

偏波平均化 MUSIC 法のコヒーレント波検出性能について

山田 寛喜[†] 山倉 利春^{†*} 山口 芳雄[†]

Detection Performance of Coherent Signals by the Polarization Averaging MUSIC Algorithm

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。フーリエ変換法など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偏波データ利用法の一つである偏波平均化相関抑圧前処理に関し、SSP, MSSP 法と併用した際の相関抑圧性能に関する理論的、定量的な考察を行っている。計算機シミュレーションにより、偏波平均化処理を併用した MSSP 法では偏波を利用した効果的な相関抑圧が可能であり、少スナップショット時の伝搬推定においても他に比べ優れた推定精度を有していることを明らかにしている。

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などでは、偏波を含めた高精度かつ高分解能な遅延時間推定の実現が望まれている。これらの分野においては、定められた帯域でのターゲット検出、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を用いた研究が盛んに行われている [1]~[4]。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 [5] の二つに大別される。両適用領域での分解能を向上させる研究は様々報告されているが、そのなかの一つが偏波情報の利用であり、到来方向推定問題 [6], [7] や伝搬遅延時間推定問題、また、それら二つの同時推定問題に適用されている。ここでは周波数データを用いた伝搬遅延時間推定問題についての検討 [8] を行っている。

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各々相関行列を導出し、その相関行列の平均化に基

づいた手法を用いている。以下ではこの手法を偏波平均化 (PA: Polarization Averaging) 前処理法 [8] と呼ぶ。偏波平均化前処理手法では偏波の違いを信号相関抑圧に利用している。そのため、コヒーレント信号環境において、インコヒーレントな信号 (信号間相関 1 未満) を取り扱う手法として考案された MUSIC 法 [1] や ESPRIT 法 [9] を適用するには非常に有効な手法となる。すなわち、相関抑圧前処理として空間スムージング法 [10] (SSP: Spatial Smoothing Preprocessing) のみを用いた場合よりも、SSP と偏波平均化前処理法を併用した手法 (PA-SSP) [8] を用いたほうが高い相関抑圧効果を得ることが可能となる。本報告では、この PA-SSP よりも更なる相関抑圧効果を得るために、前進・後進方向平均化処理に基づく改良型空間スムージング [11] (MSSP: Modified Spatial Smoothing Preprocessing) 法と偏波平均化前処理手法を併用した手法 (PA-MSSP) を提案し、その分解能特性の定量的な評価を行っている。この PA-MSSP では PA-SSP と比較して高い相関抑圧効果、より少ないサブアレー数での信号の分離が可能となる、といった特徴を有している。この特徴により PA-SSP よりも更なる高分解能な推定が可能となることが実験による比較検討で明らかとなった。また、4. ではスナップショット数に対する推定精度の比較評価を行い、偏

[†] 新潟大学工学部情報工学科, 新潟市

Department of Information Engineering, Faculty of Engineering, Niigata University, Niigata-shi, 950-2181 Japan

* 現在, 新潟日本電気ソフトウェア株式会社

波の違いによる相関抑圧効果が期待できる場合には、PA-MSSP の推定精度が最良であることを明らかにしている。

2. 信号の定式化

ここでは測定器にネットワークアナライザを用いた場合の周波数データにおける定式化について定式化する。受信アンテナを水平 (H)、垂直 (V) 偏波にしたときに得られる等間隔にサンプリングされた L 個の周波数サンプルデータ $r^{(*)}(f_l)$ ($*$ = H or V) は d 個の到来波を有し、各受信アンテナの位相中心は一致しているものとする。このとき、得られる受信信号は次式のように表される。

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

$$f_l = f_1 + (l-1)\Delta f \quad (l=1, 2, \dots, L) \quad (1b)$$

ここで、 t_i は i 番目の散乱波の伝搬遅延時間を表し、 $s_i^{(*)}$ は水平 (H)、または垂直 (V) 受信アンテナにおける i 番目の到来波の複素振幅、 Δf はサンプリング周波数間隔である。また、 $n^{(*)}(f_l)$ は、各受信アンテナでの時間平均 0、電力 σ^2 の雑音を表す。ここでは簡単のため、雑音電力はいずれの受信アンテナにおいても等しいものと仮定する。

偏波パラメータ γ_i, ϕ_i を用いると $s_i^{(H)}, s_i^{(V)}$ はそれぞれ次のように表される。

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

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

ここで、 s_i は i 番目の到来波の (偏波依存係数を除いた) 本質的な複素振幅を表す。また、 ϕ_i は $s_i^{(H)}$ と $s_i^{(V)}$ との位相差、 γ_i は $\tan \gamma_i = |s_i^{(V)} / s_i^{(H)}|$ で定義される振幅比である。

3. 偏波平均化 MUSIC 法

3.1 PA-MSSP の適用

本問題で取り扱う入射信号はコヒーレントであるため、MUSIC 法などのコヒーレント波を直接取り扱うことのできない手法を用いる際には相関抑圧前処理法を適用する必要がある。ここでは、偏波平均化前処理と MSSP 法を併用した場合の効果について明らかにする。

