

# 硬件损伤下 IRS 辅助下行 NOMA 短包通信性能分析

袁磊, 徐婧, 莫名秀, 雷妍

(兰州大学信息科学与工程学院, 甘肃 兰州 730000)

**摘要:** 分析了莱斯信道下硬件损伤对采用非正交多址接入的智能反射表面(IRS)辅助下行两用户短包通信(SPC)系统性能的影响。IRS 利用统计信道状态信息进行相位调整。首先, 利用中心极限定理、矩匹配方法、SPC 相关理论及高斯-切比雪夫正交积分法推导了两用户平均块错误率的解析表达式; 其次, 在用户可靠性约束下利用二分法和一维搜索算法给出了最优功率分配方案来最小化系统传输时延; 最后, 仿真结果验证了理论分析的正确性并显示硬件损伤对 SPC 的影响比长包通信更加显著。

**关键词:** 硬件损伤; 智能反射表面; 非正交多址接入; 短包通信; 统计信道状态信息

**中图分类号:** TN92

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2023201

## Performance analysis of IRS aided downlink NOMA short-packet communication with hardware impairment

YUAN Lei, XU Jing, MO Mingxiu, LEI Yan

School of Information Science and Engineering, Lanzhou University, Lanzhou 730000, China

**Abstract:** Impact of hardware impairment on the performance of intelligent reflecting surface (IRS) aided downlink two-user short-packet communication (SPC) systems using non-orthogonal multiple access over Rician channels was analyzed. Phase adjustments at the IRS were based on statistical channel state information. Firstly, the analytical expressions for average block error rates of two users were derived by using central limit theorem, moment matching method, SPC related theory, and Gaussian-Chebyshev quadrature method. Secondly, to minimize the transmission latency under the reliability constraints of two users, the optimal power allocation scheme for the considered system was given by using the proposed bisection search algorithm and one-dimensional search algorithm. Finally, simulation results verified the correctness of the theoretical analysis and showed that, compared to long-packet communication, hardware impairments have a greater impact on SPC.

**Keywords:** hardware impairment, intelligent reflecting surface, non-orthogonal multiple access, short-packet communication, statistical channel state information

### 0 引言

智能反射表面 (IRS, intelligent reflecting surface) 是 6G 最具前景和革命性的技术之一, 它由许多低成本的无源反射单元组成, 通过调整智能反射单元的幅度和相位, 可以重新配置无线传播环境, 从而提高无线通信系统的容量和覆盖范围<sup>[1]</sup>。

近年来, IRS 辅助通信受到学术界的广泛关注。例如, 文献[2]给出了基于瞬时信道状态信息 (CSI, channel state information) 的 IRS 辅助通信系统在莱斯衰落信道下的性能分析。文献[3]分析了采用连续相位偏移 (CPS, continuous phase shift) 和离散相位偏移 (DPS, discrete phase shift) 调整策略的 IRS 辅助通信系统的性能差异。文献[4]针对 IRS 辅助的毫

收稿日期: 2023-07-21; 修回日期: 2023-10-10

基金项目: 甘肃省自然科学基金资助项目 (No.22JR5RA490)

Foundation Item: The Natural Science Foundation of Gansu Province (No.22JR5RA490)

米波通信系统提出了一种新颖的信道相位估计方案。文献[5]提出了一种利用 IRS 来提升无线通信物理层安全的新方法。文献[6]则提出了一种 IRS 辅助的无线携能通信网络资源分配算法。相比于瞬时 CSI, 统计 CSI 更易被发射机获取且能降低系统的反馈开销。基于此, 文献[7]分析了基于统计 CSI 的 IRS 辅助通信在莱斯衰落信道下的性能。

非正交多址接入 (NOMA, non-orthogonal multiple access) 是另一种 6G 潜在关键技术, 其通过在发射机采用叠加编码调制及在接收机采用连续干扰抵消 (SIC, successive interference cancellation) 技术来使系统达到高频谱效率和低传输时延。文献[8]指出 IRS 和 NOMA 技术结合是应对 6G 挑战的有效手段。基于此, 文献[9]分析了采用最优 CPS 和随机 DPS 的 IRS 辅助下行两用户 NOMA 系统的性能, 指出 2 种相位调整策略实现了系统性能和复杂度之间的折中。文献[10]则针对 IRS 辅助的毫米波 NOMA 系统提出了一种资源分配联合设计方案。

超可靠低时延通信 (URLLC, ultra-reliable and low latency communication) 是无线通信系统在未来应用于工业互联网、车联网等领域要面临的一个主要挑战<sup>[11]</sup>。短包通信 (SPC, short-packet communication) 是实现 URLLC 的物理层潜在关键技术。不同于传统的长包通信 (LPC, long-packet communication), SPC 中的数据不再任意可靠, 最大可达速率 (MAR, maximal achievable rate) 与块长和块错误率 (BLER, block error rate) 密切相关<sup>[12]</sup>。文献[13-14]分别研究了在采用单天线和多天线的 NOMA SPC 系统中如何优化功率分配从而实现 URLLC。文献[15-16]利用矩匹配方法分析了 IRS 辅助 SPC 系统的平均 MAR 和 BLER。文献[17]则将 IRS、NOMA 和 SPC 三者结合, 分析了采用最优和随机 CPS 调整策略的 IRS 辅助 NOMA SPC 系统在瑞利衰落信道下的性能。

在实际无线通信系统中, 由于元器件的非理想物理特性 (如存在 I/Q 不平衡和相位噪声等), 导致存在硬件损伤 (HI, hardware impairment) 从而恶化系统性能。文献[18]提出收发机多处带来的 HI 虽能通过模拟或数字信号处理技术得到一定补偿, 但 HI 无法完全消除且收发机累积的 HI 可以被建模为加性复高斯分布, 其可以利用中心极限定理 (CLT, central limit theorem) 来解释, 累积的 HI 由许多不

同的独立源叠加而成。文献[19]进一步通过实验验证了累积的 HI 建模为加性复高斯分布的有效性。针对 HI 问题, 文献[20]分析了在瑞利衰落信道下 HI 对上行 NOMA SPC 系统的性能影响。文献[21-22]则分别分析了基于瞬时和统计 CSI 的 IRS 辅助 LPC 系统中 HI 对系统性能带来的影响。已有的 IRS 辅助 NOMA SPC 系统研究一方面都是基于瞬时 CSI 的, 另一方面均未考虑 HI 对系统设计带来的影响。基于此, 本文从实际工程限制出发, 研究利用具有低信道估计开销的统计 CSI 及存在 HI 的条件下如何优化 IRS 辅助下行 NOMA SPC 系统的功率分配从而实现 URLLC。本文的主要贡献如下。

1) 建立存在 HI 的下行两用户 NOMA SPC 系统模型。利用 CLT 和矩匹配方法将 IRS 辅助的级联信道建模为伽玛分布, 进而推导出用户处信干噪比 (SINR, signal to-interference-plus-noise ratio) 的累积分布函数 (CDF, cumulative distribution function)。再利用 SPC 相关公式和高斯-切比雪夫正交 (GCQ, Gaussian-Chebyshev quadrature) 积分法<sup>[23]</sup>得出系统基于统计 CSI 采用最优 CPS 和 DPS 调整策略时在莱斯信道下两用户的平均 BLER 解析表达式。

2) 分析平均 BLER、NOMA 功率分配系数与系统传输符号数目之间的相互制约关系。利用二分法与一维遍历搜索算法, 在两用户存在 HI 和可靠性约束条件下, 给出如何优化功率分配系数从而最小化系统传输时延。

3) 仿真结果验证了理论分析的正确性。仿真结果表明, 首先, 相比于 IRS 辅助的 NOMA LPC 系统, 硬件损伤对 IRS 辅助的 NOMA SPC 系统的性能影响更严重; 其次, 存在最优功率分配系数来最小化系统传输时延; 再次, IRS 采用低复杂度的 3 bit 量化 DPS 相位调整策略能获得接近最优的性能; 最后, 相比于正交多址接入 (OMA, orthogonal multiple access), NOMA 能进一步降低 IRS 辅助的 SPC 系统传输时延。值得注意的是, 在本文中,  $\Re(x)$  和  $\Im(x)$  分别表示复数  $x$  的实部和虚部;  $E(\cdot)$  表示均值运算;  $f_X(x)$  和  $F_X(x)$  分别表示随机变量 (RV, random variable)  $X$  的概率密度函数 (PDF, probability density function) 和 CDF;  $CN(a, b)$  和  $N(a, b)$  分别表示均值为  $a$ 、方差为  $b$  的复高斯和实高斯 RV;  $\chi^2(a, b)$  表示自由度为  $a$ 、非中心参数为  $b$  的非中心卡方分布<sup>[24]</sup>;  $\text{Gamma}(a, b)$  表示形状参数为  $a$ 、尺度参数为  $b$  的伽玛分布, 其 PDF 为

