

多径循环平稳信号二维波达方向估计——极化域平滑法

黄家才^① 石要武^① 陶建武^②

^①(吉林大学通信工程学院 长春 130022)

^②(空军航空大学 长春 130022)

摘 要: 针对相干循环平稳信号, 该文提出一种估计二维波达方向的新方法——极化域平滑法。该算法充分利用信号的循环平稳特性以及极化多样性, 在不影响阵列孔径的情况下, 进一步增大可估计的相干信源数目, 且具有信号选择和噪声抑制能力。估计过程中各参数自动配对。仿真结果验证该文方法的有效性。

关键词: 二维波达方向; 极化; 相干; 循环平稳; 矢量传感器

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)05-1110-05

2-D Direction Finding of Cyclostationary Signals with Polarization Smoothing Algorithm in Multipath Environment

Huang Jia-cai^① Shi Yao-wu^① Tao Jian-wu^②

^①(College of Communication, Jilin University, Changchun 130022, China)

^②(University of Aeronautics, Changchun 130022, China)

Abstract: A new polarization smoothing algorithm is proposed for the 2-D direction finding of coherent cyclostationary signals. By sufficiently utilizing the cyclostationarity and polarization diversity, the proposed method increases the number of coherent sources that can be estimated and has the signal-selectivity and noise-robustness, without impacting the aperture of the sensors array. All parameters match automatically in the estimation process. Simulations are presented to show the performance of the algorithm.

Key words: 2-D direction finding; Polarization; Coherent; Cyclostationary; Vector sensor

1 前言

多信源波达方向(DOA)估计一直是雷达、通信和声纳等系统中的关键问题之一。鉴于大部分人工调制信号具有循环平稳特性^[1], 近年来, 人们开始将信号的这一时间特性引入到DOA估计中, 并提出Cyclic-MUSIC, Cyclic-ESPRIT^[2]和谱相关子空间拟合(SC-SSF)^[3]等方法。研究表明, 由于利用了信号的循环平稳特性, 这些方法可以有效地滤除干扰和背景噪声的影响, 并具有信号选择的能力^[2-4]。然而上述算法大都基于一维DOA模型, 只能进行一维波达方向估计, 而在许多应用场合需要估计来波信号的二维波达方向。实际上, 可以直接将信号的循环平稳特性和现有的二维DOA估计方法(如基于MUSIC^[5,6]的二维谱峰搜索和基于ESPRIT^[7,8]的二维参数估计等方法)相结合以提高估计性能。

在信源相干情况下, 由于阵列接收的循环数据协方差矩阵发生秩亏损而导致上述方法不再有效。文献[9]提出的基于双平行线阵的二维波达方向估计方法, 通过空间平滑的方法^[10-12]可以解决相干源问题, 但带来阵列孔径损失。文献[13]通过构造一个特殊大矩阵并用特征分解获得信号子空间的

估计, 但该方法中的去相干仍是以空域平滑、孔径损失为代价, 还需要进行大矩阵的特征分解以及参数配对过程。

除了时间特性和空间特性, 信号还具有极化多样性^[14]。信号的这一极化域特性近年来逐渐受到人们的关注。通过极化敏感阵列获取来波信号的极化信息并加以开发和利用, 可以增强雷达系统的分辨能力, 提高空间谱估计的性能^[15-20]。文献[18]利用信号的极化多样性, 提出了在极化域解相干的方法。然而这种方法并没有充分利用信号的时间特性, 而且只适用于一维波达方向估计。

本文在采用双平行线极化阵列的基础上, 将信号的极化多样性与循环平稳特性相结合, 提出一种基于极化域平滑的相干循环平稳信号二维DOA估计方法。该方法在不影响阵列孔径的情况下, 进一步增大了可估计的相干信源数目。估计过程中各参数自动配对, 且具有信号选择能力。仿真结果验证本文方法的有效性。

2 信号模型

双平行线极化阵列结构如图 1 所示。阵型由两个相互平行的线性子阵列组成, 分别称为 X 和 Y 。每个子阵列都由 N 个规格相同的极化矢量传感器阵元组成, 相邻阵元沿 x 轴方向的间距为 dx , 两子阵列的间距为 dy , 为了避免产生角度模糊, 这里要求 dx 和 dy 均等于或小于半波长。极化矢量传

