



XXXX

基于 STARS 空间划分的车联网通感一体化功率优化研究

孙家腾, 张雷, 尚玉龙, 王玉, 杨胜

(江苏理工学院 电气信息工程学院, 江苏 常州 213000)

摘要: 高动态车联网场景下, 通信链路因环境遮挡而频繁中断, 感知精度随车速提升显著劣化, 同时车载终端储能容量有限, 三者构成当前系统设计的主要矛盾。为此, 将同步透射反射表面 (Simultaneously Transmitting and Reflecting Surface, STARS) 安装于车顶, 利用其对透射与反射信号的独立调控能力, 使车内通信覆盖与车外环境感知在空间上自然分离。以克拉美罗下界 (Cramér-Rao Bound, CRB) 衡量感知精度, 在 CRB 上限及用户信干噪比 (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio, SINR) 下限的双重约束下, 构造了最小化基站发射功率的优化问题。通过引入辅助变量并结合 Schur 补性质处理 CRB 非凸项, 采用块坐标下降 (Block Coordinate Descent, BCD) 与分数规划 (Fractional Programming, FP) 交替迭代, 获取波束赋形向量与反射系数的联合解。仿真结果证实, 该方法在维持通信质量与感知精度达标的前提下, 能有效压低基站侧输出功率, 对车载能量受限场景具有良好适应性。

关键词: 同步透射反射表面; 通信感知一体化; 车联网; 功率最小化; 克拉美-罗下界; 联合优化。

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.

Power Optimization for Integrated Sensing and Communication in Vehicular Networks Based on STARS Spatial Division

SUN Jiateng, ZHANG Lei, SHANG Yulong, WANG Yu, YANG Sheng

School of Electronic Information, Jiangsu University of Technology, Changzhou 213000, China

Abstract: In high-mobility vehicular networks, communication links are frequently blocked by surrounding obstacles, sensing accuracy degrades considerably as vehicle speed increases, and onboard energy storage is strictly limited—these three factors constitute the primary challenge in current system design. To address this issue, a simultaneously transmitting and reflecting surface (STARS) is mounted on the vehicle roof. By virtue of its independent tunability over transmitted and reflected signals, the STARS enables natural spatial separation between in-cabin communication coverage and out-vehicle environmental sensing. The Cramér-Rao bound (CRB) is adopted to quantify sensing accuracy. Under the dual constraints of a CRB upper bound and per-user signal-to-interference-plus-noise ratio

收稿日期: XXXX-XX-XX; 修回日期: XXXX-XX-XX

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61901196, 62401233); 江苏省自然科学基金资助项目 (BK20241076)

Foundation Items: National Natural Science Foundation of China (61901196, 62401233); Natural Science Foundation of Jiangsu Province (BK20241076)



(SINR) lower bounds, an optimization problem is formulated to minimize the base station transmit power. Auxiliary variables are introduced and Schur complement properties are invoked to handle the non-convex CRB term. Block coordinate descent (BCD) and fractional programming (FP) are employed in an alternating fashion to jointly obtain the beamforming vectors and reflection coefficients. Simulation results confirm that the proposed approach effectively reduces the base station output power while maintaining satisfactory communication quality and sensing accuracy, demonstrating favorable applicability to energy-constrained onboard scenarios.

Key words: simultaneously transmitting and reflecting surface, integrated sensing and communication, vehicular networks, power minimization, Cramér-Rao bound, joint optimization

0 引言

第六代移动通信系统 (Sixth-Generation, 6G) 正向更高频段与更宽带宽持续演进, 毫米波与太赫兹频段被视为支撑海量数据通信的关键资源[1]。然而, 高频信号穿透损耗大、绕射能力弱, 通信质量严重依赖视距 (Line-of-Sight, LoS) 链路。在城市峡谷、密集楼宇等复杂环境中, LoS 链路频繁中断, 成为 6G 实用化的主要瓶颈之一。

通信感知一体化 (Integrated Sensing and Communication, ISAC) 技术借助毫米波超宽带宽, 使基站在通信同时具备高分辨率环境感知能力[2-4], 频谱效率显著提升, 为车联网等应用提供了技术基础, 但通信与感知性能的协同优化仍是核心难题。可重构智能表面 (Reconfigurable Intelligent Surface, RIS) 可主动重塑电磁传播环境, 重建受阻 LoS 链路[5]。但传统 RIS 仅支持反射, 要求感知目标与通信用户位于基站同一半空间, 难以满足全空间覆盖需求。同步透射反射表面 (Simultaneously Transmitting and Reflecting Surface, STARS) 可独立调控透射与反射系数, 实现 360° 全空间覆盖[6-7], 为 ISAC 提供新自由度: 通信与感知分属不同半空间, 实现空间解耦[8]。

ISAC 已成为 6G 研究热点[9], RIS 在提升通信质量与感知能力方面潜力显著[10-11]。文献[12-14]侧重通信性能优化, 对感知性能考量不

足; 文献[15-21]分别以信噪比、信干噪比、互信息及 CRB 为指标优化感知性能, 但均采用传统反射 RIS[22-24], 其半空间约束难以适应车联网全空间需求。近年 STARS 被引入 ISAC 系统[25-27]: 文献[25]利用 STARS 划分通信与感知区域, 文献[26]验证了单元数量对感知的提升, 文献[27]在全双工系统中最大化通信和速率。车联网与 ISAC 的交叉研究尚处起步阶段: 文献[28]在车顶部部署 RIS 支持通信, 但未涉及感知; 文献[29]提出波束跟踪框架, 但未联合优化通信性能; 高动态信道下的波束跟踪[30]与多普勒补偿[31]仍停留在纯通信场景。

与上述工作相比, 本文的差异化体现在三个方面: 一是架构上——现有 STARS-ISAC 均假设 STARS 固定于基础设施, 本文首次将 STARS 安装于车顶并与路边 RIS 构成协同链路; 二是感知上——现有研究以探测外部未知目标为任务, 本文将车顶 STARS 本身作为感知目标, 通过估计其二维波达方向间接获取车辆运动状态; 三是优化上——现有 CRB 约束下的波束赋形[18-20]多针对静态场景, 本文引入时隙级多普勒预补偿与分块自适应传输, 使功率最小化框架适用于高速移动环境。

传统反射型 RIS 仅能将信号反射至基站所在半空间, 难以同时满足车内通信与车外感知的差异化需求。本文引入 STARS 空间划分架构, 将车内 (通信服务) 与车外 (感知探测) 在空间上自然解耦。高速移动引入信道快时变与多普勒频

移,使常规“BS→STARS→目标→STARS→BS”双跳感知链路面临信号失真累积问题[32]。本文提出“感知位于STARS”架构,将STARS本身视为雷达扩展目标,使双跳简化为“STARS-传感器”单跳直接接收,有效抑制多普勒累积;同时引入时间分块自适应传输,将快衰落信道转化为准静态子信道逐块优化。STARS刚性固定于车顶,其位置、速度与姿态直接反映车辆运动状态,将其作为感知目标可避免复杂外部目标检测跟踪,降低实现复杂度。

本文主要贡献如下:(1)提出路边RIS+车顶STARS协同的双超表面ISAC架构,推导二维波达方向估计的CRB闭式表达式;(2)构建基站发射功率最小化问题,受限于CRB精度、用户信干噪比、RIS单位模及STARS能量守恒约束,综合运用分数规划、块坐标下降与惩罚凸凹规划联合优化;(3)仿真验证所提方案的收敛性与性能增益。

需要说明的是,本文以基站发射功率作为系统能耗的主要度量。STARS为无源超表面,其射频信号不消耗有功功率,控制电路功耗与射频链路功耗相比通常可忽略[25-27],因此该度量是合理的,这也是STARS-ISAC文献中的通行做法。

符号说明:本文中,粗体小写字母表示向量,粗体大写字母表示矩阵; $(\cdot)^H$ 、 $(\cdot)^T$ 、 $(\cdot)^{-1}$ 分别表示共轭转置、转置和求逆运算; $\|\cdot\|$ 表示向量范数; $\|\cdot\|_F$ 表示Frobenius范数; $\mathbf{I}\{\cdot\}$ 和 $\mathbf{R}\{\cdot\}$ 分别表示复数的虚部和实部; $\text{Tr}\{\cdot\}$ 表示矩阵的迹。