$f_x(x) = \frac{x^{a-1}}{\Gamma(a)b^a} e^{-\frac{x}{b}}$ ;  $Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{r^2}{2}} dr$  表示高斯  $Q$  函数;  $U(x) = \begin{cases} 1, x \geq 0 \\ 0, x < 0 \end{cases}$  表示阶跃函数;  $\Gamma(\cdot)$  表示伽玛函数;  $I_0(\cdot)$  表示第一类零阶修正贝塞尔函数;  $Q_1(a, b) \triangleq \int_b^\infty x \exp\left(-\frac{x^2 + a^2}{2}\right) I_0(ax) dx$  表示一阶 Marcum  $Q$  函数;  $\lceil \cdot \rceil$  表示向上取整函数;  $\gamma(a, x) = \int_0^x r^{a-1} e^{-r} dr$  表示下不完全伽玛函数。

### 1 系统模型

如图 1 所示, 本文考虑一个 IRS 辅助的下行两用户 NOMA SPC 系统, 其中发射机与近用户设备 UE-1 可直接通信, 但与远用户设备 UE-2 由于距离太远且存在障碍物遮挡无法直接通信。发射机借助由  $N$  ( $N \gg 1$ ) 个无源反射单元构成的 IRS 通过级联信道实现和 UE-2 的通信。

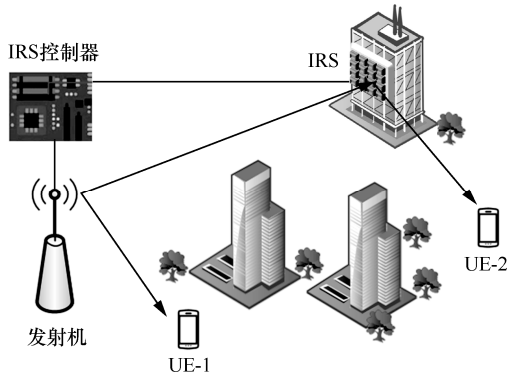


图 1 系统模型

假设发射机和两用户设备都只具有单天线, 此场景比较符合资源受限的物联网应用场景 (如无线传感器网络)。所有通信链路具有相同的路径损耗指数  $\beta$  且小尺度衰落服从莱斯分布。根据文献[7], 将发射机与 UE-1 间的信道系数  $h_0$  表示为

$$h_0 = \sqrt{\beta_0 d_0^{-\beta}} \left( \sqrt{\frac{K_0}{K_0 + 1}} \bar{h}_0 + \sqrt{\frac{1}{K_0 + 1}} \tilde{h}_0 \right) \quad (1)$$

其中,  $\beta_0$  为单位参考距离处的路径损耗,  $d_0$  为发射机与 UE-1 间的距离,  $K_0$  为莱斯因子,  $\bar{h}_0 \triangleq e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d_0}$  为莱斯信道的视距分量,  $\lambda$  为信号波长,  $\tilde{h}_0$  为服从 CN(0,1) 的非视距分量。

同理, 将发射机与第  $n$  ( $n \in \{1, \dots, N\}$ ) 个 IRS

单元间的信道系数  $h_n^{\text{BI}}$  表示为

$$h_n^{\text{BI}} = \sqrt{\beta_0 d_1^{-\beta}} \left( \sqrt{\frac{K_1}{K_1 + 1}} \bar{h}_n^{\text{BI}} + \sqrt{\frac{1}{K_1 + 1}} \tilde{h}_n^{\text{BI}} \right) \quad (2)$$

其中,  $d_1$  为发射机到 IRS 中心的距离,  $K_1$  为莱斯因子,  $\bar{h}_n^{\text{BI}} \triangleq e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} a_{n1}}$  为视距分量,  $a_{n1}$  为发射机到第  $n$  个 IRS 单元的距离,  $\tilde{h}_n^{\text{BI}}$  为服从 CN(0,1) 的非视距分量。将第  $n$  个 IRS 单元与 UE-2 间的信道系数  $h_n^{\text{IU}}$  表示为

$$h_n^{\text{IU}} = \sqrt{\beta_0 d_2^{-\beta}} \left( \sqrt{\frac{K_2}{K_2 + 1}} \bar{h}_n^{\text{IU}} + \sqrt{\frac{1}{K_2 + 1}} \tilde{h}_n^{\text{IU}} \right) \quad (3)$$

其中,  $d_2$  为 IRS 中心到 UE-2 的距离,  $K_2$  为莱斯因子,  $\bar{h}_n^{\text{IU}} \triangleq e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} a_{n2}}$  为视距分量,  $a_{n2}$  为第  $n$  个 IRS 单元到 UE-2 的距离,  $\tilde{h}_n^{\text{IU}}$  为服从 CN(0,1) 的非视距分量。

相比于瞬时 CSI, 利用统计 CSI 设计 IRS 辅助通信系统能大大减少系统的信道估计开销, 文献[25]给出了一种利用位置信息获取统计 CSI 的信道估计方案。本文采用统计 CSI 进行 IRS 相关级联信道设计, 发射机与 UE-2 间端到端信道衰落系数表示为<sup>[3]</sup>

$$H = \sum_{n=1}^N h_n^{\text{BI}} h_n^{\text{IU}} e^{j\hat{\theta}_n} \quad (4)$$

其中,  $\hat{\theta}_n$  表示第  $n$  个 IRS 单元的反射相位偏移值。当利用统计 CSI 进行 IRS 的最优相位调整时,  $\hat{\theta}_n = -(\arg(\bar{h}_n^{\text{BI}}) + \arg(\bar{h}_n^{\text{IU}})) + \phi_n$  <sup>[7]</sup>,  $\phi_n$  代表 CPS 和 DPS 调整策略所引入的相位误差。当采用最优 CPS 调整策略时,  $\phi_n = 0$ ; 当采用  $q$  bit 量化的最优 DPS 调整策略时,  $\phi_n$  服从  $[-2^{-q}\pi, 2^{-q}\pi]$  的均匀分布<sup>[3]</sup>。

式(4)可表示为

$$H = \beta_0 \sqrt{(d_1 d_2)^{-\beta}} (A_1 + A_2 + A_3 + A_4) \quad (5)$$

其中,  $A_1 \triangleq \sqrt{\frac{K_1 K_2}{K_a}} \sum_{n=1}^N e^{j\phi_n}$ ,  $A_2 \triangleq \sqrt{\frac{K_1}{K_a}} \sum_{n=1}^N \bar{h}_n^{\text{BI}} e^{j\hat{\theta}_n} \tilde{h}_n^{\text{IU}}$ ,  $A_3 \triangleq \sqrt{\frac{K_2}{K_a}} \sum_{n=1}^N \bar{h}_n^{\text{IU}} e^{j\hat{\theta}_n} \tilde{h}_n^{\text{BI}}$ ,  $A_4 \triangleq \sqrt{\frac{1}{K_a}} \sum_{n=1}^N \tilde{h}_n^{\text{BI}} e^{j\hat{\theta}_n} \tilde{h}_n^{\text{IU}}$ ,  $K_a = (K_1 + 1)(K_2 + 1)$ 。根据文献[26], 当采用最优 CPS 调整策略时,  $A_1 = N \sqrt{\frac{K_1 K_2}{K_a}}$ ; 当采用  $q$  bit 量化的 DPS 调整策略且 IRS 单元数  $N$  很大时, 利用

CLT 可以将  $A_1$  近似为一个复高斯 RV, 其实部  $\Re(A_1)$  服从均值为  $\sqrt{\frac{K_1 K_2}{K_a}} \frac{N 2^q}{\pi} \sin \frac{\pi}{2^q}$ 、方差为  $\frac{N K_1 K_2}{K_a} \left( \frac{1}{2} + \frac{2^{q-2}}{\pi} \sin \left( \frac{\pi}{2^{q-1}} \right) - \frac{2^{2q-1}}{\pi^2} \left( 1 - \cos \left( \frac{\pi}{2^{q-1}} \right) \right) \right)$  的实高斯分布, 其虚部  $\Im(A_1)$  服从均值为 0、方差为  $\frac{N K_1 K_2}{K_a} \left( \frac{1}{2} - \frac{2^{q-2}}{\pi} \sin \left( \frac{\pi}{2^{q-1}} \right) \right)$  的实高斯分布。对于这 2 种相位调整策略, 当 IRS 单元数  $N$  很大时, 利用 CLT 可以将  $A_2$ 、 $A_3$  和  $A_4$  均近似为循环对称复高斯 RV, 其分别为  $A_2 \sim \text{CN} \left( 0, \frac{N K_1}{K_a} \right)$ 、 $A_3 \sim \text{CN} \left( 0, \frac{N K_2}{K_a} \right)$  和  $A_4 \sim \text{CN} \left( 0, \frac{N}{K_a} \right)$ 。

