

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4339801号
(P4339801)

(45) 発行日 平成21年10月7日(2009.10.7)

(24) 登録日 平成21年7月10日(2009.7.10)

(51) Int.Cl. F I
 G O I S 3/46 (2006.01) G O I S 3/46
 G O I S 3/74 (2006.01) G O I S 3/74

請求項の数 7 (全 26 頁)

(21) 出願番号	特願2004-572110 (P2004-572110)	(73) 特許権者	000005223
(86) (22) 出願日	平成15年5月22日 (2003.5.22)		富士通株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2003/006411		神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
(87) 国際公開番号	W02004/104620	(74) 代理人	100074099
(87) 国際公開日	平成16年12月2日 (2004.12.2)		弁理士 大菅 義之
審査請求日	平成17年4月14日 (2005.4.14)	(74) 代理人	100067987
			弁理士 久木元 彰
		(72) 発明者	辛 景民
			神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
		審査官	中村 説志

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 固有値分解を利用しない信号到来方向推定手法および受信ビーム形成装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数個 (= M 個) のアンテナ素子を同じ素子間隔で直線状の異なる空間位置に配列したアレーアンテナ素子からの受信信号から、数式 (1) に示すように素子データ間の相関

$$\hat{r}_{ij}$$

を求めて得られる行列

【数1】

$$\Phi_f, \bar{\Phi}_f, \Phi_b, \bar{\Phi}_b$$

の内、任意の一つ、又は任意の二つ、任意の三つあるいは四つ全てを組み合わせ配列した一つの相関行列

$$\hat{\Phi}$$

を作るステップと、

【数 2】

$$\begin{aligned}
 \hat{\Phi}_f &= \begin{bmatrix} \hat{r}_{1,M} & \hat{r}_{2,M} & \cdots & \hat{r}_{p,M} \\ \hat{r}_{2,M} & \hat{r}_{3,M} & \cdots & \hat{r}_{p+1,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{L-\bar{q}-1,M} & \hat{r}_{L-\bar{q},M} & \cdots & \hat{r}_{M-\bar{q}-1,M} \end{bmatrix}, \quad \hat{\Phi}_f = \begin{bmatrix} \hat{r}_{\bar{q}+2,1} & \hat{r}_{\bar{q}+3,1} & \cdots & \hat{r}_{\bar{q}+p+1,1} \\ \hat{r}_{\bar{q}+3,1} & \hat{r}_{\bar{q}+4,1} & \cdots & \hat{r}_{\bar{q}+p+2,1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{L,1} & \hat{r}_{L+1,1} & \cdots & \hat{r}_{M,1} \end{bmatrix} \\
 \hat{\Phi}_b &= \begin{bmatrix} \hat{r}_{1,M} & \hat{r}_{1,M-1} & \cdots & \hat{r}_{1,L} \\ \hat{r}_{2,M-1} & \hat{r}_{2,M-2} & \cdots & \hat{r}_{2,L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{1,\bar{q}+p+1} & \hat{r}_{1,\bar{q}+p} & \cdots & \hat{r}_{1,\bar{q}+2} \end{bmatrix}, \quad \hat{\Phi}_b = \begin{bmatrix} \hat{r}_{M,M-\bar{q}-1} & \hat{r}_{M,M-\bar{q}-2} & \cdots & \hat{r}_{M,L-\bar{q}-1} \\ \hat{r}_{M,M-\bar{q}-2} & \hat{r}_{M,M-\bar{q}-3} & \cdots & \hat{r}_{M,L-\bar{q}-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{M,p} & \hat{r}_{M,p-1} & \cdots & \hat{r}_{M,1} \end{bmatrix} \\
 &\cdots(1)
 \end{aligned}$$

(ただし、 \hat{r}_{ij} は i 番目の素子データと j 番目の素子データとの相関、
 p は 到来波数、 $M > 2p$ 、 $L = M - p + 1$ 、
 \bar{q} は、雑音の空間的相関の長さ)

前記の相関行列

$$\hat{\Phi}$$

20

を 2 つの部分

【数 3】

$$\hat{\Phi}_1, \hat{\Phi}_2$$

に分割して、数式 (2) に示すように線形演算子 P を求め、該線形演算子 P により数式 (3) に示すように雑音部分空間に対する直交射影作用素

$$\Pi_{\hat{Q}}$$

30

を算出するステップと、

【数 4】

$$\hat{P} = (\hat{\Phi}_1 \hat{\Phi}_1^H)^{-1} \hat{\Phi}_1 \hat{\Phi}_2^H \cdots (2)$$

$$\Pi_{\hat{Q}} = \hat{Q} (\mathbf{I}_{L-\bar{q}-p-1} - \hat{P}^H (\hat{P} \hat{P}^H + \mathbf{I}_p)^{-1} \hat{P}) \hat{Q}^H \cdots (3)$$

$$(\text{ただし、} \hat{Q} = [\hat{P}^T, -\mathbf{I}_{L-\bar{q}-p-1}]^T)$$

40

前記直交射影作用素

$$\Pi_{\hat{Q}}$$

を用いて、数式 (4) で示される空間スペクトル $P(\)$ の p 個のピーク位置、または、数式 (5) で示される多項式 $p(z)$ の p 個のゼロ点を計算し、信号の到来方向を計算する推定ステップと、

【数5】

$$P(\theta) = \frac{1}{\bar{\mathbf{a}}^H(\theta)\Pi_{\hat{Q}}\bar{\mathbf{a}}(\theta)} \quad \dots(4)$$

$$p(z) = z^{L-2}\boldsymbol{\rho}^H(z)\Pi_{\hat{Q}}\boldsymbol{\rho}(z) \quad \dots(5)$$

(ただし、

$$\bar{\mathbf{a}}(\theta) = [1, e^{j\omega_0\tau(\theta)}, \dots, e^{j\omega_0(L-2)\tau(\theta)}]^T, \boldsymbol{\rho}(z) = [1, z, \dots, z^{L-2}]^T, z = e^{j\omega_0\tau(\theta)},$$

10

$\omega_0 = 2\pi f_0$ 、 f_0 は受信信号の周波数、

$\tau(\theta) = (d/c)\sin\theta$ 、 c は受信信号の伝搬速度、 d は素子間隔)

を備えることを特徴とする信号の到来方向推定方法。

【請求項2】

前記到来方向推定方法は、基地局において実施されることを特徴とする請求項1に記載の到来方向推定方法。

【請求項3】

前記到来方向推定方法は、基地局において実施され、該基地局は、推定された到来方向に、アンテナが受信信号を受信する場合の感度のピークである受信ビームのピークを向けることを特徴とする請求項1に記載の到来方向推定方法。

20

【請求項4】

前記到来方向推定方法は、基地局において実施され、該基地局は、推定された到来方向に、アンテナが信号を送信する場合の送信強度のピークである送信ビームのピークを向けることを特徴とする請求項1に記載の到来方向推定方法。

【請求項5】

複数個(=M個)のアンテナ素子を同じ素子間隔で直線状の異なる空間位置に配列したアレーアンテナ素子からの受信信号から、数式(6)に示すように素子データ間の相関

$$\hat{r}_{ij}$$

30

を求めて与えられる行列

【数6】

$$\Phi_f, \bar{\Phi}_f, \Phi_b, \bar{\Phi}_b$$

の内、任意の一つ、又は任意の二つ、任意の三つ或いは四つ全てを組み合わせ配列した一つの相関行列を作るステップと、

【数 7】

$$\begin{aligned}
 \hat{\Phi}_f &= \begin{bmatrix} \hat{r}_{1,M} & \hat{r}_{2,M} & \cdots & \hat{r}_{p,M} \\ \hat{r}_{2,M} & \hat{r}_{3,M} & \cdots & \hat{r}_{p+1,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{L-\bar{q}-1,M} & \hat{r}_{L-\bar{q},M} & \cdots & \hat{r}_{M-\bar{q}-1,M} \end{bmatrix}, \quad \hat{\Phi}_f = \begin{bmatrix} \hat{r}_{\bar{q}+2,1} & \hat{r}_{\bar{q}+3,1} & \cdots & \hat{r}_{\bar{q}+p+1,1} \\ \hat{r}_{\bar{q}+3,1} & \hat{r}_{\bar{q}+4,1} & \cdots & \hat{r}_{\bar{q}+p+2,1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{L,1} & \hat{r}_{L+1,1} & \cdots & \hat{r}_{M,1} \end{bmatrix} \\
 \hat{\Phi}_b &= \begin{bmatrix} \hat{r}_{1,M} & \hat{r}_{1,M-1} & \cdots & \hat{r}_{1,L} \\ \hat{r}_{1,M-1} & \hat{r}_{1,M-2} & \cdots & \hat{r}_{1,L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{1,\bar{q}+p+1} & \hat{r}_{1,\bar{q}+p} & \cdots & \hat{r}_{1,\bar{q}+2} \end{bmatrix}, \quad \hat{\Phi}_b = \begin{bmatrix} \hat{r}_{M,M-\bar{q}-1} & \hat{r}_{M,M-\bar{q}-2} & \cdots & \hat{r}_{M,L-\bar{q}-1} \\ \hat{r}_{M,M-\bar{q}-2} & \hat{r}_{M,M-\bar{q}-3} & \cdots & \hat{r}_{M,L-\bar{q}-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{M,p} & \hat{r}_{M,p-1} & \cdots & \hat{r}_{M,1} \end{bmatrix} \\
 & \cdots(6)
 \end{aligned}$$

