

毫米波 massive MIMO 系统中混合连接的混合预编码设计

赵宏宇, 姚红艳

(西南交通大学信息科学与技术学院, 四川 成都 611756)

摘 要: 为了提高混合连接的混合预编码的频谱效率, 首先利用连续干扰消除 (SIC) 的原理得到理想条件下的最优混合预编码矩阵, 然后利用梯度下降理论将最优混合预编码矩阵分解为数字预编码矩阵和模拟预编码矩阵, 最后考虑模拟预编码矩阵的恒模约束条件, 并以最大化频谱效率为目标利用交替最小化方法优化模拟和数字预编码矩阵。所提出的混合预编码设计算法基于混合连接结构, 因而能量效率远优于部分连接的和全连接的混合预编码。同时, 该算法不会增加混合连接的混合预编码的硬件复杂度且只少量增加计算量。仿真结果表明, 该算法能提升混合连接的混合预编码的频谱效率, 特别是当射频 (RF) 链路数大于数据流数时, 频谱效率的提升更加显著。由于分块不需要满足正交性, 该算法比现有混合连接的混合预编码更适合实际应用。

关键词: 大规模多输入多输出; 混合预编码; 混合连接结构; 梯度下降理论; 交替最小化

中图分类号: TN911

文献标识码: A

doi:10.11959/j.issn.1000-436x.2020057

Design of hybridly-connected hybrid precoding in millimeter-wave massive MIMO system

ZHAO Hongyu, YAO Hongyan

School of Information Science and Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China

Abstract: In order to improve the spectral efficiency of hybridly-connected hybrid precoding, the optimal hybrid precoding matrix under the ideal conditions was firstly obtained by using the principle of successive interference cancellation (SIC). Secondly, the optimal hybrid precoding matrix was decomposed into the digital precoding matrix and the analog precoding matrix by using the gradient descent theory. Finally, considering the constant modulus constraint condition of the analog precoding matrix, the digital and analog precoding matrices were optimized by using the alternating minimization method aim to maximize the spectral efficiency. Due to the hybridly-connected structure, the proposed hybrid precoding design algorithm is significantly superior to the partially-connected and fully-connected hybrid precoding in terms of the system energy efficiency. Meanwhile, the algorithm does not increase any hardware complexity and only increases a small amount of computation of the hybridly-connected hybrid precoding. Computer simulation results exhibit that the proposed algorithm can improve the system spectral efficiency of the hybridly-connected hybrid precoding, and the upgrade of spectral efficiency is more significant especially in the conditions that the number of radio frequency (RF) links is greater than the number of data streams. Since the sub-blocks are not necessary to satisfy orthogonality conditions, the proposed algorithm is more suitable for practical application than the existing hybridly-connected hybrid precoding.

Key words: massive MIMO, hybrid precoding, hybridly-connected structure, gradient descent theory, alternating minimization

收稿日期: 2019-12-20; 修回日期: 2020-02-29

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61971359)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.61971359)

1 引言

毫米波大规模多输入多输出 (MM-MIMO, millimeter-wave massive multiple-input multiple-output) 是 5G 系统提高系统容量和频谱利用率的关键技术。MM-MIMO 系统通过混合预编码技术来提高频谱效率并消除信号间干扰。大多数混合预编码设计方案都是基于全连接结构的^[1-2], 即每一个射频 (RF, radio frequency) 链路与所有的天线阵列相连接。当基站天线数目成百上千地增加时, 全连接结构需要大量的移相器来实现模拟预编码, 这不但使硬件实现复杂度高, 而且系统的能量效率非常低。为降低 MM-MIMO 系统中混合预编码的硬件实现复杂度, 文献[3-5]提出了基于部分连接结构的混合预编码方法, 通过每个 RF 链路和部分天线连接的方式来减少移相器数目, 从而有效降低了硬件复杂度。但是, 基于部分连接结构的混合预编码并不能改善系统的能量效率, 同时还会带来一定的频谱效率损失。近两年, 有学者基于全连接结构相继探讨了利用机器学习和深度学习方法实现的混合预编码算法, 以降低硬件复杂度或提升系统的能量效率。例如, 文献[6]提出了一种采用交叉熵优化策略的混合预编码算法, 该算法通过迭代更新具有稳健误差的交叉熵损失函数得到混合预编码器来提高系统的能量效率, 但它需要预测随机序列样本, 迭代更新过程硬件复杂度高, 每更新一次训练开销大 (计算复杂度高); 文献[7]提出了一种新颖的基于深度学习的方法, 该方法通过共同优化信道测量矢量来设计混合波束成形矢量, 可以得到最佳频谱效率, 且在一定程度上改善了系统的能量效率。

为了实现 MM-MIMO 系统能量效率、频谱效率及硬件复杂度的更佳折中, 文献[8-9]提出了基于混合连接结构的混合预编码算法。该算法的主要思想是将 RF 链路进行分块, 在每个分块内部进行全连接, 分块之间进行部分连接。这种混合连接结构的硬件复杂度略高于部分连接结构, 但远低于全连接结构, 其频谱效率虽逊于全连接结构但显著优于部分连接结构。混合连接结构最突出的优点是系统的能量效率可以得到极大提升, 远优于全连接和部分连接结构, 也远优于文献[6-7]方法改进得到的能量效率。显然, 基于混合连接结构的混合预编码实现了硬件复杂度、频谱效率以及能量效率的更佳平

衡, 比全连接和部分连接结构更适于实际应用。然而, 文献[8-9]提出的基于混合连接结构的混合预编码算法在模拟预编码矩阵受恒模约束的条件下, 系统的频谱效率比模拟预编码矩阵不受恒模约束时的频谱效率下降显著, 特别是在数据流数小于 RF 链路数的场景中, 其频谱效率下降得更多。此外, 当模拟预编码矩阵受恒模约束时, 文献[8-9]需要将每个子阵进行分块求解, 并且需要不同块之间满足正交性, 这不但使分块方法比较复杂 (计算复杂度高), 而且正交性条件限制了其实际适用场景。

