

doi:10.13756/j.gtxyj.2022.04.013

无线通信技术

毫米波 MIMO 系统中高频谱效率的混合预编码算法

周 围^{a,b}, 杨秋艳^{a,b}

(重庆邮电大学 a. 通信与信息工程学院; b. 移动通信技术重庆市重点实验室, 重庆 400065)

摘要: 为进一步提高毫米波大规模多输入多输出(MIMO)系统中混合预编码的频谱效率, 文章提出了一种基于梯度下降的交替最小化(GD-AltMin)混合预编码算法。首先利用信道矩阵的右奇异向量初始化模拟预编码矩阵; 接着通过最小二乘准则和梯度下降法分别更新数字和模拟预编码矩阵; 之后在交替最小化原则下, 迭代更新数字和模拟预编码矩阵直到满足精度条件, 获得最佳的数字和模拟预编码矩阵。通过理论分析和数值仿真, 对比了几种经典算法在不同信噪比、射频链数以及收发天线数下的频谱效率。仿真结果表明, 所提算法比基于相位提取的交替最小化算法和基于信道奇异值分解的算法更接近最优无约束预编码器的频谱效率, 尤其在射频链数大于数据流数的情况下更加明显。

关键词: 毫米波大规模多输入多输出; 混合预编码; 梯度下降法; 交替最小化

中图分类号: TN92 **文献标志码:** A **文章编号:** 1005-8788(2022)04-0063-06

Hybrid Precoding Algorithm for High Spectral Efficiency in mm-Wave MIMO Systems

ZHOU Wei^{a,b}, YANG Qiu-yan^{a,b}

(a. School of Communication and Information Engineering; b. Chongqing Key Laboratory of Mobile

Communications Technology, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: In mm-wave massive Multiple Input Multiple Output (MIMO) systems, in order to further improve the spectral efficiency of hybrid precoding in fully connected structure, an Alternate Minimization based on Gradient Descent (GD-AltMin) hybrid precoding algorithm is proposed. Firstly, the right singular vector of the channel matrix is used to initialize the analog precoding matrix. Secondly, digital and analog precoding matrices are updated by least square criterion and gradient descent method respectively. Then, under the principle of alternating minimization, the digital and analog precoding matrices are updated iteratively until the optimal digital and analog precoding matrices are obtained. Through theoretical analysis and numerical simulation, the spectral efficiency of several classical algorithms are compared under different signal-to-noise-ratio, number of radio frequency links and number of transmitting antennas. The results show that the spectral efficiency of the proposed algorithm is closer to the optimal unconstrained precoding algorithm than alternate minimization algorithm using phase extraction and channel singular value decomposition algorithm, especially when the number of radio frequency links is greater than the number of data streams.

Key words: mm-wave massive MIMO; hybrid precoding; gradient descent; alternating minimization

0 引 言

在毫米波大规模多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)系统中, 数字和模拟相结合的混合预编码技术是消除数据流间干扰并提升系统性能的重要技术之一^[1-4]。混合预编码的结构主要分为部分连接结构和全连接结构^[5], 前者硬件成本较低但频谱效率也远低于基带数字预编码器^[6-7]; 后者可以获得全部的天线阵列增益, 因此具有较好的频谱效率。文献[8]利用正交匹配追踪(Orthogonal Matching Pursuit, OMP)算法获得混合预编码矩阵, 但由于模拟预编码矩阵的取值受阵列响应矩阵的限制, 该算法的频谱效率较低, 特别是数据流数较大时; 文献[9]利用赫尔德不等式提出了基于相位

提取的交替最小化(Alternate Minimization using Phase Extraction, PE-AltMin)算法, 该算法在频谱效率上优于 OMP 算法, 但射频链数增加对算法频谱效率的提升相对缓慢; 文献[10]在 PE-AltMin 算法的基础上引入正交约束来初始化模拟预编码矩阵, 略微提高了系统的频谱效率; 文献[11]中基于信道奇异值分解(Singular Value Decomposition, SVD)的算法虽然复杂度低, 但频谱效率还有待提升; 此外, 文献[12-13]还提出了收发联合的混合预编码算法。

在上述文献的研究基础上, 本文设计了一种基于梯度下降法的交替最小化(Alternate Minimization based on Gradient Descent (GD-AltMin)混合预编码算法。与文献[8-11]相比, 本文所提算法的

