doi:10.3772/j.issn.1002-0470.2022.03.004

基于波束训练的大规模 MIMO 多用户度调度算法^①

(*移动计算与新型终端北京市重点实验室 北京 100190)

(**中国科学院计算技术研究所无线通信技术研究中心 北京 100190)

(*** 中国科学院大学 北京 100049)

(**** 中国三星研究院 北京 100028)

摘 要 在毫米波多用户大规模天线阵列多输入多输出(MIMO)系统中,由于使用混合波束形成结构,使得用户调度问题面临新的挑战,调度问题转变为在同一时频资源选择调度用户子集和用户与基站之间通信波束对的问题,需要从用户和波束两个维度来进行考虑。大规模 MIMO 由于在基站端和用户端使用大量的天线阵列,如果使用穷举搜索算法运算量极大,在实际应用中是不现实的。本文提出了一种基于波束训练的多用户调度方案,该方案分为2步。第1步,由于波束间的干扰大多数来自于相邻波束,因此对相邻波束进行分组,同时根据用户反馈的信干燥比(SINR)最大值的基站波束索引号把相关的用户映射到对应波束组。第2步,为了减小干扰,每个波束组的最小波束索引根据一定的原则来选取调度用户,然后通过基站和用户之间的波束训练选取最接近于 SINR 门限值的用户波束来进行通信。仿真结果表明,该方案具有逼近最优穷举方案的性能并且具有较低的计算复杂度。

关键词 大规模多输入多输出(MIMO);混合连接结构;波束搜索;用户选择;频谱效率

0 引言

需求增长与技术发展是通信网络更新换代的两大驱动力,在移动通信系统从1G到4G的每次变革中起到了重要推动作用。当前,推动下一次移动通信系统变革的需求已经出现,智能手机的高速发展引发了互联网从固定桌面快速向移动终端转移的革命,并带来了无线数据流量的指数级增长。多样化的服务场景和海量的服务终端对5G提出了更严峻的挑战^[1],5G面临的一个严重问题是日益短缺的频谱资源。因此必须寻求和探索新的方法和理论,来提高频谱资源利用率或者开发新的频谱资源,才能满足通信数据量日益增长的需要。

为了解决频谱资源短缺的问题,全球各国科研

人员把目光转向更高传输频率的毫米波通信系统^[2-3],由于毫米波频段资源丰富,可以提供几十吉字节甚至上百吉字节的频段资源,并且能够提供吉比特每秒的数据速率^[4-5],可以很好地解决频谱资源短缺的问题,因此被认为是 5G 甚至是 6G 的关键技术之一^[6]。大规模多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO)技术是当今无线通信的热门研究方向之一^[7-9]。

毫米波技术和大规模 MIMO 技术能够有效地提高系统的带宽和频谱利用率,近年来受到研究者们的重视^[9-10]。一方面,毫米波的频带很宽,能够大幅度地扩展系统的通信带宽,而且它的波长很短,有利于在系统中部署大量的天线;另一方面,大规模 MI-MO 系统中的天线阵列可以为系统带来更大的自由

① 国家重点研发计划(2019YFB1803303)和中国科学院计算技术研究所创新课题(Y906111000)资助项目。

② 男,1987 年生,博士生;研究方向:无线通信,信号处理;联系人,E-mail: xushunqing228@163.com。 (收稿日期:2020-12-31)

度,根据随机矩阵的渐进性原理,在基站端采用简单的线性预编码就能够使系统达到较高的传输性能^[11-13],从而补偿毫米波信道的传播损耗,因此毫米波技术和大规模 MIMO 技术具有天然的契合点^[14]。

传统的 MIMO 系统中,波束成形通常在数字域中进行,然而在这种全数字的波束成形算法中,要求每根天线连接一条相应的射频(radio frequency, RF)链路,因此具有实现复杂度高、功耗大等缺点。而全模拟波束成形基站仅使用一条射频链路连接所有天线,因此只支持单流传输,所以单纯的数字波束成形和模拟波束成形是不可取的。混合波束成形所需射频链路远小于天线数量,在系统性能和复杂度之间取得较好的平衡,一经提出就引得了广泛的关注和研究[15-16]。

通过空分复用大规模 MIMO 系统可以在同一时 频资源为多个用户提供服务,但是由于混合结构使 用了部分移相器来代替 RF 链路, 当基站配备的 RF 链路数量小于小区候选用户时,系统不能为所有候 选用户提供服务,因此需要提出完善的多用户调度 方案对系统整体性能起到关键性作用。同时基站通 过预编码技术形成多个窄的指向性波束,那么调度 问题就转化为了在同一时频资源选取调度用户子集 和用户与基站之间最优通信波束对,调度处理流程 变得更加复杂[17]。显然使用穷举算法来匹配基站 和用户之间所有的波束[18] 可能获得最佳的性能, 但是计算复杂度巨大,在实际中很难实现。因此文 献[19-22]提出了次优的调度算法。其中,基于 OR 分解[19]的调度算法不仅降低了计算复杂度,而且具 有较好的性能,此外,文献[23]提出了一种利用特 征值和基站与用户之间信道矩阵的条件数来依次选 择用户的迭代方法。

上述方案是基于基站能够获得完美的信道状态信息,但在大规模 MIMO 情况下很难获得完美的信道状态信息。因此在非理想信道状态信息(channel state information, CSI)的情况下,合理地选择用户及基站与用户之间的最优通信波束对仍然具有挑战性。

针对以上问题,本文提出了一种无需获取完美信道状态信息的基于波束训练的多用户调度方案。

首先对基站波束进行分组,根据用户的反馈信息,把用户映射到相应的波束组,由于此阶段就完成了基站端波束与用户组的选择,相对于穷举调度算法大幅简化了波束选择的复杂度。然后根据干扰最小原则选择每组的调度用户。最后基于信干噪比(signal to interference noise ratio, SINR)优化原则通过波束训练选取最优通信波束对,使用所提 SINR 原则进行用户选择和波束训练,既考虑了用户间的干扰,同时避免了由于某些终端 SINR 值过大造成功率资源的浪费并对其他用户造成不必要的干扰。仿真表明,该方案计算复杂度远小于穷举调度算法,并能取得逼近最优穷举调度算法的性能。

1 大规模 MIMO 系统模型

本文所研究的基于共享构架的多用户毫米波混合波束成形系统通信模型如图 1 所示。系统可以同时服务多个用户,考虑基于大规模 MIMO 多用户 HBF 系统的下行链路,基站端配置 $N_{\rm BS}$ 根天线,配备 $N_{\rm RF}$ 个 RF 链路。每个 RF 链路通过移相器网络与均匀平面阵列 (uniform planar array, UPA) 相连接。对于资源受限的单个小区,假设总共有 K 个候选调度用户,只能选择其中 $N(1 \le N \le N_{\rm RF})$ 个用户进行调用。

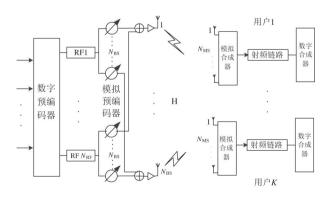


图 1 多用户调度系统模型

基站在传送数据流时,数据流依次经过数字预编码器和模拟预编码器处理,然后映射到天线上进行发射。相应地,发射信号可以表示为 $\mathbf{x} = \mathbf{F}_{\mathrm{Hy}}\mathbf{s} = \mathbf{F}_{\mathrm{RF}}\mathbf{F}_{\mathrm{Dig}}\mathbf{s}$, 式中, $\mathbf{F}_{\mathrm{Hy}} = \mathbf{F}_{\mathrm{RF}}\mathbf{F}_{\mathrm{Dig}}$ 表示基站端的混合预编码矩阵, \mathbf{F}_{RF} 和 $\mathbf{F}_{\mathrm{Dig}}$ 分别表示 $N_{\mathrm{BS}} \times N_{\mathrm{RF}}$ 阶的模拟