为改进文献[8-9]方法的以上两点不足, 本文提出一种新的基于混合连接结构的 MM-MIMO 混合预编码算法。该算法的核心思想是在分块不需要满足正交性这样的苛刻条件下, 以模拟预编码矩阵受恒模约束的频谱效率为优化目标, 通过梯度下降理论^[10]设计 2 个矩阵来重构最优混合预编码矩阵, 然后通过设计一个中间酉矩阵来满足模拟预编码矩阵的恒模约束条件, 最后利用交替最小化^[11]方法分别得到优化的模拟和数字预编码矩阵。Matlab 仿真结果表明, 上述算法能够显著改善模拟预编码矩阵受恒模约束时的频谱效率 (优于文献[5,9]), 而系统的能量效率则相当于或略优于文献[9] (远优于基于部分连接结构的文献[5])。此外, 本文算法不需要增加混合连接的混合预编码的硬件复杂度来实现算法, 混合连接分块时也不需要满足正交性条件, 因此可以极大地扩展混合连接型混合预编码的应用场景。

本文用到的数学符号介绍如下。 \mathbf{I}_N 表示 $N \times N$ 的单位矩阵, $|\mathbf{X}|$ 表示矩阵 \mathbf{X} 的行列式, $\|\mathbf{X}\|_F$ 表示矩阵 \mathbf{X} 的 F 范数, $\text{tr}(\mathbf{X})$ 表示矩阵 \mathbf{X} 的迹, $\mathbb{E}[\bullet]$ 表示求变量的期望, $CN(\mu, \sigma^2)$ 表示均值为 μ 、方差为 σ^2 的循环对称高斯分布, $\text{angle}(\bullet)$ 表示取变量的相位, $\text{Re}(\mathbf{X})$ 表示取 \mathbf{X} 实部, $\{\mathbf{X}^H, \mathbf{X}^T, \mathbf{X}^*, \mathbf{X}^{-1}, \mathbf{X}^+\}$ 分别表示矩阵 \mathbf{X} 的共轭转置、转置、共轭、逆、广义逆, $\mathbf{X}(i, j)$ 表示 \mathbf{X} 的第 (i, j) 个元素, $\mathbf{X}(:, j)$ 表示 \mathbf{X} 的第 j 列元素, $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 表示 \mathbf{X} 属于复数平面的 $M \times N$ 空间上。

2 系统模型

图 1 表示 MM-MIMO 系统中混合连接结构的混合预编码框架, 发射端配备 N_t 根天线, 接收端配备 N_r 根天线。在发送端将总的 RF 链路划分为 D 个

子阵, 每个子阵有 S 个 RF 链路, 则总共有 SD 个 RF 链路、 DN 根发射天线, 即 $N_{\text{RF}} = SD$ 、 $N_t = DN$ 。每个子阵连接到 S 根 RF 链路, 为了便于估计混合预编码性能, 假设所有的发送端都有相同的发送天线数, 发送的数据流数为 N_s 。在发射端和接收端, 射频链路数分别满足 $N_s \leq SD \leq N_t$, $N_s \leq SD \leq N_r$ 。

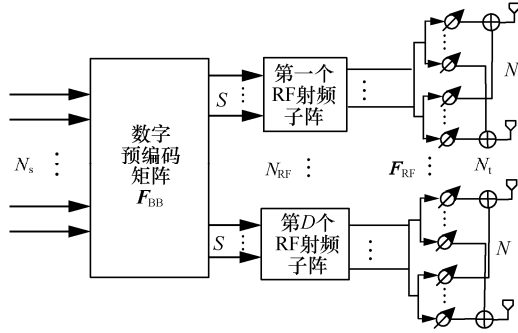


图1 MM-MIMO 系统中混合预编码框架

接收信号向量 $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_r}]^T$ 可以表示为

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho} \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s} + \mathbf{n} = \sqrt{\rho} \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

其中, \mathbf{F}_{BB} 表示 $SD \times N_s$ 阶数字预编码矩阵, \mathbf{F}_{RF} 表示 $N_t \times SD$ 阶模拟预编码矩阵, ρ 表示平均接收功率, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 表示信道矩阵, \mathbf{s} 表示 $N_s \times 1$ 阶发射信号矩阵, 并且满足 $\mathbb{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \frac{1}{N_s} \mathbf{I}_{N_s}$, $\mathbf{F} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}$ 表示混合预编码矩阵, 满足总的发射功率限制 $\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2 \leq N_s$, $\mathbf{n} \sim \text{CN}(0, \sigma_n^2)$ 表示信道噪声向量。假设信道状态信息 (CSI, channel state information) 对发射端是已知的, 考虑毫米波信道系统的稀疏特性, 本文采用的是 S-V (Saleh-Valenzuela) 模型^[1]。基于 S-V 的信道模型是根据无线信道中传输路径的各项参数建立的参数化多径信道模型, 参数化的信道模型对于大规模天线阵列系统来说是比估计信道矩阵中的各个元素更直接、更高效的方式, 尤其是针对毫米波信道来说, 由于毫米波传输中较高的路径损耗严重约束了信道中传输的路径数目, 因此参数信道模型只要知道较少的路径信息便可以确定毫米波模型, 因此基于 S-V 的信道模型被广泛地应用在有关毫米波的通信系统中。

当发射信号服从高斯分布时, 混合连接结构的频谱效率为

$$R = \text{lb} \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\rho}{\sigma_n^2 N_s} \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{F}^H \mathbf{H} \right) \quad (2)$$

本文以式(2)最大化为优化目标来设计最优的混合预编码矩阵 \mathbf{F} 。因为 \mathbf{F} 通过矩阵分解可以表示为 $\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}$, 利用梯度下降算法和交替最小化方法分别优化设计模拟预编码矩阵 \mathbf{F}_{RF} 和数字预编码矩阵 \mathbf{F}_{BB} , 使 $\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}$ 尽可能地逼近最优的 \mathbf{F} 矩阵。