收稿日期: 2021-10-10

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61701062)

作者简介: 周围(1971—), 男, 重庆合川人。教授, 博士, 主要研究方向为通信系统及信号处理和智能天线设计。

通信作者: 杨秋艳, 硕士。E-mail: 1241495824@qq.com

频谱效率更接近最优无约束预编码算法的频谱效率,特别是射频链数大于数据流数时,其频谱效率远远优于其他算法。

1 系统模型与问题构想

1.1 系统模型

考虑如图 1 所示系统,发射端部署 N_{RF}^{t} 根射频链路以及 N_{t} 根发射天线,发送 N_{s} 个数据流到配有 N_{RF}^{r} 根射频链路的接收端,并服务于具有 N_{r} 根接收天线的单用户。为保证多数据流的并行传输,在大规模 MIMO 系统中,射频链数常满足 $N_{\text{s}} \leq N_{\text{RF}}^{\text{t}} \ll N_{\text{t}}$ 和 $N_{\text{s}} \leq N_{\text{RF}}^{\text{r}} \ll N_{\text{r}}$ 。为简化,假设 $N_{\text{RF}}^{\text{t}} = N_{\text{RF}}^{\text{r}} = N_{\text{RF}}$ 。经调节混合预编码器的幅度和相位后,数据流通过发射天线传输到信道中,故发送信号 $\mathbf{x}$ 为

$$\mathbf{x} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s}, \quad (1)$$

式中: $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_{\text{t}}}]^{\text{T}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{t}} \times 1}$; $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{N_{\text{s}}}]^{\text{T}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{s}} \times 1}$ 为原始信号,且满足 $E[\mathbf{s}\mathbf{s}^{\text{H}}] = \frac{1}{N_{\text{s}}} \mathbf{I}_{N_{\text{s}}}$, $E(\cdot)$ 为期望, $\mathbf{I}_{N_{\text{s}}}$ 为 $N_{\text{s}} \times N_{\text{s}}$ 维的单位矩阵; $\mathbf{F}_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times N_{\text{s}}}$ 为低维数字预编码矩阵; $\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{t}} \times N_{\text{RF}}}$ 为高维模拟预编码矩阵。由于模拟预编码

部分由移相器构成,只能提供相位调整,因此模拟预编码矩阵中的每个元素有相同的振幅,即 $|\mathbf{F}_{\text{RF}}]_{m,k}| = 1/\sqrt{N_{\text{t}}}$, 式中, m 和 k 为矩阵的第 m 行第 k 列元素。此外,发射端满足总功率约束条件 $\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2 = N_{\text{s}}$ 。经毫米波信道传输后,接收端经过处理后的接收信号 $\mathbf{y}$ 为

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho} \mathbf{W}_{\text{BB}}^{\text{H}} \mathbf{W}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s} + \mathbf{W}_{\text{BB}}^{\text{H}} \mathbf{W}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{n}, \quad (2)$$

式中: $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_{\text{r}}}]^{\text{T}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{r}} \times 1}$ 为接收矢量; ρ 为平均接收功率; $\mathbf{n}$ 为加性高斯白噪声矢量,服从 $\text{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I})$, σ^2 为加性高斯白噪声的功率, $\mathbf{I}$ 为单位矩阵; $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_{\text{r}} \times N_{\text{t}}}$ 为信道矩阵; $\mathbf{W}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{r}} \times N_{\text{RF}}}$ 和 $\mathbf{W}_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times N_{\text{s}}}$ 分别为接收端的模拟和数字组合矩阵,与模拟预编码矩阵类似,模拟组合矩阵只提供相位调整,即满足 $|\mathbf{W}_{\text{RF}}]_{m,k}| = 1/\sqrt{N_{\text{r}}}$ 。因此在该系统模型下,频谱效率可表示为

$$R = \log_2(|\mathbf{I}_{N_{\text{s}}} + \frac{\rho}{N_{\text{s}}} \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{W}_{\text{BB}}^{\text{H}} \mathbf{W}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \times \mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{H}^{\text{H}} \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}}|), \quad (3)$$

式中, $\mathbf{R}_k = \sigma^2 \mathbf{W}_{\text{BB}}^{\text{H}} \mathbf{W}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}}$ 为合并后的噪声协方差矩阵。