(ただし、 \hat{r}_{ij} は i 番目の素子データと j 番目の素子データとの相関、

p は 到来波数、 $M > 2p$ 、 $L = M - p + 1$ 、 \bar{q} は、雑音の空間的相関の長さ)

前記の相関行列

$$\hat{\Phi}$$

を 2 つの部分

【数 8】

$$\hat{\Phi}_1, \hat{\Phi}_2$$

に分割して、数式 (7) に示すように線形演算子 P を求め、該線形演算子 P により数式 (8) に示すように雑音部分空間に対する直交射影作用素

$$\Pi_{\hat{Q}}$$

を算出するステップと、

【数 9】

$$\hat{P} = (\hat{\Phi}_1 \hat{\Phi}_1^H)^{-1} \hat{\Phi}_1 \hat{\Phi}_2^H \quad \cdots(7)$$

$$\Pi_{\hat{Q}} = \hat{Q} (\mathbf{I}_{L-\bar{q}-p-1} - \hat{P}^H (\hat{P} \hat{P}^H + \mathbf{I}_p)^{-1} \hat{P}) \hat{Q}^H \quad \cdots(8)$$

$$(\text{ただし、} \hat{Q} = [\hat{P}^T, -\mathbf{I}_{L-\bar{q}-p-1}]^T)$$

前記の直交射影作用素

$$\Pi_{\hat{Q}}$$

を用いて、数式 (9) で示される空間スペクトル $P(\cdot)$ の p 個のピーク位置、または、数式 (10) で示される多項式 $p(z)$ の p 個のゼロ点を計算し、信号の到来方向を計算

する推定ステップと、

【数 1 0】

$$P(\theta) = \frac{1}{\bar{\mathbf{a}}^H(\theta)\Pi_{\hat{Q}}\bar{\mathbf{a}}(\theta)} \quad \dots(9)$$

$$\mathbf{p}(z) = z^{L-2}\boldsymbol{\rho}^H(z)\Pi_{\hat{Q}}\boldsymbol{\rho}(z) \quad \dots(10)$$

(ただし、

$$\bar{\mathbf{a}}(\theta) = [1, e^{j\omega_0\tau(\theta)}, \dots, e^{j\omega_0(L-2)\tau(\theta)}]^T, \boldsymbol{\rho}(z) = [1, z, \dots, z^{L-2}]^T, z = e^{j\omega_0\tau(\theta)},$$

10

$\omega_0 = 2\pi f_0$ 、 f_0 は受信信号の周波数、

$\tau(\theta) = (d/c)\sin\theta$ 、 c は受信信号の伝搬速度、 d は素子間隔)

を備えることを特徴とする信号の到来方向推定方法を情報処理装置に実現させるプログラム。

【請求項 6】

複数個 (= M 個) のアンテナ素子を同じ素子間隔で直線状の異なる空間位置に配列したアレーアンテナ素子からの受信信号から、数式 (1 1) に示すように素子データ間の相関

20

$$\hat{r}_{ij}$$

を求めて与えられる行列

【数 1 1】

$$\Phi_f, \bar{\Phi}_f, \Phi_b, \bar{\Phi}_b$$

の内、任意の一つ、又は任意の二つ、任意の三つ或いは四つ全てを組み合わせ配列した一つの相関行列

30

$$\hat{\Phi}$$

を作るステップと、

【数 1 2】

$$\begin{aligned}
\hat{\Phi}_f &= \begin{bmatrix} \hat{r}_{1,M} & \hat{r}_{2,M} & \cdots & \hat{r}_{p,M} \\ \hat{r}_{2,M} & \hat{r}_{3,M} & \cdots & \hat{r}_{p+1,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{L-\bar{q}-1,M} & \hat{r}_{L-\bar{q},M} & \cdots & \hat{r}_{M-\bar{q}-1,M} \end{bmatrix}, \quad \hat{\Phi}_f = \begin{bmatrix} \hat{r}_{\bar{q}+2,1} & \hat{r}_{\bar{q}+3,1} & \cdots & \hat{r}_{\bar{q}+p+1,1} \\ \hat{r}_{\bar{q}+3,1} & \hat{r}_{\bar{q}+4,1} & \cdots & \hat{r}_{\bar{q}+p+2,1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{L,1} & \hat{r}_{L+1,1} & \cdots & \hat{r}_{M,1} \end{bmatrix} \\
\hat{\Phi}_b &= \begin{bmatrix} \hat{r}_{1,M} & \hat{r}_{1,M-1} & \cdots & \hat{r}_{1,L} \\ \hat{r}_{1,M-1} & \hat{r}_{1,M-2} & \cdots & \hat{r}_{1,L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{1,\bar{q}+p+1} & \hat{r}_{1,\bar{q}+p} & \cdots & \hat{r}_{1,\bar{q}+2} \end{bmatrix}, \quad \hat{\Phi}_b = \begin{bmatrix} \hat{r}_{M,M-\bar{q}-1} & \hat{r}_{M,M-\bar{q}-2} & \cdots & \hat{r}_{M,L-\bar{q}-1} \\ \hat{r}_{M,M-\bar{q}-2} & \hat{r}_{M,M-\bar{q}-3} & \cdots & \hat{r}_{M,L-\bar{q}-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{M,p} & \hat{r}_{M,p-1} & \cdots & \hat{r}_{M,1} \end{bmatrix} \quad \dots(11)
\end{aligned}$$

(ただし、 \hat{r}_{ij} は i 番目の素子データと j 番目の素子データとの相関、

p は 到来波数、 $M > 2p$ 、 $L = M - p + 1$ 、 \bar{q} は、雑音の空間的相関の長さ)

前記の相関行列

$\hat{\Phi}$

を 2 つの部分

【数 1 3】

$\hat{\Phi}_1, \hat{\Phi}_2$

に分割して、数式 (1 2) に示すように線形演算子 P を求め、該線形演算子 P により数式 (1 3) に示すように雑音部分空間に対する直交射影作用素

$\Pi_{\hat{Q}}$

を算出するステップと、

【数 1 4】

$$\hat{P} = (\hat{\Phi}_1 \hat{\Phi}_1^H)^{-1} \hat{\Phi}_1 \hat{\Phi}_2^H \quad \dots(12)$$

$$\Pi_{\hat{Q}} = \hat{Q} (I_{L-\bar{q}-p-1} - \hat{P}^H (\hat{P} \hat{P}^H + I_p)^{-1} \hat{P}) \hat{Q}^H \quad \dots(13)$$

(ただし、 $\hat{Q} = [\hat{P}^T, -I_{L-\bar{q}-p-1}]^T$)

前記の直交射影作用素

$\Pi_{\hat{Q}}$

を用いて、数式 (1 4) で示される空間スペクトル P () の p 個のピーク位置、または

10

20

30

40

50

、数式(15)で示される多項式 $p(z)$ の p 個のゼロ点を計算し、信号の到来方向を計算する推定ステップと、

【数15】

$$P(\theta) = \frac{1}{\bar{\mathbf{a}}^H(\theta)\Pi_Q\bar{\mathbf{a}}(\theta)} \quad \dots(14)$$

$$p(z) = z^{L-2}\boldsymbol{\rho}^H(z)\Pi_Q\boldsymbol{\rho}(z) \quad \dots(15)$$

(ただし、

$$\bar{\mathbf{a}}(\theta) = [1, e^{j\omega_0\tau(\theta)}, \dots, e^{j\omega_0(L-2)\tau(\theta)}]^T, \boldsymbol{\rho}(z) = [1, z, \dots, z^{L-2}]^T, z = e^{j\omega_0\tau(\theta)},$$

$\omega_0 = 2\pi f_0$ 、 f_0 は受信信号の周波数、

$\tau(\theta) = (d/c)\sin\theta$ 、 c は受信信号の伝搬速度、 d は素子間隔)