进一步, 当单元数  $N$  很大时, 可以利用式(5) 得出  $\Re(H)$  和  $\Im(H)$  近似为实高斯 RV, 其分别为  $\Re(H) \sim \mathbb{N}(\mu, \sigma_U^2)$  和  $\Im(H) \sim \mathbb{N}(0, \sigma_V^2)$ , 其中

$$\mu = \begin{cases} N \beta_0 \sqrt{(d_1 d_2)^{-\beta}} \sqrt{\frac{K_1 K_2}{K_a}}, \text{CPS} \\ \beta_0 \sqrt{(d_1 d_2)^{-\beta}} \sqrt{\frac{K_1 K_2}{K_a}} \frac{N 2^q}{\pi} \sin \left( \frac{\pi}{2^q} \right), \text{DPS} \end{cases} \quad (6)$$

$$\sigma_U^2 = \begin{cases} \beta_0^2 (d_1 d_2)^{-\beta} \frac{N(K_1 + K_2 + 1)}{2K_a}, \text{CPS} \\ \beta_0^2 (d_1 d_2)^{-\beta} \left( \frac{N K_1 K_2}{K_a} \left( \frac{1}{2} + \frac{2^{q-2}}{\pi} \sin \left( \frac{\pi}{2^{q-1}} \right) - \frac{2^{2q-1}}{\pi^2} \left( 1 - \cos \left( \frac{\pi}{2^{q-1}} \right) \right) \right) + \frac{N(K_1 + K_2 + 1)}{2K_a} \right), \text{DPS} \end{cases} \quad (7)$$

$$\sigma_V^2 = \begin{cases} \beta_0^2 (d_1 d_2)^{-\beta} \frac{N(K_1 + K_2 + 1)}{2K_a}, \text{CPS} \\ \beta_0^2 (d_1 d_2)^{-\beta} \left( \frac{N K_1 K_2}{K_a} \left( \frac{1}{2} - \frac{2^{q-2}}{\pi} \sin \left( \frac{\pi}{2^{q-1}} \right) \right) + \frac{N(K_1 + K_2 + 1)}{2K_a} \right), \text{DPS} \end{cases} \quad (8)$$

类似于文献[16], 利用矩匹配方法,  $|H|^2$  可以

近似为形状参数  $m = \frac{(\mathbb{E}(|H|^2))^2}{\mathbb{E}(|H|^4) - (\mathbb{E}(|H|^2))^2}$  和尺度参数  $\eta = \frac{\mathbb{E}(|H|^4) - (\mathbb{E}(|H|^2))^2}{\mathbb{E}(|H|^2)}$  的伽玛分布, 即

$|H|^2 \sim \text{Gamma}(m, \eta)$ 。为了求出  $m$  和  $\eta$ , 需先求出  $\mathbb{E}[|H|^2]$  和  $\mathbb{E}[|H|^4]$ 。根据  $|H|^2 = \Re(H)^2 + \Im(H)^2$ , 得

$$\mathbb{E}[|H|^2] = \mathbb{E}[\Re(H)^2] + \mathbb{E}[\Im(H)^2] \quad (9)$$

$$\mathbb{E}[|H|^4] = \mathbb{E}[\Re(H)^4] + \mathbb{E}[\Im(H)^4] + 2\mathbb{E}[\Re(H)^2] \mathbb{E}[\Im(H)^2] \quad (10)$$

利用文献[26]的式(41)和式(42)中高斯 RV 各阶矩的求解计算式, 即可求出  $\Re(H)$  和  $\Im(H)$  的二阶矩和四阶矩, 再代入式(9)和式(10), 即可求出  $\mathbb{E}[|H|^2]$  和  $\mathbb{E}[|H|^4]$ 。

根据 NOMA 原理, 发射机向两用户传输叠加符号  $s \triangleq \sqrt{\alpha_1 P_s} x_1 + \sqrt{\alpha_2 P_s} x_2$  [13], 其中,  $P_s$  表示发射机的总发射功率,  $x_\ell$  表示发送给 UE- $\ell$  ( $\ell \in \{1, 2\}$ ) 的功率归一化信号,  $\alpha_\ell$  表示对应于 UE- $\ell$  的功率分配系数, 其满足  $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ 。因为发射机利用统计 CSI 进行功率分配, 所以发射机分配小的功率分配系数给具有大的端到端信道增益的用户。不失一般性, 本文假设  $\mathbb{E}(|h_0|^2) \geq \mathbb{E}(|H|^2)$ , 则  $\alpha_1 < \alpha_2$ 。

UE-1 处接收到的信号表达式为 [27]

$$y_1 = h_0(s + w^1) + w_1^1 + w_1 \quad (11)$$

其中,  $w_1 \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$  为加性复高斯白噪声;  $w^1 \sim \text{CN}(0, \kappa_1^2 P_s)$  表示发射机引入的硬件损伤;  $w_1^1 \sim \text{CN}(0, \kappa_{r1}^2 |h_0|^2 P_s)$  表示 UE-1 接收机引入的硬件损伤 [27]。  $\kappa_1$  和  $\kappa_{r1}$  分别是发射机和 UE-1 接收机的硬件损伤系数, 用于衡量硬件损伤程度, 可通过测量误差矢量幅度得到, 区间范围为 [0.08, 0.175] [20]。

UE-2 处接收信号表达式为 [21]

$$y_2 = H(s + w^1) + w_2^1 + w_2 \quad (12)$$

其中,  $w_2 \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$  为加性复高斯白噪声;  $w_2^1 \sim \text{CN}(0, \kappa_{r2}^2 |H|^2 P_s)$  表示 UE-2 接收机引入的硬件损伤;  $\kappa_{r2}$  表示 UE-2 接收机的硬件损伤系数。

UE-1 通过使用 SIC 技术移除  $x_2$  信号才能解码自身信号  $x_1$ ，解码  $x_2$  信号的瞬时 SINR 为

$$\gamma_{1,2} = \frac{\rho\alpha_2|h_0|^2}{\rho|h_0|^2(\alpha_1 + \kappa_1^2 + \kappa_{r1}^2) + 1} \quad (13)$$

其中， $\rho = \frac{P_s}{\sigma^2}$  为传输信噪比 (SNR, signal-to-noise ratio)。如果  $x_2$  信号可以被成功解码并移除，则解码自身信号的瞬时 SINR 为

$$\gamma_{1,1} = \frac{\rho\alpha_1|h_0|^2}{\rho|h_0|^2(\kappa_1^2 + \kappa_{r1}^2) + 1} \quad (14)$$

UE-2 信号由于分配了较大的传输功率，因此 UE-2 可以将  $x_1$  视作噪声直接解码自身信号，其瞬时 SINR 为

$$\gamma_{2,2} = \frac{\rho\alpha_2|H|^2}{\rho|H|^2(\alpha_1 + \kappa_1^2 + \kappa_{r2}^2) + 1} \quad (15)$$

根据  $|h_0|^2 \sim \chi^2(2, 2K_0)$  和  $|H|^2 \sim \text{Gamma}(m, \eta)$ ，利用式(13)~式(15)，即可求出对应的 CDF 为

$$F_{\gamma_{2,2}}(x) = \frac{\gamma \left( m, \frac{x}{\rho\eta(\alpha_2 - x(\alpha_1 + \kappa_1^2 + \kappa_{r2}^2))} \right)}{\Gamma(m)} \cdot \left( 1 - \mathcal{U} \left( x - \frac{\alpha_2}{\alpha_1 + \kappa_1^2 + \kappa_{r2}^2} \right) \right) + \mathcal{U} \left( x - \frac{\alpha_2}{\alpha_1 + \kappa_1^2 + \kappa_{r2}^2} \right) \quad (16)$$

$$F_{\gamma_{1,2}}(x) = 1 - Q_1 \left( \sqrt{2K_0}, \sqrt{\frac{2(1+K_0)x}{\rho(\alpha_2 - x(\alpha_1 + \kappa_1^2 + \kappa_{r1}^2))}} \right) \cdot \left( 1 - \mathcal{U} \left( x - \frac{\alpha_2}{\alpha_1 + \kappa_1^2 + \kappa_{r1}^2} \right) \right) \quad (17)$$

$$F_{\gamma_{1,1}}(x) = 1 - Q_1 \left( \sqrt{2K_0}, \sqrt{\frac{2(1+K_0)x}{\rho(\alpha_1 - x(\kappa_1^2 + \kappa_{r1}^2))}} \right) \cdot \left( 1 - \mathcal{U} \left( x - \frac{\alpha_1}{\kappa_1^2 + \kappa_{r1}^2} \right) \right) \quad (18)$$

## 2 平均 BLER 分析

根据文献[12]中的式(298)，在加性复高斯白噪声信道下，给定块长（即传输信息比特需要的传输符号数目） $L$ 、BLER  $\varepsilon$  和瞬时 SNR  $\gamma$ ，MAR 可以表示为

$$R(L, \gamma, \varepsilon) = C(\gamma) - \sqrt{\frac{V(\gamma)}{L}} Q^{-1}(\varepsilon) + O\left(\frac{\text{lb}L}{L}\right) \quad (19)$$

其中， $C(\gamma) = \text{lb}(1 + \gamma)$  为香农容量， $V(\gamma) = (1 - (1 + \gamma)^{-2})(\text{lbe})^2$  为信道散度， $Q^{-1}(\cdot)$  为高斯  $Q$  函数的反函数， $O\left(\frac{\text{lb}L}{L}\right)$  为在  $L \geq 100$  时可以忽略的高阶余项<sup>[13]</sup>，MAR 的单位为比特每符号 (BPS, bit per symbol)。

