

任意波形相关性的机载 MIMO 雷达杂波建模与分析

张西川^{*①} 谢文冲^② 张永顺^① 王永良^②

^①(空军工程大学导弹学院 三原 713800)

^②(空军雷达学院 武汉 430019)

摘要: 为了分析任意发射波形相关性影响下的机载 MIMO 雷达杂波分布特性,从信号空间与阵元空间变换的数学角度构建了发射波形合成模型。在此基础上,提出了任意发射波形合成影响下的机载 MIMO 雷达杂波统一模型,论述了发射波形合成与杂波统一模型之间的关系。仿真揭示了统一模型下发射波形从全正交、相关到全相干的演变过程中杂波分布特性。研究得出,发射波形互相关矩阵的结构决定了杂波谱展宽的程度,而该互相关矩阵的秩决定了杂波自由度大小。该模型为波形设计影响下的机载 MIMO 雷达 STAP 算法的设计提供了理论依据。

关键词: MIMO 雷达; 信号互相关矩阵; 发射波形合成; 杂波统一模型

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)03-0646-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00416

Modeling and Analysis of the Clutter on Airborne MIMO Radar with Arbitrary Waveform Correlation

Zhang Xi-chuan^① Xie Wen-chong^② Zhang Yong-shun^① Wang Yong-liang^②

^①(The Missile Institute, Air Force Engineering University, Sanyuan 713800, China)

^②(Air Force Radar Academy, Wuhan 430019, China)

Abstract: This paper focuses on the effect of arbitrary transmitted waveform on clutter characteristics for airborne MIMO radar. Transmit waveform synthesis model is established by the transformation for signal space and sensor space. The uniform model of space time clutter is presented for airborne MIMO Radar, and the relationship between signal waveform synthesis and the uniform model is expatiated. Clutter characteristics are analyzed in the simulations for arbitrary waveforms including coherent, correlated and orthogonal waveforms. It is found that the degree of clutter broaden is determined by the structure of signal cross-correlation matrix, and the clutter degree of freedom (DOF) is determined by the rank of the cross-correlation matrix. The uniform model is the foundation for the design of STAP algorithm.

Key words: Multiple Input Multiple Output (MIMO) radar; Signal cross-correlation matrix; Transmitting waveform synthesization; Uniform clutter model

1 引言

多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)雷达因其具探测性能好、反隐身及反侦察能力强等优势^[1],受到国内外研究人员的高度关注。目前,国内外重点针对MIMO雷达波束形成、杂波抑制、目标检测及参数估计等方面展开了系统的研究并取得大量理论成果^[2]。传统相控阵雷达中天线发射相干波形,可形成窄发射波束。而MIMO雷达中发射非相干(或正交)波形,因此形成宽(或全方向)发射波束。文献[3]表明通过优化MIMO雷达发射信号的

互相关矩阵,可灵活形成从窄波束到全方向宽波束之间任意形状的发射方向图。文献[4,5]等对机载MIMO雷达空时自适应信号处理(Space Time Adaptive Processing, STAP)技术的研究表明:MIMO雷达发射正交信号产生的分集特性,扩展了其杂波抑制处理的系统自由度,这为设计MIMO体制下高性能的杂波抑制技术带来了机遇。

研究机载MIMO雷达下视杂波分布特性,是设计MIMO STAP算法的基本步骤。文献[5]在发射信号全正交的条件下给出了机载MIMO雷达杂波分布模型,但未考虑发射波形相关对MIMO雷达杂波特性的影响。文献[6]表明机载MIMO雷达杂波自由度受发射信号互相关矩阵秩的影响,但未给出信号互相关矩阵结构变化时MIMO雷达杂波分布的统一关

2010-04-23收到, 2010-09-03改回

国家杰出青年科学基金(60925005)和国家自然科学基金重点项目(60736009)资助课题

*通信作者: 张西川 xichuan102@163.com

系。实际中, 在波束方向^[3]及参数估计性能^[7]等因素的约束下设计的MIMO雷达最优发射波形通常具有相关性, 这些波形往往不能满足MIMO雷达信号全正交发射的理想条件。因此, 现有MIMO雷达杂波模型不能全面反映波形相关性变化时的杂波特性。本文为了揭示发射信号在全相干、相关、全正交条件下机载紧凑型MIMO雷达杂波分布的共性特征, 重点研究了任意发射波形下的机载MIMO雷达杂波统一模型。首先建立了机载MIMO雷达信号波形合成的数学模型, 并对其合成原理进行了数学描述。其次, 提出了基于发射波形合成的机载MIMO雷达杂波统一模型, 论述了信号波形合成对统一模型的影响关系。最后, 对机载MIMO雷达杂波特性进行了仿真分析。