1 系统模型

图1展示了双超表面辅助的车联网通感一体化系统架构。基站(Base Station, BS)配备 M 根发射天线和 M 根接收天线,按半波长间距排列为均匀线性阵列(Uniform Linear Array, ULA)。路边RIS与车顶STARS分别配置 N_1 和 N_2 个单元,

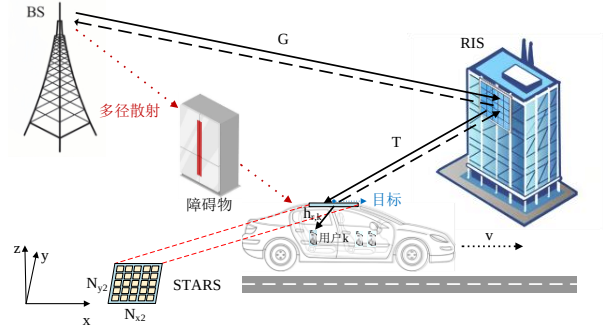


图1 双超表面辅助的车联网通感一体化系统

构成均匀平面阵列(Uniform Planar Array, UPA)。STARS将空间划分为车外感知区与车内通信区:感知空间中以STARS本体为感知目标,通信空间中有 K 个单天线用户。假设BS与STARS、BS与车内用户间的直射链路均被遮挡,需借助路边RIS建立辅助链路。系统核心任务为高精度估计STARS相对于RIS的二维波达方向(方位角与俯仰角),为车辆轨迹跟踪与通信链路维护提供支撑。时隙长度为 L ,划分为 N_t 个相干时隙(每时隙长 $L_b = L/N_t$),各时隙内信道与目标参数近似不变。

1.1 超表面模型

路边RIS将BS发射信号定向反射至STARS,其反射相移矩阵为

$$\Phi_1 \triangleq \text{diag}\{\varphi_1\} \in \mathbb{C}^{N_1 \times N_1}, \quad (1)$$

其中 $\varphi_1 \triangleq [\varphi_{1,1}, \varphi_{1,2}, \dots, \varphi_{1,N_1}]^T$ 为RIS反射系数向量。RIS为无源反射阵面,仅能调整相位,满足恒模约束

$$|\varphi_{1,n_1}| = 1, \forall n_1 \quad (2)$$

STARS各单元将入射信号拆分为透射与反射两路,分别服务车内用户与车外感知。记 $\Phi_t \in \mathbb{C}^{N_2 \times N_2}$ 和 $\Phi_r \in \mathbb{C}^{N_2 \times N_2}$ 分别为幅度与相移响应

$$\Phi_i \triangleq \text{diag}\{\varphi_i\}, \forall i \in \{t, r\}, \quad (3)$$

其中 $\varphi_i \triangleq [\beta_{i1} e^{j\theta_{i,1}}, \beta_{i2} e^{j\theta_{i,2}}, \dots, \beta_{iN_2} e^{j\theta_{i,N_2}}]^T$ 。这里,



$\beta_{i,n_2} \in [0, 1]$ 和 $\theta_{i,n_2} \in [0, 2\pi]$ 分别表示第 n_2 个 STARS 单元的幅度响应与相移响应。本文中, β_{i,n_2} 视为固定已知值。STARS 的透射与反射相移可以独立调节, 满足能量守恒:

$$\beta_{i,n_2}^2 + \beta_{r,n_2}^2 = 1, \forall n_2 \quad (4),$$

1.2 信号模型

BS 在 l 个时隙内发射的双功能信号为

$$\mathbf{x}[l] = \mathbf{W}_c \mathbf{s}_c[l] + \mathbf{W}_r \mathbf{s}_r[l] = \mathbf{W} \mathbf{s}[l], \quad (5)$$

其中 $\mathbf{s}_c[l] \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 为 K 个用户的通信符号 (零均值、单位方差, $\mathbb{E}\{\mathbf{s}_c[l] \mathbf{s}_c^H[l]\} = \mathbf{I}_K$), $\mathbf{s}_r[l] \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 为 M 路雷达波形 (伪随机编码, $\mathbb{E}\{\mathbf{s}_r[l] \mathbf{s}_r^H[l]\} = \mathbf{I}_M$ 且与 $\mathbf{s}_c$ 不相关), $\mathbf{W}_c \in \mathbb{C}^{M \times K}$ 与 $\mathbf{W}_r \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 为波束赋形矩阵, 记 $\mathbf{W} = [\mathbf{W}_c \ \mathbf{W}_r]$, $\mathbf{s}[l] = [\mathbf{s}_c^T[l] \ \mathbf{s}_r^T[l]]^T$ 。第 k 用户 l 时隙接收信号为

$$y_k[l] = (\mathbf{h}_{r,k}^H \Phi_l \mathbf{T} \Phi_l \mathbf{G}) \mathbf{x}[l] + n_k[l], \quad k = 1, \dots, K, \quad (6)$$

其中 $\mathbf{h}_{r,k} \in \mathbb{C}^{N_2 \times 1}$, $\mathbf{T} \in \mathbb{C}^{N_2 \times N_1}$, $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N_1 \times M}$ 分别表示 STARS-用户、RIS-STARS、BS-RIS 信道。 $n_k[l] \sim \text{CN}(0, \sigma_k^2)$ 为加性高斯白噪声 (AWGN)。信道 $\mathbf{G}$ 和 $\mathbf{T}$ 均建模为莱斯衰落信道。由于基站与 RIS 固定部署, $\mathbf{G}$ 可视为时不变的莱斯信道

$$\mathbf{G} = \alpha_G \sqrt{\frac{\kappa_G}{\kappa_G + 1}} \mathbf{G}_{\text{LoS}} + \alpha_G \sqrt{\frac{1}{\kappa_G + 1}} \mathbf{G}_{\text{NLoS}}, \quad (7)$$

其中 α_G 是距离相关的路径损耗, κ_G 为莱斯因子, $\mathbf{G}_{\text{LoS}}$ 与 $\mathbf{G}_{\text{NLoS}}$ 分别为视距与瑞利散射分量。 $\mathbf{T}$ 需考虑车辆运动引入的多普勒效应。假设多普勒相移在传输帧内近似恒定 (帧长 L 远小于多普勒变化时间尺度), $\mathbf{T}$ 在 l 时隙可写为

$$\mathbf{T} = \alpha_T \left(\sqrt{\frac{\kappa_T}{\kappa_T + 1}} \mathbf{T}_{\text{LoS}} e^{j2\pi f_d(l-1)L_b} + \sqrt{\frac{1}{\kappa_T + 1}} \mathbf{T}_{\text{NLoS}} \right), \quad (8)$$

其中 $f_d = \frac{v \cos \theta_T}{\lambda}$ 为多普勒频移, (v 为车辆相对速度, λ 为波长, θ_T 为速度方向与 LoS 路径的夹角)。在远小于相干时间的时间尺度内, 大尺度衰落与角度参数几乎不变, 信道时变主要源于多

普勒相位旋转。采用时隙级多普勒预补偿后, 残余信道近似时不变, 故 $\mathbf{T}$ 简化为

$$\mathbf{T} = \alpha_T \left(\sqrt{\frac{\kappa_T}{\kappa_T + 1}} \mathbf{T}_{\text{LoS}} + \sqrt{\frac{1}{\kappa_T + 1}} \mathbf{T}_{\text{NLoS}} \right), \quad (9)$$

RIS 反射矩阵 Φ_l 在帧内保持恒定 (基于大尺度 CSI 半静态优化)。视距分量可写为阵列响应外积

$$\mathbf{G}_{\text{LoS}} = \mathbf{a}_{N_1}(\vartheta_{\text{AOA}}^g, \psi_{\text{AOA}}^g) \mathbf{a}_M^H(\vartheta_{\text{AOD}}^g, \psi_{\text{AOD}}^g), \quad (10)$$

$$\mathbf{T}_{\text{LoS}} = \mathbf{a}_{N_2}(\vartheta_{\text{AOA}}^t, \psi_{\text{AOA}}^t) \mathbf{a}_{N_1}^H(\vartheta_{\text{AOD}}^t, \psi_{\text{AOD}}^t), \quad (11)$$

