

doi: 10.16104/j.issn.1673-1891.2023.04.010

下行链路 MUs-MISO 系统 URLLC 的求和传输率最大化 波束形成优化研究

曾陈萍¹, 石荞语², 叶长青¹

(1.西昌学院信息技术学院,四川 西昌 615000;2.四川省气候中心,四川 成都 610072)

摘要:研究了一个下行链路多用户(multi-users, MUs)多输入单输出(multiple-input single-output, MISO)超可靠低时延通信(ultra-reliable low latency communication, URLLC)系统。首先,以最大化系统的求和传输速率为目标,提出了基站(base station, BS)波束形成的设计优化问题;其次,该设计被公式化为一个非凸优化问题,提出了一种计算高效的逐次凸近似(successive convex approximation, SCA)迭代算法来获得该问题的次优解;最后,在不同发射总功率、BS 端天线数、传输带宽和传输时间下,通过广泛的仿真分析了该算法的性能。仿真结果表明:所提算法的性能逼近于 Shannon 传输率。

关键词:多用户;多输入单输出;超可靠低时延通信;波束成形;逐次凸近似

中图分类号:TN929.533 **文献标志码:**A **文章编号:**1673-1891(2023)04-0055-07

The Research on Sum-Rate Maximization for Downlink MUs-MISO URLLC System

ZENG Chenping¹, SHI Qiaoyu², YE Changqing¹

(1.School of Information Technology, Xichang University, Xichang, Sichuan 615000, China; 2.Climate Center of Sichuan Province, Chengdu, Sichuan 610072, China)

Abstract:This paper presents our studies on a downlink MUs-MISO URLLC system. First, we propose the problem of optimization design of beamforming at the BS for maximizing the sum-rate. Next, the design is formulated as a non-convex optimization problem, and we propose a computationally-efficient SCA-based iterative algorithm to obtain a suboptimal solution to the design problem. Finally, the performance of the proposed algorithms is analyzed through extensive simulations under various settings of transmit power budget, number of transmit antennas at the BS, transmit bandwidth, and transmit time. The simulation results show that the performance of our proposed algorithm approximates the Shannon transmission rate.

Keywords:MUs (multi-users); MISO (multiple-input single-output); URLLC (ultra-reliable low latency communication); beamforming; SCA (successive convex approximation)

0 引言

5G 无线通信系统的一个重要特征是能够提供极高可靠性的无线通信,因此也被称为超可靠低时延通信(ultra-reliable low latency communication, URLLC)^[1-3]。根据 3GPP(3rd generation partnership project)^[4], 32 字节的 URLLC 数据包典型可靠性定义为 1 ms 延迟内达到 99.999%。与依赖足够长码字 Shannon 容量的传统通信不同,由于延迟限制,

URLLC 依赖短数据包传输^[5]。正如 Polyanskiy 等^[6]的研究,依靠短数据包无线通信系统的传输速率是关于系统带宽、译码错误概率和传输数据包长的复杂函数并严格小于 Shannon 容量表达,这也使得多天传输中的波束成形设计是一个非凸问题并具有高度的计算复杂度。

目前,关于 URLLC 中波束形成设计优化的文献仍然较少,Sun 等^[7]、Nasir^[8]、Nasi 等^[9]、Ren 等^[10]考虑了短数据包传输下的资源分配问题。具体来说,

收稿日期:2023-04-06

基金项目:凉山州技术研究开发与推广应用项目(19YYJS0034)。

作者简介:曾陈萍(1968—),女,四川西昌人,教授,硕士,主要研究方向:计算机网络,e-mail:517502363@qq.com。

Sun等^[7]考虑了在天线配置、带宽和功率分配的延迟和可靠性约束下最大化能效问题; Nasir^[8]提出了一种改进的路径追踪算法,通过信道色散在中高信噪比(signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR)下进行近似,考虑了传输数据包长和总功率约束下最大化最小多用户译码错误概率问题; Nasir等^[9]也通过函数近似求上下界的方式,在满足相同约束的条件下考虑了最大化最小传输速率问题;在 NOMA (non-orthogonal multiple access) 和 OMA (orthogonal multiple access) 系统中,联合优化功率和数据包长以最小化单用户的译码错误概率问题也在 Ren等^[10]的研究中进行了考虑。但是,在精确 URLLC 传输率公式下系统的求和速率最大化问题都没有在上述文献中体现。