预编码矩阵和 $N_{RF} \times N_s$ 阶的数字预编码矩阵;受发射总发射功率的限制, F_{RF} 和 F_{Dig} 需要满足 $\|F_{RF}F_{Dig}\|_F^2 \leq N_s$, $s = [s_1, s_2, \cdots, s_{N_s}]^T$ 为 $N_s \times 1$ 阶的发送数据流符号,且满足 $E[ss^H] = \frac{1}{N_s}I_{N_s}$,其中 $E[\cdot]$ 表示数学期望, $(\cdot)^H$ 为矩阵的共轭转置, $(\cdot)^T$ 表示转置。 I_N 表示 $N_s \times N_s$ 阶的单位矩阵。

假设信号的平均发射功率为P,在窄带平坦信道中,接收终端的用户k接收信号y可以表示为

 $\mathbf{y}_{k} = \sqrt{P}\mathbf{F}_{\mathrm{RF}}\mathbf{H}_{k}\mathbf{F}_{\mathrm{Dig}}^{k}\mathbf{s}_{k} + \mathbf{n}_{k}$ (1) 式中, $k = 1, 2, \cdots, K$, 表示第 k 个用户。 \mathbf{H}_{k} 表示基站与用户 k 之间 $N_{\mathrm{MS}} \times N_{\mathrm{BS}}$ 阶的空间信道矩阵, \mathbf{n}_{k} 为信道噪声矢量,矢量中每个元素都服从均值为 0、方差为 σ^{2} 的高斯分布。为了方便说明,可以将上式变形得到:

$$\mathbf{y}_{k} = \sqrt{P}(\mathbf{W}_{RF}^{k})^{H} \mathbf{H}_{k} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{Dig}^{k} \mathbf{s}_{k} + \underbrace{\sqrt{P}(\mathbf{W}_{RF}^{k})^{H} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{H}_{k} \sum_{x=1, x \neq k}^{K} \mathbf{F}_{Dig}^{x} \mathbf{s}_{x}}_{\text{用户间干扰}} + \underbrace{(\mathbf{W}_{RF}^{k})^{H} \mathbf{n}_{k}}_{\text{噪声}}$$
(2)

式中, $\sqrt{P}F_{RF}H_kF_{Dig}^ks_k$ 表示第k个用户接收到的有效信号, $F_{RF}H_k\sum_{x=1,\,x\neq k}^KF_{Dig}^*s_x$ 表示来自于其他用户信号的干扰,其相当于共道干扰信号, s_k 表示基站发送给用户k的有用的信号, s_i 表示来自于小区复用相同时频资源的其他用户的干扰信号, F_{RF} 和 F_{Dig}^k 分别表示第k个用户的 $N_{BS}\times N_{RF}$ 阶的模拟预编码矩阵和 $N_{RF}\times N_s$ 阶的数字预编码矩阵。

2 模拟波束域矩阵设计

现有的模拟波束赋形有两种技术,一种是基于码本的,另外一种是基于非码本的。在非码本的技术中,基站需要已知信道信息,然后采用常见的奇异值分解、均匀信道分解等来获取模拟预编码矩阵。而基于码本的方案是,收发两端采用已经定义好的固定的预编码矩阵码本,然后通过遍历来找到使系统性能达到最优的预编码向量。对于毫米波大规模阵列天线,在收发两端有大量的天线,如果使用信道状态信息来获取模拟预编码矩阵,系统会产生大量的开销和计算复杂度。本节考虑到系统的复杂度和

实用性,使用实现较为简单的固定码本波束赋形方案来设计模拟域预编码矩阵。

基于固定码本波束赋形方案主要通过多天线阵列技术实现,多天线阵列是指所有天线按照一定的方式进行排列的系统,天线阵列中的每一个阵元具有相同的类型、相同的尺寸、相同的排列方式。系统可以通过调节阵元的相位幅度将能量集中在某一个特定的方向上,从而可以有效地克服信号的路径损耗,提高传输信号的可靠性。

毫米波信道的特性与低频段的微波信道不同,该信道中的有效散射体数量较少,同时信号在传播时自由空间路径损耗较严重,因此,毫米波信道被认为是稀疏的信道。为了体现毫米波信道的这种特性,本文采用如图 2 所示的 Saleh-Valenzuela 集群信道模型,则基站与接收终端之间的信道可以表示为

$$\boldsymbol{H} = \sqrt{\frac{N_{\rm BS}N_{\rm MS}}{N_{c}N_{L}}} \sum_{i=1}^{N_{c}} \sum_{l=1}^{N_{L}} \boldsymbol{\xi}_{il} \boldsymbol{\alpha}_{\rm MS}(\boldsymbol{\phi}_{il}^{\rm MS}, \boldsymbol{\theta}_{il}^{\rm MS}) \boldsymbol{\alpha}_{\rm BS}^{\rm H}(\boldsymbol{\phi}_{il}^{\rm BS}, \boldsymbol{\theta}_{il}^{\rm BS})$$
(3)

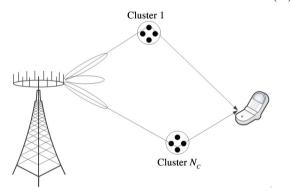


图 2 毫米波信道模型

式中, N_c 表示毫米波信道中的集群数量, N_L 表示每个集群所包含的路径传播数量, ξ_{il} 为集群 i 中第 l 条传播路径的增益,并且满足条件 $\xi_{il} \sim CN(0,\sigma^2)$, $E[\|\boldsymbol{H}\|_F^2] = N_{\rm BS}N_{\rm MS};\boldsymbol{\alpha}_{\rm BS}(\boldsymbol{\phi}_{il}^{\rm BS},\boldsymbol{\theta}_{il}^{\rm BS})$ 和 $\boldsymbol{\alpha}_{\rm MS}(\boldsymbol{\phi}_{il}^{\rm MS},\boldsymbol{\theta}_{il}^{\rm MS})$ 分别表示基站端和接收终端的阵列响应矢量,其中 $\boldsymbol{\phi}_{il}^{\rm BS}$ 和 $\boldsymbol{\theta}_{il}^{\rm BS}$ 分别为基站端的离开方位角和仰角, $\boldsymbol{\phi}_{il}^{\rm MS}$ 和 $\boldsymbol{\theta}_{il}^{\rm MS}$ 分别为接收终端的到达方位角和仰角。

本文主要考虑 UPA 天线阵列。在 UPA 类型的 天线阵列中,各天线在水平和垂直两个维度上均匀 排列,即构成 $\sqrt{N} \times \sqrt{N}$ 的平面阵列,其中 N 表示天 线数量,于是系统中基站端和接收终端的天线阵列 响应矢量可以分别描述为

$$\begin{split} \boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{BS}}(\boldsymbol{\phi}_{i}^{\mathrm{BS}},\boldsymbol{\theta}_{i}^{\mathrm{BS}}) &= \frac{1}{\sqrt{N_{\mathrm{BS}}}} [1,\cdots e^{jkd(p\sin\phi_{i}^{\mathrm{BS}}\sin\theta_{i}^{\mathrm{BS}}+q\cos\theta_{i}^{\mathrm{BS}})}\,,\\ &\cdots, e^{jkd((\sqrt{N_{\mathrm{BS}}}-1)p\sin\phi_{i}^{\mathrm{BS}}\sin\theta_{i}^{\mathrm{BS}}+(\sqrt{N_{\mathrm{BS}}}-1)\cos\theta_{i}^{\mathrm{BS}})}\,]^{\mathrm{T}}\\ & \qquad \qquad (4)\\ \boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{MS}}(\boldsymbol{\phi}_{i}^{\mathrm{MS}},\boldsymbol{\theta}_{i}^{\mathrm{MS}}) &= \frac{1}{\sqrt{N_{\mathrm{MS}}}} [1,\cdots e^{jkd(p\sin\phi_{i}^{\mathrm{MS}}\sin\theta_{i}^{\mathrm{MS}}+q\cos\theta_{i}^{\mathrm{MS}})}\,,\\ &\cdots, e^{jkd((\sqrt{N_{\mathrm{MS}}}-1)p\sin\phi_{i}^{\mathrm{MS}}\sin\theta_{i}^{\mathrm{MS}}+(\sqrt{N_{\mathrm{MS}}}-1)\cos\theta_{i}^{\mathrm{MS}})}\,]^{\mathrm{T}}\\ & \qquad \qquad (5) \end{split}$$