2 机载 MIMO 雷达的阵列模型

机载MIMO雷达阵列天线几何模型如图1所示, 设载机以速度为 V_r 向 X 轴正方向做匀速直线运动, 载机高度为 H 。雷达收发天线均为正侧面配置的均匀线阵, 其中发射阵元总数为 M , 间距为 d_T , 接收阵元总数为 N , 间距为 $d_R = \lambda / 2$ (λ 为雷达工作波长), 收发阵元均为全向天线。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 。假设在一次相干处理时间(CPI)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^[8]。

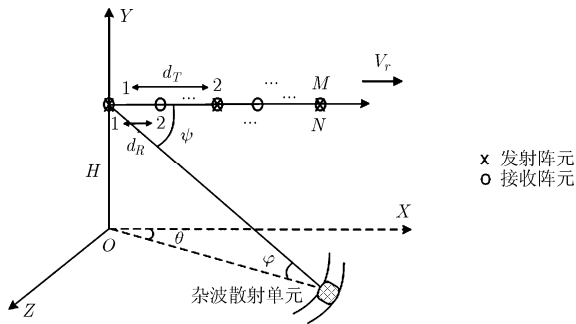


图1 机载正侧面MIMO雷达阵列天线几何模型

发射阵元的空间导向矢量定义为

$$\mathbf{s}_{St}(\omega_s(\theta, \varphi)) = [1, e^{j\omega_s(\theta, \varphi)\alpha}, \dots, e^{j\omega_s(\theta, \varphi)\alpha(M-1)}]^T \in C^{M \times 1} \quad (1)$$

其中 $\omega_s(\theta, \psi) = 2\pi d_R \cos(\psi) / \lambda$, $\alpha = d_T / d_R$, $\cos(\psi) = \cos(\theta) \cos(\phi)$ 。

一个脉冲重复周期(PRI) T 内, M 个发射阵元发射信号矩阵为

$$\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \dots, \mathbf{s}_M]^T \in C^{M \times L} \quad (2)$$

其中 $\mathbf{s}_m \in C^{L \times 1}$ 为第 $m(m=1, 2, \dots, M)$ 个阵元发射的复窄带信号 $s_m(t)$ 的离散形式, L 为离散化后时间序列长度。假设各发射信号幅度均相等, 且有

$$s_m(t) = u_m(t) e^{j2\pi f_c t} \quad (3)$$

$u_m(t)$ 为第 m 个发射信号的波形, f_c 为信号载频。可得发射信号互相关矩阵

$$\mathbf{R}_S = E[\mathbf{S}\mathbf{S}^H] \in C^{M \times M} \quad (4)$$

由文献[3]可知通过控制各阵元发射信号之间的相关性, 即可获得从MIMO雷达的全方向波束到相控阵的窄波束之间任意形状的合成方向图。图2给出了 $M=8$, $d_T = \lambda / 2$ 时, 4种发射信号互相关矩阵 \mathbf{R}_S 结构及其方向图。结构1即为理想的全正交MIMO雷达信号互相关结构, 结构4即为传统相控阵雷达信号互相关结构, 结构2, 3为介于两者之间的相关MIMO雷达信号互相关结构。可见, 随着发射信号间相关性的上升, 相关(或相干)的发射波形产生合成, 使其方向图全方向特性消失, 逐渐呈现波瓣方向性。该图反映了 \mathbf{R}_S 结构控制下的发射波形合成过程。

依据信号互相关矩阵 \mathbf{R}_S 的结构变化的影响, 可将MIMO雷达分为如下3类。

(1) 当MIMO雷达发射全正交信号时, M 个阵元发射信号间相互正交, 此为理想MIMO雷达情况, 如图2结构1。这时 $\mathbf{R}_S = \mathbf{I}_M$, \mathbf{I}_M 是维数为 $M \times M$ 的单位矩阵, 式(1), 式(2)分别描述了此时的导向矢量和发射信号矩阵。

(2) 当MIMO雷达发射相关信号时, M 个阵元发射信号不满足两两相互正交的条件, 此为相关MIMO雷达情况, 如图2结构2, 结构3的方向图所示。由于部分发射信号间产生合成, 使其方向图综合为宽波束, 且随着信号互相关性的增强合成波束逐渐尖锐, 主波束内能量逐渐增强。此时两两正交信号个数将小于或等于 M , 发射阵元产生合成导致空间导向矢量发生变化, 式(1), 式(2)不能准确描述此时的空间导向矢量和发射信号矩阵。