まず、 H, V 受信アンテナで得られた L 個の周波数

サンプルデータから、それぞれ N 個の要素からなる M 個の相重なるサブアレーを定義する。

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

$$(N = L - M + 1)$$

ここで、 T は転置を表す。式 (1a), (1b) より、

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

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

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

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

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

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

式 (3) の相関行列を次のように定義する。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_m^{F(*)} &= E[r_m^{F(*)} r_m^{F(*)\dagger}] \\ &= \mathbf{A} \mathbf{D}^{(m-1)} \mathbf{S}^{(*)} \mathbf{D}^{(m-1)\dagger} \mathbf{A}^\dagger + \sigma^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (5)$$

ただし、

$$\mathbf{S}^{(*)} = E[\mathbf{s}^{(*)} \mathbf{s}^{(*)\dagger}] \quad (6)$$

である。ここで、 \dagger は複素共役転置、 $E[\cdot]$ はアンサンブル平均を表す。

偏波平均化相関行列 \mathbf{R}_{PA-SSP}^F 及びその相関抑圧された信号相関行列 \mathbf{S}_{PA-SSP}^F を次のように定義する。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{PA-SSP}^F &= \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \{\mathbf{R}_m^{F(H)} + \mathbf{R}_m^{F(V)}\} \\ &= \mathbf{A} \mathbf{S}_{PA-SSP}^F \mathbf{A}^\dagger + 2\sigma^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (7)$$

$$[\mathbf{S}_{PA-SSP}^F]_{i,j} = \rho_{PA-SSP}(i,j) s_i \bar{s}_j \quad (8)$$

ここで、 $[\cdot]_{i,j}$ は行列の i, j 要素、 $\bar{\cdot}$ は複素共役を表す。 $\rho_{PA-SSP}(i,j)$ は i, j 番目の信号間の実効相関係数である。

従来の PA-SSP では、この \mathbf{R}_{PA-SSP}^F 相関行列に対して MUSIC 等のスーパーレゾリューション法を適用していた。ここで検討する PA-MSSP では、更に次のような M 個の後向きのサブアレー及びその相関行列を考慮する。

$$\begin{aligned} r_m^{B(*)} &= [\bar{r}^{(*)}(f_{L-m+1}), \bar{r}^{(*)}(f_{L-m}), \dots, \\ &\quad \bar{r}^{(*)}(f_{L-(m+N-2)})]^T \end{aligned} \quad (9a)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_m^{B(*)} &= E[\mathbf{r}_m^{B(*)} \mathbf{r}_m^{B(*)\dagger}] \\ &= \mathbf{A} \mathbf{D}^{(m-1)} \mathbf{D}_0 \bar{\mathbf{S}}^{(*)} \mathbf{D}_0^\dagger \mathbf{D}^{(m-1)\dagger} \mathbf{A}^\dagger \\ &\quad + \sigma^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (9b)$$

$$\mathbf{D}_0 = \text{diag}\{e^{j2\pi(2f_1+(N-1)\Delta f)t_1}, \dots, e^{j2\pi(2f_1+(N-1)\Delta f)t_d}\} \quad (9c)$$

更に、式 (7) と同様に後向き相関行列を用いた偏波平均化相関行列 \mathbf{R}_{PA-SSP}^B を以下のように定義する。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{PA-SSP}^B &= \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \{\mathbf{R}_m^{B(H)} + \mathbf{R}_m^{B(V)}\} \\ &= \mathbf{A} \mathbf{S}_{PA-SSP}^B \mathbf{A}^\dagger + 2\sigma^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (10)$$

式 (7), (10) で得られた偏波平均化相関行列から前進・後進方向偏波平均化相関行列 $\mathbf{R}_{PA-MSSP}$ 及びその信号相関行列 $\mathbf{S}_{PA-MSSP}$ は次のように定義される。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{PA-MSSP} &= \frac{1}{2} \{\mathbf{R}_{PA-SSP}^F + \mathbf{R}_{PA-SSP}^B\} \\ &= \mathbf{A} \mathbf{S}_{PA-MSSP} \mathbf{A}^\dagger + 2\sigma^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (11)$$

$$[\mathbf{S}_{PA-MSSP}]_{i,j} = \rho_{PA-MSSP}(i,j) s_i \bar{s}_j \quad (12)$$

本論文ではこの相関行列に対して MUSIC 法を適用した際の分解能特性を明らかにする。

3.2 PA-SSP と PA-MSSP の実効相関係数

ここでは PA-SSP と PA-MSSP の実効相関係数による比較を行う。それぞれの実効相関係数は式 (8), (12) の非対角要素の係数である $\rho_{PA-SSP}(i,j)$ と $\rho_{PA-MSSP}(i,j)$ である。この大きさが 1 未満であれば信号どうしは互いにインコヒーレントとなり、0 で無相関となる。したがって、この大きさが 0 に近いほど高い相関抑圧効果が得られているといえる。

