

智能反射面辅助雷达通信双功能系统的多载波波形优化方法

田团伟^① 邓浩^{*①} 鲁建华^② 杜晓林^③

^①(河南大学物理与电子学院 开封 475001)

^②(空军航空大学航空作战勤务学院 长春 130022)

^③(烟台大学计算机与控制工程学院 烟台 264005)

摘 要: 雷达通信一体化是解决频谱资源拥挤问题的有效途径之一, 而共享波形设计是同时实现雷达与通信功能的关键技术, 该文旨在解决智能反射面(IRS)辅助雷达通信双功能(DRC)系统的多载波波形优化问题。首先, 通过最大化传输功率、通信码字错误率(WEP)、旁瓣幅度与IRS反射系数约束下的雷达互信息(RMI), 构建了双功能发射波形、IRS反射单元、雷达与通信接收波束联合优化模型。其次, 提出了基于交替方向最大化(ADM)的多载波波形优化算法, 通过将原非凸优化问题分解为若干低复杂度子问题并迭代优化, 获得了多载波波形功率分配策略的局部最优解。最后, 仿真结果表明, ADM算法能同时实现雷达与通信功能; 相较于现有方法有效提升了IRS辅助DRC系统的雷达与通信性能。

关键词: 雷达通信双功能; 智能反射面; 多载波波形; 互信息; 码字错误率

中图分类号: TN957

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2022)02-0240-15

DOI: 10.12000/JR21138

引用格式: 田团伟, 邓浩, 鲁建华, 等. 智能反射面辅助雷达通信双功能系统的多载波波形优化方法[J]. 雷达学报, 2022, 11(2): 240–254. doi: 10.12000/JR21138.

Reference format: TIAN Tuanwei, DENG Hao, LU Jianhua, *et al.* Multicarrier waveform optimization method for an intelligent reflecting surface-assisted dual-function radar-communication system[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(2): 240–254. doi: 10.12000/JR21138.

Multicarrier Waveform Optimization Method for an Intelligent Reflecting Surface-assisted Dual-function Radar-communication System

TIAN Tuanwei^① DENG Hao^{*①} LU Jianhua^② DU Xiaolin^③

^①(School of Physics and Electronics, Henan University, Kaifeng 475001, China)

^②(School of Air Operations and Services, Aviation University of Air Force, Changchun 130022, China)

^③(School of Computer and Control Engineering, Yantai University, Yantai 264005, China)

Abstract: Radar-communication integration is an effective way to solve the congestion problem of spectrum resource. Sharing waveform design is the key technology that realizes the radar and communication functions simultaneously. This study solves the multicarrier waveform optimization problem for an Intelligent Reflecting Surface (IRS)-assisted Dual-function Radar-Communication (DRC) system. First, by maximizing Radar Mutual Information (RMI) along with the constraints of transmission power, Word Error Probability (WEP), sidelobe amplitude and IRS reflection coefficient, a joint optimization model with dual-functional transmit waveform, IRS reflecting units, radar and communication receiving beampattern is constructed. Second, a multicarrier

收稿日期: 2021-09-26; 改回日期: 2021-12-30; 网络出版: 2022-02-14

*通信作者: 邓浩 gavind@163.com *Corresponding Author: DENG Hao, gavind@163.com

基金项目: 河南省自然科学基金面上项目(202300410094), 河南省高等学校重点科研项目(20A510002), 国家自然科学基金青年基金(61801415)

Foundation Items: The Natural Science Foundation of Henan (202300410094), The Key Scientific Research Projects of Higher Education Institutions in Henan Province (20A510002), The National Natural Science Foundation of China (61801415)

责任编辑: 杨瑞娟 Corresponding Editor: YANG Ruijuan

waveform optimization algorithm based on Alternating Direction Maximization (ADM) is proposed. The original non-convex optimization problem is decomposed into several low-complexity subproblems and then iteratively optimized to obtain the local power allocation strategy of the multicarrier waveform. Finally, the simulation results show that the radar and communication functions can be simultaneously realized using the ADM algorithm. For the IRS-assisted DRC system, both the radar and communication performances can be effectively improved compared with those of the existing methods.

Key words: Dual-function Radar-Communication (DRC); Intelligent Reflecting Surface (IRS); Multicarrier waveform; Mutual information; Word Error Probability (WEP)

1 引言

作为现代电磁理论的两个主要应用^[1], 雷达与通信长期独立发展并逐渐升级为多功能设备, 两者的宽带化、网络化趋势导致了频谱资源拥挤, 降低了雷达与通信效能。对此, 基于雷达与通信系统之间的相似性, 众多学者与机构开展了波形处理与资源管控有机一体方案的研究。雷达通信一体化可有效降低复杂电子信息系统冗余、能耗等, 是未来信息技术的发展趋势^[2-6]。

同时实现雷达通信双功能(Dual-function Radar-Communication, DRC)是雷达通信一体化的重要研究方向, 其主要目标为利用一套设备同时实现雷达与通信功能。DRC可应用于包括车联网、室内定位以及隐蔽通信在内的诸多民用及军用场景^[7]。

在不同时隙、频带或者码字完成雷达与通信功能是易于实现的DRC系统^[8,9]。时分复用一体化最早应用于美国国家航空航天局轨道飞行器系统^[10], 并广泛应用在智能交通系统^[11-13]; 频分复用一体化在不同频段内传输雷达与通信信号^[14-17]; 而码分复用一体化采用不同伪随机(正交)码分别调制雷达与通信信号并进行合成^[18-20]。然而, 文献^[10-20]所研究的波形设计方案无法充分利用时间、空间、频谱和码字等资源。对此, 众多学者开展了利用同一波形同时实现雷达与通信功能的研究, 目前可分为通信共用波形和雷达共用波形两类。

通信共用波形设计是指采用现有或经过改动的通信波形同时实现雷达与通信功能^[21-24]。文献^[25]和文献^[26]分别研究了宽带信号和存在多个目标的正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)波形设计问题。Sit等人^[27]于2011年采用OFDM通信信号测量多个目标的速度参数。李自琦等人^[28]于2014年提出了分组并行格雷编码结合加权系数优化的OFDM峰均功率比抑制算法。通信共用波形需要设计新的雷达处理方式, 进而造成雷达性能下降; 若通过调整通信波形以提升雷达性能, 通信性能会相应下降。因此, 通信共用波形需要在雷达与通信性能之间进行折衷考虑。

雷达共用波形设计是指将通信符号嵌入到现有雷达脉冲(串), 以实现雷达与通信功能。目前, 该双功能实现方案主要有快时间信息嵌入和方向图调制信息嵌入。快时间信息嵌入是指通过调制多个脉冲的波形信息以传输通信符号。2016年, Nowak等人^[29]通过控制脉冲间波形的相位信息将通信符号嵌入到雷达波形。Gaglione等人^[30]于2018年利用调频斜率不同的线性调频信号的准正交性实现了通信符号嵌入。Liu等人^[31]于2018年通过设计类似通信符号的雷达发射波形以同时实现雷达与通信功能。Edara等人^[32]于2018年提出了采用跳频和相移键控采样策略的快时间信息嵌入方案。然而, 快时间信息嵌入技术功率和频谱效率低, 进而导致雷达性能下降。

方向图调制信息嵌入是指通过控制发射波束的旁瓣信息将通信符号嵌入到雷达波形中以同时实现雷达与通信功能。2015年, Hassanien等人^[33,34]提出了基于幅度调制的信息嵌入方案(Amplitude Shift Keying-Information Embedding, ASK-IE)。该方案通过控制指向通信用户方向的旁瓣幅度, 将通信符号嵌入到雷达发射波形中。每个旁瓣幅度对应一个通信符号, 通信接收端通过解调接收信号的幅度, 进而判断对应的通信符号。同年, Hassanien等人^[35]又提出了基于相位调制的信息嵌入方案。2018年, Ahmed等人^[36]提出了基于正交振幅调制的信息嵌入方案(Quadrature Amplitude Modulation-Information Embedding, QAM-IE), 通过同时控制通信用户方向的旁瓣幅度与相位同时实现雷达与通信功能。基于方向图调制信息嵌入方案, Tian等人^[37]于2020年研究了OFDM-DRC的功率优化问题; 于2021年研究了DRC发射/接收波束联合优化问题, 提出了交替方向松弛规划(Alternating Direction Sequential Relaxation Programming, AD-SRP)算法, 在双功能同时实现前提下优化了DRC的探测性能^[38]。

在候选通信性能增强方案中, 智能反射面(Intelligent Reconfigurable Surface, IRS)以其独特的

低成本、可编程、易部署的特点受到了众多学者的关注^[39-41]。Huang等人^[42]于2020年设计了IRS被动波束向量以最大化最小信干噪比(Signal-to-Interference-Noise Ratio, SINR)。De Jesus Torres等人^[43]于2021年研究了不同IRS阵元数下电磁干扰对IRS辅助通信系统性能的影响,指出当通信发射机与接收机之间的链路性能较差时,IRS的存在可能会降低通信性能。Wang等人^[44]于2020年研究了IRS辅助多输入单输出系统的稳健波束与相移设计问题。崔铁军院士团队^[45-48]完成了基于IRS的单/多输入、单/多输出实时传输以及IRS自由空间路径损耗的测量。

IRS也在雷达检测、监视、涡旋波束设计等领域得到了应用^[49-52]。Buzzi等人^[53]于2021年研究了IRS辅助雷达系统的检测问题,指出IRS与雷达发射/接收机的距离会影响系统性能:距离较近时(即近距离IRS)能获得显著的性能提升;然而,远距离IRS仅能获得有限的性能提升。Wang等人^[54]于2020年研究了IRS辅助的多输入多输出雷达与多用户多输入单输出通信系统之间频谱共享问题;于2021年研究了IRS辅助DRC(I-DRC)系统的波形与被动波束设计问题,提出了基于流形优化的交替算法以最小化多用户之间的互干扰^[55]。对此,在文献^[33-38]介绍的方向图调制信息嵌入技术基础上,本文面向近距离IRS辅助的雷达探测为主、数据传输为辅的场景,设计I-DRC系统的多载波波形,在双功能实现前提下有效提升DRC探测及数据传输性能。主要贡献如下:

(1) 由于发射/接收天线的阵列结构扩展了自由度,本文联合优化双功能发射波形、IRS反射单元以及雷达和通信接收机,并采用传输功率、通信码字错误率(Word Error Probability, WEP)、旁瓣幅度与IRS反射系数约束下雷达互信息(Radar Mutual Information, RMI)最大化为优化准则。

(2) 由于待优化问题为非凸的,本文提出了基于交替方向最大化(Alternating Direction Maximization, ADM)的多载波波形优化算法,将原高维非凸优化问题分解为低复杂度的双功能发射波束、IRS反射系数以及雷达与通信接收波束设计子问题并迭代优化,获得了多载波波形功率分配策略的局部最优解。

(3) 给出了一系列I-DRC仿真性能曲线,分析了近距离IRS对雷达探测性能的影响,验证了ADM算法可同时实现雷达与通信功能;相较于现有算法,有效提升了雷达探测性能及WEP性能。

符号说明: $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$, $(\cdot)^*$, $\|\cdot\|$, $|\cdot|$, $E\{\cdot\}$ 和 $\Re\{\cdot\}$

分别表示转置、共轭转置、共轭、范数、取绝对值、取均值和取实部操作; $\text{vec}\{\cdot\}$ 表示将矩阵按列排列形成列向量; $\text{trace}(\cdot)$ 和 $\text{diag}\{\cdot\}$ 分别表示矩阵的迹和对角元素; \otimes 表示Kronerker积; \mathbb{C} 为复数集合; $\mathbb{C}^{N \times 1}$ 为包含 $N \times 1$ 向量的复数集合; $\mathbb{C}^{N \times N}$ 为包含 $N \times N$ 矩阵的复数集合; $\mathbf{I}_{N \times N}$ 表示 $N \times N$ 维单位矩阵; $\mathcal{CN}(\cdot, \cdot)$ 表示高斯分布。

2 系统模型

考虑一个包含双功能发射共置阵列、IRS、雷达和通信接收共置阵列的I-DRC系统,如图1所示。其中,双功能发射共置阵列包含 N_T 个阵元,IRS包含 M 个阵元,雷达与通信接收共置阵列分别包含 $N_{R,r}$ 和 $N_{R,c}$ 个阵元。不失一般性,假设所有阵列均为阵元间隔为半波长的均匀线性阵列;雷达与通信接收阵列的阵元数相同,即 $N_{R,r} = N_{R,c} = N_R$;双功能发射阵列和雷达接收阵列以同一方位角观察远距离目标,且模型中涉及的方位角已知;IRS与双功能发射机的距离较近,即近距离IRS^[53];最后,假设雷达与通信信道状态信息(Channel State Information, CSI)已知^[38]。

