

可重构智能表面辅助近场通信感知一体化系统基于嵌套张量的同时定位与通信方法

罗欣^① 杜建和^{*①} 张耀^② 陈远知^① 关亚林^①

^①(中国传媒大学信息与通信工程学院 北京 100024)

^②(北京邮电大学人工智能学院 北京 100876)

摘要: 可重构智能表面(RIS)因其能够智能配置无线传输环境而成为增强通信和感知的革新技术。随着RIS孔径的增加,电磁场特性发生根本性变化,近场范围扩大。与远场通信和感知不同,近场通信和感知需要考虑更为复杂的信道结构特性,这使得RIS辅助的毫米波系统在近场通信和感知方面更具挑战。基于此,该文研究一种RIS辅助通信感知一体化(ISAC)的近场传输系统。首先,利用所考虑的ISAC场景的多维度资源和Khatri-Rao空时编码方法,将接收到的ISAC信号构造为4阶嵌套张量。然后,利用嵌套张量的代数结构和对近场信道模型的2阶菲涅耳近似,设计一种基于嵌套张量的同时定位和通信方案,在不发送专用导频的情况下实现近场环境散射点和用户定位以及信息符号检测。仿真结果表明,提出的方案具有较好的ISAC性能并优于现有方案。此外,即使是在高阶调制情况下,所提方案也有良好的定位精度和的误码率性能。

关键词: 通信感知一体化; 张量; 可重构智能表面; 近场; 毫米波

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2025)04-0979-12

DOI: 10.11999/JEIT240566

1 引言

随着无线通信技术迈向新的发展阶段,无线感知和通信系统将向更高的频段、更大规模的天线阵列以及小型化发展^[1,2],因此其硬件架构,信道特性以及信号处理等特性也有越来越类似的趋势,这为利用无线基础设施进行感知提供了可能性,使未来的网络不仅能够超越传统通信,还能够对周围环境进行感知服务。为实现这一目标,毫米波通信^[3],可重构智能表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)^[4]和通信感知一体化(Integrated Sensing And Communication, ISAC)^[5,6]等技术应运而生。

在毫米波频谱的高频率范围内,无线电传输面临路径损耗较高、传播条件恶劣等影响,信号覆盖范围可能受到限制。RIS可以通过调整预期方向上的反射来增强通信,在提升毫米波通信系统性能方面有广阔的应用前景^[7]。具体而言,RIS是一种由多个低成本无源反射元件组成的平面,在无线环境中部署RIS可以控制反射幅度和相位来响应传入信号^[8-10]。通过优化RIS中的相移,可以增加接收机处的信号能量,从而提高可达速率^[11]。已有许多文

献使用RIS作为克服非视距(Non-Line-of-Sight, NLoS)传输和覆盖盲点的有效解决方案,以提高通信系统的频谱效率、能量效率和可靠性^[12-14]。文献^[12]为RIS辅助的无人机到地面的毫米波多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)通信系统建立了一个3维非平稳宽带端到端信道模型,以应对无人机与地面接收机之间的直接传播路径受阻的情况。针对近场通信中的室内定位问题,文献^[13]使用大规模RIS来解决在频繁出现NLoS传输路径的场景下的信号覆盖问题。针对无人机的联合路径规划和通信调度问题,文献^[14]将RIS部署在地面上,以改善无人机和物联网设备之间的通信质量和性能。

目前,RIS在ISAC系统中的应用已有大量研究^[15-17]。文献^[15]考虑一个有源RIS辅助ISAC系统,在保证通信用户预定义的信干噪比的同时,最大限度地提高雷达输出信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)。文献^[16]研究RIS辅助ISAC系统中联合主动和被动波束赋形设计,以满足快速收敛性和有效性的同时兼顾终端的传输速率和所需的感知功率。文献^[17]将RIS应用于毫米波ISAC系统,通过半自感知RIS方法和联合优化波束形成及相移,提升传感精度和通信性能。文献^[15-17]都采用了同时发送用于通信的信号和用于感知的信号的策略来实现通信和感知的双重目标。然而,使用同一信号也可以同时满足通信和感知需求,这通常依赖于5G毫米波信道的稀疏特性进行信道参数(如角度、

收稿日期: 2024-07-04; 改回日期: 2025-03-19; 网络出版: 2025-03-31

*通信作者: 杜建和 dujianhe1@163.com

基金项目: 国家重点研发计划(2022YFB3904603), 国家自然科学基金(62471444, U2441236)

Foundation Items: The National Key Research and Development Program of China (2022YFB3904603), The National Natural Science Foundation of China (62471444, U2441236)

距离和增益等)的联合估计^[18]。这种方法使得通信和感知并非相互竞争,而是可以作为一个复合功能集成在一起,从而引入了同时定位与通信(Simultaneous Localization And Communications, SLAC)的概念,即在一个系统中同时实现定位和通信。文献[19]提出了一种基于多维波束空间旋转不变性技术(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques, ESPRIT)的方法,使用纯导频信号来估计用户位置和通信速率,在传感精度方面表现优异;而文献[20]采用了纯数据信号方法,通过短时、窄带数据信号同时实现高效定位和通信,从而最大化通信速率。除了这两种方法外,还存在导频与数据信号叠加的策略,它通过将通信和感知信号叠加在一起传输,从而在有限的时频资源下实现更好的资源利用率和平衡性能。相比之下,纯导频方法更适合对传感精度要求较高的场景,纯数据信号方法则更适合追求最大通信速率的应用,而导频与数据信号叠加策略则在通信和传感需求之间提供了良好的折中。

随着RIS反射单元数量的增加以及传输频率的提高,现有的信道建模方法以及相应的信道参数估计方法不再适用。具体地,由于硬件成本和功耗较低,大量无源反射元件可以集成到RIS面板中,因此其尺寸可以达到几米。对于大规模RIS,电磁辐射场结构相比于小规模RIS将发生根本性转变。具体而言,电磁辐射场可分为远场区域和近场区域,其中应分别采用平面波模型和球面波模型进行建模^[21]。这两个区域的边界是瑞利距离 $Z = 2D^2/\lambda$,其中 D 和 λ 分别表示RIS面板的孔径和无线电波长^[22]。随着RIS的阵列孔径变大和传输频率的提高,瑞利距离也随之增大,散射体更有可能位于RIS的近场区域^[23]。近场效应使得用于定位的信道建模和信道状态信息估计更具挑战性,同时近场效应会严重降低定位性能。已有研究工作^[24-26]探索了这一背景下的各种挑战。文献[24]通过贝叶斯分析研究了在近场和远场传播下,RIS在终端定位中的影响,探讨了RIS方向偏移及其校正的条件,并量化了RIS不确定性对定位性能的影响。文献[25]提出了一种基于超大规模RIS的宽带MIMO毫米波系统近场信道估计方法,利用2维压缩感知技术解决球面波前传播带来的挑战。文献[26]提出了一种基于多任务学习的信道估计框架,用于存在硬件缺陷的RIS辅助系统的近场信道估计,实现在有限导频下的高精度估计。然而,上述针对RIS辅助近场系统信道估计的研究工作只是估计了信道,没有放在ISAC框架下,以完成通信与感知任务的协同优化。

上述关于SLAC的研究都是基于矩阵方法,没有利用张量的优点以充分挖掘数据信息。本文构建了一个ISAC框架,用于开发RIS辅助毫米波近场传输系统中一种基于嵌套张量的SLAC方案。首先建立近场球面波传输模型,为了降低每个反射单元对应的不同空间路径带来的复杂性,推导了基于2阶泰勒近似的信道公式,该公式同时考虑了距离、发射角和到达角。然后,为了充分利用Khatri-Rao空时编码(Khatri-Rao Space-Time, KRST)带来的时间冗余,将接收信号构造为一个包含外部平行因子(PARAllel FACtor, PARAFAC)张量和内部PARAFAC张量的嵌套张量模型,并开发了一个基于嵌套张量的SLAC算法。对于外部PARAFAC张量,使用交替最小二乘(Alternating Least Squares, ALS)算法进行包含未知信道的矩阵估计和信息符号检测。对于内部PARAFAC模型,采用一个两阶段算法估计信道参数并进行用户和散射体定位。为了获取传输信道路径的数量,使用最小描述长度(Minimum Description Length, MDL)方法估计。为了获取信道参数,第1阶段采用ALS方法分解PARAFAC模型,第2阶段采用ESPRIT算法进行参数估计。最后,利用信道参数来估计用户和散射体的位置。

2 系统模型

2.1 近场信道模型

如图1所示,考虑一个在毫米波频率下工作的RIS辅助的ISAC系统,包括配备 $N_T = N_T^y \times N_T^z$ 个天线阵元的均匀平面阵列(Uniform Plane Array, UPA)的基站(Base Station, BS),配备 $N_I = N_I^y \times N_I^z$ 个反射单元的RIS,以及配备 $N_R = N_R^y \times N_R^z$ 个天线阵元的UPA的用户设备(User Equipment, UE)。本文采用一个有 K 个子载波的MIMO正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)传输方案,其中选择 K 个子载波用于ISAC。采样频率为 f_s ,中心载波频率为 f_c 。

