干扰条件下 MIMO 雷达收发联合方向图优化设计

王玉玺* 黄国策 李伟

(空军工程大学信息与导航学院 西安 710077)

摘 要:针对干扰条件下 MIMO 雷达面临的信号截获以及干扰源快速移动等问题,对雷达收发方向图进行优化设 计。在发射端利用最小积分旁瓣准则对发射波束矩阵进行优化,将发射信号能量集中到目标空域,降低旁瓣并在干 扰方向形成发射零陷;在接收端利用广义对角加载方法优化接收方向图,在提高信号接收稳健性的同时展宽零陷。 通过对 MIMO 雷达收发方向图进行联合优化设计,解决了信号被截获及快速移动的有源干扰等问题,从收发两端 共同提高雷达整体性能。通过实验仿真对比分析,验证了所提方法的可行性和有效性。 关键词: MIMO 雷达;方向图设计;稳健波束形成;零陷展宽

中图分类号: TN958 文献标识码: A 文章编号: 1009-5896(2016)12-3212-07 DOI: 10.11999/JEIT160002

Joint Transmit and Receive Beampattern Design for MIMO Radar under Jamming

WANG Yuxi HUANG Guoce LI Wei

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

Abstract: For the problem of signal interception and fast moving jammers in MIMO radar application, this paper designs a new transmit beampattern through optimizing the transmit beamforming matrix based on the minimization of integrated-sidelobe. This new transmit beampattern can not only focus the transmit energy on the desired spatial sector but decrease the level of sidelobe as well as form a nulling at the jammer's direction with the prior knowledge. At the receiving, a new robust beamforming method based on non-uniform generalized diagonal loading is proposed, which can strengthen the robustness of receiving beamformer against different errors and broaden the nulling adaptively. Through the optimization of joint transmit and receive beampattern for MIMO radar, the interception of signal and fast moving jamming are addressed, which improve the performance of MIMO radar from both transmitting and receiving. Simulation results and comparisons with existing methods demonstrate the feasibility and effectiveness of the proposed methods.

Key words: MIMO radar; Beampattern design; Robust beamforming; Nulling broadening

1 引言

近年来,集中式多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)雷达凭借能够发射不同波 形的优异性能受到广泛关注^[1-8]。现有文献大都针 对理想情况下 MIMO 雷达性能及应用进行研究。随 着电子战技术快速发展,针对雷达的电子侦察和干 扰方法越来越多,特别是机载干扰吊舱等干扰平台 的使用,干扰方不仅具有高速机动的特点而且能够 集侦查干扰于一体,根据对目标雷达信号的截获分 析情况,灵活实施阻塞式或欺骗式干扰,使得雷达 在战场中所面临的生存和工作环境越来越严峻。针

基金项目: 国家自然科学基金(61302153)

对高速、智能化的敌方干扰,如何提高己方 MIMO 雷达的抗干扰能力成为目前极为迫切的研究问题。

传统集中式 MIMO 雷达,每个阵元通过发射相 互正交信号,发射端发射功率在空间均匀分布,接 收端通过波形匹配获得较大的虚拟阵列孔径,获得 发射波形分集增益。但是在实际的 MIMO 雷达目标 跟踪过程中,由于目标方向大致已知,全向的发射 方向图不仅造成虚拟阵列每个阵元等效接收的信号 强度较弱,而且增强了杂波信号,造成发射功率的 浪费。针对该问题,人们利用 MIMO 雷达发射信号 协方差矩阵秩大于 1 的特性,通过较大的发射波形 自由度,来设计满足实际需求的发射方向图。文献 [1]针对 MIMO 雷达发射方向图匹配问题提出了半 正 定 二 次 规 划 方 法 (Semidefinite Quadratic Programming, SQP),针对给定的发射方向图,利 用最小二乘准则得到全局最优的发射信号相关矩

收稿日期:2016-01-04;改回日期:2016-07-12;网络出版:2016-09-30 *通信作者:王玉玺 WYX10013@163.com

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61302153)