偏波を用いない通常の SSP, MSSP 及び偏波を用いた PA-SSP における実効相関係数 $\rho_{SSP}(i,j), \rho_{MSSP}(i,j), \rho_{PA-SSP}(i,j)$ は、以下のように表される^(注1) [5], [8]。

$$\rho_{SSP}(i,j) = K \cdot e^{j\alpha} \quad (13a)$$

$$K = \frac{\sin\{M\pi\Delta f(t_i - t_j)\}}{M \sin\{\pi\Delta f(t_i - t_j)\}} \quad (13b)$$

$$\alpha_{ij} = -(M-1)\pi\Delta f(t_i - t_j) \quad (13c)$$

$$\rho_{MSSP}(i,j) = \rho_{FB}(i,j) \rho_{SSP}(i,j) \quad (14a)$$

$$\rho_{FB}(i,j) = \cos(\alpha_{ij} + \beta_{ij}) e^{-j(\alpha_{ij} + \beta_{ij})} \quad (14b)$$

$$\begin{aligned} \beta_{ij} &= -\pi(2f_1 + (N-1)\Delta f)(t_i - t_j) \\ &\quad + (\theta_i - \theta_j) \end{aligned} \quad (14c)$$

$$\rho_{PA-SSP}(i,j) = \rho_{PA}(i,j) \rho_{SSP}(i,j) \quad (15a)$$

$$\begin{aligned} \rho_{PA}(i,j) &= \cos \gamma_i \cos \gamma_j \\ &\quad + \sin \gamma_i \sin \gamma_j e^{j(\phi_i - \phi_j)} \end{aligned} \quad (15b)$$

ここで、 θ_i, θ_j はそれぞれ s_i, s_j の位相である。

更に $\rho_{PA-MSSP}(i,j)$ は、以上の結果を用いることにより、

$$\begin{aligned} \rho_{PA-MSSP}(i,j) &= \rho_{PA-FB}(i,j) \rho_{PA}(i,j) \rho_{SSP}(i,j) \end{aligned} \quad (16a)$$

$$\begin{aligned} \rho_{PA-FB}(i,j) &= \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1 + \tan \gamma_i \tan \gamma_j e^{-j(\phi_i - \phi_j)}}{1 + \tan \gamma_i \tan \gamma_j e^{j(\phi_i - \phi_j)}} \right) \\ &\quad \times e^{-j2(\alpha_{ij} + \beta_{ij})} \\ &= \cos(\alpha_{ij} + \beta_{ij} - \zeta_{ij}) e^{-j(\alpha_{ij} + \beta_{ij} - \zeta_{ij})} \end{aligned} \quad (16b)$$

$$\zeta_{ij} = \frac{1}{2} \ln \left\{ \frac{1 + \tan \gamma_i \tan \gamma_j e^{-j(\phi_i - \phi_j)}}{1 + \tan \gamma_i \tan \gamma_j e^{j(\phi_i - \phi_j)}} \right\} \quad (16c)$$

と導かれる。

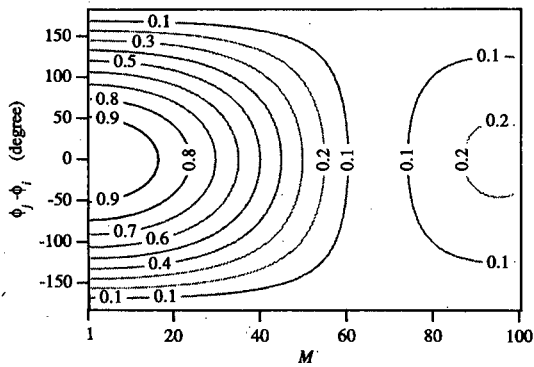
明らかに $|\rho_{PA}(i,j)|, |\rho_{PA-FB}(i,j)|$ の大きさは 1 以下であるので、これらの実効相関係数の大きさには下記の関係があることがわかる。

$$\begin{aligned} |\rho_{PA-MSSP}(i,j)| &\leq |\rho_{PA-SSP}(i,j)| \\ &\leq |\rho_{SSP}(i,j)| \end{aligned} \quad (17)$$

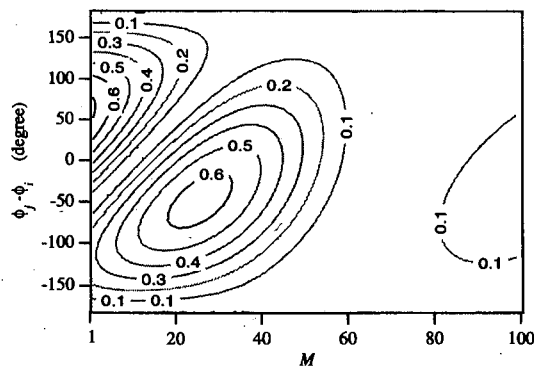
したがって、同一のサブアレー数、データ点数においてはこの三者のなかでは PA-MSSP 法が最も高い相関抑圧効果を有していることがわかる。式 (14a), (14b) 及び式 (16a), (16b) からわかるように MSSP 法と PA-MSSP 法では入射波の位相 (θ, ϕ) も相関抑圧に関係する。この両手法の大小関係は、これらの値に依存する。

図 1(a), (b) にサブアレー数 M と入射信号の偏波状態 $\phi_i - \phi_j$ を変化させた場合の $|\rho_{PA-SSP}(i,j)|$ と $|\rho_{PA-MSSP}(i,j)|$ の変化の様子を示す。ここで、 γ_i, γ_j はともに 45° とし、 s_i, s_j の位相はともに 0°

