

# 频率分集 MIMO 雷达信号优化设计

兰 星 李 伟 王兴亮 吴昊天 周义建

(空军工程大学信息与导航学院, 西安 710077)

**摘 要:** 针对集中式多输入多输出 (multiple input multiple output, MIMO) 雷达扩展目标检测识别问题, 提出将多频阵列 (multiple frequency array, MFA) 应用到集中式 MIMO 雷达中来实现频率分集, 增加自由度, 在频域基于互信息量 (mutual information, MI) 优化不同频带天线上的功率分配以设计信号, 针对目标依据雷达功率分配情况施放干扰以避免检测识别的情况, 雷达在杂波及干扰环境下再次优化信号功率分配, 实现雷达认知功能。仿真结果证明, 优化信号可综合噪声、杂波及干扰统计特性重新调整功率分配, 可提高目标频域响应和目标回波间互信息量, 为改善目标检测识别性能奠定基础。

**关键词:** 互信息量; 频率分集; 多输入多输出雷达; 信号优化

**中图分类号:** TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2015)08-1029-06

## Optimal Signal Design for Frequency Diversity MIMO Radar

LAN Xing LI Wei WANG Xing-liang WU Hao-tian ZHOU Yi-jian

(Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

**Abstract:** The method to solve the problem of co-located multiple input multiple output (MIMO) radar optimal signal design for extended target detection and identification is proposed. To realize frequency diversity and increase degrees of freedom, it applies multiple frequency array (MFA) to co-located MIMO radar for performance enhancement. And it is based on mutual information (MI) in the frequency domain by means of optimizing power distribution on different frequency antenna to design radar signal for cognitive function. Radar optimizes signal power allocation again in the presence of clutter and interference, where the interference is released by target on the basis of radar power allocation to avoid detection and identification. Simulation results indicate that the optimized signal can adjust distribution of power again according to statistical characteristic of noise, clutter and interference, improve mutual information between target frequency response and target echo, and lay the foundation for performance improvement of target detection and identification.

**Key words:** mutual information; frequency diversity; multiple input multiple output radar; signal optimization

## 1 引言

MIMO 雷达<sup>[1]</sup>在收发端均采用多个天线阵列, 根据天线阵元间距大小分为分布式 MIMO 雷达<sup>[2]</sup>和集中式 MIMO 雷达<sup>[3]</sup>。前者收发天线阵元间距大, 可获取空间分集增益, 提升目标检测性能及高分辨率目标定位能力; 后者收发天线阵元间距小, 通过设计发射信号波形, 利用频率分集、极化分集等方式提升目标识别性能、参数估计准确度及抗干扰、抗截获能力。认知 MIMO 雷达借助接收端反馈信息、目标特性先验知识以及感知的周围环境信息

优化设计发射波形, 以实现认知目的<sup>[4]</sup>。

优化设计 MIMO 雷达信号波形, 是重要研究课题。文献[5]针对集中式 MIMO 雷达根据所需发射方向图优化出信号协方差矩阵, 主要研究发射方向图综合方法, 计算复杂度大; 文献[6]针对目标统计特性已知情况, 分别从最大化条件互信息和最小化均方误差估计角度优化波形, 发现两者性能一致; 文献[7]提出将多频阵列与波形分集结合并分析其性能, 但未研究波形优化; 文献[8]提出以最大化输出信噪比设计自适应于目标和杂波统计特性的发射波形, 提高目标检测性能; 文献[9]提出采用正

交编码信号并优化阵元间距提升 MIMO STAP 性能,但没有自适应发射能力;文献[10]认为雷达目标由多个小散射体组成,散射系数是角度和频率的函数,并以此建立模型优化设计 MIMO 雷达波形,但未研究干扰环境中波形优化;文献[11]基于博弈论知识提出雷达信号与目标干扰博弈过程中的两步注水优化;文献[12]针对杂波环境,在频域基于最大互信息量优化设计单天线雷达信号。

