

近场联合成像与通信系统的波束成形设计

张海洋¹, 张行^{1*}, 杨钊宇¹, 代海波², 衡鸣垚¹, 王保云¹

1. 南京邮电大学通信与信息工程学院, 南京 210012

2. 南京邮电大学物联网学院, 南京 210012

* 通信作者. E-mail: xing.zhang@njupt.edu.cn

收稿日期: 2024-11-30; 修回日期: 2025-01-20; 接受日期: 2025-02-18; 网络出版日期: 2025-06-10

国家自然科学基金(批准号: 62301274)资助项目

摘要 随着 6G 网络的发展, 通信与环境感知的深度融合已成为重要的研究方向之一. 本文提出了一种新颖的近场联合成像与通信系统, 旨在通过优化波束成形策略刻画近场成像与通信之间的性能折中关系. 具体而言, 本文将近场成像等效信道条件数最小化作为设计目标, 并以近场通信速率和总发射功率为约束, 研究了相应的波束成形设计问题. 为有效求解该问题, 本文提出了半定松弛与连续凸近似相结合的优化方法. 最后, 数值仿真验证了所提波束成形设计方法的有效性, 并展示了近场联合成像与通信系统中成像和通信性能的折中关系. 同时, 仿真结果还展示了系统条件数与成像精度之间的关系, 验证了以条件数最小化为优化设计准则的有效性.

关键词 近场通信, 近场成像, 联合成像与通信, 波束成形, 6G 网络

1 引言

随着 5G 大规模商用, 全球业界已开启对下一代移动通信技术 (6G) 的研究探索. 国际电信联盟 (International Telecommunication Union, ITU) 在 2023 年 6 月发布了《IMT 面向 2030 及未来发展的框架和总体目标建议书》, 在其中提出了 6G 六大典型场景, 包括沉浸式通信 (eMBB+)、超大规模连接大规模通信 (mMTC+)、极高可靠低时延 (URLLC+)、人工智能与通信的融合、感知与通信的融合、泛在连接^[1]. 此六大典型场景中, 前 3 个场景是对 5G 中定义的使用场景的扩展, 后 3 个为新提出的应用场景. 在新兴感知与通信应用场景, 除提供通信功能外, 6G 将具备网络感知能力, 通过无线电波传输、回声、反射和散射来探测理解周围环境, 实现物理世界和数字世界的深度融合, 并以此为基础提供更多的新业务. 具体来说, 6G 感知将支持高精度定位与追踪、高精度成像和环境重构等新业务用例^[2]. 传统的感知是一种独立功能, 通过各种专用设备实现, 如普通雷达、激光雷达、计算机断层扫描 (computed tomography, CT) 等. 与传统的感知实现方式相比, 通过“一网两用”, 6G 可以充分利用移动通信网络的规模和性能优势, 提高通信性能的同时, 低成本赋能网络泛在、高精度成像能力, 高效助力智慧工厂等新业务.

引用格式: 张海洋, 张行, 杨钊宇, 等. 近场联合成像与通信系统的波束成形设计. 中国科学: 信息科学, 2025, 55: 1339–1349, doi: 10.1360/SSI-2024-0357

Zhang H Y, Zhang X, Yang Q Y, et al. Beamforming design for near-field integrated imaging and communication systems. Sci Sin Inform, 2025, 55: 1339–1349, doi: 10.1360/SSI-2024-0357

为满足上述 6G 系统的愿景及性能指标, 6G 需要进一步增大天线阵列规模, 将 5G 大规模多输入多输出 (multiple input multiple output, MIMO) 技术演进升级为超大规模 MIMO, 以增加空间维自由度. 与此同时, 6G 还需要进一步拓展传输带宽, 将启用中频、毫米波和太赫兹等频段, 以增加带宽资源. 超大规模 MIMO 的引入, 特别是工作在具有大带宽的中、高频段, 将使未来 6G 无线通信以很大概率发生在辐射近场区域 (简称近场) [3~6]. 例如, 当 1 m 孔径天线工作在 30 GHz 的载频上时, 近场区域达到 200 m, 可覆盖基站内大部分通信用户. 传统 1G~5G 网络中, 由于天线孔径不大且载波频率相对较低, 无线通信主要发生在远场区域. 不同于远场平面波传播模型, 近场电磁波前为球面波. 超大规模 MIMO 近场球面波传输特性能够显著增强通信系统的容量和多用户干扰控制能力. 例如, 在近场通信中, 球面波信号传播导致不同接收天线位置处的信号相位差异较大, 视距 MIMO 通信信道矩阵为高秩, 对应的自由度远大于 1 (远场视距 MIMO 自由度为 1). 再例如, 近场球面波传播带来新的距离维度上的自由度. 利用此新增自由度, 文献 [7] 提出近场波束聚焦技术, 可以将信号能量准确聚焦在空间特定位置, 实现在角度和距离两个维度上 (传统远场波束赋形只能在角度一个维度上) 控制信号传播. 利用近场波束聚焦, 可以显著提高目标用户的接收信号强度并在角度 - 距离二维空间控制多用户干扰, 进而大幅提升无线通信系统的频谱效率和多用户接入能力 [8~11].

除无线通信外, 超大规模 MIMO 阵列还具有极高的空间分辨能力, 可以在角度和距离二维空间区分用户, 因此可以在复杂的环境中实现精准的成像能力 [12, 13]. 成像技术通过发射电磁波并接收其从目标物体反射或散射回来的信号, 以获取有关物体或环境的信息. 因此, 成像本质上是参数估计问题, 根据回波信号估计观测区域的雷达散射截面 (radar cross section, RCS) 单元系数, 故感知矩阵的秩越高越有利于参数的精确估计. 特别地, 近场视距 (line of sight, LoS) 信道下, 感知矩阵可以由一个信道矩阵来刻画. 它的自由度等于矩阵非零奇异值的总数. 在远场通信中, 信道矩阵的秩为 1, 对应的自由度也是 1, 这极大地制约了系统的成像精度. 在近场通信中, 电磁信号以球面波的形式进行传播, 这使得信号在不同链路上的相移和幅度呈现非线性变化. 这一性质使得近场 MIMO 信道矩阵近似为一个满秩矩阵, 对应的自由度接近发射天线以及接收天线的最小值. 以上事实表明近场效应可以显著提升 MIMO 信道的复用增益. 由于自由度受限于天线的数量, 增加天线数可以有效改进自由度, 进而提高成像精度. 因此, 已有部分文献研究了如何利用近场特性实现高精度成像 [14~16].

