

一种改进的极化敏感阵列解相干算法

李会勇 刘芳* 谢菊兰 樊勇
(电子科技大学电子工程学院 成都 611731)

摘要: 在相干信号源情形下,常用的极化敏感阵列信号处理方法(如参数估计、波束形成等)会出现性能下降甚至失效的现象。该文在极化平滑算法的基础上提出一种改进的解相干算法,通过对各子相关矩阵选择适当的加权系数,使平滑之后的相关矩阵具有 Toeplitz 的形式,进而消除信号之间的相干性。该文推导了最优加权系数的表达式及最大解相干信号个数,并利用加权平滑之后的相关矩阵完成了参数估计和波束形成。计算机仿真结果表明改进的方法具有比常规极化平滑算法更优越的性能,且适用于非均匀噪声和相干噪声的情况。

关键词: 阵列信号处理; 相干信号; 极化敏感阵列; 极化平滑; 加权平滑; 波束形成

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)11-2628-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.01817

An Improved Decorrelation Algorithm for Polarization Sensitive Array

Li Hui-yong Liu Fang Xie Ju-lan Fan Yong

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: The traditional polarization sensitive array signal processing methods, e.g. parameter estimation and beamforming, can not achieve excellent performance under the situation of coherent signal sources. An improved decorrelation algorithm is proposed based on polarization smoothing algorithm. By choosing optimal weight vectors for the signal covariance matrixes of each subarray and ensuring the smoothing covariance matrix satisfies the Toeplitz constraint, the correlation between signals is then eliminated. The derivation of optimal weight vector is given and the rank of the smoothing covariance matrix is analyzed. Simulation results verify the effectiveness of the improved algorithm and the algorithm is also suitable for the nonuniform and coherent noise.

Key words: Array signal processing; Coherent signal; Polarization sensitive array; Polarization smoothing; Weighted smoothing; Beamforming

1 引言

极化敏感阵列能够获取入射信号完备的电场分量和磁场分量,因而具有比传统标量阵列更优越的系统性能^[1-3]。极化敏感阵列信号处理大多假定信号源之间是互不相干的,但是在实际环境中空间多径传播、敌方转发干扰等因素都将导致信号源之间存在相干性。当信号源之间相干时,信号自相关矩阵的秩不再是满秩矩阵,这时基于子空间的参数估计和波束形成算法都将有严重的性能下降甚至失效^[4,5],因此必须在自适应阵列处理算法之前,对接收信号进行解相干处理。

常用的极化敏感阵列解相干算法大致有两类^[6]:一是空间平滑算法,它以降低阵列的有效孔径为代价恢复信号相关矩阵的秩,但它需要一个规则的阵

列结构,当信号到达角相近时,其解相干性能下降甚至失效^[7,8];另一类是极化平滑算法,它是利用阵列各阵元不同类型的极化分量进行均匀平滑,没有降低阵列的有效孔径,对阵列的空间几何结构也没有限制,即使信号到达角度相近时也能很好地完成解相干^[9]。因此,极化平滑算法具有比空间平滑算法更多的优势,但是极化平滑算法并不能对任意相干信号实现完全解相干,阵列的解相干性能还有待进一步提高。文献[10,11]中对极化平滑算法进行了改进,通过对子阵的自相关矩阵进行非均匀加权处理,在空间非均匀噪声环境下具有比极化平滑更好的性能,但是解相干之后信源之间仍然具有相关性。文献[12]中提出了另一种加权极化平滑算法,它对接收阵列协方差矩阵的 36 个子矩阵做加权滑动平均,并对平滑之后的等效信号协方差矩阵施加对角化约束其计算量较大,并且文献[12]的方法需要预先进行去噪处理和获得大致的入射信号参数包括波达角度和极化参数,这无疑大大增加了算法处理的复杂度,不利于工程实现。文献[13]利用线性电磁矢量阵列采

