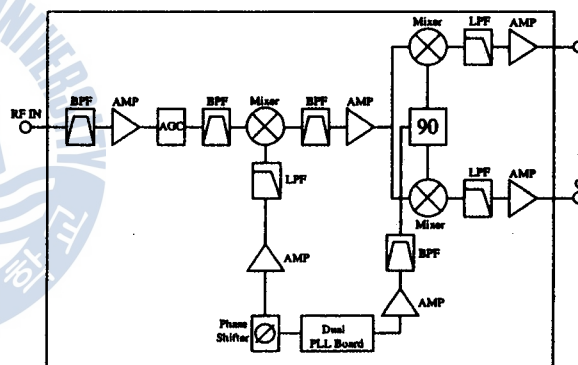


図 15 受信機の構成  
Fig. 15 The structure of trial receiver.

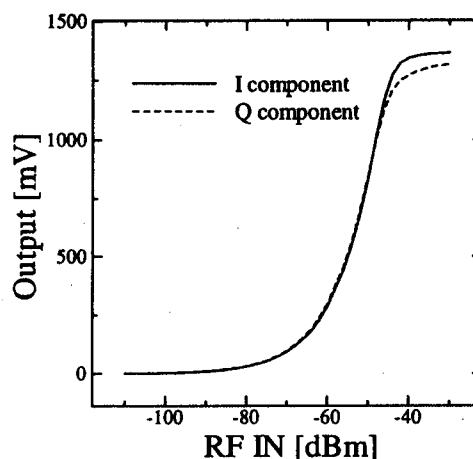


図 16 受信機の入出力特性  
Fig. 16 Characteristics of trial receiver.

表 2 受信機の特  
Table 2 Specifications of the trial receiver.

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

適当であると考えられる。つまり、試作システムでは、使用している A-D コンバータの最大サンプリング周波数が 5 MHz であることから、最も精度良く推定できる送信周波数は、受信機からの出力が 0.125 MHz となる周波数である。また、到来波が周期性のあるデータにより変調された波である場合は、受信機からの最大周波数が、A-D コンバータの最大サンプリング周波数の 1/40 となるようにするのが、適当であると考えられる。

本提案手法では T 字型アレーアンテナの正確な位置情報を取得しなければならない。そこで、試作システムでは、平行移動するための装置を作り、そこに最小表示量が 0.01 [mm] である測長ユニットを取り付け、アレーの移動距離を測定することにより、アレーの位置情報を取得する。

4.2 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。送信周波数は 900 MHz 帯であり、無変調の正弦波を送信する。このとき、前節より本試作システムで最も精度良く推定するためには、受信機の出力が 0.125 MHz となるように、送信周波数を決定するべきであるが、現在サービスされている移動通信システムでは、拡散に用いる符号速度が約 1 Mcps であることなどから、受信機の出力が約 1 MHz となるように、送信周波数を調整する。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 20 dB 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  $5 \times 10^{-10}$ /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。実験の構成を図 17 に示す。アレー形状は、3+1 素子 T 字型アレーであり、これを 3 回平行移動させ、3 × 4 仮想平面アレーのデータを合成する。T 字型アレーを平行移動すると、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 17 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. 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。

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

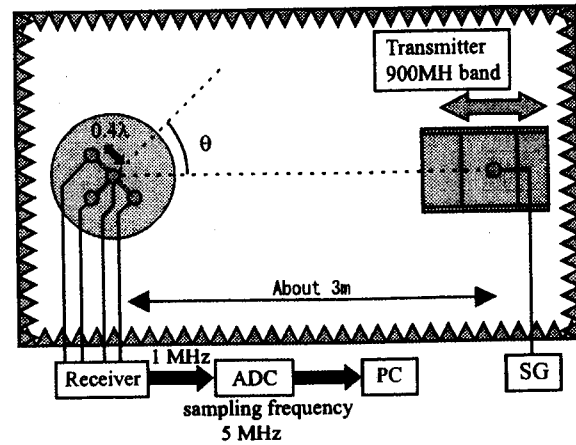


図 17 実験の構成 (到来波数 1 波)  
Fig. 17 The situation of experiments. (one wave)