阵; 文献[2]将 MIMO 雷达发射方向图设计分为两 步,首先利用约束优化得到满足要求的信号相关矩 阵,然后根据相关矩阵求解具体的发射信号; 文献 [3]则提出了两种不同的基于凸优化的 MIMO 雷达 发射信号相关矩阵的设计方法。虽然上述方法理论 上能够得到与目标相匹配的发射方向图,但是由给 定的信号相关矩阵求解具体满足要求的信号波形目 前仍然较为困难,为了避免这一问题,文献[4]将信 号相关矩阵优化问题转化为发射波束矩阵的优化, 利用波束矩阵将方向图设计和波形设计分离; 文献 [5]则在此基础上进一步优化波束矩阵,使得由发射 加权向量处理后的信号导向矢量具有旋转不变性; 文献[6]将 MIMO 雷达发射方向图设计从空间和时 间上解耦合,将问题转化为每个正交信号的波束形 成问题,从而降低设计复杂度。同时,围绕 MIMO 雷达的信号接收, 文献[7,8]分别设计了不同的稳健 波束形成方法,提高了 MIMO 雷达在非理想情况下 信号的接收性能。文献[9,10]则对干扰条件下的 MIMO 雷达稳健波束形成方法进行了研究。上述各 种方法针对 MIMO 雷达仅从发射或接收方向图进 行了单独的研究, 文献[11-14]则在目标期望信号和 杂波干扰方向已知的情况下,从发射端优化发射方 向图抑制杂波干扰,实现了收发联合方向图的优化 设计。但是在具体的对空警戒雷达等实际应用中, 杂波对于目标跟踪性能的影响可以忽略, 文献 [10-14]所提方法仅对杂波抑制有效而且形成的零陷 较窄,无法有效抵抗快速机动的敌方对己方雷达信 号的截获和干扰。结合 MIMO 雷达实际应用中所存 在的各种误差等非理想情况,以及电子战条件下雷 达所可能面临的各种电子干扰,从收发双方联合优 化设计 MIMO 雷达方向图, 提高系统战场生存能力 及整体工作性能,具有更好的实际应用价值。

本文针对干扰条件下,目标跟踪中 MIMO 雷达 的收发联合方向图进行优化设计。在发射端通过利 用最小旁瓣积分准则对发射波束矩阵进行优化设 计,不仅避免了传统发射方向图优化设计中所存在 的由给定相关矩阵求解具体信号的问题,而且降低 了发射旁瓣,并利用先验信息在干扰方向上形成具 有一定宽度的发射零陷,从而降低雷达信号被截获 的概率。在接收端,针对现有的自适应接收波束对 误差较为敏感、干扰零陷较窄等问题,利用非均匀 广义对角加载的方法进一步提高接收端接收波束的 稳健性并展宽零陷,从而能够有效抑制快速移动的 有源干扰。通过对干扰条件下对 MIMO 雷达的收发 方向图进行联合优化设计,从整体上提升 MIMO 雷 达系统性能。

2 MIMO 雷达信号模型

设由 M 个阵元组成的收发共置集中式 MIMO 雷达,阵元间距为d,第1个阵元为参考阵元,第m个阵元发射信号为 $s_m(t)$ 。远场方向 θ 处目标接收到 的信号为

$$\boldsymbol{x}(\theta) = \boldsymbol{a}^{\mathrm{T}}(\theta)\boldsymbol{s} \tag{1}$$

其中, $a(\theta)$ 为发射导向矢量, $s \in C^{M \times 1}$ 为发射信号 向量, 其具体表达式分别为

$$\boldsymbol{a}(\theta) = \left[1, \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi df/c\sin(\theta)}, \cdots, \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi df/c\sin(\theta)(M-1)}\right]^{\mathrm{T}}$$
(2)

$$\boldsymbol{s} = \left[s_1(t), s_2(t), \cdots, s_M(t)\right]^{\mathrm{T}}$$
(3)

其中, *f*和*c*分别为信号载频和光速。假设存在*N*个目标,则在*t*时刻雷达接收端接收到的总的信号为

$$\boldsymbol{x}(t) = \sum_{n=1}^{N} \sqrt{E/M} \alpha_n \boldsymbol{b}(\theta_n) \boldsymbol{a}^{\mathrm{T}}(\theta_n) \boldsymbol{s} + \boldsymbol{z}(t)$$
(4)

其中, E/M 为每个基带信号的发射功率, α_n 为第 n个目标的反射系数, $b(\theta_n)$ 为接收信号导向矢量, z(t)为 $M \times 1$ 维的高斯白噪声。接收端利用不同发射信号 之间正交特性,通过匹配滤波并将得到信号列向量 化后,得到 $M^2 \times 1$ 维的信号向量为

$$\boldsymbol{y}_{\text{MIMO}}(t) = \sum_{n=1}^{N} \sqrt{E/M} \alpha_n \boldsymbol{b}(\theta_n) \otimes \boldsymbol{a}(\theta_n) + \tilde{\boldsymbol{z}}(t) \quad (5)$$

其中, \otimes 为 Kronecker 乘积,则定义 MIMO 雷达虚 拟阵列导向矢量为 $v(\theta) = b(\theta) \otimes a(\theta)$ 。

