

基于两阶段的毫米波大规模MIMO低复杂度混合预编码算法

廖 勇, 杨馨怡, 杜洁汝

(重庆大学微电子与通信工程学院, 重庆 400044)

摘 要: 针对现有基于矩阵分解的混合预编码算法信道容量有损和算法复杂度高的问题, 本文提出了一种基于两阶段的低复杂度混合预编码算法. 该算法分为获取最优全数字预编码器 and 求解混合预编码器两部分. 首先, 本文联合奇异值分解(Singular Value Decomposition, SVD)与注水算法以容量无损的要求设计最优全数字预编码矩阵. 其次, 为了降低搜索超完备矩阵列的复杂度, 提出两阶段混合预编码(Two-Stage Hybrid Precoding, TS-HP)算法求解混合预编码矩阵. 第一阶段, 根据天线阵列响应矩阵的相关性获取模拟预编码矩阵备选集; 第二阶段, 利用贪婪搜索对备选集进行搜索构建混合预编码矩阵. 仿真结果表明, 所提算法能够有效改善系统性能, 降低复杂度.

关键词: 毫米波大规模MIMO; 混合预编码; 奇异值分解; 低复杂度; 天线阵列; 贪婪搜索

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2021)07-1298-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20200868

A Two-Stage Based Low Complexity Hybrid Precoding Algorithm for Millimeter-Wave Massive MIMO

LIAO Yong, YANG Xin-yi, DU Jie-ru

(School of Microelectronics and Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: Aiming at the problems of loss channel capacity and high algorithm complexity of the existing matrix decomposition-based hybrid precoding algorithms, a two-stage based low complexity hybrid precoding algorithm is proposed. The algorithm is divided into two parts: obtaining the optimal full-digital precoder and the hybrid precoder. Firstly, this paper combines singular value decomposition (SVD) and water filling algorithm to design an optimal full-digital precoder with the requirement of lossless capacity. Then, to reduce the complexity of searching columns of the overcomplete matrix, the two-stage hybrid precoding (TS-HP) algorithm is proposed to obtain the hybrid precoding matrix. In the first stage, the candidate set of the analog precoding matrix is obtained according to the antenna array response matrix correlation. In the second stage, greedy search is used to search the candidate set to construct a hybrid precoding matrix. Simulation results show the proposed algorithm can effectively improve the system performance and reduce the algorithm complexity.

Key words: millimeter-wave massive MIMO; hybrid precoding; singular value decomposition; low complexity; antenna array; greedy search

1 引言

毫米波(millimeter-Wave, mmWave)大规模多入多出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)是5G通信的关键技术之一^[1-3]. 为了降低能量消耗和硬件成本, 混合预编码结构被提出^[4,5]. 混合预编码器主要由大规模的模拟预编码器和小规模的数字预编码器组成^[6-8], 如

何获得最佳的模拟和数字预编码器是在设计混合预编码时最重要的问题.

目前, 单用户混合预编码算法的研究主要有两类, 一类基于矩阵分解, 另一类基于码本^[9-11]. 基于码本的预编码算法需要预先设计码本, 随着基站(Base Station, BS)天线数量的增加, 波束搜索的复杂度也会提

高,并且,由于射频(Radio Frequency, RF)链受限,系统性能无法达到最优,因此目前研究较多的还是基于矩阵分解的混合预编码算法.文献[12]提出了一种基于正交匹配追踪(Orthogonal Matching Pursuit, OMP)的混合预编码算法,根据毫米波信道的稀疏特性,首次将混合预编码器设计问题转化为稀疏矩阵重构问题,利用基追踪原理求解混合预编码矩阵.但是,OMP算法涉及矩阵求逆,复杂度较高,为了降低复杂度,文献[13]提出了一种低复杂度的混合预编码方案,该方案将信道矩阵降维,并采用局部搜索降低复杂度.文献[14]提出了另一种低复杂度的信道估计和混合预编码方法,该方法通过加入贪婪搜索,降低了算法复杂度.但是,上述文献所提方法均通过对信道做奇异值分解(Singular Value Decomposition, SVD)获取最优预编码,而基于SVD的算法需要复杂的比特分配.文献[15]提出了基于几何均值分解(Geometric Mean Decomposition, GMD)的混合预编码算法,该算法避免了复杂的比特分配.但是,GMD算法包含固有的迫零操作,因此会有非常大的容量损耗.

基于上述研究分析,本文提出一种基于两阶段的低复杂度混合预编码算法.所提算法分为获取最优全数字预编码和求解混合预编码器两部分.首先,本文联合SVD和注水算法严格按照容量无损的要求设计最优全数字预编码矩阵,将信道分解为具有相同容量的独立子信道.然后以最大化信道容量为目标,建立混合预编码器数学模型.为了降低OMP复杂度,提出两阶段混合预编码(Two-Stage Hybrid Precoding, TS-HP)算法求解混合预编码器.第一阶段,计算天线阵列响应矩阵各正交子阵列和最优全数字预编码的相关性,然后通过相关性计算天线能量贡献度,依据贡献度获取模拟预编码矩阵备选集.第二阶段,基于OMP算法利用贪婪搜索对备选集进行搜索从而得到混合预编码矩阵.最后,通过仿真验证了所提算法的可行性和有效性.