(注1): 式 (14c) は H 偏波のデータに対する値を示している。V 偏波の際には θ_i, θ_j を $\theta_i + \phi_i, \theta_j + \phi_j$ に置き換えればよい。



(a)



(b)

図1 実効相関係数の大きさ ($f_1 = 14 \text{ GHz}$, $\Delta f = 30 \text{ MHz}$, $N = 25$, $|t_i - t_j| = 0.5 \text{ ns}$, $s_i = s_j = 1.0e^{-j0}$): (a) PA-SSP法, (b) PA-MSSP法

Fig.1 Magnitude of effective correlation coefficient ($f_1 = 14 \text{ GHz}$, $\Delta f = 30 \text{ MHz}$, $N = 25$, $|t_i - t_j| = 0.5 \text{ ns}$, $s_i = s_j = 1.0e^{-j0}$): (a) PA-SSP, (b) PA-MSSP.

としている。 $\phi_i - \phi_j = 0^\circ$ のときは互いの信号の偏波状態が等しいため偏波の違いを相関抑圧に利用することができず、 M に対する実効相関係数の変化は偏波平均化前処理を施さない場合と等しい。すなわち、これらの図の $\phi_i - \phi_j = 0$ 時の値は SSP, MSSP 時の相関抑圧効果に対応する。一方、 $|\phi_i - \phi_j| = 180^\circ$ では互いの偏波状態が直交し、 M の値によらず完全に無相関 (信号間相関 0) となる。両図からもすべての M と $\phi_i - \phi_j$ において、PA-MSSP は、PA-SSP, SSP に比べ高い相関抑圧効果を発揮していることがわかる。PA-MSSP と MSSP を比較した場合、入射波の位相成分の値 (θ, ϕ) により相関抑圧効果が劣化する場合もあることに注意されたい。しかしながら、この場合においても SSP, PA-SSP より高い相関抑圧効果が得られており、位相差の大きな信号間の相関は、ほぼ 0 となっている。

表1 数値計算データモデル

Table 1 Numerical analysis data model.

(a) model 1				
	# 1	#2	#3	#4
t (ns)	31.0	31.5	32.0	32.5
γ (deg.)	60	30	45	15
ϕ (deg.)	20	120	10	0

(b) model 2				
	# 1	#2	#3	#4
t (ns)	31.0	31.5	32.0	32.5
γ (deg.)	60	60	60	60
ϕ (deg.)	20	20	20	20

3.3 必要最小サブアレー数

MUSIC 法や ESPRIT 法などのスーパーレゾリューション法において用いられる信号相関抑圧前処理法では、すべての入射信号間の相関を抑圧するために最低限必要となるサブアレー数 (M) の条件が存在する。これは信号相関行列の正則条件から導かれる。SSP を用いた場合、すべての入射波がコヒーレントであっても一般的に $M \geq d$ であれば、信号相関行列が正則となり、すべての入射信号間の相関が 1 未満となる [10]。これにより、MUSIC, ESPRIT 法などのスーパーレゾリューション法の適用が可能となる。更に、前進・後進方向平均化処理を施した MSSP で必要とされるサブアレー数は SSP より更に少なく、 $M \geq d/2$ となる [11]。ここで提案している偏波平均化前処理の定義は前進・後進方向平均化処理と同形である。したがって信号の偏波状態の違いが見られるならば、偏波平均化前処理を施すことで必要とされるサブアレー数は偏波平均化処理を用いない場合の半分とすることが可能である。これにより、PA-SSP では $M \geq d/2$, PA-MSSP では $M \geq d/4$ という条件を満たすことですべての信号相関の抑圧が可能となる。

この性質を確認するため、二つのケースに関する MUSIC 法による数値計算結果を示す。以下の結果において雑音は付加していない。入射信号の伝搬遅延時間、偏波状態はそれぞれ表 1 (a), (b) のとおりである。model 1 は四つの入射波の偏波状態がすべて異なる場合であり、model 2 はすべての入射波の偏波状態が等しい場合である。

図 2 に model 1 の場合について SSP, MSSP, PA-SSP, PA-MSSP の四つの手法を用いた場合の結果を示す。SSP, MSSP では水平偏波のデータを用いた。(a) は $M = 1$, (b) は $M = 2$ の結果である。(a) では、PA-MSSP は $M \geq d/4$ の条件を満たしているた