(3) 当MIMO雷达发射全相干信号时, M 个阵元发射信号全部相同 ($\mathbf{s}_1 = \mathbf{s}_2 = \dots = \mathbf{s}_M$), 此为相控阵雷达情况, 如图2结构4及其方向图所示。发射信号的全相干, 使得方向图合成为窄波束, 主波束方向能量聚集到最大。由于 M 个阵元发射同一个信号 \mathbf{s}_1 , 发射信号矩阵变为 $\tilde{\mathbf{S}} = [\mathbf{s}_1]^T \in C^{1 \times L}$, 此时的空间导向矢量 $\tilde{\mathbf{S}}_{St}(\omega_s)$ 合成为1个标量, $\tilde{\mathbf{S}}_{St}(\omega_s) = \mathbf{1}_{1 \times M} \mathbf{S}_{St}(\omega_s) \in C^{1 \times 1}$ 。 $\mathbf{1}_{1 \times M}$ 为元素全为1的 $1 \times M$ 维矩阵。

3 发射信号波形合成模型

由上述分析可知, \mathbf{R}_S 结构的变化产生发射波形合成, 使得理想MIMO雷达、相关MIMO雷达和传

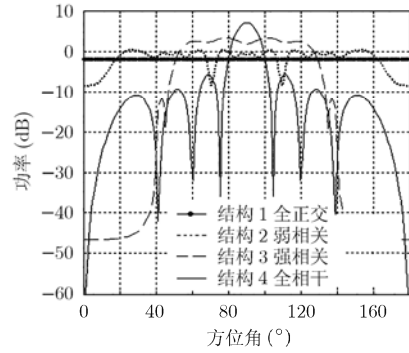
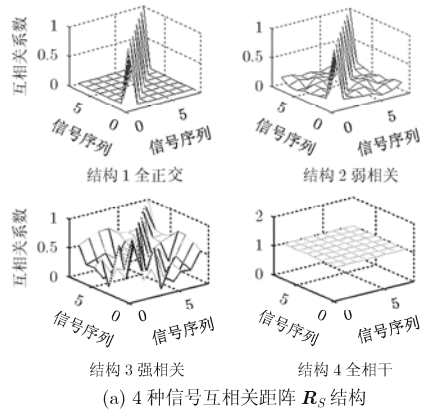


图2 不同发射信号相关矩阵及其的方向图

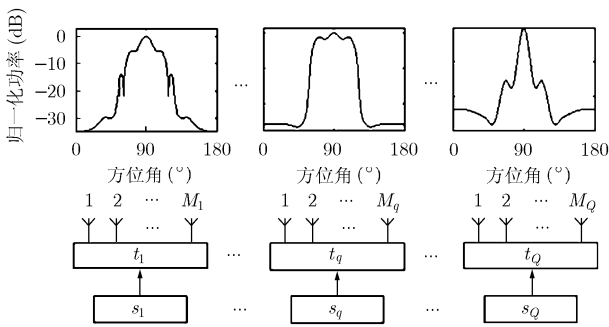


图3 MIMO雷达发射信号子阵合成结构及方向图

统相控阵雷达之间建立了联系，而 R_S 结构的变化在各类MIMO雷达中又均表现为发射正交信号集合(对应信号空间)和导向矢量(对应阵元空间)的变化。因此本节利用对发射信号空间和阵元空间的数学变换，对各类MIMO雷达的发射波形合成模型进行统一描述。

