

基于反对角单位阵的窄带多径信号接收波束形成算法

丁永超* 刘成城 赵拥军 刘亚奇

(信息工程大学导航与空天目标工程学院 郑州 450001)

摘要: 针对多径环境下传统 Capon 波束形成器性能下降的问题, 该文首先分析了期望信号对消的原因: 对期望信号和多径干扰的阵列输出间的相位差始终在 $\pm\pi$ 附近变化。然后利用反对角单位阵构造新的阵列接收数据协方差矩阵和导向矢量, 并根据最小方差无畸变(MVDR)准则求取最优加权矢量进行阵列输出。该算法无需估计多径和非相关干扰信号的来向, 且可以通过调整选取的阵元个数获得更优的阵列输出性能。仿真实验表明该文算法的性能优于传统 Capon 和多径信号接收类算法。

关键词: 波束形成; 多径; 反对角单位阵; 相位差

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2015)02-0192-07

DOI: 10.12000/JR14012

引用格式: 丁永超, 刘成城, 赵拥军, 等. 基于反对角单位阵的窄带多径信号接收波束形成算法[J]. 雷达学报, 2015, 4(2): 192-198. <http://dx.doi.org/10.12000/JR14012>.

Reference format: Ding Yong-chao, Liu Cheng-cheng, Zhao Yong-jun, *et al.* Narrowband multipath signal reception beamforming algorithm based on anti-diagonal unit matrix[J]. *Journal of Radars*, 2015, 4(2): 192-198. <http://dx.doi.org/10.12000/JR14012>.

Narrowband Multipath Signal Reception Beamforming Algorithm Based on Anti-diagonal Unit Matrix

Ding Yong-chao Liu Cheng-cheng Zhao Yong-jun Liu Ya-qi

(College of Navigation & Aerospace Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: In multipath environment, the conventional Capon beamformer suffers from signal cancellation mainly because of the variation in phase differences (near $\pm\pi$) between the array output corresponding to the signal of interest and multipath interferences. To solve this problem, a novel beamforming method for multipath signal reception is proposed. This method uses an antidiagonal unit matrix to construct a new covariance matrix and a constrained steering vector. Then, the weighting vector is obtained based on the minimum variance distortionless response criterion and the array output is performed. The proposed method does not have to estimate the direction of arrival of multipath interferences and uncorrelated interferences; moreover, the array output can improve by adjusting the number of array elements. The simulations demonstrate the superior performance of the proposed method over the conventional Capon and multipath signal reception methods.

Key words: Beamforming; Multipath; Anti-diagonal unit matrix; Phase difference

1 引言

在窄带多径环境下, 由于多径干扰会对消期望信号, 传统波束形成算法性能将急剧下降甚至失效^[1]。为解决此问题, 多径干扰波束形成算法得到广泛地研究, 目前, 根据对多径干扰的处理方式不同, 可分为多径干扰抑制波束形成算法和多径信号接收波束形成算法。

多径干扰抑制波束形成算法主要是通过解相

干处理或线性约束实现期望信号的有效接收。一类典型的解相干处理算法是空间平滑算法^[2-4], 该算法可以有效地实现解相干处理, 但是牺牲了阵列的有效孔径, 且稳健性较差。此外, 学者还提出了如: 多零陷约束算法^[5]、时域加权主成分分析算法^[6]以及结合最差性能约束、软约束和 Duvall 结构的稳健算法等^[7,8]。

多径信号接收波束形成算法^[9-12]对多径信号联合接收, 目的是为充分利用多径信号信息。文献[11]首先利用变换矩阵去除阵列接收数据中非相关干扰信息, 并估计多径信号的合成导向矢量, 然后基

2014-01-17 收到, 2014-03-09 改回; 2014-10-09 网络优先出版
国家高技术研究发展计划(863 计划)(2012AA7031015)资助课题
*通信作者: 丁永超 playcding@163.com

于合成导向矢量和阵列协方差矩阵的特征结构进行波束形成, 该算法有效实现了多径信号的接收, 且具有较快的收敛速度, 但需估计非相关干扰的信号来向。文献[12]通过在期望信号和多径干扰来向附近施加最差性能约束实现了多径信号的联合接收, 且具有较好的稳健性, 但该算法需估计多径干扰来向, 且阵列输出性能易受多径信号初始相位差的影响。

本文首先分析多径环境下期望信号对消的原因: 对应期望信号和多径干扰的阵列输出间的相位差始终在 $\pm\pi$ 附近变化。然后基于反对角单位阵构造新的数据协方差矩阵和导向矢量, 利用最小方差无畸变准则进行波束输出, 该算法可以有效地补偿期望信号和多径干扰对应的阵列输出间的相位差, 并可通过选取合适的阵元个数获取更优的阵列输出性能。最后, 仿真实验分析验证了算法的有效性。