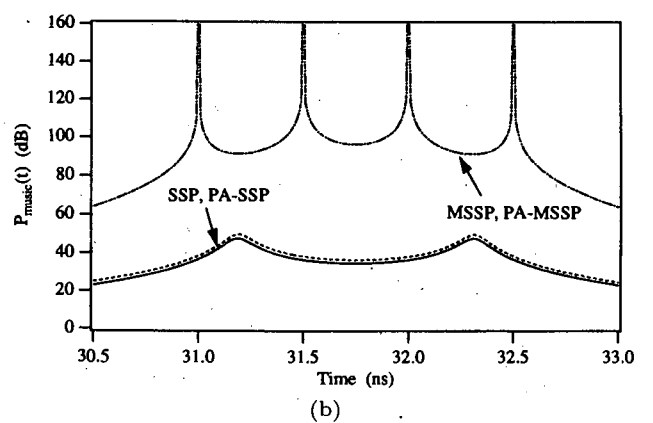
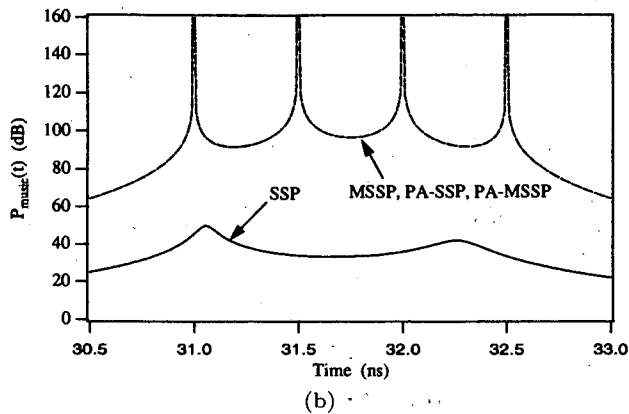
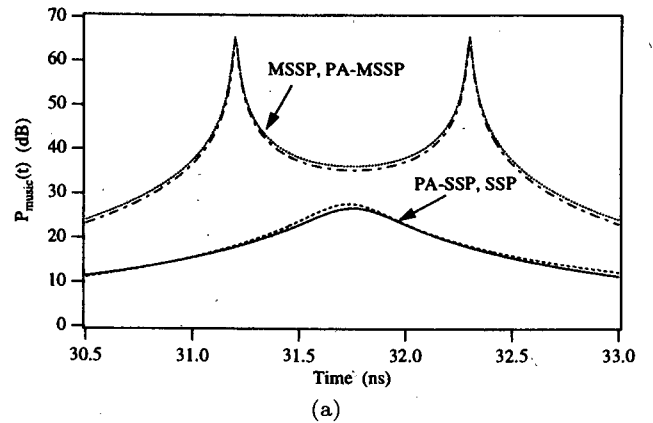
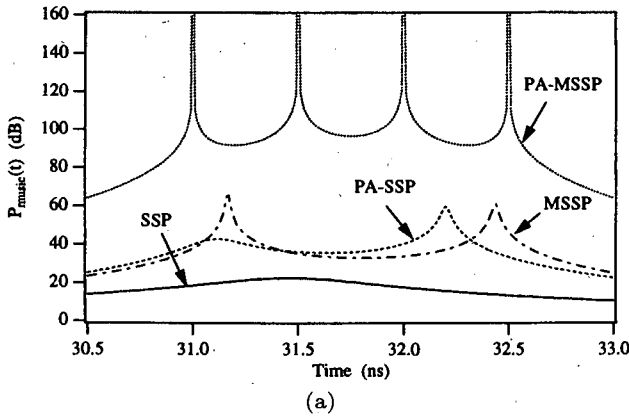


図 2 MUSIC 法による遅延時間推定結果 (Model 1) ($f_1 = 14 \text{ GHz}$, $\Delta f = 20 \text{ MHz}$, $N = 10$): (a) $M = 1$, (b) $M = 2$

図 3 MUSIC 法による遅延時間推定結果 (Model 2) ($f_1 = 14 \text{ GHz}$, $\Delta f = 20 \text{ MHz}$, $N = 10$): (a) $M = 1$, (b) $M = 2$

Fig. 2 Time-delay estimation results by MUSIC algorithm (Model 1) ($f_1 = 14 \text{ GHz}$, $\Delta f = 20 \text{ MHz}$, $N = 10$): (a) $M = 1$, (b) $M = 2$.

Fig. 3 Time-delay estimation results by MUSIC algorithm (Model 2) ($f_1 = 14 \text{ GHz}$, $\Delta f = 20 \text{ MHz}$, $N = 10$): (a) $M = 1$, (b) $M = 2$.

め、4波が正確に分離されているが、他の三つの手法 (SSP, MSSP, PA-SSP) ではサブアレーの最小必要数の条件を満足していないので、信号が分離されていない。(b)ではPA-MSSPに加えMSSP, PA-SSPも $M \geq d/2$ の条件を満たすため信号の分離が可能となる。

図3はmodel 2の場合での各相関抑圧前処理による推定結果である。(a)は $M = 1$, (b)は $M = 2$ の結果である。この場合ではすべての入射波の偏波状態が等しいため偏波平均化前処理の効果が現れず、必要とされるサブアレー数はPA-SSPで $M \geq d$, PA-MSSPで $M \geq d/2$ となる。

3.4 実験による分解能特性評価

ここでは、PA-SSP, PA-MSSPの分解能特性の違いを実験により検証する。測定はネットワークアナライザ (HP8720C) で行い、送受信アンテナはともに標準ゲインホーンアンテナ (Ku-band, 12.4~18.0 GHz)

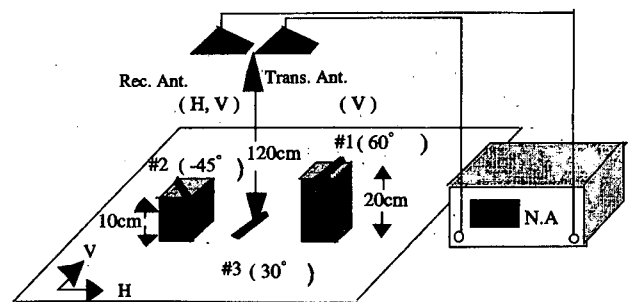


図 4 実験状況
Fig. 4 Experimental setup.

