

机载 MIMO 雷达空时二维杂波建模及特性分析

张西川¹, 张永顺¹, 王永良², 赵鹏飞³

(1. 空军工程大学 导弹学院, 陕西 三原 713800; 2. 空军雷达学院, 湖北 武汉 430010; 3. 95844 部队, 甘肃 酒泉 735018)

摘 要:为了揭示发射信号正交分集情况下机载 MIMO 雷达的杂波分布规律及特征,在分析了机载 MIMO 雷达几何特性的基础上,建立了机载 MIMO 雷达杂波的空时二维阵元模型,并推导了相应的矢量模型,分析了影响 MIMO 雷达杂波分布的关键因素。给出了距离模糊情况下杂波协方差矩阵估算方法,分析了机载 MIMO 雷达的杂波分布特性。仿真结果表明:机载 MIMO 雷达杂波具有良好的斜对角空时二维分布特性;MIMO 雷达杂波谱中杂波基线附近杂波展宽幅度小,更利于慢速目标的检测;相比相控阵雷达,MIMO 雷达具有更广的探测视角和更大的系统自由度,使其易于进行杂波抑制。

关键词:机载 MIMO 雷达;空时二维杂波;杂波协方差矩阵

DOI:10.3969/j.issn.1009-3516.2010.05.008

中图分类号: TN959 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-3516(2010)05-0035-04

MIMO 雷达是由 E. Fishler 等人将无线通信中的 MIMO 概念拓展到雷达领域,提出的一种新体制雷达^[1]。因其具有独特的性能优势,从而引起了世界各国学者、研究机构、军事和工业部门的高度关注^[2-4]。MIMO 雷达基于阵列信号处理技术,发射端由多个天线发射独立信号,接收端由多个天线接收回波信号。根据 MIMO 雷达收发特性将 MIMO 雷达分为 2 种形式^[2,5],统计 MIMO 雷达和相干 MIMO 雷达。相干 MIMO 雷达不受收发大距离分置的限制,因而更适用于机载环境。本文研究的机载 MIMO 雷达即为正交发射相干接收的相干 MIMO 雷达阵列。

由文献[6]可知,杂波谱分布及杂波自由度决定了杂波抑制的最优性能。对杂波特性的分析是研究空时自适应处理(Space Time Adaptive Processing, STAP)技术的前提和基础。因此,揭示机载 MIMO 雷达的杂波特性对设计 MIMO 雷达杂波抑制算法有重要意义。本文针对机载 MIMO 雷达特点,建立了精确的空时二维杂波模型,并对其杂波特性进行了分析。

1 机载 MIMO 雷达空时二维杂波模型

1.1 机载 MIMO 雷达几何模型

正侧面 MIMO 雷达阵列天线几何关系见图 1。设 MIMO 雷达载机以速度为 V_r 向 x 轴正方向做匀速直线运动,载机高度为 H 。MIMO 雷达收发天线均为均匀线阵,MIMO 雷达阵列的法线方向垂直载机飞行方向,其中发射阵元总数为 M ,间距 $d_r = \lambda/2$ (λ 为雷达工作波长),接收阵元总数

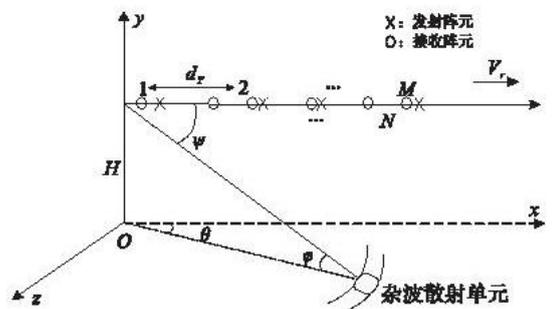


图 1 机载正侧面 MIMO 雷达阵列天线几何关系
Fig. 1 Geometric relationship of airborne MIMO radar array antenna

* 收稿日期:2009-09-01

基金项目:国家自然科学基金资助项目(60736009)

作者简介:张西川(1984-),男,山东临沂人,博士生,主要从事 MIMO 雷达 STAP 技术研究;