其中 $\mathbf{a}_M(\vartheta) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 为基站的 ULA 导向矢量, $\mathbf{a}_{N_1}(\vartheta, \psi) \in \mathbb{C}^{N_1 \times 1}$ 和 $\mathbf{a}_{N_2}(\vartheta, \psi) \in \mathbb{C}^{N_2 \times 1}$ 分别为 RIS 与 STARS 的 UPA 导向矢量, ϑ_{AOD}^g 、 ϑ_{AOA}^g 、 ψ_{AOA}^g 分别表示基站到 RIS 的离开角与到达角 (方位角, 俯仰角), ϑ_{AOD}^t 、 ψ_{AOD}^t 、 ϑ_{AOA}^t 、 ψ_{AOA}^t 分别表示 RIS 到 STARS 的离开角 (方位角, 俯仰角) 与到达角 (方位角, 俯仰角)。

具体地, 基站的 ULA 导向矢量表达式为

$$\mathbf{a}_M(\vartheta) = \frac{1}{\sqrt{M}} \left[1, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \vartheta}, \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d (M-1) \sin \vartheta} \right]^T, \quad \text{对于}$$

UPA, 其导向矢量的一般形式为 $\mathbf{a}_N(\vartheta, \psi) =$

$$\frac{1}{\sqrt{N}} \left[1, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d (x \sin \vartheta \cos \psi + y \sin \psi)} \right]_{\substack{x=0, \dots, N_x-1 \\ y=0, \dots, N_y-1}}, \quad \text{其中 } N =$$

$N_x N_y$ 为 UPA 单元总数。RIS 的导向矢量 $\mathbf{a}_{N_1}(\vartheta, \psi)$

与 STARS 的导向矢量 $\mathbf{a}_{N_2}(\vartheta, \psi)$ 均遵循此表达式。

天线/单元间距 $d = \lambda/2$ 。STARS-用户信道因距离近、相对位置固定, 其大尺度衰落与角度参数变化远慢于 RIS-STARS 信道。为聚焦于波束赋形与功率控制的联合优化, 本文采用以视距为主导的莱斯信道模型对其进行表征, 莱斯因子设为 $\kappa_h = 10\text{dB}$, 用以近似车内近距离通信场景下直射路径占优的传播特性。该建模方式是对车内复杂传播环境 (如人体遮挡、多径反射、车窗穿透损耗等) 的一种合理简化, 其 NLoS 分量已涵盖位置变化引起的信道随机性。基站通过信道估计获取

完整 CSI[33-34]。

BS 发射信号经 RIS 反射至 STARS（感知目标）后沿原路返回。因 RIS 与 STARS 均为无源反射且工作于全双工，系统无自干扰[11]。外部干扰通过噪声功率 σ_r^2 统一表征。第 l 时隙基站的接收回波为

$$\mathbf{y}_r[l] = \alpha_l (\mathbf{G}^H \Phi_1 \mathbf{T}^H \Phi_r \mathbf{T} \Phi_1 \mathbf{G}) \mathbf{x}[l] + \mathbf{n}_r[l] \in \mathbb{C}^M, \quad (12)$$

其中 $\alpha_l \sim \text{CN}(0, \sigma_l^2)$ 为雷达截面积(RCS)，本文暂设为已知常数，该简化是 ISAC 波束赋形研究中的通用做法[18-20]。RCS 起伏与本文聚焦的波束赋形与相移优化相对独立，其影响可在获取 RCS 统计分布后通过蒙特卡洛平均纳入； $\mathbf{n}_r[l] \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \sigma_r^2 \mathbf{I}_M)$ 为 AWGN。假设 RIS 与 STARS 信道为 Los 传播。汇总 N_t 个时隙回波得

$$\mathbf{Y}_r = \alpha_t \mathbf{H}_r(\boldsymbol{\varphi}_1, \boldsymbol{\varphi}_r) \mathbf{W} \mathbf{S} + \mathbf{N}_r \in \mathbb{C}^{M \times N_t}, \quad (13)$$

其中 $\mathbf{H}_r(\boldsymbol{\varphi}_1, \boldsymbol{\varphi}_r) = \mathbf{G}^H \Phi_1 \mathbf{T}^H \Phi_r \mathbf{T} \Phi_1 \mathbf{G}$ ，简写为 $\mathbf{H}_r$ ， $\mathbf{S} = [\mathbf{s}[1], \mathbf{s}[2], \dots, \mathbf{s}[N_t]]$ ， $\mathbf{N}_r \triangleq [\mathbf{n}_r[1], \mathbf{n}_r[2], \dots, \mathbf{n}_r[N_t]]$ 。等效信道 $\mathbf{H}_r(\boldsymbol{\varphi}_1, \boldsymbol{\varphi}_r)$ 在 BS 端已知。

2 性能指标

本节给出通信与雷达感知的性能度量，为后续优化问题构建提供依据。通信性能以各用户信干噪比（SINR）衡量，感知性能以克拉美罗下界（CRB）表征参数估计精度。

2.1 通信性能：信干噪比

根据 (6)

的接收信号模型，第 k 个用户的 SINR 为 $\text{SINR}_k =$

$$\frac{|\mathbf{h}_k^H(\boldsymbol{\varphi}_1, \boldsymbol{\varphi}_t) \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j \neq k}^{K+M} |\mathbf{h}_k^H(\boldsymbol{\varphi}_1, \boldsymbol{\varphi}_t) \mathbf{w}_j|^2 + \sigma_k^2}, \quad (14)$$

其中 $\mathbf{h}_k^H(\boldsymbol{\varphi}_1, \boldsymbol{\varphi}_t) = \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi_t \mathbf{T} \Phi_1 \mathbf{G}$ 为基站与第 k 个用户间的复合信道，简写为 $\mathbf{h}_k^H$ ， $\mathbf{w}_j$ 为波束赋形矩阵 $\mathbf{W}$ 的第 j 列，即 $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_{K+M}]$ 。系统需满足各用户通信质量要求

$$\text{SINR}_k \geq \gamma_k, \quad \forall k, \quad (15)$$

其中 γ_k 为第 k 个用户的 SINR 门限。

2.2 感知性能：克拉美罗下界

CRB 为任意无偏估计量的方差提供理论下界。本文关注二维波达方向估计，待估参数 $\boldsymbol{\theta} \triangleq [\theta_1, \theta_2]^T$ ，其中 θ_1 和 θ_2 分别为 RIS 到 STARS 的方位角与俯仰角。由于 STARS 固定于车顶，车辆运动时 RIS-STARS 之间的角度随之变化；本文采用时间分块传输，假设每个时隙内车辆姿态近似不变， θ_1 与 θ_2 在该时隙内为恒定值，相邻时隙间随车辆运动缓慢变化，CRB 约束按各时隙分别施加。将接收信号 $\mathbf{Y}_r$ 向量化，得到

$$\mathbf{y}_r \in \mathbb{C}^{M \times N_t} = \alpha_t \mathbf{ve} + \mathbf{n}_r \in \mathbb{C}^{M \times N_t} = \boldsymbol{\eta}(\boldsymbol{\xi}) + \mathbf{n}_r, \quad (16)$$

其中 $\mathbf{n}_r = \text{vec}\{\mathbf{N}_r\}$ ，未知参数向量 $\boldsymbol{\xi} = [\boldsymbol{\theta}^T, \boldsymbol{\alpha}^T]^T$ ， $\boldsymbol{\alpha} = [\mathbf{R}\{\alpha_t\}, \mathbf{I}\{\alpha_t\}]^T$ ， $\boldsymbol{\eta}(\boldsymbol{\xi}) = \alpha_t \text{vec}\{\mathbf{H}_t(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{W} \mathbf{S}\}$ 为无噪声回波信号。

对于复观测模型 $\mathbf{y}_r \sim \text{CN}(\boldsymbol{\eta}, \sigma_r^2 \mathbf{I}_{ML})$ ，Fisher 信息矩阵（FIM） $\mathbf{F}_{\text{IM}} \in \mathbb{C}^{4 \times 4}$ 的第 (i, j) 个元为素

$$\mathbf{F}_{\text{IM}}(i, j) = \frac{2}{\sigma_r^2} \mathbf{R} \left\{ \frac{\partial^H \boldsymbol{\eta}}{\partial \xi_i} \bullet \frac{\partial \boldsymbol{\eta}}{\partial \xi_j} \right\}, \quad \forall i, j \in \{1, \dots, 4\} \quad (17)$$