基于以上研究基础,本文提出将多频阵列应用于集中式 MIMO 雷达实现频率分集,重点分析目标依据雷达功率分配方案施放干扰时,应用通用注水法在频域最大化互信息量实现雷达信号功率再次优化分配,使频率分集 MIMO 雷达在杂波、噪声和干扰环境中性能最优。文章第二部分基于多频阵列建立 MIMO 雷达模型,第三部分研究雷达信号功率优化分配,第四部分仿真验证本文方法有效性,最后进行总结。

## 2 基于多频阵列的 MIMO 雷达模型

频率分集在雷达中应用较早,它通过发射多频率信号探测目标,利用多个不同频率接收通道接收回波,回波信号满足独立性条件<sup>[13]</sup>:

$$\Delta f D / c \geq \varepsilon \quad (1)$$

式中,  $\Delta f$  为相邻接收通道工作频率之差;  $D$  为目标尺寸;  $\varepsilon$  为严格性因子,一般取为 0.5;  $c$  为信号传播速度。

集中式 MIMO 雷达因阵元间距较小,故通过选择合适的分集通道频率差  $\Delta f$  使雷达回波满足独立性条件,实现频率分集,增加自由度。

目标尺寸依具体目标和状态而定,假设雷达探测的目标由  $P$  个小散射体均匀排列构成, MIMO 雷达有  $M$  个发射天线阵元,  $N$  个接收天线阵元,天线阵与目标散射阵平行排列的均匀线阵,各小散射体等方向辐射,假设服从零均值高斯分布,则目标散射特性为:

$$\mathbf{\Gamma} = \text{diag} \{ \gamma_1(f), \dots, \gamma_p(f) \} \quad (2)$$

各天线阵元分别发射宽度为  $T$  的脉冲,各天线频率分布情况如图 1 所示,其中,  $2B$  为各天线发射信号带宽,  $f_j$  为各天线中心频率,且带宽  $2B$  相对于各中心频率来说很小。正交性能好的波形才能充分发挥 MIMO 雷达的探测潜力,因此为保证信号完全正交,  $\Delta f \geq 2B$  以确保各天线发射信号的频带互不交叠,  $L$  为各天线阵元发射信号长度,也为频域采样点数,第  $j(j=1, \dots, M)$  个发射天线发射的信号为:

$$s_j(t) = \sum_{k=1}^L a_{jk} \text{rect} \left( \frac{t}{T} \right) \exp(-j2\pi f_j t) \quad (3)$$

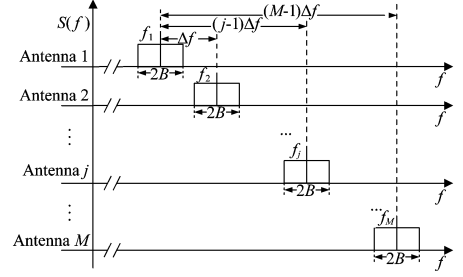


图 1 各发射天线频带分布图

Fig. 1 Transmitting antenna frequency distribution

雷达与目标相距较远 ( $R \gg D$ ), 而小散射体和集中式 MIMO 雷达天线阵元间距很小, 则不同阵元观察目标的角度大体一致, 假设发射角和接收角分别为  $\theta_i$  和  $\theta_r$  (收发同置时  $\theta_i = \theta_r$ ), 如图 2 所示, 第  $j$  个天线发射信号导向向量为:

$$\mathbf{g}_j = [1, e^{-j2\pi f_j \Delta_1 \sin(\theta_i)/c}, \dots, e^{-j2\pi f_j \Delta_{P-1} \sin(\theta_i)/c}]^T \quad (4)$$

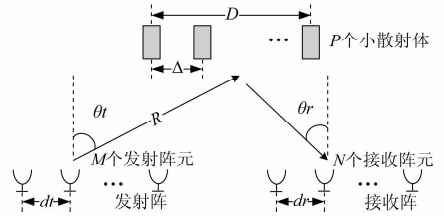


图 2 MIMO 雷达几何结构图

Fig. 2 Geometry of MIMO radar

第  $i$  个接收天线接收第  $j$  个发射信号导向向量为:

$$\mathbf{k}_i = [1, e^{-j2\pi f_j \Delta_1 \sin(\theta_r)/c}, \dots, e^{-j2\pi f_j \Delta_{P-1} \sin(\theta_r)/c}]^T \quad (5)$$