式中, $k = 2\pi/\lambda$, λ 表示毫米波的波长, d 为天线之间的空间距离, 其中 $0 \le p < \sqrt{N}$, $0 \le q < \sqrt{N}$ 。

模拟域的波束码本是根据天线权值大小而自定义的一个矩阵,矩阵预先定义好了用于备选的模拟域波束权重向量。通常只对向量中各元素进行相位变化,以此来控制信号发出的方向,并且向量中各元素模值相同。目前有3种常用的模拟域码本,分别是基于离散傅里叶变换(discrete Fourier transform, DFT)码本^[24]、基于 IEEE 802.15.3c 提出的3c 码本^[24]、基于阵列相应的码本^[25],本文中使用3c 码本。本文使用基于阵列相应的码本来实现模拟域的波束赋形.其精度可以根据天线阵元数量发生变化。

由于移向器的精度限制,假设发送端和接收端分别使用 B_i^{RF} 、 B_r^{RF} 比特的移向器来量化离开角和到达角。因此,对于发送端而言,每条射频链路的离开角 φ_i , $i \in \{1,2,3,\cdots,N_{RF}\}$,共有 $2^{B_i^{RF}}$ 个取值,即 φ_i = $2\pi n/2^{B_i^{RF}}$, $n = (1,2,\cdots,2^{B_i^{RF}})$ 。同理,量化到达角,假设用户只有一条射频链路 $\theta = 2\pi n/2^{B_i^{RF}}$, $n = (1,2,\cdots,2^{B_i^{RF}})$,有 $2^{B_i^{RF}}$ 个取值。发送端和接收端的模拟域波束赋形矩阵集合分别用 F 和 W 来表示,则集合 F 中矩阵的个数 | F | = | $2^{B_i^{RF}N_i^{RF}}$ | ,接收端预编码矩阵个数 | W | = | $2^{B_i^{RF}}$ | 。

3 波束训练的多用户调度算法

3.1 基于基站波束搜索的用户分组

3.1.1 波束搜索的理论基础

在多小区用户的用户调度系统中,每个基站包含 K个用户提供 N_{BS} 个可以选择的波束,分别对应 N_{BS} 个离开角 $\varphi_i(i \in (1,2,\cdots,N_{BS}))$,即每个 φ_i 对应控制一个发送波束。每个终端可供选择的波束有

 N_{MS} 个,同理,分别对应 N_{MS} 个到达角 θ_j ($j \in (1,2, \dots, N_{MS})$),即每个 θ_j 角度控制—个接收波束。

由以上可知,波束对应的发送预编码矩阵和波 束对应的接收预编码矩阵分别为

$$F_{RF}(\varphi_{i}) = [\boldsymbol{a}_{t}(\varphi_{1}), \boldsymbol{a}_{t}(\varphi_{1}), \cdots, \boldsymbol{a}_{t}(\varphi_{i})]_{N_{t} \times N_{RF}^{t}}$$

$$i \in (1, 2, \cdots, M) \quad (6)$$

$$\boldsymbol{W}_{RF}(\varphi_{j}) = [\boldsymbol{a}_{r}(\theta_{1}), \boldsymbol{a}_{r}(\theta_{1}), \cdots, \boldsymbol{a}_{r}(\theta_{j})]_{N_{r} \times N_{RF}^{t}}$$

$$j \in (1, 2, \cdots, N) \quad (7)$$

其中, $\mathbf{a}_{t}(\varphi_{i})$ 表示离开角下的天线阵列响应, $\mathbf{a}_{r}(\theta_{j})$ 表示到达角下的天线阵列响应。 N_{RF} 表示发送端射频链路数, N_{RF} 表示接收端射频链路数。

在波束优化阶段,当基站采用第i个波束发送,用户k采用第j个波束接收。此传输波束上的接收功率(reference signal receiving power, RSRP)、信噪比(signal noise ratio, SNR)和 SINR 分别为

$$RSRP_{i,j} = \sqrt{P} | (\boldsymbol{W}_{RF}(\boldsymbol{\varphi}_j))^{H} \boldsymbol{H}_k \boldsymbol{F}_{RF}(\boldsymbol{\varphi}_i) | (8)$$

$$SNR_{i,j} = \frac{\sqrt{P} \mid (\boldsymbol{W}_{RF}(\varphi_j))^{H} \boldsymbol{H}_k \boldsymbol{F}_{RF}(\varphi_i) \mid}{\sigma^2}$$
 (9)

 $SINR_{i,j} =$

$$\frac{\sqrt{P} \mid (\boldsymbol{W}_{RF}(\boldsymbol{\varphi}_{j}))^{H} \boldsymbol{H}_{k} \boldsymbol{F}_{RF}^{m}(\boldsymbol{\varphi}_{i}) \mid}{\sqrt{P} \sum_{s=1, s \neq m}^{N_{RF}} \mid (\boldsymbol{W}_{RF}(\boldsymbol{\varphi}_{j}))^{H} \boldsymbol{H}_{k} \boldsymbol{F}_{RF}^{s}(\boldsymbol{\varphi}_{i}) \mid + \sigma^{2}}$$

$$(10)$$

其中, \sqrt{P} 表示发射端的平均发射功率, $(\mathbf{W}_{RF}(\varphi_j))^H$ 表示对矩阵求第一范式, \mathbf{H}_k 表示基站与用户之间的信道矩阵, $\mathbf{F}_{RF}(\varphi_i)$ 表示矩阵的共轭转置, σ^2 表示系统噪声功率, $\sqrt{P}\sum_{s=1,s\neq m}^{N_{RF}} | (\mathbf{W}_{RF}(\varphi_j))^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{RF}^s(\varphi_i)|$ 表示用户在当前时刻,第 j 个波束接收到其他用户的干扰。

由于系统信道的时变性,本文引入对每对波束上受到的干扰平均化的概念,通过一段时间的测量,计算在一段时间内每对波束的平均干扰值,以此来作为这个波束受到的干扰。所以,式(10)的定义可以改写为

$$SINR_{i}$$
 =

$$\frac{\sqrt{P} \mid (\boldsymbol{W}_{RF}(\boldsymbol{\varphi}_{j}))^{H} \boldsymbol{H}_{k} \boldsymbol{F}_{RF}^{m}(\boldsymbol{\varphi}_{i}) \mid}{\sqrt{P} \mathbb{E} e \sum_{s=1, s \neq m}^{N_{RF}} \mid (\boldsymbol{W}_{RF}(\boldsymbol{\varphi}_{j}))^{H} \boldsymbol{H}_{k} \boldsymbol{F}_{RF}^{s}(\boldsymbol{\varphi}_{i}) \mid + \sigma^{2}}$$

$$(11)$$

其中
$$\sqrt{P}$$
 $\mathbb{E}e\sum_{s=1,\ s\neq m}^{N_{\mathrm{RF}}} | (\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}(\boldsymbol{\varphi}_{j}))^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{k}\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}^{s}(\boldsymbol{\varphi}_{i})| + \sigma^{2}$

表示用户k在统计时间内,第j个波束受到的平均干扰。

3.1.2 基于波束训练的多用户分组

(1) 穷举搜索算法

离开角和到达角是毫米波多天线系统中最主要的参数之一,根据文献[26]基于天线阵列响应的波束成形算法可知,通过充分利用离开角和到达角的信息可以改善波束成型的性能。在发送端已知离开角和接收端已知到达角的情况下,如果在接收端和发送端的模拟波束成形的码本是无限精确的,则收发两端的模拟波束成形权重矢量可以直接利用天线阵列响应向量 A^{\dagger} 和 A_{\bullet} 的转置:

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}} = \boldsymbol{A}_{t}, \ \boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}} = \boldsymbol{A}_{t}^{\mathrm{H}} \tag{12}$$

然而对于毫米波模拟波束成形通信系统来说, 使用的移相器的精度不可能是无限的,所以生成的 码本是有限的,因此很难覆盖所有的角度范围,故无 法直接实现利用离开角和到达角的信息获取对应方 向上的波束。所以如果要近似得到信号离开角和到 达角比较接近的码本,就需要对有限的码本进行穷 举遍历搜索。

当收发两端天线数量规模较小时,穷举搜索方法简单且性能好。但是对于大规模 MIMO 系统来说,基站端使用数千根天线阵列,如果使用遍历搜索算法,计算量巨大且效率低。为了获取最优的模拟波束对,需要遍历发送端和接收端所有的码本。例如 $N_{\iota}^{RF} = N_{r}^{RF} = 3$, $B_{\iota}^{RF} = B_{r}^{RF} = 5$, 总的搜索复杂度将达到 $2^{N_{\ell}^{RF}B_{\ell}^{RF}} \approx 1.07 \times 10^{9}$ 。这在实际中是很难实现的,因此有必要研究低复杂度的搜索算法。

(2) 随机选择搜索算法

基于随机波束搜索的算法是不做任何处理,随机从下行链路中 K 个候选用户随机选择 s 个用户,并且基站端和用户端波束随机配对不做任何处理,因此没有从减小用户间干扰和增大被选用户的接收功率来考虑。因此该方法有较低的复杂度和最差的系统性能。

(3) 本文所提波束搜索方案

基站端有 N_{BS} 个模拟波束,发送端预编码矩阵 $\mathbf{FP}_{\text{RF}} = [\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \cdots, \mathbf{f}_{N_{\text{BS}}}] \in C^{N_{\text{BS}} \times N_{\text{RF}}}$,接收端全向波束向量表示为 $\mathbf{W}_{\text{RF}} = w_0$,算法流程如下。

步骤 1 初始化每个基站和每个终端的波束选择的集合 F 和 W,根据发送和接收的模拟域的个数,形成基于阵列响应为码本的模拟预编码矩阵。

步骤 2 基站根据已有的固定码本按照时序扫描所有方向上的波束,下行链路中的所有候选用户都使用全向模式接收信号,测量每个发射波束对应的接收 SINR 值并进行倒序排序,然后候选用户利用上行信道向基站反馈具有最大 SINR 的 Beam index 和 SINR 值。

假设基站提供 $N_{\rm BS}$ 个可以选择的波束,每个终端可供 $N_{\rm MS}$ 个可供选择的波束,基站包含 $N_{\rm RF}$ 个数据链路,同时选择 N 个数据流分配给 N 个被选中的用户,且它们之间的关系满足 $N \leq N_{\rm RF} \leq N_{\rm BS}$ 。假设系统共有 K 个候选用户 $U = \{1,2,3,\cdots,K\}$,基站总的波束集合为 $M = \{1,2,3,\cdots,M\}$,用户的波束集合为 $N = \{1,2,3,\cdots,N\}$,K 为最大用户序号,M 为基站最大波束序号,N 为用户最大波束序号,M 为基站最大波束序号,N 为用户最大波束序号,需要满足 $M \geq N$, $K \geq N_{\rm S}$ | 代表调度的用户集合,|s| = N。需要在同一时频资源上选取调度用户子集,即从候选用户集合 u 中选取包含 N 个用户的用户集合 |s| ,从调度用户集合 |s| ,中选取性能最优的通信波束对,构成基站端和用户端的模拟预编码矩阵和合成矩阵 $F_{\rm RF}$ 、 $W_{\rm RF}$,使系统总的频谱效率最优。

对基站相邻近的波束之间干扰进行分析,假设 忽略白噪声对大规模 MIMO 系统性能的影响,当 *L* = 1 时,用户接收信号的功率可以表示为

$$\|\boldsymbol{h}_{k}\boldsymbol{f}_{k}\boldsymbol{w}_{k}^{\mathrm{H}}\| =$$

$$||N_{\rm BS} \cdot h_k||^2 \left(\frac{\sin(N_{\rm BS}kd(\sin\phi - \sin\varphi_i)/2)}{N_{\rm BS}\sin(kd(\sin\phi - \sin\varphi_i)/2)} \right)^2$$
(13)

其中天线间距 $d = \lambda/2$ 。关于 Γ 的函数 $F(\Gamma) = | (\sin(N_{\rm BS}\Gamma/2))/(N_{\rm BS}\sin(\Gamma/2))|$,从该函数中可知,在 $\Gamma = 0$ 时取得最大值;令函数 $\sin(N_{\rm BS}\Gamma/2) = 0$,在 $\Gamma = 2n\pi/N_{\rm BS}(n=1,2,\cdots,N_{\rm BS}-1)$ 处,该函数值为 0。由式(13)可知,当用户终端 k 的信号 $\phi_{\rm AOD}$ 与波束 i 的方向角 φ_i 在方向上相一致的时候,此时功率达到最大值,即 $kd(\sin\varphi_i - \sin\varphi_j)|_{i\neq j} = 2n\pi/N_{\rm BS}(n=1,2,\cdots,N_{\rm BS}-1)$,此时同时干扰波束

都在零点。当用户 k 的离开角 ϕ_{AOD} 与波束 i 的方向角 φ_i 不是完全一致的时候,从基于 3c 码本的仿真图中可以看到,相邻波束之间的干扰要比非相邻波束之间的干扰大。图 3 是 IEEE 802.15.3c 通过仿真产生的波束图,设置 $d=2\pi/\lambda$,d 为天线之间的空间距离, λ 表示毫米波的波长,大规模 MIMO 系统天线阵元与形成的波束个数均为 8,因此多用户调度为了降低波束间干扰对大规模 MIMO 系统性能的影响,尽量选择大间隔的波束。

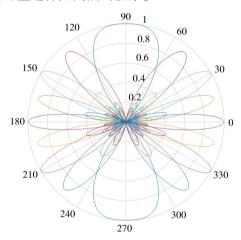


图 3 IEEE 802.15.3c 码本产生的波束

本文提出了一种基于相邻波束进行分组的调度方案,根据在同一时频资源服务的用户数量,将基站波束分为 N_{RF} 组,每组波束的数量可以表示为 $\lceil N_{BS}/N_{RF} \rceil$ 。若波束序号为 m,则其属于波束组 $\lfloor m/N_{RF} \rfloor$,调度流程中的波束匹配阶段从基站波束组选择性干扰最小的波束。

基站端模拟波束个数为 N_{BS} ,接收端预编码矩阵 $\boldsymbol{F}_{RF} = [\boldsymbol{f}_1, \boldsymbol{f}_2, \cdots, \boldsymbol{f}_{N_{BS}}] \in C^{N_{BS} \times N_{RF}}$,接收端全向波束向量表示为 $\boldsymbol{W}_{RF} = w_0$,算法流程如下。

步骤 1 初始化基站码本集合 F 和终端的码本集合 W,根据基站端发送和用户端接收的模拟波束的个数,形成固定码本的预编码矩阵。

步骤 2 基站根据已有的固定码本按照时序扫描所有方向上的波束,下行链路中的所有候选用户都使用全向模式接收信号,测量每个发射波束对应的接收 SINR 值并进行倒序排序,然后候选用户利用上行信道向基站反馈具有最大 SINR 的波束索引 $I_{k,i}$ 和 $SINR_{k,i}$ 值。

步骤 3 依据用户反馈的 $\max[I_{k,i}, SINR_{k,i}]$,

 $(k=1,2,\cdots,K)$, $(i=1,2,\cdots,M)$ 。按照用户对应的波束序号映射到相应的波束组 $G_g=\lfloor I_{k,i}/N_{\rm RF}\rfloor$,定义编号为 g 的波束组所包含的用户集合为

$$G^{(g)} = \{1 \le u \le K | I_{k,i} \in V^g \}, \forall u, 1 \le g \le N_{RF}$$

$$(14)$$

其中 V^s 表示第 g 个波束组包含的波束码本, $V^s = \{f^{(g,1)}, f^{(g,2)}, \dots, f^{(g,N_{BS}/N_{RF}})\}$,因此大规模 MIMO 系统基站所有的 V^s 集合为 $\bigcup_{g=1}^{N_{RF}} V^g$ 。

