



HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	モードベクトルから構成した行列の逆行列を利用した近接コヒーレント多重波の二次元到来方向推定手法
Author(s)	秋山, 鎮男; 小川, 恭孝
Citation	電子情報通信学会論文誌. B, 通信, J93-B(3), 498-512
Issue Date	2010-03-01
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/51534
Rights	copyright©2010 電子情報通信学会
Type	journal article
File Information	DJTJ93B-3_498-512.pdf



モードベクトルから構成した行列の逆行列を利用した 近接コヒーレント多重波の二次元到来方向推定手法

秋山 鎮男^{†a)} 小川 恭孝^{††}

A 2-D DOA Estimation Method Using an Inverse of the Matrix Composed of Modevectors Corresponding to Coherent Multipaths

Shizuo AKIYAMA^{†a)} and Yasutaka OGAWA^{††}

あらまし 到来波が角度広がりを持つコヒーレント波の多重波である場合において、その中心方向を効率的に推定する手法を提案する。角度広がりにはビーム幅程度とし、その二次元的範囲に対応するモードベクトルから構成した行列の逆行列を利用する。その逆行列と観測した多重波モードベクトルの二次形式による評価関数が、多重波の中心方向付近において極値となる性質を利用する。また、二次元の方向サーチにおいて、第一段階として一定方位幅・仰角幅からなる範囲の移動による概略サーチを可能とし、第二段階として限定した範囲内のみの詳細サーチにより演算負荷を軽減している。これにより、一般化アレーマニフォールドを用いる手法よりも極めて処理が高速化されるだけでなく、推定誤差も改善され、低 SNR においても有利であることを確認した。

キーワード 二次元到来方向推定、コヒーレントマルチパス、射影行列、逆行列、一般化アレーマニフォールド

1. ま え が き

アレーアンテナによる到来方向 (DOA) 推定において、コヒーレントマルチパスは誤差に著しく影響する。そのマルチパスの形態としては、(1) 到来波数が比較的少なく角度差がある状態、(2) 狭い範囲に多数が集中する散乱波 (いわゆる角度広がり) の状態、及び (3) 電離層伝搬波のように、多数散乱波とは異なり伝搬媒質の影響を受け比較的狭い範囲の少数素波による多重波となる状態に分けて考えることができる。(1) に対しては空間スムージングによる相関抑圧 [1] を前処理とする手法や、最尤推定法 [4] に基づく多くのパラメータ推定手法が提案されている。更に、二次元推定においてはアレーマッピング [2] やフェーズモード [3] による変換を使用した空間スムージングの

適用可能アレー形状の拡大や、最尤推定法に基づく場合は SAGE 法 [5] のように演算負荷軽減のための工夫が必要となっている。(2) については、代表的には、狭い範囲の多数素波を中心方向と角度広がり成分で表現する一般化アレーマニフォールド (GAM: Generalized Array Manifold) [6] による手法が提案されている。(3) については、素波数は 1 から数波であり素波間の相関が高いことが報告されている [7]。

本論文においては、(2) 及び (3) の双方を対象として中心方向を推定する手法を提案する。ここで用いている手法は信号分離結果を利用するいわゆる Copy-Based Direction Finding であり、ICA (Independent Component Analysis: 独立成分分析) を使用している。また、多重波を対象とした場合、角度広がりそのものもサーチすることにより精度を向上させる手法としての EAMV (Extended Array Mode Vector) を使用する Generalized MUSIC [11] や積分型モードベクトル [12] 等が提案されているが、ここでは二次元における演算負荷も考慮して中心方向の推定のみを用いて誤差を軽減する手法の位置付けとしている。

その観点で比較対象として選択している一般化アレーマニフォールドによる MUSIC (GAM-MUSIC)

[†] (株) 東芝社会システム社電波システム事業部、東京都
Defence & Electronic Systems Division, Toshiba Corporation
Social Infrastructure Systems Company, Minato-ku, Tokyo,
105-8001 Japan

^{††} 北海道大学大学院情報科学研究科、札幌市
Graduate School of Information Science and Technology,
Hokkaido University, Sapporo-shi, 060-8628 Japan

a) E-mail: shizuo.akiyama@toshiba.co.jp

は、素波数が少ない場合において雑音の影響を受けやすいことから、筆者らはモードベクトルの微分の特徴を幾何学的に解釈し、かつビームフォーマー法との併用により到来方向推定誤差低減と演算負荷低減を図ったマルチパスひずみベクトルによる手法 (MDV 法) [10] を提案した。しかしながら、マルチパスの影響の大小を判断してアルゴリズムの切換を必要としていた。そこで、アルゴリズムの切換の不要化、低 SNR における性能の改善、及び通常の MUSIC 法 [9] に対して大幅な演算量の増大とならないことが望まれることから、次に示すようにベクトルのサーチでなく行列すなわち範囲のサーチに着目した。

一般的に、ビームフォーマー法、CAPON 法 [8], MUSIC 法等は、基準ベクトル (ステアリングベクトル) と観測ベクトルとの相関性や直交性を距離の尺度としている。これに対して識別処理によく用いられるマハラノビス距離の場合は、基準がベクトルでなくクラスとしての分布を示す共分散行列であり、その行列の逆行列が用いられる。提案手法においても同じく逆行列を利用しており評価関数の形式は同一であるが、動作原理としては射影行列の特徴を利用している。また、逆行列を求める際に付加する正規化パラメータにより、リッジ回帰推定量としての効果が得られ素波間の干渉による誤差の増大を抑圧する効果があると考えられる。更に、この逆行列を用いる手法は、角度広がりやビーム幅程度以内の場合は、近似的に素波電力による加重平均としての方向が得られる特徴を有している。これは、想定する伝搬環境に適している。一方、逆行列はある二次元的範囲を識別する空間フィルタとして働くため、二次元メッシュを比較的粗く分割した方向サーチが可能であり、これにより詳細サーチの範囲を限定できる。

2. 提案手法の前提条件

本論文においては次を前提条件とする。

(1) 素子配置形状に制約は設けないが、ビーム形状が半値幅内においてボアサイトに対して対称とみなせる。

(2) 一つの多重波における角度広がりやビーム半値幅程度以内を基準とするが、それを超える場合の動作についても明らかにする。

(3) 到来波は多重波でない状態すなわち素波数 1 から、素子数を超える素波数までを対象とする。

(4) 素波の空間的分布は特定できない。

(5) 複数の多重波が同一処理チャンネル内に存在する場合は、ICA による手法 [10] により分離し、そこで求めた一つひとつのベクトルごとに提案手法を適用する。なお、信号数 (多重波数) が 1 の場合は第一固有ベクトルを使用する。ICA の適用については、筆者が文献 [10] で提案した手法と同等であり、ICA のアルゴリズムの選択及び選択したアルゴリズムの多重波の分離性能の検討例については文献 [10] を参照されたい。なお、今回のアレー諸元での確認のため 7.6 においては、2 多重波における ICA の分離度を SINR として示している。

(6) 多重波の中心方向は、素波ごとのモードベクトルに対して素波電力により加重平均したベクトルが示す方向とする。

3. 信号モデル

無指向性の素子 K 個を平面内に配置し、狭帯域信号 $s_i(t)$ が P_i 個のコヒーレントな素波の結合状態として受信点に到来するものとする。全体では M 個の多重波が存在し、多重波間は無相関とみなせるものとする。この条件でアレーの出力状態を示すベクトル $\mathbf{x}(t)$ は次となる。

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{v}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

$$\mathbf{v}(t) = \sum_{i=1}^M \sum_{p=1}^{P_i} \mathbf{a}_{ip} c_{ip} s_i(t) \quad (2)$$

$$= \sum_{i=1}^M \mathbf{b}_i s_i(t) \quad (3)$$

$$\mathbf{b}_i = \sum_{p=1}^{P_i} \mathbf{a}_{ip} c_{ip} \quad (4)$$

ここで、 $\mathbf{n}(t)$ は雑音であり素子間で無相関、 $s_i(t)$ は単位振幅で表した i 番目の信号、 $\mathbf{a}_{ip}$ は i 番目の信号における p 番目の素波に対する方向ベクトル、 c_{ip} は素波の複素振幅、 $\mathbf{b}_i$ は素波の線形結合としてのモードベクトルとした。また、素波数 P_i は 1 から数波及び十分に素子数より多い状態までを対象とする。なお、式 (1) の受信信号に対して 2. の (5) で述べた方法により処理した結果求まる $\mathbf{b}_i$ の推定値を $\hat{\mathbf{b}}_i$ と表す。

4. 角度広がり空間行列の形成とその空間への射影

方位範囲を $\phi - \frac{\Delta\phi}{2} \sim \phi + \frac{\Delta\phi}{2}$ 、仰角範囲を $\theta - \frac{\Delta\theta}{2} \sim$

$\theta + \frac{\Delta\theta}{2}$ とし、ビーム半値幅より十分に小さい間隔で等間隔にモードベクトル $\mathbf{a}_{zl}$ を並べた角度広がり空間を示す行列を $\mathbf{A}_s$ とする．なお、 $l = 1 \sim L$ とし L は $\mathbf{A}_s$ の列数とする．

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_s &= [\mathbf{a}_{z1} \dots \mathbf{a}_{zL}] \\ &= \left[\mathbf{a}\left(\theta - \frac{\Delta\theta}{2}, \phi - \frac{\Delta\phi}{2}\right) \dots \mathbf{a}\left(\theta - \frac{\Delta\theta}{2}, \phi + \frac{\Delta\phi}{2}\right) \right. \\ &\quad \left. \dots \right. \\ &\quad \left. \mathbf{a}\left(\theta + \frac{\Delta\theta}{2}, \phi - \frac{\Delta\phi}{2}\right) \dots \mathbf{a}\left(\theta + \frac{\Delta\theta}{2}, \phi + \frac{\Delta\phi}{2}\right) \right] \end{aligned} \quad (5)$$