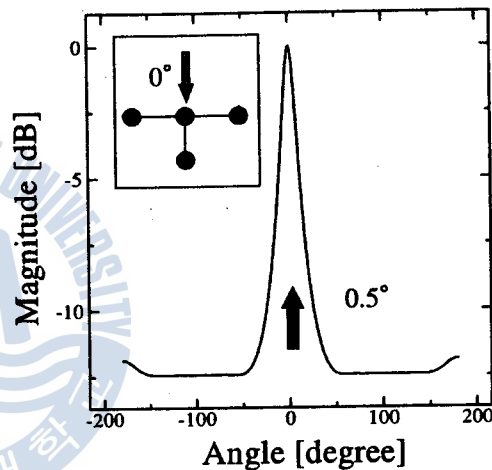


図 18 実験結果 (DOA = 0°)  
Fig. 18 The result of DOA estimation. (DOA = 0°)

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 × 4 仮想平面アレーのデータを用いて、3 × 3 平面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。本論文で用いた ADC のオーバーサンプル数は約 5 倍であるため、3.2 の結果より、推定成功率は約 65% である。このため、T 字型アレーにより各列で測定を 10 回を行い、それぞれのデータで合成を行い、最も精度が良かったものを結果とする。この方法を用いないためには、スプライン補間を行ったり、ADC をサンプリング周波数が 40 MHz であるもののような、サンプリング周波数が高いもので行う必要がある。

実験結果の例を図 18 に示す。これらの図より、精度も得られており、また推定するのに十分なダイナミックレンジが得られていることが確認できる。また、T

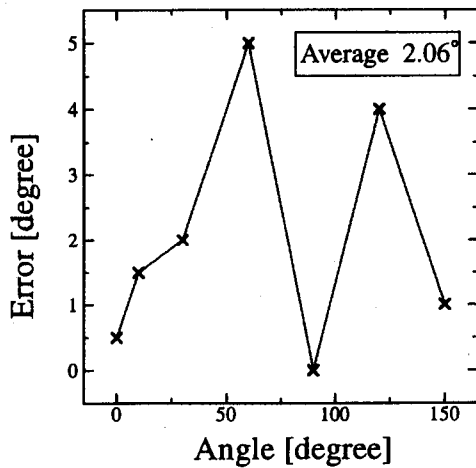


図 19 推定誤差  
Fig. 19 Estimation error.

字型アレーを回転させて取得した到来角度による推定誤差を図 19 に示す。図 19 より、各角度とも十分な精度が得られていることが確認できる。

#### 4.3 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。実験の構成を図 20 に示す。送信周波数は 900 MHz 帯であり、無変調の正弦波を送信する。このとき、受信機の出力が約 1 MHz となるように、送信周波数を調整する。送信機の出力は -15 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 20 dB であった。また、送受信間で同期をとっていないが、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。2 波到来していることを各列ごとに確認するため、5+1 素子 T 字型アレーを用いる。4 回平行移動させ、 $5 \times 4$  仮想平面アレーのデータを合成する。実験に使用した A-D ボードは 8 チャンネルであり、6 素子すべ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 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。

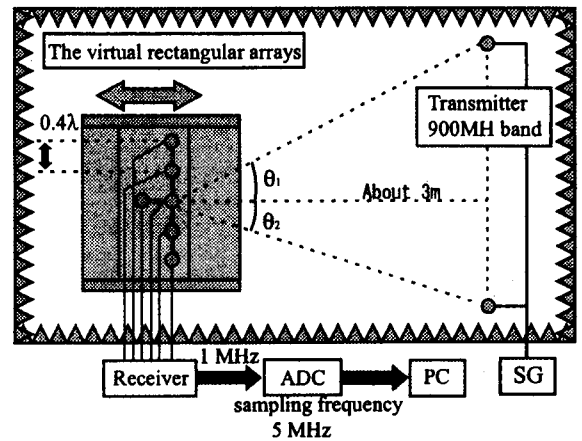


図 20 実験の構成 (到来波数 2 波)  
Fig. 20 The situation of experiments. (two waves)