则目标反射系数为:

$$\sigma_{ij} = \mathbf{k}_i^T \mathbf{\Gamma} \mathbf{g}_j \quad (6)$$

各天线阵元发射信号频率不同, MIMO 雷达天线阵元间距将引入相位延迟, 第  $j$  发射阵元的信号时延相位向量为:

$$\mathbf{a}_j(\theta_i) = \exp[-j2\pi f_j (j-1) d_i \sin(\theta_i)/c], j = 1, \dots, M \quad (7)$$

第  $i$  接收阵元接收第  $j$  发射阵元的信号时延相位向量为:

$$\mathbf{b}_i(\theta_r) = \exp[-j2\pi f_j (i-1) d_r \sin(\theta_r)/c], i = 1, \dots, N \quad (8)$$

时域内目标脉冲响应为  $\mathbf{h}$ , 则

$$\mathbf{h}_{ij} = \mathbf{b}_i(\theta_r) \sigma_{ij} \mathbf{a}_j(\theta_i) = \sigma_{ij} \exp\{-j2\pi f_j [(j-1) d_i \sin(\theta_i) + (i-1) d_r \sin(\theta_r)]/c\} \quad (9)$$

因此, 目标脉冲响应为频率的函数, 而各天线发射信号的频带互不交叠, 另外, 空间中噪声、杂波及干扰功率的大小与频率有关, 故可通过优化各天

线频带上的功率分配提升 MIMO 雷达整体性能。

实际电子战场景, MIMO 雷达发射信号获取目标 RCS 等信息, 目标施放独立于波形的噪声干扰抑制 MIMO 雷达功能, 二者进行零和博弈。雷达回波中既有目标真实信息, 又有目标施放的干扰, 若从空域进行对抗则会导致在目标方形成波束凹口, 抑制干扰的同时也会导致目标信息的丢失, 而从频域进行对抗则可探测获取目标信息, 因此可从信号域优化集中式 MIMO 雷达发射信号。

信号受到杂波  $C$ 、噪声  $W$  和来自目标方的压制干扰  $J$  的影响, 频域内 MIMO 雷达系统模型如图 3 所示, 令  $L \times M$  维矩阵  $S$  表示发射信号频域形式, 则接收天线接收回波信号为:

$$Y = SH + SC + W + J \quad (10)$$

式中,  $L \times N$  维矩阵  $Y$  表示接收回波,  $M \times N$  维矩阵  $H$  表示目标频域响应,  $M \times N$  维矩阵  $C$  表示杂波响应,  $L \times N$  维矩阵  $W$  表示接收噪声,  $L \times N$  维矩阵  $J$  表示目标施放干扰。

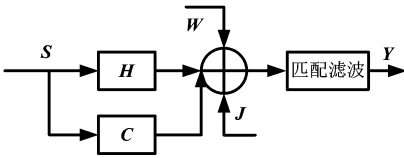


图 3 系统模型框图

Fig. 3 Diagram of system model

认知雷达拥有发射-接收-发射的闭环系统, 在循环迭代过程中不断调整发射信号, 与环境不断交互以适应环境。雷达所感知的杂波、干扰、噪声及目标等环境信息, 通常用参数化统计模型或状态模型描述, 环境参数通过对雷达回波统计分析提取, 并用这些参数更新先验知识, 形成环境动态数据库。雷达利用这些先验知识和数据库并结合接收端反馈信息优化设计发射信号, 以实现认知功能。