ここで、 $\mathbf{a}(\theta, \phi)$ は特定の二次元方向を指定したときのモードベクトルを示している．この行列で表される部分空間と多重波の成分 $\mathbf{a}_{ip}$ との一致度を測る指標として、 $\tilde{\mathbf{b}}_i$ のこの部分空間への射影を考える．射影したベクトル $\mathbf{y}$ はこの部分空間内に存在するため $\mathbf{A}_s$ の成分の線形結合で表すことができる．このため線形結合の係数ベクトルを、

$$\mathbf{d} = [d_1 \dots d_L]^T \quad (6)$$

とすれば、

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}_s \mathbf{d} = \sum_{l=1}^L \mathbf{a}_{zl} d_l \quad (7)$$

となる．なお添字 T は転置を示す．ここで、式 (4) と比較すると、 $\mathbf{A}_s$ の成分である $\mathbf{a}_{zl}$ と $\tilde{\mathbf{b}}_i$ の成分である $\mathbf{a}_{ip}$ は、 $\mathbf{A}_s$ の範囲の中心方向が多重波の中心方向と一致するときに最も距離が近づくことが期待できる．したがって、次のように両者の差が最小となるとき $\mathbf{A}_s$ を求める方法を提案する．なお、 $\mathbf{A}_s$ が $\theta, \Delta\theta, \phi, \Delta\phi$ の関数であることを明示している．

$$\arg \min_{\theta, \Delta\theta, \phi, \Delta\phi} \|\tilde{\mathbf{b}}_i - \mathbf{A}_s(\theta, \Delta\theta, \phi, \Delta\phi) \mathbf{d}\|^2 \quad (8)$$

次に、式 (8) を $\mathbf{d}$ について最小二乗法で解くが、 $\mathbf{A}_s$ は方向が接近したモードベクトルから構成されることによる逆行列の悪条件 (ill-posed) を回避する目的で Tikhonov の正則化 [14] による正則化パラメータ σ_s^2 を用いる．これにより、 $\mathbf{d}$ の最小二乗推定値 $\tilde{\mathbf{d}}$ は、

$$\tilde{\mathbf{d}} = (\mathbf{A}_s^H \mathbf{A}_s + \sigma_s^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{A}_s^H \tilde{\mathbf{b}}_i \quad (9)$$

となる．なお添字 H は共役転置を示す．ここで、式 (7) の $\mathbf{d}$ を $\tilde{\mathbf{d}}$ で置き換えると、

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{A}_s (\mathbf{A}_s^H \mathbf{A}_s + \sigma_s^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{A}_s^H \tilde{\mathbf{b}}_i \quad (10)$$

と書けるから、

$$\begin{aligned} P_{A_s}(\theta, \Delta\theta, \phi, \Delta\phi, \sigma_s^2) \\ = \mathbf{A}_s (\mathbf{A}_s^H \mathbf{A}_s + \sigma_s^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{A}_s^H \end{aligned} \quad (11)$$

を角度広がり空間への射影行列とみなすことができ、

$$\tilde{\mathbf{y}} = P_{A_s}(\theta, \Delta\theta, \phi, \Delta\phi, \sigma_s^2) \tilde{\mathbf{b}}_i \quad (12)$$

と表現できる．なお、 P_{A_s} のパラメータは、式 (8) における $\mathbf{A}_s$ のパラメータに σ_s^2 を追加している．ここで、正則化パラメータの推定法としては代表的には一般化交差検証法 (Generalized Cross Validation) [15] がある．ただし、式 (11) における $\mathbf{A}_s^H \mathbf{A}_s$ の部分が大きな次数となる場合があることから、その行列計算そのもの及び正則化のための特異値計算の負荷が問題となる．更に、提案手法においては $\mathbf{d}$ の推定が直接の目的ではないことから、式 (11) を用いるのと同等の効果が得られかつ演算量が低減可能な方法を次に示す．

まず、 σ_s^2 の最適値が $\mathbf{A}$ の列数 L に依存するのを避けるため $\mathbf{A}_s \mathbf{A}_s^H / L = \mathbf{A} \mathbf{A}^H$ と置き換え、その場合の σ_s^2 を σ^2 とする．これは、 $\mathbf{A} \mathbf{A}^H$ のトレースを一定値に保つ働きがある．例えば $\mathbf{a}_{zl}^H \mathbf{a}_{zl} = K$ (素子数) で一定であれば $\mathbf{A} \mathbf{A}^H$ のトレースは常に K となることから σ^2 が列数で変化することが避けられる．更に、 $\Delta\theta, \Delta\phi, \sigma^2$ は方向をサーチする前に事前に選択可能とすれば、パラメータは θ, ϕ に限定され、 $\mathbf{A}$ を構成するベクトルによる共分散行列に正則化項を加えたものは、

$$\mathbf{R}(\theta, \phi) = \mathbf{A} \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (13)$$

と表現できる．これに逆行列の公式 [16] を用いると、

$$\begin{aligned} \mathbf{R}^{-1}(\theta, \phi) \\ = \frac{1}{\sigma^2} (\mathbf{I} - \mathbf{A} (\mathbf{A}^H \mathbf{A} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{A}^H) \end{aligned} \quad (14)$$

$$= \frac{1}{\sigma^2} (\mathbf{I} - \mathbf{P}_A) \quad (15)$$

$$= \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{P}_A^\perp \quad (16)$$

となる．なお、 $\mathbf{P}_A^\perp$ は角度広がり空間への射影行列 $\mathbf{P}_A$ の直交補空間を示す．これより、 $\tilde{\mathbf{b}}_i$ と $\mathbf{R}^{-1}(\theta, \phi)$ との直交性を評価することにより $\mathbf{A}$ が張る部分空間との距離を評価でき、結果として式 (8) の解を求めるのと等価になる．以降、 $\mathbf{R}^{-1}(\theta, \phi)$ をある特定の二次元範

困を識別するという観点から“空間識別行列”と呼ぶ。なお σ^2 は具体的アレー諸元等を与えて決定するものとし、詳細は計算機シミュレーションで示す。なお、式 (9) はリッジ回帰推定量の意味ももつことから、観測ベクトル $\tilde{\mathbf{b}}_i$ が雑音やコヒーレントマルチパスによりひずみを受けている場合に、空間識別行列との距離測定における誤差を軽減する効果が期待できる。

以上の議論より、観測により得られた多重波モードベクトル $\tilde{\mathbf{b}}_i$ と空間識別行列との直交性を示す評価式 D を次で定義する。

$$D(\theta, \phi) = \frac{1}{\tilde{\mathbf{b}}_i^H \mathbf{R}^{-1}(\theta, \phi) \tilde{\mathbf{b}}_i} \quad (17)$$

ここで、 $\mathbf{R}^{-1}(\theta, \phi)$ のスキャンは、最ゆう推定法で表現した場合の、

$$\arg \min_{\theta, \phi} \text{trace} [\mathbf{P}_{A_P}^\perp(\theta, \phi) \hat{\mathbf{R}}_{xx}] \quad (18)$$

における $\mathbf{P}_{A_P}^\perp$ のパラメータ推定の変形として考えることができる。ここで、 $\mathbf{P}_{A_P}^\perp$ は P 個の素波と直交する部分空間であり、 $\hat{\mathbf{R}}_{xx} = \mathbf{x}(t)\mathbf{x}(t)^H/N$ (N はスナプショット数) である。式 (17) を書き直すと、

$$\arg \min_{\theta, \phi} \text{trace} [\mathbf{R}^{-1}(\theta, \phi) \tilde{\mathbf{b}}_i \tilde{\mathbf{b}}_i^H] \quad (19)$$

と表すことができる。これより、素波のモードベクトル個々を推定するのではなく、それらのモードベクトルを含む近似的部分空間 $\mathbf{A}$ と直交関係にある $\mathbf{R}^{-1}$ のサーチに置き換えているといえる。

5. 到来方向推定値を表す近似式の導出

5.1 評価式 D の性質

ここでは、式 (17) の分母を展開し定性的な性質について述べる。分母を Q とおき、式 (4) の関係を用いると、

$$Q = \sum_{p=1}^P c_p^* c_p \mathbf{a}_p^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_p + \sum_{1 \leq u < v} 2\Re(c_u^* c_v \mathbf{a}_u^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_v) \quad (20)$$

と表現できる。ここで、 $\Re(\cdot)$ は実数部を示し、添字 i 及び (θ, ϕ) の表記は省略している。この式は提案手法の本質を示しており、式 (20) の右辺第 1 項が素波電力の加重平均方向に対応し、第 2 項は加重平均方向か

らのずれに影響する成分である。第 2 項は任意の u, v の組合せにおいて $\mathbf{a}_u$ と $\mathbf{a}_v$ の中間方向で極値をとり、その符号と大きさは $\Re(c_u^* c_v)$ で決まる。そのため素波の方向差、位相差、振幅比に依存することになるが、第 1 項 + 第 2 項全体としての傾向は素波電力の加重平均方向に寄る傾向が期待できる。

5.2 近似式の導出

次に、到来方向の推定値を示す近似式を導出する。ここでの議論は、簡単化のため仰角差によるモードベクトルの変化は小さいとし、方位方向のサーチに着目している。式 (20) に式 (15) を代入すると次のように変形できる。

$$Q = \frac{1}{\sigma^2} (Q_1 - Q_2) \quad (21)$$

$$Q_1 = \sum_{p=1}^P |c_p|^2 \mathbf{a}_p^H \mathbf{a}_p + \sum_{1 \leq u < v} 2\Re(c_u^* c_v \mathbf{a}_u^H \mathbf{a}_v) \quad (22)$$

$$Q_2 = \sum_{p=1}^P |c_p|^2 \mathbf{a}_p^H \mathbf{P}_A \mathbf{a}_p + \sum_{1 \leq u < v} 2\Re(c_u^* c_v \mathbf{a}_u^H \mathbf{P}_A \mathbf{a}_v) \quad (23)$$

