

毫米波大规模 MIMO 系统波束选择方案的设计^①

吴君钦^② 赵 天^③

(江西理工大学信息工程学院 赣州 341000)

摘 要 针对毫米波大规模 MIMO 系统采用全数字预编码时,所需射频链路数量过多而导致能量消耗高的问题,提出了一种基于透镜的波束选择方案。该方案首先通过分析用户受干扰的可能性,将所有的用户分为干扰用户组和非干扰用户组,然后对于非干扰用户,直接利用最大功率准则进行波束选取,而对于干扰用户,则通过低复杂度增量算法选择合适的波束使系统和速率最大化。仿真结果表明,在有效减少系统所需射频链路数量和降低计算复杂度的基础上,该方案的系统和速率能够达到接近全数字预编码方案的水平,并且能够获得更高的能量效率。

关键词 毫米波,大规模 MIMO,波束选择,和速率,能量效率

0 引 言

目前,随着移动通信用户数量及无线数据传输速率的飞速增长,现有的频谱资源变得拥挤不堪,已无法达到 5G 的通信指标要求^[1,2],因此未被完全开发的毫米波频谱资源在未来 5G 通信中的应用研究得到了国内外研究学者的关注^[3,4]。一方面,毫米波的带宽可达 10GHz,可以为通信系统提供丰富的带宽资源,另一方面,由于无线通信系统中天线尺寸与信号波长成正比,毫米波的波长使得其对应的天线尺寸大大降低,适合在发送端和接收端部署大量的天线,从而获得较高的天线阵列增益^[5]。因此,毫米波与大规模多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)技术的完美结合,将会成为当前通信领域的研究热点^[6]。在传统 MIMO 系统中,在基带部分一般采用数字预编码技术对发射信号进行预处理,经过预处理的信号可以大大降低系统中的干扰从而使系统性能得到大幅度提升^[7]。然而,在全数字预编码方案中,每根天线都要对应一条射频

(radio frequency, RF)链路,随着基站天线数及用户数的不断增加,系统所需 RF 链路数也随之增多,导致系统实现成本增加,并且造成巨大的能量损耗^[8]。

为解决上述问题,一些学者提出波束域 MIMO 的概念^[9]。通过采用透镜天线阵列代替传统的电磁天线阵列,波束域 MIMO 可以将不同方向的信号集中到不同的天线上,从而使传统的空间信道转换成波束域信道^[10]。在波束域信道中,每个波束对应一条 RF 链路,根据波束域信道稀疏的特性只需选取少量的波束就能使毫米波大规模 MIMO 系统所需的 RF 链路数大大降低^[11]。文献[12]提出了一种基于最大化量级准则的波束选择方案,即给每个用户选择功率最强的波束,该方案虽然易于实现,但是它在选择波束时忽略了用户之间干扰带来的影响,因此其性能有待提高^[13]。为了解决这一问题,本文提出了一种新的波束选择方案,该方案首先根据系统中潜在的用户间干扰把所有用户分为两组,即干扰用户组和非干扰用户组。对于非干扰用户组,为用户选择功率最大的波束;而对于干扰用户组,则

① 国家自然科学基金(61501210)和江西省教育厅科技计划(GJJ14428)资助项目。
② 男,1966 年生,硕士,教授;研究方向:无线移运宽带通信,嵌入式系统;E-mail: 908835940@qq.com
③ 通讯作者,E-mail: 1340793211@qq.com
(收稿日期:2017-01-12)

根据最大和速率准则通过低复杂度的增量算法为用户选择合适的波束。仿真结果表明,与文献[12]所提方案相比较,本文所提出的波束选择方案可达和速率更高,与传统全数字预编码方案相比,本文方案计算复杂度更低,能够有效减少 RF 链路数、提高系统能量效率,且可达和速率接近全数字预编码方案。

