

偏波平均化前処理によるスーパーレゾリューション法の分解能改善

山田 寛喜[†] 山倉 利春[†] 山口 芳雄[†]

Resolution Improvement of Superresolution Techniques using Polarization Averaging Preprocessings

Hiroyoshi YAMADA[†], Toshiharu YAMAKURA[†], and Yoshio YAMAGUCHI[†]

あらまし 近年、リモートセンシング、電波伝搬推定等において、偏波を含めた高精度・高分解能推定が注目されている。フーリエ変換法等では実現不可能な高分解能性を有する手法として知られるスーパーレゾリューション法においても、偏波情報の利用に関する報告がいくつかなされている。本論文では、スーパーレゾリューション法での新たな偏波データ利用法として偏波平均化相関抑圧前処理を提案し、その動作条件、相関抑圧性能に関する理論的考察を行っている。その結果、本手法では従来法に比べ、(1) 高い相関抑圧効果を実現、(2) より少ないサブアレー数での信号の分離検出が可能、等の利点を有することを明らかとなった。また、本手法を MUSIC 法に適用した数値計算、実験結果についても示し、その有効性を実証している。

キーワード スーパーレゾリューション法、偏波、MUSIC アルゴリズム、信号相関抑圧、遅延時間推定

1. ま え が き

近年、リモートセンシング、屋内、市街地における電波伝搬等では、偏波を含めた高精度、高分解能な推定の実現が望まれている。これらの分野では定められた周波数帯域でのターゲットの検出、多重波の分離推定が必要となるため、狭帯域データに対して高分解能性を有するスーパーレゾリューション法[1],[2]を適用した研究が盛んに行われている[3]~[5]。

スーパーレゾリューション法の研究は、その適用領域において、アレーアンテナを用いた到来方向推定問題と周波数データを用いた伝搬遅延時間推定問題の二つに大別できる。双方の適用領域においても分解能を向上させる手法はさまざま報告されている。その一つが偏波情報の利用であり、到来方向推定における推定アルゴリズムがいくつか報告されている[6],[7]。これらは受信アンテナへの入射波の到来方向情報を含むモードベクトルに、更に偏波情報を組み込む改良を施したものであり、コヒーレント信号環境以外では、比較的良好的な推定結果をもたらす。しかしながら、高い相関を有する波が受信アンテナへ入射した場合、その

推定精度は、相関の程度に大きく依存することになる。スーパーレゾリューション法の代表的な手法である MUSIC 法[2]、ESPRIT 法[8]は、インコヒーレントな信号に対するパラメータ推定法として考案された手法である。従って、コヒーレントな信号を取り扱う際には空間スムージング法 (SSP: Spatial Smoothing Preprocessing) と呼ばれる相関抑圧前処理[9],[10]を併用する必要がある。その際、相関抑圧効果が分解能を決定する大きな要因となる。

本論文では、直交する受信偏波状態を有する1組の受信アンテナにより得られた周波数データに対して有効である新たな信号相関抑圧前処理法を提案する。本手法は、各偏波データから推定された相関行列の平均化に基づくものであるため、以下では偏波平均化 (PA: Polarization Averaging) 前処理と呼ぶ。偏波データをモードベクトルに組み込んだ手法では、信号相関自体は偏波を利用していない場合と不変であり、偏波の違いにより生じるモードベクトルの差異を信号分離検出に利用するが、新たに提案する手法では、受信アンテナでの個々の入射波 (以下、単に入射波と呼ぶ) の偏波状態の違いを信号相関抑圧に利用するため、SSP等を併用する場合、より少ないサブアレーでの入射信号の分離を可能とする、偏波による更なる相関抑圧効果をもたらす、といった従来法にはみられない特徴が

[†]新潟大学工学部, 新潟市
Faculty of Engineering, Niigata University, Niigata-shi, 950-2181
Japan

ある。従って、コヒーレント波に対する適用には、特に好ましいものと言える。

まず、2. では周波数データに対する問題の定式化を行う。3. では、SSP 処理と併用した偏波平均化前処理 (PA-SSP) の概要と、適用条件、相関抑圧効果について示す。更に 4. において、提案手法および偏波情報を利用した既存の MUSIC 法の数値計算、実験結果の比較検討を行い、提案手法の有効性を実証する。5. はむすびである。

2. 問題の定式化

ここでは、ネットワークアナライザによって得られる周波数データを用いた遅延時間推定問題に対するデータモデルの定式化を示す。従って、すべての入射波はコヒーレントである。クロスダイポール、あるいはループとダイポール等を素子としたアレーにおける到来方向推定問題においても、同様な定式化が成立する。