其中每个候选用户配备一条射频链路,接收端码本使用 3 bit 量化,则接收端码本包含的 8 个波束为 w_1 , w_2 ,…, w_8 。接收端全向波束向量 w_0 定义为

$$\mathbf{w}_{0} = \frac{\sum_{i=1}^{8} \mathbf{w}_{i}}{\| \sum_{i=1}^{8} \mathbf{w}_{i} \|_{F}}$$
 (15)

w。为所有波束向量叠加后的归一化向量。

用户k 对于F 与 \mathbf{w}_0 的每一个组合系统采用 SINR 准则^[27], 当 UE 使用全向波束向量时, 发送端 beam 与配对 UE 的 SINR 表示为

$$SINR_{k,(i,j)} =$$

$$\frac{P \mid (w_{j(0)}^{k})^{\mathsf{H}} \boldsymbol{H}_{k} \boldsymbol{F}_{\mathsf{RF}}^{m}(\boldsymbol{\varphi}_{i}) \mid}{P \mathbb{E} e \sum_{s=1, s \neq m}^{N_{\mathsf{RF}}} \mid (w_{j(0)}^{k})^{\mathsf{H}} \boldsymbol{H}_{k} \boldsymbol{F}_{\mathsf{RF}}^{s}(\boldsymbol{\varphi}_{i}) \mid + K \sigma^{2}}$$
(16)

 $\mathbb{E}e^{\sum_{s=1, s\neq m}^{N_{\mathrm{RF}}} | (w_{j}^{k})^{\mathrm{H}} \boldsymbol{H}_{k} \boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}^{s}(\varphi_{i})} |$ 表示用户终端 k 在一段时间内接收波束 j 受到的平均干扰值。

综上,基于基站粗波束训练的用户分类可以总 结为算法1 所示的算法流程伪代码。

算法1 波束训练用户分组流程

输入:

i. 基站端使用的码本式(6)

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}} = [\boldsymbol{f}_{1}, \boldsymbol{f}_{2}, \cdots, \boldsymbol{f}_{N_{\mathrm{BS}}}] \in \boldsymbol{C}^{N_{\mathrm{BS}} \times N_{\mathrm{RF}}}$$

- ii. 用户端式(15)定义的归一化波束向量 w₀
- iii. 下行链路等待服务的 K 名候选用户集合:

$$U = \{1, 2, \dots, K\}$$

输出:分组结果

$$\{G_1, \cdots, G_g, \cdots, G_{N_{\mathrm{RF}}}\}, 1 \leq g \leq N_{\mathrm{BS}}$$

1. 初始化:用户通过反馈的波束索引对用户进行分组:

$$G_1 = \dots = G_{N_{RF}} = \emptyset$$

- 2. for i = 1, $i \leq N_{\text{BS}}$ do
- 3. for k = 1, $k \le K do$
- 4. 基站依次扫描码本所定义的所有波束

- 5. 用户 k 使用全向波束向量 w_0 依次接收基站端的每个 波束并对每一个组合使用 SINR 准则计算 SINR 评估值 (式(16))
- 6. 每个用户 k 以依次测量每个 beam 的 SINR 值,并且每个用户按 SINR 值降排列:

$$\{ [I_{k,1}SINR_{k,1}][I_{k,2}SINR_{k,2}], \cdots, [I_{k,N_{\rm BS}}SINR_{k,N_{\rm BS}}] \} \ (k = 1, 2, \cdots, K)$$

- $I_{k,i}$ 和 $SINR_{k,i}$ 分别是用户 k 对应的波束索引和该波束的 SINR 评估值
- 7. 每个 UE 向基站反馈 SINR 值最大的波束索引和 SINR 评估值,基站按照波束索引对 UE 进行排序
- 8. 将用户 SINR 值最大的用户集合 $\max\{[I_1,\max SINR_1],\cdots,[I_K,\max SINR_K]\}\ 根据索引映射 到波束组 <math>G_x=\lfloor I/N_{\rm RF}\rfloor$
- 9. end for
- 10. end for

3.2 用户和波束选择

完成上述过程后,所有的用户都已经映射到了相应的波束组,下一步从每个波束组选取调度的用户子集和用户用于通信的最优波束,在移动通信系统中实际是由调制与编码策略(modulation and coding scheme, MCS)来选择传输速率,因此用户 k 在 1 个 RB 上面的速率可以通过式(17)来计算。

$$r_{k, \text{RB}} = (n_{sym} - n_{csym}) \times Qm_k \times n_{\text{subcar}} \times \text{coderate}_k$$
(17)

本节沿用 TD-LTE-A 协议中的规定,当采用普通循环前缀作为正交频分多址(orthogonal frequency division multiple access, OFDMA)符号头部时,其中 $n_{\text{sym}}=14$ 和 $n_{\text{csym}}=3$ 分别表示每个 RB 的正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing,OFDM)符号数和控制符号数, Qm_k 表示每个符号的比特数,每个 RB 的子载波个数为 n_{subcar} , coderate $_k$ 是用户 k 发送的符号速率。其中 Qm_k 和 coderate $_k$ 是由 CQI 确定的,而信道质量指示(channel quality indicator, CQI)的确定取决于终端的 SINR。因此系统中实际得到的速率和优化目标函数为

$$\max \sum_{k=1}^{N} r_k = \frac{B}{B_{RB}} r_{k,RB}$$

s. t.
$$r_{k,RB} = (n_{sym} - n_{csym}) \times Qm_k \times n_{subcar} \times coderate_k$$
(18)

其中 B_{RB} 为每个 RB 的带宽。表 1 给出了 CQI 和

SINR 对应关系^[28-29]。

表 1 CQI和 SINR 对应表

CQI	SINR	CQI	SINR
0	-	0	-
1	7	2	-6.71
2	120	2	-5.11
3	193	2	-3.15
4	308	2	0.879
5	449	2	0.701
6	602	2	2.529
7	378	4	4.606
8	490	4	6.431
9	616	4	8.326
10	466	6	10.3
11	567	6	12.22
12	666	6	14.01
13	772	6	15.81
14	873	6	18.68
15	948	6	19.61

由表 1 可知,当 SINR 大于 19.61 时,用户的速率并不会随着 SINR 的增长而增加,这会导致功率资源的浪费,而且会对其他用户造成干扰。由此本文提出了一种基于 SINR 优化的波束选择方案,此方案以 SINR = 19.61 门限值来进行波束训练选取最优通信波束对。相应的流程如下。

- (1)在每个集合中先从对应波束号最小的用户 开始搜索,如果其 SINR 值大于门限值停止搜索,如 果都小于门限值则取 SINR 最大值的用户为本组调 度用户。
- (2)当调度用户确定后,再进一步选择候选用户的定向波束。具体是计算基站发送波束与每个候选用户的定向波束 SINR 评估值,根据 SINR 优化算法进行选择 UE 的波束。

综上,波束训练调度算法用户选择和波束选择 可以总结为如算法2所示的算法流程。

算法 2 用户和波束选择流程

输入:

- i. 分组结果 $\{G_1, \dots, G_g, \dots, G_{N_{BF}}\}$, $1 \le g \le N_{BS}$
- ii. 基站端使用的码本式(6)

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}} = [\boldsymbol{f}_{1}, \boldsymbol{f}_{2}, \cdots, \boldsymbol{f}_{N_{\mathrm{BS}}}] \in C^{N_{\mathrm{BS}} \times N_{\mathrm{RF}}}$$

iii. 用户端使用的码本式(7)

$$W_{\text{RF}} = [w_1, w_2, \cdots, w_{N_{\text{MS}}}] \in C^{N_{\text{MS}} \times 1}$$