を備えることを特徴とする信号の到来方向推定方法を情報処理装置に実現させるプログラムを格納した、情報処理装置読み取り可能な記録媒体。

【請求項7】

複数個(=M個)のアンテナ素子を同じ素子間隔で直線状の異なる空間位置に配列したアレーアンテナ素子からの受信信号から、数式(16)に示すように素子データ間の相関

$$\hat{r}_{ij}$$

を求めて与えられる行列

【数16】

$$\Phi_f, \bar{\Phi}_f, \Phi_b, \bar{\Phi}_b$$

の内、任意の一つ、又は任意の二つ、任意の三つ或いは四つ全てを組み合わせ配列した一つの相関行列

$$\hat{\Phi}$$

を作る相関行列生成手段と、

10

20

30

算する到来方向推定手段と、

【数 2 0】

$$P(\theta) = \frac{1}{\bar{\mathbf{a}}^H(\theta)\Pi_{\hat{Q}}\bar{\mathbf{a}}(\theta)} \quad \dots(19)$$

$$\mathbf{p}(z) = z^{L-2}\mathbf{p}^H(z)\Pi_{\hat{Q}}\mathbf{p}(z) \quad \dots(20)$$

(ただし、

$$\bar{\mathbf{a}}(\theta) = [1, e^{j\omega_0\tau(\theta)}, \dots, e^{j\omega_0(L-2)\tau(\theta)}]^T, \mathbf{p}(z) = [1, z, \dots, z^{L-2}]^T, z = e^{j\omega_0\tau(\theta)},$$

10

$\omega_0 = 2\pi f_0$ 、 f_0 は受信信号の周波数、

$\tau(\theta) = (d/c)\sin\theta$ 、 c は受信信号の伝搬速度、 d は素子間隔)

を備えることを特徴とする信号の到来方向推定装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、アレーアンテナを用いて電波到来方向を精度良く推定する基地局の電波到来方向推定装置、および、その到来方向の推定結果に基づくアンテナのビーム指向性を可変する基地局の指向性可変受信および送信装置に関するものである。本発明は、計算上有効な手段で複数個の入射信号（相互に無相関でない信号、または、完全な相関を持つ多重波（マルチパス））の到来方向を推定する方法であり、特に、受信データの長さが短かったり、低いSNRの場合でも、入射方向の似通った入射波の到来方向を精度良く推定することができるようにした手法である。

20

【背景技術】

【0002】

近年、移動通信に適応アレーアンテナ（Adaptive array antenna）を用いた研究開発が注目されている。適応アレーアンテナでは、複数個のアンテナ素子がある形状で異なる空間位置に配置している。アンテナに入射する電波（以下、信号処理の立場から信号という場合がある）の到来方向を推定する問題は適応アレーアンテナの重要な要素技術のひとつと考えられる。信号の到来方向推定問題に関して、推定精度と計算演算量などの立場から信号部分空間と雑音部分空間の直交性を利用した部分空間手法（Subspace-based method）は良く知られている。従来の部分空間手法には、信号（あるいは雑音）部分空間を得るため、アレー共分散行列の固有値分解（Eigenvalue decomposition: EVD）、あるいは、アレーデータ行列の特異値分解（Singular value decomposition: SVD）などの処理が必要となる。しかし、実際のアレーアンテナの実装の場合には、特に、アレー素子の数が多い時、固有値分解（あるいは特異値分解）処理は計算が複雑化し、計算時間がかなりかかる。

30

40

【0003】

従来、アレーアンテナを用いて無相関入射波の到来方向を推定する方法として、計算の複雑さや推定精度などの立場から、信号と雑音部分空間の直交性を用いた部分空間手法は良く知られている。その代表例として、MUSIC（Multiple signal classification）がある（この手法の詳細については、文献R.O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 34, no.3, pp. 276-280(1986)を参照）。また、完全な相関性を持つ多重波の到来方向推定問題への対応策として、空間スムージングを用いた部分空間手法（Subspace-based method with spatial smoothing）は良く知られている。その代表例として、空間スムージングMUSIC（Spatial smoothing based MUSIC）がある（この手法の詳細については、文献T.J. Shan, M

50

. Wax and T. Kailath, "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. 33, no. 4, pp. 806-811(1985)およびS.U. Pillai and B.H. Kwon, "Forward/backward spatial smoothing techniques for coherent signals identification," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. 37, no. 1, pp. 8-15(1989)を参照)。

【 0 0 0 4 】

無相関信号の到来方向を推定する部分空間手法は、アレーアンテナに入射する信号からのアレー共分散行列を求めて、この共分散行列の固有値分解により信号部分空間と雑音部分空間を求める。そして、信号部分空間と雑音部分空間の直交性を利用して、信号の到来方向を推定する。しかし、相関を持つ信号(完全な相関性を持つ多重波を含む)の到来方向では、入射信号の相関を抑圧するために、線形等間隔アレー(Uniform linear array: ULA)をサブアレー化し、各サブアレーの共分散行列の平均操作を行うことにより、空間的に平均された共分散行列の信号部分空間の次元を多重波の個数に回復する。したがって、従来の部分空間手法のように信号部分空間と雑音部分空間の直交関係を利用して、相関信号の到来方向を推定することが可能となる。

10

【 0 0 0 5 】

従来の信号到来方向推定に関する部分空間手法の欠点を説明するため、その代表例として、文献T. J. Shan, M. Wax and T. Kailath, "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. 33, no. 4, pp. 806-811 (1985)に記載された多重波の到来方向を推定する空間スムージングMUSICを簡単に述べる。

20

【 0 0 0 6 】

ここで、M個のアレー素子数を持つ線形等間隔アレーにp個の多重波狭帯域信号{ $s_k(n)$ }が角度{ θ_k }からアレーアンテナに入射しているとする(ここで、 $k = 1 \sim p$)。各素子のアレー受信信号は以下のように表せる。

【 0 0 0 7 】

【数 2 1】

$$y(n)=[y_1(n), y_2(n), \dots, y_M(n)]^T = A s(n) + w(n) \quad \text{数 1}$$

$$\text{ここで、 } A=[a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_p)], \quad a(\theta_k)=[1, e^{j\omega_0 r(\theta_k)}, \dots, e^{j\omega_0(M-1)r(\theta_k)}]^T,$$

$$s(n)=[s_1(n), s_2(n), \dots, s_p(n)]^T, \quad w(n)=[w_1(n), w_2(n), \dots, w_M(n)]^T$$

30

、 $r_0 = 2d \sin \theta_0$ 、 $r_k = (d/c) \sin \theta_k$ であり、 f_0 、 c と d は搬送波の周波数、伝搬速度と素子間隔(半波長)である。

【 0 0 0 8 】

また、 $(\cdot)^T$ は転置を表し、 $a(\theta_k)$ と A はアレー応答ベクトルと応答行列である。 $w_i(n)$ は素子ごとに独立な平均0かつ電力 σ^2 の白色ガウス雑音とする。ここで、アレーの共分散行列は次式となる。

【数 2 2】

$$R = E\{y(n)y^H(n)\} = AR_s A^H + \sigma^2 I_M \quad \text{数 2}$$

ここで、 $E\{\cdot\}$ と $(\cdot)^H$ は、期待値演算と複素共役転置を表し、 $R_s = E\{s(n)s^H(n)\}$ は、入射する多重波の共分散行列であり、 I_M は、 $M \times M$ 単位行列である。

40

【 0 0 0 9 】

さらに、観測データ $y_i(n)$ と $y_k(n)$ の相関 r_{ik} を $r_{ik} = E\{y_i(n)y_k^*(n)\}$ で定義すると、上記式にあるアレーの共分散行列 R は次式で明確に表現できる。

【数 2 3】

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & \cdots & r_{1M} \\ r_{21} & r_{22} & \cdots & r_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{M1} & r_{M2} & \cdots & r_{MM} \end{bmatrix} \quad \text{数 3}$$

【 0 0 1 0 】

ここで、 $r_{ik} = r_{ki}^*$ 、 $(\cdot)^*$ は複素共役をあらわす。

10

【 0 0 1 1 】

図 1 は、線形等間隔アレーのサブアレー化を説明する図である。

空間スムージング MUSIC は完全な相関性を持つ多重波の到来方向 $\{\theta_k\}$ を推定するため、図 1 のように、全体の線形等間隔アレーを L 個の m 個 ($1 \leq m \leq M$) の素子を持つオーバーラップしたサブアレー (Overlapped subarray) に分割する。ここで、 m と L はサブアレーのサイズとサブアレーの個数と呼ばれ、 $L = M - m + 1$ である。数 1 より、1 番目のサブアレーの受信ベクトル $\mathbf{x}_1(n)$ は、数 4 で表現できる。