を用いた。その他の測定状況は図4に示すとおりである。ターゲットとして傾き角が異なる線状ターゲットを用い、ターゲットからの反射波を受信アンテナでの到来波として実験を行った。受信信号の偏波状態はいずれもほぼターゲットの傾き角に対応した傾き角を有する直線偏波状態であった。

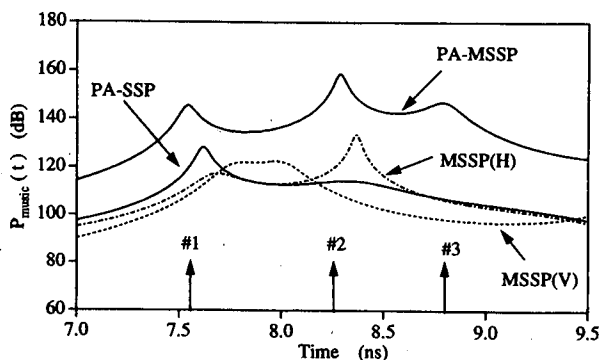


図5 偏波平均化前処理を用いた遅延時間推定実験結果 ($f_1 = 14.5$ GHz, $\Delta f = 6$ MHz, $N = 25$, $M = 12$)

Fig. 5 Experimental results of time-delay estimation using polarization averaging scheme ($f_1 = 14.5$ GHz, $\Delta f = 6$ MHz, $N = 25$, $M = 12$).

PA-SSP, PA-MSSPを適用したMUSIC法による伝搬遅延時間推定結果を図5に示す。同図より、PA-SSPでは#2, #3の信号が検出されていないが、PA-MSSPでは三つの信号がほぼ正確に推定されていることがわかる。参考のため同図にはMSSPの結果(H, V偏波)も示している。本実験ではMSSPによっても3波は分離されていないことがわかる。これより、実験においてもPA-MSSPを用いたMUSIC法の分離検出性能が、PA-SSP法より優れており、MSSP法より有効な場合があることが確認された。

4. スナップショット数の変化に伴う推定精度の評価

MUSIC法やESPRIT法などの相関行列を用いた信号処理手法では無限個のスナップショットにより、雑音に依存しない高分解能特性が実現される。しかし、実際の測定においては有限個のスナップショット数により推定されたデータ相関行列を用いなければならない。したがって、ここで比較検討を行っている四つの相関抑圧手法(PA-MSSP, PA-SSP, MSSP, SSP)に関しても、推定精度の評価を行う際にはスナップショット数に関する分解能特性の変化を調べることが不可欠となる。本章ではスナップショット数の変化に対する、これらの手法の推定精度評価を行う。

ここでは偏波の異なる2波到来モデルに関する計算機シミュレーション結果の一例を示す。表2, 表3にそれぞれ信号モデルのパラメータと各相関抑圧手法での実効相関係数の大きさを示す。シミュレーションには、SNRが30, 10 dBとなるガウス雑音を付加したスナッ

表2 数値計算データモデル
Table 2 Numerical analysis data model.

	$ s_i $	θ_i	t (ns)	γ (deg.)	ϕ (deg.)
#1	1.0	0.0	7.0	45	0
#2	1.0	0.0	7.2	45	40

表3 実効相関係数の大きさ ($f_1 = 14$ GHz, $\Delta f = 10$ MHz, $N = 30$, $M = 15$)

Table 3 Magnitude of effective decorrelation coefficients ($f_1 = 14$ GHz, $\Delta f = 10$ MHz, $N = 30$, $M = 15$).

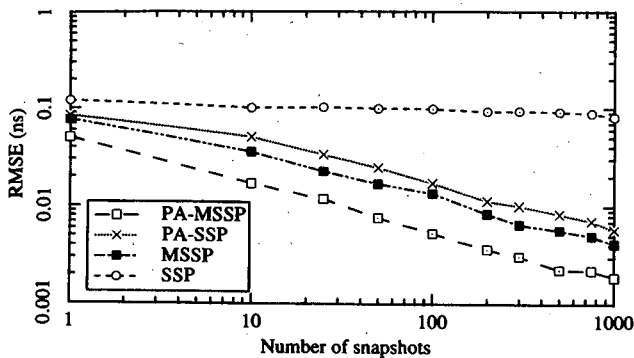
	SSP	PA-SSP	MSSP	PA-MSSP
$ \rho(1, 2) $	0.9985	0.9383	0.5508	0.2187

プショットデータを用い、各々100回の試行により推定精度を評価した。また、モードベクトルの掃引による遅延時間検出確度の劣化を避けるため、遅延時間推定アルゴリズムにはRoot-MUSIC法[12], [13]を用いている。遅延時間推定誤差は2乗平均誤差(RMSE: Root Mean Square Error)を用いて示す。

