

面向工业物联网场景下行短包传输的叠加导频功率优化

夏文超^{1,2}, 徐婧^{1,2}, 周星光^{1,2}, 吴伟华³, 赵海涛^{1,2}

(1. 南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003; 2. 南京邮电大学江苏省无线通信重点实验室, 江苏 南京 210003;
3. 陕西师范大学物理学与信息技术学院, 陕西 西安 710119)

摘要: 工业物联网在实现自动化和智能化生产方面具有巨大的潜力, 但现有无线网络难以满足工业控制场景中的低时延、高可靠通信需求。基于此, 研究了工业物联网下行短包传输场景中叠加导频 (superimposed pilot, SP) 功率分配问题, 推导了可达传输速率在非完美信道状态信息和最大比发送下的闭合表达式的下限。进一步建立了下行加权和速率最大化问题, 并利用逐次凸逼近法将该问题转化为几何规划问题来优化导频和数据功率分配。仿真结果表明所提 SP 模式下功率优化方案在短包传输中的优越性。

关键词: 工业物联网; 叠加导频; 短包传输; 功率分配

中图分类号: TN92

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.2096-3750.2024.00372

Power optimization of superimposed pilot for downlink short-packet transmission in IIoT

XIA Wenchao^{1,2}, XU Jing^{1,2}, ZHOU Xingguang^{1,2}, WU Weihua³, ZHAO Haitao^{1,2}

1. College of Communication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China

2. Jiangsu Provincial Key Laboratory of Wireless Communications, Nanjing University of Posts and Telecommunications,
Nanjing 210003, China

3. School of Physics and Information Technology, Shaanxi Normal University, Xi'an 710119, China

Abstract: The industrial internet of things (IIoT) has great potential in achieving automation and intelligent production. However, existing networks struggle to meet the low-latency and high-reliability communication requirements in industrial control scenarios. Motivated by this fact, the power allocation problem of superimposed pilot (SP) for downlink short-packet transmission in IIoT was studied and a lower bound for achievable transmission rates with imperfect channel state information and maximum ratio transmission was derived. Furthermore, the downlink weighted sumrate maximization problem was formulated and transformed into a geometric programming problem aiming to optimize pilot and data power allocation via successive convex approximation method. Simulation results demonstrate the superiority of the proposed power optimization scheme of SP in short-packet transmission.

Key words: IIoT, superimposed pilot, short-packet transmission, power allocation

收稿日期: 2023-06-25; 修回日期: 2024-06-15

通信作者: 赵海涛, zhaoh@njupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金青年基金项目 (No. 62201285); 江苏省前沿引领技术基础研究专项项目 (No. BK20212001); 中国博士后科学基金面上项目 (No. 2022M722669); 青年人才托举工程 (No. 2022QNRC001)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (NSFC) Young Scientists Fund (No. 62201285), The Natural Science Foundation Frontier Leading Technology Basic Research Project of Jiangsu (No. BK20212001), China Postdoctoral Science Foundation (No. 2022M722669), Young Elite Scientists Sponsorship Program by CAST (No. 2022QNRC001)

0 引言

工业4.0被认为是下一代工业系统的范式，它将先进的制造业与工业物联网（IIoT, industrial internet of things）集成在一起，创建出更加智能和自动化的数字化制造系统^[1]。工业4.0中的IIoT可以通过现代控制系统保证信息物理系统实时连接整个智能工厂的执行器、自动机器人和机器^[2-3]。因此，智能工厂采用无线通信代替有线链路，以提供更高的机器灵活性和更低的基础设施成本。典型的工业应用要求丢包率低于 10^{-9} ，端到端时延小于 1 ms ^[4]。因此，超高可靠低时延通信（URLLC, ultra reliable low latency communication）可以为这些工业物联网应用提供支持，以满足工业4.0的需求。

为了实现工业物联网中的URLLC，研究人员提出了短包传输方案。例如，文献[5]研究了IIoT网络中信道估计精度对URLLC网络传输性能和覆盖范围的影响。文献[6]讨论了一个基于URLLC的下行去蜂窝大规模多输入多输出（MIMO, multiple-input multiple-output）系统的资源分配问题，推导出了传输速率在非完美信道状态信息（CSI, channel state information）下的封闭形式的下限。文献[7]研究了智能工厂中支持URLLC的上行去蜂窝大规模MIMO系统的资源分配问题，推导出了传输速率在非完美CSI下的封闭形式的下限。这些研究使用的主要是基于常规导频（RP, regular pilot）的信道估计方法。对于基于RP的信道估计，导频通常与数据在一个传输时间块内进行时间复用。除了基于RP的方法外，基于导频的信道估计还包括叠加导频（SP, superimposed pilot）方法。基于SP的信道估计是在发送端同时发送导频和数据符号^[8-9]，然后利用接收端收到的信号进行信道估计，SP方法无须提供专用导频时隙，因此资源使用效率较高。

SP方法在MIMO系统的信道估计中已有一些研究^[10-12]。文献[10]推导了基于SP的上行链路频谱效率和能效的表达式，并将其与RP的表达式进行了比较。文献[11]考虑了上行传输时隙中的符号数大于系统中用户数的情况。文献[12]研究了1 bit模数转换器在基于SP的上行大规模MIMO系统中的应用前景。以上文献主要关注上行链路，由于上行信道估计和下行数据信号是独立的，因此下行链路中SP的效果是不同的。在这种情况下，使用更长

的导频序列可能有潜在的好处。虽然文献[13]考虑上行链路和下行链路通信的联合频谱效率，对大规模MIMO中的RP和SP进行了比较分析。然而，导频和数据共享相同的频带并传输在同一个信道上，这会导致导频受到干扰，从而降低信道估计的准确性。为了解决这个问题，需要考虑如何合理分配导频和数据之间的功率，从而最大限度地提高信道估计的质量。

为了降低数据干扰对导频的影响，在关于大规模MIMO的SP工作中，一般使用基于统计信道反转的启发式功率控制方法，然而，此方法中所有用户的导频和数据功率之间的比例被设置为相等^[10,14]，这种功率优化方法不是最优的。文献[15]在SP模式下利用几何规划（GP, geometric programming）优化了上行大规模MIMO系统中每个用户的功率分配。文献[16]研究了工业场景中SP辅助的上行链路短包传输系统的功率分配问题。然而，上述文献未考虑到工业场景下基于下行传输的SP功率分配问题。

受此激励，本文研究了IIoT下行短包传输场景中SP功率分配。首先推导传输速率在非完美CSI和最大比传输（MRT, maximum ratio transmission）下的闭合形式的下限，然后提出下行加权和速率最大化问题，以联合优化导频和数据功率分配，同时满足最小传输速率要求和有限的功率约束。由于该优化问题是非凸的，本文将非凸问题转化为GP问题，并且提出一种基于逐次凸逼近法（SCA, successive convex approximation）^[17-18]的迭代算法来求解。最后仿真结果表明，在短包传输中SP模式优于RP模式，并且揭示了功率分配优化在短包传输中的重要性。