【 数 2 4 】

$$\mathbf{y}_l(n) = [y_l(n), y_{l+1}(n), \dots, y_{l+m-1}(n)]^T = \mathbf{A}_m \mathbf{D}^{l-1} \mathbf{s}(n) + \mathbf{w}_l(n) \quad \text{数 4}$$

ここで、 $\mathbf{A}_m = [a_m(\theta_1), a_m(\theta_2), \dots, a_m(\theta_p)]$

20

$$\mathbf{a}_m(\theta_k) = [1, e^{j\omega_0 \tau(\theta_k)}, \dots, e^{j\omega_0(m-1)\tau(\theta_k)}]^T, \mathbf{w}_l(n) = [w_l(n), w_{l+1}(n), \dots, w_{l+m-1}(n)]^T, \mathbf{D}$$

は要素とする対角行列であり、 $l = 1, 2, \dots, L$ である。また、 $a_m(\theta_k)$ と \mathbf{A}_m はサブアレーの応答ベクトルと応答行列である。

【 0 0 1 2 】

したがって、1 番目のサブアレーの共分散行列は数 5 で与えられる。

【 数 2 5 】

$$\mathbf{R}_l = E\{\mathbf{y}_l(n)\mathbf{y}_l^H(n)\} = \mathbf{A}_m \mathbf{D}^{l-1} \mathbf{R}_s (\mathbf{D}^{l-1})^H \mathbf{A}_m^H + \sigma^2 \mathbf{I}_m \quad \text{数 5}$$

【 0 0 1 3 】

さらに、 L 個のサブアレーの共分散行列 $\{\mathbf{R}_l\}$ を空間的に平均すると、数 6 のような共分散行列が得られる。

30

【 0 0 1 4 】

【 数 2 6 】

$$\overline{\mathbf{R}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{R}_l \quad \text{数 6}$$

【 0 0 1 5 】

この空間的に平均された共分散行列

40

$$\overline{\mathbf{R}}$$

の固有値分解を数 7 のようにあらわすことができる。

【 数 2 7 】

$$\overline{\mathbf{R}} = \sum_{i=1}^m \lambda_i \mathbf{e}_i \mathbf{e}_i^H = \mathbf{E} \mathbf{\Lambda} \mathbf{E}^H \quad \text{数 7}$$

ここで、 \mathbf{e}_i と λ_i は行列

$$\overline{\mathbf{R}}$$

50

の固有ベクトルと固有値であり、 E は、 $\{e_i\}$ を列とする行列、 Λ は、 $\{\lambda_i\}$ を要素とする対角行列である。また、信号ベクトル $\{e_1, e_2, \dots, e_p\}$ と雑音ベクトル $\{e_{p+1}, e_{p+2}, \dots, e_m\}$ が張る空間をそれぞれ信号部分空間と雑音部分空間と呼ぶ。なお、信号部分空間はアレーの応答ベクトルを用いてあらわすことができる。信号部分空間と雑音部分空間の直交関係に基づく到来方向推定方法は部分空間手法と呼ばれる。

【0016】

数7の共分散行列

\bar{R}

の固有値解析により、雑音ベクトル $\{e_{p+1}, e_{p+2}, \dots, e_m\}$ と信号部分空間に存在するサブアレーの応答ベクトル $a_m(\theta_k)$ には、次の直交関係が成立する。

10

【数28】

$$e_i^H a_m(\theta_k) = 0 \quad \text{数8}$$

ここで、 $i = p + 1, \dots, m$ である。

この直交関係から、次のようなスペクトル

$\bar{P}_{ssmusic}(\theta)$

を計算できる。

【0017】

20

【数29】

$$\bar{P}_{ssmusic}(\theta) = \frac{1}{\sum_{i=p+1}^m |e_i^H a_m(\theta)|^2} \quad \text{数9}$$

ここで、 $a_m(\theta) = [1, e^{j\omega_0\tau(\theta)}, \dots, e^{j\omega_0(m-1)\tau(\theta)}]^T$ である。

【0018】

30

空間スムージングMUSICは、数7で与えられたスペクトルのp個の最大ピークの位置から、入射する多重波の到来方向を推定する。

数7で明らかのように、(空間スムージング)MUSICなど到来方向を推定する部分空間手法には、信号または雑音部分空間を得るため、アレー共分散行列の固有値分解を行う必要がある。しかし、実際のアレーアンテナの実装の場合には、特にアレー素子の数が多いとき、または、実時間処理で変化する到来方向を推定する際に、固有値分解(あるいは特異値分解)処理は計算が複雑で、計算時間がかかりかかる。したがって、従来の固有値分解に基づく部分空間到来方向推定手法の実際への応用における性能は、計算の負担となる固有値分解処理の処理時間に制限されてしまう。さらに、高速かつ高精度でアレーに入射する信号の到来方向を推定できないと、正確な基地局の受信/送信ビーム形成ができなくなるし、基地局の受信および送信システムの性能が劣化することが生じる。

40

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0019】

本発明の課題は、アレーアンテナ受信データの長さが短いまたは信号対雑音比が低い場合でも、固有値分解を利用しない少ない演算量で空間的に角度が近い信号(相互に無相関でない信号または完全な相関を持つ多重波)の到来方向を正確に推定できる手法を与えることである。

【課題を解決するための手段】

【0020】

50

本発明の信号の到来方向推定方法は、複数個のアンテナ素子を同じ素子間隔で直線状の異なる空間位置に配列したアレーアンテナ素子からの受信信号から、いくつかの素子データ間の相関を求め、前記の相関から一つの相関行列を作るステップと、前記の相関行列から線形演算で雑音部分空間を推定するステップと、前記の雑音部分空間を用いた空間スペクトルのピーク位置、または、これに等価な一つの多項式のゼロ点を計算し、信号の到来方向を計算する推定ステップとを備えることを特徴とする。

【発明の効果】

【0021】

本発明によれば、相関行列が一部のアンテナ素子間の相関のみを使うので、全部のアンテナ素子間の相関を扱うより扱うデータが少なくすむ。また、固有値分解を行わないので、演算量が減少し、実時間で変化する信号の到来方向の推定を基地局に実装するのに現実的な方法を与える。

10

【発明を実施するための最良の形態】

【0022】

本発明は、時空間的に無相関白色雑音または空間的に相関する雑音環境において、アレーアンテナ受信データの長さが短い、または、信号対雑音比 (Signal-to-noise ratio: SNR) が低い場合でも、固有値分解を利用しない少ない演算量で空間的に角度が近い信号の到来方向を正確に推定できる手法を提案する。

【0023】

図2～図5は、本発明の実施形態の各態様を説明する図である。

20

以上の目的を達成するために、本発明の実施形態の一態様では、図2に示すように、線形等間隔アレーのアンテナ素子からの複素デジタル受信データからM番目素子データと第1、2、・・・、M-1番目素子データ間の相関 $\{r_{1M}, r_{2M}, \dots, r_{M-1,M}\}$ の計算を行い、前記相関から一つ相関行列 Φ_f を作り、前記相関行列から線形演算で雑音部分空間の計算をし、前記雑音部分空間を使って空間スペクトルのピーク位置、または、演算で得られる多項式のゼロ点に基づいて多重波の到来方向の計算を行う。

【0024】

また、本発明の実施形態の別の態様では、図2に示すように、線形等間隔アレーのアンテナ素子からの複素デジタル受信データから、第一番目素子データと第2、3、・・・、M番目素子データ間の相関 $\{r_{21}, r_{31}, \dots, r_{M1}\}$ を計算し、前記相関から一つ相関行列

30

$$\overline{\Phi}_f$$

の作り、前記雑音部分空間を使って空間スペクトルのピーク位置、または、演算で得られる多項式のゼロ点に基づいて多重波の到来方向の計算を行う。

また、本発明の実施形態の更に別の態様では、図3に示すように、線形等間隔アレーのアンテナ素子からの複素デジタル受信データから第一番目素子データと第2、3、・・・、M番目素子データ間の相関 $\{r_{12}, r_{13}, \dots, r_{1M}\}$ を計算し、前記相関から一つ相関行列 Φ_b を作り、前記雑音部分空間を使って空間スペクトルのピーク位置、または、演算によって得られる多項式のゼロ点に基づいて多重波の到来方向の計算する。