本問題では、位相中心の一致した偏波の異なる二つの受信アンテナにより得られたデータを用いる。ここでは、水平 (H)、垂直 (V) 偏波の受信アンテナを用いることとする。各受信アンテナにより得られた等間隔にサンプルされた L 個の周波数データ $r^{(\cdot)}(f_l)$, $l = 1, 2, \dots, L$, ($\cdot = H$ or V) は、 d 個の散乱中心からの局所散乱波の和として次式のように表される。

$$r^{(\cdot)}(f_l) = \sum_{i=1}^d s_i^{(\cdot)} e^{-j2\pi f_l t_i} + n^{(\cdot)}(f_l), \quad (1)$$

$$f_l = f_1 + (l-1)\Delta f$$

ここで、 t_i は i 番目の散乱波の伝搬遅延時間、 $s_i^{(\cdot)}$ は水平 (H)、垂直 (V) 受信偏波アンテナにより得られた i 番目の散乱波の散乱係数であり、散乱中心、散乱係数とも周波数によらず一定であると仮定する。 Δf はサンプリング周波数間隔である。また、 $n^{(\cdot)}(f_l)$ は、各受信アンテナにおける平均 0、分散 σ^2 の雑音 (雑音電力に対応) とする。

各偏波での散乱係数は、偏波パラメータ (スピナーパラメータ) γ_i, ϕ_i を用いて、

$$s_i^{(H)} = s_i \cos \gamma_i \quad (2a)$$

$$s_i^{(V)} = s_i \sin \gamma_i e^{j\phi_i} \quad (2b)$$

と表すことができる。 ϕ_i は水平成分、垂直成分の位相差、 γ_i は振幅比に関するパラメータ ($\tan \gamma_i =$

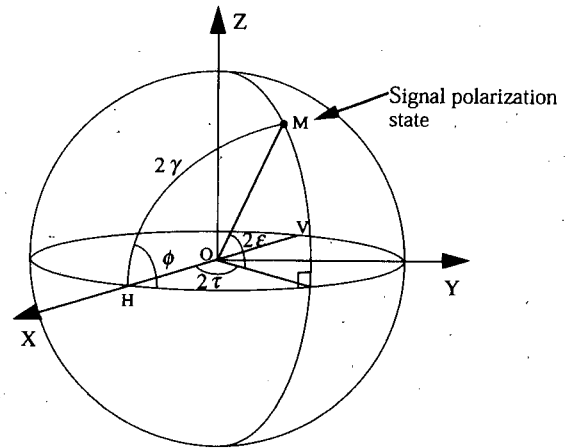


図1 ポアンカレ球による偏波パラメータ表示
Fig.1 Polarization parameter expression by the Poincare sphere.

$|s_i^{(V)}/s_i^{(H)}|$) である (図1参照)。また、 $|s_i|^2$ が i 番目の入射波の全電力を表す。

スーパーレゾリューション法では、式 (1) に示したデータをベクトルとして取り扱う。後に示す相関抑圧前処理 (SSP) のため、ここでは、 L 個のサンプルデータの連続する N 個の組をサブアレーとしたベクトル表現を用いる (L, M, N の意味については文献 [11] 参照)。

$$r_m^{(\cdot)} = [r^{(\cdot)}(f_m), r^{(\cdot)}(f_{m+1}), \dots, r^{(\cdot)}(f_{m+N-1})]^T; \quad (3)$$

$$m = 1, 2, \dots, M, \quad N = L - M + 1$$

ここで、 T は転置である。式 (3) は式 (1) より、更に以下のように表すことができる。

$$r_m^{(\cdot)} = \mathbf{A} \mathbf{D}^{(m-1)} \mathbf{s}^{(\cdot)} + \mathbf{n}^{(\cdot)} \quad (4a)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(t_1), \mathbf{a}(t_2), \dots, \mathbf{a}(t_d)] \quad (4b)$$

$$\mathbf{a}(t_i) = [e^{-j2\pi f_1 t_i}, e^{-j2\pi f_2 t_i}, \dots, e^{-j2\pi f_N t_i}]^T, \quad (4c)$$

$$i = 1, 2, \dots, d$$

$$\mathbf{D} = \text{diag}\{e^{-j2\pi\Delta f t_1}, e^{-j2\pi\Delta f t_2}, \dots, e^{-j2\pi\Delta f t_d}\} \quad (4d)$$

$$\mathbf{s}^{(\cdot)} = [s_1^{(\cdot)}, s_2^{(\cdot)}, \dots, s_d^{(\cdot)}]^T \quad (4e)$$

$$\mathbf{n}^{(\cdot)} = [n^{(\cdot)}(f_m), n^{(\cdot)}(f_{m+1}), \dots, n^{(\cdot)}(f_{m+N-1})]^T \quad (4f)$$