假设雷达通过认知已获取先验知识, 并通过统计其特性, 得知功率谱密度均服从零均值高斯分布。  $H$  和  $C$  谱方差分别为  $\delta_H^2$  和  $\delta_C^2$ , 而  $W \sim \zeta N(0, R_w)$ ,  $J \sim \zeta N(0, R_J)$ , 对协方差矩阵进行特征值分解  $R_w = U_w A_w U_w^H$ ,  $R_J = U_J A_J U_J^H$ , 其中,  $A_w = \text{diag} \{ \delta_w^2(f_1), \delta_w^2(f_2), \dots, \delta_w^2(f_L) \}$ ,  $A_J = \text{diag} \{ \delta_J^2(f_1), \delta_J^2(f_2), \dots, \delta_J^2(f_L) \}$ , 且已知  $\delta_w^2(f_1) \geq \delta_w^2(f_2) \geq \dots \geq \delta_w^2(f_L)$ 。

### 3 MIMO 雷达信号功率优化分配

依据模型, 令  $SS^H = U_S \Omega U_S^H$  ( $\Omega$  为对角阵且至多有  $M$  个不为零元素), 结合文献[11][12]知发射信

号  $S$  已知时, 接收回波  $Y$  服从均值为零, 协方差为  $\delta_H^2 SS^H + \delta_C^2 SS^H + R_w + R_J$  的高斯分布, 目标频域响应与目标回波间互信息量为:

$$I(H, Y | S) = h(Y | S) - h(Y | H, S) = 2B \log \left( \frac{\delta_H^2 SS^H + \delta_C^2 SS^H + R_w + R_J}{\delta_C^2 SS^H + R_w + R_J} \right) = 2B \sum_{j=1}^M \log \left( \frac{\delta_H^2}{\delta_C^2 + (\delta_w^2(f_{L+1-j}) + \delta_J^2(f_{L+1-j})) / \Omega_{jj}} + 1 \right) \quad (11)$$

应用注水原理, 雷达依据噪声统计特性优化分配信号功率, 噪声越弱的频带, 雷达信号功率越大; 噪声越强的频带, 雷达信号功率越小, 甚至功率值为零, 即为经典功率分配方案。

目标在知晓雷达功率分配方案后施放干扰, 最小化目标频域响应与目标回波间互信息量以躲避雷达的检测识别, 即:

$$\min_{\delta_J^2} I(H, Y | S) \quad \text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^L \delta_J^2(f_k) \leq P_b \quad (12)$$

$P_b$  是目标施放干扰总功率, Stackelberg 均衡<sup>[11]</sup>中, 由经典功率分配方案可知, 目标依据环境中噪声统计特性分配干扰功率, 即:

$$\delta_J^2(f_k) = \begin{cases} 0, & k = 1, \dots, L - M \\ (\lambda_1 - \delta_w^2(f_k))^+, & k = L - M + 1, \dots, L \end{cases} \quad (13)$$

式中, 注水水位  $\lambda_1$  由  $\sum_{k=1}^L \delta_J^2(f_k) = P_b$  确定,  $(x)^+ =$

$$\begin{cases} x & x > 0 \\ 0 & x \leq 0 \end{cases}$$

#### 3.1 雷达未重新调整功率分配时

雷达并不知晓目标施放干扰, 未调整方案, 仍以经典功率分配方案功率雷达信号分配, 即:

$$\Omega_{jj} = (\lambda_2 - \delta_w^2(f_{L+1-j}))^+, j = 1, \dots, M \quad (14)$$

注水水位  $\lambda_2$  由  $\sum_{j=1}^M \Omega_{jj} = P_s$  确定,  $P_s$  是雷达发射信号总功率。

将式(13)(14)代入式(11)可得最小互信息量。

#### 3.2 雷达重新调整功率分配时

雷达知晓目标实施干扰后, 根据噪声、干扰及空间杂波的谱方差再次优化分配发射信号功率, 最大化该最小互信息量来提升性能, 令  $\delta_w^2(f_{L+1-j}) = \delta_w^2(f_{L+1-j}) + \delta_J^2(f_{L+1-j})$ , 即有:

$$\begin{aligned} \max_{\Omega} \quad & 2B \sum_{j=1}^M \log \left( \frac{\delta_H^2}{\delta_C^2 + \delta_W^2(f_{L+1-j})/\Omega_{jj}} + 1 \right) \\ \text{s.t.} \quad & \sum_{j=1}^M \Omega_{jj} \leq P_s \end{aligned} \quad (15)$$

