

doi:10.3969/j.issn.1003-3114.2025.05.003

引用格式:谢继尧,赵毅哲,曾其旋,等.基于动态超表面天线的近场无线数能同传波束设计[J].无线电通信技术,2025,51(5):899-910.[XIE Jiyao, ZHAO Yizhe, ZENG Qixuan, et al. Beamforming Design of Near-field Simultaneous Wireless Information and Power Transfer Based on Dynamic Metasurface Antenna[J]. Radio Communications Technology, 2025, 51(5): 899-910.]

基于动态超表面天线的近场无线数能同传波束设计

谢继尧^{1,2}, 赵毅哲², 曾其旋², 杨 鲲^{1,2}

(1. 电子科技大学长三角研究院(衢州), 浙江 衢州 324003;

2. 电子科技大学 信息与通信工程学院, 四川 成都 611731)

摘要:在未来6G物联网(Internet of Things, IoT)系统中,高频毫米波和太赫兹频谱等关键技术的广泛应用,使近场无线传输成为愈发普遍的应用场景。动态超表面天线(Dynamic Metasurface Antenna, DMA)等小尺寸天线阵列在传输效率、物理尺寸和功耗方面具备优势,在该场景中被广泛应用,相关研究的关注度日益提升。为提升近场无线传输中接收端的能量性能,提出一种基于DMA的下行近场无线数能同传(Simultaneous Wireless Information and Power Transfer, SWIPT)系统,在满足所有信息用户最低传输速率需求的条件下,针对该优化问题提出联合优化DMA可调频响矩阵与数字预编码向量的高效解决方案。此外,深入探讨了用户间距离及最小信干噪比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR)等因素对于系统性能的影响。仿真结果表明,提出的方案相比其他现有技术能有效提升SWIPT联合性能。

关键词:动态超表面天线;波束设计;近场无线数能同传;6G物联网

中图分类号:TN928

文献标志码:A

开放科学(资源服务)标识码(OSID):

文章编号:1003-3114(2025)05-0899-12



Beamforming Design of Near-field Simultaneous Wireless Information and Power Transfer Based on Dynamic Metasurface Antenna

XIE Jiyao^{1,2}, ZHAO Yizhe², ZENG Qixuan², YANG Kun^{1,2}

(1. Yangtze Delta Region Institute (Quzhou), University of Electronic Science and Technology of China, Quzhou 324003, China;

2. School of Information and Communication Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: In future 6G Internet of Things (IoT) systems, extensive deployment of pivotal technologies such as high-frequency millimeter waves and terahertz spectrum makes it possible for wireless transmission among network devices situated in the near-field region. As a byproduct, Dynamic Metasurface Antenna (DMA) and other small-sized antenna arrays have been widely applied in this scenario due to their advantages in transmission efficiency, physical size, and power consumption. And related research has received increasing attention. Aiming to improve the energy performance of receivers in near-field wireless transmission, a downlink near-field wireless Simultaneous Wireless Information and Power Transfer (SWIPT) system based on DMA is proposed. Under the condition of satisfying the minimum transmission rate requirements of all information users, an efficient solution for jointly optimizing the tunable frequency response matrix of DMA and the digital precoding vector is proposed for this optimization problem. In addition, the influences of factors such as the distance between users and the minimum Signal to Interference plus Noise Ratio (SINR) on the system performance are also discussed on this basis. Simulation results show that the scheme proposed in this paper can effectively improve the joint performance of wireless information and power transmission compared with other existing technologies.

Keywords: DMA; beamforming design; near-field SWIPT; 6G IoT

收稿日期:2025-04-22

0 引言

作为 6G 万物互联(Internet of Everything, IoE)愿景的核心支撑,6G IoT 系统要实现吞吐量、感知能力、可靠性、可扩展性与传输能效等性能全面提升,必须依托两大技术支柱:① 现实物理环境与通信网络空间的深度耦合;② 保障海量 IoT 设备长期运行的供能体系^[1-2]。随着海量低功耗 IoT 设备的接入,SWIPT 技术面临着前所未有的性能挑战^[3]。与此同时,为满足更高数据速率和更大带宽需求,毫米波与太赫兹频段在 IoT 中的广泛应用,使得大规模天线阵列得以集成于紧凑型、轻量化、低成本的微型硬件平台^[4-5]。然而,现有的 SWIPT 系统大多基于远场传播模型设计,其无线传输效率受到了很大的限制。而大规模天线阵列与高频段通信技术的结合,为 IoT 设备在辐射近场区域(菲涅尔区)工作提供了可能^[6-7]。区别于传统远场平面波模型,近场传播模型采用球面波前的传播机制,这一变化使得 DMA 能够在近场区域产生聚焦的能量波束^[6]。基于这些技术优势,DMA 正成为实现近场 SWIPT 的理想选择,也是高频阵列架构中最具发展前景的技术方案之一。

DMA 作为一种基于可重构超材料的大规模天线阵列架构,具有显著的性能优势。其中,超材料作为一类人工设计的特殊材料,其物理特性(尤其是介电常数与磁导率)可通过设计实现不同的电磁响应特性^[6-8]。这一特点使得 DMA 能够动态地处理波束并实现各种所需的特性。与传统天线阵列相比,DMA 具备三大突出优势:更高的传输效率、更低的硬件复杂度以及更优的功耗表现^[9-10]。

传统全数字架构的大规模天线阵列在实际应用中往往面临成本过高和功耗过大的问题,这使其在特定场景下的部署面临严峻挑战。而 DMA 技术通过可编程的控制发射/接收波束模式,仅需远少于天线单元数量的射频链路(射频链路数等于微带数量)即可实现大规模天线阵列,同时具备先进的模拟信号处理能力。这一技术特点不仅使得 DMA 在雷达系统、微波成像等通信领域展现出广阔的应用前景,更为 6G IoT 部署提供了兼具高效传输和低能量污染解决方案^[6-7]。

综上所述,DMA 的应用潜力已引起学术界的高度重视,其应用范围已覆盖智能家居、工业 IoT 及商业场景下的 IoE 设备长效供能等多个领域^[11]。在 DMA 天线理论与信道建模研究方面,目前已经形成了较为完善的理论体系。具体而言,文献[12]创新

性地提出了一种基于电磁兼容的 DMA 窄带通信系统模型,该模型系统性地整合了超材料单元间电磁耦合效应、前向辐射场特性以及阻抗匹配变化等关键因素。此外,Smith 团队^[13]基于磁偶极子理论框架,成功推导出了描述 DMA 辐射特性的闭合解析表达式,为后续相关研究提供了理论基础。

在应用层面,现有成果主要集中在 DMA 在无线通信系统的创新应用。针对远场通信场景,文献[14-15]分别研究了 DMA 在大规模多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)上行系统中的最大能效与通信性能极限;而在下行无线传输方面,多项研究^[16-17]通过理论分析和实验验证,充分证实了 DMA 系统在传输可靠性和能效表现上的显著优势。与传统的天线阵列相比,这些研究成果有力印证了 DMA 在构建高集成度、低功耗大规模 MIMO 系统方面所具有的独特技术优势。

通过引入智能超表面辅助 DMA 系统,可显著提升其在多径传播环境下的性能表现。文献[18-19]通过联合优化设计,分别验证了该方案在频谱效率和可达速率方面对原有系统的有效提升。值得注意的是,与远场模型下的应用相比,DMA 在近场环境中的表现更为突出。基于 DMA 的近场聚焦特性,相关研究已不仅仅局限于将其应用于传统通信性能的优化。当系统工作于辐射近场时,电磁场平面波前假设不再成立,这使得波束能够精准聚焦于目标位置(远场仅能定向辐射)^[20-22]。针对近场波束的聚焦特性,现有研究主要集中在下行系统方面。文献[23]创新性地提出了 DMA 在近场下行场景中的能量传输方案,其近场供能效率较远场系统提升了 52%(相同位置用户接收功率比达到 1 : 0.48)。

基于上述研究成果,构建以下行及能量传输为核心的近场 SWIPT 系统,其中,在信息用户设计方面参考了文献[24],目标函数与约束设置则借鉴了文献[25]的方法,在优化方案方面,总体上采用了文献[26]提出的交替优化(Alternating Optimization, AO)算法实现变量解耦及后续求解,文献中的数值结果充分验证了该方法的可行性与优越性。