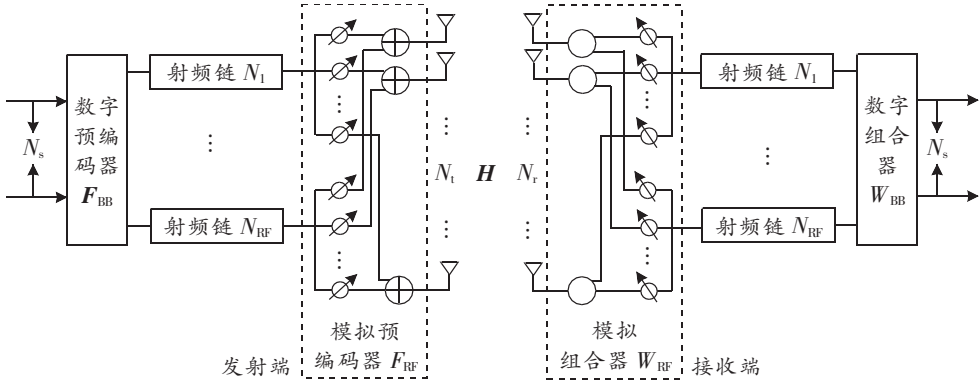


图 1 单用户毫米波大规模 MIMO 系统模型

1.2 信道模型

由于毫米波较高路径损耗导致的空间稀疏性,以及密集的天线阵列导致毫米波在传播过程中存在显著的天线相关性,本文采用文献[8]提出的一种基于扩展的 S-V (Saleh-Valenzuela) 的信道模型来模拟毫米波的传播环境。该信道模型有 N_{cl} 个散射簇,每个簇包括 N_{ray} 条传输路径,因此信道矩阵 $\mathbf{H}$ 可表示为

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{N_{\text{t}} N_{\text{r}}}{N_{\text{cl}} N_{\text{ray}}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{cl}}} \sum_{l=1}^{N_{\text{ray}}} \alpha_{i,l} \mathbf{a}_{\text{t}}(\varphi_{i,l}^{\text{t}}, \theta_{i,l}^{\text{t}}) \mathbf{a}_{\text{r}}(\varphi_{i,l}^{\text{r}}, \theta_{i,l}^{\text{r}})^{\text{H}}, \quad (4)$$

式中: $\alpha_{i,l}$ 为第 i 个散射簇中第 l 条传输路径的复增

益,满足 $\text{CN}(0, \sigma_{a_i}^2)$, $\sigma_{a_i}^2$ 为第 i 个散射簇的平均功率; $\mathbf{a}_{\text{t}}(\varphi_{i,l}^{\text{t}}, \theta_{i,l}^{\text{t}})$ 和 $\mathbf{a}_{\text{r}}(\varphi_{i,l}^{\text{r}}, \theta_{i,l}^{\text{r}})$ 分别为收发端随方位角和仰角变化的天线阵列响应矢量, $\varphi_{i,l}^{\text{t}}(\theta_{i,l}^{\text{t}})$ 为第 i 个散射簇中第 l 条传输路径在出发角的方位(仰)角, $\varphi_{i,l}^{\text{r}}(\theta_{i,l}^{\text{r}})$ 为到达角处的方位(仰)角。

在相同天线元件数目条件下,均匀平面阵列 (Uniform Planar Array, UPA) 更易于小型化和封装,且能产生水平和垂直波束,因此本文假设收发两端都采用 UPA。UPA 的每一行有 N_1 个天线元件,每一列有 N_2 个天线元件,则 UPA 响应矢量 $\mathbf{a}_{\text{UPA}}$ 可表示为

$$\mathbf{a}_{\text{UPA}}(\varphi, \theta) = \frac{1}{\sqrt{N}} [1, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d (n_1 \sin \theta \sin \varphi + n_2 \cos \theta)}, \dots,$$

$$e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d((N_1-1)\sin\varphi\sin\theta+(N_2-1)\cos\theta)} \Big]^\text{T}, \quad (5)$$

式中： $N = N_1 \times N_2$ 且 $0 \leq n_1 < N_1, 0 \leq n_2 < N_2$ ； j 为虚数单位； λ 为信号波长； d 为相邻两个天线元件之间的距离，一般取半波长，即 $d = \lambda/2$ ； φ 和 θ 分别为方位角和仰角。

