

面向6G物联网的智能反射表面设计

王兆瑞¹, 刘亮¹, 李航³, 崔曙光^{2,3}

(1. 中国香港理工大学, 香港; 2. 中国香港中文大学(深圳), 广东 深圳 518172; 3. 深圳市大数据研究院, 广东 深圳 518172)

摘要: 在未来6G无线蜂窝通信网络中, 基站需要为分布在各个角落的海量物联网设备提供无缝连接。受限于位置因素, 很多物联网设备与基站之间的通信链路由于障碍物的阻挡变得不可靠, 这对于在6G时代实现物联网万物互联是一大阻碍。为了解决该难题, 分析了在6G物联网中使用智能反射表面这一新技术以增加用户信号在基站端强度的可能性。具体而言, 在考虑信道估计开销的前提下, 聚焦物联网设备上行通信传输功率最小化问题。一方面, 在配备中小规模天线的基站系统中, 提出了迭代算法以联合优化用户传输功率、智能反射表面反射系数和基站波束成形。另一方面, 在配备大规模天线的基站系统中, 提出了具有闭式表达式的用户传输功率、智能反射表面反射系数和基站波束成形设计以降低其应用复杂度。仿真结果验证了智能反射表面在6G物联网中增加网络连接能力的巨大潜力。

关键词: 智能反射表面; 6G; 物联网; 资源优化; 大规模天线技术

中图分类号: TN919

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.2096-3750.2020.00160

Intelligent reflecting surface design for 6G-assisted Internet of things

WANG Zhaorui¹, LIU Liang¹, LI Hang³, CUI Shuguang^{2,3}

1. The Hong Kong Polytechnic University, Hong Kong, China

2. The Chinese University of Hong Kong, Shenzhen 518172, China

3. Shenzhen Research Institute of Big Data, Shenzhen 518172, China

Abstract: In the era of the 6G cellular networks, the base station (BS) should be able to provide seamless connectivity for a large number of Internet of things (IoT) devices distributed in various areas. However, constrained by their locations, some IoT devices may possess unreliable communication channels to the BS due to the obstacles between them. It is a big obstacle on the roadmap towards the massively connected IoT networks in the era of 6G. To tackle this challenge, the possibility was studied to employ the newly emerging technique of intelligent reflecting surface (IRS) for enhancing the strength of the IoT devices' signals at the BS. Specifically, the transmit power minimization problem in an uplink IoT communication system was focused on, where the overhead for channel estimation was taken into account. On one hand, for the case where the BS was equipped with a small or moderate number of antennas, an iterative algorithm was proposed to jointly optimize the user power allocation, the IRS reflecting coefficients, and the BS beamforming vectors. On the other hand, for the case where the BS had a massive number of antennas, i.e., massive multiple-input multiple-output (MIMO), a low-complexity design of the user power allocation, the IRS reflecting coefficients, and the BS beamforming vectors was provided in a closed-form. Numerical results validate the great potential of IRS for enhancing massive connectivity in the future 6G-assisted IoT networks.

Key words: intelligent reflecting surface, 6G, Internet of things, resource allocation, massive MIMO technology

收稿日期: 2020-02-24; 修回日期: 2020-03-07

通信作者: 刘亮, liang-eie.liu@polyu.edu.hk

基金项目: 国家重点研发计划(No.2018YFB1800800); 国家自然科学基金资助项目(No.61629101); 广东省重点领域研发计划(No.2018B030338001); 珠江团队项目(No.2017ZT07X152)

Foundation Items: The National Key R&D Program of China (No.2018YFB1800800), The National Science Foundation of China (No.61629101), The Guangdong Province Key Area R&D Program (No.2018B030338001), The Zhujiang Team Project (No.2017ZT07X152)

1 引言

在过去几十年，人们见证了无线蜂窝技术在连接世界上几十亿无线手机用户方面取得的成绩。近几年，由于物联网技术的快速发展，无线通信技术正在向另一个方向发展：为世界上更大数量的物联网设备提供无缝的通信服务^[1-2]。物联网通信包括智能交通系统中无人车—无人车和无人车—控制站的通信、工业 4.0 中智能机器人与控制中心的通信、智能城市中大量传感器设备向基站上传数据等。与传统的手机用户不同，物联网设备对于传输速率的要求不高。相反地，其对能耗、时延、可靠性、连接设备数量等方面有很高的要求。例如，智能工厂中的机器人经常要进行危险作业，因此，工业物联网中的通信网络要在极低时延内把控制指令可靠地传输给机器人。

基于物联网通信的新特点，已经开始商用的 5G 无线蜂窝通信技术把大规模机器类通信（mMTC, massive machine-type communication）和超高可靠与低时延通信（uRLLC, ultra-reliable and low latency communication）列为两大应用场景。这激发了工业界和学术界在如何利用无线蜂窝技术支持物联网这一前沿领域的广泛研究。然而，作为第一代把物联网视为主要应用场景的蜂窝通信技术，5G 技术在满足物联网设备低能耗、低时延、高可靠性等要求方面尚不成熟。因此，6G 无线蜂窝通信技术成为从根本上解决物联网通信挑战的新方案而被寄予厚望。

本文主要考虑通过 6G 解决物联网通信的能耗问题。物联网中存在大量传感器设备，这些设备由电池供电。由于传感器设备体积小，电池的容量受到很大限制。同时，很多情况下传感器分布在偏远地区，更换电池难度大，这使得传感器的工作寿命很大程度上受到能耗的制约。为了延长传感器的工作寿命，6G 技术需要降低传感器在上传数据过程中的传输功率。但是，在实际系统中，传感器和基站之间可能存在高层建筑等障碍物，这使得它们之间的通信信道稳定性很弱。为了增强信道稳定性，传感器需要提供更大的传输功率，使信息能够有效地传输给基站，而这会大幅度降低传感器的工作寿命。因此，需要平衡传感器工作寿命和信道稳定性，优化 6G 通信中的传输功率。

智能反射表面作为一项新技术受到了学术界和工业界的广泛关注^[3-6]。智能反射表面拥有大量反

射元素，每个反射元素可以反射信号，进而增强所有反射信号的强度。本文研究了智能反射表面在 6G 物联网中的应用，重点考虑智能反射表面通过增强信号强度来降低物联网设备传输功率的可能性。

2 智能反射表面简介

2.1 6G 物联网中智能反射表面的机遇与挑战

智能反射表面在 6G 物联网时代有广阔的应用前景。智能反射表面在 6G 物联网时代的应用如图 1 所示，在传统的用户与基站的直接通信中，有些用户信道往往由于障碍物的存在经历深衰落（如图 1 所示的用户 C）。在此情况下，为了把物联网中传感器等设备的数据传输给基站，发送端要加大传输功率。这大幅度影响了低能耗物联网设备的工作寿命。智能反射表面是解决 6G 物联网中能耗问题的关键技术。具体而言，在未来 6G 物联网中可以大量布置智能反射表面，如可布置在高层建筑的玻璃上等。智能反射表面能够有效控制每一个反射元素的反射相位系数，因此，可以改变入射信号的传播方式，使有用信号在接收机端正向加强，无用的干扰信号在接收机端反向消除。这会有效提高物联网设备发送信号在基站端的强度，抑制其他用户的干扰，进而使物联网设备用尽可能低的能耗把有用信息传输给基站。因此，智能反射表面在未来 6G 物联网中拥有广阔的应用前景。

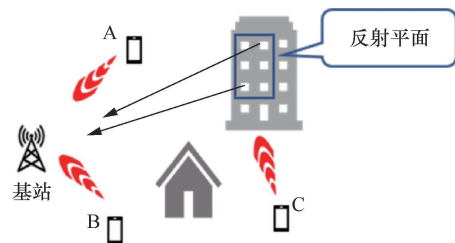


图 1 智能反射表面在 6G 物联网时代的应用

然而，为了实现以上目标，需要解决智能反射表面在实际应用中的相关难题。首先，在信道信息已知的前提下，如何联合优化物联网设备的传输功率、智能反射表面的反射系数和基站端的波束成形向量是一个复杂的问题。如果无法解决此难题，则不能利用智能反射表面实现反射信号强度在接收机端的加强。其次，智能反射表面的反射元素数量很多，如何估计每个反射元素与基站间的信道和每个反射元素与用户间的信道是一个难题。如果信道估计时间太长，将缩短物联网设备传输信息的时间，进而对信噪比要求更高。因此，如何利用更短

