

基于连续干扰消除的毫米波MIMO系统混合预编码算法

解培中* 孙锐 李汀

(南京邮电大学通信与信息工程学院 南京 210003)

摘要: 该文研究多用户毫米波MIMO系统的混合模数预编码器和合并器设计。针对因信号传播漫散射造成的多用户间信号干扰问题,提出一种基于连续干扰消除(SIC)的鲁棒混合预编码算法。首先对信道矩阵进行正交分解,以消除来自已知用户信号的干扰,从而将含有非凸约束的多用户链路优化问题分解为多个单用户链路优化问题。然后采用相位提取算法逐个求解每个用户的最优传输链路,并结合最小均方误差(MMSE)准则求得多用户混合预编码矩阵。仿真结果表明,与现有的混合预编码算法相比,所提算法在强干扰环境下具有显著的性能优势。

关键词: MIMO系统; 毫米波; 混合预编码; 连续干扰消除

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2019)02-0409-08

DOI: 10.11999/JEIT180379

Hybrid Precoding Algorithm Based on Successive Interference Cancellation for Millimeter Wave MIMO Systems

XIE Peizhong SUN Rui LI Ting

(College of Telecommunications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

Abstract: This paper investigates the design of hybrid analog and digital precoder and combiner for multi-user millimeter wave MIMO systems. Considering the problem of signal interference between multiple users due to diffuse scattering of signal propagation, a robust hybrid precoding algorithm based on Successive Interference Cancellation (SIC) is proposed. By deducing the orthogonal decomposition formula of the channel matrix to eliminate the interference from the known users' signals, the multi-user links optimization problem with nonconvex constraints can be decompose into multiple single-user link optimization problems. The phase extraction algorithm is then used to search each user's optimal transmission link one by one, and the multi-user hybrid precoding matrix is obtained in combination with Minimum Mean Square Error (MMSE) criterion. Simulation results show that the proposed algorithm has significant performance advantages compared with the existing hybrid precoding algorithms under severe interference conditions.

Key words: MIMO system; Millimeter wave; Hybrid precoding; Successive Interference Cancellation (SIC)

1 引言

第5代(5G)无线通信系统需要更高的数据速率,更大的带宽和更高的频谱效率来支持各种新兴应用。毫米波频段拥有巨大的可用带宽,可以满足未来数据流量指数级增长的需求;大规模天线阵列可以提供更高的空间自由度,允许基站同时为数十个用户服务,极大地提高系统频谱效率。将毫米波通信和大规模MIMO技术相结合,近年来成为了国

内外研究的热点,被认为是未来5G无线通信极具潜力的候选技术^[1-3]。

对于大规模MIMO系统,理论研究表明,低复杂度的线性预编码方案可以获得接近最优的性能^[4-6]。然而传统的全数字预编码技术要求每个天线阵元连接专用的射频链,这将为毫米波通信系统带来较高的硬件成本和功耗问题。早期的毫米波通信设计方案主要集中在模拟信号处理上,它只用到低成本的移相器,其较低的实现复杂度吸引了众多研究者的关注^[7,8]。但它与传统的数字预编码相比,存在着显著的性能差距且抗干扰能力较弱。文献^[9, 10]针对单用户场景采用混合预编码算法,它将预编码分为数字预编码和模拟预编码两部分,数字部分使用低维的基带预编码器实现,模拟部分通

收稿日期: 2018-04-25; 改回日期: 2018-09-07; 网络出版: 2018-09-25

*通信作者: 解培中 cas@njupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61771254)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61771254)

过低成本的恒模移相器网络将大量的天线与数量少得多的射频链相连,既充分利用多天线带来的增益,又减少射频链数量。文献[11, 12]将混合预编码算法扩展到多用户场景,其中文献[11]以各用户接收功率最大化为准则基于量化码本设计模拟预编码器和合并器,在确定模拟部分后,基于基带等效信道设计数字预编码器。而文献[12]将正交匹配追踪(Orthogonal Matching Pursuit, OMP)算法用在基于量化码本的设计方案中,设计了一种混合最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)预编码器,针对用户较多的应用场景,性能有小幅的提升。但是在现有的码本中,码字的波束方向图具有较强的方向性^[13],适用于视距传播的单径信道,难以同时接收多条路径的信号,且当收发端天线数较大时,基于量化码本的方法需要大量的码字训练开销。不同于基于码本的设计方案,文献[14]针对射频链的实际约束,提出通过提取复合下行链路信道的共轭转置的相位来设计模拟预编码器,以获得更高的天线增益。文献[15]则采用一种新型的鸟群算法来解决模拟预编码器的设计问题。

传统的混合预编码算法在设计模拟部分时采用最大化接收信号功率的方案,而忽略了用户间干扰。这种方案一般适用于用户位置随机分布的场景^[16]。毫米波频段的信道测量结果表明,毫米波在粗糙的散射体表面上存在着漫散射现象,且散射范围会随着波长减小而增大^[17]。针对用户比较密集的场景,当用户间没有足够的空间分隔时,漫散射可能会使相邻的用户采用相同的路径接收信号,因而造成严重的用户间干扰而基于基带等效信道设计的低维数字预编码器的抗干扰能力有限。文献[16]依旧采用基于码本的设计,提出一种增强型波束选择算法。文献[18]则以最大化接收端信干噪比为准则,提出基于信道互易性的模拟预编码器和合并器设计方案,基带数字预编码器用于进一步消除多个用户数据流之间的干扰,该方案优化了低信噪比环境下多用户传输的性能,但是当用户较多时该方案收敛速度缓慢且性能有所下降。文献[19]基于连续干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)的思想,提出一种用于子连接结构的低复杂度混合模数预编码算法,但该算法只考虑单用户场景且数字预编码是仅用于功率分配的对角矩阵,只使用模拟预编码提供波束成形增益显然是一个次优的方案。文献[20]在文献[19]基础上提出一种更加灵活的混合连接结构,并提出了一种基于矩阵分解的混合预编码设计方案。总的来说,因移相器幅度不可调整的限制,尽管研究者提出了许多的混合波束成形方案,

