

引用格式:袁田浩,杨少石.基于智能反射面与用户关联的1比特反馈波束赋形算法[J].中国传媒大学学报(自然科学版),2023,30(02):09-16.

文章编号:1673-4793(2023)02-0009-08

# 基于智能反射面与用户关联的1比特反馈波束赋形算法

袁田浩<sup>1</sup>,杨少石<sup>1,2\*</sup>

(1. 北京邮电大学信息与通信工程学院,北京 100876;  
2. 泛网无线通信教育部重点实验室,北京 100876)

**摘要:**针对多智能反射面辅助的多接入点多用户系统中的智能反射面选择与主被动联合波束赋形问题,设计了不依赖瞬时信道状态信息的智能反射面-用户关联与波束赋形方案。首先基于大尺度衰落参数设计关联方案。之后提出了基于1比特反馈的被动波束赋形算法,利用接收信号强度调整反射单元的相位。仿真结果表明用户关联方案对平均信干噪比存在显著影响,收敛后的1比特反馈算法能够接近主被动波束赋形相位对齐时的性能。

**关键词:**智能反射面;分布式信号处理;波束赋形;用户关联;1比特反馈

中图分类号:TN92 文献标识码:A

## 1-bit feedback beamforming based on the association of intelligent reflecting surfaces and users

YUAN Tianhao<sup>1</sup>, YANG Shaoshi<sup>1,2\*</sup>

(1. School of Information and Communication Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China; 2. Key Laboratory of Universal Wireless Communications, Ministry of Education, Beijing 100876, China)

**Abstract:** Aiming at the problem of intelligent reflecting surface (IRS) association and joint active and passive beamforming in a multi-access point and multi-user system aided by multi-IRSs, we design an association and beamforming scheme that does not rely on instantaneous channel state information. Firstly, the association scheme is designed based on large scale fading parameters. Then a passive beamforming algorithm based on 1-bit feedback is proposed, which adjust the phase of the reflection elements by using the received signal strength. The simulation results show that the user association scheme has a significant impact on the average SINR, and the convergent 1-bit feedback algorithm can approach the performance of active and passive beamforming phase alignment.

**Keywords:** intelligent reflecting surface; distributed signal processing; beamforming; user association; one-bit feedback

基金项目:北京市自然科学基金-海淀原始创新联合基金前沿项目(L202012)

作者简介(\*为通讯作者):袁田浩(1997-),男,硕士研究生,主要从事分布式波束赋形研究。Email:yth\_97@bupt.edu.cn;杨少石(1983-),男,教授,博士生导师,主要从事5G/6G和分布式感知-通信-计算-智能融合理论与技术研究。Email:shaoshi.yang@bupt.edu.cn

## 1 引言

受益于超材料领域的发展,智能反射面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)成为6G预研中的热点空口技术之一<sup>[1]</sup>。其无源、无射频链路的特点有助于降低系统的成本、复杂度与能耗<sup>[2]</sup>。对于IRS辅助的无线通信场景下的波束赋形,除基站原有的主动波束赋形增益以外,IRS的反射单元提供被动波束赋形增益,因此需要对两者进行联合设计<sup>[3]</sup>。

为充分利用被动波束赋形增益,IRS的反射单元数量通常很多。如果对接入点(Access Point, AP)到IRS信道和IRS到用户设备(User Equipment, UE)的信道状态信息(Channel State Information, CSI)均进行实时更新,所需的信道估计开销难以接受。一部分研究者选择使用随机相移优化的方式进行设计,Tao Q等人研究单天线发射机通过IRS向多个单天线用户广播公共消息的场景,IRS在每个时隙上用一组随机系数进行反射以节省信道估计开销<sup>[4]</sup>。Nadeem Q等人通过IRS的随机旋转方案增加多用户分集效应,不需要与IRS有关的CSI,但此方案没有利用IRS的被动波束赋形增益<sup>[5]</sup>。Psomas C等人基于随机相位旋转,结合编码与IRS分区选择算法,分析单IRS辅助单UE通信的中断概率与能量效率<sup>[6]</sup>。值得注意的是,这些研究仅局限于单IRS系统。

同时,由于存在乘积距离路径损耗现象,IRS的部署位置也会对实际效果产生较大影响。You C等人研究了单天线用户系统中两个合作的IRS与传统的单IRS情况下的速率,指出在考虑IRS信道存在估计误差以及训练开销的条件下,两个合作分布式IRS可实现提高速率<sup>[7]</sup>。Zhang S等人研究了对称信道条件下的单IRS与双IRS辅助下的时分多址与频分多址系统速率,指出该假设下集中式部署性能优于分布式部署<sup>[8]</sup>。但目前对于多个IRS分布式部署的研究相对较少。Mei W等人研究了多基站多IRS的系统,每个IRS通过无源波束赋形进行相位对齐,协助关联的基站向用户传输,同时随机散射来自其他同信道基站的信号,从而在网络中增加额外的信号和干扰路径<sup>[9]</sup>。

综上所述,目前分布式IRS部署方式下的低瞬时CSI依赖的波束赋形设计方案较少。因此,本文提出分布式IRS辅助的多AP服务多UE场景下的IRS-UE用户关联方案及波束赋形算法。对系统场景进行分析建模,基于大尺度衰落参数设计关联方案以及设计

低CSI依赖的1-bit反馈算法。仿真结果表明了用户关联方案对用户性能存在显著影响,所提1-bit反馈算法方案不同步长下均能收敛,并有效接近相位对齐波束赋形方案的信干噪比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR)。

## 2 系统模型

### 2.1 系统场景

本文考虑如图1所示的多个分布式IRS辅助的多AP服务多UE场景,其中 $K$ 个配备有 $L$ 根天线的AP,通过 $K$ 个装有 $M$ 个反射单元的IRS,服务 $K$ 个单天线UE。每个AP只为其服务的单一UE发射有效信息,但系统中存在来自其他AP的同频干扰。AP与UE的关联关系已经由UE接收到的各AP的参考信号功率强弱决定,每对AP与UE对应编号相同。同时为了减轻信道估计的开销与系统设计成本,每对AP与UE只由一个IRS进行被动波束赋形。

