

IRS 辅助的无源双基地雷达联合波束赋形与反射优化

邹 鲲¹, 杨宾锋¹, 王路瑶², 来 磊^{1,*}, 李 伟¹, 蔡 斌¹

(1. 空军工程大学信息与导航学院, 西安, 710077; 2. 中核战略规划研究总院有限公司系统工程研究所, 北京, 10048)

摘要 直接路径干扰由于路径损耗较小, 其干扰强度远大于目标的反射回波, 直接影响了无源双基地雷达的目标的探测性能。智能反射表面具有调控电磁波传播的能力, 为此在雷达接收机附近放置智能反射表面, 通过联合优化监视通道接收机波束赋形和无源智能反射表面的反射相位, 可以将进入接收机的直接路径干扰功率约束在一定范围内, 并且实现目标反射回波功率最大化, 从而提高目标的检测性能。利用交替优化的方法, 将联合优化问题转换为2个齐次和非齐次的二次约束二次规划问题, 采用半定松弛方法和高斯随机化方法求解获得接收机波束赋形和智能反射表面的反射相位的最优解。仿真分析表明: 利用了智能反射表面可以有效提高无源双站雷达在直接路径干扰下的探测性能。

关键词 无源双站雷达; 直接路径干扰; 智能反射表面; 半定松弛; 检测性能

DOI 10.3969/j.issn.2097-1915.2023.04.007

中图分类号 TN957.51 **文献标志码** A **文章编号** 2097-1915(2023)04-0042-07

Joint Beamforming and Reflect Optimization for IRS-Assisted PBR

ZOU Kun¹, YANG Bin Feng¹, WANG Luyao², LAI Lei^{1,*}, LI Wei¹, CAI Bin¹

(1. Information and Navigation School, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China;
2. Systems Engineering Institute, China Nuclear Strategic Planning Research Institute Limited, Beijing 10048, China)

Abstract Direct path interference, because of the small path loss, has a much greater interference intensity than the reflected echo of the target, which directly affects the detection performance of the passive bistatic radar target. Intelligent reflect surface (IRS) has the ability to control the propagation of electromagnetic waves. For this reason, an IRS is placed near the radar receiver. By optimizing the beamforming of the channel receiver and the reflected phase of the passive IRS, the direct path interference power entering the receiver can be constrained to a certain range, and the target echo power can be maximized, thus improving the target detection performance. The joint optimization problem is transformed into two homogeneous and non-homogeneous quadratically constrained quadratic programming problems by using alternating optimization method. The optimum solution for beamforming of receiver and reflective phase of IRS is obtained by using semi-definite relaxation method and Gaussian randomization method. Computer simulation analysis shows that the detection performance of passive bistatic radar under direct path interference can be effectively improved by using the IRS.

Key words passive bistatic radar; direct path interference; intelligent reflect surface; semi-definite relax-

收稿日期: 2023-03-07

基金项目: 国家自然科学基金(62271500, 61871396)

作者简介: 邹 鲲(1976—), 男, 湖北黄冈人, 副教授, 博士, 研究方向为雷达信号检测, 雷达性能优化, 统计信号处理等。E-mail: wyyxzk@126.com

通信作者: 来 磊(1983—), 男, 陕西西安人, 讲师, 博士, 研究方向为飞行器导航技术, 雷达探测技术。E-mail: lailei0731@126.com

引用格式: 邹鲲, 杨宾锋, 王路瑶, 等. IRS 辅助的无源双基地雷达联合波束赋形与反射优化[J]. 空军工程大学学报, 2023, 24(4): 42-48.
ZOU Kun, YANG Bin Feng, WANG Luyao, et al. Joint Beamforming and Reflect Optimization for IRS-Assisted PBR[J]. Journal of Air Force Engineering University, 2023, 24(4): 42-48.

ation; detection performance

无源双基地雷达^[1-4] (passive bistatic radar, PBR)是众多雷达技术分支的一种,其利用外辐射源实现目标的检测和跟踪,而本身不发射任何电磁信号,因此具有天然的电磁隐身性能,抗打击能力和抗摧毁能力优于常规有源雷达。同时由于无源雷达没有电磁波发射装置(如发射机、发射天线等),其体积更小、造价更低、机动性更好。在电磁频谱日益拥挤的今天,无源雷达不占用任何频谱资源,是一种绿色雷达。因此,无源雷达近些年来得到了广泛的关注。

无源雷达的信号处理中,不能像常规有源雷达那样进行本地相参处理回波信号,而是需要配置两个接收通道,一个为参考通道,其接收天线波束指向外辐射源,另一个为监视通道,其接收天线波束指向待探测区域。以参考通道获得的参考信号与监视通道获得的回波信号进行互相关计算^[4],可以将目标显示在双站距离-双站速度二维平面上,从而进行目标的检测和跟踪。