3. 偏波平均化前処理による信号相関抑圧

3.1 偏波平均化前処理

MUSIC 法等のコヒーレント波を直接取り扱うこと

のできないスーパーレゾリューション法では、空間スムージング法に基づく相関抑圧前処理を併用する。いま、相関抑圧前処理として SSP [9] を用いると、各偏波データのデータ相関行列は次式で与えられる。

$$R_{SSP}^{(\cdot)} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M E[r_m^{(\cdot)} r_m^{(\cdot)\dagger}] \quad (5)$$

ここで、 \dagger は複素共役転置、 $E[\cdot]$ はアンサンブル平均である。文献 [9] に示されているように、この抑圧法では $M \geq d$ 個のサブアレーにより d 個のコヒーレント波の相互相関の抑圧が可能である。

本論文で提案する偏波平均相関抑圧前処理 (PA-SSP) は、式 (5) の相関行列を用いて以下のように定義される。

$$R_{SSP}^{(P)} = R_{SSP}^{(H)} + R_{SSP}^{(V)} \quad (6)$$

偏波平均化という意味では、右辺に $1/2$ の係数を付加すべきであるが、2. のように直交する偏波データを用いた場合には、上式の定義により信号相関行列の対角要素が入射信号の電力に対応するため、ここでは省略している。さて、式 (5)、(4a)~(4f) より、

$$R_{SSP}^{(\cdot)} = \mathbf{A} \mathbf{S}^{(\cdot)} \mathbf{A}^\dagger + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (7a)$$

$$\mathbf{S}^{(\cdot)} = \mathbf{s}^{(\cdot)} \mathbf{s}^{(\cdot)\dagger} \quad (7b)$$

であるので、式 (6) は、

$$\begin{aligned} R_{SSP}^{(P)} &= \mathbf{A} (\bar{\mathbf{S}}^{(H)} + \bar{\mathbf{S}}^{(V)}) \mathbf{A}^\dagger + 2\sigma^2 \mathbf{I} \\ &= \mathbf{A} \bar{\mathbf{S}} \mathbf{A}^\dagger + 2\sigma^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (8)$$

と表される。ここで、 σ^2 は式 (1) で定義した雑音電力である。各偏波相関行列の和を求めたことにより、雑音相関行列の係数も 2 倍となる。上式より、本処理ではモードベクトルは不変のまま、信号相関行列のみを偏波に関して平均化していることがわかる。

3.2 最小サブアレー数

SSP に基づく相関抑圧処理では、すべての入射信号の相関抑圧に必要なサブアレー数の条件を明らかにすることが重要である。すなわち、 $\bar{\mathbf{S}}$ を正則にするための条件である。本節では、 $\bar{\mathbf{S}}$ の階数について考察する。

式 (6) による定義は Forward-Backward averaging を用いた SSP 処理 [10] と同型である。従って、階数条件の導出においても、文献 [10] の証明法が有効である。式 (8) に示した信号相関行列 $\bar{\mathbf{S}}$ は、以下のように

表すことができる。

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{S}} &= \bar{\mathbf{S}}^{(H)} + \bar{\mathbf{S}}^{(V)} \\ &= \frac{1}{M} [\mathbf{I}, \mathbf{D}, \mathbf{D}^2, \dots, \mathbf{D}^{M-1}, \mathbf{I}, \mathbf{D}, \mathbf{D}^2, \dots, \mathbf{D}^{M-1}] \\ &\quad \times \begin{bmatrix} \mathbf{S}^{(H)} & & & & \mathbf{0} \\ & \ddots & & & \\ & & \mathbf{S}^{(H)} & & \\ & & & \mathbf{S}^{(V)} & \\ \mathbf{0} & & & & \ddots & \\ & & & & & \mathbf{S}^{(V)} \end{bmatrix} \\ &\quad \times [\mathbf{I}, \mathbf{D}^{-1}, \mathbf{D}^{-2}, \dots, \mathbf{D}^{1-M}, \mathbf{I}, \mathbf{D}^{-1}, \mathbf{D}^{-2}, \dots, \mathbf{D}^{1-M}]^T \end{aligned} \quad (9)$$

まず $\bar{\mathbf{S}}$ をコレスキー分解する。

$$\bar{\mathbf{S}} = \frac{1}{M} \mathbf{G} \mathbf{G}^H \quad (10)$$

行列 $\bar{\mathbf{S}}$ の階数は \mathbf{G} の階数に等しいので $d \times 2M$ 行列である \mathbf{G} の階数について考察する。行列 \mathbf{G} は、式 (9) より以下のように表現できる。

$$\mathbf{G} = [\mathbf{s}^{(H)}, \mathbf{D} \mathbf{s}^{(H)}, \dots, \mathbf{D}^{M-1} \mathbf{s}^{(H)}, \mathbf{s}^{(V)}, \mathbf{D} \mathbf{s}^{(V)}, \dots, \mathbf{D}^{M-1} \mathbf{s}^{(V)}] \quad (11)$$