2013-11-18 收到, 2014-04-03 改回

国家自然科学基金(61371184, 61301262)和中国博士后科学基金(2012M520077)资助课题

*通信作者: 刘芳 dafangr@gmail.com

用传播算子的方法，完成了相干信号的多参数联合估计，该文把极化平滑和空间平滑同时用于解相干，这在一定程度上降低了阵列的自由度。本文在极化平滑算法的基础上，通过对各子相关矩阵选择非均匀的加权系数，使平滑之后的相关矩阵具有 Toeplitz 的形式，进而最大可能地消除了信号之间的相干性，具有实现简单、计算量少且不会降低阵列自由度的优势。通过计算机仿真把非均匀平滑之后的相关矩阵应用到参数估计和波束形成算法^[14,15]中，完成了相干信号的波达方向估计和自适应波束形成，仿真结果表明本文方法具有比常规极化平滑方法更优越的性能。

2 信号模型

完备的电磁矢量传感器由相互正交的 3 个电偶极子和 3 个磁偶极子构成，它们在空间同点放置，能同时接收空间中完备的电场分量和磁场分量。对于完全极化波，阵元接收信号的极化导向矢量^[3]表示为

$$\mathbf{a}_p(\theta, \varphi, \gamma, \eta) = \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \\ e_z \\ h_x \\ h_y \\ h_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi \cos \theta & -\sin \varphi \\ \sin \varphi \cos \theta & \cos \varphi \\ -\sin \theta & 0 \\ \sin \varphi & \cos \varphi \cos \theta \\ -\cos \varphi & \sin \varphi \cos \theta \\ 0 & -\sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin \gamma e^{j\eta} \\ \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中 θ, φ 分别表示入射信号的俯仰角和方位角，极化参数 γ, η 表示极化相角和极化相位差。完备的电磁矢量传感器阵元分量 $L = 6$ ，一般可以根据实际需要选取所需阵元分量个数，但是 L 必须大于等于 2，否则不能接收到电磁信号的极化信息。

假设有 M 个阵元构成极化敏感阵列，每个阵元由 L 个电磁分量构成，对于空间入射的 K 个相干窄带信号 $s_k(t)$ ，接收信号模型可以表示为

$$\mathbf{X}(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{a}_p(\theta_k, \varphi_k, \gamma_k, \eta_k) \otimes \mathbf{q}_k(\theta, \varphi) s_k(t) \quad (2)$$

其中 \otimes 表示 Kronecker 乘积， $\mathbf{a}_p(\theta_k, \varphi_k, \gamma_k, \eta_k)$ 表示第 k 个信号的 L 维极化导向矢量， $\mathbf{q}_k(\theta, \varphi)$ 表示 M 维空间导向矢量，以第 1 个阵元为参考阵元，相邻两阵元之间的空间相位差为 ϕ_k ，有

$$\mathbf{q}_k(\theta, \varphi) = [1, e^{-j\phi_k}, \dots, e^{-j(M-1)\phi_k}]^T \quad (3)$$

令 $s_k(t) = \alpha_k s_1(t)$, $k = 2, 3, \dots, K$, $\alpha_k = |\alpha_k| e^{j\Delta\varsigma_k}$ 是一个复常数， $|\alpha_k|$ 和 $\Delta\varsigma_k$ 分别表示第 k 个信号相对于 $s_1(t)$ 的幅度衰落和相位差^[5]。假设 $s_k(t)$, $k = 1, 2, \dots, K$ 为均值为 0 的平稳随机过程，则 $s_k(t)$ 和

$s_1(t)$ 的相关系数为

$$\begin{aligned} \rho_k &= \frac{\mathbb{E}\{s_1(t)s_k^*(t)\}}{\sqrt{\mathbb{E}\{|s_1(t)|^2\}}\sqrt{\mathbb{E}\{|s_k(t)|^2\}}} \\ &= \frac{\alpha_k^* \mathbb{E}\{s_1(t)\}}{|\alpha_k| \mathbb{E}\{|s_1(t)|^2\}} = e^{-j\Delta\varsigma_k} \end{aligned} \quad (4)$$

可见， $|\rho_k| = 1$ 即信号之间是相干的。把入射相干信号源写成矢量的形式，有

$$\mathbf{s}(t) = [1, \alpha_2, \dots, \alpha_K]^T s_1(t) = \boldsymbol{\alpha} s_1(t) \quad (5)$$