1 系统模型

1.1 传统 MIMO 系统模型

在毫米波大规模 MIMO 系统中,假设基站端天线数为 N , RF 链路数为 N_{RF} , 单天线用户数为 K , 其系统模型如图 1 所示。

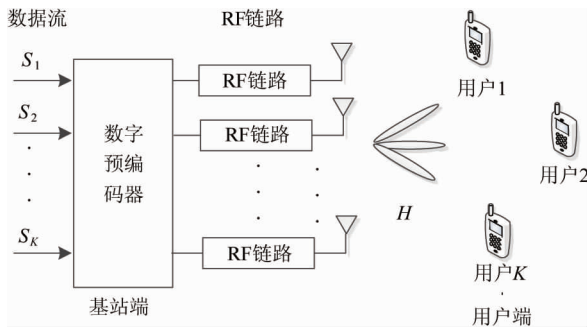


图 1 传统 MIMO 系统模型

对于传统 MIMO 系统, K 个用户所接收到的信号 y 可表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

式中, $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_K]$ 表示系统的信道传输矩阵, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{K \times N}$, 其中, $\mathbb{C}^{K \times N}$ 表示矩阵维度为 $K \times N$; $\mathbf{h}_k$ 表示用户 k 和基站之间的信道矢量; $\mathbf{s}$ 表示原始发射信号矢量, $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$, 并且满足归一化功率 $E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \mathbf{I}_K$; $\mathbf{W}$ 表示预编码矩阵, $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N \times K}$ 且满足 $t_r(\mathbf{W}\mathbf{W}^H) \leq \rho$, 其中 ρ 为发射总功率, $t_r(\cdot)$ 表示矩阵的迹; $\mathbf{n}$ 为加性高斯白噪声, 服从均值为零、方差为 $\sigma^2 \mathbf{I}_K$ 的正态分布, 表示为 $\mathbf{n} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_K)$ 。

为了体现出毫米波信道稀疏散射的特性, 文中采用几何的 Saleh-Valenzuela 模型^[14,15], 则用户 k 与基站之间的信道矢量 $\mathbf{h}_k$ 可表示为

$$\mathbf{h}_k = \beta_k^0 \mathbf{a}(\theta_k^0) + \sum_{l=1}^L \beta_k^l \mathbf{a}(\theta_k^l) \quad (2)$$

式中, $\beta_k^0 \mathbf{a}(\theta_k^0)$ 和 $\beta_k^l \mathbf{a}(\theta_k^l)$ 分别表示用户 k 的视距 (line-of-sight, LoS) 路径及非视距 (non-line-of sight, NLoS) 路径组成, θ 表示空间方位, $1 \leq l \leq L$ 表示用户的非视距路径个数, $\mathbf{a}(\theta)$ 表示阵列响应矢量, $\mathbf{a}(\theta) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 。

假设天线采用均匀线性阵列 (uniform linear array, ULA), 则 $\mathbf{a}(\theta)$ 可以表示为

$$\mathbf{a}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{N}} [e^{-j2\pi\theta m}]_{m \in \Gamma(N)} \quad (3)$$

式中, $\Gamma(N)$ 表示以 0 为中心的对称指数集, $\Gamma(N) = \left\{ q - \frac{N-1}{2}, q = 0, 1, \dots, N-1 \right\}$, $\theta = \frac{d}{\lambda} \sin \psi$, 其中 λ 和 d 分别表示信号的波长及天线之间的距离, ψ 为信号的出发角。

1.2 波束域 MIMO 系统模型

由图 1 可知, 传统 MIMO 所需 RF 链路数与天线数相等, 即 $N_{\text{RF}} = N$, 随着系统天线数量的增加, 系统的实现成本及能量消耗也随之增大, 阻碍了毫米波大规模 MIMO 技术的推广应用。为降低 RF 链路数量, 本文采用离散透镜天线阵列, 将传统的空间信道转换为波束域信道, 其系统模型如图 2 所示。

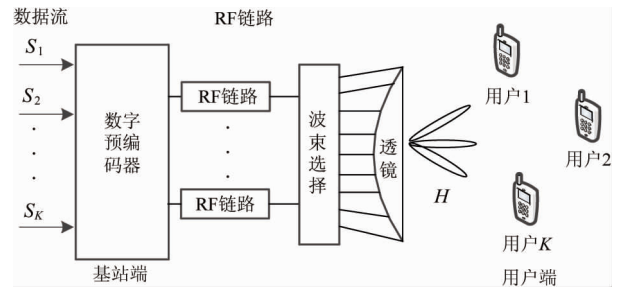


图 2 波束域 MIMO 系统模型

透镜天线阵的作用是将矩阵 $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 进行离散傅里叶变换, 其中 $\mathbf{U}$ 为覆盖整个空间区域的 N 维正交波束, 它可以表示为:

$$\mathbf{U} = [\mathbf{a}(\bar{\theta}_1), \mathbf{a}(\bar{\theta}_2), \dots, \mathbf{a}(\bar{\theta}_N)]^H \quad (4)$$