互信息量优化问题可转为凸规划问题<sup>[14]</sup>:

$$\begin{aligned} \min_{\Omega} \quad & -2B \sum_{j=1}^M \log \left( \frac{\delta_H^2}{\delta_C^2 + \delta_W^2(f_{L+1-j})/\Omega_{jj}} + 1 \right) \\ \text{s.t.} \quad & \sum_{j=1}^M \Omega_{jj} \leq P_s \\ & \Omega_{jj} \geq 0, j = 1, \dots, M \end{aligned} \quad (16)$$

引入拉格朗日乘子构造拉格朗日函数:

$$J = -2B \sum_{j=1}^M \log \left( \frac{\delta_H^2}{\delta_C^2 + \delta_W^2(f_{L+1-j})/\Omega_{jj}} + 1 \right) + \mu \left( \sum_{j=1}^M \Omega_{jj} - P_s \right) \quad (17)$$

由 KKT (Karush-Kuhn-Tucker) 条件可得:

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial \Omega_{jj}} &= -2B \\ \frac{\delta_C^2 \delta_H^2}{(\delta_W^2(f_{L+1-j}) + \delta_C^2 \Omega_{jj}) [\delta_W^2(f_{L+1-j}) + (\delta_H^2 + \delta_C^2) \Omega_{jj}]} + \mu &= 0 \end{aligned} \quad (18)$$

令  $\lambda_3 = \frac{2B}{\mu}$ , 于是式(18)可化为:

$$(\delta_H^2 + \delta_C^2) \delta_C^2 \Omega_{jj}^2 + \delta_W^2(f_{L+1-j}) (\delta_H^2 + 2\delta_C^2) \Omega_{jj} + (\delta_W^2(f_{L+1-j}))^2 - \lambda_3 \delta_H^2 \delta_W^2(f_{L+1-j}) = 0 \quad (19)$$

各发射天线功率不可能为负数, 于是求解式(19)所示方程可得最优解:

$$\Omega_{jj} = \left\{ \left[ \left( \frac{b}{2a} \right)^2 + \frac{\lambda_3 \delta_H^2 \delta_W^2(f_{L+1-j}) - (\delta_W^2(f_{L+1-j}))^2}{a} \right]^{\frac{1}{2}} - \frac{b}{2a} \right\}^+, \quad j = 1, \dots, M \quad (20)$$

其中,  $a = (\delta_H^2 + \delta_C^2) \delta_C^2$ ,  $b = \delta_W^2(f_{L+1-j}) (\delta_H^2 + 2\delta_C^2)$ 。由式(20)可知满足  $\lambda_3 \delta_H^2 \delta_W^2(f_{L+1-j}) - (\delta_W^2(f_{L+1-j}))^2 > 0$  的发射天线上分配了功率, 即通用注水法<sup>[12]</sup>。

$\lambda_3 \delta_H^2 \delta_W^2(f_{L+1-j})$  值越大, 对应频带的天线分配功率越多; 值越小, 对应频带的天线分配功率越少甚至不分配功率。

通用注水水位  $\lambda_3$  可通过式(21)确定:

$$\sum_{j=1}^M \left\{ \left[ \left( \frac{b}{2a} \right)^2 + \frac{\lambda_3 \delta_H^2 \delta_W^2(f_{L+1-j}) - (\delta_W^2(f_{L+1-j}))^2}{a} \right]^{\frac{1}{2}} - \frac{b}{2a} \right\}^+ = P_s \quad (21)$$

将式(13)(20)代入式(11)可得最大互信息量。

## 4 仿真与分析

仿真中, 目标频域响应谱方差  $\delta_H^2 = 1$ , 杂波响应谱方差  $\delta_C^2 = 1$ , 发射天线  $M = 4$ , 接收天线  $N = 6$ , 频域采样点数  $L = 6$ , 噪声谱方差情况:  $\delta_w^2(f_1) = 15$ ,  $\delta_w^2(f_2) = 10$ ,  $\delta_w^2(f_3) = 8$ ,  $\delta_w^2(f_4) = 5$ ,  $\delta_w^2(f_5) = 3$ ,  $\delta_w^2(f_6) = 1$ 。