2005-10-31 收到, 2006-05-15 改回

吉林大学研究生创新中心项目(502039), 国家自然科学基金(69872012)和吉林省高科技项目(20030519)资助课题

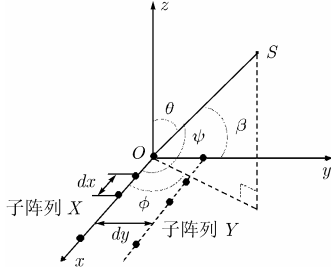


图1 双平行线极化阵列结构

传感器包含3个电偶极子和3个磁偶极子,它们在空间上同点分布、相互正交,且具有不同的极化特性,分别感应入射电磁波的3个电场分量和相应的3个磁场分量^[14,15]。

假设有 K 个非高斯完全极化窄带电磁波信号 $\{s_k(t)\}_{k=1}^K$,从远场入射到上述极化阵列,DOA 为 $\{\psi_k, \beta_k\}_{k=1}^K$,其中 ψ_k, β_k 分别为第 k 个信源相对于 x, y 轴的夹角。对于单位能量信号,极化矢量传感器的输出为

$$\mathbf{v}_k = \begin{bmatrix} e_{xk} \\ e_{yk} \\ e_{zk} \\ h_{xk} \\ h_{yk} \\ h_{zk} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta_k \cos \phi_k & -\sin \phi_k \\ \cos \theta_k \sin \phi_k & \cos \phi_k \\ -\sin \theta_k & 0 \\ -\sin \phi_k & -\cos \theta_k \cos \phi_k \\ \cos \phi_k & -\cos \theta_k \sin \phi_k \\ 0 & \sin \theta_k \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}(\theta_k, \phi_k)} \underbrace{\begin{bmatrix} \sin \gamma_k e^{j\eta_k} \\ \cos \gamma_k \end{bmatrix}}_{\mathbf{p}_k} \quad (1)$$

其中 $\theta_k \in [0, \pi/2]$ 为信号的升角, $\phi_k \in [0, 2\pi]$ 为方位角, $\gamma_k \in [0, \pi/2)$ 为极化辐角, $\eta_k \in [-\pi, \pi)$ 为极化相位差。从上式可以看出,极化矢量传感器的输出不仅含有信号的空间信息,还含有信号的极化信息。因此,与传统的标量传感器阵列相比,极化阵列含有更多的信息量。显然, $\psi_k, \beta_k, \theta_k, \phi_k$ 之间存在如下关系:

$$\left. \begin{aligned} \cos^2 \psi_k + \cos^2 \beta_k + \cos^2 \theta_k &= 1 \\ \sin \theta_k \cos \phi_k &= \cos \psi_k \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

为了分析方便又不失一般性,作如下假设:

- (1) 存在 d 个多径相干信号,即 $s_k(t) = \mu_k s_1(t)$, $k = 1, \dots, d$ 。其中 μ_k 为第 k 个信号的复衰减系数。
- (2) 上述 d 个多径信号循环相关,循环频率为 α ;且其他干扰信号以及噪声在该循环频率上不存在循环自相关。
- (3) 极化矢量传感器由 L 个上述敏感极子(电偶或磁偶)组成,即 $1 \leq L \leq 6$,则每个子阵列可以看成由 L 个不同极化类型的一维线阵组成。

以原点处的极化阵元为参考点,则在 t 时刻,子阵列 X 和 Y 的输出信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= \sum_{k=1}^K \mathbf{q}(\psi_k) \otimes \mathbf{v}_k s_k(t) + \mathbf{n}_x(t) \\ &= \sum_{k=1}^K \mathbf{q}(\psi_k) \otimes \mathbf{B}(\theta_k, \phi_k) \cdot \mathbf{p}_k s_k(t) + \mathbf{n}_x(t) \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) &= \sum_{k=1}^K \mathbf{q}(\psi_k) e^{j2\pi d_y \cos \beta_k / \lambda} \otimes \mathbf{v}_k s_k(t) + \mathbf{n}_y(t) \\ &= \sum_{k=1}^K \mathbf{q}(\psi_k) e^{j2\pi d_y \cos \beta_k / \lambda} \otimes \mathbf{B}(\theta_k, \phi_k) \mathbf{p}_k s_k(t) + \mathbf{n}_y(t) \end{aligned} \quad (4)$$