MIMO 雷达发射信号在目标处功率为

$$P(\theta) = \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta)\boldsymbol{R}\boldsymbol{a}(\theta) \tag{6}$$

其中, $\mathbf{R} = ss^{H} \in C^{M \times M}$ 为发射信号的协方差矩阵。 为优化 MIMO 雷达发射方向图 $P(\theta)$,可以按照需要 设计满足一定要求的矩阵 \mathbf{R} ,但是如何由给定的协 方差矩阵 \mathbf{R} 得到相应的波形信号仍然较为困难。为 了避免这一问题,本文采用文献[6]所提出的信号模 型,即每个阵元发射信号 $s_m(t)$ 为一组正交信号的线 性组合,则发射端发射信号向量为

$$s = W\tilde{s} \tag{7}$$

其中, $\tilde{s} = [\tilde{s}_1(t), \tilde{s}_2(t), \dots, \tilde{s}_K(t)]^T$ 为相互正交且归一化 的基带信号, $\tilde{s}\tilde{s}^H = I$, $W = [w_1, w_2, \dots, w_K]$ 为 $M \times K$ 阶的基带信号发射波束矩阵,每个加权向量 w_i 对应 于每个基带信号 \tilde{s}_i 所形成的发射波束。因此待优化 的发射方向图转化为

 $P(\theta) = a^{H}(\theta) W \tilde{s} \tilde{s}^{H} W^{H} a(\theta) = a^{H}(\theta) C a(\theta)$ (8) 其中, $C = W W^{H}$,通过将原有的信号优化问题转 化为对发射波束矩阵 W 的优化,实现发射方向图优 化问题在空间上波束形成和时间上相关信号设计解 耦合,进一步降低方向图优化的复杂度。

3 干扰条件下 MIMO 雷达发射方向图设计

MIMO 雷达在目标跟踪过程中,由于目标大致 方向已知,为提高目标跟踪精度,降低杂波信号强 度,发射端需要将发射信号能量聚集到一定的空域 范围内,同时在电子战环境中,为了防止敌方截获 雷达信号进行欺骗式干扰或反辐射导弹攻击,需要 在特定方向上形成零陷。针对该问题,本节首先对 基于离散扁长椭圆序列 (Discrete Prolate Spheroidal Sequences, DPSS)发射方向图进行零陷 设计^[4],并针对该方法存在的方向图旁瓣较高的问 题,结合实际应用中衡量旁瓣的积分旁瓣电平指标, 利用凸优化方法设计一种新的基于最小积分旁瓣电 平的 MIMO 雷达发射方向图。

3.1 干扰条件下 DPSS 发射方向图设计

设目标所在空域为*O*,为了将发射信号能量尽 可能集中在目标空域内,需要使每个正交信号所对 应的发射波束在目标空域内的信号能量占总发射能 量比例最大,即

$$\max_{\boldsymbol{w}_{k}} \Gamma_{k} = \frac{\int_{T} \int_{\Theta} \left| \boldsymbol{w}_{k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{a}(\theta) \tilde{s}_{k}(t) \right|^{2} \mathrm{d}\theta \mathrm{d}t}{\int_{T} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \left| \boldsymbol{w}_{k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{a}(\theta) \tilde{s}_{k}(t) \right|^{2} \mathrm{d}\theta \mathrm{d}t}$$
$$= \frac{\boldsymbol{w}_{k}^{\mathrm{H}} \int_{\Theta} \boldsymbol{a}(\theta) \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta) \mathrm{d}\theta \boldsymbol{w}_{k}}{\int_{-\pi/2}^{\pi/2} \left| \boldsymbol{w}_{k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{a}(\theta) \right|^{2} \mathrm{d}\theta} = \frac{\boldsymbol{w}_{k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{A} \boldsymbol{w}_{k}}{\int_{-\pi/2}^{\pi/2} \left| \boldsymbol{w}_{k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{a}(\theta) \right|^{2} \mathrm{d}\theta}$$
(9)

其中, $A = \int_{\Theta} a(\theta) a^{H}(\theta) d\theta$ 。由于发射阵为均匀线阵,导向矢量 $a(\theta)$ 满足范德蒙德结构,因此有

$$\int_{-\pi/2}^{\pi/2} \left| \boldsymbol{w}_{k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{a}(\theta) \right|^{2} \mathrm{d}\theta = 2\pi \boldsymbol{w}_{k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{w}_{k}$$
(10)