具体来说,本文提出了一种基于 DMA 的近场 SWIPT 系统优化方案,其核心在于通过联合优化数字预编码向量与可调频响实现下行能量用户功率的最大化。假定用户和 DMA 均进行静态部署,且基站(Base Station, BS)已知完美的信道状态信息。在仿真部分,通过设计相同条件下近场与远场传输的对比实验,系统分析并揭示了近场方案的技术特性与相对优势。此外,还研究了最小 SINR、用户间距及部署位

置对系统性能的影响。针对上述优化目标与复杂场景,提出了黎曼共轭梯度(Riemannian Conjugate Gradient, RCG)算法与快速迭代收缩阈值算法(Fast Iterative Shrinkage-Thresholding Algorithm, FISTA) 2 种优化方案,并在文末对 2 种算法的性能进行对比分析。本文主要贡献如下:

① 构建了以下行能量传输为核心的近场 SWIPT 系统模型,提出兼顾用户公平性与基础需求的多约束联合优化问题。

② 针对多约束的非凸优化问题,分别提出基于 RCG 算法与 FISTA 的高效优化方案,并通过仿真验证了算法收敛性。

③ 在能量供给主导的 SWIPT 场景下,通过调节 SINR、用户间距等参数,揭示近场 SWIPT 系统的关键特性,为后续研究提供了理论参考。

本文使用的符号体系包含表示特定集合与运算的数学符号。其中向量化、共轭、共轭转置与哈达玛积分别表示为 $\text{vec}()$ 、 $()^*$ 、 $()^H$ 及 \odot , 而 $\mathbf{1}$ 则表示维度为 $N \times 1$ 的全 1 向量。

1 系统建模

本节基于文献[12, 21]提出的 DMA 架构及信道模型,构建了一个近场多用户下行 SWIPT 系统。该系统配备一个 DMA 阵列的 BS 为多个能量用户与信息用户提供服务。在完美信道状态信息已知的条件下, DMA 通过生成聚焦波束,精准指向各目标用户,以满足不同用户的业务需求。系统将能量用户接收功率最大化作为优化目标,并设置了信息用户最小 SINR、BS 最大发射功率等约束条件。

1.1 DMA 建模

DMA 阵列通常由多条微带构成,每条微带包含若干超材料单元。参考文献[21]定义阵列单元数为 $N \triangleq N_d \cdot N_e$, 其中 N_d 为微带数量, N_e 表示每条微带内的超材料单元数。BS 向 DMA 阵列输入的基带信号 z , 是能量用户和信息用户的信息符号 x_m 和 x_l 分别经过 w_m 和 w_l 预编码后叠加得到:

$$z = \sum_{m=1}^M w_m x_m + \sum_{l=1}^L w_l x_l \quad (1)$$

在 DMA 中,超材料单元的频率响应特性与微带内传播过程,共同决定了其对原始信号的作用。其中,微带内传播过程使各超材料单元间产生了相位差异,因此,位于第 i 条微带的第 l 个单元的传播公式可表示为: $h_{i,l} = e^{-\rho_{i,l}(\alpha_i + j\beta_i)}$, 其中, α_i 为波导衰减系数, β_i 为波数。

基于已知的信号传播公式,结合微带与射频链路的映射关系,构建对角矩阵 $\mathbf{H}^{N \times N}$, 用于表征微带内的传播效应。该矩阵结构满足 $\mathbf{H}_{(i-1)N_e+l, (i-1)N_e+l} = h_{i,l}$ 。值得注意的是,每个超材料单元本质上是一个以偶极子形式散射的谐振电路。通过调节振荡器强度、阻尼系数和谐振频率等参数,可实现对超材料单元特性的独立配置。极化率的洛伦兹形式可表示为:

$$f(\omega) = \frac{A\omega^2}{\omega_0^2 - \omega^2 + j\tau\omega} \quad (2)$$

式中: ω 为谐振频率, A 为振荡器强度, τ 为阻尼因子[13]。当超材料满足变化条件(例如接近谐振状态)时,超材料的洛伦兹响应表示为复平面 ϑ 的以下形式之一:

$$\begin{cases} q_{\text{RF}} \in \vartheta = \{[a, b] \mid a < b\} \\ q_{\text{RF}} \in \vartheta = \{\gamma \cdot [0, 1] \mid \gamma \in \mathbb{R}\} \\ q_{\text{RF}} \in \vartheta = \left\{ \frac{j + e^{j\varphi}}{2} \mid \varphi \in [0, 2\pi] \right\} \end{cases} \quad (3)$$

本文采用洛伦兹约束的形式,即 $q_{i,l} = \frac{j + e^{j\varphi}}{2}$, $\varphi \in [0, 2\pi]$, 表示第 i 条微带中第 l 个超材料单元的可调频率响应。为此,定义块对角矩阵 $\mathbf{Q}^{N \times N_d}$ 封装 DMA 的可调频响,并满足结构约束:

$$Q_{(i-1)N_e+l, n} = \begin{cases} q_{i,l}, i=n \\ 0, i \neq n \end{cases} \quad (4)$$

基于上述模型, DMA 的发射信号可表示为:

$$\mathbf{S} = \mathbf{H}\mathbf{Q}\mathbf{z} \quad (5)$$

1.2 信道建模

如前文所述,考虑一个包含 M 个能量用户与 L 个信息用户的近场 SWIPT 系统。其中,第 m 个能量用户与第 l 个信息用户的三维坐标可分别表示为 $p_m = (x_{mm}, y_{mm}, z_{mm})$ 和 $p_l = (x_{ll}, y_{ll}, z_{ll})$ 。对于 DMA 阵列,第 i 条微带中第 l 个超材料单元的坐标表示为 $p_{i,l} = (x_i, y_l, 0)$ 。相应的,第 m 个能量用户和第 l 个信息用户到各超材料的信道增益可分别定义为 $G_{i,l}(p_m)$ 与 $G_{i,l}(p_l)$, 其大小由仰角-方位角对及增益参数 c 共同决定。第 m 个能量用户的接收信号在综合了信道增益和 DMA 发射信号后可表示为:

$$y(p_m) = \sum_{i=1}^{N_d} \sum_{l=1}^{N_e} G_{i,l}(p_m) e^{-jk |p_m - p_{i,l}|} s_{i,l} + n_m \quad (6)$$

式中: n_m 表示能量用户 m 处的加性高斯白噪声, $e^{-jk |p_m - p_{i,l}|}$ 则表示自由空间传播过程中产生的相位。参考文献[21]的信道模型,从第 i 条微带的第 l 个单元到第 m 个用户的信道增益为:

$$G_{i,l}(p_m) = \sqrt{F(\Theta_{i,l,m})} \cdot \frac{\lambda}{4\pi |p_m - p_{i,l}|}, \quad (7)$$

式中:增益系数是由具体技术决定的常量,其表达式为 $F(\Theta_{i,l,m}) = 2(2c + 1) \cdot \cos^{2c}(\theta_{i,l,m})$, $\theta_{i,l,m} \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right]$ 。

由于此处采用偶极子模型,故取 $c = 1$ 。

为了获得更简洁的信道矩阵公式,定义 $\mathbf{a}_l = \left[G_{1,1}(p_l) e^{-jk|p_l - p_{1,1}|}, G_{1,2}(p_l) e^{-jk|p_l - p_{1,2}|}, \dots, G_{N_d, N_e}(p_l) e^{-jk|p_l - p_{N_d, N_e}|} \right]^H$; $\mathbf{a}_m = \left[G_{1,1}(p_m) e^{-jk|p_m - p_{1,1}|}, G_{1,2}(p_m) e^{-jk|p_m - p_{1,2}|}, \dots, G_{N_d, N_e}(p_m) e^{-jk|p_m - p_{N_d, N_e}|} \right]^H$ 作为存储所有信道增益的向量。基于上述模型,第 l 个信息用户的可达速率 R_l 为:

$$R_l = \text{lb}(1 + \text{SINR}_l). \quad (8)$$

该信息用户的 SINR 可表示为: $\text{SINR}_l = \frac{|a_l H Q w_l|^2}{\sum_{m=1}^M |a_l H Q w_m|^2 + \sum_{n=1, n \neq l}^L |a_l H Q w_n|^2 + \delta^2}$, 其中 w_n