E-mail: xichuan102@163.com

张永顺(1961-),男,陕西咸阳人,教授,博士生导师,主要从事 MIMO 雷达技术研究。

为 N , 发射单元全向发射, 接收天线全向接收。杂波散射单元方位角为 θ , 俯仰角为 ϕ , 锥角为 ψ 。时间域相干处理脉冲数目为 K , 相干处理距离内, 载机移动距离远小于雷达与杂波间的斜距, 即雷达与杂波源的相对几何关系近似不变^[7-8]。

一个脉冲重复周期 (PRI) T 内, M 个发射阵元发射信号可表示为:

$$\mathbf{S} = [s_1, s_2, \dots, s_M]^T \quad (1)$$

由 MIMO 雷达各发射阵元发射正交信号的特性可得:

$$\int s_p(kT + \tau) s_q^*(kT + \tau) d\tau = \begin{cases} \delta_{pp} & , p = q \\ 0 & , p \neq q \end{cases} \quad (2)$$

式中 δ_{pp} 为第 p 个信号的功率, $p, q = 1, 2, \dots, M, k = 1, 2, \dots, K$ 。

1.2 机载 MIMO 雷达杂波阵元模型

假设杂波源统计特征在空间域上相互独立, 在时间域上(同一发射信号脉冲之间)相干且平稳^[9]。第 m 个发射阵元发射信号 s_m 经第 l 个距离环的第 i 个杂波散射单元散射后可得回波^[8]:

$$x_{l,i}(m) = \xi'(\theta_i) s_m e^{\frac{j2\pi(m-1)d_T \cos(\theta_i) \cos(\varphi_l)}{\lambda}} \quad (3)$$

式中: $i = 1, 2, \dots, N_c, N_c$ 为距离环内杂波散射单元个数; $\xi'(\theta_i)$ 为第 i 个杂波散射单元散射信号的幅度^[6]。

进一步可得第 k 个脉冲时期, 第 l 个距离环的第 i 个杂波散射单元杂波回波 $x_{l,i}(m)$ 经第 n 个接收单元接收后杂波模型为:

$$c_{l,i}(m, n, k) = \xi(\theta_i) s_m e^{\frac{j2\pi(m-1)d_T \cos(\varphi_l)}{\lambda}} e^{\frac{j2\pi(n-1)d_R \cos(\varphi_l)}{\lambda}} e^{\frac{j2\pi(k-1)(2V_r T) \cos(\varphi_l)}{\lambda}} = \xi(\theta_i) s_m e^{j(\alpha(m-1) + (n-1)\omega_s(\theta_i, \varphi_l) + j(k-1)\omega_t(\theta_i, \varphi_l))} \quad (4)$$

式中 $\xi(\theta_i)$ 为杂波单元散射回波到达天线接收端的幅度;

$$\omega_s(\theta_i, \varphi_l) = 2\pi d_R \cos(\theta_i) \cos(\varphi_l) / \lambda; \quad \omega_t(\theta_i, \varphi_l) = 4\pi V_r T \cos(\theta_i) \cos(\varphi_l) / \lambda; \quad \alpha = d_T / d_R \quad (5)$$

该路信号通过匹配滤波器后送入 STAP 处理器接收端, 由 MIMO 雷达正交特性, 即发射阵元信号间相互正交满足式(2), 可得杂波点源的阵元接收模型为:

$$c_{l,i}(m, n, k) = \rho(\theta_i) e^{j(\alpha(m-1) + (n-1)\omega_s(\theta_i, \varphi_l) + j(k-1)\omega_t(\theta_i, \varphi_l))} \quad (6)$$

式中 $\rho(\theta_i)$ 为接收处理后信号幅度, 且服从均值为 0, 方差为 δ_i^2 的独立复高斯分布^[10-11]。

综上推导可知, MIMO 雷达杂波接收采样数据式(6)受 ω_s, ω_t 部分的影响, ω_s, ω_t 分别定义为空域角频率和时域角频率。可见 MIMO 雷达杂波采样数据同样具有空时二维特性, 而 ω_s 项前 $\alpha(m-1) + (n-1)$ 表明 MIMO 雷达杂波数据的空域特性不仅同发射阵列空间几何特性有关, 还与接收阵列的空间几何特性有关。发射信号的正交使系统的自由度得以扩展。