混合预编码器的最优设计至今仍未有定论。在模拟预编码器中,采用更好的方法处理移相器的恒模约束仍然值得更深入的研究^[21]。

本文主要是针对多个用户有着高度相关的传输路径的情况,提出将SIC用于设计多用户混合预编码器和模拟合并器,解决毫米波传播漫散射带来的用户间干扰问题。所提的混合预编码算法将以系统和速率为优化目标,通过信道矩阵的正交分解抽取当前用户信道矩阵到已知干扰用户预编码矩阵列空间上的正交投影分量,用于消除来自已知干扰用户信号的影响,从而将含有非凸约束的多用户链路优化问题分解为多个单用户链路优化问题,继而可以采用相位提取的方式逐个优化每一个用户的链路增益,并结合MMSE预编码算法求解最优的混合预编码矩阵。最后通过计算机仿真,验证本文算法的性能。

符号说明: $|\cdot|$ 表示取模, $\|\cdot\|$ 表示矢量的2-范数, $\|\cdot\|_F$ 表示矩阵的F-范数, $E\{\cdot\}$ 表示取期望。

2 系统模型和问题描述

2.1 系统模型

本文研究多用户毫米波大规模MIMO系统,假设基站和用户都拥有完全的信道状态信息,基站配备 N_{BS} 根天线和 N_{RF} 个射频链,用户配备 N_{MS} 根天线,用户数为 U 。由于硬件成本和功耗的限制,每个用户仅配备1个射频链,基站与每个用户之间仅传输1个数据流,因此数据流总个数 $N_S = U$ 。为简化分析,这里假设基站使用 U ($U \leq N_{RF}$) 个射频链服务该 U 个用户。混合预编码系统模型如图1所示。

在窄带块衰落信道模型下,第 u ($u = 1, 2, \dots, U$) 个用户的接受信号 y_u 可以表示为

$$y_u = \mathbf{w}_u^H \mathbf{H}_u \mathbf{f}_u s_u + \mathbf{w}_u^H \mathbf{H}_u \sum_{k=1, k \neq u}^U \mathbf{f}_k s_k + \mathbf{w}_u^H \mathbf{n}_u \quad (1)$$

式中, $\mathbf{H}_u \in \mathbb{C}^{N_{MS} \times N_{BS}}$ 表示基站与用户 u 之间的信道矩阵; $\mathbf{f}_u = \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB,u} \in \mathbb{C}^{N_{BS} \times 1}$ 表示用户 u 的数据流对应的混合预编码矢量, $\mathbf{F}_{RF} = [\mathbf{f}_{RF,1}, \mathbf{f}_{RF,2}, \dots, \mathbf{f}_{RF,U}] \in \mathbb{C}^{N_{BS} \times U}$ 为模拟预编码矩阵, $\mathbf{F}_{BB} = [\mathbf{f}_{BB,1}, \mathbf{f}_{BB,2}, \dots, \mathbf{f}_{BB,U}] \in \mathbb{C}^{U \times U}$ 为数字预编码矩阵, $\mathbf{f}_{BB,u}$ 表示用户 u 的数据流对应的数字预编码矢量, $\mathbf{w}_u \in \mathbb{C}^{N_{MS} \times 1}$ 表示用户 u 的接收合并矢量; $\mathbf{s} = [s_1 s_2 \dots s_U]^T \in \mathbb{C}^{U \times 1}$ 表示发送给 U 个用户的数据矢量,满足 $E\{s_u s_k\} = 0, u \neq k$, $E\{|s_u|^2\} = 1$; $\mathbf{n}_u \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_{N_{MS}})$ 表示用户 u 接收到的复高斯噪声。

由于模拟预编码器和模拟合并器是使用恒模移相器实现的,对于 $\forall u$, 归一化后的 $\mathbf{f}_{RF,u}$ 和 \mathbf{w}_u 各个

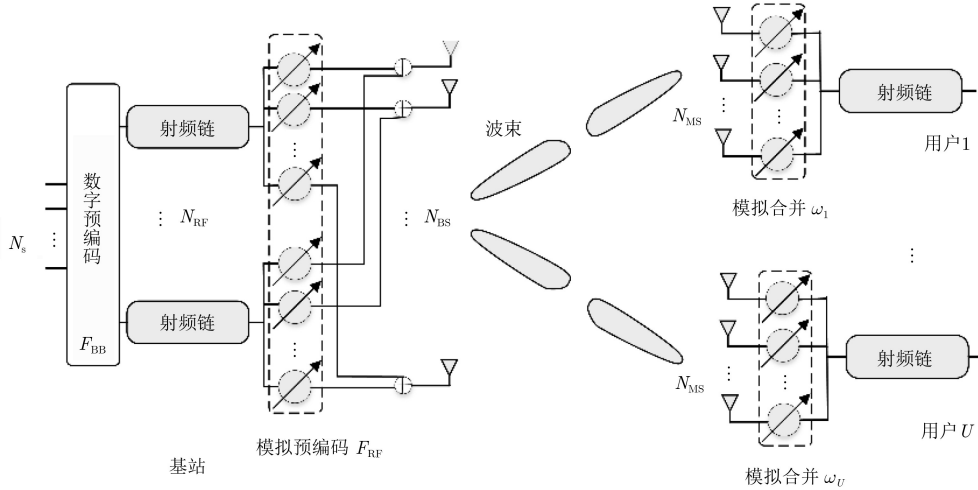


图1 系统模型

元素的幅值分别恒为 $1/\sqrt{N_{BS}}$ 和 $1/\sqrt{N_{MS}}$ 。记 $\phi_{m,u}$ 和 $\theta_{n,u}$ 分别为模拟预编码矢量和模拟合并矢量各个元素的偏转角度，则 $\mathbf{f}_{RF,u} = \frac{1}{\sqrt{N_{BS}}} [\exp(j\phi_{1,u}) \exp(j\phi_{2,u}) \cdots \exp(j\phi_{N_{BS},u})]$ ， $\mathbf{w}_u = \frac{1}{\sqrt{N_{MS}}} [\exp(j\theta_{1,u}) \exp(j\theta_{2,u}) \cdots \exp(j\theta_{N_{MS},u})]$ 。

