

## 不等間隔アレーを用いた方位推定

中澤 利之<sup>†</sup>      高橋 応明<sup>†</sup>      安部 實<sup>†</sup>

Estimating Angle of Arrival with Non-uniformly Spaced Array

Toshiyuki NAKAZAWA<sup>†</sup>, Masaharu TAKAHASHI<sup>†</sup>, and Minoru ABE<sup>†</sup>

あらまし 現在の方向探知装置は精度・分解能が不十分であり、正確な到来方位や位置の評定ができない。また、レーダ等の信号は一つひとつは狭帯域信号であるが、多種多様なレーダが使用されているため、すべてを占める帯域は約 4 オクターブ以上にもわたるほどである。これらを探知するため、現状では帯域ごとの装置を用いてこの周波数帯をカバーしている。しかし、装置規模や費用の面から一つの装置でこの周波数をカバーできることが有効であり、このように広い帯域にわたり高精度・高分解能な方位探知を実現することが望まれている。実現にあたっては広帯域なアンテナが用いられるが、低  $S/N$  環境を考慮すると高利得なものが必要である。しかし、高利得で広帯域なアンテナは、寸法が大きいものがあり、アレーを構成するうえで半波長間隔の素子配列が物理的に不可能なものがある。このとき、アレーは半波長以上の配列間隔となるため、方位推定の範囲を  $-90 \sim +90^\circ$  とした場合、位相差が 360 度以上になりアンビギュイティが発生する。このアンビギュイティの解消法として不等間隔アレーが有効である。本論文では、まず 1 波到来の場合での不等間隔アレーの配列条件を定め、次に複数波が到来した場合の検討を行い、複数波対応の配列条件を求めている。

キーワード 不等間隔アレー, 方位推定, MUSIC, アンビギュイティ

### 1. ま え が き

現在の方向探知装置は精度・分解能が十分でなく、正確な到来方位の推定や位置の評定を行うために精度の向上が望まれている。高精度・高分解能に方位推定を行う手法には、アレーアンテナを用いる適応信号処理を応用した MUSIC [1], [2] や ESPRIT [3] 等のアルゴリズムがあり、現在盛んに研究が行われて [4], [5] おり、実用化が進んでいる。

また、レーダ等の信号は、様々なものが使用されているため、これらが占める帯域は約 4 オクターブ以上にもわたるほどの帯域である。これらを探知するため、現状では帯域ごとの装置を用いてこの周波数帯をカバーしている。しかし、装置規模や費用の面から一つの装置でこの周波数をカバーできることが望まれている。

MUSIC 等での方位推定ではアレーアンテナを使用する。広帯域化にはアレーアンテナの各素子アンテナに広帯域のアンテナが必要である。更に、低  $S/N$  環

境では高利得で広帯域のアンテナが必要である。このような広帯域・高利得の素子アンテナは、大きさが半波長以上の場合があり、また、ミリ波帯では素子アンテナ自身の大きさが半波長以下でも後段に取り付けられる受信機等の大きさが半波長以上となる場合がある。このようなとき、素子アンテナを半波長間隔に配列することが物理的に不可能である。また、素子アンテナ間の相互結合の抑圧や同素子数で分解能を向上させるために開口長を広げる等の目的で素子間隔を広くとる等、半波長以上の素子間隔とする場合がある。

このように、素子アンテナの間隔を半波長以上としてアレーを構成し、方位推定を行った場合、素子間の位相差が 360 度以上となり、その周期性により本来の方位以外にも偽像として方位を示すアンビギュイティが発生する。そして、このアンビギュイティの解消には不等間隔アレーが有効であり、文献 [6] ~ [9] で研究されている。しかし、アンビギュイティの有無を確認するだけのもの [6] や複数波での検討が不十分である [7] ~ [9] など、素子の配列方法が明確化されていない。

本論文は、アレーアンテナが半波長の配列が不可能である場合に方位推定を行う方法について述べるもの

<sup>†</sup> 武蔵工業大学, 東京都

Musashi Institute of Technology, 1-28-1 Tamatutumi, Setagaya-ku, Tokyo, 158-8557 Japan