1 系统模型与可达速率

1.1 系统模型

在工业物联网场景下，考虑由 K 个单天线执行器和一个配有 M 根天线中央控制器组成单小区下行传输系统，其中物联网中央控制器配置了无线通信中心节点，物联网执行器配置了无线通信终端站点。在中央控制器处理执行器发送信息（如执行器的当前操作状态）后，中央控制器迅速反馈并传输给执行器，传输必须在可用传输块长内完成，解码错误概率为 ε 。考虑时分双工传输模式，信道相干

时间内分为上行链路和下行链路传输, 利用信道互易性, 将上行链路传输的信道估计结果用于下行链路传输的预编码。假设系统采用块衰落信道模型, 时间-频率资源块为 $L_c = T_c B$, 其中 T_c 表示数据包的持续时间, B 表示数据包传输的带宽, 而 L_c 可以称为块长或包长。传输块长 $L_c = L_{ul} + L_{dl}$, 其中 L_{ul} 用于上行, L_{dl} 用于下行。第 k 个执行器与中央控制器之间的信道矢量表示为 $\mathbf{g}_k \sim \mathcal{N}_c(\mathbf{0}, \beta_k \mathbf{I}_M)$, 其中 β_k 表示统计 CSI, \mathbf{I}_M 表示维度为 M 的单位矩阵。在下行传输块的任意一个样本中, 将中央控制器向第 i 个执行器发送的数据符号表示为 ζ_i , 则第 k 个执行器处的接收信号为

$$y_k = \sum_{i=1}^K \mathbf{g}_k^H \mathbf{w}_i \sqrt{p_i} \zeta_i + n_k \quad (1)$$

其中, p_i 表示发射功率; $n_k \sim \mathcal{N}_c(0, \sigma^2)$ 表示均值为 0、方差为 σ^2 的加性高斯白噪声; $\mathbf{w}_i \in \mathbb{C}^M$ 表示第 i 个控制器的预编码向量, 且满足 $\mathbb{E}\{\|\mathbf{w}_i\|^2\} = 1$ 。注意, 预编码向量是根据上行信道估计的结果进行设计的。

1.2 信道估计

为了估计信道, 采用基于上行导频信号的线性最小均方误差 (LMMSE, linear minimum mean square error) 方法^[19,20]进行 RP 模式和 SP 模式下的信道估计。

1.2.1 RP 模式

假定传输协议中每个传输块长为 L_{ul} , 其中 L_p ($L_p \in [K, L_{ul}]$) 个符号用于导频序列, 其余用于数据传输。中央控制器为执行器随机地分配 K 个长度为 L_p 的正交导频序列。令 $\boldsymbol{\varphi}_k \in \mathbb{C}^{L_p}$ 定义为中央控制器分配给第 k 个执行器的导频, 满足 $\boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{\varphi}_k = L_p$ 并且 $\boldsymbol{\varphi}_i^H \boldsymbol{\varphi}_j = 0, i \neq j$, 则中央控制器处接收到的信号 $\mathbf{Z}^{RP} \in \mathbb{C}^{M \times L_p}$ 为

$$\mathbf{Z}^{RP} = \sum_{i=1}^K \sqrt{q_i} \mathbf{g}_i \boldsymbol{\varphi}_i^H + \mathbf{N} \quad (2)$$

其中, q_i 表示由第 i 个执行器发送导频符号的发射功率, $\mathbf{N} = [\mathbf{n}_1, \dots, \mathbf{n}_{L_p}]$ 代表加性高斯白噪声矩阵, $\mathbf{n}_j \sim \mathcal{N}_c(0, \sigma^2 \mathbf{I}_M), \forall j \in \{1, \dots, L_p\}$ 。

为了估计信道 \mathbf{g}_k , 中央控制器通过对接收到的上行导频信号 \mathbf{Z}^{RP} 乘以 $\boldsymbol{\varphi}_k / \sqrt{L_p}$ 对其进行解扩操作, 该操作得到 $\mathbf{z}_k^{RP} \in \mathbb{C}^M$ 为

$$\mathbf{z}_k^{RP} = \mathbf{Z} \frac{\boldsymbol{\varphi}_k}{\sqrt{L_p}} = \sqrt{q_k L_p} \mathbf{g}_k + \mathbf{N} \frac{\boldsymbol{\varphi}_k}{\sqrt{L_p}} \quad (3)$$

在执行器向中央控制器发送完上行导频信号后, 中央控制器将采用最小均方误差估计方法进行信道估计, 则信道 \mathbf{g}_k 最小均方误差估计^[20]为

$$\hat{\mathbf{g}}_k = \frac{\alpha_k^{RP}}{\sqrt{q_k L_p}} \mathbf{z}_k^{RP} \quad (4)$$

其中

$$\alpha_k^{RP} = \frac{q_k L_p \beta_k}{q_k L_p \beta_k + \sigma^2} \quad (5)$$

1.2.2 SP 模式

中央控制器为执行器随机地分配 K 个长度为 L_{ul} 的正交导频序列。令 $\boldsymbol{\psi}_k \in \mathbb{C}^{L_{ul}}$ 定义为中央控制器分配给第 k 个执行器的导频, 满足 $\boldsymbol{\psi}_k^H \boldsymbol{\psi}_k = L_{ul}$ 并且 $\boldsymbol{\psi}_i^H \boldsymbol{\psi}_j = 0, i \neq j$, 则中央控制器处接收到的信号 $\mathbf{Z}^{SP} \in \mathbb{C}^{M \times L_{ul}}$ 为

$$\mathbf{Z}^{SP} = \sum_{i=1}^K \sqrt{q_i} \mathbf{g}_i \boldsymbol{\psi}_i^H + \sum_{i=1}^K \sqrt{\rho_i} \mathbf{g}_i \mathbf{s}_i^H + \bar{\mathbf{N}} \quad (6)$$

其中, q_i 和 ρ_i 分别表示上行导频和数据符号的传输功率。向量 $\mathbf{s}_i \in \mathbb{C}^{L_{ul}}$ 表示数据符号, 其中 \mathbf{s}_i 的元素不相关, 服从 $\mathcal{N}_c(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{L_{ul}})$ 分布。 $\bar{\mathbf{N}} = [\bar{\mathbf{n}}_1, \dots, \bar{\mathbf{n}}_{L_{ul}}]$ 是加性高斯白噪声矩阵, 其中 $\bar{\mathbf{n}}_j \sim \mathcal{N}_c(0, \sigma^2 \mathbf{I}_M), \forall j \in \{1, \dots, L_{ul}\}$ 。

为了估计信道 \mathbf{g}_k , 中央控制器通过对接收到的上行导频信号 \mathbf{Z}^{SP} 乘以 $\boldsymbol{\psi}_k / \sqrt{L_{ul}}$ 对其进行解扩操作, 该操作得到 $\mathbf{z}_k^{SP} \in \mathbb{C}^M$ 为

$$\mathbf{z}_k^{SP} = \mathbf{Z} \frac{\boldsymbol{\psi}_k}{\sqrt{L_{ul}}} = \sqrt{q_k L_{ul}} \mathbf{g}_k + \sum_{i=1}^K \sqrt{\frac{\rho_i}{L_{ul}}} \mathbf{g}_i \mathbf{s}_i^H \boldsymbol{\psi}_k + \bar{\mathbf{N}} \frac{\boldsymbol{\psi}_k}{\sqrt{L_{ul}}} \quad (7)$$