其中 $\boldsymbol{\alpha} = [1, \alpha_2, \dots, \alpha_K]^T$ 是 $K \times 1$ 维的复常数矢量。

入射信号相关矩阵为

$$\mathbf{R}_s = \mathbb{E}\{\mathbf{s}(t)\mathbf{s}(t)^H\} = \boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}^H \quad (6)$$

其中假设 $\mathbb{E}\{|s_1(t)|^2\} = 1$ ，显然有 $\text{rank}\{\mathbf{R}_s\} = \text{rank}\{\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}^H\} = 1$ ，即相关矩阵 \mathbf{R}_s 不再是一个满秩矩阵。

考虑到加性噪声 $\mathbf{N}(t)$ 的影响，将信号模型重新表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(t) &= \sum_{k=1}^K \mathbf{a}_p(\theta_k, \varphi_k, \gamma_k, \eta_k) \otimes \mathbf{q}_k(\theta, \varphi) s_k(t) + \mathbf{N}(t) \\ &= \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{N}(t) \end{aligned} \quad (7)$$

其中 $\mathbf{N}(t)$ 为 $ML \times 1$ 维的高斯白噪声。将接收信号的自相关矩阵表示为

$$\mathbf{R} = \mathbb{E}\{\mathbf{X}(t)\mathbf{X}(t)^H\} = \mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H + \mathbf{R}_n \quad (8)$$

可见，自相关矩阵 \mathbf{R} 的秩受限于 \mathbf{R}_s 的秩，所以在自适应阵列处理算法之前，必须先对接收信号进行解相干处理。下面将介绍极化平滑解相干算法。

3 解相干算法描述

3.1 极化平滑

各阵元由 L 个分量构成，现在仅考虑阵列相同类型的极化分量第 l 分量^[4]的输出：

$$\begin{aligned} \mathbf{X}^{(l)}(t) &= \sum_{k=1}^K a_p^{(l)}(\theta_k, \varphi_k, \gamma_k, \eta_k) \cdot \mathbf{q}_k(\theta, \varphi) s_k(t) + \mathbf{N}^{(l)}(t) \\ &= \mathbf{Q}\mathbf{A}^{(l)}\mathbf{s}(t) + \mathbf{N}^{(l)}(t) \end{aligned} \quad (9)$$

其中， $l = 1, 2, \dots, L$, $a_p^{(l)}(\theta_k, \varphi_k, \gamma_k, \eta_k)$ 表示极化导向矢量的第 l 个分量， $\mathbf{Q} = [\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \dots, \mathbf{q}_K]$; $\mathbf{A}^{(l)} = \text{diag}(a_{p1}^{(l)}, a_{p2}^{(l)}, \dots, a_{pK}^{(l)})$ ，为了方便将 $a_p^{(l)}(\theta_k, \varphi_k, \gamma_k, \eta_k)$ 简写成 $a_{pk}^{(l)}$ 。 $\mathbf{X}^{(l)}(t)$ 表示 M 维的接收信号矢量，这样就极化敏感阵列分解成了 L 个子阵，每个子阵含有 M 个阵元，分别求各子阵的相关矩阵：

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_X^{(l)} &= \mathbb{E}\{\mathbf{X}^{(l)}(t)\mathbf{X}^{(l)}(t)^H\} \\ &= \mathbf{Q}\mathbf{A}^{(l)}\mathbb{E}\{\mathbf{s}(t)\mathbf{s}(t)^H\}\mathbf{A}^{(l)H}\mathbf{Q}^H + \mathbf{R}_N^{(l)} \\ &= \mathbf{Q}\mathbf{A}^{(l)}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^{(l)H}\mathbf{Q}^H + \mathbf{R}_N^{(l)} \end{aligned} \quad (10)$$