$2M < d$ ならば $\text{rank}[\mathbf{G}] < d$ は自明であるので、以下では $2M \geq d$ とする。式 (11) より、

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} s_1^{(H)} b_1 & s_1^{(V)} b_1 \\ s_2^{(H)} b_2 & s_2^{(V)} b_2 \\ \vdots & \vdots \\ s_d^{(H)} b_d & s_d^{(V)} b_d \end{bmatrix} \quad (12a)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_i &= [1, e^{-j2\pi \Delta f t_i}, e^{-j4\pi \Delta f t_i}, \dots, e^{-j2\pi(M-1)\Delta f t_i}] \\ &\quad (i = 1, 2, \dots, d) \end{aligned} \quad (12b)$$

更に、次の \mathbf{g}_i を用いると、

$$\mathbf{g}_i = [s_i^{(H)} \mathbf{b}_i, s_i^{(V)} \mathbf{b}_i] \quad (13)$$

行列 \mathbf{G} は次のような簡潔な形で表現可能となる。

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1 \\ \mathbf{g}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{g}_d \end{bmatrix} \quad (14)$$

$M \geq d/2$ で行列 G の各行が独立, すなわち, $g_i, i = 1, 2, \dots, d$ が 1 次独立ならば, G の階数は d となる. これは文献 [10] の付録で示された問題と同型である. それより, 以下の条件が満たされた場合, G の階数は d となることがわかる.

$$s_i^{(H)} s_i^{(V)-1} \neq s_j^{(H)} s_j^{(V)-1}, \quad (i \neq j) \quad (15)$$

これは i, j 番目の入射波の偏波状態が一致しない場合に相当する.

以上より, すべての入射波の偏波が異なれば, $M \geq d/2$ 個のサブアレーにより, これらのコヒーレント波の信号相関を抑圧することが可能となることが示された. いくつかの入射波の偏波状態が等しい場合には, それらの信号間には PA 処理が作用しない. しかしながら, 異なる偏波の入射信号が少なくとも一つ存在すれば, $M < d$ で \bar{S} が正則となり, 通常の SSP よりも少ないサブアレー数での信号相関抑圧が実現される.

3.3 実効相関係数

つぎに \bar{S} が正則となった場合, どの程度の相関抑圧効果が得られるかを導出する. そのため式 (8) に示した \bar{S} の要素を調べる.

SSP による信号相関抑圧効果 [11] より各偏波データの信号相関行列の要素は,

$$[\bar{S}^{(H)}]_{ij} = \rho_{ssp}(M)_{ij} \cos \gamma_i \cos \gamma_j s_i s_j^* \quad (16a)$$

$$[\bar{S}^{(V)}]_{ij} = \rho_{ssp}(M)_{ij} \sin \gamma_i \sin \gamma_j e^{j(\phi_i - \phi_j)} s_i s_j^* \quad (16b)$$

で与えられることがわかる. ここで, $\rho_{ssp}(M)_{ij}$ は M 個のサブアレーによる i, j 番目の信号間の実効相関係数であり次式となる.

$$\rho_{ssp}(M)_{ij} = \frac{\sin\{M\pi\Delta f(t_i - t_j)\}}{M \sin\{\pi\Delta f(t_i - t_j)\}} e^{-j(M-1)\pi\Delta f(t_i - t_j)} \quad (17)$$

上式は $|\rho_{ssp}(M)_{ij}| \leq 1$ であり, 1 未満でインコヒーレントな状態を表す. 0 の場合は無相関である.

式 (16a), (16b) より, $[\bar{S}]_{ij}$ の要素は以下のように導かれる.

$$[\bar{S}]_{ij} = [\bar{S}^{(H)}]_{ij} + [\bar{S}^{(V)}]_{ij} = \rho_{pa-ssp}(M)_{ij} s_i s_j^* \quad (18a)$$

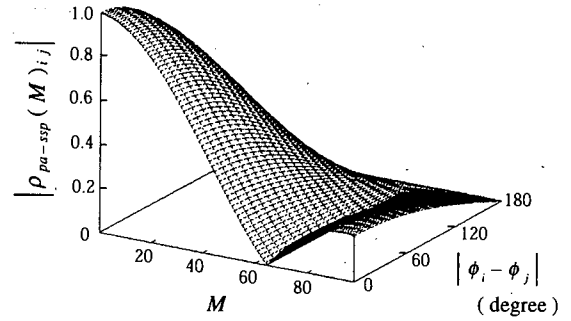


図2 PA-SSP 前処理における実効相関係数: $\gamma_i = \gamma_j = 45^\circ, \Delta f = 30 \text{ MHz}, |t_i - t_j| = 0.5 \text{ ns}$