在执行器向中央控制器发送完上行叠加信号后, 中央控制器将采用 LMMSE 方法进行信道估计, 则信道 \mathbf{g}_k 线性最小均方误差估计^[20]为

$$\hat{\mathbf{g}}_k = \frac{\alpha_k^{SP}}{\sqrt{q_k L_{ul}}} \mathbf{z}_k^{SP} \quad (8)$$

其中

$$\alpha_k^{SP} = \frac{q_k L_{ul} \beta_k}{q_k L_{ul} \beta_k + \sum_{i=1}^K \rho_i \beta_i + \sigma^2} \quad (9)$$

1.3 下行可达速率

大多数传统的资源分配设计基于香农容量定理, 该定理适用于块长趋近于无穷大, 解码错误概率趋近于零的渐近情况^[21], 不能直接表示无线通信系统的可达速率 R_k 、解码错误概率 ε 和块长 L_{dl} 之间

的关系。因此，它不能用于短包传输场景中的资源分配设计。在所使用的块长范围内，需要寻找一种新的方法来表征这种关系，文献[22]提出了短包传输的可达速率，其近似为

$$R_k = \text{lb}(1 + \gamma_k) - \sqrt{\frac{1 - 1/(1 + \gamma_k)^2}{L_{\text{dl}}}} \frac{Q^{-1}(\varepsilon)}{\ln 2} \quad (10)$$

其中

$$\gamma_k = \frac{|\mathbb{E}\{\mathbf{g}_k^H \mathbf{w}_k\}|^2 p_k}{\sum_{i=1}^K \mathbb{E}\{|\mathbf{g}_k^H \mathbf{w}_i|^2\} p_i - |\mathbb{E}\{\mathbf{g}_k^H \mathbf{w}_k\}|^2 p_k + \sigma^2} \quad (11)$$

代表第 k 个执行器的信干噪比 (SINR, signal-to-interference-plus-noise ratio), $Q^{-1}(\cdot)$ 表示高斯 Q 函数 $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ 的反函数。从式(10)可知, 当块长 L_{dl} 接近无穷大时, 下行速率 R_k 将接近 $\text{lb}(1 + \gamma_k)$, 这是经典的香农容量。式(10)中的第二项可以解释为, 为了保证解码错误概率 ε 而损失的容量。

下面将利用信道互易性将上行信道估计用于 DL 数据预编码, 使用 MRT 方案进行预编码^[23-24], 推导出 RP 模式和 SP 模式下 SINR 的闭式表达式以及下行可达速率的闭式下限。

1.3.1 RP 模式

在 RP 模式下, 式(11)中由中央控制器用来向执行器 k 发送数据符号的预编码向量 \mathbf{w}_k 被定义为

$$\mathbf{w}_k = \frac{v_k \hat{\mathbf{g}}_k}{\sqrt{\mathbb{E}\{\|\mathbf{v}_k \hat{\mathbf{g}}_k\|^2\}}} = \sqrt{\frac{\alpha_k^{\text{RP}}}{ML_p q_k \beta_k}} \mathbf{z}_k^{\text{RP}} \quad (12)$$

其中, $v_k = 1/\left(\alpha_k^{\text{RP}} \sqrt{M\beta_k}\right)$ 。

由于信道的不确定性, 速率 R_k 不易分析和优化。为了推导出易于分析和优化的闭式表达式下限, 定义函数 $f(t)$ 为

$$f(t) = \ln\left(1 + \frac{1}{t}\right) - \frac{Q^{-1}(\varepsilon)}{\sqrt{L_{\text{dl}}}} \sqrt{\frac{2t+1}{(t+1)^2}} \geq 0, t > 0 \quad (13)$$

定理 1 在 RP 模式下, 使用 MRT 预编码方案, 第 k 个执行器的下行可达速率的遍历下限为

$$\hat{R}_k^{\text{RP}} \triangleq \frac{1}{\ln 2} f_k\left(\frac{1}{\hat{\gamma}_k^{\text{RP}}}\right) \quad (14)$$

其中, $\hat{\gamma}_k^{\text{RP}} = \frac{1}{\mathbb{E}\{1/\gamma_k^{\text{RP}}\}}$, $\hat{\gamma}_k^{\text{RP}}$ 表示为

$$\hat{\gamma}_k^{\text{RP}} = \frac{Mp_k q_k \beta_k^2}{\left(\beta_k \sum_{i=1}^K p_i + \sigma^2\right) \left(q_k \beta_k + \frac{\sigma^2}{L_p}\right)} \quad (15)$$

证明: 式(15)的证明过程见附录 A。

1.3.2 SP 模式

在 SP 模式下, 式(11)中由中央控制器用来向执行器 k 发送数据符号的预编码向量 \mathbf{w}_k 被定义为

$$\mathbf{w}_k = \frac{v_k \hat{\mathbf{g}}_k}{\sqrt{\mathbb{E}\{\|\mathbf{v}_k \hat{\mathbf{g}}_k\|^2\}}} = \sqrt{\frac{\alpha_k^{\text{SP}}}{ML_{\text{ul}} q_k \beta_k}} \mathbf{z}_k^{\text{SP}} \quad (16)$$

其中, $v_k = 1/\left(\alpha_k^{\text{SP}} \sqrt{M\beta_k}\right)$ 。

定理 2 在 SP 模式下, 使用 MRT 预编码方案, 第 k 个执行器的下行遍历可实现速率的下界 \hat{R}_k^{SP} 为

$$\hat{R}_k^{\text{SP}} \triangleq \frac{1}{\ln 2} f_k\left(\frac{1}{\hat{\gamma}_k^{\text{SP}}}\right) \quad (17)$$

其中, $\hat{\gamma}_k^{\text{SP}} = \frac{1}{\mathbb{E}\{1/\gamma_k^{\text{SP}}\}}$, $\hat{\gamma}_k^{\text{SP}}$ 表示为

$$\hat{\gamma}_k^{\text{SP}} = \frac{Mp_k q_k \beta_k^2}{\left(M \sum_{i=1}^K \rho_k \beta_k^2 b_i + \beta_k \sum_{i=1}^K p_i + \sigma^2\right) \left(q_k \beta_k + \frac{1}{L_{\text{ul}}} a\right)} \quad (18)$$

此外, $a = \sum_{i=1}^K \rho_i \beta_i + \sigma^2$, $b_i = \frac{p_i}{q_i L_{\text{ul}} \beta_i + a}$ 。