1.3 机载 MIMO 雷达杂波矢量模型

用矢量形式表示杂波回波模型, 分别定义发射、接收及时域导向矢量分别为:

$$\mathbf{S}_s(\omega_s) = [1, e^{j\omega_s(\theta, \varphi)\alpha}, \dots, e^{j\omega_s(\theta, \varphi)\alpha(M-1)}]^T \in C^{M \times 1}; \quad \mathbf{S}_r(\omega_s) = [1, e^{j\omega_s(\theta, \varphi)}, \dots, e^{j\omega_s(\theta, \varphi)(N-1)}]^T \in C^{N \times 1} \quad (7)$$

$$\mathbf{S}_T(\omega_t) = [1, e^{j\omega_t(\theta, \varphi)}, \dots, e^{j\omega_t(\theta, \varphi)(K-1)}]^T \in C^{K \times 1} \quad (8)$$

由式(6)可得, 对一个杂波点源的空时采样矢量模型可表示为:

$$\mathbf{c}_{l,i} = \xi(\theta_i) \mathbf{S}_T(\omega_t) \otimes (\mathbf{S}_{Sr}(\omega_s) \mathbf{S}_{Ss}^T(\omega_s) \mathbf{R}_s) \quad (9)$$

式中: \otimes 为 Kronecker 积; ω_s, ω_t 定义见式(5); 信号自相关矩阵 $\mathbf{R}_s = \mathbf{S}\mathbf{S}^H$, 由 MIMO 雷达正交特性得

$\mathbf{R}_s = \sigma_0^2 \mathbf{I}_{M \times M}$, σ_0^2 为匹配滤波后发射信号功率, $\mathbf{I}_{M \times M}$ 为 $M \times M$ 维的单位矩阵, 可得:

$$\mathbf{c}_{l,i} = \rho(\theta_i) \mathbf{S}_T(\omega_t) \otimes \text{vec}(\mathbf{S}_{Sr}(\omega_s) \mathbf{S}_{Ss}^T(\omega_s)) = \rho(\theta_i) \mathbf{S}_{V,l,i} \quad (10)$$

式中: $\text{vec}(\cdot)$ 为矩阵的列拉直运算; $\mathbf{S}_{V,l,i}, \mathbf{S}_V$ 为 $NMK \times 1$ 维的杂波空时二维导向矢量, 它决定了杂波的空时特性。式(6)和式(10)分别建立机载 MIMO 雷达杂波点源回波的阵元模型和矢量模型。

2 杂波协方差矩阵估计算法

基于上述对机载 MIMO 雷达杂波阵元模型和矢量模型的建模分析, 定义:

$$\mathbf{S}_{V,l} = [\mathbf{S}_{V,l,1}, \mathbf{S}_{V,l,2}, \dots, \mathbf{S}_{V,l,N_c}]; \quad \Sigma_l = \text{diag}[\delta_1^2, \delta_2^2, \dots, \delta_{N_c}^2]; \quad \mathbf{C}_l = [c_{l,1}, c_{l,2}, \dots, c_{l,N_c}] \quad (11)$$

则杂波协方差矩阵为:

$$\mathbf{R}_{c,l} = E[\mathbf{C}_l \mathbf{C}_l^H] = \mathbf{S}_{V,l} \Sigma_l \mathbf{S}_{V,l}^H \quad (12)$$

机载 MIMO 雷达通常采用高、中重复频率,此时将会产生距离模糊^[9]。令 c 为光速,则雷达的最大不模糊距离为:

$$R_u = c/2f_r \quad (13)$$

设雷达最大作用距离为 R_{\max} ,载机高度为 H ,则距离模糊数:

$$L = \begin{cases} \text{int}(R_{\max}/R_u) + 1, & R_u \geq H \\ \text{int}(R_{\max}/R_u), & R_u < H \end{cases} \quad (14)$$

