上行-下行联合优化的uRLLC传输

Joint Uplink-Downlink Transmission Design for uRLLC

摘要：考虑有界信道状态信息(CSI)误差的影响，解决了上下行联合设计的高可靠低时延通信(uRLLC)传输问题，以保障最差情况下物理层空口传输的端到端可靠性。利用有限码长容量公式近似刻画传输速率、时延和可靠性之间的关系，在信道估计误差、最大功率和传输可靠性的约束条件下，最小化上下行所需的传输时延。通过分析目标函数的单调性和凸性，对优化问题进行等价转化，并提出了有效的交替优化算法来求解该问题。仿真结果分析了信道估计误差、发送功率、可靠性对传输时延的影响，清晰地表明了系统参数之间的折中关系。

关键词：uRLLC；鲁棒波束赋形；有限码长编码；资源分配；交替优化

Abstract: A joint uplink and downlink beamforming design and reliability tradeoff is considered to guarantee the end-to-end performance requirements of ultra-reliable and low-latency communication (uRLLC) traffics. Under the bounded channel state information (CSI) error, the worst-case transmission latency is minimized, subject to the over-the-air reliability of all links. The transmission rate, latency and packet error probability are characterized by the approximation equation based on the finite blocklength coding. The optimal design problem is reformulated by utilizing the monotonicity and the convexity of the end-to-end latency with respect to the reliability, and an efficient algorithm is proposed based on the alternating optimization technique. The simulation results validate the impact of the CSI error, power and reliability requirements on the transmission latency. It also shows the tradeoff between these system parameters.

Key words: uRLLC; robust beamforming; finite blocklength coding; resource allocation; alternating optimization

成晶/CHENG Jing[1]
沈超/SHEN Chao[1]
夏树强/XIA Shuqiang[2]
(1. 北京交通大学，北京 100044；
2. 中兴通讯股份有限公司，广东 深圳 518057)
(1. Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;
2. ZTE Corporation, Shenzhen 518057, China)

DOI：10.12142/ZTETJ.201901008
网络出版地址：http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20190131.0906.002.html

收稿日期：2018-12-29
网络出版日期：2019-01-31

基金项目：中兴通讯产学研合作项目；国家自然科学基金(61871027)；北京市科委重大项目(Z181100003218010)

高可靠低时延通信(uRLLC)是5G的3个典型场景之一，也是未来超5代移动通信系统(B5G)/第6代移动通信系统(6G)需要重点研究的核心场景之一[1]，被普遍认为是工厂自动化、自动驾驶、远程手术、增强现实等应用的基本要求[2-4]。在这些应用中，数据业务的传输直接涉及到生产、操作的安全、效率和用户感受，因此对无线通信传输的实时性、可靠性和传输效率都有严格的指标需求，如对于一般的uRLLC传输需要达到的

指标是支持32字节数据包的误包率（PEP）小于 10^{-5}，用户平面时延不超过1 ms[2]；对于增强型车到万物（eV2X）场景，支持300字节数据包的PEP小于 10^{-5}，用户平面时延为3~10 ms。uRLLC系统优化设计的基本挑战是对短包传输时传输速率、可靠性与传输时延的性能刻画，进而需要解决的是根据其中的内在机理和关系，设计有效的传输机制、进行优化的资源分配、控制实际传输条件下的端到端时延和可靠性[5]。

一般而言，对于信噪比为 ρ 的加性高斯白噪声（AWGN）信道，我们采用香农公式 $\log(1+\rho)$ 来刻画系统传输的信道容量。香农公式需要发送端采用无穷长码长的Gaussian编码实现无误码的传输极限，因此，对于uRLLC场景的短包传输，香农容量公式不适合刻画系统传输速率、可靠性和时延的关系。为此，Y. Polyanskiy等人基于有限码长容量的研究结果，进一步提出了AWGN信道下采用有限码长编码时可达容量上界的一个高斯近似。这一近似结果清晰地刻画了传输速率、码长和可靠性之间的关系[6]，因此可以适用于uRLLC系统的性能分析和优化设计[7]。然而这一近似公式不是一个标准的容量效用函数，严格地说，该公式非凸非凹；因此，尽管信道编码方面的研究已经表明该公式可以较好地刻画实际系统的性能[8-9]，但基于此进行系统优化设计时，非凸性带来了很大的挑战。另一方面，uRLLC系统要求端到端的性能保障，因而涉及物理层以及物理层之上的高层协议，而目前对此类系统尚无较好的跨层建模方法、分析范式和设计工具，从而使得uRLLC系统设计的理论研究仍然是一个较为开放的问题。

为此，本文中我们考虑一个典型的uRLLC传输场景，如eV2X场景。假定传感器节点监测到突发事件后将信息上行传输到路边单元（RSU），RSU再将消息转发给附近的移动终端（MT）。本文中，我们考虑从传感器上行传输到各终端下行接收的系统设计，通过上行链路传输与下行链路传输的联合优化设计，实现物理层空口的端到端系统性能保障。我们将使用有限码长下的容量近似公式来刻画端到端链路的可靠性、传输时延和传输速率之间的内在关系，并且考虑信道估计误差的影响，实现最差情况下uRLLC传输的性能保障。这一系统优化设计的核心挑战是近似公式的非凸性和上下行传输的联合设计使得问题严格非凸，信道误差使得优化设计问题等价于存在无穷多的约束条件。为此，我们通过分析目标函数的单调性和凹凸性，将问题进行等价的转化，进而提出了高效的交替优化算法来求解该问题。最后通过数值仿真证明了信道估计误差、传输功率、可靠性指标对传输时延的影响，揭示了uRLLC系统传输指标之间的折中关系。