证明: 式(18)的证明过程见附录 B。

2 SP 模式下最优功率分配

本节首先建立导频和数据功率优化问题, 然后将该非凸问题转化为 GP 问题, 并提出一种基于 SCA 方法的迭代算法来求解。

2.1 问题表述

本节旨在 SP 模式下满足最小速率要求和有限的功率要求的同时, 通过优化导频和数据功率分配以最大化下行加权和速率。该优化问题可以表述为

$$\max_{q, \rho, p} \sum_{k=1}^K v_k \hat{R}_k^{\text{SP}} \quad (19a)$$

$$\text{s.t. } \hat{R}_k^{\text{SP}} \geq R^{\text{req}}, \forall k \quad (19b)$$

$$q_k + \rho_k \leq P_{\text{ul}}, \forall k \quad (19c)$$

$$\sum_{i=1}^K p_i \leq P_{\text{dl}} \quad (19d)$$

其中, $q = \{q_k, \forall k\}$, $\rho = \{\rho_k, \forall k\}$, $p = \{p_i, \forall i\}$, v_k 是第 k 个执行器的权重, R^{req} 是执行器的最小速率限制, P_{ul} 是执行器的上行传输最大功率限制, P_{dl} 是下行传输功率最大限制。约束(19b)代表每个执行

器的最小速率要求, 约束(19c)和约束(19d)则表明每个执行器和中央控制器的传输功率是有限的。

2.2 问题求解

在已有工作中解决基于无限块长的功率分配问题, 如文献[25-26], 通常通过引入松弛变量将其转化为一个凸问题, 然后用二分搜索算法求解。然而, 该方法不能直接应用到基于短包传输的功率分配问题。

这里, 首先对原问题进行简化。利用 \hat{R}_k 的单调性^[7], 约束(19b)可以简化为第 k 个执行器的最小 SINR 约束, 表示为

$$\hat{\gamma}_k^{\text{SP}} \geq \frac{1}{f_k^{-1}(R^{\text{req}} \ln 2)} \quad (20)$$

引入辅助变量 $T = \{T_k, \forall k\}$ ^[7], 问题(19)可以重新表述如下

$$\max_{q, \rho, p, T} \sum_{k=1}^K \frac{v_k}{\ln 2} \left[\ln(1 + T_k) - \frac{Q^{-1}(\varepsilon)}{\sqrt{L_{\text{dl}}}} \sqrt{\left(\frac{2}{T_k} + 1\right) \left/\left(\frac{1}{T_k} + 1\right)\right.}^2 \right] \quad (21a)$$

$$\text{s.t. } \hat{\gamma}_k^{\text{SP}} \geq T_k, \forall k \quad (21b)$$

$$\hat{\gamma}_k^{\text{SP}} \geq \frac{1}{f_k^{-1}(R^{\text{req}} \ln 2)}, \forall k \quad (21c)$$

$$(19c), (19d) \quad (21d)$$

如目标函数 (21a) 所示, 由于 $\ln(1 + T_k)$ 和 $\sqrt{\left(\frac{2}{T_k} + 1\right) \left/\left(\frac{1}{T_k} + 1\right)\right.}^2$ 是复杂函数, 解决优化问题具有挑战性。为了简化目标函数(21a), 使用对数函数来近似目标函数(21a)。根据文献[7], 目标函数(21a)的LB为

$$\frac{v_k}{\ln 2} \left[\tilde{\theta}_k^{(n)} \ln T_k + \tilde{\delta}_k^{(n)} - \frac{Q^{-1}(\varepsilon)}{\sqrt{L_{\text{dl}}}} \theta_k^{(n)} \ln T_k - \frac{Q^{-1}(\varepsilon)}{\sqrt{L_{\text{dl}}}} \delta_k^{(n)} \right] \quad (22)$$

此外, 定义

$$\tilde{\theta} = \frac{\hat{t}}{1 + \hat{t}}, \quad \tilde{\delta} = \ln(1 + \hat{t}) - \frac{\hat{t}}{1 + \hat{t}} \ln \hat{t} \quad (23)$$

$$\theta = \frac{\hat{t}}{\sqrt{\hat{t}^2 + 2\hat{t}}} - \frac{\hat{t} \sqrt{\hat{t}^2 + 2\hat{t}}}{(1 + \hat{t})^2} \quad (24)$$

$$\delta = \sqrt{1 - \frac{1}{(1 + \hat{t})^2}} - \theta \ln \hat{t}$$

其中, $\tilde{\theta}_k^{(n)}$ 和 $\tilde{\delta}_k^{(n)}$ 由式(23)得到, $\theta_k^{(n)}$ 和 $\delta_k^{(n)}$ 由式(24)得到, 其中 $\hat{t} = T_k^{(n)}$ 。将式(22)代入式(21a)并且简化, 然后将式(18)代入约束(21b), 问题转化为

$$\max_{q, \rho, p, T} \prod_{k=1}^K T_k^{\hat{v}_k^{(n)}} \quad (25a)$$

$$\text{s.t. } \left(M \sum_{i=1}^K \rho_k \beta_k^2 b_i + \beta_k \sum_{i=1}^K p_i + \sigma^2 \right) \left(q_k \beta_k + \frac{1}{L_{\text{ul}}} a \right) T_k \leq M p_k q_k \beta_k^2, \forall k \quad (25b)$$

$$T_k \geq \frac{1}{f_k^{-1}(R^{\text{req}} \ln 2)}, \forall k \quad (25c)$$

$$q_k + \rho_k \leq P_{\text{ul}}, \forall k \quad (25d)$$

$$\sum_{i=1}^K p_i \leq P_{\text{dl}} \quad (25e)$$

$$\text{其中, } \hat{v}_k^{(n)} = \frac{v_k}{\ln 2} \left[\tilde{\theta}_k^{(n)} - \frac{Q^{-1}(\varepsilon)}{\sqrt{L_{\text{dl}}}} \theta_k^{(n)} \right].$$

显然, b_i 是两个多项式之比且小于 1, 约束式(25b)不是单项式函数, 因此问题式(25)仍然不是 GP 问题^[27], 不易解决。

2.3 算法

通过上文分析可得, 优化问题中的约束式(25b)是非凸的。为了将其转化为可以解决的 GP 问题, 设计了一个迭代优化算法, 即在每次迭代中将 $b_i, \forall i$ 的分母近似为一个单项式函数。为此, 将第 n 次迭代中所有执行器的功率解表示为 $H^{(n)} = \{q_i^{(n)}, \rho_i^{(n)}, \forall i\}$, 并且引入引理 1。

引理 1 在第 $n + 1$ 次迭代中, 多项式 $h_i(H) = q_i L_{\text{ul}} \beta_i + \sum_{j=1}^K \rho_j \beta_j + \sigma^2$ 的下限为

$$\tilde{h}_i(H) = \left(\frac{q_i L_{\text{ul}} \beta_i}{\kappa_i^{(n)}} \right)^{\kappa_i^{(n)}} \prod_{j=1}^K \left(\frac{\rho_j \beta_j}{o_j^{(n)}} \right)^{o_j^{(n)}} \left(\frac{\sigma^2}{g_i^{(n)}} \right)^{g_i^{(n)}} \quad (26)$$