式 (22) は定数であるから式 (21) の最小化は式 (23) の最大化の問題となる。仮に $\mathbf{A}_s$ が 1 方向のモードベクトル $\mathbf{a}_p$ のみから構成される場合は、 $\mathbf{a}_p^H \mathbf{P}_A \mathbf{a}_p$ の特性は指向方向 ϕ_p のビームパターンと等しくなる。 $\mathbf{A}_S$ の方位幅 $\Delta\phi$ が広がるにつれて、その特性はビームパターンの移動平均の形となりなだらかな特性となる。これより、ビームパターンがボアサイトに対して対称であるならば、 $\mathbf{a}_p^H \mathbf{P}_A \mathbf{a}_p$ は $\phi = \phi_p$ のときに最大となる。

一方、 $\mathbf{a}_u^H \mathbf{P}_A \mathbf{a}_v$ については、方向が異なる等振幅・同位相の 2 素波がビーム幅内に同時に存在するときに、移動平均としての受信パターンが最大となる方向を求めることと等しい。よって、容易に 2 素波の中間方向において最大となることが分かる。

以上の議論より、式 (23) を変数 z の二次式で近似する。式 (23) の各項において $\mathbf{a}_p$ の仰角の影響等による変化を示す実数の定数を α_p, α_{uv} とし、 β_p, β_{uv} を未知定数、 $\gamma_{uv} = \Re(\mathbf{a}_u^H \mathbf{a}_v) / (\mathbf{a}_u^H \mathbf{a}_u)$ とすれば、

$$|c_p|^2 \mathbf{a}_p^H \mathbf{P}_A \mathbf{a}_p \approx \alpha_p |c_p|^2 (z - \phi_p)^2 + \beta_p \quad (24)$$

$$\Re(c_u^* c_v \mathbf{a}_u^H \mathbf{P}_A \mathbf{a}_v)$$

$$\approx \alpha_{uv} \Re(c_u^* c_v) \gamma_{uv} \left(z - \frac{\phi_u + \phi_v}{2} \right)^2 + \beta_{uv} \quad (25)$$

とおけるので、式 (23) の z についての微分は次となる。

$$\begin{aligned} \frac{\partial Q_2}{\partial z} &\approx 2 \left(\sum_{p=1}^P \alpha_p |c_p|^2 + \sum_{1 \leq u < v}^P 2\alpha_{uv} \gamma_{uv} \Re(c_u^* c_v) \right) z \\ &- 2 \left(\sum_{p=1}^P \alpha_p |c_p|^2 \phi_p \right. \\ &\left. + \sum_{1 \leq u < v}^P 2\alpha_{uv} \gamma_{uv} \Re(c_u^* c_v) \frac{\phi_u + \phi_v}{2} \right) \quad (26) \end{aligned}$$

$\frac{\partial Q_2}{\partial z} = 0$ のとき Q_2 が最大となり、そのときの ϕ を ϕ_m とすれば、

$$\phi_m \approx \frac{\sum_{p=1}^P |c_p|^2 \phi_p + \sum_{1 \leq u < v}^P \gamma_{uv} \Re(c_u^* c_v) (\phi_u + \phi_v)}{\sum_{p=1}^P |c_p|^2 + \sum_{1 \leq u < v}^P 2\gamma_{uv} \Re(c_u^* c_v)} \quad (27)$$

であり、評価式 (17) がピークとなる方向を近似している。ここで、仰角の違い等によるアンテナパターンの差異を示す定数 α_p , α_{uv} は差が小さいとみなせるものとしたが、仰角差の増大に伴い近似誤差の原因となる。

式 (27) において、電力による加重平均方向 $\sum_{p=1}^P |c_p|^2 \phi_p / \sum_{p=1}^P |c_p|^2$ を真値と定義しているので、式 (27) 右辺における分子及び分母の第 2 項は誤差に関する成分を示している。

5.3 素波数が 2 の場合の推定誤差

式 (27) において理解を容易にするために素波数を 2 とすると次となる。

$$\phi_m \approx \frac{|c_1|^2 \phi_1 + |c_2|^2 \phi_2 + \gamma_{12} \Re(c_1^* c_2) (\phi_1 + \phi_2)}{|c_1|^2 + |c_2|^2 + 2\gamma_{12} \Re(c_1^* c_2)} \quad (28)$$

このときの方位誤差 ε は、 $|c_2| \leq |c_1| = 1$, $\gamma_{12} \Re(c_1^* c_2) / |c_1|^2 = C$, $|c_2|^2 / |c_1|^2 = c_r$ とすれば、

$$\varepsilon = \frac{C(c_r - 1)(\phi_1 - \phi_2)}{(1 + c_r + 2C)(1 + c_r)} \quad (29)$$

となる。これより、二つの素波が等電力に近い場合

($c_r \approx 1$)、電力差が大きい ($|c_2| \ll 1$) 場合 ($c_r \approx 0$, $C \approx 0$)、 $\angle c_1^* c_2$ が $\pm\pi/2$ に近い場合 ($C \approx 0$) は分子が 0 に近づくため誤差は 0 に近づく。よって、ビームフォーマー法、CAPON 法、MUSIC 法等で誤差が増大する電力差が小さく逆位相付近となる条件でも誤差が小さくなる傾向にあることが分かる。なお、式 (28) は素波の仰角差により近似誤差が変化する。

6. GAM-MUSIC について

以降の計算機シミュレーションにおいて GAM-MUSIC との比較を行うが、文献 [6] においては一次元の場合として示されているため、文献 [10] と同様に二次元とし、

$$\begin{aligned} \mathbf{G}(\theta, \phi)^H \mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H \mathbf{G}(\theta, \phi) \mathbf{z}_{min} \\ = \lambda_{min} \mathbf{G}^H(\theta, \phi) \mathbf{G}(\theta, \phi) \mathbf{z}_{min} \quad (30) \end{aligned}$$

$$\mathbf{G}(\theta, \phi) = [\mathbf{a}(\theta, \phi), \frac{\partial \mathbf{a}(\theta, \phi)}{\partial \theta}, \frac{\partial \mathbf{a}(\theta, \phi)}{\partial \phi}] \quad (31)$$

を用いた。 $\mathbf{E}_n$ は雑音固有ベクトル、 λ_{min} は一般化固有値の最小値、 $\mathbf{z}_{min}$ は λ_{min} に対する一般化固有ベクトルを示している。方向サーチ結果として求まる $\mathbf{z}_{min}$ は式 (31) の各成分の係数に対応する。なお、本論文においては角度広がり幅の推定は目的とはしていないため、中心方向を得るところまでの検討としている。

7. 計算機シミュレーション

7.1 共通諸元

以降のシミュレーションにおいては、特に指定がない場合は表 1 に示す諸元を共通的に使用している。なお、SNR の設定における信号電力は素波の合計電力としている。

7.2 空間識別行列の基本特性

7.2.1 方位方向サーチ特性（素波数 1）

図 1 は $\Delta\phi$ を変化させた場合の空間識別行列方位方向サーチ特性を示している。信号は多重波でなく素波

表 1 シミュレーション基本諸元
Table 1 Basic simulation conditions.

項目	値
素子配置形状	等間隔円形
半径	1 波長
雑音	白色ガウス雑音
素子数	9
素子パターン	無指向性
多重波数	1
スナップショット数	200

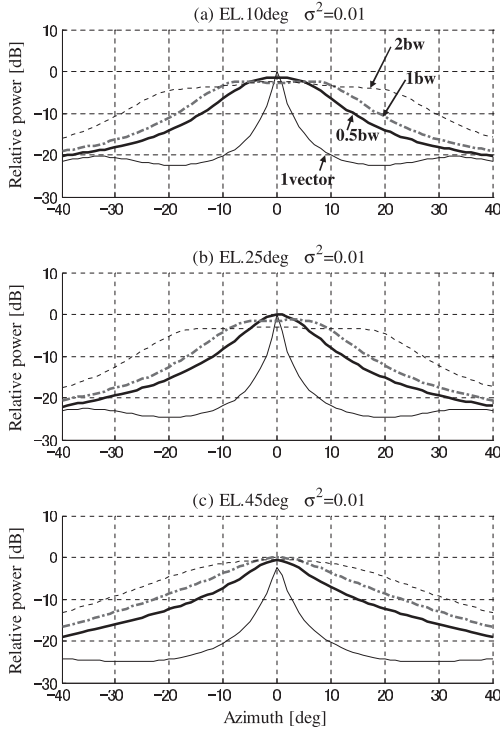


図 1 1 素波における窓幅 $\Delta\phi$ による空間識別行列サーチ特性, bw : 3 dB beam width, 1vector : $\Delta\phi = 0$
Fig.1 Search patterns of spatial-identification-matrix vs. azimuth sector width under 3 elevations.

数 1 である。ここで、 $\Delta\theta$ は対象範囲全体 (0~60 度) をカバーしており固定である。この空間識別行列を用いて信号仰角を変化させても、ほぼ同様な応答特性が確保されているが、仰角 10 度、25 度の場合は $\Delta\phi$ がビーム半値幅 (bw) を超えるとピーク付近が平坦となる。評価式 (17) から正しく方向を得るためには所望方向で単一のピークをもつ特性である必要がある。逆に $\Delta\phi$ が狭くなるにつれ、通常の CAPON 法に近づく誤差低減効果が小さくなる。これより、素波数 1 にも対応可能とするには $\Delta\phi$ は 0.5 ビーム半値幅程度とすることが分かる。なお、図において 1vector とは空間識別行列を構成するベクトルが一つの場合であり、CAPON 法に相当する。

7.2.2 相関行列と射影行列の違い (素波数 2)

多重波モードベクトル $\mathbf{b}_i$ と式 (13) による相関行列 $\mathbf{R}$ との二次形式 $\mathbf{b}_i^H \mathbf{R} \mathbf{b}_i$ 及び式 (14), (15) における射影行列 $\mathbf{P}_A$ との二次形式 $\mathbf{b}_i^H \mathbf{P}_A \mathbf{b}_i$ の違いを図 2 に示す。多重波 (中心方位 0 度) の素波数 2, 振幅比 1 : 1,

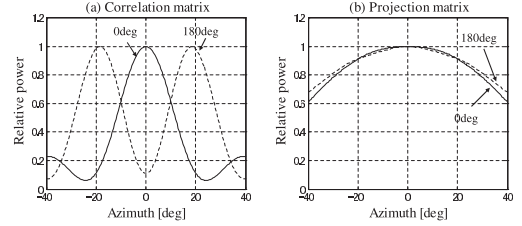


図 2 相関行列と射影行列の比較 (SNR ∞ , 電力比 0 dB, 位相差 0 度, 180 度, 方位差 5 度, 仰角差 0 度, $\sigma^2 = 0.01$)

Fig.2 Correlation matrix vs. projection matrix (quadratic form).