である。半波長以上の間隔の場合、素子間隔により位相差が変わることを利用してアンビギュイティが除去できる。また、方位推定のアルゴリズムには不等間隔アレーに適用可能な MUSIC を用いている。そして、不等間隔アレーに対して複数波が到来したとき、素子間の位相差が特定の位相差となる方位の場合、モードベクトルの行ベクトルが 1 次従属になるためアンビギュイティが発生する。本論文では、これらのアンビギュイティを除去できる配列方法を示している。

## 2. 偽像の方位

1 次元アレーにおいてアレーの正面を到来方位の  $0^\circ$  とし、到来方位を  $\theta_0$  で表す。各素子の素子位置を表す基準点を #1 素子として、この基準点から # $m$  素子までの間隔を  $d_m$  とする。素子間隔が半波長以上の場合、位相回り  $2n\pi$  を考慮して到来方位  $\theta_0$  と推定方位  $\theta$  には次式の関係がある。

$$\frac{2\pi}{\lambda} d_m \sin \theta = \frac{2\pi}{\lambda} d_m \sin \theta_0 + 2n\pi \quad (n: \text{整数}) \quad (1)$$

これより、到来方位と偽像を含めた推定方位との関係式が得られる。

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

式 (2) は、 $n = 0$  のときは本来の到来方位である。  $d_m$  が大きくなるほど  $n$  が多数存在し、推定方位  $\theta$  が  $\lambda/d_m$  ごとに多数得られ、これがアンビギュイティとなる。

次に式 (2) を不等間隔アレーに適用し、アンビギュイティの除去方法について述べる。不等間隔アレーのすべての素子について式 (2) を考えると、偽像の方位ではすべての素子について式 (2) は等しくなるので、各素子における整数  $n$  を  $n_m$  で表すと各素子の間には次の関係が得られる。

$$\begin{aligned} \sin \theta &= \sin \theta_0 + \frac{\lambda}{d_2} n_2 = \sin \theta_0 + \frac{\lambda}{d_3} n_3 \\ &= \dots = \sin \theta_0 + \frac{\lambda}{d_M} n_M \end{aligned} \quad (3)$$

これには第 1 項に  $\sin \theta_0$  がすべてに含まれているので、第 2 項のみ取り出すと

$$\frac{\lambda}{d_2} n_2 = \frac{\lambda}{d_3} n_3 = \dots = \frac{\lambda}{d_M} n_M \quad (4)$$

$\lambda$  で割ると、素子間隔と整数  $n_m$  の比  $n_m/d_m$  になり、これを  $d_0$  とおく

$$d_0 = \frac{d_2}{n_2} = \frac{d_3}{n_3} = \dots = \frac{d_M}{n_M} \quad (5)$$

ここで、到来方位に最も近い偽像を対象とすると、式 (5) が成立しうる整数  $n_m$  は最も小さい値である。したがって  $d_0$  は素子位置の最大公約数になる。この  $d_0$  を用いて推定方位を表すと

$$\sin \theta = \sin \theta_0 + \frac{\lambda}{d_0} \cdot n \quad (6)$$

となる。これより推定方位は  $\theta/d_0$  の整数倍ごと偽像が発生することがわかる。ここで、

$$-1 \leq \sin \theta = \sin \theta_0 + \frac{\lambda}{d_0} \cdot n \leq 1 \quad (7)$$

であるから、 $n = 1$  が到来方位に最も近い偽像であり、

$$d_0 > \frac{\lambda}{2} \quad (8)$$

では推定方位  $\theta$  は多数得られるのでアンビギュイティが発生する。

## 3. 偽像の除去方法

### 3.1 到来信号が 1 波の場合

偽像の原因は式 (6) の  $\lambda/d_0$  である。  $d_0$  は素子位置の最大公約数であり、必ず存在する値であるため偽像が発生する。しかし、これを可視領域外に排除すれば偽像は除去できる。よって、

$$d_0 < \frac{\lambda}{2} \quad (9)$$

とすれば、 $-90 \sim 90^\circ$  の範囲で推定方位  $\theta$  と到来方位  $\theta_0$  が 1 対 1 の関係になるので偽像が発生しない。

これより 1 波の場合、全素子位置は  $d_0$  の整数倍とし、この  $d_0$  を半波長以下にする。ここで、全素子位置が  $d_0$  の偶数倍であると、全素子位置の最大公約数が半波長以上になるので偶数倍にならないように素子位置を設定することが必要である。また、素子間隔が半波長以上であるから、最大公約数を半波長以下にするためには、必要な素子は 3 素子以上である。