2 信号模型和 Capon 波束形成器

考虑 P 个远场窄带平面波 $s_i(t) (i = 0, 1, \dots, P-1)$ 以角度 θ_i 入射到 M 阵元均匀直线阵。假定 $s_0(t)$ 是期望信号, 其余 $P-1$ 个信号与 $s_0(t)$ 非相关, 且 $s_0(t)$ 存在 Q 个多径干扰, 其来波方向为 $\hat{\theta}_q (q = 1, 2, \dots, Q)$, 每个多径干扰由期望信号经幅度衰减和相位延迟得到, 即:

$$\hat{s}_q(t) = \rho_q e^{-j\hat{\phi}_q} s_0(t) \quad (1)$$

其中 $\hat{s}_q(t)$ 表示第 q 个多径信号, ρ_q 表示第 q 个多径信号相对期望信号的幅度衰减因子, $\hat{\phi}_q$ 为多径传播引起的相位差。

假定阵元间距为 d , 波达方向为 θ 的信号的方向矢量 $\mathbf{a}(\theta)$ 可表示为:

$$\mathbf{a}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\theta} & \dots & e^{-j(M-1)2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\theta} \end{bmatrix}^T \quad (2)$$

其中 λ 为信号波长。 t 时刻阵列接收数据矢量为:

$$\mathbf{x}(t) = \left[\mathbf{a}(\theta_0) + \sum_{q=1}^Q \mathbf{a}(\hat{\theta}_q) \rho_q e^{-j\hat{\phi}_q} \right] s_0(t) + \sum_{i=1}^{P-1} \mathbf{a}(\theta_i) s_i(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3)$$

其中 $\mathbf{n}(t)$ 为阵列接收噪声矢量。

阵列输出可表示为:

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \quad (4)$$

其中 \mathbf{w} 为复加权矢量。

传统 Capon 波束形成器^[13]在满足阵列输出功率最小化的同时约束期望方向阵列响应为 1, 可表示为如式(5)优化问题:

$$\mathbf{R} = A^2 \begin{bmatrix} 1 + \rho_1^2 + \rho_1 e^{j\hat{\phi}_1} + \rho_1 e^{-j\hat{\phi}_1} & e^{-j\phi_0} + \rho_1^2 e^{-j\phi_{\hat{\theta}_1}} + \rho_1 e^{j(\hat{\phi}_1 - \phi_{\hat{\theta}_1})} + \rho_1 e^{-j(\hat{\phi}_1 + \phi_0)} \\ e^{j\phi_0} + \rho_1^2 e^{j\phi_{\hat{\theta}_1}} + \rho_1 e^{-j(\hat{\phi}_1 - \phi_{\hat{\theta}_1})} + \rho_1 e^{j(\hat{\phi}_1 + \phi_0)} & 1 + \rho_1^2 + \rho_1 e^{j(\hat{\phi}_1 + \phi_0 - \phi_{\hat{\theta}_1})} + \rho_1 e^{j(\phi_{\hat{\theta}_1} - \hat{\phi}_1 - \phi_0)} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\left. \begin{array}{l} \min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \\ \text{s.t. } \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_0) = 1 \end{array} \right\} \quad (5)$$

其中 \mathbf{R} 是 $M \times M$ 维协方差矩阵。实际应用中, \mathbf{R} 用采样协方差矩阵代替

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \quad (6)$$

其中 N 为采样点数。利用拉格朗日乘子法, 上述优化问题的解为:

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0)}{\mathbf{a}^H(\theta_0) \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0)} = \mu \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0) \quad (7)$$

其中

$$\mu = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta_0) \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0)}$$

在理想条件下, 传统 Capon 波束形成器能够有效地抑制非相关干扰。但当多径干扰存在时, 多径干扰会引起期望信号对消, 波束形成器性能将急剧下降, 甚至失效。下面给出期望信号对消的具体原因。

3 多径环境下期望信号对消原因

假定 $M = 2, P = 1, Q = 1$, 期望信号为复指数信号, 其离散形式为:

$$s_0(n) = A e^{j2\pi f_n t_n} = A e^{j\phi_0(n)} \quad (8)$$

其中 A 为期望信号幅度, t_n 为第 n 个采样点对应的采样时刻。则多径干扰可表示为:

$$\hat{s}_1(n) = \rho_1 e^{-j\hat{\phi}_1} s_0(n) = \rho_1 A e^{j(\phi_0(n) - \hat{\phi}_1)} = \rho_1 A e^{j\phi_1(n)} \quad (9)$$