的时间准确估计反射信道对智能反射表面在 6G 物联网中的应用十分重要。

2.2 现有工作

最近, 智能反射表面吸引了学术界的广泛关注。首先, 在假设信道信息已知的情况下, 部分学者提出了基站波束成形和智能反射表面反射系数联合优化方法。文献[7]考虑了基站多天线、用户单天线的智能反射表面支持的下行通信系统, 对基站的波束成形向量和反射元素的反射系数进行了联合优化。文献[8]考虑了基站和用户都有多天线的情况, 在单用户情况下, 联合优化基站和用户的波束成形、反射元素的反射系数以增加系统容量。文献[9-10]考虑了智能反射表面在物理层安全、无线携能通信等系统中的优化。另一方面, 智能反射表面通信系统中的信道估计问题受到了更多关注。在单用户系统中, 文献[11]提出了通过控制每个反射元素的开关状态来估计信道的方法。每个时刻只有一个反射元素被打开, 使得此反射元素的反射信道可以被估计。文献[12-13]提出了基于离散傅里叶变换矩阵的信道估计方法。与文献[11]相比, 所有反射元素在所有时刻都被打开, 它们的反射系数由离散傅里叶变换矩阵决定, 此方法可以降低信道估计的误差。在多用户系统中, 文献[14]提出了新的信道估计机制, 利用信道间的相关性大幅度降低了信道估计时间。在无噪音的情况下, 刻画了信道无误差估计的最短时间。

然而, 以上工作有的考虑信道已知情况下系统参数的优化, 有的只考虑信道估计。在智能反射表面支持的 6G 物联网系统中, 信道估计和系统参数优化对系统性能都具有重要作用。本文研究信道估计时间消耗下的智能反射表面的优化问题和给系统带来的性能增益。具体而言, 在有智能反射表面的系统中, 信道估计的时间增加, 信息传输时间降低, 进而对传输速率的要求提高。然而可以通过对反射元素的反射系数的优化增加有用信号在基站中的强度, 同时降低干扰信号在基站中的强度, 进而使用户速率明显提高。本文分析在考虑文献[14]刻画信道估计时间消耗的情况下, 智能反射表面给 6G 物联网带来的实际系统增益。

3 系统模型与问题描述

3.1 智能反射表面协助的上行通信模型

本文考虑在智能反射表面协助下的物联网上行窄带通信模型, 通信系统模型如图 2 所示。K 个

单天线物联网设备向一个具有 M 个天线的基站发送数据, 同时, 一个具有 N(N > K) 个反射元素的智能反射表面被放置在基站与设备之间, 用于将用户的信号反射到基站。本文考虑块衰落信道, 即所有信道在一个时间块内保持不变, 在不同时间块内独立变化。用 T 表示每个信道相干时间内的符号数, 在所考虑的一个时间块内, $\mathbf{h}_k(k=1, \dots, K)$ 表示第 k 个物联网设备到基站的信道。同时, $t_{k,n}(k=1, \dots, K; n=1, \dots, N)$ 和 $\mathbf{r}_n(n=1, \dots, N)$ 分别表示第 k 个物联网设备到智能反射表面的第 n 个反射元素和智能反射表面的第 n 个反射元素到基站的信道。假设 $\{\mathbf{h}_k\}$ 、 $\{t_{k,n}\}$ 和 $\{\mathbf{r}_n\}$ 均是独立同分布的瑞利衰落信道, 即 $\mathbf{h}_k: \text{CN}(0, \beta_k^{\text{BU}} \mathbf{I})$, $t_{k,n}: \text{CN}(0, \beta_k^{\text{IU}} \mathbf{I})$ 和 $\mathbf{r}_n: \text{CN}(0, \beta_n^{\text{BI}} \mathbf{I})$, $\forall k, n$, 其中, β_k^{BU} 、 β_k^{IU} 和 β_n^{BI} 分别表示 \mathbf{h}_k 、 $t_{k,n}$ 和 \mathbf{r}_n 的信道衰落系数。假设基站使用 $\tau(\tau < T)$ 个符号估计所需的信道信息。本文将在第 4 节和第 5 节具体介绍在不同场景下信道估计所用符号的数量。

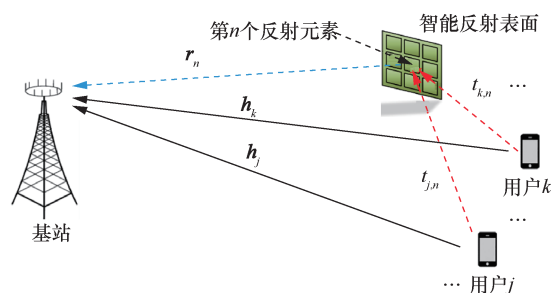


图 2 通信系统模型

在控制器的协调下, 智能反射表面可以动态地调整每个反射元素的相位变化。对于智能反射表面的第 n 个反射元素, 它对于入射无线信号的反射系数用 $\varphi_n(n=1, \dots, N)$ 表示。假设智能反射表面只能改变入射信号的相位, 每个反射元素的反射系数满足约束条件为

$$|\varphi_n| = 1, \forall n \quad (1)$$

由于智能反射表面的存在, 基站接收到的信号是用户到基站的直接信号和智能反射表面到基站的反射信号的叠加。其数学表达式为

$$\mathbf{y} = \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_k \sqrt{p_k} + \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \mathbf{r}_n \varphi_n t_{k,n} \sqrt{p_k} s_k + \mathbf{z} = \sum_{k=1}^K \left(\mathbf{h}_k + \sum_{n=1}^N \varphi_n \mathbf{g}_{k,n} \sqrt{p_k} s_k + \mathbf{z} \right) \quad (2)$$

其中, p_k 是第 k 个用户的发射功率, $s_k \sim \text{CN}(0,1)$ 表示第 k 个用户的发射信息。

$$\mathbf{g}_{k,n} = t_{k,n} \mathbf{r}_n \in \mathbb{C}^{M \times 1}, \forall k, n \quad (3)$$

其中, $\mathbf{g}_{k,n}$ 表示第 k 个用户到智能反射表面的第 n 个反射元素到基站的等效信道, $\mathbf{z} \sim \text{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I})$ 表示基站处的高斯白噪声。式(3)表示用户 k 发射的信号先通过信道 $t_{k,n}$ 传到智能反射表面的第 n 个反射元素, 然后再通过信道 \mathbf{r}_n 反射到基站。

为了解调用户的信息, 基站应用波束成形技术降低不同用户间的相互干扰。具体而言, 为了解调第 k 个用户的信息, 基站应用的波束成形技术可表示为

$$\hat{s}_k = \mathbf{w}_k^H \mathbf{y} = \mathbf{w}_k^H \sum_{k=1}^K \left(\mathbf{h}_k + \sum_{n=1}^N \varphi_n \mathbf{g}_{k,n} \right) \sqrt{p_k} s_k + \mathbf{w}_k^H \mathbf{z}, \forall k \quad (4)$$

其中, \mathbf{w}_k 表示基站解调第 k 个用户信息时使用的波束成形向量。根据式(4), 基站解调第 k 个用户信息的信号与干扰加噪声比可表示为

$$\gamma_k = \frac{p_k \left| \mathbf{w}_k^H \left(\mathbf{h}_k + \sum_{n=1}^N \varphi_n \mathbf{g}_{k,n} \right) \right|^2}{\sum_{j \neq k} p_j \left| \mathbf{w}_k^H \left(\mathbf{h}_j + \sum_{n=1}^N \varphi_n \mathbf{g}_{j,n} \right) \right|^2 + \sigma^2 \|\mathbf{w}_k\|^2}, \forall k \quad (5)$$

因此, 第 k 个用户的数据传输速率 (单位为 $\text{bit} \cdot (\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1}$) 表示为

$$R_k = \log_2(1 + \gamma_k) = \log_2 \left(1 + \frac{p_k \left| \mathbf{w}_k^H \left(\mathbf{h}_k + \sum_{n=1}^N \varphi_n \mathbf{g}_{k,n} \right) \right|^2}{\sum_{j \neq k} p_j \left| \mathbf{w}_k^H \left(\mathbf{h}_j + \sum_{n=1}^N \varphi_n \mathbf{g}_{j,n} \right) \right|^2 + \sigma^2 \|\mathbf{w}_k\|^2} \right) \quad (6)$$