表示指定信息用户之外的其他信息预编码向量。按照同样的思路,由于自由空间无线信道特性,所有信息与能量波束携带的能量均可被各能量用户收集。因此,能量用户接收到的能量由 3 个部分构成:自身预编码信号的能量、其他能量用户辐射至该用户处的能量,以及信息用户辐射至该用户处的能量。第 m 个能量用户接收的下行总功率可表示为: $E_m = |a_m H Q w_m|^2 + \sum_{p=1, p \neq m}^M |a_m H Q w_p|^2 + \sum_{l=1}^L |a_m H Q w_l|^2$ 。

在上述系统建模的基础上,构建了以最大化所有能量用户的接收功率总和为目标的多用户近场下行 SWIPT 系统,如图 1 所示。

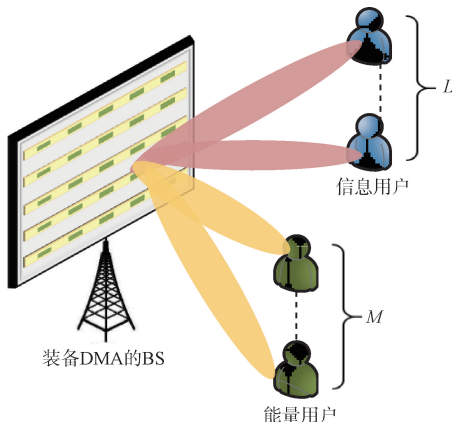


图 1 近场 SWIPT 系统示意
Fig. 1 Near-field SWIPT system

为确保每个用户之间的公平性,本节在原优化问题的基础上引入了峰值功率约束 P_{peak} 。此外,考虑了可调频响的洛伦兹约束、发射总功率约束及最小 SINR 约束,最终建立的优化问题如 P1:

$$\begin{aligned} \text{P1} \quad & \max_{\mathbf{Q}, \{w_m, w_l\}} \sum_{m=1}^M E_m \\ \text{s. t.} \quad & \forall q_{i,l} \in \vartheta \\ & \|w_m\|^2 \leq P_{\text{peak}} \\ & \|w_l\|^2 \leq P_{\text{peak}} \\ & \sum_{m=1}^M \|w_m\|^2 + \sum_{l=1}^L \|w_l\|^2 \leq P_{\text{set}} \\ & \text{SINR}_l \geq \text{SINR}_{\text{set}}, l \in L, \end{aligned} \quad (9)$$

式中: SINR_{set} 表示保证每个信息用户最低通信质量的最小 SINR。

2 下行传输联合优化

针对优化问题提出了可行的解决方案,并对 2 种具体实施方法进行了比较分析。显然,问题的核心在于联合设计 w_m, w_l 与 \mathbf{Q} , 这是一个具有耦合变量的非凸优化问题。针对此类问题, AO 算法能够有效解耦预编码向量与可调频响矩阵,是理想的求解策略。通过采用 AO 算法的总体思路对 w_m, w_l 和 \mathbf{Q} 进行联合设计。首先,针对预编码向量进行优化;随后,利用 Powell-Hestenes-Rockafellar 增广拉格朗日法 (Powell-Hestenes-Rockafellar Augmented Lagrangian Method, PHR-ALM) 对关于可调频响的目标函数进行无约束化,并相应给出了该函数的黎曼梯度表达式;最后,基于上述步骤详细阐述了 RCG 算法与 FISTA 方案的具体优化流程。

2.1 数字预编码向量设计

预编码向量在发射端为用户分配功率,主要包括能量用户预编码向量与信息用户预编码向量。当 \mathbf{Q} 固定时,原问题转化为关于预编码的非凸二次约束二次规划 (Quadratic Constrained Quadratic Programming, QCQP) 问题。以能量预编码向量为优化目标,该问题可表述为:

$$\begin{aligned} \max_{w_m} \quad & \sum_{m=1}^M \sum_{m=1}^M |a_m H Q w_m|^2 \\ \text{s. t.} \quad & \|w_m\|^2 \leq P_{\text{peak}} \\ & \sum_{m=1}^M \|w_m\|^2 + \sum_{l=1}^L \|w_l\|^2 \leq P_{\text{set}} \\ & \text{SINR}_l \geq \text{SINR}_{\text{set}}, l \in L. \end{aligned} \quad (10)$$

当 w_m 已给定时,信息预编码向量的优化问题可表示为:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}_l} \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^M |a_m \mathbf{H} \mathbf{Q} \mathbf{w}_l|^2 \\ & \text{s. t. } \|\mathbf{w}_l\|^2 \leq P_{\text{peak}} \\ & \sum_{m=1}^M \|\mathbf{w}_m\|^2 + \sum_{l=1}^L \|\mathbf{w}_l\|^2 \leq P_{\text{set}} \\ & \text{SINR}_l \geq \text{SINR}_{\text{set}}, l \in L. \end{aligned} \quad (11)$$

根据 2 种预编码向量优化问题的形式可知,二者可采用相同的方法求解。因此,本文以能量预编码向量为例详细阐述优化过程,并简要说明信息预编码向量的优化结果。

对于大多数的非凸 QCQP 问题,半定松弛 (Semidefinite Relaxation, SDR) 技术是一种计算高效的近似求解方法^[27-28]。通过引入辅助变量 $\mathbf{X}_m = \mathbf{w}_m \mathbf{w}_m^H$, 可将原二次优化问题转化为半定规划问题。为简化常数部分表达式,定义参数 $\mathbf{g}_m = \mathbf{a}_m \mathbf{H} \mathbf{Q}$ 以整合除待优化参数以外 (包含信道信息、微带线内传播特性及权重矩阵) 的其他所有参数,利用矩阵迹运算相关性质 $\mathbf{g}_m \mathbf{w}_m \mathbf{w}_m^H \mathbf{g}_m^H = \text{trace}(\mathbf{g}_m (\mathbf{w}_m \mathbf{w}_m^H) \mathbf{g}_m^H) = \text{trace}((\mathbf{w}_m \mathbf{w}_m^H) \mathbf{g}_m^H \mathbf{g}_m)$ 对原问题进行改写^[29]。因此,原问题可等价于:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{X}_m, m \in M} \sum_m \sum_m \text{trace}(\mathbf{g}_m \mathbf{X}_m \mathbf{g}_m^H) \\ & \text{s. t. } \text{rank}(\mathbf{X}_m) = 1 \\ & \mathbf{X}_m \succeq 0, \mathbf{X}_m \text{ is Hermitian} \\ & \text{trace}(\mathbf{X}_m) \leq P_{\text{peak}} \\ & \text{SINR}_l \geq \text{SINR}_{\text{set}}, l \in L \\ & \sum_{m=1}^M \text{trace}(\mathbf{X}_m) + \sum_{l=1}^L \text{trace}(\mathbf{X}_l) \leq P_{\text{set}}. \end{aligned} \quad (12)$$

然而,该转换引入了严格的非凸约束: $\text{rank}(\mathbf{X}_m) = 1$ 。根据 SDR 的原理,可通过舍弃该约束得到问题的松弛解。借助凸优化工具箱 CVX 能够高效求解出优化问题的近似解 \mathbf{X}_m^* 。由于秩一约束的松弛,该解可视为秩为 n 的矩阵,并表示为特征值和特征向量的形式: $\mathbf{X}_m^* = \sum_{i=1}^n \varepsilon_i \mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^T$, 其中, ε_i 为第 i 个特征值, \mathbf{U}_i 为对应的特征向量。通过提取最大特征值 ε_m 及其特征向量 \mathbf{U}_m , 可求得问题的近似解 $\mathbf{w}'_m = \sqrt{\varepsilon_m} \cdot \mathbf{U}_m$ 。类似于能量预编码的求解,信息预编码的优化问题可改写为:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{X}_l, l \in L} \sum_{l=1}^L \left(\sum_{m=1}^M \text{trace}(\mathbf{g}_m (\mathbf{X}_l) \mathbf{g}_m^H) \right) \\ & \text{s. t. } \text{trace}(\mathbf{X}_l) \leq P_{\text{peak}} \\ & \mathbf{X}_l \succeq 0, \mathbf{X}_l \text{ is Hermitian} \\ & \text{SINR}_l \geq \text{SINR}_{\text{set}}, l \in L \\ & \sum_{m=1}^M \text{trace}(\mathbf{X}_m) + \sum_{l=1}^L \text{trace}(\mathbf{X}_l) \leq P_{\text{set}}. \end{aligned} \quad (13)$$