梯度下降是一种经典的多维无约束优化问题的计算方法。交替最小化将每次迭代过程分成 2 个部分。在每次迭代中, 一个参数首先被固定, 然后设计另一个参数使目标函数最小化, 最后 2 个参数角色互换, 进一步最小化目标函数。交替优化过程中目标函数在每次迭代中都是非增的, 且相对值随着迭代次数的增加而单调递减。考虑由式(2)导出的优化目标函数本身是有界的, 因此本文算法至少能够收敛至一个局部最优解。这种优化算法与文献[9]不同, 不需要考虑分块是否正交。

3 基于矩阵分解混合预编码设计

根据连续干扰消除的思想, 得到功率受限且模拟部分不受恒模约束的最优混合预编码矩阵 \mathbf{F}^{opt} ^[9], 实际中模拟部分必须遵循恒模约束, 所以通过梯度下降理论和交替最小化方法来求解有恒模约束的模拟和数字预编码矩阵, 主要分为以下 2 个阶段。

阶段 1 不考虑 \mathbf{F}_{RF} 恒模约束条件时, 利用梯度下降理论设计 2 个矩阵来重构最优预编码矩阵。

阶段 2 考虑 \mathbf{F}_{RF} 恒模约束条件时, 根据阶段 1 得到的矩阵, 设计一个中间酉矩阵来满足约束条件, 通过交替最小化方法求解目标函数。

3.1 阶段 1 不考虑 \mathbf{F}_{RF} 恒模约束条件

不考虑 \mathbf{F}_{RF} 恒模约束条件, 根据文献[1]得到混合预编码矩阵的目标函数为

$$\arg \min_{\mathbf{A}_{\text{RF}}, \mathbf{A}_{\text{BB}}} f(\mathbf{A}_{\text{RF}}, \mathbf{A}_{\text{BB}}) = \arg \min_{\mathbf{A}_{\text{RF}}, \mathbf{A}_{\text{BB}}} \|\mathbf{F}^{\text{opt}} - \mathbf{A}_{\text{RF}} \mathbf{A}_{\text{BB}}\|_F^2 \quad (3)$$

式(3)中的目标函数的寻优等效于一个因式分解问题, 设计 2 个矩阵 $\mathbf{A}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_{\text{RF}}}$ 和 $\mathbf{A}_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times N_s}$, 使 $f(\mathbf{A}_{\text{RF}}, \mathbf{A}_{\text{BB}})$ 最小。

本文利用梯度下降理论分别更新 \mathbf{A}_{RF} 和 \mathbf{A}_{BB} , 具体算法如算法 1 所示。重构矩阵步长的具体推导过程参考文献[12-13]。

算法 1 基于梯度下降理论的矩阵重构算法

输入 \mathbf{F}^{opt} 、 N_t 、 N_s 和误差常数 ε

输出 \mathbf{A}_{RF} 和 \mathbf{A}_{BB}

步骤 1 随机产生一个初始化矩阵 \mathbf{A}_{RF} , 根据最小二乘法得到 $\mathbf{A}_{\text{BB}} = (\mathbf{A}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{A}_{\text{RF}})^{-1} \mathbf{A}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{F}^{\text{opt}}$

步骤 2 while $(\|\mathbf{F}^{\text{opt}} - \mathbf{A}_{\text{RF}} \mathbf{A}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2 \geq \varepsilon)$

步骤 3 使目标函数最小, 设计步长 c_1

$$c_1 = \frac{\text{tr}\{\mathbf{A}_{\text{RF}} \mathbf{A}_{\text{RF}}^{\text{H}} (\mathbf{F}^{\text{opt}} - \mathbf{A}_{\text{RF}} \mathbf{A}_{\text{BB}}) (\mathbf{F}^{\text{opt}} - \mathbf{A}_{\text{RF}} \mathbf{A}_{\text{BB}})^{\text{H}}\}}{\text{tr}\{\mathbf{A}_{\text{RF}} \mathbf{A}_{\text{RF}}^{\text{H}} (\mathbf{F}^{\text{opt}} - \mathbf{A}_{\text{RF}} \mathbf{A}_{\text{BB}}) (\mathbf{F}^{\text{opt}} - \mathbf{A}_{\text{RF}} \mathbf{A}_{\text{BB}})^{\text{H}} \mathbf{A}_{\text{RF}} \mathbf{A}_{\text{RF}}^{\text{H}}\}}$$

步骤 4 更新 \mathbf{A}_{BB}

$$\mathbf{A}_{\text{BB}} \leftarrow \mathbf{A}_{\text{BB}} - c_1 \mathbf{A}_{\text{RF}}^{\text{H}} (\mathbf{A}_{\text{RF}} \mathbf{A}_{\text{BB}} - \mathbf{F}^{\text{opt}})$$

步骤 5 使目标函数最小, 设计步长 c_2

$$c_2 = \frac{\text{tr}\{(\mathbf{F}^{\text{opt}} - \mathbf{A}_{\text{RF}} \mathbf{A}_{\text{BB}})^{\text{H}} (\mathbf{F}^{\text{opt}} - \mathbf{A}_{\text{RF}} \mathbf{A}_{\text{BB}}) \mathbf{A}_{\text{BB}}^{\text{H}} \mathbf{A}_{\text{BB}}\}}{\text{tr}\{(\mathbf{F}^{\text{opt}} - \mathbf{A}_{\text{RF}} \mathbf{A}_{\text{BB}}) \mathbf{A}_{\text{BB}}^{\text{H}} \mathbf{A}_{\text{BB}} \mathbf{A}_{\text{BB}}^{\text{H}} \mathbf{A}_{\text{BB}} (\mathbf{F}^{\text{opt}} - \mathbf{A}_{\text{RF}} \mathbf{A}_{\text{BB}})^{\text{H}}\}}$$