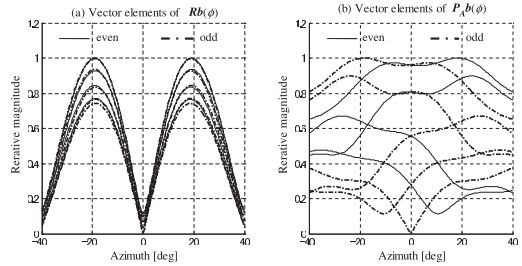


図 3 相関行列、射影行列を固定とし多重波 (素波数 2, 位相差 180 度, 電力比 0 dB, 方位差 5 度, 仰角差 0 度, モードベクトル $\mathbf{b}$) の方位を変化させた場合のベクトル ($\mathbf{R}\mathbf{b}(\phi)$, $\mathbf{P}_A \mathbf{b}(\phi)$) の要素の絶対値の変化, $\sigma^2 = 0.01$

Fig.3 Magnitude of vector elements projected by a fixed correlation matrix and a fixed projection matrix.

方位差 5 度, 仰角差 0 度の条件で、相関行列及び射影行列を構成するモードベクトル (方位幅 0.5 ビーム半値幅, 仰角幅 60 度) の中心方位を変化させたときの応答であり、それぞれの方位サーチ結果において最大値を 1 に正規化している。 σ^2 は 0.01 である。

2 素波の位相差が 0 度の場合は相関行列でも真の中心方向 (0 度) でピークとなるが、位相差 180 度においてはピークが大きすぎる。これに対して、射影行列の場合はピークのずれが見られない。これを説明するために、行列の中心方向を固定の 0 度とし、位相差 180 度の 2 素波の多重波 $\mathbf{b}(\phi)$ の中心方位 ϕ をスキャンした場合を図 3 に示す。なお、それぞれにおいて最大値で正規化している。図 3 においては (a) が $\mathbf{R}\mathbf{b}(\phi)$ のベクトル要素, (b) が $\mathbf{P}_A \mathbf{b}(\phi)$ のベクトル要素の絶対値についてプロットしており要素番号 (1~9) の偶数・奇数で線種を変えている。相関行列の場合は、方位 0 度においてはベクトル $\mathbf{R}\mathbf{b}(\phi)$ の各要素の値は全体が 0 付近に落ち込む。これに対して、射影行列の場

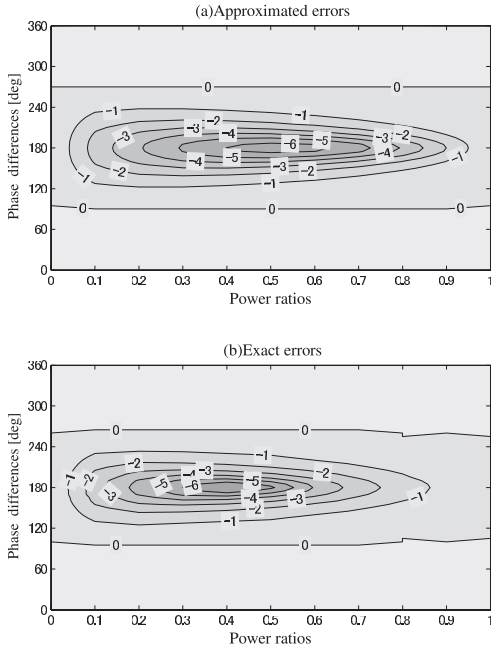


図 4 方位誤差の近似式 (a) と実際の評価値 (b) の比較 (仰角差 0 度, 方位差 5 度)

Fig. 4 Approximation vs. exact. in azimuth errors ($\Delta EL: 0$ deg, $\Delta AZ: 5$ deg).

合はベクトル $P_A b(\phi)$ の要素が絶対値としては小さくなるが全体が 0 付近に落ち込むことがなく, 結果として図 2 (b) の特性が得られる. なお図 2 (b) は特性を見やすくするため最大値で正規化しているため (a), (b) 間の絶対値の差は反映していない.

7.2.3 方位誤差近似式の確認 (素波数 2)

式 (29) は, 式 (24), (25) の近似から導いている. ここでは, 式 (29) の値と式 (17) から求まる近似なしの推定誤差の比較を図 4 に示す. 図においては, 2 素波の方位差 5 度, 仰角差 0 度で電力比と位相差を網羅的に変化させているが, 仰角差 0 であるために近似と実際の差は比較的小さい. ここで, 位相差特性の要因は式 (29) における C である. $C = \gamma_{12} \Re(c_1^* c_2) / |c_1|^2$ で, γ_{12} は素波間の方向差に依存し, $\Re(c_1^* c_2)$ が素波間の位相差に依存する. C は分子, 分母の双方に存在するため直感的に影響の出方が理解しがたい. そのため, 図 5 に式 (29) における $\phi_1 - \phi_2$ を除いた部分 (ϵ -coefficient) を示す. ここでは方位差 5 度, 仰角差 5 度とした. 図 5 (a) が ϵ -coefficient の分子, (b) が分母, (c) が ϵ -coefficients そのものを示す. これより, 分子 ÷ 分母から電力比 0.5, 位相差 180 度付近で最大

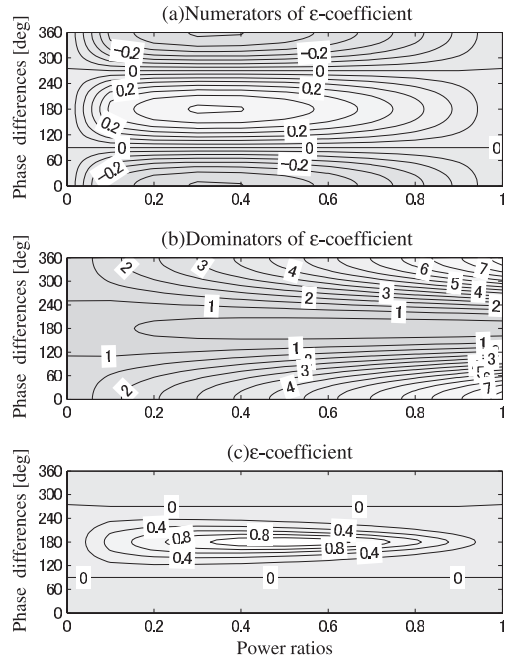


図 5 誤差近似式 ϵ の $\phi_1 - \phi_2$ に対する係数部分の分解表示 (a) 分子, (b) 分母, (c) 分子/分母 (仰角差 5 度, 方位差 5 度)

Fig. 5 Coefficient terms of ϵ ($\Delta EL: 5$ deg, $\Delta AZ: 5$ deg).

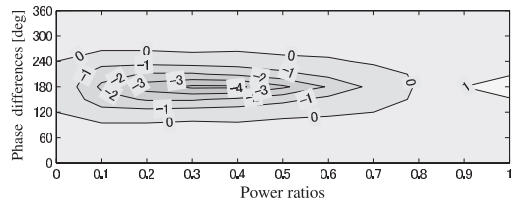


図 6 近似によらない誤差 (仰角差 5 度, 方位差 5 度)

Fig. 6 Exact errors ($\Delta EL: 5$ deg, $\Delta AZ: 5$ deg).

となる (c) の特性となることが分かる. 更に, 方位差 5 度, 仰角差 5 度における近似なしの特性を図 6 に示す. 仰角差の影響で図 5 (c) における係数分布と異なっていることが分かる.

7.2.4 正則化パラメータ σ^2 の評価 (素波数 2)

空間識別行列の方位幅 (6, 12, 18, 24 度及び幅なしの 1 ベクトル), 仰角幅 (10, 20, 30 度及び幅なしの 1 ベクトル) について次の条件下で到来方向推定結果の RMSE を求めたものが図 7 である. 方位幅を変化させる場合の仰角幅は 60 度, 仰角幅を変化させる場合の方位幅は 12 度とした.

RMSE 計算条件: SNR 10 dB, 素波方位差 5 度, 仰角差 10 度において, 中心仰角 10, 25, 40 度の 3 種と

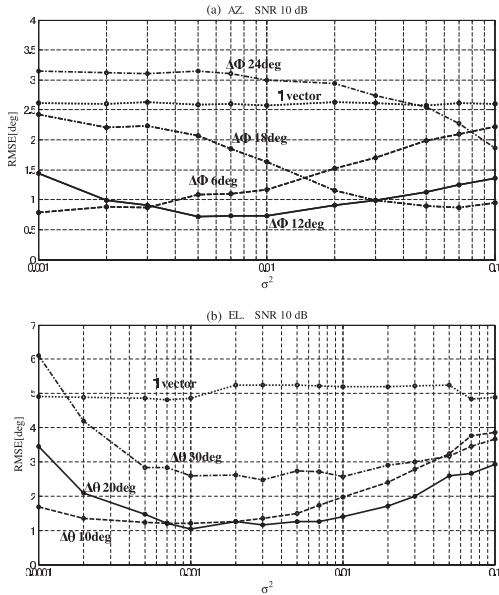


図 7 正則化パラメータ σ^2 及び空間識別行列の方位幅・仰角幅による到来方向推定誤差

Fig. 7 RMSE under conditions of σ^2 , AZ.sector and EL.sector width.