直接路径干扰(direct path interference, DPI)是外辐射源信号未经过目标反射、直接进入监视通道而造成的干扰,其路径损耗明显小于反射回波,因此在与参考信号的互相关计算后,会产生较高的相关峰,可能会掩盖其他的弱目标回波信号,从而降低了信号的检测性能。针对直接路径干扰问题,文献^[5]分析了监视通道的 DPI 干扰和参考通道的噪声干扰对检测器性能的影响,分析结果表明,检测概率是信噪比、干噪比的函数。抑制 DPI 最直接的办法就是阻挡外辐射源与监视通道接收天线的视线传播^[6],通过合理布置监视通道天线的位置,可以有效降低 DPI 的影响,但这种方法依赖于地理环境。DPI 抑制^[7]还可以从监视通道天线的设计入手^[8],将波束的零点指向外辐射源方向,但考虑到阵列天线的非理想化,在接收数据残存的 DPI 功率仍然不可忽略,为此还需要进一步利用时域的方法进行滤波,其中包括了迭代算法^[9]和基于最小二乘估计的 DPI 抑制算法^[10]等。除此之外,可以在检测器结构设计阶段就考虑到 DPI 的问题,构造合适的 GLRT 检测算法^[11]、RAO 检测算法^[12]等,使得检测器本身具备 DPI 的抑制能力。

智能反射表面(intelligent reflect surface, IRS)也被称为可重构的智能表面或智能超表面^[13-14]等,其由大量的无源反射单元构成,可以控制每个反射单元调整入射电磁波的相位,从而实现对电磁波反射方向的控制。由于 IRS 主要由无源

器件构成^[15],其功耗低,制造容易,易于部署,是未来 6G 无线通信领域的研究热点,针对 IRS 的研究主要集中在辅助信道估计^[16]、波束形成设计^[17]、能效和谱效提升^[18],以及物理层通信安全^[19]等问题。IRS 这种针对无线环境的控制能力也可以应用于其他领域^[20]。IRS 用于通信-雷达双功能系统^[21]中的通信与感知问题^[22-23],可以有效利用无线通信资源实现用户服务的同时完成目标的探测。利用 IRS 的反射特性可控这一特点,还可以解决雷达的非视线探测问题^[24-25],以及在探测环境中放置多个 IRS,可以获得从多个角度的目标观测数据,利用空间分集增益提高目标的检测性能^[26]。虽然 IRS 在无线通信、雷达等方面得到了广泛的关注,但是截至目前,将 IRS 应用于无源双站雷达的探测问题尚未见到公开报道。

本文主要贡献是结合 IRS 的电磁波反射可控这一特性,提出了一种无源双基地雷达直接路径干扰抑制的新途径,在靠近监视通道接收天线端放置一块 IRS,通过调整 IRS 各反射单元的相位,可以将 DPI 功率约束在一定范围以内,并最大化目标反射回波的功率,从而提高目标的探测性能。

1 IRS 辅助的 PBR 数据模型

本文考虑的 IRS 辅助的 PBR 系统中,假定 IRS (S)放置在监视通道接收天线(R)附近,如图 1 所示,在场景中,存在一个外辐射源(T)和一个目标(P)。

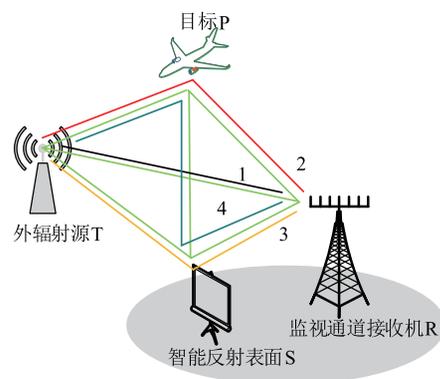


图1 IRS 辅助的 PBR 示意图

假定外辐射源通过全向天线发射,其辐射的信号 s 可以经过多个路径到达监视通道接收机:

接收信号 1 是直接路径信号,即从外辐射源发射的信号未经过任何物体的反射直接进入监视通道接收机,该信号在监视通道中构成了直接路径干扰分量。

接收信号 2 是外辐射源发射的信号经过目标反射后进入监视通道的,该信号是 PBR 探测目标的有用信号。

接收信号 3 是外辐射源发射的信号经过 IRS 反射后进入监视通道的,该信号也可以看作直接路径干扰信号,且该信号可以受到 IRS 的控制。

接收信号 4 是外辐射源信号先经过目标反射,再经过 IRS 反射进入监视通道的,该信号包含了目标信息,因此可以看作一种有用信号,其可以受到 IRS 的控制。

实际上除了存在噪声之外,监视通道中还可能不存在其他成分的信号,例如从外辐射源输出,到达 IRS 后被反射到目标处,再被目标反射,最后被监视通道接收。本文假定 IRS 放置在监视通道接收天线附近,考虑到电磁波传播路径损耗、传播时延等因素,假定监视通道中只包含上述 4 种信号以及存在的噪声。