定义 $\{s_{m,k}\}_{m=1,k=1}^{M,K}$ 为包含 M 个子载波数为 K 、载波间隔为 Δf 的多载波波形的正交波形集,其中, $E\{|s_{m,k}|^2\} = 1$, $\int_{T_p} s_{m,k}(t)s_{m',k}(t)dt = 0$, $m \neq m'$, T_p 为脉冲持续时间; $\mathbf{u}_k \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ 为第 k 个子载波上 $N_T \times 1$ 的发射波束形成矢量。假设 K 个子载波互不干扰,则在双功能发射共置阵列处,从波形集中任意选择一个波形 $s_{m,k}$ ($k = 1, 2, \dots, K$)和 \mathbf{u}_k 相乘,得到第 k 个子载波 N_T 个阵元的等效基带一体化发射信号 $\mathbf{u}_k s_{m,k}$ 。通过处理雷达接收阵列处的回波信号完成目标探测;同时,通过处理通信接收阵列处的接收信号完成信息传输。

2.1 雷达功能

令双功能发射共置阵列与目标、干扰源以及

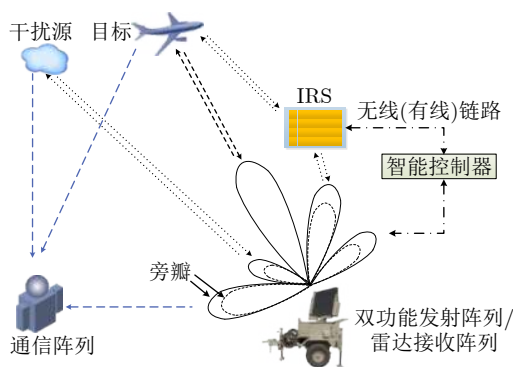


图 1 I-DRC基本框架

Fig. 1 Basic frame of I-DRC

IRS之间的信道分别为 $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_T}$, $\mathbf{B}_1 \in \mathbb{C}^{N_T \times N_T}$ 和 $\mathbf{T} \in \mathbb{C}^{N_T \times M}$, IRS和目标之间的信道为 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times M}$; IRS的反射系数为 $\mathbf{q} = (q_1, q_2, \dots, q_M)^T$, 其中, $q_m = \gamma_m e^{j\nu_m}$, $\gamma_m = [0, 1]$ 为反射幅度, $\nu_m = [0, 2\pi]$ 为反射相位。假定探测目标、干扰源以及IRS分别位于方位角 θ_0 , θ_1 以及 θ_{ris} , IRS与探测目标之间的方位角为 θ_{rist} , 则雷达接收阵列处第 k 个子载波上等等效基带接收信号为

$$\mathbf{y}_{r,k} = (\mathbf{T}_k^H \mathbf{Q} \mathbf{A}_k \mathbf{Q}^H \mathbf{T}_k + \mathbf{B}_k + \mathbf{B}_{1,k}) \mathbf{u}_k s_{m,k} + \mathbf{n}_{r,k} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{Q} = \text{diag}\{\gamma_1 e^{j\nu_1}, \gamma_2 e^{j\nu_2}, \dots, \gamma_M e^{j\nu_M}\}$, $\mathbf{T}_k = \alpha_{\text{ris},k} \mathbf{b}(\theta_{\text{ris}}) \mathbf{a}(\theta_{\text{ris}})^T$, $\mathbf{B}_k = \alpha_{0,k} \mathbf{b}(\theta_0) \mathbf{a}(\theta_0)^T$, $\mathbf{B}_{1,k} = \alpha_{1,k} \mathbf{b}(\theta_1) \mathbf{a}(\theta_1)^T$ 和 $\mathbf{A}_k = \alpha_{\text{rist},k} \mathbf{b}(\theta_{\text{rist}}) \mathbf{a}(\theta_{\text{rist}})^T$ 。 $\mathbf{a}(\theta)$ 与 $\mathbf{b}(\theta)$ 分别为指向方位角 θ 的发射与接收导向矢量, $\alpha_{\text{ris},k} \in \mathbb{C}$, $\alpha_{0,k} \in \mathbb{C}$, $\alpha_{1,k} \in \mathbb{C}$ 以及 $\alpha_{\text{rist},k} \in \mathbb{C}$ 为对应信道的第 k 个子载波上信道系数且分别服从高斯分布 $\mathcal{CN}(0, \sigma_{\text{ris},k}^2)$, $\mathcal{CN}(0, \sigma_{0,k}^2)$, $\mathcal{CN}(0, \sigma_{1,k}^2)$ 以及 $\mathcal{CN}(0, \sigma_{\text{rist},k}^2)$; 最后, $\mathbf{n}_{r,k} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ 为第 k 个子载波上雷达噪声向量并服从 $\mathcal{CN}(0, \sigma_{r,k}^2 \mathbf{I}_{N_R \times N_R})$ 。

定义 $\mathbf{v}_k \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ 为第 k 个子载波上 $N_R \times 1$ 的雷达接收波束形成矢量, 则在雷达接收阵列处, 接收信号 $\mathbf{y}_{r,k}$ 经由 \mathbf{v}_k 滤波后, 得到第 k 个子载波的雷达 SINR, 即

$$\text{SINR}_{r,k} = \frac{|\mathbf{v}_k^H (\mathbf{T}_k^H \mathbf{Q} \mathbf{A}_k \mathbf{Q}^H \mathbf{T}_k + \mathbf{B}_k) \mathbf{u}_k|^2}{\mathbf{v}_k^H \mathbf{R}_k \mathbf{v}_k + \sigma_{r,k}^2 \mathbf{v}_k^H \mathbf{v}_k} \quad (2)$$

其中, $\mathbf{R}_k = E\{\mathbf{B}_{1,k} \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \mathbf{B}_{1,k}^H\}$ 。

在Mark于1993年将RMI作为雷达系统的评价指标后^[56], RMI被广泛应用于成像^[57]、跟踪^[58]及雷达波形设计^[59-62]。RMI用来衡量观测到的目标信息量, RMI值越大, 表明回波信号 $\mathbf{y}_{r,k}$ 中包含的目标信息量越多, 进而获得更好的探测性能。由文献^[63,64]可知, RMI为雷达SINR的函数, 可表示为

$$\text{RMI} = \frac{1}{T_{\text{pri}}} \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \text{SINR}_{r,k}) \quad (3)$$

其中, T_{pri} 为脉冲重复间隔。由式(3)可知, $\text{SINR}_{r,k}$ 越大, RMI越大。

2.2 通信功能

假定通信接收阵列位于方位角 φ , 则第 k 个子载波上等等效基带通信发射信号为

$$d_k = \mathbf{a}(\varphi)^T \mathbf{u}_k s_{m,k} \quad (4)$$

通信符号的传输通过控制式(4)的幅值(指向方位角 φ 的发射波束旁瓣电平)实现。 d_k 对应一个唯一的通信符号, 为在每个子载波上传输 $\log_2(L)$ 比特符号(一个脉冲持续时间), 需要设计 L 个 d_k 不同的发射

波束并存存储在码字典 $\mathcal{D} = \{d_{1,k}, d_{2,k}, \dots, d_{L,k}\}$ 。因此, 在脉冲持续期间, 从 \mathcal{D} 中选择一个 $d_{\ell,k}$ ($\ell = 1, 2, \dots, L$); 在通信接收端, 通过判断 $d_{\ell,k}$ ($\ell = 1, 2, \dots, L$) 以确定所对应符号, 进而完成符号传输。

通信接收阵列处的信号包含来自双功能发射阵列的有用信号以及探测目标/干扰源反射的干扰信号, 则第 k 个子载波上等等效基带接收信号可表示为

$$\mathbf{y}_{c,k} = (\gamma_k \mathbf{b}(\tilde{\varphi}) \mathbf{a}(\varphi)^T + \beta_{0,k} \mathbf{b}(\phi_0) \mathbf{a}(\theta_0)^T + \beta_{1,k} \mathbf{b}(\phi_1) \mathbf{a}(\theta_1)^T) \mathbf{u}_k s_{m,k} + \mathbf{n}_{c,k} \quad (5)$$

其中, $\tilde{\varphi}$, ϕ_1 和 ϕ_2 分别为通信有用信号和干扰信号到达角(从通信接收阵列的角度); $\gamma_k \in \mathbb{C}$ 为第 k 个子载波上通信信道系数且服从 $\mathcal{CN}(0, \sigma_{\gamma,k}^2)$; $\beta_{0,k} \in \mathbb{C}$ ($\beta_{1,k} \in \mathbb{C}$) 为第 k 个子载波上发射阵列、目标/干扰源至通信接收阵列的干扰信道系数且服从 $\mathcal{CN}(0, \sigma_{\beta,0,k}^2)$ ($\mathcal{CN}(0, \sigma_{\beta,1,k}^2)$); 最后, $\mathbf{n}_{c,k} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ 为第 k 个子载波上通信噪声向量并服从 $\mathcal{CN}(0, \sigma_{c,k}^2 \mathbf{I}_{N_R \times N_R})$ 。

定义 $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ 为第 k 个子载波上 $N_R \times 1$ 的通信接收波束形成矢量, 则在通信接收阵列处, 接收信号 $\mathbf{y}_{c,k}$ 经由 \mathbf{w}_k 滤波后, 得到第 k 个子载波上通信 SINR, 即

$$\text{SINR}_{c,k} = \frac{\sigma_{\gamma,k}^2 |\mathbf{w}_k^H \mathbf{b}(\tilde{\varphi}) \mathbf{a}(\varphi)^T \mathbf{u}_k|^2}{\mathbf{w}_k^H \mathbf{G}_k \mathbf{w}_k + \sigma_{c,k}^2 \mathbf{w}_k^H \mathbf{w}_k} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{G}_k = E\{\mathbf{g}_k \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \mathbf{g}_k^H\}$, $\mathbf{g}_k = \alpha_{0,k} \mathbf{b}(\phi_0) \mathbf{a}(\theta_0)^T + \alpha_{1,k} \mathbf{b}(\phi_1) \mathbf{a}(\theta_1)^T$ 。在脉冲持续期间, 假定传输 $d_{\ell,k}$, 则WEP的表达式为^[38]

$$P_\ell = \frac{1}{2}(L-1) \cdot \exp\left(-\min_{s \neq \ell} \sum_{k=1}^K \frac{\sigma_{\gamma,k}^2 |\mathbf{w}_k^H \mathbf{b}(\tilde{\varphi})|^2 |d_{\ell,k} - d_{s,k}|^2}{4(\mathbf{w}_k^H \mathbf{G}_k \mathbf{w}_k + \sigma_{c,k}^2 \mathbf{w}_k^H \mathbf{w}_k)}\right) \quad (7)$$

其中, $d_{s,k}$ 为不同于 $d_{\ell,k}$ 的码字。

3 I-DRC多载波波形优化算法设计

针对I-DRC的多载波波形优化问题, 其优化过程需达到以下3个目标: (1)最大化RMI; (2)完成符号传输; (3)满足WEP要求。因此, 采用传输功率、WEP、旁瓣幅度与IRS反射系数约束下RMI最大化为优化准则, 待解决问题为

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathbf{u}_k, \mathbf{Q}, \mathbf{v}_k, \mathbf{w}_k\}} \text{RMI} \\ & \text{s.t. C1: } \sum_k \sum_\theta |\mathbf{a}^T(\theta) \mathbf{u}_k|^2 \leq P_t, 1 \leq k \leq K, \theta \in \theta_{\text{all}} \\ & \quad \text{C2: } P_\ell \leq \bar{P}_e \\ & \quad \text{C3: } \mathbf{a}^T(\varphi) \mathbf{u}_k = d_{\ell,k}, 1 \leq k \leq K, 1 \leq \ell \leq L \\ & \quad \text{C4: } |q_m| = 1, 1 \leq m \leq M \end{aligned} \quad (8)$$

其中, 约束C1表明发射功率不能超过 P_t , θ_{all} 为所有方位角的集合; 约束C2意味着WEP不能超过期望值 \bar{P}_e ; 约束C3控制指向方位角 φ 的旁瓣幅度, 以完成通信符号传输; 约束C4表明IRS是被动的, 不放大来波信号, 仅进行相位调整, 其相位信息经由智能控制器控制。此外, 由约束C3可知, 为传输 $\log_2 L$ 比特符号/脉冲, 优化问题(8)需求解 L 次。

由于目标函数关于 \mathbf{u}_k , \mathbf{Q} , \mathbf{v}_k 和 \mathbf{w}_k 的非凹性, 优化问题(8)为高维非凸优化问题。受到文献[65,66]所提算法的启发, 并利用目标函数的可分性结构, 即

$$\arg \max_{\{\mathbf{u}_k, \mathbf{Q}, \mathbf{v}_k, \mathbf{w}_k\}} \text{RMI} = \left(\begin{array}{l} \arg \max_{\{\mathbf{u}_k\}} \text{RMI}, \arg \max_{\{\mathbf{Q}\}} \text{RMI}, \\ \arg \max_{\{\mathbf{v}_k\}} \text{RMI}, \arg \max_{\{\mathbf{w}_k\}} \text{RMI} \end{array} \right) \quad (9)$$

