

基于 L 型阵列 MIMO 雷达的多目标分辨和定位

谢 荣, 刘 峥, 刘韵佛

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘 要: 针对多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)雷达的自由度特性, 提出了一种单基地 L 型阵列 MIMO 雷达的空间多目标分辨和定位方案和基于 Capon 波束形成器的 MIMO-Capon 二维空间谱估计方法。该方法可对空间目标二维 DOA 进行估计从而完成对多目标的分辨定位, 对方案中可分辨定位目标数目进行了分析。分析和仿真结果表明, 将该方案应用于雷达目标定位系统中, 在实际阵元数目不变的情况下, 可提高系统自由度的利用率, 增加可分辨目标数目, 节约成本。

关键词: 多输入多输出雷达; MIMO-Capon; 多目标分辨和定位; L 型阵列

中图分类号: TN 957

文献标志码: A

Multi-target identification and localization in MIMO radar with L-shape arrays

XIE Rong, LIU Zheng, LIU Yun-fo

(National Lab of Radar Signal Processing, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract: Aiming at the characteristic of degree of freedom in multiple input multiple output (MIMO) radars, a scheme for multi-target identification and localization using a monostatic MIMO radar system with L-shape arrays is proposed, as well as the MIMO-Capon method based on Capon waveformer is presented. Multi-target angles and locations can be distinguished by the MIMO-Capon method. The number of targets that can be uniquely identified with many virtual sensors obtained by proposed scheme is also analyzed. Simulation results show that the proposed scheme enhances the utilization rate of the degree freedom of the system, increases the number of identifiable targets, and saves on cost.

Keywords: MIMO radar; MIMO-Capon; multi-target identification and localization; L-shape arrays

0 引 言

多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)雷达系统是雷达领域一种崭新的概念^[1]。利用空间分集增益克服目标衰落来提高雷达性能的方法^[1-2]、高分辨空间谱估计^[3]、灵活的空间发射波形设计^[4]都受到了广泛的关注。文献[3]讨论了几种自适应算法在 MIMO 雷达中实现高分辨空间谱估计的应用, 但都是基于线性阵列结构。文献[5]将一种新的空时编码方法应用于 MIMO 雷达模型, 把阵列信号处理的方法同时应用于发射端和接收端, 提高了目标检测和定位性能。文献[6]对几种常见的交叉阵列结构对比研究了目标波达方向(direction of arrival, DOA)估计方差的下界, 其结果表明相同条件下 L 型阵列的性能最优。由于 L 型阵列仍然是线性结构, 具有结构简单、阵列冗余度较小的特点, 可以将基于均匀线阵的各种超

分辨算法和成果用于 L 型阵列的 DOA 估计中, 计算也比均匀圆阵简单, 因而深入研究基于 L 型阵列结构的二维 DOA 估计有着重要意义。

本文提出了一种基于 L 型阵列结构的单基地 MIMO 雷达的方案和基于 Capon 波束形成器的 MIMO-Capon 二维空间谱估计方法, 将目标一维 DOA 估计模型推广至二维空间, 对空间目标的二维 DOA 进行估计, 得出各目标相对雷达的方位角和俯仰角, 从而确定目标的空间位置。利用正交编码信号在接收端对接收信号进行匹配滤波综合, 等效为用少量阵元虚拟出成倍的各种配置阵元, 不仅扩展了阵列孔径^[5], 提高了系统自由度的利用率, 而且使系统灵活性大大增强。

通过理论分析和仿真结果表明, 与传统单基地雷达相比, 该方案在实际阵元数目相同的情况下, 利用空时编码模型, 可以产生大量的虚拟阵元, 从而增加可分辨目标数目,

收稿日期: 2008-10-06; 修回日期: 2009-04-14。

基金项目: 国家部委预研基金(9140C0105010702)资助课题

作者简介: 谢荣(1982-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为模式识别与智能系统、阵列信号处理。E-mail: rxie@mail.xidian.edu.cn