Fig.2 Effective correlation coefficient of the PA-SSP: $\gamma_i = \gamma_j = 45^\circ, \Delta f = 30 \text{ MHz}, |t_i - t_j| = 0.5 \text{ ns}$.

$$\rho_{pa-ssp}(M)_{ij} = (\cos \gamma_i \cos \gamma_j + \sin \gamma_i \sin \gamma_j \times e^{j(\phi_i - \phi_j)}) \rho_{ssp}(M)_{ij} \quad (18b)$$

式 (18b) より, 明らかに i, j 番目の入射波の偏波状態が異なれば, $|\rho_{pa-ssp}(M)_{ij}| < |\rho_{ssp}(M)_{ij}|$ となり, SSP による相関抑圧効果に加えて, 偏波平均化による相関抑圧効果がみられることがわかる.

図2に入射波の偏波状態とサブアレー数 (M) に対する $|\rho_{pa-ssp}(M)_{ij}|$ の変化の一例を示す. ここでは γ_i, γ_j をともに 45° とし, $|\phi_i - \phi_j|$ を変化させた場合の値を図示している. $|\phi_i - \phi_j| = 0^\circ$ のときは偏波状態が等しいため, M に対する変化の様子は従来の SSP に一致している. しかしながら $|\phi_i - \phi_j| = 180^\circ$ の場合では, 偏波状態が直交しているため, M の値によらず完全な無相関が実現されていることがわかる.

以上のように, 本手法により同じサブアレー数 (使用周波数帯域幅) で更なる相関抑圧が実現可能され, また, 3.2 で示したように分離可能信号数も増加可能である.

4. 比較検討結果

4.1 偏波を用いた MUSIC 法について

ここでは MUSIC 法に対する適用を例にあげ, PA-SSP による前処理法の有効性を確認する. 以降, PA-SSP 前処理を用いた MUSIC 法を PASSP-MUSIC (提案手法), 文献 [7] の偏波データのモデル化に対し, SSP 処理を施した MUSIC 法 (従来法) を SSP-MUSIC とする. いずれの手法においても偏波データを利用している点は共通であるが, 提案手法では偏波データを相関抑圧処理に利用するのに対し, 従来法ではモードベクトルの差異として利用している点が異なる. 三つの未知パラメータである遅延時間 t , 偏波パラメータ γ ,

表1 数値解析データモデル
Table 1 Numerical analysis data models.

	t_1 (ns)	γ_1 (deg.)	ϕ_1 (deg.)	t_2 (ns)	γ_2 (deg.)	ϕ_2 (deg.)
Data model 1a	31.0	45	180	31.5	45	0
Data model 1b	31.0	45	0	31.5	45	0

ϕ の推定手順にも大きな違いが生じ、提案手法では従来法に比べ、非常に高速な推定が実現可能となっている。以下に提案手法、従来法の推定手順の概要を示す。

提案手法では、まず三つの未知パラメータ推定問題を遅延時間推定のための1次元推定問題に帰着させている。すなわち、遅延時間、偏波パラメータの推定問題を分離している。遅延時間検出の計算方法は種々存在するが、ここでは雑音部分空間とモードベクトルの直交性を利用した下記の掃引関数 [2], [11] を用いてグラフ化を行う。

$$P_{\text{music}}(t) = \frac{\mathbf{a}^\dagger(t)\mathbf{a}(t)}{\mathbf{a}^\dagger(t)\mathbf{E}_N\mathbf{E}_N^\dagger\mathbf{a}(t)} \quad (19)$$

ここで、 \mathbf{E}_N は雑音部分空間を張る固有ベクトルを列とする $N \times (N-d)$ 行列である。ピークに対応する t が、推定された遅延時間である。理想的な場合（雑音なし、あるいはスナップショット数無限）では、各信号の遅延時間に対応するピークは発散する。しかしながら、実際には雑音等のため、ピークの高さは有限となり、信号相関の程度に大きく影響される（例えば文献 [11]）。一般に、相関が低い、すなわち相関が抑圧されるほど、高いピークが出現し、信号の検出が容易となる。従って、3.3 で示した優れた信号相関抑圧特性を有する PASSP-MUSIC 法による分解能特性の向上が期待できる。他の信号パラメータは、推定された遅延時間および式 (4a)~(4f) から容易に算出可能である。