式中 $\text{int}(\cdot)$ 表示向下取整。

机载 MIMO 雷达同样按照距离门进行信号处理,当存在多个距离模糊时,接收处理的某一距离门的杂波由地面多个模糊距离环杂波信号共同叠加组成,此时式(6)应有:

$$c_i(m, n, k) = \sum_{l=1}^L c_{l,i}(m, n, k) \quad (15)$$

此时杂波协方差矩阵估计模型表示为:

$$\mathbf{R}_c = E[\mathbf{C}\mathbf{C}^H] = \mathbf{S}_V \Sigma_V \mathbf{S}_V^H \quad (16)$$

3 机载 MIMO 雷达杂波特性仿真分析

依据机载 MIMO 雷达的环境假设、几何模型、阵元与矢量模型。仿真假设 MIMO 雷达载机以速度为 140 m/s 向 x 轴正方向做匀速直线运动,载机高度为 8 000 m。MIMO 雷达收发天线接收阵间距为 $d_R = \lambda/2$ ($\lambda = 20$ cm),发射单元全向发射,接收天线相干接收。收发阵元间距比 $\gamma = 10$ 。时间域相干处理脉冲数目为 8,收发阵元数均为 8 时,应用最小方差估值器^[6] (MV) 进行空时杂波谱估计,得机载 MIMO 雷达杂波谱见图 2。

由图 2 空时二维杂波功率谱图可见,机载 MIMO 雷达杂波分布仍然具有斜对角特性。由图 2 右上等高线图可见在全方位角和全频率上杂波均匀分布,即由于 MIMO 雷达的全向发射,使其在全空域上均具有探测性能,同受扫描主瓣限制的相控阵雷达相比机载 MIMO 雷达具有更广的探测视角。图 3 给出了杂波特征谱,对杂波协方差矩阵 \mathbf{R}_c 分解得到特征值数目为 85,满足文献[5]给出的 MIMO 雷达扩展 Brennan 准则 $\text{rank}(\mathbf{R}_c) \approx N + \gamma(M - 1) + \beta(K - 1) = 8 + 10(8 - 1) + 1(8 - 1) = 85$ 的理论解算结论 ($\beta = 2V_r T/d_R$,其他参数同式(11))。而此时系统维数为 $MNK = 512$ 。相比同等阵元数量下的相控阵雷达的系统自由度 $NK = 64$,MIMO 雷达的系统自由度大大提高,使得机载 MIMO 雷达更易于进行基于杂波的空时二维特性的杂波抑制,为 MIMO STAP 算法设计提供了扩展的信号空间。

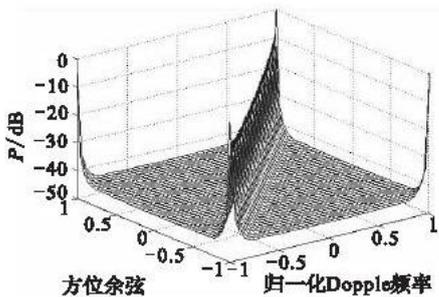


图2 机载 MIMO 雷达杂波功率谱

Fig. 2 Clutter power spectrum of MIMO Radar

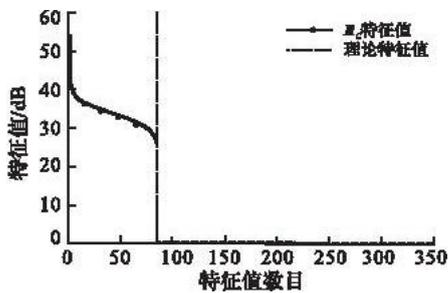


图3 机载 MIMO 雷达杂波特征谱

Fig. 3 Clutter characteristic spectrum of MIMO Radar

4 结束语

依据机载 MIMO 雷达的杂波特性设计空时二维杂波抑制方法是当前 MIMO STAP 技术研究的关键点,本文基于机载 MIMO 雷达阵列与杂波的几何关系,建立了机载 MIMO 雷达的空时二维杂波模型,构建了距离模