另一方面, 每个用户在每个信道相干时间内可用于信息传输的符号数为

$$\rho = T - \tau \quad (7)$$

因此, 第 k 个用户在一个信息相干时间内能够传输的信息比特数为

$$D_k = \rho R_k = \rho \log_2 \left(1 + \frac{p_k \left| \mathbf{w}_k^H \left(\mathbf{h}_k + \sum_{n=1}^N \varphi_n \mathbf{g}_{k,n} \right) \right|^2}{\sum_{j \neq k} p_j \left| \mathbf{w}_k^H \left(\mathbf{h}_j + \sum_{n=1}^N \varphi_n \mathbf{g}_{j,n} \right) \right|^2 + \sigma^2 \|\mathbf{w}_k\|^2} \right) \quad (8)$$

3.2 物联网设备传输功率控制问题

由于物联网设备 (如传感器) 一般受限于能量供应, 本文主要考虑物联网上行通信的能耗问题。假设第 k 个物联网用户在一个信道相关时间内需要传输信息的比特数为 $\bar{D}_k (k=1, \dots, K)$ 。在此约束条件下, 系统需要满足条件为

$$\rho \log_2 \left(1 + \frac{p_k \left| \mathbf{w}_k^H \left(\mathbf{h}_k + \sum_{n=1}^N \varphi_n \mathbf{g}_{k,n} \right) \right|^2}{\sum_{j \neq k} p_j \left| \mathbf{w}_k^H \left(\mathbf{h}_j + \sum_{n=1}^N \varphi_n \mathbf{g}_{j,n} \right) \right|^2 + \sigma^2 \|\mathbf{w}_k\|^2} \right) \geq \bar{D}_k, \forall k \quad (9)$$

在满足式(9)的前提下, 本文联合设计用户的传输功率 $\{p_k\}$ 、智能反射表面的反射系数 $\{\varphi_n\}$ 以及基站的波束成形向量 $\{\mathbf{w}_k\}$, 以实现降低物联网设备传输能量的目的。由于受到信道估计时间消耗的限制, 现有的配备中小规模天线矩阵 (几根至几十根天线) 的基站和新兴的配备大规模天线矩阵 (上百根天线) 的基站将在未来 6G 网络中共存。因此, 本文考虑以下两种模型中的物联网传输功率控制问题: 基站配有中小规模天线矩阵和大规模天线矩阵。

当基站天线数不是十分巨大时, 系统参数数量适中, 因此, 可以在短时间内对其完成优化。在此情况下, 考虑以下优化问题

$$\min_{\{\varphi_n\}, \{p_k, \mathbf{w}_k\}} \sum_{k=1}^K p_k \quad (10)$$

$$\text{subject to formulas (1) and (9)} \quad (11)$$

在以上问题中, 目标函数式(10)的目的是让用户的发射功率之和最小, 限制条件式(11)和式(1)的目的是保证智能反射表面的每个反射元素只能改变信号的相位, 条件式(9)的目的是保证每个用户在一个相干时间内能够传输 \bar{D}_k 比特的数据。

另一方面, 当基站天线数量十分巨大时, 以上优化问题需要优化大量参数, 优化算法复杂度提升, 无法在现实系统中应用。因此, 在大规模天线情况下, 考虑如何快速高效地设计系统参数, 使物联网用户在不需解决高维度优化问题式(10)的前提下仍然能够以较低的传输功率完成数据上传。

在第4节将讨论当基站配备中小规模天线时如何解决优化问题式(10), 在第5节介绍当基站配备大规模天线时低复杂度的资源分配方法。

4 中小规模天线系统的用户功率最小化算法

首先考虑在基站配备中小规模天线时用户发射功率最小化问题式(10)。

4.1 联合优化算法设计

为了联合优化用户的传输功率 $\{p_k\}$ 、智能反射表面的反射系数 $\{\varphi_n\}$ 以及基站的波束成形向量 $\{\mathbf{w}_k\}$ 以增加式(6)所示的每个用户的传输速率，基站需要估计用户与其的直接信道 $\mathbf{h}_k (k=1, \dots, K)$ 和用户的反射信道 $\mathbf{g}_{k,n} (k=1, \dots, K; n=1, \dots, N)$ 。估计以上信道信息需要符号的个数为^[14]

$$\tau = K + N + \max\left(\left\lceil \frac{(K-1)N}{M} \right\rceil, K-1\right) \quad (12)$$

其中, K 是估计 $\mathbf{h}_k (k=1, \dots, K)$ 所用的符号数, N 是估计 $\mathbf{g}_{1,n} (n=1, \dots, N)$ 所用的符号数, $\max\left(\left\lceil \frac{(K-1)N}{M} \right\rceil, K-1\right)$ 是估计 $\mathbf{g}_{k,n} (k=2, \dots, K; n=1, \dots, N)$ 所用的符号数。因此, 在一个信道相干时间内, 每个用户可用于信息传输的符号数为

$$\rho = T - \tau = T - K - N - \max\left(\left\lceil \frac{(K-1)N}{M} \right\rceil, K-1\right) \quad (13)$$

将式(13)代入式(8)中, 可得到每个用户在一个信道相干时间内可以传输的信息比特数。

接下来解决优化问题式(10)。因为限制条件式(1)和式(9)都是非凸的, 所以这个优化问题是非凸优化问题。本文提出一个低复杂度算法得到以上问题的次优解, 此算法先优化智能反射平面的反射系数, 再联合优化用户传输功率和基站波束成形。

4.1.1 智能反射表面反射系数优化

本文提出一种简单的智能反射表面反射系数设计方法。将智能反射表面的 N 个反射元素分成 K 组, 其中, 第 k 组所包含的反射元素用集合 \mathcal{E}_k 表示。假设第 k 组反射元素中有 $N_k (k=1, \dots, K)$ 个反射元素, 其中, 每个 N_k 满足 $\lfloor N/K \rfloor \leq N_k \leq \lceil N/K \rceil$ 和 $\sum_{k=1}^K N_k = N$ 。在以上表达式中, $\lfloor x \rfloor$ 和 $\lceil x \rceil$ 分别表示不大于 x 的最大整数和不少于 x 的最小整数。因此, 可以把 \mathcal{E}_k 定义为

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_k &= \{1, \dots, N_1\}, \quad k=1 \\ \mathcal{E}_k &= \left\{ \sum_{j=1}^{k-1} N_j + 1, \dots, \sum_{j=1}^k N_j \right\}, \quad k=2, \dots, K \end{aligned} \quad (14)$$

本文假设集合 \mathcal{E}_k 中所有反射元素用于加强第 k 个用户的信号强度。也就是说, 当设计 \mathcal{E}_k 中反射元素的反射系数时, 只考虑这些反射元素对第 k 个用户信号的影响, 而不考虑对其他用户信号的加强。这是因为其他用户信号的加强由其他反射元素完成。为了达到此目的, 把任意一个反射元素 $n \in \mathcal{E}_k$ 的反射系数定义为

$$\varphi_n = e^{-i \cos^{-1} \left(\frac{\operatorname{Re}(\mathbf{h}_k^H \mathbf{g}_{k,n})}{\|\mathbf{h}_k\| \|\mathbf{g}_{k,n}\|} \right)}, \quad n \in \mathcal{E}_k \quad (15)$$

换言之, 每个反射元素的反射相位用于补偿其负责用户的直射信道和反射信道两向量的差角, 以增加第 k 个用户的信道强度。

4.1.2 用户传输功率与基站波束成形联合优化

根据式(15), 如果固定智能反射表面的 N 个反射元素的反射系数 $\varphi_1, \dots, \varphi_N$, 优化问题式(10)将转变成传统的多址接入信道用户传输功率最小化问题^[15]。具体而言, 对于式(15)给定的 $\boldsymbol{\varphi} = [\varphi_1, \dots, \varphi_N]$, 定义相应的用户 k 到基站的等效信道为

$$\bar{\mathbf{h}}_k(\boldsymbol{\varphi}) = \mathbf{h}_k + \sum_{n=1}^N \varphi_n \mathbf{g}_{k,n}, \quad \forall k \quad (16)$$

在给定 $\varphi_1, \dots, \varphi_N$ 后, 优化问题式(9)可以简化为如式(17)所示的用户功率和基站波束成形优化问题。

$$\min_{\{p_k, \mathbf{w}_k\}} \sum_{k=1}^K p_k \quad (17)$$

满足条件为

$$\rho \log_2 \left(1 + \frac{p_k |\mathbf{w}_k^H \bar{\mathbf{h}}_k(\boldsymbol{\varphi})|^2}{\sum_{j \neq k} p_j |\mathbf{w}_k^H \bar{\mathbf{h}}_j(\boldsymbol{\varphi})|^2 + \sigma^2 \|\mathbf{w}_k\|^2} \right) \geq \bar{D}_k, \quad \forall k \quad (18)$$

