



研究与开发

毫米波大规模 MIMO 中基于部分连接的混合预编码方案

曹海燕, 杨晓慧, 胡文娟, 马子昌, 许方敏, 方昕
(杭州电子科技大学, 浙江 杭州 310018)

摘要: 针对发送端为部分连接、接收端为全数字接收的毫米波大规模 MIMO 系统, 提出了一种采用等效信道的奇异值分解 (SVD) 设计数字预编码矩阵与数字合并矩阵, 并根据模拟预编码矩阵的块对角化特性, 以系统可达和速率最大化为目标函数将等效信道分块求得最优模拟预编码矩阵的预编码方案。考虑本方案的硬件成本与功耗问题, 在此基础上进一步提出接收端为部分连接的预编码方案, 并利用迭代交替更新的方法来求模拟预编码矩阵和模拟合并矩阵。仿真结果表明, 接收端采用全数字接收的混合预编码方案相较于基于可持续干扰消除法 (SIC) 的混合预编码方案性能更优, 而接收端采用部分连接方案虽然性能略低于基于 SIC 的方案, 但功耗与硬件成本大幅度降低。

关键词: 毫米波; 大规模 MIMO; 混合预编码; 块对角化

中图分类号: TN929.53

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2020029

Hybrid precoding with sub-connected architecture for millimeter wave massive MIMO system

CAO Haiyan, YANG Xiaohui, HU Wenjuan, MA Zichang, XU Fangmin, FANG Xin
Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

Abstract: A hybrid precoding scheme in the millimeter wave massive MIMO system was proposed with sub-connected architecture at the transmitter and digital combining at the receiver. In this scheme, the digital precoder and combiner were designed based on the singular value decomposition (SVD) of the equivalent channel matrix, while the optimal analog precoder was obtained by blocking the equivalent channel to maximize spectral efficiency according to the block diagonalization. Considering the hardware cost and power consumption, the precoding scheme with sub-connected architecture at the receiver was further proposed. Otherwise, the analog precoder and combiner were iteratively updated. Simulation results show that the proposed scheme which focuses on the digital combining at the receiver has better performance than successive interference cancellation (SIC)-based hybrid precoding. In addition, though the proposed scheme which focuses on the hybrid combining with sub-connected architecture at the receiver has worse performance than SIC-based hybrid precoding, the power consumption and hardware cost are greatly reduced.

Key words: millimeter wave, massive MIMO, hybrid precoding, block diagonalization

收稿日期: 2019-08-28; 修回日期: 2020-02-01

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61501158)

Foundation Item: The National Science Foundation of China (No.61501158)



1 引言

5G 将是满足移动数据流量显著增长的关键系统,其中毫米波 (mmWave) 技术和大规模多输入多输出 (multiple input and multiple output, MIMO) 技术的结合至关重要^[1-2]。毫米波通信的主要好处是有更大的频谱通道,这意味着有更高的数据速率。此外,由于毫米波大规模 MIMO 信道的散射簇,毫米波 MIMO 技术还可以同时传输多个数据流^[3-4]。毫米波大规模 MIMO 技术已被确立为支持 5G 的核心解决方案之一。

混合预编码技术是毫米波大规模 MIMO 系统中的关键技术之一,其预编码过程在数字和模拟域中相继完成^[5-6]。对于较低频率(例如 2~3 GHz)的传统 MIMO 系统,通常在基带处使用全数字预编码器处理信号,并且射频 (radio frequency, RF) 链的数量与天线的数量相当,而毫米波大规模 MIMO 系统的收发端存在大量射频链路数,具有高硬件成本和功耗,这对实际系统来说是一个挑战。为解决这一问题,参考文献[7]提出采用模拟和数字相结合的混合预编码方案,该方案只需在低维数字预编码器和高维模拟预编码器之间连接少量的 RF 链,既可以有效地节约系统成本又能实现较好的系统性能。

现有的混合预编码方案分为 3 种:全连接混合预编码方案、部分连接混合预编码方案和混合连接混合预编码方案。全连接混合预编码是指每个射频链路连接与发送天线数相同的移相器,部分连接混合预编码是指每个射频链路连接相同的移相器,并且总的移相器个数等于发射天线数,混合连接混合预编码则是全连接混合预编码和部分连接混合预编码的结合,将射频链路分为多个子链路,每个子链路采用全连接方案。首先基于全连接混合预编码,参考文献[8]考虑了毫米波信道的稀疏特性,提出一种基于正交匹配追踪 (orthogonal matching