假设有 L 个散射点分布在RIS和UE之间,其坐标分别为 $\boldsymbol{\rho}_{R,l} \in \mathbb{R}^3$,其中 $l = 1, 2, \dots, L$ 。RIS坐标为 $\boldsymbol{\rho}_I \in \mathbb{R}^3$,UE坐标为 $\boldsymbol{\rho}_U \in \mathbb{R}^3$ 。假设UE位于RIS的近场范围内,在这种情况下,RIS到UE的信道 $\mathbf{H}_{IU,k} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_I}$ 被构造为近场球面波传输模型,表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{IU,k} &= \sum_{l=1}^L \beta_l e^{-j \frac{2\pi k f_s}{c} \tau_l} \mathbf{a}_U(\phi_{U,l}, \theta_{U,l}, d_{U,l}^0) \\ &\quad \cdot \mathbf{a}_{II}^T(\phi_{II,l}, \theta_{II,l}, d_{II,l}^0) \\ &= \mathbf{A}_U D_k(\mathbf{B}) \mathbf{A}_{II}^T \end{aligned} \quad (1)$$

其中, $D_k(\mathbf{B})$ 表示矩阵 \mathbf{B} 的第 k 行构成的对角矩

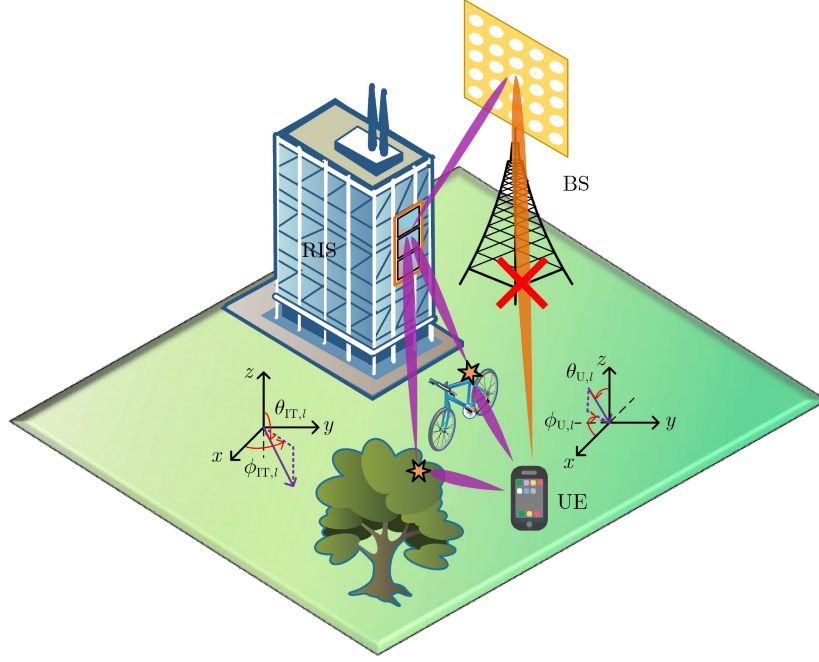


图 1 RIS辅助的ISAC系统模型示意图

阵, 符号 $(\cdot)^T$ 表示矩阵转置运算, β_l 表示第 l 条路径的信道增益, j 表示虚数单位, τ_l 表示第 l 条路径的时延, $\phi_{U,l}$ 和 $\theta_{U,l}$ 分别表示UE处的第 l 个到达方位角和到达仰角, $\phi_{IT,l}$ 和 $\theta_{IT,l}$ 分别表示RIS处的第 l 个离开方位角和离开仰角, $\mathbf{B} = [\beta_0 \mathbf{b}_0, \beta_1 \mathbf{b}_1, \dots, \beta_L \mathbf{b}_L] \in \mathbb{C}^{K \times L}$, 其中 $\mathbf{b}_l = [e^{-j\frac{2\pi f_s}{K} \tau_l}, e^{-j\frac{4\pi f_s}{K} \tau_l}, \dots, e^{-j\frac{2\pi K f_s}{K} \tau_l}]^T \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 。 $\mathbf{a}_{IT} \in \mathbb{C}^{N_I}$ 和 $\mathbf{a}_U \in \mathbb{C}^{N_R}$ 表示导向矢量, 定义为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{a}_{IT,l}(n_I) &= \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} (d_{IT,l}(n_I) - d_{IT,l}^0) \right] \\ \mathbf{a}_{U,l}(n_R) &= \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} (d_{U,l}(n_R) - d_{U,l}^0) \right] \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

其中, $d_{IT,l}(n_I)$ 和 $d_{U,l}(n_R)$ 分别表示第 l 个散射点到RIS处第 n_I 个反射单元和UE处第 n_R 根天线的距离, $n_I = 1, 2, \dots, N_I$ 和 $n_R = 1, 2, \dots, N_R$ 。 $d_{IT,l}^0$ 和 $d_{U,l}^0$ 分别表示第 l 个散射点到RIS处和UE处天线阵列中心的距离 $\mathbf{A}_{IT} = [\mathbf{a}_{IT}(\phi_{IT,0}, \theta_{IT,0}, d_{IT,0}^0), \mathbf{a}_{IT}(\phi_{IT,1}, \theta_{IT,1}, d_{IT,1}^0), \dots, \mathbf{a}_{IT}(\phi_{IT,L}, \theta_{IT,L}, d_{IT,L}^0)]$, $\mathbf{A}_U = [\mathbf{a}_U(\phi_{U,0}, \theta_{U,0}, d_{U,0}^0), \mathbf{a}_U(\phi_{U,1}, \theta_{U,1}, d_{U,1}^0), \dots, \mathbf{a}_U(\phi_{U,L}, \theta_{U,L}, d_{U,L}^0)]$, $l = 1, 2, \dots, L$ 。 UE和RIS的近场区域, 即菲涅尔区域, 由式(3)给出

$$d_{IT,l}(n_I) < 2D_I^2/\lambda, \quad d_{U,l}(n_R) < 2D_R^2/\lambda \quad (3)$$

其中, $D_I^2 = ((N_I^y - 1) \Delta_I)^2 + ((N_I^z - 1) \Delta_I)^2$, $D_R^2 = ((N_R^y - 1) \Delta_R)^2 + ((N_R^z - 1) \Delta_R)^2$, Δ_I 和 Δ_R 分别表示两个RIS反射单元之间的距离和UE相邻两个天线阵元之间的距离。

与典型的远场模型不同, 近场球面波传输模型与阵列位置之间存在非线性关系, 其特征由方位角、俯仰角和距离参数描述, 该非线性函数可通过2阶泰勒展开式进行有效近似^[27], 以便将其应用于式(2)中, 得到更易处理的表达式。为简洁起见, 只介绍导向矢量 \mathbf{a}_{IT} 的建模方法。建立空间直角坐标系以获得3维结构, $d_{IT,l}(n_I)$ 可表示为

$$\begin{aligned} d_{IT,l}(n_I) &= \left((n_I^y \Delta_I)^2 + (n_I^z \Delta_I)^2 + (d_{IT,l}^0)^2 \right. \\ &\quad \left. - 2d_{IT,l}^0 n_I^y \Delta_I \cos \phi_{IT,l,0} \sin \theta_{IT,l,0} \right. \\ &\quad \left. + 2n_I^z \Delta_I d_{IT,l}^0 \sin \phi_{IT,l,0} \right)^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $n_I^y = -(N_I^y - 1)/2, \dots, 0, \dots, (N_I^y - 1)/2$, $n_I^z = -(N_I^z - 1)/2, \dots, 0, \dots, (N_I^z - 1)/2$, 且 $n_I = (N_I + 1)/2 + n_I^y N_I^y + n_I^z N_I^z$ 。 定义 $\alpha = n_I^y \Delta_I / d_{IT,l}(0)$ 和 $\gamma = n_I^z \Delta_I / d_{IT,l}(0)$, 式(4)可表示为

$$\begin{aligned} d_{IT,l}(n_I) &= d_{IT,l}(0) (\alpha^2 + \gamma^2 + 1 - 2\alpha \cos \phi_{IT,l,0} \\ &\quad \cdot \sin \theta_{IT,l,0} + 2\gamma \sin \phi_{IT,l,0})^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (5)$$

定义函数 $F(\alpha, \gamma)$ 表示为

$$\begin{aligned} F(\alpha, \gamma) &\stackrel{\text{def}}{=} (\alpha^2 + \gamma^2 + 1 - 2\alpha \cos \phi_{IT,l,0} \sin \theta_{IT,l,0} \\ &\quad + 2\gamma \sin \phi_{IT,l,0})^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (6)$$

为了简化式(6), 一个好的近似方法基于菲涅尔近似, 对应于2阶泰勒展开。2阶菲涅尔近似结果已经针对具有UPA几何形状的阵列进行了研究^[7], 因而式(6)可表示为

$$F(\alpha, \gamma) \approx 1 + \mu_I \gamma - \nu_I \alpha + \frac{1}{2} (\bar{\mu}_I \alpha^2 + \bar{\nu}_I \gamma^2 + 2\mu_I \nu_I \alpha \gamma) \quad (7)$$