输出,

i. 用户与基站之间经过所提算法进行波束训练得到所使用的通信波束对:

$$\{w_{\text{RF}}^{n}, f_{\text{RF}}^{n}\} (n = 1, 2, \dots, N), w_{\text{RF}}^{n} \in \{w_{1}, w_{2}, \dots, w_{N_{\text{MS}}}\},$$

$$f_{\text{RF}}^{n} \in \{f_{1}, f_{2}, \dots, f_{N_{\text{BS}}}\}$$

- ii. 基站和用户终端使用的数字预编码矩阵 $F_{\rm RF}/W_{\rm RF}$
- iii. 基站和用户终端使用的数字预编码矩阵 F_{Dis}/W_{Dis}
- 1. 初始化:选择在同一时频资源能够同时提供服务的用户子集: $S = \emptyset$
- 2. 从每个 $\{G_1, \dots, G_g, \dots, G_{N_{\rm RF}}\}$ 组中选择一个用户作为本组调度用户(行号 2-5)

根据用户映射的波束组,从第1个波束组的第1个波束 开始选择用户

- 3. for $g = 1 : N_{RF}$
- 4. for $n = 1:N_{BS}/N_{RF}$
- 5. if $SINR_{k,i,g} \ge SINR_{th}$
- 6. $S_n = k$, $(1 \le n \le N_{RF})$
- 7. $S = S \cup S_n$
- 8. Else

9.
$$S_n = \arg \max_{I_{k,i,g} \in GG} INR_{I_{k,i,g}}$$

10.
$$S = S \cup S$$

用户与基站之间波束训练获取最优通信波束对

11. for $n \in S$

得到所选用户对应的预编码码本

- 12. $f_{nRF} = f_{I_{S_n}}$
- 13. $SINR_{f_{nRF},j}^{S_n}$ 表示第 S_n 个用户的第 j 个波束所对应的 SINR 评估值(SINR 准则 $^{[27]}$)

$$SINR_{f_{nRF}, j}^{S_{n}} = \frac{P \mid (\mathbf{W}_{RF}(\varphi_{j}))^{H} \mathbf{H}_{b} \mathbf{f}_{nRF} \mid}{P \mathbb{E} e^{\sum_{s=1, s \neq m}^{N_{RF}} \mid (\mathbf{W}_{RF}(\varphi_{j}))^{H} \mathbf{H}_{b} \mathbf{f}_{sRF} \mid + K\sigma^{2}}}$$

- 14. 选取最接近于 SINR 门限值的波束作为用户最优通信波束对
 - 15. End for
 - 16. End for
 - 17. End if
 - 18. End else
 - 19. End for

生成基站端使用的模拟域预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\mathrm{RF}} = [\mathbf{f}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{t}}, \mathbf{f}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{r}},$

生成用户端使用的模拟域合成矩阵 $W_{RF} = [w_{RF}^1, w_{RF}^2, \dots w_{RF}^{N_{RF}}]$

利用迫零 ZF 算法计算基站和用户端数字预编码和合成矩阵 $F_{\text{Dig}}/W_{\text{Dig}}$

3.3 算法复杂度

本节在发送端配置 $N_{\rm BS}$ 根天线连接至 $N_{\rm RF}$ 条 RF 链路,大规模 MIMO 系统候选用户数为 K,系统提供的最大用户服务数为 $N(N=N_{\rm RF})$,每个候选用户配置 $N_{\rm MS}$ 根天线且配置 1 条 RF 链路的 UPA 场景,考察毫米波混合波束成形时调度各用户训练波束次数。选取穷举调度算法、随机调度算法、QR 分解调度算法和本文所提的算法进行对比。基于穷举搜索算法多用户调度方案,波束训练复杂度主要涉及从 K 个候选用户中选择 N 个调度用户,联合双边细波束训练,需要遍历基站和所有候选用户之间的波束对,对于提出的调度方案,波束训练分为 2 个阶段,第 1 阶段中,基站和所有候选用户之间执行单向波束搜索;第 2 阶段中,基站和 N 个被服务用户之间执行第 2 次波束训练,不同用户调度算法的复杂度如表 2 所示。

表 2 调度算法复杂度

用户调度算法	波束训练复杂度
穷举算法	$C_K^N(C_{N_{ ext{BS}}}^NN_{ ext{MS}}^N)$
本文算法	N_{BS} + $N_{\mathrm{BS}}N$ • N_{MS}
随机调度算法	$N_{\mathrm{BS}} \times N \cdot N_{\mathrm{MS}}$
QR 分解调度算法	$N_{\mathrm{BS}} imes N ullet N_{\mathrm{MS}}$

如表 2 所示,本文调度算法将波束训练时间从 穷举搜索的指数级降低到线性级,本文算法是基于 基站端单边粗波束扫描来完成的,这是因为阶段 1 的单侧粗波束训练的复杂度较低,而阶段 1 获取的 波束信息简化了阶段 2 的波束训练过程,因此本文 算法波束训练时间低于穷举搜索算法。

4 算法仿真与分析

4.1 调度算法仿真性能分析

本节提供了仿真结果来评估所提算法的性能。 在本节的仿真实验中使用的毫米波信道的详细配置 如表 3 所示,在单小区中基站配备 N_{BS} 根天线的全 连接 UPA 和 N_{RF} ($N_{RF} = N$) 根射频链路,并且能够 同时传输的数据流为 N, 能够在同一时频资源上服 务的用户数为 N, 小区中等待调度的用户数为 K 并 且所有用户配备 N_{MS} 根天线的全连接 UPA 和单个射频链路。在性能仿真阶段,考虑到穷举搜索的复杂度太大而无法实现,因此只在 BS 和用户的天线数量相对较少的情况下模拟该方案。设置小区配备 64/256 根天线,则最多可以同时调度 8 个用户,小区中设置了 20 个候选用户。

_	
= 2	基本仿直参数
表 3	苯本门耳多数

信道参数	信道参数配置值
信道模型	S-V 信道模型
大尺度衰落	大尺度衰落分布于[0.5,1.5]
多径信道簇个数	3
每个簇径的数目	10
码本	3 bit
角度扩展	7.5 °
天线间距	UPA
收发天线阵	$\lambda/2$
AoAs/AoDs	拉普拉斯分布

在每次仿真过程中,分别对比穷举用户调度方案、随机调度方案、所提调度方案、RQ 分解调度方案、MQ 分解调度方案。MQ 分解调度方案。MQ 分解调度方案。MD 的 所达到的频谱利用率进行了仿真分析。本节所使用的实验仿真通信场景为单个小区配置 $N_{RF}(N_{RF}=N)$ 个射频链路,同时配置 N_{BS} 根全连接的 UPA 天线,在同一时频资源服务的用户数为 N_{N_s} 。小区中等待服务的用户数为 N_{N_s} 。小区中等待服务的用户数为 N_{N_s} 的用户数为 N_{N_s} 的用户数, N_{N_s} 的用户数,

本节实验使用 Monte Carlo 进行仿真分析。基站的发送信噪比为0~30 dB,步长为5 dB,本实验在每个信号的信噪比取值下,均运行200 次进行仿真,且每次仿真发送2000 个系统帧,取200 次仿真结果的均值作为本节的仿真结果。各用户调度方案的性能如图4 所示。该图的仿真基站配置为 $N_{\rm BS}$ = 64, $N_{\rm RF}$ = 10,等待服务的用户 K = 20,同一时频资源服务的用户数 N = 10,用户配置的天线数为 $N_{\rm MS}$ = 16,并且只支持单流传输。