糊条件下的杂波协方差矩阵估算方法。仿真结果得出机载 MIMO 雷达杂波谱具有良好的斜对角空时二维特性,且具有全方向均匀分布的特点。与相控阵雷达相比 MIMO 雷达具有更多的系统自由度,使其更易于进行杂波抑制。因此,该模型为实现和评估各种机载 MIMO STAP 算法的性能提供了可靠的理论基础。

参考文献:

- [1] Fishler E, Haimovich A, Blum R. MIMO Radar: An Idea Whose Time Has Come [C]//Radar Conference 2004 Proceedings of the IEEE. Philadelphia:IEEE Press, 2004:71 - 78.
- [2] Jian Li, Peter Stoica. MIMO Radar Signal Processing[M]. New Jersey:John Wiley & Sons Inc, 2009:356 - 369.
- [3] Friedlander B J. Waveform Design for MIMO Radars[J]. Transactions on Aerospace and Electronic System IEEE, 2007, 43(3):1227 - 1237.
- [4] Duofang C, BaiXiao C, Guodong Q. Angle Estimation Using ESPRIT in MIMO Radar[J]. Electronics Letters, 2008, 44(12): 153 - 160.
- [5] Yang Y, Blum R S. MIMO Radar Waveform Design Based on Mutual Information and Minimum Mean - square Error Estimation [J]. IEEE Trans Aerospace Electron Syst, 2007, 43(1):330 - 343.
- [6] 王永良, 彭应宁. 空时自适应信号处理[M]. 北京:清华大学出版社, 2000:36 - 51.
WANG Yongliang, PENG Yingning. Space - time Adaptive Processing[M]. Beijing:Tsinghua University Press, 2000:36 - 51. (in Chinese)
- [7] Richard Klemm. Applications of Space - time Adaptive Processing[M]. London: The Institution of Electrical Engineers, 2004:122 - 139.
- [8] 王彤. 机载雷达简易 STAP 方法及其应用[D]. 西安:西安电子科技大学, 2001.
WANG Tong. The Methods and Applying of Simple Space - time Adaptive Processing for Airborne Radar[D]. Xi'an: Xidian University, 2001. (in Chinese)
- [9] Guerci J R. Space - time Adaptive Processing for Radar[M]. London: Artech House, 2003: 133 - 151.
- [10] Guohua Wang, Yilong Lu. Clutter Rank of MIMO Radar with A Special Class of Waveforms[J]. IEEE Trans Aerospace Electron, 2009, 22:67 - 72.
- [11] Lesturgie M. Improvement of High - frequency Surface Waves Radar Performances by Use of Multiple - input Multiple - output Configurations[J]. IET Radar Sonar Navig, 2009, 3(1):102 - 109.

(编辑:田新华)

Modelling and Characteristics Analysis of Two - Dimensional Space - Time Clutter for Airborne MIMO Radar

ZHANG Xi - chuan¹, ZHANG Yong - shun¹, WANG Yong - liang², ZHAO Peng - fei³

(1. Missile Institute, Air Force Engineering University, Sanyuan 713800, Shaanxi, China; 2. Air Force Radar Academy, Wuhan 430010, China; 3. Unit 95844, Jiuquan 735018, Gansu, China)

Abstract: Modelling and characteristics analysis of two - dimensional space - time clutter for airborne MIMO radar are the key precondition for the design of airborne MIMO Space Time Adaptive Processing (STAP) algorithm. The two - dimensional space - time clutter antenna elements model and vector model are founded based on the geometric characteristics of airborne MIMO radar in this paper. The estimating method of clutter covariance matrix is researched under the condition of range ambiguities. The simulation results show that the airborne MIMO radar clutter is good in two - dimensional space - time diagonally distributing characteristics. Compared with the phased array radar, MIMO radar is wider in detecting angle of vision and greater in freedom of system, by which it can easily suppress clutters.

Key words: airborne MIMO radar; two - dimensional space - time clutter; clutter covariance matrix