期望信号和多径干扰信号的方向矢量 $\mathbf{a}(\theta_0)$ 和 $\mathbf{a}(\hat{\theta}_1)$ 分别为:

$$\mathbf{a}(\theta_0) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\theta_0} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\phi_0} \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

$$\mathbf{a}(\hat{\theta}_1) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\hat{\theta}_1} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\phi_{\hat{\theta}_1}} \end{bmatrix}^T \quad (11)$$

忽略噪声项 $\mathbf{n}(t)$ 的影响, 阵列接收数据矢量可表示为:

$$\mathbf{x}(n) = A \left[e^{j\phi_0(n)} + \rho_1 e^{j\phi_1(n)} \quad e^{j(\phi_0(n) + \phi_0)} + \rho_1 e^{j(\phi_1(n) + \phi_{\hat{\theta}_1})} \right]^T \quad (12)$$

根据式(6)和式(12)可得阵列接收数据协方差矩阵

将式(10)和式(13)代入式(7)得最优加权矢量

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\mu A^2}{|\mathbf{R}|} \begin{bmatrix} \rho_1^2 - \rho_1^2 e^{j(\phi_{\theta_0} - \phi_{\hat{\theta}_1})} - \rho_1 e^{-j\hat{\phi}_1} + \rho_1 e^{j(\phi_{\hat{\theta}_1} - \hat{\phi}_1 - \phi_{\theta_0})} \\ \rho_1^2 e^{j\phi_{\theta_0}} - \rho_1^2 e^{j\phi_{\hat{\theta}_1}} + \rho_1 e^{j(\phi_{\theta_0} - \hat{\phi}_1)} + \rho_1 e^{j(\phi_{\hat{\theta}_1} - \hat{\phi}_1)} \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中 $|\mathbf{R}|$ 为 \mathbf{R} 的行列式值。根据式(4), 对应期望信号的阵列输出为:

$$y_0(n) = \mathbf{w}_{\text{opt}}^H \mathbf{a}(\theta_0) s_0(n) = \frac{\mu A^3 \rho_1^2 e^{j\phi_0(n)}}{|\mathbf{R}|} \left[2 - e^{j(\phi_{\theta_0} - \phi_{\hat{\theta}_1})} - e^{j(\phi_{\hat{\theta}_1} - \phi_{\theta_0})} \right] \quad (15)$$

对应多径干扰的阵列输出为:

$$y_1(n) = \mathbf{w}_{\text{opt}}^H \mathbf{a}(\hat{\theta}_1) \hat{s}_1(n) = -\frac{\mu A^3 \rho_1^2 e^{j\phi_0(n)}}{|\mathbf{R}|} \left[2 - e^{j(\phi_{\theta_0} - \phi_{\hat{\theta}_1})} - e^{j(\phi_{\hat{\theta}_1} - \phi_{\theta_0})} \right] = y_0(n) e^{\pm j\pi} \quad (16)$$

对比式(15)和式(16)可知, $y_0(n)$ 和 $y_1(n)$ 的幅值相等, 相位差为 $\pm\pi$ 。阵列的输出为:

$$y(n) = y_0(n) + y_1(n) = 0 \quad (17)$$

此时, 期望信号被完全对消, 因此Capon波束形成器的性能将急剧下降。上述分析是基于2个阵元, 仅存在1个多径干扰条件下进行, 随着阵元个数干扰数目的增加, 我们发现阵列输出对应期望信号和多径干扰间的相位差仍在 $\pm\pi$ 附近变化, 由于推导过程较为复杂, 本文在第5节给出了仿真验证。对窄带随机信号的理论推导见附录。

4 基于反对角单位阵的多径信号接收算法

基于上述分析, 若能求取最优加权矢量使对应期望信号和多径干扰的阵列输出间的相位差不等于 $\pm\pi$, 则可避免期望信号的完全对消, 且随着相位差的逐渐减小, 接收信号的幅值逐渐增大。

构造反对角单位阵

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ 1 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{M \times M} \quad (18)$$

使

$$\hat{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{J} \mathbf{x}(n) \quad (19)$$

易知 $\mathbf{J} = \mathbf{J}^T = \mathbf{J}^H = \mathbf{J}^{-1}$, 因此新的阵列接收协方差矩阵为:

$$\hat{\mathbf{R}}_J = \mathbf{E} \{ \hat{\mathbf{x}}(n) \hat{\mathbf{x}}^H(n) \} = \mathbf{E} \{ \mathbf{J} \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{J} \} = \mathbf{J} \mathbf{R} \mathbf{J} \quad (20)$$