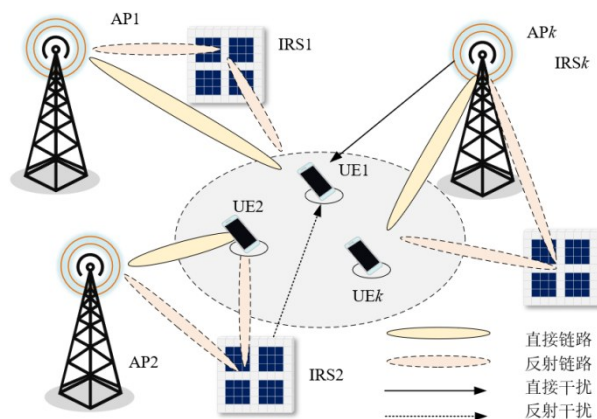


图1 分布式IRS辅助下多AP服务多UE场景

为方便后续表示,定义以下集合表示下标范围, $\mathcal{K}$ 、 $\mathcal{I} \triangleq \{1, 2, \dots, K\}$ 与 $\mathcal{M} \triangleq \{1, 2, \dots, M\}$ 分别表示AP-UE对的编号集合、IRS的编号集合与IRS的反射单元编号集合。同时假设每个IRS的反射单元没有能量损失,反射幅度均为1,第 $j$ 个IRS的第 $m$ 个反射单元的相位可调范围为0到 $2\pi$ ,即 $\theta_{j,m} \in [0, 2\pi)$ 。因此,第 $j$ 个IRS的反射矩阵可以表示为对角阵 $\Phi_j = \text{diag}\{e^{i\theta_{j,1}}, e^{i\theta_{j,2}}, \dots, e^{i\theta_{j,M}}\}$ ,其中相位前的 $i$ 表示虚数单位。为便于理论推导,本文使用了理想的IRS反射条件,对于离散相位取值的影响,将在3.2节进行讨论。在本文后续的研究中,考虑到乘积路径损耗模型的影响,只考虑经IRS单次反射的信号,忽略从AP到UE

的经IRS二次及以上的信号。

用  $\mathbf{f}_{n,k} = [f_{n,k,1}, f_{n,k,2}, \dots, f_{n,k,L}] \in \mathbb{C}^{1 \times L}$  表示第  $n$  个 AP 到第  $k$  个 UE 的直接信道,与此同时  $\mathbf{g}_{j,k} = [g_{j,k,1}, g_{j,k,2}, \dots, g_{j,k,M}] \in \mathbb{C}^{1 \times M}$  表示第  $j$  个 IRS 到第  $k$  个 UE 的信道。第  $n$  个 AP 到第  $j$  个 IRS 的信道表示为  $\mathbf{H}_{n,j} = [\mathbf{h}_{n,j,1}, \mathbf{h}_{n,j,2}, \dots, \mathbf{h}_{n,j,M}]^H \in \mathbb{C}^{M \times L}$ 。若该网络为富散射环境,假设所有信道的小尺度衰落均为独立的瑞利衰落,则有  $\mathbf{f}_{n,k} \sim CN(\mathbf{0}, \mu_{n,k}^2 \mathbf{I}_L)$ ,  $\text{vec}(\mathbf{H}_{n,j}) \sim CN(\mathbf{0}, \beta_{n,k}^2 \mathbf{I}_{ML})$ ,  $\mathbf{g}_{j,k} \sim CN(\mathbf{0}, \eta_{j,k}^2 \mathbf{I}_M)$ , 其中  $n, k \in \mathcal{K}, j \in \mathcal{J}$ 。其中  $\mu_{n,k}^2, \beta_{n,k}^2$  与  $\eta_{j,k}^2$  分别对应为第  $n$  个 AP 到第  $k$  个 UE 的直接信道、第  $n$  个 AP 到第  $j$  个 IRS 的信道以及第  $j$  个 IRS 到第  $k$  个 UE 的信道的大尺度衰落系数。

为便于各 AP 间进行分布式处理以及降低波束赋形的复杂度,假设第  $k$  个 AP 仅根据其对应服务的第  $k$  个用户的直接信道进行最大比传输(Maximum Ratio Transmission, MRT)波束赋形,主动波束赋形矩阵为:

$$\mathbf{w}_k = \frac{\mathbf{f}_{k,k}^H}{\|\mathbf{f}_{k,k}\|}, k \in \mathcal{K} \quad (1)$$

为便于后续推导,利用MRT波束赋形的特性,本文等效考虑  $K$  个配备有单根天线的AP,于是第  $n$  个 AP 到第  $k$  个 UE 的等效直接信道为:

$$\tilde{f}_{n,k} = \mathbf{f}_{n,k}^H \mathbf{w}_n \in \mathbb{C}, n, k \in \mathcal{K} \quad (2)$$

第  $n$  个 AP 到第  $j$  个 IRS 的等效信道为:

$$\tilde{\mathbf{h}}_{n,j,1} = \mathbf{H}_{n,j} \mathbf{w}_n = [\tilde{h}_{n,j,1}, \tilde{h}_{n,j,2}, \dots, \tilde{h}_{n,j,M}]^H \in \mathbb{C}^{M \times 1} \quad (3)$$

进一步考虑直接信道的统计特性,有  $\mathbf{f}_{k,k}^H \mathbf{w}_k = \|\mathbf{f}_{k,k}\|, k \in \mathcal{K}$ , 其期望为:

$$\mathbb{E}\{\tilde{f}_{k,k}\} = \frac{\Gamma(L + \frac{1}{2})}{\Gamma(L)} \mu_{k,k} \quad (4)$$

$\Gamma(\cdot)$  表示 Gamma 函数,方差为  $\mathbb{E}\{|\tilde{f}_{k,k}|^2\} = L\mu_{k,k}^2$ 。