将式(10)代入式(9)可得

$$\max_{\boldsymbol{w}_{k}} \Gamma_{k} = \frac{\boldsymbol{w}_{k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{A} \boldsymbol{w}_{k}}{2\pi \boldsymbol{w}_{k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{w}_{k}}, \quad k = 1, 2, \cdots, K$$
(11)

由式(11)可以看出,为了使信号能量尽可能集中在 目标空域内,则 w_k 应取为矩阵A最大特征值所对应 的特征向量,同时为了保证发射端的波形分集增益, 需要满足 $w_k^{\text{H}}w_i = 0, k \neq i$ 。因此最优发射波束矩阵 为

$$\boldsymbol{W} = [\boldsymbol{u}_1, \boldsymbol{u}_2, \cdots, \boldsymbol{u}_K] \tag{12}$$

其中, $\{u_k\}_{i=1}^{K}$ 为矩阵 A 的 K 个最大特征值所对应的特征向量。假设干扰源方向为 φ ,则干扰目标的导向矢量为

$$\boldsymbol{a}(\varphi) = \begin{bmatrix} 1, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi df \,/ \, c \sin(\varphi)}, \cdots, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi df \,/ \, c \sin(\varphi)(M-1)} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \quad (13)$$

计算干扰目标的正交投影矩阵为

$$\boldsymbol{P}_{\perp} = \boldsymbol{I} - \boldsymbol{a}(\varphi) \left(\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\varphi) \boldsymbol{a}(\varphi) \right)^{-1} \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\varphi)$$
(14)

则带有零陷的波束加权矩阵为

$$\overline{\boldsymbol{W}} = \boldsymbol{P}_{\boldsymbol{\perp}} \boldsymbol{W} \tag{15}$$

基于离散扁长椭圆序列的 MIMO 雷达发射方 向图,当基带信号数目一定且发射阵元数目较少时, 矩阵 *A* 特征值分布相对均匀,会造成发射方向图旁 瓣升高,杂波信号增强,进而影响雷达系统性能。 而且通过利用干扰目标正交投影矩阵所得的波束加 权矩阵所形成的发射方向图零陷较窄,因此具有高 机动特性的干扰源有可能移出发射零陷并截获己方 雷达信号。

3.2 干扰条件下最小积分旁瓣发射方向图设计

在实际应用中,旁瓣抑制不但可以将发射信号 能量聚集在目标空域,而且能够减少来自旁瓣区域 的杂波以及虚假目标的反射信号能量。本节结合实 际应用中作为衡量旁瓣的积分旁瓣电平这一指标, 同时针对机载干扰吊舱等集侦查和干扰于一体的快 速机动干扰源,通过凸优化方法设计具有较低旁瓣 和较宽零陷的发射方向图。干扰条件下最小积分旁 瓣发射方向图设计模型为

 $\min_{\boldsymbol{W},\tau} \tau$

s.t.
$$\sum_{i=1}^{n} \left\| \boldsymbol{W}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{a}(\theta_{j}) \right\|^{2} \leq \tau, \theta_{j} \in \overline{\Theta}, \ j = 1, 2, \cdots, J$$
$$\left\| \boldsymbol{W}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{a}(\theta_{i}) - \boldsymbol{d}(\theta_{i}) \right\| \leq \delta, \ \theta_{i} \in \Theta, \ i = 1, 2, \cdots, I$$
$$\left\| \boldsymbol{W}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{a}(\varphi_{l}) = \boldsymbol{0}, \varphi_{l} \in \Phi, \ l = 1, 2, \cdots, L \right\|$$
(16)

其中, $\overline{\Theta}$ 为旁瓣区域, Θ 为目标空域, $d(\theta_i)$ 为目标 空域内基带信号发射波束所对应的期望导向矢量^[4], δ 为实际发射信号导向矢量与期望导向矢量的误差 门限,最后一个约束条件为在特定方向范围内上形 成零陷,其中 ϕ 决定零陷宽度和位置,该约束条件 通过利用虚拟干扰的思想,可以在一定范围内灵活 展宽零陷,从而确保快速机动的干扰源始终位于零 陷内,降低信号被截获的概率。利用式(16)计算得 到使雷达发射方向图满足一定约束条件的发射加权 矩阵后,为使雷达发射信号总功率满足一定的功率 约束条件,需要对得到的加权矩阵 \mathbf{W} 进一步进行单 位化处理。设 $c_i = \mathbf{W}(:,i)$ 为发射加权矩阵的第i列, $\diamond c_i = c_i/||c_i||$,发射加权矩阵 $\mathbf{W} = [c_1, c_2, \dots, c_K]$ 。 设发射端总的发射功率为E,计算归一化因子 $\eta_{\text{NF}} = \sqrt{\frac{E}{\text{tr}{\{\mathbf{WW}^{\text{H}}\}}}}$,则满足功率约束条件的发射加