其中, $\mu_l = \sin \phi_{\text{IT},l,0}$, $\nu_l = \cos \phi_{\text{IT},l,0} \sin \theta_{\text{IT},l,0}$, $\widehat{\mu}_l = 1 - \mu_l^2$, $\widehat{\nu}_l = 1 - \nu_l^2$ 。将式(7)带入式(5), 得到

$$\begin{aligned} d_{\text{IT},l}(n_l) &\approx n_l^z \Delta_l \mu_l - n_l^y \Delta_l \nu_l + \frac{1}{2} \widehat{\mu}_l \frac{(n_l^y \Delta_l)^2}{d_{\text{IT},l}^0} \\ &\quad + \frac{1}{2} \widehat{\nu}_l \frac{(n_l^z \Delta_l)^2}{d_{\text{IT},l}^0} + \nu_l \mu_l \frac{n_l^y \Delta_l (n_l^z \Delta_l)}{d_{\text{IT},l}^0} + d_{\text{IT},l}^0 \\ &= \Xi_{n_l}(\mu_l, \nu_l) + \Psi_{n_l}(\mu_l, \nu_l, d_{\text{IT},l}^0) + d_{\text{IT},l}^0 \end{aligned} \quad (8)$$

其中

$$\Xi_{n_l}(\mu_l, \nu_l) = n_l^z \Delta_l \mu_l - n_l^y \Delta_l \nu_l \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \Psi_{n_l}(\mu_l, \nu_l, d_{\text{IT},l}^0) &= \frac{1}{2d_{\text{IT},l}^0} \left((n_l^z \Delta_l)^2 + (n_l^y \Delta_l)^2 \right) \\ &\quad - \frac{1}{2d_{\text{IT},l}^0} (n_l^z \Delta_l \mu_l - n_l^y \Delta_l \nu_l)^2 \end{aligned} \quad (10)$$

阵列协方差矩阵表示为

$$\mathbf{R}_N(i_1, i_2) = \sum_{l=1}^L \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} (\Psi_{i_1, i_2} + \Xi_{i_1, i_2}) \right] \quad (11)$$

其中, $\Psi_{i_1, i_2} = \Psi_{i_1}(\mu_l, \nu_l, d_{\text{IT},l}^0) - \Psi_{i_2}(\mu_l, \nu_l, d_{\text{IT},l}^0)$, $\Xi_{i_1, i_2} = \Xi_{i_1}(\mu_l, \nu_l) - \Xi_{i_2}(\mu_l, \nu_l)$, 其索引为 $i_1(i_1^z, i_1^y) = (N_l + 1)/2 + i_1^z N_l^y + i_1^y$, $i_2(i_2^z, i_2^y) = (N_l + 1)/2 + i_2^z N_l^y + i_2^y$, $i_1^y(2) = -(N_l^y - 1)/2, \dots, 0, \dots, (N_l^y - 1)/2$, $i_1^z(2) = -(N_l^z - 1)/2, \dots, 0, \dots, (N_l^z - 1)/2$ 。当取值 $i_1^y = -i_2^y$ 和 $i_1^z = -i_2^z$ 时, 式(9)和式(10)可表示为

$$\Xi_{i_1, i_2} = 2i_1^z \Delta_l \mu_l - 2i_1^y \Delta_l \nu_l \quad (12)$$

$$\Psi_{i_1, i_2} = 0 \quad (13)$$

此时 \mathbf{R}_N 可表示为

$$\mathbf{R}_N(i_1, i_2) = \sum_{l=1}^L \exp \left[-j \frac{4\pi}{\lambda} (i_1^z \Delta_l \mu_l - i_1^y \Delta_l \nu_l) \right] \quad (14)$$

远场情况下的导向矢量可表示为

$$\mathbf{a}_F(j) = \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} (2j^z \Delta_l \mu_l - 2j^y \Delta_l \nu_l) \right] \quad (15)$$

其中, $j = j^z(N_l^y + 1)/2 + j^y + 1$, $j^y = 0, 1, \dots, (N_l^y - 1)/2$, $j^z = 0, 1, \dots, (N_l^z - 1)/2$ 。其协方差矩阵 \mathbf{R}_F 表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_F(j_1, j_2) &= \sum_{l=1}^L \exp \left[-j \frac{4\pi}{\lambda} (\Delta_l \mu_l (j_1^z - j_2^z) \right. \\ &\quad \left. - \Delta_l \nu_l (j_1^y - j_2^y)) \right] \end{aligned} \quad (16)$$

其中, $j_1(j_1^z, j_1^y) = j_1^z(N_l^y + 1)/2 + j_1^y + 1$, $j_2(j_2^z, j_2^y) = j_2^z(N_l^y + 1)/2 + j_2^y + 1$, $j_1^y(2) = 0, 1, \dots, (N_l^y - 1)/2$, $j_1^z(2) = 0, 1, \dots, (N_l^z - 1)/2$ 。

通过比较式(14)和式(16), 可以推导出

$\mathbf{R}_N(\widehat{i}_1, \widehat{i}_2) = \mathbf{R}_F(j_1, j_2)$, 其中 $\widehat{i}_1 = (N_l + 1)/2 + (j_1^z - j_2^z)N_l^y + (j_1^y - j_2^y)$ 和 $\widehat{i}_2 = (N_l + 1)/2 - (j_1^z - j_2^z)N_l^y - (j_1^y - j_2^y)$ 。由此可知, $\mathbf{R}_N(\widehat{i}_1, \widehat{i}_2)$ 中的元素可以通过下采样方法获得。

2.2 信号模型

假设所考虑的通信系统含有 P 个时间帧, 其中每个时间帧包含 Q 个时隙。在BS处, 第 k 个子载波上的发送信息符号 $\mathbf{S}_k = [\mathbf{s}_{k,1}, \mathbf{s}_{k,2}, \dots, \mathbf{s}_{k,Q}]^T \in \mathbb{C}^{Q \times N_T}$ 由简化的KRST编码方案进行编码, 即每个发送信号向量 $\mathbf{s}_{k,q} \in \mathbb{C}^{N_T}$ 由编码长度为 M 的空时编码矩阵 $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{M \times N_T}$ 进行编码, 其中 \mathbf{C} 是一个截断离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)矩阵。在第 p 个时间帧的第 q 个时隙, UE处接收到从BS发送并经由RIS的信号 $\mathbf{Y}_{k,p,q} \in \mathbb{C}^{N_R \times M}$ 表示为

$$\mathbf{Y}_{k,p,q} = \mathbf{H}_{\text{IU},k} D_p(\Phi_k) \mathbf{H}_{\text{BI},k} D_q(\mathbf{S}_k) \mathbf{C}^T + \mathbf{V}_{k,p,q} \quad (17)$$

其中, $\Phi_k \in \mathbb{C}^{P \times N_l}$ 表示RIS的相移矩阵, $\mathbf{H}_{\text{BI},k} \in \mathbb{C}^{N_l \times N_T}$ 表示BS到RIS的信道矩阵, $\mathbf{V}_{k,p,q} \in \mathbb{C}^{N_R \times M}$ 表示加性高斯白噪声。

3 估计算法

3.1 信道估计和信息符号检测

对于信道 $\mathbf{H}_{\text{BI},k} \in \mathbb{C}^{N_l \times N_T}$, 由于BS和RIS都位于固定位置, 假设该信道状态信息已知。定义矩阵 $\mathbf{F}_{k,q} = D_q(\mathbf{S}_k) \mathbf{C}^T \in \mathbb{C}^{N_T \times M}$, 接收信号 $\mathbf{Y}_{k,p,q}$ 可以表示为

$$\mathbf{Y}_{k,p,q} = \mathbf{H}_{\text{IU},k} D_p(\Phi_k) \mathbf{H}_{\text{BI},k} \mathbf{F}_{k,q} + \mathbf{V}_{k,p,q} \quad (18)$$

连接 P 时间帧内接收到的信号, 得到 $\mathbf{Y}_{k,q} = [\mathbf{Y}_{k,1,q}^T, \mathbf{Y}_{k,2,q}^T, \dots, \mathbf{Y}_{k,P,q}^T]^T \in \mathbb{C}^{N_R P \times M}$ 。根据文献[28], 将 $\mathbf{Y}_{k,q}$ 构造为一个3阶PARAFAC张量模型 $\mathcal{Y}_{k,q} \in \mathbb{C}^{P \times N_R \times M}$, 表示为

$$\mathcal{Y}_{k,q} = \mathcal{I}_{3, N_l \times 1} \Phi_k \times_2 \mathbf{H}_{\text{IU},k} \times_3 (\mathbf{F}_{k,q}^T \mathbf{H}_{\text{BI},k}^T) + \mathcal{V}_{k,q} \quad (19)$$

其中 $\mathcal{V}_{k,q} \in \mathbb{C}^{P \times N_R \times M}$ 表示噪声张量。忽略噪声, 得到该张量模式3矩阵展开式, 表示为

$$[\mathcal{Y}_{k,q}]_3 = (\Phi_k \odot \mathbf{H}_{\text{IU},k}) \mathbf{H}_{\text{BI},k} \mathbf{F}_{k,q} \in \mathbb{C}^{P N_R \times M} \quad (20)$$

其中, 符号 \odot 表示Khatri-Rao积。定义包含未知信道的矩阵 $\mathbf{H}_k = (\Phi_k \odot \mathbf{H}_{\text{IU},k}) \mathbf{H}_{\text{BI},k} \in \mathbb{C}^{P N_R \times N_T}$, 式(20)可表示为

$$[\mathcal{Y}_{k,q}]_3 = \mathbf{H}_k D_q(\mathbf{S}_k) \mathbf{C}^T \quad (21)$$

进一步连接 Q 个时隙的信号 $[\mathcal{Y}_{k,q}]_3$, 得到一个PARAFAC张量 $\mathcal{G}_k \in \mathbb{C}^{Q \times P N_R \times M}$, 表示为

$$\mathcal{G}_k = \mathcal{I}_{3, N_T} \times_1 \mathbf{S}_k \times_2 \mathbf{H}_k \times_3 \mathbf{C} \quad (22)$$