1.3 问题描述

本文的优化目标是联合设计 $(\mathbf{F}_{\text{BB}}, \mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_{\text{BB}}, \mathbf{W}_{\text{RF}})$ 使式(3)最大化。但 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 和 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 的恒模约束使这 4 个矩阵变量的联合设计问题过于复杂，难以实现。因此混合预编码的设计问题通常解耦为两个独立的子问题，即发射端的预编码设计问题和接收端的组合器设计问题。两者有相似的数学公式，只是前者有一个额外的功率限制。为简化设计，本文重点研究了发射端混合预编码器的设计，提出的算法同样适用于接收端的解码器。在发射端，最大化频谱效率问题可近似为最大化互信息量：

$$\arg \max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}} \log_2 \left| \mathbf{I}_{N_s} + \frac{\rho}{N_s \sigma^2} \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \right|. \quad (6)$$

最大化式(6)可等效为最小化式(7)^[9]：

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

式中： $\|\cdot\|_{\text{F}}$ 为矩阵 Frobenius 范数； $\mathbf{F}_{\text{opt}}$ 为最优无约束预编码矩阵，由 $\mathbf{H}$ 右奇异矩阵的前 N_s 列矢量构成。

2 GD-AltMin 算法

由于式(7)本质上是一个涉及两个矩阵变量 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 和 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 的矩阵分解问题，然而 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 恒模约束的存在使得该优化问题仍是复杂的。因此，本文利用文献[9]中 PE-AltMin 算法提到的交替最小化理论对这两个矩阵变量进行迭代优化，交替求解 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 和 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 。

2.1 数字预编码矩阵的设计

先固定模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 来设计数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 。因此，式(7)可重新表述为

$$\arg \min_{\mathbf{F}_{\text{BB}}} \|\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2. \quad (8)$$

暂时移除功率约束，根据最小二乘法可解得：

$$\mathbf{F}_{\text{BB}} = (\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}})^{-1} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{opt}}. \quad (9)$$

2.2 模拟预编码矩阵的设计

在下一步的交替过程中，将数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 固定，寻找一个模拟预编码矩阵来优化下面的问

题：

$$\begin{aligned} & \arg \min_{\mathbf{F}_{\text{RF}}} \|\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2 \\ & \text{s. t.} \quad |\mathbf{F}_{\text{RF}}(m, k)| = 1/\sqrt{N_t}, \quad \forall m, k. \end{aligned} \quad (10)$$

若暂时忽略 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 的恒模约束，可将式(10)看成是无限制条件下的矩阵分解问题。基于此，本文利用梯度下降法来更新模拟预编码矩阵，使目标函数 $f(\mathbf{F}_{\text{RF}}) = \|\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2$ 最小，更新后的模拟预编码矩阵 $\hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}}$ 可表示为

$$\hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}} = \mathbf{F}_{\text{RF}} - \alpha \nabla_{\mathbf{F}_{\text{RF}}} f(\mathbf{F}_{\text{RF}}), \quad (11)$$

式中： α 为步长； $\nabla_{\mathbf{F}_{\text{RF}}} f(\mathbf{F}_{\text{RF}})$ 为目标函数 $f(\cdot)$ 对 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 的梯度，经数学推导可得：

$$\nabla_{\mathbf{F}_{\text{RF}}} f(\mathbf{F}_{\text{RF}}) = (\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} - \mathbf{F}_{\text{opt}}) \mathbf{F}_{\text{BB}}^H. \quad (12)$$

为使每次迭代目标函数的值能逐渐减少，本文提出一种动态步长算式，即步长 α 的设定应能够最小化下式：

$$\begin{aligned} & \|\mathbf{F}_{\text{opt}} - [\mathbf{F}_{\text{RF}} - \alpha(\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} - \mathbf{F}_{\text{opt}}) \mathbf{F}_{\text{BB}}^H] \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2 = \\ & \|\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} - \alpha(\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} - \mathbf{F}_{\text{opt}}) \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2 = \\ & \alpha^2 \text{Tr}[(\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}) \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H (\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}})^H] - \\ & 2\alpha \text{Tr}[(\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}})^H (\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}) \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{BB}}] + \\ & \text{Tr}[(\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}) (\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}})^H], \end{aligned} \quad (13)$$