优化问题式(17)可以通过以下方法得到全局最优解。具体而言, 给定任意用户传输功率 $\mathbf{p} = [p_1, \dots, p_K]$, 基站端最优的波束成形向量是最小均方误差波束成形向量, 即

$$\bar{\mathbf{w}}_k(\mathbf{p}) = \left(\sum_{j \neq k} p_j \bar{\mathbf{h}}_j(\boldsymbol{\varphi}) \bar{\mathbf{h}}_j^H(\boldsymbol{\varphi}) + \sigma^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \bar{\mathbf{h}}_k(\boldsymbol{\varphi}), \quad \forall k \quad (19)$$

将以上最小均方误差波束成形向量带入优化问题式(17)中, 得到如式(20)所示的功率分配问题。

$$\min_{\{p_k\}} \sum_{k=1}^K p_k \quad (20)$$

满足条件为

$$\rho \log_2 \left(1 + \frac{p_k |\bar{\mathbf{w}}_k^H(\mathbf{p}) \bar{\mathbf{h}}_k(\boldsymbol{\varphi})|^2}{\sum_{j \neq k} p_j |\bar{\mathbf{w}}_k^H(\mathbf{p}) \bar{\mathbf{h}}_j(\boldsymbol{\varphi})|^2 + \sigma^2 \|\bar{\mathbf{w}}_k^H(\mathbf{p})\|^2} \right) \geq \bar{D}_k, \forall k \quad (21)$$

以上功率分配问题可以通过定点法得到全局最优解^[15]。定点法是一个迭代算法, 假设所有用户的功率初始值都为 0, 即

$$p_k^{(0)} = 0, \forall k \quad (22)$$

在定点法的第 $t(t=1, 2, \dots)$ 次迭代过程中, 每个用户根据如式(23)所示的方法更新自身的传输功率。

$$p_k^{(t)} = \frac{\left(2^{\frac{\bar{D}_k}{\rho}} - 1 \right) \left(\sum_{j \neq k} p_j^{(t-1)} |\bar{\mathbf{w}}_k^H(\mathbf{p}^{(t-1)}) \bar{\mathbf{h}}_j(\boldsymbol{\varphi})|^2 + \sigma^2 \|\bar{\mathbf{w}}_k^H(\mathbf{p}^{(t-1)})\|^2 \right)}{|\bar{\mathbf{w}}_k^H(\mathbf{p}^{(t-1)}) \bar{\mathbf{h}}_k(\boldsymbol{\varphi})|^2}, \forall k \quad (23)$$

其中, $\mathbf{p}^{(t)} = [p_1^{(t)}, \dots, p_K^{(t)}]$ 表示用户在第 t 个迭代过程中的功率。按照式(19)得到的用户传输功率将收敛到问题式(20)的全局最优解^[15]。定义 $\mathbf{p}^* = [p_1^*, \dots, p_K^*]$ 为根据式(19)得到的问题式(20)的最优解, 将其带入式(19), 即可得到基站端最优的波束成形向量为

$$\bar{\mathbf{w}}_k(\mathbf{p}^*) = \left(\sum_{j \neq k} p_j^* \bar{\mathbf{h}}_j(\boldsymbol{\varphi}) \bar{\mathbf{h}}_j^H(\boldsymbol{\varphi}) + \sigma^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \bar{\mathbf{h}}_k(\boldsymbol{\varphi}), \forall k \quad (24)$$

4.1.3 最终算法

第 4.1.1 节和第 4.1.2 节分别优化了智能反射表面的反射系数、用户传输功率以及基站波束成形。因此, 解决优化问题式(10)的算法归纳成算法 1。

算法 1 聚焦优化问题式(10)的联合优化

步骤 1 按照式(14)将智能反射表面的反射元素进行分组, 根据式(15)优化每组元素的反射系数。

步骤 2 按照式(23)优化用户传输功率。

步骤 3 按照式(19)优化基站波束成形向量。

4.2 中小规模天线系统对照机制: 无智能反射表面系统

为了体现智能反射表面在所考虑的物联网中对用户发射功率显著降低的作用, 将无智能反射表面的通信系统(即传统通信系统)作为对照机制。在此系统中, 没有智能反射表面对用户的信号进行反射, 每个用户所能达到的速率相当于将式(6)中 φ_n 都设为 0 所取得的速率。因此, 第 k 个用户的速率

可表达为

$$R_k = \log_2 \left(1 + \frac{p_k |\mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_k|^2}{\sum_{j \neq k} p_j |\mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_j|^2 + \sigma^2 \|\mathbf{w}_k^H\|^2} \right), \forall k \quad (25)$$

同时, 如果用户直接与基站通信, 则信道估计所需要的符号数为^[16]

$$\tau = K \quad (26)$$

因此, 在每个信道相干时间内, 第 k 个用户所能传输的信息比特数为

$$D_k = \rho R_k = (T - K) \cdot$$

$$\log_2 \left(1 + \frac{p_k |\mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_k|^2}{\sum_{j \neq k} p_j |\mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_j|^2 + \sigma^2 \|\mathbf{w}_k^H\|^2} \right), \forall k \quad (27)$$

与有智能反射表面协助的通信系统相比, 无智能反射表面的系统因为信道估计时间减少而具有更长的数据传输时间。但是, 因为没有智能反射表面对信号进行加强, 每个用户的传输速率将会受到损失。因此, 需要通过实验仿真验证如果传输时间受到信道估计的影响, 智能反射表面对物联网传输功率的降低所起的作用。此仿真结果将在第 6 节展示。

在无智能反射表面的物联网中, 用户传输功率最小化问题可以表示为

$$\min_{\{p_k\}} \sum_{k=1}^K p_k \quad (28)$$

满足条件为

$$(T - K) \cdot \log_2 \left(1 + \frac{p_k |\mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_k|^2}{\sum_{j \neq k} p_j |\mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_j|^2 + \sigma^2 \|\mathbf{w}_k^H\|^2} \right) \geq \bar{D}_k, \forall k \quad (29)$$

与优化问题式(17)一样, 以上经典问题可以使用定值法^[15]得到最优解。具体而言, 定义基站端的最小均方误差波束成形向量为

$$\hat{\mathbf{w}}_k(\mathbf{p}) = \left(\sum_{j \neq k} p_j \mathbf{h}_j \mathbf{h}_j^H + \sigma^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{h}_k, \forall k \quad (30)$$

在定值法的第 t 个迭代过程中, 每个用户可以根据如式(31)所示的算法更新传输功率。

$$p_k^{(t)} = \frac{\left(2^{\frac{\bar{D}_k}{\rho - K}} - 1 \right) \left(\sum_{j \neq k} p_j^{(t-1)} |\hat{\mathbf{w}}_k^H(\mathbf{p}^{(t-1)}) \mathbf{h}_j|^2 + \sigma^2 \|\hat{\mathbf{w}}_k^H(\mathbf{p}^{(t-1)})\|^2 \right)}{|\hat{\mathbf{w}}_k^H(\mathbf{p}^{(t-1)}) \mathbf{h}_k|^2}, \forall k \quad (31)$$

最终, 算法将收敛到最优的功率解 $\mathbf{p}^* = [p_1^*, \dots, p_K^*]$ 。同时, 最优的基站波束成形向量可以表示为

$$\hat{\mathbf{w}}_k(\mathbf{p}^*) = \left(\sum_{j \neq k} p_j^* \mathbf{h}_j \mathbf{h}_j^H + \sigma^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{h}_k, \quad \forall k \quad (32)$$

5 大规模天线系统的低复杂度资源分配机制

本节考虑当基站配备大规模天线时, 如何设计用户传输功率、智能反射表面的反射系数以及基站的波束成形以降低用户的能耗。同时, 与传统的大规模天线的研究相同, 本节将考虑当基站天线数趋近于无穷 (即 $M \rightarrow \infty$) 时系统的极限性能。

5.1 算法设计

当基站天线数极其巨大时, 第 4 节提出的适用于中小规模天线系统的联合优化算法将引起巨大的复杂度, 不能在实际场景中使用。本节将提出适用于大规模天线系统的低复杂度资源优化机制。下面将分别介绍智能反射表面反射系数、基站波束成形和用户传输功率的设计方法。