受近年来备受关注的通感一体化 (integrated sensing and communication, ISAC) [17~19] 技术启发, 本文提出将近场联合成像与通信 (integrated imaging and communication, IIC) 的范式, 将近场感知与通信功能集成在一起. 尽管在利用硬件集成方面, ICC 系统与 ISAC 相似, 但这两个系统具有不同的目标和操作技术. 具体而言, ISAC 专注于优化雷达传感和通信资源的同时使用, 而 ICC 的目标是成像和通信的联合优化, 每种都有不同的性能指标和要求. 在 IIC 中, 成像任务涉及扫描广阔的区域以估计散射系数, 这使得其性能严重依赖于信道中的自由度. 这反过来又导致了一种独特的透射照明设计, 将 IIC 与 ISAC 区分开来. 联合成像与通信系统将成像与通信功能进行了有机融合, 具有以下优势: (1) 通过使用相同的天线、传输功率和硬件资源来支持通信和成像双功能, 可以显著降低成本和功耗; (2) 通过将通信和成像结合到一个统一的系统中, 网络能够最大限度地利用其频谱资源, 提高频谱效率, 并降低多用户干扰. 因此, 联合成像与通信, 特别是工作在近场区域, 将为未来 6G 系统提供更高效、更具成本效益和高性能的感知和通信融合方案.

在联合成像与通信系统中, 当两种功能共享相同的硬件平台和系统资源时, 会出现一个关键的性能权衡问题. 具体来说, 由于成像和通信共享相同的传输资源, 联合成像与通信系统的传输设计是一个多目标优化问题, 难以找到一个帕累托最优解, 同时实现成像和通信功能的最优. 因此, 如何刻画联合成像与通信系统的基本折中关系, 寻找两个功能之间的最佳平衡, 具有重要的研究意义, 也是本文的主要研究工作. 本文的主要贡献可以总结如下.

- 首先, 提出近场联合成像与通信系统的范式, 并刻画了近场成像与通信性能之间的折中关系. 为此, 针对近场联合成像与通信场景, 提出最优的波束成形设计问题, 实现在满足通信指标的前提下, 最

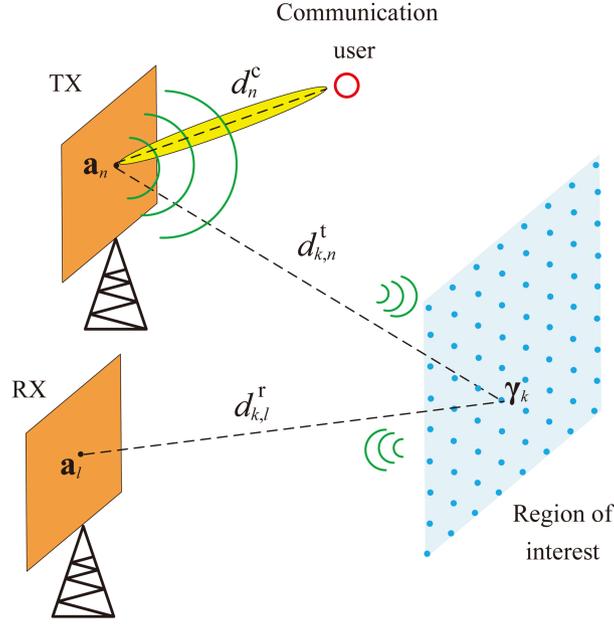


图 1 (网络版彩图) 近场联合成像与通信示意图.

Figure 1 (Color online) Illustration of near-field joint imaging and communication.

优化成像性能.

- 其次, 提出利用等效信道的条件数的方法表征成像性能, 并据此联合采用半定松弛与连续凸近似方法对近场联合成像与通信系统波束成形设计问题进行了有效求解.
- 最后, 提供了丰富的数值仿真结果, 验证了所提波束成形设计方法的有效性, 展示了近场联合成像与通信之间的性能权衡.

2 系统模型与问题描述

本节对所提出的近场联合成像与通信系统进行了详细介绍. 首先, 第 2.1 小节定义了发射信号模型和近场信道模型. 接着, 第 2.2 小节分别讨论了近场成像和近场通信的性能度量指标. 最后, 第 2.3 小节提出了近场联合成像与通信系统的波束成形设计问题.

2.1 发射信号与近场信道模型

考虑如图 1 所示的近场联合成像与通信系统, 其中发射和接收的天线阵列 (TX/RX) 分别配备了 N 和 L 个天线单元. TX 的第 n 个天线和 RX 的第 l 个天线分别位于 $\mathbf{a}_n = [x_n^a, y_n^a, z_n^a]$, $n = 1, 2, \dots, N$ 和 $\mathbf{a}_l = [x_l^a, y_l^a, z_l^a]$, $l = 1, 2, \dots, L$. TX 使用波束成形技术为单天线通信用户提供服务, 同时复用此波束对感兴趣区域 (region of interest, ROI) 进行照射. 通信用户位于 $\mathbf{p}_c = [x_c^p, y_c^p, z_c^p]$. RX 接收来自 ROI 成像区域的反射信号. ROI 被划分为 K 个大小为 Δ 的方形网格单元, 其位置为 $\mathbf{r}_k = [x_k^r, y_k^r, z_k^r]$, $k = 1, 2, \dots, K$. 第 k 个单元的散射特性通过散射系数 γ_k 来定义, 与单元内 (如果有) 的散射体的 RCS 相关, 表示为 $\text{RCS}_k = |\gamma_k|^2 \lambda / 2\pi$. 若第 k 个单元为空, 则 $\gamma_k = 0$. 散射系数的幅值 $|\gamma_k|$ 受限于面积为 Δ^2 的散射体的最大 RCS, 对应于同面积的理想导体的 RCS, 其值为 $\text{RCS}_{\max} = \Delta^2 \lambda / 2\pi$. 因此, 有 $|\gamma_k| \leq \Delta$ [12].