假设  $N_\ell$  表示 UE- $\ell$  需要传输的信息比特数目， $L$  表示两用户的公共块长，那么，UE- $\ell$  的 MAR 可以表示为  $R_\ell = \frac{N_\ell}{L}$  BPS。当  $L \geq 100$  时，相应于瞬时 SINR  $\gamma_{\ell,j}$  ( $j \in \{1, 2\}$ ) 的 UE- $\ell$  译码用户 UE- $j$  的 BLER  $\varepsilon_{\ell,j}$  为<sup>[13]</sup>

$$\varepsilon_{\ell,j} \approx Q \left( \frac{C(\gamma_{\ell,j}) - R_j}{\sqrt{\frac{V(\gamma_{\ell,j})}{L}}} \right) \quad (20)$$

在无线衰落信道中，根据 SINR 的分布可以得出平均 BLER  $\bar{\varepsilon}_{\ell,j}$  为

$$\bar{\varepsilon}_{\ell,j} \approx \int_0^\infty Q \left( \frac{C(x) - R_j}{\sqrt{\frac{V(x)}{L}}} \right) f_{\gamma_{\ell,j}}(x) dx \quad (21)$$

UE-1 和 UE-2 解码自身信号的平均 BLER 分别表示为

$$\bar{\varepsilon}_1 = \bar{\varepsilon}_{1,2} + (1 - \bar{\varepsilon}_{1,2})\bar{\varepsilon}_{1,1} \quad (22)$$

$$\bar{\varepsilon}_2 = \bar{\varepsilon}_{2,2} \quad (23)$$

为了求解  $\bar{\varepsilon}_{\ell,j}$  的闭式解，根据文献[26]中的式(18)，

可以将  $Q \left( \frac{C(\gamma_{\ell,j}) - R_j}{\sqrt{\frac{V(\gamma_{\ell,j})}{L}}} \right)$  近似为

$$Z_{\ell,j}(\gamma_{\ell,j}) = \begin{cases} 1, & 0 < \gamma_{\ell,j} \leq \psi_{1j} \\ 1 - a_j(\gamma_{\ell,j} - \psi_{1j})^2, & \psi_{1j} < \gamma_{\ell,j} \leq \psi_{2j} \\ \frac{1}{2} - b_j(\gamma_{\ell,j} - o_j), & \psi_{2j} < \gamma_{\ell,j} \leq \xi_{1j} \\ c_j(\gamma_{\ell,j} - \xi_{2j})^2, & \xi_{1j} < \gamma_{\ell,j} \leq \xi_{2j} \\ 0, & \gamma_{\ell,j} > \xi_{2j} \end{cases} \quad (24)$$

其中， $\psi_{1j} = o_j - \frac{1}{b_j}$ ， $\psi_{2j} = o_j - \frac{1}{4b_j}$ ， $\xi_{1j} = o_j + \frac{1}{3b_j}$ ，

$$\xi_{2j} = o_j + \frac{3}{2b_j} \quad , \quad a_j = \frac{4}{9}b_j^2 \quad , \quad c_j = \frac{6}{49}b_j^2 \quad ,$$

$$b_j = \frac{\sqrt{L}}{\sqrt{2\pi(2^{2R_j} - 1)}} \quad , \quad o_j = 2^{R_j} - 1 \quad .$$

利用式(24), 平均 BLER  $\bar{\varepsilon}_{\ell,j}$  可以近似为

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_{\ell,j} &\approx \int_0^\infty Z_{\ell,j}(x) f_{\gamma_{\ell,j}}(x) dx = \\ &\int_{\psi_{1j}}^{\psi_{2j}} 2a_j (x - \psi_{1j}) F_{\gamma_{\ell,j}}(x) dx + b_j \int_{\psi_{2j}}^{\xi_{1j}} F_{\gamma_{\ell,j}}(x) dx + \\ &\int_{\xi_{1j}}^{\xi_{2j}} 2c_j (\xi_{2j} - x) F_{\gamma_{\ell,j}}(x) dx \approx \\ &\frac{3a_j}{4b_j} \sum_{d=1}^T \Xi_{1j} \zeta_d F_{\gamma_{\ell,j}}(\bar{x}_{1j}) + \frac{7}{24} \sum_{d=1}^T \zeta_d F_{\gamma_{\ell,j}}(\bar{x}_{2j}) + \\ &\frac{7c_j}{6b_j} \sum_{d=1}^T \Xi_{2j} \zeta_d F_{\gamma_{\ell,j}}(\bar{x}_{3j}) \end{aligned} \quad (25)$$

$$\text{其中, } \Xi_{1j} = \bar{x}_{1j} - \psi_{1j} \quad , \quad \bar{x}_{1j} = \frac{\psi_{2j} - \psi_{1j}}{2} \varphi_d + \frac{\psi_{2j} + \psi_{1j}}{2} \quad ,$$

$$\bar{x}_{2j} = \frac{\xi_{1j} - \psi_{2j}}{2} \varphi_d + \frac{\xi_{1j} + \psi_{2j}}{2} \quad , \quad \Xi_{2j} = \xi_{2j} - \bar{x}_{3j} \quad ,$$

$$\bar{x}_{3j} = \frac{\xi_{2j} - \xi_{1j}}{2} \varphi_d + \frac{\xi_{2j} + \xi_{1j}}{2} \quad , \quad \varphi_d = \cos\left(\frac{\pi(2d-1)}{2T}\right) \quad ,$$

$\zeta_d = \sqrt{1 - \varphi_d^2}$ , 步骤(a)由分部积分法得到, 步骤(b)则由 GCQ 积分法得到。

将式(16)和式(17)代入式(25), 即可得出 UE-2 和 UE-1 解码  $x_2$  信号的平均 BLER 分别为

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_2 &\approx \frac{3a_2}{4b_2} \sum_{d=1}^T \Xi_{12} \zeta_d F_{\gamma_{2,2}}(\bar{x}_{12}) + \frac{7}{24} \sum_{d=1}^T \zeta_d F_{\gamma_{2,2}}(\bar{x}_{22}) + \\ &\frac{7c_2}{6b_2} \sum_{d=1}^T \Xi_{22} \zeta_d F_{\gamma_{2,2}}(\bar{x}_{32}) \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_{1,2} &\approx \frac{3a_2}{4b_2} \sum_{d=1}^T \Xi_{12} \zeta_d F_{\gamma_{1,2}}(\bar{x}_{12}) + \frac{7}{24} \sum_{d=1}^T \zeta_d F_{\gamma_{1,2}}(\bar{x}_{22}) + \\ &\frac{7c_2}{6b_2} \sum_{d=1}^T \Xi_{22} \zeta_d F_{\gamma_{1,2}}(\bar{x}_{32}) \end{aligned} \quad (27)$$

将式(18)代入式(25), 即可得出 UE-1 解码  $x_1$  的平均 BLER 为

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_{1,1} &\approx \frac{3a_1}{4b_1} \sum_{d=1}^T \Xi_{11} \zeta_d F_{\gamma_{1,1}}(\bar{x}_{11}) + \frac{7}{24} \sum_{d=1}^T \zeta_d F_{\gamma_{1,1}}(\bar{x}_{21}) + \\ &\frac{7c_1}{6b_1} \sum_{d=1}^T \Xi_{21} \zeta_d F_{\gamma_{1,1}}(\bar{x}_{31}) \end{aligned} \quad (28)$$

最后, 将式(27)和式(28)代入式(22), 即可求得  $\bar{\varepsilon}_1$ 。

### 3 NOMA 功率分配系数和块长优化

本节在满足两用户可靠性要求约束下, 求解最优 NOMA 功率分配系数来最小化系统传输公共块长 (即最小化系统传输时延)。此优化问题可表示为

$$\begin{aligned} &\min_{\{\alpha_1, \alpha_2\}} L \\ \text{s.t. } &C_1: \bar{\varepsilon}_1 \leq \bar{\varepsilon}_1^{\text{th}} \\ &C_2: \bar{\varepsilon}_2 \leq \bar{\varepsilon}_2^{\text{th}} \\ &C_3: M_{\min} \leq L \leq M_{\max} \\ &C_4: \alpha_1 + \alpha_2 = 1 \\ &C_5: 0 < \alpha_1 < 0.5 \\ &C_6: L \text{ 为整数} \end{aligned} \quad (29)$$

其中,  $\bar{\varepsilon}_1^{\text{th}}$  和  $\bar{\varepsilon}_2^{\text{th}}$  为 UE-1 和 UE-2 的平均 BLER 门限,  $M_{\min} = 100$  为保证式(20)准确性的最小值,  $M_{\max}$  为系统受时延约束所允许的最大传输符号数目。

优化问题式(29)中, 块长  $L$  为整数值, 功率分配系数  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$  为实数值, 且平均 BLER 计算涉及复杂的 Marcum  $Q$  函数, 所以无法利用解析方法求解此问题。相似于文献[20], 本文采用数值解法求解此问题。优化问题式(29)可以分解为 2 个子问题, 首先求解出给定功率分配系数下满足两用户可靠性约束所需的最小公共块长, 然后在此基础上, 类似于文献[28], 采用一维搜索算法在功率分配系数的取值范围内通过遍历寻找出全局最小公共块长及对应的最优功率分配系数从而完成优化问题式(29)的求解。