5.1.1 智能反射表面反射系数设计

当基站具有大量天线时, 将智能反射表面的所有反射元素的反射系数设为 1, 即

$$\varphi_n = 1, n = 1, \dots, N \quad (33)$$

在第 5.2 节中, 将介绍采用以上反射系数的原因。给定以上反射系数, 则用户到基站的等效信道式(16)将转变为

$$\bar{\mathbf{h}}_k(\varphi=1) = \mathbf{h}_k + \sum_{n=1}^N \mathbf{g}_{k,n}, \quad k = 1, \dots, K \quad (34)$$

需要指出的是, 式(33)所示的智能表面反射系数不随时间变化。因此, 此设计不需要信道信息。而在中小规模天线系统中, 如式(15)所示智能反射表面的反射系数的设计需要知道用户的直射信道和反射信道, 这是大规模天线系统和中小规模天线系统中反射系数设计的根本不同。

5.1.2 迫零波束成形设计

接下来, 提出一个简单的迫零 (zero-forcing) 波束成形设计, 以完全消除不同用户之间的干扰。具体而言, 基站的迫零波束成形向量可以表示为

$$\mathbf{w}_k = \mathbf{h}_k + \sum_{n=1}^N \theta_{k,n} \mathbf{g}_{k,n}, \quad k = 1, \dots, K \quad (35)$$

其中, $\theta_{k,n}$ 是需要设计的参数, 使得用户之间的干扰被完全消除, 即

$$\mathbf{w}_k^H \bar{\mathbf{h}}_j(\varphi=1) = \left(\mathbf{h}_k + \sum_{n=1}^N \theta_{k,n} \mathbf{g}_{k,n} \right)^H \bar{\mathbf{h}}_j(\varphi=1) = 0, \quad \forall k \neq j \quad (36)$$

约束条件式(36)可以进一步被表示成

$$\mathbf{A}_k \boldsymbol{\theta}_k = \mathbf{b}_k, \quad k = 1, \dots, K \quad (37)$$

其中, $\boldsymbol{\theta}_k = [\theta_{k,1}, \dots, \theta_{k,N}]^T$ 。

$$\mathbf{A}_k = \begin{bmatrix} (\bar{\mathbf{h}}_1(\varphi=1))^H \mathbf{g}_{k,1} & \cdots & (\bar{\mathbf{h}}_1(\varphi=1))^H \mathbf{g}_{k,N} \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ (\bar{\mathbf{h}}_{k-1}(\varphi=1))^H \mathbf{g}_{k,1} & \cdots & (\bar{\mathbf{h}}_{k-1}(\varphi=1))^H \mathbf{g}_{k,N} \\ (\bar{\mathbf{h}}_{k+1}(\varphi=1))^H \mathbf{g}_{k,1} & \cdots & (\bar{\mathbf{h}}_{k+1}(\varphi=1))^H \mathbf{g}_{k,N} \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ (\bar{\mathbf{h}}_K(\varphi=1))^H \mathbf{g}_{k,1} & \cdots & (\bar{\mathbf{h}}_K(\varphi=1))^H \mathbf{g}_{k,N} \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$\mathbf{b}_k = - \left[(\bar{\mathbf{h}}_1(\varphi=1))^H \mathbf{h}_k \cdots (\bar{\mathbf{h}}_{k-1}(\varphi=1))^H \mathbf{h}_k \right. \\ \left. (\bar{\mathbf{h}}_{k+1}(\varphi=1))^H \mathbf{h}_k \cdots (\bar{\mathbf{h}}_K(\varphi=1))^H \mathbf{h}_k \right] \quad (39)$$

考虑线性方程组式(37)的解 $\boldsymbol{\theta}_k, \forall k$ 。定义 $\lambda_k = \text{rank}(\mathbf{A}_k) \leq K-1, \forall k$ 。在式(37)中对于每一个 k , 共有 $K-1$ 个方程, 同时, $\boldsymbol{\theta}_k$ 中有 $N(N > K-1)$ 个未知变量。因此, 式(37)刻画了一个欠定方程。在此情况下, 对于每一个 k , 存在多个 $\boldsymbol{\theta}_k$ 满足方程组式(37)。本文通过以下方式得到式(37)的一个解。定义 \mathbf{A}_k/M 的奇异值分解为

$$\frac{\mathbf{A}_k}{M} = \mathbf{U}_k \boldsymbol{\Sigma}_k \mathbf{V}_k^H, \quad k = 1, \dots, K \quad (40)$$

其中, $\mathbf{U}_k \in \mathbb{C}^{(K-1) \times (K-1)}$ 和 $\mathbf{V}_k^H = [\mathbf{v}_{k,1}, \dots, \mathbf{v}_{k,N}]^H \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 是两个酉矩阵。另外, $\boldsymbol{\Sigma}_k \in \mathbb{C}^{(K-1) \times N}$ 表示为

$$\boldsymbol{\Sigma}_k = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma}_k^{(1)} & \mathbf{0}_{\lambda_k, N-\lambda_k} \\ \mathbf{0}_{K-1-\lambda_k, \lambda_k} & \mathbf{0}_{K-1-\lambda_k, N-\lambda_k} \end{bmatrix}, \quad k = 1, \dots, K \quad (41)$$

其中,

$$\boldsymbol{\Sigma}_k^{(1)} = \text{diag}(\delta_{k,1}, \delta_{k,\lambda_k}) \quad (42)$$

$\delta_{k,i} (\delta_{k,i} > 0, i = 1, \dots, \lambda_k)$ 是 \mathbf{A}_k/M 的非零奇异值, $\mathbf{0}_{i,j}$ 表示 $i \times j$ 维零矩阵。因为 \mathbf{U}_k 是一个酉矩阵, 则式(37)等价于

$$\Sigma_k V_k^H \theta_k = U_k^H \frac{\mathbf{b}_k}{M}, k=1, \dots, K \quad (43)$$

为了方便计算, 定义

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_k &= [\hat{\theta}_{k,1}, \dots, \hat{\theta}_{k,N}]^T = V_k^H \theta_k \\ \hat{\mathbf{b}}_k &= [\hat{b}_{k,1}, \dots, \hat{b}_{k,K-1}]^T = U_k^H \frac{\mathbf{b}_k}{M}, k=1, \dots, K \end{aligned} \quad (44)$$

此外, 定义 $\hat{\theta}_k^{(1)} = [\hat{\theta}_{k,1}, \dots, \hat{\theta}_{k,\lambda_k}]^T$ 、 $\hat{\theta}_k^{(2)} = [\hat{\theta}_{k,\lambda_k+1}, \dots, \hat{\theta}_{k,N}]^T$ 和 $\hat{\mathbf{b}}_k^{(1)} = [\hat{b}_{k,1}, \dots, \hat{b}_{k,\lambda_k}]^T$, $k=1, \dots, K$ 。在这种情况下, 式(43)要求

$$\Sigma_k^{(1)} \hat{\theta}_k^{(1)} = \hat{\mathbf{b}}_k^{(1)}, k=1, \dots, K \quad (45)$$

因此,

$$\hat{\theta}_k^{(1)} = \left(\Sigma_k^{(1)} \right)^{-1} \hat{\mathbf{b}}_k^{(1)}, k=1, \dots, K \quad (46)$$

另一方面, 从 Σ_k 在式(41)中的特殊结构可以看出, 式(43)的解和 $\hat{\theta}_k^{(2)}$ 没有关系。把 $\hat{\theta}_k^{(2)}$ 设计为

$$\hat{\theta}_k^{(2)} = \left[\mathbf{1}_{N,1}^T v_{k,\lambda_k+1}, \dots, \mathbf{1}_{N,1}^T v_{k,N} \right]^H, \forall k \quad (47)$$