pursuit, OMP) 算法的预编码方案,该算法性能虽然接近全数字预编码算法的性能,但该方案 RF 预编码矩阵选集有限,并且需要迭代更新,复杂度较高。参考文献[9-10]提出了一种基于可持续干扰消除法 (successive interference cancellation, SIC) 的混合预编码方案,该方案将数字预编码矩阵设定为对角阵,通过矩阵的基本运算与奇异值分解,依次求得每个射频链路连接的移相器的相位与数字预编码对角线的值,该算法的复杂度相对较低,但是性能较差,同时具有射频链路数和数据流数相等的局限。参考文献[11]引入等效信道的概念,将混合预编码问题转化为最大化等效信道增益的问题,在正交码本中选取适合的码字来联合设计模拟预编码矩阵和模拟合并矩阵,该方案模拟预编码矢量和模拟合并矢量的选择有限导致其性能较差,但胜在复杂度较低,无需迭代搜索。参考文献[12]基于 SVD 设计模拟合并器,通过对模拟合并矢量进行共轭转置设计模拟预编码矩阵以最大化等效信道增益,该方案不需要任何复杂的迭代算法,复杂度较低,但性能也较低。参考文献[13]提出了一种通过广义低秩逼近 (GLRAM) 算法设计混合预编码器和合并器的迭代算法。相比较于传统混合预编码方案,有更优的性能,但复杂度较高。

在上述分析的基础上,本文针对发送端为部分连接的毫米波大规模 MIMO 系统,首先提出了采用全数字接收的混合预编码方案。与传统基于 SIC 算法的混合预编码方案相比,性能更优,而且无设定射频链路数和数据流数相等的约束,应用范围更广。为减少硬件成本,进一步提出接收端采用部分连接的预编码方案,虽然性能有所损失,但功耗较低。

符号说明: $\|\cdot\|_F$ 表示矩阵的 Frobenius 范数, $\|\cdot\|$ 表示矩阵的模, $(\cdot)^T$ 、 $(\cdot)^*$ 和 $(\cdot)^H$ 分别表示矩阵的转置、共轭和共轭转置。

2 系统模型

毫米波大规模 MIMO 系统部分连接原理框图如图 1 所示。发送端配有 N_t 根发射天线和 N_{RF}^t 个射频链路，每个射频链路连接 M 个移相器，发送 N_s 条数据流，且 $N_s \leq N_{RF}^t \leq N_t$ ，接收端配有 N_r 根接收天线和 N_{RF}^r 个射频链路，每个射频链路连接 N 个移相器，且 $N_s \leq N_{RF}^r \leq N_r$ ， $N_{RF}^t = N_{RF}^r = N_{RF}$ 。

毫米波大规模 MIMO 系统信道一般采用 Saleh-Valenzuela 模型^[14-15]，该模型下的毫米波信道矩阵 $\mathbf{H}$ 可表示为：

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{N_t N_r}{L}} \sum_{i=1}^L \delta_i \alpha_{MS}(\varphi_i) \alpha_{BS}^H(\theta_i) \quad (1)$$

其中， L 为毫米波散射波束数， δ_i 表示第 i 条散射波束路径的增益， $\theta_i \in [0, 2\pi]$ 、 $\varphi_i \in [0, 2\pi]$ 分别表示第 i 条路径的离开角和到达角， $\alpha_{MS}(\varphi_i)$ 和 $\alpha_{BS}(\theta_i)$ 分别表示接收端和发送端的天线阵列响应矢量，其中 $i=1, 2, \dots, L$ 。本文采用均匀线性阵列， $\alpha_{MS}(\varphi_i)$ 和 $\alpha_{BS}(\theta_i)$ 可表示为：

$$\alpha_{MS}(\varphi_i) = \frac{1}{\sqrt{N_r}} [1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \varphi_i}, \dots, e^{j(K-1)\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \varphi_i}]^T \quad (2)$$

$$\alpha_{BS}(\theta_i) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} [1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta_i}, \dots, e^{j(N_t-1)\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta_i}]^T \quad (3)$$

其中， λ 为电磁波波长， d 为天线间距。

在毫米波大规模 MIMO 系统传输过程中，基

站端发送的数据流经过混合预编码器处理后所得的最终发射信号 $\mathbf{x}$ 表示为：

$$\mathbf{x} = \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{s} \quad (4)$$

其中， $\mathbf{s} \in C^{N_s \times 1}$ 为发送符号矢量，且满足 $E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \frac{P}{K} \mathbf{I}_{N_s}$ ，其中 P 表示发射总功率； $\mathbf{F}_{RF} \in C^{N_t \times N_{RF}}$ 为模拟预编码矩阵，其形式为 $\mathbf{F}_{RF} = \text{diag}\{\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \dots, \mathbf{f}_{N_{RF}}\}$ ，其中 $N_t = M \times N_{RF}$ ， $\mathbf{f}_n \in C^{M \times 1}$ ， $n=1, 2, \dots, N_{RF}$ 且 $|\mathbf{f}_{in}| = 1/\sqrt{M}$ ， $i=1, 2, \dots, M$ ； $\mathbf{F}_{BB} \in C^{N_{RF} \times N_s}$ 为数字预编码矩阵。 $\mathbf{F}_{RF}$ 与 $\mathbf{F}_{BB}$ 均满足功率控制，即 $\|\mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}\|_F^2 = N_s$ 。在接收端，经过处理后的接收信号为：

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho} \mathbf{W}_{BB}^H \mathbf{W}_{RF}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{s} + \mathbf{W}_{BB}^H \mathbf{W}_{RF}^H \mathbf{n} \quad (5)$$