式中， $\text{Tr}(\cdot)$ 为矩阵的迹。

观察式(13)可得， α 可设定为

$$\alpha = \frac{\text{Tr}[(\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}})^H (\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}) \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{BB}}]}{\text{Tr}[(\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}) \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H (\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}})^H]}. \quad (14)$$

由于 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 需要满足模值为 $1/\sqrt{N_t}$ 的限制，故 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 的表达式为

$$\mathbf{F}_{\text{RF}} = \angle \hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}} / \sqrt{N_t}, \quad (15)$$

式中， $\angle(\cdot)$ 为取相位。经上述分析即可获得 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 和 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ ，然后不断交替迭代直到满足误差终止条件。

为进一步加快算法的收敛速度，提升系统频谱效率，本文利用信道 SVD 算法优化该算法的初始值，即提取 $\mathbf{V}$ 矩阵前 N_{RF} 列的相位作为模拟预编码矩阵的初始值， $\mathbf{V}$ 为信道矩阵奇异值分解 ($\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H$) 后的右奇异矩阵 ($\mathbf{U}$ 、 $\mathbf{\Sigma}$ 分别为信道矩阵奇异值分解后的左奇异和对角矩阵)。因此，本文所提 GD-AltMin 混合预编码算法的具体步骤如下：

- 1、输入 $\mathbf{H}$ 、 N_{RF} 、 N_s 和误差值；
- 2、对信道矩阵进行 SVD: $[\mathbf{U}, \mathbf{\Sigma}, \mathbf{V}^H] = \text{svd}(\mathbf{H})$ ；
- 3、最优无约束预编码矩阵: $\mathbf{F}_{\text{opt}} = \mathbf{V}(1:N_s)$ ；
- 4、初始化 $\mathbf{F}_{\text{RF}} = \angle \mathbf{V}(1:N_{\text{RF}})$ ；
- 5、重复步骤 6 ~ 8，若触发终止条件，跳转到步

骤 9;

6、更新 $\mathbf{F}_{\text{BB}} = (\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}})^{-1} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{opt}}$;

7、根据式(12)(13) 更新 $\hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}} = \mathbf{F}_{\text{RF}} - \alpha \nabla_{\mathbf{F}_{\text{RF}}} f(\mathbf{F}_{\text{RF}})$;

8、 $\mathbf{F}_{\text{RF}} = \angle \hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}} / \sqrt{N_t}$, 返回步骤 5;

9、归一化数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}} = \frac{\sqrt{N_s}}{\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F} \mathbf{F}_{\text{BB}}$;

10、输出 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 和 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 。

3 仿真结果分析

为验证本文所提算法的有效性和正确性,本小节给出了不同混合预编码算法在相同结构下频谱效率的对比。仿真采用 S-V 信道模型,假设共有 5 个散射簇,单个簇信道内包括 10 个单散射体,即 $N_{\text{cl}} = 5$, $N_{\text{ray}} = 10$,每个簇信道内出发角和到达角的方位(仰)角均服从拉普拉斯分布。收发端采用 UPA。所得的结果均是经过 1 000 次独立信道仿真后的平均值。

图 2 所示为本文所提 GD-AltMin 算法和 PE-AltMin 算法的目标函数 $\|\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2$ 值随迭代次数 K 的变化曲线。在 $N_{\text{RF}} = N_s = 4$ 、收发端天线数分别为 $N_r = 36$ 和 $N_t = 144$ 的仿真条件下,由图可知,随着迭代次数 K 的增加,目标函数的值越来越小,在迭代次数为 30 时,两种算法就基本收敛,这证实了本文所提算法的可行性,而且本文所提算法的收敛值小于 PE-AltMin 算法,这表明本文所提算法比 PE-AltMin 算法更接近最优无约束预编码器。

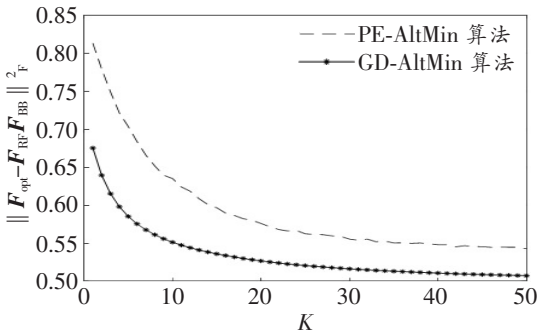


图 2 $N_{\text{RF}} = N_s = 4$ 、 $N_r = 36$ 和 $N_t = 144$ 时,目标函数 $\|\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2$ 随迭代次数 K 的变化曲线