其中, $\mathbf{1}_{N,1}$ 表示一个 N 维的全一向量。最后, 给定 $\hat{\theta}_k = \left[\left(\hat{\theta}_k^{(1)} \right)^T, \left(\hat{\theta}_k^{(2)} \right)^T \right]^T$ ($k=1, \dots, K$), 在式(35)所示的迫零波束成形向量中, 把 θ_k 设为

$$\theta_k = V_k \hat{\theta}_k, \forall k \quad (48)$$

需要指出的是, 式(35)和式(45)所示的迫零波束成形设计需要系统掌握的信道信息包括 $\{\mathbf{h}_k\}$ 和 $\{\mathbf{g}_{k,n}\}$ 。在大规模天线情况下, 当 $M > N$ 时, 系统估计 $\{\mathbf{h}_k\}$ 和 $\{\mathbf{g}_{k,n}\}$ 。需要的符号数为^[14]

$$\tau = 2K + N - 1 \quad (49)$$

因此, 系统在每一个相干时间内可用于信息传输的符号数为

$$\rho = T - \tau = T - 2K - N + 1 \quad (50)$$

5.1.3 用户功率设计

给定第 5.1.1 节中介绍的智能反射表面反射系数式(33)和第 5.1.2 节中介绍的迫零波束成形设计式(35)和式(48), 本节将给出满足速率要求式(9)的用户最小发射功率闭式解。首先, 把式(33)、式(35)、式(48)和式(50)带入式(8)中, 用户在每个相干时间内可以

传输的信息比特数可表示为

$$D_k = (T - 2K - N + 1) \cdot \log_2 \left(1 + \frac{p_k \left| \left(\mathbf{h}_k + \sum_{n=1}^N \mathbf{g}_{k,n} \right)^H \left(\mathbf{h}_k + \sum_{n=1}^N \mathbf{g}_{k,n} \right) \right|^2}{\sigma^2 \left\| \mathbf{h}_k + \sum_{n=1}^N \theta_{k,n} \mathbf{g}_{k,n} \right\|^2} \right), \forall k \quad (51)$$

其中, $\theta_{k,n}$ 由式(48)可得。为了满足条件式(9), 每个用户的最小传输功率可以表示为

$$p_k = \frac{\sigma^2 \left(\frac{\bar{D}_k}{2^{T-2K-N+1}} - 1 \right) \left\| \mathbf{h}_k + \sum_{n=1}^N \theta_{k,n} \mathbf{g}_{k,n} \right\|^2}{\left| \left(\mathbf{h}_k + \sum_{n=1}^N \mathbf{g}_{k,n} \right)^H \left(\mathbf{h}_k + \sum_{n=1}^N \mathbf{g}_{k,n} \right) \right|^2}, k=1, \dots, K \quad (52)$$

5.1.4 系统极限性能

本节将推导当基站天线数 M 趋于无穷大时, 用户在每个相干时间内需要的传输功率。当 $M \rightarrow \infty$ 时, 以下定理可以刻画系统的极限性能。

定理 1 给定智能反射表面反射系数式(33)和迫零波束成形设计式(35)与式(48), 当基站天线数 M 趋于无穷大时, 每个用户满足条件式(9)的最小传输功率收敛于

$$p_k^* = \frac{\sigma^2 \left(\frac{\bar{D}_k}{2^{T-2K-N+1}} - 1 \right)}{M \left(\beta_k^{\text{BU}} + \beta^{\text{BI}} \beta_k^{\text{IU}} \sum_{n=\lambda_k+1}^N \left| \mathbf{1}_{N,1}^T v_{k,n} \right|^2 \right)}, k=1, \dots, K \quad (53)$$

因此, 系统传输功率总和收敛于

$$\sum_{k=1}^K p_k^* = \sum_{k=1}^K \frac{\sigma^2 \left(\frac{\bar{D}_k}{2^{T-2K-N+1}} - 1 \right)}{M \left(\beta_k^{\text{BU}} + \beta^{\text{BI}} \beta_k^{\text{IU}} \sum_{n=\lambda_k+1}^N \left| \mathbf{1}_{N,1}^T v_{k,n} \right|^2 \right)} \quad (54)$$

证明 当 M 趋于无穷大时, 式(52)所表示的用户的传输功率收敛于

$$\lim_{M \rightarrow \infty} p_k = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\sigma^2 \left(\frac{\bar{D}_k}{2^{T-2K-N+1}} - 1 \right) \left\| \mathbf{h}_k + \sum_{n=1}^N \theta_{k,n} \mathbf{g}_{k,n} \right\|^2 / M^2}{\left| \left(\mathbf{h}_k + \sum_{n=1}^N \theta_{k,n} \mathbf{g}_{k,n} \right)^H \left(\mathbf{h}_k + \sum_{n=1}^N \mathbf{g}_{k,n} \right) \right|^2 / M^2} =$$

$$\frac{\sigma^2 \left(2^{\frac{\bar{D}_k}{2^{T-2K-N+1}}} - 1 \right) \left(\beta_k^{\text{BU}} + \beta^{\text{BI}} \beta_k^{\text{IU}} \lim_{M \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^N |\boldsymbol{\theta}_{k,n}|^2 \right)}{\left(\beta_k^{\text{BU}} + \beta^{\text{BI}} \beta_k^{\text{IU}} \lim_{M \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^N \boldsymbol{\theta}_{k,n}^* \right)}, \forall k \quad (55)$$

在式(55)中, 当 M 趋于无穷大时, \mathbf{b}_k/M 收敛到 0。因此, 基于式(37)有以下条件成立

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\mathbf{A}_k}{M} \boldsymbol{\theta}_k = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\mathbf{b}_k}{M} = \mathbf{0}, \forall k \quad (56)$$

其中,

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\mathbf{A}_k}{M} = \beta^{\text{BI}} \begin{bmatrix} t_{1,1}^* t_{k,1} & & t_{1,1}^* t_{k,N} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ t_{k-1,1}^* t_{k,1} & & t_{k-1,1}^* t_{k,N} \\ t_{k+1,1}^* t_{k,1} & & t_{k+1,1}^* t_{k,N} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ t_{K,1}^* t_{k,1} & & t_{K,1}^* t_{k,N} \end{bmatrix}, \forall k \quad (57)$$

类似于式(44)~式(46), 当 M 趋于无穷大时, 以下条件成立

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \boldsymbol{\Sigma}_k^{(1)} \hat{\boldsymbol{\theta}}_k^{(1)} = \lim_{M \rightarrow \infty} \hat{\mathbf{b}}_k^{(1)} = \mathbf{0}, \forall k \quad (58)$$

此外, 因为 $\lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\mathbf{A}_k}{M} \neq \mathbf{0}$, 所以 $\lambda_k = \text{rank} \left(\lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\mathbf{A}_k}{M} \right) \neq 0$ 。因此, $\lim_{M \rightarrow \infty} \boldsymbol{\Sigma}_k^{(1)}$ 是一个满秩矩阵。基于此, 从式(58)可以得出

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \hat{\boldsymbol{\theta}}_k^{(1)} = \mathbf{0}, k = 1, \dots, K \quad (59)$$

同时, $\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^{(2)}$ 如式(47)所示。当 M 趋于无穷大时, 则有

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \boldsymbol{\theta}_k = \lim_{M \rightarrow \infty} \mathbf{V}_k \hat{\boldsymbol{\theta}}_k, \forall k \quad (60)$$

其中, \mathbf{V}_k 如式(40)所示。

基于式(60), 可得式(61)和式(62)

$$\begin{aligned} \lim_{M \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^N \boldsymbol{\theta}_{k,n} &= \lim_{M \rightarrow \infty} \mathbf{1}_{N,1}^T \boldsymbol{\theta}_k = \lim_{M \rightarrow \infty} \mathbf{1}_{N,1}^T \mathbf{V}_k \hat{\boldsymbol{\theta}}_k = \\ &= \left[\mathbf{1}_{N,1}^T \mathbf{v}_{k,1}, \dots, \mathbf{1}_{N,1}^T \mathbf{v}_{k,\lambda_k}, \mathbf{1}_{N,1}^T \mathbf{v}_{k,\lambda_k+1}, \dots, \mathbf{1}_{N,1}^T \mathbf{v}_{k,N} \right] \cdot \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{1}_{N,1}^T \mathbf{v}_{k,\lambda_k+1} \\ \vdots \\ \mathbf{1}_{N,1}^T \mathbf{v}_{k,N} \end{bmatrix}^* = \sum_{n=\lambda_k+1}^N \left| \mathbf{1}_{N,1}^T \mathbf{v}_{k,n} \right|^2, \forall k \end{aligned} \quad (61)$$

$$\begin{aligned} \lim_{M \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^N |\boldsymbol{\theta}_{k,n}|^2 &= \lim_{M \rightarrow \infty} \left(\mathbf{V}_k \hat{\boldsymbol{\theta}}_k \right)^H \mathbf{V}_k \hat{\boldsymbol{\theta}}_k = \\ \lim_{M \rightarrow \infty} \left(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k \right)^H \hat{\boldsymbol{\theta}}_k &= \lim_{M \rightarrow \infty} \sum_{n=\lambda_k+1}^N \left| \mathbf{1}_{N,1}^T \mathbf{v}_{k,n} \right|^2, \forall k \end{aligned} \quad (62)$$