并得到其模式1和模式2矩阵展开式, 可表示为

$$[\mathcal{G}_k]_1 = (\mathbf{H}_k \odot \mathbf{C}) \mathbf{S}_k^T, [\mathcal{G}_k]_2 = (\mathbf{C} \odot \mathbf{S}_k) \mathbf{H}_k^T \quad (23)$$

接下来, 使用ALS算法通过迭代拟合求解得到 \mathbf{S}_k 和 \mathbf{H}_k 的估计值。首先随机初始化信道矩阵 \mathbf{H}_k , 通过最小化误差函数来估计矩阵 \mathbf{S}_k

$$\hat{\mathbf{S}}_k = \arg \min_{\mathbf{S}_k} \left\| [\mathcal{G}_k]_1 - (\hat{\mathbf{H}}_k \odot \mathbf{C}) \mathbf{S}_k^T \right\|_F^2 \quad (24)$$

其中, $\|\cdot\|_F$ 表示Frobenius范数。接下来, 通过最小化以下误差函数来估计矩阵 \mathbf{H}_k

$$\hat{\mathbf{H}}_k = \arg \min_{\mathbf{H}_k} \left\| [\mathcal{G}_k]_2 - (\mathbf{C} \odot \hat{\mathbf{S}}_k) \mathbf{H}_k^T \right\|_F^2 \quad (25)$$

式(24)和式(25)交替优化的过程持续进行, 直到相对误差小于阈值。对于第it次迭代, 相对误差为

$$\varsigma_{it} = \left\| [\mathcal{G}_k]_1 - \left((\hat{\mathbf{H}}_k)_{it} \odot \mathbf{C} \right) (\hat{\mathbf{S}}_k)_{it}^T \right\|_F / \left\| [\mathcal{G}_k]_1 \right\|_F \quad (26)$$

其中, $(\hat{\mathbf{H}}_k)_{it}$ 表示第it次迭代 \mathbf{H}_k 的估计值, $(\hat{\mathbf{S}}_k)_{it}$ 表示第it次迭代 \mathbf{S}_k 的估计值。由于矩阵 \mathbf{C} 已知, 不存在排列模糊。此外, 假设 \mathbf{S}_k 的首行元素已知, 可以消除尺度模糊。

将矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_k$ 构造为一个PARAFAC张量 $\hat{\mathcal{H}}_k \in \mathbb{C}^{P \times N_R \times N_T}$, 表示为

$$\hat{\mathcal{H}}_k = \mathcal{I}_{3, N_T} \times_1 \hat{\Phi}_k \times_2 \mathbf{H}_{IU,k} \times_3 \mathbf{H}_{BI,k} \quad (27)$$

其模式2矩阵展开式表示为

$$\left[\hat{\mathcal{H}}_k \right]_2 = (\mathbf{H}_{BI,k}^T \odot \hat{\Phi}_k) \mathbf{H}_{IU,k}^T \quad (28)$$

通过伪逆计算, 可以得到 $\mathbf{H}_{IU,k}$ 的估计值, 即

$$\hat{\mathbf{H}}_{IU,k} = \left((\mathbf{H}_{BI,k}^T \odot \hat{\Phi}_k)^\dagger \left[\hat{\mathcal{H}}_k \right]_2 \right)^T \quad (29)$$

其中, 符号 $(\cdot)^\dagger$ 表示矩阵伪逆运算。此时, 为了保证式(29)有效, 应满足条件 $N_T P \geq N_I$ 。

3.2 两阶段信道参数估计

信道 \mathbf{H}_{IU} 的信道参数估计过程分为两个阶段。在第1阶段, 连接 K 个矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_{IU,k}$, 将其构造为一个3阶PARAFAC张量 $\hat{\mathcal{H}}_{IU} \in \mathbb{C}^{K \times N_R \times N_I}$, 即

$$\hat{\mathcal{H}}_{IU} = \mathcal{I}_{3, L} \times_1 \mathbf{B} \times_2 \mathbf{A}_U \times_3 \mathbf{A}_{IT} \quad (30)$$

并得到其模式1, 模式2和模式3矩阵展开式

$$\left. \begin{aligned} \left[\hat{\mathcal{H}}_{IU} \right]_1 &= (\mathbf{A}_U \odot \mathbf{A}_{IT}) \mathbf{B}^T \\ \left[\hat{\mathcal{H}}_{IU} \right]_2 &= (\mathbf{A}_{IT} \odot \mathbf{B}) \mathbf{A}_U^T \\ \left[\hat{\mathcal{H}}_{IU} \right]_3 &= (\mathbf{B} \odot \mathbf{A}_U) \mathbf{A}_{IT}^T \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

接下来, 求解 L 以实现张量 $\hat{\mathcal{H}}_{IU}$ 的因子分解, 即求解张量 $\hat{\mathcal{H}}_{IU}$ 的秩。一种有效的方法是利用MDL算法^[29]。在计算秩 L 之后, 通过分别计算 $\langle \hat{\mathcal{H}}_{IU} \rangle_2$ 和 $\langle \hat{\mathcal{H}}_{IU} \rangle_3$ 的前 L 个左奇异向量, 可以分别得到 \mathbf{A}_U 和 \mathbf{A}_{IT} 的信号子空间 $\bar{\mathbf{A}}_U$ 和 $\bar{\mathbf{A}}_{IT}$ 。将 $\bar{\mathbf{A}}_U$ 和 $\bar{\mathbf{A}}_{IT}$ 作为 \mathbf{A}_U 和 \mathbf{A}_{IT} 的预估计值, 使用三线性ALS算法, 得到

$$\hat{\mathbf{B}} = \arg \min_{\mathbf{B}} \left\| \left[\hat{\mathcal{H}}_{IU} \right]_1 - (\bar{\mathbf{A}}_U \odot \bar{\mathbf{A}}_{IT}) \mathbf{B}^T \right\|_F^2 \quad (32)$$

$$\hat{\mathbf{A}}_U = \arg \min_{\mathbf{A}_U} \left\| \left[\hat{\mathcal{H}}_{IU} \right]_2 - (\bar{\mathbf{A}}_{IT} \odot \hat{\mathbf{B}}) \mathbf{A}_U^T \right\|_F^2 \quad (33)$$

$$\hat{\mathbf{A}}_{IT} = \arg \min_{\mathbf{A}_{IT}} \left\| \left[\hat{\mathcal{H}}_{IU} \right]_3 - (\hat{\mathbf{B}} \odot \hat{\mathbf{A}}_U) \mathbf{A}_{IT}^T \right\|_F^2 \quad (34)$$

第it次迭代的相对误差为

$$\vartheta_{it} = \frac{\left\| \left[\hat{\mathcal{H}}_{IU} \right]_3 - \left((\hat{\mathbf{B}})_{it} \odot (\hat{\mathbf{A}}_U)_{it} \right) (\hat{\mathbf{A}}_{IT})_{it}^T \right\|_F}{\left\| \left[\hat{\mathcal{H}}_{IU} \right]_3 \right\|_F} \quad (35)$$

其中, $\hat{\mathbf{B}}$, $\hat{\mathbf{A}}_U$ 和 $\hat{\mathbf{A}}_{IT}$ 分别表示第it次迭代 \mathbf{B} , \mathbf{A}_U 和 \mathbf{A}_{IT} 的估计值。

在第2阶段, 使用ESPRIT算法求解信道参数。ESPRIT算法的主要思想是利用估计值的多维相移不变性, 通过进行特征值分解来获得信号的子空间。此时估计参数 $\{\phi_{IT,l}, \theta_{IT,l}\}_{l=1}^L$ 用来重建矩阵 \mathbf{A}_{IT} 。同理, 估计参数 $\{\phi_{U,l}, \theta_{U,l}\}_{l=1}^L$ 用来重建矩阵 \mathbf{A}_U 。为了估计时延 τ_l , 使用基于相关的算法^[30]。

3.3 定位

本节使用已估计信道参数来进行定位。首先, 将定位问题表示为最大似然问题, 表示为

$$[\hat{\rho}_U, \hat{\rho}_{R,l}] = \arg \max_{\rho_U, \rho_{R,l}} p(\hat{\boldsymbol{\omega}} | \rho_I, \rho_{R,l}, \rho_U) \quad (36)$$

其中, $\hat{\boldsymbol{\omega}} = [\hat{\phi}_{U,l}, \hat{\theta}_{U,l}, \hat{\phi}_{IT,l}, \hat{\theta}_{IT,l}, \hat{\tau}_l]$ 表示所有估计的定位参数信息, $l = 1, 2, \dots, L$ 。定义向量

$$\mathbf{f}_{T,l} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\phi}_{IT,l}) \sin(\hat{\theta}_{IT,l}) \sin(\hat{\phi}_{IT,l}) \\ \sin(\hat{\theta}_{IT,l}) \cos(\hat{\theta}_{IT,l}) \end{bmatrix}^T \quad (37)$$

表示第 l 条NLoS路径的离开方向, 同理, 定义 $\mathbf{f}_{R,l}$ 表示第 l 条NLoS路径的到达方向, $l = 1, 2, \dots, L$ 。对于第 l 条路径, 可以建立如式(38)的关系, 表示为

$$\rho_U = \rho_I + c\hat{\tau}_l \xi_l \mathbf{f}_{T,l} + c\hat{\tau}_l (1 - \xi_l) (-\mathbf{f}_{R,l}) \quad (38)$$