ここで、 $d_0$  は使用する帯域の最高周波数の半波長とすれば、これ以下の周波数では相対的に素子間隔が狭くなるので式 (9) を満足する。したがって、配列条件は、すべての素子位置の最大公約数が使用する周波数帯の最高周波数における半波長以下と表すことができる。

3.2 到来信号が複数波の場合

3.2.1 1次従属性

対象とする信号数が1波である場合は上記のように簡単に配列条件が得られるが、複数波の場合は以下に示す問題がある。以下複数波の場合、信号は互いに無相関であり、波長は同一の波長とする。

MUSIC等による方位推定は、到来方位を表す方向ベクトルと直交するベクトル(ノイズベクトル)を求め、雑音部分空間(ノイズベクトルの集合)と直交するベクトルを求めて方位を推定する。したがって、方向ベクトルと同ベクトル空間内にほかのステアリングベクトルが存在すると、これもノイズベクトルと直交するので、方位が推定され偽像として現れる。これらが同じベクトル空間内に存在するという事は、到来方位と偽像の方向ベクトルが1次従属の関係にあるということである。

ここで偽像が発生するとし、その方位を  $\theta_{amb}$  とすると、到来方位と偽像が同ベクトル空間に存在するので、偽像は式(10)のように係数を  $C$  とする方向ベクトルの1次結合で表される。

$$AC = A_{amb} \tag{10}$$

ここで、

$$A = \begin{bmatrix} e^{-j(2\pi/\lambda)d_1 \sin \theta_1} & \dots & e^{-j(2\pi/\lambda)d_1 \sin \theta_k} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(2\pi/\lambda)d_m \sin \theta_1} & \dots & e^{-j(2\pi/\lambda)d_m \sin \theta_k} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(2\pi/\lambda)d_M \sin \theta_1} & \dots & e^{-j(2\pi/\lambda)d_M \sin \theta_k} \\ \dots & e^{-j(2\pi/\lambda)d_1 \sin \theta_K} \\ \vdots & \vdots \\ \dots & e^{-j(2\pi/\lambda)d_m \sin \theta_K} \\ \vdots & \vdots \\ \dots & e^{-j(2\pi/\lambda)d_M \sin \theta_K} \end{bmatrix} \tag{11}$$

$$C = [c_1 \dots c_k \dots c_K]^T \tag{12}$$

$$A_{amb} = \begin{bmatrix} e^{-j(2\pi/\lambda)d_1 \sin \theta_{amb}} \\ \vdots \\ e^{-j(2\pi/\lambda)d_m \sin \theta_{amb}} \\ \vdots \\ e^{-j(2\pi/\lambda)d_M \sin \theta_{amb}} \end{bmatrix} \tag{13}$$

ただし、 $K$ : 信号数,  $M$ : 素子数

式(10)は  $M > K$  であり、 $M$  元  $K$  次の連立方程式である。アンビグイティがない場合は、式(10)の行列は1次独立となるので係数  $c$  を一意的に求めることができない。ところが、不等間隔アレーでは素子間隔が半波長以上であるから位相差が  $2\pi$  以上になり、式(10)のある行が他の行と位相が回転した、すなわち定数倍されただけの1次従属の関係になる場合があり、すると連立方程式の次元が減る。このとき係数  $c$  が一意的に得られるので、偽像の方向ベクトルは到来方位の方向ベクトルの1次結合で表される。また、式(10)を満足する係数  $c$  が得られないためには、すべての方位に対して1次独立になる行数が少なくとも信号数+1必要である。

不等間隔アレーでは1次従属になる行ベクトルは必ず存在し、最低でも2行が1次従属になることは避けられない。そのため必要最低素子数は信号数+2である。1次従属の行ベクトルが存在すると、その分1次独立の行ベクトルの数が素子数より少なくなる。偽像が発生しないためには、1次独立の行ベクトルの数をすべての方位に対して常に信号数+1以上に保持することが必要である。

[例1] 1次従属性の例を示す。以下、素子アンテナは無指向性とし、到来波は無相関であり、到来方位はアレーアンテナの正面を  $0^\circ$  とした角度とする。