式中, $\bar{\theta}_n$ 表示预定义的空间方向, $\bar{\theta}_n = \frac{1}{N} \left(n - \frac{N+1}{2} \right)$, $n = 1, 2, \dots, N$, $[\cdot]^H$ 表示矩阵的共轭转置。由图 2 可知波束域 MIMO 系统模型的响

应信号可表示为

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H \mathbf{H}^H \mathbf{W} \mathbf{s} + \mathbf{n} = \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{W} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (5)$$

式中, $\tilde{\mathbf{H}}$ 表示整个波束域信道, 且

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{H}} &= \mathbf{U} \mathbf{H} = [\tilde{\mathbf{h}}_1, \tilde{\mathbf{h}}_2, \dots, \tilde{\mathbf{h}}_K] \\ &= [\mathbf{U} \mathbf{h}_1, \mathbf{U} \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{U} \mathbf{h}_K] \end{aligned} \quad (6)$$

式中, $\tilde{\mathbf{h}}_k$ 表示用户 k 和基站之间的波束域信道矢量, 波束域信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}$ 的 N 行元素对应着与空间方向 $\bar{\theta}_n$ 相一致的 N 维正交波束。在毫米波传播环境中, 由于散射体数量有限, 因此式(2)中非视距路径的数目 L 要远小于天线数量 N 。根据波束域信道的稀疏性只需选取少量恰当的波束便可在不造成明显性能损失的情况下降低 MIMO 系统的维度。其接收信号 $\tilde{\mathbf{y}}$ 可表示为:

$$\tilde{\mathbf{y}} \approx \tilde{\mathbf{H}}_r^H \mathbf{W}_r \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (7)$$

式中, $\tilde{\mathbf{H}}_r$ 表示被选取的波束所组成的信道, $\mathbf{W}_r$ 是已降低维度的数字预编码矩阵。由于波束域 MIMO 系统中预编码矩阵 $\mathbf{W}_r$ 的维度比传统 MIMO 预编码矩阵 $\mathbf{W}$ 的低, 因此波束域 MIMO 可有效地减少系统的 RF 链路数。为保证所有的用户都能获得空间复用增益, 波束域中 RF 链路数 N_{RF} 至少为 K , 本文设 $N_{\text{RF}} = K$ 。在文献[12]波束选择方案中, 不同用户可能会选到同一波束, 造成严重的用户间干扰, 因此文献[12]所提方案在实际应用中效果并不理想。

2 波束选择方案

文献[12]中的波束选择方案都是以最大化量级准则为标准的, 即为每个用户选择功率最强的波束。但该方法的目标仅是为保证每个用户的功率, 却没有考虑到多用户之间的干扰, 这样就会造成系统和速率性能大的损失。此外, 由于不同的射频链路可能会选择同一波束, 那些对系统和速率性能没有贡献的射频链路就白白浪费掉了。

为解决上述问题, 本文提出一种新的波束选择方案, 目的在于从所有 N 个波束中为用户挑选出非共享的 K 个波束, 使系统在降低计算复杂度的同时获得接近全数字预编码方案的性能。考虑到多用户之间的干扰问题, 该方案首先通过分析用户受干扰的可能性, 把所有用户分为干扰用户组和非干扰用户组; 然后分别利用不同的波束选择方式为所有用

户选择合适的非共享波束, 从而尽可能的使系统的和速率达到最大。

2.1 确认干扰用户和非干扰用户

先将第 k 用户波束域信道矢量 $\tilde{\mathbf{h}}_k$ 中的波束能量按递减顺序排列, 并令 b_k^* 表示用户 k 的最强波束, 则所有用户最强波束的集合 $\{b_k^*\}_{k=1}^K$ 就包含了该信道的大部分功率。根据式(2) ~ 式(5)可推出第 k 个用户的波束域信道 $\tilde{\mathbf{h}}_k$ 的第 n 个元素可表示为

$$\tilde{h}_{k,n} = \mathbf{a}^H \bar{\theta}_n \sum_{i=0}^L \beta_k^i \mathbf{a}(\theta_k^i) = \sum_{i=0}^L \beta_k^i \gamma(\bar{\theta}_n - \theta_k^i) \quad (8)$$