在联合成像与通信系统中, 为简单起见, 考虑使用通信信号作为照射信号. 通信发送矢量可以表示为 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$. 为优化成像质量和增加通信速率, 假设 TX 始终以最大功率发射信号, 使得 $\|\mathbf{x}\|^2 = P_t$, 其中 P_t 表示总发射功率预算.

考虑成像和通信都发生在辐射近场, 即 TX 及 RX 与通信用户或 ROI 之间的距离 d 需满足 $d < \frac{2D^2}{\lambda}$ [20], 其中 D 和 λ 分别表示阵列孔径和载波波长. 定义 $\mathbf{H}_T \in \mathbb{C}^{K \times N}$, $\mathbf{H}_R \in \mathbb{C}^{L \times K}$ 和 $\mathbf{g}_c \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 分别为成像发射信道、成像接收信道和通信信道. 在 LoS 信道条件下, 成像收发信道可以分别表示为

$$\mathbf{H}_T[k, n] = F(\Theta_{k,n}) \frac{\lambda}{4\pi d_{k,n}^t} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d_{k,n}^t}, \quad (1)$$

$$\mathbf{H}_R[l, k] = F(\Theta_{k,l}) \frac{\lambda}{4\pi d_{k,l}^r} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d_{k,l}^r}, \quad (2)$$

其中 $d_{k,n}^t$ 和 $d_{k,l}^r$ 分别表示对应发射和接收天线单元与 ROI 单元之间的距离, $F(\Theta_{k,n})$ 和 $F(\Theta_{k,l})$ 分别为 $\Theta_{k,n}$ 和 $\Theta_{k,l}$ 方向的辐射方向图.

另外, 近场通信信道可以表示为

$$\mathbf{g}_c[n] = F(\Theta_{c,n}) \frac{\lambda}{4\pi d_n^c} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d_n^c}, \quad (3)$$

其中 d_n^c 表示第 n 根发射天线与通信用户之间的距离, $F(\Theta_{c,n})$ 表示 $\Theta_{c,n}$ 方向的辐射方向图.

2.2 近场成像与通信性能度量指标

根据前述的照射信号反射过程, RX 接收到来自 ROI 反射的信号, 可表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_R \mathbf{\Gamma} \mathbf{H}_T \mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (4)$$

其中 $\mathbf{\Gamma} \in \mathbb{C}^{K \times K}$ 是一个对角矩阵, 其对角元为 $\mathbf{\Gamma}_{k,k} = \gamma_k$, 令 $\boldsymbol{\gamma} = [\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_K]^T$, 则有 $\mathbf{\Gamma} = \text{diag}(\boldsymbol{\gamma})$; \mathbf{n} 为均值为 0, 方差为 σ^2 的加性白高斯 (Gauss) 噪声.

为实现准确的成像目标, 需要通过接收信号 \mathbf{y} 来估计散射系数 $\boldsymbol{\gamma}$. 为了便于数学处理, 将原始接收信号方程 (4) 转化为如下形式:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_R \text{diag}(\mathbf{H}_T \mathbf{x}) \boldsymbol{\gamma} + \mathbf{n}. \quad (5)$$

为了简化问题, 假设 $L \geq K$, 并定义等效信道矩阵 $\mathbf{H} = \mathbf{H}_R \text{diag}(\mathbf{H}_T \mathbf{x})$. 因此, 问题就转化为在给定观测信号 \mathbf{y} 的条件下, 估计散射系数 $\boldsymbol{\gamma}$ 的传统信号恢复问题. 在这种情况下, 采用经典的最小二乘法 (least squares, LS) 方法, 可以得到散射系数的估计值:

$$\hat{\boldsymbol{\gamma}} = \mathbf{H}^\dagger \mathbf{y}, \quad (6)$$

其中 \mathbf{H}^\dagger 表示等效信道矩阵 \mathbf{H} 的伪逆.

值得指出, 由于发射信道 \mathbf{H}_T 和接收信道 \mathbf{H}_R 固定, 等效信道矩阵 \mathbf{H} 就由照射信号 \mathbf{x} 决定, 因此, 可以通过优化发射信号 \mathbf{x} 来改变等效接收信道 \mathbf{H} , 进而提高成像中 $\hat{\boldsymbol{\gamma}}$ 的估计精度. 为优化 \mathbf{x} 以提高散射系数估计精度, 一个直接的策略是定义估计 $\boldsymbol{\gamma}$ 的均方误差 (mean squared error, MSE), 即 $\mathbb{E} \|\boldsymbol{\gamma} - \hat{\boldsymbol{\gamma}}\|^2$. 通过优化 \mathbf{x} 使得均方误差最小, 可以得到最优的发射信号 \mathbf{x} , 从而提高散射系数的估计精度. 然而, 由于等效信道的病态性问题, 估计 $\boldsymbol{\gamma}$ 通常会面临挑战, 特别是在 \mathbf{H}_T 和 \mathbf{H}_R 的非满秩时, 导致等效信道矩阵 \mathbf{H} 的秩亏. 这种潜在的病态性使得通过最小化均方误差来优化 \mathbf{x} 变得异常复杂, 并且难以通过传统的优化方法实现.