其中, c 表示光速, 未知参数 $\xi_l \in [0, 1]$ 表示从RIS到第 l 个散射点的直线路径的时延的系数。定义 $\delta_l = \rho_I - c\hat{\tau}_l \mathbf{f}_{R,l}$ 和 $\mathbf{u}_l = c\hat{\tau}_l (\mathbf{f}_{T,l} + \mathbf{f}_{R,l})$, 式(38)可表示为

$$\boldsymbol{\rho}_U = \boldsymbol{\delta}_l + \xi_l \mathbf{u}_l \quad (39)$$

由式(39)可知, $\xi_l \|\mathbf{u}_l\|^2 = \mathbf{u}_l^T (\boldsymbol{\rho}_U - \boldsymbol{\delta}_l)$ 。求解 ξ_l 并代回式(39), 得到如式(40)的代价函数

$$\mathcal{C}(\boldsymbol{\rho}_U) = \sum_{l=1}^L \zeta_l \|\boldsymbol{\rho}_U - (\boldsymbol{\delta}_l + \bar{\mathbf{u}}_l^T (\boldsymbol{\rho}_U - \boldsymbol{\delta}_l) \bar{\mathbf{u}}_l)\|^2 \quad (40)$$

其中, $\bar{\mathbf{u}}_l = \mathbf{u}_l / \|\mathbf{u}_l\|$, $\zeta_l \geq 0$ 是第 l 条路径的权值, 它取决于路径的信道增益。最小化 $\mathcal{C}(\boldsymbol{\rho}_U)$ 可以得到一个最小二乘解, 表示为

$$\hat{\boldsymbol{\rho}}_U = \left(\sum_{l=1}^L \zeta_l (\mathbf{I} - \bar{\mathbf{u}}_l \bar{\mathbf{u}}_l^T) \right)^{-1} \sum_{l=1}^L \zeta_l (\mathbf{I} - \bar{\mathbf{u}}_l \bar{\mathbf{u}}_l^T) \boldsymbol{\delta}_l \quad (41)$$

给定 $\hat{\boldsymbol{\rho}}_U$, 散射点位置 $\boldsymbol{\rho}_{R,l}$ 为直线方程 $\boldsymbol{\rho}_I + \varepsilon_I \mathbf{f}_{T,l}$ 与 $\boldsymbol{\rho}_U + \varepsilon_U \mathbf{f}_{R,l}$ 的交集, $\varepsilon_I \in \mathbb{R}, \varepsilon_U \in \mathbb{R}$ 。最小二乘解表示为

$$\hat{\boldsymbol{\rho}}_{R,l} = (\boldsymbol{\Theta}_{T,l} + \boldsymbol{\Theta}_{R,l})^{-1} (\boldsymbol{\Theta}_{T,l} \boldsymbol{\rho}_I + \boldsymbol{\Theta}_{R,l} \hat{\boldsymbol{\rho}}_U) \quad (42)$$

其中, $\boldsymbol{\Theta}_{T,l} = \mathbf{I} - \mathbf{f}_{T,l} \mathbf{f}_{T,l}^T$ 和 $\boldsymbol{\Theta}_{R,l} = \mathbf{I} - \mathbf{f}_{R,l} \mathbf{f}_{R,l}^T$ 。完整的基于嵌套张量的SLAC算法如算法1所示。

4 仿真结果

4.1 仿真参数设置

本文通过仿真实验来验证所提RIS辅助ISAC毫米波近场传输系统中SLAC方案性能。除非特别说明, 在仿真过程中, 设定BS天线阵元的数目 $N_T = 6 \times 6$, RIS反射单元数目 $N_I = 15 \times 15$, UE天线阵元数目 $N_R = 3 \times 3$, 子载波数目 $\bar{K} = 256$, $K = 8$, 采样频率 $f_s = 0.32$ GHz, 中心载波频率 $f_c = 30$ GHz, RIS-UE信道的路径 $L = 2$, 时间帧

算法1 基于嵌套张量的SLAC算法

初始化: 相移矩阵 Φ_k , 编码矩阵 \mathbf{C} , 信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{BL},k}$, 接收信号 $\mathbf{Y}_{k,p,q}$

- (1) 将接收信号 $\mathbf{Y}_{k,p,q}$ 构造成张量 $\mathcal{Y}_{k,q}$
- (2) 借助张量 $\mathcal{Y}_{k,q}$, 使用ALS算法求解 $\hat{\mathbf{S}}_k$ 和 $\hat{\mathbf{H}}_k$
- (3) 将 $\hat{\mathbf{H}}_k$ 构造张量 $\hat{\mathcal{H}}_k$, 通过伪逆计算未知信道矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{IU},k}$
- (4) 将 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{IU},k}$ 构造张量 $\hat{\mathcal{H}}_{\text{IU}}$, 使用ALS算法分解因子矩阵得到 $\{\hat{\mathbf{A}}_{\text{IT}}, \hat{\mathbf{A}}_U, \hat{\mathbf{B}}\}$
- (5) 使用MDL算法求解路径数目 L
- (6) 通过下采样方法得到 $\hat{\mathbf{A}}_{\text{IT}}$ 和 $\hat{\mathbf{A}}_U$ 对应的协方差矩阵
- (7) 使用ESPRIT算法和基于相关的算法估计信道参数 $\{\hat{\phi}_{U,l}, \hat{\theta}_{U,l}, \hat{\phi}_{\text{IT},l}, \hat{\theta}_{\text{IT},l}, \hat{\tau}_l\}_{l=1}^L$
- (8) 使用已估计的信道参数进行定位得到 $\hat{\boldsymbol{\rho}}_U$ 和 $\{\hat{\boldsymbol{\rho}}_{R,l}\}_{l=1}^L$

输出: 发送信息符号 $\hat{\mathbf{S}}_k$, 信道参数

$\{\hat{\phi}_{U,l}, \hat{\theta}_{U,l}, \hat{\phi}_{\text{IT},l}, \hat{\theta}_{\text{IT},l}, \hat{\tau}_l\}_{l=1}^L$, 用户和散射点位置 $\hat{\boldsymbol{\rho}}_U$ 和 $\{\hat{\boldsymbol{\rho}}_{R,l}\}_{l=1}^L$

数目 $P = 140$, 每个时间帧的时隙数目 $Q = 10$, 编码长度 $M = 36$, 波长 $\lambda = c/f_c$, 光速 $c = 3 \times 10^8$ m/s, 两个RIS反射单元之间距离 $\Delta_I = \lambda/2$, UE相邻两个天线阵元之间的距离 $\Delta_R = \lambda/2$ 。假设传输信号都使用正交相移键控(Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)调制。所有仿真结果都是通过1 000次蒙特卡罗仿真实验取平均结果, 在每次蒙特卡罗仿真实验中, 使用误比特率(Bit Error Rate, BER)和均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)^[31]作为性能指标来评估信息符号检测和信道参数估计/定位性能。在空间直角坐标系下, RIS的位置为 $\boldsymbol{\rho}_I = [0, 0, 1.5]^T$ m, UE的位置为 $\boldsymbol{\rho}_U = [2.5, 2.5, 0]^T$ m, L 个散射点都随机分布在RIS和UE的近场区域。

4.2 性能分析

(1) 所提方案感知性能评估。

为了评估所提方案的感知性能, 固定接收信号模型构造方法, 比较所提信道参数估计算法和文献[32]中提出的多重信号分类(MULTIPLE SIGNAL CLASSIFICATION, MUSIC)信道参数估计算法的性能。同时, 比较当子载波数目增加时, 对所提基于张量的SLAC算法性能的影响。

图2给出了当子载波数目增加时, 不同算法感知参数估计性能的变化情况。从图2可以看出, 与对比算法相比, 所提算法的离开方位角和离开仰角、到达方位角和到达仰角以及时延的估计性能都展现出更加优越的性能。此外, 随着子载波数目的增加, 两种算法的信道参数估计性能提升。然而, 增加子载波数量意味着增加计算复杂度, 在实际应用中应该根据实际需求取得合适的性能和计算开销的折中。从该图还可以看出, 在低信噪比条件下, 信号质量受限, 导致估计误差较大。随着信噪比的增加, 信号质量显著提升, 系统性能也得到显著改善。与此同时, 当信噪比进一步增加时, 信号质量的提升对系统性能的影响趋于平稳。

图3给出了当子载波数目增加时, 不同算法定位性能的变化情况。从图3中可以看出, 所提算法和对比算法的目标定位性能都随着子载波数目的增加而增加。这是因为信道参数估计性能随着子载波数目的增加而增加, 这直接影响了目标定位性能。此外, 与对比算法相比, 所提算法在目标定位性能上表现更出色, 这是因为所提算法能够更好地进行信道参数估计, 这为后续定位方法提供了更好的初始条件。图4给出了在信噪比为5 dB时, 不同算法条件下散射点和UE定位的3维可视化示意图。该图直观地反映了本文所提算法对比算法具有更好的定位性能。