$\boldsymbol{\eta}$ 对各参数的导数为

$$\frac{\partial \boldsymbol{\eta}}{\partial \theta_1} = \alpha_t \text{vec}\{\dot{\mathbf{H}}_r \mathbf{W} \mathbf{S}\}, \quad (18a)$$

$$\frac{\partial \boldsymbol{\eta}}{\partial \theta_2} = \alpha_t \text{vec}\{\ddot{\mathbf{H}}_r \mathbf{W} \mathbf{S}\}, \quad (18b)$$

$$\frac{\partial \boldsymbol{\eta}}{\partial \alpha} = [\mathbf{1} \quad j]^T \otimes \text{vec}\{\mathbf{H}_r \mathbf{W} \mathbf{S}\}, \quad (18c)$$

其中 $\dot{\mathbf{H}}_r$ 和 $\ddot{\mathbf{H}}_r$ 分别为 $\mathbf{H}_r$ 对 θ_1 和 θ_2 的偏导。在足够样本下 ($\mathbf{S} \mathbf{S}^H = L \mathbf{I}_{M+K}$)， $\mathbf{F}_{\text{IM}}$ 各元素为

$$\begin{aligned} f_{\theta_1, \theta_1} &= \frac{2|\alpha_t|^2}{\sigma_r^2} \mathbf{R} \left\{ \text{vec}(\dot{\mathbf{H}}_r \mathbf{W} \mathbf{S}) \text{vec}(\dot{\mathbf{H}}_r \mathbf{W} \mathbf{S})^H \right\} \\ &= \frac{2L|\alpha_t|^2}{\sigma_r^2} \text{Tr} \left(\dot{\mathbf{H}}_r \mathbf{W} \mathbf{W}^H \dot{\mathbf{H}}_r^H \right), \end{aligned} \quad (19a)$$

$$f_{\theta_1, \theta_2} = \frac{2L|\alpha_t|^2}{\sigma_r^2} \mathbf{R} \left\{ \text{Tr} \left(\ddot{\mathbf{H}}_r \mathbf{W} \mathbf{W}^H \dot{\mathbf{H}}_r^H \right) \right\}, \quad (19b)$$

$$f_{\theta_2, \theta_1} = f_{\theta_1, \theta_2}, \quad (19c)$$



$$f_{\theta_2, \theta_2} = \frac{2L|\alpha_t|^2}{\sigma_r^2} \text{Tr} \left(\ddot{\mathbf{H}}_r \mathbf{W} \mathbf{W}^H \ddot{\mathbf{H}}_r^H \right), \quad (19d)$$

$$\mathbf{f}_{\theta_1, \alpha^T} = \frac{2L}{\sigma_r^2} \mathbf{R} \left\{ \text{Tr} \left(\alpha_t^* \mathbf{H}_r \mathbf{W} \mathbf{W}^H \dot{\mathbf{H}}_r^H \right) [1 \quad \mathbf{J}]^T \right\}, \quad (19e)$$

$$\mathbf{f}_{\theta_2, \alpha^T} = \frac{2L}{\sigma_r^2} \mathbf{R} \left\{ \text{Tr} \left(\alpha_t^* \mathbf{H}_r \mathbf{W} \mathbf{W}^H \ddot{\mathbf{H}}_r^H \right) [1 \quad \mathbf{J}]^T \right\}, \quad (19f)$$

$$\mathbf{F}_{\alpha, \alpha^T} = \frac{2L}{\sigma_r^2} \text{Tr} \left(\mathbf{H}_r \mathbf{W} \mathbf{W}^H \ddot{\mathbf{H}}_r^H \right) \mathbf{I}_2 \quad (19g)$$

CRB 矩阵 $\mathbf{C}$ 为 $\mathbf{F}_{\text{IM}}$ 的逆矩阵, 其对角线元素对应各参数的 CRB。将 $\mathbf{F}_{\text{IM}}$ 和 $\mathbf{C}$ 划分为 2×2 子块

$$\mathbf{F}_{\text{IM}} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{\theta\theta^T} & \mathbf{F}_{\theta\alpha^T} \\ \mathbf{F}_{\theta\alpha^T}^T & \mathbf{F}_{\alpha\alpha^T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\theta\theta^T} & \mathbf{C}_{\theta\alpha^T} \\ \mathbf{C}_{\theta\alpha^T}^T & \mathbf{C}_{\alpha\alpha^T} \end{bmatrix}^{-1} = \mathbf{C}^{-1}, \quad (20)$$

其中

$$\mathbf{F}_{\theta\theta^T} = \begin{bmatrix} f_{\theta_1, \theta_1} & f_{\theta_1, \theta_2} \\ f_{\theta_2, \theta_1} & f_{\theta_2, \theta_2} \end{bmatrix}, \mathbf{F}_{\theta\alpha^T} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{\theta_1, \alpha^T} \\ \mathbf{f}_{\theta_2, \alpha^T} \end{bmatrix} \quad (21)$$

$\mathbf{F}_{\text{IM}}$ 各元素均为 $\mathbf{W}$ 和 φ_r 的函数。根据文献 [36], θ 的 CRB 为

$$\text{CRB}_{\theta_1} + \text{CRB}_{\theta_2} = \text{Tr} \left\{ \mathbf{C}_{\theta\theta^T} \right\}, \quad (22a)$$

$$= \text{Tr} \left\{ \mathbf{F}_{\theta\theta^T} - \mathbf{F}_{\theta\alpha^T} \mathbf{F}_{\alpha\alpha^T}^{-1} \mathbf{F}_{\theta\alpha^T}^T \right\}^{-1} \quad (22b)$$

3 联合波束赋形设计

本节在 CRB 约束下联合优化基站波束赋形矩阵 $\mathbf{W}$ 、RIS 反射系数 φ_1 及 STARS 透射/反射系数 φ_t 、 φ_r , 目标是最小化基站发射功率。优化问题建模如下

$$\min_{\mathbf{W}, \varphi_1, \varphi_r, \varphi_t} \|\mathbf{W}\|_F^2 \quad (23a)$$

$$\text{s.t. } \text{Tr} \left\{ \mathbf{F}_{\theta\theta^T} - \mathbf{F}_{\theta\alpha^T} \mathbf{F}_{\alpha\alpha^T}^{-1} \mathbf{F}_{\theta\alpha^T}^T \right\}^{-1} \leq \varepsilon, \quad (23b)$$

$$\text{SINR}_k \geq \gamma_k, \forall k, \quad (23d)$$

$$|\varphi_{1, n_1}| = 1, \forall n_1, \quad (23d)$$

$$\theta_{i, n_2} \in [0, 2\pi), \forall i \in t, r, \quad (23e)$$

其中 ε 为 CRB 门限。问题(23)高度非凸, 变量耦合且含单位模约束。本文采用块坐标下降

(BCD) 框架, 将原问题分解为子问题交替优化。

3.1 CRB 约束处理

CRB 约束(23c)是核心难点之一。引入辅助变量 $\mathbf{J} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$ 且 $\mathbf{J} \geq 0$ 。根据 Schur 补引理[37], CRB 约束可等价转化为以下两个约束[23]:

$$\text{Tr} \left\{ \mathbf{J}^{-1} \right\} \leq \varepsilon, \quad (24a)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{F}_{\theta\theta^T} - \mathbf{J} & \mathbf{F}_{\theta\alpha^T} \\ \mathbf{F}_{\theta\alpha^T}^T & \mathbf{F}_{\alpha\alpha^T} \end{bmatrix} \geq 0, \quad (24b)$$

(24a) 为凸约束, (24b) 为线性矩阵不等式 (LMI)。观察(19)可知, $\mathbf{F}_{\theta\theta^T}$ 、 $\mathbf{F}_{\theta\alpha^T}$ 、 $\mathbf{F}_{\alpha\alpha^T}$ 矩阵各元素均为 $\mathbf{W}$ 和 φ_r 的二次型, 固定一个变量时 (24b) 关于另一个变量为凸, 这为 BCD 求解奠定基础。