一方、モードベクトルに偏波パラメータが組み込まれた形式として定式化される従来法では、遅延時間 (t) 、偏波パラメータ (γ, ϕ) のすべてのパラメータを同時に推定する3次元推定問題となる。この場合、パラメータすべての組合せを網羅した推定が必要となる。本論文では、信号分離推定性能の比較という観点から、上記の3次元推定結果を式 (19) に対応させた表示として次式を用いる。

$$P_{\text{music}}(t) = \max_{\gamma, \phi} \left\{ \frac{\mathbf{a}^\dagger(t, \gamma, \phi)\mathbf{a}(t, \gamma, \phi)}{\mathbf{a}^\dagger(t, \gamma, \phi)\mathbf{E}_{2N}\mathbf{E}_{2N}^\dagger\mathbf{a}(t, \gamma, \phi)} \right\} \quad (20)$$

$$\mathbf{a}(t, \gamma, \phi) = [\cos \gamma e^{-j2\pi f_1 t}, \sin \gamma e^{j\phi} e^{-j2\pi f_1 t}, \cos \gamma e^{-j2\pi f_2 t}, \sin \gamma e^{j\phi} e^{-j2\pi f_2 t}, \dots, \cos \gamma e^{-j2\pi f_N t}, \sin \gamma e^{j\phi} e^{-j2\pi f_N t}]^T \quad (21)$$

このように、掃引関数が三つの未知パラメータを含むため、パラメータ走査における計算量は膨大となる。また、この手法では、 N 次元のベクトルである各偏波データを合わせデータベクトルを定義するため、雑音部分空間行列 \mathbf{E}_{2N} は $2N \times (2N-d)$ となる。モデル化および上式の詳細な計算方法に関しては文献 [6], [7] を参照されたい。

4.2 実験結果

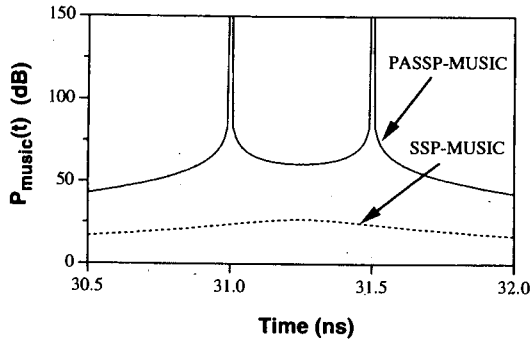
実際の問題では雑音およびスナップショット数の制限のため、一般に信号の分離に必要なサブアレー数 (M) は、理論値より大きくなる場合が多い。3.1 のサブアレー数条件を示すため、まず、そのような誤差要因を取り除いた数値計算結果を示す。

図3は表1に示した各々のデータモデルに対する提案手法、従来法の数値計算結果（雑音なし）である。図3(a), (b)はそれぞれ、二つの入射波の偏波状態が異なる場合、同一な場合の計算結果である。各信号のパラメータを表1に示す。一つのサブアレー ($M=1$) であっても提案手法では二つの信号を明りょうに分離可能であるが、従来法では全く分離できないことがわかる。また、固有値分布（信号固有値の個数）に関しても同様であった。入射波の偏波状態の等しい場合は、両手法とも $M=2$ 以上で信号の分離が可能であり、 $P_{\text{music}}(t)$ の波形もほぼ一致している（図3(b), $M=2$ ）。以上より、3.1 に示したように PA-SSP 前処理の適用により、入射波の偏波状態が異なる場合には、従来の $1/2$ のサブアレー数での信号の分離検出が可能であることが確認された。また、偏波状態が一致した場合の分解能も同等であると言える。

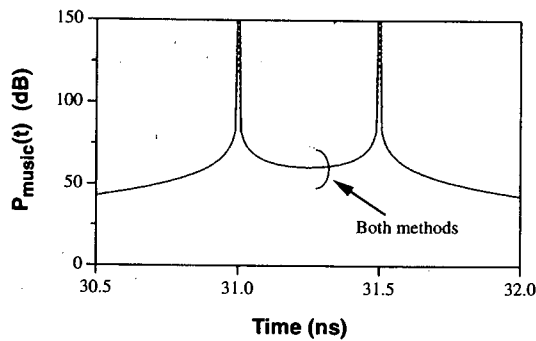
図4(a), (b)は実際にネットワークアナライザにより得られた測定データに対する適用結果である。測定は送受信アンテナとしてホーンアンテナを用い、送信を垂直、受信を水平、垂直の偏波となるようアンテナ

表2 実験データモデル：数値は広帯域 IFFT による 15 GHz における推定値
 Table 2 Experimental data models. The estimated values at the frequency of 15 GHz using wide-band FFT method are listed below.