常规的极化平滑算法就是把各子阵的相关矩阵进行均匀加权求和,以降低信号之间的相关性^[4]。均匀极化平滑之后的相关矩阵为

$$\mathbf{R}_X = \sum_{l=1}^L \frac{1}{L} \mathbf{R}_X^{(l)} = \sum_{l=1}^L \frac{1}{L} \mathbf{Q} \mathbf{A}^{(l)} \mathbf{R}_s \left(\mathbf{A}^{(l)} \right)^H \mathbf{Q}^H + \sum_{l=1}^L \frac{1}{L} \mathbf{R}_N^{(l)} = \mathbf{Q} \mathbf{R}_L \mathbf{Q}^H + \sum_{l=1}^L \frac{1}{L} \mathbf{R}_N^{(l)} \quad (11)$$

其中

$$\mathbf{R}_L = \sum_{l=1}^L \frac{1}{L} \mathbf{A}^{(l)} \mathbf{R}_s \left(\mathbf{A}^{(l)} \right)^H = \sum_{l=1}^L \frac{1}{L} \mathbf{A}^{(l)} \boldsymbol{\alpha} \boldsymbol{\alpha}^H \left(\mathbf{A}^{(l)} \right)^H = \sum_{l=1}^L \frac{1}{L} \mathbf{A}^{(l)} \boldsymbol{\alpha} \left(\mathbf{A}^{(l)} \boldsymbol{\alpha} \right)^H \quad (12)$$

$$\text{令 } \mathbf{c}_l = \mathbf{A}^{(l)} \boldsymbol{\alpha}, \text{ 则 } \mathbf{R}_L = \sum_{l=1}^L \frac{1}{L} \mathbf{c}_l \mathbf{c}_l^H = \frac{1}{L} \mathbf{C} \mathbf{C}^H,$$

其中

$$\mathbf{C} = \text{diag} \left(1, \alpha_2, \dots, \alpha_K \right) \begin{bmatrix} a_{p1}^{(1)} & a_{p1}^{(2)} & \dots & a_{p1}^{(L)} \\ a_{p2}^{(1)} & a_{p2}^{(2)} & \dots & a_{p2}^{(L)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{pK}^{(1)} & a_{pK}^{(2)} & \dots & a_{pK}^{(L)} \end{bmatrix} \quad (13)$$

此时,当 $K \leq L$ 时 $\text{rank}(\mathbf{R}_L) = \text{rank}(\mathbf{C}) = K$, 可见通过对阵元各分量接收数据的自相关矩阵进行均匀加权平滑,降低了信号之间的相关性,使加权平滑之后的相关矩阵的秩不再等于 1。可是极化平滑算法只有当入射信号满足一定条件时^[6],才能对相干信号进行完全解相干,阵列的解相干性能还有待进一步提高。

3.2 非均匀加权极化平滑

若入射信号为互不相干的平稳随机过程,则阵列接收信号的相关矩阵 \mathbf{R} 为 Toeplitz 矩阵,即对角线上的元素相等^[5]。当信号相干时会导致平滑之后的相关矩阵 \mathbf{R}_X 偏离 Toeplitz 的形式,因此可以选择适当的加权系数 $w_l, l = 1, 2, \dots, L$, 使加权平滑之后的相关矩阵仍为 Toeplitz 矩阵,这样就实现了对相干信号的解相干,有

$$\sum_{l=1}^L w_l = 1 \quad (14)$$

$$\mathbf{R}_X = \sum_{l=1}^L w_l \mathbf{R}_X^{(l)} \quad (15)$$

为了衡量加权平滑之后的相关矩阵偏离 Toeplitz 矩阵的程度,将 \mathbf{R}_X 中各元素与其所在对角线上元素均值的方差和作为代价函数:

$$\psi = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{m=1}^{M-i} \left| r(m+i, m) - r(i) \right|^2 \quad (16)$$

$$r(i) = \frac{1}{M-i} \sum_{m=1}^{M-i} r(m+i, m) = \frac{1}{M-i} \sum_{m=1}^{M-i} \left(\sum_{l=1}^L w_l r^{(l)}(m+i, m) \right) \quad (17)$$