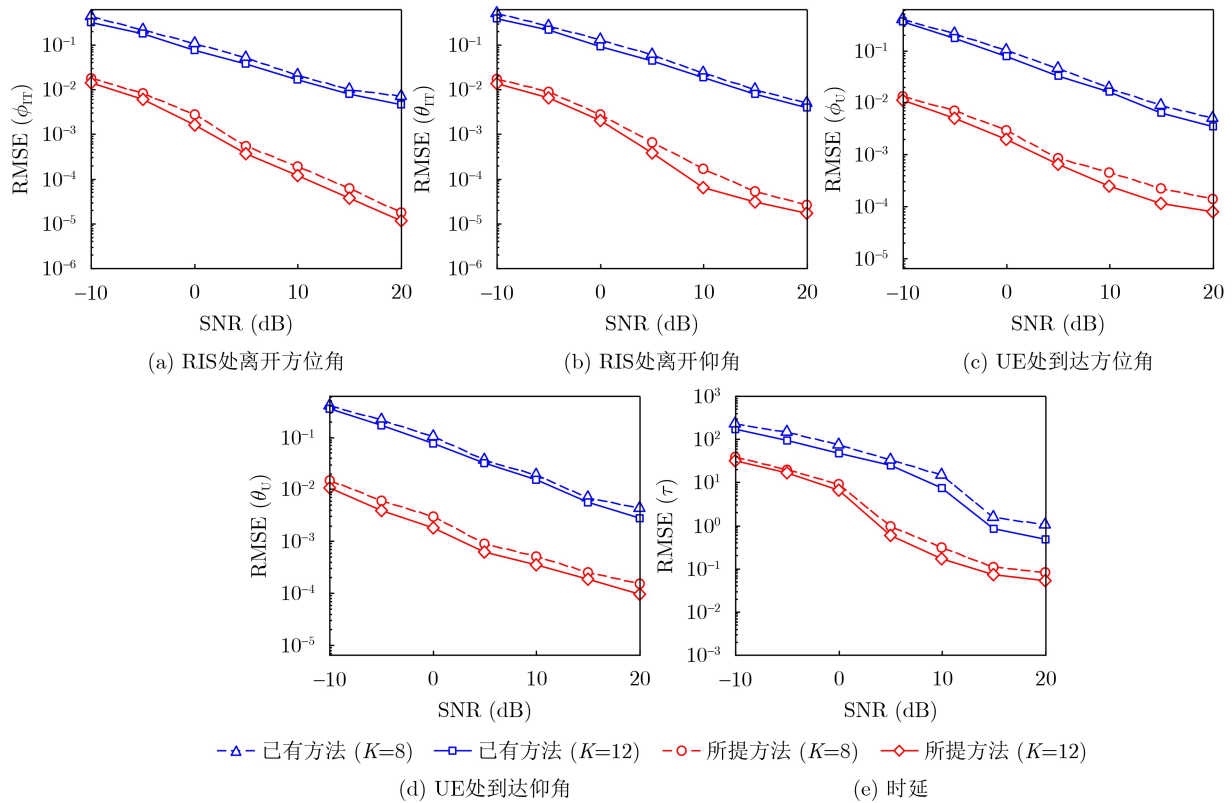


图2 不同算法的感知参数RMSE性能随SNR变化曲线性能比较

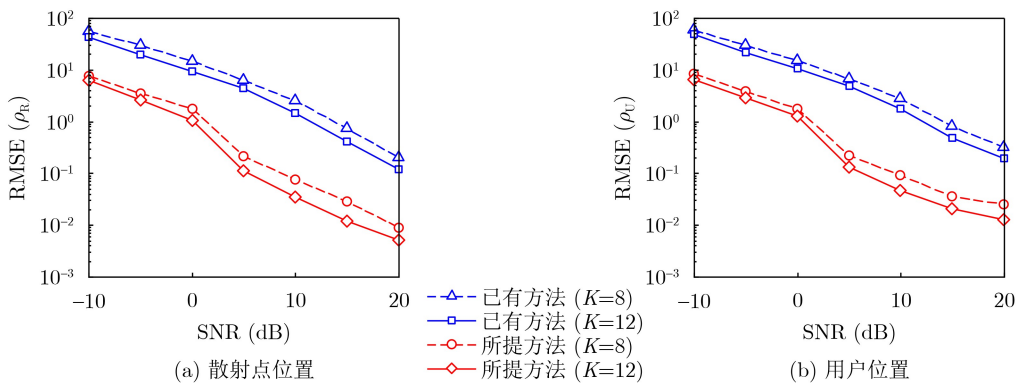


图3 不同算法的散射点和UE定位RMSE性能随SNR变化曲线性能比较

(2) 不同调制方式下所提方案感知和通信性能评估。

为了评估所提方案的通信性能，固定所提RIS辅助ISAC毫米波近场传输系统中SLAC方案，比较不同调制方式下的所提基于张量的ISAC算法性能，包括QPSK，16阶正交振幅调制(16 Quadrature Amplitude Modulation, 16QAM)和64QAM。图5给出了所提方法在不同调制方式下的通信信息符号检测的BER性能，特别地，此时参数设置为 $N_1 = 9 \times 9$, $P = 50$, $Q = 10$, $M = 32$ 。从图5中可以看出，所提方法的BER随着SNR的增大而减小。从图5还可以看出，在相同的SNR条件下，随着调制阶数的增加，所提算法的BER增加，性能降

低。这是因为相比于QPSK调制方法，16QAM/64QAM需要估计的参数都增加，导致需要检测的信息符号参数增加。同时，它们更容易受到噪声和干扰的影响。为了维持相同的误码率，在16QAM/64QAM调制方式下通常需要更高的SNR。

图6展示了不同调制方式下散射点和UE定位性能的比较。由于定位RMSE性能能够反映感知参数的RMSE性能，因此在此不再展示感知参数RMSE的比较图。从图6中可以看出，随着调制阶数的增加，目标定位性能增加。这是因为随着调制阶数的增加，发送信息符号长度增加，这间接地引入时间分集的效果，导致目标定位性能提高。

(3) 不同仿真参数下所提方案感知和通信性能评估。

为了评估所提方案在不同仿真参数下的性能,

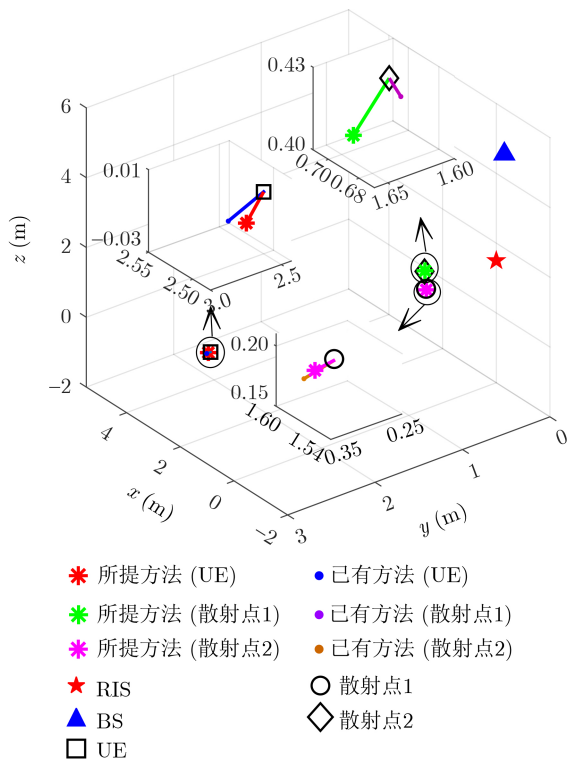


图4 不同算法的散射点和UE定位的3维可视化示意图

固定所提RIS辅助ISAC毫米波近场传输系统中SLAC方案, 比较不同发送信号长度和编码长度下的所提基于张量的ISAC算法性能, 参数设置为 $Q = \{6, 10\}, M = \{24, 36\}$ 。图7和图8分别展示了所提方法在不同仿真参数下散射点与UE定位性能以及BER性能的变化情况。从中可以看出, 随着 Q 和 M 的增加, 无论是散射点与UE定位性能, 还是BER性能均显著提升。这种性能提升的主要原因在于, 随着 Q 和 M 的增加, 时间分集增益增加, 进而提升了整体性能表现。然而, 这种性能改进是以降低传输速率为代价的。因此, 通过调整系统参数, 可以在传输速率、通信性能和感知能力之间找到最优平衡点。