目标依据 MIMO 雷达最初功率分配情况施放干扰使互信息量值最小, 以避免目标被雷达检测识别, 雷达采取应对措施, 应用针对空间杂波的通用注水法, 重新调整雷达信号功率分配, 以最大化互信息量。为观察雷达再次优化前后互信息量受干扰总功率影响情况, 先设定雷达信号总功率为定值 ( $P_s = 40$  W), 如图 4 所示: 目标频域响应和目标回波间互信息量随干扰总功率  $P_b$  增大而降低, 经再次优化后互信息量明显提升, 为雷达应对目标干扰, 提升目标检测识别性能奠定基础。

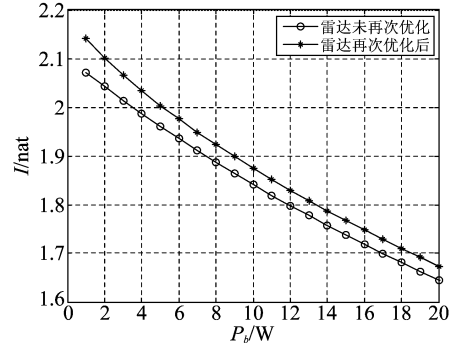


图4 互信息量受干扰功率  $P_b$  影响情况

Fig. 4 Relation of MI and  $P_b$

在知晓雷达采取经典功率分配方案后, 目标依据雷达信号强弱分配干扰功率。雷达发射信号总功率一定时, 干扰功率分配方案随干扰总功率变化情况如图 5 所示: 干扰总功率较小时, 噪声谱方差中  $\delta_N^2(f_6)$  值最小, 因此干扰谱方差中只有  $\delta_j^2(f_6)$  不为零, 即目标只给  $\delta_N^2(f_6)$  对应的干扰频带分配功率; 随着干扰总功率增大, 当干扰总功率增大到 2、6、15 W 时,  $\delta_j^2(f_5)$ 、 $\delta_j^2(f_4)$ 、 $\delta_j^2(f_3)$  的值相继不再为零, 即目标相继给其他干扰频带分配功率;  $\delta_j^2(f_1)$  和  $\delta_j^2(f_2)$  的值始终为零, 原因是目标分配干扰功率时, 以感知的雷达信号功率分配情况为依据, 故不会给噪声强的频带分配干扰功率。

针对目标干扰, 雷达需重新调整信号功率分配, 调整后雷达信号功率分配方案受干扰总功率影响情况如图 6 所示, 随干扰总功率增加, 各信号频带

分配功率趋于一致,是因为  $P_b$  充分大时,所有选用的  $\delta_j^2(f_k)$  都在第一步注水时被激活,此时  $\delta_w^2(f_k) + \delta_j^2(f_k)$  为常数,而  $\Omega_{ij}$  正是根据  $\delta_w^2(f_{L+1-j}) + \delta_j^2(f_{L+1-j})$  的值注水实现的。