把式(61)和式(62)代入式(55)中, 每个用户的传输功率收敛于

$$p_k^* = \frac{\left(2^{\frac{\bar{D}_k}{2^{T-2K-N+1}}} - 1 \right) \sigma^2}{M \left(\beta_k^{\text{BU}} + \beta^{\text{BI}} \beta_k^{\text{IU}} \sum_{n=\lambda_k+1}^N \left| \mathbf{1}_{N,1}^T \mathbf{v}_{k,n} \right|^2 \right)}, \forall k \quad (63)$$

定理 1 得证。

为了体现智能反射表面以及本文提出的系统设计方案式(33)、式(35)和式(48)的优越性, 将在第 5.2 节介绍无智能反射表面的大规模天线系统的能耗性能, 并与定理 1 进行比较。

5.2 大规模天线系统对照机制: 无智能反射表面系统

类似于第 4 节, 无智能反射表面的通信系统等效于将信道模型式(5)中的 φ_n 都设为 0。最大比值合并 (maximal-ratio combining) 技术在此模型下拥有很好的性能^[17]。具体而言, 每个用户的最大比值合并波束成形向量可表示为

$$\mathbf{w}_k = \mathbf{h}_k, k = 1, \dots, K \quad (64)$$

在此波束成形设计下, 每个用户的速率可表示为

$$R_k = \log_2 \left(1 + \frac{p_k \left| \mathbf{h}_k^H \mathbf{h}_k \right|^2}{\sum_{j \neq k} p_j \left| \mathbf{h}_k^H \mathbf{h}_j \right|^2 + \sigma^2 \left\| \mathbf{h}_k \right\|^2} \right), k = 1, \dots, K \quad (65)$$

以上波束成形设计需要的信道信息包括 $\{\mathbf{h}_k\}$, 估计这些信道信息的符号数为^[16]

$$\tau = K \quad (66)$$

在每个信道相干时间内, 每个用户可用于数据传输的符号数为

$$\rho = T - \tau = T - K \quad (67)$$

因此, 在每个信道相干时间内, 第 k 个用户所能传输的信息比特数为

$$D_k = (T - K) \log_2 \left(1 + \frac{p_k \left| \mathbf{h}_k^H \mathbf{h}_k \right|^2}{\sum_{j \neq k} p_j \left| \mathbf{h}_k^H \mathbf{h}_j \right|^2 + \sigma^2 \left\| \mathbf{h}_k \right\|^2} \right), k = 1, \dots, K \quad (68)$$

在无智能反射表面的大规模天线系统中, 用户传输功率最小化问题可以表示为

$$\min_{\{p_k\}} \sum_{k=1}^K p_k \quad (69)$$

满足条件

$$p_k \left| \mathbf{h}_k^H \mathbf{h}_k \right|^2 \geq \left(\frac{\bar{D}_k}{2^{T-K}} - 1 \right) \cdot \left(\sum_{j \neq k} p_j \left| \mathbf{h}_k^H \mathbf{h}_j \right|^2 + \sigma^2 \|\mathbf{h}_k\|^2 \right), \quad k=1, \dots, K \quad (70)$$

问题式(69)是一个线性规划问题, 因此, 可有数得到其最优解。同时, 当基站的天线数趋近于无穷时, 在式(70)中有如式(71)所示的条件成立。

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\mathbf{h}_k^H \mathbf{h}_k}{M} = \beta_k^{\text{BU}}, \quad k=1, \dots, K \quad (71)$$

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\mathbf{h}_k^H \mathbf{h}_j}{M} = 0, \quad k=1, \dots, K$$

在此条件下, 问题式(69)有闭式解, 表示为

$$p_k^* = \frac{\left(\frac{\bar{D}_k}{2^{T-K}} - 1 \right) \sigma^2}{M \beta_k^{\text{BU}}}, \quad k=1, \dots, K \quad (72)$$

因此, 当 $M \rightarrow \infty$ 时, 无智能反射表面的大规模天线系统中所有用户的总传输功率最小为

$$\sum_{k=1}^K p_k^* = \sum_{k=1}^K \frac{\left(\frac{\bar{D}_k}{2^{T-K}} - 1 \right) \sigma^2}{M \beta_k^{\text{BU}}} \quad (73)$$

与有智能反射表面的大规模天线系统的传输功率式(54)相比, 式(73)中每个用户传输功率的表达式中分子与分母均较小。一方面, 这是因为智能反射表面会引起信道估计时间的增加和信息传输时间的减少; 另一方面, 当智能反射表面的反射系数设为式(33)、基站波束成形设为式(35)和式(48)时, 智能反射表面可以在不增加干扰的前提下, 大幅度提高有用信号的强度。在第6节中将提供数值仿真, 验证在大规模天线系统中, 智能反射表面对有用信号强度的增加是否可以克服数据传输时间变短所带来的损失。

6 数值结果

6.1 系统参数

本文考虑的仿真模型如下。假设基站服务用户

个数 $K=8$, 每个信道相干时间内符号个数 $T=1000$ 。每个用户相干时间内需要传输数据的比特数为 $\bar{D}_k=1000$ ($k=1, \dots, K$), 所有信道服从瑞利分布。具体而言, $\mathbf{h}_k: \text{CN}(0, \beta_k^{\text{BU}} \mathbf{I})$ ($k=1, \dots, K$), $t_{k,n}: \text{CN}(0, \beta_k^{\text{IU}})$ ($k=1, \dots, K, n=1, \dots, N$), $\mathbf{r}_n: \text{CN}(0, \beta^{\text{BI}} \mathbf{I})$ ($n=1, \dots, N$)。在以上模型中, 信道衰落可表示为 $\beta_k^{\text{BU}} = \beta_0 \left(\frac{d_k^{\text{BU}}}{d_0} \right)^{-\alpha_1}$ 、

$$\beta_k^{\text{IU}} = \beta_0 \left(\frac{d_k^{\text{IU}}}{d_0} \right)^{-\alpha_2} \text{ 和 } \beta^{\text{BI}} = \beta_0 \left(\frac{d^{\text{BI}}}{d_0} \right)^{-\alpha_3} \text{。其中, } d_0=1 \text{ m}$$

表示参考位置, $\beta_0 = -20 \text{ dB}$ 表示在参考位置的信道衰落, d_k^{BU} 、 d_k^{IU} 、 d^{BI} 分别表示第 k 个用户到基站的距离、第 k 个用户到智能反射表面的距离和智能反射表面到基站的距离, $\alpha_1=4.2$ 、 $\alpha_2=2.1$ 和 $\alpha_3=2.2$ 表示信道衰落系数。本节假设基站和智能反射表面的距离为 100 m , 同时, 所有用户分布在一个半径为 5 m 的圆内, 此圆心距离基站 105 m , 距离智能反射表面 10 m 。最后, 信道的带宽为 1 MHz , 基站的噪音功率为 -169 dBm/Hz 。

6.2 中小规模天线系统传输功率对比

首先考虑中小规模天线系统的性能。假设基站的天线个数 $M=4$ 。中小规模天线系统用户总传输功率对比如图3所示, 当智能反射表面有 $10 \sim 210$ 个反射元素时, 用户总传输功率和反射元素个数的关系如实线所示, 无智能反射表面的用户总传输功率和反射元素个数的关系如虚线所示。从图3可以看出, 当智能反射表面约有 100 个反射元素时, 用户总传输功率比无智能反射表面的用户总传输功率少1个数量级。同时, 当智能反射表面的反射元素个数小于 150 时, 用户总传输功率随着 N 的增加快速降低。当反射元素个数大于 150 时, 用户总传输功率随着 N 的增加而升高, 这是因为当 N 小于一定值时, 根据式(12)得到的信道估计时间较短, 智能反射表面带来的速率增益起主要作用。相反地, 当 N 过大时, 系统用于信道估计的时间过长, 因此, 没有足够时间用于信息传输。以上仿真结果表明, 在考虑信道估计时间消耗的情况下, 要合理设计智能反射表面的反射元素数量, 以合理的信道估计时间消耗获得信号强度的增益。