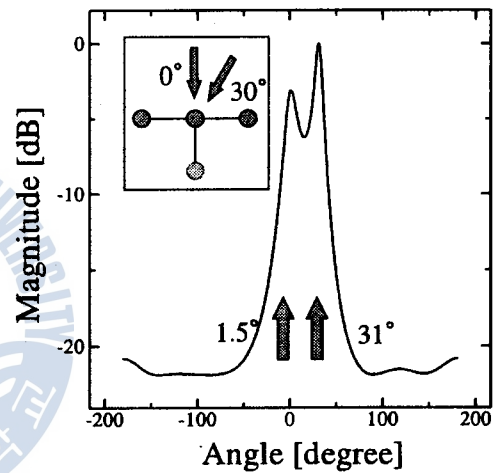


図 21 実験結果 (DOA=0°, 30°)  
Fig. 21 The result of DOA estimation. (DOA=0°, 30°)

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

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。1 波での実験と同様の理由により、T 字型アレーにより各列で測定を 10 回行い、それぞれのデータで合成を行い、最も精度が良かったものを結果とする。

実験結果を図 21、図 22 に示す。これらの結果より、測定誤差のためスペクトルのダイナミックレンジが異なるが、2 波それぞれ精度良く推定できていることが

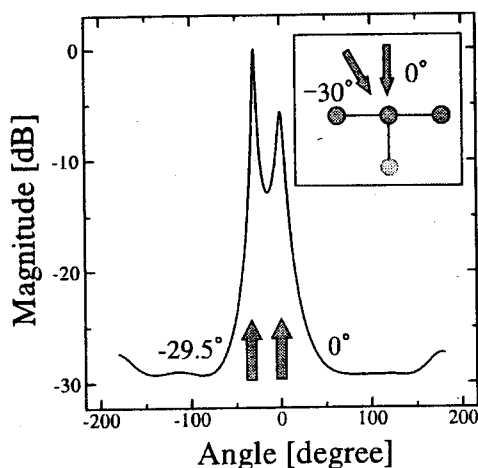


図 22 実験結果 (DOA =  $-30^\circ$ ,  $0^\circ$ )  
 Fig. 22 The result of DOA estimation.  
 (DOA =  $-30^\circ$ ,  $0^\circ$ )

確認できる。

## 5. むすび

本論文では、電波受信状況を調査するシステムの基礎的検討として、T字型アレーを用いた仮想平面アレーにより到来方向及び電界強度を推定するシステムを提案した。まず、提案システムの有効性を確認するためにシミュレーションを行った。MUSIC スペクトルのダイナミックレンジが若干劣化したが、ほぼ正確に到来方向を推定できており、提案システムによる到来方向推定は、有効であることを確認した。また、電界強度推定については、推定誤差が平面アレーの場合と比べ誤差が3%程度であり、推定が可能であることを確認した。次に、提案システムを試作し、電波暗室内で実験を行った。実験では到来波数は1波の場合と2波の場合を行った。1波の場合、推定誤差は $2.06^\circ$ 程度であり、十分な精度が得られた。また、2波の場合でも精度良く到来方向を推定できたことから、提案システムが機能することを示した。今後の展開としては、まず、電波暗室内での到来波の電界強度推定、電波暗室外での実験が挙げられる。更に、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の検討や、到来波推定システムを車載して、実際にフィールドでの測定精度の検証が挙げられる。

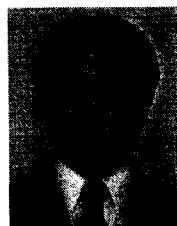
## 文 献

- [1] 坂上修二, “移動通信伝搬路における 900 MHz 帯多重路伝搬特性—振幅—周波数特性,” 信学論 (B), vol.J70-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.