3.2 子问题交替优化

3.2.1 更新 $\mathbf{W}$: 固定 φ_1 、 φ_r 、 φ_t , 问题(23)退化为 $\mathbf{W}$ 的凸优化问题

$$\min_{\mathbf{W}} \|\mathbf{W}\|_F^2 \quad (25a)$$

$$\text{s.t. } \text{SINR}_k \geq \gamma_k, \forall k, \quad (25b)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{F}_{\theta\theta^T} - \mathbf{J} & \mathbf{F}_{\theta\alpha^T} \\ \mathbf{F}_{\theta\alpha^T}^T & \mathbf{F}_{\alpha\alpha^T} \end{bmatrix} \geq 0, \quad (25c)$$

(25a) 为二阶锥约束, (25b) 为 LMI, 可通过 CVX 工具箱求解。

3.2.2 更新 φ_1 : 固定 $\mathbf{W}$ 、 φ_r 、 φ_t , φ_1 的子问题为

$$\max_{\varphi_1} \text{SINR}_k \quad (26a)$$

$$\text{s.t. } |\varphi_{1, n_1}| = 1, \forall n_1, \quad (26b)$$

将 SINR 展开, 目标函数整理为

$$\tilde{F}(\varphi_1) = \frac{|\varphi_1^H \mathbf{A}_k \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j \neq k}^{K+M} |\varphi_1^H \mathbf{A}_k \mathbf{w}_j|^2 + \sigma_k^2}, \quad (27)$$

其中 $\mathbf{A}_k = \text{diag} \left\{ \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi_t \mathbf{T} \right\} \mathbf{G}$ 。引入辅助变量 c_k , 根据二次变换[38], 问题(26)可等价改写为

$$\max_{\varphi_1, \{c_k\}} \sum_{k=1}^K \left[2\sqrt{\gamma_k} R \left\{ c_k^* \varphi_1^H \mathbf{A}_k \mathbf{w}_k \right\} - |c_k|^2 \left(\sum_{j=1}^{K+M} |\varphi_1^H \mathbf{A}_k \mathbf{w}_j|^2 + \sigma_k^2 \right) \right] \quad (28a)$$

$$\text{s.t. } |\varphi_{1,n_1}| = 1, \forall n_1, \quad (28b)$$

固定 φ_1 , c_k 的最优解为

$$c_k^* = \frac{\sqrt{\gamma_k} \varphi_1^H \mathbf{A}_k \mathbf{w}_k}{\sum_{j=1}^{K+M} |\varphi_1^H \mathbf{A}_k \mathbf{w}_j|^2 + \sigma_k^2}, \quad (29)$$

固定 c_k , 问题(28)转化为

$$\max_{\varphi_1} \mathbf{R} \left\{ \varphi_1^H \mathbf{p} \right\} - \varphi_1^H \mathbf{Q} \varphi_1^* \quad (30a)$$

$$\text{s.t. } |\varphi_{1,n_1}| = 1, \forall n_1, \quad (30b)$$

其中

$$\mathbf{p} = \sum_{k=1}^K 2\sqrt{\gamma_k} c_k^* \mathbf{a}_{k,k}, \quad (31a)$$

$$\mathbf{Q} = \sum_{k=1}^K |c_k|^2 \sum_{j=1}^{K+M} \mathbf{a}_{k,j} \mathbf{a}_{k,j}^H, \quad (31b)$$

$\mathbf{a}_{k,j} = \mathbf{A}_k \mathbf{w}_j$, 问题(30)为带单位模约束的二次型优化。采用惩罚CCP法[39]求解, 将单位模约束 $|\varphi_{1,n_1}| = 1$ 等价于 $|\varphi_{1,n_1}| \leq 1$ (凸) 和 $|\varphi_{1,n_1}| \geq 1$ (非凸)。对非凸部分在当前迭代点处线性化, 转化为标准二阶锥规划 (SOCP) 问题。

$$\max_{\varphi_1, \tau} \mathbf{R} \left\{ \varphi_1^H \mathbf{p} \right\} - \varphi_1^H \mathbf{Q} \varphi_1^* - \kappa \sum_{n_1}^{2N_1} \tau_{n_1} \quad (32a)$$

$$\text{s.t. } \left| \varphi_{1,n_1}^{(t)} \right|^2 - 2\mathbf{R} \left\{ \left(\varphi_{1,n_1}^{(t)} \right)^* \varphi_{1,n_1} \right\} \leq \tau_{n_1} - 1, \forall n_1, \quad (32b)$$

$$|\varphi_{1,n_1}| \leq 1 + \tau_{n_1}, \forall n_1, \quad (32c)$$

$$\tau_{n_1} \geq 0, \quad (32d)$$

其中 $\tau = [\tau_1, \dots, \tau_{2N_1}]^T$ 为松弛变量, κ 为惩罚系数, 用于权衡目标函数与约束可行性。该子问题为标准二阶锥规划 (SOCP), 可由 CVX 等凸优化工具高效求解。

3.2.3 更新 φ_t : 固定 $\mathbf{W}$ 、 φ_1 、 φ_r , φ_t 的子问题为

$$\max_{\varphi_t} \sum_{k=1}^K \text{SINR}_k \quad (33a)$$

$$\text{s.t. } \theta_{t,n_2} \in [0, 2\pi], \forall n_2, \quad (33b)$$

将 SINR 展开, 目标函数整理为

$$\tilde{F}(\varphi_t) = \frac{|\varphi_t^H \mathbf{B}_k \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j \neq k}^{K+M} |\varphi_1^H \mathbf{B}_k \mathbf{w}_j|^2 + \sigma_k^2}, \quad (34)$$

其中 $\mathbf{B}_k = \text{diag} \{ \mathbf{h}_{r,k}^H \mathbf{T} \mathbf{P}_1 \mathbf{G} \}$ 。与 φ_1 更新不同的是,

φ_t 不涉及 CRB 约束, 无需引入松弛变量。采用二次变换[38]可转化为

$$\min_{\varphi_t} \sum_{k=1}^K \varphi_t^H \mathbf{D} \varphi_t - \mathbf{R} \left\{ \mathbf{g}^H \varphi_t \right\} \quad (35a)$$

$$\text{s.t. } \theta_{t,n_2} \in [0, 2\pi], \forall n_2, \quad (35b)$$

其中 $\mathbf{D}$ 为半正定矩阵。 $\mathbf{g}$ 由信道与波束赋形矩阵决定。目标函数为凸二次型, 约束为非凸的单位模约束 ($|\varphi_{t,n_2}| = 1$), 采用元素迭代法求解: 对第 n_2 个单元, 固定其他单元相位, 优化 θ_{t,n_2} 的子目标函数为

$$\begin{aligned} J(\theta_{t,n_2}) &= \mathbf{D}_{n_2,n_2} |\varphi_{t,n_2}|^2 + 2\mathbf{R} \left\{ \varphi_{t,n_2}^* \left(f_{n_2} - \frac{1}{2} \mathbf{g}_{n_2} \right) \right\} \\ &= \mathbf{D}_{n_2,n_2} \beta_{t,n_2}^2 + 2\beta_{t,n_2} \mathbf{R} \left\{ e^{-j\theta_{t,n_2}} \left(f_{n_2} - \frac{1}{2} \mathbf{g}_{n_2} \right) \right\}, \end{aligned} \quad (36)$$

其中 $f_{n_2} = \sum_{m \neq n_2} \mathbf{D}_{n_2,m} \varphi_{t,m}$, 第 n_2 个元素的最优相位为

$$\theta_{t,n_2}^* = \angle \left(f_{n_2} - \frac{1}{2} \mathbf{g}_{n_2} \right), \quad (37)$$

随后更新 $\varphi_{t,n_2} = \beta_{t,n_2} e^{-j\theta_{t,n_2}^*}$, 遍历所有元素 $n_2 \in [1, N_2]$, 多次迭代直至收敛。