在上述背景下,本文关注下行链路多用户(multi-users, MUs)多输入单输出(multiple-input single-output, MISO)系统的 URLLC。以最大化所有用户设备(users equipments, UEs)的求和传输率为目标,考虑了 MISO 系统的波束形成设计优化问题。由于短数据包传输下传输速率表达式的复杂性,上述问题是高度非凸的,很难直接求解。为此,本文提出了一种计算高效的逐次凸近似(successive convex approximation, SCA)迭代算法来获得原问题的次优解。在不同发射总功率、天线数、传输带宽和传输时间下,通过数值仿真分析了所提算法的性能,结果表明,在预设的参数范围内,该算法得到的 URLLC 传输速率和 Shannon 传输速率较接近。

1 系统模型和优化问题公式

1.1 信号传输模型

在本节中,考虑一个下行链路 MU-S-MISO 系统的 URLLC,在该系统中基站(base station, BS)配备 N 个传输天线并服务于 K 个单天线 UEs,所有 UEs 由索引 k 表示,其中 $k \in K = \{1, \dots, K\}$ 。 $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示由 BS 到第 k 个 UEs 之间的信道。在本文中,假设 BS 端完全已知 \mathbf{h}_k 的信道状态信息(channel state information, CSI)。在 BS 处采用线性预编码, $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示针对用户 k 的传输编码向量。BS 处的复基带传输信号可以表示为 $x = \sum_{k \in K} \mathbf{w}_k s_k$,其中, s_k 表示发送给第 k 个用户的信息符号, $s_k \sim CN(0, 1), \forall k \in K$,且 $\mathbb{E}(|s_k|^2) = 1$ 。 P_{\max} 为 BS 处最大传输功率,有 $\sum_{k \in K} \|\mathbf{w}_k\|^2 \leq P_{\max}$ 。

由于 URLLC 在具体应用中的要求,采用短数据包进行数据传输,而且端对端的时延要小于 1 ms ^[4],

该时延严格小于信道的相干时间。为了便于分析,认为系统总传输带宽为 B ,单位带宽的噪声功率谱密度为 δ^2 ,系统的传输时间为 t 并严格小于信道相干时间。因此,在传输时间 t 内,认为信道响应 \mathbf{h}_k 满足准静态衰落而且是一个确定量。

在下行链路中,通过 BS-用户信道,用户 k 接收到的信号由以式(1)给出:

$$y_k = \mathbf{h}_k^H \sum_{k \in K} \mathbf{w}_k s_k + n_k \quad (1)$$

式中: n_k 表示用户 k 处的加性高斯白噪声; $n_k \sim CN(0, \sigma_k^2), \forall k \in K$ 。由于单位带宽的噪声功率谱密度为 δ^2 ,那么 $\sigma_k^2 = \delta^2 B$ 。

用户 k 的信噪比(signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR)可表示如式(2)所示:

$$\gamma_k = \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i \in K \setminus \{k\}} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_k^2}, \forall k \in K \quad (2)$$

根据 Polyanskiy 等^[6]的研究,在进行短数据包传输时,用户 k 的最大可达传输速率可以近似表示如式(3)所示:

$$R_k \approx B \left(\log_2(1 + \gamma_k) - \sqrt{\frac{V(\gamma_k)}{Bt}} Q^{-1}(\varepsilon_k) \log_2 e \right) \quad (3)$$

(bits/s), $\forall k \in K$

式中: $V(\gamma_k) = 1 - (1 + \gamma_k)^{-2}$ 表示信道色散; $Q^{-1}(\cdot)$ 表示高斯 Q 函数的逆; $Q(x) = \int_x^\infty \exp(-t^2/2) dt$; ε_k 表示用户 k 的块错误概率。

1.2 优化问题公式

在本文中,我们的目标通过优化设计 BS 端的波束形成实现多用户的求和传输率最大化。相应的优化问题可以表示为

$$\left. \begin{aligned} P1: \max_{\mathbf{w}_k} \sum_{k \in K} R_k \\ \text{s.t. } C1: \sum_{k \in K} \|\mathbf{w}_k\|^2 \leq P_{\max} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中:约束 C1 是 BS 处的总传输功率约束。由于优化问题 P1 非凸的目标函数,该问题的求解具有一定的计算复杂度,很难求出最优值。因此,需要对优化问题 P1 进行问题转换。

2 波束形成设计优化问题的转换和求解

2.1 优化问题的转换

首先,第 k 个用户接收到的期望信号表示为

$$\left. \begin{aligned} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2 &= \\ \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_k &= \\ \text{Tr}(\mathbf{H}_k \mathbf{W}_k) & \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{H}_k = \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \in \mathbb{C}^{N \times 1}$; $\mathbf{W}_k = \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \in \mathbb{C}^{N \times 1}$.