设发射波形产生合成时，从相关信号矩阵 S 中提取 Q 个两两正交信号向量组成新的正交信号矩阵 $\tilde{S} = [\tilde{s}_1, \tilde{s}_2, \dots, \tilde{s}_Q]^T \in C^{Q \times L} (1 \leq Q < M, \tilde{s}_q \in \{s_1, s_2, \dots, s_M\}, q=1, 2, \dots, Q)$ ， $\tilde{s}_1, \tilde{s}_2, \dots, \tilde{s}_Q$ 为相关信号集合张成的空间 $\text{span}\{S\}$ 的一组正交基，即 $\{\tilde{s}_1, \tilde{s}_2, \dots, \tilde{s}_Q\}$ 是 $\{s_1, s_2, \dots, s_M\}$ 中最小正交信号集合。因此发射信号张成的信号空间可表示为 $V_S = \text{span}\{\tilde{S}\}$ ， $\tilde{s}_1, \tilde{s}_2, \dots, \tilde{s}_Q$ 也是信号空间 V_S 的基，且有 $Q = \text{rank}(R_S) = \text{dim}(V_S)$ 。发射天线阵列中每个阵元对应一个发射信号，依据阵列空间的性质^[9]可知信号子空间决定了阵列导向矢量空间。设 $\tilde{S}_{St}(\omega_s)$ 为合成子阵导向矢量，同样可得发射阵列张成的阵元空间为 $V_M = \text{span}\{\tilde{S}_{St}(\omega_s)\}$ ， $\tilde{S}_{St}(\omega_s)$ 中的元素是阵元空间 V_M 的基。可见，空间 V_S 与 V_M 具有相同的维数，其物理意义可描述为 V_S 中正交信号基的个数决定了阵列合成的子阵的个数。图3给出了部分非重叠子阵合成结构及方向图，如图所示，第 $q(q=1, 2, \dots, Q)$ 个合成子阵

由发射相干(或近似相干)信号的 M_q 个阵元合成，即在信号空间上这 M_q 个发射信号可等效为同一个信号，在阵元空间上这 M_q 个阵元可合并为一个合成子阵。各合成子阵内发射信号相关性的不同使其具有不同的子阵合成方向图。

综上所述，可以从信号空间和阵元空间基变换的角度，给出MIMO雷达发射信号降维及子阵合成的统一数学描述。

(1)信号空间的基变换。信号空间经变换后 M 个阵元发射的相关信号降维为 Q 个正交信号，发射信号矩阵由 S 变为 \tilde{S} ，此过程就是发射信号空间的基变换。表示为

$$\tilde{S} = U_T^T S \in C^{Q \times L} \quad (5)$$

其中 U_T 是简化阶梯型矩阵^[10]，即 $U_T = [e_1, \dots, e_q, \dots, e_Q] \in C^{M \times Q}$ ， $e_q = [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]^T \in C^{M \times 1}$ 为第 q 个元素为1的单位向量。信号互相关矩阵 R_S 的变化关系为

$$\tilde{R}_S = E[\tilde{S}\tilde{S}^H] = U_T^T R_S U_T \in C^{Q \times Q} \quad (6)$$

且有 $\text{rank}(\tilde{R}_S) = Q$ 。

(2)阵元空间的基变换。与发射信号空间的基变换相对应，发射阵列由 M 个阵元合成为 Q 个合成子阵列，此过程就是阵元空间的基变换。依据文献[8]给出的非重叠均匀子阵变换方法，设阵元空间基变换矩阵为

$$T_S = \text{diag}(t_1, t_2, \dots, t_q, \dots, t_Q) \in C^{M \times Q} \quad (7)$$

其中 $t_q = [t_{q1}, t_{q2}, \dots, t_{qM_q}]^T$ 表示第 q 个合成子阵的合成变换向量， t_{qm} 表示第 $q(q=1, 2, \dots, Q)$ 个子阵内第 $m(m=1, 2, \dots, M_q, \sum_{q=1}^Q M_q = M)$ 个阵元的合成变换系数，该系数由对应发射信号的相关系数决定。则阵元空间的基变换可表示为

$$\tilde{S}_{St}(\omega_s) = T_S^T \cdot S_{St}(\omega_s) \in C^{Q \times 1} \quad (8)$$

信号空间的基变换仅描述了信号集合维数(即

正交信号个数)的变化, 不体现信号能量的合成关系。而阵元空间的基变换则体现了信号能量的合成关系, 即方向图的合成变化。信号空间的基变换和阵元空间的基变换完整描述了任意 \mathbf{R}_s 结构下发射信号波形的合成, 式(5)与式(8)就是MIMO雷达发射信号波形合成模型, 该模型将各种情况下的MIMO雷达发射结构进行了统一。

4 机载 MIMO 雷达杂波统一模型

4.1 杂波统一模型

忽略脉内多普勒相移影响, 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^[11]。不考虑误差等非理想因素^[12]的影响, 则第 q ($q=1, 2, \dots, Q$) 个合成子阵发射信号 \mathbf{s}_q 经某一距离环的第 i 个杂波散射单元散射后信号可表示为

$$\mathbf{x}_i(q) = \xi(\theta_i, r) \mathbf{s}_q e^{j2\pi(q-1)\tilde{d}_T \cos(\theta_i) \cos(\varphi)/\lambda} \quad (9)$$