首先分析信号 1,监视通道接收机获得的基带信号可以表示为:

$$r_1(t) = \alpha_1 \mathbf{h}_R^H \mathbf{g}_{TR} s(t - \tau_{TR}) \quad (1)$$

式中: τ_{TR} 是由于外辐射源发射的信号 $s(t)$ 传播产生的时延;长度 N 的矢量 \mathbf{g}_{TR} 表示从外辐射源与监视通道之间的信道, N 为监视通道接收天线阵元个数; N 维矢量 \mathbf{h}_R 是监视通道接收天线的波束形成矢量。信号的幅度因子 α_1 可以利用雷达方程进行计算:

$$\alpha_1 = e^{j\varphi_1} \sqrt{\frac{E_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 r_{TR}^2}} \quad (2)$$

式中: E_t 表示外辐射源的等效全向辐射功率(equivalent isotropic radiated power, EIRP); G_r 表示接通通道增益; λ 表示系统工作波长; r_{TR} 表示外辐射源与监视通道接收天线之间的距离; φ_1 表示电磁波传播过程中引入的相位。

信号 2 表示有用信号,其可以表示为:

$$r_2(t) = \alpha_2 \mathbf{h}_R^H \mathbf{g}_{PR} s(t - \tau_{TPR}) \quad (3)$$

式中: N 维矢量 \mathbf{g}_{PR} 表示了目标到雷达的信道模型; τ_{TPR} 表示电磁波从外辐射源经过目标反射到达监视通道接收机的时延,复幅度 α_2 则可以表示为:

$$\alpha_2 = e^{j\varphi_2} \sqrt{\frac{E_t G_r \lambda^2 \sigma_p}{(4\pi)^2 r_{TP}^2 r_{PR}^2}} \quad (4)$$

式中: σ_p 为目标的雷达散射截面积; r_{TP} 和 r_{PR} 分别表示目标到外辐射源和监视通道接收天线的距离; φ_2 为电磁波传播导致的相位。

经过 IRS 反射的信号 3 可以表示为:

$$r_3(t) = \alpha_3 \mathbf{h}_R^H \mathbf{G}_{SR} \mathbf{\Theta} \mathbf{g}_{TS} s(t - \tau_{TSR}) \quad (5)$$

式中: τ_{TSR} 表示外辐射源信号经过 IRS 反射到达监视通道接收机所用的时延; K 维矢量 \mathbf{g}_{TS} 表示外辐射源与 IRS 之间的信道模型,其中 K 是 IRS 阵元个数; $\mathbf{\Theta}$ 是一个 $K \times K$ 的对角矩阵,其对角线上第 k 个元素为 $e^{-j\theta_k}$; θ_k 表示 IRS 第 k 个阵元的可控的相位; \mathbf{G}_{SR} 是 $N \times K$ 的矩阵,表示 IRS 与监视通道之间的信道模型,复幅度因子 α_3 可表示为:

$$\alpha_3 = e^{j\varphi_3} \sqrt{\frac{E_t G_r \lambda^2 \sigma_s}{(4\pi)^3 r_{TS}^2 r_{SR}^2}} \quad (6)$$

式中: σ_s 表示 IRS 每个单元的雷达散射截面积; r_{TS} 和 r_{SR} 分别表示 IRS 到外辐射源和监视通道接收天线的距离; φ_3 为电磁波传播导致的相位。

信号 4 可以表示为:

$$r_4(t) = \alpha_4 \mathbf{h}_R^H \mathbf{G}_{SR} \mathbf{\Theta} \mathbf{g}_{PS} s(t - \tau_{TPSR}) \quad (7)$$

式中: τ_{TPSR} 表示发射信号经过目标、IRS 到达监视通道接收机所用的时间延迟; K 维矢量 \mathbf{g}_{PS} 表示目标到 IRS 的信道模型,复幅度因子 α_4 可表示为:

$$\alpha_4 = e^{j\varphi_4} \sqrt{\frac{E_t G_r \lambda^2 \sigma_s \sigma_p}{(4\pi)^4 r_{TP}^2 r_{PS}^2 r_{SR}^2}} \quad (8)$$

式中: r_{PS} 为目标到 IRS 的距离; φ_4 为电磁波传播导致的相位。

本文假定 IRS 靠近监视通道接收机放置,这样 $\tau_{TSR} \approx \tau_{TR}$,以及 $\tau_{TPSR} \approx \tau_{TPR}$,这样接收信号可以近似表示为:

$$r(t) = \sum_{i=1}^4 r_i(t) + n(t) \approx (\alpha_1 \mathbf{h}_R^H \mathbf{g}_{TR} + \alpha_3 \mathbf{h}_R^H \mathbf{G}_{SR} \mathbf{\Theta} \mathbf{g}_{TS}) s(t - \tau_{TR}) + (\alpha_2 \mathbf{h}_R^H \mathbf{g}_{PR} + \alpha_4 \mathbf{h}_R^H \mathbf{G}_{SR} \mathbf{\Theta} \mathbf{g}_{PS}) s(t - \tau_{TPR}) + n(t) \quad (9)$$