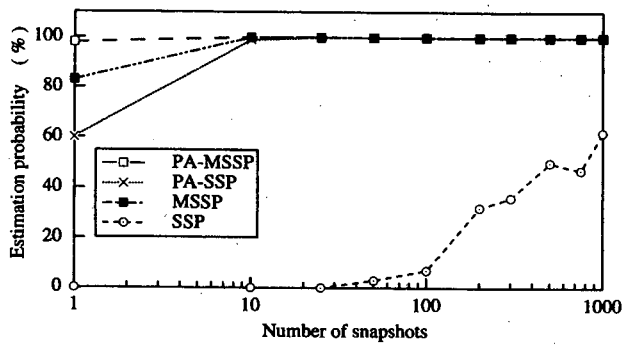
$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N_{\text{trial}}} \sum_{p=1}^{N_{\text{trial}}} (\hat{t}_i^{(p)} - t_i)^2}$$

ここで、 N_{trial} は試行回数、 t_i は*i*番目の信号の遅延時間(設定値)、 $\hat{t}_i^{(p)}$ はその信号の*p*回目の試行において推定された遅延時間である。 $\hat{t}_i^{(p)}$ の検出は以下の手順で行った。まず、Root-MUSIC法により推定されたペア根から*z*平面上の単位円に最も近い二つのペア根を取り出し、つぎにペア根の距離が0.1未満のものを信号根の可能性のある根とみなした。すなわち、明らかなスプリアス根はここで除外される。その後、これらの信号根から得られた遅延時間と $t_i (i = 1, 2)$ を比較し、各設定値に近い値をその推定値とした。よって、一つの信号のみが検出された場合は、その遅延時間推定値を $\hat{t}_1^{(p)}, \hat{t}_2^{(p)}$ として用い、この場合を分離不可能と判定した。したがって、RMSEがほぼ0.1 ns ($= (t_2 - t_1)/2$)のものは、ほとんどすべての試行において分離不可能であったことを意味する。

図6(a), (b)にSNRが30 dBの場合におけるPA-MSSP, PA-SSP, MSSP, SSP(H-pol)での遅延時間推定誤差と分離確率を示す。遅延時間推定誤差については、1波目, 2波目ともほぼ同様な結果であるため、ここでは1波目(t_1)のものを示している。これらの図からわかるように、SSPでは100スナップショット程度であっても2波の分離が困難であるのに対し、MSSP, PA-SSP, PA-MSSPでは10スナップシヨッ



(a)



(b)

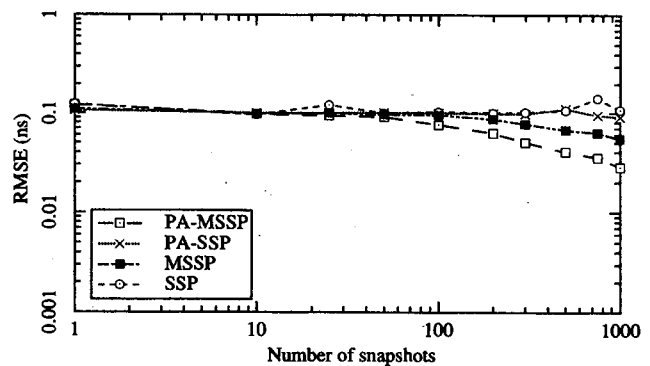
図 6 スナップショット数と分離検出性能 (1) (SNR = 30 dB, $f_1 = 14$ GHz, $\Delta f = 10$ MHz, $N = 30$, $M = 15$): (a) 遅延時間推定誤差, (b) 分離検出確率

Fig. 6 Relation between number of snapshots and signal detection performance (1) (SNR = 30 dB, $f_1 = 14$ GHz, $\Delta f = 10$ MHz, $N = 30$, $M = 15$): (a) delay-time estimation error, (b) detection probability.

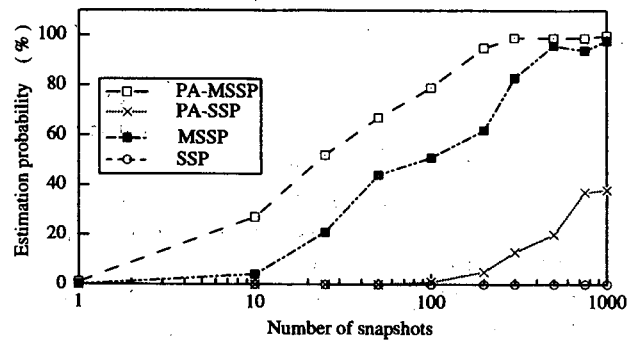
ト程度で 100% の分離確率を実現している。また、これらのなかでは、実効相関係数が最小な PA-MSSP 法が最も精度の良い遅延時間推定結果をもたらしている。

SNR が 10 dB の場合 (図 7(a), (b)) では、30 dB の場合に比べ推定誤差が増大するものの、同様に PA-MSSP 法が最も優れた分離検出能力を有していることがわかる。式 (7), (11) による PA 手法の定義では、二つの偏波受信アレーの平均処理を行うため、SSP, MSSP に比べスナップショット数を 2 倍とする効果をもたらす。しかしながら図 7(b) の分離確率からわかるように、スナップショット数を 2 倍とした以上の改善効果が認められる。これが相関抑圧効果による改善効果である。