其中 $i=1, 2, \dots, N_c$, N_c 为距离环内在杂波散射单元个数。 $\xi(\theta_i, r)$ 为第 i 个杂波散射单元散射信号的幅度, 该幅度同散射单元的位置有关。 r 为杂波散射单元至雷达相位中心的距离。 \tilde{d}_T 表示发射阵列合成子阵的相位中心间距。

依据以上窄带发射信号的假设, 第 k 个脉冲时期 $\mathbf{x}_i(q)$ 由第 n 个阵元接收, 该接收阵元后接 Q 个匹配滤波器区分各发射波形, 经匹配滤波器无失真滤波后杂波回波输出信号模型为

$$\mathbf{c}_i(q, n, k) = \rho(\theta_i, r) e^{j(n-1)\omega_s + j(k-1)\omega_t} \sum_{j=1}^Q \mathbf{s}_q \mathbf{s}_j^* e^{j\tilde{\alpha}(q-1)\omega_s} \quad (10)$$

其中 $\rho(\theta_i, r)$ 表示接收信号幅度, 且服从均值为0, 方差为 δ_i^2 的独立复高斯分布^[10], 简记 $\rho_i = \rho(\theta_i, r)$ 。且有

$$\left. \begin{aligned} \omega_s &= 2\pi d_R \cos(\theta_i) \cos(\varphi)/\lambda \\ \omega_t &= 4\pi V_r T \cos(\theta_i) \cos(\varphi)/\lambda \\ \tilde{\alpha} &= \tilde{d}_T / d_R, \quad \beta = \omega_t / \omega_s \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

用矢量形式表示杂波回波模型, 分别定义发射与接收导向矢量

$$\tilde{\mathbf{S}}_{St}(\omega_s) = [1, e^{j\omega_s \tilde{\alpha}}, \dots, e^{j\omega_s \tilde{\alpha}(Q-1)}]^T \in C^{Q \times 1} \quad (12a)$$

$$\mathbf{S}_{Sr}(\omega_s) = [1, e^{j\omega_s}, \dots, e^{j\omega_s(N-1)}]^T \in C^{N \times 1} \quad (12b)$$

定义时域导向矢量

$$\mathbf{S}_T(\omega_t) = [1, e^{j\omega_t}, \dots, e^{j\omega_t(K-1)}]^T \in C^{K \times 1} \quad (13)$$

由式(5), 式(8), 式(12)及式(13)可得, 对一个杂波点源的空时采样数据经匹配滤波接收后, 杂波空时2维矢量模型可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{c}_i &= \rho_i \mathbf{S}_T(\omega_t) \otimes \text{vec}(\mathbf{S}_{Sr}(\omega_s) \tilde{\mathbf{S}}_{St}^T(\omega_s) \tilde{\mathbf{R}}_s) \\ &= \rho_i \mathbf{S}_T(\omega_t) \otimes \text{vec}(\mathbf{S}_{Sr}(\omega_s) (\mathbf{S}_{St}^T(\omega_s) \mathbf{T}_s) (\mathbf{U}_T^T \mathbf{R}_s \mathbf{U}_T)) \\ &= \rho_i \mathbf{S}_{V,i} \end{aligned} \quad (14)$$

其中 \otimes 为 Kronecker 积, $\mathbf{S}_{v,i} \in C^{QNK \times 1}$ 为空时导向矢量。式(14)即为无误差情况下, 任意发射波形合成影响下的机载 MIMO 雷达杂波标准统一模型。

定义

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{S}_V &= [\mathbf{S}_{V,1}, \mathbf{S}_{V,2}, \dots, \mathbf{S}_{V,N_c}] \\ \mathbf{\Sigma} &= \text{diag}[\delta_1^2, \delta_2^2, \dots, \delta_{N_c}^2] \\ \mathbf{C} &= [\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_{N_c}] \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

则杂波协方差矩阵

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

4.2 波形合成与统一模型的关系

依据雷达各发射阵元的发射信号波形的相关性引起的信号空间和子阵空间的变化, 可以得到理想 MIMO 雷达、相关 MIMO 雷达、相控阵雷达 3 种雷达的杂波模型统一关系如下:

(1) 全正交 MIMO 雷达。空间基变换矩阵 $\mathbf{T}_s = \mathbf{U}_T = \mathbf{I}_M$ 。正交信号空间的维数 $Q = M$ 。杂波模型由式(14)变换得

$$\begin{aligned} \mathbf{c}_i &= \rho_i \mathbf{S}_T(\omega_t) \otimes \text{vec}(\mathbf{S}_{Sr}(\omega_s) \mathbf{S}_{St}^T(\omega_s)) \\ &= \rho_i \mathbf{S}_{V,i}^{\text{OTHG}} \in C^{MNK \times 1} \end{aligned} \quad (17)$$

其中 $\mathbf{S}_{V,i}^{\text{OTHG}}$ 为全正交时的空时 2 维导向矢量。

(2) 相关 MIMO 雷达。 M 个阵元发射相关信号, 介于全正交 MIMO 雷达和相控阵雷达之间。发射信号空间进行基变换产生信号降维, 发射信号空间的维数 $1 < Q < M$ 。阵元空间进行相应基变换产生子阵合成。模型式(14)即为描述这一“过渡”状态的标准杂波模型。

(3) 相控阵雷达。 M 个阵元发射信号全部相同 $\mathbf{s}_1 = \mathbf{s}_2 = \dots = \mathbf{s}_M$, 发射信号空间维数 $Q = 1$, 得 $\mathbf{T}_s = \mathbf{1}_{M \times 1}$ 。由统一模型变换可得

$$\mathbf{c}_i = \rho_i F(\theta_i, \varphi) (\mathbf{S}_T(\omega_t) \otimes \mathbf{S}_{Sr}(\omega_s)) \in C^{NK \times 1} \quad (18)$$

其中 $F(\theta_i, \varphi) = \sum_{m=1}^M e^{j2\pi(m-1)\tilde{d}_T \cos(\theta_i) \cos(\varphi)/\lambda}$ 表示发射阵列的方向图, 显然式(18)就是机载相控阵雷达空时 2 维杂波模型, 因此相控阵雷达可视为 MIMO 雷达的特殊形式。

综上所述, 杂波模型基于信号空间的基变换 \mathbf{U}_T 和阵元空间的基变换 \mathbf{T}_s , 将发射信号波形合成的数学模型, 引入到 MIMO 雷达杂波模型中。利用互相关矩阵 \mathbf{R}_s 及空间基变换矩阵 \mathbf{U}_T 和 \mathbf{T}_s 描述了任意波形合成下的杂波分布与发射信号波形间的数学关

系,实现了从理想MIMO雷达到相关MIMO雷达,再到相控阵雷达杂波模型的完整统一。

5 杂波特性仿真

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8000 m。接收阵元间距为 $d_R = \lambda/2$ ($\lambda = 20$ cm),收发阵元间距比 $\alpha = 8$ 。脉冲重复频率为 $f_r = 2400$ Hz,时间域相干处理脉冲数目为8,收发阵元数均为8。采用杂波幅度起伏服从均值为0.5,方差为1.2的对数正态分布。应用本文建立的杂波统一模型进行仿真。

实验1 统一模型下的杂波谱分布

图4分别给出了发射信号为全正交、弱相关、强相关及全相干配置时的机载MIMO雷达杂波功率谱分布(右上图表示该谱的等高线投影),其中结构1~结构4与图2(a)4个结构对应。图4(a)给出了发射信号为理想的全正交信号时的杂波谱,此时杂波在空时域上主要分布于功率均等的窄斜脊线上。图4(b)给出了发射信号弱相关时的MIMO雷达杂波特性。此时发射信号互相关矩阵的秩仍为8,但发射信号相互之间的弱相关,导致发射方向图具有波瓣方向性,波束在合成方向产生能量聚集,对应杂波较强,且杂波脊线在发射波形弱相关的影响下出现展宽。

图4(c)给出了强相关情况下,信号互相关矩阵的秩降为4(即 $Q=4$)时的杂波分布特性。此时8个发射阵元合成为4个合成子阵(合成方式由式(7)解算)。4个子阵内部各阵元发射信号均相干,但各子阵间的发射信号仍具有相关性(非全正交)。子阵内部的合成使得发射方向图具有了宽方向性,杂波能量集中于合成主波束附近,但子阵间发射信号的非

理想正交导致了脊线方向杂波谱展宽,这种展宽与图4(b)相同均是由于信号集合中的信号非理想正交造成的。图4(d)给出了当发射信号全相干(即 $Q=1$)且 $\alpha=1$ 时由杂波统一模型得出的杂波谱,显然杂波分布同传统相控阵杂波分布完全相同,此时MIMO雷达演变为传统相控阵雷达。与图4(a)对比易见理想MIMO雷达杂波脊线更窄。