其中， $\mathbf{n} \sim \text{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_{N_s})$ 表示均值为 0、方差为 σ^2 的信道噪声， $\mathbf{W}_{RF} \in C^{N_r \times N_{RF}}$ 为模拟合并矩阵，其形式为 $\mathbf{W}_{RF} = \text{diag}\{\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_{N_{RF}}\}$ ，其中 $N_r = N \times N_{RF}$ ， $\mathbf{w}_n \in C^{N \times 1}$ ， $n=1, 2, \dots, N_{RF}$ 且 $|\mathbf{w}_{in}| = 1/\sqrt{N}$ ， $i=1, 2, \dots, N$ ； $\mathbf{W}_{BB} \in C^{N_{RF} \times N_s}$ 为数字合并矩阵。

假设收发端确知完全信道状态信息 (channel state information, CSI)，则系统的可达和速率可以表示为：

$$R(\mathbf{F}_{RF}, \mathbf{F}_{BB}, \mathbf{W}_{RF}, \mathbf{W}_{BB}) = \text{lb} \left(\mathbf{I}_{N_s} + \frac{\rho}{N_s} \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{W}_{BB}^H \times \right. \quad (6)$$

$$\left. \mathbf{W}_{RF}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{F}_{BB}^H \mathbf{F}_{RF}^H \mathbf{H}^H \mathbf{W}_{RF} \mathbf{W}_{BB} \right)$$

其中， $\mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \mathbf{W}_{BB}^H \mathbf{W}_{RF}^H \mathbf{W}_{RF} \mathbf{W}_{BB}$ 表示处理过的噪声协

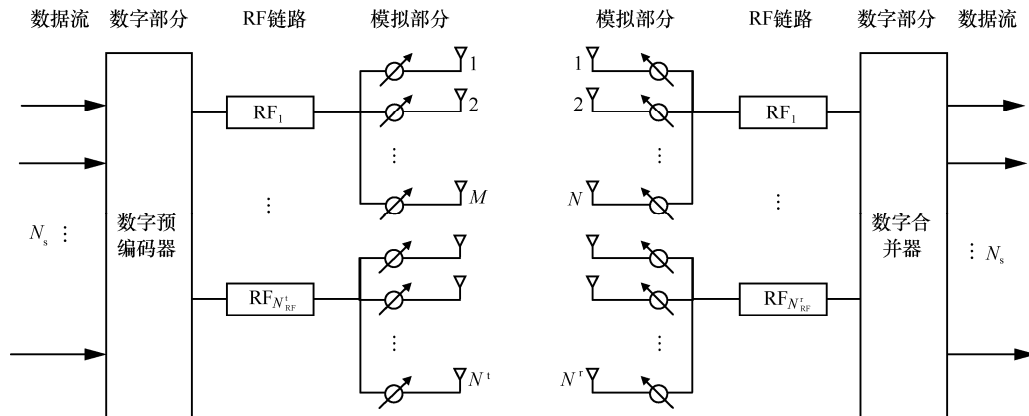


图 1 毫米波大规模 MIMO 系统部分连接原理



方差矩阵。因此，预编码设计问题等效如下：

$$\begin{aligned} & \{ \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{opt}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{opt}}, \mathbf{W}_{\text{RF}}^{\text{opt}}, \mathbf{W}_{\text{BB}}^{\text{opt}} \} = \\ & \arg \max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}, \mathbf{W}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_{\text{BB}}} \text{lb} \left(\left| \mathbf{I}_{N_s} + \frac{\rho}{N_s} \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \times \right. \right. \\ & \left. \left. \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}} \right| \right) \\ & \text{s.t.} \begin{cases} |\mathbf{f}_{\text{in}}| = \frac{1}{\sqrt{M}}, i=1, 2, \dots, M, n=1, 2, \dots, N_{\text{RF}} \\ |\mathbf{w}_{\text{in}}| = \frac{1}{\sqrt{N}}, i=1, 2, \dots, N, n=1, 2, \dots, N_{\text{RF}} \\ \|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2 = N_s \end{cases} \quad (7) \end{aligned}$$

3 混合预编码设计方案

3.1 数字预编码器与合并器的设计

定义有效信道矩阵 $\mathbf{H}_e = \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}}$ ，暂时不考虑发射机的功率约束。对等效信道矩阵进行奇异值分解，得到：

$$\mathbf{H}_e = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \quad (8)$$

其中， $\mathbf{U}, \mathbf{V} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times N_{\text{RF}}}$ 分别为 $\mathbf{H}_e$ 的左右奇异矩阵， $\mathbf{\Sigma} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times N_{\text{RF}}}$ 为对角矩阵，其对角线元素为 $\mathbf{H}_e$ 的奇异值。

由于最优无约束数字预编码器和合并器分别是右奇异向量矩阵和左奇异向量矩阵的前 N_s 列，因此可以获得 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 和 $\mathbf{W}_{\text{BB}}$ ，即：

$$\mathbf{F}_{\text{BB}} = \mathbf{V}(:, 1:N_s) = [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_{N_s}] \quad (9)$$

$$\mathbf{W}_{\text{BB}} = \mathbf{U}(:, 1:N_s) = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_{N_s}] \quad (10)$$