下面给出求解上述 2 个子问题的具体算法。

**步骤 1** 为求解给定的 NOMA 功率分配系数下满足两用户可靠性约束所需的最小公共块长  $L_{\min}$ 。此优化问题可表示为

$$\begin{aligned} &L_{\min} = \min_L L \\ \text{s.t. } &C_1, C_2, C_3, C_6 \\ &C_7: \alpha_1 \text{ 和 } \alpha_2 \text{ 为定值} \end{aligned} \quad (30)$$

因为平均 BLER 是公共块长  $L$  的单调递减函数<sup>[20]</sup>, 所以类似于文献[29]中的算法 1, 可以利用最小公共块长优化算法来求解  $L_{\min}$ , 如算法 1 所示。

**算法 1** 最小公共块长优化算法

**输入** 通信系统参数  $N, K_0, K_1, K_2, N_1, N_2, d_0, d_1, d_2, \beta, \beta_0, \kappa_1, \kappa_{r1}, \kappa_{r2}, q, \rho, \alpha_1, \alpha_2, \bar{\varepsilon}_1^{\text{th}}$  和  $\bar{\varepsilon}_2^{\text{th}}$

**输出** 最小公共块长  $L_{\min}$

**初始化**  $L \leftarrow M_{\min}, L^+ \leftarrow M_{\max}$

1) 计算对应  $L$  的平均 BLER  $\bar{\varepsilon}_1^-$  和  $\bar{\varepsilon}_2^-$

- 2) 计算对应  $L^+$  的平均 BLER  $\bar{\varepsilon}_1^+$  和  $\bar{\varepsilon}_2^+$
- 3) if  $\bar{\varepsilon}_1^+ > \bar{\varepsilon}_1^{\text{th}}$  或  $\bar{\varepsilon}_2^+ > \bar{\varepsilon}_2^{\text{th}}$  then
- 4)  $L_{\min} = -1$ , 其中 -1 表示无解
- 5) else if  $\bar{\varepsilon}_1^- \leq \bar{\varepsilon}_1^{\text{th}}$  和  $\bar{\varepsilon}_2^- \leq \bar{\varepsilon}_2^{\text{th}}$  then
- 6) 令  $L_{\min} = M_{\min}$
- 7) else
- 8) while  $L^+ - L^- \neq 1$  do
- 9) 令  $\hat{L} = \left\lfloor \frac{L^- + L^+}{2} \right\rfloor$  并计算对应的平均 BLER  $\bar{\varepsilon}_1$  和  $\bar{\varepsilon}_2$
- 10) if  $\bar{\varepsilon}_1 < \bar{\varepsilon}_1^{\text{th}}$  和  $\bar{\varepsilon}_2 < \bar{\varepsilon}_2^{\text{th}}$  then
- 11) 令  $L^+ = \hat{L}$
- 12) else
- 13) 令  $L^- = \hat{L}$
- 14) end if
- 15) end while
- 16) 令  $L_{\min} = L^+$
- 17) end if
- 18) 返回  $L_{\min}$

算法 1 包含了以下 3 种情况。

**情况 1** 当  $L = M_{\min}$  时,  $\bar{\varepsilon}_1 \leq \bar{\varepsilon}_1^{\text{th}}$  和  $\bar{\varepsilon}_2 \leq \bar{\varepsilon}_2^{\text{th}}$  同时被满足, 那么  $L_{\min} = M_{\min}$ 。

**情况 2** 当  $L = M_{\max}$  时,  $\bar{\varepsilon}_1 \leq \bar{\varepsilon}_1^{\text{th}}$  和  $\bar{\varepsilon}_2 \leq \bar{\varepsilon}_2^{\text{th}}$  不能被同时满足, 因为平均 BLER 是  $L$  的单调递减函数, 所以  $L$  在区间  $[M_{\min}, M_{\max}]$  也必然不能同时满足两用户可靠性要求, 故此时优化问题式(30)无解。

**情况 3** 当  $L = M_{\min}$  不能同时满足  $\bar{\varepsilon}_1 \leq \bar{\varepsilon}_1^{\text{th}}$  和  $\bar{\varepsilon}_2 \leq \bar{\varepsilon}_2^{\text{th}}$  但  $L = M_{\max}$  能同时满足  $\bar{\varepsilon}_1 \leq \bar{\varepsilon}_1^{\text{th}}$  和  $\bar{\varepsilon}_2 \leq \bar{\varepsilon}_2^{\text{th}}$  时, 利用单调性可知,  $L_{\min}$  必在区间  $[M_{\min}, M_{\max}]$  内, 算法 1 利用二分法即可求出  $L_{\min}$ 。

根据文献[30]给出的二分法计算复杂度公式可知, 算法 1 的计算复杂度为  $\mathcal{O}(\text{lb}(M_{\max} - M_{\min}))$ 。

**步骤 2** 在步骤 1 的基础上, 将优化问题式(29)转化为如下优化问题

$$\begin{aligned} L_{\min}^* &= \min_{\{\alpha_1, \alpha_2\}} L_{\min} \\ \text{s.t. } & C_4, C_5 \end{aligned} \quad (31)$$

类似于文献[28], 优化问题式(31)可通过一维搜索算法求得近似最优功率分配系数  $\alpha_1^*$  和  $\alpha_2^*$  及其对应的全局最小公共块长  $L_{\min}^*$ 。

一维搜索算法的计算复杂度主要来自一维搜

索的搜索次数。对于一个给定的搜索步长  $\omega$ , 根据  $\alpha_1$  的搜索区间  $(0, 0.5)$ , 可知搜索次数为  $\delta = \frac{1}{2\omega}$ 。因此步骤 2 的计算复杂度为  $\mathcal{O}(\delta)$ 。

## 4 数值仿真与分析

本节通过仿真验证前述理论推导的正确性以及分析 HI 对 IRS 辅助下行两用户 NOMA SPC 系统设计带来的影响。

假设发射机与 UE-1 间的距离  $d_0$  为单位参考距离, 发射机与 IRS 间的距离为  $d_1 = 8d_0$ , IRS 与 UE-2 间的距离为  $d_2 = 4d_0$ 。单位参考距离处的路径损耗为  $\beta_0 = -20$  dB, 路径损耗指数为  $\beta = 2$ 。进一步假设所有链路的硬件损伤系数均为  $\kappa$ , 即  $\kappa_1 = \kappa_{r1} = \kappa_{r2} = \kappa$ 。

为了验证第 3 节平均 BLER 分析的准确性, 图 2 给出了不同传输 SNR 下 UE-1 和 UE-2 的平均 BLER, 同时比较了 SPC 和 LPC 的性能差异。在图 2 中,  $N = 64$ 、 $\alpha_1 = 0.1$ 、 $K_0 = 10$ 、 $K_1 = K_2 = 3$ , IRS 采用最优的 CPS 和  $q = 2$  的 DPS 相位调整策略。在 SPC 中, 两用户公共块长  $L = 100$  个符号, 两用户的信息比特数目  $N_1 = N_2 = 200$ 。在 LPC 中,  $L = 10^4$ ,  $N_1 = N_2 = 2 \times 10^4$ 。图 2 中考虑了无硬件损伤 (即  $\kappa = 0$ ) 和硬件损伤系数  $\kappa = 0.12$  这 2 种情况。首先, 由图 2 可以看出, 两用户的平均 BLER 仿真结果与利用式(26)~式(28)计算所得理论结果基本一致, 从而验证了理论推导的正确性, 部分理论结果和仿真结果存在小的间隙是因为式(24)引入了近似误差。其次, 当系统采用相同的相位调整策略和存在相同的硬件损伤系数时, 相比于 LPC, SPC 恶化了两用户的平均 BLER。例如, 当  $\kappa = 0$  和 IRS 采用最优 CPS 相位调整策略时, 由图 2(a)可以看出, UE-1 在 SPC 中的平均 BLER 略高于 LPC 中的平均 BLER; 由图 2(b)可以看出, 当传输 SNR  $\rho = 46$  dB 时, SPC 中 UE-2 的平均 BLER 由 LPC 时的  $3.09 \times 10^{-4}$  上升到 0.012。再次, 相比于 LPC, 硬件损伤对 SPC 的性能恶化更为严重。例如, 由图 2(a)可以看出, 在 LPC 中, 当  $\kappa = 0.12$  时, UE-1 为了实现平均 BLER 为  $10^{-3}$ , 传输 SNR  $\rho$  需要从  $\kappa = 0$  时所需的 44.3 dB 增加到 53 dB。在 SPC 中, 当  $\kappa = 0$  时, 传输 SNR  $\rho$  高于 44.4 dB 可以实现 UE-1 的平均 BLER 低于  $10^{-3}$ , 但是当  $\kappa = 0.12$  时, UE-1 的平均 BLER 不可能低于  $10^{-3}$ , 当  $\rho$  增加到 60 dB 时, UE-1 的平均 BLER 出现了错误平层, 其值为 0.13。由图 2(b)可