其中 $r(i)$ 表示 \mathbf{R}_X 的第 i 条对角线上元素的均值,以 $r(0)$ 为主对角线上元素的均值作为参考。 $r^{(l)}(m+i, m)$ 表示 $\mathbf{R}_X^{(l)}$ 的第 $(m+i, m)$ 个元素。由于自相关矩阵的 Hermite 特性,故只考虑下三角矩阵的各元素。将式(16),式(17)联合并写成矩阵的形式有

$$\psi = \mathbf{w}^T \mathbf{R}_r \mathbf{w} \quad (18)$$

其中 $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_L]^T$, 且

$$\mathbf{R}_r = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{m=1}^{M-i} \text{Re} \left\{ \boldsymbol{\zeta}_{m+i, m} \boldsymbol{\zeta}_{m+i, m}^H \right\} \quad (19)$$

$$\left. \begin{aligned} \boldsymbol{\zeta}_{m+i, m} &= \left[\zeta_{m+i, m}^{(1)}, \zeta_{m+i, m}^{(2)}, \dots, \zeta_{m+i, m}^{(L)} \right]^T \\ \zeta_{m+i, m}^{(l)} &= r^{(l)}(m+i, m) - \frac{1}{M-i} \sum_{m=1}^{M-i} r^{(l)}(m+i, m) \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

式中 $\zeta_{m+i, m}^{(l)}$ 表示 $\mathbf{R}_X^{(l)}$ 中第 $(m+i, m)$ 个元素相对于第 i 条对角线元素均值的偏差, $\text{Re}\{\cdot\}$ 表示求实部操作。这是一个条件极值问题,可描述为

$$\min \mathbf{w}^T \mathbf{R}_r \mathbf{w}, \text{ s.t. } \mathbf{w}^T \mathbf{i}_{L \times 1} = 1 \quad (21)$$

其中 $\mathbf{i}_{L \times 1}$ 为 $L \times 1$ 维的全 1 向量。利用拉格朗日乘子法^[3],可解得最优加权系数为

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{i}}{\mathbf{i}^T \mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{i}} \quad (22)$$

将最优加权系数代入到式(15)中,就可求得非均匀加权极化平滑之后的最接近 Toeplitz 形式的信号相关矩阵,完成了对相干信号最大程度的解相干。

由 M 个阵元构成的极化敏感阵列共含有 ML 个传感器单元,从上面的分析可得极化平滑算法是对 L 个 $M \times M$ 维的相关矩阵 $\mathbf{R}_X^{(l)}$ 进行滑动平均,一般我们用 N 次采样快拍得到的接收数据来估计 $\mathbf{R}_X^{(l)}$,即

$$\widehat{\mathbf{R}}_X^{(l)} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{X}^{(l)}(n) \left(\mathbf{X}^{(l)}(n) \right)^H \quad (23)$$

其中 $\mathbf{X}^{(l)}(n)$ 是对 $\mathbf{X}^{(l)}(t)$ 的离散采样。当入射信号是平稳随机过程时,可以在不同的时刻分别计算 L 个 $\mathbf{R}_X^{(l)}$,也就是说恰当地在 L 个分量之间进行转换,每次只需处理 M 个传感器的数据,而无需同时计算 ML 个传感器的相关矩阵,这也大大减少了算法的复杂度^[13]。

由于 $\text{rank}(\mathbf{R}_X) = \text{rank}(\mathbf{Q} \mathbf{R}_L \mathbf{Q}^H)$, 且

$$\text{rank}(\mathbf{Q} \mathbf{R}_L \mathbf{Q}^H) \leq \min(L, K, M) \quad (24)$$

所以当实现解相干时,即 $\text{rank}(\mathbf{R}_X) = K$, 需要满足 $K \leq M$ 且 $K \leq L$ 。又因为基于特征分解的子空间类