毫米波频段的信道不同于具有丰富散射体环境的低频段信道，由于毫米波传播损耗严重，其有效的传播路径仅取决于有限个数的散射体。同时又由于漫散射现象，具有相似信道的用户可能被分配相同的路径，并遭受严重的用户间干扰。如图2所示，共享散射体的两个用户可能都会以路径2来接收信号。本文为了模拟毫米波信道的稀疏散射特性，采用具有有限散射体的几何信道模型^[1]，同时假设信道中一共存在 S 个散射体，每个用户随机分配 $L_u (L_u \leq S, u = 1, 2, \dots, U)$ 个散射体。为简化分析，这里假设基站与第 u 个用户之间的信道中每个散射体仅形成一条有效的传播路径。基于这个模型，信道矩阵 \mathbf{H}_u 可以表示为

$$\mathbf{H}_u = \sqrt{\frac{N_{BS}N_{MS}}{L_u}} \sum_{l=1}^{L_u} \alpha_{u,l} \mathbf{a}_{MS}(\theta_{u,l}) \mathbf{a}_{BS}^H(\phi_{u,l}) \quad (2)$$

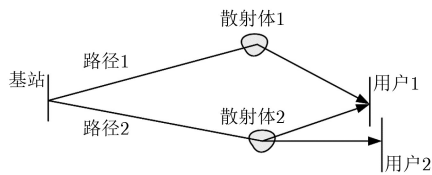


图2 存在共享散射体的两用户信道模型

式中， $\alpha_{u,l}$ 表示第 l 条路径的增益，是服从零均值单位方差的复高斯随机变量。 $\mathbf{a}_{BS}(\phi_{u,l})$ 和 $\mathbf{a}_{MS}(\theta_{u,l})$ 分别表示基站的发射阵列响应矢量和用户 u 的接收阵

列响应矢量， $\phi_{u,l}$ 和 $\theta_{u,l} \in [0, 2\pi]$ 分别表示第 l 条路径的离开角和到达角。假设采用均匀线性阵列 (Uniform Linear Array, ULA)，发射阵列响应矢量 $\mathbf{a}_{BS}(\phi)$ 可以表示为

$$\mathbf{a}_{BS}(\phi) = \frac{1}{\sqrt{N_{BS}}} \left[1 \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} d \cdot \sin(\phi)\right) \cdots \exp\left(j(N_{BS}-1) \frac{2\pi}{\lambda} d \cdot \sin(\phi)\right) \right]^T \quad (3)$$

式中， λ 表示波长， d 表示天线阵元的间距。接收阵列响应矢量 $\mathbf{a}_{MS}(\theta)$ 有着与 $\mathbf{a}_{BS}(\phi)$ 类似的表达式。

2.2 问题描述

针对2.1节所描述的系统模型，由式(1)可知用户 u 的可达速率 R_u 可以表示为

$$R_u = \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{w}_u^H \mathbf{H}_u \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB,u}|^2}{\sum_{k=1, k \neq u}^U |\mathbf{w}_u^H \mathbf{H}_u \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB,k}|^2 + \sigma^2 \|\mathbf{w}\|^2} \right) \quad (4)$$

因此， U 个用户的和速率 $R = \sum_{u=1}^U R_u$ 。

以系统和速率为性能指标设计混合模数预编码和模拟合并矢量的问题是一个含有非凸约束的多元联合优化问题。求解类似有约束条件的多变量优化问题的全局最优解是很困难的。为简化求解，本文将将其分解为数字和模拟两部分，来降低问题求解的复杂度，同时保证系统的性能和鲁棒性，下文主要工作便是基于这个思想实现系统和速率最大化。

3 基于连续干扰消除的混合预编码算法

3.1 基带数字预编码器设计

首先求解混合预编码的数字部分。为了提高系统在低信噪比环境下的性能，在大规模MIMO系统

中采用MMSE算法设计数字预编码器, 不仅复杂度低还可以获得接近非线性数字预编码算法的性能。基于MMSE的基带数字预编码器的设计目的是使得接收数据矢量 $\mathbf{y} = [y_1 y_2 \cdots y_U]^T \in \mathbb{C}^{U \times 1}$ 尽可能地接近原始发射数据 \mathbf{s} 。为简化分析, 假设收发端的模拟预编码和合并矢量已知。首先固定模拟合并矢量 \mathbf{w}_u , 令 $\mathbf{w}_u^H \mathbf{H}_u = \widehat{\mathbf{h}}_u^H \in \mathbb{C}^{1 \times N_{\text{BS}}}$, $\widehat{\mathbf{h}}_u$ 为基站与用户 u 之间的等效MISO信道。 U 个用户数据流的均方误差之和 $\mathbb{E} \left\{ \|\mathbf{y} - \mathbf{s}\|^2 \right\}$ 可以表示为

$$\mathbb{E} \left\{ \|\mathbf{y} - \mathbf{s}\|^2 \right\} = \left\| \mathbf{I} - \widehat{\mathbf{H}} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \right\|_{\text{F}}^2 + U\gamma\sigma^2 \quad (5)$$