由此可见,接收信号可以由 3 项构成,第 1 项代表了直接路径干扰分量,第 2 项代表了目标回波分量,第 3 项 $n(t)$ 表示噪声,假定其为零均值复高斯随机过程,其功率为 P_n 。由此可以定义接收信号的信噪比 γ_s 和干噪比 γ_d :

$$\gamma_s(\mathbf{\Theta}, \mathbf{h}_R) = \frac{|\alpha_2 \mathbf{h}_R^H \mathbf{g}_{PR} + \alpha_4 \mathbf{h}_R^H \mathbf{G}_{SR} \mathbf{\Theta} \mathbf{g}_{PS}|^2}{P_n} \quad (10)$$

$$\gamma_d(\mathbf{\Theta}, \mathbf{h}_R) = \frac{|\alpha_1 \mathbf{h}_R^H \mathbf{g}_{TR} + \alpha_3 \mathbf{h}_R^H \mathbf{G}_{SR} \mathbf{\Theta} \mathbf{g}_{TS}|^2}{P_n} \quad (11)$$

而在不考虑参考通道的噪声情况下,互相关检测器的检测性能可以表示为^[5]:

$$P_d = Q_1 \left(\sqrt{\frac{2T\gamma_s}{\gamma_d + \epsilon\gamma_s + 1}}, \sqrt{\frac{2\ln P_i^{-1}(\gamma_d + 1)}{\gamma_d + \epsilon\gamma_s + 1}} \right) \quad (12)$$

式中:函数 $Q_1(m, n)$ 是参数为 m 和 n 的一阶 Marcum Q 函数; T 为观测样本总数, ϵ 为信号 s 的四阶

统计量; P_f 为检测时指定的虚警概率。

2 联合优化

从前文公式可以看出,IRS 辅助的 PBR 检测概率主要受到接收信号的信噪比 γ_s 和干噪比 γ_d 的影响,而依据公式和可知,这两个量又可以通过联合优化 IRS 各个单元的相位 Θ 和接收天线波束赋形矢量 \mathbf{h}_R 实施控制。考虑到信噪比与干噪比对检测概率的影响,构造如下的优化问题 \mathcal{P}_0 :

$$\mathcal{P}_0 \begin{cases} \max_{\Theta, \mathbf{h}_R} & \gamma_s(\Theta, \mathbf{h}_R) \\ \text{s. t. (c1)} & \gamma_d(\Theta, \mathbf{h}_R) \leq \gamma_0 \\ \text{(c2)} & \|\mathbf{h}_R\|^2 = 1 \\ \text{(c3)} & \|\mathbf{h}_R - \mathbf{h}_0\|^2 \leq \epsilon \\ \text{(c4)} & |\Theta_{k,k}| = 1; \forall k = 1, 2, \dots, K \end{cases} \quad (13)$$

该优化问题中,最大化目标函数信噪比的同时,还考虑 4 个约束条件,约束条件 c1 表示优化时需要干噪比控制在 γ_0 以下,约束条件 c2 要求监视通道接收天线波束赋形矢量 \mathbf{h}_R 能量归一化,约束条件 c3 表示要求天线波束赋形矢量 \mathbf{h}_R 与预设值 \mathbf{h}_0 具有一定的相似性,相似程度用 ϵ 表示。约束条件 c4 表示 IRS 的反射单元仅仅考虑相位的控制。

直接求解该问题是较为困难的,本文采用交替优化的方法,其基本思路是假定其中一个优化变量为定值,优化另一个变量,并反复迭代,直到满足循环停止条件(2 次优化得到的信噪比之差小于 δ_γ)。按照这种方法,将优化问题 \mathcal{P}_0 分解为 2 个子问题分别进行讨论。

2.1 子问题 \mathcal{P}_1

假定优化变量 Θ 是已知的,由此可以得到一个优化问题 \mathcal{P}_1 :

$$\mathcal{P}_1 \begin{cases} \max_{\mathbf{h}_R} & |\alpha_2 \mathbf{h}_R^H \mathbf{g}_{PR} + \alpha_4 \mathbf{h}_R^H \mathbf{G}_{SR} \Theta \mathbf{g}_{PS}|^2 \\ \text{s. t. (c1)} & |\alpha_1 \mathbf{h}_R^H \mathbf{g}_{TR} + \alpha_3 \mathbf{h}_R^H \mathbf{G}_{SR} \Theta \mathbf{g}_{TS}|^2 \leq P_n \gamma_0 \triangleq \gamma_1 \\ \text{(c2)} & \|\mathbf{h}_R\|^2 = 1 \\ \text{(c3)} & \|\mathbf{h}_R - \mathbf{h}_0\|^2 \leq \epsilon \end{cases} \quad (14)$$