式中 \otimes 表示矢量或矩阵的张量积; $\mathbf{q}(\psi_k)$ 为方向矢量,且 $\mathbf{q}(\psi_k) = [1, e^{j2\pi d_x \cos \psi_k / \lambda}, \dots, e^{j2\pi d_x (N-1) \cos \psi_k / \lambda}]^T$,其中 λ 表示载波波长, $(\cdot)^T$ 表示转置运算; $\mathbf{n}_x(t)$ 与 $\mathbf{n}_y(t)$ 分别为子阵列 X 和 Y 上的零均值高斯白噪声矢量,且各阵元之间的测量噪声统计独立; $\mathbf{x}(t)$, $\mathbf{y}(t)$, $\mathbf{n}_x(t)$ 及 $\mathbf{n}_y(t)$ 均为 $LN \times 1$ 的矢量。

3 基于极化域平滑的二维相干 DOA 估计算法

3.1 极化域平滑算法分析

若仅考虑子阵列 X 和 Y 中第 l ($l = 1, \dots, L$) 极化类型线阵的输出,则有

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^l(t) &= \sum_{k=1}^K \mathbf{q}(\psi_k) \mathbf{v}_k^l s_k(t) + \mathbf{n}_x^l(t) = \mathbf{A} \mathbf{V}^l \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}_x^l(t) \quad (5) \\ \mathbf{y}^l(t) &= \sum_{k=1}^K \mathbf{q}(\psi_k) e^{j2\pi d_y \cos \beta_k / \lambda} \mathbf{v}_k^l s_k(t) + \mathbf{n}_y^l(t) \\ &= \mathbf{A} \Phi \mathbf{V}^l \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}_y^l(t) \end{aligned} \quad (6)$$

其中 $\mathbf{A} = [\mathbf{q}(\psi_1), \dots, \mathbf{q}(\psi_K)]$, $\mathbf{V}^l = \text{diag}(\mathbf{v}_1^l, \dots, \mathbf{v}_K^l)$, $\Phi = \text{diag}(e^{j2\pi d_y \cos \beta_1 / \lambda}, \dots, e^{j2\pi d_y \cos \beta_K / \lambda})$, $\text{diag}(\cdot)$ 表示对角阵, \mathbf{v}_k^l 表示列向量 \mathbf{v}_k 的第 l 行, $\mathbf{x}^l(t)$, $\mathbf{y}^l(t)$, $\mathbf{n}_x^l(t)$ 和 $\mathbf{n}_y^l(t)$ 分别表示由 $LN \times 1$ 向量 $\mathbf{x}(t)$, $\mathbf{y}(t)$, $\mathbf{n}_x(t)$ 和 $\mathbf{n}_y(t)$ 的第 $\{(n-1) \times L + l\}_{n=1, \dots, N}$ 行组成的 $N \times 1$ 向量, $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_K(t)]^T$ 。

将两个子阵列的数据向量合并,得

$$\mathbf{z}^l = \begin{bmatrix} \mathbf{x}^l(t) \\ \mathbf{y}^l(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{A}\Phi \end{bmatrix} \mathbf{V}^l \mathbf{s}(t) + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_x^l(t) \\ \mathbf{n}_y^l(t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

由假设(1)和假设(2),可得 \mathbf{z}^l 的循环相关矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{zz}^{\alpha, l}(\tau) &= \langle \mathbf{z}^l \left(t + \frac{\tau}{2} \right) \left[\mathbf{z}^l \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \right]^H e^{-j2\pi \alpha t} \rangle \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d \\ \mathbf{A}_d \Phi_d \end{bmatrix} \mathbf{V}_d^l \mathbf{R}_{s_1}^\alpha(\mathbf{V}_d^l)^H \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d \\ \mathbf{A}_d \Phi_d \end{bmatrix}^H \end{aligned} \quad (8)$$

其中 $\langle \cdot \rangle$ 表示对全部时间进行平均, $(\cdot)^H$ 表示共轭转置运算; $\mathbf{R}_{s_1}^\alpha = \mu \mathbf{r}_{s_1}^\alpha(\tau) \mu^H$, $\mu = [\mu_1, \dots, \mu_d]^T$ 为衰减向量, $r_{s_1}^\alpha(\tau)$ 表示信号 $s_1(t)$ 的循环自相关函数,即 $r_{s_1}^\alpha(\tau) = \langle s_1(t + \tau/2) s_1^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi \alpha t} \rangle$; $\mathbf{V}_d^l = \text{diag}(\mathbf{v}_1^l, \dots, \mathbf{v}_d^l)$; $\Phi_d = \text{diag}(e^{j2\pi d_y \cos \beta_1 / \lambda}, \dots, e^{j2\pi d_y \cos \beta_d / \lambda})$, $\mathbf{A}_d = [\mathbf{q}(\psi_1), \dots, \mathbf{q}(\psi_d)]$ 。