式中, $\widehat{\mathbf{H}} = [\widehat{\mathbf{h}}_1 \widehat{\mathbf{h}}_2 \cdots \widehat{\mathbf{h}}_U]^H \in \mathbb{C}^{U \times N_{\text{BS}}}$ 表示多用户复合下行信道矩阵, γ 表示功率因子。为使均方误差之和最小, 对数字预编码进行设计。该优化问题可以表述为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{F}_{\text{BB}}^* &= \arg \min \left\{ \text{Tr} \left\{ \left(\mathbf{I} - \widehat{\mathbf{H}} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \right) \left(\mathbf{I} - \widehat{\mathbf{H}} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \right)^H \right\} + U\gamma\sigma^2 \right\} \\ \text{s.t.} \quad \text{Tr} \left\{ \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \right\} &\leq P \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

式中, P 为基站总发射功率。固定模拟预编码矩阵 \mathbf{F}_{RF} , 式(6)中 \mathbf{F}_{BB} 的闭式解为

$$\mathbf{F}_{\text{BB}} = \left(\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \widehat{\mathbf{H}}^H \widehat{\mathbf{H}} \mathbf{F}_{\text{RF}} + \frac{U\sigma^2}{P} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \right)^{-1} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \widehat{\mathbf{H}}^H \quad (7)$$

因此, 式(6)满足基站功率约束的解为

$$\mathbf{F}_{\text{BB}}^* = \sqrt{\frac{P}{\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \quad (8)$$

3.2 基于连续干扰消除的模拟预编码器和合并器设计

模拟预编码的设计问题可以看成是多用户链路优化问题。根据2.2小节问题描述可知, 模拟预编码和合并矢量含有的非凸约束, 使得直接采用最优化算法为多用户寻找最优传输路径变得非常棘手。传统算法在此处是采用最大化接收信号功率的方案, 忽略了用户间干扰。受文献[19]将SIC思想用于子连接结构预编码设计的启发, 本文提出将含有非凸约束的多用户链路优化问题分解为多个单用户链路优化问题, 然后采取逐个优化的解决方案。

假设已知前 $(u-1)$ 个用户的混合预编码 $\mathbf{F}_{u-1} = \mathbf{F}_{\text{RF},u-1} \mathbf{F}_{\text{BB},u-1}$, $\mathbf{F}_{\text{RF},u-1}$ 为前 $(u-1)$ 个用户的模拟预编码, $\mathbf{F}_{\text{BB},u-1}$ 为前 $(u-1)$ 个用户的数字预编码。为了叙述方便, 将第 u 个用户的信道矩阵 \mathbf{H}_u 表示为 $\mathbf{H}_u = [\bar{\mathbf{h}}_{u,1}^H \bar{\mathbf{h}}_{u,2}^H \cdots \bar{\mathbf{h}}_{u,N_{\text{MS}}}^H]^H$, 其中 $\bar{\mathbf{h}}_{u,n}$ ($n =$

$1, 2, \dots, N_{\text{MS}}$) 表示 \mathbf{H}_u 的行向量。

为了尽可能消除来自已知用户信号的干扰, 首先考虑将用户 u 的信道矩阵 \mathbf{H}_u 分解为

$$\mathbf{H}_u = \mathbf{H}_u \mathbf{P} + \mathbf{H}_u (\mathbf{I}_{N_{\text{BS}}} - \mathbf{P}) \quad (9)$$

式中, $\mathbf{P} \in \mathbb{C}^{N_{\text{BS}} \times N_{\text{BS}}}$ 是到矩阵 \mathbf{F}_{u-1} 列空间 $\text{Col}(\mathbf{F}_{u-1})$ 的投影矩阵, 第1项 $\mathbf{H}_u \mathbf{P}$ 为矩阵 \mathbf{H}_u 各行 $\bar{\mathbf{h}}_{u,n}$ ($n = 1, 2, \dots, N_{\text{MS}}$) 到 $\text{Col}(\mathbf{F}_{u-1})$ 的投影, 第2项 $\mathbf{H}_u (\mathbf{I}_{N_{\text{BS}}} - \mathbf{P})$ 为 \mathbf{H}_u 各行到 $\text{Col}(\mathbf{F}_{u-1})$ 的正交投影, 满足

$$\mathbf{H}_u (\mathbf{I}_{N_{\text{BS}}} - \mathbf{P}) (\mathbf{H}_u \mathbf{P})^H = \mathbf{O} \quad (10)$$

本文将满足上述条件的分解称为到 \mathbf{F}_{u-1} 列空间的正交分解。正交分解将用户 u 的信道矩阵 \mathbf{H}_u 分解为与 \mathbf{F}_{u-1} 相关和与 \mathbf{F}_{u-1} 正交的两部分。通过抽取用户 u 的信道矩阵 \mathbf{H}_u 到 \mathbf{F}_{u-1} 列空间 $\text{Col}(\mathbf{F}_{u-1})$ 的正交投影分量, 即

$$\mathbf{T}_u = \mathbf{H}_u \left(\mathbf{I}_{N_{\text{BS}}} - \mathbf{F}_{u-1} (\mathbf{F}_{u-1}^H \mathbf{F}_{u-1})^{-1} \mathbf{F}_{u-1}^H \right) \quad (11)$$

消除其与 \mathbf{F}_{u-1} 的关联, 同时应用连续干扰消除的思想, 选择性地忽略未知用户信号的干扰, 并将上述分解所得的正交投影分量 \mathbf{T}_u 作为信道矩阵代入式(4), 即忽略非正交分量带来的信道增益。那么用户 u 的速率表达式可以近似地表示为

$$R_u \approx \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{w}_u^H \mathbf{T}_u \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB},u}|^2}{\sigma^2 \|\mathbf{w}\|^2} \right) \quad (12)$$

除了噪声, 式(12)中不包含其他干扰项。尽管这是在忽略部分信道增益和未知用户信号干扰的情况下得出的, 但是从第4节的仿真实验中可以看到, 基于式(4)和式(12)的仿真结果是几乎相同, 下文使用式(12)分析。