这是一个二次约束二次规划问题,可表示为:

$$\mathcal{P}_{11} \begin{cases} \max_{\mathbf{h}_R} & \text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{A}) \\ \text{s. t. (c1)} & \text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{B}) \leq \gamma_1 \\ \text{(c2)} & \text{tr}(\mathbf{H}) = 1 \\ \text{(c3)} & \text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{B}) \leq (1 - \frac{\epsilon}{2})^2 \triangleq \delta \\ \text{(c4)} & \mathbf{H} = \mathbf{h}_R \mathbf{h}_R^H \end{cases} \quad (15)$$

其中:

$$\begin{cases} \mathbf{A} = (\alpha_2 \mathbf{g}_{PR} + \alpha_4 \mathbf{G}_{SR} \Theta \mathbf{g}_{PS}) (\alpha_2 \mathbf{g}_{PR} + \alpha_4 \mathbf{G}_{SR} \Theta \mathbf{g}_{PS})^H \\ \mathbf{B} = (\alpha_1 \mathbf{g}_{TR} + \alpha_3 \mathbf{G}_{SR} \Theta \mathbf{g}_{TS}) (\alpha_1 \mathbf{g}_{TR} + \alpha_3 \mathbf{G}_{SR} \Theta \mathbf{g}_{TS})^H \end{cases} \quad (16)$$

该问题由于存在秩 1 约束条件 c4,导致该问题是非凸的,不过可以采用半定松弛方法^[27],首先去掉秩 1 约束条件 c4,得到的是一个凸优化问题,采用内点法得到最优解 \mathbf{H} 。如果 \mathbf{H} 的秩为 1,那么直接进行特征值分解可以得到 \mathbf{h}_R ,而如果 \mathbf{H} 的秩大于 1,那么可以采用高斯随机化方法,得到 \mathbf{h}_R 的近似解。

2.2 子问题 \mathcal{P}_2

假定优化变量 \mathbf{h}_R 给定,优化变量 Θ 可以得到优化问题 \mathcal{P}_2 :

$$\mathcal{P}_2 \begin{cases} \max_{\Theta} & \gamma_s(\Theta, \mathbf{h}_R) \\ \text{s. t. (c1)} & \gamma_d(\Theta, \mathbf{h}_R) \leq \gamma_0 \\ \text{(c2)} & |\Theta_{k,k}| = 1; \forall k = 1, 2, \dots, K \end{cases} \quad (17)$$

此问题也是一个非凸优化问题,其可以表示为:

$$\mathcal{P}_{21} \begin{cases} \max_{\theta} & |\mathbf{a} + \theta^H \mathbf{b}|^2 \\ \text{s. t. (c1)} & |\mathbf{c} + \theta^H \mathbf{d}|^2 \leq \gamma_1 \\ \text{(c2)} & |\theta_k| = 1; \forall k = 1, 2, \dots, K \end{cases} \quad (18)$$

其中:

$$\begin{cases} \mathbf{a} = \mathbf{h}_R^H \mathbf{g}_{PR} \\ \mathbf{b} = \alpha_4 (\mathbf{h}_R^H \mathbf{G}_{SR}) \odot \mathbf{g}_{PS} \\ \mathbf{c} = \alpha_1 \mathbf{h}_R^H \mathbf{g}_{TR} \\ \mathbf{d} = \alpha_3 (\mathbf{h}_R^H \mathbf{G}_{SR}) \odot \mathbf{g}_{TS} \end{cases} \quad (19)$$

式中: \odot 表示 Hardmard 乘积。而 θ 是一个 K 维度的复矢量,其由对角矩阵 Θ 主对角线上元素的共轭构成。优化问题 \mathcal{P}_{21} 是一个非齐次的二次约束二次规划问题,可以通过添加辅助变量进行齐次化处理,为此定义 $K+1$ 维矢量 $\mathbf{y} = [\theta^T, t]^T$,可以得到:

$$\mathcal{P}_{22} \begin{cases} \max_{\mathbf{y}} & \mathbf{y}^H \mathbf{C} \mathbf{y} \\ \text{s. t.} & \mathbf{y}^H \mathbf{D} \mathbf{y} \leq \gamma_{22} \\ & \mathbf{y}^H \mathbf{E} \mathbf{y} = 1 \\ & |y_n| = 1, \forall n = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (20)$$

式中:

$$\begin{cases} \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}\mathbf{b}^H & \mathbf{b}\mathbf{a}^* \\ \mathbf{a}\mathbf{b}^H & |\mathbf{a}|^2 \end{bmatrix}; \\ \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}\mathbf{d}^H & \mathbf{d}\mathbf{c}^* \\ \mathbf{c}\mathbf{d}^H & |\mathbf{c}|^2 \end{bmatrix}; \\ \mathbf{E} = \begin{bmatrix} \mathbf{O} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0}^H & \mathbf{1} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (20)$$