此时, 用户 k 的 SINR 和约束 C1 可以重新写为

$$\gamma_k = \frac{\text{Tr}(\mathbf{H}_k \mathbf{W}_k)}{\sum_{i \in K \setminus \{k\}} \text{Tr}(\mathbf{H}_k \mathbf{W}_i) + \sigma_k^2} \quad (6)$$

$$C1: \sum_{k \in K} \text{Tr}(\mathbf{W}_k) \leq P_{\max} \quad (7)$$

随后, 由于问题 P1 中存在非凸的目标函数, 故采用凸函数之差的形式重写 P1 的目标函数, 如式 (8) 所示。

$$B \left(\log^2(1 + \gamma_k) - \sqrt{\frac{V(\gamma_k)}{Bt}} Q^{-1}(\varepsilon_k) \log_2 e \right) \Leftrightarrow \quad (8)$$

$$N(\mathbf{W}_k) - D(\mathbf{W}_k) - \alpha_k A_0$$

式中: $N(\mathbf{W}_k) = B \log_2 \left(\sum_{k \in K} \text{Tr}(\mathbf{H}_k \mathbf{W}_k) + \sigma_k^2 \right)$; $D(\mathbf{W}_k) =$

$B \log_2 \left(\sum_{i \in K \setminus \{k\}} \text{Tr}(\mathbf{H}_k \mathbf{W}_i) + \sigma_k^2 \right)$; $A_0 = Q^{-1}(\varepsilon_k) \log_2 e \sqrt{Bt}$;

α_k 表示引入的辅助变量, 满足 $\sqrt{V(\gamma_k)} \leq \alpha_k, \forall k \in K$ 。通过进一步引入辅助变量 η_k, l_k, μ_k 和 $\nu_k, \sqrt{V(\gamma_k)}$ 可以写为如下约束

$$\left. \begin{aligned} C2: \text{Tr}(\mathbf{H}_k \mathbf{W}_k) &\leq \eta_k, \forall k \in K \\ C3: \sum_{i \in K \setminus \{k\}} \text{Tr}(\mathbf{H}_k \mathbf{W}_i) + \sigma_k^2 &\geq \iota_k, \forall k \in K \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$$\left. \begin{aligned} C4: \frac{\eta_k}{\iota_k} &\leq \mu_k, \forall k \in K \\ C5: 1 - \frac{1}{(1 + \mu_k)^2} &\leq \nu_k, \forall k \in K \\ C6: \sqrt{\nu_k} &\leq \alpha_k, \forall k \in K \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

将式 (7) (8) (9) 和 (10) 带入式 (4) 中, 优化问题 P1 可以重新写为

$$\left. \begin{aligned} P2: \max_{\mathbf{W}_k, \alpha_k, \eta_k, \iota_k, \mu_k, \nu_k} &\sum_{k \in K} N(\mathbf{W}_k) - D(\mathbf{W}_k) - \alpha_k A_0 \\ \text{s.t. } C1: \sum_{k \in K} \text{Tr}(\mathbf{W}_k) &\leq P_{\max} \\ C2: \text{Tr}(\mathbf{H}_k \mathbf{W}_k) &\leq \eta_k, \forall k \in K \\ C3: \sum_{i \in K \setminus \{k\}} \text{Tr}(\mathbf{H}_k \mathbf{W}_i) + \sigma_k^2 &\geq \iota_k, \forall k \in K \\ C4: \frac{\eta_k}{\iota_k} &\leq \mu_k, \forall k \in K \\ C5: 1 - \frac{1}{(1 + \mu_k)^2} &\leq \nu_k, \forall k \in K \\ C6: \sqrt{\nu_k} &\leq \alpha_k, \forall k \in K \\ C7: \mathbf{W}_k &\geq 0, \forall k \in K \\ C8: \text{rank}(\mathbf{W}_k) &= 1, \forall k \in K \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