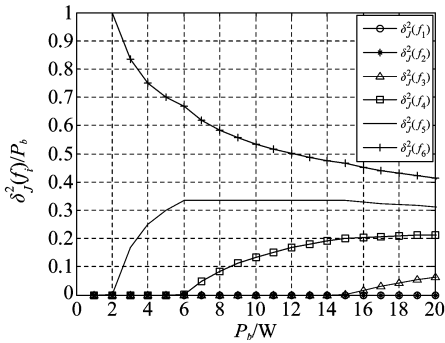


图 5 目标干扰功率分配情况

Fig. 5 Target interference power allocation

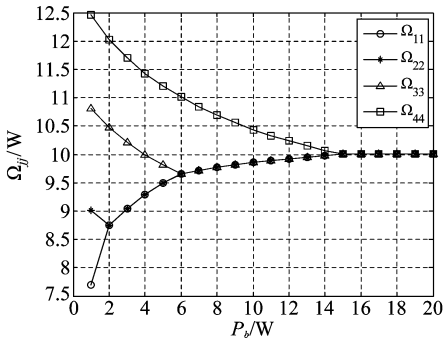


图 6 雷达再次优化时信号功率分配情况

Fig. 6 Signal power allocation of radar optimization again

发射天线数目不同时,分集自由度大小不同,目标干扰总功率一定时( $P_b = 40$  W),MIMO 雷达再次优化后信号的互信息量受分集自由度影响情况如图 7 所示:互信息量随信号总功率和发射天线数目增大而提高,信号总功率较低时,天线数目虽不同,但有些天线未激活,因此互信息量是一样的;随着信号功率增加,不同频带天线逐渐激活,天线数目越多,可获取自由度越高,互信息量也越高。

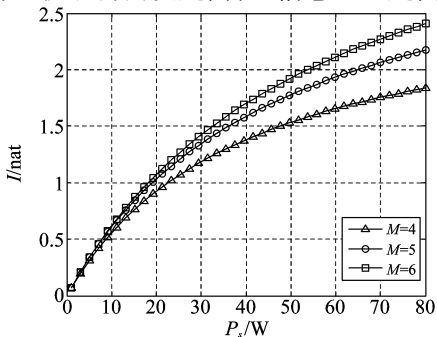


图 7 发射天线数目不同时,MI 随  $P_s$  变化曲线

Fig. 7 MI change with  $P_s$  of different transmitting antenna numbers

为更直观,以  $P_b = 40$  W 为条件,用直方图显示注水法分配干扰功率情况,如图 8 所示:噪声谱方差越小,相应频带分配干扰功率越大;反之分配干扰功率越小,甚至不分配功率。目标因依据雷达经典功率分配方案分配干扰功率,能有效降低互信息量,起到压制信号、躲避检测的效果。

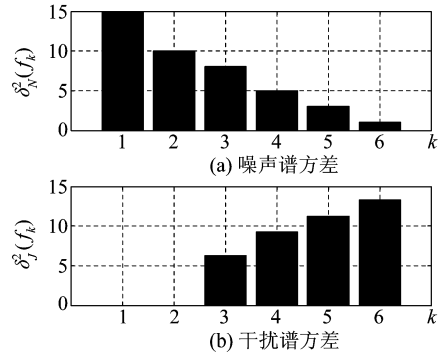


图 8 干扰功率注水分配示意图

Fig. 8 Water-filling allocation of interference power

由图 4 和图 7 分析可知,互信息量受雷达信号和目标干扰总功率影响。目标实施干扰后,MIMO 雷达重新调整功率分配后与未重新调整时的互信息量差值随雷达信号和目标干扰总功率变化情况如图 9 所示。可发现:雷达信号经通用注水法重新调整功率分配后的互信息量相比未调整的有所提高,对雷达检测识别目标更有利;特别的,当雷达信号功率为 15 W,目标干扰功率为 0 W 时,雷达再次优化后效果最佳,互信息量提升 0.2 nat。

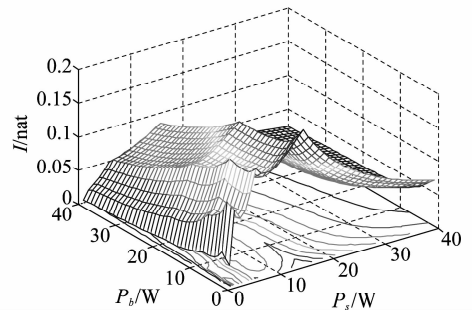


图 9 雷达再次优化后互信息量增值情况

Fig. 9 MI difference after radar optimization again

## 5 结论

本文将应用于单天线雷达波形优化设计的通用注水法应用到频率分集 MIMO 雷达中,在频域基于互信息量实现 MIMO 雷达多天线的功率优化分配。目标依据雷达的经典功率分配方案施放干扰