权矩阵为 $W = \eta_{\rm NF}W$ 。

与现有的发射方向图根据功率匹配的设计思想 不同,该方法利用发射波束矩阵,发射方向图由每 个基带信号的发射波束合成这一性质⁽⁴⁾,将阵列发射 信号导向矢量在目标空域内与期望信号导向矢量匹 配作为约束条件,积分旁瓣作为目标函数,不仅避 免了传统方法由信号协方差矩阵求解信号波形的问题,而且避免了由发射波束相关矩阵 C 求解发射波 束矩阵 W 时所需要的向量随机化问题^[5],通过对优 化后的发射加权矩阵进一步归一化处理,满足实际 应用中发射总功率一定的约束条件,同时利用虚拟 干扰思想,灵活展宽发射方向图零陷宽度,使敌方 始终处于零陷之内,以降低雷达信号被截获侦查的 概率。

4 干扰条件下 MIMO 雷达稳健接收方向图 设计

由式(4)可知, MIMO 雷达接收端接收到的信号为

$$\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{b}(\theta)\bar{\boldsymbol{s}}(t) + \boldsymbol{z}(t) \tag{17}$$

其中, $\bar{s}(t) = \sqrt{E/M\alpha a^{T}}(\theta)s$ 为各个发射阵元发射到 目标处的信号叠加, $b(\theta)$ 为接收信号导向矢量。在 接收端为了抑制干扰杂波等,需要通过接收端波束 形成对接收信号进行加权处理,得到的输出信号为

$$\boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{w}_r^{\mathrm{H}} \boldsymbol{x}(t) \tag{18}$$

w_r为接收波束形成器。目前关于自适应波束形成最为经典的算法为最小方差无失真响应(Minimum Variance Distortionless Response, MVDR),但是该方法对信号导向矢量误差较为敏感,而且形成零陷较窄,不能满足非理想条件下干扰快速移动的实际应用情况。

对角加载算法[15]作为一种最为简单有效的稳健 波束形成算法受到人们关注,该方法通过人为注入 白噪声,一方面通过降低快拍数据中信噪比,减轻 了期望信号导向矢量失配对波束形成质量的影响: 另一方面通过人为增加噪声功率,解决了因快拍次 数较小而造成的噪声子空间特征值发散,降低了噪 声对波束形成的影响并提高了算法收敛速度,但是 该算法存在对角加载因子固定且加载电平不易确定 的问题。最差性能最优算法^[8]则通过引入不确定集, 解决导向矢量失配造成的波束质量下降问题,虽然 该方法能够根据预先设置的不确定集给出具体的加 载量,但是该方法与一般的对角加载方法相同,在 提高算法稳健性时容易造成零陷变浅,抗干扰能力 降低,而且算法形成零陷较窄,不能抵抗快速移动 干扰。本节针对传统的均匀对角加载算法所存在的 问题,利用基于非均匀广义对角加载的波束形成算 法,通过设计广义对角加载矩阵实现目标信号和干 扰信号的非均匀加载,在提高算法稳健性的同时加 深并展宽了零陷,从而提高 MIMO 雷达系统整体性 能。假设期望信号来波方向为

$$\theta_0 \in \Theta_S = (\theta_0 - \Delta\theta, \theta_0 + \Delta\theta) \tag{19}$$

干扰信号来波方向为

$$\theta_{i} \in \Theta_{J} = (\theta_{1} - \Delta\theta, \theta_{1} + \Delta\theta) \cup (\theta_{2} - \Delta\theta, \theta_{2} + \Delta\theta)$$
$$\cup \cdots \cup (\theta_{P} - \Delta\theta, \theta_{P} + \Delta\theta)$$
(20)

其中, $i = 1, 2, \dots, P$, $\Delta \theta$ 为信号方向波动参数,且 $\Theta_s \cap \Theta_J = \emptyset$ 。MIMO 接收端利用 *K* 次快拍估计接 收信号协方差矩阵

$$\overline{\boldsymbol{R}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^{K} \boldsymbol{x}(k) \boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}(k)$$
(21)

对估计信号协方差矩阵进行特征值分解

$$\overline{\boldsymbol{R}} = \sum_{i=1}^{N} \lambda_i \boldsymbol{v}_i \boldsymbol{v}_i^{\mathrm{H}}, \ \lambda_1 \ge \lambda_2 \ge \dots \ge \lambda_N$$
(22)