由于多径相干,所以 $\text{rank}(\mathbf{R}_{s_1}^\alpha) = 1$,亦即 $\text{rank}(\mathbf{R}_{zz}^{\alpha, l}(\tau)) = 1$ 。对于不同的传输通道,其传输特性不同,因此多径来波信号具有不同的极化状态^[19, 20],则由式(5),式(6)可以看出,每一个极化类型线阵的输出都可以看成是导向矢量 $\mathbf{q}(\psi_1), \dots, \mathbf{q}(\psi_d)$ 的不同线性组合。对 L 个不同极化类型线阵的循环相关矩阵进行平滑,得

$$\mathbf{R} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{R}_{zz}^{\alpha, l}(\tau) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d \\ \mathbf{A}_d \Phi_d \end{bmatrix} \mathbf{R}_p \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d \\ \mathbf{A}_d \Phi_d \end{bmatrix}^H \quad (9)$$

式中 $\mathbf{R}_p = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{V}_d^l \mathbf{R}_{s1}^{\alpha_l} (\mathbf{V}_d^l)^H$ 。经过极化域平滑后, 有

$\text{rank}(\mathbf{R}_p) \leq \min(L, d)$, 又因为 $\text{rank}(\mathbf{R}) \leq \min(\text{rank}(\mathbf{R}_p), 2N)$, 所以

$$\text{rank}(\mathbf{R}) \leq \min(L, d, 2N) \leq \min(L, d) \quad (10)$$

为了能够应用诸如 MUSIC 等基于特征结构算法来估计信源的波达方向, 要求矩阵 \mathbf{R} 的秩等于信源个数, 即

$$\text{rank}(\mathbf{R}) = d \quad (11)$$

综合考虑约束式(10), 式(11)以及特征结构算法对阵元数目的要求, 对信源个数的限制条件如下:

$$d \leq \min(L, N-1) \quad (12)$$

可以看出, 通过极化域平滑后, 循环相关矩阵的秩得到了有效的恢复。与空间平滑法相比, 极化域平滑法的去相干是在 L 个不同极化类型的阵列间进行的, 因此并不影响阵列的孔径。若与前向空间平滑法相结合, 则式(9)变为

$$\mathbf{R} = \frac{1}{L} \frac{1}{\text{sub}} \sum_{l=1}^L \sum_{q=1}^{\text{sub}} \mathbf{R}_{zz,q}^{\alpha_l}(\tau) \quad (13)$$

其中 sub 为子阵列数目, $\mathbf{R}_{zz,q}^{\alpha_l}(\tau)$ 为第 l 类型极化阵列中第 q 个前向子阵的循环相关矩阵, 即

$$\mathbf{R}_{zz,q}^{\alpha_l}(\tau) = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}}_d \\ \bar{\mathbf{A}}_d \Phi_d \end{bmatrix} \mathbf{V}_d^l \mathbf{F}^{(q-1)} \mathbf{R}_{s1}^{\alpha_l} (\mathbf{F}^{(q-1)})^H (\mathbf{V}_d^l)^H \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}}_d \\ \bar{\mathbf{A}}_d \Phi_d \end{bmatrix}^H \quad (14)$$

式中 $\mathbf{F} = \text{diag}(e^{j2\pi d_x \cos \psi_1 / \lambda}, \dots, e^{j2\pi d_x \cos \psi_d / \lambda})$, $\bar{\mathbf{A}}_d$ 为 \mathbf{A}_d 的前 M 行元素组成的 $M \times d$ 矩阵。此时对信源个数的限制变为

$$d \leq \min(\text{sub} \times L, M-1) \quad (15)$$

其中 M 为子阵列元数目。可见将极化域平滑法与前向空间平滑法相结合, 可进一步增大可估计的相干信源数目。

3.2 二维 DOA 估计

对极化域平滑后得到的循环相关矩阵 \mathbf{R} 进行特征分解

$$\mathbf{R} = \mathbf{E}_s \mathbf{D}_s \mathbf{E}_s^H + \mathbf{E}_n \mathbf{D}_n \mathbf{E}_n^H \quad (16)$$