式中, $\gamma(x) = \frac{\sin N \pi x}{N \sin \pi x}$ 。由参考文献[12]知, 当 $b_1^* \neq b_2^* \neq \dots \neq b_K^*$ 时, 由于波束之间的正交性, 多用户间干扰较小, 因此可以使系统达到最佳性能。然而, 在天线数量很多的大规模 MIMO 系统中, 用户之间共享同一波束的概率不容忽略, 系统性能也会受到严重的用户间干扰, 因此本文提出了新的波束选择方案, 首先把所有用户分为两组, 然后对于不同的用户组分别采用不同的标准进行最强波束的选取。

(1) 如果用户 k 的最强波束 b_k^* 与其他 $K-1$ 个用户的最强波束不同, 则将该用户定义为非干扰用户, 所有的非干扰用户组成一个集合, 用 Z_{NIU} 表示。对于非干扰用户 k , 可直接选取其功率最强波束 b_k^* , 原因在于该波束不仅包含了波束域信道的大部分功率而且还对其它用户不产生干扰。

(2) 如果用户 k 的最强波束 b_k^* 与其它任意用户的最强波束相同, 则定义该用户为干扰用户, 并且定义所有干扰用户的集合为 Z_{IU} 。对于干扰用户组, 最强波束应从集合 $\{1, 2, \dots, N\} \setminus \{b_k^* \mid k \in Z_{NIU}\}$ 中选取。 $\{A\} \setminus \{B\}$ 表示集合 A 中不属于集合 B 的元素。

2.2 选取最佳非共享波束

由式(8)可知, 已降维的波束域信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}_r$ 的非干扰用户数为 $\text{Card}(Z_{NIU})$ 个, 设非干扰用户组成的信道矩阵为 $\Lambda = \tilde{\mathbf{H}}(s, :)_{s \in \{b_k^* \mid k \in Z_{NIU}\}} \in \mathbb{C}^{\text{Card}(Z_{NIU}) \times K}$ 。然后需要从剩下的 $N - \text{Card}(Z_{NIU})$ 个波束中挑选出另外的 $\text{Card}(Z_{IU}) = K - \text{Card}(Z_{NIU})$ 个波束, 使系统的和速率达到最大。由于正则化迫零 (regularized zero-forcing, RZF) 预编码能够很好的平衡系统

中信道噪声和不同用户间干扰的影响,因此在式(8)降维的信道预编码器中采用 RZF 预编码器,则所求的优化问题就可以描述为:

$$\Phi^{\text{opt}} = \arg \max K \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{\sigma^2 \text{tr}(\tilde{\mathbf{H}}_r^H \tilde{\mathbf{H}}_r)^{-1}} \right) \quad (9)$$

式中 Φ 表示从 $\{1, 2, \dots, N\} \setminus \{b_k^* \mid k \in \mathbf{Z}_{NIU}\}$ 中挑出的 $\text{Card}(\mathbf{Z}_{IU})$ 个可能波束所组成的集合,且 $\tilde{\mathbf{H}}_r = \tilde{\mathbf{H}}(s, :)$ $s \in \Phi \cup \{b_k^* \mid k \in \mathbf{Z}_{NIU}\}$, $(\cdot)^{-1}$ 表示矩阵的逆。在为干扰用户组选择波束时,本文采用低复杂度的增量算法来解决问题式(9)。该算法的核心思想是以递增的顺序逐个选出 $\text{Card}(\mathbf{Z}_{IU})$ 个波束。在每一步中,对和速率做出最大贡献的波束被挑选出来。从式(9)可以看出,最大化和速率 R 等价于最小化 $\text{tr}(\tilde{\mathbf{H}}_r^H \tilde{\mathbf{H}}_r)^{-1}$ 。因此,最先被选中的波束 b_1 可表示为

$$b_1 = \arg \min_b \text{tr}(\mathbf{G} + \mathbf{g}_b^H \mathbf{g}_b)^{-1}, \quad \mathbf{G} \triangleq \mathbf{A}^H \mathbf{A} + \xi \mathbf{I} \quad (10)$$