提高系统自由度的利用率,简化了设备量。若同时做收发联合自适应波束形成,可以增强抑制干扰的能力。

1 信号模型

本文所用的阵列结构几何关系如图 1 所示,为一个由阵列 \mathbf{X} 和阵列 \mathbf{Z} 形成的竖立放置 L 型阵列,即阵列放置在 xOz 平面,以原点为参考阵元。假设目标相对于雷达阵列满足远场条件,接收信号满足窄带条件,为了便于讨论和分析,不考虑多普勒信息。阵列 \mathbf{X} 和阵列 \mathbf{Z} 均为等距线阵,各阵元间距为 d ,收发共置,分别有 N 和 M 个阵元,总阵元为 $V=(M+N-1)$ 个,阵元位置为 $(x_k, z_k)(k=1, \dots, V)$,每个阵元均为全向辐射天线,假设目标的二维方向角为 (θ_p, φ_p) ($p=\{1, \dots, P\}$),其中 θ_p, φ_p 分别为目标 p 的方位角和俯仰角, P 为目标数目。信号载波波长为 λ ,第 i 个发射阵元发射的正交编码脉冲信号为 $s_i=[s_i(1), \dots, s_i(L)]^T (i=1, \dots, V)$, L 为一个脉冲内的码长。

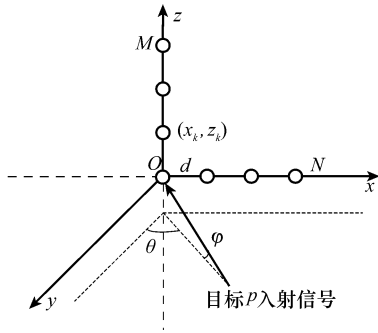


图 1 竖面放置 L 型阵列

在单目标且各阵元均发射一个脉冲信号时,阵列接收的回波信号为

$$\mathbf{X}(L) = \alpha_p \mathbf{a}_r(\theta_p, \varphi_p) \mathbf{a}_t^T(\theta_p, \varphi_p) \mathbf{S}(L) + \mathbf{w}(L) \quad (1)$$

式中, $\mathbf{X}(L)=[X_1(L), \dots, X_M(L)]^T$, $X_i(L)$ 为第 i 个接收阵元接收的回波信号; α_p 表示目标 p 的反射系数,由于不同目标的反射系数及路径损耗不同,假设 α_p 服从零均值、方差为 $\sigma_{\alpha_p}^2$ 的复高斯分布 $\alpha_p \sim N_c(0, \sigma_{\alpha_p}^2)$; $(\cdot)^T$ 为矩阵转置变化, $\mathbf{a}_r(\theta_p, \varphi_p)$ 和 $\mathbf{a}_t(\theta_p, \varphi_p)$ 分别为接收和发射阵列导向矢量,由于收发共置

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_r(\theta_p, \varphi_p) &= \mathbf{a}_t(\theta_p, \varphi_p) = \mathbf{a}(\theta_p, \varphi_p) = \\ & [e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_1}, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_2}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_M}]^T \end{aligned} \quad (2)$$

式中, $d_k=d(x_k \cos \varphi_p \sin \theta_p + z_k \sin \varphi_p)$ 为阵元 k 相对参考阵元的目标回波路程差; $\mathbf{S}(L)=[s_1(L), s_2(L), \dots, s_M(L)]^T (l=1, \dots, L)$ 为发射信号矢量构成的发射信号矩阵; $\{\mathbf{w}(l)\}_{l=1}^M$ 为零均值复高斯白噪声向量, $\mathbf{w} \sim N_c(0, \sigma_w^2 \mathbf{I}_V)$ 。假设信号 $\mathbf{S}(L)$ 与噪声 $\mathbf{w}(L)$ 不相关。

当目标数目为 P 时,式(1)应为

$$\mathbf{X}(L) = \mathbf{A}_r(\theta, \varphi) \text{diag}(\alpha) \mathbf{A}_t^T(\theta, \varphi) \mathbf{S}(L) + \mathbf{W}(L) \quad (3)$$

式中, $\mathbf{A}_r(\theta, \varphi)$ 和 $\mathbf{A}_t(\theta, \varphi)$ 分别为 P 个目标的接收和发射阵列导向矢量矩阵, $\mathbf{A}_r(\theta, \varphi) = \mathbf{A}_t(\theta, \varphi) = [\mathbf{a}(\theta_1, \varphi_1), \mathbf{a}(\theta_2, \varphi_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_P, \varphi_P)]$; $\text{diag}(\alpha)$ 表示由向量 α 构成的对角矩阵, $\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_P]^T$, 因为各目标为独立分布,所以不同目标的反射系