虽然优化问题 P2 仍然是非凸的, 但是上述变换有助于使用 SCA 迭代算法求得次优解。

2.2 优化问题的求解

为了解决问题 P2 中非凸约束 C4, C5, C6, C8 和

非凸的目标函数, 将采用 SCA 方法将其转化为凸函数之差的形式以获得其局部最优解。

首先, 针对非凸的秩 1 约束 C8, 将采用式 (12) [11] 进行替换。

$$C8: \|\mathbf{W}_k\|_* - \|\mathbf{W}_k\|_2 \leq 0, \forall k \in K \quad (12)$$

式中: $\|\mathbf{W}_k\|_* = \sum_{k \in K} \lambda_k \geq \|\mathbf{W}_k\|_2 - \max\{\lambda_k\}$; λ_k 表示矩阵 \mathbf{W}_k 的第 k 个特征值。

然后, 采用基于 SCA 的迭代算法解决具有凸函数之差形式的约束。以约束 C8 为例, 对其不等式的左侧项使用一阶泰勒级数展开, 可以获得式 (13) 所示的凸上界:

$$\begin{aligned} \|\mathbf{W}_k\|_* - \|\mathbf{W}_k\|_2 &\leq \|\mathbf{W}_k\|_* - \|\mathbf{W}_k^{(n)}\|_2 - \\ &\text{Tr}(\text{Re}\{\lambda_{\max}(\mathbf{W}_k^{(n)}) \lambda_{\max}^H(\mathbf{W}_k^{(n)}) (\mathbf{W}_k - \mathbf{W}_k^{(n)})\}) \triangleq (13) \\ &\|\mathbf{W}_k\|_* - \widetilde{\mathbf{W}}_k^{(n)}, \forall k \in K \end{aligned}$$

式中: $\mathbf{W}_k^{(n)}$ 表示第 n 次迭代的可行解; $\lambda_{\max}(\mathbf{W}_k^{(n)})$ 表示 $\mathbf{W}_k^{(n)}$ 最大特征值对应的特征向量。将 (13) 带入式 (12) 中, 约束 C8 可以重新写为

$$C8a: \|\mathbf{W}_k\|_* - \widetilde{\mathbf{W}}_k^{(n)} \leq 0, \forall k \in K \quad (14)$$

另一方面, 问题 P2 中非凸的目标函数, 非凸约束 C4, C5 和 C6 也是以凸函数之差的形式存在。类似地, 采用相同的方法求其凸上界。

问题 P2 中非凸的目标函数可以求得如式 (15) 所示的凸下界

$$\begin{aligned} N(\mathbf{W}_k) - D(\mathbf{W}_k) - \alpha_k A_0 &\geq N(\mathbf{W}_k) - \\ &\alpha_k A_0 - \nabla_{\mathbf{W}_k}^H D(\mathbf{W}_k^{(n)}) (\mathbf{W}_k - \mathbf{W}_k^{(n)}) - \\ &D(\mathbf{W}_k^{(n)}) \geq N(\mathbf{W}_k) - \widetilde{D}(\mathbf{W}_k) - \alpha_k A_0 \end{aligned} \quad (15)$$

式中: $\nabla_{\mathbf{W}_k}^H D(\mathbf{W}_k) = \frac{1}{\ln 2} \sum_{j \in K \setminus \{k\}} \frac{\mathbf{H}_j}{\sum_{q \in K \setminus \{j\}} \text{Tr}(\mathbf{H}_j \mathbf{W}_q)}$; $\mathbf{W}_k^{(n)}$ 表

示第 n 次迭代的可行解。

然后, 对 P2 中非凸约束 C4, C5 和 C6 采用类似的方法求其凸上界不等式, 如式 (16) 所示。

$$\left. \begin{aligned} C4a: \frac{(\eta_k + \eta_k^{(n)}) \iota_k^{(n)} - \eta_k^{(n)} \iota_k}{(\iota_k^{(n)})^2} &\leq \mu_k, \forall k \in K \\ C5a: (1 + \mu_k)^2 - \frac{1 - 2\nu_k^{(n)}}{(1 - \nu_k^{(n)})^2} - \frac{\nu_k}{(1 - \nu_k^{(n)})^2} &\leq 0 \\ \forall k \in K & \\ C6a: \frac{1}{2} \sqrt{\nu_k^{(n)}} + \frac{\nu_k}{2\sqrt{\nu_k^{(n)}}} &\leq \alpha_k, \forall k \in K \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