$\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 和 $\mathbf{W}_{\text{BB}}$ 是特征向量矩阵，故满足 $\mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{BB}} = \mathbf{I}_{N_s}$ ， $\mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{BB}} = \mathbf{I}_{N_s}$ 。

3.2 基于全数字接收的预编码方案

3.2.1 目标函数转换

由 $\mathbf{H}_e$ 的前 N_s 个奇异值的平方构成的对角矩阵定义为 $\bar{\mathbf{\Sigma}}$ ，表示为：

$$\bar{\mathbf{\Sigma}} = \begin{bmatrix} \lambda_1^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \lambda_{N_s}^2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中， λ_i 为 $\mathbf{H}_e$ 的第 i 个奇异值。

因此，式 (11) 中右端部分可化简为：

$$\begin{aligned} & \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}} = \\ & \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{H}_e \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{H}_e^H \mathbf{W}_{\text{BB}} = \\ & \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{V} \mathbf{\Sigma}^H \mathbf{U}^H \mathbf{W}_{\text{BB}} = \\ & \bar{\mathbf{\Sigma}} \end{aligned} \quad (12)$$

本文发送端采用的是部分连接，故满足 $\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}} = \mathbf{I}_{N_{\text{RF}}}$ ，接收端采用全数字接收的方案不考虑 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 。因此，噪声协方差矩阵 $\mathbf{R}_n$ 可表示为：

$$\mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{BB}} = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_s} \quad (13)$$

将式 (13) 代入可得：

$$\begin{aligned} R(\mathbf{F}_{\text{RF}}) &= \text{lb}(|\mathbf{I}_{N_s} + \text{SNR} \bar{\mathbf{\Sigma}}|) = \\ & \text{lb} \left(\prod_{i=1}^{N_s} (\lambda_i^2 \text{SNR} + 1) \right) = \\ & \sum_{i=1}^{N_s} \text{lb}(\lambda_i^2 \text{SNR} + 1) \end{aligned} \quad (14)$$

其中， $\text{SNR} = \frac{\rho}{N_s \sigma_n^2}$ 为信噪比，可得：

$$\mathbf{H}_e \mathbf{H}_e^H = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \mathbf{V} \mathbf{\Sigma}^H \mathbf{U}^H = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma}^2 \mathbf{U}^H \quad (15)$$

$$\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e = \mathbf{V} \mathbf{\Sigma}^H \mathbf{U}^H \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H = \mathbf{V} \mathbf{\Sigma}^2 \mathbf{V}^H \quad (16)$$

因此，可达和速率最大化等价于 $\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e$ 或 $\mathbf{H}_e \mathbf{H}_e^H$ 的前 N_s 个奇异值最大化，即 $\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e$ 或 $\mathbf{H}_e \mathbf{H}_e^H$ 的前 N_s 个奇异值之和最大化。根据参考文献[16]可得：

$$\sum_{i=1}^{N_s} \lambda_i^2 \approx \sum_{i=1}^{N_{\text{RF}}} \lambda_i^2 = \text{tr}(\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e) = \text{tr}(\mathbf{H}_e \mathbf{H}_e^H) \quad (17)$$

故目标函数可以转化为：

$$\{ \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{opt}} \} = \arg \max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}} \text{tr}(\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e) \quad (18)$$

3.2.2 基于全数字接收的模拟预编码器设计

基于全数字接收的方案，接收端不考虑 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ ，令 $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{N_{\text{RF}}}]$ ，其中 $\mathbf{h}_n \in \mathbb{C}^{N_t \times M}$ ， $n=1, 2, \dots, N_{\text{RF}}$ ，等效信道矩阵为：

$$\begin{aligned}
\mathbf{H}_e &= \mathbf{H}\mathbf{F}_{\text{RF}} = \\
\begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 & \mathbf{h}_2 & \cdots & \mathbf{h}_{N_{\text{RF}}} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \mathbf{f}_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{f}_2 & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{f}_{N_{\text{RF}}} \end{bmatrix} = \quad (19) \\
\begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \mathbf{f}_1 & \mathbf{h}_2 \mathbf{f}_2 & \cdots & \mathbf{h}_{N_{\text{RF}}} \mathbf{f}_{N_{\text{RF}}} \end{bmatrix} & \\
\text{tr}(\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e) & \text{可化简为:} \\
\text{tr}(\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e) &= \\
\text{tr} \left(\begin{bmatrix} (\mathbf{h}_1 \mathbf{f}_1)^H & (\mathbf{h}_2 \mathbf{f}_2)^H & \cdots & (\mathbf{h}_{N_{\text{RF}}} \mathbf{f}_{N_{\text{RF}}})^H \end{bmatrix}^H \right. & \\
\left. \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \mathbf{f}_1 & \mathbf{h}_2 \mathbf{f}_2 & \cdots & \mathbf{h}_{N_{\text{RF}}} \mathbf{f}_{N_{\text{RF}}} \end{bmatrix} \right) &= \\
\mathbf{f}_1^H \mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_1 \mathbf{f}_1 + \mathbf{f}_2^H \mathbf{h}_2^H \mathbf{h}_2 \mathbf{f}_2 + \cdots + \mathbf{f}_{N_{\text{RF}}}^H \mathbf{h}_{N_{\text{RF}}}^H \mathbf{h}_{N_{\text{RF}}} \mathbf{f}_{N_{\text{RF}}} &= \\
\sum_{n=1}^{N_{\text{RF}}} \mathbf{f}_n^H \mathbf{h}_n^H \mathbf{h}_n \mathbf{f}_n & \quad (20)
\end{aligned}$$