電力比 0, 3, 6, 10 dB のすべての組合せにおいて位相差を 0~330 度の間で 30 度ステップで変化させた場合の RMS 値とした。

図 7 より分かるように、方位方向については、方位幅 12 度 (1/2 ビーム幅)、 $\sigma^2 = 0.01$ 付近、仰角方向については仰角幅 20 度、 $\sigma^2 = 0.003$ 付近で最も誤差が小さくなる。 $\Delta\phi = 24$ 度 (1 ビーム半値幅) において全体的に誤差が大きいのはサーチ特性のピーク付近が平坦となる影響である。また、1vector の場合は多重波に対する改善効果が得られないため大きな一定値となっている。 $\Delta\phi = 6$ 度の場合は、 σ^2 の値が小さい領域では $\Delta\phi = 12$ 度と同等以上の効果が得られているが、 σ^2 の増加とともに 1vector に近づく。

これらの特性を別の観点から表示するために、式 (17) によって求まるピーク点をプロットしたものが図 8 である。この図は SNR 10 dB において、素波方位差 5 度、仰角差 10 度、中心仰角 10, 25, 40 度、電力比 0, 3 dB, 位相差 30 度ステップで 0~330 度、空間識別行列の仰角幅は 60 度とし、 σ^2 0.001, 0.01, 0.05, 0.1 による変化を空間識別行列方位幅 $\Delta\phi$ 1vector, 6, 12, 18, 24, 32 度ごとに計算した。なお、1 回 σ^2 の組合せを計算するごとに最大値で正規化しているため $\sigma^2 = 0.1$ (記号 ∇) が 1.0 の位置に並んでいる。

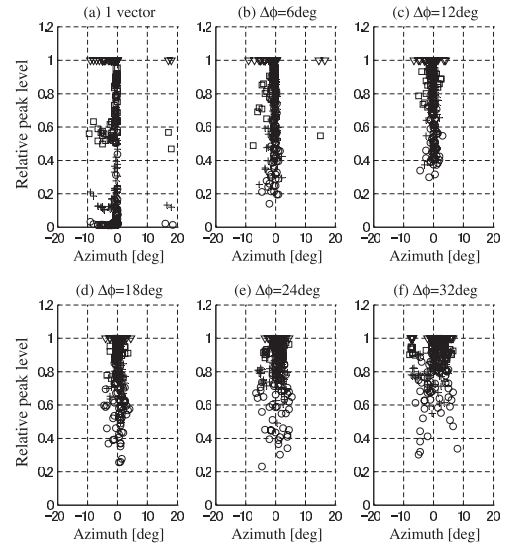


図 8 正則化パラメータ σ^2 及び空間識別行列の方位幅による推定値分布 (σ^2 : $\circ$ 0.001, $+$ 0.01, $\square$ 0.05, ∇ 0.1)

Fig. 8 Plots of estimated doa under various $\Delta\phi$ and σ^2 conditions.

図 8 において 1vector においては外れ値が目立つが、これは位相差が 180 度に近づいた場合であり、すべての σ^2 において外れ値が発生するため図 7 においてほぼ一定値の特性となる。 $\Delta\phi = 6$ 度においては σ^2 の増加により外れ値が増える。 $\Delta\phi = 18$ 度においては $\sigma^2 = 0.1$ で $\Delta\phi = 12$ よりばらつきが小さい。 $\Delta\phi = 24$ 度においては全体的にばらつきが増加する。これらは図 7 の傾向を示している。また更に $\Delta\phi = 32$ 度を追加しているが、ばらつきの増加傾向が明確である。なお、空間識別行列の仰角幅 $\Delta\theta$ の特性についても方位幅と同様の傾向であるため図は省略した。

次に、方位幅 12 度、仰角幅 20 度固定で SNR を変化させたのが図 9, 図 10 である。その他の条件は図 7 と同一である。なお、方位特性の計算時は仰角の中心方向は正しい値を与え、逆に仰角特性においては中心方位を正しく設定している。これらより、SNR 0 dB まで考慮すると σ^2 は 0.01 付近に設定するのが適切であるが、SNR が 10 dB, 20 dB においては σ^2 の値をそれよりも小さな値にすることにより多少の改善が見込まれる。ただし、本提案においては SNR 判定のための処理を増やさないことを考慮し、以降のシミュレーションにおいては固定値 0.01 を採用している。

ここで、図 10 を例に $\sigma^2 = 0.1$ に近づくと SNR によらず一定値に収束する傾向について理由を述べる。

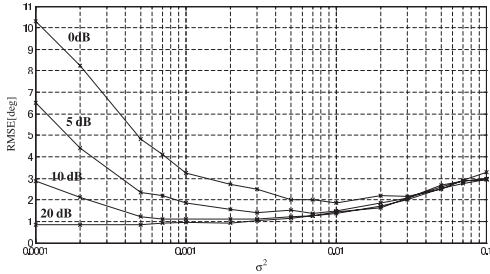


図 9 仰角方向誤差の SNR 特性 (空間識別行列 $\Delta\phi = 12$ 度, $\Delta\theta = 20$ 度)

Fig. 9 EL RMSE vs. SNR.

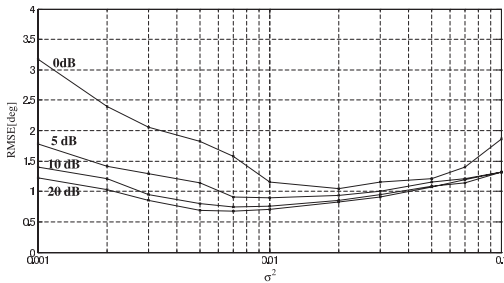


図 10 方位方向誤差の SNR 特性 (空間識別行列 $\Delta\phi = 12$ 度, $\Delta\theta = 20$ 度, $\sigma^2 = 0.01$)

Fig. 10 AZ RMSE vs. SNR.

図 11 は, 図 10 の条件のうち $\sigma^2 0.001, 0.01, 0.1$, 中心仰角 25 度固定, 電力比 6 dB 固定, 位相差を 5 度ステップとしたもので各 σ^2 における方位誤差の位相差特性を示している。これから明らかなように, $\sigma^2 = 0.1$ においては SNR にかかわらず位相差 180 度付近で比較的大きな誤差が発生している。このため, 図 10 において $\sigma^2 = 0.1$ 付近での SNR による差が小さくなっている。これは, 射影行列によりサーチした結果がボアサイト方向でピークとならないためであり, 図 2 の例でいえば射影行列における位相差 180 度のサーチ結果が相関行列のように二つのピークをもつ状態に相当する。

7.3 2 素波における電力比・位相差基本特性

ここでは, 提案手法, GAM-MUSIC 及び MUSIC 法について, 2 素波の電力比 0~1 (0.1 ステップ), 位相差 0~395 度 (5 度ステップ) での特性比較を図 12 に示す。提案手法において方位特性で位相差 180 度付近の誤差の増加が小さいのは仰角差の影響である。GAM-MUSIC においては位相差が小さい領域において角度スペクトルが二つのピークをもつ[10] ため誤差が大きくなっている。MUSIC 法においては位相差

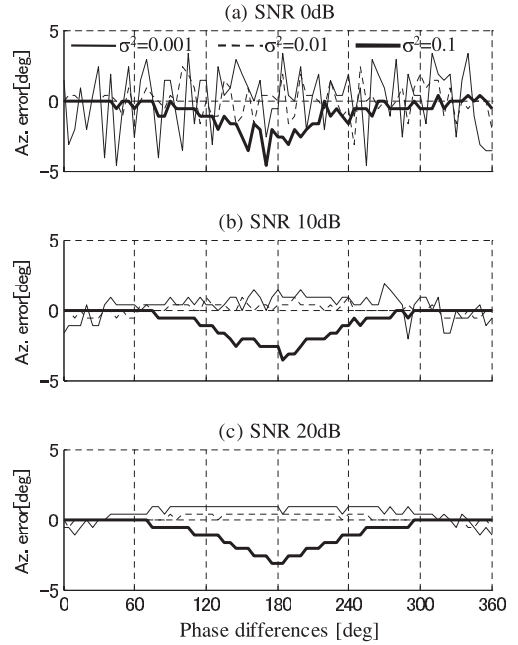


図 11 方位方向誤差における SNR, σ^2 , 位相差特性 (2 素波, 電力比 6 dB)

Fig. 11 AZ RMSE vs. SNR, σ^2 and phase difference (2 path power ratio 6 dB).

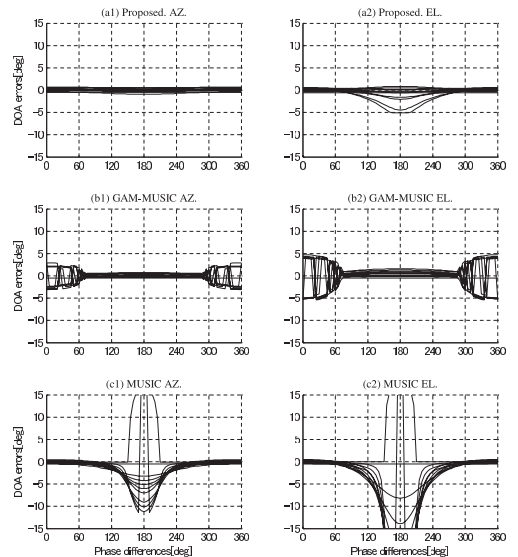


図 12 2 素波における電力比, 位相差による誤差特性 (仰角差 10 度, 方位差 5 度, SNR ∞ , 空間識別行列方位幅 12 度, 仰角幅 20 度)

Fig. 12 DOA errors vs. power ratios and phase differences in the case of 2 paths ($\Delta\text{EL} 10$ deg, $\Delta\text{AZ} 5$ deg).