图 3 所示为在天线数目 $N_t = 256$ 、 $N_r = 36$ 以及收发端射频链数和数据流数相等即 $N_{\text{RF}} = N_s = \{4, 8\}$ 情况下,本文所提 GD-AltMin 算法与 OMP^[8]、PE-AltMin^[9]、信道 SVD^[11] 以及最优无约束预编码算法的频谱效率随信噪比(Signal to Noise

Ratio, SNR)变化的曲线。由图可知,所有混合预编码算法的频谱效率均随 SNR 的增加而稳步增加,本文所提算法远优于经典的 OMP 算法,相比 PE-AltMin 和信道 SVD 算法更接近最优无约束预编码算法。此外, $N_{\text{RF}} = N_s = 4$ 时,本文所提算法的频谱效率只是略优于 PE-AltMin 和信道 SVD 算法,但随着数据流的增大,如 $N_{\text{RF}} = N_s = 8$ 时,PE-AltMin 和信道 SVD 算法与最优无约束预编码算法的差距变大,本文所提算法与最优无约束预编码算法之间的差距基本不变,可以看出数据流数的变化对本文算法的影响不大,相比于其他算法,数据流数较大时,本文所提算法的优势更加明显。

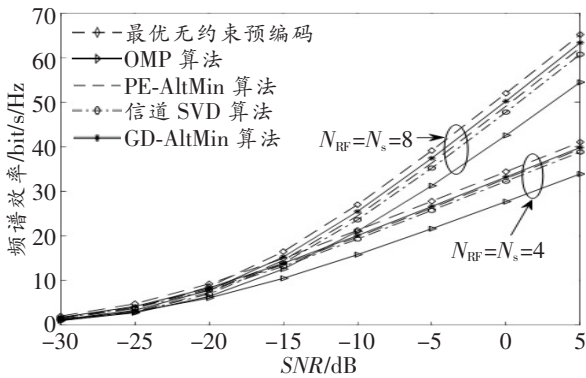


图 3 $N_t = 256$ 、 $N_r = 36$ 和 $N_{\text{RF}} = N_s = \{4, 8\}$ 时,频谱效率随 SNR 的变化曲线

图 4 所示为不同混合预编码算法的频谱效率随射频链数目变化的情况。由图可知,在数据流数 $N_s = 4$ 和 $\text{SNR} = 0$ 的条件下,射频链数的增加对信道 SVD 和 PE-AltMin 算法没有明显增益效果,而 GD-AltMin 和 OMP 算法随着射频链数的增加不断逼近最优无约束预编码算法的频谱效率,但 GD-AltMin 算法的频谱效率一直远优于 OMP 算法。此外,当 $N_{\text{RF}} \geq 2N_s$ 时,本文所提算法的频谱效率与最优无约束预编码算法之间只存在极小的差距。因

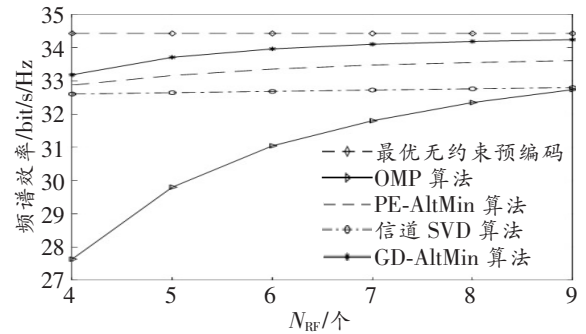


图 4 $N_s = 4$ 和 $\text{SNR} = 0$ 时,不同射频链数的频谱效率

此,本文所提算法更适合射频链数大于数据流数的实际情况。

图 5 所示为在 $N_{\text{RF}} = N_s = 8$ 的毫米波大规模 MIMO 系统中,各算法的频谱效率与发射端天线数目之间的关系。当收发端天线数分别为 $N_r = 36$ 和 $N_t = \{36, 64, 100, 144, 196, 256\}$ 时,得益于天线阵列增益的增加,所有算法的频谱效率均随着发射端天线数目的增加而提升,本文算法一直优于其他几种算法,最接近最优无约束预编码算法。当发射端天线数目较小时,几种算法的频谱效率相差不大,但随着天线数目的增加,本文所提算法与其他几种算法之间的频谱效率差距越来越大,这证实了本文所提算法的优越性。