方法需要满足信号个数 K 小于等于阵列的自由度，即 $K \leq M - 1$ ，因此：

$$K \leq \min(L, M - 1) \quad (25)$$

即当入射相干信号个数满足上述要求时可以用本文方法实现解相干。

4 仿真分析

仿真条件 1 5 阵元均匀线阵，每个阵元由 6 个分量构成，阵元间距 $d = \lambda/2$ ，入射信号为一个期望信号和与之相干的干扰信号。实验中入射信号均为远场窄带信号，仿真中只考虑其包络，考虑期望信号的复包络 $s_1(n) = A_1 e^{j2\pi f_1 n + j\varphi_1}$ ，其中 A_1 为期望信号的幅度，由信噪比 $\text{SNR} = 10 \lg(A_1^2 / \sigma_n^2)$ 决定， σ_n^2 表示噪声功率，归一化频率 $f_1 = 0.1$ ， φ_1 是在 $[0, 2\pi]$ 上服从均匀分布的随机相位，相干干扰信号 $s_2(n) = \alpha_2 s_1(n)$ ，其中 $\alpha_2 = 0.8e^{j\pi/6}$ ，表示干扰信号相对期望信号的幅度衰落和相位差。期望信号到达角 $(\theta_1, \varphi_1) = (10^\circ, 90^\circ)$ ，极化相角 $\gamma_1 = 30^\circ$ ，极化相位差 $\eta_1 = 60^\circ$ 。干扰信号参量 $(\theta_2, \varphi_2) = (60^\circ, 90^\circ)$ ， $(\gamma_2, \eta_2) = (60^\circ, 30^\circ)$ ， $\text{SNR} = 5 \text{ dB}$ ， $\text{INR} = 20 \text{ dB}$ 。噪声为均值为 0，方差 $\sigma_n^2 = 1$ 的高斯白噪声。图 1 给出了不同的平滑算法对 MVDR 波束形成方向图的影响(图中 PS 和 WS 分别代表常规的极化平滑算法和本文算法)。从仿真结果可以看出两种方法都将波束主瓣对准了期望信号方向，同时本文方法比常规极化平滑方法在干扰方向形成了更深更精确的零陷，而普通的 MVDR 算法在干扰来波方向并没有零陷。

仿真条件 2 4 阵元均匀线阵，每个阵元由 6 个分量构成，入射信号为 4 个相干的窄带信号，期望信号 $s_1(n) = A_1 e^{j2\pi f_1 n + j\varphi_1}$ 与仿真条件 1 相同，干扰信号 $s_2(n) = 0.8e^{j\pi/6} s_1(n)$ ， $s_3(n) = 0.9e^{j\pi/3} s_1(n)$ ， $s_4(n) = 0.6e^{j\pi/4} s_1(n)$ 。信噪比、干噪比及噪声设置同仿真条件 1。期望信号到达角 $(\theta_1, \varphi_1) = (0^\circ, 90^\circ)$ ，极化参数 $(\gamma_1, \eta_1) = (30^\circ, 60^\circ)$ 。3 个干扰信号的俯仰角分别为 $\theta_2 = -70^\circ, \theta_3 = -40^\circ, \theta_4 = 40^\circ$ ，方位角都为 90° ，干扰信号的极化参量分别为 $(\gamma_2, \eta_2) = (60^\circ, 30^\circ)$ ，

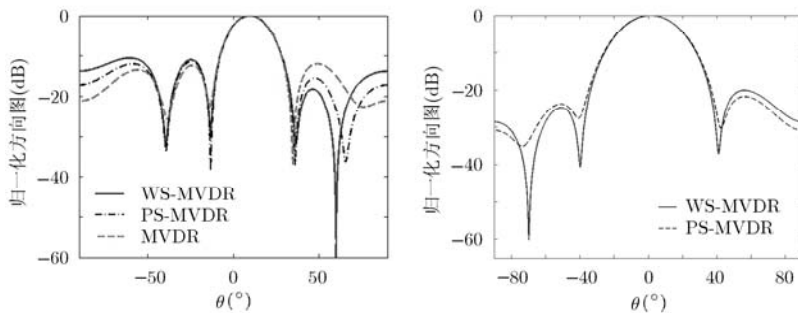


图 1 不同平滑算法对阵列方向图的影响

$(\gamma_3, \eta_3) = (45^\circ, 90^\circ), (\gamma_4, \eta_4) = (20^\circ, -90^\circ)$ 。图 2 给出了不同的平滑算法对 MVDR 波束形成方向图的影响。从仿真结果可以看出，本文算法当入射信号个数与阵元数相同时，即 $K = M$ 时也能很好地完成解相干。