以上の結果より、偏波による相関抑圧効果をもたらされる場合には、SSP, MSSP, PA-SSP に比べ PA-MSSP が分離検出性能、推定精度の向上に有効であるといえる。



(a)



(b)

図 7 スナップショット数と分離検出性能 (2) (SNR = 10 dB, $f_1 = 14$ GHz, $\Delta f = 10$ MHz, $N = 30$, $M = 15$): (a) 遅延時間推定誤差, (b) 分離検出確率

Fig. 7 Relation between number of snapshots and signal detection performance (2) (SNR = 10 dB, $f_1 = 14$ GHz, $\Delta f = 10$ MHz, $N = 30$, $M = 15$): (a) delay-time estimation error, (b) detection probability.

5. むすび

本論文では、まず偏波平均化前処理と前進・後進方向平均化処理に基づいた MSSP とを併用した手法 (PA-MSSP) を提案し、従来法である PA-SSP と比較して高い相関抑圧効果を有し、少ないサブアレー数での信号の分離が可能であることを示した。更に、分解能特性の検証実験、シミュレーションによるスナップショット数に対する分解能特性の変化に関して示し、偏波による相関抑圧改善効果をもたらされる場合には、PA-MSSP の分解能特性が他の手法に比べ優れた性能を発揮することを明らかにした。本手法は ESPRIT 法などの相関行列 (または共分散行列) に基づくスーパーレゾリューション法全般に適用可能である。

現実の伝搬測定では更に多くの多様な偏波状態の入射波が観測されることが予想される。そのような場合における MSSP, PA-MSSP 法の分解能特性の定量解

析は今後の課題である。

謝辞 本研究の一部は文部省科学研究費補助金奨励研究(A) 10750269により行われた。また、計算の一部は、本研究室の板羽直人氏(現, NEC)の協力によるものである。

文 献

- [1] R.O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Trans. Antennas & Propagat.*, vol.AP-34, no.3, pp.276-280, March 1986.
- [2] T. Manabe and H. Takai, "Superresolution of multipath delay profiles measured by PN correlated method," *IEEE Trans. Antennas & Propagat.*, vol.40, no.5, pp.500-509, May 1992.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] H. Yamada, M. Ohmiya, Y. Ogawa, and K. Itoh, "Superresolution techniques for time-domain measurements with a network analyzer," *IEEE Trans. Antennas & Propagat.*, vol.39, no.2, pp.177-183, Feb. 1991.
- [6] J. Li and R.J. Compton, Jr, "Angle and polarization estimation using ESPRIT with a polarization sensitive array," *IEEE Trans. Antennas & Propagat.*, vol.39, no.9, pp.1376-1383, Sept. 1991.
- [7] E.R. Ferrara, Jr and T.M. Parks, "Direction finding with an array of antennas having diverse polarizations," *IEEE Trans. Antennas & Propagat.*, vol.AP-31, no.2, pp.231-236, March 1983.
- [8] 山田寛喜, 山倉利春, 山口芳雄, "偏波平均化前処理法によるスーパーレゾリューション法の分解能改善," *信学論 (B-II)*, vol.J81-B-II, no.3, pp.200-207, March 1998.
- [9] R. Roy and T. Kailath, "ESPRIT—Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques," *IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Proc.*, vol.37, no.7, pp.984-995, July 1989.
- [10] T.J. Shan, M. Wax, and T. Kailath, "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals," *IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Proc.*, vol.ASSP-33, no.4, pp.806-811, Aug. 1985.
- [11] 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 & Signal Proc.*, vol.ASSP-36, no.4, pp.425-432, April 1988.
- [12] B.D. Rao and K.V.S. Hari, "Performance analysis of Root-Music," *IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Proc.*, vol.ASSP-37, no.12, pp.1939-1949, Dec. 1989.
- [13] H. Krim, P. Foster, and G. Proakis, "Operator

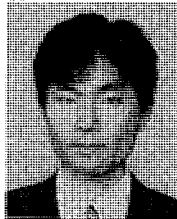
approach to performance analysis of Root-MUSIC and Root-Min-Norm," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol.40, no.7, pp.1687-1696, July 1992.

(平成 11 年 1 月 14 日受付, 4 月 8 日再受付)



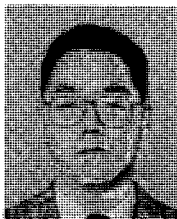
山田 寛喜 (正員)

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, 同大・工・情報・助教授。この間, スーパーレゾリューション法を用いた波源の到来方向・遅延時間推定, 地中探査レーダ, マイクロ波リモートセンシングに関する研究に従事。工博。平 3 IEEE AP-S 東京支部 Young Engineer Award, 平 9 本学学術奨励賞受賞。IEEE 会員。



山倉 利春 (学生員)

平 8 新潟大・工・情報卒, 平 10 同大大学院自然科学研究科修士課程了。現在, 新潟日本電気ソフトウェア(株)勤務。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, 同大・工・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, ポーラリメトリの研究に従事。工博。著書「偏波(ポーラリメトリック)レーダの基礎と応用」。IEEE シニアメンバ, 日本雪工学会会員。