各用户的调度方案在另外一种配置场景下能够 达到的频谱效率如图 5 所示。该图的仿真基站配置

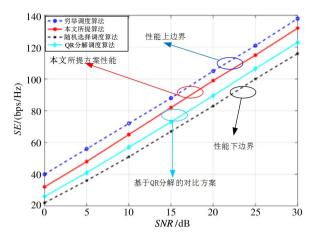


图 4 基站配置 64 根天线, 信噪比与频谱利用率曲线图

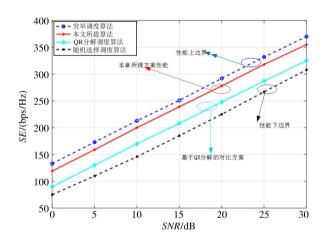


图 5 基站配置 256 根天线, 信噪比与频谱利用率曲线图

为 $N_{BS} = 256$, $N_{RF} = 25$, 等待服务的用户 K = 50, 同一时频资源服务的用户数 N = 25, 用户配置的天线数为 $N_{MS} = 16$, 并且只支持单流传输。

由图 5 可以看出,圆圈标记的是理论最优的基于穷举调度方案的频谱效率,其系统性能是最佳的,但是其复杂度巨大,在现实中很难实现。十字标记的是基于随机选择的性能下边界,其性能是最差的。实心圆标记的是本节所提的调度算法,菱形标记的是基于 QR 分解的对比方案性能。从图 5 中可以看出,每种方案都是随着 SINR 的增长系统性能有所增长,所提的调度算法性能优于基于 QR 分解的对比方案,并且在高信噪比时候能获得约为 94.2% 的最优频谱效率。由于随机调度方案不考虑信道的相关性和被服务用户接收信号的能量以及基于 QR 分解的方案,仅考虑选取相关性较小的用户子集来解决调度的问题,因此这两种调度方案性能低于本文

所提的调度方案。同时从这两次仿真结果中可以看出,随着发送天线的增加,穷举调度算法和所提调度算法的频谱效率是增加的,这是因为多天线的分集增益增强了信号的接收功率,所以提高了频谱效率。

4.2 调度算法复杂度仿真分析

在3.3 节已经对基于对穷举用户调度方案、随 机调度方案、所提调度方案的算法复杂度进行了理 论分析。本文将对4种不同调度方案的计算复杂度 与发送端配置的天线数 N_{BS}、用户端配置的天线数 N_{MS} , 候选用户数 K 和在同一时频资源服务的用户 数 N 的关系进行计算机仿真。图 6~图 9 表示穷举 用户调度方案、随机调度方案、QR分解调度方案和 本文所提调度方案在波束训练阶段的复杂度与发送 端配置的天线数 $N_{\text{\tiny RS}}$ 、用户端配置的天线数 $N_{\text{\tiny MS}}$ 、候 选用户数 K 与在同一时频资源服务的用户数 N 的 仿真结果。方形标记的曲线代表的是基于穷举算法 的用户波束训练的复杂度,可由上述的仿真验证该 方法需要遍历下行链路中的K个候选调度用户中 所有N个调度用户子集的所有波束组合,从仿真结 果可以看出基于穷举算法的计算量非常庞大,现实 中很难实现。右三角标记为所提方案的计算复杂 度,由仿真结果可知,本方案相对于穷举调度算法具 有极大的优势,计算复杂度呈现指数级下降。但是 由于本文方案中用户分类是基于阶段1的粗波束训 练来完成的,因此波束训练复杂度高于随机调度算 法,但是和随机调度算法基本保持相同的数量级。

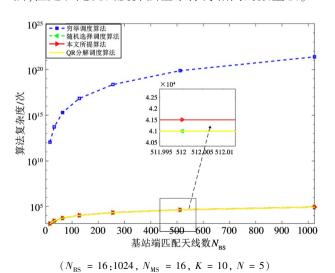
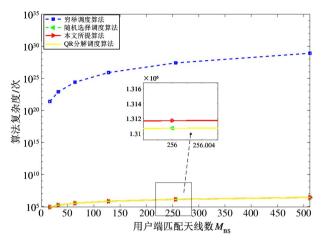


图 6 调度算法波束训练的复杂度与基站配置的 天线数 $N_{
m BS}$ 的关系



 $(N_{\rm BS} = 512, N_{\rm MS} = 16;512, K = 10, N = 5)$

图 7 调度算法波束训练的复杂度与用户配置的 天线数 $N_{\rm MS}$ 的关系

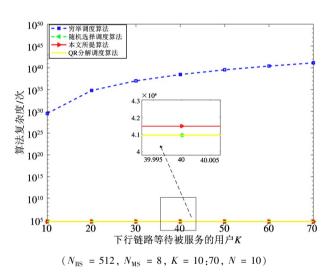


图 8 调度算法波束训练的复杂度与候选用户数 K 的关系

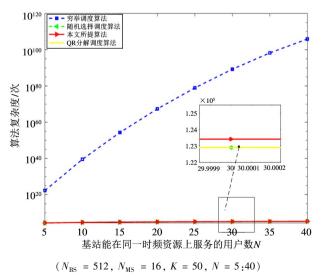


图 9 调度算法波束训练的复杂度与最大调度 数 N 的关系

4.3 用户反馈基站发射波束数对系统性能的影响 仿直

基于波束训练的多用户调度方案在阶段 1 是基于基站和用户之间的粗波束训练来完成的。用户分组是将小区内 K 个候选调度用户组成的集合 $\{1,2,\dots,K\}$,根据系统在同一时频资源上调度的最大容量 N 和用户反馈的最大的前 L 个基站波束,对候选的用户分为 N 组。由于各个用户利用上行链路向基站反馈的波束数越多,通信系统的开销就会越大,因此需要通过仿真验证来寻找能够达到系统性能最优的反馈的最大 SINR 波束数量。

本节仿真实验仍然采用 Monte Carlo 进行仿真分析。仿真的通信场景设定为 $N_{\rm BS}=64$, $N_{\rm RF}=10$ 为全连接的天线阵列,下行待调度用户数 K=20,系统同时最大调度用户 N=10,用户分别配备 16 根天线阵列和 1 个射频链路。能够同时传输的数据流 $N_s=1$ 。基站所使用的 SINR 为 30 dB,本节仿真分别设置用户通过上行链路向基站反馈 SINR 最大的波束序号个数分别为 L=1/2/3/4/5/6。运行 200次仿真,每次仿真发送 2000 个系统帧,可以得到基于波束训练的多用户调度方案的系统频谱效率。图 10表示用户反馈波束序列个数与基于波束训练调度方案所能达到的频谱效率。

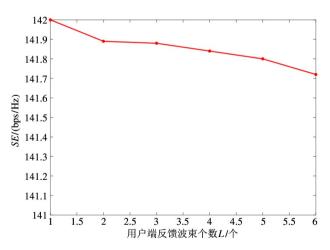


图 10 用户反馈波束个数与系统频谱效率

图 10 表示各个用户经过上行链路向基站反馈的波束序号数分别为 L = 1/2/3/4/5/6 时系统所能达到的频谱利用率。由仿真结果可知,当用户向基站只反馈 1 个波束序号时,系统的性能最优,随着反

馈波束序列的增加,系统性能有所下降,当用户反馈的波束个数为6时,相比于只反馈1个波束系统性能下降0.23%。由此可知,为了减小通信系统的反馈开销,各候选调度用户只需要向基站反馈1个*SINR* 值最大的波束即可达到系统最优的通信性能。

5 结论

针对毫米波多用户 MIMO 系统,提出了一种波 束训练的多用户调度算法。该方法能工作在非理想 CSI条件下,且计算复杂度远低于穷举调度方案。 整个过程包括2个步骤,即用户分类和用户波束选 择。在第1步中,执行单侧初始波束训练,利用用户 反馈的信息,发送端每个天线对应1个 SINR 最大 的用户。在第2步中,根据 UE 反馈的信息从集合 中选择 1 个 SINR 最大的用户进行调度,然后根据 SINR 优化原则选择该 UE 合适的天线进行配对。 仿真结果表明,本文所提算法在高信噪比能达到穷 举调度算法的94.2%左右,并具有比较低的计算复 杂度。为了简化分析,本文仅考虑用户配置单根射 频链路场景下的多用户调度问题,因此,针对多用户 毫米波大规模 MIMO 系统,提出有效的基于用户支 持多流混合波束成形架构的多用户调度算法将是下 一步的研究重点。