假设对于第  $k$  对 AP 与 UE, 其对应的 IRS 编号为  $j$ , 令 AP-IRS-UE 信道与经 MRT 波束赋形的 AP-UE 信道相位对齐, 则有:

$$\theta_{j,m} = \angle \tilde{f}_{k,k} - \angle g_{j,k,m} - \angle \tilde{h}_{k,j,m}, m \in \mathcal{M} \quad (5)$$

## 2.2 接收信号与干扰

分析第  $k$  个 UE 接收到的来自第  $k$  个 AP 的期望接收信号,  $x_k$  为第  $k$  个 AP 发往第  $k$  个 UE 的原始信号, 满足  $\mathbb{E}\{|x_k|^2\} = P_k, P_k$  为第  $k$  个 AP 的发射功率。为便于

分析,假设所有 AP 的发射功率相同均为  $P$ 。期望接收信号具体为:

$$y_k = \tilde{f}_{k,k} x_k + \left( \sum_{j \in \mathcal{J}} a_{j,k} \mathbf{g}_{j,k} \Phi_j \tilde{\mathbf{h}}_{k,j} \right) x_k + \left( \sum_{j \in \mathcal{J}} (1 - a_{j,k}) \mathbf{g}_{j,k} \Phi_j \tilde{\mathbf{h}}_{k,j} \right) x_k \quad (6)$$

引入二元变量  $a_{j,k}, j \in \mathcal{J}, k \in \mathcal{K}$ , 当  $a_{j,k} = 1$ , 表示第  $j$  个 IRS 服务第  $k$  个 UE; 当  $a_{j,k} = 0$ , 表示第  $j$  个 IRS 不服务第  $k$  个 UE。由于每个 IRS 只服务一个 UE, 进而有:

$$\sum_{k \in \mathcal{K}} a_{j,k} = 1, \forall j \in \mathcal{J} \quad (7)$$

同时,由于已经进行式(5)的相位对齐,有:

$$Q_{j,k} = \mathbf{g}_{j,k} \Phi_j \tilde{\mathbf{h}}_{k,j} = \sum_{m \in \mathcal{M}} |\tilde{h}_{k,j,m}| |g_{j,k,m}| \quad (8)$$

接下来考虑第  $k$  个 UE 受到的其他未与之关联的 AP 的同频干扰。这些 AP 将各自通过其与第  $k$  个 UE 的直接链路以及通过所有 IRS 反射的反射链路造成干扰, 分别对应式(9)右侧的第一项与第二项。可得:

$$I_k = \sum_{n \in \mathcal{K}, n \neq k} \tilde{f}_{n,k} x_n + \sum_{n \in \mathcal{K}, n \neq k} \left( \sum_{j \in \mathcal{J}} \mathbf{g}_{j,k} \Phi_j \tilde{\mathbf{h}}_{n,j} \right) x_n \quad (9)$$

## 3 基于 IRS 与 UE 关联的 1 比特反馈波束赋形

### 3.1 基于 ASAINR 的 IRS 与 UE 关联

本小节将对平均信号功率与平均干扰加噪声功率的比值(Average Signal to Average Interference plus Noise Ratio, ASAINR)<sup>[9]</sup>进行推导与相应理论分析。考虑第  $k$  个 UE 处的平均接收 SINR, 为:

$$\tilde{\gamma}_k = \mathbb{E} \left\{ \frac{|y_k|^2}{\sigma^2 + |I_k|^2} \right\} \quad (10)$$

其中  $\sigma^2$  表示接收端的噪声方差。由于式(10)从数学上难以分析,引入 ASAINR 作为下界进行近似。通过  $y_k$  与  $I_k$  各自独立的条件,以及 Jensen 不等式得到:

$$\tilde{\gamma}_k = \mathbb{E}\{|y_k|^2\} \mathbb{E} \left\{ \frac{1}{\sigma^2 + |I_k|^2} \right\} \geq \frac{\mathbb{E}\{|y_k|^2\}}{\sigma^2 + \mathbb{E}\{|I_k|^2\}} = \gamma_k \quad (11)$$

式(11)不等式右侧的取值仅与大尺度衰落的系数有关。首先考虑  $\mathbb{E}\{|y_k|^2\}$ , 结合式(8)与式(6), 并利用关联 IRS 的级联信道与非关联 IRS 的级联信道的独立性, 得到以下表达式:

$$\begin{aligned} \mathbb{E}\{|y_k|^2\} &= P \mathbb{E}\left\{\left(\tilde{f}_{k,k} + \sum_{j \in \mathcal{J}} a_{j,k} Q_{j,k}\right)^2\right\} \\ &+ P \mathbb{E}\left\{\left|\sum_{j \in \mathcal{J}} (1 - a_{j,k}) \mathbf{g}_{j,k}^H \Phi_j \tilde{h}_{k,j}\right|^2\right\} \end{aligned} \quad (12)$$

将式(12)表示为  $\mathbb{E}\{|y_k|^2\} = PA + PB$ ,  $A$  代表第  $k$  对 AP 与 UE 直接链路及与之关联的 IRS 反射链路的同相信号的期望。 $B$  为未与之关联的其他 IRS 随机反射的信号期望。由于不同 IRS 各信道之间相互独立,后续推导假设不与第  $k$  个 UE 关联的各 IRS 的反射单元系数可视为在  $[0, 2\pi]$  均匀分布。

首先考虑表达式  $A$ , 将其展开为:

$$\begin{aligned} A &= \mathbb{E}\{\tilde{f}_{k,k}^2\} + 2\mathbb{E}\{\tilde{f}_{k,k}\} \left(\sum_{j \in \mathcal{J}} a_{j,k} \mathbb{E}\{Q_{j,k}\}\right) \\ &+ \mathbb{E}\left\{\left(\sum_{j \in \mathcal{J}} a_{j,k} Q_{j,k}\right)^2\right\} \end{aligned} \quad (13)$$

将式(4)与式(8)代入,得:

$$\begin{aligned} A &= L\mu_{k,k}^2 + \frac{2\Gamma\left(L + \frac{1}{2}\right)\alpha_{k,k}}{\Gamma(L)} \left(\sum_{j \in \mathcal{J}} \lambda_{j,k} \mathbb{E}\{Q_{j,k}\}\right) \\ &+ \mathbb{E}\left\{\left(\sum_{j \in \mathcal{J}} a_{j,k} Q_{j,k}\right)^2\right\} \end{aligned} \quad (14)$$