6.3 大规模天线系统传输功率对比

本节将展示智能反射表面在大规模天线系统中的性能。首先, 假设基站天线个数 $M=512$, 得到的大规模天线系统用户总传输功率对比如图4所示。当智

能反射表面有 10~210 个反射元素时,用户总传输功率和反射元素个数的关系如实线所示。同时,无智能反射表面的用户总传输功率和反射元素个数的关系如虚线所示。可以看到,当智能反射表面约有 200 个反射元素时,用户总传输功率比没有智能反射表面的用户总传输功率低了 2 个数量级。与图 3 对比,在有智能反射表面时,大规模天线系统的能耗比中小规模天线系统的能耗低 3 个数量级。同时可以观察到,与图 3 不同,当智能反射表面的反射元素少于 200 个时,用户总传输功率随着智能反射表面反射元素的增加一直降低。这是由于在大规模天线系统中,用户总传输速率比中小规模天线系统中的用户总传输速率有大幅度提升,因此,每个用户的信息可以在更短时间内传输给基站,而把更多时间用于信道估计中。因此,当反射元素少于 200 个时,每个相干时间内有充足的时间进行信道估计,如果增加反射元素个数,则会增加信息传输阶段的反射信号强度,使用户用更低的传输功率达到目标速率。

在下一个仿真中,把智能反射表面的反射元素个数定为 $N=100$ 。基站天线数对用户总传输功率的影响如图 5 所示。可以看出,当基站天线数不同时,智能反射表面系统中的用户总传输功率一直比无智能反射表面系统中的用户总传输功率低 2 个数量级。同时,增加基站天线数也可以降低用户总传输功率。

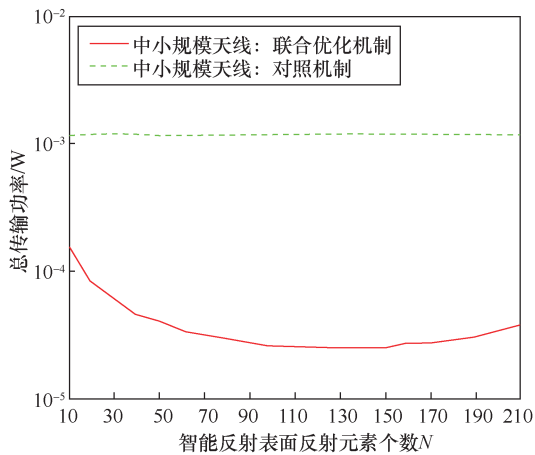


图 3 中小规模天线系统用户总传输功率对比

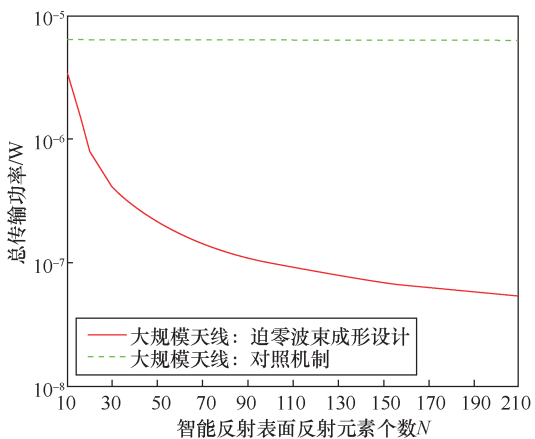


图 4 大规模天线系统用户总传输功率对比

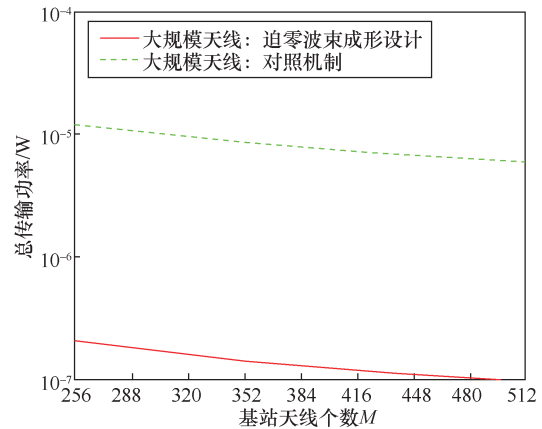


图 5 基站天线数对用户总传输功率的影响

7 结束语

本文考虑了智能反射表面在 6G 物联网中的应用。在考虑信道估计时间消耗的情况下,为了减小物联网设备的传输功率,联合设计了用户传输功率、智能反射表面反射系数和基站波束成形。仿真结果表明,智能反射表面可以大幅度降低物联网设备的通信能耗,因此,在 6G 物联网中有巨大的应用前景。

参考文献:

- [1] 郭贺铨. 物联网技术与应用的新进展[J]. 物联网学报, 2017, 1(1): 1-6.
WU H Q. Technology and application progress on Internet of things[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2017, 1(1): 1-6.
- [2] 孙玉. 我国物联网产业发展趋势[J]. 物联网学报, 2017, 1(3): 1-5.
SUN Y. Development trend of IoT industry in China[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2017, 1(3): 1-5.
- [3] LIASKOS C, NIE S, TSIOLARIDOU A, et al. A new wireless communication paradigm through software-controlled metasurfaces[J]. IEEE Communications Magazine, 2018, 56(9): 162-169.
- [4] RENZO M D, DEBBAH M, PHAN-HUY D, et al. Smart radio environments empowered by reconfigurable AI meta-surfaces: an idea whose time has come[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2019, 129: 1-20.
- [5] BASAR E, RENZOM D, ROSNY J, et al. Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces[J]. IEEE Access, 2019, 7: 116753-116773.

- [6] LIASKOS C K, TSIOLIARIDOU A, PITSILLIDES A, et al. Design and development of software defined metamaterials for nanonetworks[J]. IEEE Circuits and Systems Magazine, 2015, 15(4): 12-25.
- [7] WU Q Q, ZHANG R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network: joint active and passive beamforming design[C]//2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). IEEE, 2018.
- [8] ZHANG S W, ZHANG R. Capacity characterization for intelligent reflecting surface aided MIMO communication[J]. arXiv: 1910.01573, 2019.
- [9] YU X H, XU D F, SCHOBER R. Enabling secure wireless communications via intelligent reflecting surfaces[C]//2019 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). IEEE, 2019.
- [10] MISHRA D, JOHANSSON H. Channel estimation and low-complexity beamforming design for passive intelligent surface-assisted MISO wireless energy transfer[C]//2019 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). IEEE, 2019.
- [11] YANG Y, ZHENG B, ZHANG S, et al. Intelligent reflecting surface meets OFDM: protocol design and rate maximization[J]. arXiv: 1906.09956, 2019.
- [12] ZHENG B, ZHANG R. Intelligent reflecting surface-enhanced OFDM: channel estimation and reflection optimization[J]. arXiv: 1909.03272, 2019.
- [13] JENSEN T L, CARVALHO E D. On optimal channel estimation scheme for intelligent reflecting surfaces based on a minimum variance unbiased estimator[J]. arXiv: 1909.09440, 2019.
- [14] WANG Z, LIU L, CUI S. Channel estimation for intelligent reflecting surface assisted multiuser communications[J]. arXiv: 1912.11783, 2019.
- [15] CHIANG M, HANDE P, LAN T, et al. Power control in wireless cellular networks[J]. Foundations and Trends in Networking, 2007, 2(4): 381-533.
- [16] HASSIBI B, HOCHWALD B M. How much training is needed in multiple-antenna wireless links[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(4): 951-963.
- [17] NGO H Q, LARSSON E G, MARZETTA T L. Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(4): 1436-1449.

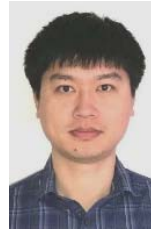
[作者简介]



王兆瑞（1993-），男，山西忻州人，博士，中国香港理工大学博士后研究员，主要研究方向为 5G 移动通信和短包通信。



刘亮（1986-），男，辽宁沈阳人，博士，中国香港理工大学助理教授，主要研究方向为下一代蜂窝通信技术和物联网。



李航（1985-），男，河北承德人，博士，深圳市大数据研究院副研究员，主要研究方向为新一代无线通信网络和动态优化。



崔曙光（1974-），男，河北唐山人，博士，中国香港中文大学（深圳）校长讲席教授，主要研究方向为数据驱动的大规模系统控制和 5G/6G 智能网络。