之后,信息预编码向量采用相同方法求解。

2.2 可调频响优化

在完成预编码向量的优化设计后,本节进一步开展超材料元件可调频响参数的优化工作。在给定 \mathbf{w}_m 和 \mathbf{w}_l 的条件下,关于矩阵 \mathbf{Q} 的优化问题可表述为:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{Q}} \sum_{m=1}^M E_m \\ & \forall q_{i,l} \in \mathcal{D} \\ & \text{SINR}_l \geq \text{SINR}_{\text{set}}, l \in L. \end{aligned} \quad (14)$$

此时,优化问题仅剩洛伦兹约束及信息用户带来的各最小 SINR 约束。与预编码向量的优化不同, \mathbf{Q} 的特殊结构及洛伦兹约束形式均导致了直接求解的困难。为解决这一问题,可通过提取变量在运算中的有效部分来构造新向量,从而让原问题变得更加直观。

定义辅助向量 $\mathbf{q} = \text{vec}(\mathbf{Q})$ 以消除矩阵复杂结构带来的干扰。对于其他参数部分的处理则采用预编码优化中的类似策略,为此,将其整合封装至一新构造的向量。因此,该问题可改写为:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{q}} \sum_{m=1}^M |\mathbf{q}^H \mathbf{b}_{mm}|^2 + \sum_{l=1}^L |\mathbf{q}^H \mathbf{b}_{lm}| \\ & \text{s. t. } \forall q_{i,l} \in \mathcal{D} \\ & \text{SINR}_l \geq \text{SINR}_{\text{set}}, l \in L, \end{aligned} \quad (15)$$

式中: $\mathbf{b}_{mm} = (\mathbf{w}_m^H \otimes (\mathbf{a}_m^H \mathbf{H}))^H$, $\mathbf{b}_{lm} = (\mathbf{w}_l^H \otimes (\mathbf{a}_m^H \mathbf{H}))^H$, $\mathbf{b}_{ll} = (\mathbf{w}_l^H \otimes (\mathbf{a}_l^H \mathbf{H}))^H$, $\mathbf{b}_{ml} = (\mathbf{w}_m^H \otimes (\mathbf{a}_l^H \mathbf{H}))^H$, $\mathbf{b}_{nl} = (\mathbf{w}_n^H \otimes (\mathbf{a}_l^H \mathbf{H}))^H$ 。

$$\text{而 } \text{SINR}_l = \frac{|\mathbf{q}^H \mathbf{b}_{ll}|^2}{\sum_{m=1}^M |\mathbf{q}^H \mathbf{b}_{ml}|^2 + \sum_{n=1, n \neq l}^L |\mathbf{q}^H \mathbf{b}_{nl}|^2 + \delta^2}$$

鉴于 \mathbf{Q} 为稀疏矩阵,且 \mathbf{q} 中的有效非零变量仅占 $\frac{1}{N_e}$, 直接计算将引入大量无效运算。因此,令 \mathbf{q}' 表示剔除零元素后的新向量,同时构造新向量 \mathbf{b}'_{mm} 、 \mathbf{b}'_{lm} 、 \mathbf{b}'_{ll} 、 \mathbf{b}'_{ml} 和 \mathbf{b}'_{nl} 。这些新向量均通过移除原向量中与 \mathbf{q} 中零元素相同索引位置的元素生成,从而有效剔除无效部分。上述操作完成后可有效减少元素间的无效运算。

由于 \mathbf{q}' 的每个元素均满足洛伦兹约束: $\mathbf{q}' = \frac{j+e^{j\varphi}}{2} \mathbf{1}$, $\varphi \in [0, 2\pi]$, 该约束不可直接视为纯相位约束。该问题在引入新向量 $\mathbf{r} \left(\mathbf{r} = 2\mathbf{q}' - e^{j\frac{\pi}{2}} \mathbf{1} \right)$ 后可转化为模 1 约束的形式。在此基础上,构造中间变量

$\mathbf{B}_{nm} = \mathbf{b}'_{nm} \mathbf{b}'_{nm}{}^H, \mathbf{B}_{lm} = \mathbf{b}'_{lm} \mathbf{b}'_{lm}{}^H$ 以及 $\mathbf{h}_r = \mathbf{r} + e^{j\frac{\pi}{2}} \mathbf{I}$ 。进一步构造 $E_{bl} = \frac{1}{4} \left(\mathbf{r} + e^{j\frac{\pi}{2}} \mathbf{I} \right)^H \left(\mathbf{b}'_{ll} \mathbf{b}'_{ll}{}^H \right) \left(\mathbf{r} + e^{j\frac{\pi}{2}} \mathbf{I} \right), E_{bmm} = \frac{1}{4} \cdot \left(\mathbf{r} + e^{j\frac{\pi}{2}} \mathbf{I} \right)^H \left(\mathbf{b}'_{mm} \mathbf{b}'_{mm}{}^H \right) \left(\mathbf{r} + e^{j\frac{\pi}{2}} \mathbf{I} \right), E_{blm} = \frac{1}{4} \left(\mathbf{r} + e^{j\frac{\pi}{2}} \mathbf{I} \right)^H \cdot \left(\mathbf{b}'_{lm} \mathbf{b}'_{lm}{}^H \right) \left(\mathbf{r} + e^{j\frac{\pi}{2}} \mathbf{I} \right), E_{bml} = \frac{1}{4} \left(\mathbf{r} + e^{j\frac{\pi}{2}} \mathbf{I} \right)^H \left(\mathbf{b}'_{ml} \mathbf{b}'_{ml}{}^H \right) \cdot \left(\mathbf{r} + e^{j\frac{\pi}{2}} \mathbf{I} \right), E_{bnl} = \frac{1}{4} \left(\mathbf{r} + e^{j\frac{\pi}{2}} \mathbf{I} \right)^H \left(\mathbf{b}'_{nl} \mathbf{b}'_{nl}{}^H \right) \left(\mathbf{r} + e^{j\frac{\pi}{2}} \mathbf{I} \right)$ 以简化优化问题的表达。此时可得关于模 1 约束的优化问题形式:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{r}} \sum_{m=1}^M \left(E_{bmm} + \sum_{l=1}^L E_{blm} \right) \\ & \text{s. t. } \forall r_{num} \in \mathbf{r}, |r_{num}| = 1 \\ & \frac{E_{bll}}{\sum_{m=1}^M E_{bml} + \sum_{n=1, n \neq l}^L E_{bnl} + \delta^2} \geq \text{SINR}_{\text{set}} \circ \end{aligned} \quad (16)$$

根据文献[27],此类典型的非凸 QCQP 问题在理论上可采用 SDR 技术进行优化。然而,在实际应用中,SDR 技术受限于求解工具的计算能力和容量,难以解决高频大规模阵列天线的优化问题。因此,梯度类算法是一个更具实用性的选择。事实上,基于 RCG 算法在近年已广泛应用于此类问题的优化。为便于后续操作,需要将最大化目标函数转换为匹配标准梯度类算法的最小化问题形式:

$$\min_{\mathbf{r}} \sum_{r=1}^M \frac{1}{4} \mathbf{h}_r^H (-\mathbf{B}_{mm}) \mathbf{h}_r + \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \frac{1}{4} \mathbf{h}_r^H (-\mathbf{B}_{lm}) \mathbf{h}_r \circ \quad (17)$$

完成最小化形式后,优化问题中的约束部分还需要进行无约束化。

2.2.1 优化问题的无约束化

梯度类算法仅适用于无约束优化问题,因此需将含约束的优化问题转换为无约束形式。本文采用 PHR-ALM 的思路进行无约束转化。为此,将 SINR 约束转化为标准不等式约束形式:

$$0 \geq \left(\sum_{m=1}^M E_{bml} + \sum_{n=1, n \neq l}^L E_{bnl} + \delta^2 \right) \text{SINR}_{\text{set}} - E_{bll}, \forall l \in L \circ \quad (18)$$

为了简化表达式,不等式约束的对应函数 $g(\mathbf{r})$ 可定义为:

$$g(\mathbf{r}) = \sum_l l(\mathbf{r}), \quad (19)$$

式中: $l(\mathbf{r}) = \left(\sum_{m=1}^M E_{bml} + \sum_{n=1, n \neq l}^L E_{bnl} + \delta^2 \right) \text{SINR}_{\text{set}} - E_{bll} \circ$

将原始不等式约束引入松弛变量 s 使其转化为等式约束。完成上述步骤后,在不考虑单位模量约束的情况下,新的最小化问题可表述为:

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{r}, s} \sum_{m=1}^M \left(E_{bmm'} + \sum_{l=1}^L E_{blm'} \right) \\ & \text{s. t. } g(\mathbf{r}) + [s]^2 = 0, \end{aligned} \quad (20)$$

式中: $E_{bmm'} = \frac{1}{4} \left(\mathbf{r} + e^{j\frac{\pi}{2}} \mathbf{I} \right)^H \left(-\mathbf{b}'_{mm} \mathbf{b}'_{mm}{}^H \right) \left(\mathbf{r} + e^{j\frac{\pi}{2}} \mathbf{I} \right)$

和 $E_{blm'} = \frac{1}{4} \left(\mathbf{r} + e^{j\frac{\pi}{2}} \mathbf{I} \right)^H \left(-\mathbf{b}'_{lm} \mathbf{b}'_{lm}{}^H \right) \left(\mathbf{r} + e^{j\frac{\pi}{2}} \mathbf{I} \right)$ 用于简化关于 \mathbf{r} 的优化问题的表达。其对应的增广拉格朗日函数 $f(\mathbf{r})$ 表示为:

$$f(\mathbf{r}) = \sum_{m=1}^M \left(E_{bmm'} + \sum_{l=1}^L E_{blm'} \right) + \frac{\rho}{2} \left\| g(\mathbf{r}) + \frac{\mu}{\rho} + [s]^2 \right\|^2, \quad (21)$$

式中: μ 表示拉格朗日乘子, ρ 表示用于最小化差异的惩罚参数。第 k 个乘子 μ_k 遵循迭代准则,计算为:

$$\mu_k = \mu_{k-1} + \rho(g(\mathbf{r}_k) + [s_k]^2) \circ \quad (22)$$

然而,新引入的公式优化参数 s 并未显著地降低问题求解的复杂度。因此, s 的影响还需通过如下等价关系进行消除:

$$\frac{\rho}{2} \left\| g(\mathbf{r}) + \frac{\mu}{\rho} + [s]^2 \right\|^2 = \frac{\rho}{2} \left\| \max \left[g(\mathbf{r}) + \frac{\mu}{\rho}, 0 \right] \right\|^2 \circ \quad (23)$$

故该优化问题可最终表述为:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{r}} f(\mathbf{r}) &= \sum_{m=1}^M \left(E_{bmm'} + \sum_{l=1}^L E_{blm'} \right) = \frac{\rho}{2} \cdot \\ & \left\| \max \left[g(\mathbf{r}) + \frac{\mu}{\rho}, 0 \right] \right\|^2 \\ & \text{s. t. } \forall r_{num} \in \mathbf{r}, |r_{num}| = 1 \circ \end{aligned} \quad (24)$$

进一步简化公式,令 $\mathbf{B}_{ml} = \mathbf{b}'_{ml} \mathbf{b}'_{ml}{}^H, \mathbf{B}_{nl} = \mathbf{b}'_{nl} \mathbf{b}'_{nl}{}^H$ 和 $\mathbf{B}_{ll} = \mathbf{b}'_{ll} \mathbf{b}'_{ll}{}^H$, 即可得到目标函数对应的欧几里得梯度简化表达式:

$$\begin{aligned} \nabla f(\mathbf{r}) &= \frac{1}{2} \left(\sum_{m=1}^M \left((-\mathbf{B}_{mm}) + \sum_{l=1}^L (-\mathbf{B}_{lm}) \right) \right) \mathbf{r} + \\ & \frac{1}{2} e^{j\frac{\pi}{2}} \left(\sum_{m=1}^M \left(-\mathbf{B}_{mm} + \sum_{l=1}^L -\mathbf{B}_{lm} \right) \right) \mathbf{I} + \\ & \begin{cases} 0, g(\mathbf{r}) + \frac{\mu}{\rho} \leq 0 \\ \rho \left(\left(g(\mathbf{r}) + \frac{\mu}{\rho} \right) \nabla g(\mathbf{r}) \right), g(\mathbf{r}) + \frac{\mu}{\rho} > 0 \end{cases} \circ \end{aligned} \quad (25)$$

$\nabla g(\mathbf{r})$ 的表达式如下:

$$\begin{aligned} \nabla g(\mathbf{r}) = & \frac{1}{2} \text{SINR}_{\text{set}} \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \mathbf{B}_{ml} - \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \mathbf{B}_{ll} \mathbf{r} + \\ & \frac{1}{2} \text{SINR}_{\text{set}} \sum_{l=1}^L \sum_{n=1, n \neq l}^L \mathbf{B}_{nl} - \mathbf{B}_{ll} e^{j\frac{\pi}{2}} \mathbf{I} + \\ & \sum_{l=1}^L \text{SINR}_{\text{set}} \left(\sum_{m=1}^M \mathbf{B}_{ml} e^{j\frac{\pi}{2}} \mathbf{I} \right) + \\ & \sum_{l=1}^L \text{SINR}_{\text{set}} \sum_{n=1, n \neq l}^L \mathbf{B}_{nl} e^{j\frac{\pi}{2}} \mathbf{I}。 \end{aligned} \quad (26)$$

此外,模 1 约束在几何上可描述为以原点为中心的单位圆,因此原问题属于流形优化问题的范畴。切空间具有光滑内积的流形称为黎曼流形,其梯度计算方式是将传统欧几里得梯度正交投影至切空间。对于给定函数的模 1 约束,可通过在梯度算法中的迭代点回缩与黎曼梯度计算实现。其黎曼梯度表示为:

$$\text{grad } f(\mathbf{r}) = \nabla f(\mathbf{r}) - \text{Re} \{ \nabla f(\mathbf{r}) \odot \mathbf{r}^* \} \odot \mathbf{r}。 \quad (27)$$

迭代点的回缩操作步骤以 $R_r(\boldsymbol{\xi})$ 进行表征,其中 $\boldsymbol{\xi}$ 表示切空间中 \mathbf{r} 点处的切向量。

2.2.2 黎曼流形优化

简单来说,RCG 算法是将黎曼流形融入传统共轭梯度法的一种算法。相较于受求解器性能限制而难以应对大规模天线场景的 SDR 算法,RCG 算法是一种被广泛应用于此类问题求解的替代方案。在该算法中,欧几里得梯度与最小化目标函数均由前述的 PHR-ALM 无约束化过程导出。与传统共轭梯度法类似,新的迭代点 \mathbf{r}_k 可表示为:

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{r}_{k-1} + t_k \boldsymbol{\zeta}_t, \quad (28)$$

式中:步长 t_k 需根据 Armijo 准则进行计算^[30]。其下降方向 $\boldsymbol{\zeta}_t$ 为当前迭代点的黎曼梯度与前一次迭代方向的加权和:

$$\boldsymbol{\zeta}_t = -\text{grad } f(\mathbf{r}_k) + \beta_t \Psi_{t_k}(\boldsymbol{\zeta}_{t-1}), \quad (29)$$

式中:加权系数 β_t 由 Polak-Ribiere 公式给出^[30]。迭代点由平面投影至黎曼流形的操作如下所示:

$$\mathbf{r}_k = \frac{\mathbf{r}_{k-1} + t_k \boldsymbol{\zeta}_t}{\|\mathbf{r}_{k-1} + t_k \boldsymbol{\zeta}_t\|_F}。 \quad (30)$$

完成一次完整的优化迭代后,函数的拉格朗日系数 μ_k 将按如下方式进行更新:

$$\mu_k = \max(\mu_{k-1} + \rho g(\mathbf{r}), 0)。 \quad (31)$$

2.2.3 FISTA

迭代收缩阈值算法 (Iterative Shrinkage-Thresholding Algorithm, ISTA) 是一种针对线性逆问题及光滑凸优化的近端梯度下降方法^[31]。相较于传统梯度算法直接计算梯度及步长,ISTA 的参数更新主要源自 Lipschitz 常数 L_f 与二次泰勒逼近函数 $Qua(x, y)$,二者表示为:

$$L_f \|\mathbf{r}' - \mathbf{r}''\| \geq \|\nabla f(\mathbf{r}') - \nabla f(\mathbf{r}'')\|, \forall \mathbf{r}', \mathbf{r}'' \in \Psi, \quad (32)$$

$$\begin{aligned} Qua(\mathbf{r}', \mathbf{r}'') = & f(\mathbf{r}') + \langle \mathbf{r}' - \mathbf{r}'', \nabla f(\mathbf{r}'') \rangle + \\ & \frac{L_f}{2} \|\mathbf{r}' - \mathbf{r}''\|^2, \forall \mathbf{r}', \mathbf{r}'' \in \Psi, \end{aligned} \quad (33)$$