下面分析  $Q_{j,k}$ , 令  $q_{n,j,k} = \beta_{n,j} \eta_{j,k}$ ,  $n, k \in \mathcal{K}, j \in \mathcal{J}$  表示第  $n$  个 AP 经由第  $j$  个 IRS 到第  $k$  个 UE 处的平均大尺度信道增益, 利用各信道为瑞利衰落的性质, 有:

$$\mathbb{E}\{Q_{j,k}\} = \sum_{m \in \mathcal{M}} \mathbb{E}\{|\tilde{h}_{k,j,m}|\} \mathbb{E}\{|\mathbf{g}_{j,k,m}|\} = \frac{M\pi}{4} q_{k,j,k} \quad (15)$$

$$\mathbb{E}\{Q_{j,k}^2\} = \frac{M^2\pi^2}{16} q_{k,j,k}^2 + Mq_{k,j,k}^2 \left(1 - \frac{\pi^2}{16}\right) \quad (16)$$

同理, 利用非关联的 IRS 之间级联信道的独立性以及二元变量  $a_{j,k}$  取值只有 0 和 1 的特性, 可得:

$$\begin{aligned} B &= \sum_{j \in \mathcal{J}} (1 - a_{j,k}) \mathbb{E}\left\{|\mathbf{g}_{j,k} \Phi_j \tilde{h}_{k,j}|^2\right\} \\ &= M \sum_{j \in \mathcal{J}} (1 - a_{j,k}) q_{k,j,k}^2 \end{aligned} \quad (17)$$

将式(14)(15)(16)(17)代入  $\mathbb{E}\{|y_k|^2\} = PA + PB$  得:

$$\begin{aligned} \tilde{\mu}_{k,k}^2(\mathbf{a}_k) &= L\mu_{k,k}^2 + \frac{M^2\pi^2}{16} \left(\sum_{j \in \mathcal{J}} a_{j,k} q_{k,j,k}\right)^2 \\ &+ M \left(\sum_{j \in \mathcal{J}} q_{k,j,k}^2 + \sum_{j \in \mathcal{J}} a_{j,k} C_{j,k}\right) \end{aligned} \quad (18)$$

$\tilde{\mu}_{k,k}^2(\mathbf{a}_k)$  表示第  $k$  个 AP 到第  $k$  个 UE 的有效信道增

益,  $\mathbf{a}_k \triangleq [a_{j,k}]_{j \in \mathcal{J}}, k \in \mathcal{K}$  表示第  $j$  个 IRS 与第  $k$  个 UE 关联的条件。其中:

$$C_{j,k} = \frac{\pi\Gamma\left(L + \frac{1}{2}\right)\mu_{k,k}}{2\Gamma(L)} q_{k,j,k} - \frac{\pi^2}{16} q_{k,j,k}^2 \quad (19)$$

经过类似的推导过程, 可以得到第  $k$  个 UE 接收到的平均干扰为:

$$\mathbb{E}\{|I_k|^2\} = \sum_{n \in \mathcal{K}, n \neq k} P \left(\mu_{n,k}^2 + \sum_{j \in \mathcal{J}} Mq_{n,j,k}^2\right) \quad (20)$$

令  $\mathcal{G}_{n,k}^2 = \mu_{n,k}^2 + M \sum_{j \in \mathcal{J}} q_{n,j,k}^2, n \in \mathcal{K}, n \neq k$ , 表示第  $n$  个

AP 到第  $k$  个 UE 的有效信道增益, 最终得到第  $k$  个 UE 的 ASAINR 为:

$$\gamma_k(\mathbf{a}_k) = \frac{P\tilde{\alpha}_{k,k}^2(\mathbf{a}_k)}{\sigma^2 + \sum_{n \in \mathcal{K}, n \neq k} P\mathcal{G}_{n,k}^2}, k \in \mathcal{K} \quad (21)$$

为使系统中用户的最低 ASAINR 最大, 得到以下公式:

$$\begin{aligned} \gamma_{c,1} &= \max_{\Lambda} \min_{k \in \mathcal{K}} \frac{P\tilde{\alpha}_{k,k}^2(\mathbf{a}_k)}{\sigma^2 + \sum_{n \in \mathcal{K}, n \neq k} P\delta_{n,k}^2} \\ \text{s.t. } &\sum_{k \in \mathcal{K}} a_{j,k} = 1, \forall j \in \mathcal{J}, \\ &a_{j,k} \in \{0, 1\}, \forall j \in \mathcal{J}, k \in \mathcal{K} \end{aligned} \quad (22)$$

其中,  $\Lambda = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_K] \in \{0, 1\}^{\mathcal{J} \times \mathcal{K}}$  为所有可能的关联情况。以上问题可通过在各大尺度衰落参数均已获得的情况下, 对各 IRS 与不同用户配对逐次求解。

接下来分析 AP 的天线数量  $L$  以及 IRS 的反射单元数量  $M$  对 ASAINR 的影响。考虑式(18), 可以观察到第  $k$  个 UE 的接收期望信号由三项组成, 其中第一项主动波束赋形增益随着 AP 的天线数量  $L$  线性增加, 第二项随 IRS 的反射单元数量  $M$  二次增加, 第三项随 IRS 的反射单元数量  $M$  线性增加。第二项是由于相关 IRS 进行被动波束赋形得到的增益, 第三项是由于非相关 IRS 的对有用信号随机散射造成的。

对于第  $k$  个 UE 受到的干扰, 分析式(20),  $\mathcal{G}_{n,k}^2$  随着 IRS 的反射单元数量  $M$  正比例增长, 这是因为其他未与之关联的 AP 发射的信号, 均会经过所有的 IRS 进行随机的反射。所以若一个 UE 没有与 IRS 相关联, 其无法得到相应的随  $M$  二次增加的被动波束赋形增益, 还会受到所有的 IRS 进行随机反射的干扰。而且当  $M$  的值较小时, 随  $M$  二次增加的被动波束赋形增益未必能弥补所有的 IRS 进行随机反射的干扰。