为此, 本文选择通过等效信道的条件数来作为成像系统的性能指标. 条件数提供了一个有效的手段, 用于表征近场 MIMO 信道潜在成像性能, 定义为

$$\text{cond} = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}}, \quad (7)$$

其中, λ_{\max} 和 λ_{\min} 分别表示等效信道矩阵 \mathbf{H} 的最大和最小特征值. 当条件数接近 1 时, 表明信道处于良好状态, 且空间特性较为理想; 而当条件数趋向无穷大时, 信道表现出秩亏的特性. 因此, 通过优化发射信号 \mathbf{x} 来最小化等效信道的条件数, 可以有效提升成像精度.

通过最小化条件数, 能够优化发射信号的设计, 减少信道矩阵的病态性, 从而提高成像过程中的散射系数估计精度. 因此, 对于单纯的成像问题, 发射信号 \mathbf{x} 优化设计问题可以建模为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{x}} \quad & \text{cond} \\ \text{s.t.} \quad & \|\mathbf{x}\|^2 = P_t, \end{aligned} \quad (8)$$

其中, P_t 是系统的总发射功率约束.

另外, 近场通信用户的可达速率可以表示为

$$R_c = \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{g}_c^H \mathbf{x}|^2}{\sigma_c^2} \right), \quad (9)$$

其中, σ_c^2 为接收的噪声方差.

为了实现最大可达速率, 需要采用最大比率传输 (maximum ratio transmission, MRT) 方法. 在 MRT 传输方案下, 最优的发射波束成形矢量 \mathbf{x} 为

$$\mathbf{x}_{\text{MRT}} = \sqrt{P_t} \frac{\mathbf{g}_c}{\|\mathbf{g}_c\|}. \quad (10)$$

2.3 问题描述

由式 (10) 推导出的通信最优波束成形 \mathbf{x}_{MRT} 通常并不是优化问题 (8) 的最优解. 因此, 在联合成像与通信系统中, 成像性能与通信性能之间存在内在的折中. 本文旨在通过优化波束成形矢量 \mathbf{x} , 刻画成像和通信之间的基本性能权衡. 从数学角度来看, 我们感兴趣的波束成形设计问题可以定义为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{x}} \quad & \text{cond} \\ \text{s.t.} \quad & \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{g}_c^H \mathbf{x}|^2}{\sigma_c^2} \right) \geq r_0, \\ & \|\mathbf{x}\|^2 = P_t, \end{aligned} \quad (11)$$

其中 r_0 为最低通信速率门限值.

3 近场联合成像与通信系统波束成形设计

本节研究波束成形设计以刻画近场成像和通信之间的性能权衡. 由于式 (7) 定义的条件数与 \mathbf{x} 之间缺乏显式的数学关系, 问题 (11) 难以解决. 为此, 首先在 3.1 小节中将式 (11) 转化为易于处理的形式, 然后在 3.2 小节中利用半定松弛与连续凸近似方法对转化后问题进行有效求解.

3.1 优化问题重构

受文献 [21] 启发, 最小化 \mathbf{H} 的条件数问题可以等效为最小化 \mathbf{H} 及其转置的乘积的迹. 这种等效性源于最小化条件数类似于最小化最大特征值 λ_{\max} . 具体而言, 根据条件数的定义, 我们有

$$\text{cond} \leq \left(\frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} \right)^2. \quad (12)$$

因此, 最小化问题可以看作是最小化 λ_{\max}^2 . 对于半正定矩阵 $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$, 我们有

$$\lambda_{\max}^2 < \text{trace}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H). \quad (13)$$

基于式 (12) 和 (13), 问题 (11) 可以等效地表述为

$$\min_{\mathbf{x}} \text{trace}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) \quad (14a)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{H} = \mathbf{H}_R \text{diag}(\mathbf{H}_T \mathbf{x}), \quad (14b)$$

$$\log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{g}_c^H \mathbf{x}|^2}{\sigma_c^2} \right) \geq r_0, \quad (14c)$$

$$\|\mathbf{x}\|^2 = P_t. \quad (14d)$$

在问题 (14) 中, 优化变量 \mathbf{x} 通过式 (14b) 与目标函数关联. 然而, 式 (14b) 中的对角化过程在评估 \mathbf{x} 对目标函数的影响时仍然带来挑战. 为解决此问题, 通过一系列矩阵运算在问题 (14) 中消除约束 (14b).

首先, 式 (14) 的目标函数可以表示为

$$\text{trace}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) = \text{vec}(\mathbf{H})^H \text{vec}(\mathbf{H}), \quad (15)$$

其中 $\text{vec}(\cdot)$ 表示矩阵的向量化操作. 根据式 (14b), 我们有

$$\text{vec}(\mathbf{H}) = (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{H}_R) \text{vec}(\text{diag}(\mathbf{H}_T \mathbf{x})), \quad (16)$$

其中 \mathbf{I}_N 代表维度为 N 的单位矩阵, \otimes 代表 Kronecker 积. 然后, 将式 (16) 代入式 (15), 得到

$$\begin{aligned} \text{trace}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) &= \text{vec}(\text{diag}(\mathbf{H}_T \mathbf{x}))^H (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{H}_R)^H (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{H}_R) \text{vec}(\text{diag}(\mathbf{H}_T \mathbf{x})) \\ &\stackrel{(a)}{=} |\mathbf{x}^H \mathbf{H}_T^H \mathbf{H}_R^H \mathbf{H}_R \mathbf{H}_T \mathbf{x}|, \end{aligned} \quad (17)$$

其中 $\stackrel{(a)}{=}$ 源于上述方程中可以忽略 $\text{vec}(\text{diag}(\mathbf{H}_T \mathbf{x}))$ 的零元素相关的计算.