步骤 6 更新 \mathbf{A}_{RF}

$$\mathbf{A}_{\text{RF}} \leftarrow \mathbf{A}_{\text{RF}} - c_2 (\mathbf{A}_{\text{RF}} \mathbf{A}_{\text{BB}} - \mathbf{F}^{\text{opt}}) \mathbf{A}_{\text{BB}}^{\text{H}}$$

步骤 7 end while

3.2 阶段 2 考虑 \mathbf{F}_{RF} 恒模约束条件

根据相应信道矩阵的奇异值分解可以得到最佳混合预编码子矩阵, 利用连续干扰消除可以消除子矩阵之间的相互影响。已知 $\mathbf{F} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}$, 并且 \mathbf{F}_{RF} 是块对角化矩阵, \mathbf{F} 和 \mathbf{F}_{BB} 的结构相似, 那么

$$\mathbf{F}_{\text{RF}} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{R,1} & & & & \\ & \ddots & & & \\ & & \mathbf{F}_{R,d} & & \\ & & & \ddots & \\ & & & & \mathbf{F}_{R,D} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$DN \times DS$

$$\mathbf{F}_{\text{BB}} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{B,1,1} & \mathbf{f}_{B,1,2} & \cdots & \mathbf{f}_{B,1,N_s} \\ \mathbf{f}_{B,2,1} & \mathbf{f}_{B,2,2} & \cdots & \mathbf{f}_{B,2,N_s} \\ \vdots & \ddots & \cdots & \vdots \\ \mathbf{f}_{B,D,1} & \mathbf{f}_{B,D,2} & \cdots & \mathbf{f}_{B,D,N_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{B,1} \\ \mathbf{F}_{B,2} \\ \vdots \\ \mathbf{F}_{B,D} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$DS \times N_s$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{R,1} [\mathbf{f}_{B,1,1} \cdots \mathbf{f}_{B,1,N_s}] \\ \mathbf{F}_{R,2} [\mathbf{f}_{B,2,1} \cdots \mathbf{f}_{B,2,N_s}] \\ \vdots \\ \mathbf{F}_{R,D} [\mathbf{f}_{B,D,1} \cdots \mathbf{f}_{B,D,N_s}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{R,1} \mathbf{F}_{B,1} \\ \mathbf{F}_{R,2} \mathbf{F}_{B,2} \\ \vdots \\ \mathbf{F}_{R,D} \mathbf{F}_{B,D} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$DN \times N_s$

其中, $\mathbf{F}_{R,d}$ 是 $N \times S$ 的矩阵, $d = \{1, 2, \dots, D\}$; $\mathbf{f}_{B,i,j}$ 是 $S \times 1$ 的向量, $\mathbf{F}_{B,i}$ 是 $S \times N_s$ 的矩阵, $i = \{1, 2, \dots, D\}$, $j = \{1, 2, \dots, N_s\}$ 。

考虑 \mathbf{F}_{RF} 恒模约束条件, 整体目标函数可以写成

$$\begin{aligned} & \arg \min_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}} \|\mathbf{F}^{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2 \\ & \text{s.t.} \|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2 = N_s \\ & |\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j)| = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \end{aligned} \quad (7)$$

根据混合连接结构的特性可以将目标函数分解为 D 个子块, 并对其分别进行优化, 所以将子目标函数写成

$$\begin{aligned} & \arg \min_{\mathbf{F}_{R,d}, \mathbf{F}_{B,d}} \|\mathbf{F}^{\text{opt}}(d) - \mathbf{F}_{R,d} \mathbf{F}_{B,d}\|_{\text{F}}^2 \\ & \text{s.t.} \|\mathbf{F}_{R,d} \mathbf{F}_{B,d}\|_{\text{F}}^2 = S \\ & |\mathbf{F}_{R,d}(i, j)| = \frac{1}{\sqrt{N}} \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $\mathbf{F}^{\text{opt}}(d) = \mathbf{F}^{\text{opt}}(((d-1)N+1):dN, \text{ins}:\text{ins}+S-1)$ 表示取 \mathbf{F}^{opt} 的第 $((d-1)N+1)$ 到 dN 行和第 ins 到 $\text{ins}+S-1$ 列的元素, ins 表示 \mathbf{F}^{opt} 中第 d 个子阵中第一个不为 0 的列序号, $|\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j)| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}$ 表示

$\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j)$ 的第 (i, j) 个元素的模值。

由阶段 1 得到重构的基于混合连接结构的混合预编码矩阵为

$$\mathbf{F}^{\text{opt}}(d) \approx \mathbf{A}_{\text{RF}} \mathbf{A}_{\text{BB}} \quad (9)$$

假设存在一个 $S \times S$ 的辅助酉矩阵 Φ , 使其对式(9)进行修正, 那么有

$$\mathbf{F}^{\text{opt}}(d) \approx \mathbf{A}_{\text{RF}} \mathbf{A}_{\text{BB}} = \mathbf{A}_{\text{RF}} \Phi \Phi^{\text{H}} \mathbf{A}_{\text{BB}} \quad (10)$$

如果 $\mathbf{A}_{\text{RF}} \Phi$ 满足恒模特性, 则可令其为模拟预编码矩阵, $\Phi^{\text{H}} \mathbf{A}_{\text{BB}}$ 为数字预编码矩阵。目标函数的优化问题就转变为如何设计酉矩阵 Φ , 使 $\mathbf{A}_{\text{RF}} \Phi$ 最大程度地近似于恒模的模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{R,d}$, 即

$$\mathbf{A}_{\text{RF}} \Phi \Phi^{\text{H}} \mathbf{A}_{\text{BB}} \approx \mathbf{F}_{R,d} \Phi^{\text{H}} \mathbf{A}_{\text{BB}} \quad (11)$$

所以, 目标函数重新写成

$$\begin{aligned} & \arg \min_{\mathbf{F}_{R,d}} \|\mathbf{F}_{R,d} - \mathbf{A}_{\text{RF}} \Phi\|_{\text{F}}^2 \\ & \text{s.t.} |\mathbf{F}_{R,d}(i, j)| = \frac{1}{\sqrt{N}} \end{aligned} \quad (12)$$