本文提出了一个基于ADM的多载波波形优化算法: 将原高维非凸优化问题分解为4个低复杂度子问题, 即 \mathbf{u}_k , \mathbf{Q} , \mathbf{v}_k 和 \mathbf{w}_k 设计子问题, 并进行迭代优化直至满足收敛条件。令 \mathbf{u}_k^j , \mathbf{Q}^j , \mathbf{v}_k^j 和 \mathbf{w}_k^j 为ADM算法在第 j 次迭代过程中的解, 为获得第 $j+1$ 次迭代的解, 求解如下迭代优化过程: (1)固定 \mathbf{Q}^j , \mathbf{v}_k^j 和 \mathbf{w}_k^j 时求解 \mathbf{u}_k^{j+1} ; (2)固定 \mathbf{u}_k^{j+1} , \mathbf{v}_k^j 和 \mathbf{w}_k^j 时求解 \mathbf{Q}^{j+1} ; (3)固定 \mathbf{u}_k^{j+1} , \mathbf{Q}^{j+1} 和 \mathbf{w}_k^j 时求解 \mathbf{v}_k^{j+1} ; (4)固定 \mathbf{u}_k^{j+1} , \mathbf{Q}^{j+1} 和 \mathbf{v}_k^{j+1} 时求解 \mathbf{w}_k^{j+1} 。此迭代过程直至满足如下收敛条件时停止迭代:

$$\|\text{RMI}^{j+1}(\mathbf{u}_k, \mathbf{Q}, \mathbf{v}_k, \mathbf{w}_k) - \text{RMI}^j(\mathbf{u}_k, \mathbf{Q}, \mathbf{v}_k, \mathbf{w}_k)\| \leq \varepsilon \quad (10)$$

其中, ε 为预先设置的迭代停止常数。

3.1 \mathbf{u}_k 设计子问题

固定 \mathbf{Q}^j , \mathbf{v}_k^j 和 \mathbf{w}_k^j 时优化问题(8)的目标函数可表示为

$$\begin{aligned} & \text{RMI}(\mathbf{u}_k^{j+1} | \{\mathbf{Q}^j, \mathbf{v}_k^j, \mathbf{w}_k^j\}) \\ &= \frac{1}{T_{\text{pri}}} \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{\mathbf{u}_k^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{u},k}^j \mathbf{u}_k}{\mathbf{u}_k^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{u},\text{I},k}^j \mathbf{u}_k + \sigma_{\text{r},k}^2 \mathbf{v}_k^{\text{H}} \mathbf{v}_k} \right) \end{aligned} \quad (11)$$

其中, $\mathbf{F}_{\text{u},k}^j = (\mathbf{T}_k^{\text{H}} \mathbf{Q} \mathbf{A}_k \mathbf{Q}^{\text{H}} \mathbf{T}_k + \mathbf{B}_k) \mathbf{v}_k^j (\mathbf{v}_k^j)^{\text{H}} (\mathbf{T}_k^{\text{H}} \mathbf{Q} \mathbf{A}_k \cdot \mathbf{Q}^{\text{H}} \mathbf{T}_k + \mathbf{B}_k)$ 和 $\mathbf{F}_{\text{u},\text{I},k}^j = \mathbf{B}_{\text{I},k} \mathbf{v}_k^j (\mathbf{v}_k^j)^{\text{H}} \mathbf{B}_{\text{I},k}$ 。

因此, 固定 \mathbf{Q}^j , \mathbf{v}_k^j 和 \mathbf{w}_k^j 时 \mathbf{u}_k^{j+1} 可通过求解如下优化问题获得

$$\begin{aligned} & \{\mathbf{u}_k^{j+1}\} \\ &= \arg \max_{\{\mathbf{u}_k\}} \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{\mathbf{u}_k^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{u},k}^j \mathbf{u}_k}{\mathbf{u}_k^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{u},\text{I},k}^j \mathbf{u}_k + \sigma_{\text{r},k}^2 \mathbf{v}_k^{\text{H}} \mathbf{v}_k} \right) \\ & \text{s.t. C1, C2, C3} \end{aligned} \quad (12)$$

其中, 常数 $1/T_{\text{pri}}$ 已省略。由于目标函数关于 \mathbf{u}_k 是非凹的, 优化问题(12)是非凸的, 接下来求解其等价松弛凸问题。

引入满足如下条件的松弛变量 ϖ_k

$$\frac{\mathbf{u}_k^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{u},k}^j \mathbf{u}_k}{\mathbf{u}_k^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{u},\text{I},k}^j \mathbf{u}_k + \sigma_{\text{r},k}^2 \mathbf{v}_k^{\text{H}} \mathbf{v}_k} \geq \varpi_k \quad (13)$$

则优化问题(12)等价于如下优化问题

$$\begin{aligned} \{\mathbf{u}_k^{j+1}\} &= \arg \max_{\{\mathbf{u}_k, \varpi_k\}} \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \varpi_k) \\ & \text{s.t. C1, C2, C3,} \\ & \text{C5: } \mathbf{u}_k^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{u},k}^j \mathbf{u}_k \geq \varpi_k \\ & \quad \cdot (\mathbf{u}_k^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{u},\text{I},k}^j \mathbf{u}_k + \sigma_{\text{r},k}^2 \mathbf{v}_k^{\text{H}} \mathbf{v}_k) \end{aligned} \quad (14)$$

由于约束C5关于 \mathbf{u}_k 的非凸性, 优化问题(14)为非凸的。根据一阶泰勒展开条件[67]可知, $\mathbf{u}_k^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{u},k}^j \mathbf{u}_k$ 满足如下条件:

$$\mathbf{u}_k^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{u},k}^j \mathbf{u}_k \geq (\mathbf{u}_k^j)^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{u},k}^j \mathbf{u}_k + 2\Re \left\{ (\mathbf{u}_k^j)^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{u},k}^j (\mathbf{u}_k - \mathbf{u}_k^j) \right\} \quad (15)$$

因此, 用式(15)中不等式代替约束C5中的 $\mathbf{u}_k^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{u},k}^j \mathbf{u}_k$ 部分, 优化问题(14)可等价于如下松弛问题

$$\begin{aligned} \{\mathbf{u}_k^{j+1}\} &= \arg \max_{\{\mathbf{u}_k, \varpi_k\}} \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \varpi_k) \\ & \text{s.t. C1, C2, C3,} \\ & \text{C6: } \varpi_k \left(\mathbf{u}_k^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{u},\text{I},k}^j \mathbf{u}_k + \sigma_{\text{r},k}^2 \mathbf{v}_k^{\text{H}} \mathbf{v}_k \right) \\ & \quad - (\mathbf{u}_k^j)^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{u},k}^j \mathbf{u}_k - 2\Re \left\{ (\mathbf{u}_k^j)^{\text{H}} \right. \\ & \quad \left. \cdot \mathbf{F}_{\text{u},k}^j (\mathbf{u}_k - \mathbf{u}_k^j) \right\} \leq 0 \end{aligned} \quad (16)$$

松弛优化问题(16)为凸的, 其最优解可通过CVX工具箱[68]获得。

3.2 \mathbf{Q} 设计子问题

固定 \mathbf{u}_k^{j+1} , \mathbf{v}_k^j 和 \mathbf{w}_k^j 时 \mathbf{Q}^{j+1} 可通过求解如下优化问题获得

$$\begin{aligned} \{\mathbf{Q}^{j+1}\} &= \arg \max_{\{\mathbf{Q}\}} \text{RMI} \\ & \text{s.t. C4} \end{aligned} \quad (17)$$

由于RMI是雷达SINR的单调递增函数且 K 个子载波相互独立, 上述优化问题等价于如下优化问题:

$$\begin{aligned} \{\mathbf{Q}^{j+1}\} &= \arg \max_{\{\mathbf{Q}\}} \left| (\mathbf{v}_k^{\text{H}})^j (\mathbf{T}_k^{\text{H}} \mathbf{Q} \mathbf{A}_k \mathbf{Q}^{\text{H}} \mathbf{T}_k + \mathbf{B}_k) \mathbf{u}_k^{j+1} \right|^2 \\ & \text{s.t. C4} \end{aligned} \quad (18)$$

考虑到恒模约束的存在, 上述优化问题的求解则较为复杂, 接下来求解其等价松弛凸问题。

在固定 \mathbf{v}_k^j 时, 可采用 $\text{trace}\{(\mathbf{u}_k^{\text{H}})^{j+1} (\mathbf{T}_k^{\text{H}} \mathbf{Q} \mathbf{A}_k \mathbf{Q}^{\text{H}} \cdot \mathbf{T}_k + \mathbf{B}_k)^{\text{H}} (\mathbf{T}_k^{\text{H}} \mathbf{Q} \mathbf{A}_k \mathbf{Q}^{\text{H}} \mathbf{T}_k + \mathbf{B}_k) \mathbf{u}_k^{j+1}\}$ 代替优化问题(18)的目标函数。首先将其重写为

$$\begin{aligned}
& \text{trace}\left\{(\mathbf{u}_k^{\text{H}})^{j+1}(\mathbf{T}_k^{\text{H}}\mathbf{Q}\mathbf{A}_k\mathbf{Q}^{\text{H}}\mathbf{T}_k + \mathbf{B}_k)^{\text{H}}\right. \\
& \quad \left.\cdot (\mathbf{T}_k^{\text{H}}\mathbf{Q}\mathbf{A}_k\mathbf{Q}^{\text{H}}\mathbf{T}_k + \mathbf{B}_k)\mathbf{u}_k^{j+1}\right\} \\
& = \underbrace{\text{trace}\left\{\mathbf{T}_k\mathbf{u}_k^{j+1}(\mathbf{u}_k^{\text{H}})^{j+1}\mathbf{T}_k^{\text{H}}\mathbf{Q}\mathbf{A}_k^{\text{H}}\mathbf{Q}^{\text{H}}\mathbf{T}_k\mathbf{T}_k^{\text{H}}\mathbf{Q}\mathbf{A}_k\mathbf{Q}^{\text{H}}\right\}}_{f_1(\mathbf{Q})} \\
& \quad + 2\Re\left\{\underbrace{\text{trace}\left\{\mathbf{Q}\mathbf{A}_k^{\text{H}}\mathbf{Q}^{\text{H}}\mathbf{T}_k\mathbf{T}_k^{\text{H}}\mathbf{Q}\mathbf{u}_k^{j+1}(\mathbf{u}_k^{\text{H}})^{j+1}\mathbf{T}_k^{\text{H}}\right\}}_{f_2(\mathbf{Q})}\right\} \\
& \quad + \text{trace}\left\{\mathbf{B}_k^{\text{H}}\mathbf{B}_k\mathbf{u}_k^{j+1}(\mathbf{u}_k^{\text{H}})^{j+1}\right\} \quad (19)
\end{aligned}$$

由于 \mathbf{A} 是Hermitian矩阵, $f_1(\mathbf{Q})$ 满足如下等式

$$\begin{aligned}
f_1(\mathbf{Q}) & = (\text{vec}(\mathbf{Q}\mathbf{A}_k\mathbf{Q}^{\text{H}}))^{\text{H}}\left((\mathbf{T}_k^*\mathbf{T}_k^{\text{H}})\right. \\
& \quad \left.\otimes (\mathbf{T}_k\mathbf{u}_k^{j+1}(\mathbf{u}_k^{\text{H}})^{j+1}\mathbf{T}_k^{\text{H}})\right)\text{vec}(\mathbf{Q}\mathbf{A}_k\mathbf{Q}^{\text{H}}) \\
& = \left((\mathbf{Q}^* \otimes \mathbf{Q})\text{vec}(\mathbf{A}_k)\right)^{\text{H}}\left((\mathbf{T}_k^*\mathbf{T}_k^{\text{H}})\right. \\
& \quad \left.\otimes (\mathbf{T}_k\mathbf{u}_k^{j+1}(\mathbf{u}_k^{\text{H}})^{j+1}\mathbf{T}_k^{\text{H}})\right)(\mathbf{Q}^* \otimes \mathbf{Q})\text{vec}(\mathbf{A}_k) \\
& = \tilde{\mathbf{q}}^{\text{H}}(\text{diag}\{\text{vec}\{\mathbf{A}_k\}\})^{\text{H}}\left((\mathbf{T}_k^*\mathbf{T}_k^{\text{H}})\right. \\
& \quad \left.\otimes (\mathbf{T}_k\mathbf{u}_k^{j+1}(\mathbf{u}_k^{\text{H}})^{j+1}\mathbf{T}_k^{\text{H}})\right)\text{diag}\{\text{vec}\{\mathbf{A}_k\}\}\tilde{\mathbf{q}}^{\text{H}} \\
& = \tilde{\mathbf{q}}^{\text{H}}\mathbf{S}_k^{j+1}\tilde{\mathbf{q}} \quad (20)
\end{aligned}$$