式中: $\eta_k^{(n)}, \iota_k^{(n)}$ 和 $\nu_k^{(n)}$ 分别表示第 n 次迭代的可行解。

对于给定的点 $\{\mathbf{W}_k^{(n)}, \eta_k^{(n)}, \iota_k^{(n)}, \nu_k^{(n)}\}$, 问题 P2 可以重新写为式 (17) 的优化问题。

$$\left. \begin{aligned}
 P3: \max_{\substack{\mathbf{W}_k, \alpha_k \\ \eta_k, \ell_k, \mu_k, \nu_k}} \sum_{k \in K} N(\mathbf{W}_k) - \tilde{D}(\mathbf{W}_k) - \alpha_k A_0 \\
 \text{s.t. } C1, C2, C3, C4a, C5a, C6a, C7, C8a
 \end{aligned} \right\} (17)$$

最后,优化问题 P3 是一个标准的凸正定规划 (semidefinite programming, SDP), 可以采用 CVX^[12] 进行求解。由于使用了 SCA 迭代算法, 优化问题 P3 为原始优化问题 P2 提供了局部最优解。通过在第 n 次迭代中解决 P3 的优化问题来迭代更新可行解。所提出的基于 SCA 的算法如算法 1 所示。

3 算法设计

提出基于 SCA 迭代算法求解优化问题 P3, 具体如算法 1 所示。

算法 1: 基于 SCA 迭代算法求解优化问题 P3。

初始化: 设置初始化迭代指数 $n=0$, 设置最大迭代指数 $n_{\max}=100$, 设置 $\{\mathbf{W}_k^{(n)}, \eta_k^{(n)}, \ell_k^{(n)}, \nu_k^{(n)}\}$ 为合适的初始数值。

Step1: 重复;

Step2: 给定 $\{\mathbf{W}_k^{(n)}, \eta_k^{(n)}, \ell_k^{(n)}, \nu_k^{(n)}\}$ 下求解优化问题 P3, 并得到 $\{\mathbf{W}_k^{(n+1)}, \eta_k^{(n+1)}, \ell_k^{(n+1)}, \nu_k^{(n+1)}\}$;

Step3: 更新 $n=n+1$;

Step4: 直到 P3 的目标函数收敛或 $n=n_{\max}$ 。

优化问题 P3 一共有 $(KN)^2+5K$ 个优化变量, $7K+1$ 个仿射和凸约束。因此, 每次迭代的算法复杂度约为 $\mathcal{O}\{((KN)^2+5K)^6(7K+1)\}^{[13]}$ 。

4 数值结果和讨论

通过数值实例来评估所提出算法的性能。在

MUs-MISO 系统下, 假设 BS 配备 $n=10$ 传输天线并服务 $K=4$ UEs, 系统带宽 $B=1$ MHz, 系统的传输时间设置为 $t=0.1$ ms, 噪声的单位带宽功率谱密度 $\delta^2=-174$ dBm/Hz, 系统总传输功率约束 $P_{\max}=25$ dBm, 译码错误概率 $\varepsilon_k=10^{-9}$ 。为了便于分析, 信道响应 \mathbf{h}_k 可以表示为 $\mathbf{h}_k = \sqrt{\beta_k} \tilde{\mathbf{h}}_k$ 。其中, $\beta_k=-35.3-10\alpha\log_{10}(d_k)^{[7]}$ 表示包含路径损耗大尺度信道增益, α 表示路径衰落指数, 并设置 $\alpha=-4$, d_k 是以米为单位的设备双方距离。 $\tilde{\mathbf{h}}_k$ 表示小尺度下的 Rayleigh 衰落模型, 满足 $\tilde{\mathbf{h}}_k \sim CN(\mathbf{0}_N, \mathbf{I}_N)$ 。在本文中, 采用直角坐标系来描述系统分布, BS 所在的坐标位置分别是 $(0, 0)$, UEs 分布在以 $(200, 10)$ 为中心的半径为 20 的圆内。

采用如下所示的 3 种不同的基准来评估本文所提出算法的性能, 分别是:

1) Shannon 传输率(算法 1): 在该模型下, 式(8)中 $\alpha_k A_0=0$ 。通过优化 BS 端的波束形成以最大化求和传输速率, 该模型算法与算法 1 类似。

2) Shannon 传输率(等功率传输): 在该模型下, BS 端的波束形成采用最大比传输 (maximum ratio transmission, MRT)。定义 $\mathbf{W}_k = \frac{P_{\max}}{K} \frac{\mathbf{H}_k}{\text{tr}(\mathbf{H}_k)}$ 。