对信道矩阵进行正交分解后, 再利用正交投影分量 \mathbf{T}_u 逐个求解每个用户的最优传输路径。针对第1个用户, 由于没有已知的其他用户存在, 故令 $\mathbf{T}_1 = \mathbf{H}_1$ 。基于已求得的正交投影分量 \mathbf{T}_u , 为用户 u 的链路增益最大, 对模拟预编码进行设计。该优化问题可以表示为

$$\left. \begin{aligned} \{\mathbf{f}_{\text{RF},u}^*, \mathbf{w}_u^*\} &= \arg \max \left\| \mathbf{w}_u^H \mathbf{T}_u \mathbf{f}_{\text{RF},u} \right\| \\ \text{s.t.} \quad |\mathbf{f}_{\text{RF},u}(m)| &= \frac{1}{\sqrt{N_{\text{BS}}}}, m = 1, 2, \dots, N_{\text{BS}} \\ |\mathbf{w}_u(n)| &= \frac{1}{\sqrt{N_{\text{MS}}}}, n = 1, 2, \dots, N_{\text{MS}} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

定义矩阵 \mathbf{T}_u 的奇异值分解为 $\mathbf{T}_u = \mathbf{V} \mathbf{A} \mathbf{Q}^H$, 其中酉矩阵 $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1 \mathbf{v}_2 \cdots \mathbf{v}_{N_{\text{MS}}}] \in \mathbb{C}^{N_{\text{MS}} \times N_{\text{MS}}}$ 和 $\mathbf{Q} = [\mathbf{q}_1 \mathbf{q}_2 \cdots \mathbf{q}_{N_{\text{BS}}}] \in \mathbb{C}^{N_{\text{BS}} \times N_{\text{BS}}}$ 分别是 \mathbf{T}_u 的左、右奇异矩阵, 分块矩阵 $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \Sigma & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_{\text{MS}} \times N_{\text{BS}}}$, 对角矩阵

$\Sigma = \text{diag}(\sigma_1 \sigma_2 \cdots \sigma_r)$, $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \cdots \sigma_r > 0$ 是矩阵 \mathbf{T}_u 的奇异值, $r = \text{rank}(\mathbf{T}_u)$ 。因此, 最优无约束合并矢量和预编码矢量分别是酉矩阵 \mathbf{V} 和 \mathbf{Q} 的第1列 \mathbf{v}_1 和 \mathbf{q}_1 。但是矢量 \mathbf{v}_1 和 \mathbf{q}_1 不满足式(13)的约束条件, 所以不能直接取 $\mathbf{w}_u^* = \mathbf{v}_1$, $\mathbf{f}_{\text{RF},u}^* = \mathbf{q}_1$ 。文献[19]的命题1表明, 可以通过寻找与最优无约束预编码矢量 $\{\mathbf{v}_1, \mathbf{q}_1\}$ 最接近的可行解, 获得用户 u 的可实现的最大链路增益。

由于模拟预编码各个元素幅值恒定, 相位可变。在复平面中, 这些元素都位于半径相同的圆上, 显然相位相同的点相互最接近。因此, 通过提取与 \mathbf{v}_1 和 \mathbf{q}_1 对应元素相同的相位角, 最优的可行解 \mathbf{w}_u^* 和 $\mathbf{f}_{\text{RF},u}^*$ 分别为

$$\mathbf{w}_u^* = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{MS}}}} \exp(j \cdot \text{angle}(\mathbf{v}_1)) \quad (14)$$

$$\mathbf{f}_{\text{RF},u}^* = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{BS}}}} \exp(j \cdot \text{angle}(\mathbf{q}_1)) \quad (15)$$

式中, $\text{angle}(\cdot)$ 表示取相位。

求解出用户 u 的最优传输路径后, 更新 \mathbf{T}_{u+1} , 即下一个用户的信道矩阵 \mathbf{H}_{u+1} 到 \mathbf{F}_u 列空间 $\text{Col}(\mathbf{F}_u)$ 的正交投影分量。根据3.1节, 前 u 个用户的复合下行信道 $\widehat{\mathbf{H}}_u = [\widehat{\mathbf{H}}_{u-1}^H \widehat{\mathbf{h}}_u]^H$, 其中 $\widehat{\mathbf{h}}_u^H = \mathbf{w}_u^H \mathbf{H}_u$, 前 u 个用户所确定的模拟预编码 $\mathbf{F}_{\text{RF},u} = [\mathbf{F}_{\text{RF},u-1} \mathbf{f}_{\text{RF},u}]$, 由式(7)可以得出当前信道环境下该 u 个用户数字预编码 $\mathbf{F}_{\text{BB},u}$ 为

$$\mathbf{F}_{\text{BB},u} = \left(\mathbf{F}_{\text{RF},u}^H \widehat{\mathbf{H}}_u^H \widehat{\mathbf{H}}_u \mathbf{F}_{\text{RF},u} + \frac{u\sigma^2}{P} \mathbf{F}_{\text{RF},u}^H \mathbf{F}_{\text{RF},u} \right)^{-1} \cdot \mathbf{F}_{\text{RF},u}^H \widehat{\mathbf{H}}_u^H \quad (16)$$

进而可以确定当前 u 个用户混合预编码矩阵 $\mathbf{F}_u = \mathbf{F}_{\text{RF},u} \mathbf{F}_{\text{BB},u}$, 再由式(11)更新 \mathbf{T}_{u+1} 为

$$\mathbf{T}_{u+1} = \mathbf{H}_{u+1} \left(\mathbf{I}_{N_{\text{BS}}} - \mathbf{F}_u (\mathbf{F}_u^H \mathbf{F}_u)^{-1} \mathbf{F}_u^H \right) \quad (17)$$