例えば、図1に示す素子間隔が  $d = [0 \ 8 \ 15 \ 19] \times \lambda/2$  の不等間隔アレーでは2波の信号が  $0^\circ, 30^\circ$  から到来すると、図2のように  $-30^\circ$  に偽像が現れる[9]。これらが1次従属であれば次式が成立する。

$$c_1 a(0^\circ) + c_2 a(30^\circ) = a(-30^\circ) \tag{14}$$

$$\therefore c_1 \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + c_2 \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ j \\ j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ -j \\ -j \end{bmatrix} \tag{15}$$

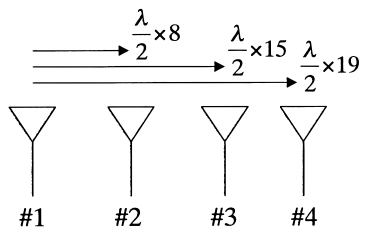


図1 不等間隔アレー  
Fig.1 Non-uniformly spaced array.

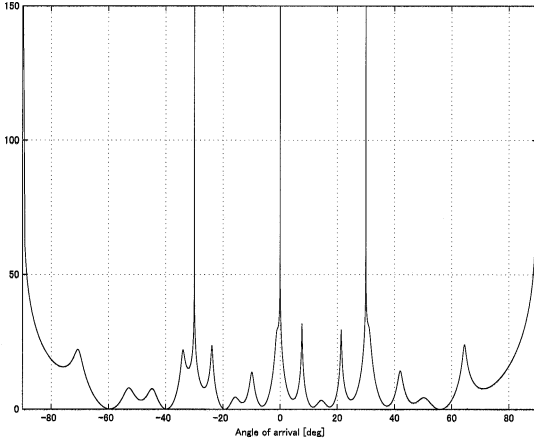


図2 方位推定結果 (アレー: 図1 方位: 0, 30°)  
Fig.2 Estimation (for the array in Fig.1, AOA 0, 30°).

第1行と第2行, 第3行と第4行は1次従属であり, 1次独立な行の数は2であり, 係数  $c$  は,

$$c_1 = \frac{-2j}{1-j}, \quad c_2 = \frac{1+j}{1-j} \quad (16)$$

のように一意的に求められ, 式(10)が成立する. したがって, 到来方位と偽像の方向ベクトルが1次従属であることが示される.

### 3.2.2 複数波の配列条件

次に素子配列条件を導出する. ここで,  $M$  素子  $K$  波の方向ベクトル群, すなわちモードベクトルは次式で表される.

$$A = \begin{bmatrix} e^{-j(2\pi/\lambda)d_1 \sin \theta_1} & e^{-j(2\pi/\lambda)d_1 \sin \theta_2} & \dots & e^{-j(2\pi/\lambda)d_1 \sin \theta_K} \\ e^{-j(2\pi/\lambda)d_2 \sin \theta_1} & e^{-j(2\pi/\lambda)d_2 \sin \theta_2} & \dots & e^{-j(2\pi/\lambda)d_2 \sin \theta_K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(2\pi/\lambda)d_M \sin \theta_1} & e^{-j(2\pi/\lambda)d_M \sin \theta_2} & \dots & e^{-j(2\pi/\lambda)d_M \sin \theta_K} \end{bmatrix} \quad (17)$$

この行列の行に対して1次従属になるときを考える.  $p$  行,  $q$  行, すなわち  $p$  素子と  $q$  素子が1次従属であるとすると, これらは次式のようになる.

$$\begin{bmatrix} e^{-j(2\pi/\lambda)d_p \sin \theta_1} & e^{-j(2\pi/\lambda)d_p \sin \theta_2} & \dots & * \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} & * e^{-j(2\pi/\lambda)d_p \sin \theta_K} \\ = & c \begin{bmatrix} e^{-j(2\pi/\lambda)d_q \sin \theta_1} & e^{-j(2\pi/\lambda)d_q \sin \theta_2} & \dots & * \\ * e^{-j(2\pi/\lambda)d_q \sin \theta_K} \end{bmatrix} \quad (18) \end{aligned}$$