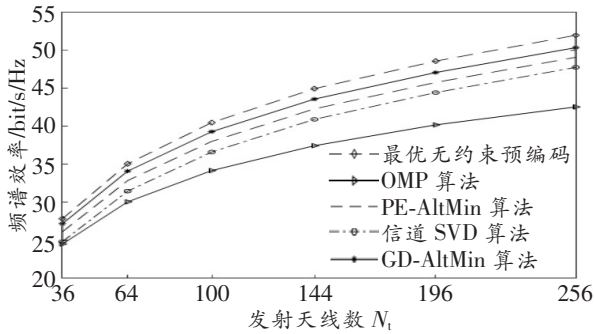


图 5 $N_{\text{RF}} = N_s = 8$ 和 $N_r = 36$ 时,发射端不同天线数目的频谱效率

上述仿真结果均是假设收发端已获得完美信道状态信息(Channel State Information, CSI),但在实际场景中往往不能获得完美的 CSI,因此图 6 研究了信道估计误差对这几种混合预编码算法的影响。根据文献[14],非完美 CSI 下的信道矩阵可表示为

$$\mathbf{H} = \xi \mathbf{H} + \sqrt{1 - \xi^2} \mathbf{E}, \quad (16)$$

式中: ξ 为信道估计的精准度,其取值范围为 $[0, 1]$; $\mathbf{E}$ 为误差矩阵,其元素服从 $CN(0, 1)$ 。以天线数

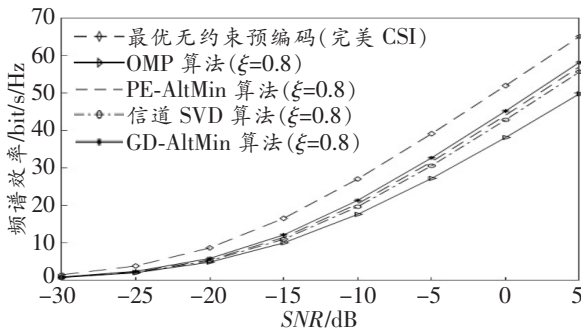


图 6 $N_t \times N_r = 256 \times 36$ 和 $N_{\text{RF}} = N_s = 8$ 时,非完美 CSI 下的频谱效率

$N_t \times N_r = 256 \times 36$ 和 $N_{\text{RF}} = N_s = 8$ 的毫米波大规模 MIMO 系统为例,对比图 3 可知,在非完美 CSI ($\xi = 0.8$) 场景中,各混合预编码算法的频谱效率都有所下降,但本文所提算法依然优于 PE-AltMin、信道 SVD 和 OMP 算法。

4 结束语

针对全连接结构下的毫米波大规模 MIMO 系统,本文在信道 SVD 算法的基础上,利用梯度下降法和最小二乘准则对模拟和数字预编码进行设计,并结合交替最小化原理,使所设计的混合预编码器不断接近最优无约束预编码器。仿真结果表明,本文所提算法相比于 PE-AltMin、信道 SVD 和 OMP 算法具有更优的频谱效率,当射频链数大于数据流数或数据流数较大时,这一优势比其他算法更明显。此外,本文所提算法在非完美 CSI 下也能取得不错的频谱效率。

参考文献:

- [1] 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, 2018, 20(2): 836–869.
- [2] Zhang D, Wang Y, Li X, et al. Hybridly Connected Structure for Hybrid Beamforming in mmWave Massive MIMO Systems[J]. IEEE Transaction on Communications, 2018, 66(2): 662–674.
- [3] 张钰, 赵雄文. 毫米波大规模 MIMO 系统中的预编码技术[J]. 中兴通讯技术, 2018, 24(3): 26–31.
- [4] Liu X, Li X, Deng Q, et al. Hybrid Precoding for Massive mmWave MIMO Systems[J]. IEEE Access, 2019, 7: 33577–33586.
- [5] Ding Q, Deng Y, Gao X, et al. Hybrid Precoding for mmWave Massive MIMO Systems with Different Antenna Arrays [J]. China Communications, 2019, 16(10): 45–55.
- [6] Buzzi S, Andrea C D, Foggi T, et al. Single-carrier Modulation Versus OFDM for Millimeter-wave Wireless MIMO [J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(3): 1335–1348.
- [7] Li N, Wei Z, Yang H, et al. Hybrid Precoding for mm-Wave Massive MIMO Systems with Partially Connected Structure [J]. IEEE Access, 2017, 5: 15142–15151.
- [8] Ayach O E, Rajagopal S, Abu-Surra S, et al. Spatially Sparse Precoding in Millimeter Wave MIMO Sys-

tems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(3):1499—1513.