180 度付近の誤差の増大が著しい。

7.4 素波数を変化させた場合の DOA 推定誤差

本セクションのシミュレーションにおいては、素波は方位 85°~95°・仰角 20°~40° 以内に一樣分布、素波数は 1~100、電力比 0~10 dB 一樣分布、位相差 0~359° 一樣分布、空間識別行列の $\Delta\phi = 12^\circ$, $\sigma^2 = 0.01$, 各回 300 試行を共通諸元としている。

なお、位相差が 180 度付近になると特に MUSIC 法や CAPON 法は測定不可能（信号によるピークと雑音等によるその他のピークとの区別不能状態）となることがあり、推定値が極めて外れた値となる場合がある。以降の図における RMSE の計算においては、一定値（30 度）から外れた場合は固定値 30 度を与えている。この処置後でも、外れ値の発生頻度が多い場合はグラフにおけるばらつきが大きくなる傾向となっている。

7.4.1 一次サーチが仰角一括の場合

まず方位のサーチについて述べる。一次サーチで使用する空間識別行列の方位幅はこれまでの検討より 12 度（0.5 ビーム半値幅）、仰角幅は対象すべて（ここでは 0~60 度）とし 10 度ステップでの方位方向のサーチを行う。次に、このサーチで得られた 10 度範囲内を 1 度ステップで方位サーチを行う。このときの空間識別行列の方位幅・仰角幅はやはり 12 度・60 度である。次に、1 度ステップでのピーク付近に絞った範囲を更に 0.1 度ステップでサーチする。ここでも空間識別行列の方位幅・仰角幅は 12 度・60 度である。図 13 (a) Azimuth はこの結果の推定方位である。

次に、仰角サーチについて述べる。上記で推定した中心方位について、空間識別行列の方位幅・仰角幅を 12 度・20 度とし、まず 10 度ステップのサーチを行う。更に、空間識別行列の幅はそのまま、方位と同様に 1 度単位及び 0.1 度単位のサーチを行う。この結果が図 13 (b) Elevation である。

図より、(a) Azimuth においては提案手法と GAM-MUSIC は素波数 1 の場合を除いてほぼ一致しており、MUSIC 法や CAPON 法の約 1/2 となっている。(b) Elevation においては、提案手法の方が GAM-MUSIC よりも改善される傾向となっている。ここで、素波数 1 において GAM-MUSIC の誤差が大きくなるのは微分を用いる方式が雑音成分に敏感なためである。これに対して提案手法はこの問題がないことが分かる。これより、仰角方向の値が不要な場合は、信号の到来仰角に依存しない方位サーチのみでも GAM-MUSIC と

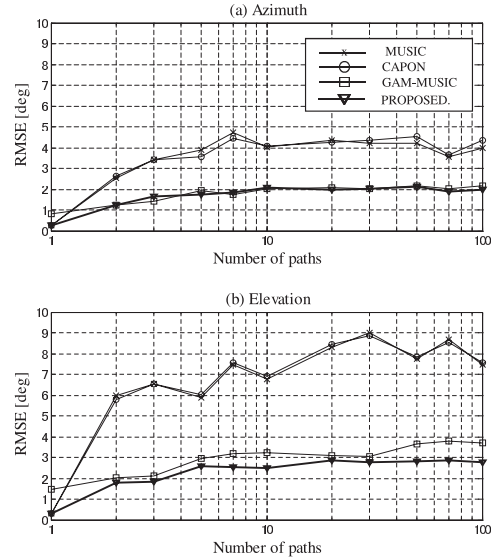


図 13 素波数による DOA 誤差比較 (SNR 20 dB, $\sigma^2 = 0.01$, (a) 方位: 空間識別行列 $\Delta\phi = 12^\circ$, $\Delta\theta = 60^\circ$, (b) 仰角: 空間識別行列 $\Delta\phi = 12^\circ$, $\Delta\theta = 20^\circ$)

Fig. 13 DOA errors vs. number of paths (SNR 20 dB, without EL. search for Az. estimations).

同等の性能が得られることが分かる。

7.4.2 一次サーチにおいて仰角もサーチする場合

まず方位サーチについて述べる。一次サーチで使用する空間識別行列の方位幅は 7.4.1 と同様に 12 度であるが、仰角幅は 20 度であり、10 度ステップで 6 段階の空間識別行列をあらかじめ準備しておく。すなわち、一次サーチにおいては方位 36 ステップ × 仰角 6 ステップのサーチを実施する。

これにより求まる 10 度単位としての方位・仰角範囲について、まず方位の 1 度単位のサーチを行う。このときの空間識別行列の方位幅・仰角幅は同じく 12 度・20 度であり、仰角の中心方向は 10 度単位で求めた値に固定する。続いて 1 度単位のピークの周辺について 0.1 度単位のサーチを行う。この結果が図 14 (a) Azimuth である。

次に仰角サーチについては、上記で求めた中心方位を固定にして、空間識別行列の方位幅・仰角幅は変えずに仰角 10 度範囲を 1 度単位でサーチし、更にそのピーク付近に対して 0.1 度単位のサーチを行う。この結果が図 14 (b) Elevation である。

図 13 においては方位については GAM-MUSIC と同等性能であるが、仰角では提案方式が改善している。

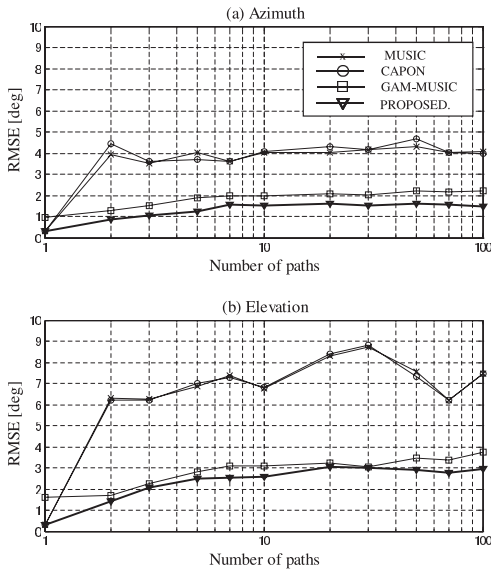


図 14 素波数による DOA 誤差比較 (SNR 20 dB, $\sigma^2 = 0.01$, 空間識別行列 $\Delta\phi = 12$ 度, $\Delta\theta = 20$ 度)
Fig. 14 DOA errors vs. number of paths (SNR 20 dB, with 10 deg step EL. search for coarse estimations).

これは逆にいうと方位での改善効果が小さいことになり、この理由は一次サーチが仰角一括であるためである。これに対して、図 14 (a) は一次サーチにおいても仰角サーチを行うことにより方位の推定精度が向上し、GAM-MUSIC よりも性能が向上している。なお、1 次サーチで仰角方向が限定されれば、二次サーチにおける仰角サーチの演算量が減る効果が得られるため、二次元推定においては一次サーチにおいて仰角方向のサーチを行うことは必ずしも全体としての演算量増加にはならない。

7.4.3 SNR が 0 dB の場合

一次サーチで仰角のサーチも行う場合と同一条件で、SNR を 0 dB とした場合を図 15 に示す。図より、提案手法と GAM-MUSIC の差が拡大し、提案手法の低 SNR 環境での劣化量が小さいことが分かる。特に、素波数が少ない場合における GAM-MUSIC の劣化が顕著であるのに対して、提案手法は素波数 1 における MUSIC 法との差が小さい。

7.4.4 3 方式の比較

提案手法、MDV 法及び GAM-MUSIC の比較を図 16 に示す。3 方式は比較的類似の特性を示すが、素波数が少ない場合の特性及び提案手法における全体的な改善という点で違いが出る。MDV 法はマルチパス

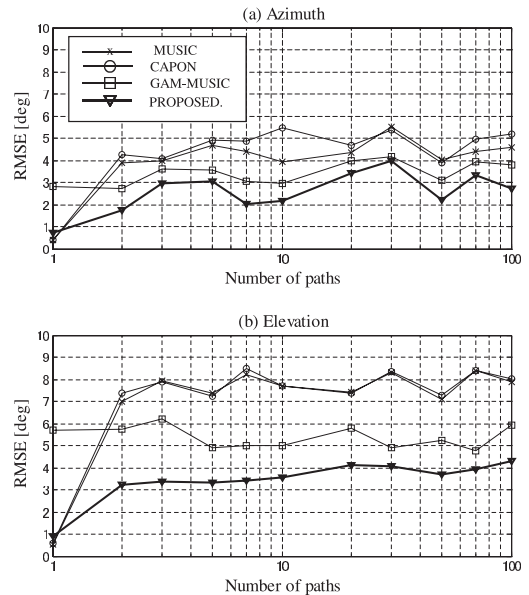


図 15 素波数による DOA 誤差比較 (SNR 0 dB, $\sigma^2 = 0.01$, 空間識別行列 $\Delta\phi = 12$ 度, $\Delta\theta = 20$ 度)
Fig. 15 DOA errors vs. number of paths (SNR 0 dB).

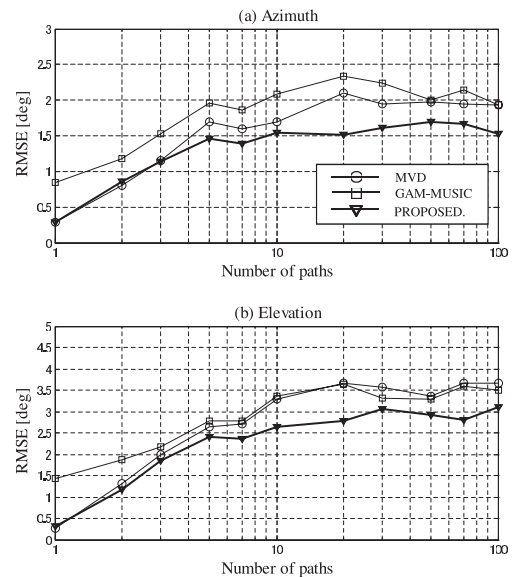


図 16 提案手法、マルチパスひずみベクトル法、GAM-MUSIC の比較 (SNR 20 dB, $\sigma^2 = 0.01$, 空間識別行列 $\Delta\phi = 12$ 度, $\Delta\theta = 20$ 度)
Fig. 16 Comparison of Proposed method, Multipath-Distortion-Vector and GAM-MUSIC.