需要指出的是,优化问题 \mathcal{P}_{22} 是一个非凸优化问题,采用半定松弛方法,去掉秩 1 约束,采用类似的

方法可以进行求解。

综上所述,本文提出的联合优化算法见表 1。

表 1 联合优化算法

步骤	过程
1	初始化参数: $\mathbf{h}_0, \varepsilon, \gamma, \Theta^{(0)}, \gamma_0, \delta_\gamma$
2	如果 $ \gamma_s^{(m+1)} - \gamma_s^{(m)} \geq \delta_\gamma$, 则:
3	给定 $\Theta^{(m)}$, 求解式得到 $\mathbf{h}_R^{(m)}$
4	给定 $\mathbf{h}_R^{(m)}$, 求解式得到 $\Theta^{(m+1)}$, 计算 $\gamma_s^{(m+1)}$
5	否则, 算法结束。

3 仿真分析

首先考察信噪比 γ_s 、干噪比 γ_d 与检测概率 P_d 的关系。假定观测数据累积样本数量 $T=500$, 虚警概率 $P_f=10^{-8}$, 利用公式可以分析得到检测概率 P_d 如图 2 所示。整体可以看出, 信噪比越大、干噪比越小, 检测概率就越大。当干噪比大于 0 dB 时, 同时增大信噪比和干噪比, 对检测性能影响起到抵消的效果, 不能显著增大检测性能, 例如当干噪比从 5 dB 增大到 15 dB, 信噪比只要从 0 dB 提升到 10 dB, 检测概率几乎保持不变。当干噪比低于 -10 dB 时, 干噪比的大小对检测性能的影响会减弱。由此可见, 从优化的角度来看, 干噪比的抑制值 γ_0 并不是越低越好, 而是只要约束在某个值以内 (如图 2 所示的 -10 dB 以内), 就可以近似认为检测概率仅受信噪比的影响。检测性能的工作点可以用 (γ_d, γ_s) 平面内的点表示。如果 (γ_d, γ_s) 点迹位于图 2 的左上方区域, 即检测概率 $P_d=1$, 而位于右下方区域表示检测概率 $P_d=0$ 。

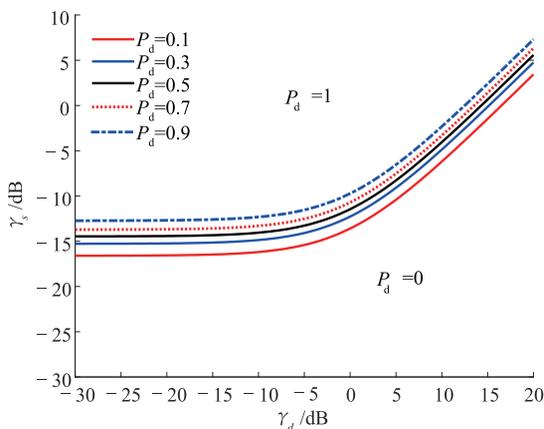


图 2 检测概率与 γ_s, γ_d 的关系

在计算机仿真中, 假定监视通道接收天线增益 $G_r=0$ dB, 系统工作波长 $\lambda=10^{-3}$ m, 目标的 RCS 为 $\sigma_p=100$ m², IRS 各个单元的 RCS 为 $\sigma_s=0.1$ m², 外辐射源到雷达接收机和 IRS 的距离都是 500 m, IRS 与雷达足够接近, 假定其距离是 1 m, 目标距离

外辐射源和雷达、IRS 的距离都是 400 m, 系统信号带宽是 20 MHz, 等效温度为 290 K。优化算法仿真参数 $\gamma_0=-20$ dB, $\delta=0.5$, 虚警概率 $P_f=10^{-8}$, 信道模型采用瑞利模型, 其中监视通道接收天线阵元个数 $N=10$, IRS 单元个数 $K=100$ 。

作为对比, 本文考虑了 4 种情况: ①本文采用的联合优化的方法得到的监视通道接收天线波束赋形 \mathbf{h}_R 和 IRS 的相位 Θ 的情况下的检测性能, 仿真值用 SDR 表示; ②假定 IRS 各个相位为 $0 \sim 2\pi$ 之间的均匀分布的随机量, 以此模拟电磁波被 IRS 漫反射的情况, 仿真值用 RND 表示; ③假定 IRS 各个单元相位取相同的值 0, 可以模拟电磁波被 IRS 镜面反射的情况, 仿真值用 MIR 表示; ④假定没有 IRS 情况, 仿真值用 NON 表示。