数在同一发射脉冲内彼此独立, $\alpha \sim N_c(0, \sigma_{\alpha}^2 \mathbf{I}_P)$ 。

2 MIMO-Capon 空间目标分辨和定位

Capon 波束形成器是由 Capon 于 1969 年提出的^[7],称为最小方差无畸变响应(minimum variance distortionless response, MVDR)波束形成器,可以看成是一个尖锐的空间带通滤波器,使其输出能量最小化的最佳波束形成器为

$$\omega_{\text{opt}} = \frac{\hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}_r(\theta)}{\mathbf{a}_r^H(\theta) \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}_r(\theta)}$$

式中, $\mathbf{a}_r(\theta)$ 为阵列接收导向矢量; $\hat{\mathbf{R}} = E\{\mathbf{X}\mathbf{X}^H\}$ 为观测采样信号 \mathbf{X} 的协方差矩阵, $(\cdot)^H$ 为矩阵共轭转置变化。本文利用空间谱

$$\mathbf{P}_{\text{Capon}}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}(\theta)} \quad (4)$$

来确定 P 个信号的波达方向 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_P$ 。

对于本文阵列模型,首先考虑单目标且各阵元均发射一个脉冲信号的情况。由于各发射信号之间满足正交条件

$$\int s_m^*(l) s_n(l) dt = \begin{cases} 1, & m = n \\ 0, & m \neq n \end{cases}$$

式中, $s_m(l), s_n(l)$ 表示第 m 个和第 n 个发射阵元的发射信号,利用发射信号对阵列接收的回波信号进行匹配滤波,可得充分统计量

$$\hat{\mathbf{Z}} = E\{\mathbf{X}(L) \mathbf{S}^H(L)\} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{X}(L) \mathbf{S}^H(L) \quad (5)$$

将式(1)代入式(5),可得

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{Z}} &= E\{\mathbf{X}(L) \mathbf{S}^H(L)\} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{X}(L) \mathbf{S}^H(L) = \\ & \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L [\alpha_p \mathbf{a}_r(\theta_p, \varphi_p) \mathbf{a}_t^T(\theta_p, \varphi_p) \mathbf{S}(L) + \mathbf{w}(L)] \mathbf{S}^H(L) = \\ & \alpha_p \mathbf{a}_r(\theta_p, \varphi_p) \mathbf{a}_t^T(\theta_p, \varphi_p) \hat{\mathbf{R}}_{\text{SS}} + \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{w}(L) \mathbf{S}^H(L) \end{aligned} \quad (6)$$

式中,由于各发射信号彼此正交,协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{\text{SS}} = E\{\mathbf{S}(L) \cdot \mathbf{S}^H(L)\} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{S}(L) \mathbf{S}^H(L)$ 为单位矩阵,取 $\hat{\boldsymbol{\Gamma}} = \text{vec}(\hat{\mathbf{Z}})$, 则

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\Gamma}} &= \text{vec}(\hat{\mathbf{Z}}) = \\ & \text{vec}(\alpha_p \mathbf{a}_r(\theta_p, \varphi_p) \mathbf{a}_t^T(\theta_p, \varphi_p) \hat{\mathbf{R}}_{\text{SS}} + \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{w}(L) \mathbf{S}^H(L)) = \\ & \text{vec}(\alpha_p \mathbf{a}_r(\theta_p, \varphi_p) \mathbf{a}_t^T(\theta_p, \varphi_p)) + \text{vec}\left(\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{w}(L) \mathbf{S}^H(L)\right) = \\ & \alpha_p \mathbf{h}(\theta_p, \varphi_p) + \hat{\boldsymbol{\eta}} \end{aligned} \quad (7)$$

式中, $\mathbf{h}(\theta_p, \varphi_p) = \text{vec}(\mathbf{a}_r(\theta_p, \varphi_p) \mathbf{a}_t^T(\theta_p, \varphi_p))$; $\hat{\boldsymbol{\eta}} = \text{vec}\left(\frac{1}{L} \cdot \sum_{l=1}^L \mathbf{w}(L) \mathbf{S}^H(L)\right)$ 服从零均值复高斯分布, $\hat{\boldsymbol{\eta}} \sim N_c(0, \sigma_{\boldsymbol{\eta}}^2 \mathbf{I}_{VV})$, $\sigma_{\boldsymbol{\eta}}^2 = \frac{1}{L} \sigma_w^2$ 。 $\text{vec}(\cdot)$ 表示将矩阵的各行依次排成一列向量。