### 3.2 基于1-bit反馈的主被动联合波束赋形

本小节将基于1-bit反馈的主被动联合波束赋形算法推广到基于ASAINR确定IRS-UE关联的多AP服务多UE的场景中。3.1节中推导的ASAINR基于式(5)进行的严格相位对齐,这对信道估计的精度有极高要求,估计误差无法避免。本小节基于1-bit反馈的主被动联合波束赋形对相位对齐方案进行逼近,主要思路是:通过UE根据其接收到的信号强度变化,每次进行开销为1bit的反馈。AP通过接收到的反馈指示,对IRS的各反射单元的相移进行一定范围内的随机相位改变。通过不断重复上述过程,IRS的各反射单元的相移逐渐收敛至使经过被动波束赋形的信号与主动波束赋形信号同相的效果。

假设已经通过3.1节所提算法,基于ASAINR确定相应的AP-IRS-UE关联。下面对多IRS辅助的多对AP-UE系统下基于1-bit反馈的主被动联合波束赋形进行说明。

首先在进行1-bit反馈相关流程之前,已基于ASAINR确定相应的AP-IRS-UE关联,各AP利用其对应UE的直接信道进行MRT波束赋形,第 $k$ 个UE处的接收期望信号如式(6)所示。假设在持续时间为 $T$ 个时间单位的信道相干期内,各信道的参数保持不变。

在 $t = 1$ 的时刻,各AP对与之关联的IRS的各反射单元相位进行随机初始化,即:

$$\theta_{0,k,i} = \theta_{1,k,i} \in [0, 2\pi), i = 1, 2, \dots, M \quad (23)$$

其中 $\theta_{t,k,i}$ 表示在时刻 $t$ ,第 $k$ 个IRS的第 $i$ 个反射单元的相移系数。同时各UE初始化接收信号功率 $r_{0,k} = r_{1,k}$ ,假设各UE可以通过码分等方式获取参考信号的接收强度。

在 $t \geq 2$ 的时刻,每个IRS的所有反射单元相位进行随机变化,具体表示为:

$$\theta_{t,k,i} = \theta_{0,k,i} + \delta_{t,k,i}, i = 1, 2, \dots, M \quad (24)$$

其中 $\delta_{t,k,i}$ 在 $[-\Delta, \Delta]$ 均匀分布, $\Delta$ 为每次随机相移变化的最大步长,其范围为 $(0, \pi]$ 。为便于表示,假设所有IRS随机相移变化的最大步长均相同。实际场景中反射单元的相位取值范围是离散的,不妨设离散相位间隔为 $\delta$ ,1-bit反馈算法的随机相移变化的最大步长为 $n\delta$ ,那么1-bit反馈算法的相位变化范围为从 $-n\delta$ 到 $n\delta$ ,其中 $n$ 为正整数。相位离散取值的间隔越小,1-bit反馈算法收敛后的效果越接近主被动波束赋形相

位对齐的效果。为观察1-bit反馈算法的理论性能,后续仿真仍采用连续相位取值。

在时刻 $t$ ,第 $k$ 个UE处的接收信号功率为 $r_{t,k}$ 。若 $r_{t,k} > r_{0,k}$ ,第 $k$ 个UE反馈指示“1”,并令 $r_{0,k} = r_{t,k}$ ;若 $r_{t,k} \leq r_{0,k}$ ,第 $k$ 个UE反馈指示“0”,并保持 $r_{0,k}$ 不变。对于第 $k$ 个AP,若收到反馈指示为“1”,则令 $\theta_{0,k,i} = \theta_{t,k,i}, i = 1, 2, \dots, M$ ;若收到反馈指示为“0”,则保持 $\theta_{0,k,i}, i = 1, 2, \dots, M$ 不变。引入二元变量 $b_{t,k}$ ,当UE反馈指示“1”时, $b_{t,k} = 1$ ,反之 $b_{t,k} = 0$ 。对于时刻 $t \geq 2$ ,IRS的各反射单元相位可以表示为:

$$\theta_{t,k,i} = \theta_{1,k,i} + \sum_{n=2}^t \delta_{n,k,i} b_{n,k} \quad (25)$$

在时刻 $t$ ,第 $k$ 个UE处的接收信号为:

$$y_{t,k} = \tilde{f}_{k,k} x_{t,k} + \left( \sum_{j \in \mathcal{J}} a_{j,k} \mathbf{g}_{j,k} \Phi_{t,j} \tilde{\mathbf{h}}_{k,j} \right) x_{t,k} + \left( \sum_{j \in \mathcal{J}} (1 - a_{j,k}) \mathbf{g}_{j,k} \Phi_{t,j} \tilde{\mathbf{h}}_{k,j} \right) x_{t,k} \quad (26)$$

进而,可以计算出时刻 $t$ 第 $k$ 个UE的SINR与对应的速率。算法流程如表1所示。所提算法不断更新反射单元相位与最高接收信号功率值,直至达到一定运行次数。在1-bit反馈算法的执行过程中,也可采用设置固定SINR门限的方式,在SINR达到预设门限时停止迭代,进而节省1比特反馈算法的开销。