3) URLLC 传输率(等功率传输): 在该模型下, BS 端的波束形成采用 MRT。定义 $\mathbf{W}_k = \frac{P_{\max}}{K} \frac{\mathbf{H}_k}{\text{tr}(\mathbf{H}_k)}$ 。

图 1 给出了不同传输功率约束下系统求和传输率的变化曲线。和预期一致, 系统求和传输率随着传输功率的增加而增加。同时, 图 1 也给出了在等功率传输下系统的求和传输率曲线。图 1 的结果表

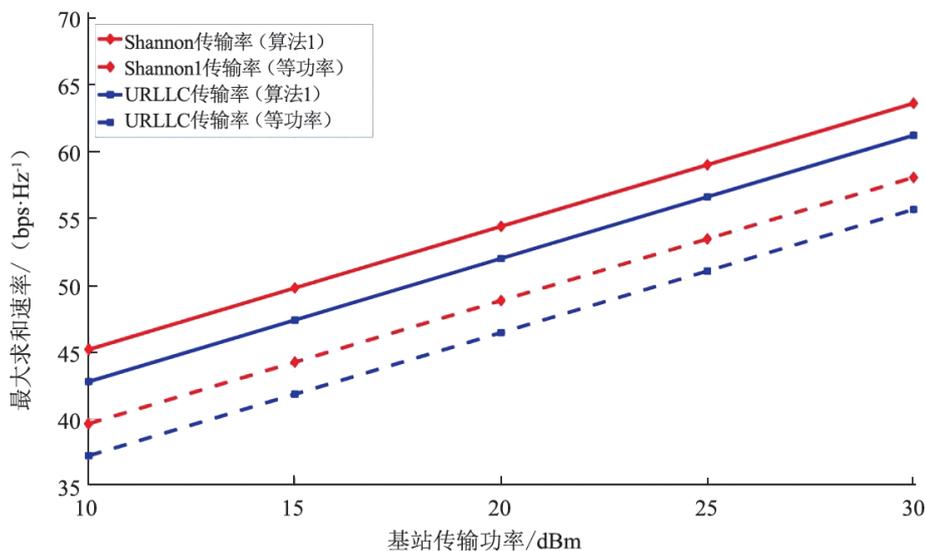


图 1 在基站端不同传输功率 P_{\max} 下优化最大求和速率

明了文中所提算法 1 对比等功率传输下具有明显的优势。根据图 1 的结果,可以明显看出 URLLC 传输率与 Shannon 传输率的上界之差不会随着传输功率的增加而增加。

图 2 给出了传输时间 t 对系统求和传输率的影响曲线。和预期相同,URLLC 的求和传输率随着传输时间的增加而增加,但是其增速随着传输时间的增加而变缓,这一点可以从 URLLC 传输率表达公式

(3) 看出。当传输时间 $t \rightarrow \infty$ 时,Shannon 传输率给出了 URLLC 传输率的上界。图 2 也表明低延时要求如何影响无线系统的频谱效率。因此,在进行系统设计时,根据服务质量(quality of service, QoS)要求,可以为设计目标选择合适的延时时间。同时,图 2 的结果也表明了算法 1 对比等功率传输下具有明显优势。

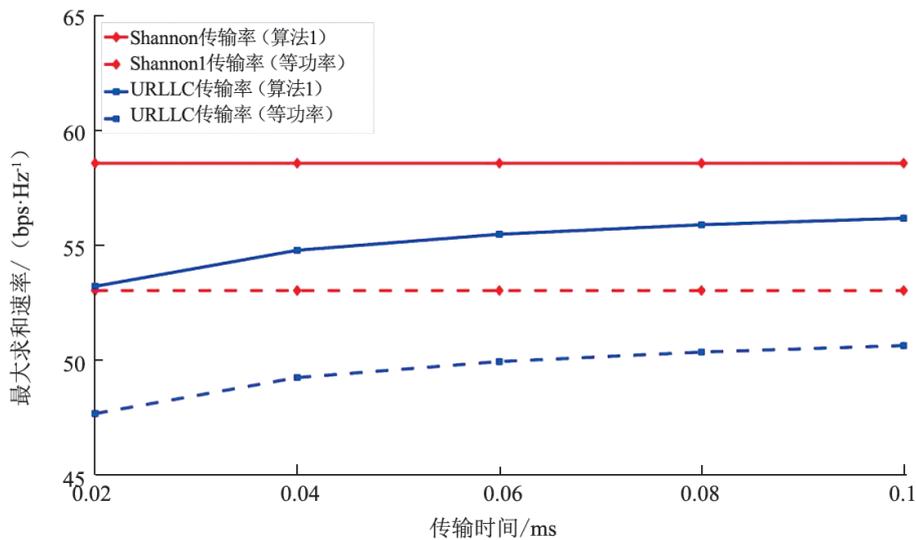


图 2 在不同传输时间 t 下优化最大求和速率

图 3 给出了通过不同带宽 B 对系统求和传输率的影响曲线。和预期一样,图 3 中的求和传输率随着系统总带宽的增加而增加,这是因为系统提供了更多的资源。但是,URLLC 传输率与 Shannon 传输