其中, $\kappa_i^{(n)}$ 、 $o_j^{(n)}$ 和 $g_i^{(n)}, \forall i, j$ 由式 (27) 给出

$$\kappa_i^{(n)} = \frac{q_i^{(n)} L_{\text{ul}} \beta_i}{h_i(H^{(n)})}, o_j^{(n)} = \frac{\rho_j^{(n)} \beta_j}{h_i(H^{(n)})}, g_i^{(n)} = \frac{\sigma^2}{h_i(H^{(n)})} \quad (27)$$

此外,

$$h_i(H^{(n)}) = \tilde{h}_i(H^{(n)}) \quad (28)$$

证明: 请参考文献[28]中的证明。

根据引理 1 给出的结论, 可以在每次迭代过程中使用 b_i 的最佳局部单项函数的逼近 $\tilde{h}_i(H)$ 来替换 b_i 的多项式分母, b_i 便转换成多项式与单项函数比值的形式。因此优化问题式(25)在第 $n + 1$ 次迭代中可以将约束式(25b)转换成

$$\left(M \sum_{i=1}^K \frac{\rho_k \beta_k^2 p_i}{\tilde{h}_i(H)} + \beta_k \sum_{i=1}^K p_i + \sigma^2 \right) \left(q_k \beta_k + \frac{1}{L_{ul}} a \right) T_k \leq \quad (29)$$

$$M p_k q_k \beta_k^2$$

众所周知，虽然 GP 问题是非凸问题，但可以通过 CVX 工具和 MOSEK 求解器直接求解。首先初始化迭代次数 $n=1$ ，误差容限 $\zeta=0.01$ ，以及初始化功率分配，然后计算式(21a)的目标函数值。若目标函数值在误差容限范围外，使用 CVX 工具求解问题式(25)，得到新的功率分配方案，计算新的目标函数，直到目标函数值在误差容限范围内。上述 GP 问题的解收敛到满足 KKT (Karush-Kuhn-Tucker) 条件的点^[29]。对于 RP 模式，优化问题不需要在式(29)中近似而直接转化为 GP 问题，具体过程将在下一节中阐述。

3 RP 模式下最优功率分配

在 RP 模式下，仍然考虑满足传输速率约束和功率约束的下行加权和速率最大化问题。该优化问题可以表述为

$$\max_{q, \rho, p} \sum_{k=1}^K v_k \hat{R}_k^{\text{RP}} \quad (30a)$$

$$\text{s.t. } \hat{R}_k^{\text{RP}} \geq R^{\text{req}}, \forall k \quad (30b)$$

$$q_k + \rho_k \leq P_{ul}, \forall k \quad (30c)$$

$$\sum_{i=1}^K p_i \leq P_{dl} \quad (30d)$$

引入辅助变量 $T = \{T_k, \forall k\}$ ^[7]，问题(30)可以重新表述如下

$$\max_{q, \rho, p, T} \sum_{k=1}^K \frac{v_k}{\ln 2} \left[\ln(1 + T_k) - \frac{Q^{-1}(\varepsilon)}{\sqrt{L_{dl}}} \sqrt{\left(\frac{2}{T_k} + 1 \right) / \left(\frac{1}{T_k} + 1 \right)^2} \right] \quad (31a)$$

$$\text{s.t. } \hat{r}_k^{\text{RP}} \geq T_k, \forall k \quad (31b)$$

$$\hat{r}_k^{\text{RP}} \geq \frac{1}{f_k^{-1}(R^{\text{req}} \ln 2)}, \forall k \quad (31c)$$

$$(27c), (27d) \quad (31d)$$

进一步简化式(31a)中的目标函数。根据文献[7]，简化目标函数并代入式(31a)，然后将式(15)代入约束式(31b)，问题转化为

$$\max_{q, \rho, p, T} \prod_{k=1}^K T_k^{\hat{v}_k^{(n)}} \quad (32a)$$

$$\text{s.t. } \left(\beta_k \sum_{i=1}^K p_i + \sigma^2 \right) \left(q_k \beta_k + \frac{\sigma^2}{L_p} \right) T_k \leq \quad (32b)$$

$$M p_k q_k \beta_k^2, \forall k$$

$$T_k \geq \frac{1}{f_k^{-1}(R^{\text{req}} \ln 2)}, \forall k \quad (32c)$$

$$q_k + \rho_k \leq P_{ul}, \forall k \quad (32d)$$

$$\sum_{i=1}^K p_i \leq P_{dl} \quad (32e)$$

$$\text{其中, } \hat{v}_k^{(n)} = \frac{v_k}{\ln 2} \left[\tilde{\theta}_k^{(n)} - \frac{Q^{-1}(\varepsilon)}{\sqrt{L_{dl}}} \theta_k^{(n)} \right], \quad \tilde{\theta}_k^{(n)} = \frac{\hat{t}}{1 + \hat{t}}$$

$$\theta_k^{(n)} = \frac{\hat{t}}{\sqrt{\hat{t}^2 + 2\hat{t}}} - \frac{\hat{t} \sqrt{\hat{t}^2 + 2\hat{t}}}{(1 + \hat{t})^2}, \quad \hat{t} = T_k^{(n)}.$$

显然，问题式(32)是 GP 问题，可以通过 CVX 工具和 MOSEK 求解器直接求解。

4 仿真测试

本节将提供仿真结果验证定理 1 和定理 2 中遍历下行可达速率下限的正确性，并进一步验证所提 SP 功率优化算法的优越性。考虑一个控制器位于中心、执行器随机分布的 IIoT 网络。信道路径损耗建模为 $PL_k = 35.3 + 37.6 \lg d_k$ (dB)^[30]，小尺度衰落建模为均值为 0、方差为 1 的瑞利衰落。如果没有特殊说明，仿真参数的设置如下：执行器数量 $K = 10$ ，信道带宽 $B = 0.2$ MHz，噪声功率谱密度为 -174 dBm/Hz，解码错误概率 $\varepsilon = 10^{-9}$ ，上下行块长 $L_{ul} = L_{dl} = 100$ ，RP 模式下导频的块长 $L_p = 10$ ，每个执行器数据目标速率均为 $R^{\text{req}} = 1$ bit/(s·Hz)，上下行传输功率限制为 $P_{ul} = 50$ mW， $P_{dl} = 500$ mW。此节考虑了 SP 和 RP 模式下的香农传输速率和短包传输速率，并且设置了固定功率分配方案作为对照，假设 Δ 为功率分配因子，上行导频和数据符号功率取值为 $\rho_k = \Delta P_{ul}$ 和 $q_k = (1 - \Delta) P_{ul}$ 。

在图 1 中，分别将式(10)中的模拟速率与式(14)、式(17)中的解析近似进行了比较。假设 $\Delta = 0.01$ 。仿真结果与解析近似较为吻合，表明了解析式的正确性。此外，可以看到 SP 模式的下行和速率，超过了 RP 模式的下行和速率。