首先固定 $\mathbf{F}_{R,d}$, 设计 Φ , 那么就不存在恒模约束, 因此目标函数为

$$f(\Phi) = \|\mathbf{F}_{R,d} - \mathbf{A}_{\text{RF}}\Phi\|_F^2 = \text{tr}(\mathbf{F}_{R,d}\mathbf{F}_{R,d}^H) - 2\text{Re}(\text{tr}(\Phi\mathbf{F}_{R,d}^H\mathbf{A}_{\text{RF}})) + \text{tr}(\mathbf{A}_{\text{RF}}\mathbf{A}_{\text{RF}}^H) \quad (13)$$

由于式(13)中的 Φ 只与第二项有关, 所以最小化式(13)只需要最大化第二项即可, 即

$$\begin{aligned} \arg \min_{\Phi} f(\Phi) &= \arg \max_{\Phi} \text{Re}(\text{tr}(\Phi\mathbf{F}_{R,d}^H\mathbf{A}_{\text{RF}})) \\ \text{s.t. } \Phi\Phi^H &= \Phi^H\Phi \end{aligned} \quad (14)$$

由于

$$\text{Re}(\text{tr}(\Phi\mathbf{F}_{R,d}^H\mathbf{A}_{\text{RF}})) \leq |\text{tr}(\Phi\mathbf{F}_{R,d}^H\mathbf{A}_{\text{RF}})| \quad (15)$$

考虑利用 Holder 不等式对其进行进一步处理得

$$|\text{tr}(\Phi\mathbf{F}_{R,d}^H\mathbf{A}_{\text{RF}})| \leq \|\Phi\|_{\infty} \|\mathbf{F}_{R,d}^H\mathbf{A}_{\text{RF}}\|_1 = \|\mathbf{F}_{R,d}^H\mathbf{A}_{\text{RF}}\|_1 \stackrel{(a)}{=} \sum_{i=1}^S \sigma_i \quad (16)$$

其中, $\|\Phi\|_{\infty} = \max_i \sum_{j=1}^{DS} |\Phi(i,j)| = 1$, 步骤 (a) 由 Schatten 范数得到, 对 $\mathbf{F}_{R,d}^H\mathbf{A}_{\text{RF}}$ 进行奇异值分解, 得 $\mathbf{F}_{R,d}^H\mathbf{A}_{\text{RF}} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^H$ 。当 $\mathbf{V}^H\Phi\mathbf{U} = \mathbf{I}_S$ 时, 式(16)取得最大值, 即

$$\Phi = \mathbf{V}\mathbf{U}^H \quad (17)$$

模拟预编码矩阵的设计, 可以看作矩阵 $\mathbf{A}_{\text{RF}}\Phi$ 在模拟预编码矩阵有效解空间的特殊欧几里得投影^[14], 即

$$\mathbf{F}_{R,d} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j\text{angle}(\mathbf{A}_{\text{RF}}\Phi)} \quad (18)$$

综上所述, 可以总结出阶段 2 的算法步骤如算法 2 所示。

算法 2 基于交替最小化的混合预编码算法

输入 $\mathbf{F}^{\text{opt}}, \mathbf{A}_{\text{RF}}, \mathbf{A}_{\text{BB}}, S, D, N$ 和误差因子 ε

输出 $\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}$

步骤 1 初始化 $\mathbf{F}_{R,1}$, 幅度为 $\frac{1}{\sqrt{N}}$, 随机产生

相位

步骤 2 for $d = 1 : D$

步骤 3 $\mathbf{F}^{\text{opt}}(d) = \mathbf{F}^{\text{opt}}(((d-1)N+1) : dN, \text{ins} : \text{ins} + S - 1)$

步骤 4 $\mathbf{F}_{R,d}^H\mathbf{A}_{\text{RF}} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^H$

步骤 5 $\Phi = \mathbf{V}\mathbf{U}^H, \mathbf{F}_{B,d} = \Phi^H\mathbf{A}_{\text{BB}}$

步骤 6 $\zeta_1 = \|\mathbf{F}_{R,d} - \mathbf{A}_{\text{RF}}\Phi\|_F$

步骤 7 $\mathbf{F}_{R,d} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j\text{angle}(\mathbf{A}_{\text{RF}}\Phi)}$

步骤 8 $\zeta_2 = \|\mathbf{F}_{R,d} - \mathbf{A}_{\text{RF}}\Phi\|_F$

步骤 9 如果 $|\zeta_1 - \zeta_2| > \varepsilon$, 执行步骤 4, 否则执行步骤 10

步骤 10 如果 $d = D + 1$, 执行步骤 11, 否则执行步骤 2

步骤 11 end for

步骤 12 $\mathbf{F}_{\text{RF}} = \text{diag}(\mathbf{F}_{R,1}, \dots, \mathbf{F}_{R,D}), \mathbf{F}_{\text{BB}} = [\mathbf{F}_{B,1}^T, \dots, \mathbf{F}_{B,D}^T]^T$

4 仿真实验与分析

为验证本文混合连接型混合预编码设计的正确性和有效性, 采用 Matlab 对 MM-MIMO 系统的频谱效率和能量效率进行仿真计算。仿真采用文献[1]的 S-V 信道模型, 其中散射簇 $N_{\text{cl}}=5$ 个, 每个簇包含传播路径 $N_{\text{ray}}=10$ 条, 到达角和离开角分别服从 $[-\pi, \pi]$ 和 $[-\frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{3}]$ 的均匀分布, 角度扩展为 10° , 天线阵列采用均匀线性阵列。仿真结果中给出的混合连接结构最优频谱效率是指根据连续干扰消除得到功率受限且模拟部分不受恒模约束时的结果。当 RF 链路数分别等于和大于数据流时, 对文献[5,9]以及本文算法的性能进行对比。仿真图形中的每个仿真点是通过 1 000 次独立信道实验所得结果求平均值得到的。