然后, 可以再次使用上述针对用户 u 的链路优化方法来处理下一个用户, 直到所有用户的传输路径确定完毕。

综上, 基于连续干扰消除的混合预编码算法的具体流程如表1伪代码所示。

3.3 计算复杂度

表1中的算法计算复杂度主要体现在步骤(1), (5), (6)。步骤(1)涉及矩阵的奇异值分解, 由于奇异值分解的计算复杂度较高, 难以使用硬件实现, 可以使用低复杂度的功率迭代算法^[19]代替, 相应的复杂度为 $O(SN_{\text{BS}}^2)$, 其中 S 表示迭代次数。步骤(5)主要涉及矩阵乘法和矩阵求逆运算, 复杂度为

表1 基于连续干扰消除的混合预编码算法

输入: $\mathbf{H}_u, u = 1, 2, \dots, U$;
 输出: $\mathbf{F}_{\text{BB}}, \mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{w}_u, u = 1, 2, \dots, U$;
 初始化: $\mathbf{F}_{\text{RF}} = \text{Empty}; \widehat{\mathbf{H}} = \text{Empty}; \mathbf{T}_1 = \mathbf{H}_1$;
 for $u = 1 : U$
 (1) 对 \mathbf{T}_u 进行SVD分解, 得到 \mathbf{v}_1 和 \mathbf{q}_1 ;
 (2) \mathbf{v}_1 代入式(14), 得到 \mathbf{w}_u ;
 (3) \mathbf{q}_1 代入式(15), 得到 $\mathbf{f}_{\text{RF},u}$;
 (4) $\widehat{\mathbf{h}}_u^H = \mathbf{w}_u^H \mathbf{H}_u, \widehat{\mathbf{H}} = [\widehat{\mathbf{H}}^H \widehat{\mathbf{h}}_u]^H, \mathbf{F}_{\text{RF}} = [\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{RF},u}]$;
 (5) $\widehat{\mathbf{H}}$ 和 \mathbf{F}_{RF} 代入式(16), 得到 \mathbf{F}_{BB} ;
 if $u < U$
 (6) $\mathbf{F}_u = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}$, 代入式(17), 得到 \mathbf{T}_{u+1} ;
 end if
 end for

$$\mathbf{F}_{\text{BB}} = \sqrt{\frac{P}{\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2}} \mathbf{F}_{\text{BB}}$$

$O(U^2 N_{\text{BS}})$ 和 $O(U^3)$ 。步骤(6)同样涉及矩阵乘法和矩阵求逆运算, 复杂度为 $O(N_{\text{MS}} N_{\text{BS}}^2)$ 和 $O(U^3)$ 。

综上分析, 针对多用户系统, 本文提出的基于连续干扰消除的混合预编码算法的复杂度为 $O(UN_{\text{MS}} N_{\text{BS}}^2)$ 。文献[18]提出的基于信道互易性的迭代混合预编码算法的复杂度为 $O(UTN_{\text{MS}} N_{\text{BS}}^2)$, 其中 T 为算法迭代次数。对比分析得出, 本文提出的算法复杂度较后者低。

4 数值仿真和分析

本节采用第2节介绍的混合预编码系统模型作为仿真环境, 对本文所提的基于SIC的混合预编码算法进行仿真验证并与现有算法比较。本仿真在基站和用户两端均采用ULA阵列, 天线单元间隔 $d = \lambda/2$ 。假设信道中一共存在24个散射体, 每个仿真循环内, 每个用户随机分配6个散射体, 每个散射体仅为该用户贡献一条有效的传播路径, 不同的用户可能有相同的散射体, 以此来模拟多用户信号传播漫散射现象。传播路径的离开角和到达角服从 $[0, 2\pi)$ 的均匀分布。

为了验证所提算法的性能和鲁棒性, 本节将现有文献中提出的基于非码本的混合预编码算法作为对比方案: (1)文献[14]提出的直接提取复合下行信道的相位来设计模拟预编码器的混合预编码算法; (2)将文献[18]中使用的子连接结构更换为全连接结构的情况。另外增加以下两种情况作为参考基准: (a)不考虑用户间存在干扰, 直接对用户速率求和的情况; (b)在基站和用户两端做迭代优化的全数

字MMSE预编码。

图3基于本文提出的算法分别对式(4)和式(12),给出了在不同用户数情况下用户平均速率随信噪比的变化曲线。假设基站天线数 $N_{BS}=64$,用户天线数 $N_{MS}=16$ 。由仿真图可见,尽管式(12)的速率表达式忽略了部分信道增益和未知用户信号的干扰,但是两者的仿真结果曲线是几乎重合的。

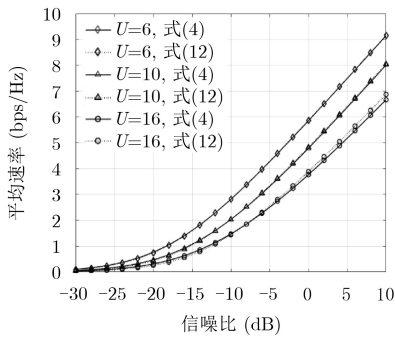


图3 用户平均速率随信噪比的变化曲线

图4给出了当基站天线数 $N_{BS}=64$,用户天线数 $N_{MS}=16$,总发射信噪比为 -5 dB时,图例中各种算法的系统速率随用户数的变化曲线。由仿真图可见,不考虑用户间干扰情况下的系统和速率近乎呈线性增长,但是这在实际通信系统中是无法通过预编码技术实现的,而当用户数 $U < 14$ 时,本文所提算法的和速率能够保持持续增长的态势,即使当 $U > 14$ 时,本文算法的和速率也能很好地逼近全数字迭代MMSE算法的和速率。之所以曲线会趋于平稳,这主要是受限于具体的信道环境,如信道中总的散射体数以及每个用户所分配的散射体。而文献[14]和文献[18]算法分别当用户数 $U > 8$ 和 $U > 12$ 时,和速率已经出现明显的下降趋势,并且本文算法的和速率始终高于文献[14]和文献[18]中的算法。由此可见,本文算法随着用户数增长依然能够保持很好的性能优势和鲁棒性。