图 2 描述了执行器和速率与中央控制器天线数量、执行器的数量以及块长之间的关系。从图 2(a) 可以看出，在香农和短包传输两种情况下，系统的和速率都随中央控制器天线数的增加呈现出先快速

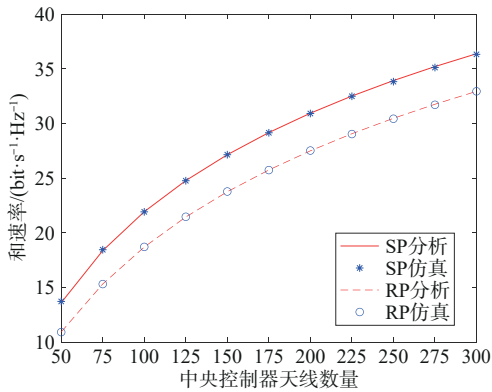
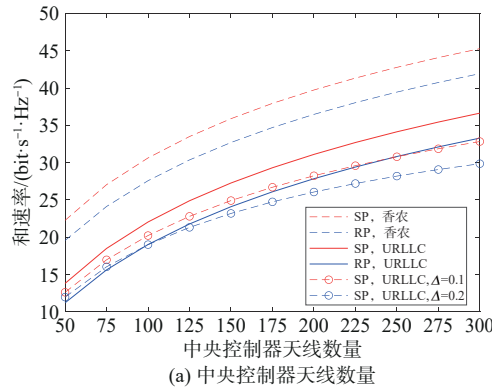
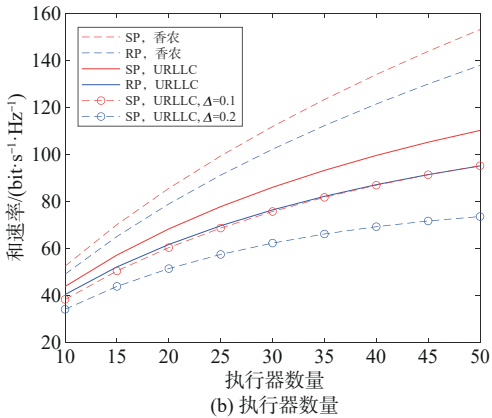


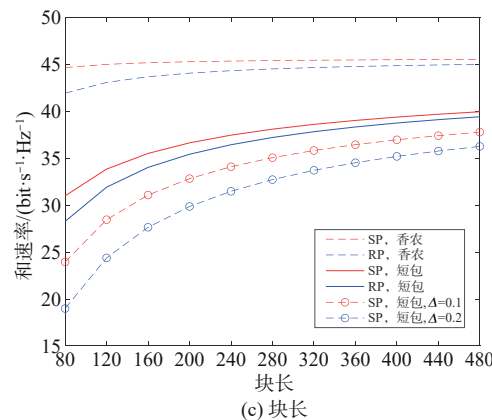
图1 和速率与中央控制器天线数量的关系



(a) 中央控制器天线数量



(b) 执行器数量



(c) 块长

图2 执行器和速率与中央控制器天线数量、执行器数量以及块长的关系

上升后趋于缓和的趋势，这是因为增加天线数可以提高系统的分集性能。在多天线系统中，每个天线都可以提供不同的信道传输路径，从而增加了接收端接收信号的强度和可靠性。从图2(b)可以看出，SP模式下短包传输速率随执行器数量的增加而单调增加，这是因为SP模式在执行器数量大的情况下也能充分利用多个执行器的分集，然而，越来越多的导频开销逐渐降低了RP模式的性能，因此SP模式与RP模式之间的性能差异逐渐增大。

此外，图2(a)、图2(b)中短包传输下的速率性能始终低于香农速率，这是因为香农速率是在块长足够大的假设前提下得到的，而短包传输不满足该假设，需要考虑速率损失。因此，在工业物联网短包传输场景下，应用香农公式来设计传输方案是不够准确的。从图2(a)、图2(b)中可以看出，优化功率分配方案比固定功率分配方案性能更好，这是因为优化功率可以在SP模式下缓解信道估计与数据相关性的交叉干扰，从而提高系统性能。

图2(c)给出了和速率与块长之间的关系，其中 $L_{ul} = L_{dl} = L_c/2$, $L_p = L_{ul}/4$ 。从图2(c)可以看出，当块长 L_c 较小时，系统和速率随块长的增加快速上升，当块长 L_c 较大时，增长趋势有所减缓。这是因为 L_c 越大， L_{ul} 越大，信道估计也会更加准确，能够更好地消除噪声干扰。另外，随着块长的增加，短包传输速率逐渐接近香农速率。这表明，在工业物联网应用中，选择合适的块长可以提高通信的可靠性和效率。另外，当块长 L_c 较小时，SP模式下的总速率与RP模式下的总速率差距更大，这表明了SP模式在短包传输中的优越性。

5 结束语

本文研究了IIoT下行短包传输场景中SP功率分配问题。首先推导传输速率在非完美CSI和MRT下的闭合形式的下限；其次提出下行加权和速率最大化问题，在满足传输速率约束和功率约束的同时，联合优化导频和数据功率分配；然后将非凸问题转化为GP问题，并提出一种基于SCA方法的迭代算法来求解；最后仿真结果验证了解析解的正确性，表明在短包传输中SP模式优于RP模式。在未来研究工作中，将进一步结合工业物联网实际场景特点，考虑更为复杂的信道条件、频谱特征下的可达速率。

附录 A

引理 2 考虑两个独立的复随机向量 $\mathbf{x} \sim \mathcal{N}_c(\mathbf{0}, \sigma_x^2 \mathbf{I}_M)$ 和 $\mathbf{y} \sim \mathcal{N}_c(\mathbf{0}, \sigma_y^2 \mathbf{I}_M)$, 以下结果成立^[31]

$$\mathbb{E}\{\|\mathbf{x}\|^4\} = M(M+1)\sigma_x^4 \quad (33)$$

$$\mathbb{E}\{\|\mathbf{x}^H \mathbf{y}\|^2\} = M\sigma_x^2 \sigma_y^2 \quad (34)$$

为了获得式(11)在 RP 模式下的 SINR 的闭式表达式, 基于引理 2 中的结果计算得到

$$\begin{aligned} \left| \mathbb{E}\{\mathbf{g}_k^H \mathbf{w}_k\} \right|^2 &= \frac{\alpha_k^{\text{RP}}}{ML_p q_k \beta_k} \left| \mathbb{E}\{\mathbf{g}_k^H \mathbf{z}_k\} \right|^2 = \\ \frac{\alpha_k^{\text{RP}}}{ML_p q_k \beta_k} \left| \mathbb{E}\left\{ \left\| \mathbf{g}_k \right\|^2 \left(\sqrt{q_k L_p} \right) \right\} \right|^2 &= \\ M\beta_k \alpha_k^{\text{RP}} \end{aligned} \quad (35)$$

其次, 令 $a_i = \frac{p_i \alpha_k^{\text{RP}}}{ML_{ul} q_i \beta_i}$, 对于 $i \in \{1, \dots, K\}$,