其中 \mathbf{D}_s , \mathbf{D}_n 分别为 d 个最大特征值、 $2N-d$ 个最小特征值组成的对角阵; \mathbf{E}_s , \mathbf{E}_n 分别为 d 个最大特征值、 $2N-d$ 个最小特征值对应特征向量形成的矩阵, 分别张成信号子空间和噪声子空间。存在一非奇异矩阵 \mathbf{T} , 使得下式成立

$$\mathbf{E}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_1 \\ \mathbf{E}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d \\ \mathbf{A}_d \Phi_d \end{bmatrix} \mathbf{T} \quad (17)$$

其中 \mathbf{E}_1 , \mathbf{E}_2 分别为 \mathbf{E}_s 的前、后 N 行元素组成的维数为 $N \times d$ 的矩阵。由式(17)可得 $\mathbf{E}_2 = \mathbf{E}_1 \Omega$, 即

$$\Omega = (\mathbf{E}_1^H \mathbf{E}_1)^{-1} \mathbf{E}_1^H \mathbf{E}_2 = \mathbf{T}^{-1} \Phi_d \mathbf{T} \quad (18)$$

由式(18)可知, 对 Ω 进行特征分解即可得到估计值 $\hat{\Phi}_d$, 则角度 β_k 的估计值可由下式给出:

$$\hat{\beta}_k = \cos^{-1} \left[\lambda \arg \left\{ (\hat{\Phi}_d)_{k,k} \right\} / (2\pi d_y) \right], \quad k = 1, \dots, d \quad (19)$$

方向矩阵 \mathbf{A}_d 的估计可由下式给出:

$$\hat{\mathbf{A}}_d = \frac{1}{2} \left\{ \mathbf{E}_1 \mathbf{T}^{-1} + \mathbf{E}_2 \mathbf{T}^{-1} \hat{\Phi}_d^{-1} \right\} \quad (20)$$

设 $\hat{\mathbf{A}}_d$ 的第 k 列向量为 $\hat{\mathbf{A}}_{d,k}$, 则 ψ_k 的估计值可通过下面的一

维搜索获得

$$\hat{\psi}_k = \arg \max_{\psi} \left\{ \mathbf{q}^H(\psi) \hat{\mathbf{A}}_{d,k} \hat{\mathbf{A}}_{d,k}^H \mathbf{q}(\psi) \right\}, \quad k = 1, \dots, d \quad (21)$$

在估计过程中, 同一信号的二维波达方向 $(\hat{\psi}_k, \hat{\beta}_k)$ 利用特征值与特征向量之间的对应关系自动实现配对。

4 仿真结果与分析

仿真中, 极化矢量传感器由四元敏感极子组成 ($L=4$), 分别感应电场分量 e_{xk} , e_{yk} 及磁场分量 h_{zk} , h_{yk} 。采样速率为 $f_s = 10\text{MHz}$, 快拍数为 1000。考虑两组同功率窄带信源 BPSK1 和 BPSK2, 载波频率分别为 $f_{01} = 4\text{MHz}$ 、 $f_{02} = 3.5\text{MHz}$, 循环频率分别为 $\alpha_1 = 2f_{01}$, $\alpha_2 = 2f_{02}$, 并假设信源的各条多径来波的衰减系数为 1, 即 $\mu_k = 1$ 。取 $d_x = d_y = \lambda_{01}/2$, λ_{01} 为与 f_{01} 对应的波长。

实验1 每个子阵列有 5 个极化阵元 ($N=5$)。信源 BPSK1 有 4 条多径入射, 波达方向 (ψ_k, β_k) 分别为 $(40^\circ, 50^\circ)$, $(60^\circ, 60^\circ)$, $(20^\circ, 70^\circ)$, $(50^\circ, 80^\circ)$; 极化参数 (γ_k, η_k) 分别为 $(20^\circ, -90^\circ)$, $(40^\circ, 85^\circ)$, $(80^\circ, 60^\circ)$, $(60^\circ, -80^\circ)$ 。干扰信源 BPSK2 从 $(30^\circ, 70^\circ)$ 入射, 极化参数为 $(60^\circ, 90^\circ)$ 。当 $\text{SNR}=15\text{dB}$, 循环频率为 α_1 时, 图2给出 50 次独立实验的结果。可以看出, 利用 5 对极化阵元, 在不影响阵列孔径的情况下, 本文方法可准确地估计出 4 个相干信号的二维波达方向, 且具有较强的抑制干扰能力。而基于标量传感器阵列的空间平滑法至少需要 8 对阵元。