其中, $n=1,2,\dots,N_{\text{RF}}$, 在不考虑 $\mathbf{f}_n$ 恒模条件下, 要使式 (20) 中 $\mathbf{f}_n^H \mathbf{h}_n^H \mathbf{h}_n \mathbf{f}_n$ 取得最大值, 应将 $\mathbf{f}_n$ 的最优解 $\mathbf{f}_n^{\text{opt}}$ 设计为矩阵 $\mathbf{h}_n$ 的最大右奇异值向量, 即 $\mathbf{f}_n^{\text{opt}} = \mathbf{v}[:,1]$, 其中 $\mathbf{v}$ 为 $\mathbf{h}_n$ 的右奇异矩阵。但在实际通信系统中, 由于 $\mathbf{f}_n$ 具有恒模性质, 本文将 $\mathbf{f}_n$ 设计为:

$$\mathbf{f}_n = \frac{1}{\sqrt{M}} \mathbf{e}^{j^{\text{angle}}(\mathbf{f}_n^{\text{opt}})} \quad (21)$$

其中, $\text{angle}(\mathbf{f}_n^{\text{opt}})$ 表示取向量 $\mathbf{f}_n^{\text{opt}}$ 的相位角。将每个 $\mathbf{f}_n$ 的相位都依次设计成对应矩阵 $\mathbf{h}_n$ 的最大右奇异值向量的相位, 得到模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 。

3.3 基于部分连接接收的预编码方案

3.3.1 目标函数转化

本文发送端采用的是部分连接, 故满足 $\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}} = \mathbf{I}_{N_{\text{RF}}}$, 针对接收端采用部分连接的方案满足 $\mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} = \mathbf{I}_{N_{\text{RF}}}$ 。因此, 噪声协方差矩阵 $\mathbf{R}_n$ 可表示为:

$$\mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}} = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_s} \quad (22)$$

故与基于全数字接收预编码方案的目标函数转化同理, 目标函数可以转化为:

$$\{\mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{opt}}, \mathbf{W}_{\text{RF}}^{\text{opt}}\} = \arg \max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_{\text{RF}}} \text{tr}(\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e) \quad (23)$$

3.3.2 基于部分连接接收的模拟预编码器设计

若接收端采用部分连接接收的方案, 接收端射频链路数为 N_{RF} , 每个射频链路连接 N 个移相器, 接收天线数 N_r 。首先随机生成一个模拟合并矩阵 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$, 并设定一个阈值 ε , ε 为一个极小的实数, 令 $\mathbf{H}_{\text{eff}} = \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} = [\mathbf{h}_{\text{eff},1}, \mathbf{h}_{\text{eff},2}, \dots, \mathbf{h}_{\text{eff},N_{\text{RF}}}]$, 其中 $\mathbf{h}_{\text{eff},n} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times M}$, $n=1,2,\dots,N_{\text{RF}}$, 等效信道矩阵为 $\mathbf{H}_e = \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}}$, 则 $\text{tr}(\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e) = \text{tr}(\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}_{\text{eff}}^H \mathbf{H}_{\text{eff}} \mathbf{F}_{\text{RF}})$ 。与第 3.2.2 节所述同理, 在考虑恒模性质情况下, $\mathbf{f}_n$ 可设计为:

$$\mathbf{f}_n = \frac{1}{\sqrt{M}} \mathbf{e}^{j^{\text{angle}}(\mathbf{f}_n^{\text{opt}})} \quad (24)$$

其中, $\text{angle}(\mathbf{f}_n^{\text{opt}})$ 表示取向量 $\mathbf{f}_n^{\text{opt}}$ 的相位角, $\mathbf{f}_n^{\text{opt}} = \mathbf{v}_e[:,1]$, 其中 $\mathbf{v}_e$ 为 $\mathbf{h}_{\text{eff},n}$ 的右奇异矩阵。将每个 $\mathbf{f}_n$ 的相位依次设计成对应矩阵 $\mathbf{h}_n$ 的最大右奇异值向量的相位, 得到模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 。