式(2)左侧乘以 \mathbf{J} 可得新的阵列导向矢量为:

$$\mathbf{a}_J(\theta) = \mathbf{J} \mathbf{a}(\theta) = e^{-j(M-1)2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta} \begin{bmatrix} 1, e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta}, \dots, \\ e^{j(M-1)2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta} \end{bmatrix}^T = e^{-j(M-1)2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta} \mathbf{a}^*(\theta) \quad (21)$$

由式(21)可知, $\mathbf{a}_J(\theta)$ 和 $\mathbf{a}^*(\theta)$ 间仅存在一个相位差, 因此可认为 $\mathbf{a}_J(\theta)$ 与 $\mathbf{a}^*(\theta)$ 等价。将式(20)和式(21)代入式(7)可得最优加权矢量为:

$$\mathbf{w}_{\text{opt}_J} = \frac{\hat{\mathbf{R}}_J^{-1} \mathbf{a}_J(\theta_0)}{\mathbf{a}_J^H(\theta_0) \hat{\mathbf{R}}_J^{-1} \mathbf{a}_J(\theta_0)} = \frac{\mathbf{J} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0)}{\mathbf{a}^H(\theta_0) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0)} = \mathbf{J} \mathbf{w}_{\text{opt}} \quad (22)$$

为使输出波束的波峰和零陷与原输入信号的方向对应, 可以选择如下两种方式进行波束形成:

$$|P_{\text{out}}(\theta)| = |\mathbf{w}_{\text{opt}_J}^H \mathbf{a}_J(\theta)| \quad (23)$$

$$|P_{\text{out}}(\theta)| = |\mathbf{w}_{\text{opt}_J}^T \mathbf{a}_J^*(\theta)| = |\mathbf{w}_{\text{opt}_J}^T \mathbf{a}(\theta)| \quad (24)$$

其中 $|P_{\text{out}}(\theta)|$ 为 θ 方向输出波束的模值。若按式(23)进行波束形成, 阵列输出为:

$$y_{\text{out}}(n) = \mathbf{w}_{\text{opt}_J}^H \hat{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{w}_{\text{opt}_J}^H \mathbf{J}^H \mathbf{J} \mathbf{x}(n) = \mathbf{w}_{\text{opt}_J}^H \mathbf{x}(n) \quad (25)$$

此时, 阵列输出与传统Capon波束形成器输出相同, 期望信号将被完全对消。根据式(24), 可得

$$y_{\text{out}}(n) = \mathbf{w}_{\text{opt}_J}^T \mathbf{J} \mathbf{x}(n) = \mathbf{w}_{\text{opt}_J}^T \mathbf{J} \mathbf{x}(n) \quad (26)$$

将 $\mathbf{x}_0(n) = \mathbf{a}(\theta_0) s_0(n)$ 和 $\mathbf{x}_1(n) = \mathbf{a}(\hat{\theta}_1) \hat{s}_1(n)$ 代入式(26)可得对应期望信号的多径干扰的阵列输出分别为:

$$\begin{aligned} \hat{y}_0(n) &= \mathbf{w}_{\text{opt}_J}^T \mathbf{J} \mathbf{x}_0(n) \\ &= \frac{\mu A^3 \rho_1^2 e^{j(\phi_0(n) - \phi_{\hat{\theta}_1} \pm \pi)}}{|\mathbf{R}|} (e^{j\phi_{\theta_0}} - e^{j\phi_{\hat{\theta}_1}})^2 \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \hat{y}_1(n) &= \mathbf{w}_{\text{opt}_J}^T \mathbf{J} \mathbf{x}_1(n) \\ &= \frac{\mu A^3 \rho_1^2 e^{j(2\phi_1(n) - \phi_0(n) - \phi_{\theta_0})}}{|\mathbf{R}|} (e^{j\phi_{\theta_0}} - e^{j\phi_{\hat{\theta}_1}})^2 \end{aligned} \quad (28)$$

对比式(27)和式(28)可得 $\hat{y}_0(n)$ 和 $\hat{y}_1(n)$ 的相位差为:

$$\Delta\phi = 2\hat{\phi}_1 + \phi_{\theta_0} - \phi_{\hat{\theta}_1} \pm \pi \quad (29)$$