1) RF 链路数等于数据流数的情况 ($DS=N_s$)

表 1 给出了当发射天线数 $N_t=128$, 仿真参数 $D=2, S=4, N_s=8, N_f=32, N_{\text{RF}}=8, \varepsilon=10^{-4}$, SNR 在 $-30 \sim 30$ dB 范围内均匀选取 7 个值时, 得到的最优频谱效率, 以及文献[9]和本文算法的频谱效率。表 2 给出了保持 $D, S, N_s, N_f, N_{\text{RF}}, \varepsilon$ 参数不变, SNR=0 dB, 发射天线数 $N_t=2^4, 2^5, \dots, 2^9$ 时的频谱效率。从表 1 可以看出, 随着信噪比的增加, 系统的频谱效率增加, 本文算法比文献[9]算法更接近最优频谱效率, 这是因为本文算法在阶段 1 能够对最优混合预编码矩阵进行误差可以忽略的分解。从表 2 仍然可以看出, 在天线数不同的条件下, 本文算法的频谱效率略优于文献[9]算法, 并且随着天线数的增加, 系统的频谱效率增加, 这是因为毫米波和多天线结合使系统具有更好的波束成形增益和复用增益, 表现出大规模 MIMO 系统的优势。

表 1 不同信噪比下的频谱效率

信噪比/dB	最优频谱效率/ (bit·(s·Hz) ⁻¹)	文献[9]算法/ (bit·(s·Hz) ⁻¹)	本文算法/ (bit·(s·Hz) ⁻¹)
-30	0.163 9	0.134 3	0.139 5
-20	1.425 0	1.195 5	1.237 0
-10	7.425 5	6.610 8	6.756 1
0	20.104 8	18.840 7	19.067 7
10	37.179 9	35.749 7	35.985 1
20	57.421 5	55.884 6	56.141 9
30	80.291 9	78.821 4	79.050 8

表 2 不同发射天线数下的频谱效率

发射天线数/根	最优频谱效率/ (bit·(s·Hz) ⁻¹)	文献[9]算法/ (bit·(s·Hz) ⁻¹)	本文算法/ (bit·(s·Hz) ⁻¹)
2 ⁴	8.562 7	8.253 8	8.437 4
2 ⁵	12.146 4	11.367 5	11.703 8
2 ⁶	16.026 4	14.946 0	15.258 5
2 ⁷	20.107 5	18.839 8	19.069 5
2 ⁸	24.083 4	22.726 7	22.837 2
2 ⁹	28.013 1	26.619 9	26.641 9

图 2 为不同信噪比下 4 种混合预编码算法的频谱效率，仿真参数为 $D=2$ 、 $S=2$ 、 $N_t=64$ 、 $N_r=16$ 、 $N_{RF}=4$ 、 $N_s=4$ 、 $\epsilon=10^{-4}$ 。从图 2 可以看出，随着信噪比的增加，不同算法的频谱效率增加，本文算法和文献[9]算法的频谱效率非常接近混合连接结构的最优性能，且显著优于文献[5]算法。本文算法采用混合连接结构，虽然硬件复杂度高于文献[5]算法（本文算法需要 128 个低能耗开关，文献[5]采用部分连接结构仅需要 64 个开关），但频谱效率和能量效率都远优于文献[5]算法。此外，文献[5]算法只适用于数据流数和 RF 链路数相等的情况，应用场景受到较大限制。

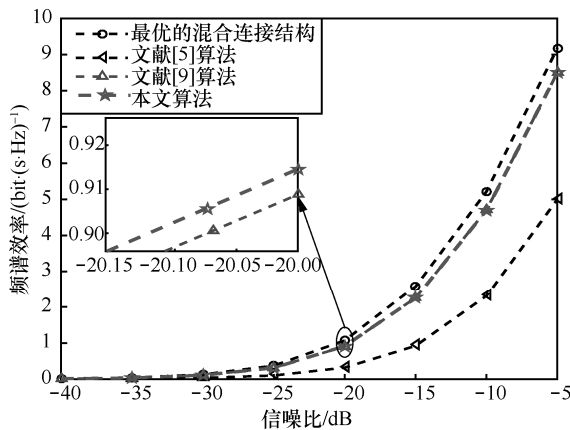


图 2 不同信噪比下 4 种预编码算法频谱效率

2) RF 链路大于数据流数的情况 ($DS > N_s$)

取 $D=4$ 、 $S=6$ 、 $N_s=8$ ，图 3 和图 4 分别为不同信噪比和不同发射天线数下文献[9]算法和本文算法的频谱效率。其中图 3 的其他仿真参数为 $N_t=64$ 、 $N_r=32$ 、 $N_{RF}=24$ 、 $\epsilon=10^{-3}$ 。图 4 给出了保持 D 、 S 、 N_s 、 N_t 、 N_{RF} 、 ϵ 参数不变，取 $SNR=0$ dB、 $N_r=8$ 的情形。从图 3 可以看出，当数据流数小于 RF 链路数时，随着信噪比增加，本文算法更接近最优的频谱效率，主要是因为本文算法分为 2 个阶段对最优混合预编码矩阵进行分解，分解后的模拟和数字预编码矩阵与最优混合预编码矩阵之间只差一个误差因子 ϵ ，误差因子越小，阶段 1 的迭代次数越多，更加接近最优频谱效率。从图 4 可以看出，当发射天线数大于 50 以后，本文算法的频谱效率明显优于文献[9]算法。例如，当发射天数为 128 时，本文算法比文献[9]算法有 $1.68 \text{ bit} \cdot (\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1}$ 的增益。图 4 还表明，随着发射天线数目的增加，本文算法比文献[9]算法的频谱效率优势逐渐加大，主要是因为随着天线数的增加，分块数目变大，文献[9]算法的近似误差相应增大。