仿真条件 3 入射信号参量同仿真条件 1，当输入信号信噪比变化时图 3 给出了均匀平滑(PS-MUSIC)算法和文献[11]中的 modified PAS in element-space 算法和本文算法对 Root-Music 参数估计均方根误差的影响，并对比分析了相干信号 $|\rho| = 1.0$ 和部分相关(仿真中设置 $|\rho| = 0.8$)情况下的性能对比。从仿真结果可以看出 3 种算法在平滑处理之后都能很好地完成信号的解相干，且本文算法具有更低的均方根误差，且在入射信号部分相关的情况下也具有较好的解相干性能。

仿真条件 4 基本仿真条件同仿真条件 1。由于极化敏感阵列各阵元在空间共点放置，使得各共点通道之间接收噪声存在一定的相干性，考虑各通道接收噪声为相干的高斯白噪声，且噪声与入射信号不相关。图 4 给出了通道相干噪声对不同算法解相干性能的影响。从仿真结果可以看出，在相干噪声的情况下本文算法和文献[11]中的算法都具有较好的解相干性能，且本文算法具有更低的均方根误差，与图 3 对比可以看出常规的极化平滑算法性能下降。

仿真条件 5 基本仿真条件同仿真条件 1。考虑非均匀噪声对本文算法的影响，噪声与入射信号不相关。图 5 给出了通道非均匀噪声对不同算法解相干性能的影响，非均匀噪声的协方差矩阵设置同文献[16]中的式(2)，且主对角元素是在区间 $(0, 5]$ 上均匀分布的随机变量。从仿真结果可以看出，在非均匀噪声的情况下本文算法和文献[11]中的算法都具有较好的解相干性能，且文献[11]中的算法具有更低的均方根误差，但从算法的推导可知文献[11]中的算法同时利用了子阵的自相关和互相关信息，具有

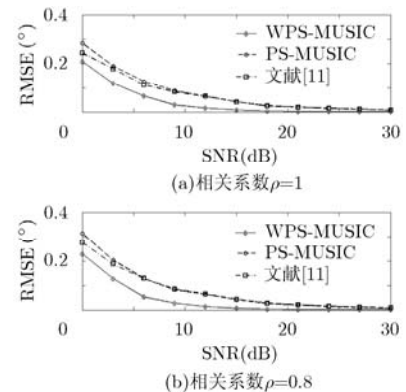


图 2 多个相干信号对波束图的影响 图 3 不同平滑算法参数估计均方根误差对比

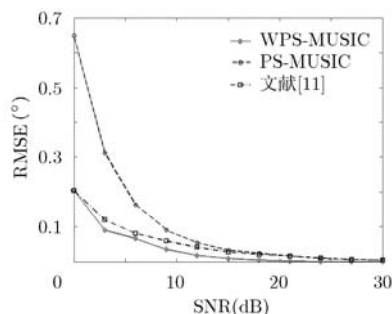


图4 相干噪声对算法性能的影响

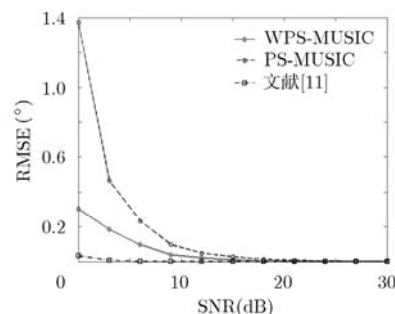


图5 非均匀噪声对算法性能的影响

更大的算法计算量。与图3对比可以看出常规的极化平滑算法在非均匀噪声情况下性能下降。

5 结束语

本文在常规极化平滑算法的基础上,通过对各子阵相关矩阵进行非均匀加权实现了对任意相干信号的解相干。计算机仿真结果表明本文方法无论是应用于参数估计还是波束形成都比常规极化平滑算法具有更优的性能,且在相干噪声或非均匀噪声的背景下也具有很好的算法适应性。