1 系统模型和问题建模

考虑如图1所示的eV2X场景：传感器节点（SN）捕捉到路面前方发生车辆碰撞的突发事件后，通过RSU向附近的 K 个移动终端发送紧急消息。假设SN和各MT都配置了单天线，而RSU配置了 N_t 根天线。假设从SN到RSU的上行信道 $h_0 \in \mathbb{C}^{N_t}$ 以及从RSU到各MT的下行信道 $h_k \in \mathbb{C}^{N_t}, k \in K \triangleq \{1,\cdots,K\}$ 均为准静态块衰落信道，对应的信道估计分别为 $\hat{h}_0 \in \mathbb{C}^{N_t}, \hat{h}_k \in \mathbb{C}^{N_t}$，相应的信道误差为：

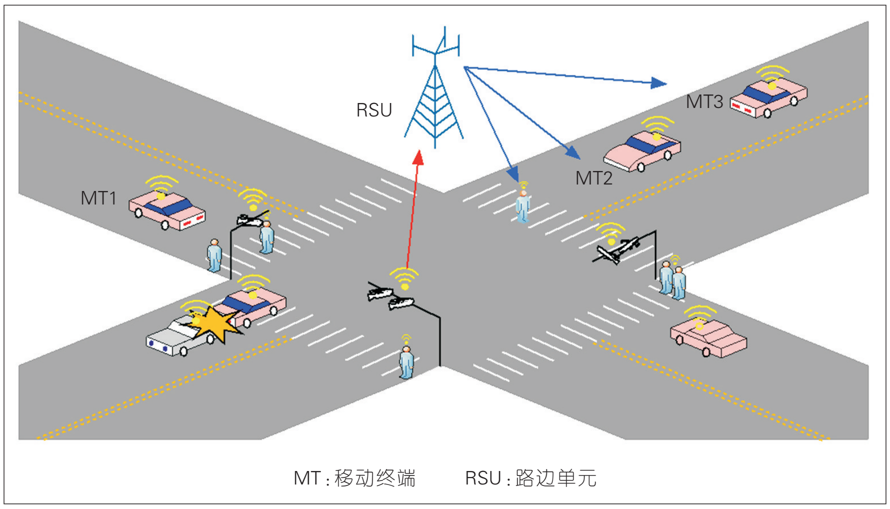
$$e_k = h_k - \hat{h}_k, k = 0,1,\cdots,K \tag{1}$$

且满足有界误差的假定，即 $\|e_k\| \le \delta_k, k = 0,1,\cdots,K$。

从SN到RSU的上行传输数据包为 N_0 比特，被编码成长度为 m_u 个符号的码字。RSU处的接收信号可以表示为：

$$y_0[n] = \sqrt{p_0} h_0 x_0[n] + z_0[n], n = 1,\cdots,m_u, \tag{2}$$

其中，$x_0[n] \sim CN(0,1)$ 表示发送的码字，并服从零均值、单位方差的高斯分布，p_0 是SN的发送功率（$p_0 \le P_0$），$z_0[n] \sim CN(0,\sigma^2 I_{N_t})$ 为RSU端的AWGN。RSU根据信道状态信息（CSI）估计结果对 $y_0[n]$ 进行接收波束成形，记接收波束向量为 w_0，则RSU解码 $x_0[n]$ 时最差情况下的信噪比（SNR）ρ_0 可以表示为：



▲图1 一个典型的增强型车到万物场景

$$\rho_0=\min_{\|e_0\|\le\delta_0}\frac{p_0E\left(\left|w_0^H h_0\right|^2\right)}{N_t\sigma^2\|w_0\|^2}=\min_{\|e_0\|\le\delta_0}\frac{p_0\left|w_0^H\left(\hat{h}_0+e_0\right)\right|^2}{N_t\sigma^2\|w_0\|^2}。\quad(3)$$

根据有限码长编码下的容量近似公式，N_0,m_u,ρ_0 以及误包率 $\varepsilon_0\ll 0.5$ 近似服从：

$$\frac{N_0}{m_u}\approx\log_2(1+\rho_0)-\sqrt{\frac{1}{m_u}\left(1-\frac{1}{(1+\rho_0)^2}\right)}\frac{Q^{-1}(\varepsilon_0)}{\ln 2}\triangleq R(\rho_0,\varepsilon_0,m_u),\quad(4)$$

其中，$Q^{-1}(\cdot)$ 表示高斯 Q 函数的反函数，$Q(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^\infty e^{-t^2/2}dt$ 。

RSU 以 ε_0 的误包率从 $y_0[n]$ 中译码 SN 发送的信息并进行处理后产生 K 个信息，然后分别发送给 K 个终端。假设发送给第 k 个 MT 的数据包长度为 N_k 比特，这 N_k 比特的信息被编码成长度为 m_d 个符号的单位功率的码字，用 $s_k[n],n=1,\cdots,m_d$ 表示，则 RSU 发射的下行信号可表示为 $\sum_{k=1}^{K}w_k s_k[n],n=1,\cdots,m_d$ ，其中 $w_k\in\mathbb{C}^{N_t}$ 是发送 $s_k[n]$ 的波束向量；因此，第 k 个 MT 的接收信号则为：

$$y_k[n]=h_k^H w_k s_k[n]+\sum_{j=1,j\ne k}^{K}h_k^H w_j s_j[n]+z_k[n],n=1,\cdots,m_d,\quad(5)$$