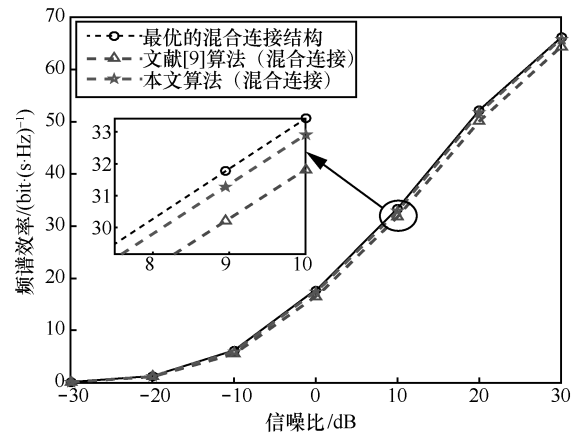


图 3 不同信噪比下的频谱效率

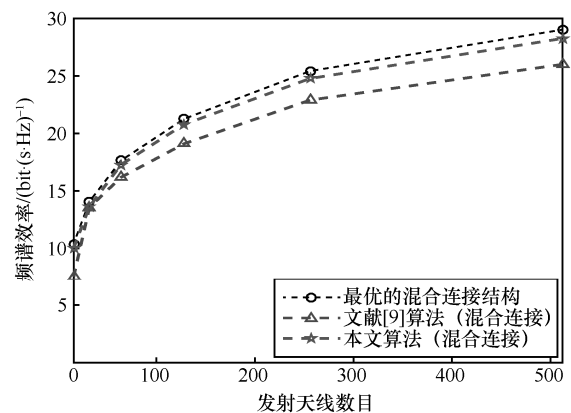


图 4 不同发射天线数下的频谱效率

3) 能量效率

各个器件的功率参考文献[9]设置,即发射功率为 10 W, 每条 RF 链的功率为 100 mW, 放大器的功率为 100 mW, 移相器的功率为 10 mW。

图 5 为在不同 RF 链路下不同连接结构的能量效率变化趋势。随着 RF 链路的增加, 基于混合连接结构的预编码方案可以获得比其他 2 种连接结构的预编码方案更高的能量效率。这是因为在混合连接方案中低能耗开关和其他少量耗能元件(反相器和移相器等)被使用。在部分连接方案中, 仅由开关实现模拟预编码, 导致系统的总频谱效率很低, 从而无法实现理想的能量效率。全连接结构中, 随着 RF 链路的增加, 越接近全数字预编码, 系统频谱效率相应增加, 但其复杂的移相器存在巨大的能量消耗, 所以全连接的能量效率也是不理想的。

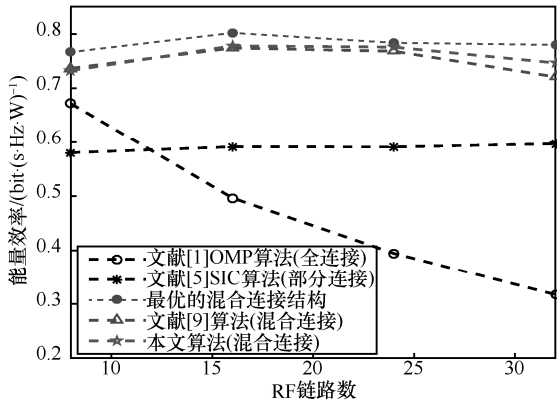


图 5 不同连接结构的能量效率

4) 信道估计误差的敏感性

考虑到在实际工程应用场景中几乎不可能得到理想的 CSI, 利用参考文献[15-16]给出的非理想 CSI 条件下的信道矩阵模型对本文算法进行性能评估, 图 6 给出了不同信道估计误差下预编码器的频谱效率, 其中 $D=2$ 、 $S=2$ 、 $N_{RF}=4$ 、 $N_s=4$ 、 $\varepsilon=10^{-4}$ 。由于毫米波信道具有稀疏性, 理想信道矩阵 \mathbf{H} 的秩为 $N_{ray}N_{cl}$, 根据主成分分析理论, 不理想信道矩阵 \mathbf{H}^{imp} 可近似为低秩矩阵^[17-18]。对 \mathbf{H}^{imp} 进行奇异值分解, 可以取主要的奇异值对 \mathbf{H}^{imp} 进行估计, 所以对于 \mathbf{H}^{imp} 的准确度主要取决于收发天线数和 ζ 值。当 ζ 为常数时, 增加天线数量有助于增强信道矩阵主分量, 从而提高抗噪声能力。当天线数量恒定时, 增加 ζ 的值有助于减少噪声对信道矩阵主分量的影响。根据以上分析可知, 发射机和接收机处的天线数量越大, 对 CSI 不准确估计的敏感度越低。图 6

的仿真结果较好地拟合了上述分析结果。

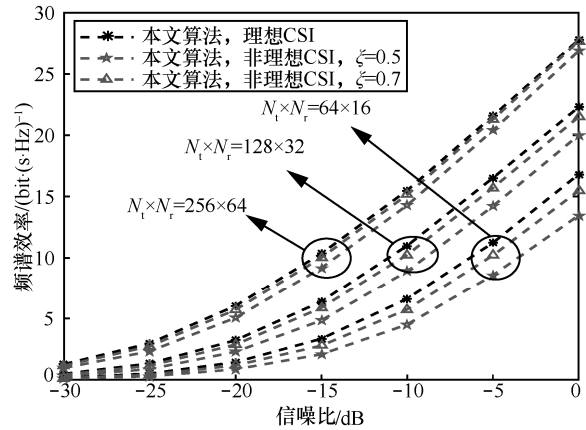


图 6 信道估计误差及天线数对频谱效率的影响

5) 本文算法复杂度分析

本文算法复杂度主要集中在阶段 1 和阶段 2 的奇异值分解。阶段 1 的复杂度分别为: 更新 c_1 的复杂度为 $O(S^2N)$, 更新 \mathbf{A}_{BB} 的复杂度分别为 $O(SN^2)$, 更新 c_2 的复杂度为 $O(S^2N)$, 更新 \mathbf{A}_{RF} 的复杂度为 $O(SN^2)$ 。阶段 2 的复杂度为: 利用信道右奇异值矩阵的前 S 列来初始化模拟预编码器, 根据截断奇异值分解^[19], 复杂度为 $O(S^2N)$, 由于 $S \ll N$, 因此每次迭代总的复杂度为 $O(TSN^2)$, 其中 T 为误差因子取 ε 时的迭代次数。文献[9]算法中, 每次迭代的复杂度主要集中在 2 次矩阵求逆上, 其复杂度为 $O(SN^2)$ 。根据上面的分析可知, 文献[9]算法中每一次迭代涉及 2 次矩阵求逆, 本文算法在每一次迭代中涉及一次求逆和一次奇异值分解, 本文算法复杂度略高于文献[9], 但是处于同一个数量级上。