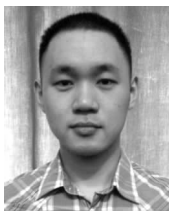
以避免检测识别时,频率分集 MIMO 雷达通过实时感知周围环境中高斯杂波、噪声及干扰统计特性重新优化调整信号功率分配,实现雷达实时自适应调整,使雷达在与目标的博弈中处于优势,为提升目标检测识别性能奠定基础。下一步将针对非高斯杂波环境中 MIMO 雷达信号优化进行研究。

#### 参考文献

- [1] Li J, Stoica P. MIMO Radar Signal Processing[M]. New York: John Wiley & Sons, 2009.
- [2] Haimovich A H, Blum R S, Cimini L J. MIMO radar with widely separated antennas[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2008, 25(1):116-129.
- [3] Li J, Stoica P. MIMO radar with colocated antennas: Review of some recent work [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007,24(5):106-114.
- [4] Guerci J R. Cognitive radar: A knowledge-aided fully adaptive approach[C]//IEEE Radar Conference, 2010: 1365-1370.
- [5] Stoica P, Li J, Xie Y. On probing signal design for MIMO radar [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(8): 4151-4161.
- [6] Yang Y, Blum R S. MIMO radar waveform design based on mutual information and minimum mean-square error estimation[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System, 2007, 43(1): 330-343.
- [7] Sammartino P F, Baker C J, Griffiths H D. Frequency Diverse MIMO Techniques for Radar[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,2013,49(1): 201-222.
- [8] Friedlander, Benjamin. Waveform Design for MIMO Radars[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2007,43(3):1227-1238.
- [9] 李伟,禄乐滨,张辉,等. 临近空间 MIMO STAP 阵元优化和正交编码分集研究[J]. 信号处理, 2013, 29(4): 443-448.  
Li W, Lu L B, Zhang H, et al. Array Optimization and Orthogonal Codes Diversity For Near Space MIMO STAP [J]. Journal of Signal Processing, 2013, 29(4): 443-448. (in Chinese)
- [10] 赵瑞丽. MIMO 雷达发射波形优化设计[D]. 西安:西安电子科技大学, 2009.  
Zhao R L. Waveform Optimization Design for MIMO Radar[D]. Xi'an: Xidian University, 2009. (in Chinese)

- [11] Song X F, Willett P, Zhou S L, et al. The MIMO Radar and Jammer Games [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(2): 687-699.
- [12] 纠博,刘宏伟,李丽亚,等. 一种基于互信息的波形优化设计方法[J]. 西安电子科技大学学报,2008, 35(4): 678-684.  
Jiu B, Liu H W, Li L Y, et al. A Method of Waveform Design Based on Mutual Information[J]. Journal of Xidian University, 2008, 35(4): 678-684. (in Chinese)
- [13] Vannicola V. Detection of Slow Fluctuating Targets with Frequency Diversity Channels [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,1974, AES-10(1).43-52.
- [14] Boyd S, Vandenberghe L. Convex Optimization [M]. New York: Cambridge University Press, 2004: 1250.

#### 作者简介



**兰星** 男,1991年生,湖南岳阳人,空军工程大学信息与导航学院硕士研究生,主要研究方向为 MIMO 雷达信号优化设计。

E-mail:lanxing24953@sina.cn



**李伟** 男,1978年生,山东济宁人,空军工程大学信息与导航学院副教授,博士,硕士生导师,主要研究方向为新体制雷达信号处理等,发表文章 50 余篇。  
E-mail:liweichangsha@163.com



**王兴亮** 男,1957年生,陕西渭南人,空军工程大学信息与导航学院教授,硕士生导师,主要研究方向为 MIMO 雷达。

**吴昊天** 男,1990年生,河南商丘人,空军工程大学信息与导航学院硕士研究生,主要研究方向为 MIMO 雷达天线与信号设计。



**周义建** 男,1974年生,安徽六安人,空军工程大学信息与导航学院副教授,硕士,主要研究方向为信号与信息处理和空间光通信。