与传统Capon算法对比, 上述算法在对应期望信号和多径干扰的阵列输出间引入相位差 $\Delta\hat{\phi} =$

$2\hat{\phi}_1 + \phi_{\theta_0} - \phi_{\theta_1}$, $\Delta\hat{\phi}$ 与 $2k\pi, k \in Z$ 的差值越大, 阵列输出性能越好。上述分析基于两个阵元和一个多径干扰, 其中 $\hat{\phi}_1$ 为多径干扰和期望信号间的初始相位差, 当多径干扰数目增加时, $\hat{\phi}_1$ 将随着变化, 而 $\phi_{\theta_0} - \phi_{\theta_1}$ 由多径信号入射到阵列的角度及阵列元个数决定, 因此, $\Delta\hat{\phi}$ 随着阵元个数和多径干扰数目的变化而变化, 将 $\Delta\hat{\phi}$ 重新表述为:

$$\Delta\hat{\phi} = \Delta\hat{\phi}_p + \Delta\hat{\phi}_\theta \quad (30)$$

其中 $\Delta\hat{\phi}_p$ 表示路径传播引起的相位差, 当入射信号的传播路径固定时, $\Delta\hat{\phi}_p$ 为一固定值, $\Delta\hat{\phi}_\theta$ 表示阵列变化引起的相位差。传统多径信号接收算法的阵列输出主要由 $\Delta\hat{\phi}_p$ 决定, 当 $\Delta\hat{\phi}_p$ 接近 $2k\pi, k \in Z$ 时, 阵列输出性能将急剧下降。但是, 本文算法中 $\Delta\hat{\phi}_\theta$ 随着阵列信息的变化而变化, 实际应用中, 可以调整选取的阵元数目以获取相对传统多径信号接收算法较优的阵列输出性能。基于上述分析, 基于反对角单位阵的多径信号接收算法可表示为如下优化问题:

$$\left. \begin{array}{l} \min_w \mathbf{w}^H \hat{\mathbf{R}}_J \mathbf{w} \\ \text{s.t. } \mathbf{w}^H \mathbf{a}^*(\theta_0) = 1 \end{array} \right\} \quad (31)$$

并基于式(26)求取阵列输出。

5 仿真实验

实验 1 阵列输出性能随阵元个数变化性能分析

考虑一均匀直线阵, 期望信号来向为 15° , 信噪比(SNR)为 10 dB。4 个非相关干扰分别以角度 $-20^\circ, 30^\circ, -55^\circ$ 和 60° 入射到阵列, 干扰与噪声比(INR)为 30 dB。两个多径干扰相对期望信号的幅度衰减因子 $\rho_1 = \rho_2 = 0.5$, 相位延迟在 $[0, 2\pi]$ 内随机产生, 来向分别为 -35° 和 45° 。以第 1 个阵元为参考阵元, 阵元间距为期望信号最高频率对应波长的一

半, 快拍数为 512。每次试验均做 200 次蒙特卡罗试验求平均值。

图 1 给出了阵元个数由 10 变化到 64 时, 传统 Capon 算法和本文算法输出信号与干扰噪声比(SINR)的变化曲线。由图 1 可知, 本文算法的输出 SINR 远大于传统 Capon 算法, 且随着阵元个数的增加在 20 dB 上下波动, 与文中分析的阵元个数对阵列输出性能的影响一致。其中 SINR 由式(32)给出

$$\text{SINR}_{\text{output}} = \frac{\mathbf{w}_{\text{opt}_J}^T \mathbf{R}_{s+ci} \mathbf{w}_{\text{opt}_J}^*}{\mathbf{w}_{\text{opt}_J}^T \mathbf{R}_{ui+n} \mathbf{w}_{\text{opt}_J}^*} \quad (32)$$

其中 \mathbf{R}_{s+ci} 表示期望信号和多径干扰对应的阵列接收数据协方差, \mathbf{R}_{ui+n} 为非相关干扰和噪声对应的阵列接收数据协方差。

图 2(a)和图 2(b)分别给出了阵元个数分别为 28 和 29 时, 传统 Capon 算法和本文算法输出信号实部与期望信号的对比图。对比图 1 和图 2, 当阵元个数为 29 时, 阵列输出性能和输出信号的实部值均低于阵元个数为 28 时, 但是输出信号实部值均大于期望信号, 而传统 Capon 算法无法输出有效的信号。