式中 $b \in \delta = \{1, 2, \dots, N\} \setminus \{b_k^* \mid k \in \mathbf{Z}_{NIU}\}$, $\mathbf{g}_b = \tilde{\mathbf{H}}(b, :)$, ξ 为很小的正数以确保(10)式中矩阵逆的存在。确定 b_1 后,令 $\mathbf{G} = \mathbf{G} + \mathbf{g}_{b_1}^H \mathbf{g}_{b_1}$, $\delta = \delta \setminus b_1$ 。依次类推,直到找出所有的 $\text{Card}(\mathbf{Z}_{IU})$ 个波束。

分别确定了干扰用户组和非干扰用户组的最强波束后,令所有被挑选出的波束组成的集合为 B^* , 则

$$B^* = \{b_1, \dots, b_{\text{Card}(\mathbf{Z}_{IU})}\} \cup \{b_k^* \mid k \in \mathbf{Z}_{NIU}\} \quad (11)$$

3 实验仿真及结果分析

为了验证所提的波束选择方案的有效性,本研究通过 Matlab 仿真实验分别在不同信噪比、不同天线数和不同用户数的条件下对本文所提波束选择方案、全数字预编码方案及文献[12]所提方案的性能进行分析比较。所有仿真结果都是通过蒙特卡罗法对信道进行 5000 次实现后取平均得到的,其仿真参数毫米波频段为 45GHz,波长 λ 为 6.7mm,天线之间距离 d 为 0.5λ 。

图 3 给出了系统天线数 $N = 128$, RF 链路数 $N_{\text{RF}} = 32$, 用户数 $K = 32$ 时,不同波束选择方案在不同信噪比情况下可达和速率的比较。由图 3 可以

看出,系统的可达和速率随 SNR 的增加而逐渐提升,且传统全数字预编码方案具有最优的系统速率。与文献[12]所提方案相比,本文所提波束选择方案的可达和速率更高,并且更接近全数字预编码方案;与全数字预编码算法相比,本文所提方案的和速率虽然有一定的损失,但是相比于全数字预编码方案所需的 128 个 RF 链路,本文所提方案所需的 RF 链路数仅为 32 个,因此可以有效地降低系统的实现成本。

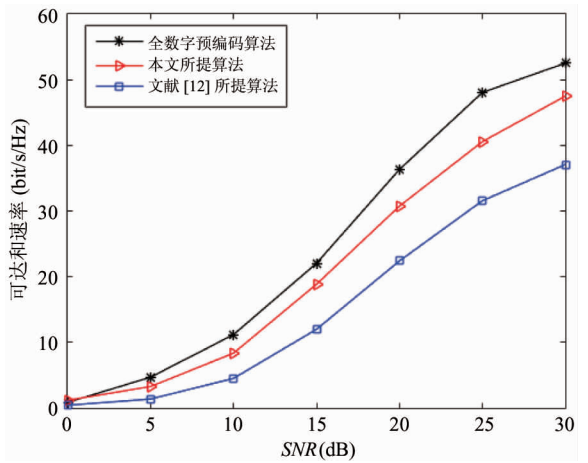


图 3 不同波束选择方案和速率随信噪比变化曲线

图 4 给出了信噪比 $\text{SNR} = 10\text{dB}$, 基站天线数量 $N = 128$ 根的情况下,系统中每用户平均速率随着用户数变化的仿真实验结果。从图 4 可以看出,当用户数不断增加时,每个用户的平均速率逐渐下