可以看出, 当 IRS 采用最优 CPS 时, 在 LPC 中, UE-2 为了实现平均 BLER 为  $10^{-3}$ , 传输 SNR  $\rho$  需要从  $\kappa=0$  时所需的 45.8 dB 增加到了  $\kappa=0.12$  时的 46.5 dB, 即由于硬件损伤带来的传输 SNR 损失为 0.7 dB; 在 SPC 中, UE-2 为了实现平均 BLER 为  $10^{-3}$ ,  $\rho$  需要从  $\kappa=0$  时所需的 47.2 dB 增加到了  $\kappa=0.12$  时的 48.5 dB, 即由于硬件损伤带来的传输 SNR 损失为 1.3 dB, 硬件损伤对于 SPC 系统的影响更大。最后, 相比于最优 CPS, IRS 采用最优 DPS 虽可降低实现复杂度, 但是由于引入了量化误差导致 UE-2 的平均 BLER 恶化。例如, 由图 2(b)可知, 当  $\kappa=0$  时, 为了使 UE-2 实现平均 BLER 为  $10^{-3}$ , 在 LPC 和 SPC 中, IRS 采用量化比特数  $q=2$  的最优 DPS 所需的传输 SNR 由 IRS 采用最优 CPS 时所需的 45.8 dB 和 47.2 dB 分别增加到了 47 dB 和 48.3 dB。

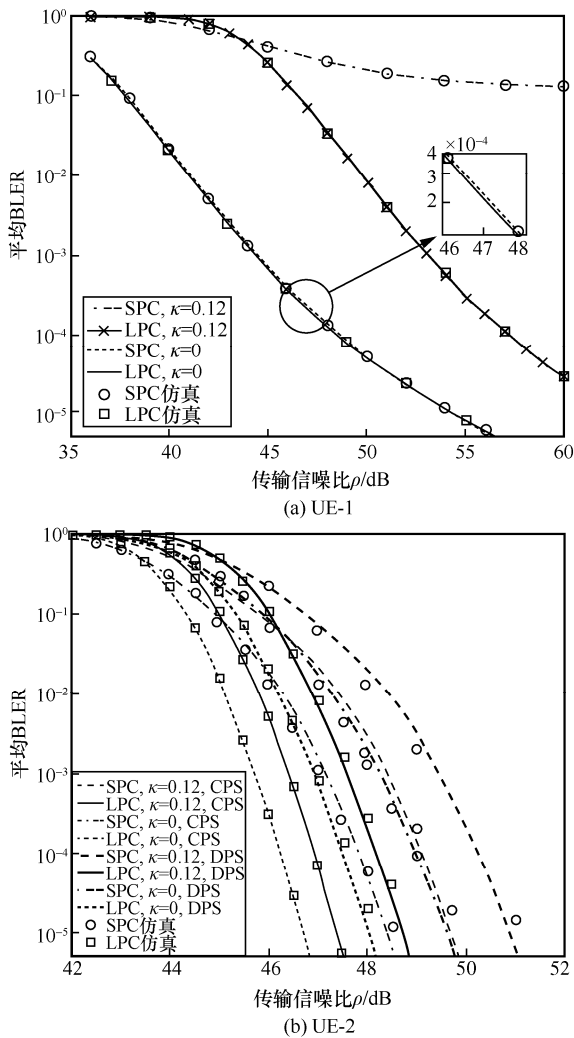


图 2 不同传输 SNR 下 UE-1 和 UE-2 的平均 BLER

图 3 给出了不同功率分配系数下的平均 BLER, 比较了在不同硬件损伤程度下 NOMA 功率分配系数对 IRS 辅助的 SPC 和 LPC 系统的可靠性影响。在图 3 中, 传输 SNR 为  $\rho=48$  dB, IRS 的反射单元数目  $N=64$  并且采用最优 CPS, 莱斯因子为  $K_0=10$  和  $K_1=K_2=3$ ,  $\alpha_1$  的搜索步长为  $10^{-3}$ 。在 SPC 中, 假设  $L=100$  和  $N_1=N_2=200$ 。在 LPC 中, 则假设  $L=10^4$ ,  $N_1=N_2=2 \times 10^4$ 。首先, 由图 3 可以看出, 在给定的传输 SNR 下, UE-1 的平均 BLER  $\bar{\varepsilon}_1$  随着功率分配系数  $\alpha_1$  的增大呈现先减小后增大的变化趋势, 而 UE-2 的平均 BLER  $\bar{\varepsilon}_2$  则随着  $\alpha_1$  的增大而增大, 最终收敛到 1。 $\bar{\varepsilon}_1$  随  $\alpha_1$  的增大出现先减小后增大的现象是由 UE-1 采用 SIC 导致的。由式(22)可知,  $\bar{\varepsilon}_1$  受 UE-1 译码 UE-2 信号的平均 BLER  $\bar{\varepsilon}_{1,2}$  和 UE-1 译码自身信号的平均 BLER  $\bar{\varepsilon}_{1,1}$  限制。当  $\alpha_1$  很小时, UE-2 信号被发射机分配了较大功率, 此时 UE-1 译码 UE-2 信号的  $\bar{\varepsilon}_{1,2}$  远小于 UE-1 译码自身信号的  $\bar{\varepsilon}_{1,1}$ , 即  $\bar{\varepsilon}_1 \approx \bar{\varepsilon}_{1,1}$ 。由于  $\bar{\varepsilon}_{1,1}$  随着  $\alpha_1$  的增大而减小, 因此在  $\alpha_1$  较小的区间,  $\bar{\varepsilon}_1$  是其的单调递减函数。当  $\alpha_1$  很大时, UE-2 信号被发射机分配了较小功率, 此时  $\bar{\varepsilon}_{1,2}$  远大于  $\bar{\varepsilon}_{1,1}$ , 即  $\bar{\varepsilon}_1 \approx \bar{\varepsilon}_{1,2}$ 。由于  $\bar{\varepsilon}_{1,2}$  随着  $\alpha_1$  的增大而增大, 因此在  $\alpha_1$  较大的区间,  $\bar{\varepsilon}_1$  是其的增函数。因为 UE-2 将 UE-1 信号看作噪声从而直接译码自身信号, 根据式(15)可知, 随着  $\alpha_1$  的增大, UE-2 的 SINR 减小, 因此  $\bar{\varepsilon}_2$  随着  $\alpha_1$  的增大而增大, 最终收敛到 1。例如, 在  $\kappa=0$  的 SPC 中, 由图 3 可以看出, 当  $\alpha_1$  从 0 增加到 0.184 时出现极小值点, 即 UE-1 的  $\bar{\varepsilon}_1$  从 1 逐渐减少到最小值  $7.72 \times 10^{-4}$ 。当  $\alpha_1$  进一步增大时, 由于 SIC,  $\bar{\varepsilon}_1$  不降反升, 最终在  $\alpha_1$  大于 0.328 时上升到 1。UE-2 的  $\bar{\varepsilon}_2$  则随着  $\alpha_1$  的增大不断增大, 当  $\alpha_1$  增大到 0.286 时,  $\bar{\varepsilon}_2$  收敛为 1。其次, 由图 3 可知, 在两用户可靠性要求约束下, 相比于 LPC, SPC 允许的  $\alpha_1$  范围变窄。例如, 当  $\kappa=0$  并要求  $\bar{\varepsilon}_1$  和  $\bar{\varepsilon}_2$  不高于 0.01 时, LPC 中  $\alpha_1$  允许的取值范围为  $[0.02, 0.172)$ , 但在 SPC 中  $\alpha_1$  允许的取值范围则缩短到了  $[0.021, 0.132)$ 。此现象说明, SPC 对 NOMA 功率分配更加敏感。最后, 由图 3 可知, 在两用户可靠性要求约束下, 相比于 LPC, 硬件损伤进一步缩短了 SPC 中  $\alpha_1$  允许的取值范围。例如, 要求  $\bar{\varepsilon}_1$  和  $\bar{\varepsilon}_2$  不高于 0.01, 在 LPC

中，当  $\kappa$  从 0 增大到 0.12 时， $\alpha_1$  允许的取值范围从  $[0.02, 0.172]$  缩短为  $[0.107, 0.151]$ 。在 SPC 中，当  $\kappa=0$  时， $\alpha_1$  允许的取值范围为  $[0.021, 0.132]$ ，但是当  $\kappa$  增大到 0.12 时，硬件损伤使  $\alpha_1$  在  $[0, 0.5)$  区间内无任何值可以满足设计要求。