率上界之差随着系统带宽 B 的增加而增加。同时,与图 1 和图 2 类似,图 3 也表明了算法 1 对比等功率传输下具有明显的优势。

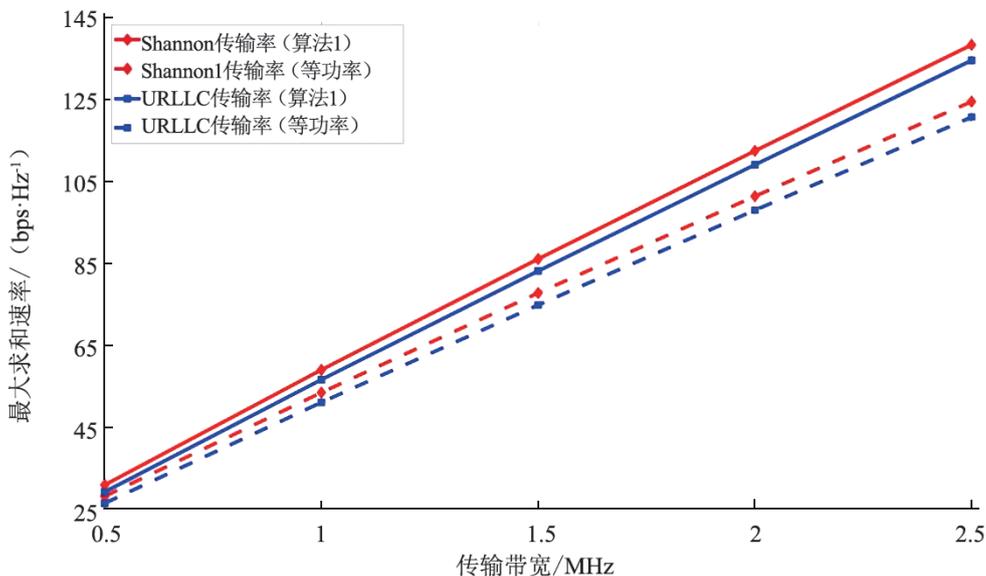


图 3 在不同系统带宽 B 下优化最大求和速率

图 4 给出了不同天线数量 N 对系统求和传输率的影响曲线。可以看出,随着天线数量的增加,URLLC 传输率和 Shannon 传输率之间的性能差距几

乎固定不变。同时,与图 1~2 和图 3 类似,图 4 也表明了算法 1 对比等功率传输下具有明显的优势。

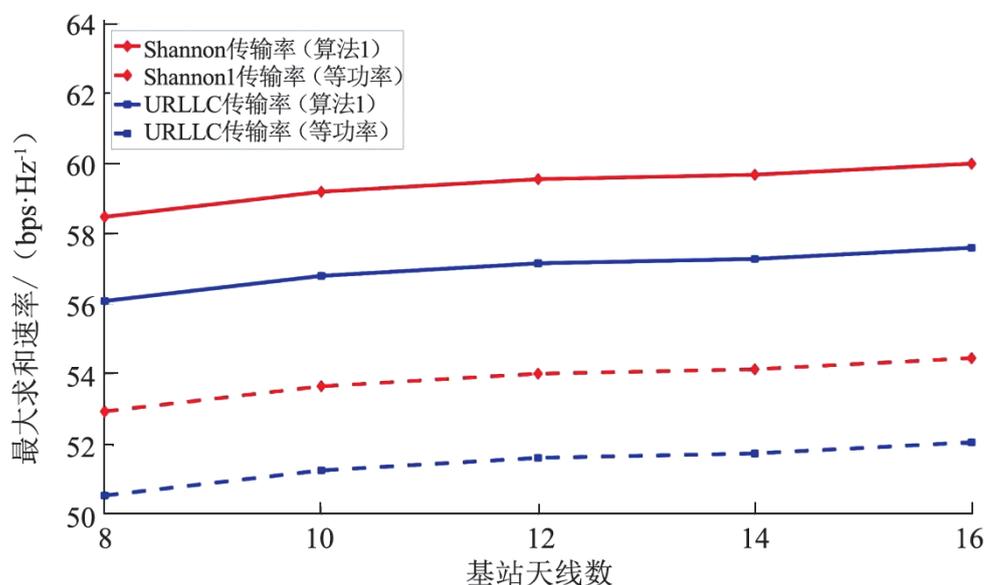


图 4 在不同基站端天线数 N 下优化最大求和速率

5 结束语

本文考虑了下行链路 MU_s -MISO 的 URLLC 系统。以最大化 UE_s 的求和传输速率为目标,提出了波束形成设计的优化问题;采用 SCA 迭代算法求解

原始非凸问题,实现了高效的 URLLC 网络。在不同发射总功率、天线数、传输带宽和传输时间下,通过数值仿真分析了所提算法的性能。数值结果表明,在预设的参数范围内,该算法得到的 URLLC 传输速率和 Shannon 传输速率较接近。

参考文献:

- [1] POPOVSKI P. Ultra-reliable communication in 5G wireless systems[C]. Akaslompolo: IEEE, 2014.
- [2] BENNIS M, DEBBAH M, POOR H V. Ultrareliable and low-latency wireless communication: tail, risk, and scale[J/OL]. Proceedings of the IEEE, 2018, 106(10): 1834-1853 [2023-04-06]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/8472907>. DOI: 10.1109/JPROC.2018.2867029.
- [3] BOCCARDI F, HEATH R W, LOZANO A L, et al. Five disruptive technology directions for 5G[J/OL]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 74-80 [2023-04-06]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/6736746>. DOI: 10.1109/MCOM.2014.6736746.
- [4] YAN H, ASHIKHMIN A, YANG H. 2021 IEEE 93rd vehicular technology conference (VTC2021-Spring), April 25-28, 2021 [C]. Helsinki: IEEE, 2021.
- [5] DURISI G, KOCH T, POPOVSKI P. Toward massive, ultrareliable, and low-latency wireless communication with short packets[J/OL]. Proceedings of the IEEE, 2016, 104(9): 1711-1726 [2023-04-06]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/7529226>. DOI: 10.1109/JPROC.2016.2537298.
- [6] POLYANSKIY Y, POOR H V, VERDU S. Channel coding rate in the finite blocklength regime[J/OL]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56(5): 2307-2359 [2023-04-06]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/5452208>. DOI: 10.1109/TIT.2010.2043769.