由于 $\text{tr}(\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e) = \text{tr}(\mathbf{H}_e \mathbf{H}_e^H)$, 故可以令 $\mathbf{H}_f = \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} = [\mathbf{h}_{f,1}, \mathbf{h}_{f,2}, \dots, \mathbf{h}_{f,N_{\text{RF}}}]$, 其中 $\mathbf{h}_{f,n} \in \mathbb{C}^{N_r \times M}$, 则 $\text{tr}(\mathbf{H}_e \mathbf{H}_e^H) = \text{tr}(\mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}_f \mathbf{H}_f^H \mathbf{W}_{\text{RF}})$ 。在不考虑恒模条件下, $\mathbf{w}_n$ 的最优解为矩阵 $\mathbf{h}_{f,n}$ 的最大左奇异值向量, 即 $\mathbf{w}_n^{\text{opt}} = \mathbf{u}_f[:,1]$, 其中 $\mathbf{u}_f$ 为 $\mathbf{h}_{f,n}$ 的左奇异矩阵。由于恒模性质, 本文将 $\mathbf{w}_n$ 设计为:

$$\mathbf{w}_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{e}^{j^{\text{angle}}(\mathbf{w}_n^{\text{opt}})} \quad (25)$$

其中, $\text{angle}(\mathbf{w}_n^{\text{opt}})$ 表示取向量 $\mathbf{w}_n^{\text{opt}}$ 的相位角。将每个 $\mathbf{w}_n$ 的相位都依次设计成对应矩阵 $\mathbf{h}_{f,n}$ 的最大左奇异值向量的相位, 得到模拟合并矩阵 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 。每次得到的 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 和 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 作为下一次更新使用的初始条件, 重复上述 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 和 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 的设计, 直到收敛。收敛标准为两次迭代的等效信道矩阵增益之间差值小于 ε , 即 $\delta^{t-1} - \delta^t < \varepsilon$, 其中 $\delta^t = \|\mathbf{H}_e\|_F$, 表示第 t 次迭代的等效信道矩阵增益。具体算法如下所示。

算法 1 基于部分连接接收的模拟预编码器设计

输入: $\mathbf{H}$ 为信道矩阵, N_{RF} 为射频链路数, ε



为阈值，一个极小的实数

初始化：随机生成一个 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$

repeat

$$\mathbf{H}_{\text{eff}} = \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} = [\mathbf{h}_{\text{eff},1}, \mathbf{h}_{\text{eff},2}, \dots, \mathbf{h}_{\text{eff}, N_{\text{RF}}}]$$

for $i=1:N_{\text{RF}}$ do

$$\mathbf{h}_{\text{eff},i} = \mathbf{u}_e \boldsymbol{\Sigma}_e \mathbf{v}_e^H, \mathbf{f}_i^{\text{opt}} = \mathbf{v}_e[:,1]$$

通过式 (24) 计算 $\mathbf{f}_i$;

end for

得到 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$;

$$\mathbf{H}_f = \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} = [\mathbf{h}_{f,1}, \mathbf{h}_{f,2}, \dots, \mathbf{h}_{f, N_{\text{RF}}}]$$

for $j=1:N_{\text{RF}}$ do

$$\mathbf{h}_{f,j} = \mathbf{u}_f \boldsymbol{\Sigma}_f \mathbf{v}_f^H, \mathbf{w}_j^{\text{opt}} = \mathbf{u}_f[:,1]$$

通过式 (25) 计算 $\mathbf{w}_j$;

end for

得到 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$;

until $(\delta^{t-1} - \delta^t) \leq \varepsilon$

输出: $\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_{\text{RF}}$

4 仿真结果及分析

4.1 仿真结果

对本文提出的混合预编码方案进行仿真分析，分别验证在不同射频链路数、不同数据流数和不同接收天线数情况下的性能，并与基于 SIC 方案以及纯模拟预编码算法进行对比。仿真参数见表 1：发送端发射天线数 $N_t = 128$ ，接收天线数 $N_r = 32$ ，毫米波散射波束数 $L = 50$ ，阈值 ε 的值为 1×10^{-4} 。

表 1 仿真参数

仿真参数	参数
发射天线数 N_t /根	128
接收天线数 N_r /根	32
天线排布方式	均匀平面阵列
天线间距 d /mm	$\lambda/2$
毫米波散射波束数	50
阈值 ε	1×10^{-4}

图 2 表示在 $N_{\text{RF}}^t = N_{\text{RF}}^r = N_{\text{RF}} = N_s = 8$ 时，不同预编码方案得到的系统可达速率与信噪比关系仿真图。如图 2 所示，在射频链路数和数据流数相等的情况下，随着信噪比的增加，系统可达速率呈上升趋势，本文所提基于全数字接收的预编码方案比基于 SIC 算法的混合预编码方案、纯模拟预编码方案性能更优，更接近于最优全数字预编码方案。纯模拟预编码方案只通过低成本和低功耗的移相器来实现，由于移相器有恒模约束，只能改变信号的相位，因此性能损失最多，可达速率最小。基于部分连接接收的预编码方案性能在低信噪比情况下性能略优于基于 SIC 方案，随着信噪比的逐渐增加，性能略低于基于 SIC 方案。但由于基于 SIC 方案在接收端采用全数字接收，本文所提基于部分连接接收的方案在接收端采用部分连接接收，在系统硬件成本和功耗上较基于 SIC 方案更低。