其中，$z_k[n]\sim CN(0,\sigma^2)$ 为 AWGN。这样一来，下行第 k 个 MT 的信干噪比（SINR）在信道误差的影响下可能的最小 SINR 则可以表示为：

$$\rho_k=\min_{\|e_k\|\le\delta_k}\frac{\left|h_k^H w_k\right|^2}{\sum_{j=1,j\ne k}^{K}\left|h_k^H w_j\right|^2+\sigma^2}=\min_{\|e_k\|\le\delta_k}\frac{\left|(\hat{h}_k+e_k)^H w_k\right|^2}{\sum_{j=1,j\ne k}^{K}\left|(\hat{h}_k+e_k)^H w_j\right|^2+\sigma^2},\quad(6)$$

其中，$k\in K$ 。类似地，给定 PEP $\varepsilon_k\in(0,0.5]$ ，第 k 个 MT 的下行可达速率可近似为：

$$\frac{N_k}{m_d}\approx\log_2(1+\rho_k)-\sqrt{\frac{1}{m_d}(1-\frac{1}{(1+\rho_k)^2})}\frac{Q^{-1}(\varepsilon_k)}{\ln 2}\triangleq R(\rho_k,\varepsilon_k,m_d)。\quad(7)$$

这里需要注意的是，我们假定下行 K 个数据包均编码成码长为 m_d 的符号，从而便于刻画系统的性能，简化系统设计。

称 SN 到 RSU 再到第 k 个 MT 的传输为第 k 条链路，那么这一链路的端到端空口传输可靠性为 $(1-\varepsilon_0)(1-\varepsilon_k)$ 。本文中我们考虑在 SN 和 RSU 最大发送功率的约束下，通过上下行传输的联合设计，使得系统在有界信道误差的影响下仍旧保障所有 K 条链路的可靠性，并最小化系统的空口传输时延 m_u+m_d 。为此，我们可以将这一上下行传输的联合设计问题建模为：

$$\min_{p_0,\{\varepsilon_k,w_k\}_{k=0}^K} m_u+m_d\quad(8a)$$

$$s.t.p_0\le P_0,\sum_{k=1}^{K}\|w_k\|^2\le P_{\max},\quad(8b)$$

$$1-(1-\varepsilon_0)(1-\varepsilon_k)\le\varepsilon_{\max},\forall k\in K,\quad(8c)$$

$$\frac{N_0}{m_u}=\log_2(1+\rho_0)-\sqrt{\frac{1}{m_u}\left(1-\frac{1}{(1+\rho_0)^2}\right)}\frac{Q^{-1}(\varepsilon_0)}{\ln 2},\quad(8d)$$

$$\frac{N_k}{m_d}=\log_2(1+\rho_k)-\sqrt{\frac{1}{m_d}\left(1-\frac{1}{(1+\rho_k)^2}\right)}\frac{Q^{-1}(\varepsilon_k)}{\ln 2},\quad(8e)$$

其中，公式（8b）表示 SNR 和 RSU 的最大发送功率约束；公式（8c）表示第 k 条链路的端到端可靠性指标，不能低于 $1-\varepsilon_{\max}$ ；公式（8d）和（8e）分别刻画了采用有限码长编码时上行、下行传输的性能关系，其中 $\rho_k,k=0,1,\cdots,K$ 的表达式分别见公式（3）和公式（6）。

求解问题（8）的挑战主要在于 2 个方面：首先是有限码长编码下的近似公式（8d）和（8e）关

于 ρ_k 即非凸也非凹；其次是对于任意满足有界误差条件的信道误差向量 e_k，约束公式（8d）和（8e）都要成立，而每一个 $e_k,k\in K$ 均影响到所有波束向量 $\{w_k\}_{k=1}^{K}$ 的设计。这些因素在目标函数的作用下又进一步使得上下行传输的优化设计互相耦合，从而使得问题严格非凸，难以处理。

接下来，我们进一步分析问题的结构并提出有效的算法来求解该问题。

1.1 单调性和凸性分析

我们首先分析有限码长编码下容量近似公式的性质。该近似公式为：

$$\frac{N}{m}\approx\log_2(1+\rho)-\sqrt{\frac{1}{m}\left(1-\frac{1}{(1+\rho)^2}\right)}\frac{Q^{-1}(\varepsilon)}{\ln 2},\quad(9)$$

其中，N 是发送信息的比特数，m 是码长，$\varepsilon\in(0,0.5]$ 表示 PEP，ρ 为信噪比。相应地，我们定义 PEP 函数 $\varepsilon(m,\rho)$ 为：

$$\varepsilon(m,\rho)=Q\left(\frac{m\ln(1+\rho)-N\ln 2}{\sqrt{m}\sqrt{1-(1+\rho)^{-2}}}\right)。\quad(10)$$

对于公式（9）和（10）中 ε,m,ρ 之间的相互关系，我们有以下结论。

引理 1[10]：对于任意给定的 N,ε，m 则可以为 ρ 的严格单调减函数。

引理 2：PEP 函数 $\varepsilon(m,\rho)$ 分别是 m,ρ 的严格单调减函数，而且对于任意的 $\rho>0$，当 m 满足 $\mathcal{M}\triangleq\{m|\varepsilon(m,\rho)<0.5\}$ 时，$\varepsilon(m,\rho)$ 是 m 的严格凸函数[11]。

下面我们证明引理 2。

首先公式（10）中的 PEP 函数可以写成：

$$\varepsilon(m,\rho)\triangleq Q\left(a\sqrt{m}-\frac{b}{\sqrt{m}}\right),\quad(11)$$