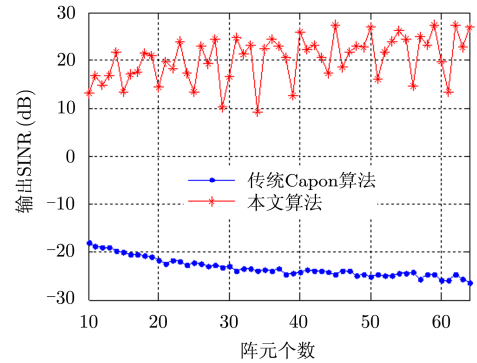


图 1 输出 SINR 随阵元个数变化曲线

Fig. 1 Output SINR curve versus the number of array elements

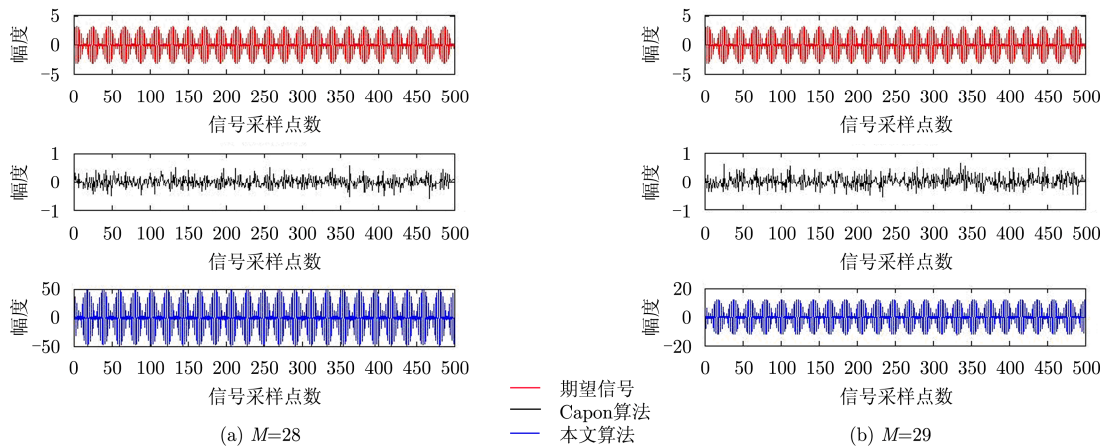


图 2 不同阵元下阵列输出

Fig. 2 Array output under different number of array elements

由图 1 和图 2 可知, 阵列输出性能变化趋势随着阵元个数的变化存在不规律的周期性, 因此在实际应用中, 可在满阵元个数的基础上, 减少进行波束形成的阵元个数, 以对比获取较优的阵列输出性能。

实验 2 阵列输出 SINR 随采样点数变化性能分析

设定阵元个数为 28, 改变采样点数由 10 到 1000, 其余仿真条件同实验 1。图 3 给出了不同采样点数下本文算法、文献[12]算法、空间平滑算法和传统 Capon 算法的输出 SINR 变化曲线。由图 3 可知, 本文算法的输出 SINR 随采样点数的增加较快达到收敛值, 收敛速度大于文献[12]算法和传统 Capon 算法, 但是略慢于空间平滑算法。

实验 3 输出 SINR 随输入 SNR 的变化性能分析

设定阵元个数为 28, 改变输入 SNR 由 -10 dB 到 20 dB, 其余仿真条件同实验 1。图 4 给出了不同

输入 SNR 条件下本文算法、文献[12]算法、空间平滑算法和传统 Capon 算法的输出 SINR 变化曲线。由图 4 可知, 本文算法输出 SINR 优于文献[12]算法、空间平滑算法和传统 Capon 算法, 且差值随着输入 SNR 的增加而增大。

实验 4 对应期望信号和多径干扰的阵列输出间的相位差变化分析

表 1 给出了不同阵元个数和入射角度下本文算法、文献[12]算法和传统 Capon 算法对应期望信号和多径干扰的阵列输出间的相位差, 其中初始相位差为多径传播路径延迟引起。由表 1 中数据可知, 传统 Capon 算法的输出相位差始终在 $\pm\pi$ 附近变化, 进一步验证了多径环境下传统 Capon 算法中期望信号对消的原因; 文献[12]算法的输出相位差

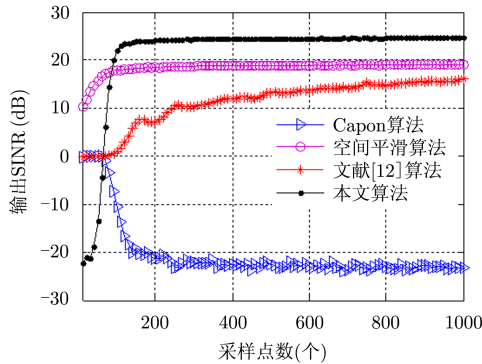


图 3 输出 SINR 随采样点数变化曲线

Fig. 3 Output SINR curve versus the number of snapshots

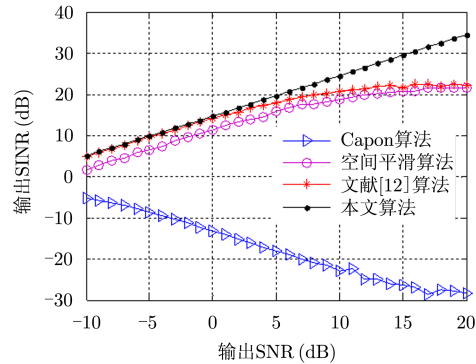


图 4 输出 SINR 随输入 SNR 变化曲线

Fig. 4 Output SINR curve versus the input SNR

表 1 对应期望信号和多径干扰的阵列输出间的相位差

Tab. 1 The phase difference of the array output corresponding to the SOI and multipath interferences