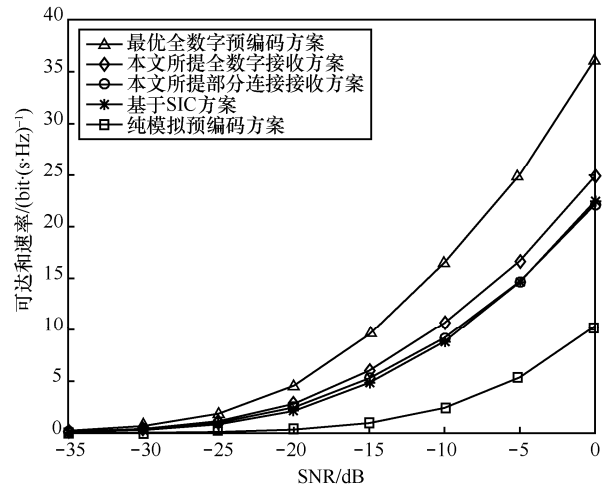


图 2 $N_t = 128, N_r = 32, N_{\text{RF}} = 8 = N_s$ 时系统性能

图 3 表示在 $N_{\text{RF}}^t = N_{\text{RF}}^r = N_{\text{RF}} = 8, N_s = 4$ 时，即射频链路数和数据流数不相等的情况下，不同预编码方案得到的系统可达速率与信噪比关系仿真图。由图 3 可知，本文所提的两种方案性能均优于纯模拟预编码方案，并且接近最优全数字预编码方案。基于 SIC 方案只适用于 $N_{\text{RF}} = N_s$ 的情况，具有一定局限性，本文所提方案并没有这个

约束条件, 所适用范围要广于基于 SIC 方案。

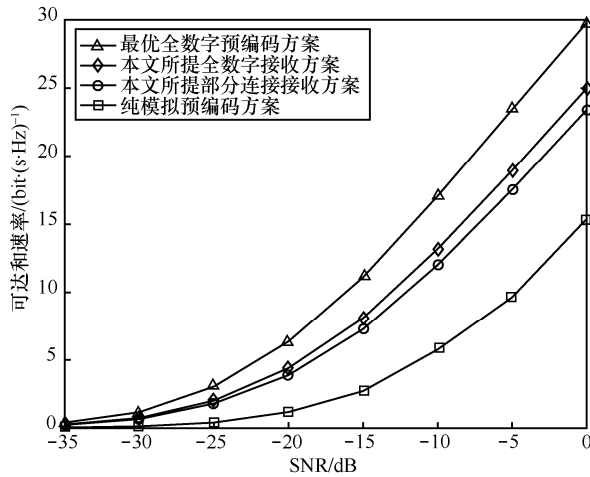


图3 $N_t=128$, $N_r=32$, $N_{RF}=8$, $N_s=4$ 时系统性能

图4表示在 $SNR=0$, $N_{RF}^t=N_{RF}^r=N_{RF}=8$, $N_s=8$ 时, 不同预编码方案得到的系统可达和速率与接收天线数关系仿真图。从图4中可知, 随着接收天线数的不断增加, 系统可达和速率逐渐提高。本文所提全数字接收方案性能比基于 SIC 方案、纯模拟预编码的方案更优。基于部分连接接收方案的性能在接收天线数较少的情况下性能优于基于 SIC 方案, 随着接收天线数的不断增加, 性能低于基于 SIC 方案, 这是由于接收端的模拟合并矩阵受到恒模特性限制的影响。