其中，$a=\frac{\ln(1+\rho)}{\sqrt{1-(1+\rho)^{-2}}}>0$，$b=\frac{N\ln 2}{\sqrt{1-(1+\rho)^{-2}}}>0$。因为 $Q'(x)=\frac{-1}{\sqrt{2\pi}}e^{-x^2/2}$，则 $\varepsilon(m,\rho)$ 对 m 求偏导得：

$$\frac{\partial\varepsilon(m,\rho)}{\partial m}=\frac{-am-b}{2\sqrt{2\pi}m^{\frac{3}{2}}}e^{-\left(a\sqrt{m}-b/\sqrt{m}\right)^2/2}<0,\quad(12)$$

所以 PEP 函数 $\varepsilon(m,\rho)$ 是 m 的严格单调减函数。

第二，为证明 PEP 函数 $\varepsilon(m,\rho)$ 是 ρ 的严格单调减函数，我们首先证明对于任意给定的 m，$f(m,\rho)$ 是 ρ 的严格单调增函数，其中：

$$f(m,\rho)\triangleq\frac{m\ln(1+\rho)-N\ln 2}{\sqrt{m}\sqrt{1-(1+\rho)^{-2}}}。\quad(13)$$

令 $t=1+\rho>1$，则：

$$\bar{f}(m,t)\triangleq f(m,\rho)\triangleq\frac{mt\ln t-tN\ln 2}{\sqrt{m(t^2-1)}}。\quad(14)$$

$\bar{f}(m,t)$ 关于 t 的偏导为：

$$\frac{\partial\bar{f}(m,t)}{\partial t}=\frac{m(t^2-\ln t-1)+N\ln 2}{(t^2-1)\sqrt{m(t^2-1)}}\quad(15a)$$

$$\doteq m(t^2-\ln t-1)+N\ln 2\quad(15b)$$

$$\geqslant N\ln 2>0,\quad(15c)$$

其中，$x\doteq y$ 表示 x 和 y 同号。因为 $t>1$，所以公式（15b）成立。又因为 $t^2-\ln t$ 在 $t>1$ 时是严格增函数，所以公式（15c）成立。故 $f(m,\rho)$ 是 ρ 的严格单调增函数，又基于 $Q(x)$ 是 x 的严格单调减函数的事实，所以 PEP 函数 $\varepsilon(m,\rho)$ 是 ρ 的严格单调减函数。

现在证明 $\varepsilon(m,\rho)$ 是关于 $m\in\mathcal{M}$ 的严格凸函数。在 $\varepsilon(m,\rho)<0.5$ 的假设下，根据公式（11）可得：

$$a\sqrt{m}-\frac{b}{\sqrt{m}}>0\Leftrightarrow am>b。\quad(16)$$

对 $\varepsilon(m,\rho)$ 求关于 m 的二阶偏导，化简后可得：

$$\frac{\partial^2\varepsilon(m,\rho)}{\partial m^2}\doteq a^3m^3-b^3+(a^2b+a)m^2+(3b-ab^2)m\quad(17a)$$

$$>(a^2b+a)m^2+(3b-ab^2)m\quad(17b)$$

$$\doteq(a^2b+a)m+3b-ab^2\quad(17c)$$

$$>ab^2+b+3b-ab^2=4b>0,\quad(17d)$$

其中，公式（17d）可由公式（16）推导得出。综上所述，引理 2 证明完毕。

根据上面 2 个引理，可以得出下面的命题 1。

命题 1：当联合设计问题（8）取得最优解时，约束条件（8b）与（8c）的等号成立。

证明：对于约束（8b）中的上行功率约束，根据公式（3），ρ_0 随 p_0 的增大而增大，而 m_u 是 ρ_0 的严格减函数，所以 p_0 应尽可能得大使得 m_u 尽可能得小，故最优解时等号成立。对于约束

(8b)的下行功率约束，假设最优解时等号不成立，那么同时线性增大所有 $\{w_k\}_{k\in K}$ 的功率从而使得约束(8b)取等号，根据公式(6)，同时扩大 $\{w_k\}_{k\in K}$ 以相同的倍数，使得所有 ρ_k 增大。根据 m_d 是 ρ_k 的严格减函数这一性质可知 m_d 可以进一步减小，与假设相矛盾；因此最优解时，约束(8b)等号成立。对于约束(8c)，假设最优解时存在某个终端，不妨记为 MT $\bar{k}$，取严格小于号。我们可以适当增大 $\varepsilon_{\bar{k}}$ 使约束(8c)取等号，那么根据引理 2 可以在不改变 m_d 的前提下通过降低 $w_{\bar{k}}$ 的功率来降低 $\rho_{\bar{k}}$。所降低的功率又可以进一步分配给所有发射波束从而提高所有移动终端的 SINR。又根据引理 2 可知，保持 m_d 不变、提高 $\{\rho_k\}$ 可以降低 $\{\varepsilon_k\}$，这就允许我们进一步降低 m_u 使得目标函数更小，这与最优性假设相矛盾。因此最优解时，对所有的 $k\in K$ 约束(8c)的等号成立。

命题 2： 当联合设计问题(8)取得最优解时，最差情况下的上行 SNR $\rho_0=\dfrac{P_0}{N_t\sigma^2}\left(\left\|\hat{h}_0\right\|-\delta_0\right)^2$。