计算

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^K \mathbb{E}\left\{ \left| \mathbf{g}_k^H \mathbf{w}_i \right|^2 \right\} p_i &= \mathbb{E}\left\{ \sum_{i=1}^K \frac{p_i \alpha_i^{\text{RP}} \mathbb{E}\left\{ \left| \mathbf{g}_k^H \mathbf{z}_i \right|^2 \right\}}{ML_p q_i \beta_i} \right\} = \\ \mathbb{E}\left\{ a_k \mathbb{E}\left\{ \left| \mathbf{g}_k^H \mathbf{z}_k \right|^2 \right\} + \sum_{i=1, i \neq k}^K a_i \mathbb{E}\left\{ \left| \mathbf{g}_k^H \mathbf{z}_i \right|^2 \right\} \right\} &= \\ \mathbb{E}\left\{ a_k \mathbb{E}\left\{ \left\| \mathbf{g}_k^H \left(\sqrt{q_k L_p} \mathbf{g}_k + \mathbf{N} \frac{\boldsymbol{\varphi}_k}{\sqrt{\tau_p}} \right) \right\|^2 \right\} + \sum_{i=1, i \neq k}^K a_i \mathbb{E}\left\{ \left\| \mathbf{g}_k^H \left(\sqrt{q_i L_p} \mathbf{g}_i + \mathbf{N} \frac{\boldsymbol{\varphi}_i}{\sqrt{L_p}} \right) \right\|^2 \right\} \right\} &= \end{aligned} \quad (36)$$

$$\mathbb{E}\left\{ a_k \mathbb{E}\left\{ \left| \sqrt{q_k L_p} \mathbf{g}_k^H \mathbf{g}_k \right|^2 \right\} + \sum_{i=1, i \neq k}^K a_i \mathbb{E}\left\{ \left| \sqrt{q_i L_p} \mathbf{g}_k^H \mathbf{g}_i \right|^2 \right\} + \sum_{i=1}^K a_i \mathbb{E}\left\{ \left\| \mathbf{g}_k^H \mathbf{N} \frac{\boldsymbol{\varphi}_i}{\sqrt{L_p}} \right\|^2 \right\} \right\} =$$

$$a_k M(M+1)\beta_k^2 q_k L_p + \sum_{i=1, i \neq k}^K a_i q_i L_{ul} M\beta_k \beta_i +$$

$$M\beta_k \sigma^2 \sum_{i=1}^K a_i = M\beta_k p_k \alpha_k^{\text{RP}} + \beta_k \sum_{i=1}^K p_i$$

最后, 将式(35)、式(36)以及式(5)代入式(11)中得出证明。

附录 B

为了获得式(11)在 SP 模式下的 SINR 的闭式表达式, 基于引理 2 中的结果, 计算得到

$$\begin{aligned} \left| \mathbb{E}\{\mathbf{g}_k^H \mathbf{w}_k\} \right|^2 &= \frac{\alpha_k^{\text{SP}}}{ML_{ul} q_k \beta_k} \left| \mathbb{E}\{\mathbf{g}_k^H \mathbf{z}_k\} \right|^2 = \\ \frac{\alpha_k^{\text{SP}}}{ML_{ul} q_k \beta_k} \left| \mathbb{E}\left\{ \left\| \mathbf{g}_k \right\|^2 \left(\sqrt{q_k L_{ul}} + \sqrt{\frac{\rho_k}{L_{ul}}} \mathbf{s}_k^H \boldsymbol{\psi}_k \right) \right\} \right|^2 &= \end{aligned} \quad (37)$$

$M\beta_k \alpha_k^{\text{SP}}$

其次, 令 $a_i = \frac{p_i \alpha_i^{\text{SP}}}{ML_{ul} q_i \beta_i}$, 对于 $i \in \{1, \dots, K\}$,

计算

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^K \mathbb{E}\left\{ \left| \mathbf{g}_k^H \mathbf{w}_i \right|^2 \right\} p_i &= \mathbb{E}\left\{ \sum_{i=1}^K \frac{p_i \alpha_i^{\text{SP}} \mathbb{E}\left\{ \left| \mathbf{g}_k^H \mathbf{z}_i \right|^2 \right\}}{ML_{ul} q_i \beta_i} \right\} = \\ \mathbb{E}\left\{ a_k \mathbb{E}\left\{ \left| \mathbf{g}_k^H \mathbf{z}_k \right|^2 \right\} + \sum_{i=1, i \neq k}^K a_i \mathbb{E}\left\{ \left| \mathbf{g}_k^H \mathbf{z}_i \right|^2 \right\} \right\} &= \\ \mathbb{E}\left\{ a_k \mathbb{E}\left\{ \left\| \mathbf{g}_k^H \left(\sqrt{q_k L_{ul}} \mathbf{g}_k + \sum_{j=1}^K \sqrt{\frac{\rho_j}{L_{ul}}} \mathbf{g}_j \mathbf{s}_j^H \boldsymbol{\psi}_k + \bar{\mathbf{N}} \frac{\boldsymbol{\psi}_k}{\sqrt{L_{ul}}} \right) \right\|^2 \right\} + \sum_{i=1, i \neq k}^K a_i \mathbb{E}\left\{ \left\| \mathbf{g}_k^H \left(\sqrt{q_i L_{ul}} \mathbf{g}_i + \sum_{j=1}^K \sqrt{\frac{\rho_j}{L_{ul}}} \mathbf{g}_j \mathbf{s}_j^H \boldsymbol{\psi}_i + \bar{\mathbf{N}} \frac{\boldsymbol{\psi}_i}{\sqrt{L_{ul}}} \right) \right\|^2 \right\} \right\} &= \\ \mathbb{E}\left\{ a_k \mathbb{E}\left\{ \left| \sqrt{q_k L_{ul}} \mathbf{g}_k^H \mathbf{g}_k \right|^2 \right\} + \sum_{i=1, i \neq k}^K a_i \mathbb{E}\left\{ \left| \sqrt{q_i L_{ul}} \mathbf{g}_k^H \mathbf{g}_i \right|^2 \right\} + \sum_{i=1}^K a_i \mathbb{E}\left\{ \left\| \sum_{j=1}^K \sqrt{\frac{\rho_j}{L_{ul}}} \mathbf{g}_k^H \mathbf{g}_j \mathbf{s}_j^H \boldsymbol{\psi}_i \right\|^2 \right\} + \sum_{i=1}^K a_i \mathbb{E}\left\{ \left\| \mathbf{g}_k^H \bar{\mathbf{N}} \frac{\boldsymbol{\psi}_i}{\sqrt{L_{ul}}} \right\|^2 \right\} \right\} &= \end{aligned} \quad (38)$$

$$a_k M(M+1)\beta_k^2 q_k L_{ul} + \sum_{i=1, i \neq k}^K a_i q_i L_{ul} M\beta_k \beta_i +$$

$$\sum_{i=1}^K a_i \left\{ \sum_{j=1}^K \rho_j M\beta_k \beta_j + \rho_k M^2 \beta_k^2 \right\} + M\beta_k \sigma^2 \sum_{i=1}^K a_i =$$

$$M\beta_k p_k \alpha_k^{\text{SP}} + \frac{M}{L_{ul}} \sum_{i=1}^K \frac{\rho_k \beta_k^2 p_i \alpha_i^{\text{SP}}}{q_i \beta_i} + \beta_k \sum_{i=1}^K p_i$$