2 系统模型

2.1 毫米波系统混合预编码模型

我们考虑一个典型的单用户mmWave大规模MIMO系统,BS部署 N_t 根发送天线并同时发送 N_s 路独立数据流,接收端部署 N_r 根接收天线.假设BS和接收端分别部署 N_t^{RF} 和 N_r^{RF} 条RF链,并且满足 $N_s \leq N_t^{\text{RF}} \leq N_t$, $N_s \leq N_r^{\text{RF}} \leq N_r$.

图1所示为mmWave大规模MIMO系统混合预编码模型,为了简单起见,我们仅考虑BS侧进行预编码,接收端为理想接收的情况.根据上述系统模型,接收端接收到的信号为:

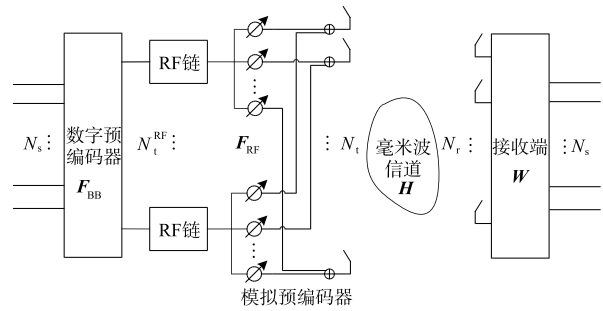


图1 mmWave系统混合预编码模型

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \sqrt{\rho} \mathbf{W}^H \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{s} + \mathbf{W}^H \mathbf{n} \\ &= \sqrt{\rho} \mathbf{W}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s} + \mathbf{W}^H \mathbf{n} \end{aligned} \quad (1)$$

其中, ρ 为平均接收功率, $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_s}$ 为预编码矩阵, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 为信道矩阵, $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 为经过调制的发送信号,满足 $\text{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \sigma_s^2 \mathbf{I}_{N_s}$, $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s}$ 为接收端组合矩阵, $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 是均值为零,方差为 σ_n^2 的加性高斯白噪声矢量.根据图1所示的混合预编码结构, $\mathbf{F}_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N_t^{\text{RF}} \times N_s}$ 和 $\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t^{\text{RF}}}$ 分别为数字和模拟预编码器,满足 $\mathbf{F} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}$.数字预编码器通过RF链与模拟预编码器的移相器相连接,RF链通过移相器与每一根发射天线连接,移相器最终将预处理后的信号映射到发射天线上,在这个结构中,RF链的数量 N_t^{RF} 远远小于移相器的数量,同时也远远小于发射天线数量 N_t .为了限制发射功率,预编码矩阵需满足 $\text{tr}\{\mathbf{F}\mathbf{F}^H\} \leq N_s$.由于我们采用移相器实现模拟预编码器,则其满足恒模约束:

$$\left| \{ \mathbf{F}_{\text{RF}} \}_{i,j} \right| = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \quad (2)$$

假设信道对收发端均已知,由式(1)可得此时归一化信道容量(以下简称信道容量)为:

$$C = \log_2 \left(\mathbf{I}_{N_s} + \frac{\rho}{N_s \sigma_n^2} \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \right) \quad (3)$$

2.2 毫米波信道模型

本文采用被业界广泛使用的Saleh-Valenzuela毫米波信道模型^[16],信道矩阵 \mathbf{H} 可表示为:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{N_t N_r}{L}} \left(\alpha_0 \mathbf{a}_r(\theta_{r,0}) \mathbf{a}_t^H(\theta_{t,0}) + \sum_{i=1}^{L-1} \alpha_i \mathbf{a}_r(\theta_{r,i}) \mathbf{a}_t^H(\theta_{t,i}) \right) \quad (4)$$

其中, L 为多径数, α 为路径的增益, $\alpha_0 \mathbf{a}_r(\theta_{r,0}) \mathbf{a}_t^H(\theta_{t,0})$ 为视距(Line-of-Sight, LoS)分量, $\alpha_i \mathbf{a}_r(\theta_{r,i}) \mathbf{a}_t^H(\theta_{t,i})$ 为非视距(Non-Line-of-Sight, NLoS)分量, θ_r 表示到达接收端的到达角(Angle-of-Arrival, AoA), θ_t 表示BS侧的离开角(Angle-of-Departure, AoD).假设BS部署均匀线阵(Uniform Linear Array, ULA),则BS和接收端的阵列响

应和分别为:

$$\mathbf{a}_t(\theta_{r,i}) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \left[1, e^{-j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin\theta_{r,i}}, \dots, e^{-j2\pi \frac{d}{\lambda} (N_t-1) \sin\theta_{r,i}} \right]^T \quad (5)$$

$$\mathbf{a}_r(\theta_{r,i}) = \frac{1}{\sqrt{N_r}} \left[1, e^{-j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin\theta_{r,i}}, \dots, e^{-j2\pi \frac{d}{\lambda} (N_r-1) \sin\theta_{r,i}} \right]^T \quad (6)$$

其中, d 为天线间隔, λ 为波长.

3 TS-HP 算法

本文所提 TS-HP 算法分为获取最优全数字预编码器 and 求解混合预编码器两个部分. 获取最优全数字预编码器部分, 本文联合 SVD 和注水算法设计最优全数字预编码器. 求解混合预编码器部分, 本文以最大化信道容量为目标, 设计混合预编码器以逼近最优全数字预编码器的性能, 为降低复杂度, 本文采用 TS-HP 算法求解混合预编码器.