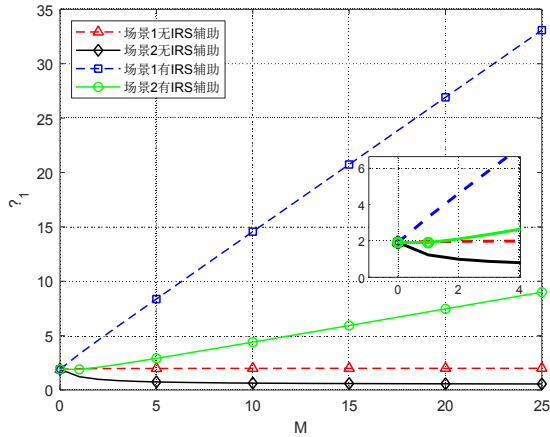
## 4 仿真结果分析

为验证3.1节中对于IRS反射单元数量 $M$ 对所关联用户ASAINR的影响,考虑2个单天线AP、2个单天线UE、1个具有 $M$ 个反射单元的IRS组成的系统,其中AP1服务UE1,AP2服务UE2,并设置如下参数: $P_1 = P_2 = 40\text{dBm}$ ,  $\sigma^2 = 1$ ,  $\mu_{1,1}^2 = 4$ ,  $\mu_{2,2}^2 = 2$ ,  $q_{2,1,1}^2 = 2$ 。考虑以下两个场景:场景1中设置 $q_{1,1,1}^2 = 4$ ;场景2中设置 $q_{1,1,1}^2 = 1$ 。分别考虑UE1是否得到IRS服务的两种情景,进行仿真。需要注意,以上参数设置仅为验证 $M$ 对所关联用户ASAINR的影响。

图2展示了场景1与场景2中UE1是否得到IRS服务的共四种情景下的反射单元数量 $M$ 与UE1的ASAINR关系,横坐标为IRS的反射单元数量 $M$ ,纵坐标表示UE1的ASAINR。首先分析UE1没有IRS辅助的情景,在场景1中,将相关参数代入式(21)得,随着 $M$ 的增大, $\gamma_1$ 将趋于 $q_{1,1,1}^2$ 与 $q_{2,1,1}^2$ 的比值2。

表1 多 IRS 辅助的多对 AP-UE 系统下 1-bit 反馈

算法:多 IRS 辅助的多对 AP-UE 系统下 1-bit 反馈
步骤:
1:根据 3.1 节算法,确定相应的 AP-IRS-UE 关联,并进行 AP 到 UE 的直接链路信道估计
2: $t = 0$ ,各 AP 获得 AP 到 UE 的直接链路信道 $f_{k,k}$ ,并进行 MRT 波束赋形
3: $t = 1$ ,各 AP 对与其关联的 IRS 的各反射单元相位进行随机初始化, $\theta_{0,k,i} = \theta_{1,k,i} \in [0, 2\pi), i = 1, 2, \dots, M$
各 UE 初始化接收信号功率 $r_{0,k} = r_{1,k}$
4:for $2 \leq t \leq T$
$\theta_{t,k,i} = \theta_{0,k,i} + \delta_{t,k,i}, i = 1, 2, \dots, M$
对于所有的 $K$ 个 UE 进行如下判断:
if $r_t > r_0$
$r_0 = r_t, b_t = 1$
else
保持 $r_0$ 不变, $b_t = 0$
end if
$\theta_{t,k,i} = \theta_{1,k,i} + \sum_{n=2}^t \delta_{n,k,i} b_{t,k}$
end for
5:通过式(26)可计算出第 $k$ 个 UE 在时刻 $t$ 的 SINR 与对应的速率
结束

图2 反射单元数量  $M$  与 UE1 的 ASAINR 关系图

下面关注场景2,将相关参数代入式(21)得,随着  $M$  的增大,  $\gamma_1$  将趋于  $q_{1,1,1}^2$  与  $q_{2,1,1}^2$  的比值 0.5。可以看出,没有 IRS 辅助时,随着反射单元数量的增加,  $\gamma_1$  趋于受大尺度衰落系数影响的定值。接着分析 UE1 有 IRS 辅助的情景,在场景 1 与场景 2 中 UE1 的 ASAINR,在  $M$  较大时,均随着  $M$  的增加而增大,这是因为被动波束赋形产生与  $M^2$  成正比例的增益,同时只引入与  $M$  成正比例的干扰。场景 1 与场景 2 中  $\gamma_1$  随着  $M$  增加的速率受大尺度衰落系数影响。同时注意到,在  $M$  较小时,被动波束赋形产生的增益未必能抵消干扰,如场景 2 中 IRS 辅助的情景,  $\gamma_1$  在初始阶段产生下降。由此可见,若要充分利用被动波束赋形增益,需要反射单元数量高于一定值。

表2 多 AP-IRS-UE 系统部分仿真参数设置

参数名	参数值
中心频率	2GHz
带宽	10MHz
AP 高度	15m
UE 高度	1.5m
IRS 高度	1.5m
大尺度衰落	$32.4 + 30 * \log_{10}(d) + 20 * \log_{10}(f)$ [dB]

接着考虑  $K = 4$  个发射功率为 40dBm 的 AP,每个 AP 配置单天线,通过  $K$  个装有  $M$  个反射单元的 IRS,服务  $K$  个单天线用户的场景。建立笛卡尔坐标系,AP1 的坐标为 (-25,3),AP2 的坐标为 (25,2),AP3 的坐标为 (25,-2),AP4 的坐标为 (-25,-3),IRS1 的坐标为 (-3,5),IRS2 的坐标为 (4,5),IRS3 的坐标为 (4,-4),IRS4 的坐标为 (-3,-4),UE1 的坐标为 (0,3),UE2 的坐标为 (2,0),UE3 的坐标为 (0,-1),UE4 的坐标为 (0,-2)。以上 IRS 的序号由 3.1 节提出的算法确定,其他参数设置如表 1 所示,仿真场景的俯视图如图 3 所示。

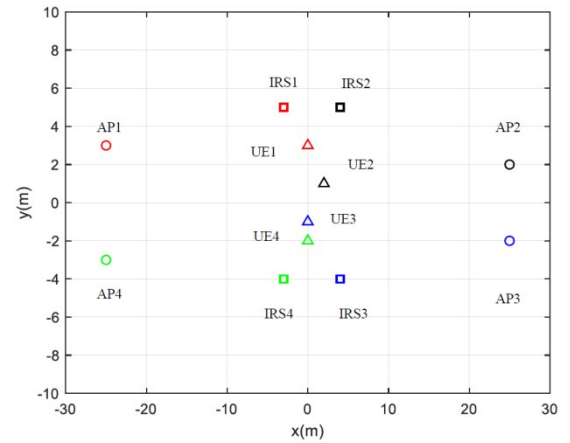


图3 多 AP-IRS-UE 系统仿真场景俯视图

表 2 中的大尺度衰落由 3GPP 标准<sup>[10]</sup>中的城区宏小区 (Urban Macro, UMa) 场景给出,所有信道的小尺度衰落均为瑞利衰落。利用蒙特卡洛方法,取 2000 次不同的信道实现,将各 IRS 的反射单元数量从 0 逐渐增加至 1000。