其中, $\mathbf{S}_k^{j+1} = (\text{diag}\{\text{vec}\{\mathbf{A}_k\}\})^{\text{H}}\left((\mathbf{T}_k^*\mathbf{T}_k^{\text{H}})\right) \otimes (\mathbf{T}_k\mathbf{u}_k^{j+1}(\mathbf{u}_k^{\text{H}})^{j+1}\mathbf{T}_k^{\text{H}})\text{diag}\{\text{vec}\{\mathbf{A}_k\}\}$ 。同时, $f_2(\mathbf{Q})$ 满足如下等式

$$\begin{aligned}
f_2(\mathbf{Q}) & = 2\Re\left\{\{\text{vec}\{\mathbf{Q}\mathbf{A}_k\mathbf{Q}^{\text{H}}\}\}^{\text{H}}\right. \\
& \quad \left.\cdot \text{vec}\{\mathbf{T}_k\mathbf{u}_k^{j+1}(\mathbf{u}_k^{\text{H}})^{j+1}\mathbf{T}_k^{\text{H}}\}\right\} \\
& = 2\Re\left\{\tilde{\mathbf{q}}^{\text{H}}\text{diag}\{\text{vec}\{\mathbf{A}_k^{\text{H}}\}\}\right. \\
& \quad \left.\cdot \text{vec}\{\mathbf{T}_k\mathbf{u}_k^{j+1}(\mathbf{u}_k^{\text{H}})^{j+1}\mathbf{T}_k^{\text{H}}\}\right\} \\
& = 2\Re\{\tilde{\mathbf{q}}^{\text{H}}\mathbf{e}_k^{j+1}\} \quad (21)
\end{aligned}$$

其中, $\mathbf{e}_k^{j+1} = \text{diag}\{\text{vec}\{\mathbf{A}_k^{\text{H}}\}\}\text{vec}\{\mathbf{T}_k\mathbf{u}_k^{j+1}(\mathbf{u}_k^{\text{H}})^{j+1}\mathbf{T}_k^{\text{H}}\}$, $\tilde{\mathbf{q}}$ 为矩阵 $\mathbf{Q}^* \otimes \mathbf{Q}$ 的对角向量。结合式(19)–式(21), 优化问题(18)等价于如下优化问题

$$\begin{aligned}
\{\tilde{\mathbf{q}}^{j+1}\} & = \arg \max_{\{\tilde{\mathbf{q}}\}} \tilde{\mathbf{q}}^{\text{H}}\mathbf{S}_k^{j+1}\tilde{\mathbf{q}} + 2\Re\{\tilde{\mathbf{q}}^{\text{H}}\mathbf{e}_k^{j+1}\} \\
& \quad \text{s.t. C4} \quad (22)
\end{aligned}$$

其中, 常数 $\text{trace}\{\mathbf{B}_k^{\text{H}}\mathbf{B}_k\mathbf{u}_k^{j+1}(\mathbf{u}_k^{\text{H}})^{j+1}\}$ 已省略。

直接求解优化问题(22)较为复杂, 接下来将求解其等价松弛凸问题。根据一阶泰勒展开条件^[67]可知,

$$\tilde{\mathbf{q}}^{\text{H}}\mathbf{S}_k^{j+1}\tilde{\mathbf{q}} \geq (\tilde{\mathbf{q}}^i)^{\text{H}}\mathbf{S}_k^{j+1}\tilde{\mathbf{q}}^i + 2\Re\{(\tilde{\mathbf{q}}^i)^{\text{H}}\mathbf{S}_k^{j+1}(\tilde{\mathbf{q}} - \tilde{\mathbf{q}}^i)\} \quad (23)$$

$$\mathbf{v}_k^{j+1} = \frac{(\mathbf{R}_k + \sigma_{r,k}^2\mathbf{I}_{N_{\text{R}} \times N_{\text{R}}})^{-1}(\mathbf{T}_k^{\text{H}}\mathbf{Q}\mathbf{A}_k\mathbf{Q}^{\text{H}}\mathbf{T}_k + \mathbf{B}_k)\mathbf{u}_k^{j+1}}{\left(\mathbf{A}(\theta_0)\mathbf{u}_k^{j+1}\right)^{\text{H}}(\mathbf{R}_k + \sigma_{r,k}^2\mathbf{I}_{N_{\text{R}} \times N_{\text{R}}})^{-1}(\mathbf{T}_k^{\text{H}}\mathbf{Q}\mathbf{A}_k\mathbf{Q}^{\text{H}}\mathbf{T}_k + \mathbf{B}_k)\mathbf{u}_k^{j+1}} \quad (29)$$

3.4 \mathbf{w}_k 设计子问题

固定 \mathbf{u}_k^{j+1} , \mathbf{Q}^j 和 \mathbf{v}_k^{j+1} 时 \mathbf{w}_k^{j+1} 可通过求解如下优化问题获得

进一步, 考虑到 $\Re\{\tilde{\mathbf{q}}^{\text{H}}\mathbf{e}_k^{j+1}\} = \Re\{\mathbf{q}^{\text{H}}\Gamma(\mathbf{e}_k^{j+1})\mathbf{q}\}$, 其中 $\Gamma(\mathbf{e}_k^{j+1})$ 表示将向量 $\mathbf{e}_k^{j+1} \in \mathbb{C}^{N^2 \times 1}$ 转换成 $N \times N$ 的矩阵, 则优化问题(22)的解可通过求解如下问题获得

$$\begin{aligned}
\{\mathbf{q}^{j+1}\} & = \arg \max_{\{\mathbf{q}\}} \Re\{\mathbf{q}^{\text{H}}(\Gamma((\tilde{\mathbf{q}}^i)^{\text{H}}\mathbf{S}_k^{j+1}) + \Gamma(\mathbf{e}_k^{j+1}))\mathbf{q}\} \\
& \quad \text{s.t. C4} \quad (24)
\end{aligned}$$

然而, 由于约束C4为恒模约束, 上述优化问题为非凸的。令 $\tilde{\mathbf{Q}} = \mathbf{q}\mathbf{q}^{\text{H}}$, 其中, $\tilde{\mathbf{Q}} \succeq 0$ 和 $\text{rank}(\tilde{\mathbf{Q}}) = 1$; 则 $\mathbf{q}^{\text{H}}(\Gamma((\tilde{\mathbf{q}}^i)^{\text{H}}\mathbf{S}_k^{j+1}) + \Gamma(\mathbf{e}_k^{j+1}))\mathbf{q} = \text{trace}((\Gamma((\tilde{\mathbf{q}}^i)^{\text{H}}\mathbf{S}_k^{j+1}) + \Gamma(\mathbf{e}_k^{j+1}))\tilde{\mathbf{Q}})$ 。对此, 优化问题(24)的解可通过求解如下半正定凸问题获得

$$\begin{aligned}
\{\tilde{\mathbf{Q}}^{j+1}\} & = \arg \max_{\{\tilde{\mathbf{Q}}\}} \text{trace}((\Gamma((\tilde{\mathbf{q}}^i)^{\text{H}}\mathbf{S}_k^{j+1}) + \Gamma(\mathbf{e}_k^{j+1}))\tilde{\mathbf{Q}}) \\
& \quad \text{s.t. C7: } \mathbf{Q}_{m,m} = 1, 1 \leq m \leq M \\
& \quad \text{C8: } \tilde{\mathbf{Q}} \succeq 0 \quad (25)
\end{aligned}$$

一般情况下, 优化问题(25)的解无法保证 $\text{rank}(\tilde{\mathbf{Q}}) = 1$ 。因此, 在获得 $\tilde{\mathbf{Q}}^{j+1}$ 后将进一步采用经典的高斯随机法获得近似解。

3.3 \mathbf{v}_k 设计子问题

固定 \mathbf{u}_k^{j+1} , \mathbf{Q}^j 和 \mathbf{w}_k^j 时 \mathbf{v}_k^{j+1} 可通过求解如下优化问题获得

$$\begin{aligned}
\{\mathbf{v}_k^{j+1}\} & = \arg \max_{\{\mathbf{v}_k\}} \frac{1}{T_{\text{pri}}} \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 \right. \\
& \quad \left. + \frac{\mathbf{v}_k^{\text{H}}(\mathbf{T}_k^{\text{H}}\mathbf{Q}\mathbf{A}_k\mathbf{Q}^{\text{H}}\mathbf{T}_k + \mathbf{B}_k)\mathbf{u}_k^{j+1}}{\mathbf{v}_k^{\text{H}}\mathbf{R}_k\mathbf{v}_k + \sigma_{r,k}^2\mathbf{v}_k^{\text{H}}\mathbf{v}_k} \right) \quad (26)
\end{aligned}$$

由于RMI是雷达SINR的单调递增函数且 K 个子载波相互独立, 优化问题(26)等价于如下优化问题:

$$\begin{aligned}
\{\mathbf{v}_k^{j+1}\} & = \arg \max_{\{\mathbf{v}_k\}} \frac{\left|\mathbf{v}_k^{\text{H}}(\mathbf{T}_k^{\text{H}}\mathbf{Q}\mathbf{A}_k\mathbf{Q}^{\text{H}}\mathbf{T}_k + \mathbf{B}_k)\mathbf{u}_k^{j+1}\right|^2}{\mathbf{v}_k^{\text{H}}(\mathbf{R}_k + \sigma_{r,k}^2\mathbf{I}_{N_{\text{R}} \times N_{\text{R}}})\mathbf{v}_k} \quad (27)
\end{aligned}$$

优化问题(27)可等价于最小方差无畸变响应(Minimum Variance Distortionless Response, MVDR)波束形成问题^[69], 即

$$\begin{aligned}
\{\mathbf{v}_k^{j+1}\} & = \arg \min_{\{\mathbf{v}_k\}} \mathbf{v}_k^{\text{H}}(\mathbf{R}_k + \sigma_{r,k}^2\mathbf{I}_{N_{\text{R}} \times N_{\text{R}}})\mathbf{v}_k \\
& \quad \text{s.t. C9: } \left|\mathbf{v}_k^{\text{H}}(\mathbf{T}_k^{\text{H}}\mathbf{Q}\mathbf{A}_k\mathbf{Q}^{\text{H}}\mathbf{T}_k + \mathbf{B}_k)\mathbf{u}_k^{j+1}\right| = 1 \quad (28)
\end{aligned}$$

因此, \mathbf{v}_k^{j+1} 的局部解析解为

$$\begin{aligned}
\{\mathbf{w}_k^{j+1}\} & = \arg \max_{\{\mathbf{w}_k\}} \frac{|\mathbf{w}_k^{\text{H}}\mathbf{b}(\tilde{\varphi})|^2}{\mathbf{w}_k^{\text{H}}(\mathbf{G}_k + \sigma_{c,k}^2\mathbf{I}_{N_{\text{R}} \times N_{\text{R}}})\mathbf{w}_k} \quad (30)
\end{aligned}$$

优化问题(30)可等价于MVDR波束形成问题, 即

$$\begin{aligned} \{\mathbf{w}_k^{j+1}\} &= \arg \min_{\{\mathbf{w}_k\}} \mathbf{w}_k^H (\mathbf{G}_k + \sigma_{c,k}^2 \mathbf{I}_{N_R \times N_R}) \mathbf{w}_k \\ \text{s.t. C10: } &|\mathbf{w}_k^H \mathbf{b}(\tilde{\varphi})| = 1 \end{aligned} \quad (31)$$

因此, \mathbf{w}_k^{j+1} 的局部解析解为

$$\mathbf{w}_k^{j+1} = \frac{(\mathbf{G}_k + \sigma_{c,k}^2 \mathbf{I}_{N_R \times N_R})^{-1} \mathbf{b}(\tilde{\varphi})}{\mathbf{b}(\tilde{\varphi})^H (\mathbf{G}_k + \sigma_{c,k}^2 \mathbf{I}_{N_R \times N_R})^{-1} \mathbf{b}(\tilde{\varphi})} \quad (32)$$

ADM算法迭代过程总结于表1。

3.5 算法复杂度与收敛性分析

3.5.1 复杂度分析

ADM算法的复杂度与子载波数 K , 半正定松弛过程的随机实验数 I_Q , 以及 \mathbf{u}_k , \mathbf{Q} , \mathbf{v}_k 和 \mathbf{w}_k 的维度有关。在第 j 次迭代过程中, \mathbf{u}_k^j 通过求解松弛凸问题(16)获得, 其计算复杂度为 $O(KN_T^{3.5})$; \mathbf{Q}^j 通过求解半正定凸问题(25)获得, 其计算复杂度为 $O(I_Q M^2)$; \mathbf{v}_k^j 和 \mathbf{w}_k^j 则分别通过式(29)和式(32)获得, 其计算复杂度均为 $O(KN_R^3)$ 。因此, ADM算法每一次迭代的计算复杂度为 $O(K(N_T^{3.5} + 2N_R^3) + I_Q M^2)$ 。