证明：根据命题 1，SN 发射功率 $p_0=P_0$。我们注意到，RSU 接收波束 w_0 的设计仅仅影响约束(8d)中的 ρ_0；因此根据引理 2，我们总是希望设计 w_0 使得 ρ_0 最大化，即：

$$w_0^*=\arg\max_{w_0}\frac{\left|w_0^H\left(\hat{h}_0+e_0\right)\right|^2}{\left\|w_0\right\|^2},\forall\left\|e_0\right\|\le\delta_0。\quad(18)$$

因为 $g(w_0)\triangleq\dfrac{\left|w_0^H\left(\hat{h}_0+e_0\right)\right|^2}{\left\|w_0\right\|^2}$ 可以视作瑞利商(Rayleigh quotient)，所以上行传输 SNR 的最大值为 $\lambda_{\max}\left(\left(\hat{h}_0+e_0\right)\left(\hat{h}_0+e_0\right)^H\right)=\left\|\hat{h}_0+e_0\right\|^2$，其中，$\lambda_{\max}(X)$ 表示矩阵 X 的最大特征值，w_0^* 为对应的特征向量。那么在信道误差的影响下，最差情况下的 SNR 为：

$$\rho_0=\min_{\left\|e_0\right\|\le\delta_0}\frac{P_0}{N_t\sigma^2}\left\|\hat{h}_0+e_0\right\|^2。\quad(19)$$

显然，$e_0^*=-\dfrac{\delta_0\hat{h}_0}{\left\|\hat{h}_0\right\|}$，$w_0^*=\hat{h}_0$，代入公式(19)可得 $\rho_0=\dfrac{P_0}{N_t\sigma^2}\left(\left\|\hat{h}_0\right\|-\delta_0\right)^2$，命题得证。

1.2 问题重构

根据命题 1 和 2，我们将 $p_0=P_0$，$\varepsilon_k=1-\dfrac{1-\varepsilon_{\max}}{1-\varepsilon_0},\forall k$，$\rho_0=\dfrac{P_0}{N_t\sigma^2}\left(\left\|\hat{h}_0\right\|-\delta_0\right)^2$ 代入问题(8)。同时根据引理 1 和 2，码长可以表示为 PEP 和信噪比的隐函数。具体而言，根据(8d)和(8e)，上下行传输的码长可以分别表示为 $m_u\triangleq m_u(\varepsilon_0)$ 和 $m_d\triangleq m_d\left(1-\dfrac{1-\varepsilon_{\max}}{1-\varepsilon_0},\rho_k\right)$，则联合设计问题(8)可以改写为：

$$\min_{\varepsilon_0,\{\rho_k,w_k\}_{k=1}^K} m_u(\varepsilon_0)+\max_{k\in K}m_d\left(1-\frac{1-\varepsilon_{\max}}{1-\varepsilon_0},\rho_k\right)\quad(20a)$$

$$s.t.\rho_k\le\frac{\left|\left(\hat{h}_k+e_k\right)^H w_k\right|^2}{\sum_{j=1,j\ne k}^{K}\left|\left(\hat{h}_k+e_k\right)^H w_j\right|^2+\sigma^2},\forall\left\|e_k\right\|\le\delta_k,\forall k,\quad(20b)$$

$$\sum_{k=1}^{K}\left\|w_k\right\|^2\le P_{\max}。\quad(20c)$$

命题 3： 问题(20)与原问题(8)等价。

证明：首先，问题(20)取得最优解时，$m_d\left(1-\dfrac{1-\varepsilon_{\max}}{1-\varepsilon_0},\rho_k\right)$ 对所有的 $k\in K$ 都相同，否则至少存在某个 MT $\bar{k}$ 的码长小于 $\max\limits_{k\in K}m_d\left(1-\dfrac{1-\varepsilon_{\max}}{1-\varepsilon_0},\rho_k\right)$。那么根据引理 2，不妨令 $w_{\bar{k}}$ 的功率降低使得 $\rho_{\bar{k}}$ 减小到 MT $\bar{k}$ 的码长等于 $\max\limits_{k\in K}m_d\left(1-\dfrac{1-\varepsilon_{\max}}{1-\varepsilon_0},\rho_k\right)$ 而不违背其他任何约束条件。此时，MT $\bar{k}$ 所降低的功率可以用于提高所有终端的 SINR，从而进一步减小下行传输时延，这与假设相矛盾。因此，问题(20)取得最优解时，对所有的 $k\in K$，m_d 都相同。

其次，根据引理 2，目标函数要求约束问题(20b)在最优解时等号成立，否则可以进一步提高 ρ_k 而降低下行传输的时延。

基于上述 2 个事实，我们证明了问题(20)与原问题(8)是等价的。

命题 4： m_u,m_d 均是 ε_0 的严格凸函数。

证明：引理 2 表明 ε 关于 m 严格单调减且严格凸，即 $\dfrac{\partial\varepsilon}{\partial m}<0$，$\dfrac{\partial^2\varepsilon}{\partial m^2}>0$。由反函数求导法则可知，$\dfrac{\partial^2 m}{\partial\varepsilon^2}=-\left(\dfrac{\partial\varepsilon}{\partial m}\right)^{-3}\left(\dfrac{\partial^2\varepsilon}{\partial m^2}\right)>0$，所以 m 是 ε 的严格凸函数。那么，m_u 是 ε_0 的严格凸函数，m_d 是 ε_k

的严格凸函数。又 $\varepsilon_k = 1 - \frac{1-\varepsilon_{\max}}{1-\varepsilon_0}$ 是 ε_0 的严格凸函数，根据复合函数法则，$m_d\left(1-\frac{1-\varepsilon_{\max}}{1-\varepsilon_0},\rho_k\right)$ 是 ε_0 的严格凸函数。命题得证。