因此, 问题 (14) 可以重写为

$$\min_{\mathbf{x}} |\mathbf{x}^H \mathbf{H}_T^H \mathbf{H}_R^H \mathbf{H}_R \mathbf{H}_T \mathbf{x}| \quad (18a)$$

$$\text{s.t. } \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{g}_c^H \mathbf{x}|^2}{\sigma_c^2} \right) \geq r_0, \quad (18b)$$

$$\|\mathbf{x}\|^2 = P_t. \quad (18c)$$

3.2 基于半定松弛与连续凸近似的波束成形设计

优化问题 (18) 仍是非凸的, 直接求解较为复杂. 为此, 采用半定松弛 (semidefinite relaxation, SDR) 方法对式 (18) 进行处理. 定义 $\mathbf{R} = \mathbf{x}\mathbf{x}^H$, 式 (18) 可以重写为具有秩 1 约束的等效二次半定规划 (quadratic semidefinite programming, QSDP) 问题:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{R}} \text{trace}(\mathbf{H}_T^H \mathbf{H}_R^H \mathbf{H}_R \mathbf{H}_T \mathbf{R}) \\ \text{s.t. } \text{trace}(\mathbf{g}_c \mathbf{R} \mathbf{g}_c^H) &\geq \bar{r}_0, \\ \text{trace}(\mathbf{R}) &= P_t, \\ \text{rank}(\mathbf{R}) &= 1, \\ \mathbf{R} &\succeq \mathbf{0}, \end{aligned} \quad (19)$$

其中, $\bar{r}_0 = (2^{r_0} - 1)\sigma_c^2$.

由于非凸的秩 1 约束, 问题 (19) 仍为非凸优化问题. 接下来, 使用连续凸近似方法来处理该秩 1 约束. 具体而言, 对于半正定矩阵 \mathbf{R} , 秩 1 约束可以等效地表示为

$$\text{trace}(\mathbf{R}) = \|\mathbf{R}\|_2. \quad (20)$$

因此, 可以将 \mathbf{R} 的秩 1 约束转换为问题 (19) 的目标函数中的惩罚项, 转换后的问题表示为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{R}} \quad & \text{trace}(\mathbf{H}_T^H \mathbf{H}_R^H \mathbf{H}_R \mathbf{H}_T \mathbf{R}) + \eta (\text{trace}(\mathbf{R}) - \|\mathbf{R}\|_2) \\ \text{s.t.} \quad & \text{trace}(\mathbf{g}_c \mathbf{R} \mathbf{g}_c^H) \geq \bar{r}_0, \\ & \text{trace}(\mathbf{R}) = P_t, \\ & \mathbf{R} \succeq \mathbf{0}, \end{aligned} \quad (21)$$

其中 $\eta \gg 0$ 是与秩 1 约束相关的惩罚因子.

由于目标函数中存在 2-范数 $\|\mathbf{R}\|_2$, 式 (21) 仍然是非凸的, 因此采用连续凸近似方法将 $\|\mathbf{R}\|_2$ 的一阶泰勒 (Taylor) 展开式作为其下界:

$$\begin{aligned} \|\mathbf{R}\|_2 & \geq \left\| \mathbf{R}^{(t)} \right\|_2 + \text{trace} \left(\mathbf{u}_{\max}^{(t)} \mathbf{u}_{\max}^{(t)H} (\mathbf{R} - \mathbf{R}^{(t)}) \right) \\ & \triangleq f(\mathbf{R}^{(t)}, \mathbf{R}), \end{aligned} \quad (22)$$

其中 $\mathbf{R}^{(t)}$ 是第 t 次迭代中一阶泰勒展开的可行点, $\mathbf{u}_{\max}^{(t)}$ 是矩阵 $\mathbf{R}^{(t)}$ 的最大奇异值对应的特征向量.

因此, 通过在第 t 次迭代中用 $f(\mathbf{R}^{(t)}, \mathbf{R})$ 替换 $\|\mathbf{R}\|_2$, 式 (21) 可以近似转换为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{R}} \quad & \text{trace}(\mathbf{H}_T^H \mathbf{H}_R^H \mathbf{H}_R \mathbf{H}_T \mathbf{R}) + \eta (\text{trace}(\mathbf{R}) - f(\mathbf{R}^{(t)}, \mathbf{R})) \\ \text{s.t.} \quad & \text{trace}(\mathbf{g}_c \mathbf{R} \mathbf{g}_c^H) \geq \bar{r}_0, \\ & \text{trace}(\mathbf{R}) = P_t, \\ & \mathbf{R} \succeq \mathbf{0}. \end{aligned} \quad (23)$$

$\mathbf{R}^{(t)}$ 通过迭代更新. 在每次迭代中, $\mathbf{R}^{(t)}$ 由上一迭代中问题 (23) 的解得到, 所得 $\mathbf{R}^{(t)}$ 将迭代接近问题 (21) 的最优解. 同时, 设定 $\mathbf{R}^{(1)} = \mathbf{R}^*$ 以确保初始解满足式 (23) 的所有约束. 所得问题 (23) 是一个典型的 QSDP 问题, 具有凸性, 可以直接使用现有的凸优化求解器 (如 CVX [22]) 来求解.

$\mathbf{R}^{(t)}$ 收敛后, 它可以近似为秩 1 矩阵. 近场联合成像和通信的波束成形矢量 \mathbf{x}^* 可以直接通过对 $\mathbf{R}^{(t)}$ 的特征分解来计算, 表示为

$$\mathbf{x}^* = \lambda_{\max}^{(t)} \mathbf{u}_{\max}^{(t)}, \quad (24)$$

其中 $\lambda_{\max}^{(t)}$ 是矩阵 $\mathbf{R}^{(t)}$ 的最大奇异值, 由于发射功率约束, 我们有 $\lambda_{\max}^{(t)} = \sqrt{P_t}$, 因此式 (24) 也可以表示为 $\mathbf{x}^* = \sqrt{P_t} \mathbf{u}_{\max}^{(t)}$.

采用原始-对偶内点算法 [23] 求解 QSDP 问题 (23) 的最坏情况下的复杂度为 $\mathcal{O}(N^{6.5} \log(1/\epsilon))$, 其中 ϵ 为求解精度. 假设 SCA 过程收敛所需的迭代次数为 K , 因此波束成形设计的整体复杂度为 $\mathcal{O}(KN^{6.5} \log(1/\epsilon))$.