参考文献

- [1] RAPPAPORT T S, SHU S, MAYZUS R, et al. Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: it will work[J]. *IEEE Access*, 2013, 1: 335-349
- [2] MUMTAZ S, RODRIGUEZ J, DAI L. mmWave Massive MIMO: A Paradigm for 5G [M]. London: Academic Press, 2016
- [3] PI Z, KHAN F. An introduction to millimeter-wave mobile broadband systems [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2011, 49(6); 101-107
- [4] YONG S K, CHONG C C. An overview of multigigabit wireless through millimeter wave technology: potentials and technical challenges[J]. EURASIP Journal on Wireless Communication and Network, 2007(1): 50
- [5] DANIELS R C, HEATH R W J. 60 GHz wireless communications: emerging requirements and design recommen-

- dations [J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2007,2(3): 41-50
- [6] YIN B, ABU-SURRA S, GARY X, et al. High-throughput beamforming receiver for millimeter wave mobile communication [C] // IEEE Global Communications Conference, Atlanta, USA, 2013: 3697-3702
- [7] RUSEK F, PERSSON D, LAU B K, et al. Scaling up MIMO: opportunities and challenges with very large arrays[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2013, 30 (1): 40-60
- [8] MOHAMMED S K, LARSSON E G. Single-user beamforming in large-scale MISO systems with per-antenna constant-envelope constraints: the doughnut channel [J]. IEEE Wireless Communications, 2012, 11 (11): 3992-4005
- [9] Hoon H, Caire G, Papadopoulos H C, et al. Achieving 'massive MIMO' spectral efficiency with a not-so-large number of antennas [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(9): 3226-3239
- [10] LU L, LI G Y, SWINDLEHURST A L, et al. An overview of massive MIMO: benefits and challenges [J].
 IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing,
 2014, 8(5): 742-758
- [11] SUN B, ZHOU Y, TIAN L, et al. Successive interference cancellation based channel estimation for massive MIMO systems [C] //2017 IEEE Global Communications Conference, Singapore, 2017:1-6
- [12] 徐顺清,石晶林,张宗帅,等. 基于毫米波大规模 MI-MO 的分离型子阵列混合波束成形算法[J]. 高技术通讯, 2019, 29(8);731-738
- [13] 徐顺清,石晶林,张宗帅,等. 基于大规模 MIMO 的共享型阵列混合波束成形算法[J]. 高技术通讯, 2018, 28(9-10):763-770
- [14] MOLISCH A F, RATNAM V V, HAN S, et al. Hybrid beamforming for massive MIMO: a survey [J]. *IEEE* Communications Magazine, 2017, 55(9):134-141
- [15] HEATH R W, GONZALEZ-PRELCIC N, RANGAN S, et al. An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2016,10(3): 436-453
- [16] AHMED I, KHAMMARI H, SHAHID A, et al. A survey on hybrid beamforming techniques in 5G: architecture and system model perspectives [J]. *IEEE Communica*-

- tions Surveys and Tutorials, 2018, 20(4): 3060-3097
- [17] HAN D S, YANG W, CHEN Z X. User scheduling algorithm based on beam selection in the multi-basestation cooperation system [C] // International Conference on Cyberspace Technology, Beijing, China, 2013; 489-492
- [18] MICHALOLIAKOS A, AO W C, PSOUNIS K. Joint user-beam selection for hybrid beamforming in asynchronously coordinated multi-cell networks [C] // 2016 Information Theory and Applications Workshop, San Diego, USA, 2016; 1-10
- [19] JIN L, GU X, HU Z. Low-complexity scheduling strategy for wireless multiuser multiple-input multiple-output downlink system [J]. *IET Communications*, 2011, 5 (7): 990-995
- [20] CHO C K, KANG J W, KIN S H. Opportunistic maximum rate user selection with low complexity in MIMO interference channel [C] // The 23rd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Sydney, Australia, 2012; 732-637
- [21] RUI M, RUO C, CHAOWEI W, et al. Downlink transmission scheme for massive MU-MIMO system with reduced CSI[C]//The 4th International Conference on Network Infrastructure and Digital Content, Beijing, China, 2014: 322-327
- [22] WU H W, LIU D P, WU W, et al. A low complexity two-stage user scheduling scheme for mmWave massive MIMO hybrid beamforming systems [C] // Proceedings of 2017 3rd IEEE International Conference on Computer and Communications, Chengdu, China, 2017: 13-16
- [23] SHEHATA M, CRUSSIRE M, HLARD M, et al. Leakage based users selection for hybrid beamforming in millimeter wave MIMO[C] // The 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Bologna, Italy, 2018: 1144-1150
- [24] ZHOU L, OHASHI Y. Efficient codebook-based MIMO beamforming for millimeter-wave WLANs[C]//Personal Indoor and Mobile Radio Communications, Sydney, Canada, 2012;1885-1889
- [25] LI G Y, CHAI Y B, LI W, et al. A method for calibrating standard propagation model in LET system[C]//The 17th IEEE International Conference on Communication Technology, Chengdu, China, 2017: 677-680
- [26] ZOUY, RAVEW, FETTWEISG. Analog beamsteering

- for flexible hybrid beamforming design in mmwave communications [C] // 2016 European Conference on Networks and Communications, Athens, Greece, 2016: 94-99
- [27] REN Y, WANG Y, QI C, et al. Multiple-beam selection with limited feedback for hybrid beamforming in massive MIMO systems [J]. IEEE Access, 2017,5;13327-13335
- [28] WU X, MA Z, WANG Y. Joint user grouping and resource allocation for multi-user dual layer beamforming in

- LTE-A [J]. *IEEE Communications Letters*, 2015, 19 (10):1822-1825
- [29] 3GPP. Technical Specification 36. 213, Evolved Universal Terrestriall Radio Access (E-UTRA); Physical Layer Procedures [S]. Nice: Sophia Antipolis, 2013
- [30] JIN L, GU X, HU Z. Low-complexity scheduling strategy for wireless multiuser multiple-input multiple-output downlink system[J]. IET Communications Letters, 2011, 5(7): 990-995

Large-scale MIMO multi-user scheduling algorithm based on beam training

```
XU Shunqing * ** **** **** , SHI Jinglin * ** *** , ZHOU Yiqing * ** *** , ZHANG Zongshuai * ** *** (* Beijing Key Laboratory of Mobile Computing and Pervasive Device , Beijing 100190) (** Wireless Communication Technology Research Center , Institute of Computing Technology , Chinese Academy of Sciences , Beijing 100190) (*** University of Chinese Academy of Sciences , Beijing 100049) (**** Samsung R&D Institute China Bejing , Beijing 100028)
```

Abstract

In the millimeter wave multi-user massive multiple-input multiple-output (MIMO) system, the structure is formed by the use of hybrid subdivision, so that the user scheduling problem faces new challenges. The scheduling problem is transformed into the problem of selecting scheduling user subsets and communication beam pairs between users with stations at the same time-frequency resource. The problem of two-way communication between substrates needs to be considered from the two dimensions of user and duality. Massive MIMO uses a large number of antenna arrays at the base station and the user terminal, and if exhaustive search algorithms are used, the computational complexity is extremely large, which is unrealistic in practical applications. A multi-user scheduling scheme based on beam training is proposed in this paper, which is divided into two steps. The first step is to group the adjacent beams and at the same time map related users to corresponding beam groups according to the beam index number of the maximum signal to interference noise ratio (SINR) feedback from the user since most of the interference between beams comes from adjacent beams. The second step is to reduce interference from the minimum beam index of each beam group to select scheduling users according to certain principles, and then select the user beam closest to the SINR threshold for communication through beam training between the base station and the user. The simulation results show that this scheme has the performance of approaching the optimal exhaustive scheme and has low computational complexity.

Key words: massive multiple-input multiple-output (MIMO), hybridly-connected structure, beam search, user select, spectrum efficiency