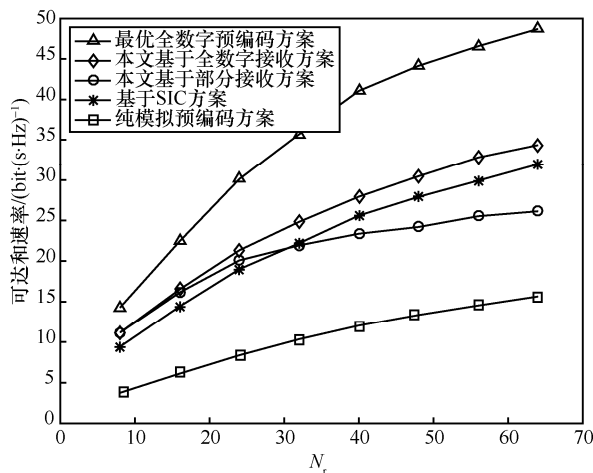


图4 $N_t=128$, $N_{RF}=8$, $N_s=8$, $SNR=0$ 时系统性能

4.2 复杂度分析

在文中所给出参数条件下, 详细讨论所提方案的计算复杂度并与参考文献[10]中基于 SIC 算法的混合预编码方案进行对比。

本文提出的基于全数字接收的预编码方案主要分成3个阶段完成: 第一阶段, 对每个块矩阵进行 SVD 分解的复杂度为 $O(N_t M^2)$, 则模拟预编码矩阵的设计复杂度为 $O(N_{RF} N_t M^2)$; 第二阶段, 计算等效信道矩阵的复杂度为 $O(N_t N_{RF} N_r)$; 第三阶段, 设计数字预编码的计算复杂度为 $O(N_{RF}^2 N_r)$, 则所提预编码方案最终复杂度为 $O(N_{RF} N_t M^2)$ 。在基于部分连接接收的预编码方案中, 当迭代次数为3时, 收敛速度很快, 随着迭代次数增加, 收敛速度也随之增快。在复杂度方面, 相较于基于全数字接收的方案, 增加了对接收端模拟合并器的设计以及迭代过程的复杂度, 故基于部分连接接收方案的复杂度为 $O(2t N_{RF} N_t M^2)$, 其中 t 为迭代次数。本文与基于 SIC 算法的混合预编码方案计算复杂度 $O(N_{RF} M^3)$ 相比, 在复杂度上略有些欠缺, 但性能却明显优于基于 SIC 的混合预编码方案。

5 结束语

本文针对发送端为部分连接的毫米波大规模 MIMO 系统, 提出了两种不同的预编码方案, 分别为接收端采用全数字接收和部分连接接收, 两种方案的数字预编码矩阵与数字合并矩阵均由等效信道的 SVD 设计得到。在基于全数字接收的情况下, 根据模拟预编码矩阵的块对角化特性, 将等效信道分块求得最优模拟预编码矩阵。进一步提出接收端为部分连接的预编码方案, 考虑了硬件成本与功耗问题, 并利用迭代交替更新的方法求得模拟预编码矩阵和模拟合并矩阵。通过与基于 SIC 方案对比, 所提全数字接收的预编码方案系统性能明显优于基于 SIC 方案, 且无设定射频链路数和数据流数相等的约束, 应用范围更广,



所提基于部分连接接收的预编码方案系统性能虽然略低于基于 SIC 方案, 但胜在系统成本更低。

参考文献:

- [1] RAPPAPORT T S, SUN S, MAYZUS R, et al. Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: it will work![J]. IEEE Access, 2013(1): 335-349.
- [2] SUN S, RAPPAPORT T S, SHAFT M, et al. Hybrid beam-forming for 5G millimeter-wave multi-cell networks[Z]. 2018.
- [3] HEATH R W, GONZALEZPRELCIC 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.
- [4] SUN S, RAPPAPORT T S, HEATH R W, et al. Mimo for millimeter-wave wireless communications: beamforming, spatial multiplexing, or both?[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(12): 110-121.
- [5] ALKHATEEB A, MO J, GONZALEZPRELCIC N, et al. MIMO precoding and combining solutions for millimeter-wave systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(12): 122-131.
- [6] HEATH R W, GONZALEZPRELCIC 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.
- [7] HAN S, CHIHILIN I, XU Z, et al. Large-scale antenna systems with hybrid analog and digital beamforming for millimeter wave 5G[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(1): 186-194.
- [8] 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.
- [9] DAI L, GAO X, QUAN J, et al. Near-optimal hybrid analog and digital precoding for downlink mmWave massive MIMO systems[C]// IEEE International Conference on Communications, June 8-12, 2015, London, UK. Piscataway: IEEE Press, 2015: 1334-1339.
- [10] GAO X, DAI L, HAN S, 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.
- [11] CUI M, ZOU W. Joint hybrid precoding based on orthogonal codebook in millimeter wave systems[C]// International Symposium on Wireless Communication Systems, October 27-28, 2018, Qulu, Finland. [S.l.: s.n.], 2018: 1-6.
- [12] LI A, MASOUIROS C. Hybrid precoding and combining design for millimeter-wave multi-user MIMO based on SVD[C]// International Conference on Communications, May 6-8, 2017, Guangzhou, China. [S.l.: s.n.], 2017: 1-6.
- [13] ZHU J, LI Q. GLRAM algorithm based hybrid precoding for mmWave multiuser MIMO systems[C]// Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, October 27-28, 2018, Qulu, Finland. [S.l.: s.n.], 2018: 70-74.
- [14] RAGHAVAN V, SAYEED A M. Sublinear capacity scaling laws for sparse MIMO channels[J]. 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[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5): 831-846.
- [16] CUI M, ZOU W. Joint hybrid precoding based on orthogonal codebook in millimeter wave systems[C]// International Symposium on Wireless Communication Systems, October 28-31, 2018, Lisboa, Portugal. [S.l.: s.n.], 2018: 1-6.

[作者简介]



曹海燕(1975—), 女, 博士, 杭州电子科技大学副教授, 主要研究方向为无线通信系统的信道编码、信号检测、LTE 物理层标准等。



杨晓慧(1996—), 女, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为无线通信系统、毫米波大规模 MIMO 系统中的预编码技术。



胡文娟(1994—), 女, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为无线通信系统、大规模 MIMO 系统中的能效优化技术。



马子昌(1995—), 男, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为无线通信系统、大规模 MIMO 系统中的导频分配技术。

许方敏(1980—), 女, 杭州电子科技大学讲师, 主要研究方向为先进移动通信系统及其关键技术, 包括干扰抑制策略、无线资源管理策略。

方昕(1975—), 女, 杭州电子科技大学副教授, 主要研究方向为 4G、5G 移动通信物理层算法。