40

【0025】

また、本発明の実施形態の更に別の態様では、図3に示すように、線形等間隔アレーのアンテナ素子からの複素デジタル受信データからM番目素子データと第2、3、・・・、M番目素子データ間の相関 $\{r_{M1}, r_{M2}, \dots, r_{M,M-1}\}$ を計算し、前記相関から一つ相関行列

$$\overline{\Phi}_f$$

を作り、前記相関行列から線形演算で雑音部分空間を計算し、前記雑音部分空間を使って空間スペクトルのピーク位置、または、演算によって得られる多項式のゼロ点に基づいて多重波の到来方向を計算する。

50

【 0 0 2 6 】

また、本発明の実施形態の更に別の態様では、図 2 と図 3 に示すように、線形等間隔アレーのアンテナ素子からの複素デジタル受信データから第一番目素子データと第 2、3、
 ・ ・ ・、M 番目素子データ間の相関、および、M 番目素子データと第 1、2、
 ・ ・ ・、M - 1 番目素子データ間の相関計算を行い、得られた相関行列

【 数 3 0 】

Φ_f 、 $\overline{\Phi}_f$ 、 Φ_b 、 $\overline{\Phi}_b$ から一つ相関行列 Φ (たとえば、 $\Phi = [\Phi_f, \overline{\Phi}_f, \Phi_b, \overline{\Phi}_b]$) を作り、

前記相関行列から線形演算で雑音部分空間を計算し、前記雑音部分空間を使って空間スペクトルのピーク位置、または、演算によって得られる多項式のゼロ点に基づいて多重波の到来方向を計算する。

10

【 0 0 2 7 】

また、本発明の実施形態の更に別の態様では、図 2 と図 3 に示すように、線形等間隔アレーのアンテナ素子からの複素デジタル受信データから第一番目素子データと第 2、3、
 ・ ・ ・、M 番目素子データ間の相関、および、M 番目素子データと第 1、2、
 ・ ・ ・、M - 1 番目素子データ間の相関計算を行い、得られた相関行列

【 数 3 1 】

Φ_f 、 $\overline{\Phi}_f$ 、 Φ_b 、 $\overline{\Phi}_b$ の中の任意の三つの行列から一つ相関行列 Φ (たとえば、 $\Phi = [\Phi_f, \overline{\Phi}_f, \Phi_b]$) を作り、

20

前記相関行列から線形演算で雑音部分空間の計算を行い、前記雑音部分空間を使って空間スペクトルのピーク位置、または、演算によって得られる多項式のゼロ点に基づいて多重波の到来方向の計算を行う。

【 0 0 2 8 】

また、本発明の実施形態の更に別の態様では、図 2 と図 3 に示すように、線形等間隔アレーのアンテナ素子からの複素デジタル受信データから第一番目素子データと第 2、3、
 ・ ・ ・、M 番目素子データ間の相関、および、M 番目素子データと第 1、2、
 ・ ・ ・、M - 1 番目素子データ間の相関計算を行い、得られた相関行列

【 数 3 2 】

Φ_f 、 $\overline{\Phi}_f$ 、 Φ_b 、 $\overline{\Phi}_b$ の中の任意の二つの行列から一つの相関行列 Φ (たとえば、 $\Phi = [\Phi_f, \overline{\Phi}_f]$) を作り、

30

前記相関行列から線形演算で雑音部分空間の計算を行い、前記雑音部分空間を使って空間スペクトルのピーク位置、または、演算によって得られる多項式のゼロ点に基づいて多重波の到来方向を計算する。

【 0 0 2 9 】

また、上記の実施形態の態様における到来方向推定手法を用いて、時空間的に無相関白色雑音環境における無相関信号の到来方向の計算を行う。

また、上記の実施形態の態様における到来方向推定手法を用いて、時空間的に無相関白色雑音環境における部分相関信号の到来方向の計算を行う。

40

【 0 0 3 0 】

また、本発明の実施形態の更に別の態様においては、図 4 と図 5 に示すように、線形等間隔アレーのアンテナ素子からの複素デジタル受信データから第一番目素子データと

【 数 3 3 】

第 $\overline{q} + 2$ 、 $\overline{q} + 3$ 、
 ・ ・ ・、M 番目の

素子データ間の相関、および、M 番目素子データと

【 数 3 4 】

第 1、2、
 ・ ・ ・、 $M - 1 - \overline{q}$ 番目の

50

素子データ間の相関計算を行い、前記の相関から得られた相関行列

【数 3 5】

$$\Phi_f, \overline{\Phi}_f, \Phi_b, \overline{\Phi}_b$$

の中の任意の一つの行列から一つの相関行列（たとえば、 $\Phi = \Phi_f$ ）を作り、前記相関行列から線形演算で雑音部分空間の計算を行い、前記雑音部分空間を使って空間スペクトルのピーク位置、または、演算によって得られる多項式のゼロ点に基づいて空間的に相関する雑音環境における無相関または部分相関の多重波信号の到来方向の計算を行う。

【0031】

10

また、本発明の実施形態の更に別の実施形態においては、図4と図5に示すように、線形等間隔アレーのアンテナ素子からの複素デジタル受信データから第一番目素子データと

【数 3 6】

第 $\overline{q}+2$ 、 $\overline{q}+3$ 、 \dots 、M番目の

素子データ間の相関およびM番目素子データと

【数 3 7】

第1、2、 \dots 、 $M-1-\overline{q}$ 番目の

20

素子データ間の相関計算を行い、前記の相関から得られた相関行列

【数 3 8】

$$\Phi_f, \overline{\Phi}_f, \Phi_b, \overline{\Phi}_b$$

の中の任意の二つの行列から一つの相関行列

【数 3 9】

$$\Phi \text{ (たとえば、} \Phi = [\Phi_f, \overline{\Phi}_f] \text{)}$$

30

を作り、前記相関行列から線形演算で雑音部分空間を計算し、前記雑音部分空間を使って空間スペクトルのピーク位置、または、演算によって得られる多項式のゼロ点に基づいて空間的に相関する雑音環境における無相関または部分相関の多重波信号の到来方向の計算を行う。

【0032】

また、本発明の実施形態の更に別の態様においては、図4と図5に示すように、線形等間隔アレーのアンテナ素子からの複素デジタル受信データから第一番目素子データと

【数 4 0】

第 $\overline{q}+2$ 、 $\overline{q}+3$ 、 \dots 、M番目の

40

素子データ間の相関、および、M番目素子データと

【数 4 1】

第1、2、 \dots 、 $M-1-\overline{q}$ 番目の

素子データ間の相関計算を行い、前記の相関から得られた相関行列

【数 4 2】

$$\Phi_f, \bar{\Phi}_f, \Phi_b, \bar{\Phi}_b$$

の中の任意の三つの行列から一つの相関行列

【数 4 3】

Φ (たとえば、 $\Phi = [\Phi_f, \bar{\Phi}_f, \Phi_b]$) を作り、

前記相関行列から線形演算で雑音部分空間を計算し、前記雑音部分空間を使って空間スペクトルのピーク位置、または、演算によって得られる多項式のゼロ点に基づいて空間的に

10

相関する雑音環境における無相関または部分相関の多重波信号の到来方向の計算を行う。

【0 0 3 3】

また、本発明の実施形態の更に別の態様においては、図 4 と図 5 に示すように、線形等間隔アレーのアンテナ素子からの複素デジタル受信データから第一番目素子データと

【数 4 4】

第 $\bar{q}+2$ 、 $\bar{q}+3$ 、 \dots 、M 番目の

素子データ間の相関、および、M 番目素子データと

【数 4 5】

第 1、2、 \dots 、 $M-1-\bar{q}$ 番目の

20

素子データ間の相関計算を行い、前記の相関から得られた相関行列

【数 4 6】

$$\Phi_f, \bar{\Phi}_f, \Phi_b, \bar{\Phi}_b$$

から一つの相関行列

【数 4 7】

Φ (たとえば、 $\Phi = [\Phi_f, \bar{\Phi}_f, \Phi_b, \bar{\Phi}_b]$) を作り、

30

前記相関行列から線形演算で雑音部分空間の計算を行い、前記雑音部分空間を使って空間スペクトルのピーク位置、または、演算によって得られる多項式のゼロ点に基づいて空間的に相関する雑音環境における無相関または部分相関の多重波信号の到来方向の計算を行う。

【0 0 3 4】

また、上記実施形態の態様による到来方向推定手法は、基地局の到来方向推定装置に適用される。

40

また、上記実施形態の態様による到来方向推定手法を基地局に適用し、得られた信号の到来方向にピークが向くビームを生成する送信ビームを形成する装置を基地局に備える。

【0 0 3 5】

本発明はアレーアンテナを用いて電波到来方向を精度良く推定する基地局の電波到来方向推定装置およびその到来方向の推定結果に基づくアンテナのビーム指向性を可変する基地局の指向性可変受信および送信装置に関するものである。