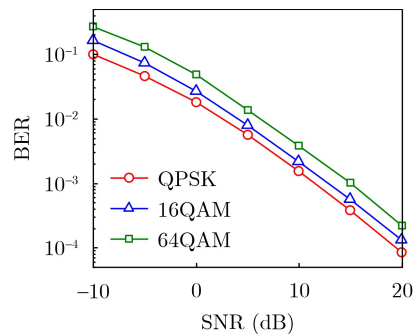


图5 不同调制方式下BER性能随SNR变化曲线

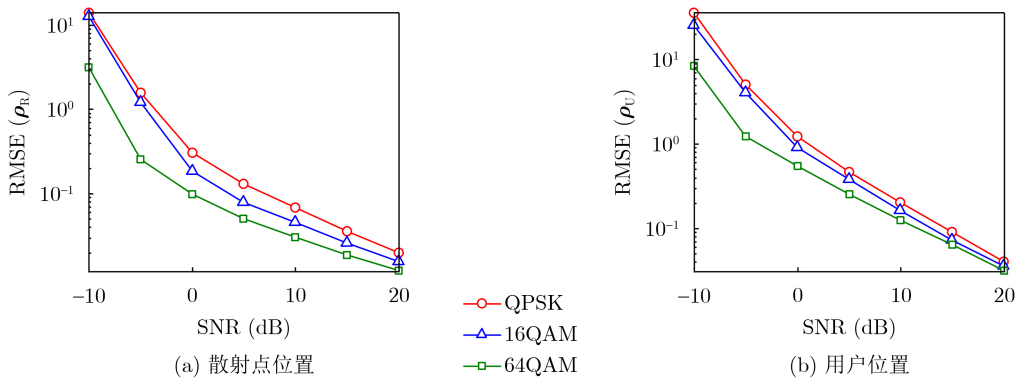


图6 不同调制方式下散射点和UE定位RMSE性能随SNR变化曲线

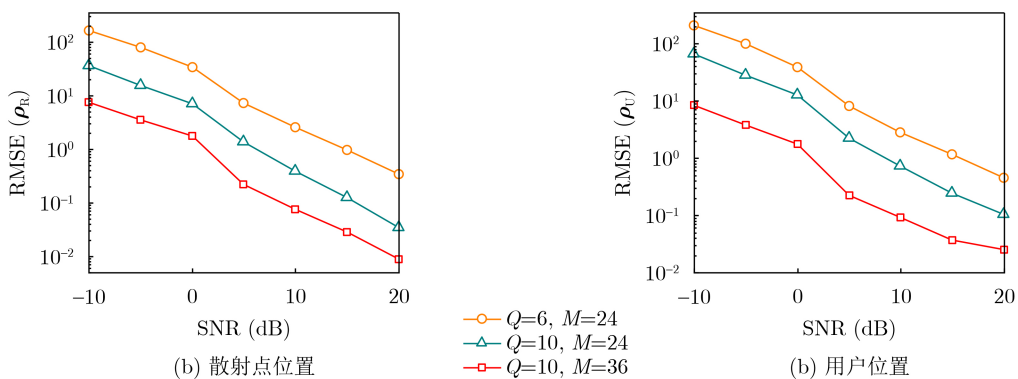


图7 不同仿真参数下散射点和UE定位RMSE性能随SNR变化曲线

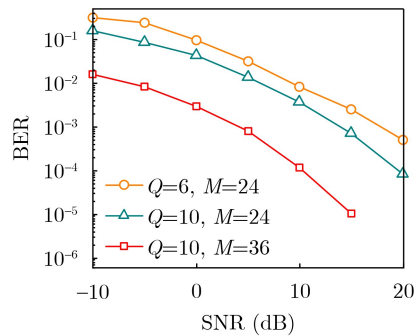


图8 不同仿真参数下BER性能随SNR变化曲线

5 结束语

本文提出了一种基于内嵌式张量的RIS辅助ISAC毫米波近场传输方案,通过借助对近场信道模型的二阶菲涅耳近似,开发出一种基于嵌套张量的SLAC算法。由于构造的嵌套张量模型具有代数结构,所提方案不需要发送专用导频。同时,所构造的张量能够结合感知信号和通信信号的不同维度,在获取更多有用信息的基础上进一步提高所提方案的信息符号检测和定位精度。仿真结果表明,所提算法在配置不同参数情况下均具有良好的收敛性。与已有算法相比较,所提算法的感知性能优于已有算法。在高阶调制情况下,所提算法也具有良好的信息符号检测性能,并能够以较高的精度恢复信道状态信息,从而提供厘米级的定位精度。此外,所提算法具有可扩展性,能够应用于更大规模的系统,如扩展RIS或增加天线数量。然而,增加系统规模会导致计算复杂度的增加,特别是针对高阶张量模型。为此,在处理更大规模系统中的ISAC问题时,可以通过优化算法结构,例如引入基于张量的闭式算法(如高阶奇异值分解),以提高计算效率,从而增强算法的可扩展性。

参考文献

- [1] CHEN Shanzhi, SUN Shaohui, and KANG Shaoli. System integration of terrestrial mobile communication and satellite communication—the trends, challenges and key technologies in B5G and 6G[J]. *China Communications*, 2020, 17(12): 156–171. doi: [10.23919/JCC.2020.12.011](https://doi.org/10.23919/JCC.2020.12.011).
- [2] CHEN Wanshi, LIN Xingqin, LEE J, et al. 5G-advanced toward 6G: Past, present, and future[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2023, 41(6): 1592–1619. doi: [10.1109/JSAC.2023.3274037](https://doi.org/10.1109/JSAC.2023.3274037).
- [3] HAN Chong, WANG Yiqin, LI Yuanbo, et al. Terahertz wireless channels: A holistic survey on measurement, modeling, and analysis[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2022, 24(3): 1670–1707. doi: [10.1109/COMST.2022.3182539](https://doi.org/10.1109/COMST.2022.3182539).
- [4] 褚宏云, 杨梦瑶, 黄航, 等. 混合智能反射面辅助的通信感知一体化: 高效波束成形设计[J]. *电子与信息学报*, 2024, 46(6): 2462–2469. doi: [10.11999/JEIT230699](https://doi.org/10.11999/JEIT230699).
CHU Hongyun, YANG Mengyao, HUANG Hang, et al. Hybrid reconfigurable intelligent surface assisted integrated sensing and communication: Energy efficient beamforming design[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2024, 46(6): 2462–2469. doi: [10.11999/JEIT230699](https://doi.org/10.11999/JEIT230699).
- [5] HU Xiaoling, LIU Chenxi, PENG Mugen, et al. IRS-based integrated location sensing and communication for mmWave SIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(6): 4132–4145. doi: [10.1109/TWC.2022.3223428](https://doi.org/10.1109/TWC.2022.3223428).
- [6] YANG Runruo, WANG Chengxiang, HUANG Jie, et al. A novel 6G ISAC channel model combining forward and backward scattering[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(11): 8050–8065. doi: [10.1109/TWC.2023.3258150](https://doi.org/10.1109/TWC.2023.3258150).
- [7] PAN Yijin, PAN Cunhua, and JIN Shi. Localization in the near field of a RIS-assisted mmWave/subTHz system[C]. 2022 IEEE Global Communications Conference, Rio de Janeiro, Brazil, 2022: 3905–3910. doi: [10.1109/GLOBECOM48099.2022.10001107](https://doi.org/10.1109/GLOBECOM48099.2022.10001107).
- [8] 李兴旺, 田志发, 张建华, 等. IRS辅助NOMA网络下隐蔽通信性能研究[J]. *中国科学: 信息科学*, 2024, 54(6): 1502–1515. doi: [10.1360/SSI-2023-0174](https://doi.org/10.1360/SSI-2023-0174).
LI Xingwang, TIAN Zhifa, ZHANG Jianhua, et al. Performance analysis of covert communication in IRS-assisted NOMA networks[J]. *SCIENTIA SINICA Informationis*, 2024, 54(6): 1502–1515. doi: [10.1360/SSI-2023-0174](https://doi.org/10.1360/SSI-2023-0174).
- [9] LIN Zhi, NIU Hehao, AN Kang, et al. Refracting RIS-aided hybrid satellite-terrestrial relay networks: Joint beamforming design and optimization[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2022, 58(4): 3717–3724. doi: [10.1109/TAES.2022.3155711](https://doi.org/10.1109/TAES.2022.3155711).
- [10] AN Kang, SUN Yifu, LIN Zhi, et al. Exploiting multi-layer refracting RIS-assisted receiver for HAP-SWIPT networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(10): 12638–12657. doi: [10.1109/TWC.2024.3394214](https://doi.org/10.1109/TWC.2024.3394214).
- [11] LIN Zhi, NIU Hehao, AN Kang, et al. Pain without gain: Destructive beamforming from a malicious RIS perspective in IoT networks[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2024, 11(5): 7619–7629. doi: [10.1109/JIOT.2023.3316830](https://doi.org/10.1109/JIOT.2023.3316830).
- [12] XIONG Baiping, ZHANG Zaichen, JIANG Hao, et al. A 3D non-stationary MIMO channel model for reconfigurable intelligent surface auxiliary UAV-to-ground mmWave communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless*