4 仿真实验

本节通过数值结果展示了所提近场联合成像与通信场景中成像和通信之间的基本权衡. 首先, 第 4.1 小节给出了仿真所用的参数设置. 接着, 第 4.2 小节提供了仿真结果并进行了详细分析.

表 1 实验参数.

Table 1 Experiment parameters.

Parameter	Value	Parameter	Value
Transmission bandwidth	$\Delta f = 120$ kHz	Transmitted power	$P_t = 30$ dBm
Central frequency	$f_c = 28$ GHz	Energy conversion efficiency	$\zeta = 0.5$
Wavelength	$\lambda = 0.01$ m	Array antenna row	$N_d = 13$
Imaging noise power	$\sigma^2 = -170$ dBm/Hz	Array antenna column	$N_e = 13$
Communication noise power	$\sigma_c^2 = -90$ dBm	Antenna configuration	13×13 antennas
Antenna spacing	$3\lambda/2$	Cell size	$\Delta = 0.1$ m
Cell distribution of ROI	10×10 cells		

4.1 仿真参数设置

在仿真实验中, TX 和 RX 为配置相同天线数量但位于不同参考位置的均匀方形阵列, 即 $N = L$, 阵列的参考位置分别位于 YOZ 平面上的 $(0, 0, 0)$ m 和 $(0, 1, 0)$ m 处. 感兴趣成像区域形成一个以 $(2, 0, 0)$ m 为中心且平行于 YOZ 平面的矩形. 通信用户位于 $(1.5, 10, 1)$ m. 此外, 其他仿真参数如表 1 所示.

在仿真中, 近场成像性能的数值指标用均方根误差 (root mean squared error, RMSE) 表示, 计算公式为

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{N_t} \sum_{t=1}^{N_t} \|\hat{\gamma}^{(t)} - \gamma\|^2}, \quad (25)$$

其中 N_t 为蒙特卡罗 (Monte Carlo) 实验次数, 在本文中设定为 $N_t = 200$, $\hat{\gamma}^{(t)}$ 表示第 t 次实验中的估计值.

4.2 数值结果分析

为了评估所提出的波束成形方案在成像中的效率, 首先建立了一个场景模型. 假设当 ROI 的第 k 个单元包含待检测的散射体时, $\gamma_k = \Delta$; 否则, $\gamma_k = 0$. 归一化目标图像如图 2(a) 所示. 我们的目标是在不同的波束成形策略下, 估计代表原始图像的散射系数 γ . 在实验中, 考虑了以下几种情况. (1) 仅成像: 波束成形仅优化成像性能, 相应的波束成形矢量通过求解式 (23) 并设定 $r_0 = 0$ 得到, 估计结果如图 2(b) 所示. (2) 仅通信: 照射信号直接根据式 (10) 获得, 波束成形仅旨在最大化可达通信速率, 估计结果如图 2(c) 所示. (3) 联合成像与通信: 近场联合成像与通信的最优波束成形通过求解我们提出的优化问题 (23) 得到, 通信速率门限 $r_0 = 17$ b/s/Hz, 估计结果如图 2(d) 所示.

从图 2 可以看出, 仅成像方案在图像恢复方面表现最佳, 表明优化等效信道条件数对成像性能有显著提升. 而仅通信的估计结果则产生了最严重的失真, 凸显了单纯考虑通信对成像质量的负面影响. 值得注意的是, 图 2(d) 中的成像效果与仅成像情况下的结果非常相似, 这种一致性验证了我们提出的波束成形优化设计的有效性, 可以在满足通信需求的情况下实现高质量的成像.

图 3 展示了近场成像与通信之间的权衡关系. 为了提供更详细的见解, 图 3(a) 和 (b) 分别展示了条件数与通信速率的关系, 以及成像 RMSE 与通信速率的关系. 从图 3 中可以看出, 随着通信速率门限值的增加, 等效信道的条件数和成像 RMSE 均有所上升, 这表明成像质量与通信速率之间存在本质的权衡关系, 即提升一方性能通常会以牺牲另一方为代价. 从实验结果中还可以看出, 我们提出的波束成形设计方案能够实现这两个极端场景, 即仅成像场景和仅通信场景, 并通过调整可达速率阈值提供灵活的权衡. 此外, 从图 3(a) 和 (b) 中可以看出, 条件数与成像 RMSE 之间存在正相关关系. 尽管二者的关系并非完全线性, 但 RMSE 结果仍受到条件数优化的间接影响. 考虑到近场环境的复杂性, 直接分析成像 RMSE 可能较为困难, 而条件数则成为了一个更简便且有效的优化目标.