式中: Ψ 表示 \mathbf{r} 在流形中所有元素的集合。具体而言, L_f 提供每次循环的基础步长,而函数 $Qua(x, y)$ 则用于判断搜索过程是否继续进行。FISTA 在保留 ISTA 优点的基础上,提供了更快的全局收敛速度。与 ISTA 类似, FISTA 包含 2 种步长的计算方法:常数步长与回溯法。本文选择后者以降低对 L_f 的依赖性。其中,在设置由前 2 次迭代点进行特定线性组合而成的变量 ρ_k 时,需在回溯线性搜索中引入辅助分量,详细更新流程见文献 [31]。采用文献 [31-32] 提出的广义证明,可将上述方程重构为类标准梯度下降的形式:

$$\begin{cases} \mathbf{r}_k = \text{prox}(\rho_k - L\mu_{k-1} \text{grad } f(\mathbf{r}_{k-1})) \\ L\mu_k = \eta^{k-1} L\mu_{k-1} \end{cases}, \quad (34)$$

式中: $\eta = 2$, $\text{prox}()$ 为近端映射, $L\mu_k$ 表示回溯步长。为严格满足流形约束,每次迭代点计算完成后还需执行回缩操作:

$$\mathbf{r}_k \leftarrow \frac{\mathbf{r}_k}{\|\mathbf{r}_k\|}。 \quad (35)$$

经过该步骤后即可严格保证自变量的模 1 约束。随后,在新迭代点处的二次逼近函数 $Qua(\mathbf{r}_k, \rho_k)$ 可表示为:

$$Qua(\mathbf{r}_k, \rho_k) = f(\mathbf{r}_k) + \langle \mathbf{r}_k - \rho_k, \text{grad } f(\rho_k) \rangle。 \quad (36)$$

判断新迭代点的函数值 $f(\mathbf{r}_k)$ 是否满足关系: $f(\mathbf{r}_k) \leq Qua(\mathbf{r}_k, \rho_k)$, 如满足,则继续进行搜索步骤,否则退出循环并得到最终解。该算法可保证目标函数序列持续递减,并实现快速迭代收敛。

3 仿真结果

本节通过仿真实验,探究各因素对系统性能的影响,并对前文提出的 2 种方案进行对比分析。为确保控制变量法的有效性,仿真设定系统包含单个配备 DMA 的 BS,该 BS 为一个能量用户和一个信息用户提供服务。DMA 与用户的位置采用笛卡尔坐标系,其中 DMA 几何中心位于坐标原点,所有用户沿 z 轴分布。在 DMA 的其余参数设置上, $P_{\text{set}} = 1 \text{ W}$, $D = 20\sqrt{2} \text{ cm}$, $\alpha_i = 0.6$, $\beta_i = 827.67$ 。其中, D 表示天线孔径。为保证远场和近场在物理范围上的重叠,近场和远场的载波频率分别设置为 28 GHz 与 3 GHz,用户的加性噪声功率 δ^2 统一为 -75 dBm。

在此基础上,分别讨论了最小 SINR、用户间距和用户相对位置对系统性能的影响。此外,还对基于 RCG 算法和 FISTA 的优化方案进行了对比。具体而言,考虑了以下 4 种场景:

- ① 固定用户间距:信息用户部署于靠近天线一侧,其最小 SINR 阈值逐渐增大;
- ② 固定用户间距:能量用户位于靠近天线一侧,信息用户的最小 SINR 阈值逐渐增大;
- ③ 固定信息用户最小 SINR:能量用户固定于靠近天线一侧,信息用户逐渐远离能量用户;
- ④ 固定信息用户最小 SINR:信息用户固定于靠近天线一侧,能量用户沿轴逐渐远离信息用户。

3.1 SINR 影响

以 DMA 中心为参考点,将能量用户部署于坐标 (0,0,0.15df) 处,而将信息用户部署在 (0,0,0.2df),其中 df 表示对应频率下的弗劳恩霍夫距离。图 2 展示了能量用户处接收到的从信息预编码向量辐射的功率大小随信息用户最小 SINR 的变化情况。当信息用户位于靠近天线一侧且最小 SINR 持续增大时,信息用户理论上对于通信质量的要求将越来越高,因而分配给信息用户预编码向量的功率也应当随着增大。

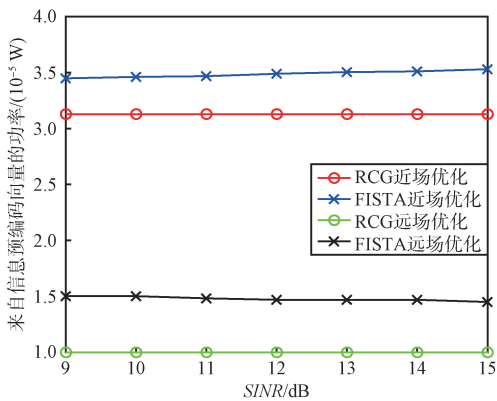


图 2 SINR-信息预编码向量供能功率

Fig. 2 SINR-power transfer from information precoding vector

但图 2 中的功率变化幅度并不明显,不能直观地体现出发射端分配功率的转移过程,因为图 2 仅体现了信息预编码向量辐射至能量用户处的功率大小,包含发射端功率和信道增益 2 个变化的部分。

在图 3 中,能量预编码功率只负责能量用户的供能需求,故可直接反映其功率分配的变化趋势。

显然,能量预编码的分配功率随 SINR 增大而单调递减,且下降速率逐渐降低。

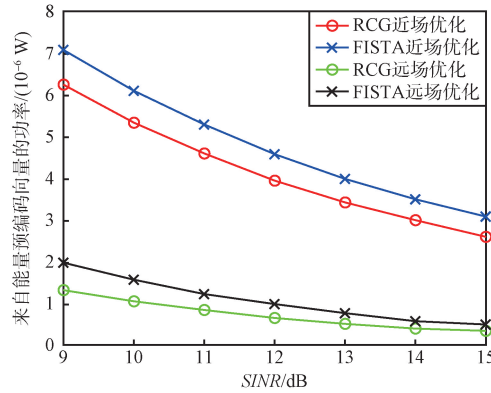


图 3 SINR-能量预编码向量供能功率

Fig. 3 SINR-power transfer from energy precoding vector

值得注意的是,能量用户从信息预编码向量中接收的功率超过从能量预编码向量中所接收的功率,这表明在相同功率约束下,系统更倾向于将能量分配至信息预编码向量,该结论也得到了图 2~图 5 的结果佐证。此外,结合可达速率的求解公式可知:随着 SINR 设定值的增大,信息预编码向量在增强能量用户供能方面的作用愈发关键。由于通信需求的提升、单用户功率峰值限制与能量传输最大化目标的共同作用,信息预编码向量的总功率占比始终保持相对稳定。

交换能量用户与信息用户位置后(将信息用户置于靠近天线一侧),可观察到用户接收的各部分功率与图 2 及图 3 中所示近乎一致的趋势。差异在于接收功率的各项指标均优于之前的部署条件。

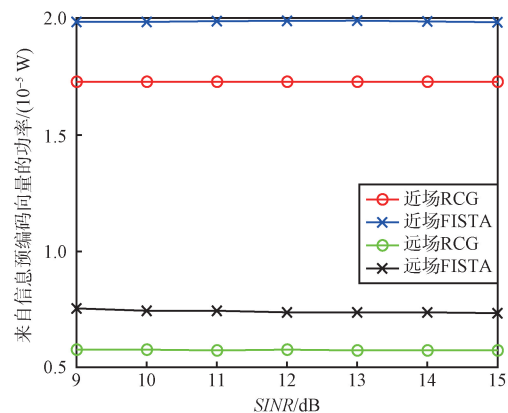


图 4 SINR-信息预编码供能功率(信息用户在前)

Fig. 4 SINR-power transfer from information precoding vector (information user is front-deployed)

通过对比图 2、图 3 和图 4,充分揭示了能量用户与信息预编码向量之间的关系,其复杂性远超单纯竞争功率以实现单一任务的模式。此外,以图中 FISTA 方案优化的近场 SWIPT 功率曲线为例,能量用户从能量预编码向量和信息预编码向量接收的功率,分别达到之前部署条件下的 1.75 倍与 1.73 倍。毫无疑问,在侧重能量传输的下行 SWIPT 系统中,优先将能量用户就近部署的策略具备显著的性价比优势。