この第  $k$  波, すなわち第  $k$  要素を抜き出すと

$$e^{-j(2\pi/\lambda)d_p \sin \theta_k} = c e^{-j(2\pi/\lambda)d_q \sin \theta_k} \quad (19)$$

同様に第  $l$  要素を抜き出すと

$$e^{-j(2\pi/\lambda)d_p \sin \theta_l} = c e^{-j(2\pi/\lambda)d_q \sin \theta_l} \quad (20)$$

係数  $c$  は同じであるから, これら二つの式から

$$\begin{aligned} c &= \frac{e^{-j(2\pi/\lambda)d_p \sin \theta_k}}{e^{-j(2\pi/\lambda)d_q \sin \theta_k}} = \frac{e^{-j(2\pi/\lambda)d_p \sin \theta_l}}{e^{-j(2\pi/\lambda)d_q \sin \theta_l}} \quad (21) \\ \therefore e^{-j(2\pi/\lambda)(d_p-d_q) \sin \theta_k} &= e^{-j(2\pi/\lambda)(d_p-d_q) \sin \theta_l} \quad (22) \end{aligned}$$

位相成分を抜き出し, 位相回りの  $2n\pi$  を考慮して

$$\begin{aligned} & \frac{2\pi}{\lambda}(d_p-d_q) \sin \theta_k \\ &= \frac{2\pi}{\lambda}(d_p-d_q) \sin \theta_l + 2n\pi \quad (23) \end{aligned}$$

$$(d_p-d_q)(\sin \theta_k - \sin \theta_l) = n\lambda \quad (24)$$

$$\therefore \sin \theta_k - \sin \theta_l = \frac{n\lambda}{d_p-d_q} \quad (n: \text{整数}) \quad (25)$$

複数波の方位がこの式を満足する方位の関係にあるときに,  $p$  行と  $q$  行が  $\lambda/(d_p-d_q)$  ごとに1次従属になりアンビギュイティが発生する.

次に, どの到来方位に対しても式(25)が満足しない場合を考える. 式(25)で  $n=0$  は複数波の到来方位が同方位であることを意味しており, 素子間の位相回りが  $2\pi$  である  $n=1$  のときを考える. ここで,

$$|\sin \theta_k - \sin \theta_l| > 2 \quad (26)$$

にはなりえないことから,

$$\left| \frac{\lambda}{d_p-d_q} \right| > 2 \quad (27)$$

これより次のような素子間隔としての条件式が得られる.

$$|d_p-d_q| < \frac{\lambda}{2} \quad (28)$$

3.2.3 不等間隔アレーへの適用

式 (28) は素子間隔が半波長以下を表している．本研究では，素子間隔が半波長以上であることが前提である．次にこれを不等間隔アレーへ適用する．

複数波の到来方位により，モードベクトル中の行ベクトルが 1 次従属になるものは必ず存在し，二つの行が 1 次従属になる方位がある．方位推定を行うには 1 次従属な行ベクトルの数が信号数 +1 必要であるから，1 次従属になる行が存在しても 1 次独立な行が信号数 +1 あればよい．したがって，ある方位において 1 次従属になる行が存在するとき，他の行とも 1 次従属にならないようにし，常にモードベクトル全体で最低でも信号数 +1 の 1 次独立な行の数を維持することが必要である．すなわち，1 次従属になる方位が行の組合せで異なるようにする．したがって，

$$\frac{n_1\lambda}{d_p - d_q} \neq \frac{n_2\lambda}{d_t - d_u} \neq \dots \quad (p \neq q, t \neq u, \dots) \tag{29}$$

を満足する素子配列が必要である．しかし素子数が多くなると，これを満足する素子間隔を設定することは難しい．そこで，式 (29) とは逆に素子間隔が異なるもので 1 次従属になるときの方位が同方位になる場合を考える．このときは

$$\sin \theta_k - \sin \theta_l = \frac{n_1\lambda}{d_p - d_q} = \frac{n_2\lambda}{d_t - d_u} = \dots \quad (p \neq q, t \neq u, \dots) \tag{30}$$