DOAs	阵元个数							
	24				25			
	5°	25°	-10°	15°	5°	25°	-10°	15°
初始相位差	2.6928	-0.5984	2.6928	-0.5984	2.6928	-0.5984	2.6928	-0.5984
传统 Capon 算法	-3.1408	3.1410	3.1406	-3.1408	-3.1411	3.1410	3.1414	-3.1411
文献[12]算法	2.6928	-0.5984	2.6928	-0.5984	2.6928	-0.5984	2.6928	-0.5984
本文算法	0.1956	-0.1022	0.5897	0.2886	1.1996	0.9012	1.8828	1.5829

与初始相位差一致, 阵列输出性能将多径传播引起的相位差决定, 当初始相位差接近 $\pm\pi$ 时, 阵列输出性能将急剧下降; 本文算法的输出相位差不仅受初始相位差影响, 而且受阵元个数和多径信号入射角度的影响, 因此, 当入射到阵列的多径信号确定时, 可以通过调整选取的阵元的个数修正阵列输出间的相位差, 从而提高阵列输出性能。

6 结束语

本文针对多径环境下传统 Capon 波束形成算法中期望信号对消的问题, 分析了期望信号对消的原因, 并提出一种基于反对角单位阵的多径信号接收算法。理论分析和仿真实验表明, 该算法能够有效地避免期望信号的对消, 且能够获得优于传统多径信号接收算法的输出性能。

附录

窄带随机信号的复指数形式可表示为：

$$s(t) = M(t)e^{jw_0 t} \quad (\text{A-1})$$

其中 $M(t)$ 为 $s(t)$ 的复包络， $e^{jw_0 t}$ 为复载频。其多径形式可表示为：

$$s(t - \tau) = \rho M(t - \tau)e^{jw_0(t - \tau)} \quad (\text{A-2})$$

结合式(10)和式(11)可得阵列接收数据为：

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} M(t)e^{jw_0 t} + \rho M(t - \tau)e^{jw_0(t - \tau)} & M(t)e^{jw_0 t}e^{j\phi_{\theta_0}} + \rho M(t - \tau)e^{jw_0(t - \tau)}e^{j\phi_{\theta_1}} \end{bmatrix}^T \quad (\text{A-3})$$

则 t 时刻阵列接收数据协方差矩阵为：

$$\mathbf{R}(t) = \begin{bmatrix} M^2(t) + \rho^2 M^2(t - \tau) + \rho M(t)M^*(t - \tau)e^{jw_0 \tau} + \rho M(t - \tau)M^*(t)e^{-jw_0 \tau} \\ M^2(t)e^{-j\phi_{\theta_0}} + \rho^2 M^2(t - \tau)e^{-j\phi_{\theta_1}} + \rho M(t)M^*(t - \tau)e^{j(w_0 \tau - \phi_{\theta_1})} + \rho M(t - \tau)M^*(t)e^{-j(w_0 \tau + \phi_{\theta_0})} \\ M^2(t) + \rho^2 M^2(t - \tau) + \rho M(t)M^*(t - \tau)e^{j(w_0 \tau + \phi_{\theta_0} - \phi_{\theta_1})} + \rho M(t - \tau)M^*(t)e^{-j(w_0 \tau + \phi_{\theta_0} - \phi_{\theta_1})} \\ M^2(t)e^{j\phi_{\theta_0}} + \rho^2 M^2(t - \tau)e^{j\phi_{\theta_1}} + \rho M(t - \tau)M^*(t)e^{j(w_0 \tau - \phi_{\theta_1})} + \rho M(t)M^*(t - \tau)e^{-j(w_0 \tau + \phi_{\theta_0})} \end{bmatrix} \quad (\text{A-4})$$

记

$$\left. \begin{aligned} \mathbb{E}[M^2(t)] &= \mathbb{E}[M^2(t - \tau)] = a \\ \mathbb{E}[M(t)M^*(t - \tau)] &= \mathbb{E}[M(t - \tau)M^*(t)] = b \end{aligned} \right\} \quad (\text{A-5})$$