图 3 给出了 EIRP 从 -10 dB 到 50 dB 变化对检测性能的影响。外辐射源发射的等效功率增大, 使得目标反射回波的功率增大, 在噪声电平保持不变的情况下, 信噪比会增大。但与此同时, 直接路径干扰的功率也会增大, 即干噪比也会增大。从仿真的结果来看, 如果不对 IRS 或接收天线波束赋形进行优化, 得到的信噪比和干噪比都会增大, 其在 (γ_d, γ_s) 平面内是沿着一个正斜率方向变化的。结合前面对检测性能的分析, 检测性能并不能得到改善。采用本文提出的方法, 将干噪比约束在 -20 dB 以内, 可以发现随着 EIRP 的增大, 得到的 (γ_d, γ_s) 轨迹几乎是垂直进入 $P_d=1$ 的区域。而其他的情况来看, (γ_d, γ_s) 点迹始终位于 $P_d=0$ 的区域。需要指出的是, 采用镜面反射的 IRS 和不采用 IRS 的 2 种情况几乎完全重合, 这说明采用镜面反射时, 其反射的能量没有被接收通道所获得。

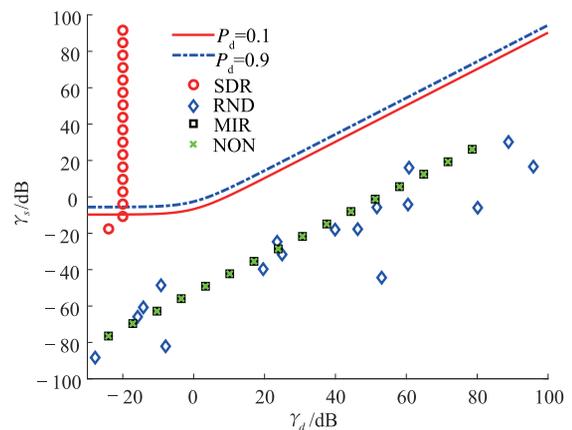


图 3 EIRP 对检测性能的影响

IRS 是由大量无源反射单元构成, 反射单元的数目也会对检测性能产生影响。单元个数越多, 可以调控的自由度就越大, 越容易获得较好的检测性

能。为此在图4假定 $EIRP=20$ dB,并将干噪比限制在 -20 dB 以内,IRS 阵元个数从 10 增加到 100,优化后的 (γ_d, γ_s) 点迹大部分集中在了 $P_d=1$ 的区域。而对于其他情况,增大 IRS 的阵元数量,由于其相位没有得到优化,形成的 (γ_d, γ_s) 点迹全部集中在了 $P_d=0$ 的区域。

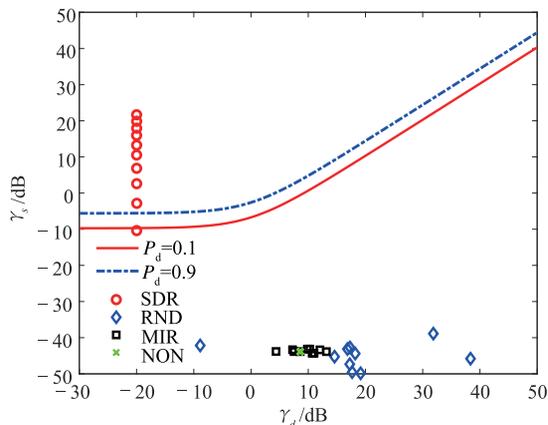


图4 IRS 单元数量对检测性能的影响

目标的 RCS 的增大会改善信噪比,而对于干噪比没有影响,仿真结果如图5所示。随着 RCS 从 0 dB 逐渐增大到 30 dB,各种情况下的信噪比都会增大,但是对于 SDR 情况, (γ_d, γ_s) 点迹大部分集中在了 $P_d=1$ 的区域,而对于其他情况,虽然信噪比得到了改善,检测概率仍然是 0。

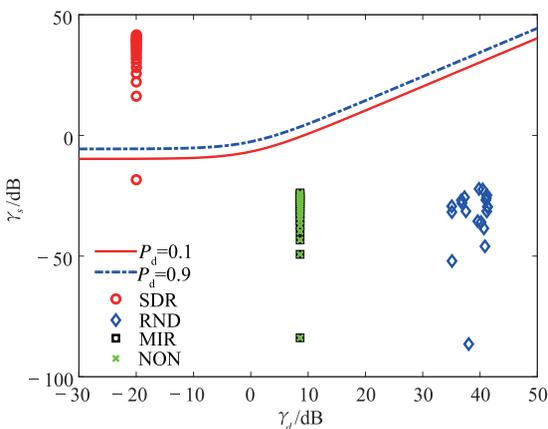


图5 目标 RCS 对检测性能的影响

4 结语

无源双站雷达监视通道中存在的直接路径干扰会对目标的检测性能产生影响。本文提出了一种基于智能反射表面的直接路径干扰的抑制方法,将智能反射表面放置在监视通道天线附近,通过联合优化智能反射面各单元相位和接收机天线波束赋形矢量,能够有效降低直接路径干扰,同时还能增大回波