3.5.2 收敛性分析

本小节首先分析目标函数 $\text{RMI}(\mathbf{u}_k, \mathbf{Q}, \mathbf{v}_k, \mathbf{w}_k)$ 在迭代过程中的非减性。在第 $j+1$ 次迭代过程中, 优化 \mathbf{u}_k 时 RMI 为非减的, 即 $\text{RMI}(\mathbf{u}_k^j, \mathbf{Q}^j, \mathbf{v}_k^j, \mathbf{w}_k^j) \leq \text{RMI}(\mathbf{u}_k^{j+1} | \{\mathbf{Q}^j, \mathbf{v}_k^j, \mathbf{w}_k^j\})$; 优化 \mathbf{Q} 时 RMI 为非减的, 即 $\text{RMI}(\mathbf{u}_k^{j+1} | \{\mathbf{Q}^j, \mathbf{v}_k^j, \mathbf{w}_k^j\}) \leq \text{RMI}(\mathbf{Q}^{j+1} | \{\mathbf{u}_k^{j+1}, \mathbf{v}_k^j, \mathbf{w}_k^j\})$ 。同时, 优化 \mathbf{v}_k 时 RMI 为非减的, 即 $\text{RMI}(\mathbf{Q}^{j+1} | \{\mathbf{u}_k^{j+1}, \mathbf{v}_k^j, \mathbf{w}_k^j\}) \leq \text{RMI}(\mathbf{v}_k^{j+1} | \{\mathbf{u}_k^{j+1}, \mathbf{Q}^{j+1}, \mathbf{w}_k^j\})$; 由于在固定 \mathbf{u}_k , \mathbf{Q} 和 \mathbf{v}_k 时 \mathbf{w}_k 并非 RMI 的自变量, 则 $\text{RMI}(\mathbf{w}_k^{j+1} | \{\mathbf{u}_k^{j+1}, \mathbf{Q}^{j+1}, \mathbf{v}_k^{j+1}\}) = \text{RMI}(\mathbf{v}_k^{j+1} | \{\mathbf{u}_k^{j+1}, \mathbf{Q}^{j+1}, \mathbf{w}_k^j\})$ 。因此, 可以得到, 在迭代过程中 $\text{RMI}(\mathbf{u}_k, \mathbf{Q}, \mathbf{v}_k, \mathbf{w}_k)$ 为非减的, 即 $\text{RMI}(\mathbf{u}_k^j, \mathbf{Q}^j, \mathbf{v}_k^j, \mathbf{w}_k^j) \leq \text{RMI}(\mathbf{u}_k^{j+1}, \mathbf{Q}^{j+1}, \mathbf{v}_k^{j+1}, \mathbf{w}_k^{j+1})$ 。

此外, 由于 $\text{SINR}_{T,k}$ 的有界性^[70,71]且 $\text{RMI}(\mathbf{u}_k, \mathbf{Q}, \mathbf{v}_k, \mathbf{w}_k)$ 为 $\text{SINR}_{T,k}$ 的单调递增函数, 蒙特收敛理论^[72]保证了ADM算法的收敛性。

4 仿真结果与分析

本节通过仿真实验验证ADM算法性能并评估IRS对I-DRC系统性能的影响, 仿真场景如图2所示。假设探测目标、IRS与干扰源分别位于方位角 $\theta_0 = 0^\circ$, $\theta_{\text{ris}} = 15^\circ$ 与 $\theta_1 = 60^\circ$, IRS与探测目标之间的夹角为 $\theta_{\text{rist}} = 30^\circ$; 子载波数为 $K = 16$; 发射/接收阵元数均为 $N_T = N_R = 16$, IRS阵元数为 $M = 16$; 通信接收阵列位于方位角 $\varphi = 40^\circ$, 并预先设计 $L = 2$ 种旁瓣幅度, 即 $d_1 = -10$ dB 和 $d_2 = -20$ dB。以通信接收阵列的角度, 从方位角 $\tilde{\varphi} = 0^\circ$ 接收有用信号, 并受到来自方位角 $\phi_0 = 50^\circ$ 和 $\phi_1 = 70^\circ$ 的信号干扰。如无特别说明, 假定雷达与通信的噪声方差均为1, 即 $\sigma_{r,k}^2 = \sigma_{c,k}^2 = 1$; 部分探测及干扰信道系数的方差均为0.005, 即 $\sigma_{1,k}^2 = \sigma_{\text{rist},k}^2 = \sigma_{\beta,0,k}^2 = \sigma_{\beta,1,k}^2 = 0.005$; 同时, 通信信道系数的方差设置为1, 即 $\sigma_{\gamma,k}^2 = 1$ 。针对近距离IRS, 双功能阵列与IRS之间的信道状态优于双功能阵列与探测目标之间的信道状态, 对此, 本节分析 $\sigma_{0,k}^2 = 0.01$ 与 $\sigma_{\text{ris},k}^2 = 0.001$ ($\sigma_{\text{ris},k}^2 = 0.005$) 时雷达与通信性能。最后, 迭代停止常数为 $\varepsilon = 0.01$ 。

由于所提ADM算法是在方向图调制信息嵌入技术基础上, 本节分析了ASK-IE^[34], QAM-IE^[36]与ADSRP^[38]算法的性能以便对比ADM算法。QAM-IE算法的基本原理是在保持雷达主瓣增益前提下, 控制指向通信用户方向的旁瓣幅度与相位(对应一个通信符号), 通信接收端通过解调接收信号, 进而判断对应的通信符号。QAM-IE算法的待优化问题为

$$\begin{aligned} \min_{\{\mathbf{u}\}} \max_{\{\theta_0\}} & \left| |\Omega(\theta_0)| - \mathbf{a}^T(\theta_0) \mathbf{u} \right| \\ \text{s.t. } & |\mathbf{a}^T(\bar{\theta}) \mathbf{u}| \leq \delta_u, \\ & \mathbf{a}^T(\varphi) \mathbf{u} = d_\ell e^{i\psi_{\ell'}(\varphi)}, 1 \leq \ell \leq L, 1 \leq \ell' \leq L' \end{aligned} \quad (33)$$

其中, $\Omega(\theta_0)$ 为理想波束方向图; $\psi_{\ell'}(\varphi)$ 为指向通信

表 1 基于ADM的多载波波形优化算法

Tab. 1 ADM based multicarrier waveform optimization method

1 输入: 发射和接收阵元数 N_T 和 N_R ; IRS阵元数 M ; 方位角 $\theta_0, \theta_1, \theta_{\text{ris}}, \theta_{\text{rist}}, \varphi, \tilde{\varphi}, \phi_0$ 和 ϕ_1 ; 子载波数 K ; 传输总功率 P ; 信道系数方差 $\sigma_{r,k}^2, \sigma_{c,k}^2, \sigma_{0,k}^2, \sigma_{1,k}^2, \sigma_{\text{ris},k}^2, \sigma_{\text{rist},k}^2, \sigma_{\beta,0,k}^2, \sigma_{\beta,1,k}^2$ 和 $\sigma_{\gamma,k}^2$; 旁瓣幅度数 L ; 停止准则 ε 。
2 输出: 双功能发射波束形成矢量 \mathbf{u}_k ; 接收波束形成矢量 \mathbf{w}_k ; RMI 。
3 初始化: $\mathbf{u}_k^0, \mathbf{Q}^0, \mathbf{v}_k^0$ 和 \mathbf{w}_k^0 ; 迭代索引 j 。
4 求解松弛优化问题(16)获得 \mathbf{u}_k^j ;
5 求解半正定凸问题(25)获得 \mathbf{Q}^j ;
6 根据式(29)获得 \mathbf{v}_k^j ;
7 根据式(32)获得 \mathbf{w}_k^j ;
8 判断式(10)的收敛条件是否满足; 若满足, 停止迭代; 反之, $j = j + 1$, 并转向步骤4。

方位角的 L 种可能旁瓣相位之一。优化问题的求解过程详见文献[36]。ASK-IE算法为QAM-IE算法不考虑相位信息 $\psi_{\ell}(\varphi)$ 的特例。两种算法均采用单载波波形且没有考虑I-DRC雷达与通信耦合问题(即没有考虑WEP约束, 对应ADM算法在 $\bar{P}_e = 1$ 时的情形)。ADSRP算法通过联合优化发射与接收波束以最大化雷达探测性能(在特定WEP需求下), 详细过程请参考文献[38]。

图3展示了由ADM算法获得的 $L = 2$ 个发射波束。可以看出, 两个波束在方位角 $\theta_0 = 0^\circ$ 及 $\theta_{\text{ris}} = 15^\circ$ 的幅度相同, 表明两个波束的雷达性能相同。通信方位角 $\varphi = 40^\circ$ 的旁瓣幅度彼此不同, 即 $d_1 = -10$ dB和 $d_2 = -20$ dB; 在脉冲持续时间内, 通信接收阵列处判断发射波形的旁瓣幅度, 进而确定其所对应的通信符号。此外, 在方位角 $\theta_1 = 60^\circ$ 处有零陷点, 意味着ADM算法可有效降低干扰源对雷达性能的影响。

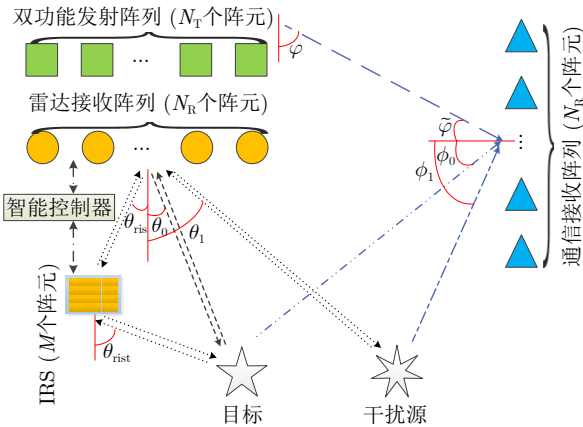


图2 I-DRC多载波波形设计的仿真场景

Fig. 2 Simulation scenario of multi-carrier waveform design for I-DRC

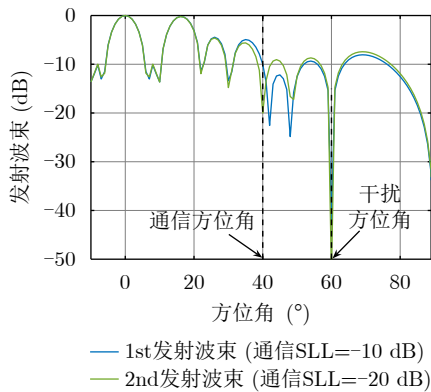


图3 通信方位角旁瓣幅度分别为-10 dB和-20 dB的发射波束
Fig. 3 Transmit beampatterns with sidelobe amplitudes of -10 dB and -20 dB, respectively, towards the communication direction

图4展示了主瓣方位角为 $\varphi = 0^\circ$ 、干扰源方位角分别为 $\phi_0 = 50^\circ$ 和 $\phi_1 = 70^\circ$ 的通信接收波束。可以看出, 在干扰源方位角均有零陷点, 意味着干扰源对通信性能的影响可有效降低, 通信接收波束方向图主要由方位角 φ , ϕ_0 和 ϕ_1 决定。

基于图5所示子载波信道状态, 接下来分析不同WEP要求下I-DRC多载波波形功率分配方案。从图5可以看出, 部分子载波(如子载波9和13)雷达信道状态较好, 有利于雷达探测。部分子载波(如子载波1和5) IRS信道状态较好, 有利于经由IRS发射单元进行目标探测。部分子载波(如子载波6、9和15)通信信道状态较好, 有利于通信符号的传输。干扰子载波1和5以及通信干扰子载波2、3和4的信道强度较强, 对应子载波上传输的信号将对雷达(或通信)性能造成相对强烈的干扰。

基于图5所示子载波信道状态, 图6展示了无WEP约束、 $\bar{P}_e = 10^{-3}$ 和 $\bar{P}_e = 10^{-5}$ 情形下的I-DRC多载波波形功率分配方案。图6(a)展示无WEP约束情形对应传统的雷达系统, 传输功率仅根据雷达信道状态自适应地分配到 K 个子载波, 图5(a)所示信道状态较好的雷达子载波被分配到更多的功率; 反之, 则分配较少的功率甚至不分配功率, 如子载波1、2、3等。图6(b)和图6(c)所示情形的分配过程则需兼顾雷达与通信子载波信道状态。以子载波12为例, 在无WEP约束时其分配的功率为0; WEP要求越高, 分配的功率则越多, 以便满足通信WEP要求。此外, 对比图6(a)、图6(b)和图6(c)可知, WEP要求越高, 功率越“均匀”地分配到各个子载波; 这一现象会造成雷达性能下降, 接下来进行详细分析。

图7展示了不同WEP要求下RMI随着发射总功率变化曲线图。可以看出, RMI随着发射总功率的增加单调递增。对比无WEP约束、 $\bar{P}_e = 10^{-3}$ 、 $\bar{P}_e = 10^{-4}$ 与 $\bar{P}_e = 10^{-5}$ 4种情形, 无WEP约束时RMI值最大, 这是因为传输功率仅根据雷达信道状