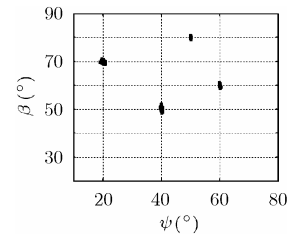


图2 多径来波的估计结果 ($\text{SNR}=15\text{dB}$)

实验2 将 5 个极化阵元分成 2 个子阵 ($M=4$), 比较极化-前向空间平滑法 (PS-FSS method) 和基于标量传感器阵列的前向空间平滑法 (FSS method) 的估计性能。两个信源分别有两条多径入射, BPSK1 信源两条多径的波达方向分别为 $(60^\circ, 65^\circ)$, $(75^\circ, 80^\circ)$, BPSK2 信源分别为 $(40^\circ, 50^\circ)$, $(30^\circ, 70^\circ)$ 。给每条来波信号随机分配极化参数。图3给出两种方法下, BPSK1 信源两条来波的均方根误差随信噪比变化的曲线, 每点进行 50 次独立的 Monte Carlo 实验。从结果可知, 将极化域平滑法与前向空间平滑法相结合, 其估计性能明显优于标量阵列的前向空间平滑法 (BPSK2 信源的估计结果也有相同结论)。二维 DOA 估计的均方根误差 (RMSE) 定义如下:

$$\text{RMSE} = \sqrt{E \{ (\hat{\psi}_{k,t} - \psi_k)^2 + (\hat{\beta}_{k,t} - \beta_k)^2 \}} \quad (22)$$

实验3 验证极化-前向空间平滑法对多相干信源的处理能力。13 个极化阵元, 分为 2 个子阵 ($N=13, M=12$,

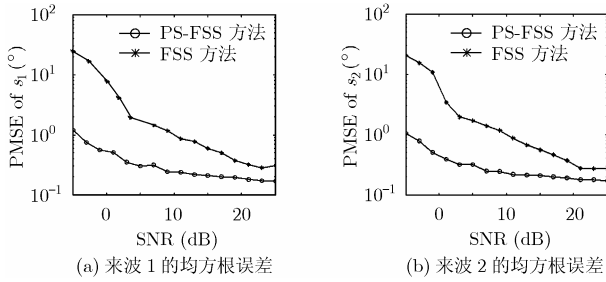


图 3 两种方法估计的均方根误差

sub = 2)。BPSK1 信源有 8 条多径入射, 波达方向分别为 (70°, 80°), (60°, 60°), (25°, 85°), (30°, 70°), (80°, 30°), (50°, 40°), (40°, 50°), (85°, 75°); BPSK2 信源有 3 条多径入射, 波达方向分别为 (50°, 60°), (70°, 70°), (60°, 80°); 并给每条来波信号随机分配极化参数。当 SNR=20dB 时, 图 4(a), 4(b) 给出不同循环频率时 50 次独立实验的结果。由图可知, 将极化域平滑法与前向空间平滑法相结合, 可成功估计 8 个完全相干信源的二维 DOA, 即 $d \leq \min(\text{sub} \times L, M - 1)$, 而且具有信号选择能力。

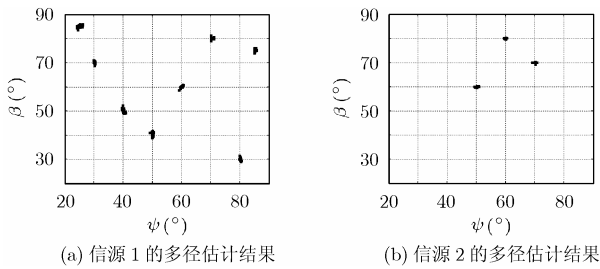


图 4 不同循环频率时, 本文方法对两个信源的多径估计结果(SNR=20dB)

5 结束语

本文提出一种基于极化域平滑的多径循环平稳信号二维波达方向估计方法。该方法在不损失阵列孔径的情况下, 成功解决了相干信号的二维波达方向估计。若与空间平滑法相结合, 则可以进一步增大可估计的相干信源数目。估计过程中各参数自动配对, 且具有信号选择和噪声抑制能力。本文的研究成果可以应用到智能天线等系统中。仿真结果验证本文方法的有效性。

参考文献

[1] Gardner W A. Spectral correlation of modulated signals, part II: digital modulation [J]. *IEEE Trans. on Comm.*, 1987, 35(6): 595–601.
 [2] Gardner W A. Simplification of MUSIC and ESPRIT by exploitation of cyclostationarity [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1988, 36(7): 845–847.
 [3] Xu G and Kailath T. Direction of arrival estimation via exploitation of cyclostationarity—A combination of temporal and spatial processing [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1992, 40(7): 1775–1786.