信号的反射功率。目前将智能反射表面应用于无源双站雷达方面的研究还处于初级阶段,例如信道模型的估计问题、IRS 反射单元的幅相耦合问题、多径杂波等问题将作为下一步的研究重点。

参考文献

- [1] GRIFFITHS H, BAKER C. An Introduction to Passive Radar[M]. Boston: Artech House, 2017.
- [2] MELVIN W, SCHEER J. Principles of Modern Radar: Vol. III: Radar Applications [M]. Raleigh: SciTech Publishing, 2014.
- [3] KUSCHEL H, CRISTALLINI D, OLSEN K. Tutorial: Passive Radar Tutorial[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2019, 34(2):1-19.
- [4] MALANOWSKI M. Signal Processing for Passive Bistatic Radar[M]. Boston: Artech House, 2019.
- [5] LIU J, LI H, HIMED B. On the Performance of the Cross-Correlation Detector for Passive Radar Applications[J]. Signal Processing, 2015, 113:32-37.
- [6] WATSON B, GUERCI J. Non-Line-of-Sight Radar [M]. Boston: Artech House, 2019.
- [7] GARRY J, BAKER C, SMITH G. Evaluation of Direct Signal Suppression for Passive Radar[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2017, 55(7):3786-3799.
- [8] GAO Y, LI H, HIMED B. Joint Transmit and Receive Beamforming for Hybrid Active-Passive Radar [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2019, 24(6):779-783.
- [9] MA Y, SHAN T, ZHANG Y D, et al. A Novel Two-Dimensional Sparse-Weight NLMS Filtering Scheme for Passive Bistatic Radar[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2016, 13(5):676-680.
- [10] MELLER M. Cheap Cancellation of Strong Echoes for Digital Passive and Noise Radars [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(5):2654-2659.
- [11] ZHANG X, LI H, HIMED B. A Direct-Path Interference Resistant Passive Detector[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2017, 24(6):818-822.
- [12] FAZLOLLAHPOOR M, DERAKHTIAN M, KHORSHIDI S. Rao Detector for Passive MIMO Radar with Direct-Path Interference[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2020, 56(4):2999-3009.
- [13] IMT-2030(6G)推进组. 智能超表面技术研究报告[R]. 2021.
- [14] 张磊, 崔铁军. 时空编码数字超材料和超表面研究进展[J]. 中国科学基金, 2021, 35(5):694-700.

- [15] ÖZDOĞAN Ö, BJÖRNSSON E, LARSSON E. Intelligent Reflecting Surfaces: Physics, Propagation, and Pathloss Modeling[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(5):581-585.
- [16] SWINDLEHURST A, ZHOU G, LIU R, et al. Channel Estimation with Reconfigurable Intelligent Surfaces-a General Framework[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2022, 110(9):1312-1338.
- [17] WANG F, LI H, FANG J. Joint Active and Passive Beamforming for IRS-Assisted Radar[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2022, 29:349-353.
- [18] MONDAL A, JUNAEDI A, SINGH A, et al. Spectrum and Energy-Efficiency Maximization in RIS-Aided IoT Networks [J]. *IEEE Access*, 2022, 10: 103538-103551.
- [19] WEI L, WANG K, PAN C, et al. Secrecy Performance Analysis of RIS-Aided Communication System with Randomly Flying Eavesdroppers [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2022, 11(10): 2240-2244.
- [20] PAN C. An Overview of Signal Processing Techniques for RIS/IRS-Aided Wireless Systems [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2022, 16(5): 883-917.
- [21] JIANG Z. Intelligent Reflecting Surface Aided Dual-Function Radar and Communication System [J]. *IEEE Systems Journal*, 2022, 16(1): 475-486.
- [22] ZHANG H. Joint Waveform and Phase Shift Design for RIS-Assisted Integrated Sensing and Communication Based on Mutual Information[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 26(10): 2317-2321.
- [23] LIU R, LI M, LIU Y, et al. Joint Transmit Waveform and Passive Beamforming Design for RIS-Aided DFRC Systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2022, 16(5): 995-1010.
- [24] BUZZI S, GROSSI E, LOPS M, et al. Foundations of MIMO Radar Detection Aided by Reconfigurable Intelligent Surfaces[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2022, 70:1749-1763.
- [25] SOLOMITCKII D, HEINO M, BUDDAPPAGARI B, et al. Radar Scheme with Raised Reflector for NLOS Vehicle Detection[J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2022, 23(7): 9037-9045.
- [26] RIHAN M, GROSSI E, VENTURINO L, et al. Spatial Diversity in Radar Detection via Active Reconfigurable Intelligent Surfaces [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2022, 29:1242-1246.
- [27] LUO Z, MA W, MAN-CHO A, et al. Semidefinite Relaxation of Quadratic Optimization Problems[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2010, 27(3): 20-34.

(编辑:徐楠楠)