参考文献

- [1] Nehorai A and Paldi E. Vector-sensor array processing for electromagnetic source localization[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1994, 42(2): 376-398.
- [2] Wong K T and Yuan X. "Vector cross-product direction-finding" with an electromagnetic vector-sensor of six orthogonally oriented but spatially noncollocating dipoles or loops[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(1): 160-171.
- [3] 庄钊文, 徐振海, 肖顺平, 等. 极化敏感阵列信号处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2005: 16-34.
- [4] Nikolic M M, Nehorai Arye, and Djordjevic A R. Estimation of direction of arrival using multipath on array platforms[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2012, 60(7): 3444-3454.
- [5] 何子述, 夏威, 等. 现代数字信号处理及其应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2010: 301-320.
- [6] 林智勇, 陶建武. 基于矢量平滑的相关源MVDR波束成形[J]. *通信学报*, 2013, 34(1): 96-103.
Lin Zhi-yong and Tao Jian-wu. MVDR beamforming for correlated signal with vector smoothing[J]. *Journal on Communications*, 2013, 34(1): 96-103.
- [7] Thakre A and Haardt M, and Giridhar K. Single snapshot spatial smoothing with improved effective array aperture[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2009, 16(6): 505-508.
- [8] 王伟伟, 梁广真. 基于均分阵元的空域平滑技术研究[J]. *现代电子技术*, 2013, 36(9): 82-83.
Wang Wei-wei and Liang Guang-zhen. Research of spatial smoothing technique based on split array element[J]. *Modern Electronics Technique*, 2013, 36(9): 82-83.
- [9] Rahamim D, Tabrikian J, and Shavit R. Source localization using vector sensor array in a multipath environment[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(11): 3096-3013.
- [10] He Jin, Jiang Sheng-li, Wang Ju-ting, et al. Polarization difference smoothing for direction finding of coherent signals [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2010, 46(1): 469-480.
- [11] Xu Y and Liu Z. Polarimetric angular smoothing algorithm for an electromagnetic vector-sensor array[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2007, 1(3): 230-240.
- [12] 郑桂妹, 陈伯孝, 杨明磊, 等. 基于电磁矢量阵列的加权极化平滑解相干算法[J]. *系统工程与电子技术*, 2012, 34(4): 637-643.
Zheng Gui-mei, Chen Bai-xiao, Yang Ming-lei, et al. Weighted polarization smoothing algorithm for electromagnetic vector-sensor array[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2012, 34(4): 637-643.
- [13] 刘兆霆, 何劲, 刘中. 线性电磁矢量阵列的空时极化平滑算法及相干源多参数估计[J]. *电子与信息学报*, 2010, 32(12): 3032-3036.
Liu Zhao-ting, He Jin, and Liu Zhong. Spatial-temporal polarization smoothing for joint frequency, 2-D DOA, and polarization estimation of coherent sources with linear electromagnetic vector sensor array[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(12): 3032-3036.
- [14] Wong K T, Li Lin-shan, and Zoltowski M D. Root-MUSIC-based direction-finding and polarization estimation using diversely-polarized possibly-collocated antennas[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2004, 3(1): 129-132.
- [15] 田静, 廖桂生, 杨志伟. 极化敏感阵列斜投影滤波性能分析[J]. *雷达学报*, 2013, 2(3): 284-291.
Tian Jing, Liao Gui-sheng, and Yang Zhi-wei. Performance analysis of oblique projection filtering based on polarization sensitive array[J]. *Journal of Radars*, 2013, 2(3): 284-291.
- [16] 刘国红, 孙晓颖, 王波. 非均匀噪声下频率及二维到达角的联合估计[J]. *电子学报*, 2011, 39(10): 2427-2430.
Liu Guo-hong, Sun Xiao-ying, and Wang bo. Joint estimation for frequency and 2-D DOA in nonuniform noise[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2011, 39(10): 2427-2430.

李会勇: 男, 1975年生, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为自适应及阵列信号处理。
刘芳: 女, 1989年生, 硕士生, 研究方向为阵列信号处理。
谢菊兰: 女, 1981年生, 讲师, 主要研究方向为数字波束形成与波束到达角估计。
樊勇: 男, 1963年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为射频前端及信号处理等。