と表されるときである．この分母と分子を入れ替え λ で割ったものを  $d_s$  とする．

$$d_s = \frac{d_p - d_q}{n_1} = \frac{d_t - d_u}{n_2} = \dots \tag{31}$$

すると，1 波のときと同様にこの  $d_s$  は素子間隔の最大公約数を表す．この  $d_s$  を用いるとこれらの行が同時に 1 次従属になる複数波の方位は

$$|\sin \theta_k - \sin \theta_l| = \frac{\lambda}{d_s} \tag{32}$$

を満足する方位である．同時に 1 次従属にならないときは式 (32) が成立しないときなので，

$$d_s < \frac{\lambda}{2} \tag{33}$$

のように素子間隔の最大公約数が半波長以下となる．しかし，式 (33) の条件は 1 次従属になる行が 3 行以上あるいは行の組合せが 2 組以上存在する場合も含

まれてしまうので「1 次独立な行数 > 信号数」であることを条件に加える．ここで，式 (9) の条件は第 1 素子との間隔を示すものでありこの条件に含まれる．また，半波長等間隔の場合は式 (33) を満足している．そして，この条件が使用する帯域の最高周波数で満足されていれば，これより低い周波数では式 (33) を満足する．

ここで，例 1 にこの条件をあてはめる．例 1 では，素子間隔は  $d_2 - d_1 = 4\lambda$ ,  $d_4 - d_3 = 2\lambda$  であるから，素子間隔の最大公約数は  $d_s = 2\lambda$  となる．これを式 (32) にあてはめると， $\sin \theta_k - \sin \theta_l = (\lambda/2\lambda) \cdot n = 0.5n$  となるから， $\Delta \sin \theta = 0.5$  ごとに方位が推定され，これを満足する方位は  $0, \pm 30, \pm 90^\circ$  になり，図 2 でこの方位に推定されていることが確認できる．

[例 2] 上記の配列条件を満足するように，素子間隔を変えることでアンビギュイティを除去する例を示す．例 1 の素子間隔は図 3 に示すとおりで，素子間隔の最大公約数が  $d_s = \lambda/2 \times 4$  の素子配列である．これは，式 (33) を満足していないためアンビギュイティが発生する．そこで，4 番目の素子位置を変え，図 4 のように素子間隔を  $d = [0 \ 8 \ 15 \ 22.5] \times \lambda/2$  とする．このとき素子間隔の最大公約数は  $d_s = \lambda/4$  となる．図 2 で偽像の発生している到来方位  $0, 30^\circ$  と  $-30^\circ$

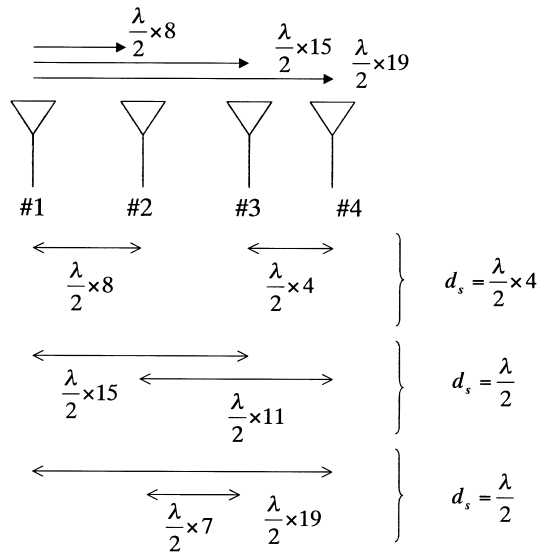


図 3 素子間隔 ( 図 1 のアレー )  
Fig. 3 Element spacing of array in Fig. 1.

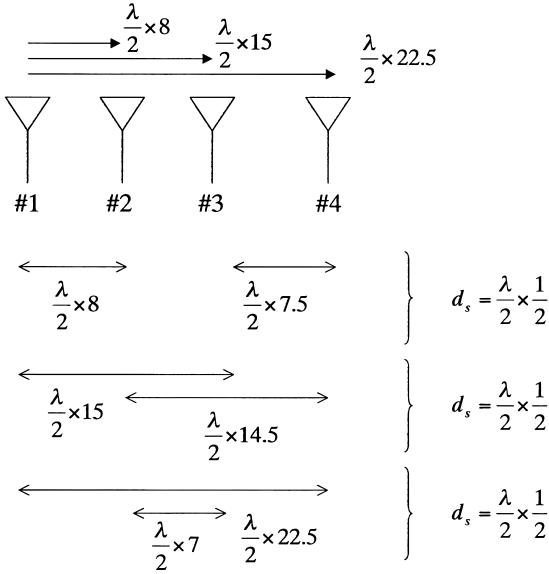


図4 不等間隔アレーと素子間隔  
Fig. 4 Non-uniformly spaced array and element spacing of array.