令 $\lambda_{J} = \lambda_{1}$,即选取协方差矩阵的最大特征值作为干扰信号的对角加载因子, $\lambda_{n} = \frac{\sum_{i=P+1}^{N} \lambda_{i}}{N-P-1}$ 用于克服噪声信号对形成波束的影响,令 $\lambda_{s} = \lambda_{N}$,选取抽样信号协方差矩阵的最小特征值作为目标信号的对角加载因子,以降低目标信号方向失配对接收波束的影响。在天线阵列结构已知的条件下,可计算广义对角加载矩阵为

$$\boldsymbol{R}_{dl} = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \lambda(\theta) \boldsymbol{b}(\theta) \boldsymbol{b}^{\mathrm{H}}(\theta) \,\mathrm{d}\theta \qquad (23)$$

其中,
$$\lambda(\theta) = \begin{cases} \lambda_s, & \theta \in \theta_s \\ \lambda_J, & \theta \in \theta_J \\ \lambda_a, & \pm c \end{cases}$$

矩阵代入 MVDR 算法模型有

$$\begin{array}{c} \min_{\boldsymbol{w}_{r}} \quad \boldsymbol{w}_{r}^{\mathrm{H}}\left(\overline{\boldsymbol{R}}+\boldsymbol{R}_{dl}\right)\boldsymbol{w}_{r} \\ \text{s.t.} \quad \boldsymbol{w}_{r}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{b}(\boldsymbol{\theta}_{0})=1 \end{array} \right\}$$
(24)

求得接收端加权向量为

$$\boldsymbol{w}_{r} = \frac{\left(\overline{\boldsymbol{R}} + \boldsymbol{R}_{dl}\right)^{-1} \boldsymbol{b}(\theta_{0})}{\boldsymbol{b}^{\mathrm{H}}(\theta_{0}) \left(\overline{\boldsymbol{R}} + \boldsymbol{R}_{dl}\right)^{-1} \boldsymbol{b}(\theta_{0})}$$
(25)

根据式(5)MIMO 雷达虚拟阵列结构可知, MIMO 雷达联合收发等效加权向量为 $w(\theta) = w_r(\theta) \otimes w_t(\theta)$,通过对MIMO 雷达收发方向图设计, 实现了MIMO 雷达联合方向图的优化,从而提高系 统整体性能。由式(16)可知,发射端加权矩阵优化 问题为凸优化,可利用凸优化求解程序 CVX 快速 求得,且优化矩阵 $W \in C^{M \times K}$,因此发射端波形优 化复杂度小于 $O(M^{3.5})$ 。而在接收端波束形成过程中 计算复杂度主要集中在式(23)和式(25),式(23)的计 算复杂度为 $O(M^2K)$, K为积分抽样点数且 $K \gg$ M,式(25)中矩阵逆运算的计算复杂度为 $O(M^3)$, 因此接收端稳健波束形成总的计算复杂度为 $O(M^2K) + O(M^3)$ 。

5 试验仿真与性能分析

设 MIMO 雷达收发阵列共置,阵元数目M = 10,阵元间距为半波长,系统总的发射功率E = M, DPSS 和最小积分旁瓣方法所选用基带正交信号数 K = 2,正交基带信号采用码长为 256 的二相编码 信号,系统噪声为高斯白噪声。目标方向为 $\theta = 0^\circ$, 发射目标空域为[-5°,5°],干扰方向为 $\varphi = 40^\circ$ 且干 扰功率为 INR = 50 dB。为验证所提算法有效性, 试验仿真将主要针对干扰条件下 MIMO 系统收发 方向图及系统输出信干噪比进行仿真分析,并与现 有方法进行对比。

实验1 干扰条件下 MIMO 雷达发射方向图

图 1,图 2 分别为 3 种不同方法在干扰条件下的 MIMO 雷达发射方向图,以及为分析不同发射方 向图对接收信号的影响,在 MIMO 雷达接收端利用 非自适应接收器输出信号 SINR 随输入信号 SNR 的 变化情况。