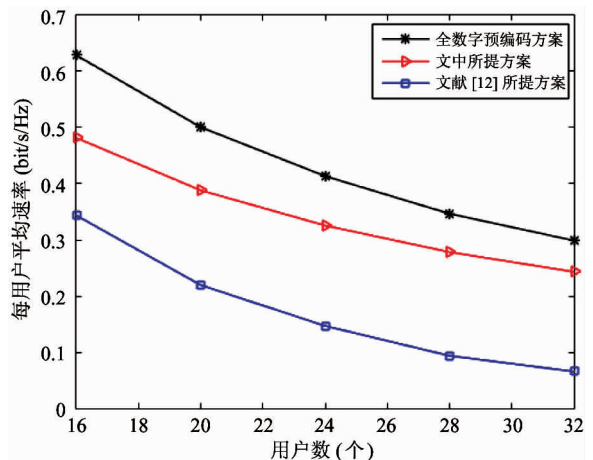


图 4 每用户平均速率随 K 的变化曲线

降,这是因为用户间的干扰随用户数的增多而逐渐变大。与文献[12]所提波束选择方案相比,本文所提方案考虑了用户之间干扰带来的影响,其每用户的平均速率要比文献[12]所提波束选择方案高约 0.15 bit/s/Hz。

图 5 给出了用户数 $K = 32$, $SNR = 0\text{dB}$ 时,大规模毫米波 MIMO 系统的和速率随着基站端天线数量增加的变化情况。由图 5 可以看出,当固定系统的用户数量及信噪比时,随着天线数目的不断增加,系统的和速率也在不断得到提升,这也体现出了大规模 MIMO 技术的优越性。同时仿真结果表明,文中所提波束选择方案优于文献[12]所提方案,且更接近全数字预编码方案的可达和速率。

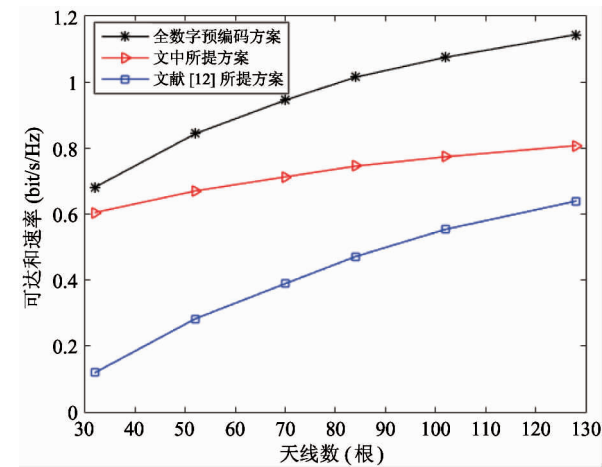


图 5 不同波束选择方案和速率随基站天线变化曲线

图 6 给出了当天线数 $N = 128$, 信噪比 $SNR = 30\text{dB}$ 时,不同波束选择方案下的能量效率随用户数的变化曲线。能量效率采用文献[13]中的模型 $\eta = \frac{R}{\rho + N_{\text{RF}} P_{\text{RF}}} (\text{bps/Hz/W})$, 其中 ρ 是式(1)定义的系统发射功率, P_{RF} 表示 RF 链路的能量消耗功率,分别令 $P_{\text{RF}} = 34.4\text{mW}$, $\rho = 32\text{mW}$ 。从图 6 可以看出,所提方案的能量效率最高,当用户数较少时尤其突出。全数字的预编码虽然能够获得最优和速率,但它所需的 RF 链路最多,因此系统能量消耗最大,能量效率最低。