の偽像の方向ベクトルは

$$\left. \begin{aligned} a(0^\circ) &= [1 \quad 1 \quad 1 \quad 1]^T \\ a(30^\circ) &= [1 \quad 1 \quad j \quad (-1+j)/\sqrt{2}]^T \\ a(-30^\circ) &= [1 \quad 1 \quad -j \quad (-1-j)/\sqrt{2}]^T \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

このときモードベクトルの1次独立な行数は3である。このとき、図5に示す方位推定結果により偽像が除去できることが確認できる。このアレーでは、同時に1次従属になる行は2行までである。したがって1次独立な行数は常に3となるので、2波までアンビギュイティがない方位推定が可能である。

[例3] 図1のアレーに素子数を増加することでアンビギュイティが除去できる例を示す。ここでは1素子を増加して5素子アレーとする。5番目の素子位置を、他の4素子と独立になるようにそれぞれの素子間隔の最大公約数  $d_s$  の整数倍にならない素子位置とする。例えば、図6に示すように  $d = [0 \ 8 \ 15 \ 19 \ 26] \times \lambda/2$  とする。例1のアレーは、 $d_2 - d_1 = 4\lambda$ ,  $d_4 - d_3 = 2\lambda$  であり、この4素子では  $d_s = 2\lambda$  となり、同時に1次従属になる行が2組存在する。これに  $d_s$  が異なるような5番目の素子を加えると、到来方位が  $0, 30^\circ$ , 偽

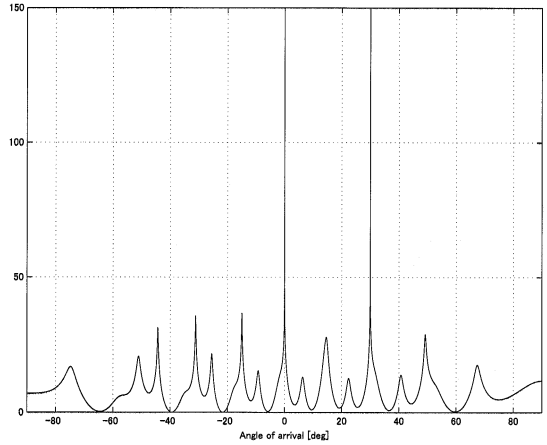


図5 方位推定結果 (アレー: 図4 方位:  $0, 30^\circ$ )  
Fig. 5 Estimation (for the array in Fig. 4, AOA  $0, 30^\circ$ ).

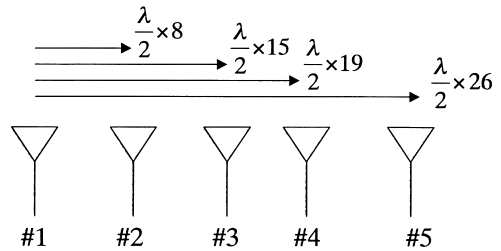


図6 不等間隔アレー  
Fig. 6 Non-uniformly spaced array.

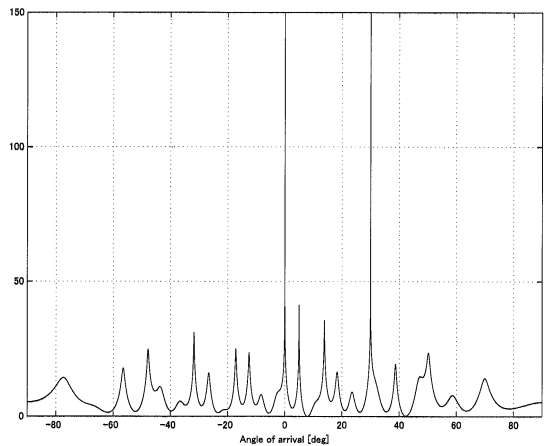


図7 方位推定結果 (アレー: 図6 方位:  $0, 30^\circ$ )  
Fig. 7 Estimation (for the array in Fig. 6, AOA  $0, 30^\circ$ ).