针对雷达实际应用中可能存在的有源干扰,在 干扰方向先验已知的情况下,通过利用 MIMO 雷达 发射方向图设计可以在干扰方向形成具有一定宽度 的零陷如图 1,确保敌方干扰源始终处于零陷范围 之内,从而避免信号被截获。由图2结果分析可知, 由于一般的 MIMO 雷达每个阵元发射全向正交信 号,发射信号能量在空间均匀分布,对应于虚拟阵 列每个阵元信噪比增益为 E / M,造成发射信号能 量的浪费,而且在一定程度上提高了杂波信号强度; 而 DPSS 方法和本文方法则通过每个阵元发射部分 相关的信号,将信号能量集中在目标空域,虚拟阵 列每个阵元信噪比增益为G²E/K,其中G为发射 阵列发射增益。通过将发射能量集中,不仅提高了 期望目标反射信号强度,同时也抑制了旁瓣区域内 杂波信号,进一步提高 MIMO 雷达输出信号信干噪 比。而且相比于 DPSS 方法,利用最小积分旁瓣方 法得到的 MIMO 雷达发射方向图不仅具有较低的 旁瓣,而且可以灵活调整零陷宽度,接收端输出信

号 SINR 更高,而且可以较好地解决己方雷达信号 被截获的风险,因此更适用于复杂的电磁环境中。

实验 2 干扰条件下 MIMO 雷达接收方向图

针对雷达在实际战场环境中可能面临的快速移 动干扰,以及在接收端存在的信号方向误差等问题, 利用基于广义对角加载方法的稳健接收波束形成算 法进行仿真分析,并与现有的在实际工程中应用最 为广泛的一般对角加载算法^[15]和最差性能最优算 法^[8]进行对比,验证了算法在抑制快速机动有源干扰 的有效性及稳健性。设期望信号来波方向为0°,干 扰信号来波方向为40°,信号方向波动参数 $\Delta\theta$ = 5°,假设期望信号角度误差范围为[-3°,3°],期望信 号信噪比和干扰信号干噪比分别为10 dB和50 dB, 一般对角加载算法加载因子选取为噪声功率的10 倍,最差性能最优算法导向矢量不确定集 ε = 3,数 据结果为100次蒙特卡罗试验均值。

由图 3 可以直观看出,本文所提算法相比于其 他两种算法不仅加深展宽了零陷,而且旁瓣峰值得 到降低。当期望信号来波方向估计存在误差时,由 于采用非均匀对角加载,在信号方向加载量λ_s < λ_n,加载后数据输入信号信噪比小于原始信号信噪 比,因此算法对期望信号方向失配具有更好的稳健 性,在一定误差范围内输出信号的 SINR 变化较小, 如图 4 所示。当期望信号误差为 3°时,输出信号 SINR 随输入信号 SNR 变化情况如图 5 所示,在期 望信号来波方向存在误差时,随着输入信号 SNR 的 提高,一般对角加载算法和最差性能最优算法输出 SINR 下降,甚至出现信号相消,而对于新算法,在 一定误差情况下算法输出 SINR 仍随着输入 SNR 的 增加而增加,而且不会出现信号相消,因此新的接 收波束对期望信号方向失配具有较好的稳健性。

针对接收方向图对快速移动干扰的抗干扰能力,仿真中设干扰信号角度偏移变化范围为[0°,10°],其他参数不变,3种不同算法输出信号 SINR 随干扰信号角度偏移变化情况如图 6 所示。对于其





他两种算法,当干扰信号角度发生偏移时,干扰移 出零陷,造成信号输出信干噪比急剧下降。而对于 本文所提新算法,当干扰信号偏移角度小于预先设 置的信号方向波动参数 $\Delta\theta$ 时,偏移的干扰信号仍然 在零陷之内,输出 SINR 没有任何变化,但是随着 干扰偏移角度的逐渐增大,当偏移角度大于 $\Delta\theta$ 时, 干扰信号移出零陷,进而导致输出信号 SINR 下降。

实验3 干扰条件下 MIMO 雷达收发联合方向 图 为更为直观分析对比本文设计的联合收发方向 图对 MIMO 雷达整体性能的改善,仿真分析了不同 发射和接收方法的 MIMO 联合收发方向图。如图 7 所示,3 种不同的发射接收联合方向图,即(1)一般 传统 MIMO 雷达在发射端发射全向正交信号,接收 端采用最差性能最优的接收波束形成方法;(2)发射 端采用 DPSS 发射方向图设计方法,接收端采用基 于对角加载的接收波束形成方法;(3)发射端采用本 文设计的最小积分旁瓣发射图设计方法,接收端采 用基于非均匀广义对角加载的稳健波束形成方法。 由方向图仿真结果可知,通过同时优化 MIMO 雷达 收发方向图,不仅可以将发射信号能量聚集在目标 空域,增强目标反射信号强度并降低杂波噪声,而



图 7 MIMO 雷达联合收发方向图

且可以降低信号被截获概率,提高雷达战场生存能力;同时通过接收端稳健的接收波束,降低实际应用中存在的各种误差和干扰对系统性能的影响。图 8 显示了 MIMO 雷达不同收发联合方向图设计方法下,输出信号的 SINR。