5 结束语

基于混合连接结构, 本文根据连续干扰消除思想设计出模拟部分无恒模约束的最优混合预编码矩阵, 然后利用梯度下降理论和交替最小化方法得到模拟部分受恒模约束的最优混合预编码矩阵。仿真结果表明, 本文算法在模拟部分受恒模约束时, 频谱效率非常接近最优的混合连接结构混合预编码。当 RF 链路数大于数据流数时, 随着天线数的增加, 这一优势比文献[9]算法更明显。本文算法由于采用混合连接结构, 具有能量效率远高于全连接和部分连接结构的巨大优势。在硬件复杂度方面, 本文算法介于全连接和部分连接之间, 虽然部分连

接结构(如文献[5]算法)硬件更简单,但无论其能量效率还是频谱效率都远低于基于混合连接结构的本文算法。至于硬件复杂度更高的全连接结构,除频谱效率略有优势外,能量效率远低于混合连接结构,这限制了其工程应用前景。本文算法的计算时间复杂度与文献[9]算法处于相同数量级,对信道的估计误差在天线数足够大时不敏感,可适用场景比文献[5,9]更广。

参考文献:

- [1] AYACH O E, RAJAGOPAL S, ABUSURRA S, et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. *IEEE Transactions Wireless Communications*, 2014, 13(3): 1499-1513.
- [2] ZHANG D, PAN P, YOU R, et al. SVD-based low-complexity hybrid precoding for millimeter-wave MIMO systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2018, 22(10): 2176-2179.
- [3] LI N, WEI Z, YANG H, et al. Hybrid precoding for mmWave massive MIMO systems with partially connected structure[J]. *IEEE Access*, 2017(5): 15142-15151.
- [4] HU C C, ZHANG J H. Hybrid precoding design for adaptive subconnected structures in millimeter-wave MIMO systems[J]. *IEEE Systems Journal*, 2018: 1-10.
- [5] 郑兴林, 王月, 刘伟. 毫米波 MIMO 系统中部分连接型混合预编码设计[J]. *计算机工程与应用*, 2019.
ZHENG X L, WANG Y, LIU W. Design of partially connected hybrid precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. *Computer Engineering and Applications*, 2019.
- [6] 刘斌, 任欢, 李立欣. 基于机器学习的毫米波大规模 MIMO 混合预编码技术[J]. *移动通信*, 2019, 43(8): 8-13.
LIU B, REN H, LI L X. Machine learning-based mmWave massive MIMO hybrid precoding[J]. *Mobile Communications*, 2019, 43(8): 8-13.
- [7] LI X, ALKHATEEB A. Deep learning for direct hybrid precoding in millimeter wave massive MIMO systems[J]. *arXiv Preprint*, arXiv: 1905.13212, 2019.
- [8] 于彦彦. 毫米波 MIMO 中混合预编码技术的研究[D]. 南京: 南京邮电大学, 2018.
YU Y Y. Research on hybrid precoding method in millimeter wave MIMO systems[D]. Nanjing: Nanjing University of Posts and Telecommunications, 2018.
- [9] ZHANG D D, WANG Y F, LI X H, et al. Hybridly connected structure for hybrid beamforming in mmWave massive MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(2): 662-674.
- [10] GENE H G, CHARLES F, VAN L. *Matrix computations*[M]. Baltimore: Johns Hopkins University Press, 2013.
- [11] YU X, SHEN J C, ZHANG J, 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.
- [12] PETERSEN K B, PEDERSEN M S. *The matrix cookbook*[M]. Copenhagen: Technical University of Denmark, 2012.
- [13] 向建伟. 毫米波大规模 MIMO 系统中混合预编码技术研究[D]. 重庆: 重庆邮电大学, 2017.
XIANG J W. Research on hybrid precoding technology in millimeter wave large-scale MIMO[D]. Chongqing: Chongqing University of Posts and Telecommunications, 2017.
- [14] GHAUCH H, BENGTTSSON M, KIM T, et al. Subspace estimation and decomposition for hybrid analog-digital millimeter wave MIMO systems[C]//2015 IEEE 16th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications. Piscataway IEEE Press, 2015: 395-399.
- [15] NIHAR J. MIMO broadcast channels with finite rate feedback[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2006, 52(11): 5045-5060.
- [16] RUSEK F, PERSSON D, LAU B K, et al. Scaling up MIMO: opportunities and challenges with very large arrays[J]. *IEEE Signal Process*, 2013, 30(1): 40-60.
- [17] ECKART C, YOUNG G. The approximation of one matrix by another of lower rank[J]. *Psychometrika*, 1936, 1(3): 211-218.
- [18] JOLLIFFE I T. *Principal component analysis*[M]. New York: Springer-Verlag, 1986.
- [19] ZHANG D, PAN P, YOU R, et al. SVD-based low-complexity hybrid precoding for millimeter-wave MIMO systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2018, 22(10): 2176-2179.

[作者简介]



赵宏宇(1971-), 男, 重庆人, 博士, 西南交通大学副教授, 主要研究方向为信道编码、5G 通信系统、物联网技术等。



姚红艳(1994-), 女, 重庆人, 西南交通大学硕士生, 主要研究方向为毫米波 Massive MIMO 预编码技术。