3.1 最优全数字预编码矩阵设计

本文联合 SVD 和注水算法设计全数字预编码矩阵. 在信道分解过程中, 对矩阵先扩充后分解, 并且内嵌注水算法对不同的子信道分配发射功率, 通过矩阵变换, 将信道严格按照容量无损的要求分解为具有相同容量的独立子信道.

首先对信道矩阵 \mathbf{H} 做 SVD 分解, 有:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{A}\mathbf{V}^H = [\mathbf{U}_1 \quad \mathbf{U}_2] \begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Lambda}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^H \\ \mathbf{V}_2^H \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{U}_1 \in \mathbb{C}^{N_t \times K}$ 和 $\mathbf{V}_1 \in \mathbb{C}^{N_r \times K}$ 为酉矩阵, $\mathbf{\Lambda}_1$ 为 $K \times K$ 的对角阵, 其对角线上元素 $\lambda_k, k = 1, 2, \dots, K$ 为信道矩阵 \mathbf{H} 的非零奇异值, K 为信道矩阵 \mathbf{H} 的秩. 假设预编码矩阵为 \mathbf{F} , 则等效信道为:

$$\mathbf{H}_e = \mathbf{H}\mathbf{F} = \mathbf{U}_1 \mathbf{\Lambda}_1 \mathbf{V}_1^H \mathbf{F} \quad (8)$$

为了改善系统容量性能, 在设计预编码时加入注水算法, 结合式(8)定义预编码矩阵为:

$$\mathbf{F} = \mathbf{V}_1 \mathbf{\Phi}^{\frac{1}{2}} \mathbf{\Psi}_0^H \quad (9)$$

其中, $\mathbf{\Phi}$ 为 $K \times K$ 的对角阵, 其对角线上元素 $\phi_k, k = 1, 2, \dots, K$ 为第 k 个子信道根据注水算法分配的功率. $\mathbf{\Psi}_0 \in \mathbb{C}^{N_r \times K}$ 为半酉矩阵, 为了避免容量损失, 我们选择 $N_r \geq K$. 则式(8)中的等效信道可写为:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_e &= \mathbf{U}_1 \mathbf{\Lambda}_1 \mathbf{V}_1^H \mathbf{F} = \mathbf{U}_1 \mathbf{\Lambda}_1 \mathbf{V}_1^H \mathbf{V}_1 \mathbf{\Phi}^{\frac{1}{2}} \mathbf{\Psi}_0^H \\ &= \mathbf{U}_1 \mathbf{\Lambda}_1 \mathbf{\Phi}^{\frac{1}{2}} \mathbf{\Psi}_0^H = \mathbf{U}_1 \mathbf{\Xi} \mathbf{\Psi}_0^H \end{aligned} \quad (10)$$

其中 $\mathbf{\Xi} = \mathbf{\Lambda}_1 \mathbf{\Phi}^{\frac{1}{2}} \in \mathbb{R}^{K \times K}$ 为对角阵. 对式(10)进行扩充和变换, 则扩充矩阵为:

$$\mathbf{H}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_e \\ \sqrt{\xi} \mathbf{I}_{N_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_1 \mathbf{\Xi} \mathbf{\Psi}_0^H \\ \sqrt{\xi} \mathbf{I}_{N_s} \end{bmatrix} \quad (11)$$

为了得到半酉矩阵 $\mathbf{\Psi}_0$, 将式(11)重写为:

$$\mathbf{H}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_1 \begin{bmatrix} \mathbf{\Xi} : \mathbf{0}_{K \times (N_s - K)} \\ \sqrt{\xi} \mathbf{I}_{N_s} \end{bmatrix} \mathbf{\Psi}^H \\ \sqrt{\xi} \mathbf{I}_{N_s} \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中 $\mathbf{\Psi} \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}$ 是一个酉矩阵, 取其前 K 列形成 $\mathbf{\Psi}_0$. 进一步地, 我们将式(12)写为:

$$\mathbf{H}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N_r} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Psi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_1 \begin{bmatrix} \mathbf{\Xi} : \mathbf{0}_{K \times (N_s - K)} \\ \sqrt{\xi} \mathbf{I}_{N_s} \end{bmatrix} \\ \sqrt{\xi} \mathbf{I}_{N_s} \end{bmatrix} \mathbf{\Psi}^H = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N_r} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Psi} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_a \mathbf{\Psi}^H \quad (13)$$

为了进一步对等效信道矩阵进行简化, 令 $\tilde{\mathbf{H}}_a =$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_1 \begin{bmatrix} \mathbf{\Xi} : \mathbf{0}_{K \times (N_s - K)} \\ \sqrt{\xi} \mathbf{I}_{N_s} \end{bmatrix} \\ \sqrt{\xi} \mathbf{I}_{N_s} \end{bmatrix},$$
 并对其进行 GMD 分解:

$$\tilde{\mathbf{H}}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_1 \begin{bmatrix} \mathbf{\Xi} : \mathbf{0}_{K \times (N_s - K)} \\ \sqrt{\xi} \mathbf{I}_{N_s} \end{bmatrix} \\ \sqrt{\xi} \mathbf{I}_{N_s} \end{bmatrix} = \mathbf{Q}\mathbf{R}\mathbf{P}^H \quad (14)$$