命题5：约束条件(20b)等价于 $\begin{pmatrix} \lambda_k I_{N_t} + A_k & A_k\hat{h}_k \\ \hat{h}_k^H A_k & \hat{h}_k^H A_k \hat{h}_k - \lambda_k \delta_k^2 - \sigma^2 \end{pmatrix} \succeq 0$，其中 I_{N_t} 表示 $N_t \times N_t$ 的单位矩阵，$\lambda_k \geqslant 0$，$A_k = \frac{1}{\rho_k} w_k w_k^H - \sum_{j=1, j\neq k}^{K} w_j w_j^H, k \in K$。

证明：首先，问题(20b)则等价于：

$$e_k^H A_k e_k + 2\Re\left(\hat{h}_k^H A_k e_k\right) + \hat{h}_k^H A_k \hat{h}_k - \sigma^2 \geqslant 0, \forall e_k^H e_k - \delta_k^2 \leqslant 0。\quad (21)$$

那么根据 S-Procedure[12]，问题(21)等价于 $\exists \hat{e}_k$ 这使得 $\|\hat{e}_k\| < \delta_k$（该条件显然成立），且 $\exists \lambda_k \geqslant 0$，则有：

$$\lambda_k \begin{pmatrix} I_{N_t} & 0 \\ 0 & -\delta_k^2 \end{pmatrix} \succeq \begin{pmatrix} -A_k & -A_k\hat{h}_k \\ -\hat{h}_k^H A_k & -\hat{h}_k^H A_k \hat{h}_k + \sigma^2 \end{pmatrix}, k \in K。\quad (22)$$

因此，命题5得证。

根据以上分析，可进一步将问题(20)等价地表示为：

$$\min_{\varepsilon_0, \{\rho_k, w_k, \lambda_k\}_{k=1}^K} m_u(\varepsilon_0) + \max_{k\in K} m_d\left(1-\frac{1-\varepsilon_{\max}}{1-\varepsilon_0},\rho_k\right) \quad (23a)$$

$$s.t. \begin{pmatrix} \lambda_k I_{N_t} + A_k & A_k\hat{h}_k \\ \hat{h}_k^H A_k & \hat{h}_k^H A_k \hat{h}_k - \lambda_k \delta_k^2 - \sigma^2 \end{pmatrix} \succeq 0, \forall k, \quad (23b)$$

$$\lambda_k \geqslant 0, \forall k, \quad (23c)$$

$$\sum_{k=1}^{K} \|w_k\|^2 \leqslant P_{\max}。\quad (23d)$$

2 算法设计

对于问题(23)，我们可以看到 ε_0 与 $\{\rho_k, w_k, \lambda_k\}$ 分属于独立的约束集，因此可以利用交替优化的思想来获得问题(23)的解，即通过迭代的方式更新 ε_0 与 $\{\rho_k, w_k, \lambda_k\}$ 使得空中系统的空口传输时延最小，其该解至少是一个局部最优解。

首先，我们固定 ε_0，并且更新 $\{\rho_k, w_k, \lambda_k\}$。那么，对于任意给定的 $\bar{\varepsilon}_0 \in (0, \varepsilon_{\max})$，问题(23)可以简化为：

$$\min_{\{\rho_k, w_k, \lambda_k\}_{k=1}^K} \max_{k\in K} m_d\left(1-\frac{1-\varepsilon_{\max}}{1-\varepsilon_0},\rho_k\right) \quad (24)$$

s.t. (23b)——(23d)。

由命题3可知，该问题取最优解时，所有用户的 m_d 都相同，因此可以通过二分法确定最优的 $t = m_d(\bar{\varepsilon}_k, \rho_k)$。对于给定的 t，根据 m_d 关于 ρ_k 的单调性，我们可以通过二分法得到对应于 t 的 ρ_k [13]。其中，对于 t 的搜索需要在每次迭代过程中判断下述问题的最小值是否满足 RSU 发射功率的约束：

$$\min_{\{w_k, \lambda_k\}_{k=1}^K} \sum_{k=1}^{K} \|w_k\|^2 \quad (25a)$$

$$s.t. \begin{pmatrix} \lambda_k I_{N_t} + A_k & A_k\hat{h}_k \\ \hat{h}_k^H A_k & \hat{h}_k^H A_k \hat{h}_k - \lambda_k \delta_k^2 - \sigma^2 \end{pmatrix} \succeq 0, \forall k, \quad (25b)$$

$$\lambda_k \geqslant 0, \forall k。\quad (25c)$$

即如果公式(25)的最小值不超过 $P_{\max}$，则可以进一步降低 t，否则增大 t。而公式(25)可以通过半正定松弛(SDR)方法近似为一个半正定规划问题。令 $W_k = w_k w_k^H$，则公式(25)对应的SDR问题为：

$$\min_{\{W_k, \lambda_k\}_{k=1}^K} \sum_{k=1}^{K} Tr(W_k) \quad (26a)$$

$$s.t. \begin{pmatrix} \lambda_k I_{N_t} + \bar{A}_k & \bar{A}_k\hat{h}_k \\ \hat{h}_k^H \bar{A}_k & \hat{h}_k^H \bar{A}_k \hat{h}_k - \lambda_k \delta_k^2 - \sigma^2 \end{pmatrix} \succeq 0, \forall k, \quad (26b)$$

$$\lambda_k \geqslant 0, W_k \succeq 0, \forall k, \quad (26c)$$

其中，$\bar{A}_k = \frac{1}{\rho_k} W_k - \sum_{j=1, j\neq k}^{K} W_j$，$\forall k \in K$。根据文献[14]中的定理3.2可知，公式(26)存在一组最优解 $\{W_k^*\}$ 满足 $\sum_{k=1}^{K} Rank^2(W_k^*) \leqslant K$。因为 W_k^* 不能为零矩阵，所以 $Rank(W_k^*) = 1$，$\forall k$，即对于公式(26)，SDR是紧的，通过求解公式(26)可以得到公式(25)的全局最优解。