の影響が小さいと判断した場合はビームフォーマー法と切り換える方式であり、GAM-MUSIC において素波数が少ない場合に誤差が大きくなる点を改善した。

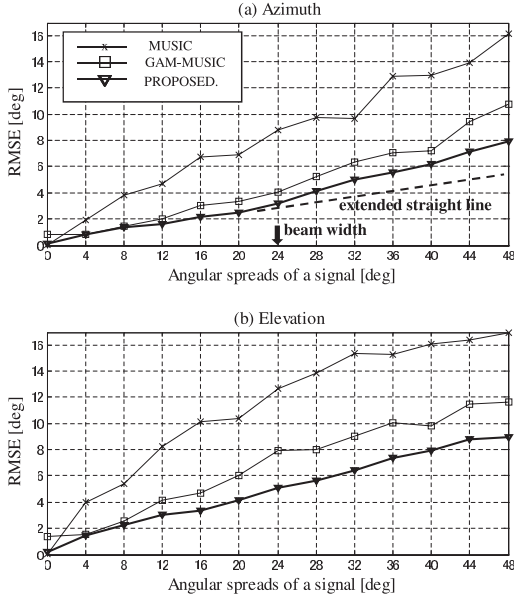


図 17 アレー開口径 2λ ，素子数 9，素波数 30，到来波仰角幅対方位幅 5 : 3 における到来波の角度広がりに対する誤差特性（空間識別行列 $\Delta\theta = 20$ 度・ $\Delta\phi = 12$ 度，SNR 20 dB， $\sigma^2 = 0.01$ ，試行回数 300，横軸：方位幅）

Fig. 17 DOA errors vs. angular spreads of a signal (spread of EL:Az=5:3, array diameter 2λ).

それに対して，提案手法はアルゴリズムの切替が必要であるばかりでなく，素波数が多い場合の特性も改善することが可能である．また，7.7 に示すように 3 方式の中で最も演算負荷が小さい．なお，MDV 法におけるアルゴリズム切替しきい値は，観測ベクトル要素の最大最小振幅比 2.5 dB，位相角分布範囲 8 度とした．

7.4.5 空間識別行列の幅固定における多重波の角度広がり変化の影響

提案手法においては，多重波の角度広がりとしてビーム幅程度以内を想定し，空間識別行列のパラメータは事前に決定した固定値を採用している．これに対して実際の到来波の角度広がりが異なる場合を示す．空間識別行列の方位幅 $\Delta\phi$ はこれまでと同様に 12 度，仰角幅 $\Delta\theta$ は 20 度を用いている．素波分布は方位 90 度，仰角 30 度を中心に指定幅内で一様分布，素波数は 30，角度広がりは仰角：方位 = 5 : 3 とし，方位幅を 0 度から 48 度まで変化させたものを図 17 に示す．なお，方位幅 0 度においては素波数を 1 としている．

図 17 より，提案手法の誤差の値は到来波の角度広がりの増加に応じて増加し，全体的な傾向は GAM-

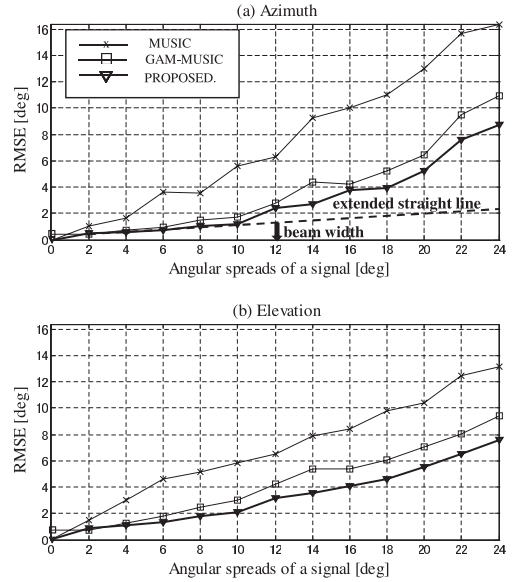


図 18 アレー開口径 4λ ，素子数 9，素波数 30，到来波仰角幅対方位幅 5 : 3 における到来波の角度広がりに対する誤差特性（空間識別行列 $\Delta\theta = 10$ 度・ $\Delta\phi = 6$ 度，SNR 20 dB， $\sigma^2 = 0.01$ ，試行回数 300，横軸：方位幅）

Fig. 18 DOA errors vs. angular spreads of a signal (spread of EL:Az=5:3, array diameter 4λ).

MUSIC と同様であるが方位，仰角とも GAM-MUSIC よりも小さい値である．また，図の (a) に示した“extended straight line”は，提案手法において多重波の方位幅がビーム半値幅よりも小さい領域の特性の近似直線を延長したものであるが，ビーム幅を超えるあたりから直線からずれる傾向が読み取れる．仰角方向はビーム半値幅が方位方向の約 2 倍と広いいためこの傾向は小さい．

次に，アレー開口径の波長比を 2 倍 (4λ) にした場合を図 18 に示す．ビーム半値幅が約 12 度，空間識別行列の仰角幅・方位幅は 10 度・6 度でありこれまでの 1/2 とした．図 17 と同様にビーム半値幅あたりから誤差の増大傾向が見られる．なお，GAM-MUSIC においても同様の傾向となっている．

7.5 他のアレー諸元におけるパラメータ設定について

以上の検討においては，アレー開口径 2 波長の円形配列を中心に一部 4 波長の場合の具体例を示したが，一般的に次のことがいえる．

(1) 空間識別行列の方位幅 $\Delta\phi$ ，仰角幅 $\Delta\theta$ は，素波数 1 からの対応を前提とする場合は 0.5 ビーム半値

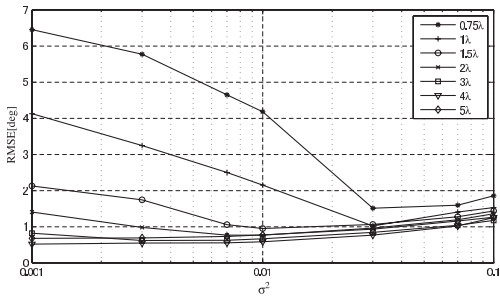


図 19 開口径による特性 (素子数 9, 等間隔円形, 方位差 5 度・仰角差 10 度の 2 素波, SNR 10 dB, 空間識別行列の幅はビーム幅に応じて調整)

Fig. 19 RMSE vs. σ^2 under different array apertures.

幅以下とする必要がある。これは素波数 1 の場合の角度スペクトルのピーク付近が平坦にならないための条件である。この幅を狭くするに従い性能は CAPON 法に近づく。空間識別行列が 0.5 ビーム半値幅で固定の場合、実際の角度広がりやビーム半値幅程度までは誤差の増加が緩やかであるが、それ以降は増加率がやや増える傾向となる。なお、角度広がりや素波数の最小値が素波数 1 以外に設定可能な場合は、その条件において角度スペクトルのピーク付近が平坦にならない条件として空間識別行列の幅を決定することになる。

(2) 正則化項 σ^2 は、(1) による空間識別行列の幅を用いて、想定される代表的な素波数、電力比、位相差の組合せ評価における RMSE が最小となる値として決定する。ここで、図 19 にアレー開口径を変化させた場合の特性を例として示す。開口径 0.75 λ と 1 λ を除くといずれも $\sigma^2=0.01$ 付近において RMSE が低下する傾向にある。4 λ , 5 λ においては $\sigma^2=0.001$ の方が小さいが差は極めて小さい。これより $\sigma^2=0.01$ 固定とした場合でも比較的広い範囲に適用可能であることが分かる。なお、図 19 は、素子数 9, SNR 10 dB, 素波数 2, 素波方位差 5 度・仰角差 10 度において中心仰角 10, 25, 40 度、電力比 0, 3, 6, 10 dB, 位相差 30 度ステップで 0~330 度のすべての組合せにおける RMSE である。

7.6 前処理の分離度の確認

本論文の主題ではないが、前処理として ICA による分離を前提としていることから文献 [10] で到来方向推定誤差特性として示したのに加え、本論文における表 1 のアレー諸元での分離度を SINR として図 20 に示す。信号波形諸元及び ICA のアルゴリズムは文献 [10] と同一とした。多重波 1 (Sig1) の SNR は 20 dB, 多重

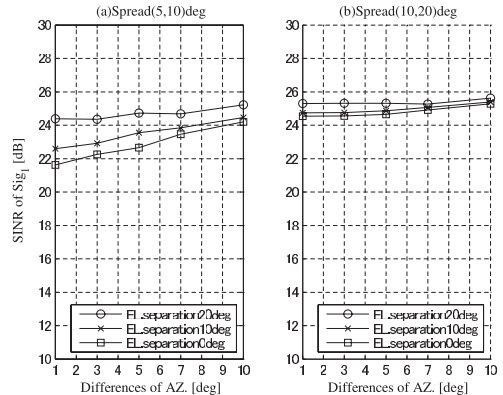


図 20 方位差・仰角差による ICA の分離性能, 素波数 30, (a) 多重波方位幅 5 度, 仰角幅 10 度, (b) 多重波方位幅 10 度, 仰角幅 20 度

Fig. 20 SINR of a separated signal by ICA.