- Communications*, 2022, 21(7): 5658–5672. doi: [10.1109/TWC.2022.3142437](https://doi.org/10.1109/TWC.2022.3142437).
- [13] DARDARI D, DECARLI N, GUERRA A, *et al.* LOS/NLOS near-field localization with a large reconfigurable intelligent surface[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(6): 4282–4294. doi: [10.1109/TWC.2021.3128415](https://doi.org/10.1109/TWC.2021.3128415).
- [14] SAVKIN A V, HUANG Chao, and NI Wei. Joint multi-UAV path planning and LoS communication for mobile-edge computing in IoT networks with RISs[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2023, 10(3): 2720–2727. doi: [10.1109/JIOT.2022.3215255](https://doi.org/10.1109/JIOT.2022.3215255).
- [15] ZHU Qi, LI Ming, LIU Rang, *et al.* Joint transceiver beamforming and reflecting design for active RIS-aided ISAC systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(7): 9636–9640. doi: [10.1109/TVT.2023.3249752](https://doi.org/10.1109/TVT.2023.3249752).
- [16] LE Q N, NGUYEN V D, DOBRE O A, *et al.* RIS-assisted full-duplex integrated sensing and communication[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(10): 1677–1681. doi: [10.1109/LWC.2023.3285391](https://doi.org/10.1109/LWC.2023.3285391).
- [17] LYU Wanting, YANG Songjie, XIU Yue, *et al.* CRB Minimization for RIS-aided mmWave integrated sensing and communications[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2024, 11(10): 18381–18393. doi: [10.1109/JIOT.2024.3361939](https://doi.org/10.1109/JIOT.2024.3361939).
- [18] ALKHATEEB A, EL AYACH O, LEUS G, *et al.* Channel estimation and hybrid precoding for millimeter wave cellular systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2014, 8(5): 831–846. doi: [10.1109/JSTSP.2014.2334278](https://doi.org/10.1109/JSTSP.2014.2334278).
- [19] JIANG Fan, WEN Fuxi, GE Yu, *et al.* Beam-space multidimensional ESPRIT approaches for simultaneous localization and communications[J]. 2021. doi: [10.48550/arXiv.2111.07450](https://doi.org/10.48550/arXiv.2111.07450).
- [20] NAKAMURA M, HASHIZUME H, and SUGIMOTO M. Simultaneous localization and communication method using short-time and narrow-band dual-carrier acoustic signals[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2022, 22(6): 5163–5172. doi: [10.1109/JSEN.2021.3107849](https://doi.org/10.1109/JSEN.2021.3107849).
- [21] WEI Xiuhong and DAI Linglong. Channel estimation for extremely large-scale massive MIMO: Far-field, near-field, or hybrid-field?[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 26(1): 177–181. doi: [10.1109/LCOMM.2021.3124927](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2021.3124927).
- [22] LU Yu and DAI Linglong. Near-field channel estimation in mixed LoS/NLoS environments for extremely large-scale MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(6): 3694–3707. doi: [10.1109/TCOMM.2023.3260242](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2023.3260242).
- [23] WEI Xiuhong, DAI Linglong, ZHAO Yajun, *et al.* Codebook design and beam training for extremely large-scale RIS: Far-field or near-field?[J]. *China Communications*, 2022, 19(6): 193–204. doi: [10.23919/JCC.2022.06.015](https://doi.org/10.23919/JCC.2022.06.015).
- [24] EMENONYE D R, DHILLON H S, and BUEHRER R M. RIS-aided localization under position and orientation offsets in the near and far field[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(12): 9327–9345. doi: [10.1109/TWC.2023.3270029](https://doi.org/10.1109/TWC.2023.3270029).
- [25] YANG Songjie, XIE Chenfei, LYU Wanting, *et al.* Near-field channel estimation for extremely large-scale reconfigurable intelligent surface (XL-RIS)-aided wideband mmWave systems[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2024, 42(6): 1567–1582. doi: [10.1109/JSAC.2024.3389120](https://doi.org/10.1109/JSAC.2024.3389120).
- [26] XIAO Jian, WANG Ji, WANG Zhaolin, *et al.* Multi-task learning for near/far field channel estimation in STAR-RIS networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2024, 72(10): 6344–6359. doi: [10.1109/TCOMM.2024.3402619](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2024.3402619).
- [27] ZUO Weiliang, XIN Jingmin, OHMORI H, *et al.* Subspace-based algorithms for localization and tracking of multiple near-field sources[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2019, 13(1): 156–171. doi: [10.1109/JSTSP.2019.2897953](https://doi.org/10.1109/JSTSP.2019.2897953).
- [28] XIMENES L R, FAVIER G, and DE ALMEIDA A L F. Semi-blind receivers for non-regenerative cooperative MIMO communications based on nested PARAFAC modeling[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2015, 63(18): 4985–4998. doi: [10.1109/TSP.2015.2454473](https://doi.org/10.1109/TSP.2015.2454473).
- [29] LIN Yuxing, JIN Shi, MATTHAIYOU M, *et al.* Tensor-based channel estimation for millimeter wave MIMO-OFDM with dual-wideband effects[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2020, 68(7): 4218–4232. doi: [10.1109/TCOMM.2020.2983673](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2020.2983673).
- [30] ZHOU Zhou, FANG Jun, YANG Linxiao, *et al.* Low-rank tensor decomposition-aided channel estimation for millimeter wave MIMO-OFDM systems[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2017, 35(7): 1524–1538. doi: [10.1109/JSAC.2017.2699338](https://doi.org/10.1109/JSAC.2017.2699338).
- [31] DU Jianhe, CHENG Yuan, JIN Libiao, *et al.* Nested tensor-based integrated sensing and communication in RIS-assisted THz MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2024, 72: 1141–1157. doi: [10.1109/TSP.2024.3359323](https://doi.org/10.1109/TSP.2024.3359323).
- [32] NION D and SIDIROPOULOS N D. Tensor algebra and multidimensional harmonic retrieval in signal processing for MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(11): 5693–5705. doi: [10.1109/TSP.2010.2058802](https://doi.org/10.1109/TSP.2010.2058802).

罗欣：女，博士，研究方向为通信感知一体化和张量信号处理。

杜建和：男，博士，教授，研究方向为信道估计，通信感知一体化和张量信号处理。

陈远知：男，博士，教授，研究方向为无线通信和智能信号处理。

关亚林：男，博士，教授，研究方向为无线通信和广播技术。

张耀：男，博士，博士后，研究方向为智能空间感知，定位和通信导航一体化。

责任编辑：余蓉

Nested Tensor-based Simultaneous Localization and Communication Method for RIS-assisted Near-field Integrated Sensing And Communication Systems

LUO Xin^① DU Jianhe^① ZHANG Yao^② CHEN Yuanzhi^① GUAN Yalin^①

^①(School of Information and Communication Engineering, Communication University of China, Beijing 100024, China)

^②(School of Artificial Intelligence, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract:

Objective As wireless communication technology advances, sensing and communication systems are shifting toward higher frequency bands, larger antenna arrays, and miniaturization. This integration of hardware architecture, channel characteristics, and signal processing enables wireless infrastructure to support environmental sensing in addition to communication. Technologies such as millimeter-wave communication, Reconfigurable Intelligent Surface (RIS), and Integrated Sensing And Communication (ISAC) facilitate this development. Although extensive research has examined RIS applications in ISAC systems, expanding the RIS aperture fundamentally alters electromagnetic field characteristics, extending the near-field range. Unlike far-field scenarios, near-field communication and sensing exhibit more complex channel structures, posing challenges for RIS-assisted millimeter-wave systems. To address these challenges, this study proposes an ISAC framework and develops a nested tensor-based Simultaneous Localization And Communication (SLAC) scheme. This approach localizes scattering points and users while detecting information symbols in near-field environments, eliminating the need for dedicated pilot signals.

Methods First, a near-field spherical wave transmission model is established. To mitigate the complexity introduced by spatial path variations across reflection units, a channel model based on the second-order Taylor approximation is derived, incorporating distance, direction of arrival, and angle of arrival. Next, to fully utilize the time redundancy of Khatri-Rao Space-Time (KRST) coding, the received signal is formulated as a nested tensor model comprising outer and inner PARAFAC tensors, enabling the development of a nested tensor-based SLAC scheme. For the outer PARAFAC tensor, an Alternating Least Squares (ALS) algorithm is employed for channel matrix estimation and information symbol detection. For the inner PARAFAC model, a two-stage algorithm is used for channel parameter estimation and User Equipment (UE) and scatterer localization. The Minimum Description Length (MDL) method determines the number of transmission channel paths. In the first stage, the ALS method decomposes the PARAFAC model to estimate channel parameters. In the second stage, the ESPRIT algorithm is applied to refine parameter estimation and perform localization. Finally, the estimated channel parameters are used to determine the locations of the UE and scatterer points.

Results and Discussions The proposed scheme first utilizes the multi-dimensional resources of the ISAC scenario and the KRST coding method to structure the received ISAC signals into a fourth-order nested tensor. Leveraging the algebraic properties of the nested tensor and the second-order Fresnel approximation of the near-field channel model, the nested tensor-based SLAC scheme is designed to enable near-field localization of scattering points and UE, as well as information symbol detection. Simulation results demonstrate that the proposed scheme achieves superior ISAC performance compared with existing methods (Fig. 2, Fig. 3, Fig. 4). Performance improves as the number of subcarriers increases (Fig. 2, Fig. 3). Additionally, the scheme maintains high localization accuracy and symbol detection performance even under higher-order modulation

(Fig. 5, Fig. 6). Further improvements in ISAC performance are observed with an increased number of time slots and coding length (Fig. 7, Fig. 8). The results also indicate good convergence across various parameter configurations.

Conclusions This paper proposes an RIS-assisted ISAC millimeter-wave near-field transmission scheme based on a nested tensor model and develops a nested tensor-based SLAC scheme leveraging the second-order Fresnel approximation of the near-field channel model. The constructed nested tensor model exhibits an algebraic structure, enabling the proposed scheme to operate without dedicated pilot signals. Moreover, the model integrates multiple dimensions of sensing and communication signals, enhancing information symbol detection and target localization accuracy by extracting additional useful information. Simulation results demonstrate that the proposed method achieves good convergence across various parameter configurations. Compared with existing methods, it exhibits superior sensing performance. Under higher-order modulation, it maintains excellent information symbol detection and achieves high-precision channel state information recovery, providing centimeter-level localization accuracy. Furthermore, the method is scalable and can be applied to larger-scale systems, such as expanding RIS or increasing the number of antennas. However, system scalability increases computational complexity, particularly for higher-order tensor models. To address this, optimizing the algorithm structure, such as introducing tensor-based closed-form algorithms (e.g., higher-order singular value decomposition), is a promising approach.

Key words: Integrated Sensing And Communication (ISAC); Tensor; Reconfigurable Intelligent Surface (RIS); Near-field; Millimeter-wave