【0 0 3 6】

以下、図を用いて、本発明の実施の形態として、基地局の電波到来方向推定装置を説明する。これらの図において、概略同じものあるいは同じ機能を有するものについては同じ符号を付する。また、簡単のため、前述した複数の実施の形態の内の一つについて述べる

50

。 【 0 0 3 7 】

図 6 は、送信源と基地局受信アンテナ 2 0 との配置を示す図である。また、図 7 は、本発明の実施の形態を基地局アンテナ 2 0 に導入した多重波到来方向推定システムを示すブロック図である。

【 0 0 3 8 】

基地局受信アンテナ 2 0 には、図 7 に示した、到来方向推定部 5 0 を含む多重波到来方向推定システムが配置される。ここでは、送信源 1 0 から基地局受信アンテナ 2 0 に直接入射する信号は直接波 1 1 とする。また、建物などによって反射されてから基地局受信アンテナ 2 0 に入射する信号は反射波 1 2 とする。図 6 においては一例として、二つの反射波を示すが、以下では送信源 1 2 からの直接波と反射波の合計の個数は p とする。また、p を既知と仮定する。さらに、直接波と反射波の関係は、次式で表せる。

【 0 0 3 9 】

$$s_k(n) = \alpha_k s_1(n)$$

ここで、 α_k は、直接波 $s_1(n)$ に関する反射波 $s_k(n)$ の複素減衰をあらわすマルチパス係数である。ただし、 $\alpha_k \neq 0$ と $\alpha_1 = 1$ である。

【 0 0 4 0 】

この到来方向推定システムは、アレーアンテナ 3 0、ベースバンドおよびデジタル処理部 4 0、および、到来方向推定部 5 0 から構成されている。また、アレーアンテナ 3 0 は、M 個（ただし、 $M > 2p$ ）のアンテナ素子 3 1 から構成されるとする。

【 0 0 4 1 】

図 8 は、到来方向推定部 5 0 の行う処理を説明する図である。

この到来方向推定部 5 0 は、アレーで間の相関の計算手段 5 1、相関行列の形成手段 5 2、線形演算子の計算手段 5 3、直交射影作用素の計算手段 5 4 およびスペクトルのピーク位置または多項式のゼロ点位相の決定手段 5 5 で構成されている。

【 0 0 4 2 】

以下に、到来方向推定部 5 0 における多重波の到来方向推定手順について、図 8 を用いて説明する。まず、アレーデータ間の相関の計算手段 5 1 は、ベースバンドおよびデジタル処理部 4 0 から得られた複素デジタル信号 $y_1(n)$ 、 $y_2(n)$ 、 \dots 、 $y_M(n)$ で、数 1 のように受信ベクトル $y(n)$ を作る。さらに、サンプル時刻 $n = 1, 2, \dots, N$ までの受信ベクトル

$$\{\mathbf{y}(n)\}_{n=1}^N$$

を用いて、数 1 1 で信号 $y(n)$ と $y_M^*(n)$ および $y(n)$ と $y_1^*(n)$ の相関ベクトル

$$\hat{\phi} \text{ と } \hat{\bar{\phi}}$$

を求める。

【 数 4 8 】

$$\hat{\phi} = [\hat{r}_{1M}, \hat{r}_{2M}, \dots, \hat{r}_{MM}]^T = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{y}(n) y_M^*(n)$$

数 1 1

$$\hat{\bar{\phi}} = [\hat{r}_{11}, \hat{r}_{21}, \dots, \hat{r}_{M1}]^T = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{y}(n) y_1^*(n)$$

【 0 0 4 3 】

次に、相関行列の形成手段 5 2 は、数 1 1 で得られた相関値を使って、図 2 と図 3 に示したように、推定した $(L - 1) \times p$ 相関行列

【 数 4 9 】

$$\hat{\Phi}_f, \hat{\bar{\Phi}}_f, \hat{\Phi}_b, \hat{\bar{\Phi}}_b$$

10

20

30

40

50

を形成する。

【数 5 0】

$$\hat{\Phi}_f \equiv \begin{bmatrix} \hat{r}_{1M} & \hat{r}_{2M} & \cdots & \hat{r}_{pM} \\ \hat{r}_{2M} & \hat{r}_{3M} & \cdots & \hat{r}_{p+1,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{L-1,M} & \hat{r}_{LM} & \cdots & \hat{r}_{M-1,M} \end{bmatrix}, \hat{\Phi}_f \equiv \begin{bmatrix} \hat{r}_{21} & \hat{r}_{31} & \cdots & \hat{r}_{p+1,1} \\ \hat{r}_{31} & \hat{r}_{41} & \cdots & \hat{r}_{p+2,1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{L1} & \hat{r}_{L+1,1} & \cdots & \hat{r}_{M1} \end{bmatrix}$$

$$\hat{\Phi}_b \equiv \begin{bmatrix} \hat{r}_{1M} & \hat{r}_{1,M-1} & \cdots & \hat{r}_{1L} \\ \hat{r}_{1,M-1} & \hat{r}_{1,M-2} & \cdots & \hat{r}_{1,L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{1,p+1} & \hat{r}_{1p} & \cdots & \hat{r}_{12} \end{bmatrix}, \hat{\Phi}_b \equiv \begin{bmatrix} \hat{r}_{M,M-1} & \hat{r}_{M,M-2} & \cdots & \hat{r}_{M,L-1} \\ \hat{r}_{M,M-2} & \hat{r}_{M,M-3} & \cdots & \hat{r}_{M,L-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{Mp} & \hat{r}_{M,p-1} & \cdots & \hat{r}_{M1} \end{bmatrix} \quad \text{数 1 2}$$

10

ここで、L = M - p + 1 である。数 2 より、データの長さ N が十分大きい場合には相関行列

【数 5 1】

$$\hat{\Phi}_f, \hat{\Phi}_f, \hat{\Phi}_b, \hat{\Phi}_b$$

が雑音の影響を受けないことが知られている。また、

【数 5 2】

$$\Phi_b = J_{L-1} \overline{\Phi}_f^* J_p \text{ と } \overline{\Phi}_b = J_{L-1} \Phi_f^* J_p$$

20

の関係が存在することが知られている。ここで、J_m は、m × m 反転行列である。

さらに、数 1 2 より、(L - 1) × 4 p の相関行列の推定値

【数 5 3】

$$\hat{\Phi} \equiv [\hat{\Phi}_f, \hat{\Phi}_f, \hat{\Phi}_b, \hat{\Phi}_b] \text{ を形成する。}$$

【0 0 4 4】

次に、線形演算子の計算手段 5 3 では、相関行列の推定値

$$\hat{\Phi}$$

30

を次のように二つの部分に分割する。

【数 5 4】

$$\hat{\Phi} \equiv \left[\begin{array}{l} \hat{\Phi}_1 \\ \hat{\Phi}_2 \end{array} \right] \begin{array}{l} \} p \\ \} L - p - 1 \end{array} \quad \text{数 1 3}$$

ここで、p × 4 p の相関行列 $\hat{\Phi}_1$ と (L - p - 1) × 4 p の相関行列 $\hat{\Phi}_2$ は、

【数 5 5】

$$\Phi_1 \equiv [\Phi_{f1}, \overline{\Phi}_{f1}, \Phi_{b1}, \overline{\Phi}_{b1}] \text{ と } \Phi_2 \equiv [\Phi_{f2}, \overline{\Phi}_{f2}, \Phi_{b2}, \overline{\Phi}_{b2}]$$

40

となる。また、数 1 4 で線形演算子 P を求める。

【数 5 6】

$$\hat{P} = (\hat{\Phi}_1 \hat{\Phi}_1^H)^{-1} \hat{\Phi}_1 \hat{\Phi}_2^H \quad \text{数 1 4}$$

【0 0 4 5】

次に、直交射影作用素の計算手段 5 4 では、直交射影作用素

$$\Pi_{\hat{Q}}$$

を数 1 5 で求める。

50

【数57】

$$\Pi_{\hat{Q}} = \hat{Q}(\mathbf{I}_{L-p-1} - \hat{\mathbf{P}}^H (\hat{\mathbf{P}}\hat{\mathbf{P}}^H + \mathbf{I}_p)^{-1} \hat{\mathbf{P}})\hat{Q}^H \quad \text{数15}$$