像が  $-30^\circ$  の方向ベクトルは

$$\left. \begin{aligned} a(0^\circ) &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T \\ a(30^\circ) &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & j & j & -1 \end{bmatrix}^T \\ a(-30^\circ) &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & -j & -j & -1 \end{bmatrix}^T \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

となり、これらも同様に 2 組の 1 次従属な行があるが、1 次独立な行数は 3 である。このときの方位推定結果は図 7 であり、この図より偽像が除去されていることが確認できる。

#### 4. むすび

本論文では、アレーアンテナの素子を半波長等間隔配列が不可能な場合に不等間隔アレーが有効であり、素子位置の最大公約数が半波長以下という配列条件を定めた。素子間隔が半波長以上では、複数波が到来した場合は、これらの方向ベクトルで構成されるベクトル空間内に別の方向ベクトルが必ず存在する方位があるため、アンビギュイティが発生する。このとき到来方位と偽像の方向ベクトルは 1 次従属の関係になる。

アンビギュイティがなく方位推を行うためには、モードベクトルの階数が到来信号数 +1 以上であることが必要であり、1 次独立な行ベクトルが到来信号数 +1 以上必要である。本論文では、モードベクトルの行に着目し、行ベクトルの 1 次従属性から素子の配列方法を求めた。そして、配列条件として、素子間隔の最大公約数を半波長以下とし、1 次独立な行ベクトルが「信号数 +1 必要」であるということを示し、その例を示した。

また、本論文では 1 次元アレーについて述べたものであるが、円配列や 2 次元アレーについても同様に方向ベクトルが 1 次従属になることが偽像の原因であり、位相差の表し方が異なるだけである。したがって、このようなアレーでも素子の配列方法は本論文を基本として素子を配列できる。

#### 文 献

- [1] R.O. Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.AP-34, no.2, March 1986.
- [2] R.O. Schmidt and R.E. Franks, "Multi Source DF Signal Processing: An Experimental System," IEEE Trans. Antenna Propagat., vol.AP-34, no.2, March 1986.
- [3] B. Ottersten, M. Viberg, and T. Kailath, "Performance Analysis of the Total Least Squares ESPRIT Algorithm," IEEE Trans. Signal Processing, vol.39, no.5, May 1991.
- [4] 関澤信也, "平面アレーに適用した MUSIC による到来方向推定の検討," 信学技報, A-P97-117, pp.21-28, 1997.
- [5] 山田寛喜, 板羽直人, 山口芳雄, "MODE 法を用いたコヒーレント波の伝搬遅延推定," 信学技報, A-P98-20, pp.22-29, 1998.
- [6] A. Manikas and C. Proukakakis, "Modeling and Estimation of Ambiguities in Linear Arrays," IEEE Trans. Signal Processing, vol.46, no.8, Aug. 1998.
- [7] H. Ge, D.W. Tufts, and R.Kumaresan, "Ambiguity Resolution in Sparse Linear Prediction," IEEE ICASSP, pp.1162-1166, 1993.
- [8] 渡辺秀明, 中澤利之, "広帯域到来波推定について," 1995 信学総大, B-196, March 1995.
- [9] 中澤利之, 高橋応明, 安部 実, "不等間隔アレーを用いた方位推定," 信学技報, A-P98-44, pp.31-36, 1998.

(平成 11 年 9 月 13 日受付, 12 月 8 日再受付)



中澤 利之 (正員)

平 5 武蔵工大・工・電子通信卒。同年防衛庁技術研究本部入庁, 現在, 武蔵工大大学院電気工学専攻修士課程在学中。到来方位推定の研究に従事。



高橋 応明 (正員)

平 1 東北大・工・電気卒。平 6 東工大大学院博士課程了。同年武蔵工大助手, 現在, 同講師。衛星放送受信用アンテナ, 小型アンテナ等の研究に従事。工博。IEEE 会員。



安部 実 (正員)

昭 40 武蔵工大・工・電子通信卒。同年同大助手。昭 43 電通大大学院修士課程卒。昭 44 武蔵工大講師, 助教を経て, 現在, 同教授。回折電磁界の解析, 磁流アンテナの研究に従事。工博。IEEE 会員。