其中, $\mathbf{R} \in \mathbb{R}^{N_s \times N_s}$ 为对角线元素相等的上三角矩阵, $\mathbf{Q} \in \mathbb{C}^{(N_t + N_s) \times N_s}$ 是半酉矩阵, $\mathbf{P} \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}$ 是酉矩阵. 将式(14)带入式(13):

$$\mathbf{H}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N_r} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Psi} \end{bmatrix} \mathbf{Q}\mathbf{R}\mathbf{P}^H \mathbf{\Psi}^H \quad (15)$$

$$\text{令 } \mathbf{\Psi} = \mathbf{P}^H, \mathbf{Q}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N_r} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Psi} \end{bmatrix} \mathbf{Q}, \text{ 则:}$$

$$\mathbf{H}_a = \mathbf{Q}_a \mathbf{R} \quad (16)$$

根据文献[17]可知, 对于式(10)给的任意矩阵都能找到一个半酉矩阵 $\mathbf{\Psi}_0$ 使得 \mathbf{H}_a 能被 QR 分解, 且分解出的上三角矩阵对角线元素相等. 式(16)等效于对扩充矩阵做 QR 分解, 半酉矩阵 $\mathbf{\Psi}_0$ 由 GMD 分解得到的酉矩阵 \mathbf{P}^H 的前 K 列构成, 即 $\mathbf{\Psi}_0 = \mathbf{P}_{1,2,\dots,K}^H$. 至此, 我们求解出最优全数字预编码矩阵:

$$\mathbf{F}_{\text{opt}} = \mathbf{V}_1 \mathbf{\Phi}^{\frac{1}{2}} \mathbf{P}_{1,2,\dots,K}^H \quad (17)$$

由于对矩阵进行扩充并不会影响矩阵分解的特性, 因此等效信道矩阵可写为:

$$\mathbf{H}_e = \mathbf{Q}_e \mathbf{R} \quad (18)$$

其中, \mathbf{Q}_e 表示 \mathbf{Q}_a 前 N_r 行元素. 根据 2.1 节的系统模型, 将式(18)带入式(1), 则接收信号可表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \sqrt{\rho} \mathbf{W}^H \mathbf{H}\mathbf{F}_{\text{opt}} \mathbf{s} + \mathbf{W}^H \mathbf{n} \\ &= \sqrt{\rho} \mathbf{W}^H \mathbf{H}_e \mathbf{s} + \mathbf{W}^H \mathbf{n} \\ &= \sqrt{\rho} \mathbf{W}^H \mathbf{Q}_e \mathbf{R} \mathbf{s} + \mathbf{W}^H \mathbf{n} \end{aligned} \quad (19)$$

则接收端组合矢量可表示为:

$$\mathbf{W} = \mathbf{r}_{ii}^{-1} \mathbf{Q}_{e|1,2,\dots,N_s} \quad (20)$$

其中, r_{ii} 为矩阵 \mathbf{R} 对角线第 i 个元素, $\mathbf{Q}_{e|1,2,\dots,N_s}$ 表示矩阵 \mathbf{Q}_e 的前 N_s 列. 由于 \mathbf{R} 是上三角矩阵, 在接收端利用串行干扰消除 (Successive Interference Cancellation, SIC) 获取最终的接收信号:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho} \mathbf{s} + r_{ii}^{-1} \left(\mathbf{Q}_{e|1,2,\dots,N_s} \right)^H \mathbf{n} \quad (21)$$

通过对信道矩阵做分解、变换及线性组合, 得到最优全数字预编码矩阵 \mathbf{F}_{opt} 和接收矩阵 \mathbf{W} . 从式 (21) 可以看出, 接收端完全消除干扰. 由于在设计预编码矩阵时, 通过对矩阵先扩充再分解, 不会丢失矩阵特征信息, 可以严格按照容量无损的要求将大规模 MIMO 信道分解为具有相同容量的多个子信道, 因此能够有效改善系统性能.

3.2 混合预编码器求解

根据 3.1 节中获取的无约束下最优全数字预编码 \mathbf{F}_{opt} , 以最大化信道容量为目标设计最优混合预编码, 结合式 (2), 混合预编码器优化问题可以写为:

$$\begin{aligned} (\mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{opt}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{opt}}) &= \arg \max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}} (\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}) \\ \text{s.t. } \mathbf{F}_{\text{RF}} &\in \Gamma_{\text{RF}} \\ \text{tr} \{ \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \} &\leq N_s \end{aligned} \quad (22)$$