	t_1 (ns)	γ_1 (deg.)	ϕ_1 (deg.)	t_2 (ns)	γ_2 (deg.)	ϕ_2 (deg.)	t_3 (ns)	γ_3 (deg.)	ϕ_3 (deg.)
Data model 2a	7.45	62	-68	8.06	44	-161	8.67	46	141
Data model 2b	7.45	62	-74	8.00	39	-164	8.67	26	-29



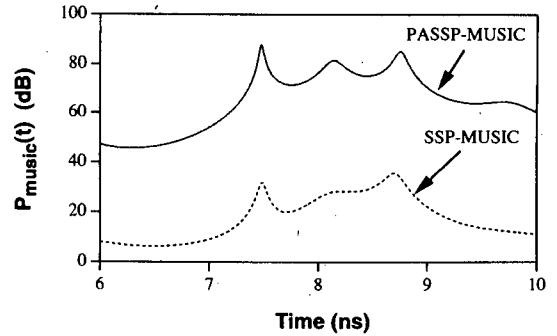
(a)



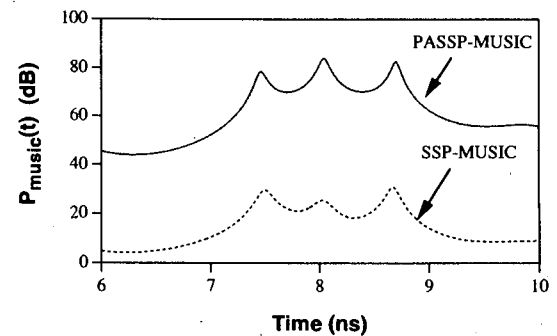
(b)

図3 SSP および PA-SSP 前処理を用いた MUSIC 法による数値解析結果： $f_1 = 14$ GHz, $\Delta f = 10$ MHz, $N = 10$, (a) データモデル 1a ($M = 1$), (b) データモデル 1b ($M = 2$)

Fig.3 Numerical results of the SSP- and PASSP-MUSIC methods: $f_1 = 14$ GHz, $\Delta f = 10$ MHz, (a) data model 1a ($M=1$), (b) data model 1b ($M=2$).



(a)



(b)

図4 SSP および PA-SSP 前処理を用いた MUSIC 法による実験結果： $f_1 = 14.5$ GHz, $\Delta f = 24$ MHz, $N = 25$, $M = 10$, (a) データモデル 2a, (b) データモデル 2b

Fig.4 Experimental results of the SSP- and PASSP-MUSIC methods: $f_1 = 14.5$ GHz, $\Delta f = 24$ MHz, $N = 25$, $M = 10$, (a) data model 2a, (b) data model 2b.

を配置した。散乱体は三つの線状ターゲットを用い、散乱偏波状態の異なる二つの実験を行った。図4(a)で用いた Data model 2a では、各ターゲットのアンテナの水平偏波面に対する傾きをそれぞれ、 60° 、 -45° 、 -45° 、図4(b)の Data model 2b は 60° 、 -45° 、 30° である。表2に広帯域データに対する IFFT 推定結果から得られた偏波状態の値を示す。ターゲットのアライメント誤差により設定との若干の相違が認められるが、Data model 2a では三つの信号中二つの信号の偏波状態がほぼ同一、Data model 2b ではすべての信号

の偏波状態が異なる設定となっている。

MUSIC 法でのパラメータはともに $N = 25$, $M = 10$ で行った。入射信号数は3であるので、いずれの場合においても全入射信号の分離に要する最小サブアレー数の条件を満足している。図4(a), (b)ともに PA-SSP 前処理を用いた提案手法による推定結果のほうが信号の遅延時間に鋭いピークが現れていることがわかる。これは PA-SSP 前処理による相関抑圧効果が SSP よりも優れているためである。

一般にスーパーレゾリューション法では信号間の相関

の程度が分解能に大きく影響する。コヒーレントな場合、MUSIC法に基づく解析時の信号固有値は一つしか出現しない。 M を増加させ信号相関を抑圧するにつれ、信号数に対応する次元の信号部分空間が張られ、入射信号数に対応する信号固有値が現れる。最小の大きさの信号固有値に着目すると、相関の抑圧に伴い雑音固有値との識別が可能となり、相関が完全に抑圧された場合に最も大きな値となる。他の固有値の大きさは雑音電力に対応する。文献[12]等で報告されているように、最小の信号固有値と雑音固有値のコントラストが分離限界をはかる一つの目安であり、コントラストが大きいくほど、分離が容易となる。このコントラストは、信号相関が低いほど大きくなる。従って、信号の分離検出の観点では、信号相関抑圧効果の優れた手法ほど、一般に高分解能となる。よって、偏波情報を信号相関抑圧に利用した提案手法が、従来法[6],[7]に比べ優れていると言える。