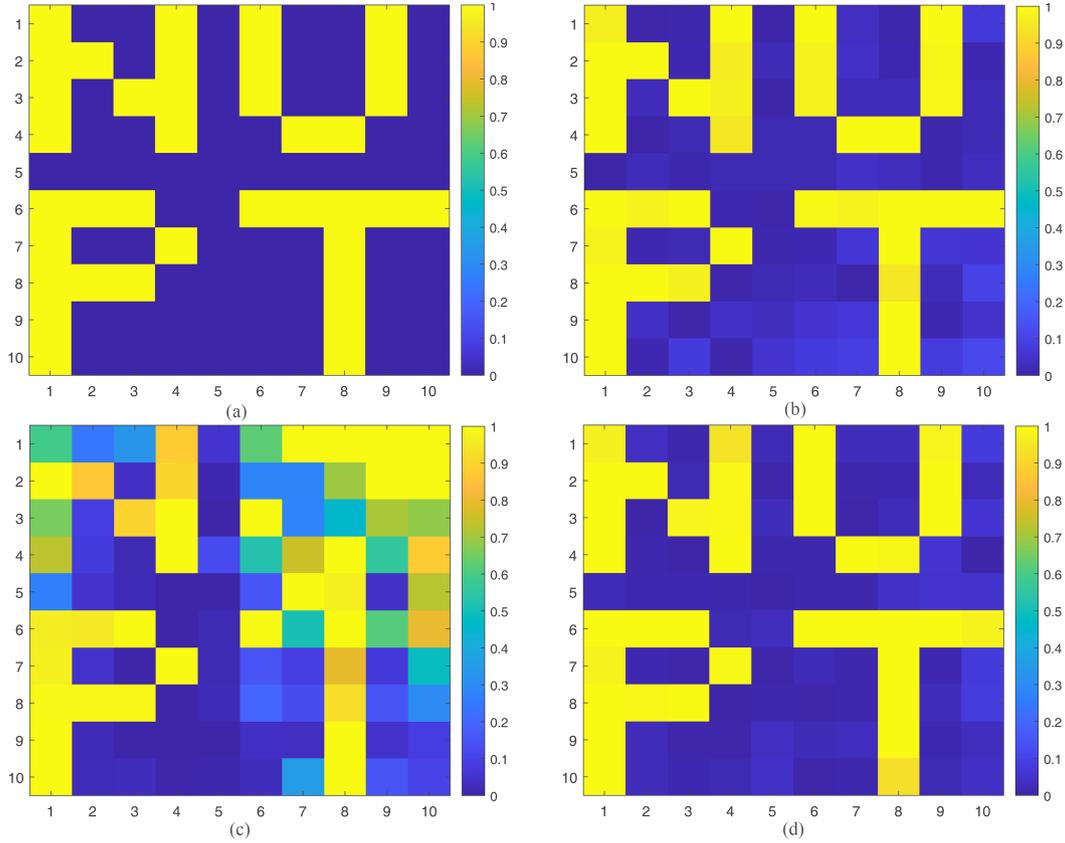


图 2 (网络版彩图) 采用不同波束成形设计策略的成像结果. (a) 目标图像; (b) 仅成像; (c) 仅通信; (d) 联合成像与通信 (IIC), 其中通信速率门限 $r_0 = 17$ b/s/Hz.

Figure 2 (Color online) Imaging results in different beamforming design schemes. (a) Original imaging; (b) imaging only; (c) communication only; (d) integrated imaging and communication (IIC), where the achievable rate threshold is $r_0 = 17$ b/s/Hz.

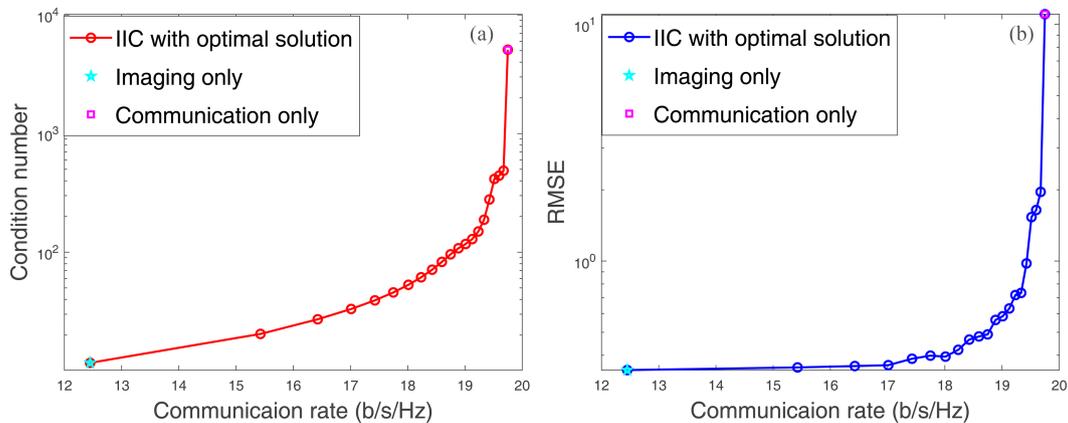


图 3 (网络版彩图) 近场成像与通信性能折中示意图. (a) 条件数与通信速率的关系; (b) 成像 RMSE 与通信速率的关系.

Figure 3 (Color online) Trade-off between near-field imaging and communication. (a) Condition number versus achievable rate; (b) RMSE versus achievable rate.

图 4 展示了收发天线数量与条件数之间的关系, 保持其他仿真参数与第 4.1 小节一致. 在近场联合成像与通信场景中, 我们设置了通信速率门限值分别为 $r_0 = 16$ b/s/Hz 和 $r_0 = 18$ b/s/Hz, 并与仅

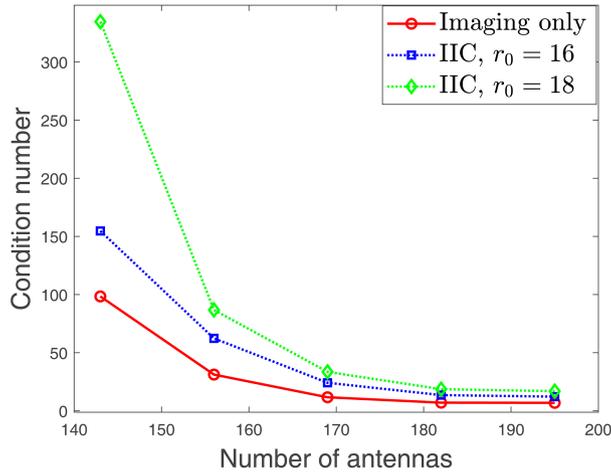


图4 (网络版彩图) 条件数与收发天线数量关系示意图.

Figure 4 (Color online) Condition number versus number of TX/RX antennas.

成像场景进行了对比. 从仿真结果中可以看出, 随着天线数量的增加, 条件数逐渐减小, 这主要是由于天线数量的增加增强了近场效应, 从而提高了成像等效信道的自由度. 此外, 我们还可以看出, 在仅成像场景中条件数表现最好, 但随着收发天线数的增加, 我们提出的近场联合成像与通信波束设计所得到的条件数逐渐接近仅成像场景的表现.