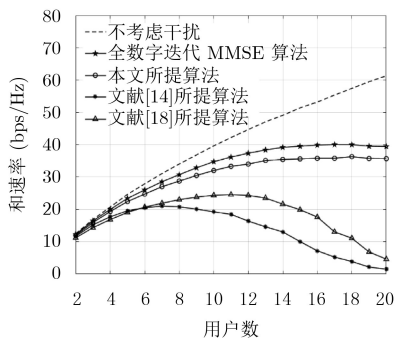


图4 和速率随用户数的变化曲线

图5、图6分别给出了当基站天线数 $N_{BS}=64$,用户天线数 $N_{MS}=16$ 时,以上各种算法在用户数

$U=6$ 和 $U=16$ 两种情况下,系统和速率随总发射信噪比的变化曲线。由图4可知当 $U=6$ 时,3种混合预编码算法和速率皆保持增长态势,结合图5系统和速率随总发射信噪比变化情况,在低信噪比情况下文献[18]以最大化接收信干噪比为目标设计模拟预编码算法的和速率略高于文献[14]中直接提取信道相位的做法。但是在高信噪比情况下文献[18]算法的和速率增长缓慢。本文算法始终保持逼近无干扰情况以及全数字算法情况,且算法性能上始终优于文献[14]算法。而当 $U=16$ 时,3种混合预编码算法皆已遇到性能瓶颈,结合图6系统和速率随总发射信噪比变化情况,文献[18]算法性能相对于文献[14]有较明显优势,可见在低信噪比和用户间干扰严重的情况下,以最大化接收信干噪比为目标设计模拟预编码算法有其可取之处,但是相对于本文算法和全数字算法情况,依然退化严重。以此验证本文算法在多用户干扰信道中的性能优势和鲁棒性。

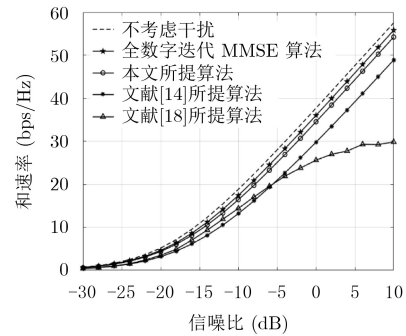


图5 和速率随信噪比的变化曲线($U=6$)

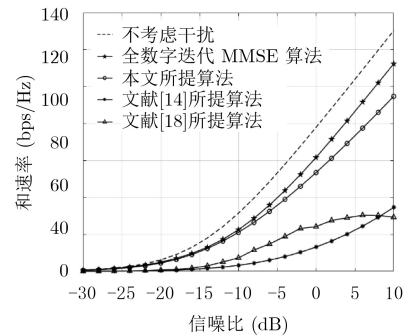


图6 和速率随信噪比的变化曲线($U=16$)

5 结束语

采用混合模数预编码结构的毫米波MIMO系统仅需要少量的射频链就可以获得逼近全数字预编码的性能,从而降低整个毫米波通信系统的功耗、成本和复杂度。为解决传统混合预编码设计中所忽视的因信号传播漫散射造成的多用户间信号干扰问题,本文将SIC用于多用户链路优化,提出一种可以适用于强干扰环境的鲁棒混合预编码算法。首先,

该算法为了消除当前用户信道矩阵与已知干扰用户的关联, 通过对信道矩阵的正交分解, 抽取其到已知干扰用户预编码矩阵列空间上的正交投影分量, 分解产生的正交投影分量可用于求解当前用户的传输链路, 然后采用相位提取算法逐个优化每个用户的链路增益, 并结合MMSE准则求得多用户混合预编码矩阵。最后, 本文以无干扰情况和全数字预编码情况为参考基准, 对比了所提算法和现有文献中的混合预编码算法, 仿真结果表明所提算法在用户明显增多的强干扰环境下依然保持了较好的系统和速率性能, 且明显优于现有的混合预编码算法。