[4] Izzo L, Paura L, and Poggi G. An interference-tolerant algorithm for localization of cyclostationary signal sources [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1992, 40(7): 1682–1686.
 [5] Chen Y M, Lee J H, and Yeh C C. Two-dimensional angle-of-arrival estimation for uniform planar arrays with sensor position errors [J]. *IEE Proc. Radar and Signal Processing*, 1993, 140(2): 37–42.
 [6] Chen Y H and Lian YT. 2-D multitarget angle tracking algorithm using sensor array [J]. *IEE Proc. Radar, Sonar and Navigation*, 1995, 142(4): 158–161.
 [7] Zoltowski Michael D. Closed-form 2-D angle estimation with rectangular arrays in element space or beam space via unitary ESPRIT [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1996, 44(6): 376–327.
 [8] Kedia Vikas S and Chandna Bindu. A new algorithm for 2-D DOA estimation [J]. *Signal Processing*, 1997, 60(3): 325–332.
 [9] 殷勤业, 邹理和, Robert WN. 一种高分辨率二维信号参量估计方法——波达方向矩阵法[J]. *通信学报*, 1991, 12(3): 1–7.
 [10] Shan T J, Wax M, and Kailath T. On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals [J]. *IEEE Trans. on ASSP*, 1985, 33(9): 806–811.
 [11] Williams R T, Prasad S, and Kmahalanabis A, et al. An improved spatial smoothing technique for bearing estimation in a multipath environment [J]. *IEEE Trans. on ASSP*, 1988, 36(4): 425–432.
 [12] Taga F and Shimotahira H. A novel spatial smoothing technique for the MUSIC algorithm [J]. *IEICE Trans. on Commun.*, 1995, 78-B (11): 1513–1517.
 [13] 曾操, 廖桂生, 王洪洋. 一种基于双平行线阵相干信号源二维波达方向估计的新方法[J]. *雷达科学与技术*, 2003, 1(1): 104–108.
 Zeng Cao, Liao Gui-sheng, and Wang Hong-yang. A new method for estimating 2-D DOA in coherent source environment with two parallel linear array. *Radar Science and Technology*, 2003, 1(1): 104–108.
 [14] Nehorai A and Paldi E. Vector-sensor array processing for electromagnetic source localization [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1994, 42(2): 376–398.
 [15] Zoltowski M D and Wong K T. ESPRIT-based 2-D direction-finding with a sparse uniform array of electromagnetic vector sensors [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2000, 48(8): 2195–2204.
 [16] Wong K T and Zoltowski M. D. Closed-form direction-finding and polarization estimation with arbitrarily spaced electromagnetic vector-sensors at unknown locations [J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, 2000, 48(5): 671–681.

- [17] Wong K T and Li L. Root-MUSIC-based direction-finding and polarization estimation using diversely polarized possibly collocated antennas [J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2004, 3: 129–132.
- [18] Rahamim D, Tabrikian J. Source localization using vector sensor array in a multipath environment [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2004, 52(11): 3096–3103.
- [19] 庄钊文, 肖顺平, 王雪松. 雷达极化信息处理及应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 1999: 2–93.
- [20] Huang Jiakai, Shi Yaowu, and Tao Jianwu. ESPRIT-based direction finding and polarization estimation for multisource with a uniform circular array of trimmed vector sensors. *Conference Proceedings of the Seventh International Conference on Electronic Measurement & Instruments*, Bijing China, 2005, 3: 642–647.
- 黄家才: 男, 1977年生, 博士生, 研究方向为矢量阵列信号处理、非平稳信号处理、弱信号检测等.
- 石要武: 男, 1954年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为非平稳信号处理及应用、弱信号检测等.
- 陶建武: 男, 1959年生, 教授, 博士, 主要从事电子测量及阵列信号DOA估计的研究.