其次，我们固定 $\{\rho_k, w_k, \lambda_k\}$，更新 ε_0。对于给定的 $\{\rho_k, w_k, \lambda_k\}$，问题(23)可简化为：

$$\min_{\varepsilon_0 \in (0, \varepsilon_{\max})} m_u(\varepsilon_0) + \max_{k\in K} m_d\left(1-\frac{1-\varepsilon_{\max}}{1-\varepsilon_0},\rho_k\right)。\quad (27)$$

由命题4可知，m_u, m_d 是 ε_0 的严格凸函数，则问题(27)的目标函数也是关于 ε_0 的凸函数；因此，可以在 $(0, \varepsilon_{\max})$ 上利用黄金分割搜索的方法找到凸优化问题(27)的最优解，使得传输时延最小。

综上所述，我们提出**算法1**来求解问题(23)。

3 仿真

本节通过数值仿真分析传输时延 $m_u + m_d$ 与 RSU 端天线数 N_t、下行最大发送功率 $P_{\max}$、可靠性指标 $\varepsilon_{\max}$、信道误差 $\delta_k = \delta, \forall k = 0,1,\cdots,K$ 的关系。另

外我们假定 $K=4$，$\hat{h}_k \sim CN(0,1)$，$N_k=300$ bytes，$\forall k=0,1,\cdots,K$，$\sigma^2=0.1$，$P_0=20$ dBm。

图 2 刻画了不同误包率 $\varepsilon_{\max}$ 下信道误差 δ 对传输时延 m_u+m_d 的影响，其中 RSU 的最大发送功率 $P_{\max}=30$ dBm，天线数 $N_t=4$。从图中可以看出，传输时延随着 δ 变大而快速变大，其中 $\delta=0$ 对应于理想 CSI 的情况，优化算法可以进一步简化，具体见文献[11]。此外，传输时延随着可靠性指标的提高而严格增加。

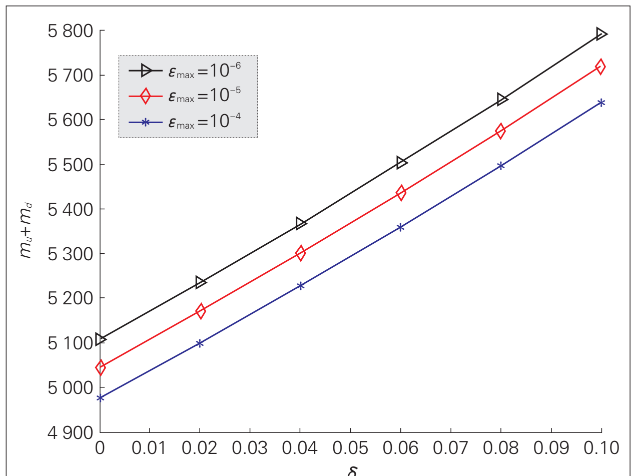
图 3 刻画了 RSU 最大传输功率对传输时延的影响，其中 $N_t=4$。该结果表明，增大传输功率可以显著降低传输时延。与图 2 类似，相同的信道误差下，不同的可靠性指标导致传输时延存在几乎相似的性能差。

4 结束语

本文中我们研究了存在信道误差条件下，通过上下行联合的优化设计保障 uRLLC 传输的空口端到端性能。为了达到超可靠传输的目的，我们利用有限码长容量公式近似刻画传输速率、时延和可靠性之间的关系；针对有界的信道误差，利用鲁棒优化技术研究并设计了最差情况下的系统波束设计、可靠性分配。研究表明，这一联合的端到端性能优化问题可以解耦为上下行可靠性的平衡问题；仿真结果表明，信道误差、发送功率对系统端到端性能都具有显著的