- [7] SUN C, SHE C, YANG C, et al. Optimizing resource allocation in the short blocklength regime for ultra-reliable and low-latency communications [J/OL]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(1): 402-415 [2023-04-06]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/8541123>. DOI: 10.1109/TWC.2018.2880907.
- [8] NASIR A A. Min-Max decoding-error probability-based resource allocation for a URLLC system [J/OL]. IEEE Communica-

- tions Letters, 2020, 24(12): 2864–2867 [2023-04-06]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9164985>. DOI: 10.1109/LCOMM.2020.3015688.
- [9] NASIR A A, TUAN H D, NGUYEN H H, et al. Resource allocation and beamforming design in the short blocklength regime for URLLC [J/OL]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(2): 1321–1335 [2023-04-06]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9246274>. DOI: 10.1109/TWC.2020.3032729.
- [10] REN H, PAN C, DENG Y, ELKASHLAN M, et al. Joint power and blocklength optimization for URLLC in a factory automation scenario [J/OL]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(3): 1786–1801 [2023-04-06]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/8933345>. DOI: 10.1109/TWC.2019.2957745.
- [11] CHENG J, SHEN C, CHEN Z, et al. Robust beamforming design for IRS-Aided URLLC in D2D networks [J/OL]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(9): 6035–6049 [2023-04-06]. <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9829854>. DOI: 10.1109/TCOMM.2022.3190854.
- [12] GRANT M, BOYD S. CVX: matlab software for disciplined convex programming [M/OL]. Cambridge, US: Cambridge University Press, 2009 [2023-04-06]. <http://cvxr.com/cvx>.
- [13] PÓLIK I, TERLAKY T. Interior point methods for nonlinear optimization [M/OL]. Springer, US: Springer Link, 2010 [2023-04-06]. https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-642-11339-0_4.