其中 Γ_{RF} 为所有可行模拟预编码器 \mathbf{F}_{RF} 的集合, 其元素均满足式 (2) 的恒模约束. 由于约束条件 $\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \Gamma_{\text{RF}}$ 是非凸的, 难以求解, 而根据 SVD 分解性质, \mathbf{V}_1 的列形成信道行空间的正交基. 式 (4) 中天线阵列响应 $\mathbf{a}_i(\theta_{l,i})$ 形成信道行空间的有限生成集, 即 \mathbf{F}_{opt} 的 \mathbf{V}_1 列可由 $\mathbf{a}_i(\theta_{l,i})$ 线性组合表示. 并且 $\mathbf{a}_i(\theta_{l,i})$ 幅值相等、相位恒定, 和模拟预编码器性质相同, 则利用数字预编码器 \mathbf{F}_{BB} 将 $\mathbf{a}_i(\theta_{l,i})$ 进行线性组合可得到模拟预编码器 \mathbf{F}_{RF} , 从而得到最优解. 则优化问题可进一步写为:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}^{\text{opt}} &= \arg \min_{\tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}} \left\| \mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{A}_l \tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}} \right\|_{\text{F}} \\ \text{s.t. } \left\| \text{diag}(\tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}} \tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}^H) \right\|_0 &= N_l^{\text{RF}} \\ \text{tr} \{ \mathbf{A}_l \tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}} \tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}^H \mathbf{A}_l^H \} &\leq N_s \end{aligned} \quad (23)$$

其中, $\mathbf{A}_l = [\mathbf{a}_1(\theta_{l,1}), \mathbf{a}_1(\theta_{l,2}), \dots, \mathbf{a}_1(\theta_{l,N})] \in \mathbb{C}^{N_l \times N}$ 为 BS 天线阵列响应矩阵, N 为方向角的分辨率, 为了在网格上解决问题, 一般 $N \gg N_l$. \mathbf{A}_l 和 $\tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}$ 为用于获取 $\mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{opt}}$ 和 $\mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{opt}}$ 的辅助变量矩阵. 式 (23) 的优化问题与稀疏信号重构问题一致, 可采用 OMP 等压缩感知算法进行求解. 经典 OMP 算法在每次迭代过程中, 都仅选择与残差矩阵最相关的一列, 当 N 非常大时, 这是一个缓慢的贪心过程, 因此降低算法复杂度就是减少搜索该超完备矩阵列的过程. 由文献 [13] 可知, 我们可以通过添加额外

的约束条件来求解式 (23), 即 \mathbf{F}_{RF} 为一个由转向矢量构成的正交矩阵, 因此我们通过简单的相关性计算来构建 \mathbf{F}_{RF} .

基于上述分析, 我们提出了 TS-HP 算法来求解混合预编码器. TS-HP 算法分为两个阶段: 第一阶段, 根据天线阵列响应矩阵相关性生成模拟预编码矩阵备选集; 第二阶段, 对备选集进行贪婪搜索获取预编码矩阵. TS-HP 算法具体流程如算法 1 所示.

算法 1 TS-HP 混合预编码算法

输入: 天线阵列响应矩阵 \mathbf{A}_l , 最优预编码矩阵 \mathbf{F}_{opt} ;

输出: 模拟预编码矩阵 \mathbf{F}_{RF} , 数字预编码矩阵 \mathbf{F}_{BB} ;

第一阶段: 根据天线阵列响应矩阵相关性 [17] 生成模拟预编码矩阵备选集.

步骤 1 将分辨率为 N 的 \mathbf{A}_l 分为 $\lfloor N/N_l \rfloor$ 个大小为 N_l 的模块, 其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整;

步骤 2 对于 $n = 1, 2, \dots, \lfloor N/N_l \rfloor$, 从 \mathbf{A}_l 中选择 N_l 列构成正交子矩阵 $\mathbf{A}_{l,n}$;

步骤 3 计算正交子矩阵与最优预编码器的相关性, $r_n = \left\| \mathbf{A}_{l,n}^H \mathbf{F}_{\text{opt}} \right\|_{\text{F}}$;

步骤 4 计算天线能量贡献度, $e_n = \sum_{i=1}^{N_s} |r_n|_i^2$, 其中 $|r_n|_i$ 表示第 i 个数据流对应的具有最大能量贡献的天线输入;

步骤 5 选取 $n_{\text{max}} = \arg \max_n (e_n)$, 得到模拟预编码矩阵备选集 $\mathbf{A}_{l,n_{\text{max}}}$;

第二阶段: 对备选集进行贪婪搜索获取预编码矩阵.

步骤 6 初始化残差矩阵 $\mathbf{F}_{\text{res}} = \mathbf{F}_{\text{opt}}$;

步骤 7 对于 $l \leq N_l^{\text{RF}}$, 选择相关性最大的一列 $\mathbf{A}_{l,n_{\text{max}}}^{(l)}$ 更新模拟预编码器 $\mathbf{F}_{\text{RF}} = [\mathbf{F}_{\text{RF}} | \mathbf{A}_{l,n_{\text{max}}}^{(l)}]$;

步骤 8 更新辅助矩阵 $\tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}} = (\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}})^{-1} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{opt}}$;

步骤 9 更新残差矩阵 $\mathbf{F}_{\text{res}} = \frac{\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}} \mathbf{F}_1}{\left\| \mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}} \mathbf{F}_1 \right\|_{\text{F}}}$;

步骤 10 归一化 $\mathbf{F}_{\text{BB}} = \sqrt{N_s} \frac{\tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}} \mathbf{F}_1}{\left\| \mathbf{F}_{\text{RF}} \tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}} \mathbf{F}_1 \right\|_{\text{F}}}$.