当目标数目为 P ,各阵元发射 Q 个脉冲信号时,式(7)可写成: $\hat{\mathbf{Z}}_r = \mathbf{H}(\theta, \varphi) \boldsymbol{\Sigma} + \hat{\mathbf{N}}$, 其中 $\hat{\mathbf{Z}}_r = [\hat{\boldsymbol{\Gamma}}_1, \dots, \hat{\boldsymbol{\Gamma}}_Q]$, $\hat{\boldsymbol{\Gamma}}_q$ 为第 q 个发射脉冲在接收端通过对接收信号进行匹配滤波得出的充分统计向量

$$\mathbf{H}(\theta, \varphi) = [\mathbf{h}(\theta_1, \varphi_1), \dots, \mathbf{h}(\theta_p, \varphi_p)] \in \mathbf{C}^{V \times P}$$

$$\mathbf{\Sigma} = \begin{pmatrix} \alpha_{11} & \dots & \alpha_{1Q} \\ \vdots & & \vdots \\ \alpha_{p1} & \dots & \alpha_{pQ} \end{pmatrix}_{P \times Q}$$

式中, α_{pq} ($p=1, \dots, P; q=1, \dots, Q$) 为第 p 个目标在第 q 个发射脉冲扫描时的目标反射系数。令 $\hat{\mathbf{R}}_r = E\{\hat{\mathbf{Z}}_r \hat{\mathbf{Z}}_r^H\}$, 则

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}_r &= E\{(\mathbf{H}(\theta, \varphi) \mathbf{\Sigma} + \hat{\mathbf{N}})(\mathbf{H}(\theta, \varphi) \mathbf{\Sigma} + \hat{\mathbf{N}})^H\} = \\ &= \mathbf{H}(\theta, \varphi) E\{\mathbf{\Sigma} \mathbf{\Sigma}^H\} \mathbf{H}^H(\theta, \varphi) + E\{\hat{\mathbf{N}} \hat{\mathbf{N}}^H\} = \\ &= \mathbf{H}(\theta, \varphi) \hat{\mathbf{R}}_s \mathbf{H}^H(\theta, \varphi) + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{V \times V} \end{aligned} \quad (8)$$

式中, $\hat{\mathbf{R}}_s = E\{\mathbf{\Sigma} \mathbf{\Sigma}^H\} = \frac{1}{Q} \sum_q \mathbf{\Sigma}(q) \mathbf{\Sigma}^H(q)$ 根据式(4), 空间多目标的方位角 θ 和俯仰角 φ 的二维空间谱为

$$\mathbf{P}_{\text{MIMO-Capon}}(\theta, \varphi) = \frac{1}{\mathbf{h}^H(\theta, \varphi) \hat{\mathbf{R}}_r^{-1} \mathbf{h}(\theta, \varphi)} \quad (9)$$

式中, $\mathbf{P}_{\text{MIMO-Capon}}$ 称为 MIMO-Capon 空间谱, 可以对空间目标二维 DOA 进行估计和自动配对, 从而对空间多目标分辨和定位, 确定目标的空间位置。从接收数据中提取充分统计量并做 MIMO-Capon 二维空间谱估计的实现框图如图 2 所示。

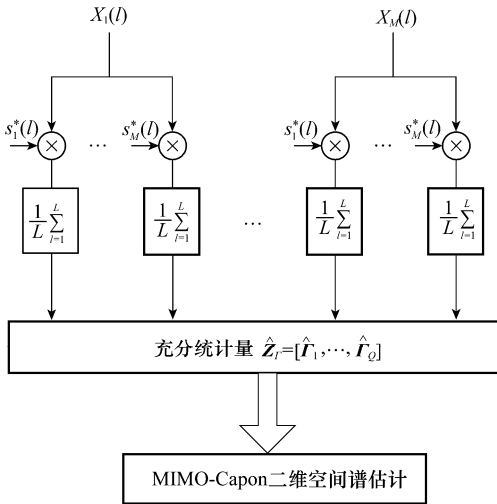


图 2 MIMO-Capon 二维空间谱估计实现框图

3 可分辨目标数目

这里讨论可分辨目标数目 P_{\max} 。对于一个实际阵元数目为 V 的阵列来说, 利用传统的定位方法, 可分辨目标数目为 $P_{\max} = V - 1$; 而本文方案的 L 型阵列 MIMO 雷达各阵元发射正交编码信号, 将产生虚拟阵元^[5], 可提高系统自由度的利用率, 其可分辨目标数目与产生的阵元总数 V_d 有关, 为 $P_{\max} = V_d - 1$ 。由于信号 $\mathbf{S}(l)$ 与噪声 $\mathbf{w}(l)$ 不相关, 式(1)中第一项不受 $\mathbf{w}(l)$ 影响, 也就是说 $\mathbf{w}(l)$ 不影响可分辨目标数目 P_{\max} , 只是影响其分辨的精度。