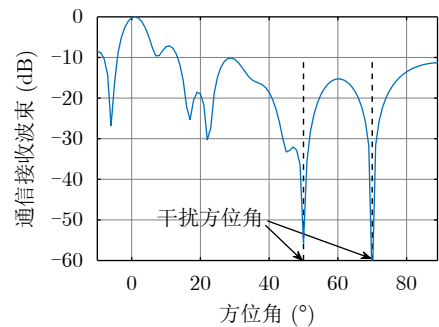


图4 通信接收波束

Fig. 4 Receive beampattern of communication

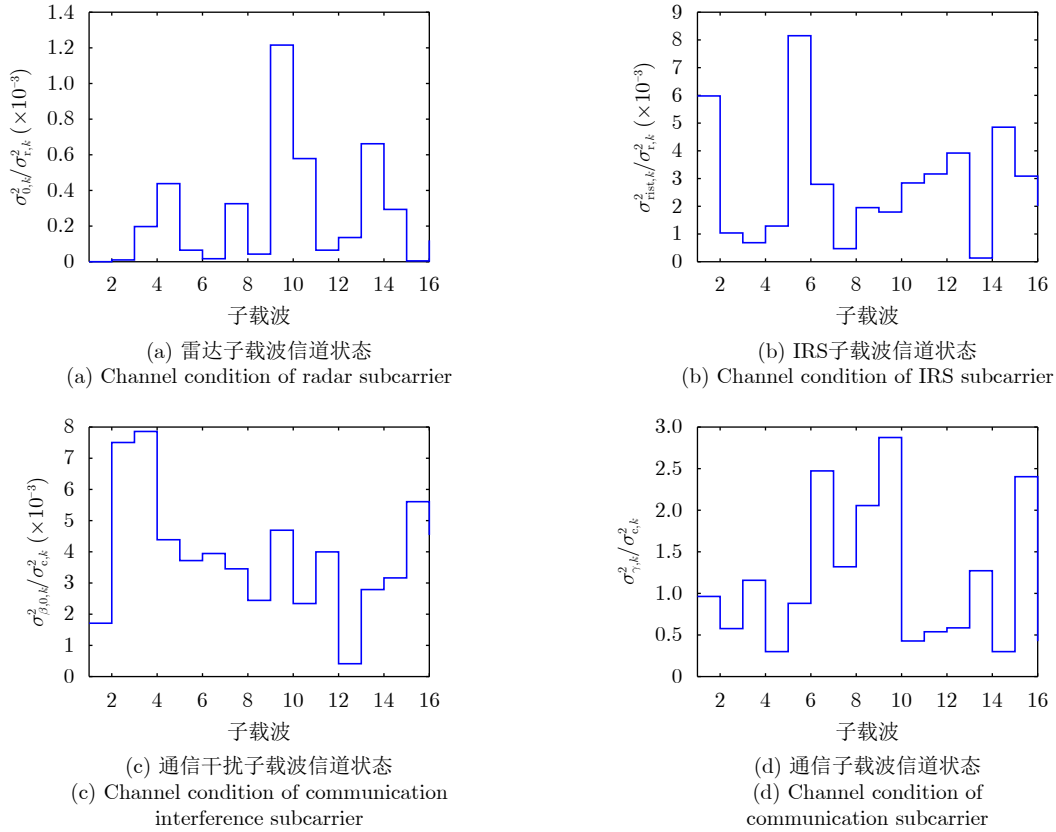


图 5 子载波信道状态

Fig. 5 Channel condition of subcarrier

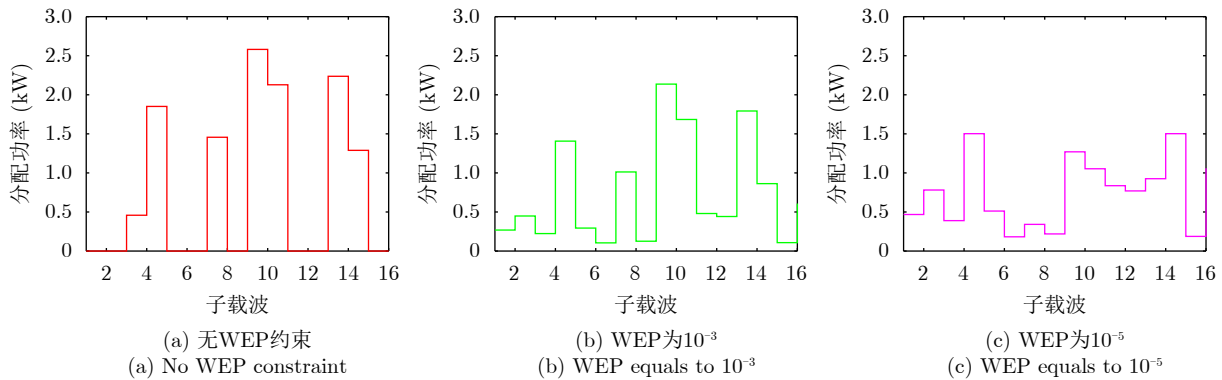


图 6 I-DRC多载波波形功率分配方案($P_t = 12$ kW)

Fig. 6 Power allocation scheme of multi-carrier waveform for I-DRC ($P_t = 12$ kW)

态自适应地分配。同时，WEP要求越高，RMI越小；这是因为功率分配过程需兼顾雷达与通信子载波信道状态，功率被相对“均匀”地分配到各个子载波，造成RMI值的减小。对比图7(a)和图7(b)(或图7(c)和图7(d))可知， $\sigma_{0,k}^2$ 越大，RMI值越大，即I-DRC探测性能越好。对比图7(a)和图7(c)(或图7(b)和图7(d))可知，相较于ADSRP算法，ADM算法可获得更高的性能增益。这是因为ADM算法性能同时受到直接探测信道与IRS信道状态的影响，可以根据两者的信道状态进行自适应分

配；然而，ADSRP算法的性能仅由直接探测信道状态决定。当直接探测信道状态较差时，ADSRP算法的RMI值较小，而ADM算法的RMI值由IRS信道状态决定。

图8展示了ADM, ADSRP, ASK-IE和QAM-IE算法RMI性能比较。可以看出，相较于ASK-IE和QAM-IE算法，ADM算法可获得更大的RMI值，即更好的雷达性能(ADM与ADSRP算法性能比较已在图7详细分析)。这是因为ASK-IE和QAM-IE算法仅优化发射波束形成矢量，而ADM通过联合

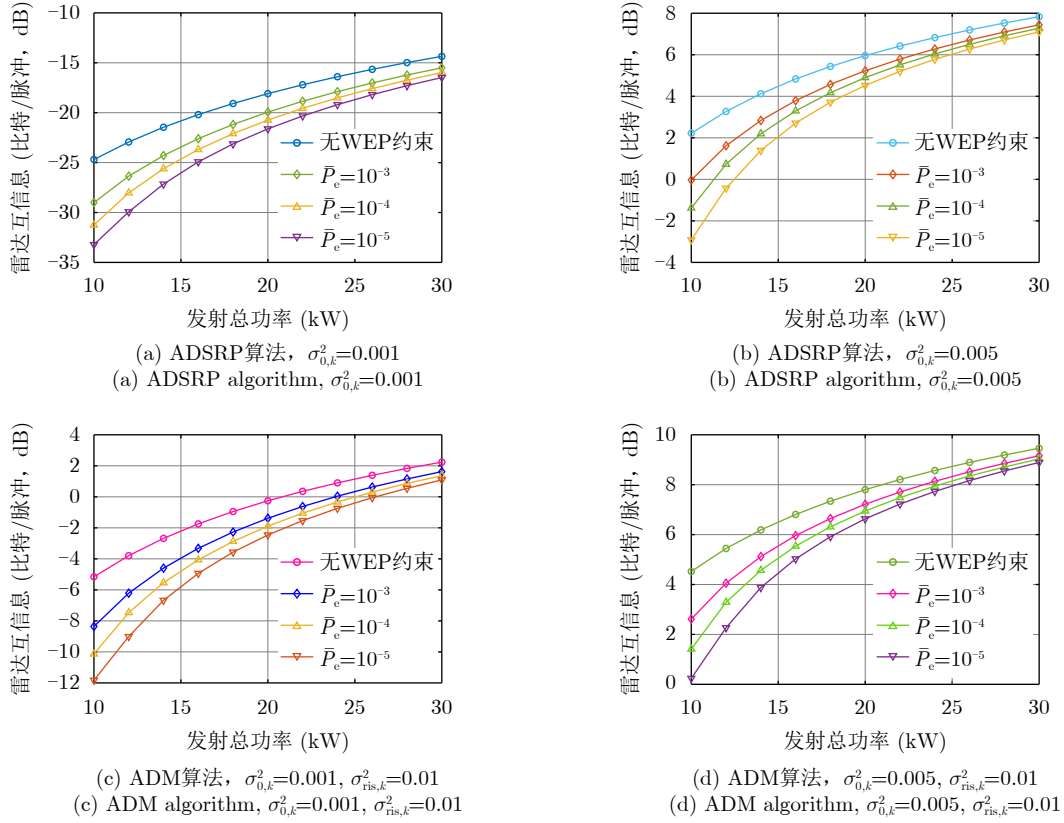


图7 不同WEP要求下RMI随着发射总功率变化曲线图

Fig. 7 Curve of relationship between RMI and total transmit power under different WEP requirements

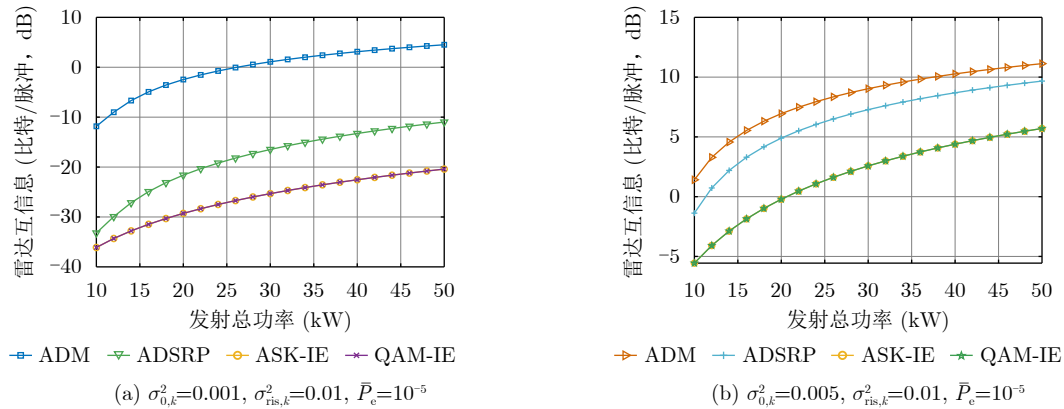


图8 ADM, ADSRP, ASK-IE和QAM-IE算法RMI性能比较

Fig. 8 RMI Performance comparison for ADM, ADSRP, ASK-IE and QAM-IE algorithms

优化发射与接收波束形成矢量获得了更高的增益。此外，ASK-IE和QAM-IE算法的RMI值相同，这是因为两者均是在不影响雷达性能前提下将通信符号嵌入到雷达波形里，差别仅为ASK-IE算法没有考虑旁瓣相位信息。

图9展示了ADM, ASK-IE和QAM-IE算法的WEP随着信噪比变化曲线图($L' = 4$)。可以看出，与ASK-IE和QAM-IE算法相比，所提的ADM算法能更好地对抗噪声、获得更低的WEP。这是因为

基于ADM的多载波波形优化算法在相同条件下获得更高的可达速率，引起各个子载波上符号空间中符号之间距离的增加。

5 总结

本文研究了I-DRC系统的多载波波形优化问题，构建了传输功率、WEP、旁瓣幅度以及IRS反射系数约束下RMI最大化模型，提出了基于ADM的多载波波形优化算法。该算法将原高维非凸优化

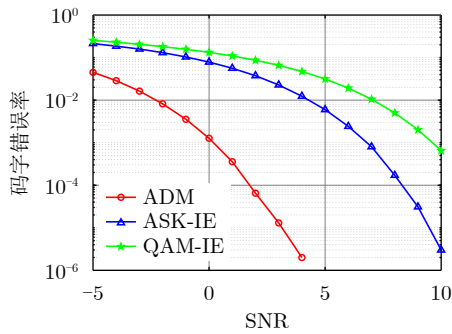


图 9 WEP随着信噪比变化曲线图($L' = 4$)

Fig. 9 Curve of relationship between WEP and SNR ($L' = 4$)

问题分解为传输功率、WEP与旁瓣幅度约束下双功能发射波束形成矢量设计子问题、IRS反射系数优化子问题、雷达与通信接收波束形成矢量设计子问题,进而获得其等价松弛凸问题/局部解析解并进行迭代优化,获得了多载波波形功率分配策略的局部最优解。仿真实验验证了ADM算法能同时实现雷达与通信功能并有效提升了RMI和WEP;同时,近距离IRS能显著提升I-DRC的探测性能。