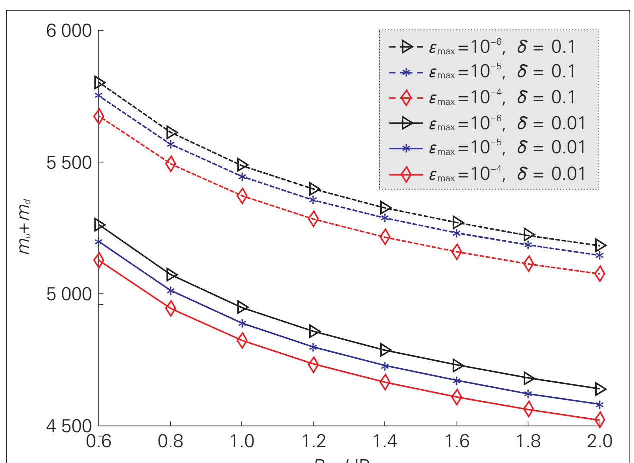
算法 1：基于交替优化的算法求解问题（23）

设迭代索引 $i=0$，$\Delta=\infty$，迭代误差容许值 $\epsilon \geqslant 0$；
初始化 $\varepsilon_0^{(i)}$，$m_{d,L}, m_{d,U}$，$m_u^{(i)}$ 和 $m_d^{(i)}$；
While $\Delta \geqslant \epsilon$
求解问题(24)：在 $[m_{d,L}, m_{d,U}]$ 二分法搜索获得最优的 $m_d^{(i+1)}$，其中 $m_{d,L}, m_{d,U}$ 的更新取决于问题(26)的最小值是否小于 $P_{\max}$；并根据(26)的解更新 $\{\rho_k^{(i+1)}, w_k^{(i+1)}, \lambda_k^{(i+1)}\}$；
固定 $\{\rho_k^{(i+1)}, w_k^{(i+1)}, \lambda_k^{(i+1)}\}$，求解问题(27)以更新 $\varepsilon_0^{(i+1)}$；
根据 $\varepsilon_0^{(i+1)}$ 更新 $m_u^{(i+1)}$；
$\Delta = \left| \left(m_u^{(i)} + m_d^{(i)}\right) - \left(m_u^{(i+1)} + m_d^{(i+1)}\right) \right|$；
$i=i+1$；
end



ε：误包率　δ：信道估计误差　m_d：下行传输时延　m_u：上行传输时延　m_u+m_d：空口传输时延

图 2 空口时延与信道估计误差的关系图



ε：误包率　δ：信道估计误差　m_d：下行传输时延　m_u：上行传输时延　m_u+m_d：空口传输时延　P：最大发送功率

图 3 空口时延与最大发送功率的关系图

影响，因此，针对实际系统进行有效的信道估计和资源分配是 uRLLC 系统优化的核心问题。对于下一步工作，可以从 uRLLC 业务的重传技术，及其与 eMBB 业务的混合传输等方面进一步研究。

参考文献

[1] BERTENYI B. Summary After TSG-RAN#80 [EB/OL].(2018-06-05)[2019-01-22]. https://www.brighttalk.com/webcast/15727/328827
[2] 3GPP. Study on Scenarios and Requirements for Next Generation Access Technologies: 3GPP TR 38.913 V15.0.0[S]. 2018
[3] DURISI G, KOCU T, POPOVSKI P. Toward Massive, Ultrareliable, and Low-Latency Wireless Communication with Short Packets [J]. Proceedings of the IEEE, 2016, 104(9): 1711-1726
[4] BENNIS M, DEBBAH M, POOR H V. Ultra-reliable and Low-Latency Wireless Communication: Tail, Risk and Scale [EB/OL]. [2019-01-22]. Available: https://arxiv.org/abs/1801.01270
[5] SHARIATMADARI H, IRAJI S, LI Z X, et al. Optimized Transmission and Resource Allocation Strategies for Ultra-Reliable Communications[C]//2016 IEEE 27th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC). USA:IEEE, 2016: 1-6. DOI:10.1109/PIMRC.2016.7794801
[6] 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. DOI:10.1109/tit.2010.2043769
[7] AVRANAS A, KOUNTOURIS M, CIBLAT P. Energy-Latency Tradeoff in Ultra-Reliable Low-Latency Communication with Retransmissions [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2018, 36 (11): 2475-2485. DOI:10.1109/jsac.2018.2874143
[8] HU Y L, SCHMEINK A, GROSS J. Blocklength-Limited Performance of Relaying under Quasi-Static Rayleigh Channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016: 1. DOI:10.1109/twc.2016.2542245
[9] YANG W, DURISI G, KOCH T, et al. Quasi-Static Multiple-Antenna Fading Channels at Finite Blocklength [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2014, 60(7): 4232-4265. DOI:10.1109/tit.2014.2318726
[10] XU S F, CHANG T H, LIN S C, et al. Energy-Efficient Packet Scheduling with Finite Blocklength Codes: Convexity Analysis and Efficient Algorithms[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(8): 5527-5540. DOI:10.1109/twc.2016.2561273
[11] SHEN C, CHANG T H, XU H Q, et al. Joint Uplink and Downlink Transmission Design for URLLC Using Finite Blocklength Codes [C]//2018 15th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS). Portugal: ISWCS, 2018: 1-5. DOI:10.1109/ISWCS.2018.8491069
[12] CHI C Y, LI W C, LIN C H. Convex Optimization for Signal Processing and Communication [M]. British: Taylor & Francis Group, CRC Press, 2017. DOI: 10.1201/9781315366920
[13] XU Y Q, SHEN C, CHANG T H, et al. Energy-Efficient Non-Orthogonal Transmission under Reliability and Finite Blocklength Constraints[C]//2017 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). USA: IEEE, 2017:1-6. DOI:10.1109/GLOCOMW.2017.8269136
[14] HUANG Y W, PALOMAR D P. Rank-Constrained Separable Semidefinite Programming with Applications to Optimal Beamforming [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(2): 664-678. DOI:10.1109/tsp.2009.2031732

作 者 简 介

成晶，北京交通大学轨道交通控制与安全国家重点实验室在读博士生；研究方向为高可靠低时延无线通信系统的优化设计。

沈超，北京交通大学轨道交通控制与安全国家重点实验室副教授；主要研究方向为高可靠低时延无线通信、面向高速移动场景的无线通信系统设计、无人机通信等；先后主持 2 项国家自然科学基金项目，参加多项国家自然基金和科技部项目；已发表论文30余篇，其中SCI 检索论文 10 余篇。

夏树强，中兴通讯股份有限公司高级工程师；现主要从事机器通信、高可靠低时延、跨层优化、灵活广播多播等领域的研究；深圳市国家级领军人才，并获中国专利金奖、"广东发明人"等荣誉，主持完成国家重大专项1项；向3GPP、IEEE 等标准组织输出提案100余篇，已发表论文 10余篇，共申请专利 70余篇。