3.2.4 更新 φ_r : 固定 $\mathbf{W}$ 、 φ_1 、 φ_t , φ_r 的子问题为

$$\min_{\varphi_r} \text{Tr} \left\{ \mathbf{F}_{\theta\theta^T} - \mathbf{F}_{\theta\alpha^T} \mathbf{F}_{\alpha\alpha^T}^{-1} \mathbf{F}_{\alpha\theta^T} \right\}^{-1} \quad (38a)$$

$$\text{s.t. } \theta_{r,n_2} \in [0, 2\pi], \forall n_2, \quad (38b)$$

φ_r 仅出现在 CRB 约束中, 直接以最小化 CRB 为目标优化。采用元素迭代法和一维搜索可求解, 对于第 n_2 单元, 固定其他单元相位, 在 $[0, 2\pi]$ 范围内搜索使 CRB 最小的相位

$$\theta_{r,n_2}^* = \arg \min_{\theta \in [0, 2\pi]} \text{Tr} \left\{ \mathbf{F}_{\theta\theta^T} - \mathbf{F}_{\theta\alpha^T} \mathbf{F}_{\alpha\alpha^T}^{-1} \mathbf{F}_{\alpha\theta^T} \right\}^{-1}, \quad (39)$$

随后, 更新 $\varphi_{r,n_2} = \beta_{r,n_2} e^{-j\theta_{r,n_2}^*}$, 遍历所有元素, 多次迭代直至收敛。

3.3 算法流程与复杂度分析

算法1 CRB 约束下功率最小化联合波束赋形与



反射设计

输入: $\mathbf{G}, \mathbf{T}, \alpha_t, \sigma_r^2, \mathbf{h}_{r,k}, \gamma_k, \sigma_k^2, \forall k, \varepsilon, \beta_{t,n_2}, \beta_{r,n_2}$

输出: $\mathbf{W}^*, \varphi_1^*, \varphi_t^*, \varphi_r^*$

1: 初始化 $\mathbf{W}^{(0)}, \varphi_1^{(0)}, \varphi_t^{(0)}, \varphi_r^{(0)}$, 令迭代次数 $t=0$ 。

2: **while** 未收敛 **do**

3: 求解 (25) 更新 $\mathbf{W}^{(t+1)}$ 。

4: 求解 (32) 更新 $\varphi_1^{(t+1)}$ 。

5: 求解 (35) 更新 $\varphi_t^{(t+1)}$ 。

6: 求解 (38) 更新 $\varphi_r^{(t+1)}$ 。

7: $t=t+1$ 。

8: **end while**

9: **Return** $\mathbf{W}^*, \varphi_1^*, \varphi_t^*, \varphi_r^*$ 。

上述步骤归纳为算法1。每次迭代依次更新 $\mathbf{W}$ 、 φ_1 、 φ_t 、 φ_r 直至收敛。子问题(25)和(26)-(32)均为凸优化, 可精确求解; (32)-(37)与(38)-(39)采用逐单元更新, 固定其他单元时目标函数单调非增。因此目标函数 $\|\mathbf{W}\|_F^2$ 在迭代中单调非增, 且受功率非负约束 $\|\mathbf{W}\|_F^2 \geq 0$ 存在下界, 根据单调收敛定理算法1收敛至局部最优解。

复杂度方面, 更新 $\mathbf{W}$ 涉及维度 $M(M+K)$ 的 QCQP 问题, 复杂度约 $O\left\{[M(M+K)]^{3.5}\right\}$; 更新 φ_1 涉及维度 N_1 的 SOCP 问题, 复杂度约 $O\{N_1^4\}$; φ_t 与 φ_r 为逐单元更新, 复杂度 $O\{N_2^2\}$ 。算法总复杂度约 $O\left\{[M(M+K)]^{3.5} + N_1^4\right\}$, 属多项式复杂度, 具备实际系统可执行性。

4 仿真结果与分析

本节通过数值仿真验证所提 CRB 约束下功率最小化算法的性能。系统配置如下: 基站 $M=8$ 根天线, 服务 $K=4$ 个单天线用户; 路边 RIS 与车顶 STARS 分别配置 $N_1=64$ 与 $N_2=64$ 个单元, STARS 透射与反射幅度系数均设为 $\beta_{t,n_2}=\beta_{r,n_2}=$

$1/\sqrt{2}$ (等功率分配)。噪声功率 $\sigma_r^2=\sigma_k^2=-90\text{dBm}$, RCS 归一化 $\alpha_t^2=1$, 用户 SINR 门限 $\gamma_k=10\text{dB}$ 。载波频率 $f_c=5.9\text{GHz}$ (3GPP C-V2X 频段), 带宽 $B=1\text{MHz}$ 。BS - RIS、RIS - STARS、STARS - 用户链路距离分别为 $d_G=50\text{m}$ 、 $d_T=30\text{m}$ 、 $d_{h,r,t}=1\text{m}$, 其中 STARS-用户链路的莱斯因子设为 $\kappa_h=10\text{dB}$; 对应的方位角/俯仰角为 $(\pi/4, \pi/6)$ 和 $(-\pi/4, \pi/6)$ 。LoS 链路的路径损耗指数分别设为 2.2、2.2、2.0, 非 LoS (BS - 用户直连) 为 3.5, 忽略目标 - 用户反射路径。车速 $v=40\text{m/s}$ (144 km/h, 对应高速公路或城市快速路场景), 多普勒频移 $f_{\max}=vf_c/c \approx 1\text{kHz}$, 相干时间 $T_c=1/f_{\max} \approx 1\text{ms}$ 。帧结构含 $N_t=16$ 个时隙, 每时隙 $L_b=0.05\text{ms}$ ($50\mu\text{s}$), 帧长 $L=N_t \times L_b=0.8\text{ms} \leq T_c$, 满足准静态假设。CRB 门限 $\varepsilon=0.01$ 。以上参数作为基准配置, 后续分别考察关键参数变化对系统性能的影响, 兼顾实际部署需求与算法评估的完备性。

4.1 所提算法的收敛性能

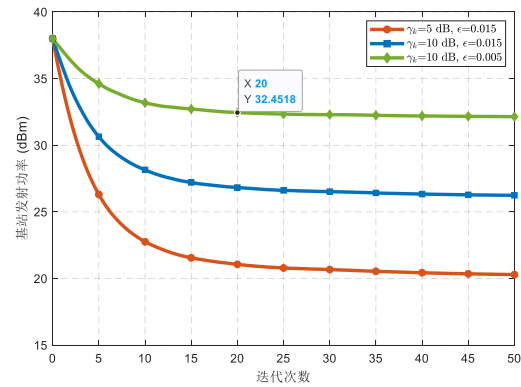


图2 所提算法的收敛性能

图2给出了所提算法在不同参数配置下基站发射功率随迭代次数的变化。算法在约15次迭代后进入平稳阶段, 50次迭代内完成收敛。结果表明该算法收敛速度快且数值稳定性良好。

4.2 透射 β 值的影响

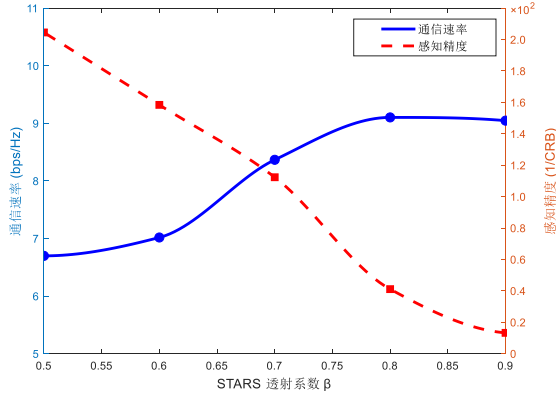


图3 透射 β 值的影响

图3考察了STARs透射幅度系数 β 对通信与感知性能的影响。 $\beta \in [0, 1]$ ，其中 β^2 和 $1-\beta^2$ 分别为透射与反射侧的功率分配比例。随着 β 增大，通信速率呈上升趋势，而感知精度（以 $1/\text{CRB}$ 衡量）呈下降趋势。这表明 β 对通信与感知具有相反的调控作用：增大 β 有助于提升通信速率，但会削弱感知精度。在工程部署中， β 的选取需在通信与感知之间权衡：当 $\beta \leq 0.6$ 时，透射功率较低，系统侧重于感知任务；当 $\beta \geq 0.8$ 时，通信速率接近饱和，继续增大 β 对通信增益有限，但会持续削弱感知精度，此时系统侧重于通信任务；当 $\beta \in [0.65, 0.75]$ 时，通信与感知性能相对均衡。实际部署中，若车内多媒体服务占主导，可选取 $\beta \geq 0.8$ ；若高精度车辆跟踪是首要目标，则应选取 $\beta \leq 0.6$ ；若两类任务并重，建议取 $\beta \in [0.65, 0.75]$ 。