【0046】

最後に、スペクトルのピーク位置、または、多項式のゼロ点位相の決定手段55で、前記直交射影作用素

$$\Pi_{\hat{Q}}$$

を用いて、数16に示したスペクトルP()のp個ピークの内一番高いピークの位置、あるいは、数17に示した多項式p(z)のp個のゼロ点の内、単位円に一番近いゼロ点から多重波の到来方向を計算し、推定結果

$$\{\hat{\theta}_k\}$$

として出力する。

【数58】

$$P(\theta) = \frac{1}{\bar{\mathbf{a}}^H(\theta)\Pi_{\hat{Q}}\bar{\mathbf{a}}(\theta)} \quad \text{数16}$$

$$p(z) = z^{L-2}\mathbf{p}^H(z)\Pi_{\hat{Q}}\mathbf{p}(z) \quad \text{数17}$$

ここで、 $\bar{\mathbf{a}}(\theta) \equiv [1, e^{j\omega_0\tau(\theta)}, \dots, e^{j\omega_0(L-2)\tau(\theta)}]^T$ 、 $\mathbf{p}(z) \equiv [1, z, \dots, z^{L-2}]^T$ と $z \equiv e^{j\omega_0\tau(\theta)}$ である。 20

【0047】

このように、到来方向推定部50で多重波の到来方向を推定できる。以下、計算機シミュレーションの具体例を通じて、さらに、詳細を説明する。ここで、アンテナ素子数Mを10とする。また、同じパワーを持つ2つの多重波(p=2)は、到来方向 $\theta_1 = 5^\circ$ と $\theta_2 = 12^\circ$ でアレーアンテナに入射する。

【0048】

まず、信号対雑音比(SNR)に対する本発明の実施形態に基づく多重波到来方向の推定性能を考察する。ここで、受信データの長さNを128とし、SNRを-10から25dBまでの範囲に変化させる。各SNRに対して1000回の計算を行う。

【0049】

図9は、到来方向の推定値

$$\hat{\theta}_1 \text{ と } \hat{\theta}_2$$

のRMSE (root mean-squared-errors)を示す図である。

比較するため、本発明に基づく多重波到来方向の推定の理論的な誤差、到来方向推定の理想的な最小誤差を示すCRB (Cramer-Rao lower bound)と従来の空間スムージングMUSIC (m=7)を用いた結果をプロットしている。

【0050】

図9で明らかのように、本発明に基づく到来方向推定手法では、相関行列

【数59】

$$\Phi_f, \bar{\Phi}_f, \Phi_b, \bar{\Phi}_b$$

を構成するアレーデータの相関

$$\hat{r}_{ik}$$

を適切に選択することにより、観測雑音の影響が除去されるので、本発明の手法の推定性能は固有値分解を用いた空間スムージングMUSICよりはるかによくなっている。また、本発明の手法の理論誤差とCRBの差はかなり小さい。さらに、本発明の手法の演算量はかなり低減されて、空間スムージングMUSICの演算量の1/7.147となっている。 40

【 0 0 5 1 】

次に、受信データの長さに対する本発明に基づく多重波到来方向の推定性能を示す。ここで、SNRを10dBとし、受信データの長さN（スナップショット数）を10～1000の範囲に変化させる。

図10は、1000回計算で得られた推定値

$$\hat{\theta}_1 \text{ と } \hat{\theta}_2$$

のRMSEを示す図である。

【 0 0 5 2 】

10

図10に示すように、データの長さが大きくなる場合には、本発明の方法の推定誤差RMSEは、かなり理想的な最小誤差CRBに近づくが、受信データが少ない場合にも、本発明の方法は従来の空間スムージングMUSICより正確な到来方向の推定を与えられる。

【 0 0 5 3 】

上述の実例で、推定した相関行列

【 数 6 0 】

$$\hat{\Phi} \text{ を } \hat{\Phi} \equiv [\hat{\Phi}_f, \hat{\Phi}_f, \hat{\Phi}_b, \hat{\Phi}_b]$$

で構成して、多重波の到来方向推定方法の一態様を説明したが、相関行列

20

【 数 6 1 】

$$\hat{\Phi}_f, \hat{\Phi}_f, \hat{\Phi}_b, \hat{\Phi}_b$$

の組み合わせで推定した相関行列

$$\hat{\Phi}$$

を形成すると、無相関白色雑音環境における多重波または部分相関信号または無相関信号の到来方向推定方法を簡単に実施できる。

【 0 0 5 4 】

30

また、空間相関雑音環境において、雑音の空間的相関の長さを

$$\bar{q}$$

と仮定すると

【 数 6 2 】

(つまり $|k| > \bar{q}$ の場合には、 $E\{w_i(n)w_{i+k}^*(n)\} = 0$)、

数12中の $(L-1) \times p$ 相関行列

【 数 6 3 】

$$\hat{\Phi}_f, \hat{\Phi}_f, \hat{\Phi}_b, \hat{\Phi}_b$$

40

の代わりに、図4と図5および数18に示したようにアレーデータの相関の推定値

【 数 6 4 】

\hat{r}_{ik} から $(L-\bar{q}-1) \times p$ 相関行列 $\hat{\Phi}_f, \hat{\Phi}_f, \hat{\Phi}_b, \hat{\Phi}_b$

を形成できる。ここで、

【 数 6 5 】

$$M > 2p + \bar{q}$$

と仮定する。

【0055】

【数66】

$$\hat{\Phi}_f \equiv \begin{bmatrix} \hat{r}_{1M} & \hat{r}_{2M} & \cdots & \hat{r}_{pM} \\ \hat{r}_{2M} & \hat{r}_{3M} & \cdots & \hat{r}_{p+1,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{L-\bar{q}-1,M} & \hat{r}_{L-\bar{q},M} & \cdots & \hat{r}_{M-\bar{q}-1,M} \end{bmatrix}, \hat{\Phi}_f \equiv \begin{bmatrix} \hat{r}_{\bar{q}+2,1} & \hat{r}_{\bar{q}+3,1} & \cdots & \hat{r}_{\bar{q}+p+1,1} \\ \hat{r}_{\bar{q}+3,1} & \hat{r}_{\bar{q}+4,1} & \cdots & \hat{r}_{\bar{q}+p+2,1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{L1} & \hat{r}_{L+1,1} & \cdots & \hat{r}_{M1} \end{bmatrix}$$

$$\hat{\Phi}_b \equiv \begin{bmatrix} \hat{r}_{1M} & \hat{r}_{1,M-1} & \cdots & \hat{r}_{1L} \\ \hat{r}_{1,M-1} & \hat{r}_{1,M-2} & \cdots & \hat{r}_{1,L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{1,\bar{q}+p+1} & \hat{r}_{1,\bar{q}+p} & \cdots & \hat{r}_{1,\bar{q}+2} \end{bmatrix}, \hat{\Phi}_b \equiv \begin{bmatrix} \hat{r}_{M,M-\bar{q}-1} & \hat{r}_{M,M-\bar{q}-2} & \cdots & \hat{r}_{M,L-\bar{q}-1} \\ \hat{r}_{M,M-\bar{q}-2} & \hat{r}_{M,M-\bar{q}-3} & \cdots & \hat{r}_{M,L-\bar{q}-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{Mp} & \hat{r}_{M,p-1} & \cdots & \hat{r}_{M1} \end{bmatrix}$$

10

数18

【0056】

さらに、対応する推定した相関行列

$$\hat{\Phi}$$

20

を数19のように二つの部分に分割して、

【数67】

$$\hat{\Phi} \equiv \left. \begin{matrix} \left. \hat{\Phi}_1 \right\} p \\ \left. \hat{\Phi}_2 \right\} L - \bar{q} - p - 1 \end{matrix} \right\} \text{数19}$$

【0057】

数14～数17の考え方を利用して、空間相関雑音環境における多重波または部分相関信号または無相関信号の到来方向推定方法を実施できる。ここで、共分散行列Rの対各要素に近い要素を除いて相関行列を作るのは、対角要素に近い部分に雑音成分が乗るからである。したがって、共分散行列Rの対各要素に近い要素を除いて相関行列を作ることにより、雑音成分が含まれていても正しく信号の到来方向を推定できる手法を提供することができる。

30

【0058】

また、以上に説明した到来方向推定手法を使った到来方向推定装置を用いて、希望の到来方向に強度ピークが向くビームを形成する基地局の受信ビーム形成装置を実施できる。

図11は、本発明の実施形態の到来方向推定手法を使った到来方向推定装置を用いて、希望の到来方向にピークが向くビームを形成する基地局の受信ビーム形成装置を説明する図である。