5 总结

本文研究了近场联合成像与通信系统中的波束成形设计, 旨在刻画近场成像与通信之间的性能权衡. 为此, 本文以最小化等效信道的条件数为优化目标, 以可达速率和发射功率为约束, 建立了一个近场联合成像与通信系统的波束成形设计问题. 本文采用半定松弛和连续凸近似方法, 对波束成形涉及的非凸优化问题进行了有效求解. 仿真结果表明, 与仅成像和仅通信波束成形策略相比, 我们提出的方法能够有效平衡成像质量与通信性能. 此外, 仿真结果还验证了增加天线数量能够增强近场效应, 进而降低条件数并提升成像质量.

参考文献

- 1 IMT-2030 (6G) 推进组. 6G 总体愿景与潜在关键技术白皮书. <https://www.imt2030.org.cn>, 2021 年 6 月
- 2 童文, 朱佩英. 6G 无线通信新征程: 跨越人联、物联, 迈向万物智联. 北京: 机械工业出版社, 2021
- 3 Zhao Y J, Dai L L, Zhang J H, et al. 6G near-field technologies white paper 2.0. FuTURE Forum, Nanjing, 2025. doi: 10.12142/FuTURE.202504001
- 4 Cui M, Wu Z, Lu Y, et al. Near-field MIMO communications for 6G: fundamentals, challenges, potentials, and future directions. *IEEE Commun Mag*, 2022, 61: 40–46
- 5 Zhang H, Shlezinger N, Guidi F, et al. 6G wireless communications: from far-field beam steering to near-field beam focusing. *IEEE Commun Mag*, 2023, 61: 72–77
- 6 Lu H, Zeng Y, You C, et al. A tutorial on near-field XL-MIMO communications toward 6G. *IEEE Commun Surv Tut*, 2024, 26: 2213–2257
- 7 Zhang H, Shlezinger N, Guidi F, et al. Beam focusing for near-field multiuser MIMO communications. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2022, 21: 7476–7490
- 8 An J C, Yuen C, Dai L L, et al. Toward beamfocusing-aided near-field communications: research advances, potential, and challenges. 2023. ArXiv:2309.09242
- 9 Liu Y W, Ouyang C J, Wang Z L, et al. Near-field communications: a comprehensive survey. 2024. ArXiv:2401.05900
- 10 Wang Z, Mu X, Liu Y. Beamfocusing optimization for near-field wideband multi-user communications. *IEEE Trans Commun*, 2025, 73: 555–572

- 11 Yang Q Y, Guerra A, Guidi F, et al. Beam focusing for near-field multi-user localization. 2024. ArXiv:2407.20264
- 12 Torcolacci G, Guerra A, Zhang H, et al. Holographic imaging with XL-MIMO and RIS: illumination and reflection design. *IEEE J Sel Top Signal Process*, 2024, 18: 587–602
- 13 Bellini D T, Tagliaferri D, Mizmizi M, et al. Multi-view near-field imaging in NLOS with non-reconfigurable EM skins. 2024. ArXiv:2401.06891
- 14 Shao W, McCollough T. Advances in microwave near-field imaging: prototypes, systems, and applications. *IEEE Microwave*, 2020, 21: 94–119
- 15 Molaei A M, Skouroliakou V, Fusco V, et al. Efficient 3D image reconstruction for near-field microwave imaging using dynamic metasurface antenna. *IEEE Access*, 2022, 10: 68491–68498
- 16 Yang Q Y, Zhang H Y, Li C G, et al. Illumination design for joint imaging and wireless power transfer systems. 2024. ArXiv:2408.00368
- 17 Liu F, Cui Y, Masouros C, et al. Integrated sensing and communications: toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2022, 40: 1728–1767
- 18 Wang Z, Mu X, Liu Y. Near-field integrated sensing and communications. *IEEE Commun Lett*, 2023, 27: 2048–2052
- 19 Cong J, You C, Li J, et al. Near-field integrated sensing and communication: opportunities and challenges. *IEEE Wireless Commun*, 2024, 31: 162–169
- 20 Guidi F, Dardari D. Radio positioning with EM processing of the spherical wavefront. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2021, 20: 3571–3586
- 21 Huang W, Lei B C, He S W, et al. Condition number improvement of IRS-aided near-field MIMO channels. In: *Proceedings of IEEE International Conference Commun Workshops (ICC Workshops)*, 2023. 1210–1215
- 22 Grant M, Boyd S. CVX: Matlab software for disciplined convex programming, version 2.1. <http://cvxr.com/cvx>, Mar. 2014
- 23 Toh K C. An inexact primal-dual path following algorithm for convex quadratic SDP. *Math Program*, 2007, 112: 221–254

Beamforming design for near-field integrated imaging and communication systems

Haiyang ZHANG¹, Xing ZHANG^{1*}, Qianyu YANG¹, Haibo DAI², Mingyao HENG¹ & Baoyun WANG¹

1. *School of Communication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210012, China*

2. *School of Internet of Things, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210012, China*

* Corresponding author. E-mail: xing.zhang@njupt.edu.cn

Abstract With advancing 6G networks, the deep integration of communication and environmental sensing has become one of the most important research directions. In this paper, we propose a novel near-field joint imaging and communication system, aiming to characterize the trade-off between near-field imaging and communication performance by optimizing the beamforming strategy. Specifically, we minimize the condition number of the near-field imaging equivalent channel as the design objective, which is subject to constraints on the near-field communication rate and total transmission power, and investigate the corresponding beamforming design problem. To effectively solve the beamforming design problem, we propose an optimization method combining semidefinite relaxation and continuous convex approximation. Finally, numerical simulations validate the effectiveness of the proposed beamforming design method and demonstrate the trade-off between imaging and communication performance in the near-field joint imaging and communication system. Moreover, the simulation results show the relationship between the system condition number and imaging accuracy, confirming the effectiveness of minimizing the condition number as the optimization design criterion.

Keywords near-field communication, near-field imaging, integrated imaging and communication, beamforming, 6G networks