4.3 SINR门限 γ_k 的影响

为验证所提算法的有效性，设置三种对比方案：

- “无STARs”：仅采用路边RIS反射，不部署车顶STARs。此时系统退化为传统RIS-ISAC架构，对应文献[18-20]中的典型场景，用于衡量STARs引入带来的性能增益。

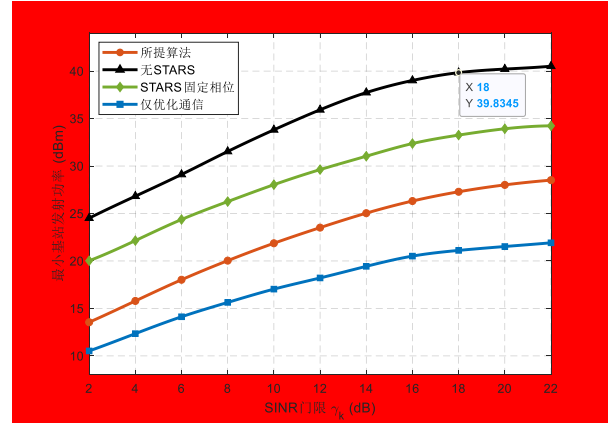


图4 SINR门限 γ_k 的影响

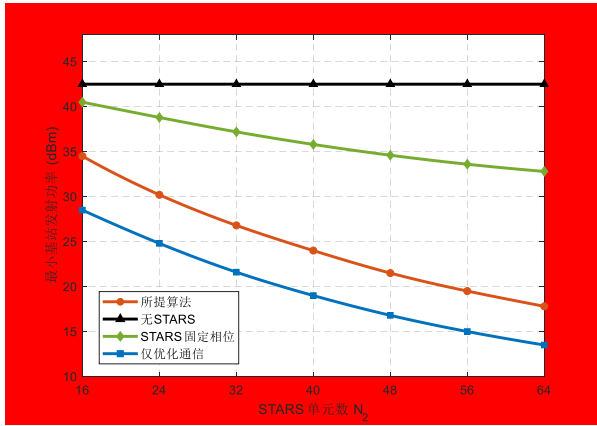
- “STARs固定相位”：STARs幅度系数固定为 $\beta_t = \beta_r = 1/\sqrt{2}$ ，但透射与反射相位 Φ_t 、 Φ_r 随机生成，仅优化 $\mathbf{W}$ 与 Φ_1 。该方案用于验证STARs相位优化的有效性。

- “仅优化通信”：优化中仅包含SINR约束，不施加CRB精度约束，作为性能上界，用于展示通信-感知权衡的必要性。

图4给出了不同方案下基站最小发射功率随SINR门限 γ_k 的变化曲线。随着 γ_k 的增大，所有方案所需的最小发射功率均呈上升趋势——SINR门限越高，系统须以更强的发射信号满足更严格的通信质量要求，从而导致功率消耗增加。“无STARs”方案的发射功率显著高于所提算法，验证了STARs的引入能够有效提升功率效率。“STARs固定相位”方案的功率高于所提算法，说明即便STARs的幅度分配合理，若相位未经优化，系统性能仍会大幅损失，证明了STARs相位优化的必要性。“仅优化通信”方案虽然功率最低（较所提算法低，但其CRB值远超门限，无法满足感知精度要求——这恰恰揭示了通信与感知之间的内在权衡：更高的感知精度需要额外消耗功率，ISAC系统必须在二者之间寻求合理平衡。

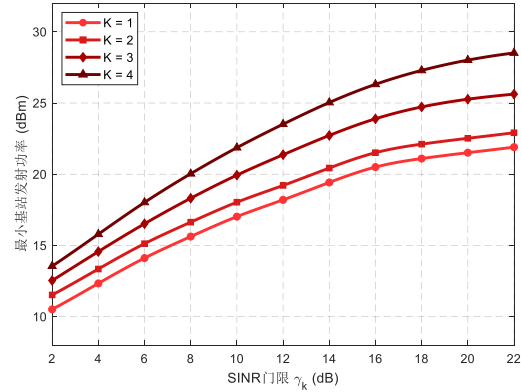
4.4 STARs单元数 N_2 的影响

图5考察了STARs单元数 N_2 对最小发射功率的影响，并在相同配置下与三种基准方案对

图5 STARS单元数 N_2 的影响

比。更多单元提供更大波束赋形自由度，提升功率利用效率，故所有方案功率均随 N_2 增加而下降。“无STARS”方案因缺少STARS硬件， N_2 的增加对其功率无任何改善，曲线保持平坦，且功率始终高于所提算法，从反面直接印证了STARS部署的必要性。“STARS固定相位”方案虽随 N_2 增加有所下降，但下降速率明显缓于所提算法，表明即便STARS硬件存在，若相位未经优化，其增益仍无法有效发挥，验证了STARS相位优化的关键作用。“仅优化通信”方案在所有配置下均低于所提算法，但其对应的CRB无法满足感知精度要求，再次验证了通信-感知权衡的存在——若不施加CRB约束，功率虽低但感知性能无法保证。

4.5 用户数 K 的影响

图6 用户数 K 的影响

为进一步验证所提算法在不同用户数配置下的有效性，图6给出了不同用户数 K 配置下基站最小发射功率随SINR门限的变化曲线，覆盖多种载客场景。可以看出，用户数增加时系统所需功率随之上升——用户越多，需满足的SINR约束越多，功率消耗自然增加。所提算法在不同 K 值下均能稳定收敛且保持较低功率水平，验证了算法对不同用户数配置的适应性。

4.6 车辆速度 v 的影响

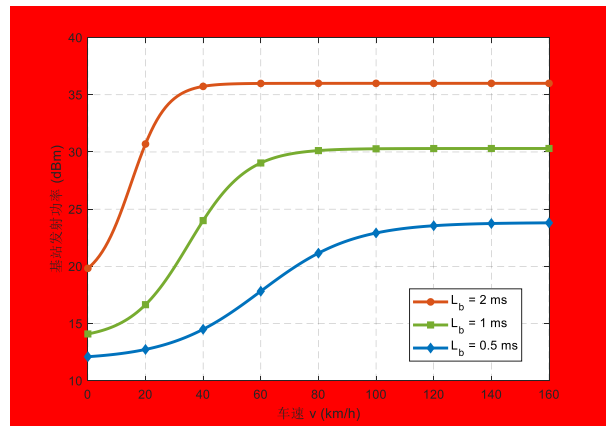
图7 车辆速度 v 的影响

图7给出了不同时隙长度下车辆速度对基站最小发射功率的影响。时隙长度越短，系统对车速的容忍度越高，发射功率增长越平缓——其根源在于相干时间 T_c 与 L_b 的匹配关系：车速较低

时 $T_c \gg L_b$, 信道近似恒定, CSI 准确; 车速增加使 T_c 缩短, 当 $T_c \approx L_b$ 时信道在时隙内不再恒定, 估计精度下降, 需大幅增加功率补偿时变损失; $L_b = 0.2\text{ms}$ 时, 车速从 0 增加至 160 km/h 功率增幅约 15 dB , 且集中在 $v \leq 40\text{ km/h}$ 的低速区; 而 $L_b = 0.05\text{ms}$ 时增幅仅约 5 dB , 全程均匀增长。这意味着缩短时隙可将系统从“低速敏感”转变为“宽速域稳定”——本质上是更高的导频开销换取信道估计更新速率, 避免信道老化带来的功率补偿损失。图 7 给出的量化关系可为实际车联网通信的帧结构设计提供直接参考。