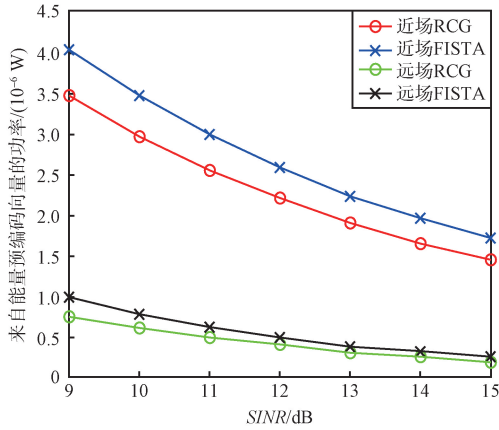


图 5 SINR-能量预编码供能功率(信息用户在前)
Fig. 5 SINR-power transfer from energy precoding vector (information user is front-deployed)

3.2 用户间距影响

固定最小 SINR 值(此处 $SINR_{set} = 10$ dB),仅将能量用户与信息用户的间距作为变量。将能量用户固定于坐标(0,0,0.15df)处,让信息用户沿 z 轴方向远离 BS 和能量用户。仿真结果如图 6、图 7(能量用户在前)及图 8、图 9(信息用户在前)所示。

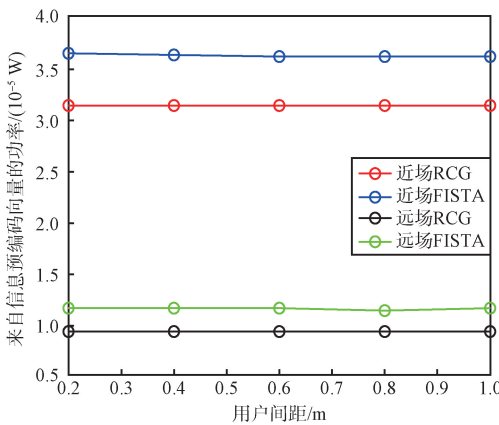


图 6 信息预编码功率随间距变化(能量用户在前)
Fig. 6 Distance-power transfer from information precoding vector (energy user is front-deployed)

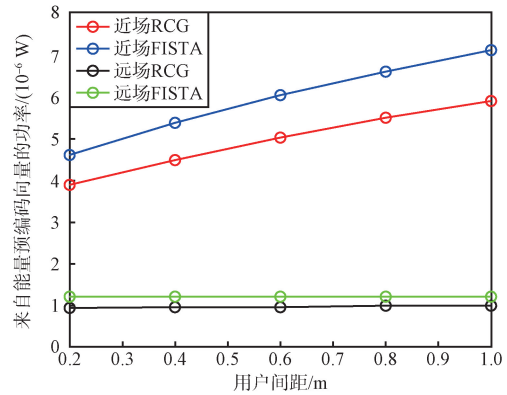


图 7 能量预编码功率随间距变化(能量用户在前)
Fig. 7 Distance-power transfer from energy precoding vector (energy user is front-deployed)

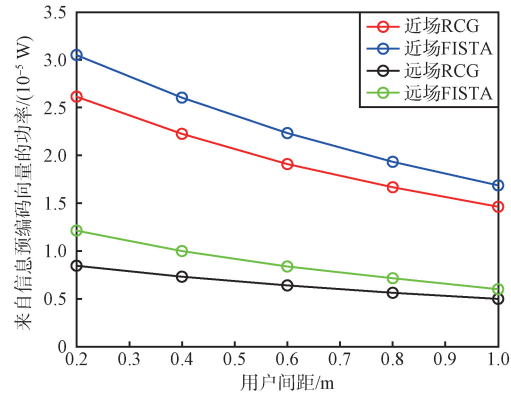


图 8 信息预编码功率随间距变化(信息用户在前)
Fig. 8 Distance-power transfer from information precoding vector (information user is front-deployed)

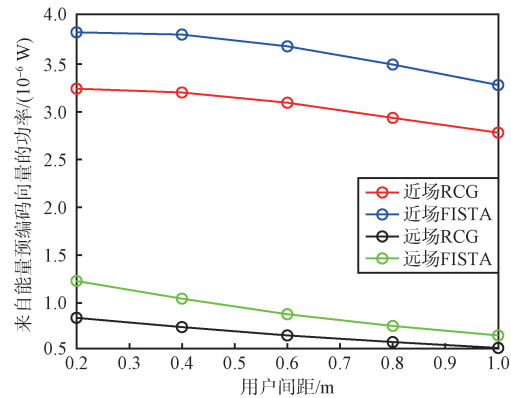


图 9 能量预编码功率随间距变化(信息用户在前)
Fig. 9 Distance-power transfer from energy precoding vector (information user is front-deployed)

从理论上来说,信息用户在远离时,用户间距的增大在功率分配中产生的效果与 SINR 提升具有相似性。如图 6 和图 7 所示,当能量用户部署在 BS 附近时,从能量预编码向量接收的功率逐渐增加,而信

息预编码向量的功率基本保持不变。

与 SINR 增大的情况不同,图 7 中能量用户从能量预编码向量接收的功率呈逐渐增加趋势,而非如图 3 和图 5 所示的减少趋势,这是由于用户间距处于较小范围所致。

当用户间距较小时,二者的信道增益差距不大,故满足基本通信质量所需的功率相较于远距离上的更少。在此特定条件下,能量用户凭借更近的位置优势,在间距变化引发的功率竞争中逐渐占据更多份额。

随着距离逐步增大,功率增长率逐渐降低,当距离较大时开始呈现与 SINR 变化相似的趋势。因此,在近场相关研究中,有必要确定各用户间距的临界点以划分区域,进而采取相应的部署策略。

当交换信息用户与能量用户的位置,即信息用户部署在前,将能量用户沿轴线逐渐远离信息用户和天线时,其接收功率情况如图 8 和图 9 所示。

与之前情况不同的是,此时能量用户不仅从能量预编码向量中获得的功率持续下降,从信息预编码向量中获得的功率也同步降低。相较于先前的部署方案,该条件下的能量供给效果更差。

这一结果充分说明,信道条件的变化与用户相对位置在功率分配上有着决定性的影响。随着能量用户的逐渐远离,其信道增益不断降低,即便信息预编码向量功率的上升也无法抵消信道增益下降的部分。然而,即便如此,来自信息预编码向量的能量依旧占据能量来源的主要部分。

综上所述,当能量用户能够接收信息预编码向量的功率时,可考虑将信息预编码向量作为替代能量预编码向量的供能方式。但当设备需要高通信质量时,这种替代可能与预期目标产生冲突。能量用户部署在前,移动信息用户显然更有利于提升系统的鲁棒性。

3.3 算法对比

通过迭代时间等参数对 2 个方案的性能进行比较,此处令能量用户和信息用户的位置分别固定在坐标 $(0, 0, 0.15df)$ 和坐标 $(0, 0, 0.2df)$ 处,设置 $SINR_{set} = 10$ dB,其迭代结果如图 10 所示。

显然,2 种算法从相同迭代起点出发,均能在 10 次迭代内达到收敛状态。从迭代趋势上看,2 种方案的单调递增特征明显,收敛速度较快且收敛后较为稳定;从迭代次数和迭代时间上看,相较于采用 PHR-ALM、SDR 与传统 RCG 算法的联合优

化方案,结合 FISTA 的联合优化方案均展现出了显著优势;从次数上看,FISTA 方案在第 5 次迭代时基本进入收敛状态,而基于 RCG 算法的方案在第 6 次迭代时达到收敛;从时间性能上看,FISTA 在到达 90%性能时的耗时比基于 RCG 算法的方案少 50%以上,同时在能量传输性能上实现了约 8%的提升。

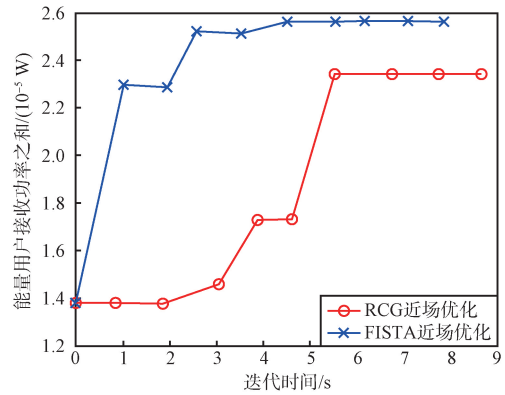


图 10 算法迭代

Fig. 10 Iteration of algorithm

4 结束语

本文针对以能量传输为核心目标的 SWIPT 系统展开研究,对数字预编码向量与 DMA 权重联合设计。为解决该多约束非凸问题,引入并对比了 2 种高效优化方案。数值仿真结果表明:采用分布式天线的近场下行 SWIPT 系统相较于远场系统优势显著,设备用户在近场系统中的精确部署位置应作为未来相关研究的重点考量因素。在算法性能方面,选取适当初始步长的 FISTA 较传统 RCG 算法在迭代效率与能量传输性能上展现出明显优势。

参考文献

[1] ZHANG Z Q, XIAO Y, MA Z, et al. 6G Wireless Networks: Vision, Requirements, Architecture, and Key Technologies [J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2019(3): 28-41.