波 2 は 30 dB とし、図は多重波 1 における SINR を示している。それぞれの多重波は素波数 30, 素波電力 0~10 dB の範囲の一様分布, 位相 0~359 度の範囲の一様分布とし、角度広がり (a) 方位幅 5 度, 仰角幅 10 度, (b) 方位幅 10 度, 仰角幅 20 度である。(b) が (a) よりも SINR が向上しているのは、(b) の方が方向差小における 2 多重波間の受信モードベクトルの相違が (a) より大きくなるためであると考えられる。

7.7 演算時間の比較

MATLAB7.4.0(R2007a) による演算時間の相対比較を表 2 に示す。MUSIC 法を基準としており、MUSIC 法の 1 回当たりの実行時間の絶対値は約 20 ms である。なお、提案手法と MDV は信号数 (多重波数) の影響が大きいため 3 信号の場合として示した。一般に MATLAB における演算時間は for ループ使用せずベクトル化することが高速化にとって有利とされているが、今回の主な for ループ内の処理を表 2 に示す。ここで、MUSIC 法においては for ループをなくすことも可能であるが、実測の結果 1 deg サーチにおいては表 2 の方が小さい値となったのでこちらを採用している。その他の手法は基本的にベクトル化可能な部位が少ないが、提案手法においては MDV や GAM-MUSIC よりも演算回数そのものが少ない効果が現れている。GAM-MUSIC においては一般化固有値解析にかかわる演算の影響が大きい。なお、表 2 (注 4), (注 5) における 1 deg や 0.1 deg の場合における仰角固定・方位固定の意味は、空間識別行列が 1 deg より十分大きな幅をもつため、例えば仰角のサーチにおいては方位

表 2 実行時間の比較 (信号数 3 の場合の MUSIC 法に対する相対値)

Table 2 Relative execution times to MUSIC.

手法	主要ループ処理 (for loop)	ループ 回数	相対 時間
MUSIC			1
	1 deg サーチ (注1)	61	0.9
	0.1 deg サーチ (注2)	1	0.1
PROP.			3.6
	ICA	1	0.3
	一次サーチ	648 (注3)	0.3
	1 deg サーチ	66 (注4)	1.1
	0.1 deg サーチ	126 (注5)	1.9
MDV			27.3
	ICA	1	0.3
	ステアリングベクトル 乗算	183 (注6)	2.4
	MDV 処理 (文献 [10])	8784 (注7)	22.3
	0.1 deg MDV 処理	1323 (注8)	2.3
GAM- MUSIC			55.0
	式 (31), (30) 行列生成	21960 (注9)	24
	一般化固有値解析 (注10)	21960	25
	0.1 deg サーチ	441 (注11)	6

(注1) 方位はベクトル化 (360 方位) $\times$ 61 仰角, 1 deg ステアリングベクトルは事前生成

(注2) 0.1 deg ステアリングベクトル生成後ベクトル化演算 (21 方位 $\times$ 21 仰角)

(注3) (方位 10 度ステップ 36 $\times$ 仰角 10 度ステップ 6) $\times$ 3 信号, 逆行列は事前生成

(注4) (方位 11 (仰角固定) + 仰角 11 (方位固定)) $\times$ 3 信号, 逆行列演算含む

(注5) (方位 21 (仰角固定) + 仰角 21 (方位固定)) $\times$ 3 信号, 逆行列演算含む

(注6) (方位はベクトル化 (360 方位) $\times$ 61 仰角) $\times$ 3 信号

(注7) (方位 2 ビーム半値幅 48 $\times$ 仰角 61) $\times$ 3 信号

(注8) (方位 21 $\times$ 仰角 21) $\times$ 3 信号

(注9) 方位 360 $\times$ 仰角 61, 1 deg ステアリングベクトルは事前生成

(注10) 最小固有値選択処理含む

(注11) 方位 21 $\times$ 仰角 21 (行列生成 + 一般化固有値解析, 0.1 deg ステアリングベクトル生成)

方向の中心は変化させる必要がないことを示している。

8. む す び

提案手法における空間識別行列による角度スペクトルは MUSIC 法や CAPON 法のように鋭いピークとはならず, 通常のビームパターンよりもなだらかな特性となる。しかし, 信号分離手法 (ICA) を用いた後であるため, 1 多重波のみを処理対象とすればよいことによる利点により問題とはならない。この空間識別行列が素波数 1 にも対応可能とするために行列の方位幅・仰角幅を 0.5 ビーム半値幅以下とする必要がある。実際の多重波がそれ以上となる状態においてはビーム

半値幅までの誤差の増加は緩やかであるが, それを超える場合は増大傾向となる。一方, パラメータ設定として重要な正則化項 σ^2 については, 広い範囲で固定値の適用が可能であることが分かったが, 開口径が狭くなりビーム幅がより広がり最適値がずれる傾向にある。また, ビーム幅が極めて狭い状態においては空間識別行列の幅自体が狭くなり, ICA の処理後の分離受信ベクトルに対して通常の CAPON 法を適用する状態に近づく。

実際の応用の場面で考えると, 比帯域の広いアレーにおいては周波数が下がるにつれてビーム幅が広がり, ビーム内干渉波・ビーム内多重波の影響を受けやすくなることから, 提案手法の効果が期待できる。また, 二次元の推定において, 方位方向及び仰角方向の角度広がり推定は演算負荷の観点から今回は対象外としたが, 空間識別行列を到来波の角度広がりに応じて適応的に変化させることにより誤差が改善される傾向が見られることを確認している。しかし, 方位幅と仰角幅の組合せで複雑な特性となることと, 演算量の増大が避けられないことから, その効率的な探索の実現方法検討が今後の課題である。

文 献

- [1] T.J. Shan, M. Wax, and T. Kailath, "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals," IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., vol. ASSP-33, no. 4, pp. 806–811, Aug. 1985.
- [2] B.K. Lau, G.J. Cook, and Y.H. Leung, "An improved array interpolation approach to doa estimation in correlated signal environments," Proc. IEEE ICASSP'04, vol. 2, pp. 237–240, May 2004.
- [3] M. Wax and J. Sheinvald, "Direction finding of coherent signals via spatial smoothing for uniform circular arrays," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 42, no. 5, pp. 613–620, May 1994.
- [4] M. Viberg and B. Ottersen, "Sensor array processing based on subspace fitting," IEEE Trans. Signal Process., vol. 39, no. 5, pp. 1110–1121, Oct. 1991.
- [5] B.H. Fleury, M. Tshudin, R. Heddergott, D. Dahlhaus, and K.I. Pedersen, "Channel parameter estimation in mobile radio environments using the sage algorithm," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 17, no. 3, pp. 434–450, March 1999.
- [6] D. Asztely, B. Ottersten, and A.L. Swindlehurst, "A generalized array manifold model for wireless communication with local scattering," IEE Proc. Radar, Sonar and Navigation, vol. 145, no. 1, pp. 51–57, Feb. 1998.
- [7] E.M. Warrington, E.C. Thomas, and T.B. Jones, "Measurements on the wavefronts of ionospherically

propagated HF radio waves made with a large aperture antenna array," IEE Proc-H, vol.137, no.1, pp.25-30, Feb. 1990.

- [8] J. Li, P. Stoica, and Z. Wang, "On robust capon beamforming and diagonal loading," IEEE Trans. Signal Process., vol.51, no.7, pp.1702-1715, July 2003.
- [9] R.O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-34, no.3, pp.276-280, March 1986.
- [10] 秋山鎮男, "近接コヒーレントマルチパス環境における二次元到来方向推定手法—多重波モードベクトルの幾何学的解法," 信学論 (B), vol.J92-B, no.3, pp.555-566, March 2009.
- [11] J.S. Jeong, K. Sakaguchi, K. Araki, and J. Takada, "Generalization of music using extended array mode vector for joint estimation of instantaneous DOA and angular spread," IEICE Trans. Commun., vol.E84-B, no.7, pp.1781-1789, July 2001.
- [12] 堀田浩之, 菊間信良, 榊原久仁男, 平山 裕, "微分型及び積分型モードベクトルを用いた MUSIC 法による到来方向と角度広がり の推定に関する比較検討," 信学論 (B), vol.J87-B, no.9, pp.1414-1423, Sept. 2004.
- [13] A. Ziehe and K.R. Muller, "Tdsep-an efficient algorithm for blind separation using time structure," Proc. Int. Conf. on Artificial Neural Networks (ICANN'98), pp.675-680, Sept. 1998.
- [14] G.H. Golub, P.C. Hansen, and D.P. O'Leary, "Tikhonov regularization and Total Least Squares," SIMAX J. Matrix Analysis and Applications, vol.21, no.1, pp.185-194, 1999.
- [15] G.H. Golub, M. Heath, and G. Wahba, "Generalized cross-validation as a method for choosing a good ridge parameter," Technometrics, vol.21, no.2, pp.215-223, May 1979.
- [16] C.R. Rao, Linear statistical inference and its applications, 2nd ed., John Wiley & Sons, 1973.

(平成 21 年 5 月 22 日受付, 9 月 30 日再受付)



小川 恭孝 (正員:フェロー)

昭 48 北大・工・電子卒. 昭 53 同大学院博士課程了. 昭 54 同大・工・電子講師, 昭 55 同助教授, 平 7 同大学院・工・電子情報・教授, 平 16 同大学院・情報科学・メディアネットワーク・教授, 現在に至る. この間, アダプティブアレーアンテナ, MIMO システム, 放送衛星による時刻と周波数の精密遠隔比較, デジタル通信システム, 高分解能時間領域測定法に関する研究に従事. 平 4~5 米国オハイオ州立大にて, 電磁波の高分解能測定に関する研究に従事. 工博. 昭 53 年度丹羽記念賞, 昭 56 年度本会学術奨励賞, 平 18 年度本会論文賞, 平 19 年度電気通信普及財団テレコムシステム技術賞受賞. IEEE シニアメンバー.



秋山 鎮男 (正員)

昭 54 北大・工・電子卒. 同年(株)東芝入社, 現在に至る. アレーアンテナにかかわるシステムの研究開発・設計に従事. 現在, 北大情報科学研究科博士後期課程在学中. IEEE 会員.