5 结论

针对车联网高速移动场景下通信质量不稳定与感知精度不足的问题, 本文研究了双超表面(路边 RIS+车顶 STARS)辅助的通感一体化系统。该系统在基站与用户直射链路被遮挡时, 实现车内多用户通信与车外目标感知的联合优化。围绕 CRB 约束下的波束赋形与相移优化, 提出交替优化算法, 综合运用块坐标下降、分数规划与惩罚 CCP 法, 实现基站主动波束赋形与双超表面被动波束赋形的协同设计。仿真表明, 所提算法在不同配置下均显著优于随机相移基准, 验证了双超表面协同调控的必要性与有效性。结果同时揭示了 STARS 透射系数在通信与感知间的内在权衡, 以及时隙长度与相干时间匹配对系统功耗的决定性影响。未来研究可探索有源多超表面架构以克服乘性衰落, 发展高动态信道估计与跟踪算法, 以及开展原型系统验证。

参考文献:

- [1] Zhu Y, Mao B, Kawamoto Y, et al. Intelligent reflecting surface-aided vehicular networks toward 6G: Vision, proposal, and future directions[J]. IEEE Veh. Technol. Mag., 2021, 16(4): 48-56.
- [2] Liu F, Masouros C, Petropulu A P, et al. Joint radar and communication design: Applications, state-of-the-art, and the road ahead[J]. IEEE Trans. Commun., 2020, 68(6): 3834-3862.
- [3] Pin Tan D K, et al. Integrated sensing and communication in 6G: Motivations, use cases, requirements, challenges and future directions[C]//Proc. 1st IEEE Int. Online Symp. Joint Commun. Sens. (JC&S). Online: IEEE, 2021: 1-6.
- [4] Liu A, et al. A survey on fundamental limits of integrated sensing and communication[J]. IEEE Commun. Surv. Tut., 2022, 24(2): 994-1034.
- [5] Liu Y, et al. Reconfigurable intelligent surfaces: Principles and opportunities[J]. IEEE Commun. Surv. Tut., 2021, 23(3): 1546-1577.
- [6] Mu X, Liu Y, Guo L, et al. Simultaneously transmitting and reflecting (STAR) RIS aided wireless communications[J]. IEEE Trans. Wireless Commun., 2022, 21(5): 3083-3098.
- [7] Liu Y, et al. STAR: Simultaneous transmission and reflection for 360° coverage by intelligent surfaces[J]. IEEE Wireless Commun., 2021, 28(6): 102-109.
- [8] Zhang S, Hao W, Sun G, et al. Joint beamforming optimization for active STAR-RIS-assisted ISAC systems[J]. IEEE Trans. Wireless Commun., 2024, 23(11): 15888-15902.
- [9] Bayesteh A, He J, Chen Y, et al. Integrated sensing and communication (ISAC)—From concept to practice[J]. Commun. Huawei Res., 2022: 4-25.
- [10] Wu Q, Zhang R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming[J]. IEEE Trans. Wireless Commun., 2019, 18(11): 5394-5409.
- [11] Wu Q, Zhang S, Zheng B, et al. Intelligent reflecting surface-aided wireless communications: A tutorial[J]. IEEE Trans. Commun., 2021, 69(5): 3313-3351.
- [12] Wang Q, Liu L, Zhang S, et al. A heterogeneous 6G networked sensing architecture with active and passive anchors[J]. IEEE Trans. Wireless Commun., 2024, 23(8): 9502-9517.
- [13] Taghavi E M, Hashemi R, Rajatheva N, et al. Environment-aware joint active/passive beamforming for RIS-aided communications leveraging channel knowledge map[J]. IEEE Commun. Lett., 2023, 27(7): 1824-1828.
- [14] Zeng Y, Chen J, Xu J, et al. A tutorial on environment-aware communications via channel knowledge map for 6G[J]. IEEE Commun. Surv. Tut., 2024, 26(3): 1478-1519.
- [15] Yan S, Cai S, Xia W, et al. A reconfigurable intelligent surface aided dual-function radar and communication system[C]//Proc. 2nd IEEE Int. Symp. Joint Commun. Sens. (JC&S). Seefeld: IEEE, 2022: 1-6.
- [16] Tsinos C G, Arora A, Chatzinotas S, et al. Joint transmit waveform and receive filter design for dual-function radar-communication systems[J]. IEEE J. Sel. Top. Signal Process.,



- 2021, 15(6): 1378-1392.
- [17] Ouyang C, Liu Y, Yang H. Performance of downlink and uplink integrated sensing and communications (ISAC) systems[J]. *IEEE Wireless Commun. Lett.*, 2022, 11(9): 1850-1854.
- [18] Zhu Q, Li M, Liu R, et al. Cramér-Rao bound optimization for active RIS-empowered ISAC systems[J]. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2024, 23(9): 11723-11736.
- [19] Wang X, Fei Z, Zheng Z, et al. Joint waveform design and passive beamforming for RIS-assisted dual-functional radar-communication system[J]. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2021, 70(5): 5131-5136.
- [20] Wang X, Fei Z, Huang J, et al. Joint waveform and discrete phase shift design for RIS-assisted integrated sensing and communication system under Cramér-Rao bound constraint[J]. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2022, 71(1): 1004-1009.
- [21] Hua H, Song X, Fang Y, et al. MIMO integrated sensing and communication with extended target: CRB-rate tradeoff[C]// *Proc. IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM)*. Rio de Janeiro: IEEE, 2022: 1-6.
- [22] Liu R, Li M, Swindlehurst A L. Joint beamforming and reflection design for RIS-assisted ISAC systems[C]//*Proc. 30th European Signal Process. Conf. (EUSIPCO)*. Belgrade: IEEE, 2022: 997-1001.
- [23] Liu R, Li M, Liu Q, et al. SNR/CRB-constrained joint beamforming and reflection designs for RIS-ISAC systems[J]. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2024, 23(7): 7456-7470.
- [24] Yu Z, Ren H, Pan C, et al. Active RIS-aided ISAC systems: Beamforming design and performance analysis[J]. *IEEE Trans. Commun.*, 2024, 72(3): 1578-1595.
- [25] Wang Z, Mu X, Liu Y. STARS enabled integrated sensing and communications[J]. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2023, 22(10): 6750-6765.
- [26] Zhang Z, Liu Y, Wang Z, et al. STARS-ISAC: How many sensors do we need?[J]. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2024, 23(2): 1085-1099.
- [27] Huang Z, Zheng B, Zhang R. Transforming fading channel from fast to slow: Intelligent refracting surface aided high-mobility communication[J]. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2022, 21(7): 4989-5003.
- [28] Liu C, Zhu G, Liu F, et al. Successive pose estimation and beam tracking for mmWave vehicular communication systems [C]//*Proc. IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*. Kuala Lumpur: IEEE, 2023: 13-19.
- [29] Zhang P, Zhang J, Xiao H, et al. RIS-aided 6G communication system with accurate traceable user mobility[J]. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2023, 72(2): 2718-2722.
- [30] Sun S, Yan H. Channel estimation for reconfigurable intelligent surface-assisted wireless communications considering Doppler effect[J]. *IEEE Wireless Commun. Lett.*, 2021, 10(4): 790-794.
- [31] Shao X, You C, Ma W, et al. Target sensing with intelligent reflecting surface: Architecture and performance[J]. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 2022, 40(7): 2070-2084.
- [32] Hu C, Dai L, Han S, et al. Two-timescale channel estimation for reconfigurable intelligent surface aided wireless communications[J]. *IEEE Trans. Commun.*, 2021, 69(11): 7736-7747.
- [33] Swindlehurst A L, Zhou G, Liu R, et al. Channel estimation with reconfigurable intelligent surfaces—A general framework [J]. *Proc. IEEE*, 2022, 110(9): 1312-1338.
- [34] Kay S M. Fundamentals of statistical signal processing: Estimation theory[M]. Vol. 1. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1998.
- [35] Bekkerman I, Tabrikian J. Target detection and localization using MIMO radars and sonars[J]. *IEEE Trans. Signal Process.*, 2006, 54(10): 3873-3883.
- [36] Zhang F. The Schur complement and its applications[M]. Berlin: Springer-Verlag, 2005.
- [37] Shen K, Yu W. Fractional programming for communication systems—Part I: Power control and beamforming[J]. *IEEE Trans. Signal Process.*, 2018, 66(10): 2616-2630.
- [38] Zhang L, Pan C, Wang Y, et al. Robust beamforming design for intelligent reflecting surface aided cognitive radio systems with imperfect cascaded CSI[J]. *IEEE Trans. Cogn. Commun. Netw.*, 2022, 8(1): 186-201.