其中, $\mathbf{F}_1 = \Phi^{\frac{1}{2}} \mathbf{P}_{1,2,\dots,K}^H$ 为辅助变量矩阵 $\tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}$ 的变换矩阵. 由上述 TS-HP 算法流程可知, 本文所提算法分为两个阶段, 在第一阶段, 本文首先将分辨率为 N 的天线阵列向量分块, 然后构建正交子矩阵 $\mathbf{A}_{l,n}$ 并计算该矩阵和最优数字预编码矩阵的相关性, 最后根据天线能量贡献度选定模拟预编码矩阵 \mathbf{F}_{RF} 的备选集 $\mathbf{A}_{l,n_{\text{max}}}$. 在第二阶段, 基于 OMP 算法对第一阶段得到的备选集进行贪婪搜索, 从而得到模拟预编码矩阵 \mathbf{F}_{RF} 和数字预编码矩阵 \mathbf{F}_{BB} , 最终得到 BS 侧的混合预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{hybrid}} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}$.

4 复杂度分析

本文对比了全数字SVD预编码算法^[12]、基于SVD的混合预编码算法^[12]、基于正交匹配和局部搜索(Orthogonal Matching and Local Search, OM-LS)的混合预编码算法^[13]、全数字GMD预编码算法^[15]、基于GMD的混合预编码算法^[15]以及本文所提算法的时间复杂度,如表1所示.

表1 算法时间复杂度对比

算法	时间复杂度
SVD 数字预编码	$O(N_t^2 N_r + N_s^2)$
SVD 混合预编码	$O(N_t^2 N_r + N_t^{\text{RF}} N^2 N_r N_s + N_s^2)$
GMD 数字预编码	$O(N_t^2 N_r + N_r N_s + 2N_s^2)$
GMD 混合预编码	$O(N_t^2 N_r + N_r N_s (N_t^{\text{RF}} N^2 + 1) + 2N_s^2)$
OM-LS 预编码	$O(N_t^2 N_r + 2\alpha N_t^{\text{RF}} N_r N_s (N_t + 1) + N_s^2)$
所提算法	$O(N_t^2 N_r + N_r N_s (KN N_t^{\text{RF}} + 1 + N_t^{\text{RF}} N_t) + 2N_s^2)$

表1中全数字SVD预编码算法的时间复杂度最低,为 $O(N_t^2 N_r)$;全数字GMD算法基于SVD分解和矩阵置换实现,引入 $O((N_s + N_r) N_s)$ 复杂度;SVD混合预编码算法和GMD混合预编码算法在全数字预编码算法基础上采用经典OMP算法求解预编码矩阵,进一步引入 $O(N_t^{\text{RF}} N^2 N_r N_s)$ 复杂度;文献[13]基于SVD算法获取最优全数字预编码矩阵,所提的OM-LS算法通过将矩阵降维,再利用局部搜索减少算法复杂度,算法复杂度为 $O(N_t^2 N_r + 2\alpha N_t^{\text{RF}} N_r N_s (N_t + 1) + N_s^2)$,其中 α 为降维后的矩阵个数.本文所提算法在设计最优预编码矩阵时基于SVD改进,并引入注水功率矩阵和GMD分解,带来 $O((N_s + N_r) N_s + N_s^2)$ 的复杂度;同时,本文所提TS-HP算法将混合预编码矩阵的求解分为两个阶段,先根据矩阵相关性构建模拟预编码矩阵备选集,缩小搜索范围,再对备选集进行贪婪搜索,该过程引入 $O(KN N_t^{\text{RF}} N_r N_s + N_t^{\text{RF}} N^2 N_s)$ 的复杂度,其中 K 为矩阵块的个数.为了在仿真时对比算法性能,所有算法均搭载了注水算法,所有算法引入 $O(N_s^2)$ 的复杂度.由于 $N \gg N_t$,因此所提算法复杂度远低于SVD和GMD混合预编码算法复杂度;但是,本文的复杂度要略高于OM-LS算法复杂度,这是因为OM-LS算法采用局部搜索,且基于SVD分解获取最优预编码矩阵,而本文采用全匹配贪婪搜索,并对最优预编码矩阵进行改进,虽然本文所提算法在复杂度略高,但是能够获取更好的性能.

5 仿真分析

为验证所提算法的可行性和有效性,本文采用MATLAB仿真软件在mmWave环境下对算法进行仿真验证.仿真采用Saleh-Valenzuela信道模型,其中AoA和AoD满足 $\left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$ 均匀分布,LoS分量增益满足正态分布,NLoS分量增益满足均值为0,方差为 $10^{-\mu}$ 的高斯分布,其中 μ 为功率归一化因子,用于调整LoS和NLoS分量的功率分布情况, $\mu = 2$ 表示LoS分量功率比NLoS分量功率高20dB,对应LoS场景; $\mu = 0$ 表示LoS分量功率与NLoS分量功率相同,对应NLoS场景.其他仿真参数如表2所示.

表2 仿真参数

参数	值
载波频率	28GHz
发射天线 N_t	128
接收天线 N_r	16
天线角度分辨率 N	512
信道模型	Saleh-Valenzuela模型
多径 L	7
功率归一化因子 μ	0,2
天线阵列	ULA
天线间隔 d	0.5λ
发射端射频链数 N_t^{RF}	4
接收端射频链数 N_r^{RF}	4
调制方式	16QAM

在假设接收端和发射端都能够获取完美信道状态信息(Channel State Information, CSI)的条件下,本文对全数字SVD预编码算法^[12]、基于SVD的混合预编码算法^[12]、OM-LS的混合预编码算法^[13]、全数字GMD预编码算法^[15]、基于GMD的混合预编码算法^[15]以及本文所提算法在不同的信道环境下的误码率性能和信道容量进行了仿真.