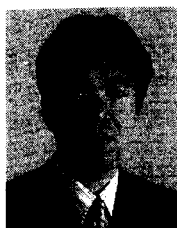
- [3] A.S. Bajwa and J.D. Parsons, “Small-area characteristic of UHF urban and suburban mobile radio propagation,” IEE Proc. F, vol.129, no.2, pp.95–101, April 1982.
- [4] 大鐘武雄, 三瓶政一, 神尾享秀, 笹岡秀一, 水野光彦, “市街地及び郊外地における陸上移動多重路の諸特性,” 信学論 (B-II), vol.J72-B-II, no.2, pp.62–71, Feb. 1989.
- [5] H.J. Thomas, 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. Antennas Propag., vol.AP-34, no.3, pp.276–280, March 1986.
- [7] R. Roy and T. Kailath, “ESPRIT—Estimation of signal parameter via rotational invariance techniques,” IEEE Trans. Acoust., Speech Signal Process., 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.
- [9] Y. Ogawa, N. Hamaguchi, K. Ohshima, and K. Itoh, “High-resolution analysis of indoor multipath propagation structure,” IEICE Trans. Commun., vol.E78-B, no.11, pp.1450–1457, Nov. 1995
- [10] K. Mori, Y. Inoue, K. Ichige, and H. Arai, “Experiments of DOA estimation by DBF array antenna at 2.6 GHz,” IEICE Trans. Commun., vol.E84-B, no.7, pp.1871–1875, July 2001.
- [11] 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, Sept. 2000.
- [12] S. Sekizawa, “Estimation of arrival directions using MUSIC algorithm with a planar array,” ICUPC'98, pp.555–559, Oct. 1998.
- [13] 廣田明道, 市毛弘一, 新井宏之, K. Min, D. Kim, J. Kim, 中野雅之, “900 MHz 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, April 2002.

(平成 15 年 2 月 17 日受付, 4 月 14 日再受付)



廣田 明道 (学生員)

平 13 横浜国大・工・電情中退 (飛び級).  
 平 15 同大学院博士課程前期了. 現在,  
 同大学院博士課程後期在学中. 移動体通信  
 の研究に従事.



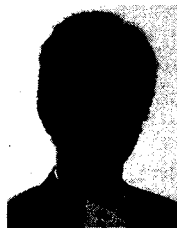
市毛 弘一 (正員)

平 6 筑波大・第 3・情報卒。平 11 同大大学院博士課程工学研究科了。博士(工学)。同年横浜国大・工・電情助手。現在、同大大学院工学研究院助教授。平 13~14 スイス連邦工科大ローザンヌ校 (EPFL) 客員研究員。デジタル信号処理、移動体通信などの研究に従事。IEEE 会員。



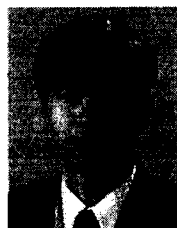
中野 雅之 (正員)

平 2 横浜国大・工・電子情報卒。平 4 同大大学院修士課程了。同年日本移动通信(株)入社。以来、移动通信用アンテナ及び電波伝搬の研究・開発、IMT-2000 方式の実験に従事。現在、KDDI(株)。第 8 回(社)電波功績賞受賞。



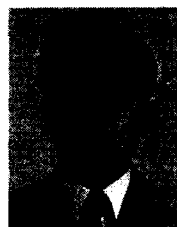
新井 宏之 (正員)

昭 57 東工大・工・電気電子卒。昭 62 同大大学院博士課程了。同年同大助手。現在、横浜国大・大学院・物理情報・教授。電磁波加熱用マイクロ波回路、移動体用アンテナの研究に従事。工博。平元篠原記念学術奨励賞、第 8 回(社)電波功績賞受賞。IEEE 会員。



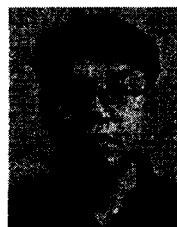
関 庚植 (正員)

平元韓国海洋大・工・電子通信卒。平 8 東工大大学院博士課程了。平 9 韓国海洋大・工・電波工学・専任講師。現在、同大同学科・副教授。(株)SRANTECH 研究所長兼任。デジタル衛星放送用アンテナ、次世代移动通信アンテナ、RF 回路及びアンテナ設計用ビジュアルシミュレータ開発の研究に従事。工博。IEEE, IEK, KEES 各会員。



金 東哲

平 2 韓国海洋大・工・電子通信卒。平 4 同大大学院電子通信工学科了。平 4 (株)大陸精密研究所研究員。現在、白金情報通信マイクロ波研究室室長。平 15 韓国海洋大大学院電子通信工学科了(工博)。アンテナ及び超高周波回路設計。



金 正勲

平 3 韓国海洋大・工・電子通信卒。平 5 同大大学院電子通信工学科了。平 5 (株)イルジン情報通信研究所。現在、(株)百金情報通信マイクロ波研究室アンテナ及び超高周波回路設計。