图 4 比较了各个 UE 的 ASAINR 与 IRS 反射单元数量的关系。UE1 距离为其服务的 AP 与 IRS 较近,受到来自其他 UE 的较强干扰,但在  $M$  增加时,其获得的波束赋形增益可以有效弥补来自其他 UE 的干扰增强。UE2 距离为其服务的 AP 最近,在  $M$  较小时,主动波束赋形的增益使其 ASAINR 最高,但在  $M$  增加时,

受大尺度衰落系数影响,其获得的被动波束赋形增益相较于UE1较弱,性能提升弱于UE1。UE3由于距离为其服务的AP与IRS均较远,所以其主被动波束赋形增益相较于其他UE较低,在 $M$ 较小时,ASAINR增长缓慢,在 $M$ 增加时,获得的被动波束赋形增益也弱于UE1与UE2。UE4由于距离为其服务的AP与IRS也较远,在 $M$ 较小时,其主被动波束赋形增益相较于UE1、UE2较低,ASAINR增长缓慢,在 $M$ 增加时,由于距离与其关联的IRS更近,获得的被动波束赋形增益高于UE2。从以上结果可以看出,要实现较高的IRS被动波束赋形增益,需要提升反射单元数量。同时UE与其服务的AP及IRS的距离也会影响其性能,为使距离AP更远的UE有更好的使用体验,应为其配备具有更多反射单元的IRS或增加IRS数量。

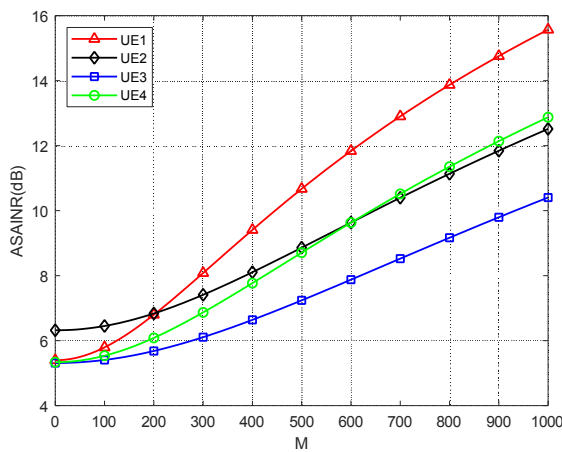


图4 各UE的ASAINR与IRS反射单元数量关系

图5展示了 $M$ 为50时,步长取值下分别为 $\pi/30$ 、 $\pi/20$ 、 $\pi/10$ 的1-bit反馈算法的收敛情况与对应信道状态下使用D-MRT、E-MRT算法的收敛速率。场景为单IRS辅助的单AP服务单UE系统,AP到UE信道、AP到IRS信道、IRS到UE信道的大尺度衰落均值均设为0.1,小尺度衰落均服从瑞利分布。将根据AP到UE直接链路信道CSI求得的MRT波束赋形记作D-MRT,将如式(5)调整IRS反射单元相位使之与直接链路信号相位对齐的联合波束赋形记作E-MRT。需要注意,对于不同的步长取值,在经过足够多次反馈以后,均能达到收敛,但各自的收敛速度不同。为了便于观察,图中只画出了横坐标为100的整数倍时对应的结果。D-MRT只利用AP主动波束赋形的增益,忽略IRS的被动波束赋形作用,IRS对信号进行随机反射,该算法对应的接收信号强度从整体来看最弱。E-

MRT实现了IRS被动波束赋形后的信号与主动波束赋形对齐,其对应的接收信号强度最强,但相位对齐意味着需要掌握AP到IRS信道与IRS到UE信道的精确CSI,随着 $M$ 的增大,对应的信道估计开销也随之增大。步长取值下分别为 $\pi/30$ 、 $\pi/20$ 、 $\pi/10$ 的1-bit反馈算法均能达到收敛,但步长越小的算法收敛趋向的值越接近E-MRT的效果,说明步长越小的算法收敛之后更接近直接链路与反射链路相位对齐的状态,相较于E-MRT性能损失也越小。需要说明,1-bit反馈算法并不需要对与IRS信道有关的CSI信息,这在 $M$ 增大时具有节省信道估计开销的作用。然而,由于步长小的情况其每次相位波动范围较小,收敛速度相对变慢。因此应结合收敛时与E-MRT的性能差距与收敛速度综合决定步长取值。

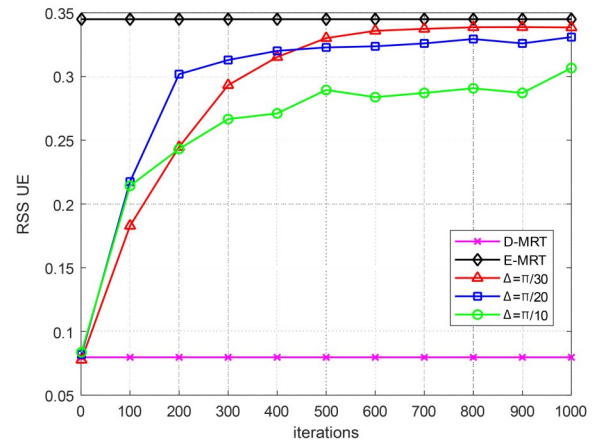


图5 不同步长取值下的1-bit反馈算法的收敛速率

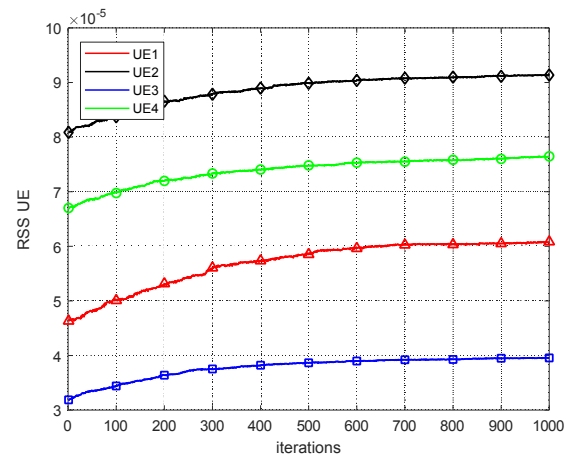


图6 多AP-IRS-UE系统中的1-bit反馈算法的收敛速率

图6比较了多AP-IRS-UE系统将所有UE对应的步长均设为 $\pi/30$ , $M$ 为50时,每次反馈以后的各UE接收信号强度,可以看出,各UE的接收信号强度在进行