最后, 将式(37)、式(38)和式(9)代入式(11)中得证。

参考文献:

- [1] MUNIRATHINAM S. Industry 4.0: industrial internet of things (IIOT)[M]//Advances in Computers. Amsterdam: Elsevier, 2020: 129-164.
- [2] A AJITH KUMAR S, OVSTHUS K, KRISTENSEN L M. An industrial perspective on wireless sensor networks: a survey of requirements, protocols, and challenges[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2014, 16(3): 1391-1412.
- [3] POPOVSKI P, STEFANOVIĆ Č, NIELSEN J J, et al. Wireless access in ultra-reliable low-latency communication (URLLC) [J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(8): 5783-5801.
- [4] REN H, PAN C H, DENG Y S, et al. Joint power and blocklength optimization for URLLC in a factory automation scenario[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(3): 1786-1801.
- [5] XIE Y C, REN P Y, XU D Y, et al. Optimizing training and transmission overheads of URLLC in industrial IoT networks[C]//Proceedings of 2020 IEEE Globecom Workshops GC Wkshps). Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-6.
- [6] PENG Q H, REN H, PAN C H, et al. Resource allocation for Cell-free massive mimo enabled urllc downlink systems[C]//Proceedings of 2022 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC). Piscataway: IEEE Press, 2022: 838-843.
- [7] PENG Q H, REN H, PAN C H, et al. Resource allocation for uplink cell-free massive MIMO enabled URLLC in a smart factory[J]. IEEE Transactions on Communications, 2023, 71(1): 553-568.
- [8] HOEHER P, TUFVESSON F. Channel estimation with superimposed pilot sequence[C]//Proceedings of the Seamless Interconnection for Universal Services. Global Telecommunications Conference. Piscataway: IEEE Press, 1999: 2162-2166.
- [9] ZHANG Y, ZHAO H T, XIA W C, et al. Superimposed pilot transmission in cell-free massive MIMO with non-ideal RF responses[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(12): 12856-12868.
- [10] VERENZUELA D, BJÖRNSON E, SANGUINETTI L. Spectral and energy efficiency of superimposed pilots in uplink massive MIMO[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(11): 7099-7115.
- [11] ZHANG H, GAO S, LI D, et al. On superimposed pilot for channel estimation in multicell multiuser MIMO uplink: large system analysis[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(3): 1492-1505.
- [12] TEETI M A, WANG R, ABDOLEE R. On the uplink achievable rate for massive MIMO with 1-bit ADC and superimposed pilots[J]. IEEE Access, 2018, 6: 37627-37643.
- [13] VERENZUELA D, BJOERNSON E, SANGUINETTI L. Joint UL and DL spectral efficiency optimization of superimposed pilots in massive MIMO[C]//Proceedings of 2017 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-7.
- [14] UPADHYA K, VOROBYOV S A, VEHKAPER M. Superimposed pilots are superior for mitigating pilot contamination in massive MIMO[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2017, 65(11): 2917-2932.
- [15] VERENZUELA D, BERGSTRÖM A, BJÖRNSON E. Optimal power control for superimposed pilots in uplink massive MIMO systems[C]//Proceedings of 2018 52nd Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. Piscataway: IEEE Press, 2018: 499-503.
- [16] ZHOU X G, XIA W C, ZHANG Q, et al. Power allocation of superimposed pilots for URLLC with short-packet transmission in IIoT[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(11): 2365-2369.
- [17] MEHANNA O, HUANG K J, GOPALAKRISHNAN B, et al. Feasible point pursuit and successive approximation of non-convex QCQPs[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2015, 22(7): 804-808.
- [18] VAN CHIEN T, BJÖRNSON E, LARSSON E G. Joint pilot design and uplink power allocation in multi-cell massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(3): 2000-2015.
- [19] NGO H Q, ASHIKHMIN A, YANG H, et al. Cell-free massive MIMO versus small cells[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(3): 1834-1850.
- [20] SENGUPTA S K. Fundamentals of statistical signal processing: estimation theory[J]. Technometrics, 1995, 37(4): 465-466.
- [21] SHANNON C E. A mathematical theory of communication[J]. Bell Systems Technical Journal, 1948, 27(4):623-656.
- [22] 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.
- [23] INTERDONATO G, KARLSSON M, BJÖRNSON E, et al. Local partial zero-forcing precoding for cell-free massive MIMO[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(7): 4758-4774.
- [24] ZHANG J Y, BJÖRNSON E, MATTHAIYOU M, et al. Prospective multiple antenna technologies for beyond 5G[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(8): 1637-1660.
- [25] ZHANG J Y, WEI Y H, BJÖRNSON E, et al. Performance analysis and power control of cell-free massive MIMO systems with hardware impairments[J]. IEEE Access, 2018, 6: 55302-55314.
- [26] LUO L R, ZHANG J Y, CHEN S F, et al. Downlink power control for cell-free massive MIMO with deep reinforcement learning[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(6): 6772-6777.
- [27] BOYD S, KIM S J, VANDENBERGHE L, et al. A tutorial on geometric programming[J]. Optimization and Engineering, 2007, 8(1): 67-127.
- [28] CHIANG M, TAN C W, PALOMAR D P, et al. Power control by geometric programming[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(7): 2640-2651.
- [29] PAN C H, ZHU H L, GOMES N J, et al. Joint user selection and energy minimization for ultra-dense multi-channel C-RAN with incomplete CSI[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communi-

cations, 2017, 35(8): 1809-1824.

[30] 3GPP technical specification group radio access network. Further advancements for E-UTRA physical layer aspects (Release 9)[R]. 3GPP TS 36.814 V9.0.0, 2010.

[31] DAZA L, MISRA S. Fundamentals of massive MIMO[J]. IEEE Wireless Communications, 2018, 25(1): 9.

[作者简介]



夏文超(1991-), 男, 博士, 南京邮电大学副教授, 主要研究方向为边缘智能无线通信、通感一体化、大规模MIMO等。



徐婧(1999-), 女, 南京邮电大学硕士生, 主要研究方向为工业互联网、超高可靠低时延通信等。



周星光(1997-), 男, 南京邮电大学通信与信息工程学院博士生, 主要研究方向为超高可靠低时延通信、短包传输、大规模MIMO和信道估计理论。



吴伟华(1988-), 男, 博士, 陕西师范大学副研究员, 主要研究方向为无线资源分配、人工智能、随机网络优化及其在LTE-U网络中的应用。



赵海涛(1983-), 男, 博士, 南京邮电大学通信与信息工程学院副院长、教授、博士生导师, 主要研究方向为物联网、车联网、智能网络、多媒体信道建模、容量预测和无线网络编码等。