[2] GUO F, YU F R, ZHANG H, et al. Enabling Massive IoT Toward 6G: A Comprehensive Survey [J]. IEEE Internet of Things Journal, 2021, 8(15): 11891-11915.

[3] CLERCKX B, ZHANG R, SCHÖBER R, et al. Fundamentals of Wireless Information and Power Transfer: From RF Energy Harvester Models to Signal and System Designs [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2018, 37(1): 4-33.

- [4] GUO Y, ANSARI M, ZIOLKOWSKI R, et al. Quasi-optical Multi-beam Antenna Technologies for B5G and 6G mm-Wave and THz Networks: A Review [J]. IEEE Open Journal of Antennas and Propagation, 2021, 2: 807–830.
- [5] CHEN Z, MA X Y, ZHANG B, et al. A Survey on Terahertz Communications [J]. Communications, 2019, 16 (2): 1–35.
- [6] ZHANG H Y, SHLEZINGER N, GUIDI F, et al. Near-field Wireless Power Transfer for 6G Internet of Everything Mobile Networks: Opportunities and Challenges [J]. IEEE Communications Magazine (M-COMM), 2022, 60 (3): 12–18.
- [7] SHLEZINGER N, ALEXANDROPOULOS G C, IMANI M F, et al. Dynamic Metasurface Antennas for 6G Extreme Massive MIMO Communications [J]. IEEE Wireless Communications, 2021, 28(2): 106–113.
- [8] SMITH D R, GOWDA V R, YURDUSEVEN O, et al. An Analysis of Beamed Wireless Power Transfer in the Fresnel Zone Using a Dynamic, Metasurface Aperture [J]. Journal of Applied Physics, 2017, 121(1): 014901.
- [9] DIEBOLD A V, IMANI M F, TIMOTHY S, et al. Phaseless Computational Ghost Imaging at Microwave Frequencies Using a Dynamic Metasurface Aperture [J]. Applied Optics, 2018, 57(9): 2142.
- [10] HOLLOWAY C L, KUESTER E F, GORDON J A, et al. An Overview of the Theory and Applications of Metasurfaces: The Two-dimensional Equivalents of Metamaterials [J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2012, 54(2): 10–35.
- [11] YOO I, SMITH D R. Dynamic Metasurface Antennas for Higher-order MIMO Systems in Indoor Environments [J]. IEEE Wireless Communication Letters, 2020, 9 (9): 1417–1421.
- [12] WILLIAMS R J, PABLO RAMÍREZ-ESPINOSA, CARVALHO Y E D. Erratum to “Electromagnetic Based Communication Model for Dynamic Metasurface Antennas” [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(2): 1464.
- [13] SMITH D R, YURDUSEVEN O, MANCERA L, et al. Analysis of a Waveguide-fed Metasurface Antenna [J]. Physical Review Applied, 2017, 8(5): 054048.
- [14] YOU L P, XU J, ALEXANDROPOULOS C G, et al. Energy Efficiency Maximization of Massive MIMO Communications with Dynamic Metasurface Antennas [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(1): 393–407.
- [15] SHLEZINGER N, ELDAR Y C, DICKER O, et al. Dynamic Metasurface Antennas for Uplink Massive MIMO Systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67 (10): 6829–6843.
- [16] HAN Z Q, GUO S, WANG S F. Downlink MMSE Beamforming for Dynamic Metasurface Antennas [C]//2023 3rd International Conference on Electronic Information Engineering and Computer Science (EIECS). Changchun: IEEE, 2023: 192–196.
- [17] KIMARYO S F, LEE K. Downlink Beamforming for Dynamic Metasurface Antennas [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(7): 4745–4755.
- [18] JIANG H Y, YOU L, WANG J, et al. Hybrid RIS and DMA Assisted Multiuser MIMO Uplink Transmission With Electromagnetic Exposure Constraints [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2022, 16(5): 1055–1069.
- [19] QIAN X, RENZO M D, SCIANCALEPORE V, et al. Joint Optimization of Reconfigurable Intelligent Surfaces and Dynamic Metasurface Antennas for Massive MIMO Communications [C]//2022 IEEE 12th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM). Trondheim: IEEE, 2022: 450–454.
- [20] JIANG H Y, GAO F F, JIAN M H, et al. Reconfigurable Intelligent Surface for Near Field Communications: Beamforming and Sensing [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(5): 3447–3459.
- [21] ZHANG H Y, SHLEZINGER N, GUIDI F, et al. Beam Focusing for Near-field Multiuser MIMO Communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(9): 7476–7490.
- [22] TANG W K, CHEN M Z, CHEN X Y, et al. Wireless Communications with Reconfigurable Intelligent Surface: Path Loss Modeling and Experimental Measurement [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(1): 421–439.
- [23] ZHANG H, SHLEZINGER N, GUIDI F, et al. Near-field Wireless Power Transfer with Dynamic Metasurface Antennas [C]//2022 IEEE 23rd International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). Oulu: IEEE, 2022: 1–5.
- [24] HUANG K L, YOU L, QIAN M Y, et al. MetaSWIPT: DMA-assisted Multi-user MISO Downlink Simultaneous Wireless Information and Power Transfer [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2024, 13(4): 1048–1052.
- [25] XU J, LIU L, ZHANG R. Multiuser MISO Beamforming for Simultaneous Wireless Information and Power Transfer [J]. IEEE Transactions on Signal Processing: A Publication of the IEEE Signal Processing Society, 2014, 62 (18): 4798–4810.

- [26] WANG H Q. Joint Transmitter and Receiver Design for Uplink MU-MIMO Systems with Dynamic Metasurface Antennas[C]//2022 IEEE 95th Vehicular Technology Conference(VTC2022-Spring). Helsinki:IEEE,2022:1-5.
- [27] LUO Z Q,MA W K,SO M C,et al. Semidefinite Relaxation of Quadratic Optimization Problems[J]. IEEE Signal Processing Magazine,2010,27(3):20-34.
- [28] WU Q Q,ZHANG R. Intelligent Reflecting Surface Enhanced Wireless Network: Joint Active and Passive Beamforming Design[C]//2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Abu Dhabi:IEEE,2018:5623-5628.
- [29] SIDIROPOULOS N D, DAVIDSON T N, LUO Z Q. Transmit Beamforming for Physical-layer Multicasting[J]. IEEE Transactions on Signal Processing,2006,54(6):2239-2251.
- [30] SHEWCHUK J R. An Introduction to the Conjugate Gradient Method Without the Agonizing Pain[R]. Pittsburgh: Carnegie Mellon University,1994.
- [31] BECK A,TEBOULLE M. A Fast Iterative Shrinkage-thresholding Algorithm for Linear Inverse Problems[J]. SIAM Journal on Imaging Sciences,2009,2(1):183-202.
- [32] PEROVIC N S,TRAN L N,RENZO M D,et al. On the Maximum Achievable Sum-rate of the RIS-aided MIMO Broadcast Channel[J]. IEEE Transactions on Signal Processing,2021,70:6316-6331.

作者简介:

谢继尧 男,(2000—),硕士研究生。主要研究方向:无线数据与能量一体化传输。

赵毅哲 男,(1993—),博士,副教授。主要研究方向:无线数据与能量一体化传输、可重构天线技术等。

曾其旋 男,(2002—),硕士研究生。主要研究方向:无线数据与能量一体化传输。

杨 鲲 男,(1969—),博士,教授。主要研究方向:无线与移动通信、无线智能通信等。