5. むすび

本論文では、偏波情報を利用した信号相関抑圧前処理法を提案し、その適用条件、相関抑圧効果に関する理論的検討を行い、実験によりその効果を実証した。ここでは、SSPによる相関抑圧前処理を施したMUSIC法への適用を中心に論じたが、MSSPによる相関抑圧[10]、その他、多くのスーパーレゾリューション法(例えばRoot-MUSIC法等[13],[14])に対する適用も可能である。

本手法は、コヒーレント波が数多く入射する信号環境では、相関の程度が分解能に大きく影響するため、そのようなデータへの適用が効果的であり、市街地、室内伝搬等の複雑な電波環境での偏波を含めた伝搬遅延推定等に有効であるものと言える。スナップショット数、SNRを考慮した統計的な分解能の評価については、本論文では取り扱っていない。これらは今後の課題である。

文 献

- [1] H. Krim and M. Viberg, "Two decades of array signal processing research," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol.13, no.4, pp.67-94, July 1996.
- [2] R.O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-34, no.3, pp.276-280, March 1986.
- [3] T. Manabe and H. Takai, "Superresolution of multiple delay profiles measured by PN correlated methods," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.40, no.5, pp.500-509, May 1992.

- [4] 菊間信良, 安西 睦, 小川 勝, 山田幸一, 稲垣直樹, "室内無線通信のための MUSIC法による多重波の到来方向と伝搬遅延時間の推定," *信学論 (B-II)*, vol.J73-B-II, no.11, pp.786-795, Nov. 1990.
- [5] Y. Ogawa, N. Hamaguchi, K. Ohshima, and K. Itoh, "High-resolution analysis of indoor propagation structure," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E78-B, no.11, pp.1450-1457, Nov. 1995.
- [6] E.R. Ferrara, Jr. and T.M. Parks, "Direction finding with an array of antennas having diverse polarizations," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-31, no.2, pp.231-236, March 1983.
- [7] J. Li and R.J. Compton, Jr., "Angle and polarization estimation using ESPRIT with a polarization sensitive array," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.39, no.9, pp.1376-1383, Sept. 1991.
- [8] R. Roy and T. Kailath, "ESPRIT—Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques," *IEEE Trans. Acoust., Speech, and Signal Process.*, vol.37, no.7, pp.984-995, July 1989.
- [9] T.J. Shan, M. Wax, and T. Kailath, "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals," *IEEE Trans. Acoust., Speech, and Signal Process.*, vol.ASSP-33, no.4, pp.806-811, Aug. 1985.
- [10] R.T. Williams, S. Prasad, A.K. Mahalanabis, and L.H. Sibul, "An improved spatial smoothing technique for bearing estimation in a multipath environment," *IEEE Trans. Acoust., Speech, and Signal Process.*, vol.36, no.4, pp.425-432, April 1988.
- [11] H. Yamada, M. Ohmiya, Y. Ogawa, and K. Itoh, "Superresolution techniques for time-domain measurements with a network analyzer," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.39, no.2, pp.177-182, Feb. 1991.
- [12] J. Munier and G.Y. Delisle, "Spatial analysis in passive listening using adaptive technique," *Proc. IEEE*, vol.75, no.11, pp.1458-1471, Nov. 1987.
- [13] B.D. Rao and K.V.S. Hari, "Performance analysis of root-music," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.37, no.12, pp.1939-1949, Dec. 1989.
- [14] A. Moghaddar, Y. Ogawa, and E.K. Walton, "Estimating the time-delay and frequency decay parameter of scattering components using a modified MUSIC algorithm," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.42, no.10, pp.1412-1418, Oct. 1994.

(平成9年4月21日受付, 9月4日再受付)



山田 寛喜 (正員)

昭63北大・工・電子卒。平5同大大学院博士課程了。同年新潟大・工・助手，現在，同情報・助教授。この間，高分解能時間領域測定法を用いた電磁波回路，アンテナ，散乱測定に関する研究に従事。工博。平3 IEEE AP-S東京支部 Young Engineer

Award受賞。IEEE会員。



山倉 利春 (学生員)

平8新潟大・工・情報卒。現在，同大学院修士課程在学中。スーパーレゾリューション法を用いた散乱測定に関する研究に従事。



山口 芳雄 (正員)

昭51新潟大・工・電子卒。昭53東工大大学院修士課程了。同年新潟大・工・助手，現在，同情報・教授。トンネル内等損失媒質での電波伝搬，地中・雪中用FM-CWレーダ，マイクロ波リモートセンシング，ポラリメトリの研究に従事。工博。IEEEシ

ニア，日本雪工学会各会員。