6 结束语

为提高 MIMO 雷达在复杂电磁环境下目标跟 踪性能,本文针对 MIMO 雷达收发方向图进行了联 合优化设计。在发射端,通过优化发射波束矩阵实 现方向图与波形设计的分离,根据最小积分旁瓣准 则,以基带信号发射导向矢量与期望导向矢量匹配 为约束,在干扰方向信息先验已知的情况下,通过 优化发射方向图实现发射能量在目标空域的聚焦, 同时降低旁瓣并针对干扰方向形成一定宽度的零 陷。在接收端,针对 MIMO 雷达信号接收所存在的 期望信号方向误差以及干扰源快速移动的特性,通 过利用非均匀广义对角加载稳健波束形成算法,提 高信号接收的稳健性,并通过展宽零陷提高了 MIMO 雷达信号接收的抗干扰能力。通过实验仿真 分析并验证了联合优化 MIMO 雷达发射和接收方 向图方法的有效性。



图 8 联合收发方向图输出信号 SINR 随输入 SNR 变化

参考文献

- STOCIA P, LI J, and XIE Yao. On probing signal design for MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(8): 4151–4161. doi: 10.1109/TSP.2007.894398.
- [2] FUHRMANN D R and ANTONIO G S. Transmit beamforming for MIMO radar systems using signal crosscorrelation[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2008, 44(1): 171–186. doi: 10.1109/TAES. 2008.4516997.
- [3] GONG P, SHAO Z, TU G, et al. Transmit beampattern design based on convex optimization for MIMO radar systems[J]. Signal Processing, 2014, 94: 195–201. doi: 10. 1016/j.sigpro.2013.06.021.
- [4] HASSANIEN A and VOROBYOV S A. Transmit energy focusing for DOA estimation in MIMO radar with colocated antennas[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(6): 2669–2682. doi: 10.1109/TSP.2011.2125960.
- [5] KHABBAZIBASMENJ A, HASSANIEN A, VOROBYOV S, et al. Efficient transmit beamspace design for search-free based DOA estimation in MIMO radar[J]. *IEEE Transactions* on Signal Processing, 2014, 62(6): 1490–1500. doi: 10.1109/ TSP.2014.2299513.
- [6] BENJAMIN F. On transmit beamforming for mimo radar[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(4): 3376–3388. doi: 10.1109/TAES.2012.6324717.
- [7] XIANG C, FENG D, and LÜ H. Robust adaptive beamforming for MIMO radar[J]. Signal Processing, 2010, 90(12): 3185–3196. doi: 10.1016/j.sigpro.2010.05.022.
- [8] LI J, STOCIA P, and WANG Z. On robust capon beamforming and diagonal loading[J]. *IEEE Transactions on* Signal Processing, 2003, 51(7): 1702–1715. doi: 10.1109/TSP. 2003.812831.
- [9] LI Y, VOROBYOV S, and HASSANIEN A. Robust beamforming for jammers suppression in MIMO radar[C].

IEEE Radar Conference, Cincinnati, OH, USA, 2014: 629-634.

- [10] AHMED S and ALOUINI M S. MIMO radar transmit beampattern design without synthesising the covariance matrix[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(9): 2278–2289. doi: 10.1109/TSP.2014.2310435.
- [11] CHEN C and VAIDYANATHAN P P. MIMO radar waveform optimization with prior information of the extended target and clutter[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(9): 3533–3544. doi: 10.1109/TSP.2009. 2021632.
- [12] LIU J, LI H, and HIMED B. Joint optimization of transmit and receive beamforming in active arrays[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2014, 21(1): 39–42, 2014. doi: 10.1109/LSP. 2013.2289325.
- [13] CHEN Z, LI H, CUI G, et al. Adaptive transmit and receive beamforming for interference mitigation[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2014, 21(2): 235–239. doi: 10.1109/LSP. 2014.2298497.
- [14] XU H, BLUM R S, and WANG J. Colocated MIMO radar waveform design for transmit beampattern formation[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2015, 51(2): 1558–1568. doi: 10.1109/TAES.2014.140249.
- [15] COX H, ZESKIND R, and OWEN M. Robust adaptive beamforming[J]. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1987, 35(10): 1365–1376. doi: 10.1109/ TASSP.1987.1165054.
- 王玉玺: 男, 1989 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 雷达及阵 列信号处理.
- 黄国策: 男,1962年生,教授,博士生导师,主要研究方向为雷达通信一体化等.
- 李 伟: 男, 1978年生, 副教授, 主要研究方向为新体制雷达.