[9] 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.

[10] Rohatgi A, Rawat M. Modified Low Complexity Precoding Algorithm for Millimeter Wave MIMO Systems [C]//2018 Second International Conference on Intelligent Computing and Control Systems (ICICCS). Madurai, India: IEEE, 2018;8662941.

[11] 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.

[12] Cui M, Zou W. Low Complexity Joint Hybrid Precoding for Millimeter Wave MIMO Systems[J]. China Communications, 2019, 16(2):49—58.

[13] Huang W, Si Q, Jin M. Alternating Optimization based Low Complexity Hybrid Precoding in Millimeter Wave MIMO Systems[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(3):635—638.

[14] Wang Y, Zou W. Hybrid Digital and Analog Precoding Algorithm for Millimeter Wave MIMO Systems[C]//2019 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshop (WCNCW). Marrakech, Morocco: IEEE, 2019;8902849.

(上接第 62 页)

[2] Fujiwara N, Jiang M, Takaki T, et al. Super-Telephoto Drone Tracking Using HFR-Video-Based Vibration Source Localization[C]//2019 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics (ROBIO). Dali, China: IEEE, 2019;2239—2244.

[3] Xu Z, Cui Y, Jie X, et al. Low-cost W Band Sub-harmonic Mixer Using Quasi-MMIC Technology [C]//2015 IEEE International Wireless Symposium (IWS 2015). Shenzhen, China: IEEE, 2015;1—4.

[4] David M, Claudio J, Diego G, et al. A Compact Sideband Separating Downconverter with Excellent Return Loss and Good Conversion Gain for the W Band [J]. IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2019 (9):572—580.

[5] Schneider M, Snell W. Harmonically Pumped Strip Line Down-Converter [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 1975, 23(3):271—275.

[6] Bartur M. Schottky Diode: US, US5135878 A [P]. 1992-08-04.

[7] 王惠功. 非线性微波毫米波电路分析与设计[M]. 北京: 北京邮电学院出版社, 1991.

[8] 赵世巍. LMDS 上变频放大及接收组件的研制[D]. 成都: 电子科技大学, 2003.

[9] 窦江玲. 短毫米波宽带倍频与谐波混频技术研究[D]. 南京: 东南大学, 2018.

[10] Sobis, P, Stake, Emrich A, et al. Towards a THz Sideband Separating Subharmonic Schottky Mixer [C]//19th International Symposium on Space Terahertz Technology. Groningen, Netherlands: ISSTT, 2008; 519.

[11] Yao C, Zhou M, Luo Y, et al. Millimeter-Wave Fixed-Tuned Sub-harmonic Mixers with Planar Schottky Diodes[J]. Journal of Semiconductors, 2012, 33(11):95—99.

[12] Tang A Y. Modelling of Terahertz Planar Schottky Diodes [D]. Gothenburg, Sweden: Chalmers University of Technology Goteborg, 2011.

[13] Maestrini A, Thomas B, Hui W, et al. Schottky Diode-based Terahertz Frequency Multipliers and Mixers [J]. Comptes Rendus Physique, 2010, 11(7—8): 480—495.

[14] 胡海帆, 赵自然, 马旭明, 等. GaAs 肖特基二极管的 250 GHz 二次谐波混频器研究 [J]. 红外与激光工程, 2019, 48(7):1—6.

[15] 纪东峰. 太赫兹关键技术及其辐射计应用[D]. 成都: 电子科技大学, 2020.

[16] 侯健宏. 微波毫米波混频技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2019.

[17] 向博, 窦文斌, 何敏敏. 三毫米波段二次谐波混频器 [J]. 红外与毫米波, 2011, 30(4): 343—346, 349.