图2和图3分别展现了上述几种预编码算法在LoS场景和NLoS场景下的误码率性能.从图中可以看出,在两种不同的信道场景下,所提算法的误码率性能都远远好于对比算法.这是因为所提算法在设计预编码矩阵时,将传输信道分成并行的子信道,并且各子信道的增益相等,这在一定程度上可以解决子信道在信噪比非常低的情况下误码率性能严重下降的问题.同时所提算法基于注水算法设计预编码矩阵,可以根据不同子信道的需要分配不同的发射功率,进一步的改善了算法性能.

将图2和图3中算法的误码率性能进行对比可以看出,LoS场景下,混合预编码算法和同类数字预编码算法性能比较接近;NLoS场景下,混合预编码算法和同

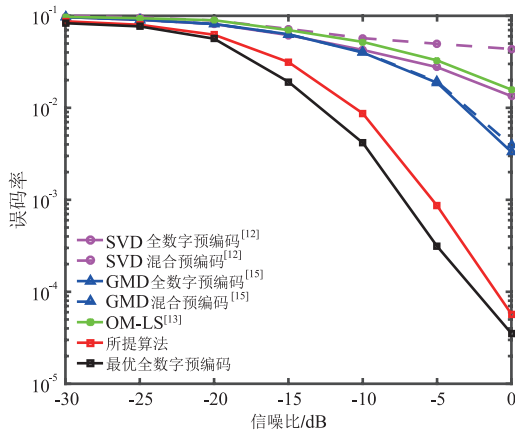


图2 LoS场景下预编码的误码率性能

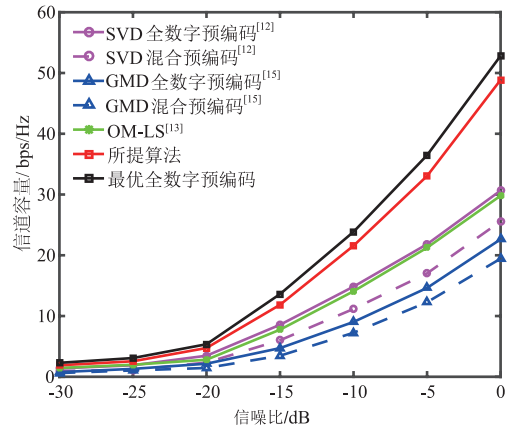


图5 NLoS场景下预编码的信道容量

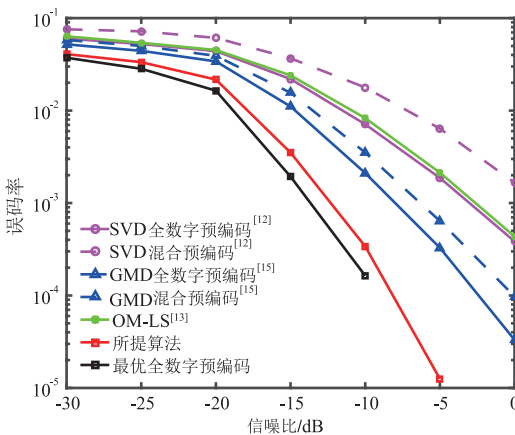


图3 NLoS场景下预编码的误码率性能

类数字预编码算法性能差异比较明显. 这是由于RF链路数目有限,信道功率被分散到多径上,无法全部收集. 通过对几种预编码算法在不同信道场景下的误码率性能进行对比,总的来说,所提算法的性能都要优于对比算法.

图4和图5分别展现了上述几种预编码算法在LoS场景和NLoS场景下的信道容量. 从图中可以看出,在两种不同的信道场景下,所提算法的信道容量都远远

高于对比算法的信道容量,并且,随着信噪比的增大,所提算法的信道容量增长趋势明显大于对比算法. 这是因为所提算法基于注水算法设计预编码矩阵,可以根据不同子信道的需要分配不同的发射功率,能够有效提升信道容量. 除此之外,我们还观察到,SVD算法的信道容量高于GMD算法的信道容量,这是因为我们在对SVD进行仿真时,加入了注水功率分配算法,能够在一定程度上提升信道容量.

将图4和图5中算法的信道容量进行对比可以看出,几种算法在LoS场景下达到的信道容量均大于同种算法在NLoS场景下的信道容量,这是由于RF链路数目有限,信道的功率被分散到多径上,会造成一定的容量损失. 通过对几种预编码算法在不同信道场景下的信道容量进行对比,总的来说,所提算法的性能优于对比算法.

6 结论

为了提升mmWave系统性能,降低算法复杂度,本文提出了一种基于两阶段的低复杂度混合预编码算法,所提算法分为获取全数字最优预编码器 and 求解混合预编码器两个部分. 首先,联合SVD和注水算法设计最优全数字预编码矩阵,该设计能够按照容量严格无损的要求将信道分解为多个具有相同容量的独立子信道. 然后,以最大化信道容量为目标,设计最优混合预编码器以逼近最优全数字预编码器,并采用TS-HP算法对混合预编码器进行求解. TS-HP算法分为两阶段对混合预编码器进行求解:第一阶段,首先计算天线阵列响应矩阵的正交子阵列与最优全数字预编码矩阵的相关性,然后依据相关性计算天线能量贡献度,根据贡献度构建模拟预编码矩阵的备选集;第二阶段,基于OMP算法利用贪婪搜索对第一阶段得到的备选集进行搜索从而构建预编码矩阵. 仿真结果表明,所提算法优于传统的混合预编码算法,能够有效改善系统性能,降低算法复杂度.