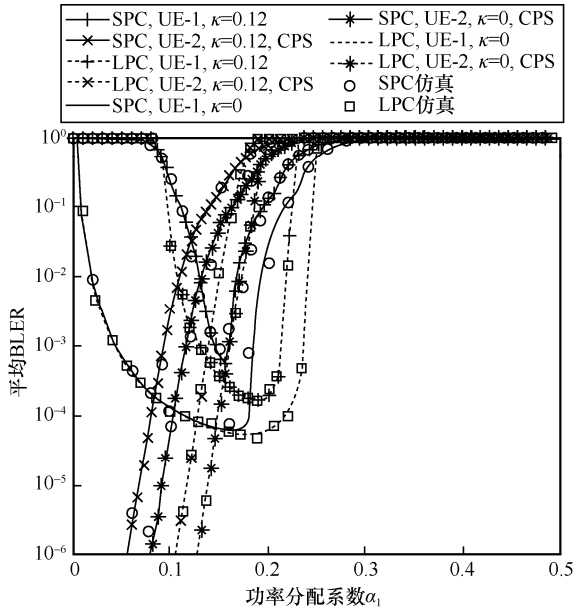


图 3 不同功率分配系数下的平均 BLER

图 4 显示了不同莱斯因子下 IRS 辅助用户 (即 UE-2) 的平均 BLER。在图 4 中，IRS 的反射单元数目  $N=64$  并且采用最优 CPS，功率分配系数  $\alpha_1$  为 0.1，硬件损伤系数  $\kappa$  为 0 或 0.12，SPC 的参数为  $L=100$  和  $N_1=N_2=200$ 。进一步假设莱斯因子  $K_0=10$  和  $K_1=K_2=\mathbb{K}$  ( $\mathbb{K} \in \{1, 2, 3\}$ )。由图 4 可知，在同一传输 SNR 下，随着莱斯因子  $K_1$  和  $K_2$  的增大，UE-2 的平均 BLER 显著下降，这是由于大的莱斯因子表明在 IRS 与发射机间及在 IRS 与 UE-2 间有较强的视距分量，从而改善了 UE-2 的性能。此外，URLLC 场景要求极高的可靠性 (如平均 BLER 为  $10^{-2} \sim 10^{-5}$ ) [11]，由图 4 可以看出，在能满足 URLLC 场景需要的传输 SNR 区域，莱斯因子越大，UE-2 的平均 BLER 随着传输 SNR 增大下降越快，即随着莱斯因子增大，UE-2 的有限 SNR 分集增益<sup>[31]</sup> (其为图 4 中平均 BLER 曲线的斜率的负值) 增大。不同于衡量高 SNR 区域的传统分集增益，有限 SNR 分集增益是衡量通信系统工作在中低 SNR 区域的有效性能测度<sup>[31]</sup>。

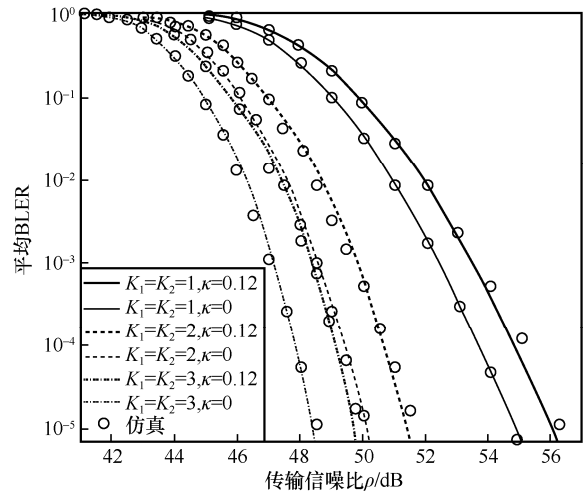


图 4 不同莱斯因子下 UE-2 的平均 BLER

图 5 给出了在给定的传输 SNR 和两用户可靠性要求约束下 IRS 辅助的 NOMA SPC 系统中功率分配系数  $\alpha_1$  与所需最小公共块长  $L_{\min}$  的关系。在图 5 中，假设  $\rho=40$  dB、 $\bar{\epsilon}_1^{\text{th}}=\bar{\epsilon}_2^{\text{th}}=10^{-4}$ 、 $N_1=N_2=200$ 、 $K_0=10$ 、 $K_1=K_2=3$  及  $M_{\max}=10^4$ 。IRS 由 64 或 96 个无源反射单元构成。相位调整策略采用最优 CPS 和量化比特数为 1 或 3 的最优 DPS。功率分配系数  $\alpha_1$  的搜索步长设为  $10^{-3}$ 。在给定的  $\alpha_1$  下，通过本文算法 1 求出  $L_{\min}$ 。由图 5 可以看出，首先，在每种相位调整策略下，存在一个最优的  $\alpha_1$  (即  $\alpha_1^*$ ) 使  $L_{\min}$  最小化 (即  $L_{\min}^*$ )。例如，当系统的硬件损伤系数  $\kappa=0.12$  且具有  $N=64$  个单元的 IRS 采用最优 CPS 时，功率分配系数  $\alpha_1^*=0.178$  能使系统获得最小公共块长  $L_{\min}^*=276$ 。其次，增加 IRS 反射单元数目 (即增加系统实现复杂度) 能显著减少系统传输时延。例如，当 IRS 采用 CPS 和硬件损伤系数  $\kappa=0.12$  时，反射单元数目  $N$  从 64 增加到 96 可使  $L_{\min}^*$  从 276 减少到 215，相应地， $\alpha_1^*$  从 0.178 增加到了 0.268。再次，硬件损伤导致系统所需传输符号数目增大。例如， $N=64$  的 IRS 采用最优 CPS 时， $L_{\min}^*$  在  $\kappa=0$  时的 264 增加到了  $\kappa=0.12$  时的 276。最后，IRS 采用  $q=3$  的最优 DPS 能获得与采用最优 CPS 相近的性能。例如， $N=64$  和  $\kappa=0$  情况下， $q=3$  的最优 DPS 对应的  $L_{\min}^*=271$  与最优 CPS 对应的  $L_{\min}^*=264$  仅相差 7 个传输符号。因此，从实际实现出发，IRS 采用 3 bit 量化的 DPS 能实现较好的性能复杂度折中。

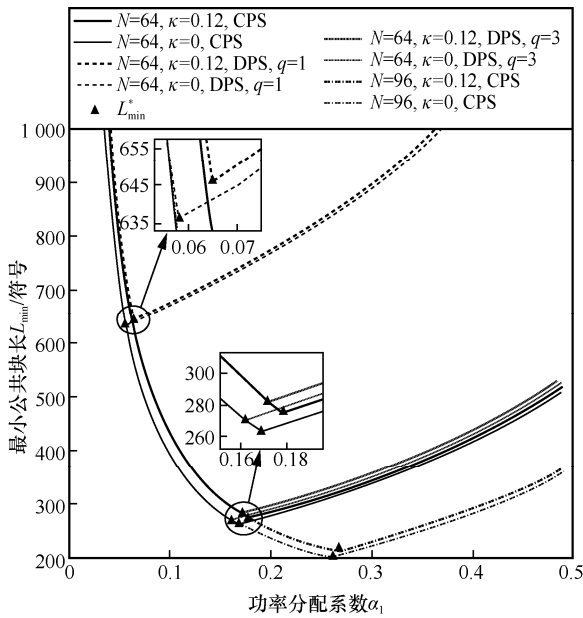


图 5 最小公共块长与功率分配系数  $\alpha_1$  的关系

图 6 给出了 IRS 辅助的 SPC 系统中 NOMA 和 OMA 的性能比较, 验证了 NOMA 的性能优势。此处 OMA 采用的是时分多址。在图 6 中,  $N = 64$ 、 $\bar{\epsilon}_1^{\text{th}} = \bar{\epsilon}_2^{\text{th}} = 10^{-4}$ 、 $K_0 = 10$ 、 $K_1 = K_2 = 3$  及  $N_1 = N_2 = 200$ 。IRS 采用最优 CPS 和  $q = 2$  的最优 DPS 相位调整策略。由图 6 可见, 相比于 OMA, NOMA 能进一步降低系统的传输时延。例如, 当  $\rho = 35 \text{ dB}$ 、 $\kappa = 0.12$  及 IRS 采用  $q = 2$  的最优 DPS 时,  $L_{\min}^*$  从 OMA 时的 801 降低到了 NOMA 时的 771。

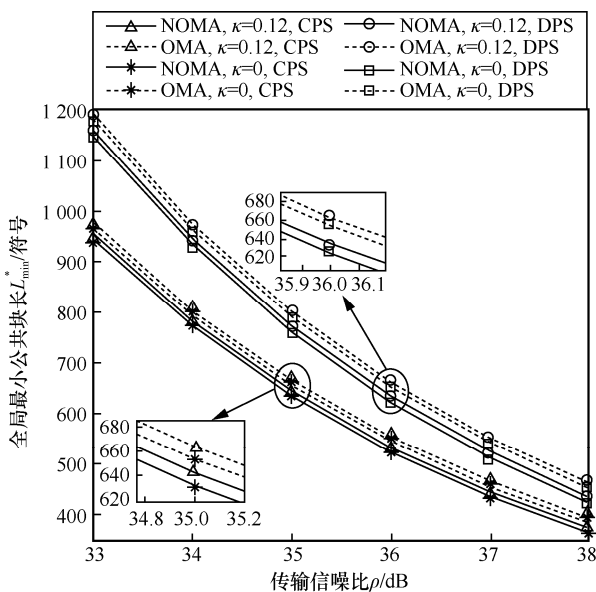


图 6 IRS 辅助的 SPC 系统中 NOMA 与 OMA 性能比较

## 5 结束语

为了实现 URLLC, 本文研究了莱斯信道下硬件损伤对基于统计 CSI 的 IRS 辅助下行 NOMA SPC 系统设计带来的影响。通过利用 CLT、矩匹配方法和短包通信相关理论推导了 IRS 采用最优 CPS 和 DPS 相位调整策略时两用户的平均 BLER 解析表达式。进而利用二分法与一维遍历搜索算法优化了 NOMA 功率分配系数从而最小化系统传输时延。仿真结果首先验证了理论分析的正确性; 其次表明硬件损伤对 SPC 系统影响大于 LPC 系统; 再次表明在保证用户可靠性的前提下存在最优的功率分配来最小化 IRS 辅助 NOMA SPC 系统传输时延; 最后验证了 NOMA 比 OMA 在减少系统传输时延方面的优势。