本文方案中两个均匀线阵组成的 L 型阵列相当于形成了一个平面阵。考虑所有重叠阵元时的阵元数目为 $V_{\text{all}} =$

$V \times V = (M + N - 1)(M + N - 1)$, 不考虑重叠阵元时的阵元总数为 $V_d = MN + M + N - 2$ 。当 $M = 1$ 时, 即为收发共置均匀线阵, 不重叠阵元总数为 $V_d = 2N - 1$ 。

图 3 为 L 型阵列发射正交编码信号时的实际阵元和虚拟阵元的分布图。图 3(a) 表示的 $M = N = 2$ 的 L 型阵列中, 由于发射正交编码信号, 产生了虚拟阵元, 不考虑重叠阵元时的阵元总数为 $V_d = 6$ 个; 图 3(b) 表示的 $M = N = 3$ 的 L 型阵列的阵元总数为 $M_d = 13$ 个。

下面将利用克拉美-罗界(Cramer-Rao bound, CRB)^[8] 来进行分析可分辨目标数目 P_{\max} 。

4 仿真分析

首先分析可分辨目标数目 P_{\max} 。以图 3 所示的阵列结构为模型, 目标数 P 为函数, 分别发射相干信号和正交编码信号时, 对目标 1 方位角的 CRB 进行分析。

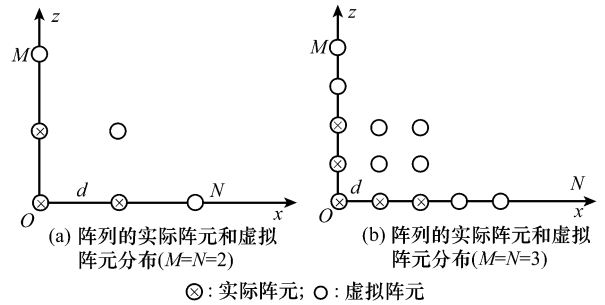


图 3 L 型阵列的实际阵元和虚拟阵元分布

图 4(a) 中, $M = N = 2$ 当发射相干信号时, 目标数目达到 $P = V - 1 = 2$, CRB 的变化还是很小, 而当目标数目 $P = V = 3$ 时, CRB 已经很大; 而发射正交编码信号时, 目标数目达到 $P = V_d - 1 = 5$, CRB 的变化还是很小, 而当目标数目 $P = V_d = 6$ 时, CRB 已经很大。图 4(b) 中 $M = N = 3$, 发射相干信号时, 目标数目达到 $P = V - 1 = 4$, CRB 的变化还是很小, 而当目标数目为 $P = V = 5$ 时, CRB 已显著增大, 而发射正交编码信号时, 目标数目达到 $P = V_d - 1 = 12$, CRB 的变化还是很小, 而目标数目为 $P = V_d = 13$ 时, CRB 显著增大。

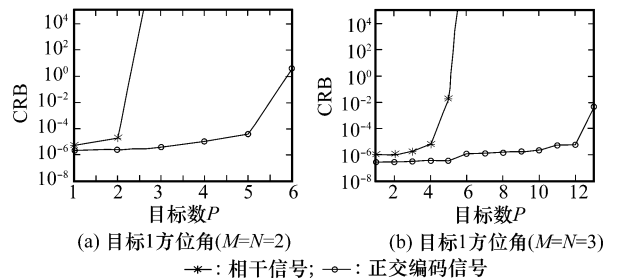


图 4 以目标数 P 为函数, 目标 1 的 CRB ($\theta_1 = -10^\circ, \varphi_1 = 10^\circ, \text{SNR} = 15 \text{ dB}$)

通过分析可知, 本文方案的 L 型阵列, 其可分辨目标数目与产生的阵元总数 V_d 有关, $P_{\max} = V_d - 1 = MN + M + N - 3$ 。