由于IRS应用于雷达系统以及雷达通信双功能系统的公开文献较少,同时受限于研究条件、时间以及文章篇幅,本文有诸多问题值得进一步研究和完善,包括但不限于以下6个方面:

(1) 文中没有考虑地球曲率和地面障碍物等因素。对此,受到地球曲率和地面障碍物影响后的通信距离、中断概率等通信指标性能需要进一步探讨。

(2) 文中所提算法复杂度受到子载波、阵元数以及所传输符号数决定,当三者数目较大时算法复杂度会急剧上升,无法满足实时性要求。对此,需要进一步降低算法复杂度。

(3) 文中所获得结果均在目标方位角及CSI已知的基础上;然而,实际场景中无法精确获得目标方位角及CSI。对此,需要进一步研究目标方位角以及CSI非理想估计情形下I-DRC系统的探测与通信性能。

(4) 文中所提算法没有约束雷达主瓣和通信接收阵列方向之外的旁瓣电平,而高旁瓣电平将导致系统性能下降。对此,约束雷达主瓣和通信接收阵列方向之外的旁瓣电平情形下的探测与通信性能有待研究。

(5) 文中忽略了近距离IRS受到的电磁干扰,而在干扰较强时,IRS的存在可能会降低系统性能^[43]。对此,需要进一步分析IRS受到电磁干扰时I-DRC的系统性能。

(6) 文中仅研究了近距离IRS,远距离IRS情形下I-DRC系统性能需要进一步探讨。

参 考 文 献

- [1] 刘凡,袁伟杰,原进宏,等. 雷达通信频谱共享及一体化: 综述与展望[J]. 雷达学报, 2021, 10(3): 467-484. doi: 10.12000/JR20113.
LIU Fan, YUAN Weijie, YUAN Jinhong, *et al.* Radar-communication spectrum sharing and integration: Overview and prospect[J]. *Journal of Radars*, 2021, 10(3): 467-484. doi: 10.12000/JR20113.
- [2] CAA. Public sector spectrum release programme: Radar planning and spectrum sharing in the 2.7~2.9 GHz bands[EB/OL]. <https://www.caa.co.uk/commercial-industry/airspace/communication-navigation-and-surveillance/spectrum>.
- [3] TAVIK G C, HILTERBRICK C L, EVINS J B, *et al.* The advanced multifunction RF concept[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2005, 53(3): 1009-1020. doi: 10.1109/TMTT.2005.843485.
- [4] MAZUMDER S, DURAND J P, MEYER S L, *et al.* High-band digital preprocessor (HBDP) for the AMRFC test-bed[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2005, 53(3): 1065-1071. doi: 10.1109/TMTT.2005.843511.
- [5] PAUL B, CHIRIYATH A R, and BLISS D W. Survey of RF communications and sensing convergence research[J]. *IEEE Access*, 2017, 5: 252-270. doi: 10.1109/ACCESS.2016.2639038.
- [6] OZKAPTAN C D, EKICI E, and ALTINTAS O. Adaptive waveform design for communication-enabled automotive radars[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021. doi: 10.1109/TWC.2021.3125924.
- [7] MA Dingyou, SHLEZINGER N, HUANG Tianyao, *et al.* Joint radar-communication strategies for autonomous vehicles: Combining two key automotive technologies[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2020, 37(4): 85-97. doi: 10.1109/MSP.2020.2983832.
- [8] QUAN Siji, QIAN Weiping, GUO Junhai, *et al.* Radar-communication integration: An overview[C]. The 7th IEEE/International Conference on Advanced Infocomm Technology (ICAIT), Fuzhou, China, 2014: 98-103. doi: 10.1109/ICAIT.2014.7019537.
- [9] 刘永军. 基于OFDM的雷达通信一体化设计方法研究[D]. [博士论文], 西安电子科技大学, 2019.
LIU Yongjun. Study on integrated radar and communications design method based on OFDM[D]. [Ph. D. dissertation], Xidian University, 2019.
- [10] CAGER R, LAFLAME D, and PARODE L. Orbiter Ku-band integrated radar and communications subsystem[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1978, 26(11):

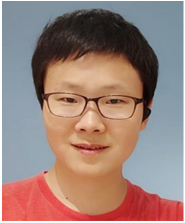
- 1604–1619. doi: [10.1109/TCOM.1978.1094004](https://doi.org/10.1109/TCOM.1978.1094004).
- [11] HAN Liang and WU Ke. 24-GHz integrated radio and radar system capable of time-agile wireless communication and sensing[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2012, 60(3): 619–631. doi: [10.1109/TMTT.2011.2179552](https://doi.org/10.1109/TMTT.2011.2179552).
- [12] HAN Liang and WU Ke. Multifunctional transceiver for future intelligent transportation systems[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2011, 59(7): 1879–1892. doi: [10.1109/TMTT.2011.2138156](https://doi.org/10.1109/TMTT.2011.2138156).
- [13] MOGHADDASI J and WU Ke. Multifunctional transceiver for future radar sensing and radio communicating data-fusion platform[J]. *IEEE Access*, 2016, 4: 818–838. doi: [10.1109/ACCESS.2016.2530979](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2016.2530979).
- [14] MISHRA A K and INGGIS M. FOPEN capabilities of commensal radars based on whitespace communication systems[C]. 2014 IEEE International Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies, Bangalore, India, 2014: 1–5. doi: [10.1109/CONECCT.2014.6740313](https://doi.org/10.1109/CONECCT.2014.6740313).
- [15] WINKLER V and DETLEFSEN J. Automotive 24 GHz pulse radar extended by a DQPSK communication channel[C]. The 4th European Radar Conference, Munich, Germany, 2007: 138–141. doi: [10.1109/EURAD.2007.4404956](https://doi.org/10.1109/EURAD.2007.4404956).
- [16] SURENDER S C, NARAYANAN R M, and DAS C R. Performance analysis of communications & radar coexistence in a covert UWB OSA system[C]. 2010 IEEE Global Telecommunications Conference, Miami, USA, 2010: 1–5. doi: [10.1109/GLOCOM.2010.5683837](https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2010.5683837).
- [17] 李晓柏, 杨瑞娟, 程伟. 基于频率调制的多载波Chirp信号雷达通信一体化研究[J]. *电子与信息学报*, 2013, 35(2): 406–412. doi: [10.3724/SP.J.1146.2012.00567](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2012.00567).
- LI Xiaobai, YANG Ruijuan, and CHENG Wei. Integrated radar and communication based on multicarrier frequency modulation chirp signal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(2): 406–412. doi: [10.3724/SP.J.1146.2012.00567](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2012.00567).
- [18] TAKASE H and SHINRIKI M. A dual-use radar and communication system with complete complementary codes[C]. 2014 15th International Radar Symposium, Gdansk, Poland, 2014: 1–4. doi: [10.1109/IRS.2014.6869268](https://doi.org/10.1109/IRS.2014.6869268).
- [19] LI Xiaobai, YANG Ruijuan, ZHANG Zunquan, *et al.* Research of constructing method of complete complementary sequence in integrated radar and communication[C]. 2012 IEEE 11th International Conference on Signal Processing, Beijing, China, 2012: 1729–1732. doi: [10.1109/ICoSP.2012.6491914](https://doi.org/10.1109/ICoSP.2012.6491914).
- [20] XU Shaojian, CHEN Yan, and ZHANG Peng. Integrated radar and communication based on DS-UWB[C]. 2006 3rd International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, Sevastopol, Ukraine, 2006: 142–144. doi: [10.1109/UWBUS.2006.307182](https://doi.org/10.1109/UWBUS.2006.307182).
- [21] GARMATYUK D, SCHUERGER J, MORTON Y T, *et al.* Feasibility study of a multi-carrier dual-use imaging radar and communication system[C]. The 37th European Microwave Conference, Munich, Germany, 2007: 1473–1476. doi: [10.1109/EUMC.2007.4405484](https://doi.org/10.1109/EUMC.2007.4405484).
- [22] RUGGIANO M and VAN GENDEREN P. Wideband ambiguity function and optimized coded radar signals[C]. The 4th European Radar Conference, Munich, Germany, 2007: 142–145. doi: [10.1109/EURAD.2007.4404957](https://doi.org/10.1109/EURAD.2007.4404957).
- [23] 刘少华, 黄志星. 基于扩频的雷达通信一体化信号的设计[J]. *雷达科学与技术*, 2014, 12(1): 69–75. doi: [10.3969/j.issn.1672-2337.2014.01.012](https://doi.org/10.3969/j.issn.1672-2337.2014.01.012).
- LIU Shaohua and HUANG Zhixing. Design of integrated radar-communication signal based on spread spectrum[J]. *Radar Science and Technology*, 2014, 12(1): 69–75. doi: [10.3969/j.issn.1672-2337.2014.01.012](https://doi.org/10.3969/j.issn.1672-2337.2014.01.012).
- [24] 赵玉振, 陈龙永, 张福博, 等. 一种基于OFDM-chirp的雷达通信一体化波形设计与处理方法[J]. *雷达学报*, 2021, 10(3): 453–466. doi: [10.12000/JR21028](https://doi.org/10.12000/JR21028).
- ZHAO Yuzhen, CHEN Longyong, ZHANG Fubo, *et al.* A new method of joint radar and communication waveform design and signal processing based on OFDM-chirp[J]. *Journal of Radars*, 2021, 10(3): 453–466. doi: [10.12000/JR21028](https://doi.org/10.12000/JR21028).
- [25] GARMATYUK D, SCHUERGER J, KAUFFMAN K, *et al.* Wideband OFDM system for radar and communications[C]. 2009 IEEE Radar Conference, Pasadena, USA, 2009: 1–6. doi: [10.1109/RADAR.2009.4977024](https://doi.org/10.1109/RADAR.2009.4977024).
- [26] LIU Yongjun, LIAO Guisheng, YANG Zhiwei, *et al.* Multiobjective optimal waveform design for OFDM integrated radar and communication systems[J]. *Signal Processing*, 2017, 141: 331–342. doi: [10.1016/j.sigpro.2017.06.026](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2017.06.026).
- [27] SIT Y L, REICHARDT L, STURM C, *et al.* Extension of the OFDM joint radar-communication system for a multipath, multiuser scenario[C]. 2011 IEEE Radar Conference, Kansas City, USA, 2011: 718–723. doi: [10.1109/RADAR.2011.5960632](https://doi.org/10.1109/RADAR.2011.5960632).
- [28] 李自琦, 梅进杰, 胡登鹏, 等. 基于分组格雷编码的OFDM雷达通信一体化系统峰均功率比抑制[J]. *雷达学报*, 2014, 3(5): 548–555. doi: [10.3724/SP.J.1300.2014.14059](https://doi.org/10.3724/SP.J.1300.2014.14059).
- LI Ziqi, MEI Jinjie, HU Dengpeng, *et al.* Peak-to-Average power ratio reduction for integration of radar and communication systems based on OFDM signals with block Golay coding[J]. *Journal of Radars*, 2014, 3(5): 548–555.