参考文献

- [1] ANDREWS J G, BUZZI S, WAN C, *et al.* What will 5G be?[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2014, 32(6): 1065–1082. doi: [10.1109/JSAC.2014.2328098](https://doi.org/10.1109/JSAC.2014.2328098).
- [2] RAPPAPORT T S, SUN S, MAYZUS R, *et al.* Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work![J]. *IEEE Access*, 2013, 1(1): 335–349. doi: [10.1109/ACCESS.2013.2260813](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2013.2260813).
- [3] BAI Tiangang and HEATH R W. Coverage and rate analysis for millimeter-wave cellular networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(2): 1100–1114. doi: [10.1109/TWC.2014.2364267](https://doi.org/10.1109/TWC.2014.2364267).
- [4] RUSEK F, PERSSON D, and LAU B K. Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2013, 30(1): 40–60. doi: [10.1109/MSP.2011.2178495](https://doi.org/10.1109/MSP.2011.2178495).
- [5] AMADORI P V and MASOUIROS C. Interference-driven antenna selection for massive multiuser MIMO[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(8): 5944–5958. doi: [10.1109/TVT.2015.2477457](https://doi.org/10.1109/TVT.2015.2477457).
- [6] AMADORI P V and MASOUIROS C. Large scale antenna selection and precoding for interference exploitation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2017, 65(10): 4529–4542. doi: [10.1109/TCOMM.2017.2720733](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2017.2720733).
- [7] VENKATESWARAN V and van der VEEN A J. Analog beamforming in MIMO communications with phase shift networks and online channel estimation[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(8): 4131–4143. doi: [10.1109/TSP.2010.2048321](https://doi.org/10.1109/TSP.2010.2048321).
- [8] GHOLAM F, VIA J, and SANTAMARIA I. Beamforming design for simplified analog antenna combining architectures[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2011, 60(5): 2373–2378. doi: [10.1109/TVT.2011.2142205](https://doi.org/10.1109/TVT.2011.2142205).
- [9] AYACH O E, RAJAGOPAL S, ABU-SURRA S, *et al.* Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(3): 1499–1513. doi: [10.1109/TWC.2014.011714.130846](https://doi.org/10.1109/TWC.2014.011714.130846).
- [10] YU Xianghao, SHEN J C, ZHANG Jun, *et al.* Alternating minimization algorithms for hybrid precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2016, 10(3): 485–500. doi: [10.1109/JSTSP.2016.2523903](https://doi.org/10.1109/JSTSP.2016.2523903).
- [11] ALKHATEEB A, LEUS G, and HEATH R W. Limited feedback hybrid precoding for multi-user millimeter wave systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(11): 6481–6494. doi: [10.1109/TWC.2015.2455980](https://doi.org/10.1109/TWC.2015.2455980).
- [12] NGUYEN D H N, LE L B, and LE-NGOC T. Hybrid MMSE precoding for mmWave multiuser MIMO systems[C]. 2016 IEEE International Conference on Communications, Kuala Lumpur, Malaysia, 2016: 1–6. doi: [10.1109/ICC.2016.7510844](https://doi.org/10.1109/ICC.2016.7510844).
- [13] 唐俊林, 曾媛, 岳光荣, 等. 60 GHz毫米波通信中贪婪迭代的波束成形方法[J]. *信号处理*, 2017, 33(5): 669–675. doi: [10.16798/j.issn.1003-0530.2017.05.003](https://doi.org/10.16798/j.issn.1003-0530.2017.05.003).
TANG Junlin, ZENG Yuan, YUE Guangrong, *et al.* Greedy iterative beamforming method in 60 GHz millimeter wave communication[J]. *Journal of Signal Processing*, 2017, 33(5): 669–675. doi: [10.16798/j.issn.1003-0530.2017.05.003](https://doi.org/10.16798/j.issn.1003-0530.2017.05.003).
- [14] LIANG Le, XU Wei, and DONG Xiaodai. Low-complexity hybrid precoding in massive multiuser MIMO systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2014, 3(6): 653–656. doi: [10.1109/LWC.2014.2363831](https://doi.org/10.1109/LWC.2014.2363831).
- [15] 黄天宇, 马林华, 胡星, 等. 一种实用的毫米波大规模MIMO混合预编码算法[J]. *电子与信息学报*, 2017, 39(8): 1788–1795. doi: [10.11999/JEIT161211](https://doi.org/10.11999/JEIT161211).
HUANG Tianyu, MA Linhua, HU Xing, *et al.* Practical hybrid precoding algorithm for millimeter wave massive MIMO[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(8): 1788–1795. doi: [10.11999/JEIT161211](https://doi.org/10.11999/JEIT161211).
- [16] CHEN Jiakuan, ZHAO Peiyao, WANG Zhaocheng, *et al.* Enhanced beam selection for multi-user mm-wave massive MIMO systems[J]. *Electronics Letters*, 2016, 52(14): 1268–1270. doi: [10.1049/el.2016.0771](https://doi.org/10.1049/el.2016.0771).
- [17] RAPPAPORT T S, MACCARTNEY G R, SAMIMI M K, *et al.* Wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models for future wireless communication system design[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2015, 63(9): 3029–3056. doi: [10.1109/TCOMM.2015.2434384](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2015.2434384).
- [18] 李元稳, 何世文, 李春国, 等. 多用户毫米波MIMO系统中基于信道互易性的混合模数预编码算法[J]. *信号处理*, 2016, 32(8): 922–930. doi: [10.16798/j.issn.1003-0530.2016.08.06](https://doi.org/10.16798/j.issn.1003-0530.2016.08.06).

- LI Yuanwen, HE Shiwen, LI Chunguo, *et al.* Hybrid analog and digital precoding algorithm based on channel reciprocity for multi-user millimeter wave MIMO systems[J]. *Journal of Signal Processing*, 2016, 32(8): 922–930. doi: [10.16798/j.issn.1003-0530.2016.08.06](https://doi.org/10.16798/j.issn.1003-0530.2016.08.06).
- [19] GAO Xinyu, DAI Linglong, HAN Shuangfeng, *et al.* Energy-efficient hybrid analog and digital precoding for mmWave MIMO systems with large antenna arrays[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2016, 34(4): 998–1009. doi: [10.1109/JSAC.2016.2549418](https://doi.org/10.1109/JSAC.2016.2549418).
- [20] ZHANG Didi, WANG Yafeng, LI Xuehua, *et al.* Hybridly connected structure for hybrid beamforming in mmWave massive MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(2): 662–674. doi: [10.1109/TCOMM.2017.2756882](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2017.2756882).
- [21] 束锋, 杨淑萍, 许正文, 等. 毫米波无线通信系统混合波束成形综述[J]. *数据采集与处理*, 2017, 32(3): 454–462. doi: [10.16337/j.1004-9037.2017.03.003](https://doi.org/10.16337/j.1004-9037.2017.03.003).
- SHU Feng, YANG Shuping, XU Zhengwen, *et al.* Overview of hybrid beamforming for millimeter wave systems[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2017, 32(3): 454–462. doi: [10.16337/j.1004-9037.2017.03.003](https://doi.org/10.16337/j.1004-9037.2017.03.003).
- 解培中: 女, 1968年生, 副教授, 研究方向为 MIMO 预编码技术、干扰对齐、定位技术等.
- 孙 锐: 男, 1991年生, 硕士生, 研究方向为 MIMO 预编码技术.
- 李 汀: 男, 1979年生, 讲师, 主要研究方向为 MIMO 技术、3D MIMO 技术、协作通信等.