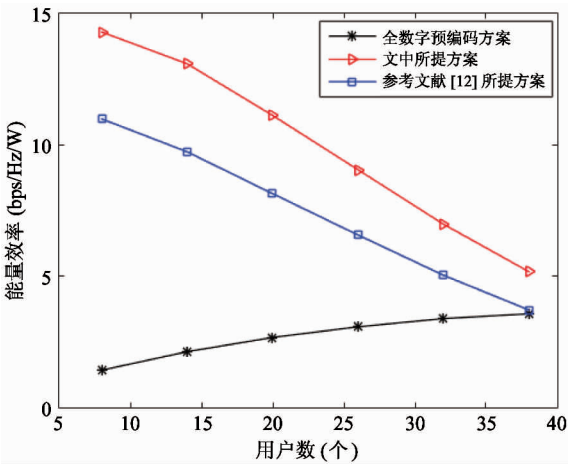


图 6 不同波束选择方案能效随用户数的变化曲线

4 结 论

毫米波大规模 MIMO 系统采用传统的空间信道进行信息传输时需要使用大量的射频链路,不仅导致了系统实现成本的增加还造成了大量的能量消耗。为解决这一问题,本文采用离散透镜阵列,将传统的空间信道转换为波束域信道,并提出一种新的波束选择方案。该方案分两个步骤:首先把所有的用户按照是否有可能受到干扰,分为干扰用户组和非干扰用户组;然后对于非干扰用户组,直接根据能量最大准则选取功率最强波束,对干扰用户组则通过低复杂度的增量算法选择合适的非共享波束以达到最大化系统和速率的目的。仿真结果表明,文中所提波束选择方案在不同条件下系统可达和速率及能量效率都优于文献[12]所提出的波束选择方案;与全数字预编码方案相比,本文所提方案可达和速率虽有所降低,但由于波束域信道的维度低于空间信道,因此本文所提方案能够降低系统的计算复杂度。此外,毫米波的稀疏特性也使得系统所需的 RF 链路数也大大减少,降低了系统的实现成本及能耗,提高了系统的能量效率。

参考文献

[1] Rappaport T S, San S, Mayzus R, et al. Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: it will work! *IEEE Access*, 2013, 1(1): 335-349

- [2] Pi Z, Khan F. An introduction to millimeter-wave mobile broadband systems. *IEEE Communications Magazine*, 2011, 49(6): 101-107
- [3] Andrews J G, Buzzi S, Choi W, et al. What will 5G be. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2014, 32(6): 1065-1082
- [4] 陈鹏,何世文,黄永明等. 超高速毫米波无线局域网通信系统性能分析. 信号处理, 2015, 31(1): 66-72
- [5] Long B L, Lau V, Jorswieck E, et al. Enabling 5G mobile wireless technologies. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2015, (1): 1-14
- [6] Rusek F, Persson D, Lau B K, et al. Scaling up MIMO: opportunities and challenges with very large arrays. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2013, 30(1): 40-60
- [7] 彭吉生,田霖,周一青. 有限字约束下的 MIMO 信道线性预编码设计. 高技术通讯, 2013, 23(11): 1117-1123
- [8] Alkhateeb A, Mo J, Gonzalezprelcic N, et al. MIMO precoding and combining solutions for millimeter-wave systems. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(12): 122-131
- [9] Brady J, Behdad N, Sayeed A M, et al. Beam-space MIMO for millimeter-wave communications: system architecture, modeling, analysis, and measurements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2013, 61(7): 3814-3827
- [10] Zeng Y, Zhang R. Millimeter wave MIMO with lens antenna array: A new path division multiplexing paradigm. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(4): 1557-1571
- [11] Gao X Y, Dai L, Sayeed A M. Low RF-complexity technologies for 5G millimeter-wave MIMO systems with large antenna arrays. 2016
- [12] Sayeed A M, Brady J. Beam-space MIMO for high dimensional multiuser communication at millimeter-wave frequencies. In: Proceedings of the Global Communications Conference, Atlanta, USA, 2013. 3679-3684
- [13] Amadori P V, Masouros C. Low RF-complexity millimeter-wave beam-space-MIMO systems by beam selection. *IEEE Transactions on Communications*, 2015, 63(6): 2212-2223
- [14] Raghavan V, Sayeed A M. Sublinear capacity scaling laws for sparse MIMO channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2011, 57(1): 345-364
- [15] Alkhateeb A, Ayach O E, Leus G, et al. Channel estimation and hybrid precoding for millimeter wave cellular systems. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2014, 8(5): 831-846

Design of a beam selection scheme for millimeter wave massive MIMO systems

Wu Junqin, Zhao Tian

(Information Engineering Institute, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000)

Abstract

To solve the high energy consumption problem of millimeter wave massive MIMO systems using traditional full digital precoding caused by too many required radio frequency chains, a beam selection scheme based on lens was proposed. The proposed beam selection scheme divides all the users into the two groups of interference-users as well as noninterference-users, and then, for noninterference-users, uses the maximum power criterion to conduct beam selection, while for interference users, uses the low complexity incremental algorithm to select appropriate beams to maximize the system sum-rate. The simulation results show that the proposed beam selection scheme can nearly reach the full digital precoding scheme's system sum-rate on the basis of effectively reducing the number of required RF chains and the computation complexity.

Key words: millimeter wave, massive MIMO, beam selection, sum rate, energy efficiency