- doi: [10.3724/SP.J.1300.2014.14059](https://doi.org/10.3724/SP.J.1300.2014.14059).
- [29] NOWAK M, WICKS M, ZHANG Zhiping, *et al.* Co-designed radar-communication using linear frequency modulation waveform[J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2016, 31(10): 28–35. doi: [10.1109/MAES.2016.150236](https://doi.org/10.1109/MAES.2016.150236).
- [30] GAGLIONE D, CLEMENTE C, ILIOUDIS C V, *et al.* Waveform design for communicating radar systems using fractional Fourier transform[J]. *Digital Signal Processing*, 2018, 80: 57–69. doi: [10.1016/j.dsp.2018.05.002](https://doi.org/10.1016/j.dsp.2018.05.002).
- [31] LIU Fan, ZHOU Longfei, MASOUIROS C, *et al.* Toward dual-functional radar-communication systems: Optimal waveform design[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(16): 4264–4279. doi: [10.1109/TSP.2018.2847648](https://doi.org/10.1109/TSP.2018.2847648).
- [32] EDARA I P, HASSANIEN A, AMIN M G, *et al.* Ambiguity function analysis for dual-function radar communications using PSK signaling[C]. 2018 52nd Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove, USA, 2018: 900–904. doi: [10.1109/ACSSC.2018.8645328](https://doi.org/10.1109/ACSSC.2018.8645328).
- [33] HASSANIEN A, AMIN M G, ZHANG Y D, *et al.* A dual function radar-communications system using sidelobe control and waveform diversity[C]. 2015 IEEE Radar Conference, Arlington, USA, 2015: 1260–1263. doi: [10.1109/RADAR.2015.7131188](https://doi.org/10.1109/RADAR.2015.7131188).
- [34] HASSANIEN A, AMIN M G, ZHANG Y D, *et al.* Dual-function radar-communications: Information embedding using sidelobe control and waveform diversity[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(8): 2168–2181. doi: [10.1109/TSP.2015.2505667](https://doi.org/10.1109/TSP.2015.2505667).
- [35] HASSANIEN A, AMIN M G, ZHANG Y D, *et al.* Dual-function radar-communications using phase-rotational invariance[C]. 2015 23rd European Signal Processing Conference, Nice, France, 2015: 1346–1350. doi: [10.1109/EUSIPCO.2015.7362603](https://doi.org/10.1109/EUSIPCO.2015.7362603).
- [36] AHMED A, ZHANG Y D, and GU Yujie. Dual-function radar-communications using QAM-based sidelobe modulation[J]. *Digital Signal Processing*, 2018, 82: 166–174. doi: [10.1016/j.dsp.2018.06.018](https://doi.org/10.1016/j.dsp.2018.06.018).
- [37] TIAN Tuanwei, LI Guchong, and ZHOU Tao. Power distribution for an OFDM-based dual-function Radar-Communication sensor[J]. *IEEE Sensors Letters*, 2020, 4(11): 5501504. doi: [10.1109/LESENS.2020.3033044](https://doi.org/10.1109/LESENS.2020.3033044).
- [38] TIAN Tuanwei, ZHANG Tianxian, KONG Lingjiang, *et al.* Transmit/receive beamforming for MIMO-OFDM based dual-function radar and communication[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(5): 4693–4708. doi: [10.1109/TVT.2021.3072094](https://doi.org/10.1109/TVT.2021.3072094).
- [39] WU Qingqing and ZHANG Rui. Towards smart and reconfigurable environment: Intelligent reflecting surface aided wireless network[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2020, 58(1): 106–112. doi: [10.1109/MCOM.001.1900107](https://doi.org/10.1109/MCOM.001.1900107).
- [40] DI RENZO M, ZAPPONE A, DEBBAH M, *et al.* Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: How it works, state of research, and the road ahead[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(11): 2450–2525. doi: [10.1109/JSAC.2020.3007211](https://doi.org/10.1109/JSAC.2020.3007211).
- [41] HU Jingzhi, ZHANG Hongliang, DI Boya, *et al.* Reconfigurable intelligent surface based rf sensing: Design, optimization, and implementation[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(11): 2700–2716. doi: [10.1109/JSAC.2020.3007041](https://doi.org/10.1109/JSAC.2020.3007041).
- [42] HUANG Kewen and WANG Huiming. Passive beamforming for IRS aided wireless networks[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(12): 2035–2039. doi: [10.1109/LWC.2020.3011596](https://doi.org/10.1109/LWC.2020.3011596).
- [43] DE JESUS TORRES A, SANGUINETTI L, and BJÖRNSON E. Electromagnetic interference in RIS-aided communications[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, in press, 2021. doi: [10.1109/LWC.2021.3124584](https://doi.org/10.1109/LWC.2021.3124584).
- [44] WANG Jun, LIANG Yingchang, HAN Shiyong, *et al.* Robust beamforming and phase shift design for IRS-enhanced multi-user MISO downlink communication[C]. 2020 IEEE International Conference on Communications, Dublin, Ireland, 2020: 1–6. doi: [10.1109/ICC40277.2020.9148947](https://doi.org/10.1109/ICC40277.2020.9148947).
- [45] ZHAO Jie, YANG Xi, DAI Junyan, *et al.* Programmable time-domain digital-coding metasurface for non-linear harmonic manipulation and new wireless communication systems[J]. *National Science Review*, 2019, 6(2): 231–238. doi: [10.1093/nsr/nwy135](https://doi.org/10.1093/nsr/nwy135).
- [46] DAI Junyan, TANG Wankai, ZHAO Jie, *et al.* Wireless communications through a simplified architecture based on time-domain digital coding metasurface[J]. *Advanced Materials Technologies*, 2019, 4(7): 1900044. doi: [10.1002/admt.201900044](https://doi.org/10.1002/admt.201900044).
- [47] TANG Wankai, DAI Junyan, CHEN Mingzheng, *et al.* MIMO transmission through reconfigurable intelligent surface: System design, analysis, and implementation[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(11): 2683–2699. doi: [10.1109/JSAC.2020.3007055](https://doi.org/10.1109/JSAC.2020.3007055).
- [48] TANG Wankai, CHEN Mingzheng, CHEN Xiangyu, *et al.* Wireless communications with reconfigurable intelligent surface: Path loss modeling and experimental measurement[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(1): 421–439. doi: [10.1109/TWC.2020.3024887](https://doi.org/10.1109/TWC.2020.3024887).

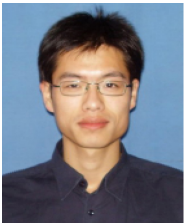
- [49] WANG Fangzhou, LI Hongbin, and FANG Jun. Joint active and passive beamforming for IRS-assisted radar[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2021. doi: [10.1109/LSP.2021.3134899](https://doi.org/10.1109/LSP.2021.3134899).
- [50] LU Wei, LIN Qiang, SONG Ningzhe, *et al.* Target detection in intelligent reflecting surface aided distributed MIMO radar systems[J]. *IEEE Sensors Letters*, 2021, 5(3): 7000804. doi: [10.1109/LENS.2021.3061534](https://doi.org/10.1109/LENS.2021.3061534).
- [51] AUBRY A, DE MAIO A, and ROSAMILIA M. Reconfigurable intelligent surfaces for N-LOS radar surveillance[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(10): 10735–10749. doi: [10.1109/TVT.2021.3102315](https://doi.org/10.1109/TVT.2021.3102315).
- [52] 施宏宇, 李国强, 刘康, 等. 基于反射型超表面的太赫兹偏折涡旋波束生成[J]. *雷达学报*, 2021, 10(5): 785–793. doi: [10.12000/JR21070](https://doi.org/10.12000/JR21070).
SHI Hongyu, LI Guoqiang, LIU Kang, *et al.* Deflective vortex beams generation based on metasurfaces in the terahertz band[J]. *Journal of Radars*, 2021, 10(5): 785–793. doi: [10.12000/JR21070](https://doi.org/10.12000/JR21070).
- [53] BUZZI S, GROSSI E, LOPS M, *et al.* Foundations of MIMO radar detection aided by reconfigurable intelligent surfaces[EB/OL]. <https://arxiv.org/abs/2105.09250>, 2021.
- [54] WANG Xinyi, FEI Zesong, GUO Jing, *et al.* RIS-assisted spectrum sharing between MIMO radar and MU-MISO communication systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(3): 594–598. doi: [10.1109/LWC.2020.3039369](https://doi.org/10.1109/LWC.2020.3039369).
- [55] WANG Xinyi, FEI Zesong, ZHENG Zhong, *et al.* Joint Waveform design and passive beamforming for RIS-assisted dual-functional radar-communication system[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(5): 5131–5136. doi: [10.1109/TVT.2021.3075497](https://doi.org/10.1109/TVT.2021.3075497).
- [56] BELL M R. Information theory and radar waveform design[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1993, 39(5): 1578–1597. doi: [10.1109/18.259642](https://doi.org/10.1109/18.259642).
- [57] AN Lin, LI Ming, ZHANG Peng, *et al.* Multicontextual mutual information data for SAR image change detection[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2015, 12(9): 1863–1867. doi: [10.1109/LGRS.2015.2432071](https://doi.org/10.1109/LGRS.2015.2432071).
- [58] ZHANG Haowei, ZONG Binfeng, and XIE Junwei. Power and bandwidth allocation for multi-target tracking in collocated MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(9): 9795–9806. doi: [10.1109/TVT.2020.3002899](https://doi.org/10.1109/TVT.2020.3002899).
- [59] 王璐璐. 基于信息论的自适应波形设计[D]. [博士学位论文], 国防科学技术大学, 2015. doi: [10.7666/d.D01107893](https://doi.org/10.7666/d.D01107893).
WANG Lulu. Adaptive waveform design based on information theory[D]. [Ph. D. dissertation], National University of Defense Technology, 2015. doi: [10.7666/d.D01107893](https://doi.org/10.7666/d.D01107893).
- [60] 张钰. 基于最大互信息准则的认知雷达波形优化算法研究[D]. [硕士学位论文], 西安电子科技大学, 2012. doi: [10.7666/d.d216380](https://doi.org/10.7666/d.d216380).
ZHANG Yu. Study on the waveform design algorithm for cognitive radar based on maximum mutual information rule[D]. [Master dissertation], Xidian University, 2012. doi: [10.7666/d.d216380](https://doi.org/10.7666/d.d216380).
- [61] TANG Bo and LI Jian. Spectrally constrained MIMO radar waveform design based on mutual information[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(3): 821–834. doi: [10.1109/TSP.2018.2887186](https://doi.org/10.1109/TSP.2018.2887186).
- [62] 崔国龙, 余显祥, 杨婧, 等. 认知雷达波形优化设计方法综述[J]. *雷达学报*, 2019, 8(5): 537–557. doi: [10.12000/JR19072](https://doi.org/10.12000/JR19072).
CUI Guolong, YU Xianxiang, YANG Jing, *et al.* An overview of waveform optimization methods for cognitive radar[J]. *Journal of Radars*, 2019, 8(5): 537–557. doi: [10.12000/JR19072](https://doi.org/10.12000/JR19072).
- [63] TIAN Tuanwei, ZHANG Tianxian, LI Guchong, *et al.* Mutual information-based power allocation and co-design for multicarrier radar and communication systems in coexistence[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 159300–159312. doi: [10.1109/ACCESS.2019.2950890](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2950890).
- [64] TIAN Tuanwei, ZHANG Tianxian, KONG Lingjiang, *et al.* Mutual information based partial band coexistence for joint radar and communication system[C]. 2019 IEEE Radar Conference, Boston, USA, 2019: 1–5. doi: [10.1109/RADAR.2019.8835671](https://doi.org/10.1109/RADAR.2019.8835671).
- [65] TKACENKO A and VAIDYANATHAN P P. Iterative greedy algorithm for solving the FIR paraunitary approximation problem[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(1): 146–160. doi: [10.1109/TSP.2005.861054](https://doi.org/10.1109/TSP.2005.861054).
- [66] OMIDVAR M N, YANG Ming, MEI Yi, *et al.* DG2: A faster and more accurate differential grouping for large-scale black-box optimization[J]. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 2017, 21(6): 929–942. doi: [10.1109/TEVC.2017.2694221](https://doi.org/10.1109/TEVC.2017.2694221).
- [67] SUN Ying, BABU P, and PALOMAR D P. Majorization-minimization algorithms in signal processing, communications, and machine learning[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, 65(3): 794–816. doi: [10.1109/TSP.2016.2601299](https://doi.org/10.1109/TSP.2016.2601299).
- [68] GRANT M C. CVX Research, Inc. is here[EB/OL]. <http://www.cvxr.com/cvxr>, 2012.
- [69] CAPON J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1969, 57(8): 1408–1418. doi: [10.1109/PROC.1969.7278](https://doi.org/10.1109/PROC.1969.7278).

- [70] DU Xiaolin, AUBRY A, DE MAIO A, *et al.* Hidden convexity in robust waveform and receive filter bank optimization under range unambiguous clutter[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2020, 27: 885–889. doi: [10.1109/LSP.2020.2992323](https://doi.org/10.1109/LSP.2020.2992323).
- [71] CHEN Chunyang and VAIDYANATHAN 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](https://doi.org/10.1109/TSP.2009.2021632).
- [72] LIU Jun, LI Hongbin, and HIMED B. Joint optimization of transmit and receive beamforming in active arrays[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2014, 21(1): 39–42. doi: [10.1109/LSP.2013.2289325](https://doi.org/10.1109/LSP.2013.2289325).

作者简介



田团伟(1988–), 男, 河南周口人, 博士, 讲师。2021年在电子科技大学信息与通信工程学院取得博士学位, 现担任河南大学物理与电子学院讲师。主要研究方向为雷达通信一体化、资源管控、波束设计, 目前已发表论文10余篇。



邓 浩(1982–), 男, 湖北恩施人, 博士, 副教授。2016年在西安交通大学电子与信息工程学院取得博士学位, 现担任河南大学物理与电子学院副教授。主要研究方向为5G/B5G信号处理、无线物理层安全传输、通信感知一体化、嵌入式系统设计, 目前已发表论文20余篇。



鲁建华(1983–), 男, 河北沧州人, 博士生, 讲师。现为电子科技大学在读博士研究生、空军航空大学航空作战勤务学院讲师。主要研究方向为电子对抗效能评估、电子战雷达通信一体化。



杜晓林(1985–), 男, 山东肥城人, 博士, 副教授。2015年在西安电子科技大学获得博士学位, 现担任烟台大学计算机与控制工程学院副教授。主要研究方向为优化理论算法及其应用、波形设计、人工智能、机器学习、凸优化、协方差矩阵估计、雷达信号处理, 目前已经发表论文10余篇。

(责任编辑: 于青)