下面利用 MIMO-Capon 二维空间谱估计方法进行多目标的分辨和定位。以图 3 所示的阵列结构为模型,各阵元间距均为半个载波波长。实际总阵元数目分别为 $V=3$ 和 $V=5$,各发射阵元在载波频率相同的情况下,发射不同的 hadamard 编码脉冲信号。由上面的分析可知,阵元总数分别为 $V_d=6$ 和 $V_d=13$,可分辨目标数目分别为 $P_{\max}=5$ 和 $P_{\max}=12$ 。利用本文的 MIMO-Capon 空间谱估计方法进行仿真,仿真结果如图 5 所示,可以看出本文的 MIMO-Capon 二维空间谱估计方法可以很好地分辨和定位出空间的多个目标。

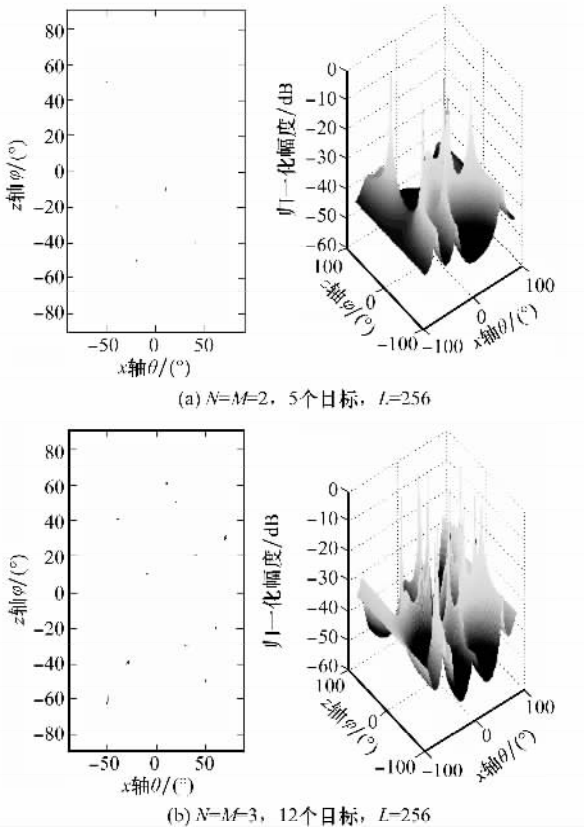


图 5 MIMO-Capon 空间谱估计

5 结束语

本文提出了一个单基地 L 型阵列 MIMO 雷达空间多目标分辨定位的方案,结合 Capon 波束形成器及空间谱估计的原理,提出了 MIMO-Capon 二维空间谱估计方法。该方法可对空中目标的二维 DOA 自动配对,确定目标的空中位置。与传统单基地雷达相比,单基地 L 型阵列 MIMO 雷达利用发射波形产生虚拟阵元,扩展了阵列孔径,增加了可分辨目标数目,简化了设备量,使系统灵活性大大增强。通过理论分析和仿真实验证明,本文方案提高了系统自由度的利用率,增加了可分辨目标数目,若同时做收发联合自适应波束形成,可增强抑制干扰的能力。

参考文献:

[1] Fishler E, Haimovich A, Blum R, et al. MIMO radar: an idea whose time has come[C]// *Proc. of IEEE Radar Conference*, 2004;71 - 78.

[2] Fishler E, Haimovich A, Blum R, et al. Spatial diversity in radars-models and detection performance[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2006,54(3):823 - 838.

[3] Xu Luzhou, Li Jian, Stoica P. Adaptive techniques for MIMO radar[C]// *4th IEEE Workshop Sensor Array Multi-Channel Processing*, 2006;258 - 262.

[4] Li Jian, Stoica P, Xie Yao. On probing signal design for MIMO radar[C]// *40th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, 2006.

[5] Bekkerman I, Tabrikian J. Target detection and localization using mimo radars and sonars[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2006,54(10):3873 - 3883.

[6] Cheng Q, Hua Y. Further study of the pencil-MUSIC algorithm[J]. *IEEE Trans. on Aerospace Electronic Systems*, 1996,32(1):284 - 299.

[7] Capon J. High resolution frequency-wave number spectrum analysis[C]// *Proc. of the IEEE*, 1969,57:1408 - 1418.

[8] Kay S M. Fundamentals of statistical signal processing: estimation theory[M]. *Englewood Cliffs: Prentice Hall*, 1998.