1-bit 反馈以后,从整体来看,呈现出上升直至收敛的趋势,收敛后的接收信号强度与随机反射时(初始值)相比有明显的提升。各 UE 在几乎相同的迭代次数处接近收敛,这是因为各 UE 的步长取值相同,且与之相关联的 IRS 反射单元数量也相同。同时注意到,各 UE 的接收信号强度短期内存在波动,并非持续上升,这是因为随机调整相位时可能导致效果变差。

对于基于 ASAINR 的多 AP-IRS-UE 系统 1-bit 反馈算法,将所有 UE 对应的步长均设为  $\pi/30$ ,运行至收敛,同时考虑 D-MRT、E-MRT 以及根据直接链路和随机反射时的反射链路的综合信道 MRT 算法,对 UE1 的平均 SINR 进行仿真,得到图 7。 $M$  的取值范围为 [10,100],每次取值利用蒙特卡洛方法,取 2000 次不同的信道实现。

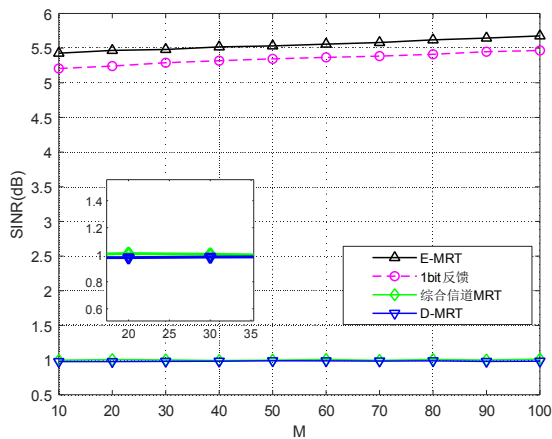


图7 不同波束赋形算法下 UE1 的 SINR

由图 7 可得, E-MRT 算法下的 UE1 的 SINR 最高,收敛后的 1-bit 反馈算法与 E-MRT 算法性能相差约 0.5 dB,需要指出, 1-bit 反馈算法达到收敛需要一定次数迭代,但可以通过估计 IRS 相关的信道减少迭代次数,这种信道估计性能需求低于进行严格相位对齐的 E-MRT 算法。对于 D-MRT 与综合信道 MRT, IRS 的被动波束赋形增益并没有得到充分利用,导致即使反射单元数量增加,两种算法对应的 SINR 也没有明显改变。之所以 E-MRT 算法对应的 SINR 随反射单元数量增加而增长速度较慢,是因为在图 7 的仿真系统设置中,反射单元数量的增加还没有显著高于带来的干扰,这与图 4 的结果一致。

## 5 结论

本文针对分布式多 AP-IRS-UE 系统中的 IRS 关联与波束赋形设计问题,提出一种基于统计 CSI 的 IRS 关联方案与低瞬时 CSI 需求的波束赋形算法。首先利用大尺度衰落参数推导 ASAINR,通过 ASAINR

确定 IRS 与用户关联。然后在确定 IRS 关联的基础上,提出无需精确瞬时 CSI 的基于 1-bit 反馈的 IRS 反射单元相位调整方案。仿真结果显示 UE 受到 IRS 辅助与没有 IRS 辅助下的 ASAINR 存在显著差异,以及大尺度衰落参数对 IRS 关联 UE 的影响需要提升反射单元数量弥补。通过适当选择相位调整的步长提升 1-bit 反馈算法的收敛速率,收敛后的 1-bit 反馈算法能够接近主被动波束赋形相位对齐时的性能,同时降低对信道估计精度的要求。

## 参考文献 (References):

- [1] Ji B, Han Y, Liu S, et al. Several key technologies for 6G: challenges and opportunities [J]. IEEE Communications Standards Magazine, 2021, 5(2):44-51.
- [2] Wu Q and Zhang R. Towards smart and reconfigurable environment: intelligent reflecting surface aided wireless network [J]. IEEE Communications Magazine, 2020, 58(1): 106-112.
- [3] Wu Q, Zhang S, Zheng B, et al. Intelligent reflecting surface aided wireless communications: a tutorial [J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(5): 3313-3351.
- [4] Tao Q, Zhang S, Zhong C, et al. Intelligent reflecting surface aided multicasting with random passive beamforming [J]. IEEE Wireless Communication Letters, 2020, 10(1):92-96.
- [5] Nadeem Q, Zappone A, Chaaban A. Intelligent reflecting surface enabled random rotations scheme for the MISO broadcast channel [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(8): 5226-5242.
- [6] Psomas C, Krikidis I. Low-complexity random rotation-based schemes for intelligent reflecting surfaces [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(8): 5212-5225.
- [7] You C, Zheng B, Zhang R. Wireless communication via double IRS: channel estimation and passive beamforming designs [J]. IEEE Wireless Communication Letters, 2021, 10(2):431-435.
- [8] Zhang S, Zhang R. Intelligent reflecting surface aided multi-user communication: capacity region and deployment strategy [J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(9): 5790-5806.
- [9] Mei W, Zhang R. Performance analysis and user association optimization for wireless network aided by multiple intelligent reflecting surfaces [J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(9): 6296-6312.
- [10] Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz [S]. 3GPP TS 38.211, 2021.