作为对比,在与图4(c)相同的子阵合成结构下,图4(e)给出了4个子阵间发射信号全正交,子阵内各阵元发射信号全相干时的杂波分布,可见杂波脊线较为理想未发生展宽。而图4(f)给出4个子阵间发射信号全正交,但子阵内发射信号相关(非全相干)时的杂波分布,可见阵内发射信号相干性的下降同样导致杂波谱的大幅展宽。

综上可得,(1)理想全正交机载MIMO雷达杂波脊线最窄,更易于检测慢速目标。而相控阵具有更好的方向性,因此具有较好的方位分辨性能。(2)相关MIMO雷达设计中,保证合成子阵间发射信号的全正交和保证合成子阵内各阵元发射信号的全相干是避免杂波脊线展宽的两个基本约束条件(如图4(e))。当任意一个条件不能满足时(见图4(c),(f)),均会导致杂波谱脊线产生展宽,给杂波抑制带来困难。

实验2 统一模型下的杂波自由度

仿真中设定 $\alpha = 8$, $\beta = 1$ 。其他参数及 R_s 结构的配置同实验1。图5给出了统一模型下机载MIMO雷达杂波自由度随发射波形合成程度的变化情况。当 R_s 的秩 $Q=8$ 时,图中结构1的特征谱线同文献[2]给出的理想MIMO模型特征谱线拐点一样,统一模型