本文的研究也还存在一些不足。首先, 本文只研究了两用户场景, 在多用户场景下如何进行系统设计还有待研究。文献[32]指出在大于两用户场景中直接使用 NOMA 会由于 NOMA 方案引入的强同信道干扰和复杂的 SIC 实现使系统实现难度陡增。基于此, 混合 NOMA 即将 NOMA 和 OMA 相结合是一种多用户场景下更加合适的多址方案<sup>[33]</sup>。在多用户场景下, 其先将多个用户两两配对形成多个用户组并确定组内 IRS 辅助的用户; 再在用户组内采用 NOMA, 用户组间采用 OMA (如时分多址) 来避免同道干扰。联合优化用户配对和资源分配来实现 IRS 辅助下行多用户 NOMA SPC 系统设计是未来值得探索的一个方向。其次, 为了简化系统分析, 本文假设收发机都采用单天线, 在多天线系统中 HI 对 IRS 辅助下行 NOMA SPC 系统性能影响如何也是一个亟待解决的问题。最后, 本文采用加性复高斯分布建模 HI, 比较本文和准确 HI 模型下系统性能和设计差异是未来另一个值得研究的课题。

## 参考文献:

- [1] WU Q Q, ZHANG S W, ZHENG B X, et al. Intelligent reflecting surface-aided wireless communications: a tutorial[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(5): 3313-3351.
- [2] SALHAB A M, SAMUH M H. Accurate performance analysis of reconfigurable intelligent surfaces over Rician fading channels[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(5): 1051-1055.
- [3] BADIU M A, COON J P. Communication through a large reflecting

- surface with phase errors[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(2): 184-188.
- [4] 傅友华, 陈栋. 混合智能反射表面结构辅助的毫米波通信信道估计[J]. *通信学报*, 2021, 42(10): 189-196.
- FU Y H, CHEN D. Channel estimation for hybrid intelligent reflecting surface structure assisted mmWave communications[J]. *Journal on Communications*, 2021, 42(10): 189-196.
- [5] 景小荣, 宋振远, 高维, 等. 智能反射表面辅助的 MISO 通信系统的物理层安全设计方案[J]. *通信学报*, 2022, 43(1): 117-126.
- JING X R, SONG Z Y, GAO W, et al. Design scheme of physical layer security for intelligent reflecting surface-assisted MISO communication system[J]. *Journal on Communications*, 2022, 43(1): 117-126.
- [6] 孙巍, 宋清洋, 郭磊. 智能反射表面辅助的无线携能通信网络资源分配算法[J]. *通信学报*, 2022, 43(2): 34-43.
- SUN W, SONG Q Y, GUO L. Resource allocation algorithm for intelligent reflecting surface-aided SWIPT networks[J]. *Journal on Communications*, 2022, 43(2): 34-43.
- [7] XU P, NIU W Q, CHEN G J, et al. Performance analysis of RIS-assisted systems with statistical channel state information[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(1): 1089-1094.
- [8] DING Z G, LV L, FANG F, et al. A state-of-the-art survey on reconfigurable intelligent surface-assisted non-orthogonal multiple access networks[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2022, 110(9): 1358-1379.
- [9] DING Z G, SCHOBBER R, POOR H V. On the impact of phase shifting designs on IRS-NOMA[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(10): 1596-1600.
- [10] 赵赛, 邹章晨, 黄高飞, 等. 智能反射面辅助毫米波 NOMA 系统的资源分配联合设计方案[J]. *通信学报*, 2022, 43(12): 113-122.
- ZHAO S, ZOU Z C, HUANG G F, et al. Joint design scheme of resource allocation for intelligent reflecting surface assisted millimeter wave NOMA system[J]. *Journal on Communications*, 2022, 43(12): 113-122.
- [11] BENNIS M, DEBBAH M, POOR H V. Ultrareliable and low-latency wireless communication: tail, risk, and scale[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2018, 106(10): 1834-1853.
- [12] POLYANSKIY Y, POOR H V, VERDU S. Channel coding rate in the finite blocklength regime[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2010, 56(5): 2307-2359.
- [13] YU Y H, CHEN H, LI Y H, et al. On the performance of non-orthogonal multiple access in short-packet communications[J]. *IEEE Communications Letters*, 2018, 22(3): 590-593.
- [14] YUAN L, ZHENG Z, YANG N, et al. Performance analysis of short-packet non-orthogonal multiple access with alamouti space-time block coding[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(3): 2900-2905.
- [15] HASHEMI R, ALI S, MAHMOOD N H, et al. Average rate and error probability analysis in short packet communications over RIS-aided URLLC systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(10): 10320-10334.
- [16] REN H, WANG K Z, PAN C H. Intelligent reflecting surface-aided URLLC in a factory automation scenario[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(1): 707-723.
- [17] VU T H, NGUYEN T V, COSTA D B D, et al. Intelligent reflecting surface-aided short-packet non-orthogonal multiple access systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(4): 4500-4505.
- [18] ZHANG X L, MATTHAIU M, COLDREY M, et al. Impact of residual transmit RF impairments on training-based MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2015, 63(8): 2899-2911.
- [19] STUDER C, WENK M, BURG A. MIMO transmission with residual transmit-RF impairments[C]//*Proceedings of 2010 International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA)*. Piscataway: IEEE Press, 2010: 189-196.
- [20] LE N P, LE K N. Uplink NOMA short-packet communications with residual hardware impairments and channel estimation errors[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(4): 4057-4072.
- [21] TRAN P T, NGUYEN B C, HOANG T M, et al. Exploiting multiple RISs and direct link for performance enhancement of wireless systems with hardware impairments[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(8): 5599-5611.
- [22] DAI J X, ZHU F, PAN C H, et al. Statistical CSI-based transmission design for reconfigurable intelligent surface-aided massive MIMO systems with hardware impairments[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2022, 11(1): 38-42.
- [23] ABRAMOWITZ M, STEGUN I A. *Handbook of mathematical functions with formulas, graphs, and mathematical tables*[J]. *Journal of Applied Mechanics*, 1965, 32: 239.
- [24] PROAKIS J G, SALEHI M. *Digital communications*[M]. 5th edition. New York: McGraw-Hill Education, 2007.
- [25] HU X L, ZHONG C J, ZHANG Y, et al. Location information aided multiple intelligent reflecting surface systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2020, 68(12): 7948-7962.
- [26] YUAN L, YANG N, YANG N, et al. Average block error rate of intelligent reflecting surface aided short-packet communications[J]. 2022: doi.org/10.36227/techrxiv.20372676.v1.
- [27] BJORNSON E, MATTHAIU M, DEBBAH M. A new look at dual-hop relaying: performance limits with hardware impairments[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(11): 4512-4525.
- [28] 孙钢灿, 赵少柯, 郝万明, 等. 基于短包通信的 NOMA 下行链路安全传输[J]. *通信学报*, 2021, 42(2): 168-176.
- SUN G C, ZHAO S K, HAO W M, et al. Secure transmission for NOMA downlink based on short packet communication[J]. *Journal on Communications*, 2021, 42(2): 168-176.
- [29] TRAN D D, SHARMA S K, CHATZINOTAS S, et al. Short-packet communications for MIMO NOMA systems over nakagami-m fading: BLER and minimum blocklength analysis[J]. *IEEE Transactions on*

Vehicular Technology, 2021, 70(4): 3583-3598.

- [30] LEVITIN A. Introduction to the design and analysis of algorithms[M]. 3rd edition. Beijing: Tsinghua University Press, 2004.
- [31] EL-FALOU A, HAMOUDA W, LANGLAIS C, et al. Finite-SNR diversity-multiplexing tradeoff for Rayleigh MIMO channels[J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(4): 753-756.
- [32] WANG T X, BADIU M A, CHEN G J, et al. Performance analysis of IOS-assisted NOMA system with channel correlation and phase errors[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(11): 11861-11875.
- [33] ZHANG C, YI W Q, LIU Y W, et al. STAR-IOs aided NOMA networks: channel model approximation and performance analysis[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(9): 6861-6876.

[作者简介]



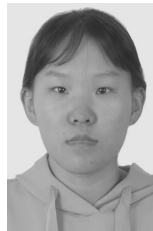
袁磊（1981- ），男，甘肃兰州人，博士，兰州大学副教授、硕士生导师，主要研究方向为智能通信和新一代移动通信技术等。



徐婧（1999- ），女，福建宁德人，兰州大学硕士生，主要研究方向为信道编译码技术、短包通信等。



莫名秀（1998- ），女，广西博白人，兰州大学硕士生，主要研究方向为短包通信。



雷妍（2001- ），女，广东深圳人，兰州大学硕士生，主要研究方向为信道编译码技术。