【0059】

40

ここで、基地局20における受信ビーム形成装置構成では、アレーアンテナ20で信号を受信し、ベースバンドおよびデジタル処理部30から複素デジタル受信データを得て、到来方向推定部40から得られた到来方向の推定値を用いたビーム形成器60で希望するビーム形成できる。干渉や雑音などを抑圧しながら希望信号を抽出するデータはビーム形成器60からチャンネル受信部70に送られ、チャンネル受信部70において、従来の周知の方法で受信処理が行われ、受信データが得られる。なお、ビーム形成器70として、本発明の手法により得られた到来方向の情報を利用して種々の構成が可能であるが、たとえば、O.L. Frost, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing," Proc. IEEE, vol. 60, no. 8, pp. 926-935 (1975)およびJ. Xin, H Tsuji, Y Hase, and A. Sano, "Array beamforming based on cyclic signal detection," Proc. IEEE 48th

50

Vehicular Technology Conference, pp. 890-894, Ottawa, Canada (1998)などに記載されたビーム形成手法を活用して、希望の信号到来方向にビームを形成することが可能である。

【0060】

これは、基地局における受信感度のピークを推定された到来方向に向ける受信ビームのピークを制御することに使用してもよいし、基地局が信号を送信する際に、送信信号の強度のピークが推定された到来方向に向くように、送信ビームのピークを制御するようにしてもよい。

【産業上の利用可能性】

【0061】

以上説明したように、本発明は固有値分解を利用しない、少ない演算量で空間的に角度が近い信号の到来方向の推定を行う。計算機シミュレーションの具体例で明らかにしたように、受信データの長さが短い、または、信号対雑音比が低い場合でも、本発明の手法より、基地局におけるアレーアンテナに入射する信号の到来方向を正確に推定できる。また、本発明の手法は従来の空間スムージングMUSIC手法に比較して少ない演算量で非常に優れた推定性能が得られる。したがって、多重波の到来方向推定時の精度向上を図ることが可能となる。さらに、本発明の到来方向推定手法から得られた信号の到来方向に関する情報を利用して、ある希望方向に指向性をもつビームを形成できる基地局の指向性可変受信および送信装置を実施することができる。

【図面の簡単な説明】

【0062】

【図1】線形等間隔アレーのサブアレー化を説明する図である。
 【図2】本発明の実施形態の各態様を説明する図(その1)である。
 【図3】本発明の実施形態の各態様を説明する図(その2)である。
 【図4】本発明の実施形態の各態様を説明する図(その3)である。
 【図5】本発明の実施形態の各態様を説明する図(その4)である。
 【図6】送信源と基地局受信アンテナ20との配置を示す図である。
 【図7】本発明の実施の形態を基地局アンテナ20に導入した多重波到来方向推定システムを示すブロック図である。

【図8】到来方向推定部50の行う処理を説明する図である。

【図9】到来方向の推定値

$$\hat{\theta}_1 \text{ と } \hat{\theta}_2$$

【0063】

のR M S E (root mean-squared-errors) を示す図である。

【図10】1000回計算で得られた推定値

$$\hat{\theta}_1 \text{ と } \hat{\theta}_2$$

【0064】

のR M S E を示す図である。

【図11】本発明の実施形態の到来方向推定手法を使った到来方向推定装置を用いて、希望の到来方向にピークが向くビームを形成する基地局の受信ビーム形成装置を説明する図である。

10

20

30

40

【図5】

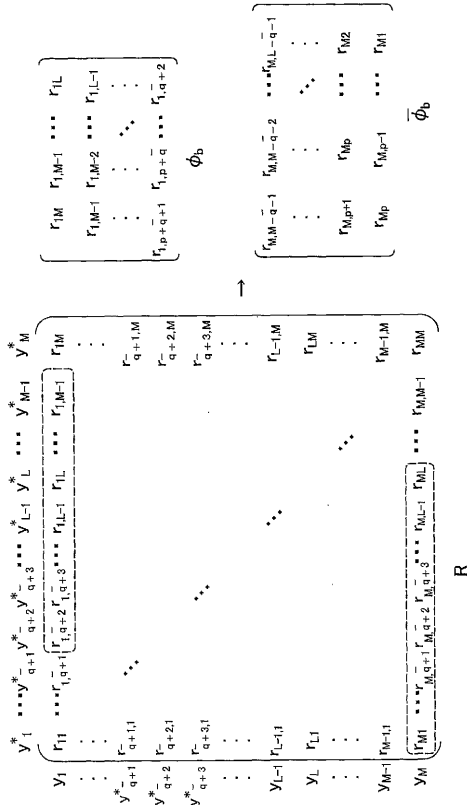


図5

【図6】

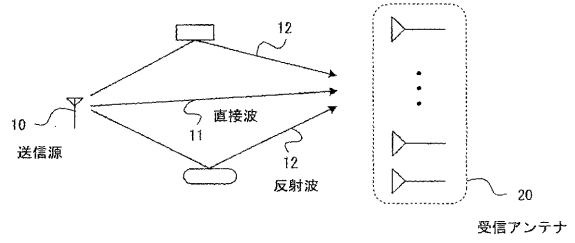


図6

【図7】

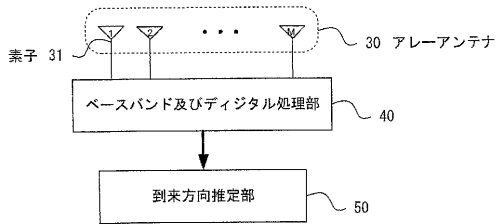


図7

【図8】

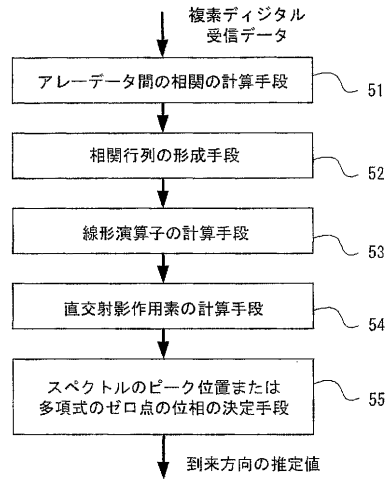


図8

【 図 9 】

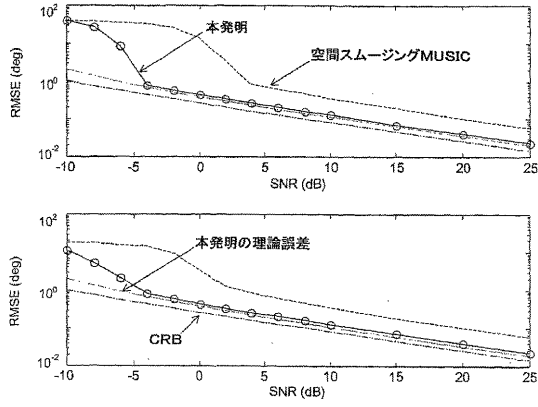


図9

【 図 10 】

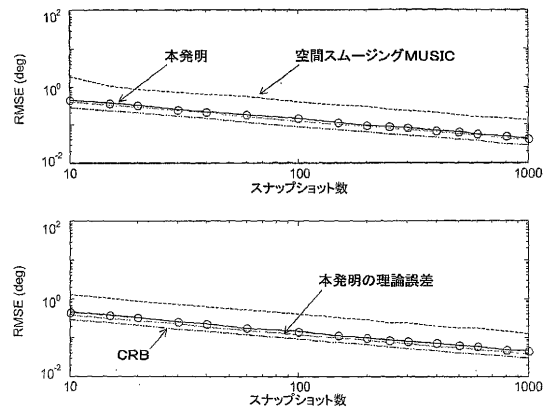


図10

【 図 11 】

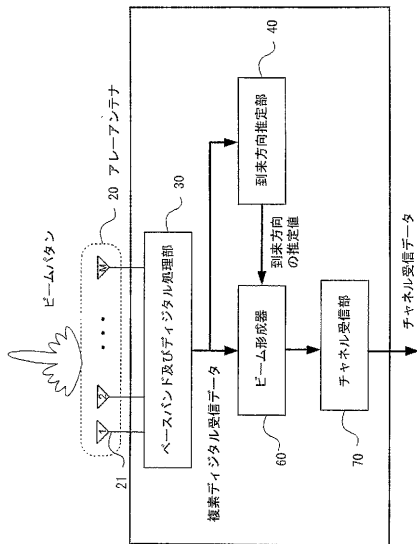


図11

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平09-219616(JP,A)
特開2002-148324(JP,A)
特開平06-347529(JP,A)
特開2004-198218(JP,A)
特開2004-061467(JP,A)
特開2004-061468(JP,A)
Anders Eriksson, et al., "On-line subspace algorithms for tracking moving sources", Signal Processing, IEEE Transactions on, 1994年 9月, Vol.42, No.9, pp.2319-2330

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S 3/00- 3/74

H04B 7/00- 7/12

H01Q 3/26- 3/42