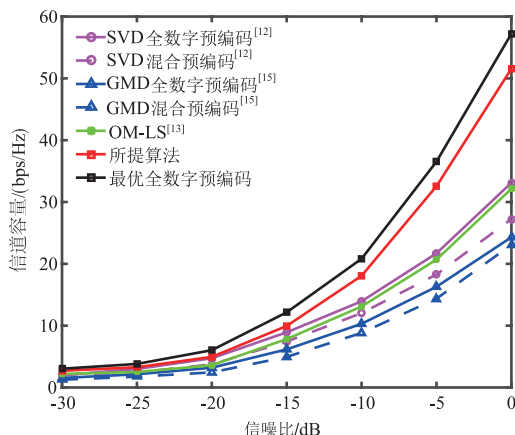


图4 LoS场景下预编码的信道容量

参考文献

- [1] Wang H, Zhang P, Li J, et al. Radio propagation and wireless coverage of LSAA-based 5G millimeter-wave mobile communication systems [J]. China Communications, 2019, 16(5): 1 – 18.
- [2] Busari S A, Huq K M S, Mumtaz S, et al. Millimeter-wave massive MIMO communication for future wireless systems: a survey [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017, 20(2): 836 – 869.
- [3] Zhang L, Zhao H, Hou S, et al. A survey on 5G millimeter wave communications for UAV-assisted wireless networks [J]. IEEE Access, 2019, 7: 117460 – 117504.
- [4] Zhou Z, Ge N, Wang Z, et al. Hardware-efficient hybrid precoding for millimeter wave systems with multi-feed reflect arrays [J]. IEEE Access, 2018, 6: 6795 – 6806.
- [5] Irfan A, Hedi K, Adnan S, et al. A survey on hybrid beamforming techniques in 5G: architecture and system model perspectives [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2018, 20(4): 3060 – 3097.
- [6] Cui M, Zou W. Low complexity joint hybrid precoding for millimeter wave MIMO systems [J]. China Communications, 2019, 16(2): 59 – 68.
- [7] Mai R, Le-Ngoc T, Nguyen D H N. Two-timescale hybrid RF-baseband precoding with MMSE-VP for multiuser massive MIMO broadcast channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(7): 4462 – 4476.
- [8] Lu Z, Zhang Y, Zhang J. Quantized hybrid precoding design for millimeter-wave large-scale MIMO systems [J]. China Communications, 2019, 16(4): 130 – 138.
- [9] Xiao Z, He T, Xia P, Xia X. Hierarchical codebook design for beamforming training in millimeter-wave communication [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(5): 3380 – 3392.
- [10] Zhang J, Huang Y, Shi Q, Wang J, Yang L. Codebook design for beam alignment in millimeter wave communication systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(11): 4980 – 4995.
- [11] Sung J, Evans B L. Versatile compressive mmwave hybrid beamformer codebook design framework [A]. International Conference on Computing, Networking and Communications [C]. Hawaii, USA: IEEE, 2020. 1052 – 1057.
- [12] Ayach O E, Rajagopal S, Abu-Surra S, Pi Z, Heath R W. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(3): 1499 – 1513.
- [13] Rusu C, Méndez-Rial R, González-Prelcicy N, Heath R W. Low complexity hybrid sparse precoding and combining in millimeter wave MIMO systems [A]. International Conference on Communications [C]. London, UK: IEEE, 2015. 1340 – 1345.
- [14] Xiao Z, Xia P, Xia X. Channel estimation and hybrid precoding for millimeter-wave MIMO systems: a low-complexity overall solution [J]. IEEE Access, 2017, 5: 16100 – 16110.
- [15] Xie T, Dai L, Gao X, et al. Geometric mean decomposition based hybrid precoding for millimeter-wave massive MIMO [J]. China Communications, 2018, 15(5): 229 – 238.
- [16] Wu X, Wang C X, Sun J, et al. 60-GHz millimeter-wave channel measurements and modeling for indoor office environments [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(4): 1912 – 1924.
- [17] Jiang Y, Varanasi M K. Extended uniform channel decomposition for MIMO communications with intersymbol interference [A]. Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers [C]. Pacific Grove, CA: IEEE, 2007. 1549 – 1553.

作者简介



廖勇(通信作者) 男,1982年1月出生于四川自贡.现为重庆大学副研究员,博士生导师,主要研究方向为下一代无线通信、人工智能、区块链、量子计算及其在无线通信中的应用.
E-mail: liaoy@cqu.edu.cn



杨馨怡 女,1996年10月出生于四川绵阳.现为重庆大学微电子与通信工程学院研究生,主要研究方向为无线通信中的预编码算法.
E-mail: yangxinyi@cqu.edu.cn



杜洁汝 女,1997年7月出生于山东菏泽.现为重庆大学微电子与通信工程学院研究生,主要研究方向为无线通信中的预编码算法.
E-mail: 202012021021t@cqu.edu.cn