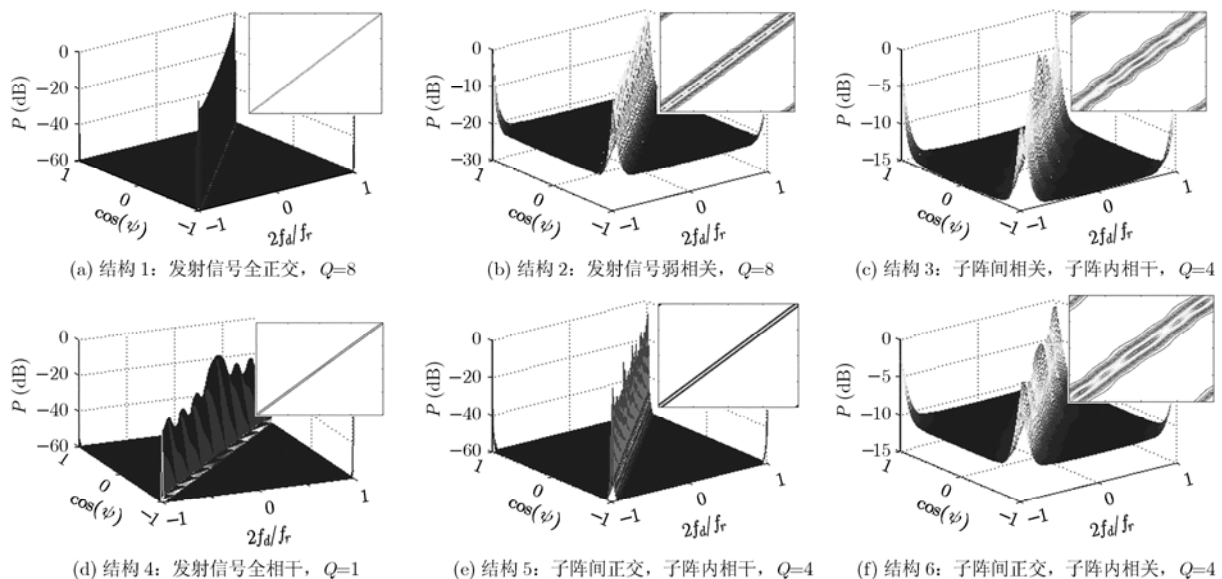


图4 统一模型下MIMO雷达杂波功率谱

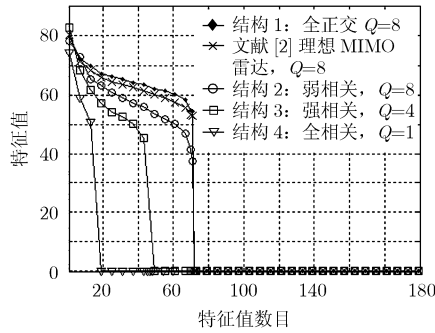


图5 发射信号影响下的杂波特征谱

得出全正交MIMO雷达的系统自由度为 $M \times N \times K=512$, 杂波自由度为 $N + \alpha(M-1) + \beta(K-1) = 71$, 符合文献[2]给出的扩展的MIMO雷达Brennan杂波自由度估计准则。当 $Q=8$ 但发射波形间具有弱相关性时, 如结构2特征谱所示, \mathbf{R}_s 的秩不变决定了杂波协方差矩阵大特征值的个数(即杂波自由度)不发生改变, 但波形间的弱相关使得大特征值幅度产生了下降。当 $Q=4$, 结构3中部分发射阵元相干产生子阵合成时, 杂波大特征值个数降低, 但其系统自由度也相应降为 $Q \times N \times K=256$ 。当 $Q=1$ 波形合成为相控阵雷达情况时, 系统自由度变为 $N \times K=64$, 如结构4的特征谱线所示, 杂波自由度为 $N+K-1=15$, 符合Brennan相控阵雷达杂波自由度估计准则^[8]。

综上所述, 杂波自由度和系统自由度均随信号互相关矩阵 \mathbf{R}_s 的秩的降低而减小, 因此本文的统一模型可综合反映发射信号影响下的杂波自由度变化规律。

6 结束语

本文提出了任意发射波形合成影响下的MIMO雷达杂波统一模型。该统一模型完整描述了发射信号在全正交 \rightarrow 弱相关 \rightarrow 强相关 \rightarrow 全相干这一演变过程中的杂波特性, 构成了理想MIMO雷达、相关MIMO雷达及相控阵雷达杂波分析的统一框架体系。统一模型揭示了任意发射波形合成影响下的杂波分布规律。研究表明, \mathbf{R}_s 的结构决定了杂波展宽的程度, 提高合成子阵发射信号间的正交性和子阵内各阵元发射信号的相干性可减小杂波谱的展宽, 更利于杂波抑制。而 \mathbf{R}_s 的秩又决定了杂波自由度和系统自由度的大小。本文研究为任意波形影响下的MIMO雷达STAP算法研究提供了理论支持和分析依据。 \mathbf{R}_s 的结构及秩与杂波自由度及杂波抑制性能的定量关系将在下一步的工作中做深入的研究。

参考文献

[1] Fishler E, Haimovich A, and Blum R S, *et al.* MIMO radar:

an idea whose time has come[C]. Proceeding of IEEE Radar Conference, Toulouse, October, 2004: 71-78.

- [2] Li J and Peter S. MIMO Radar Signal Processing[M]. Hoboken, New Jersey, John Wiley & Sons, Inc, 2009: 235-251.
- [3] Fuhrmann D R and Antonio G S. Transmit beamforming for MIMO radar systems using partial signal correlation[C]. IEEE Signals, Systems and Computers, Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference, California, 2004: 295-300.
- [4] Wang G H, Lu Y L, and Sun J P. STAP performance analysis for MIMO radar with waveform diversity[C]. IEEE Radar Conference, Pasadena, May 4-8, 2009: 1-6.
- [5] Chen C Y and Vaidyanathan P P. A subspace method for MIMO radar space-time adaptive processing[C]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Honolulu, Hawaii, April 15-20, 2007, (2): 925-928.
- [6] Wang G H and Lu Y. Clutter rank of STAP in MIMO radar with waveform diversity [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(2): 938-943.
- [7] Yang Y and Blum R S. MIMO radar waveform design based on mutual information and minimum mean-square error estimation[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 43(1): 330-343.
- [8] Klemm R. Principles of Space-Time Adaptive Processing [M]. London, IEE Press, 2002: 155-157.
- [9] 王永良, 陈辉, 彭应宁等著. 空间谱估计理论与算法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 27-30.
- Wang Y L, Chen H, and Peng Y N, *et al.* Theory and Algorithm of Spatial and Spectrum Estimation[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004: 27-30.
- [10] 张贤达著. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 9-26.
- Zhang X D. Matrix Analysis and Applications[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004: 9-16.
- [11] Wu Y, Tang J, and Peng Y N. Models and performance evaluation for multiple-input multiple-output space-time adaptive processing radar[J]. *IET Radar Sonar Navigation*, 2009, 3(1): 569-582.
- [12] Guerci J R. Space-Time Adaptive Processing for Radar[M]. Boston, London: Artech House, 2003: 75-105.

- 张西川: 男, 1984年生, 博士生, 研究方向为MIMO雷达技术、空时自适应信号处理。
- 谢文冲: 男, 1978年生, 讲师, 研究方向为空时自适应信号处理、自适应阵列信号处理技术。
- 张永顺: 男, 1961年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为MIMO雷达技术、自适应阵列信号处理。