故

$$\hat{\mathbf{R}} = \mathbb{E}[\mathbf{R}(t)] = \begin{bmatrix} a + \rho^2 a + \rho b e^{jw_0 \tau} + \rho b e^{-jw_0 \tau} & a + \rho^2 a + \rho b e^{j(w_0 \tau + \phi_{\theta_0} - \phi_{\theta_1})} + \rho b e^{-j(w_0 \tau + \phi_{\theta_0} - \phi_{\theta_1})} \\ a e^{-j\phi_{\theta_0}} + \rho^2 a e^{-j\phi_{\theta_1}} + \rho b e^{j(w_0 \tau - \phi_{\theta_1})} + \rho b e^{-j(w_0 \tau + \phi_{\theta_0})} & a e^{j\phi_{\theta_0}} + \rho^2 a e^{j\phi_{\theta_1}} + \rho b e^{j(w_0 \tau - \phi_{\theta_1})} + \rho b e^{-j(w_0 \tau + \phi_{\theta_0})} \end{bmatrix} \quad (\text{A-6})$$

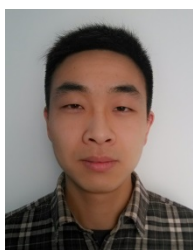
对比式(13)和式(A-6)可知，式(A-6)各项的常数和复指数项与式(13)具有相同的形式，又因为最优权重向量仅与 \mathbf{R} 和期望信号导向矢量有关，故阵列输出对应期望信号和多径干扰间的相位差为 $\pm\pi$ 。

参考文献

- [1] Widrow B, Duvall K M, Gooch R P, *et al.*. Signal cancellation phenomena in adaptive antennas: causes and cures[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1982, 30(3): 469-478.
- [2] Tang J and Peng Y N. A new adaptive spatial smoothing method[C]. Proceedings of IEEE International Conference on Antennas and Propagation Society International Symposium, Columbus, OH, USA, 2003, 3: 284-287.
- [3] 董玫, 张守宏, 吴向东, 等. 一种改进的空间平滑算法[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(4): 859-862.
- [4] 张聪, 胡谋法, 卢焕章. 基于虚拟阵列空间平滑的相干信号 DOA 估计[J]. 电子学报, 2010, 38(4): 929-933.
- [5] Yeh C C and Wang W D. Coherent interference suppression by antenna array of arbitrary geometry[J]. *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, 1989, 37(10): 1317-1322.
- [6] Yu L, Liu W, and Langley R J. Robust adaptive beamforming for multi-path environment based on domain weighted PCA[C]. Proceedings of IEEE International Conference on Digital Signal Processing, Cardiff, UK, 2007: 91-94.
- [7] Yu L, Liu W, and Langley R J. Novel robust beamformers for coherent interference suppression with direction-of-arrival estimation errors[J]. *IET Microwaves, Antennas & Electronic & Information Technology*, 2008, 30(4): 859-862.

- Propagation*, 2010, 4(9): 1310–1319.
- [8] Choi Y H. Duvall-structure-based fast adaptive beam forming for coherent interference cancellation[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2007, 14(10): 739–741.
- [9] Zhang L, So H C, Ping L, *et al.*. Effective beamformer for coherent signal reception[J]. *Electronics Letters*, 2003, 39(13): 949–951.
- [10] Zhang L, So H C, Ping L, *et al.*. Adaptive multiple-beamformer for reception of coherent signals with known directions in the presence of uncorrelated interferences[J]. *Signal Processing*, 2004, 84: 1861–1873.
- [11] Zhao Yong-bo and Shui Peng-lang. New beamformer for coherent signal reception in the presence of uncorrelated interferences[C]. 2009 3rd IEEE International Symposium on Microwaves, Antennas, Propagation and EMC Technology for Wireless Communication, Beijing, 2009: 444–447.
- [12] Yu L, Liu W, and Langley R J. Robust beam forming methods for multipath signal reception[J]. *Digital Signal Processing*, 2010, 20(2): 379–390.
- [13] Rubsamen M and Pesavento M. Maximally robust Capon beamformer[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2013, 61(8): 2030–2041.

作者简介



丁永超(1988–), 男, 河南漯河人, 信息工程大学硕士生, 研究方向为阵列信号处理。

E-mail: playceding@163.com

赵拥军(1964–), 男, 河南新乡人, 信息工程大学教授, 博士生导师, 研究方向为阵列信号处理及雷达信号处理。

E-mail: zhaoyjzz@163.com

刘亚奇(1990–), 男, 河南商丘人, 信息工程大学硕士生, 研究方向为阵列信号处理。

E-mail: yuyang911026@163.com

刘成城(1986–), 男, 江苏盐城人, 信息工程大学博士生, 研究方向为阵列信号处理、目标探测与识别。

E-mail: lucklcc079@126.com